

УДК 621.396.6; 621.391.827
УКПП
№ держреєстрації 0117U002525
Інв.

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки
(ХНУРЕ)
61166, м. Харків, пр. Науки, 14
тел. (057) 702 13 97

ЗАТВЕРДЖУЮ
Проректор з наукової роботи ХНУРЕ
_____ М.В. Неофітний
«____» _____ 2019 р.

ЗВІТ
ПРО НАУКОВО-ДОСЛІДНУ РОБОТУ
«КОНЦЕПЦІЯ РОЗВИТКУ РЕЗОНАНСНОЇ КОМПРЕСІЇ ІМПУЛЬСІВ
ТА ІНСТРУМЕНТАРІЙ ДЛЯ ОТРИМАННЯ ПОТУЖНИХ НАДКОРОТКИХ
МІКРОХВИЛЬОВИХ ІМПУЛЬСІВ В X , K_U ТА МІЛІМЕТРОВОМУ
ДІАПАЗОНАХ»
(заключний)

Науковий керівник НДР
д.ф-м.н, проф.

_____ Г.І. Чурюмов

2019

Результати цієї роботи розглянуто Науково-техничною радою ХНУРЕ,
протокол від 12 грудня 2019 р. № 11

СПИСОК АВТОРІВ

Керівник НДР, докт. фіз.-мат. наук, професор	Г.І. Чурюмов (вступ, розділи 1 – 5, виводи)
Відповідальний виконавець, канд. фіз.-мат. наук, доцент	Т.І. Фролова (реферат, розділ 5, підрозділ 5.2.3, висновки)
Виконавці: докт. фіз.-мат. наук, професор	Є.М. Одаренко (розділ 3)
канд. техн. наук, старший науковий співробітник	В.П. Герасимов (розділи 3 та 4)
канд. фіз.-мат. наук, старший науковий співробітник	А.І. Екезлі (розділ 5, підрозділ 5.2.2)
молодший науковий співробітник	І.І. Тинянка (розділ 5, підрозділ 5.2.3 та 5.2.4)
інженер 1-ої категорії	В.П. Іванцов (розділ 4 та 5, підрозділ 5.2.1)

В виконанні НДР прийняли також участь м.н.с. О.Б. Ісаєва, аспіранти Сашкова Я.В., Терещенко В.В. та Жила (Курижева) О.В., а також студенти Єфремова А.В. та Івасішина К.С.

РЕФЕРАТ

Звіт о НДР: 134 с., 8 табл., 64 рис., 198 джерел

ЕЛЕКТРОМАГНІТНЕ ВИПРОМІНЮВАННЯ, ЖИВУЧІСТЬ, ГЕНЕРАТОР
ІМПУЛЬСНОЇ НАПРУГИ, МАГНЕТРОН, РЕЗОНАНСНИЙ НВЧ
КОМПРЕСОР, ЕЛЕКТРОМАГНІТНА ЗБРОЯ, ФУНКЦІОНАЛЬНЕ
УРАЖЕННЯ, ЕЛЕКТРОННА КОМПОНЕНТНА БАЗА

Предмет дослідження – фізичні процеси взаємодії електромагнітного поля з активним середовищем (електронний потік), а також інструментарій (вимірювально-випробувальні лабораторні устатковини) для експериментального дослідження особливостей взаємодії та впливу електромагнітного поля на властивості та параметри радіоелектронних об'єктів з точки зору подальшого функціонування.

Об'єкт дослідження – фізичні та математичні моделі взаємодії мікрохвильового електромагнітного випромінювання наносекундної тривалості з радіоелектронними об'єктами (електронною компонентною базою).

Метою даної НДР є подальший розвиток теорії взаємодії надкороткого електромагнітного поля наносекундної тривалості з радіоелектронними об'єктами для отримання нових знань та їх застосування в галузі радарних технологій та засобах електромагнітного впливу на електронні системи різного призначення. Практична (експериментальна) частина роботи полягає в розробці технічних засобів (інструментарію) та метрологічного забезпечення для створення вимірювально-випробувальних лабораторних устатковин резонансної НВЧ компресії з регульованою тривалістю імпульсів в діапазоні від одиниць (десятків) мікросекунд до одиниць (десятків) наносекунд (генераторних НВЧ модулів) на основі магнетронів з двома виводами енергії, які працюють в X , K_U та міліметровому діапазонах, та резонансних компресорів НВЧ імпульсів.

Методи дослідження – математичне моделювання процесу розповсюдження електромагнітного випромінювання в періодично-

неоднорідному середовищі, експериментальне дослідження впливу потужного електромагнітного поля на напівпровідникові прилади та їх функціональні елементи (кристали), обробка результатів та їх аналіз.

Здійснена постановка задачі математичного моделювання на основі самоузгодженої системи рівнянь електродинаміки та теплопровідності, що моделюють процес дії потужного електромагнітного поля на напівпровідникові елементи радіотехнічних систем (РТС) з урахуванням їх топології. Розглядаються особливості та специфіка теплового ефекту впливу. На основі проведеного аналізу розроблено експериментальну устатковину для випробувань впливу електромагнітного поля на напівпровідникові елементи інформаційно-комутаційних систем (наприкладі безпілотних апаратів (БА), що літають – дронів).

Визначено методи стиснення (компресії) імпульсів НВЧ електромагнітного поля для отримання надкоротких імпульсів та з високою піковою потужністю.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1 СУЧАСНИЙ СТАН ПРОБЛЕМИ ДІЇ ПОТУЖНИХ НАДКОРОТКИХ ІМПУЛЬСІВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ НА ЕЛЕКТРОННУ ЕЛЕМЕНТНУ БАЗУ	10
2 МЕТОДИ ОТРИМАННЯ НАДКОРОТКИХ ТА ПОТУЖНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ІМПУЛЬСІВ.....	16
2.1 Загальні питання формування імпульсів	16
2.2 Вибір схеми побудови НВЧ компресора	20
2.3 Особливості роботи НВЧ-компресора.....	26
3 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСУ РОЗПОВСЮДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ В ПЕРІОДИЧНО-НЕОДНОРІДНОМУ СЕРЕДОВИЩЕ	28
3.1 Постановка задачі	28
3.2 Механізми росту щільності випромінювання	29
4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНА УСТАТКОВИНА ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕПЛОВОГО ВПЛИВУ ПОТУЖНОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ НА ЕЛЕКТРОННУ ЕЛЕМЕНТНУ БАЗУ	31
4.1 Загальні питання	31
4.2 Фізична модель взаємодії електромагнітного поля з мікроструктурними елементами	32
4.3 Електротеплова математична модель діелектричних структур	35
4.3.1 Постановка задачі.....	35
4.3.2 Опис математичної моделі.....	37
4.3.3 Аналіз результатів моделювання та експерименту	44
4.4 Функціональна схема устатковини	55
4.5 Основні елементи устатковини та їх призначення і характеристики	55

	6
4.6 Опис роботи устатковини.....	56
4.7 Вибір елементів для випробувань дії потужного ЕМВ.....	57
5 ПОБУДОВА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЇ УСТАТКОВИНИ ДЛЯ НВЧ КОМПРЕСІЇ.....	66
5.1 Фізика процесу резонансної НВЧ компресії	66
5.1.1 Загальні питання	66
5.1.2 Опис НВЧ компресора на основі Р-І-Н діодного комутатора.....	67
5.1.3 Загальна функціональна схема устатковини.....	72
5.2 Основні елементи СВЧ устатковини та їх призначення і характеристики	76
5.2.1 Загальна інформація	76
5.2.2 Надширокосмугова антена та її характеристики	77
5.2.2.1 Аналіз проблеми	77
5.2.2.2 Методика моделювання	78
5.2.2.3 Аналіз результатів моделювання	81
5.2.3 Блок живлення та система керування.....	87
5.2.3.1 Постановка задачі	88
5.2.3.2 Опис пристрою	89
5.2.4 Магнетрони Х та K_U діапазонів з двома виводами енергії	97
5.3 Концепція НВЧ імпульсного компресора.....	99
5.4 Опис окремих експериментальних деталей.....	103
5.5 Вимірювання малої потужності	104
5.6 Коефіцієнт посилення резонатора.....	107
ВИСНОВКИ	109
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ	116

ВСТУП

Проблеми впливу потужного НВЧ електромагнітного поля (як безперервного, так і імпульсного) на об'єкти як живої, так і неживої природи виникла у світі після проведення перших випробувань ядерної зброї. К дослідженням дій потужного НВЧ поля в широкому частотному діапазоні були причетні в різні роки Нобелівські лауреати Енріко Фермі та акад. П.Л. Капіца [1]. Значний вклад в розвиток теорії (нестационарна електродинаміка) та практики, в тому числі вирішення метрологічних питань виміру параметрів потужних коротких (надкоротких) НВЧ імпульсів були зроблені Dr. С.Е. Ваум [2]. Подальша систематизація знань в цій області і основні віхи її розвитку до наших днів детально були сформульовані в роботі [3].

Останнім часом проблема захисту функціонування електронної компонентної бази в умовах зовнішнього електромагнітного впливу виникла знову в зв'язку з активізацією розробки елементів електромагнітної зброї [4]. Одночасно, значно підвищився інтерес до проблеми живучості елементної бази та її захисту від зовнішнього впливу [5]. Таким чином, актуальність науково-дослідної роботи не викликає сумнівів.

Наряду с традиційними способами боротьби з радіоелектронними засобами (РЕЗ) шляхом їх вогневого враження и радіоелектронного подавлення останнім часом отримав розвиток новий науковий напрямок, який пов'язано з дією потужного електромагнітного випромінювання (~ 1 ГВт) для виведення зі строю чутливих до дії електромагнітного поля радіоелементів. Даний напрямок отримав назву функціональне враження (або подавлення) та має відношення до створення устатковин на нових фізичних принципах для формування потужних імпульсів НВЧ-випромінювання.

Серед задач, які відповідають сучасним тенденціям розвитку напрямку, пов'язанного з дією потужних коротких (надкоротких) НВЧ імпульсів слід відзначити укорочення довжини хвилі, розширення смуги частот та підвищення потужності НВЧ випромінювання [6]. В сукупності це підвищує

ефективність враження при проходженні НВЧ імпульсів через вхідні тракти РЕЗ. Вирішення указаних задач і, особливо, все що пов'язано з підвищення потужності НВЧ випромінювання (як середньої, так і пікової) дозволить суттєво посилити ефективність застосування дії електромагнітного поля на більш великі відстані. Але при цьому слід мати на увазі, що розповсюдження електромагнітної хвилі супроводжується її розфокусуванням та погіршенням енергетичних параметрів. Це є суттєвий недолік, який повинен бути усуненим за рахунок подальшого підвищення пікової потужності електромагнітного НВЧ випромінювання та/або реалізації процесу самофокусування енергії електромагнітної хвилі (променя). Саме з проведенням досліджень самофокусування електромагнітного променя та особистостям його дифракції на самому об'єкті і буде пов'язана наступна науково-дослідна робота, в котрій буде використаний підхід, який автори запропонували в роботі [7].

Нажаль, зараз в Україні відсутні цілеспрямовані комплексні наукові дослідження, які всебічно вивчали би усі сторони проблеми як впливу (електромагнітна зброя), так і захисту (забезпечення живучості) РЕЗ від негативної дії потужного зовнішнього штучного НВЧ випромінювання. Тому проведення наступного дослідження окрім того, що відповідає сучасним тенденціям розвитку оборонних технологій в країнах світу з розвиненими технологіями, також буде сприяти розвитку подібних технологій в Україні.

Метою даної НДР є подальший розвиток теорії взаємодії надкороткого електромагнітного поля наносекундної тривалості з радіоелектронними об'єктами для отримання нових знань та їх застосування в галузі радарних технологій та засобах електромагнітного впливу на електронні системи різного призначення. Практична (експериментальна) частина роботи полягає в розробці технічних засобів (інструментарію) та метрологічного забезпечення для створення вимірювально-випробувальних лабораторних устатковин резонансної НВЧ компресії з регульованою тривалістю імпульсів в діапазоні від одиниць (десятків) мікросекунд до одиниць (десятків) наносекунд (генераторних НВЧ модулів) на основі магнетронів з двома виводами енергії,

які працюють в X , K_U та міліметровому діапазонах, та резонансних компресорів НВЧ імпульсів.

Дія потужного електромагнітного поля викликає значні зміни в роботі РТС, особливо, напівпровідникових приладів, мікросхемах та мікроструктурних елементах, що входять до їх складу. Тому встановлення фізичних закономірностей процесів, що відбуваються у мікроструктурних елементах кристалів сучасних мікросхем великого рівня інтеграції під час їх роботи в напружених струмових та теплових режимах, викликаних дією потужного електромагнітного поля, також викликає значний науковий та практичний інтерес.

Слід зауважити, що значний вклад в результати, які були отримані в даній НДР, було розглянуто в обзорі «СВЧ-электроника больших мощностей: современное состояние, перспективы развития и особенности применения», який було надруковано в журналі «Прикладна радіоелектроніка» № 4 в 2016 році. Зроблений огляд основних світових публікацій, які були наведені в даному обзорі, можна розглядати як аналітичний огляд літератури для даної НДР, який підтверджує актуальність застосування потужного електромагнітного поля для функціонального подавлення електронної елементної бази.

Результати проведених досліджень підтвердили основні висновки даної публікації і можуть бути на концептуальному рівні запроваджені на практиці.

1 СУЧАСНИЙ СТАН ПРОБЛЕМИ ДІЇ ПОТУЖНИХ НАДКОРОТКИХ ІМПУЛЬСІВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ НА ЕЛЕКТРОННУ ЕЛЕМЕНТНУ БАЗУ

Більш ніж 60-річна практика інтегрування потужного ЕМВ НВЧ в різні енергоємні технологічні процеси показала ефективність застосування НВЧ-енергії як в режимі безперервної її генерації, так і в разі використання НВЧ-випромінювання мікросекундної і наносекундної тривалості. В останньому випадку мова йде про імпульсної потужності НВЧ-випромінювання, значення якої визначається за формулою [див., напр., 9]:

$$P_{\text{imp}} = \xi \cdot \frac{P_{\text{ave}}}{\tau_{\text{imp}} \cdot f_{\text{imp}}}, \quad (1.1)$$

де P_{ave} – середня потужність НВЧ-випромінювання, Вт;

τ_{imp} – тривалість обвідної СВЧ-імпульсу, яка виміряна на рівні 0,5 максимального значення сигналу, с;

$f_{\text{imp}} = 1/T_p$ – частота повторення імпульсів (число імпульсів в секунду), Гц;

ξ – постійний коефіцієнт, що враховує форму електромагнітного НВЧ-імпульсу.

Необхідно відзначити, що коефіцієнт характеризує відмінність форми обвідної НВЧ імпульсу від його ідеальною прямокутної форми, що частково пов'язано з не ідеальністю моделюючого імпульсу прискорювальної напруги $U_a(t)$, що подається на прилад, а також складними перехідними і нелінійними процесами виведення енергії в навантаження.

Особливості імпульсного режиму роботи НВЧ-приладів полягають у їх більш високій піковій потужності, значення якої формується в короткий часовий інтервал і отримання якої недосяжно за допомогою сучасних

технологій генерування безперервних НВЧ-коливань. Ефективність застосування потужних НВЧ-імпульсів для технологічних цілей залежить від електрофізичних параметрів середовищ і матеріалів, що поглинають НВЧ енергію, а також від тривалості та форми імпульсів, частоти їх повторення [1, 10-13].

Перспектива розвитку потужної вакуумної НВЧ-електроніки пов'язана зі створенням потужних і надпотужних НВЧ-приладів, в тому числі довгоанодних магнетронів, багатопроменевих клістронів, багаторежимних бортових ЛБХ, гіроприладів, лінійних прискорювачів електронів і багатьох інших [14-40]. Дані прилади працюють в широкому частотному діапазоні – від дециметрового до міліметрового і забезпечують потужність генерації десятків і сотень кВт в безперервному та десятки ГВт в імпульсному режимах роботи. Розширюється область практичного застосування потужних і надпотужних НВЧ приладів, яка включає в себе не тільки традиційні питання СВЧ нагріву об'єктів, матеріалів і середовищ, а й спеціальні питання, що відносяться до оборонної сфери, в тому числі різні питання радіолокації систем протиракетної і протиповітряної оборони, радіоборотби і протидії, зв'язку, функціонального ураження електронної компонентної бази тощо. Цьому сприяє прагнення до створення якісно нових і більш ефективних систем озброєння, а саме високоточної і електромагнітної зброї (ЕМЗ) для ураження радіоелектронних засобів противника [41-54]. Це відповідає сучасним тенденціям розвитку потужних вакуумних приладів НВЧ, які пов'язані з традиційними для НВЧ-електроніки великих потужностей завданнями – укороченням довжини хвилі, розширенням смуги частот, що підсилюються, і підвищенням потужності НВЧ-випромінювання [15, 16, 24, 55]. Особливо, це стосується міліметрового діапазону і розробки методів отримання некоординатної інформації, зокрема, для технічної реалізації завдань розпізнавання образів на великих відстанях, отримання радіопортретів різних об'єктів і створення систем радіобачення (високоточна зброя) [14, 56-60].

З іншого боку, скорочення довжини хвилі і підвищення потужності ЕМІ підсилює можливості і ефективність застосування його на великих відстанях. В даному випадку мається на увазі застосування систем радіоелектронного придушення (РЕП) і радіопротидії (РПД) як елементів ЕМЗ, в тому числі і ЕМЗ на нових фізичних принципах [47]. У цьому випадку серед основних завдань застосування ЕМЗ можна розглядати функціональне ураження напівпровідникової елементної бази в існуючих бортових і стаціонарних системах озброєння, в тому числі носіях високоточної зброї, а також порушення роботи систем управління і зв'язку шляхом постановки прицільних за частотою перешкод, що порушують нормальну роботу існуючих вузькосмугових систем [48, 61-64].

Для оцінки рівня середньої НВЧ-потужності, що генерується НВЧ приладом, скористаємося виразом

$$P_{ave} = \eta \cdot P_{sour}, \quad (1.2)$$

де $P_{sour} = I_a \cdot U_a$ – потужність, що підводиться до приладу від джерела постійної напруги, Вт;

U_a – напруга, що подається на прилад, В;

I_a – середнє значення струму в навантаженні джерела живлення, А;

$\eta = \eta_e \cdot \eta_{res}$ – повний ККД приладу, значення якого для різних типів НВЧ-приладів відрізняється і лежить в діапазоні значень від 0,05-0,1 для приладів мм діапазону до 0,6 - 0,7 і більше для приладів см і дм діапазонів;

η_e – електронний ККД приладу, що визначає ефективність перетворення енергії, яка запасена в електронному потоці, в енергію НВЧ-випромінювання;

$$\eta_{res} = \frac{Q_{load}}{Q_{out}} = \frac{Q_0}{Q_0 + Q_{out}} - \text{контурний ККД НВЧ-генератора};$$

Q_0 , Q_{load} и Q_{out} – власна, навантажена і зовнішня добротності коливальної системи НВЧ-генератора.

Як видно з (1.2), збільшення НВЧ-потужності можливо досягти за рахунок зростання потужності джерела живлення. У разі, коли імпульсна потужність досягає рівня одиниць і десятків МВт, а напруга U_a , що прискорює та визначає швидкість руху електронів в пучку v_e , досягає значень, що перевищують 50-60 кВ, починають проявлятися релятивістські ефекти і релятивістський фактор (фактор Лоренца) дорівнює

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 - (v_e^2/c^2)}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \beta_e^2}} \rightarrow \infty, \quad (1.3)$$

де $\beta_e = \frac{v_e}{c}$ – безрозмірна швидкість електрона; c – швидкість світла.

Умова (1.3) є характерною для релятивістських НВЧ-приладів, особливістю яких є формування електронних потоків з енергією декілька мегаелектронвольт і струмами в десятки (сотні) кілоампер в імпульсі з тривалістю одиниць наносекунд і сотень пікосекунд [17, 18]. Як результат перетворення енергії, запасеної в електронному пучку, в НВЧ-енергію – вдалося отримати імпульсну потужність НВЧ-випромінювання, що перевищує десятків $ГВт$, використовуючи для цього релятивістські аналоги класичних магнетронів, клістронів, ЛЗХ типу О тощо, а також такі потужноструміві нетрадиційні релятивістські НВЧ-пристрої як гіротрон, віркатор і магнітоізований лінійний осцилятор (МІЛО).

Для забезпечення високої ефективності впливу електромагнітного НВЧ-випромінювання на елементи входних трактів радіоелектронних систем (РЕС) з урахуванням малого часу їх спрацьовування (порядку десятків наносекунд) і можливого застосування елементів їх захисту від дії вражаючих факторів (електромагнітного імпульсу) слід намагатися використовувати короткий (одиниці наносекунд) НВЧ-імпульс з високою піковою потужністю (десятки і сотні $кВт$) з частотою заповнення імпульсу, що відповідає короткохвильовій частині міліметрового діапазону. Все це дає підстави вважати за необхідне

розвиток електромагнітних НВЧ-технологій в напрямку їх просування в короткохвильову область довжин хвиль і, зокрема, в міліметровий і, далі – в терагерцовий діапазони [65], забезпечуючи при цьому зростання вихідної потужності і частоти НВЧ-випромінювання.

Розглядаючи досягнення НВЧ-енергетики ми все частіше повертаємо себе до думки про можливі негативні (злочинні) наслідки впливу потужного НВЧ-випромінювання різної інтенсивності і частоти на оточуючий нас світ в повному його різноманітті [64, 66-69].

На рис. 1.1 наведено напрямки дії електромагнітного поля на об'єкти живої природи (біологічні об'єкти) та технічні засоби.

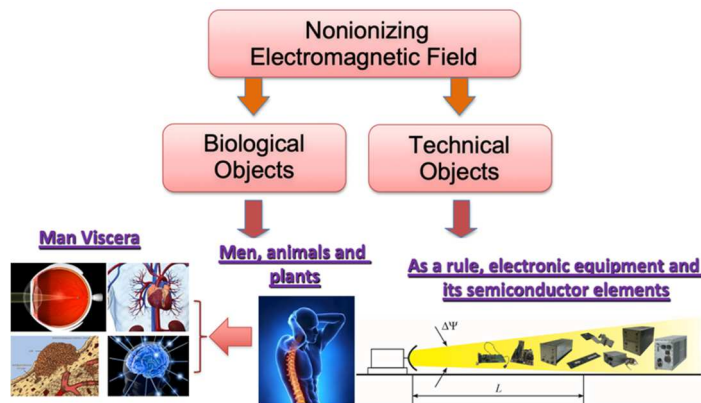


Рисунок 1.1 – Можливі об'єкти дії електромагнітного поля

В подальшому будемо розглядати лише дію потужного електромагнітного поля на технічні об'єкти. Актуальність таких досліджень пов'язана з можливими навмисними спробами кримінальних елементів, в тому числі терористів, до дій, що порушують роботу, а в деяких випадках призводять до виведення з ладу функціональних електронних ланцюгів радіоелектронних і комунікаційних систем державних (урядові системи і мережі зв'язку, системи життєзабезпечення, аеропорти, метро, вокзали тощо) і комерційних (Інтернет, банки і офіси великих фірм) об'єктів [61-63]. Тому важливими стають також: аналіз існуючих або можливих електромагнітних

загроз, а також пошук шляхів і створення концепції побудови захисту функціональних елементів радіоелектронної апаратури та елементної бази від впливу потужного НВЧ-випромінювання як на програмному (software), так і на апаратному (hardware) рівнях. В цьому плані позитивним моментом є прийняття єдиних стандартів в області електромагнітної сумісності (Electromagnetic Compatibility (EMC)) і електромагнітних явищ високих рівнів потужності (High-Power Electromagnetic (HPEM)) [71-75]. Це дозволило об'єднати зусилля вчених і розробників в боротьбі з негативними проявами практичного застосування ЕМЗ, а також в розробці технічних засобів протидії [див., напр., 76-79] і можливих засобів захисту. В першу чергу, це може бути пов'язано з розвитком елементної бази вакуумної мікроелектроніки [15, 80, 81].

Для вирішення всіх перелічених вище питань зупинимося більш детально на деяких аспектах і особливостях застосування НВЧ-електроніки великих потужностей, включаючи питання генерації НВЧ-коливань великих і надвеликих рівнів потужності, підвищення ефективності застосування потужного ЕМВ в боротьбі з тероризмом і в оборонній сфері, зокрема, в РТС для функціонального придушення (ураження) напівпровідникової елементної бази (наприклад, пробою *p-n* переходів напівпровідникових приладів або термічного руйнування провідникових і сполучних мікроструктурних елементів інтегральних мікросхем [82-88]) [41-46].

Таким чином з метою систематизації накопиченого досвіду розвитку НВЧ-електроніки великих і надвеликих потужностей проведемо аналіз існуючих способів генерації НВЧ-енергії, а також покажемо перспективні напрямки її застосування в боротьбі з тероризмом і вдосконаленні систем озброєння, в тому числі ЕМЗ на нових фізичних принципах для функціонального придушення (ураження) напівпровідникової елементної бази, в тому числі і можливих способів її захисту від потужного ЕМВ (підвищення живучості).

2 МЕТОДИ ОТРИМАННЯ НАДКОРОТКИХ ТА ПОТУЖНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ІМПУЛЬСІВ

2.1 Загальні питання формування імпульсів

Перш ніж перейти до поставлених в роботі завдань, зупинимося і розглянемо існуючі підходи до генерації та формування потужного ЕМВ. Щоб здійснити класифікацію різних видів і форм подання ЕМВ, а також мати можливість проводити їх порівняння між собою, уявімо різні види імпульсів у вигляді математичних моделей детермінованих сигналів.

На рис. 2.1 показані можливі варіанти форм подання імпульсів як результат роботи технологічних устатковин для НВЧ-нагрівання матеріалів і середовищ, а також РЛС або РТЗ, призначених для функціонального ураження напівпровідникової елементної бази. Як видно, робота систем можлива як в безперервному (квазінеперервному), так і в імпульсному режимі.

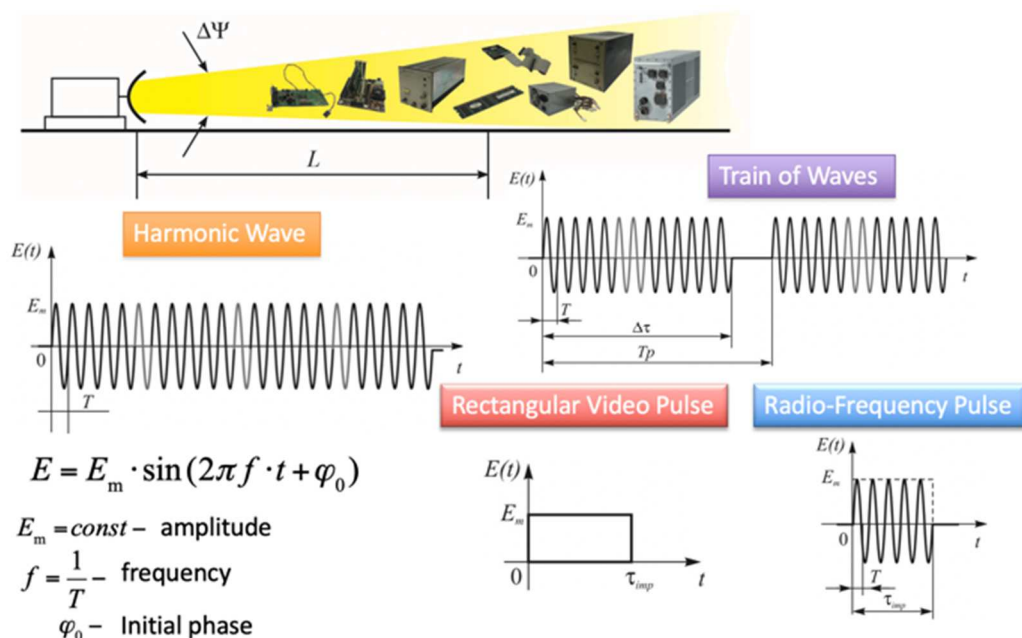


Рисунок 2.1 – Осцилограми та варіанти електромагнітних сигналів (ідеальний безперервний і імпульсні сигнали)

Для напруженості електромагнітного поля безперервного сигналу в наближенні плоскої хвилі можна записати

$$E = E_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t + \varphi_0), \quad (2.1)$$

де $E_m = \text{const}$ – максимальна амплітуда НВЧ-випромінювання;

$f = \frac{1}{T}$ – частота НВЧ-випромінювання;

φ_0 – початкова фаза сигналу [89].

Таке уявлення безперервного НВЧ-випромінювання можна розглядати як ідеалізовану його форму, тому що на практиці будь-яке безперервне коливання існує в межах кінцевого інтервалу часу ΔT і може розглядатися як квазінеперервний сигнал з малою шпаруватістю, тобто

$$\frac{T_p}{\tau_{\text{imp}}} \sim 1, \quad (2.2)$$

де T_p – період проходження імпульсів ЕМІ;

τ_{imp} – тривалість імпульсу (рис. 2.1, а).

На практиці більш поширеною формою подання ЕМІ є імпульсна форма його реалізації, коли ЕМІ існують в межах короткого інтервалу періоду проходження імпульсів, тобто в цьому випадку шпаруватість дорівнює $\frac{T_p}{\tau_{\text{imp}}} \gg 1$. Математична модель такого сигналу (див., напр., рис. 2.1, б), що

визначається як радіоімпульс, може бути представлена у вигляді

$$E(t) = E_m(t) \cdot \sin(2\pi f \cdot t + \varphi_0). \quad (2.2)$$

Як видно, в виразі (2.2) перший співмножник $E_m(t)$ розглядається як обвідна радіоімпульсу $E(t)$ і визначається як відеоімпульс, а другий співмножник є його заповненням, тобто несучу (вихрову) складову НВЧ-випромінювання. Необхідно відзначити, що основна відмінність між відеоімпульсом і радіоімпульсом полягає в різній фізичній природі формування цих основних видів імпульсів. В основі механізму формування відеоімпульсів $E_m(t)$ лежить електрична природа їх утворення, що виражається в поділі і накопиченні електричного заряду в області існування електростатичного поля. При цьому робота, що здійснюється, з подолання сил електростатичного відштовхування зарядів переходить в енергію електричного поля, щільність якої є функцією часу і визначається як

$$\varpi(t) = \frac{dW}{dV} = \frac{\varepsilon \cdot e_m(t)^2}{8\pi}, \quad (2.3)$$

де $e_m(t)$ – напруженість електростатичного поля;

ε – абсолютна діелектрична проникність середовища в області розподілу електростатичного поля.

При досягненні критичної напруженості електростатичного поля, коли $e_m(t) > E_{\max}$, відбувається пробій в вигляді іскрового розряду. В результаті формується відеоімпульс $E_m(t)$. При цьому аналітичний вираз для $E_m(t)$ з метою спрощення можна представити у вигляді математичної моделі прямокутного неперіодичного імпульсу тривалістю τ_{imp} (рис. 2.1, в)

$$E_m(t) = \begin{cases} E_m & \text{при } 0 \leq t \leq \tau_{\text{imp}} \\ 0 & \text{при } t < 0 \text{ и } t > \tau_{\text{imp}} \end{cases}. \quad (2.4)$$

Щільність енергії не періодичного (одиначного) відеосигналу, що визначається з вираження (2.3), розподілена по частотному діапазону відповідно до його спектральної функцією

$$\bar{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} E_m(t) \cdot e^{-j\omega t} dt . \quad (2.5)$$

Використовуючи вираз (2.5) можна визначити спектральний розподіл енергії одиначного імпульсу, скориставшись теоремою Релея

$$\int_{-\infty}^{+\infty} E_m^2(t) dt = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{+\infty} |\bar{S}(\omega)|^2 d\omega .. \quad (2.6)$$

Як показано в [90], ліва частина цього виразу пропорційна енергії імпульсу, яка виділяється в навантаженні як результат його дії. Звідси повна енергія імпульсу дорівнює площі, обмеженої кривою функції квадрата модуля спектральної щільності, тобто

$$W \sim \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{+\infty} |\bar{S}(\omega)|^2 d\omega . \quad (2.7)$$

Як видно з (2.7), важливо встановити кінцеву ширину спектра одиначного імпульсу Δf , в якій зосереджена основна частина його повної енергії W . Аналіз розподілу спектральної щільності $\bar{S}(\omega)$ показує [90], що переважна частина енергії сигналу (більше 90%) зосереджена в смузі частот $\Delta\omega = \frac{2\pi}{\tau_{\text{imp}}}$.

Звідси видно, що ширина частотного спектра Δf залежить від тривалості відеоімпульса τ_{imp} . Дані величини для випадку застосування простих сигналів

пов'язані між собою в першому наближенні умовою, яке називається базою сигналу і дорівнює

$$\Delta f \cdot \tau_{\text{imp}} \approx 1 . \quad (2.8)$$

Для складних сигналів добуток ширини спектра Δf на тривалість τ_{imp} — набагато більше одиниці. До числа таких сигналів можна віднести лінійно-частотно-модульовані, дискретно-кодовані, шумоподібні сигнали тощо [91, 92]. Дані сигнали знайшли широке застосування в різних інформаційних і вимірювальних радіосистемах. В сучасній потужній НВЧ-енергетиці широкого поширення набули прості сигнали з базою, близькою до одиниці.

2.2 Вибір схеми побудови НВЧ компресора

Одним з можливих шляхів значного (більш, ніж на порядок) збільшення (примноження) імпульсної потужності НВЧ-коливань (окрім її безпосередньої генерації релятивістським електронним пучком) є зменшення тривалості НВЧ-імпульсу за рахунок його «стиснення» в часі [55, 93-103]. Актуальність такого підходу пояснюється зростанням останнім часом зацікавленості до генерації коротких і надкоротких НВЧ-імпульсів з високою піковою потужністю (сотні мегават і більше), тривалістю до 1 нс і менше, а також великою частотою слідування (сотні герц) [13, 14, 104-108]. В першу чергу, це стало затребуваним в різних країнах світу (в першу чергу, США, РФ, Сполученому Королівстві, КНР тощо [50]) не тільки для проведення виключно наукових досліджень (наприклад, в прискорювальних лабораторіях для застосування в лінійних колайдерах [109-110]), але також для вирішення різних задач, що мають відношення до оборонних технологій (розробка ЕМЗ [49-54]). Зокрема, це стосується створення РТЗ для виявлення малопомітних об'єктів на тлі пасивних перешкод, в тому числі об'єктів в групі з різко відмінними характеристиками розсіювання і в безпосередній близькості від РЛС [14, 93,

97-101, 104], а також рішення задачі функціонального ураження напівпровідникових радіоелектронних засобів потужним струменем НВЧ-випромінювання [93, 111-113, 98-100, 102-105].

Слід зазначити, що реалізація процесу генерації таких НВЧ-імпульсів методами релятивістської НВЧ-електроніки пов'язана зі значними технічними і технологічними труднощами (особливо експлуатації високовольтного імпульсного обладнання, високі технічні вимоги до потужних швидкодіючих комутаторів тощо), складними фізичними електронно-хвильовими процесами (плазмові нестійкості в потужнострумових електронних пучках, вибухова електронна емісія тощо), а також наявність іонізуючого випромінювання та необхідність вживання заходів щодо захисту від нього. Тому є зацікавленість в реалізації режиму формування потужних НВЧ-імпульсів використовувати нерелятивістські імпульсні НВЧ-джерела з наступним стисканням (компресією) НВЧ-імпульсів. В останньому випадку, зацікавленість викликає метод резонансної компресії НВЧ-імпульсів, суть якого полягає в повільному накопиченні енергії в НВЧ-резонаторі і потім швидкому її вивільненні з високодобротного резонатора в навантаження (антену) [93]. Безперечною перевагою такого підходу формування потужних НВЧ-імпульсів наносекундної тривалості, як показано в [116], є його простота реалізації, можливість використання промислових НВЧ-генераторів, а також стандартних елементів хвилеводної техніки. Так, наприклад, був розроблений резонансний НВЧ-компресор на основі НВЧ-генератора, в якості якого використовувався побутової магнетрон М-105 з імпульсною потужністю 1 кВт, тривалістю імпульсу 2 мкс і частотою проходження 10 кГц. Потужність НВЧ-імпульсів на виході компресора склала 65 кВт при тривалості 5 нс. Внутрішній об'єм резонатора не герметизувався і був заповнений повітрям при атмосферному тиску.

На рис. 2.2 показана одна з можливих блок-схем пристрою для реалізації тимчасової компресії НВЧ-імпульсів [115]. Як видно, даний пристрій включає в себе: 1 – НВЧ-джерело (генератор); 2 – фазообертач; 3 – феритова розв'язка;

4 – НВЧ-резонатор; 5 – високовольтний генератор підпалюючих імпульсів; 6 – навантаження (антена). У табл. 2.1 наведені досягнуті параметри при частоті проходження НВЧ-імпульсів, що не перевищує 400 Гц.

Табл. 2.1 – Основні параметри резонансних НВЧ-компресорів [114]*)

f , ГГц	P_{gen} , МВт	P_{comp} , МВт	τ_{imp} , нс	η , %	L , м
1,0	0,3	20	10	21	1,5
2,8	1,3	190	4,2	22	0,9
2,8	1,0	22	20	18	2,5
9,4	0,05	2,5	3,2	18	0,35

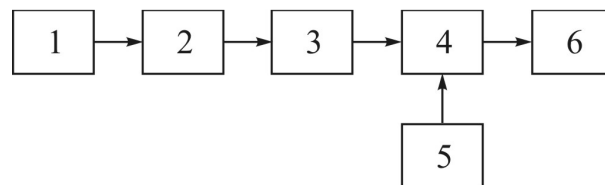


Рисунок 2.2 – Блок-схема пристрою компресії НВЧ-імпульсів

Аналіз представленої на рис. 2.2 блок-схеми показує, що наявність додаткових втрат (наприклад, обумовлених присутністю фазообертача (2) і феритового вентиля (3)) знижує ККД пристрою в цілому. В [116] запропоновано об'єднати (поєднати) в одному приладі НВЧ-генератор накачування з формувачем, який включає в себе елемент розв'язки і зовнішній накопичувальний резонатор, реалізуючи таким чином більш компактне і ефективне НВЧ-джерело наносекундних радіоімпульсів. В якості НВЧ-генератора використовувався НВЧ-тріод типу ГІ-6Б. В області коротших

*) P_{gen} – імпульсна потужність на виході НВЧ-генератора; P_{comp} – імпульсна потужність на виході НВЧ-компресора; L – довжина резонатора.

довжин хвиль можна використовувати в якості джерела накачування магнетрони, клістри, ЛЗХ або віркатори. Останнім часом, зацікавленість викликає застосування нерелятивістських 2- і 3-х мм магнетронів з холодним катодом і повітряним охолодженням [115]. Дані магнетрони мають компактну конструкцію і забезпечують значення імпульсної потужності не менше 6 кВт, тривалість імпульсу 0,05–0,2 мкс, коефіцієнт заповнення 0,0005–0,001, а також мінімальне напрацювання не менше 2000 годин. Розвиток і вдосконалення конструкцій магнетронів триває з перспективою стати основним НВЧ-джерелом для багатьох конструкцій перспективних НВЧ-пристроїв і систем [див., напр., 115].

Як показано в [55, 118], всі відомі системи компресії НВЧ-імпульсів діляться на два основних типи – пасивні і активні.

В основі пасивної компресії лежить зміна форми НВЧ-імпульсу при його проходженні через диспергуюче середовище (наприклад, хвилевід з плавно мінливою гофрованою поверхнею [118] або хвилевід, заповнений плазмою [119]). Пасивні компресори не містять елементів, електродинамічні параметри яких змінюються в часі, а вхідний НВЧ-імпульс, що подається на вхід компресора, є ЛЧМ-імпульсом, тобто імпульсом, у якого різні спектральні складові поширюються зі своїми фазовими швидкостями. Підбором параметрів модуляції і довжини диспергуючої ділянки можна домогтися, щоб всі частотні складові досягли виходу одночасно, що призведе до стиснення імпульсу. Широке поширення отримали також пасивні компресори, збільшення потужності в яких досягається за рахунок інвертації фази сигналу на 180 градусів і подальшим складанням даної хвилі в фазі зі вхідним сигналом [120].

Для порівняння роботи різних НВЧ-компресорів, їх порівняння між собою використовуються наступні параметри [55]: коефіцієнт посилення за проектною потужністю, коефіцієнт (стиснення) компресії і ефективність компресії, які визначаються як

$$M = \frac{P_{out}}{P_{in}}, \quad C = \frac{\tau_{imp}^{in}}{\tau_{imp}^{out}}, \quad \eta_c = \frac{M}{C} \quad (2.9)$$

де індекси "*in*" і "*out*" характеризують потужність і тривалість імпульсу на вході і виході компресора, відповідно.

Як правило, зі збільшенням коефіцієнта компресії C ефективність компресора η_c знижується.

Метод активної компресії НВЧ-імпульсів заснований на накопиченні електромагнітної енергії в високодобротному резонаторі протягом тривалого часу з наступним швидким її вивільненням і був описаний нами раніше (див. рис. 2.2). Основні фізичні принципи роботи активних НВЧ-компресорів досить докладно описані (див., напр., [55, 121-125]).

Виходячи з міркувань, які представлені в [126], можна показати, що потужність на виході резонатора (або потужність стисненого імпульсу) дорівнює

$$P_{out} = P_{in} \cdot \frac{Q_0}{Q_{out}}, \quad (2.10)$$

а коефіцієнт підсилення потужності визначається як

$$M = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{Q_0}{Q_{out}} \approx \frac{\tau_{out}}{\tau_{in}}. \quad (2.11)$$

Як видно з (2.10), для досягнення високих значень коефіцієнта підсилення потужності в НВЧ-компресорах слід використовувати резонатори з високою власною добротністю Q_0 , забезпечуючи високий зв'язок з навантаженням при виведенні енергії з резонатора, тобто знижуючи зовнішню добротність резонатора Q_{out} .

Для технічної реалізації конструкцій активних компресорів, в яких для накопичення НВЧ-енергії використовуються як звичайні об'ємні мідні резонатори з добротністю 10^2 – 10^3 , так і надпровідні резонатори, що мають добротності 10^9 – 10^{11} , здатні запасати енергію з об'ємною щільністю до ~ 16 кДж/м³ [98]. З урахуванням можливих втрат це дозволяє отримати ємністю резонатора 1 дм³ при тривалості імпульсу 10 нс потужність ~ 1 ГВт. В [99] експериментально отриманий коефіцієнт підсилення імпульсної потужності в порівнянні з потужністю НВЧ-генератора рівний 10^4 . Дані результати, як зазначено в [100], можна поширити і на випадок застосування звичайних ненадпровідних резонаторів з часом збудження $\sim 10^{-6}$ с. Так, наприклад, як показано в [14], застосування резонансної компресії дозволило за допомогою нерелятивістського НВЧ-генератора (наприклад, магнетрона) в см-діапазоні отримати імпульсну потужність $P_{\text{imp}} = 1$ – 10 МВт, з тривалістю імпульсів $\tau_{\text{imp}} = 2$ – 6 мкс і частотою їх слідування (повторення) $f_{\text{imp}} \approx 400$ – 1000 Гц.

Як показано в [127], застосування в якості накопичувальних резонаторів коаксіальних конструкцій на відміну від хвильоводних резонаторів (прямокутного або круглого перетину) дозволяє отримувати найбільше посилення і найбільш короткі імпульси тривалістю, що дорівнює кільком періодам високочастотного поля, з частотою проходження до 20 кГц. Це пов'язано з тим, що на відміну від порожніх хвильоводів коаксіальні лінії більш широкосмтові і дозволяють пропускати НВЧ-імпульси без спотворення під час їх формування і виведення з компресора.

Більш детально можливі підходи до побудови активних компресорів викладені в [118]. Для підвищення добротності резонаторів і збільшення енергії в стислому імпульсі, а також подолання проблем, пов'язаних з електричною міцністю комутаторів, пропонується використовувати багатомодові системи або надрозмірні об'ємні резонатори, а також резонатори з електрично керованими плазовими комутаторами [121–123, 128, 129].

2.3 Особливості роботи НВЧ-компресора

На рис. 2.3 показана блок-схема НВЧ-модуля для реалізації тимчасової компресії НВЧ-імпульсів з можливістю підстроювання частоти генерації магнетрона в діапазоні ± 100 МГц. Як видно, даний пристрій включає в себе: 1 – НВЧ-джерело (магнетрон з двома виводами енергії); 2 – короткозамикаючого шлейф для перебудови частоти; 3 – джерело живлення магнетрона (модулятор); 4 – феритова розв'язка (вентиль або циркулятор); 5 – високовольтний генератор підпалюючих імпульсів; 6 – НВЧ-резонатор; 7 – узгоджене навантаження (антена). Магнетрон, який використовується має два виводу енергії: пасивний (або реактивний) і активний. Як навантаження пасивного виводу енергії використовувався чвертьхвильовий перебудовуємий поршень, зміна положення якого призводить до зміни частоти генерації магнетрона, тобто таким чином здійснюється підстроювання частоти генерації магнетрона.

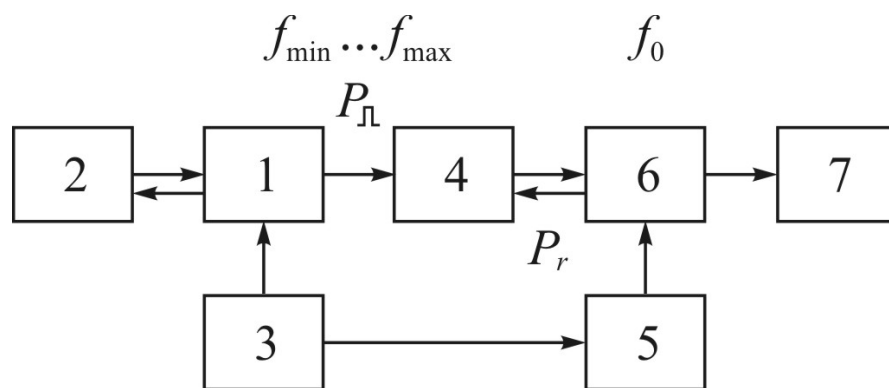
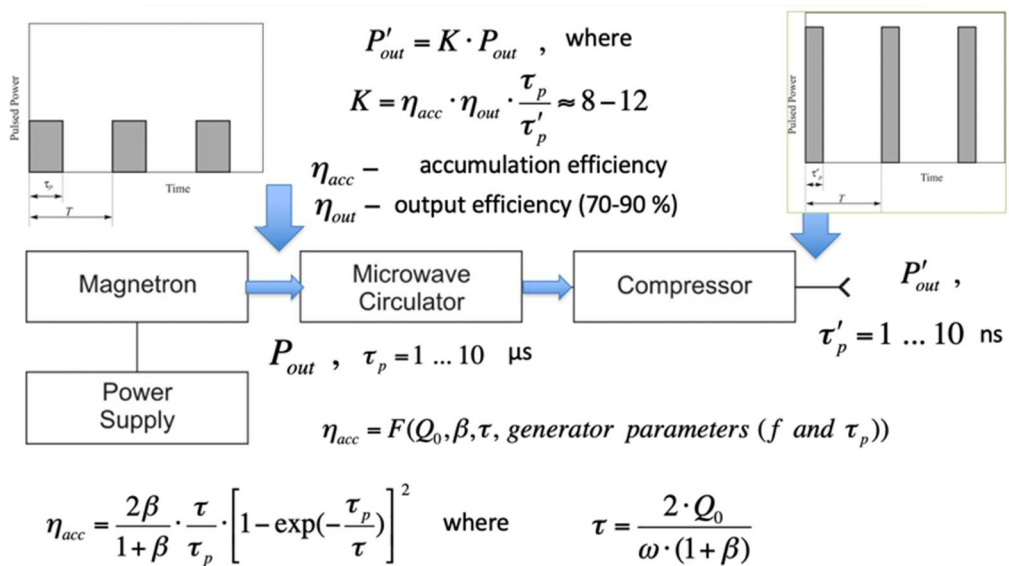


Рисунок 2.3 – Блок-схема пристрою компресії НВЧ-імпульсів, яка запропонована в роботі [140]

Аналіз показує, що для підвищення ефективності процесу формування потужних наносекундних НВЧ-імпульсів необхідно зменшувати втрати енергії на відбиття P_r і збільшуючи таким чином потужність падаючої хвилі P_{in} . З огляду на високу чутливість системи до зміни частоти і пов'язані з цим втрати

енергії необхідно підстроювати частоту генерації магнетрона до резонансної частоти резонатора. Таким чином, завдяки точній настройці частоти генерації магнетрона зменшуються додаткові втрати (обумовлені відбиттям від резонатора та наявністю в схемі на рис. 2.2 фазообертача) і підвищується ККД пристрою в цілому.

Один із варіантів експериментального підтвердження НВЧ компресії та практична схема її реалізації приведена на рис. 2.4.



Man'ko A.N. and others, PTE, 2004, # 3, pp. 106 – 109.

Рисунок 2.4 – Схема НВЧ компресора та алгоритм реалізації НВЧ компресії

3 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСУ РОЗПОВСЮДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ В ПЕРІОДИЧНО-НЕОДНОРІДНОМУ СЕРЕДОВИЩЕ

3.1 Постановка задачі

При аналізі ефективності засобів функціонального ураження напівпровідникової елементної бази значна увага приділяється питанням "доправки" ЕМВ безпосередньо в точку знаходження або руху цілі (об'єкта), що підлягає ураженню, для створення граничної напруженості електромагнітного поля, необхідної для ураження (руйнування) об'єкта. В цьому плані актуальною стає задача не тільки формування НВЧ-випромінювання у вигляді вузькоспрямованого променя, а й подальше його фокусування. Для цього використовуються антенні системи у вигляді ФАР на основі потужних НВЧ-генераторів: магнетронів або віркаторів. Основні вимоги до створення ФАР, що забезпечують електронне сканування променя, докладно описані і обговорюються в оглядах [130, 131].

У монографії [132] обговорюються методи створення ЕМВ за допомогою перспективних антенних систем, а також сформульовані вимоги до часових і енергетичних характеристик ЕМВ, які забезпечують функціональне ураження радіоелектронних засобів. Основні очікування в цьому напрямку слід пов'язувати з прогресом вдосконалення антенних систем, що складаються з багатoelementних фазозсувних пристроїв (фазованих решіток) і систем наведення променя.

Хотілося б також відзначити, що багато питань, пов'язаних з електродинамікою процесів, які мають місце на поверхні об'єктів після впливу потужного НВЧ-імпульсу, залишаються поки що слабо вивченими. Тому необхідно проводити подальші, більш детальні, дослідження за допомогою 2-D і 3-D комп'ютерного моделювання дифракційних задач, пов'язаних з поширенням ЕМВ в вільному просторі з урахуванням його безпосереднього

впливу на реальні об'єкти. Особливу увагу в таких дослідженнях слід приділяти питанням фізики взаємодії потужного ЕМВ з цими об'єктами.

3.2 Механізми росту щільності випромінювання

Як було показано в роботі [7], одним з механізмів збільшення щільності випромінювання є застосування різних видів фокусування і компресії випромінювання. Питання зводиться до формування в певній площині від джерела потужного випромінювання, щільність енергії якого значно перевершує щільність енергії випромінювання, яке генерується джерелом. В оптичному діапазоні для фокусування застосовуються лінзи. В цьому випадку максимальна інтенсивність сфокусованого випромінювання визначається як

$$I/I_0 \sim (R/\lambda)^2, \quad (3.1)$$

де R – радіус лінзи;

λ – довжина хвилі випромінювання що фокусується.

Одночасно існує ефективний механізм дифракційної фокусування випромінювання при розсіянні випромінювання на середовищах зі слабкою модуляцією діелектричної проникності. У разі, якщо діелектричну проникність діелектричного шару представити у вигляді

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + q \cdot \cos \vec{k}\vec{r} \quad (3.2)$$

де $k = 2\pi/D$, а D – період неоднорідності, то щільність енергії розсіяного і сфокусованого таким шаром випромінювання можна представити у вигляді

$$I/I_0 \sim (1/q)^4. \quad (3.3)$$

Значення q для вибирається залежно від діапазону довжин хвиль. Так, для рентгенівського випромінювання величина модуляції діелектричної проникності мала і для різних кристалів вибирається з інтервалу $\sim 10^{-4} \dots 10^{-6}$.

Для електромагнітної хвилі ослаблення L у вільному ізотропному просторі доцільно розраховувати наступним чином

$$L = 10 \times \lg \left(\frac{4 \times \pi \times d}{\lambda} \right), \quad (3.4)$$

де d – відстань від джерела випромінювання, м.

Зони ослаблення дії електромагнітного поля представлені на рис. 3.1.

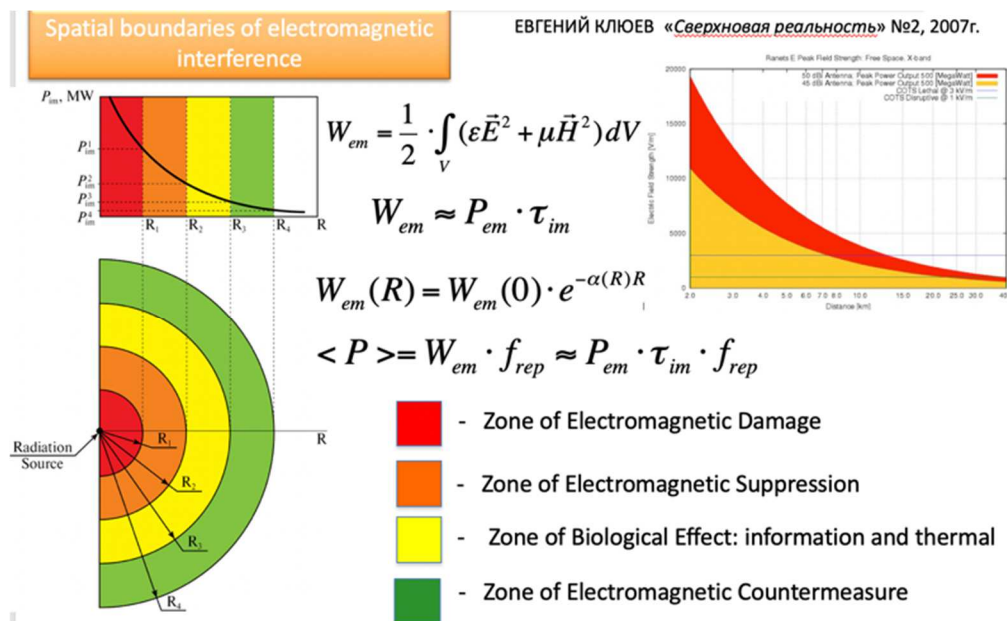


Рисунок 3.1 – Зони розподілу електромагнітного поля від джерела його випромінювання

4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНА УСТАТКОВИНА ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕПЛОВОГО ВПЛИВУ ПОТУЖНОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ НА ЕЛЕКТРОННУ ЕЛЕМЕНТНУ БАЗУ

4.1 Загальні питання

Вплив потужного електромагнітного поля на інтегральні мікросхеми (ІМС) викликає розвиток деградаційних процесів і деструкцію (як правило, теплову) мікроструктурних елементів: плівкових провідних і діелектричних структур і напівпровідникових (активних) елементів [див., напр., 82-86, 133-136]. Необоротні структурні зміни можливі при впливі електромагнітних полів, що перевищують порогові значення, які визначаються параметрами поля (амплітудою, формою імпульсу, тривалістю імпульсу, шпаруватістю, частотою несучого коливання), параметрами мікросхем (товщиною металізації, ступенем інтеграції і т.д.), а також взаємною характеристикою поля і ІМС - поляризаційним чинником [137-139]. Це було показано як в результаті експериментальних досліджень, так і за допомогою теоретичних розрахунків. При цьому було встановлено, що найбільш уразливим мікроструктурним елементом по відношенню до даного виду впливу є металізація [133, 135, 136].

На рис. 4.1 представлена статистика виходу із ладу інтегральних мікросхем при впливі НВЧ-імпульсів потужного ЕМВ. Як видно, близько 90 % інтегральних мікросхем, вироблених на основі біполярної технології, та 60 % мікросхем на основі КМОП технології виходять із ладу завдяки прожогам металізації [140].

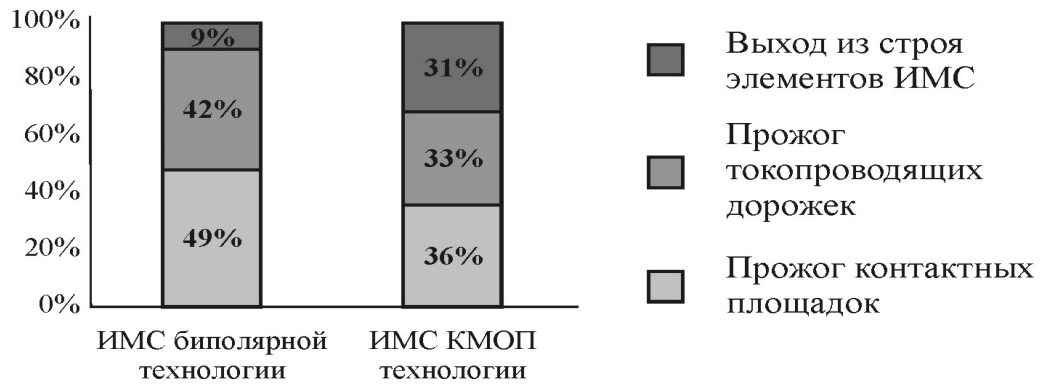


Рисунок 4.1 – Статистика відмов інтегральних мікросхем

4.2 Фізична модель взаємодії електромагнітного поля з мікроструктурними елементами

При експериментальних дослідженнях впливу імпульсних електромагнітних полів (ІЕМП) на мікросхеми практично неможливо досліджувати вплив всіх параметрів зовнішнього фактору (частоти заповнення радіоімпульсу, тривалість, форми обвідної, шпаруватість, крутизни фронтів), характеристик мікросхем (розміри мікросхеми і кристала, ступінь інтеграції, використовувані матеріали і технології), взаємного розташування мікросхеми і поля (поляризаційний фактор) на результат впливу. Експериментальні дослідження, як правило, проводяться для цілком певного набору параметрів поля і мікросхем. Отримані результати можуть бути вихідними передумовами для побудови фізичної моделі взаємодії ІЕМП з мікроструктурними (провідними, діелектричними і активними) елементами мікросхем. Для мікросхем з низьким і середнім рівнями інтеграції така модель побудована і досить добре себе зарекомендувала [141, 142]. Сучасні мікросхеми сильно відрізняються від тих, для яких розроблялася комп'ютерна модель взаємодії ІЕМП з мікроструктурними елементами (МСЕ) кристала мікросхем. Основні відмінності полягають у використовуваних матеріалах (замість алюмінію мідь), в використанні багат шарової металізації (до 10 і більше шарів замість одного в [141, 142]) для забезпечення необхідного зв'язку між різними

мікроструктурними елементами кристала, в розмірах мікроструктурних елементів. Розрахунки стійкості сучасних мікросхем при впливі ІЕМП дають значні розбіжності з результатами експериментальних досліджень.

У разі прив'язки до хвильоводних експериментальних даних при безпосередньому впливі ІЕМП на мікросхеми фізична модель включає в себе дифракційну задачу для мікросхеми в хвильоводі і електротеплову задачу для кристала мікросхеми. Основною метою вирішення дифракційної хвильоводної задачі є визначення полів поблизу кристала мікросхеми, отже, і напружень, яких докладають до контактних площадок кристала. Рішення дифракційної задачі для мікросхем з низьким і середнім рівнями інтеграції показало, що при виконанні умови $\lambda \gg l$ (λ - довжина хвилі, l - найбільший геометричний розмір корпусу мікросхем), кристал не впливає на співвідношення між падаючої, відбитої, поглиненої хвилями і хвилею, яка пройшла. Найбільшою мірою, залежно від орієнтації мікросхеми в хвильоводі, співвідношення між хвилями визначається корпусом або виводами мікросхеми. Рішення дифракційної задачі для сучасних мікросхем підтвердило ці висновки. При вирішенні хвильоводної дифракційної задачі використовувався декомпозиційний метод з використанням мінімальних автономних блоків [143]. Відмінності в значеннях коефіцієнта стоячої хвилі і ослаблення між чисельними розрахунками і експериментальними даними не перевищувало 10%.

Модель кристала мікросхем з низьким і середнім рівнями інтеграції містила чотири шари: 1-й шар (Si) включав в себе підкладку і активні мікроструктурні елементи, 2-й шар – захисний (SiO₂); 3-й шар включав в себе провідні (Al) і діелектричні ділянки (SiO₂); 4-й шар, як і 2-й шар – захисний (SiO₂).

На рис. 4.2 показана модель фрагмента кристала мікросхем з активними елементами на підкладці і декількома шарами металізації. Цифрами 1 і 2 показані можливі ланцюга пробою в кристалі мікросхем при впливі

імпульсних електромагнітних полів: 1 – ланцюги пробою без участі активних мікроструктурних елементів, 2 – ланцюг пробою через активні елементи.

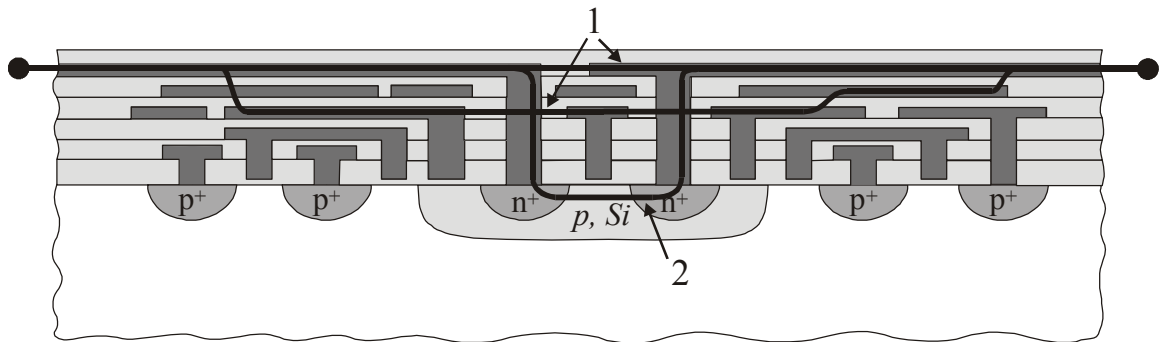


Рисунок 4.2 – Модель кристалла та можливі ланцюги пробою

Експериментальні дослідження показують, що вихід мікросхем при впливі імпульсних електромагнітних полів зумовлений в більшій мірі виходом проводять мікроструктурних елементів [144]. У електротеплової моделі кристала сучасних мікросхем (рис. 4.2) можна шари з різними характеристиками напівпровідникових матеріалів не виділяти, оскільки вони по теплопроводящим властивостями не відрізняються один від одного, а об'єднати в один шар (підкладка – Si, рис. 4.3).



Рисунок 4.3 – Електротеплова модель кристала для ланцюга без активних мікроструктурних елементів

Електричне коло пробою (рис. 4.2) складається з послідовного з'єднання резисторів і конденсаторів, значення опорів і ємностей яких знаходиться для реального кристала.

Для ланцюга пробою (див. 1 – рис. 4.2) вирішувалося неоднорідне рівняння теплопровідності з відповідними початковими і граничними умовами, а джерела тепловиділення розраховувалися виходячи з рішення дифракційної задачі і розгляду електричного кола пробою. Для електротеплової моделі кристала, наведеної на рис. 4.2 (ланцюг пробою 1), вирішувалася система рівнянь теплопровідності для 8 шарів металізації. Значення ємностей при розрахунках бралися для плоских конденсаторів з шарів металізації з площами від 0.05 до 0,25 площі кристала розміром 4×4 мм. Як матеріал проводять мікроструктурних елементів використовувалася мідь. Результати розрахунків порогових значень стійкості кристалів мікросхем порівнювалися з експериментальними даними, отриманими для мікроконтролерів ATtiny15 і PIC16F628-20I/P. При розрахунках враховувалися неоднорідність металізації і розігрів діелектрика, обумовленого втратами струмів зміщення. Порівняння розрахункових і експериментальних порогових значень напруженості поля, при якому мікросхеми виходять з ладу, давав кількісний збіг результатів (розбіжність не більше 20%).

4.3 Електротеплова математична модель діелектричних структур

4.3.1 Постановка задачі

Вплив електромагнітних полів на інтегральні мікросхеми (ІМС) викликає розвиток деградаційних процесів і деструкцію (як правило, теплову) мікроструктурних елементів: плівкових провідних і діелектричних структур і напівпровідникових (активних) елементів. Необоротні структурні зміни можливі при впливі електромагнітних полів, що перевищують порогові значення, які визначаються параметрами поля (амплітудою, формою імпульсу,

тривалістю імпульсу, шпаруватість, частотою несучого коливання), параметрами мікросхем (товщиною металізації, ступенем інтеграції і т.д.), а також взаємної характеристикою поля і ІМС - поляризаційним чинником [145-151]. Це було показано як в результаті експериментальних досліджень, так і за допомогою теоретичних розрахунків. При цьому було встановлено, що найбільш уразливим мікроструктурним елементом по відношенню до даного виду впливу є металізація [145, 147, 148].

Актуальними залишаються питання, пов'язані з динамікою розвитку деградаційних процесів в таких мікроструктурних елементах, як діелектричні шари, що контактують і розділяють інші мікроструктурні елементи мікросхем. Експериментально дослідити динаміку пробою і характер розвитку теплових процесів в діелектричних структурах ІМС при впливі електромагнітних полів надзвичайно складно. Зокрема, прояв теплових деградаційних явищ в діелектричних структурах спостерігається при температурах, значно більших температур деградації провідних і активних елементів мікросхем. Температура плавлення оксиду кремнію, який є базовим діелектричним елементом для інтегральних мікросхем, значно більше температури плавлення алюмінію, міді і кремнію [151]. У той же час електротеплові процеси, які відбуваються в діелектричних структурах при впливі імпульсних електромагнітних полів, можуть впливати не тільки на електрофізичні параметри діелектрика, але також і на температуру провідних і напівпровідникових плівкових елементів мікросхем.

У роботах [148-150] розглянута динаміка електротеплових процесів в провідних мікроструктурах мікросхем при впливі імпульсних електромагнітних полів (ІЕМП) без урахування теплових втрат в діелектрику. Розігрів діелектрика в цьому випадку має місце тільки за рахунок контакту з провідними структурами. Цікавим є розглянути вплив активної складової струму зміщення в діелектричних структурах на електротеплові процеси в розрядному ланцюзі, що виникає при впливі імпульсних електромагнітних полів на ІМС.

4.3.2 Опис математичної моделі

При впливі імпульсних електромагнітних полів НВЧ-діапазону на мікроструктурні елементи інтегральних мікросхем в кристалі з'являються ланцюги розряду (струмові канали), обумовлені протіканням струмів провідності в провідних плівкових елементах, які замикаються через струми зміщення в діелектричних розділових структурах кристала [148, 149]. При цьому розрядних ланцюгів може бути кілька, залежно від орієнтації кристала мікросхеми щодо напруженості поля падаючої електромагнітної хвилі і вхідного опору розрядних ланцюгів (рис. 4.4). У загальному випадку розрядний ланцюг утворюється при послідовному і паралельному з'єднанні провідних і діелектричних структур та активних елементів мікросхем. З урахуванням статистичних даних стійкості мікроструктурних елементів мікросхем при впливі ІЕМП [147] спрощену еквівалентну схему розрядного ланцюга можна уявити у вигляді послідовного з'єднання провідних і діелектричних елементів (рис. 4.5).

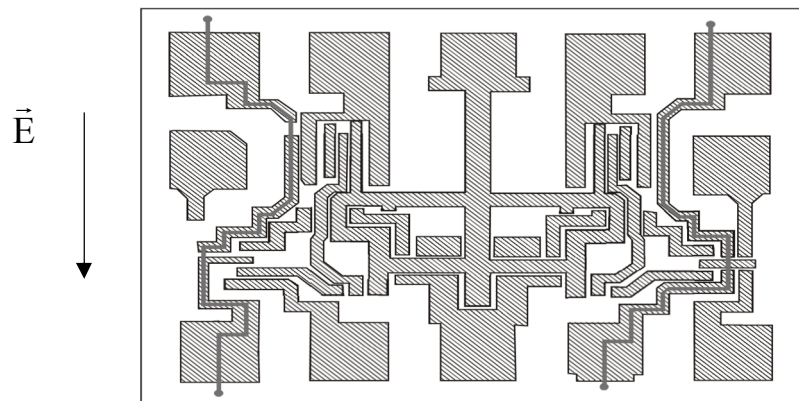


Рисунок 4.4 – Топологія кристала ІМС і утворення розрядних ланцюгів при впливі електромагнітних полів

У моделі еквівалентного розрядного ланцюга неоднорідні провідні мікроструктурні елементи представлені у вигляді активних опорів R_k і

індуктивностей L_k , а діелектричні мікроструктурні елементи представлені у вигляді ємностей C_k і опорів діелектрика R_{dk} (рис. 4.5).

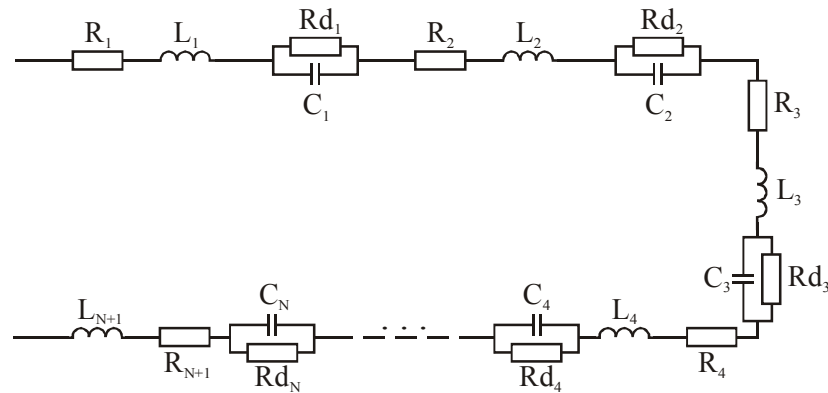


Рисунок 4.5 – Еквівалентний розрядний ланцюг

В еквівалентному розрядному ланцюзі діелектричні мікроструктурні елементи заміщуються паралельною схемою з'єднання. Реальна діелектрична структура має втрати, які викликані протіканням активної складової струму I_a . В цьому випадку електричні та теплові процеси в діелектричних структурах можна врахувати при використанні коефіцієнта діелектричних втрат ($\text{tg}(\delta)$):

$$I_a = I_c \cdot \text{tg}(\delta), \quad (4.1)$$

де I_c – струм, що проходить крізь конденсатор.

Для еквівалентного ланцюга розряду (рис. 4.5) активна складова опору діелектрика визначається виразом:

$$R_{dk} = \frac{1}{\omega \cdot C_k \cdot \text{tg}(\delta_k)}, \quad (4.2)$$

де C_k – ємність k -ої діелектричної ділянки, $\operatorname{tg}(\delta_k)$ – тангенс кута діелектричних втрат для k -ої діелектричної ділянки; ω – циклічна частота електромагнітного поля, що впливає.

Опір ланцюга з урахуванням діелектричних втрат має вигляд

$$|\dot{Z}_0| = \sqrt{\left(\sum_{k=1}^{N+1} R_k + \sum_{k=1}^N \frac{\operatorname{tg}(\delta_k)}{\omega \cdot C_k \cdot (1 + \operatorname{tg}^2(\delta_k))} \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^{N+1} \omega \cdot L_k - \sum_{k=1}^N \frac{1}{\omega \cdot C_k \cdot (1 + \operatorname{tg}^2(\delta_k))} \right)^2}, \quad (4.3)$$

де $N+1$ – кількість провідних елементів в розрядному ланцюзі, N – кількість діелектричних мікроструктурних елементів в розрядному ланцюзі.

Провідні мікроструктурні елементи, що входять до еквівалентного розрядного ланцюга, являють собою неоднорідні плівкові структури, які моделюються у вигляді послідовно-паралельної сітки опорів (рис. 4.6). Вираз для опору неоднорідної провідної плівкової структури (k -й провідний мікроструктурний елемент в струмовому каналі) має вигляд [149, 150]:

$$R_k = \frac{h_x}{S} \cdot \sum_{i=1}^{N_{xk}} \frac{1}{\sum_{j=1}^{N_y} \sigma_k(i, j)}, \quad (4.4)$$

де $\sigma_k(i, j)$ – питома електропровідність локальної ділянки провідної плівки; h_x – довжина локальної ділянки (уздовж осі x); S – площа поперечного перерізу локальної ділянки; N_{xk} – кількість локальних ділянок уздовж довжини провідної плівки; N_y – кількість локальних ділянок по товщині провідної плівки.

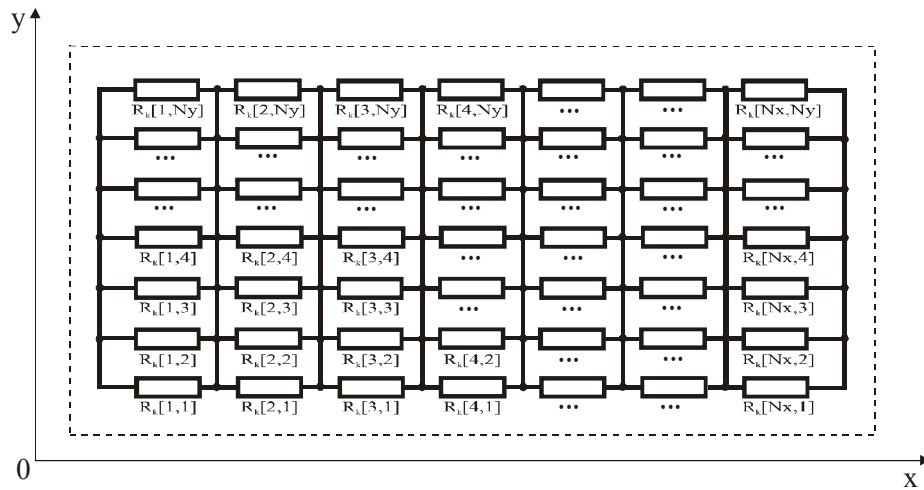


Рисунок 4.6 – Еквівалентна схема k -го провідного мікроструктурного елемента

Загальний опір розрядного ланцюга має вигляд з урахуванням втрат в діелектрику:

$$|\dot{Z}_0| = \sqrt{\frac{h_x^2}{S^2} \left(\sum_{k=1}^{N+1} \sum_{i=1}^{N_{sk}} \frac{1}{\sum_{j=1}^{N_y} \sigma_k(i,j)} + \frac{S}{h_x} \sum_{k=1}^N \frac{\operatorname{tg}(\delta_k)}{\omega \cdot C_k \cdot (1 + \operatorname{tg}^2(\delta_k))} \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^{N+1} \omega \cdot L_k - \sum_{k=1}^N \frac{1}{\omega \cdot C_k \cdot (1 + \operatorname{tg}^2(\delta_k))} \right)^2}. \quad (4.5)$$

Електротеплова модель дозволяє визначити амплітуду струму, що протікає по розрядному ланцюгу:

$$|\dot{I}| = \frac{\vec{E}_m \cdot \vec{d}}{\sqrt{2} \cdot |\dot{Z}_0|}, \quad (4.6)$$

де $\vec{E}_m$ – амплітуда вектора напруженості електричної компоненти електромагнітного поля, що впливає; $|\vec{d}|$ – довжина розрядного ланцюга вздовж вектора напруженості поля (рис. 4.4).

Вираз для амплітуди активної складової струму, що протікає через k -ту діелектричну ділянку, має вигляд

$$|\dot{I}_{ak}| = |\dot{I}| \cdot \frac{\operatorname{tg}(\delta_k)}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2(\delta_k)}}. \quad (4.7)$$

Потужність теплових втрат і питома потужність для k -ої діелектричної ділянки мають вигляд:

$$P_k = |\dot{I}_{ak}|^2 \cdot R_{dk} = |\dot{I}|^2 \cdot \frac{\operatorname{tg}(\delta_k)}{\omega \cdot C_k \cdot (1 + \operatorname{tg}^2(\delta_k))}, \quad (4.8)$$

$$q_k = \frac{P_k}{V_{dk}} = \frac{|\dot{I}|^2 \cdot \operatorname{tg}(\delta_k)}{\omega \cdot C_k \cdot (1 + \operatorname{tg}^2(\delta_k))} \cdot \frac{1}{h_{dxk} \cdot h_{dyk} \cdot h_{dzk}}, \quad (4.9)$$

де V_{dk} , h_{dxk} , h_{dyk} , h_{dzk} – об'єм і геометричні розміри k -ої діелектричної ділянки по осях x , y і z , відповідно.

Розрахунок потужності теплових втрат на діелектричних ділянках, що впливає з отриманих виразів (4.5), (4.6), (4.8), (4.9), великою мірою визначається ємністю діелектричної ділянки C_k . Оцінка значень ємності діелектричних ділянок здійснюється за формулою [152]

$$C_k = 0,0442 \cdot C'_k \cdot l \cdot (\varepsilon_1 + \varepsilon_2) \text{ [пФ]}, \quad (4.10)$$

де C'_k – ємнісний коефіцієнт, що залежить від взаємного розташування (конфігурації) провідних елементів;

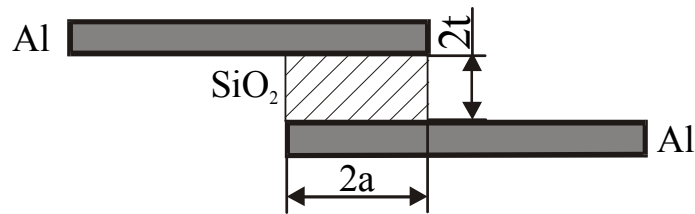
l – розміри тонкої металевої плівки (мм);

ε_1 – діелектрична проникність навколишнього середовища;

ε_2 – діелектрична проникність оксиду кремнію.

Ємнісний коефіцієнт C'_k в (4.10) залежить від взаємної конфігурації тонких металевих плівок. При утворенні розрядних ланцюгів, наведених на рис. 1, ємнісний коефіцієнт C'_k для даної конфігурації провідних плівок (рис. 4.7) визначається виразами:

$$C'_k = \frac{K}{K'}, \quad K = \operatorname{th} \frac{\pi \cdot a}{2 \cdot t}, \quad K' = \sqrt{1 - K^2}.$$



$2a$ – ширина ємнісного діелектричного зазору,

$2t$ – товщина діелектричного шару

Рисунок 4.7 – Взаємне розташування тонких провідних плівок

Проведена оцінка значень ємності діелектричних ділянок показала, що в залежності від орієнтації ІМС щодо падаючої хвилі (рис. 4.4), геометричних розмірів провідних ділянок і діелектричних структур мікросхем середнього ступеня інтеграції, величина ємності знаходиться в межах $C=1 \div 10$ пФ.

Електротеплові процеси в діелектричних структурах нерозривно пов'язані з геометричними і електрофізичними параметрами кристала мікросхеми, спрощена модель якого наведена на рис. 4.8 [148]. У даній моделі враховуються типові мікроструктурні елементи: кремнієва підкладка (Si), діелектричний шар оксиду кремнію (SiO_2), тонка алюмінієва провідна плівка (Al), захисний шар – шар оксиду кремнію (SiO_2). У спрощеній моделі кристала тонка

металева плівка розділена діелектричними включеннями, кількість і геометричні параметри яких визначаються розрядними ланцюгами.

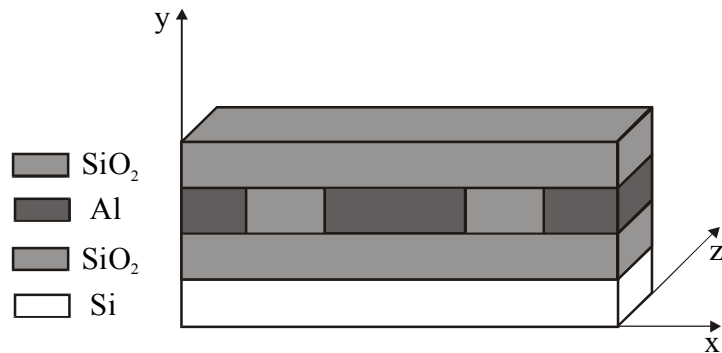


Рисунок 4.8 – Спрощена модель кристала

Для вирішення теплової задачі (визначення температури моделі кристала ІМС) використовується рівняння теплопровідності такого вигляду

$$c_1 \cdot \rho_1 \cdot \frac{\partial T_1}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left[K_1(T, t) \cdot \frac{\partial T_1}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[K_1(T, t) \cdot \frac{\partial T_1}{\partial y} \right] + q_1(x, y, t), \quad (4.11)$$

де T_1 – температурне поле на 1-му шарі (1 – позначення шару на чіпі (Si, SiO₂, Al));

c_1 – питома теплоємність 1-шару;

ρ_1 – щільність матеріалу 1-шару;

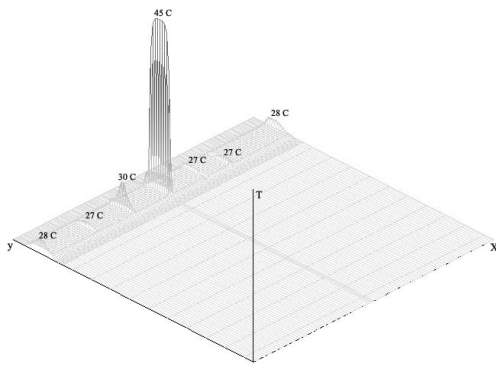
$K_1(T, t)$ – коефіцієнт теплопровідності;

$q_1(x, y, z, t)$ – питома потужність теплових втрат, яка для діелектричних ділянок визначається виразом (4.9), а для неоднорідних провідних структур відповідний вираз наведено в роботі [149].

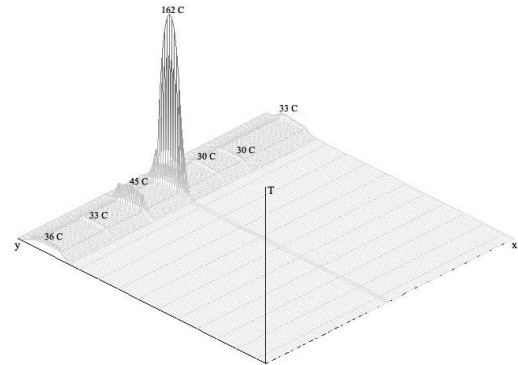
Рівняння (4.11) являє собою систему рівнянь для багат шарової мікроструктури. Для вирішення цієї системи використовується система межових умов [149, 150].

Рисунок 4.9 – Сечение упрощенной модели кристалла с неоднородной металлизацией

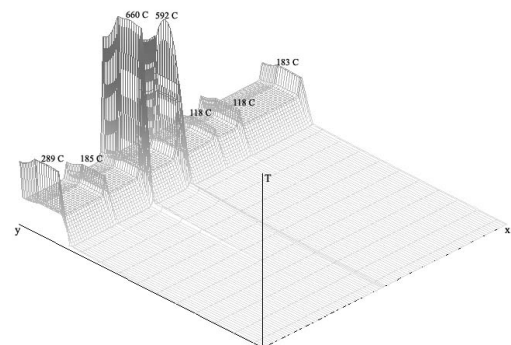
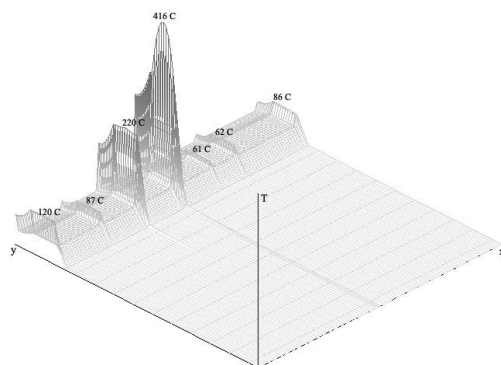
При чисельному моделюванні впливу полів на мікросхему передбачалося, що вона орієнтована таким чином, що грань з мікроструктурними елементами паралельна вектору напруженості електричної компоненти впливаючого поля. На мікросхему впливало імпульсне електромагнітне поле з частотою заповнення $f = 3$ ГГц, амплітудним значенням напруженості електричної компоненти $E_m = 75$ кВ/м, з тривалістю імпульсу 1 мкс, шпаруватістю 10^4 . З використанням розробленого пакета програм було визначено напругу, що прикладається до еквівалентного розрядного ланцюга, і проведено чисельний розрахунок динаміки електротеплових процесів з урахуванням втрат в діелектрику. На рис.4.10 наведено розподіл температури в моделі кристала мікросхеми в динаміці.



а) $t = 1$ нс



б) $t = 10$ нс.



в) $t=100$ нсг) $t=250$ нс.

Рисунок 4.10 – Температурне поле кристала мікросхеми в різні моменти часу

Динаміка електротеплових процесів і розподіл температурного поля кристала мікросхеми в процесі впливу електромагнітного поля з урахуванням втрат в діелектрику відрізняється від розподілу тепла без урахування втрат. Якщо на початковій стадії впливу ($t = 1$ нс) в основному відбувається розігрів діелектрика (рис. 4.10, а), то в подальшому має місце більш інтенсивний розігрів ділянок металізації в місцях звуження струмового каналу (ділянки 5, 6, рис. 4.9), а також на краях металізації (ділянки 1, 2, 11, рис. 4.9) (рис. 4.10, б, в). Найбільше зростання температури спостерігається на найтоншому ділянці металізації (між неоднорідними ділянками 5 і 6, рис. 4.9), що призводить до його подальшої деструкції (температура цієї ділянки сягає значення температури плавлення алюмінію, рис. 4.10, г). При цьому температура цієї ділянки стає вище температури діелектричного включення.

Зміна характеру температурного поля кристала пов'язане не тільки з електротепловими процесами всередині кристала, але також і з електрофізичними параметрами типових мікроструктурних елементів. Зокрема, при збільшенні температури металізації змінюється її електропровідність, як в цілому, так і окремих локальних ділянок. Це призводить до перерозподілу питомої потужності, яка виділяється в неоднорідній металізації. На рис. 4.11 представлена динаміка зміни температури діелектричної ділянки (крива 1) і найбільш уразливої локальної ділянки (5,6, рис. 4.10) металізації (крива 2).

З отриманої залежності випливає, що в даному часовому діапазоні для діелектричної ділянки має місце вихід на режим, близький до стаціонарного. Це пов'язано з тим, що, з одного боку, зменшується струм, що протікає по діелектрику за рахунок збільшення загального опору ланцюга при розігріві металізації, а з іншого боку починають відігравати важливу роль температурні

градієнти в кристалі в цілому, які призводять у результаті до встановлення режиму, близького до стаціонарного.

Іншу картину можна спостерігати для локальної ділянки металізації (крива 2, рис. 4.11). Питома потужність, що розсіюється на локальній ділянці металізації є нелінійною функцією, тому що залежить від параметрів металізації, а вони змінюються з часом. Тому, при певних співвідношеннях між струмом, що проходить по локальній ділянці металізації, електропровідністю даної ділянки, загальним опором розрядного ланцюга, має місце процес збільшення швидкості росту температури локальної ділянки, що викликає його деструкцію (рис. 4.11).

У разі розташування неоднорідної ділянки на межі з діелектриком час деструкції цієї ділянки настає швидше при обліку втрат в діелектрику в порівнянні з випадком, коли втрати не враховуються.

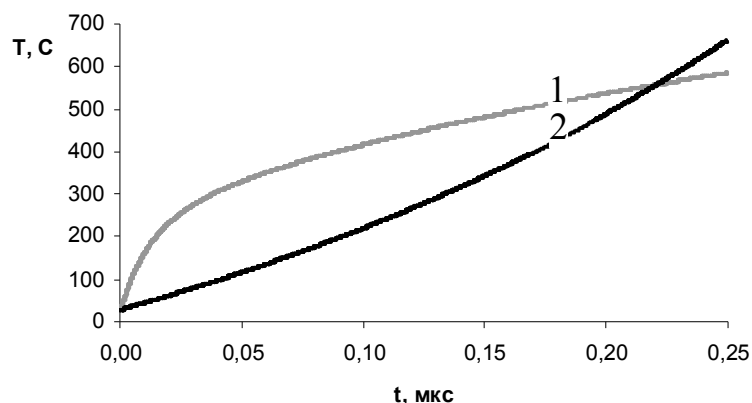


Рисунок 4.11 – Динаміка зміни температури діелектричної ділянки (крива 1) і локальної ділянки металізації (крива 2)

Основним недоліком, що не дозволяє застосувати раніше розроблену теорію для мікросхем минулих десятиліть щодо аналізу фізичних процесів в сучасних мікросхемах, пов'язаною з великою відмінністю між ними, особливо в ступені інтеграції та кількості шарів металізації.

Розглянемо опис устатковини і методику аналізу результатів експериментальних досліджень із впливу ІЕМП на сучасні мікросхеми.

Перед дослідженнями з безпосереднього впливу НВЧ на мікросхеми у хвилевідному тракті були проведені дослідження на панорамному вимірювачі Р2-56 коефіцієнта стоячої хвилі (K_{CX}) та її ослаблення A , з метою визначення співвідношень між падаючою, відбитою, поглиненою хвилями, та хвилею, що пройшла. При впливі ІЕМП на мікросхеми їх стійкість визначається значеннями електричної компоненти діючого поля. За отриманими залежностями $K_{CB} = K_{CB}(f)$ и $A = A(f)$ знайдено, що

$$P_{\text{пАД}} = 10^{-0,1A} P_{\text{пР}}, \quad (4.12)$$

а значення напруженості електричної компоненти хвилі H_{10} визначаються як

$$E_m = 920 \sqrt{(T / \tau) \cdot 10^{-0,1A} P_{\text{пР}}}, \quad (4.13)$$

де T – період проходження, τ - тривалість радіоімпульсів.

Вивчення безпосереднього впливу імпульсного електромагнітного випромінювання на мікросхеми здійснювалося у хвилевідному тракті на довжині хвилі 10 см, з імпульсною потужністю $P_i \leq 30$ кВт ($E_m \leq 130$ кВ/м). Впливу ІЕМП зазнавали мікросхеми типу Attiny15, PIC16F628-20I/P (мікроконтролери), 24LC16, 27C256-20FA (мікросхеми пам'яті), TLC549IP і AD7243 (аналого-цифрові і цифро-аналогові перетворювачі), мікроскладання RX600х/ТХ600х (екрановані НВЧ мікроскладання приймачів і передавачів) і електронні модулі, що містять мікросхеми АЦП/ЦАП і мікроскладання приймачів і передавачів. Для кожного типу мікросхем були розроблені електричні і програмні схеми тестування їх функціонального стану при впливі ІЕМП. На рис. 4.12 наведено типову структурну схему устатковини, яка

використовувалася для досліджень стійкості мікросхем до електромагнітного випромінювання.

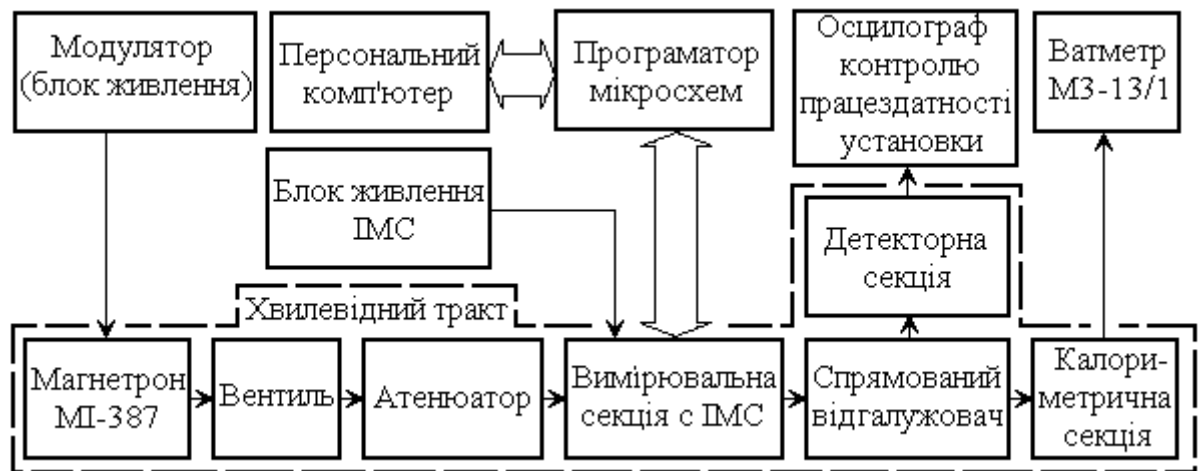


Рисунок 4.12 – Структурна схема устатковини тестування працездатності мікросхем при впливі імпульсних електромагнітних полів

Характерною рисою устатковини є використання комп'ютера для визначення працездатності мікросхем при впливі ІЕМП. Впливу ІЕМП зазнали 5 ... 10 мікросхем та електронних модулів (електронних обладнань із досліджуваними мікросхемами та іншими радіoeлементами на монтажній платі).

Вплив на мікросхеми здійснювався для двох їх орієнтацій відносно поля, а саме грань кристалу з мікроструктурними елементами була паралельною вектору електричної компоненти поля хвилі H_{10} у хвильоводі, і грань кристалу з мікроструктурними елементами розташовувалася перпендикулярно до вектору електричної компоненти поля хвилі H_{10} у хвильоводі.

Результатами впливу, які фіксувалися в експериментальних дослідженнях, були збої у роботі мікросхем та їх катастрофічна відмова. Встановлено, що поляризаційний фактор (взаємна орієнтація поля і мікросхеми) визначає величини додаткових напруг, які прикладаються до елементів кристалу мікросхем при дії ІЕМП. Він значною мірою визначає роботу ІМС та їх стійкість при впливі електромагнітного випромінювання. Найбільші значення

додаткових напруг до розрядних кіл прикладаються в тому випадку, коли грань кристала із мікроструктурних елементів (МСЕ) паралельна вектору напруженості електричного поля хвилі H_{10} . Крім поляризаційного фактора, на працездатність мікросхем при впливі ІЕМП значну роль грають розміри кристалу мікросхем. Функціональне призначення мікросхем не впливає на їх реакцію при дії ІЕМП.

Експериментальні дослідження показали, що при впливі ІЕМП на ІМС із кристалом 4×4 мм збої у роботі мікросхем починаються з напруженостей поля $E_m \geq (0,05-1)$ кВ/м, катастрофічні відмови - з $E_m \geq (75-90)$ кВ/м (грань з МСЕ паралельна вектору напруженості електричної компоненти поля). У тому випадку, коли грань кристалу із МСЕ є перпендикулярною вектору напруженості електричної компоненти поля, граничні значення полів, як мінімум, на порядок вищими зазначених.

На рис. 4.13 наведено статистичні дані виходу із ладу мікроструктурних елементів кристалу мікросхем при впливі потужних полів. Більшість мікросхем виходять із ладу при впливі потужних ІЕМП внаслідок пропалювання металізації (30% - пропалювання контактних майданчиків, 30% - пропалювання струмопровідних доріжок на підкладці кристала мікросхем (рис. 4.14), у 30% вихід ІМС обумовлено спільним пропалюванням струмопровідних доріжок та активних мікроструктурних елементів кристалу, у 10% вихід ІМС відбувається внаслідок пропалювання активних МСЕ (рис. 4.13). Фрагмент кристалу із пропалюванням металізації показано на рис. 4.14.

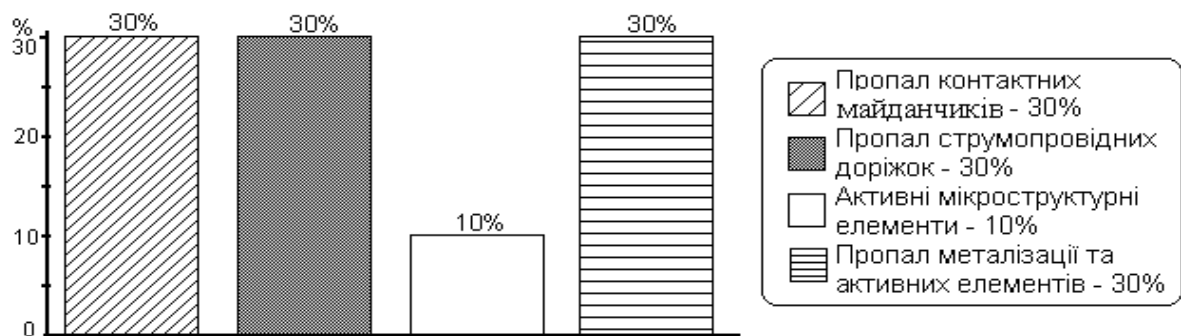


Рисунок 4.13 – Статистичні дані щодо виходу мікроструктурних елементів сучасних мікросхем при впливі ІЕМП

Експериментальні дослідження показали, що екранування не є засобом захисту мікросхем від впливу ІЕМП. Додаткові напруги до розрядних кіл кристалу при цьому виді впливу прикладаються через сполучні провідники розміщених поряд радіоелементів.

Електронні модулі з мікросхемами АЦП/ЦАП та мікроскладання приймачів/передавачів розміщалися на платах розмірами не більше 25×20 мм. Дослідження показали, що орієнтація модуля у прив'язці до орієнтації мікросхеми відносно поля, визначає його стійкість. Граничні значення відмов електронних модулів внаслідок відмов мікросхем такі самі, як і безпосередньо у мікросхем. Граничні значення полів, при яких починаються збої в роботі електронних модулів, нижчі, ніж у мікросхем.

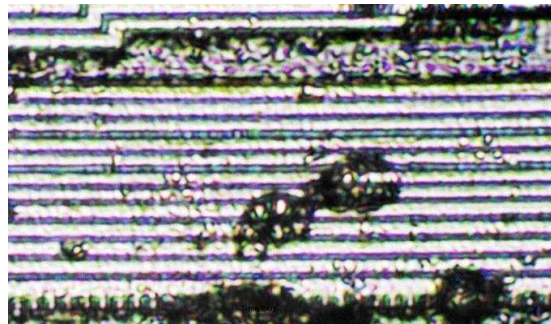


Рисунок 4.14 – Фрагменти пропалювання провідних доріжок та контактного майданчика у мікросхемі 27C256-20FA

За результатами експериментальних досліджень розроблені рекомендації направлені на підвищення стійкості мікросхем до впливу імпульсних електромагнітних полів, які приведені у висновках.

Основні співвідношення, що покладено в основу розроблених пакетів програм, які дозволяють моделювати фізичні процеси перетворення енергії

електромагнітного поля в напружені струмові та теплові процеси у мікроструктурних елементах розрядних кіл кристалу сучасних мікросхем.

Основою для побудови фізичної моделі взаємодії ІЕМП із мікроструктурними елементами сучасних мікросхем були експериментальні дані і досвід розроблення подібної моделі для мікросхем з низьким рівнем інтеграції. Модель взаємодії електромагнітного випромінювання із МСЕ мікросхем включає у собі розв'язання дифракційної задачі для мікросхем у хвилеводі, аналіз електричних кіл розряду у кристалі, розв'язання рівняння теплопровідності для моделі кристалу і моделювання напружених струмових і теплових режимів в активному мікроструктурному елементі кристалу – базуючись на прикладі польового транзистора.

Для аналізу фізичних процесів у електричних колах розряду кристалу мікросхем при впливі імпульсних електромагнітних полів, розглянемо критерії для прогнозування стійкості сучасних ІМС.

З урахуванням втрат струмів зміщення, у колі розряду з послідовного з'єднання провідних та діелектричних мікроструктурних елементів визначені причини більш швидкого пропалу струмопровідних доріжок.

Внаслідок моделювання електротеплових процесів з урахуванням втрат струмів зміщення пояснюють, чому пропали алюмінієвих доріжок відбувається при значеннях полів на 10% менших у порівнянні коли втрати струму зміщення в діелектрику не враховувались. У випадку мідних доріжок у канавці з танталу ці відмінності в граничних значеннях полів становлять 5%.

Одним із найбільш істотних параметрів, що визначають значення струму в розрядному електричному колі, є значення його опору. Фізичні розрахунки визначають що при пропалі розрядного кола повинно виконуватися наступне співвідношення

$$R_{\Sigma} \ll 1/\omega C_{екв}, \quad (4.14)$$

де R_{Σ} – еквівалентний опір провідних мікроструктурних елементів, $C_{\text{екв}}$ – еквівалентна ємність діелектричних плівок, ω – колова частота зовнішнього поля.

Згідно із (4.14) струм зміщення повинен визначати струм провідності в провідних МСЕ. Співвідношення (4.14) знайдено експериментально і визначає необхідну умову пропалення провідних плівок у металодіелектричних структурах при впливі потужних ІЕМП.

Аналіз результатів експериментальних даних та аналітичних розрахунків показує, що мікросхеми створені за технологією 120 нм виходять із ладу при густині струму в колі розряду $j \approx 0,5 \cdot 10^{12} \text{ А/м}^2 = 5 \text{ кА/мм}^2$. На підставі знайдених значень $C_{\text{екв}}$ і густини струму в роботі проведено прогнозування стійкості мікросхем при впливі потужних ІЕМП залежно від рівня технології і розмірів ($D \times D$ мм) кристала (рис. 4.15). Знайдені значення $C_{\text{екв}}$ дозволяють досліджувати динаміку електротеплових процесів у моделі кристала з багаторівневою металізацією (рис. 4.14) з урахуванням особливостей провідних та діелектричних плівок.

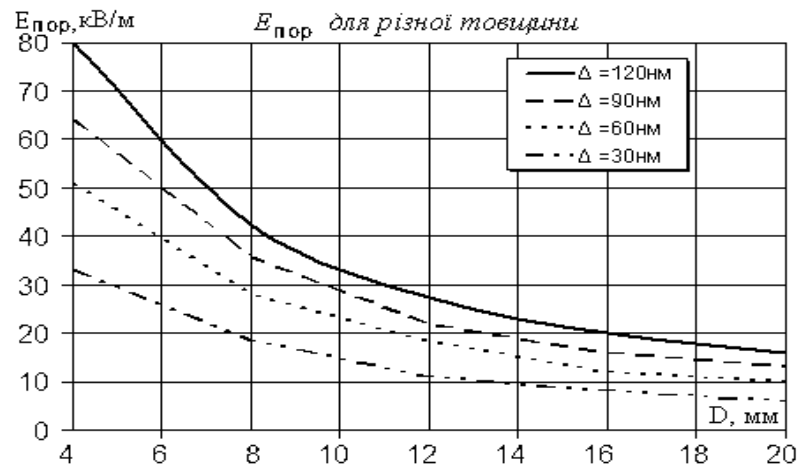


Рисунок 4.15 – Залежність граничної напруженості ІЕМП, від розмірів кристалу з шириною струмопровідних доріжок – Δ

Крім цього, у розділі проаналізовано електричні кола розряду з польовими транзисторами. За допомогою чисельно-аналітичної моделі досліджено фізичні процеси в ПТШ, що працюють у напружених струмових та теплових режимах, починаючи від лавинного до теплового пробою для різних розмірів ширини затвору і каналу. Розрахунки вольт-амперних характеристик (ВАХ) та критеріальних залежностей проводилися для ПТШ як з урахуванням, так і без урахування струму зміщення. На рис. 4.16 зображені критеріальні залежності Вунша-Белла для ПТШ без урахування струму зміщення для ширини каналу транзистора в 240 нм і 400 нм (криві 1 і 2, відповідно).

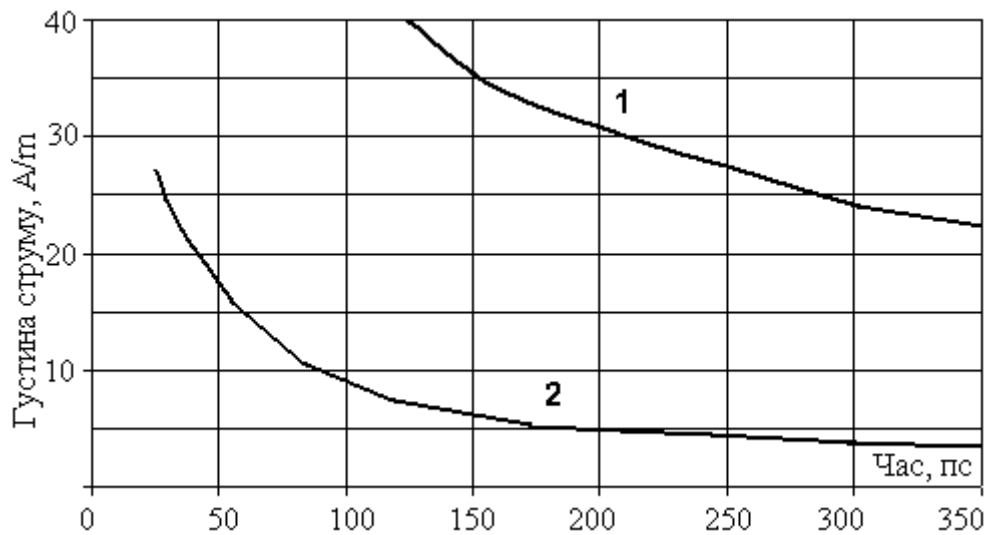


Рисунок 4.16 – Критеріальні залежності стійкості ПТШ

Зменшення розмірів ширини каналу транзистора призводить до виходу за номінальний режим і до балістичного режиму роботи приладу. Аналіз фізичних процесів та характеристик ПТШ у напружених струмових режимах показує, що в основному пробій у кристалі при впливі потужних ІЕМП реалізується через розрядні кола з пасивними мікроструктурними елементами, що узгоджується з експериментальними результатами.

Із урахуванням отриманих результатів можна констатувати, що розроблена модель мікросхем дозволяє досліджувати фізичні процеси у мікроструктурних елементах кристалу сучасних мікросхем, що виникають під

час реалізації напружених струмових та теплових режимів та прогнозувати стійкість мікросхем до впливу імпульсних НВЧ полів.

4.4 Функціональна схема устатковини

Вплив потужних імпульсів електромагнітного поля на напівпровідникові елементи РЕЗ (радіоелементи) в вільному просторі дуже складно виявити. В загальному плані така задача являє собою дуже складний процес, котрий слід вивчати та досліджувати з урахуванням дії ряду факторів, серед яких мають місце дифракційні явища при падінні електромагнітної хвилі на об'єкти зі складною поверхнею. В цьому випадку головним є виявлення порогових значень напруженості електромагнітного поля в місці знаходження напівпровідникового радіоелемента. Слід зауважити, що під пороговим значенням напруженості електромагнітного поля мається на увазі таке її значення, при котрому починають проявлятися деградаційні процеси в окремих радіоелементах (інтегральних мікросхемах).

4.5 Основні елементи устатковини та їх призначення і характеристики

Для проведення імітаційного моделювання процесу впливу потужного електромагнітного поля на напівпровідникові елементи, а також для розрахунку порогових значень напруженості електромагнітного поля була розроблена функціональна схема експериментальної устатковини (рис. 4.17).

Устатковина включає наступні елементи: 1 – магнетрон МІ-387; 2 – блок живлення (модулятор); 3 – магнітно-фокусуюча система; 4 – короткозамикаючий (узгоджувальний) поршень; 5 – коаксиально-хвильоводний перехід; 6 – атенюатор; 7 – хвильоводна секція для випробувань; 8 – узгоджене навантаження.

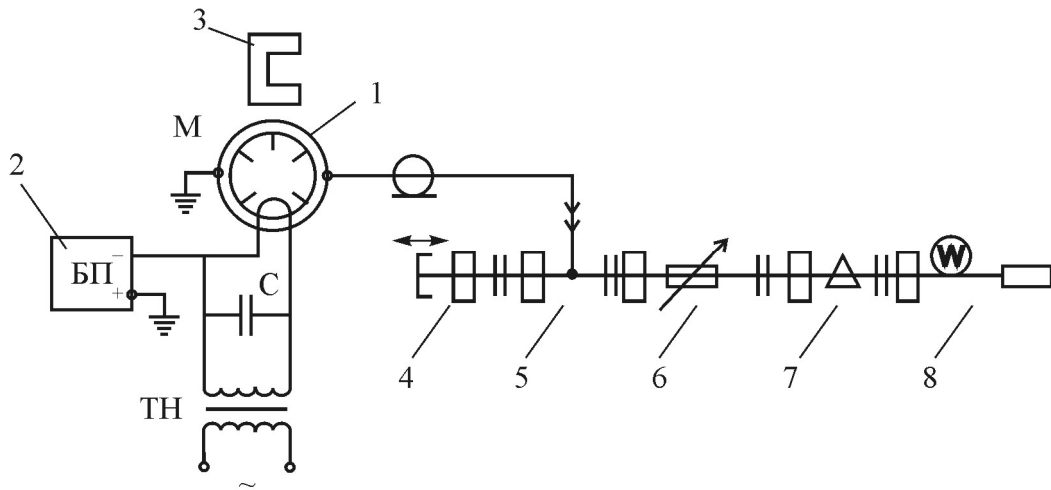


Рисунок 4.17 – Загальний вид функціональної схеми устатковини

Модулятор формує імпульси анодної напруги 7,7 кВ та тривалістю від 0,07 до 1,0 мкс. Магнетрон генерує НВЧ коливання на частоті ~ 3000 МГц, потужністю в імпульсі ~ 16 кВт (середня потужність становить $\sim 2,0$ кВт). Хвильоводний тракт збирався з хвильоводних елементів стандартного поперечного перетину (72x34) або (90x45). В якості узгодженого навантаження використовувалась калориметрична секція ваттметра.

4.6 Опис роботи устатковини

Основним елементом устатковини є секція 7 для випробувань напівпровідникових елементів. Дана секція представляє собою відрізок хвильоводу (90x45), в якому планується розміщувати напівпровідникові елементи (інтегральні мікросхеми, транзистори, діоди та інше) для дослідження їх характеристик в умовах дії потужних НВЧ-імпульсів електромагнітного поля. Варіанти розміщення напівпровідникових елементів в хвильоводі показано на рис. 4.18 [176].

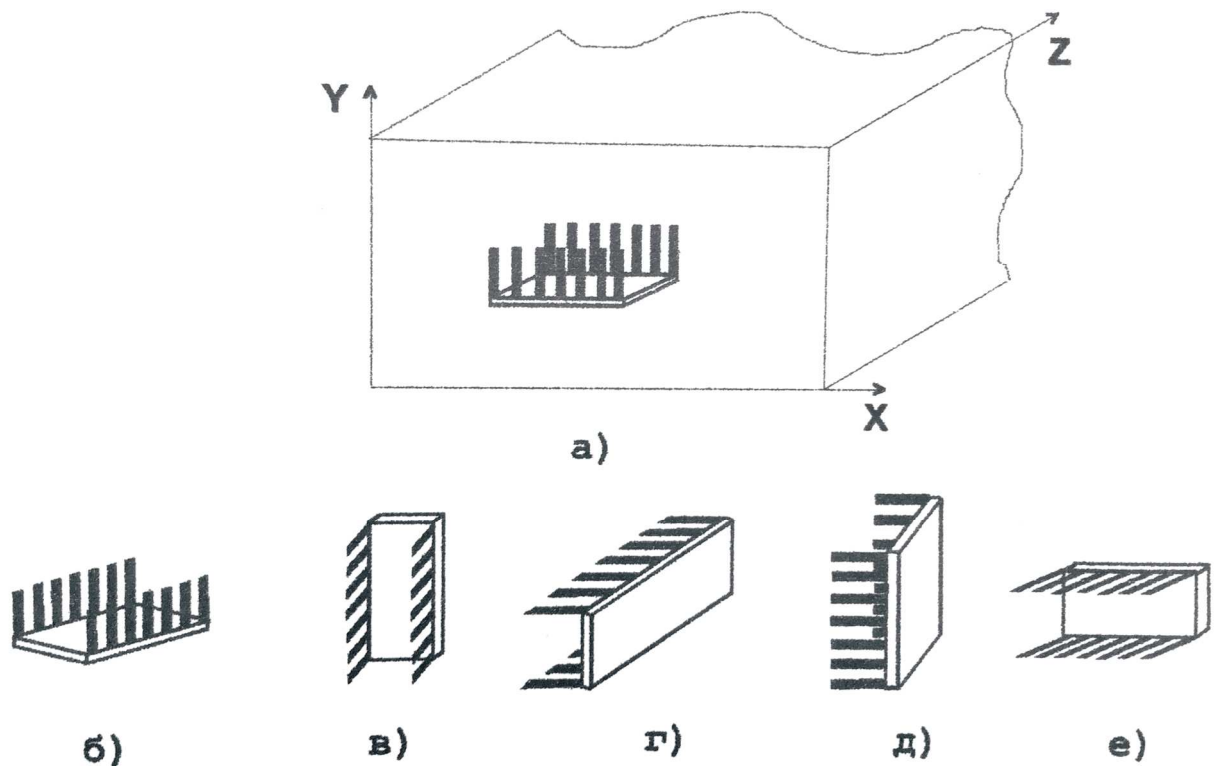


Рисунок 4.18 – Варіанти розміщення елементів в хвилеводі [176]

В якості об'єктів дослідження планується використовувати напівпровідникові елементи, що входять до складу квадрокоптера Intel® Aero Ready To Fly.

4.7 Вибір елементів для випробувань дії потужного ЕМВ

Для постановки експерименту використовувався мультикоптер Intel® Aero Ready To Fly. Обґрунтуванням для використання даної моделі є:

- наявність можливості програмної реконфігурації;
- гнучка програмно-апаратна архітектура;
- широкий спектр пристроїв для сполуки з забезпечуючим програмно-апаратним комплексом мультикоптера (магнітометри, безпроводні модулі тощо).

Загальний опис обраного пристрою (рис. 4.19):

1. Чотиригвинтовий (квадро-) безпілотний літальний апарат (мультикоптер) з акумулятором, що містить:

- фюзеляж із вуглеплатику;
- модулі GPS и компас;
- розподільна плата живлення;
- 4 електронних контролера швидкості;
- 4 електродвигуни;
- 8 дворівневих гвинта;
- послідовний приймач Spektrum DSMX;
- передавач Spektrum DXe (2,4 ГГц DSMX);
- обчислювальна плата Intel® Aero Compute Board.

2. Обчислювальна плата Intel® Aero Compute Board (рис. 4.20), що містить:

- процесор Intel Atom® x7-Z8750;
- оперативний запам'ятовуючий пристрій 4 ГБ LPDDR3-1600;
- вбудована енергонезалежна система пам'яті 32 ГБ eMMC;
- роз'єм для карт пам'яті microSD;
- роз'єм M.2 1-канального PCIe для твердотілого накопичувача;
- дводіапазонний адаптер Intel® Wireless-AC 8260;
- роз'єм USB 3.0 OTG;
- програмоване введення-виведення через Intel® MAX® 10 FPGA;
- камера 8 МП, RGB (фронтальна);
- камера VGA, єдиний затвор, монохромна (напрямок вниз).



Рисунок 4.19 – Мультикоптер Intel® Aero Ready To Fly: загальний вигляд

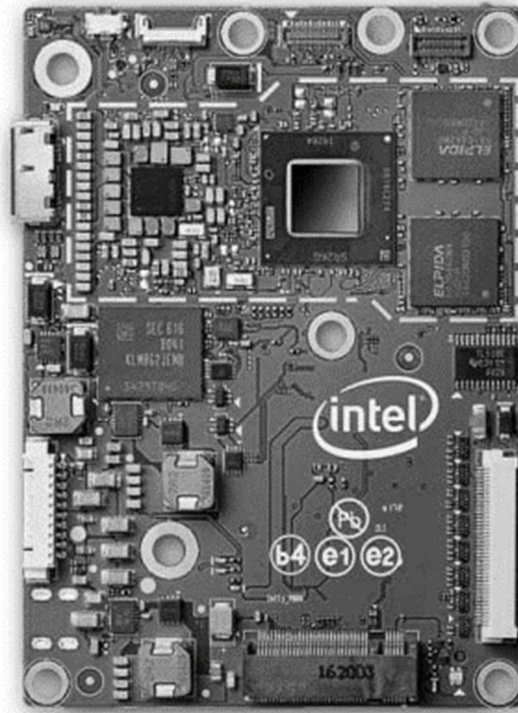


Рисунок 4.20 – Обчислювальна плата Intel® Aero Compute Board: загальний вигляд

3. Програмне забезпечення:

- вбудована ОС Linux, Yocto Project;
- InsydeH2O – оптимізована версія BIOS UEFI для платформи Intel® Aero Platform for UAV.

4. Пульти керування.

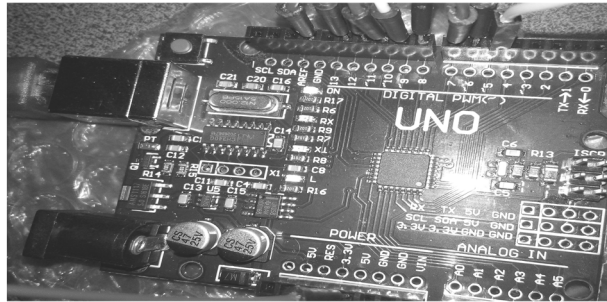
У якості досліджуваного пристрою сполуки, який частково дублював роботу контролеру управління двигунами мультикоптеру та піддавався впливу НВЧ-випромінювання – виступав контролер Arduino UNO R3 (рис. 4.21).

Основні характеристики даного контролеру:

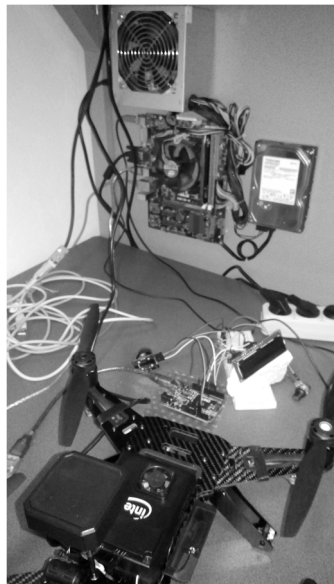
- тип мікроконтролера ATmega328P;
- напруга живлення мікроконтролера – 5 В;
- напруга живлення плати 7-12 В;
- цифрові входи-виходи 14 (з них 6 підтримують ШІМ);
- виходи ШІМ модуляції – 6 шт.;

- аналогові входи – 6 шт.;
- сила струму цифрових виходів – 20 мА;
- напруга та сила струму виходу – 3,3 В, 50 мА;
- об'єм флеш пам'яті (FLASH) 32 кБ (з яких 0,5 кБ використовується завантажувачем);
- об'єм оперативної пам'яті (SRAM) – 2 кБ;
- об'єм енергонезалежної пам'яті (EEPROM) – 1 кБ;
- частота тактування 16 МГц.

Дослідження впливу НВЧ-випромінювання проводилися шляхом зняття ряду параметрів роботи мікроконтролера ATmega328P.



а)



б)

Рисунок 4.21 – Контролер Arduino UNO R3: інтеграція з Intel® Aero Compute Board

В результаті експерименту з впливу НВЧ-випромінювання на мікроконтролер ATmega328P (рис. 4.22), який на платформі контролера Arduino UNO R3 виконував функції контролера управління гвинтами мультикоптера Intel® Aero Ready To Fly шляхом інтеграції з обчислювальною платою Intel® Aero Compute Board, були отримані наступні результати:

–попередня оцінка граничної напруженості електромагнітного поля (пікового її значення);

–дані експерименту були співставленні з даними теоретичних розрахунків.



Рисунок 4.22 – Мікроконтролер ATmega328P: загальний вигляд

Після експериментальної частини мікроконтролер ATmega328P був досліджений на предмет наявності пробіїв p - n переходів шляхом багатократного збільшення компонентної бази мікроконтролера після зняття його верхньої ізоляційної частини (див. рис. 4.23 та 4.24). Виявлені точки пробією (див. рис. 4.25 та 4.26).

Аналогічно були проведені експерименти з процесором Intel 386i для виявлення порогових точок відмовостійкості при впливі НВЧ випромінювання наноімпульсної природи різної інтенсивності (див. рис. 4.27, 4.28 та 4.29).

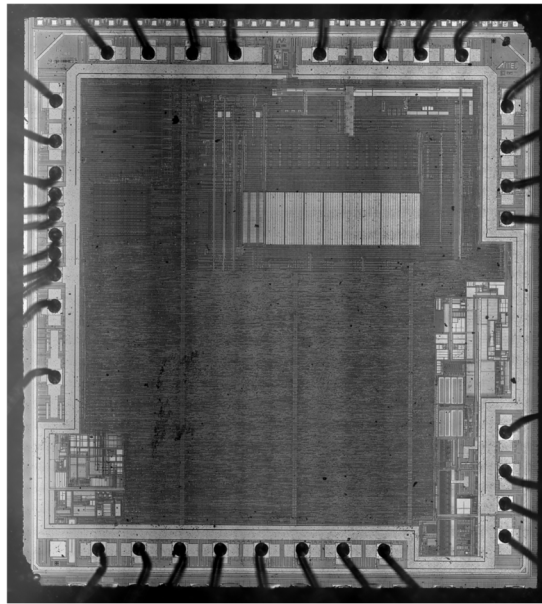


Рисунок 4.23 – Мікроконтролер ATmega328P: вигляд без ізоляційного матеріалу

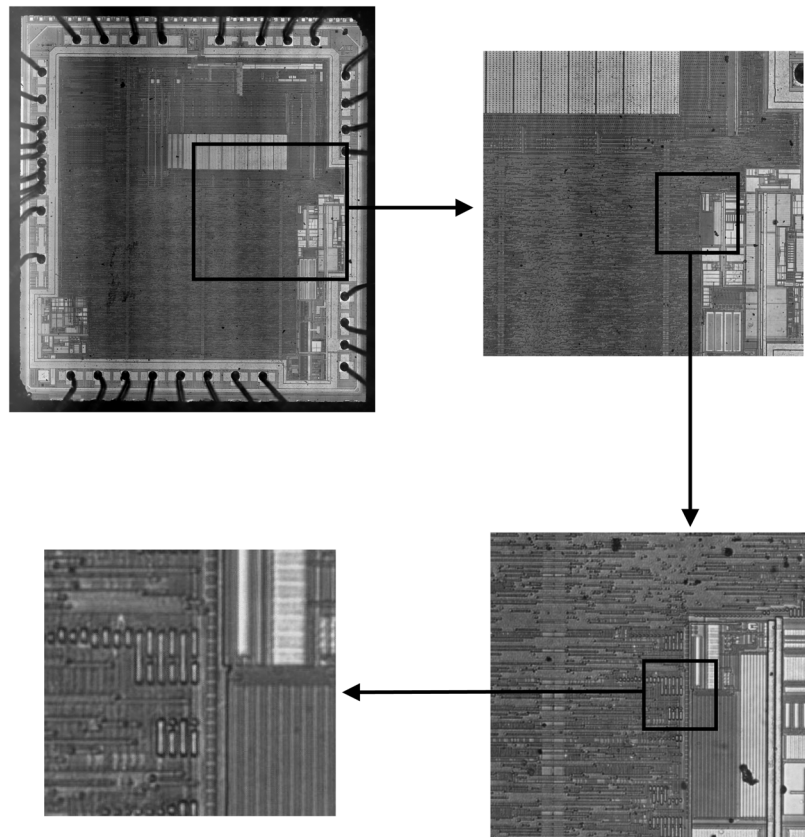


Рисунок 4.24 – Мікроконтролер ATmega328P: 20-кратне збільшення для виявлення точок пробую

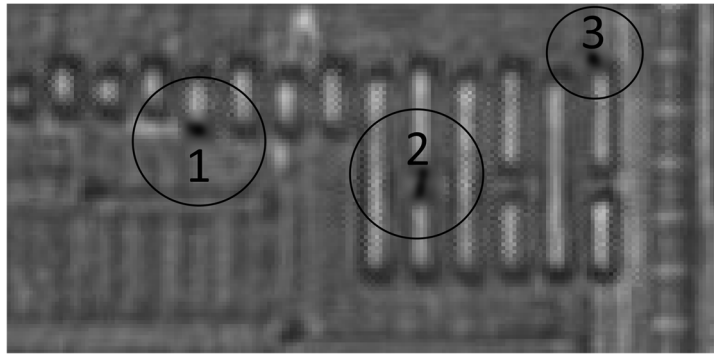


Рисунок 4.25 – Мікроконтролер ATmega328P: точки пробою

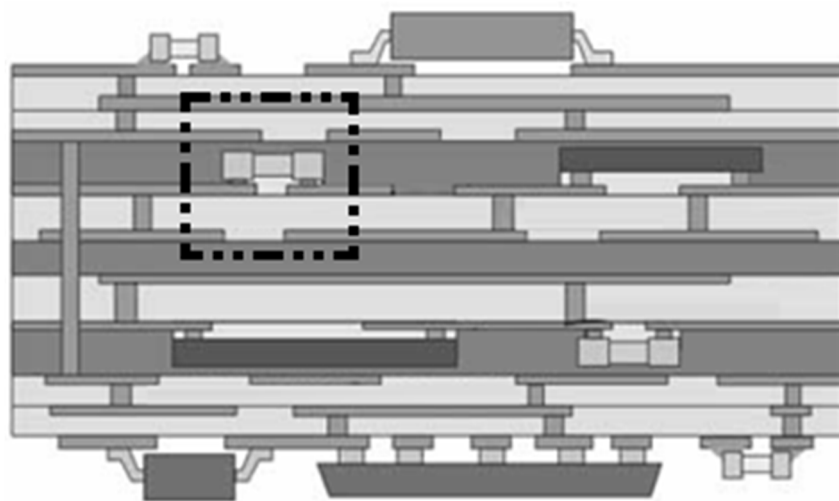


Рисунок 4.26 – Теоретичне представлення пробою у точці 1 згідно багатошарової карти фрагменту мікроконтролера



Рисунок 4.27 – Процесор Intel 386і: загальний вигляд на макетній платі-стенді

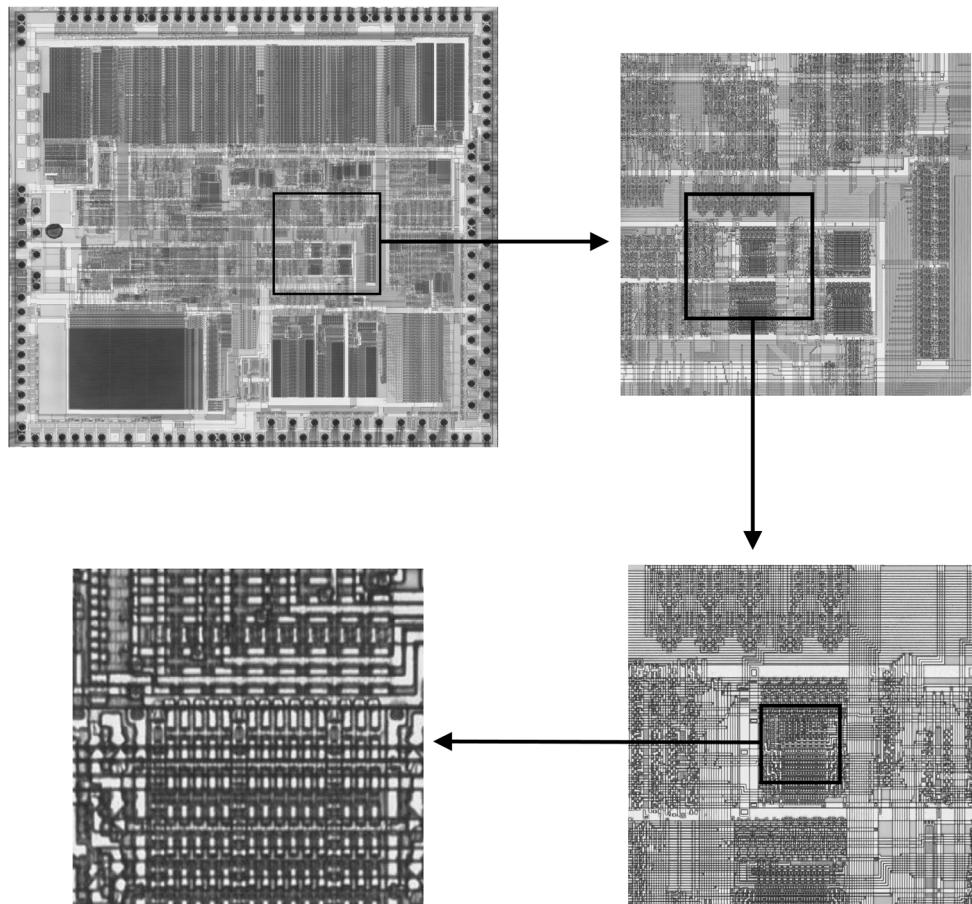


Рисунок 4.28 – Процесор Intel 386і: 20-кратне збільшення для виявлення точок пробою

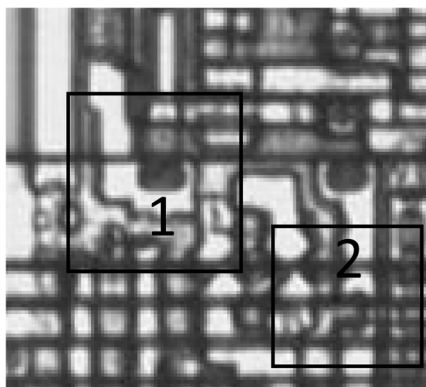


Рисунок 4.29 – Процессор Intel 386i: точки пробою

5 ПОБУДОВА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЇ УСТАТКОВИНИ ДЛЯ НВЧ КОМПРЕСІЇ

5.1 Фізика процесу резонансної НВЧ компресії

5.1.1 Загальні питання

Розглянемо фізичні принципи роботи НВЧ компресора на прикладі розробки джерела НВЧ випромінювання з компресією імпульсу на виході НВЧ генератора L – діапазону, описаного в роботі [154].

Відомо, що одним із методів збільшення пікової потужності НВЧ генераторів є тимчасове стиснення енергії випромінювання на його виході за допомогою резонансних систем – резонансних компресорів [155]. Інтерес до використання методів резонансної НВЧ компресії при створенні джерел НВЧ випромінювання наносекундної тривалості, з одного боку, обумовлений можливістю збільшення пікової потужності генератора без збільшення енергетичного потенціалу джерела живлення. З іншого боку, формування широкосмугових і надширокосмугових імпульсних сигналів засноване на простих технічних рішеннях здійснення тимчасового стискування і використання існуючої елементної бази вузькосмугової техніки НВЧ [156-159].

Принципи тимчасового стиснення енергії імпульсу відносяться до пасивних методів збільшення пікової потужності і засновані на накопиченні електромагнітної енергії в високодобротному резонаторі протягом часу

$$t_i = (3...5) \times \tau_p , \quad (5.1)$$

де $\tau_p = \frac{Q_n}{\omega_0}$ – постійна часу резонатора, Q_n – навантажена добротність резонатора, ω_0 – кругова резонансна частота, і наступним швидким її виведенням в навантаження при зміні зв'язку за час $\tau_b \ll \tau_p$.

Коефіцієнт збільшення потужності M^2 пов'язаний зі ступенем стиснення, яка визначається відношенням тривалості імпульсу на вході – $\tau_{вх}$ х і на виході – $\tau_{вих}$ пристрою компресії співвідношенням

$$M^2 = \frac{P_{вх}}{P_{вих}} = \eta \times \frac{\tau_{вх}}{\tau_{вих}}, \quad [5.2]$$

де $P_{вх}$ і $P_{вих}$ – відповідно потужності на вході і виході компресора, η – ККД перетворення енергії імпульсу, що надходить на вхід компресора, в енергію вихідного імпульсу.

5.1.2 Опис НВЧ компресора на основі Р-I-N діодного комутатора

Структурна схема устатковини наведена на рис.5.1 і включає НВЧ генератор, НВЧ компресор, циркулятор і електронний блок керування комутатором. В якості джерела НВЧ потужності використовується НВЧ генератор. Параметри даного НВЧ генератора наведені в табл. 5.1.

Для захисту від перевантажень на виході НВЧ генератора встановлюється коаксіальний циркулятор. Прямий вихід циркулятора підключений до входу резонансної системи компресії. Частина потужності генератора під час перехідного процесу збудження резонатора відводиться в НВЧ навантаження, підключену до зворотного виходу циркулятора. Втрати в циркуляторі складають 0,6 дБ. Резонансна система компресії складається з відрізка резонансної коаксіальної лінії обмеженого з боку входу елементом збудження

і з боку виходу напівпровідниковим комутатором на основі прохідного тороїдного резонатора.

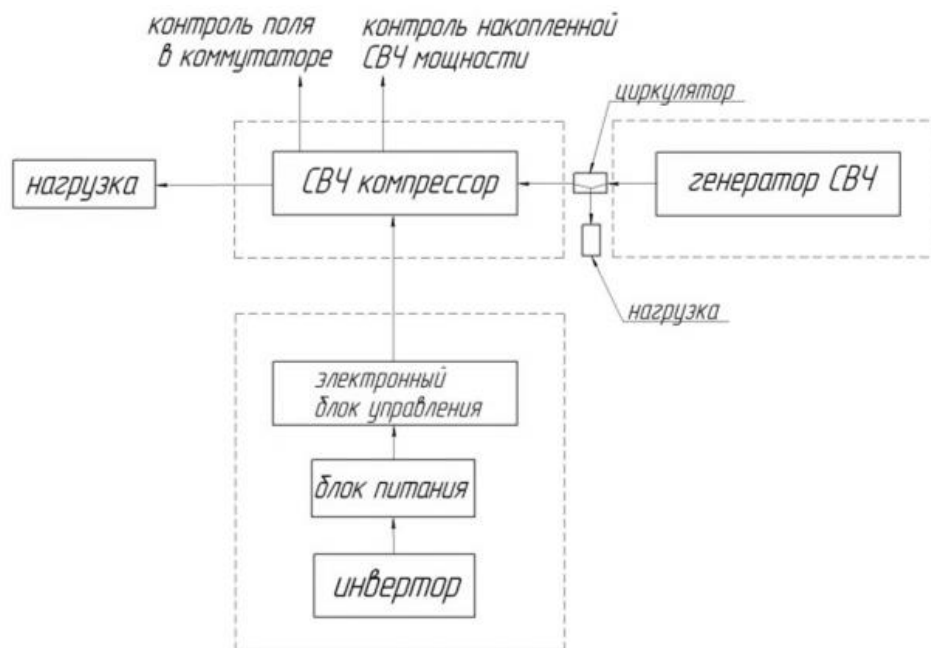


Рисунок 5.1 – Структурная схема СВЧ – компрессора на основе Р-І-Н диодного коммутатора

Таблица 5.1 – Параметры НВЧ генератора

Імпульсна потужність НВЧ генератора, Вт	Тривалість генеруючих імпульсів, мкс	Частота повторення імпульсів, Гц	Несуча частота, МГц
200	4	250	848

Зовнішній вигляд НВЧ-компресора на основі Р-І-Н діодного комутатора наведений на рис. 5.2. На рис. 5.2 показані 1 – накопичувальний резонатор; 2 – вхідний роз'єм зв'язку з генератором; 3 – гвинти коригування резонансної частоти накопичувального резонатора; 4 – роз'єм для контролю накопленої НВЧ-потужності; 5 – перемикає Р-І-Н діодний комутатор; 6 – вихідний роз'єм зв'язку з навантаженням; 7 – гвинти коригування замикання комутатора; 8 – роз'єм подачі зміщення на Р-І-Н діоди; 9 – роз'єм для контролю поля в

комутаторі. Параметри НВЧ-компресора на основі Р-І-Н діодного комутатора наведені в табл. 5.2.

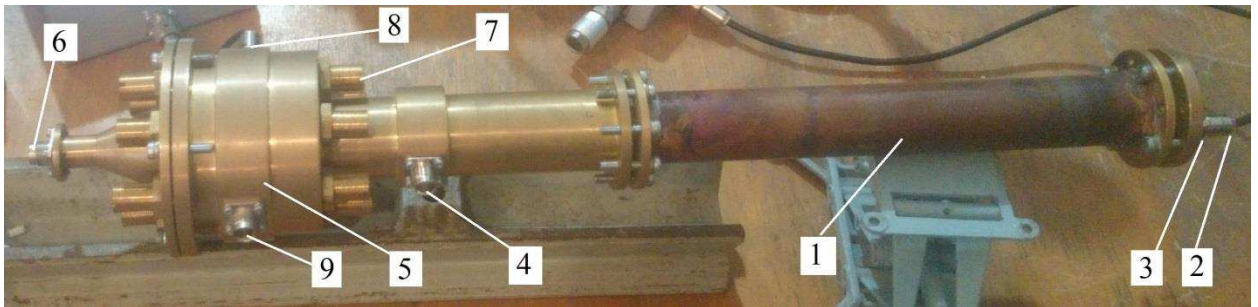


Рисунок 5.2 – Зовнішній вигляд НВЧ-компресора на основі Р-І-Н діодного комутатора

Таблиця 5.2 – Параметри НВЧ-компресора на основі Р-І-Н діодного комутатора.

Коефіцієнт посилення	Добротність резонансної системи	Час накопичення, нс	Несуча частота, МГц
8,9	500	500	848

В якості комутованого пристрою в НВЧ компресорі використовується напівпровідниковий комутатор. Комутація накопиченої НВЧ потужності в цьому пристрої здійснюється за допомогою Р-І-Н діодів. Схема напівпровідникового комутатора наведена на рис. 5.3. У схему входять 1, 5 – коаксіальна лінія, 2 – блок управління комутатором, 3 – тороїдний резонатор, 4 – Р-І-Н діоди 2А542А1.

Тороїдний резонатор виконаний з мідного хвильоводу з внутрішнім діаметром 80 мм і довжиною 64 мм. У кільцевому зазорі резонатора розташовуються 6 пар включених зустрічно Р-І-Н діодів 2А542А1. Вихід коаксіальної лінії з'єднаний з навантаженням (антенною).

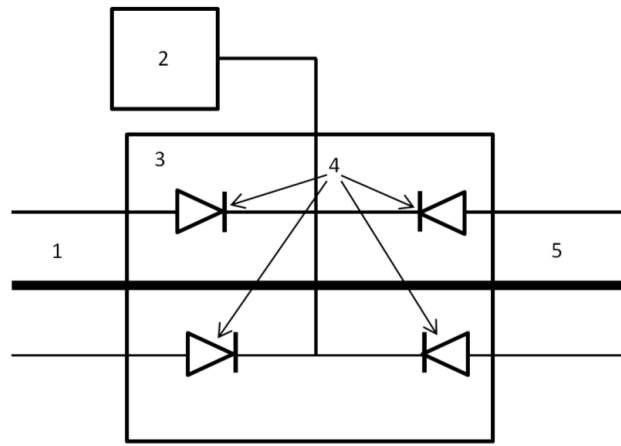


Рисунок 5.3 – Схема Р-І-Н діодного комутатора

Формування імпульсів методом резонансної НВЧ компресії відбувається в результаті двох процесів.

Перший процес – накопичення енергії, що надходить з НВЧ генератора, в коаксіальному резонаторі. У цьому випадку на Р-І-Н діоди подається імпульсна зворотне зміщення 800 В, яке замикає діоди. НВЧ генератором генеруються імпульси тривалістю до 4 мкс, що надходять з частотою 250 Гц. Осцилограма імпульсу наведена на рис. 5.4. При надходженні на вхід резонансної системи НВЧ імпульсів від генератора відбувається накопичення енергії в резонансній системі.

Другий процес - вивід накопиченої енергії в навантаження. Через час, що дорівнює 500 нс, коли рівень поля в резонаторі досягає максимальної величини, блок управління комутатором формує імпульс негативної полярності 800 В, тривалістю 5 нс і крутизною наростання 320 В/нс в результаті чого комутатор відкривається. Осцилограма імпульсу, сформованого блоком управління комутатором, який відкриває комутатор, наведений на рис. 5.5.

Крізь відкритий комутатор енергія, що накопичена в резонансній системі, випромінюється в навантаження у вигляді імпульсу, збільшеного по амплітуді щодо потужності генератора в 8,9 раз і тривалістю, що визначається добротністю резонансної системи в режимі виводу – 5 нс. Осцилограма

сформованого імпульсу наведена на рис. 5.6. Параметри сформованих НВЧ імпульсів наведені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Параметри імпульсів випромінювання на виході джерела.

Пікова потужність на виході компресора, Вт	Тривалість НВЧ імпульсів, нс	Частота повторення імпульсів, Гц
1780	5	250

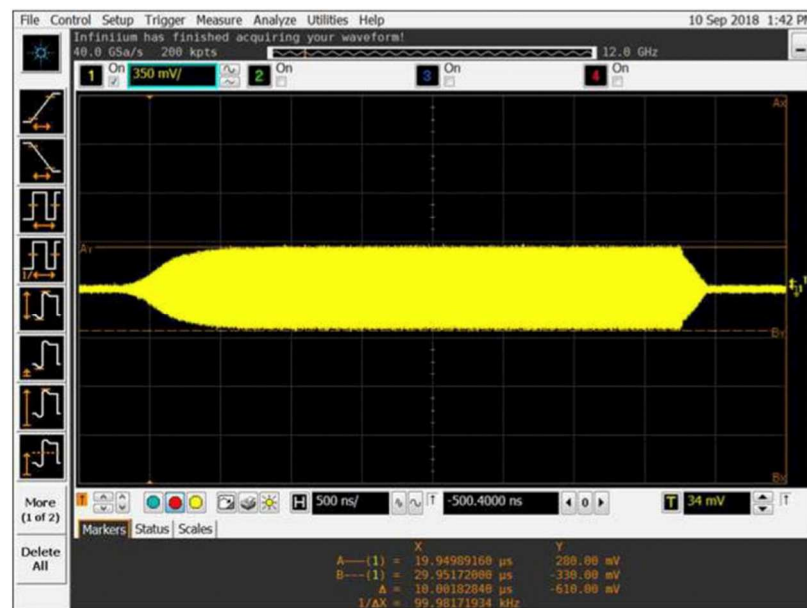


Рисунок 5.4 – Осцилограма імпульсу НВЧ генератора

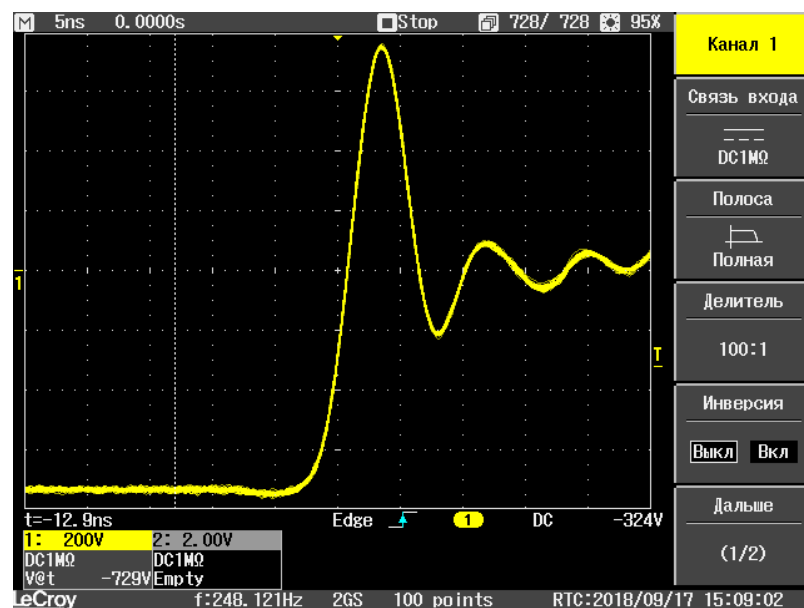


Рисунок 5.5 – Осцилограма імпульсу, що відкриває комутатор

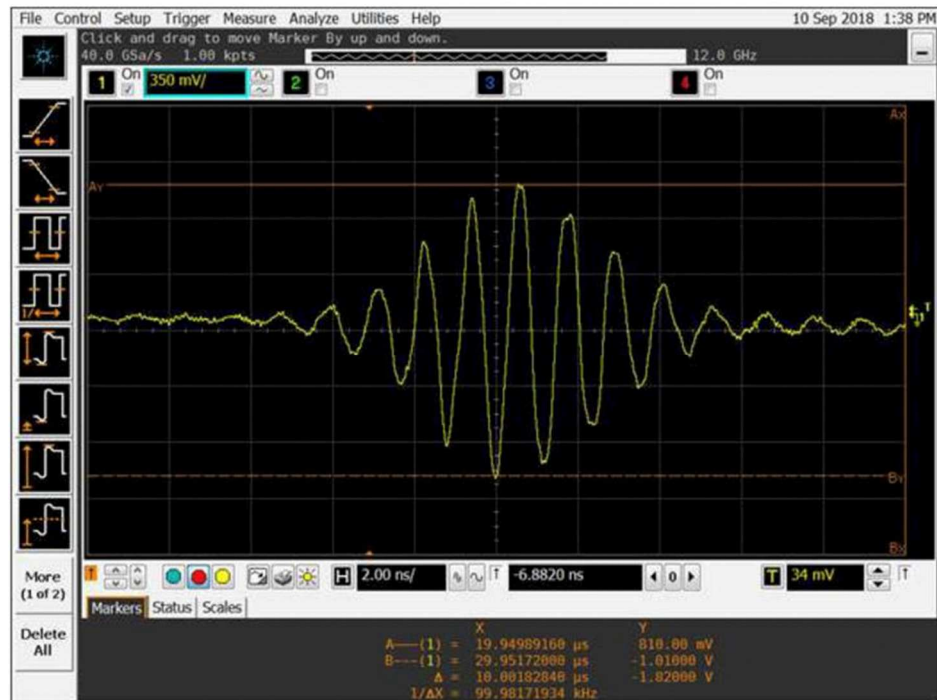


Рисунок 5.6 – Осцилограма імпульсів на виході джерела НВЧ випромінювання

Таким чином, в результаті проведеної роботи:

–розроблено конструкцію пристрою НВЧ компресора з напівпровідниковим комутатором на основі P-I-N діодів.

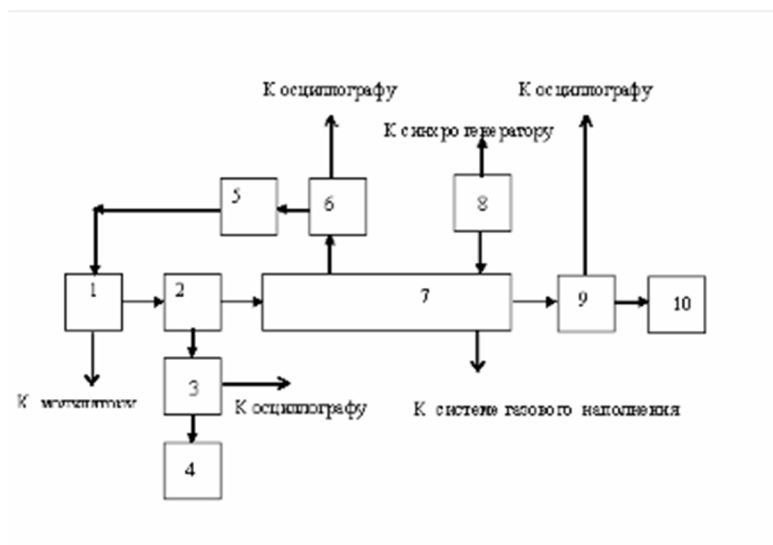
–на базі напівпровідникового генератора з параметрами, наведеними в табл. 5.1, створений лабораторний макет джерела НВЧ випромінювання наносекундної тривалості з параметрами, наведеними в табл. 5.2 і 5.3.

5.1.3 Загальна функціональна схема устатковини

Цікавим є розгляд роботи генераторного НВЧ модуля з резонансною НВЧ компресією імпульсу на виході магнетрона X-діапазону частот.

Методи тимчасового стиснення енергії імпульсів електромагнітного випромінювання широко використовуються для збільшення пікової потужності приладів НВЧ без зміни живлячої напруги [160]. При реалізації даних методів на виході генератора або підсилювача розташовується резонансний НВЧ компресор. Такий підхід використовується в прискорювальній техніці для збільшення енергії заряджених частинок без збільшення енергетичного потенціалу системи ВЧ живлення [160]. У радіолокації забезпечується збільшення роздільної здатності зі збереженням енергетичного потенціалу станції [161]. В [161] показана можливість збільшення далекосяжності електромагнітного впливу на електронну техніку.

Спрощена структурна схема генераторного НВЧ модуля наведена на рис. 5.7. Модуль містить магнетрон і резонансний НВЧ компресор – 7.



1 – магнетрон, 2 – циркулятор, 3 – хвильоводна детекторна секція,
 4 – хвильоводне навантаження, 5 – система АПЧ, 6 – детекторна секція,
 7 – резонансний НВЧ компресор, 8 – схема високовольтного живлення розрядника, 9 хвильоводна детекторна секція, 10 – хвильоводне навантаження

Рисунок 5.7 – Спрощена структурна схема генераторного НВЧ модуля

Резонансний НВЧ компресор виконаний на основі мідного циліндричного надрозмірного резонатора обмеженого з боку входу елементом зв'язку з хвилеводним трактом, а з боку виходу хвилеводним Т-образним зчленуванням круглого хвилеводу діаметром 55 мм і прямокутним хвилеводом перетином 28×12 мм². У резонаторі і бічному плечі трійника порушувалися коливання типу H_{11} і H_{10} , відповідно. Резонансна система компресора має значення власної добротності 30 000, розбіжність робочого типу коливань щодо найближчого паразитного 50 МГц. Прямокутне плече з'єднання закорочене і на відстані чверті довжини хвилі в хвилеводі від короткозамикача розташовується пусковий електрод газового розрядника тригатронного типу. Кругле плече Т-подібного з'єднання переходом з круглого хвилеводу на прямокутний перетином 23×10 мм² пов'язане з хвилеводною детекторною секцією 9, призначеної для індикації імпульсів на виході резонансного компресора. Енергія випромінюючих імпульсів поглинається в хвилеводному навантаженні 10. Запуск розрядника здійснюється від схеми високовольтного живлення 8 з параметрами: напруга – 3 кВ, тривалість імпульсу – 500 нс. Для узгодження магнетрона 1 з резонансним імпульсним компресором 7 в тракті збудження встановлюється циркулятор 2 з хвилеводним навантаженням 4, яка необхідна для поглинання енергії відбитої від входу в пристрої компресора в процесі збудження резонансної системи. Циркулятор забезпечує розв'язку між плечима, підключеними до компресора і до виходу магнетрона, рівну 30 дБ і прямі втрати 0.2 дБ. Між навантаженням 4 і циркулятором 2 розташована хвилеводна детекторна секція 3 для індикації сигналу, що надходить до навантаження 4. Для налаштування частоти магнетрона на частоту резонансного компресора використовується система автоматичного підстроювання частоти 5. За допомогою детекторної секції 6 здійснюється контроль процесів збудження резонансної системи компресора.

Для забезпечення електричної міцності циркулятора і резонансного компресора використовується газ аргон. Робочий тиск становило 5 атмосфер. Радіопрозори вікна, розміщені на виході компресора і вході в циркулятор,

забезпечували герметизацію робочих об'ємів циркулятора і пристрої компресора. Наповнення, скидання і контроль тиску газу здійснювалося за допомогою газової системи.

Таблиця 5.4 – Основні параметри генераторного НВЧ модуля

Пікова потужність, кВт	300
Тривалість імпульсів, нс	4.5 нс
Частота повторення імпульсів, Гц	2200
Час готовності, с	Не більше 30
Напруга живлячої мережі	+27В
Вага, кг	5
Габаритні розміри модуля, (довжина×ширина×висота)	965×195×205 мм ³

За допомогою системи індикації контролювалися процеси накопичення енергії в резонансній системі компресора і параметри вихідного випромінювання. Форма, тривалість і частота повторення імпульсів вимірювалися і фіксувалися на екрані осцилографа LeCroy. Пікова потужність на виході генераторного НВЧ модуля визначалася по середній потужності, яка вимірюється ваттметром МЗ-22 з термісторною голівкою типу М5-43.

Таким чином, порівнюючи між собою розглянуті схеми побудови резонансного НВЧ компресора слід зазначити перевагу схеми, в якій в якості НВЧ джерела використовується магнетрон з двома виводами енергії (див. рис. 2.3). Застосування такого підходу і схеми його реалізації значно спрощує і здешевлює виготовлення всієї НВЧ устатковини (за рахунок виключення автоматичного підстроювання частоти).

5.2 Основні елементи СВЧ устатковини та їх призначення і характеристики

2

5.2.1 Загальна інформація

Як було сказано раніше¹, в якості основної схеми побудови НВЧ компресора була вибрана схема, яка представлена на рис. 2.3. Згідно даної схема була розроблена та створена НВЧ устатковина (НВЧ модуль) для резонансної компресії. Загальний вид такої НВЧ устатковини представлено на рис. 5.8.



1 – блок керування та стиснення НВЧ імпульсів; 2 – нагрузки (антени)

Рисунок 5.8 – Загальний вид устатковини для резонансної компресії НВЧ імпульсів

5.2.2 Надширокосмугова антена та її характеристики

Сьогодні однією з вимог розвитку систем функціонального враження є вдосконалення пропускну здатності антенних систем та застосування надширокосмугових сигналів, зокрема, ультракоротких імпульсів із тривалістю порядку одиниць наносекунд [162-164].

Характеристики та якість розповсюдження ультракоротких сигналів визначається характеристиками навколишнього середовища, а також характеристиками самого сигналу. Основним фактором, що накладає обмеження на процес передачі є саме довкілля, яке спотворює загасання L сигналу. Для визначення кількісного значення параметра L можна скористатися співвідношенням (3.4). Розглянемо особливості формування ультракороткого сигналу та його поширення у вільному просторі.

5.2.2.1 Аналіз проблеми

Особливість проектування антенних систем при застосуванні ультракоротких сигналів визначається процесами зміни параметрів сигналу при їх проходженні через тракт антени. Оскільки розмір діафрагми антени набагато більший, ніж довжина пінг-сигналу в просторі, відбувається затримка випромінювання сигналу з різних елементарних ділянок антени. Імпульс струму, поширюючись вздовж випромінювача, послідовно збуджує його елементи короткими моноімпульсними сигналами. Викиди окремих ділянок антен виробляють загальне поле [165], яке визначається наступним співвідношенням

$$E_z(t, \theta) = \frac{Z_0 \sin \theta}{4\pi r} \cdot \frac{1}{\cos \theta - 1} \cdot \left[i \left(t - \frac{L}{c} - \frac{r - L \cos \theta}{c} \right) - i \left(t - \frac{r}{c} \right) \right], \quad (5.3)$$

де $E_z(t, \theta)$ - напруженість електричної z-складової електромагнітного поля;

Z_0 – хвильовий опір вільного простору;

θ – кут між віссю випромінювача та напрямком до точки спостереження;

r – відстань до точки спостереження;

L – розмір діафрагми антени;

c – швидкість світла.

Аналіз співвідношення (5.3) вказує на те, що поле антени складається з двох частин, позитивної та негативної. Кожен із складових повторює хвилюючу форму струму, при цьому одна частина цього поля формується в момент введення імпульсу струму в випромінювач, а інша - в момент досягнення кінцем випромінювача цим імпульсом. Таким чином, загальне поле складається з окремих полів, випромінюваних із точки збудження та кінців антени. Більше того, форма загального поля залежить від співвідношення між довжиною антени та тривалістю імпульсу. Затримка сигналу в антенних елементах значно перевищує тривалість імпульсу. В результаті між двома частинами випромінюваного поля утворюється проміжок, і поле ділиться на дві частини, що відповідають двом компонентам. Більше того, форма випромінюваного поля змінюється залежно від кута спостереження. Природний експеримент [165, 167] підтвердив результати моделювання. У класичній теорії антен за принципом взаємності форма антенного малюнка залишається незмінною під час випромінювання та прийому вузькосмугових сигналів. Цей принцип порушується, коли використовуються короткі надширокосмугові моноімпульсні сигнали. Шаплони антен значно відрізняються в режимі випромінювання та прийому, що є особливістю застосування радіосистем, що використовують ультракороткі сигнали.

5.2.2.2 Методика моделювання

Ультракороткі сигнали (UWB) зазвичай мають форму ідеалізованих гауссових моноциклів, основна частина спектра яких випромінюється в діапазоні частот від 1 до 7 ГГц [164, 166]. Крім того, формування випромінювання електромагнітної хвилі сигналу UWB у вільний простір накладає обмеження на конструкції застосованих антенних пристроїв. Аналіз конструкцій [163,166,168-170] антен для випромінювання ультракоротких імпульсів показав, що за допомогою фракталів можна створити

широкосмугову антену, значно зменшивши розмір конструкції. Фрактал можна знайти, поділивши фігуру на все більш і більше хвилинних об'єктів, при цьому будь-яка з знайдених фігур поділиться на однакові і, в свою чергу, є частиною подібної фігури. Відповідний клас антен називається антеною, що заповнює простір (SFA). Вони здійснюються на основі фракталів Коха, Мінковського, Серпінського [170].

Ці елементи фрактальних антен мають достатню широкосмуговість і невеликі розміри. Однак найбільш прийнятним випромінюванням сигналів UWB є антенний елемент, що представляє антену з розширюваним слотом (Tapered Slot Antenna (TSA)) [171]. Форма відкритого слота визначає смугу частот, при цьому експоненціальне збільшення ширини слота дає найширший діапазон. Діаграма спрямованої енергії такої антени характеризується вузьким головним променем і практично відсутністю бічних часток. Конструктивно TSA зазвичай випускається у вигляді друкованих провідників на ламінаті зі скловолокна. Антена має неправильну поверхневу форму, тому для дослідження характеристик такої антени існує програмний пакет, що використовується для тривимірного електродинамічного моделювання. Оптимізація розмірів та форм TSA дає різноманітні форми та пропорції, залежно від вирішення конкретної мети, однак важливим є розширення смуги частот електромагнітного випромінювання, що визначається при застосуванні електронних систем UWB. Таким чином, нагальним завданням є поліпшення технічних характеристик елементів TSA антенних систем, які випромінюють ультракороткі імпульси та не спотворюють форму хвилі та зменшують бічне випромінювання антени. Для досягнення мети виходить використання біполярного імпульсного сигналу при побудові антенного елемента, який схематично представлений на рис. 1. Інформаційний моноімпульсний сигнал ділиться на половинки для цієї мети. Одна частина сигналу послідовно інвертується і затримується на деякий проміжок часу, що дорівнює половині тривалості моноімпульсу. Обидва моноімпульсні сигнали використовуються для збудження відповідно двох антен TSA, розташованих поруч, на

уніфікованій діелектричній основі. Електромагнітні поля обох моноімпульсних сигналів втручаються в еквівалентний загальний простір діафрагми обох антен, виробляючи в ньому електромагнітне поле біполярного імпульсу, одночасно усуваючи часовий проміжок між двома частинами випромінюваного поля, характерним для антени TSA. Цей біполярний імпульс робить випромінювання, діапазон якого значно перевищує максимальну відстань при використанні як моноімпульсних, так і гармонійних сигналів. На рис. 1 схематично представлена конструкція широкосмугової імпульсної антени. Позначається так: 1 – генератор широкосмугового однополярного імпульсного сигналу; 2 – діелектрична основа; 3-1, 3-2 – провідні поверхні; 4-1, 4-2 – системи збудження; 5-1, 5-2 – випромінюючі отвори; 6 – дільник сигналу в поєднанні з інвертором; 7 – лінія затримки.

Інформаційний однополярний імпульсний сигнал надходить від генератора 1 на дільник 6, який представляє послідовне з'єднання двох однакових неіндуктивних резисторів $R1$ і $R2$, що дозволяє його вдвічі зменшити. Моноімпульсний сигнал подається з першого виходу дільника сигналу $R1$ безпосередньо на систему збудження 4-1, виробляючи моноімпульсне електромагнітне поле в отворі 5-1.

Одночасно з іншого виходу дільника сигналу $R2$ інвертований моноімпульсний сигнал подається по лінії 7 затримки на систему збудження 4-2, створюючи перевернуте моноімпульсне електромагнітне поле, затримане на половину тривалості моноімпульсного сигналу в діафрагмі антени 5-2. Крім того, лінія 7 затримки являє собою відрізок однорідної передаючої лінії зазначеної довжини.

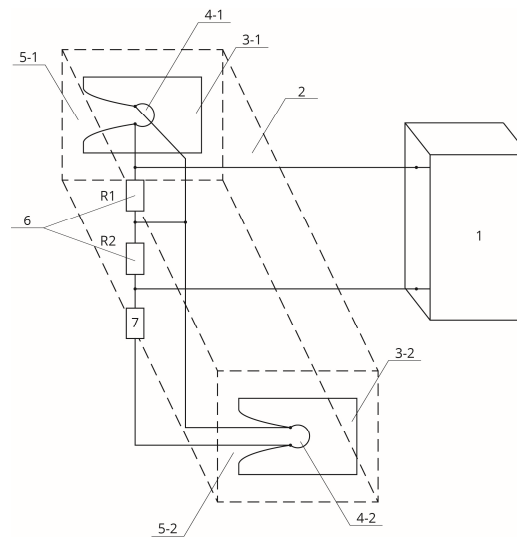


Рисунок 5.9 – Антена для випромінювання імпульсного UWB сигналу

Електромагнітні поля двох однополярних імпульсів, головного та перевернутого, втручаються в еквівалентну загальну діафрагму антен, збуджуючи в ній електромагнітне поле біполярного імпульсу, який є широкосмуговим імпульсним сигналом.

5.2.2.3 Аналіз результатів моделювання

Широкосмугова імпульсна антена здатна випромінювати як ультракороткий однополярний моноімпульс, так і біполярний інформаційний сигнал імпульсу. Електромагнітне поле у вигляді моноімпульсу збуджується сигналом, який описується як

$$E = E_m \cdot \sin^2 \left[\frac{\pi}{\tau_{im}} \cdot \left(t - \frac{r}{v_0} \right) \right] \quad \text{для} \quad \left| t - \frac{r}{v_0} \right| \leq \tau_{im}, \quad (5.4)$$

де E_m – амплітуда; τ_{im} – довжина імпульсу; v_0 – швидкість випромінювання [172].

Крім того, електромагнітне поле антени має коефіцієнт посилення антени (КП) в даному напрямку, що випромінює моноімпульсний сигнал, і антена, що

випромінює монохроматичний сигнал з довжиною хвилі, взаємозв'язок між ними визначається наступним співвідношенням

$$D_{\text{mp}} = \eta \cdot D_{\omega} = 0,25 \cdot D_{\omega}, \quad (5.5)$$

де $D_{\omega} = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} \cdot A_0$; A_0 – область апертури працюючої антени та $\lambda_0 = v_0 \cdot \tau_{\text{im}}$ [173].

Аналіз співвідношення (5.5) показує, що коефіцієнт корисної дії антени, збудженої ультракоротким моноімпульсом, дорівнює 25% порівняно з коефіцієнтом корисної дії антени, збудженої монохроматичними сигналами відповідної довжини хвилі. Це зменшує діапазон випромінювання антени в 4 рази більше порівняно з випромінюванням монохроматичних сигналів.

Крім того, випромінюючи антену електромагнітного поля у вигляді біполярного імпульсу, ми отримуємо таке співвідношення для електричної складової електромагнітного поля

$$E = E_m \cdot \sin^2 \left[\frac{\pi}{\tau_{\text{im}}} \cdot \left(t - \frac{r}{v_0} \right) \right] \cdot \sin \left[\frac{2\pi}{\tau_{\text{im}}} \cdot \left(t - \frac{r}{v_0} \right) \right], \quad (5.6)$$

Отже, КП антени, що випромінює біполярний імпульсний сигнал, буде

$$D_{\text{bp}} = 2,37 \cdot D_{\omega} \quad (5.7)$$

Таким чином, збудження в антенній діафрагмі електромагнітного поля у вигляді біполярного імпульсу збільшує КП антени в 9,5 рази більше порівняно з КП антени, що випромінює однонаправлений імпульс, і в 2,37 рази більше порівняно з КП антена, що випромінює монохроматичні сигнали. Тому введена антена дозволяє значно збільшити діапазон радіовипромінювання імпульсних ультракоротких сигналів.

З іншого боку, відповідно до технічних характеристик найбільш прийнятним є антенний елемент [174], який представляє собою антену з розширюваним слотом (так звана антенна Tapered Slot (TSA)). Форма відкритої щілини визначає смугу частот, а енергетична схема антени характеризується вузьким головним променем і майже відсутністю бічних часток. Антена має складну поверхневу форму; тому для вивчення характеристик такої антени було використано програмний пакет для тривимірного електродинамічного моделювання HFSS. У цій упаковці була створена модель (див. Рис. 5.10) [175].

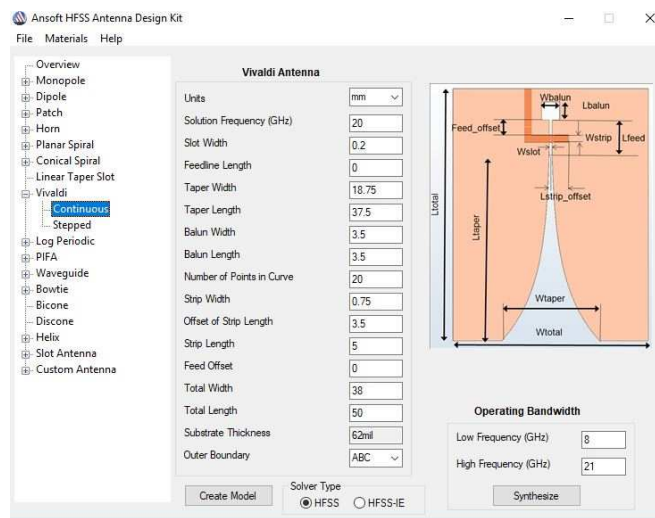


Рисунок 5.9 – Модель TSA антени

Результати моделювання показали достатню пропускну здатність антени, що показало доцільність використання її у надширокосмугових технологіях (рис. 5.11). Однак попереднє формування UWBS (гаусового моноцикла), що направляється в антену, викликає труднощі з координацією в широкому частотному діапазоні. Це можна спостерігати у вигляді відображень окремих компонентів UWBS, які спотворюють форму гаусового моноцикла.

Для усунення цих недоліків запропонована модель бінарної антени TSA [176, 177]. У запропонованому технічному рішенні інформаційний моноімпульсний сигнал розділений на дві половини (рис. 5.12). Одна частина сигналу послідовно інвертується і затримується на час, рівний половині

тривалості моноімпульсу. Потім, використовуючи обидва моноімпульсні сигнали, дві сусідні антени TSA, розміщені на одній діелектричній основі, збуджуються відповідно. Електромагнітні поля двох однополярних імпульсів - основного та перевернутого - втручаються в рівноцінний загальний простір діафрагми антени, створюючи електромагнітне поле біполярного імпульсу, який є надширокосмуговим імпульсним сигналом.

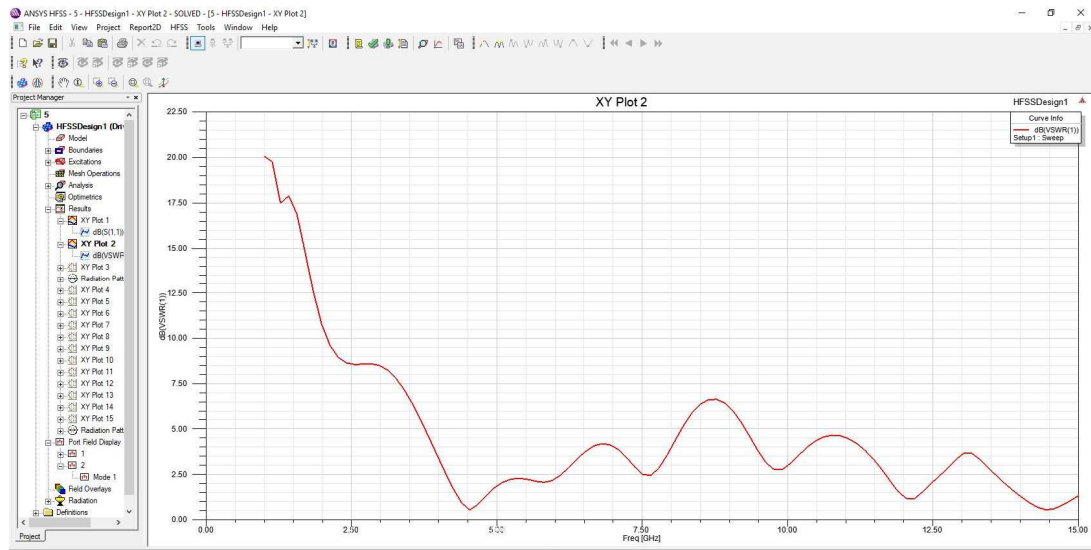


Рисунок 5.11 – Результати тестування TSA антени

Це виключає часовий інтервал між двома частинами випромінюваного поля, що характерно для одноімпульсної антени TSA. Слід також зазначити, що надширокосмугова імпульсна антена здатна випускати як ультракороткий однополярний моноімпульс, так і біполярно-імпульсний інформаційний сигнал.

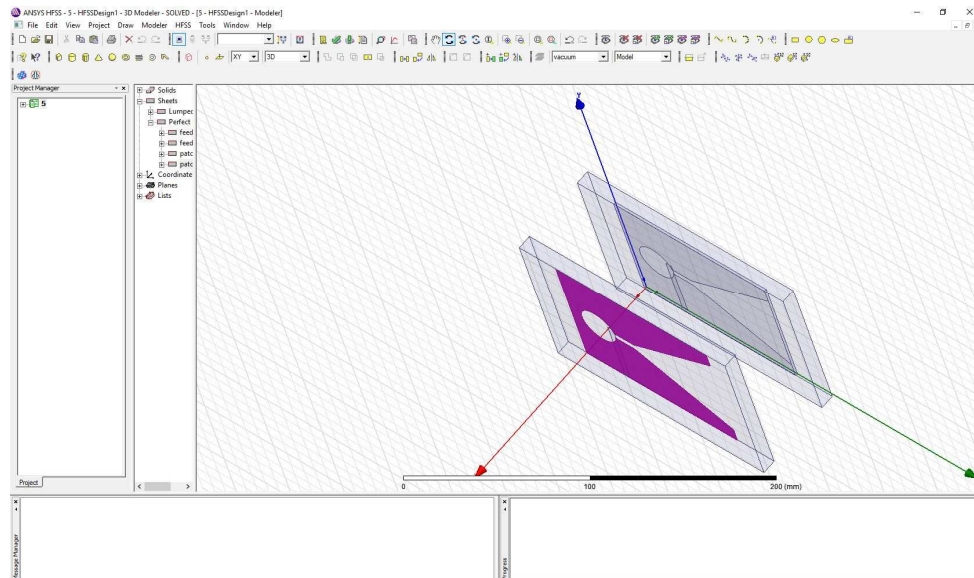


Рисунок 5.12 – Бінарна TSA антена

Більше того, запропоноване технічне рішення дозволяє значно збільшити діапазон поширення імпульсних електромагнітних сигналів. Таким чином, порівняно з рівнем випромінювання однополярного імпульсного сигналу, відстань поширення біполярного імпульсу, що генерується у діафрагмі антени, збільшується у 9,5 разів, а порівняно з монохроматичним сигналом - у 2,37 рази [174].

Загальний вид експериментального зразка і його варіанти компоновки та результати моделювання TSA антена показані на рис. 5.13 – 5.15.

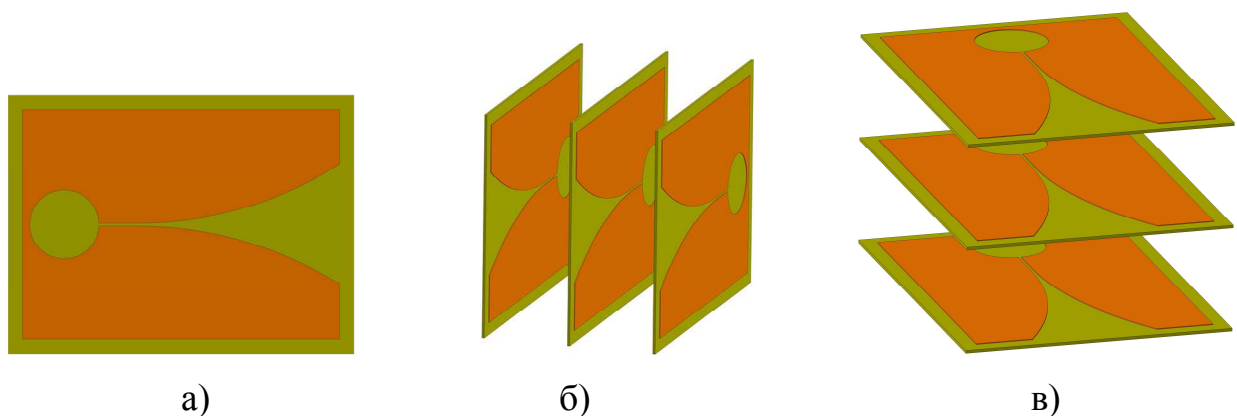


Рисунок 5.13 – Різні варіанти розташування TSA антена

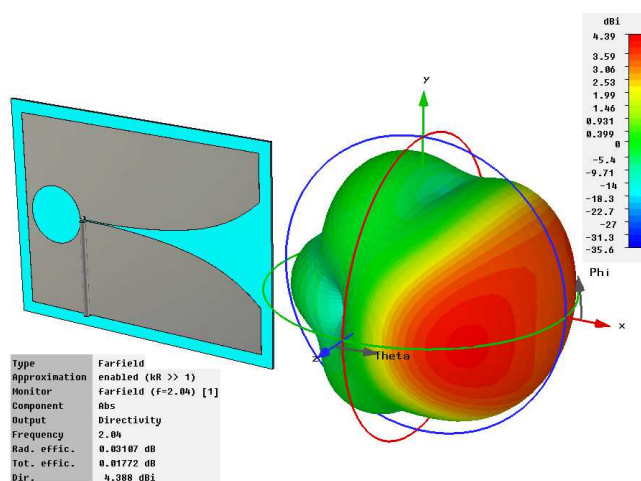


Рисунок 5.14 – Результати моделювання характеристик TSA антени за допомогою пакета програм CST

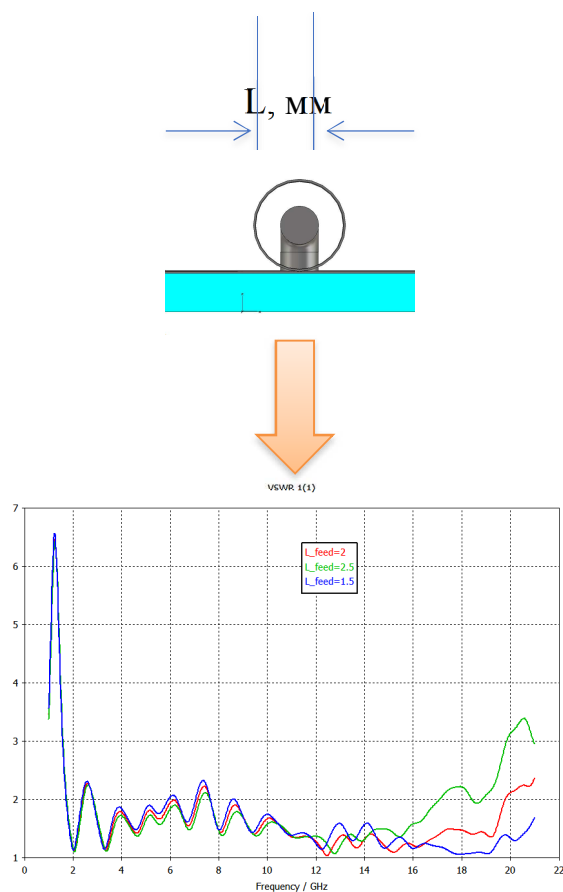


Рисунок 5.15 – Результати моделювання амплітудно-частотних характеристик TSA антени в залежності від способу вводу НВЧ сигналу

5.2.3 Блок живлення та система керування

Відомо [див., напр., 178], що якість генеруючих і/або підсилюючих НВЧ сигналів, а також ефективність роботи НВЧ ламп (генераторів і підсилювачів) в цілому, в значній мірі, залежить від характеристик джерела вторинного електроживлення (ДВЕЖ). Так, наприклад, в роботі [179] показано зв'язок між станом вихідного спектра НВЧ лампи (спектральними характеристиками) і широкосмуговими пульсаціями напруги живлення, характерних для ДВЕЖ з транзисторними перетворювачами. Для поліпшення якості вихідного сигналу необхідно підвищувати вимоги до ДВЕЖ, які різні для кожного конкретного типу ламп (наприклад, для магнетрона, клистрона, ЛБХО, ЛЗХО і т.п.) і визначаються умовами їх застосування в різній наземній і бортовій радіопередавальній і радіолокаційній апаратурі, а також при вирішенні різноманітних науково-дослідних (проведення фізичного експерименту), медичних і промислових задач [180-182].

Серед широкого класу ДВЕЖ особливий інтерес викликають потужні високовольтні джерела живлення з імпульсною формою вихідної напруги (або так звані імпульсні модулятори). При створенні подібних ДВЕЖ застосовуються традиційні і добре апробовані схемотехнічні рішення, наприклад, схема з частковим розрядом накопичувальної ємності, яка побудована на основі вакуумних приладів (діодів і тріодів) [183]. У той же час впровадження твердотільної елементної бази (ТЕБ), зокрема, високовольтної її складової (напівпровідникових діодів і транзисторів), дає підставу відмовитися від застосування електронно-вакуумних приладів (ЕВП) і перейти до широкого впровадження ТЕБ в практику проектування високовольтних ДВЕЖ різного типу і призначення.

Були розглянуті різні питання проектування класичного ДВЕЖ для низьковольтних імпульсних і безперервних магнетронів X і K_U діапазонів з напругою живлення не більше 1000 В. З цією метою пропонується використовувати схемотехнічні рішення, які добре себе зарекомендували,

шляхом об'єднання їх за схемою послідовного включення з урахуванням мінімізації втрат і збільшення надійності.

Існуюча практика проектування ДВЕЖ базується на двох традиційних їх типах: класичні лінійні (або трансформаторні) і імпульсні джерела живлення. Вибір конкретного типу ДВЕЖ залежить від переліку вирішуваних завдань, які включають в себе вимоги до ефективності перетворення енергії первинного джерела (наприклад, перетворення змінної напруги промислової частоти в постійну або постійну напругу (наприклад, від сонячних батарей в разі бортового варіанту реалізації джерела живлення) в постійні напруги, які подаються на електроди лампи), компактності конструкції, її розмірів і ваги при однаковій ефективності і т.п.

Особливістю ДВЕЖ для магнетронних передавачів, які використовуються в різних радіотехнічних системах, є їх індивідуальність, тобто ДВЕЖ розробляється для конкретного магнетрона з заданими електричними параметрами. Застосування універсальних блоків живлення в цьому випадку викликає труднощі в силу значно розширених їх можливостей і, в силу цього, занадто високу вартість.

5.2.3.1 Постановка задачі

В якості низьковольтних магнетронів використовуються пакетовані конструкції 2-х і 3-х сантиметрових магнетронів, основні електричні та експлуатаційні параметри яких наведені в табл 5.5.

Передбачається, що ДВЕЖ для низьковольтних магнетронів дозволяє забезпечити їх роботу як в безперервному, так і в імпульсному режимах, формуючи стабілізовану анодну напругу від 300 В до 600 В з кроком перебудови не менше 1 В при максимальному анодному струмі не більше 0.5 А.

Тривалість імпульсів анодної напруги може регулюватися програмно або змінюється в ручному режимі в діапазоні від 5.0 до 50.0 мкс з кроком 1.0 мкс¹. При цьому шпаруватість приймає значення 80, 160, 320 і 640.

Таблиця 5.5 – Параметри низьковольтних магнетронів

№ п/п	Параметри	2-см магнетрон	3-см магнетрон
1	Анодна напруга U_a , В	505 ... 545	575 ... 630
2	Анодний струм I_a , мА	65,0 ... 75,0	75,0 ... 95,0
3	Магнітне поле B_0 , Тл	0,2	0,2
4	Напруга розжару U_H , В	5,7 ... 6,9	5,7 ... 6,9
5	Струм розжару при $U_H = 6,3$ В	0,51 ... 0,57	0,51 ... 0,57
6	Тип катода	оксидний	оксидний
7	Температура анодного блока, $^{\circ}\text{C}$	не більш 80,0	не більш 80,0
8	Режим охолодження	повітряне	повітряне

В якості катодів в даних магнетронах використовуються оксидні катоди з напругою розжару до 7 В і струмом в ланцюзі розжару катода до 1,0 А.

Для зручності експлуатації ДВЕЖ при проведенні експериментальних досліджень, підвищення ефективності та точності управління режимами роботи магнетронів, а також розширення функціональності джерела живлення передбачається його використання в автоматизованому режимі. Це передбачає узгодження ДВЕЖ з комп'ютером, а також розробку необхідного програмного забезпечення.

5.2.3.2 Опис пристрою

На рис. 5.16 наведена структурна схема ДВЕЖ. При реалізації даної схеми використовується набір стандартних схемних рішень, перевірених на практиці [184].

Необхідно відзначити, що вибір параметрів імпульсу анодної напруги (тривалості імпульсу, його переднього і заднього фронтів, «полички») і визначення схемотехнічного рішення залежать в першу чергу від типу катода і його емісійних характеристик, а також від елементної бази, яка вибирається для практичної реалізації.

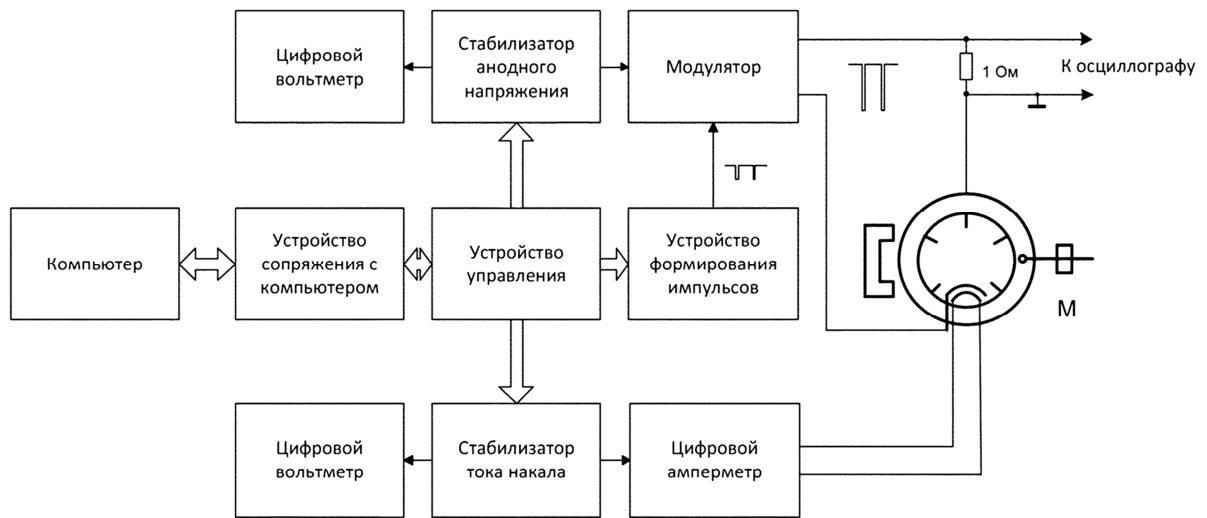


Рисунок 5.16 – Структурна схема ДВЕЖ

Це дозволяє звести до мінімуму витрати часу і коштів на додаткове їх проектування, налагодження і настроювання.

На представленій структурній схемі ДВЕЖ основними елементами є пристрій керування, стабілізатор анодної напруги, стабілізатор струму розжару і модулятор. Для індикації поточних параметрів пристрою передбачені цифрові вольтметри і амперметри, побудовані на стандартних АЦП (наприклад, мікросхемах ICL7135, ICL7107 і ATmegaS).

Пристрій сполучення з комп'ютером забезпечує обмін даними через LPT порт. Для захисту комп'ютера від високої напруги використовується оптоелектронна розв'язка (оптрон 4N32). Використання паралельного порту дозволяє значно спростити апаратну частину пристрою сполучення, оскільки в даному випадку можна обійтися без контролера послідовного порту.

Пристрій управління забезпечує універсальність блоку живлення. Воно дозволяє комутувати режими управління параметрами вихідної напруги і струму. Можлива реалізація ручного режиму управління і режиму управління через комп'ютер за допомогою пристрою сполучення. Здійснюється повністю цифровий спосіб управління, тому в ручному режимі фактично відбувається емуляція керуючого коду. Основу схеми складають мікросхеми TTL логіки і

мікроконтролер ATmega 8. Він запрограмований на використання вбудованого тактового генератора з частотою 8 МГц, що дозволяє обійтися без зовнішнього кварцового резонатора.

На рис. 5.17 представлена електрична схема стабілізатора анодної напруги.

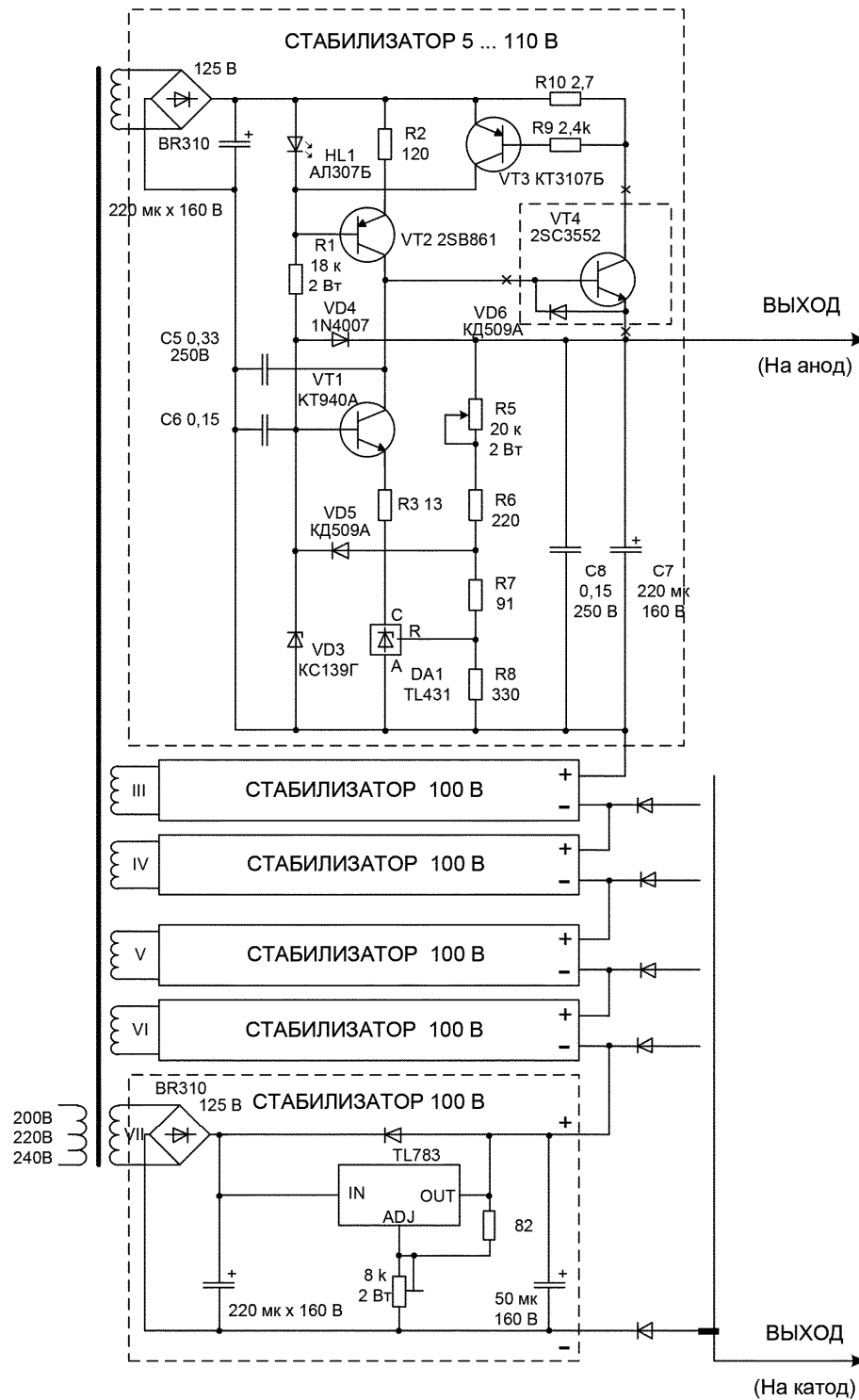


Рисунок 5.17 – Схема стабілізатора анодного напруги

Як видно, схема стабілізатора анодного напруги побудована на основі високовольтних регульованих стабілізаторів TL783. Ці мікросхеми мають вбудований захист від короткого замикання і перегріву. Один такий стабілізатор дозволяє отримати напругу від 1.25 до 115 В. При підключенні необхідної кількості стабілізаторів, можна отримати будь-яку напругу в заданому діапазоні.

На виході стабілізатора анодного напруги формується стаціонарна напруга негативної полярності, яка подається на катоди магнетронів, реалізуючи безперервний режим їх роботи. Для запуску магнетронів в імпульсному режимі необхідно доповнити схему ДВЕЖ імпульсним модулятором, в якому вихідна напруга являє собою послідовність високовольтних імпульсів різної тривалості і шпаруватості (або частоти проходження).

Традиційна схема імпульсного модулятора на основі вакуумної лампи V1 з частковим розрядом накопичувальної ємності C наведена на рис. 5.18. На даному рисунку магнетрон позначений як V2, а модуляторна лампа – V1.

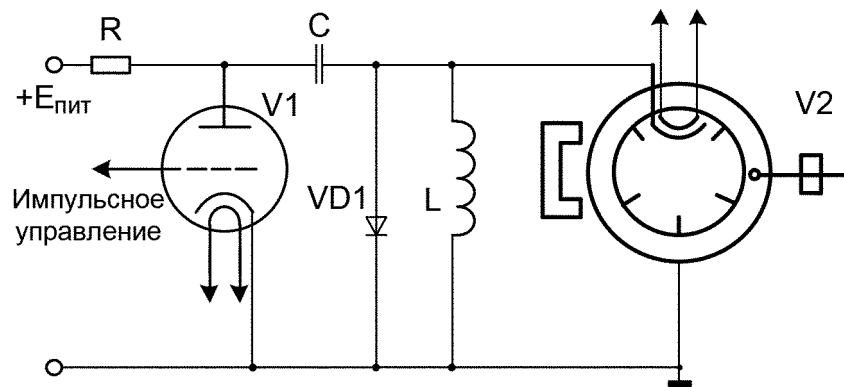


Рисунок 5.18 – Традиційна схема імпульсного модулятора

Недоліками цієї схеми є:

- великі втрати на зарядному резисторі R і, як наслідок, зниження ККД модулятора в цілому;

- відсутність можливості використовувати напівпровідникові кремнієві діоди в ланцюзі формування спаду імпульсу через наявність надзвичайно великих втрат, пов'язаних з процесом зворотного відновлення. Застосування ж вакуумних діодів різко знижує ресурс роботи модулятора, збільшує масу і габарити;

- наявність індуктивності L призводить до виникнення резонансних викидів на вершині імпульсу, несприятливо впливають на роботу генераторного приладу.

- практична відсутність малогабаритних високовольтних вакуумних приладів, що забезпечують високу надійність і напрацювання на відмову.

Зазначені недоліки можна уникнути, скориставшись двотактною схемою, реалізованою на ТЕБ. Еквівалентна схема такого модулятора наведена на рис. 5.19.

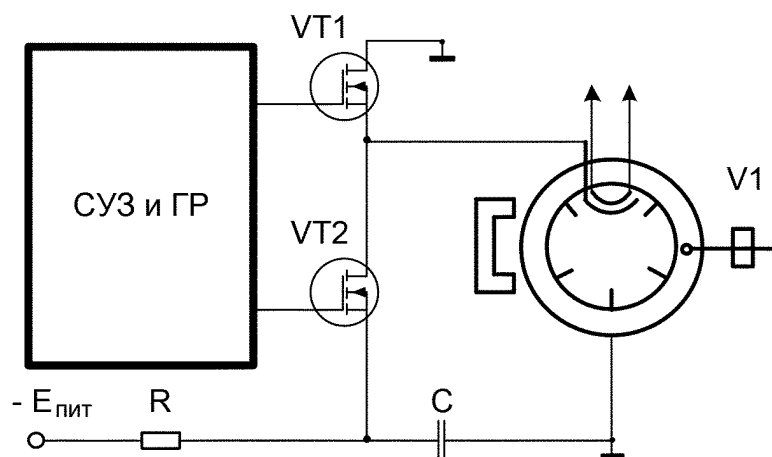


Рисунок 5.19 – Схема твердотільного двотактного імпульсного модулятора з частковим розрядом накопичувальної ємності

Схема управління затворами (СУЗ) і гальванічна розв'язка (ГР) виробляють імпульси різної полярності, які через часовий інтервал, рівний тривалості високовольтного імпульсу напруги, прикладеної до магнетрона V1, змінюються на протилежні і, таким чином, закривають і відкривають по черзі ключі VT1 і VT2.

Для формування послідовності задаючих імпульсів, які керують роботою модулятора, використовується пристрій, принципова схема якого представлена на рис. 5.20. В результаті на модулятор подається послідовність прямокутних імпульсів, а на його виході утворюються імпульси анодного напруги негативної полярності, що подаються на катод магнетрона.

Для формування послідовності тактових імпульсів використовується генератор DDI з кварцовою стабілізацією частоти (резонатор ZQ1). Генеруючі імпульси надходять на лічильник DD2 (використовується імпульсний тактовий вхід на зменшення). У схемі застосовується чотирьохрозрядний реверсивний двійковий лічильник на мікросхемі K555IE7 (або її аналоги).

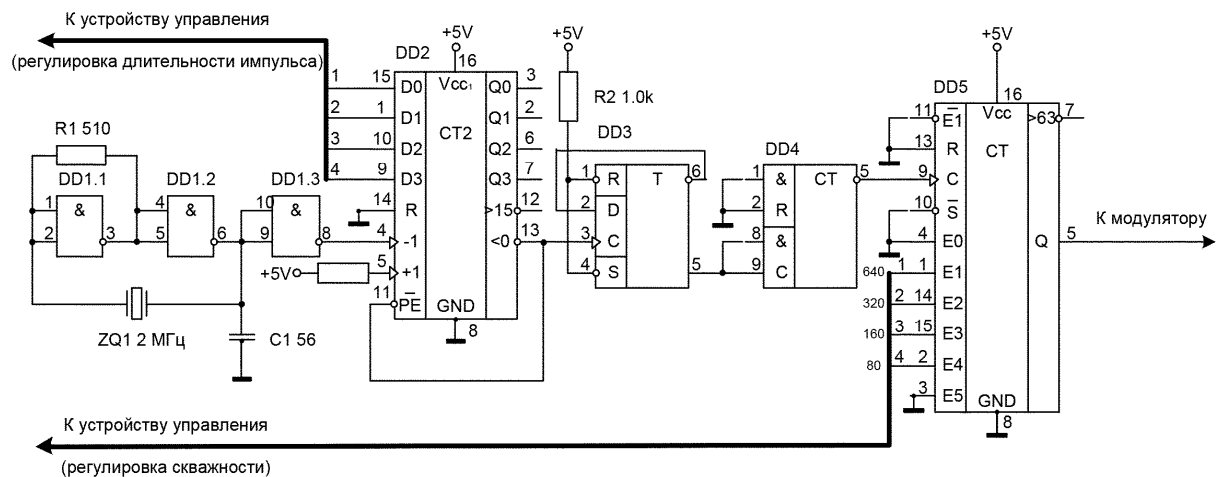


Рисунок 5.20 – Електрична схема пристрою формування імпульсів

На входи паралельної завантаження D0-D3 з пристрою управління подається код, який задає тривалість імпульсів. На виході лічильника формуються імпульси, які після подачі на тригер DD3 дозволяють отримати на його виході меандр з тривалістю імпульсу, що відповідає заданій тривалості імпульсів напруги живлення магнетрона. Лічильники DD4 і DD5 здійснюють кероване ззовні регулювання шпаруватості імпульсів. Керуючий сигнал подається з пристрою управління на входи E2, E3 і E4 порозрядного дозволу лічильника DD5.

У магнетронах даної конструкції використовуються оксидні катоди з непрямим розжаром. Для запуску термоелектронної емісії на підігрівач катода з ДВЕЖ подається напруга розжарення зі струмом до 1 А, яке формується схемою стабілізатора струму катода (рис. 5.21). Для реалізації даної схеми живлення був використаний досвід авторів роботи [185]. Особливістю розробленої схеми є можливість керування часом встановлення напруги розжару, тобто часом розігріву катода. Цю функцію забезпечує пристрій керування, регулюючи цей параметр як вручну, так і програмно за допомогою комп'ютера в залежності від характеристик використовуваного катода. Така можливість конструкції ДВЕЖ значно підвищує функціональність пристрою і дозволяє використовувати його для дослідження і вимірювання різних характеристик катодів і приладів в цілому.

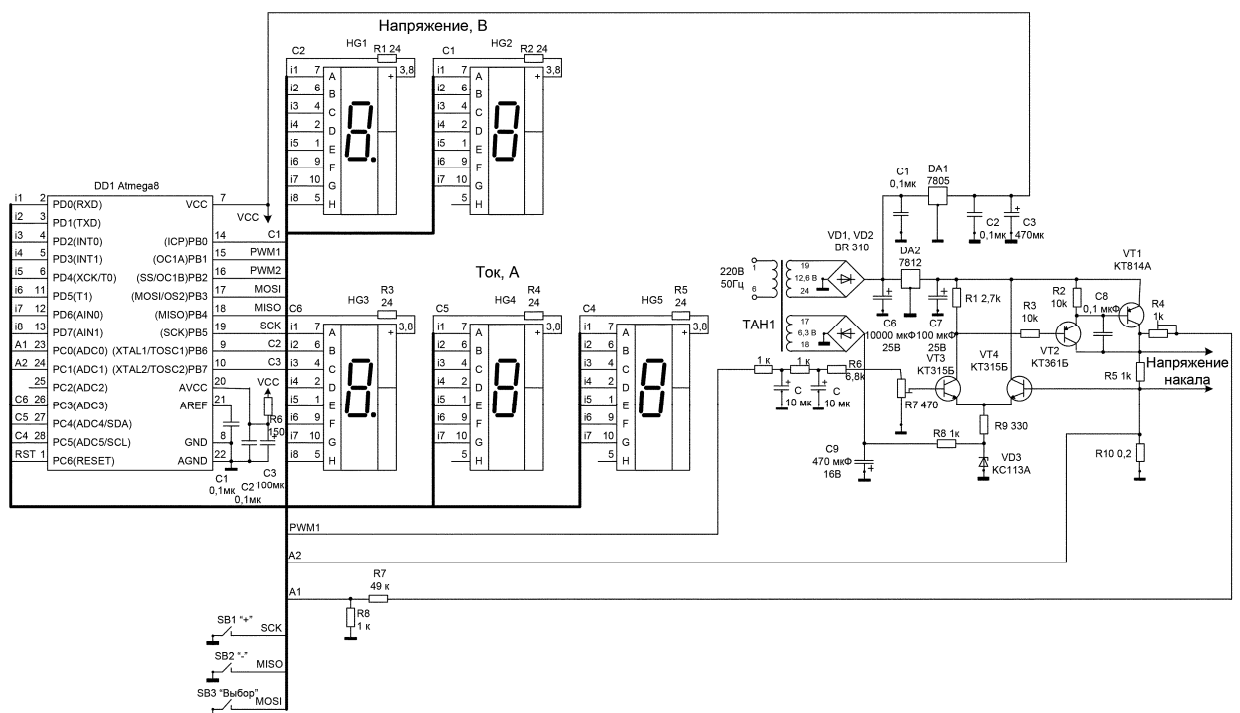
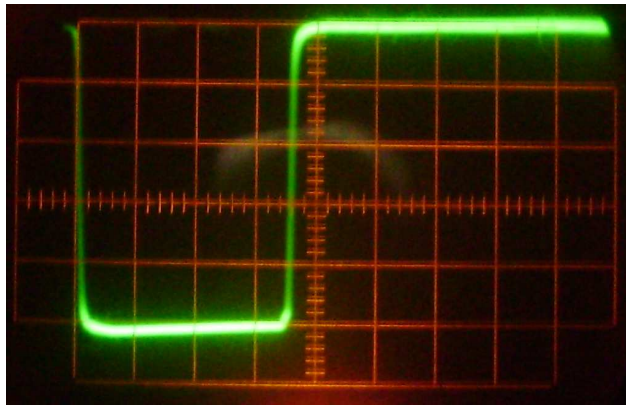
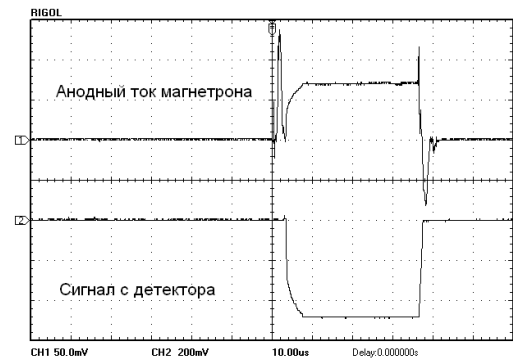


Рисунок 5.21 - Схема ланцюга розжару катода магнетрона

Тестування ДВЕЖ проводилося з використанням 2-х і 3-х сантиметрових низьковольтних магнетронів. Основні результати випробувань імпульсного режиму роботи магнетронів наведені на рис. 5.22 і 5.23.

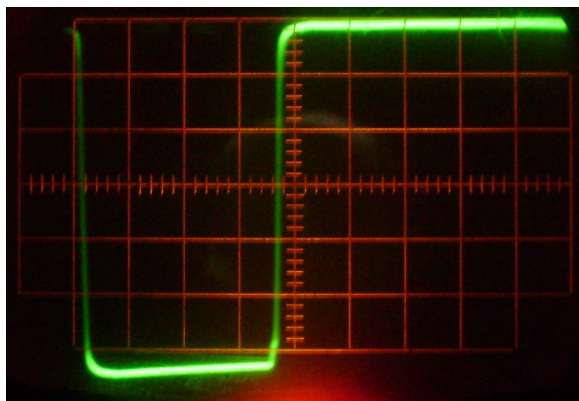


а)

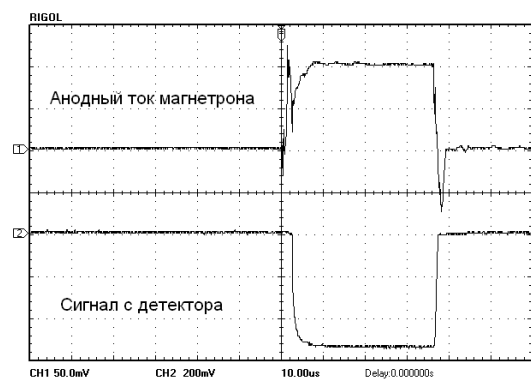


б)

Рисунок 5.22 – Форми імпульсу анодної напруги (100 В/поділ.) – (а) і анодного струму (50 мА / поділ.), а також форма ВЧ сигналу після детектування – (б) для 2-х см магнетрона. Час – (10 мкс / поділ.).



а)



б)

Рисунок 5.23 – Форми імпульсу анодної напруги (100 В/поділ.) – (а) і анодного струму (50 мА/поділ.), а також форма ВЧ сигналу після детектування – (б) для 3-х см магнетрона. Час – (10 мкс/поділ.)

Випробування джерела живлення в імпульсному режимі показали, що амплітуда пульсацій напруги живлення не перевищує (0,2–0,3)% від номінального значення напруги живлення.

Для поліпшення характеристик ДВЕЖ і розширення його функціональних можливостей була використана додаткова стабілізація напруги і струму на виході з урахуванням дії різних дестабілізуючих факторів

(наприклад, зміна (пульсацій) напруги на вході, струму навантаження, різноманітних перешкод і т.п.), наявність захисту джерела живлення і обслуговуючого персоналу від можливих несправностей (наприклад, короткого замикання), реалізація цифрового керування і контролем роботою джерела живлення і т.і.

Таким чином, розроблений простий по конструкції і відносно недорогий стаціонарний ДВЕЖ (модулятор) для застосування в схемах живлення низьковольтних магнетронів з анодною напругою до 1000 В і анодним струмом до 0,5 А. Особливість пропонованого схемотехнічного рішення полягає в принциповій можливості нарощування амплітуди постійної напруги джерела живлення (до 10000 В і більше) при відповідному підбиранні елементної бази.

Подальше поліпшення характеристик і параметрів ДВЕЖ буде пов'язано з підвищенням ефективності енергоперетворення, поліпшенням керованості роботою джерела живлення, зниженням масогабаритних параметрів. Для досягнення і вирішення цих завдань слід особливу увагу приділяти новим методам перетворення енергії, застосуванням нових силових компонентів, в тому числі швидкодіючим комутуючим пристроїв (наприклад, потужні біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT), польові МОП-транзистори і т.п.), перспективним феритовими матеріалами для сердечників трансформаторів і дроселів, а також конденсаторів з малими втратами і надшвидкодіючих випрямлячів з низьким падінням прямого напруги і т.п.

5.2.4 Магнетрони X та K_u діапазонів з двома виводами енергії

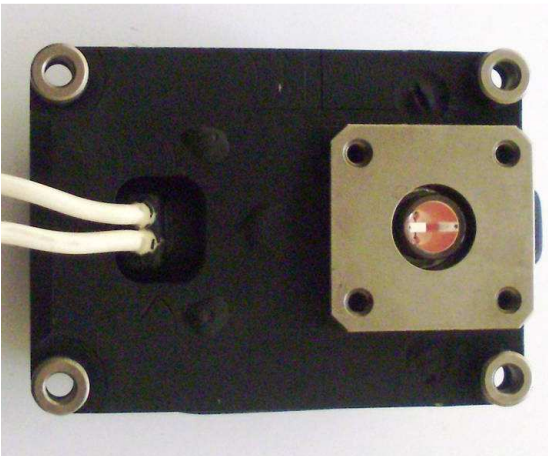
При створенні НВЧ устатковини для компресії НВЧ імпульсів були запроваджені магнетрони з двома виводами енергії X та K_u діапазонів. Такий підхід до створення устатковини є унікальним і дає значну перевагу (в тому числі і економічну). Особливо це буде мати значення при створенні магнетронів на велику потужність (більше 1 МВт). Основні переваги

магнетронів з двома виводами при їх застосуванні для НВЧ резонансної компресії розглянуті в роботі [186].

На рис. 5.24 представлені два магнетрона з двома виводами енергії. Основні параметри магнетронів та схема їх підключення показані в табл. 5.6 та на рис. 5.25.



а)



б)

Рисунок 5.24 – Загальний вид магнетронів з двома виводами енергії Х (а) та K_u (б) діапазонів

Таблиця 5.6 – Основні параметри магнетронів

Магнетрон X диапазону

Магнетрон Ku диапазону

№ п. п.	Наименование параметров режима и параметров прибора, единицы измерения	Допустимые эксплуат. значения		Номинальн. значения	Результат испытания	Примечан.
		не менее	не более			
1	Напряжение накала при $U_a=0$ $t=+20^{\circ}\text{C}$, в	5,7	6,9	6,3	6,3	
2	Напряжение накала при $U_a=U_a \text{ раб.}$, $t=+20^{\circ}\text{C}$, в	4,0	4,9	4,5	4,5	
3	Время разогрева катода, сек	30	—		30	
4	КСВ нагрузки по 1-му выводу	—	1,5			
5	Температура окружающей среды, $^{\circ}\text{C}$	-60	+80			
6	Температура анодного блока, $^{\circ}\text{C}$	—	+80		60	
7	Анодный ток, мА	75	95	85	85	
8	Анодное напряжение, в	575	630	600	600	
9	Выходная мощность, Вт	Рн	7,5	—	12,0	
		Рср.	9,0	—	13,8	
		Рв	7,5	—	12,8	
10	Частота для средней точки области перестройки, мГц	9350	9390	9370	9390	
11	Гарантированная долговечность в генерат. режиме, час	350	—			
12	Срок хранения, лет	8,5	—			

Наименование параметров режима и параметров прибора, единицы измерения	Эксплуатационные значения		Номинальн. значения	Результаты испытания	Примечан.
	не менее	не более			
1. Напряжение накала при $U_a=0$, $t=+20^{\circ}\text{C}$, . . . В	5,7	6,9	6,3	6,3	
2. Напряжение накала при $U_a=U_a \text{ раб.}$, $t=+20^{\circ}\text{C}$, . . . В	4,0	4,9	4,5	4,5	
3. Ток накала при $U_n=6,3$ В А	0,51	0,57	0,54	0,52	
4. Время разогрева катода, . с	30	—	—	30	
5. Анодный ток, мА	65	75	70	70	
6. Анодное напряжение, . . В	505	545	520	526	
7. Расстояние 1 мип., . . . мм	4,0	7,5	5,5		
8. Минимальная наработка, . ч	500	—	—		
9. Срок хранения, лет . . .	12	—	—		
10. Расстояние 1 ср., . . . мм	5	9	—	7	
11. Средняя частота генерируемых колебаний: литеры А, МГц	13305	13365	—	13330	
	литеры Б МГц	13295	13355	—	
12. Область перестройки частоты, МГц	—	—	± 35	± 35	
13. Отдаваемая мощность: $P \approx \text{ср.}$, Вт	4,6	—	—	10,4	
	$P \approx 4,2$, Вт	4,5	—	10,5	9,5
14. Степень затухания частоты по первому выводу: литеры А МГц	—	17	—	10	
	литеры Б МГц	8	17	—	
15. Степень затухания частоты по второму выводу: литеры А, МГц	17	—	—	24,6	
	литеры Б МГц	25	38	—	



Рисунок 5.25 – Загальний схема підключення магнетронів з двома виводами енергії X та K_U діапазонів

5.3 Концепція НВЧ імпульсного компресора

Нижче наведено опис експерименту з розробки методики стиснення мікрохвильового імпульсу (СМІ). Це метод концентрації та посилення потужності мікрохвильового імпульсу за рахунок зменшення його тривалості. Вважається, що ця методика може бути використана як мікрохвильове джерело для тестування на вразливість.

СМІ передбачає збудження резонансної порожнини за допомогою з мікрохвильового джерела, а потім включення короткого замикання, що руйнує стан резонансу. Потім стиснений імпульс подається у вихідний порт з більш високою піковою потужністю та меншою шириною імпульсу, ніж початковий мікрохвильовий імпульс.

Стиснення імпульсів застосовується досить часто в діапазоні X та на більш високих частотах [187, 188], але випадків поблизу 1 ГГц [189–191] є відносно мало. Спектр частот близько 1 ГГц представляє особливий інтерес, оскільки він найбільш здатний порушити та/або пошкодити електроніку. У [192] Д. П. Берн докладно описує свої експерименти СМІ на частоті 2,9 ГГц. В [193], С.Є. Баум запропонував стиснення імпульсів в якості методу для реалізації мікрохвильової зброї. У роботі [194] Баум представив нову магічну

конструкцію трійника, який може бути використаний в системах стиснення імпульсів завдяки поліпшеному погодженням імпедансов. У [195] Баум пропонує деякі нові схеми сполучення.

Щоб продемонструвати цю техніку, було побудовано два СМІ, що працюють на частоті 1,3 ГГц, один працює на низькій потужності, а другий на високій потужності. У малопотужному СМІ використовували підсилення від 1 кВт до 33 кВт, зі швидкістю повторення 10-50 Гц. У високопотужному СМІ – підсилили від 2,8 МВт до 50 МВт, зі швидкістю повторення 5-160 Гц. Усі вимикачі були спрацьованими газовими вимикачами з тригатронами, які наповнені або повітрям низького тиску ($\sim 10\text{--}13$ мТор) при низькій потужності, або $\sim 0,23$ кг/м SF_6 при великій потужності.

Почнемо з опису техніки стиснення НВЧ імпульсу. Потім опишемо експерименти з низькою та великою потужністю. Нарешті, опишем низку можливих удосконалень для збільшення коефіцієнта посилення та підключення порожнини.

Ескіз мікрохвильового імпульсного компресора показаний на рис. 5.26 [196]. Потужність накачується в довжину хвилевідного резонансного прямокутного хвилеводу, довжина якого є цілим числом $\lambda/2$ довжини хвилі,

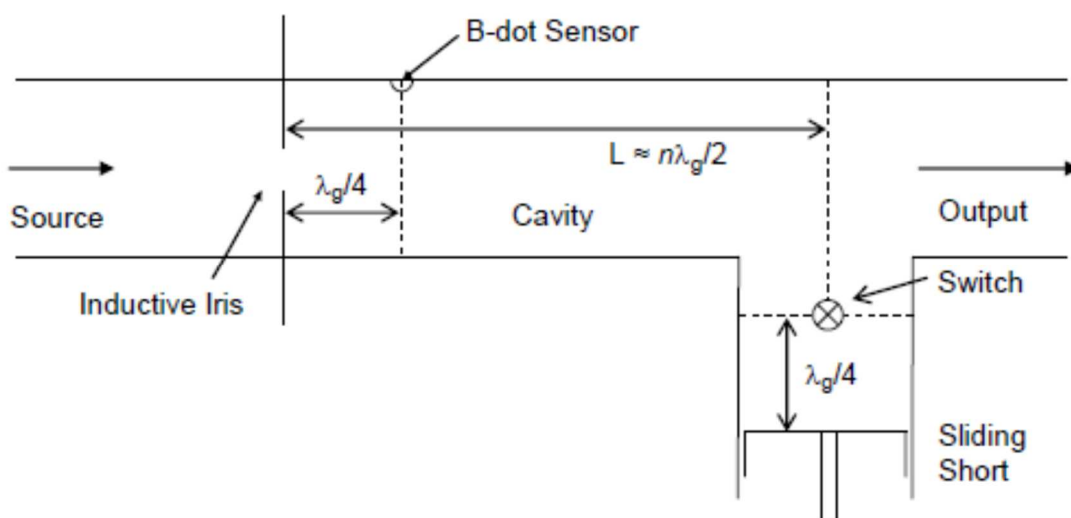


Рисунок 5.26 – Ескіз мікрохвильового імпульсного компресора, дивлячись на широкий бік хвилеводу

що розповсюджується в хвилеводі. Резонатор обмежено на вході індуктивною діафрагмою, а на виході – потужність накопичується, спрацьовує перемикач, який руйнує резонанс резонатора, і потужність виходить на виході.

Резонатор має довжину $L = (n\lambda_g)/2$, де λ_g – довжина хвилі, що розповсюджується

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{1-(f_c/f)^2}}, \quad (5.8)$$

$$f_c = \frac{c}{2a}, \quad (5.9)$$

де f_c – частота відсічення хвилеводу, a - ширина хвилеводу, а n – ціле число.

Очікується, що ширина вихідного імпульсу буде мати хоча б одну тривалість проходження в обох напрямках при груповій швидкості, або

$$T = 2L / v_g, \quad (5.10)$$

$$v_g = c\sqrt{1-(f_c/f)^2}. \quad (5.11)$$

Це говорить про те, що довгі імпульси вимагають довгих резонаторів.

Потім встановлюємо зв'язок між потужністю і електричними полями в резонаторі, щоб оцінити електричні поля, які необхідно допустити. Розглянемо прямокутний хвилевід, в якому a і b – це довгий і короткий розміри поперечного перерізу відповідно. Домінуюче поле моди TE_{10} становить [197]

$$E_y = \frac{-j\omega\mu_0 a}{\pi} A_{10} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z}, \quad (5.12)$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2} = \frac{\omega}{c} \sqrt{1-(f_c/f)^2}, \quad (5.13)$$

де A_{10} – довільна величина хвильоводної моди, а μ_0 – проникність вільного простору. Таким чином, квадрат пікового поля в центрі хвильоводу

$$|E_y|^2 = \left(\frac{\omega \mu_0 a}{\pi} \right)^2 |A_{10}|^2. \quad (5.14)$$

Потужність в прямокутному резонаторі з TE_{10} модою становить [197]

$$P_{10} = \frac{\omega \mu_0 a^3 b}{\pi} |A_{10}|^2 \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - (f_c / f)^2} \quad (5.15)$$

для $f > f_c$. Взявши співвідношення двох останніх рівнянь, знаходимо

$$\frac{|E_y|^2}{P_{10}} = \frac{4\eta}{ab\sqrt{1 - (f_c / f)^2}}, \quad (5.16)$$

де $\eta = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0} = \mu_0 c = 377 \Omega$. Це може бути переписано як

$$|E_y| = 2 \sqrt{\frac{\eta P_{10}}{ab\sqrt{1 - (f_c / f)^2}}}. \quad (5.17)$$

Нарешті, напруга – це просто поле, помножене на висоту хвильоводу, оскільки поле є постійним у вертикальному напрямку, або

$$V = b |E_y| = 2 \sqrt{\frac{b}{a} \frac{\eta P_{10}}{\sqrt{1 - (f_c / f)^2}}}. \quad (5.18)$$

Для хвильоводів WR-62 та WR-90 з урахуванням їх геометричних розмірів та критичних частот можна порахувати для діапазонів X та K_u залежність напруги від потужності, згідно (5.18).

Можемо скласти таблицю цих даних (табл. 5.7) для ряду вхідних потужностей, починаючи від підсилювача потужністю 100 Вт до підсилювача потужністю 3 МВт, використовуваного на високій потужності. Припускаємо, що резонатор добре узгоджений і посилення в резонаторі становить 20 дБ.

Таблиця 5.7 – Електричне поле і напруження резонатора в залежності від вхідної потужності, за умови посилення резонатора на 20 дБ.

$P_{\text{вх}}$	$P_{\text{рез}}$	V , (кВ)	$ E_y $, (кВ/см)
100 Вт	10 кВт	3,2	0,39
1 кВт	100 кВт	10	1,2
10 кВт	1 МВт	32	3,9
100 кВт	10 МВт	100	12
1 МВт	100 МВт	320	39
3 МВт	300 МВт	550	67

Зверніть увагу, що при вхідній потужності 3 МВт електричне поле резонатора вже значно перевищує порогове значення 30 кВ/см для пробою в повітрі на рівні моря. Це говорить про те, що SF₆ буде потрібно в експериментах з високою потужністю.

5.4 Опис окремих експериментальних деталей

Були проведені експерименти з діафрагмою різної ширини, щоб оцінити оптимальний отвір. Схематичний рисунок цього показаний на рис. 5.27. При експериментах виявили, що найбільше поле в резонатора наблюдали при

отворі $w = a / 4$, тому було використовувано це значення послідовно під час вимірів.

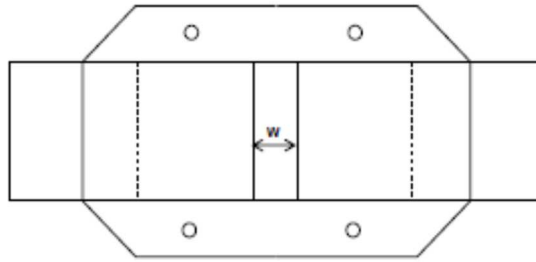


Рисунок 5.27 – Індуктивна діафрагма зі змінною шириною

Щоб налаштувати резонатор, спочатку необхідно оцінити довжину резонатору. Було знайдено наступну оцінку експериментально

$$L \approx n\lambda_g / 2 - 0.1b, \quad (5.19)$$

де b – довгий розмір поперечного перерізу хвильоводу, що утворює резонатор і трійник.

На практиці далі потрібно урахувати та перестроїти частоту генерування магнетрону з резонансною частотою резонатора.

5.5 Вимірювання малої потужності

Далі наведемо результати експериментів зі стиснення імпульсів на частоті 9,3 ГГц в прямокутному хвильоводі WR-90 за допомогою керування підсилювача потужністю 25 Вт.

Були проведені експерименти з різними перемикачами, в тому числі з запускаючими і вимикаючими газорозрядними трубками (ГРТ), які заповнені повітрям низького тиску та повинні бути застосованими на великих потужностях. Було виявлено, що, якщо ретельно контролювати тиск, перемикач несподівано вимикається, проте його міцність була низькою. Щоб вирішити цю проблему, додали такий прилад як тригатрон, щоб гарантувати,

що перемикач спрацьовує послідовно, коли резонатор наближається до максимально збереженої енергії. Типовий робочий тиск в цьому випадку становив би близько 10–13 мТорр, що відповідало значенням, які перебували з лівого боку кривої Пашена для пробою повітря.

Експериментальна конфігурація НВЧ тракту показана на рис. 5.28. Резонансний резонатор мав довжину прямокутного хвилеводу WR-90 довжиною $3\lambda_g$ або $5\lambda_g$, де λ_g – довжина хвилі, що розповсюджується. Резонатор був обмежений на вхідному кінці індуктивною діафрагмою, центрованої в хвилеводі, з шириною щілини в одну четверту ширини хвилеводу. На вихідному кінці резонатор був обмежений за допомогою трійника Н-площині, з плаваючим коротким налаштуванням для забезпечення оптимального резонансу.

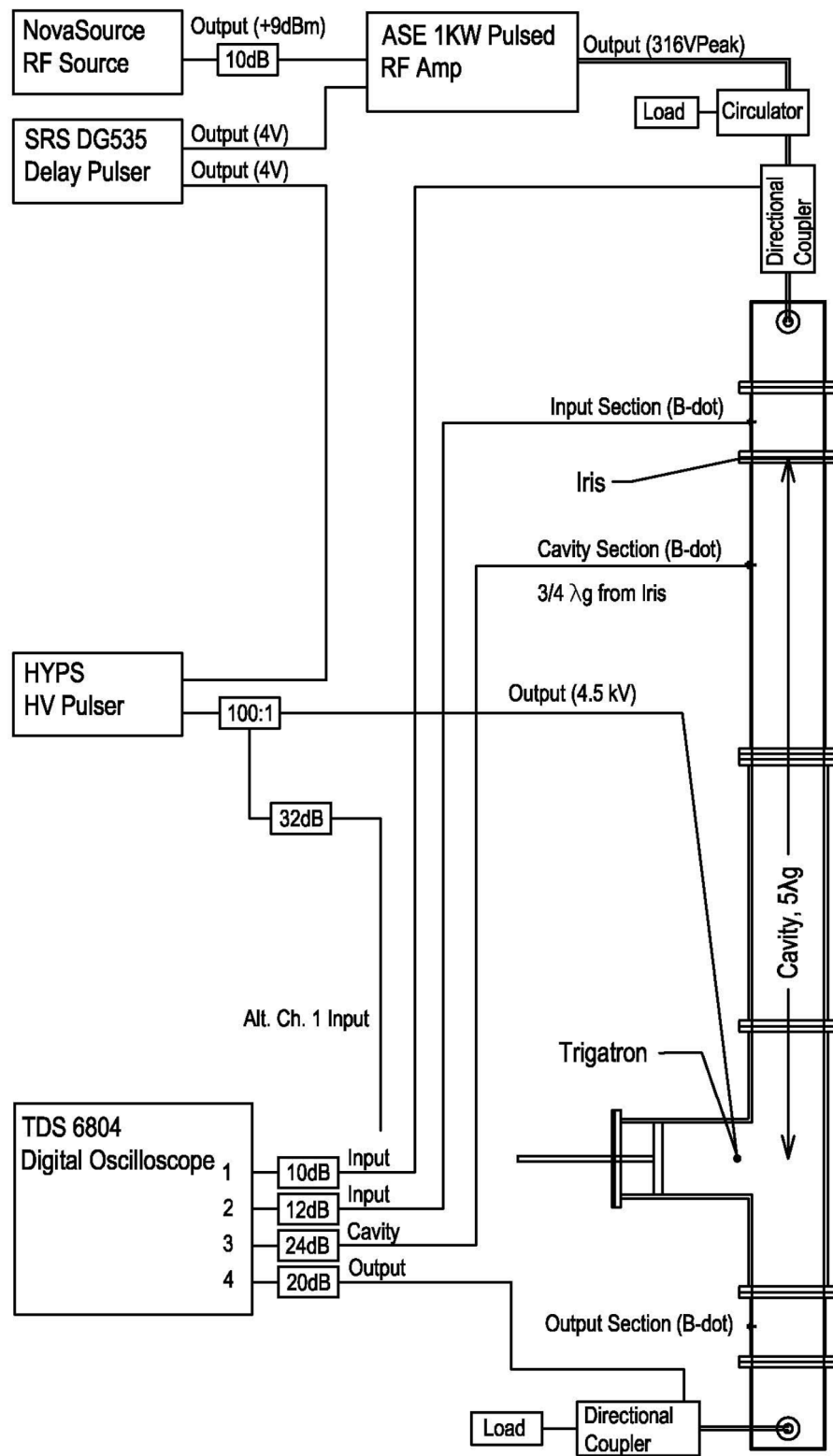


Рисунок 5.28 – Експериментальна устатковина стиснення НВЧ імпульсів

5.6 Коефіцієнт посилення резонатора

Дослідимо тут найкращий теоретичний коефіцієнт посилення резонатора, який можна реалізувати за допомогою нашої конфігурації стиснення імпульсів. В [198] Андрєєв та інші автори розглядають найпростіший тип резонатору – закорочений резонатор довжиною $(n\lambda_g)/2$ з апертурою індуктивної діафрагми, як показано на рис. 5.29.

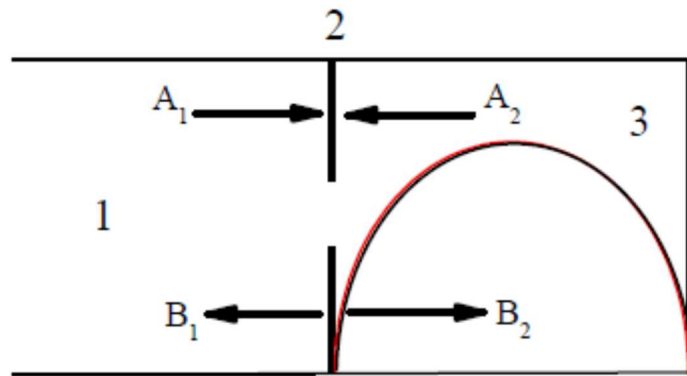


Рисунок 5.29 – Конфігурація, що проаналізована Андрєєвим та ін.

Зверніть увагу, що наша конфігурація має не коротке замикання, а трійник Н-площині з ковзаючим коротким замиканням. Таким чином, ця теорія забезпечує кращий розрахунок.

При оптимальному відкритті оболонки діафрагми оптимальний коефіцієнт посилення в резонаторі

$$G_{\text{опт}} = \frac{1}{4\alpha L}, \quad (5.20)$$

де L – довжина хвилеводу резонатора в метрах, α – загасання хвилеводу в Нп/м. Знаходимо, що постійна загасання в середній смузі хвилеводу WR-90 становить 0,008 дБ/м. Відзначивши, що 1 Нп = 8,68 дБ, знаходимо $\alpha \approx 0,001$

Нп/м. Таким чином, для резонатора $3\lambda_g$ знаходимо $G_{\text{опт}} = 24$ дБ. Спостерігали 22 дБ в нашому резонаторі, тому це близько до теоретичного максимуму.

Таким чином, застосована схема стиснення НВЧ імпульсу пройшла експериментальну перевірку. Отримані результати дозволять стверджувати про можливість її практичного застосування при створенні НВЧ устатковин для стиснення імпульсів.

ВИСНОВКИ

Проведений детальний аналіз процесу генерації потужного НВЧ випромінювання показує, що розвиток даного напрямку проводиться в напрямку подальшого підвищення рівня вихідної потужності (як безперервної, так і імпульсної), розширення смуги підсилюються частот, укорочення довжини хвилі і поліпшення масогабаритних параметрів НВЧ-генераторів.

Показано, що серед можливих напрямків застосування потужного імпульсного НВЧ-випромінювання є сфери, які пов'язані з військовими технологіями, а також з застосуванням потужного НВЧ випромінювання як протидія електромагнітного тероризму.

Встановлено, що останнім часом особливий інтерес викликає поява даних про створення радіоелектронного ЕМО і його застосуванні в системах РЕБ і РЕП для функціонального ураження напівпровідникової елементної бази РЕА та РТС потенційного противника, в тому числі комп'ютерної техніки та мереж, активних ФАР РЛС і т.п. Підтвердженням підвищеного інтересу до створення і розробок ЕМО стала поява нової термінології, яка більш точно характеризує його можливості в потенційних конфліктах із застосуванням електронного зброї (Electronic Warfare).

В якості метода для формування потужних імпульсів ЕМВ розглядаються принцип резонансної компресії НВЧ імпульсів. Це дозволяє створювати малогабаритні і недорогі НВЧ-устатковини (або НВЧ-модулі) наносекундних НВЧ-імпульсів з пікової потужністю до 1 ... 5 МВт з тривалістю 1 ... 100 нс і частотою проходження до декількох кілогерц. Для підвищення надійності запуску і узгодження НВЧ-генератора з компресором в таких устатковинах в роботі вперше пропонується використовувати магнетрони з двома виводами НВЧ енергії.

Для запуску магнетронів було розроблено просте по конструкції і відносно недороге стаціонарне джерело вторинного електроживлення (модулятор) для застосування в схемах живлення низьковольтних магнетронів

з анодною напругою до 1000 В і анодним струмом до 0,5 А. Особливість запропонованого схемотехнічного рішення полягає в принциповій можливості нарощування амплітуди постійної напруги джерела живлення (до 10000 і більше) при відповідному підборі елементної бази. Подальше поліпшення характеристик і параметрів модулятора буде пов'язано з підвищенням ефективності енергоперетворення, поліпшенням керованості роботою джерела живлення, зниженням масогабаритних параметрів. Для досягнення і рішення даних завдань слід особливу увагу приділяти новим методам перетворення енергії, застосування нових силових компонентів, в тому числі швидкодіючим комутуючих пристроїв (наприклад, могутнім біполярним транзисторам з ізольованим затвором (IGBT), польовим МОП-транзисторам тощо), перспективним феритовим матеріалам для сердечників трансформаторів і дроселів, а також конденсаторам з низькими втратами і надшвидкої випрямляючої з низьким падінням прямої напруги тощо.

Проведення досліджень передбачало аналіз впливу потужного електромагнітного імпульсу на електронну елементну базу та визначення основних показників такого впливу. Для цього були розроблені різноманітні математичні моделі напівпровідникових мікросхем різної складності. За допомогою цих моделей були виявлені основні механізми теплового впливу потужного ЕМВ на кристали як активних напівпровідникових приладів (мікросхем, тріодів, діодів та ін.), так і пасивних (опір, ємність та індуктивність), в тому числі провідні металізовані доріжки.

Показано, що використання моделі кристала з одним провідним шаром показало непридатність цієї моделі для розрахунку електротеплових процесів сучасних мікросхем при впливі імпульсних електромагнітних полів на мікросхеми. В роботі розглянута багатошарова модель кристала сучасних мікросхем. Проведені розрахунки показують, що запропонована модель дозволяє прогнозувати стійкість мікросхем при впливі імпульсних електромагнітних полів.

На основі проведених чисельних розрахунків динаміки електротеплових процесів в провідних і діелектричних мікроструктурних елементах мікросхем при впливі електромагнітних полів НВЧ-діапазону з урахуванням теплових втрат в діелектричних структурах отримані вирази для питомої потужності теплових втрат в діелектричних структурах мікросхем. Розглянуто динаміку зміни температурного поля кристала мікросхеми з урахуванням нерівномірного розігріву металізації та діелектричної ділянки. Проведені розрахунки показують, що облік втрат у діелектрику істотно впливає на динаміку електротеплових процесів в провідних мікроструктурних елементах. Слід зазначити, що при дослідженні процесів в діелектричних мікроструктурному елементах передбачалося, що $\operatorname{tg}(\delta)$ залишається незмінним з ростом температури (відсутні дані по даному параметру). Однак і при такому наближенні вплив втрат в діелектрику сильно позначається на розвиток електротеплових процесів в мікроструктурному елементі мікросхем.

Серед отриманих результатів новими є результати експериментальних досліджень і фізичного моделювання напружених струмових та теплових режимів у мікроструктурних елементах кристалу сучасних мікросхем і електронних модулів на їх основі при впливі потужних імпульсних НВЧ полів. Так, виявлено при впливі потужних НВЧ полів на мікросхеми відбувається перетворення енергії електромагнітного поля в електротеплову енергію макрота мікроструктурних елементів, при цьому вихід з ладу мікроструктурних елементів кристалу обумовлено їх роботою в напружених струмових і теплових режимах за рахунок додаткової напруги, яка наводиться електромагнітним випромінюванням. Граничні значення полів, при яких починаються збої і катастрофічні відмови, залежать від орієнтації мікросхем відносно поля та розмірів кристалів, при цьому функціональне призначення ІМС не впливає на ці граничні значення. Катастрофічні відмови МСЕ сучасних мікросхем, що працюють у напружених струмових та теплових режимах при впливі імпульсних НВЧ полів, настають через пропалювання контактних майданчиків (20 %), пропалювання провідних доріжок (35 %), внаслідок

спільного теплового руйнування провідних доріжок та активних мікроструктурних елементів (37 %) і теплового руйнування тільки активних елементів мікросхем (8 %).

Установлено, що реакція мікросхем на вплив електромагнітного випромінювання у складі електронних модулів така сама, як і при впливі безпосередньо на мікросхеми, однак знижуються граничні значення полів, при яких починаються збої у роботі мікросхем, при цьому граничні значення катастрофічних відмов не змінюються.

Запропоновано метод прогнозування стійкості до впливу потужних ІЕМП для мікросхем різних технологій (90 нм, 60 нм, 30 нм та 15 нм) і різними розмірами кристалів (від 4×4 мм до 8×8 мм та 20×20 мм). Отримані дані можна використовувати для нормативної технічної документації, що регламентує працездатність електронної апаратури в умовах впливу на неї імпульсного ЕМВ. Для підвищення стійкості електронної апаратури до впливу імпульсного ЕМВ доцільно використовувати в ній мікросхеми з невеликими розмірами кристалів, а для підвищення стійкості мікросхем із кристалами більших розмірів необхідно розробляти топологію мікросхем із розрядниками або застосовувати панелі кріплення мікросхеми із вбудованими розрядниками.

Установлено, що екранування мікросхем не є ефективним засобом їх захисту від електромагнітного випромінювання при наявності зовнішніх радіоелементів, приєднаних до їх виводів, а схеми захисту від електростатичної електрики підвищують стійкість мікросхем тільки до впливу одиночного радіоімпульсу. Встановлено, що активна складова струмів зсуву знижує граничні значення полів, що руйнують металізацію з алюмінію на кристалі мікросхеми на 10 – 12 %, а з міді з підшаром з танталу на – 5 %.

Аналіз фізичних процесів у розрядних колах із провідних та діелектричних мікросхем показав, що омічна й просторова неоднорідності доріжок з алюмінію і міді призводять до зниження стійкості мікросхем до впливу потужних імпульсного ЕМВ, а пропалювання металізації відбувається

у тих випадках, коли $R_{\Sigma} \ll 1 / \omega C_{\text{екв}}$, тобто за умови, що струм зміщення визначає струм у ланцюзі розряду.

Для розрядного кола з пасивних мікросхем знайдені значення еквівалентної ємності і густини струму, при яких мікросхеми виходять із ладу під впливом потужних імпульсного ЕМВ. Знайдене значення густини струму відповідає точці на критеріальній залежності Вунша-Белла $P/S = f(\tau)$ для розглянутого розрядного кола сучасних мікросхем.

Значна увага приділялася дослідженню процесу випромінювання імпульсного ЕМВ та його розповсюдженні в вільному просторі. З цього приводу було запропоновано застосування нового технічного рішення для антенної конструкції, що значно збільшує відстань поширення імпульсних електромагнітних сигналів. Так, порівняно з рівнем випромінювання однополярного імпульсного сигналу, відстань поширення біполярного імпульсу, що виробляється в діафрагмі антени, збільшується в 9,5 разів більше, а порівняно з монохроматичним сигналом - у 2,37 рази.

Розроблена НВЧ-устатковина (НВЧ модуль) для стиснення НВЧ імпульсу для підвищення його пікової потужності. Устатковина включає в себе НВЧ генератор на основі магнетрону з двома виводами енергії, блока живлення (модулятор), НВЧ тракт з керованим НВЧ резонатором та узгоджене навантаження (на основі антени Вівальді). Дослідження усіх складових устатковини показало їх працездатність та ефективність при компресії НВЧ імпульсів. При цьому компресія проводилася на малій потужності (десятки та сотні Вт) з причин безпеки персоналу, який проводив дослідження. Отримані результати поширювалися на випадок великої потужності, що буде мати вирішальне значення при практичному використанні НВЧ-устатковини.

Представлені дані про стиснення НВЧ-імпульсів, яке здійснювалося на малій потужності. Для цього застосовувалися магнетрони X та K_U діапазонів з двома виводами енергії потужністю 25 Вт в X та 10 Вт в K_U діапазонах. При цьому мале місце посилення 20,7 дБ в резонаторі і 12,7 дБ на виході (в антені) при десятикратному зменшенні тривалості НВЧ імпульсу.

Таким чином, можна впевнено сказати, що ефект стиснення імпульсного сигналу було отримано. Робота повинна бути продовжена як прикладна с виходом на створення макета експериментальної устатковини та може охоплювати три області. По-перше, треба збільшити потужність за допомогою використання більш потужного НВЧ генератора (магнетрону з двома виводами енергії потужністю сотні кВт) та застосування резонатору і НВЧ тракту з герметизацією витоків, щоб можна було працювати при більш високому тиску. По-друге, треба розробити більш компактну НВЧ устатковину, щоб зробити всю систему портативною та мобільною.

Для забезпечення якісного функціонування РЕС в умовах дії потужного електромагнітного випромінювання потребують подальшого розвитку і розробки засобів і способів запобігання руйнуванням, методів захисту від впливів, методик відновлення роботи РЕС після дії деструктивних впливів.

Застосування методів підвищення живучості РЕС, зокрема із використанням механізмів реконфігурації, реорганізації, зміни функціональності, зміни стратегій управління можуть надати можливість підвищити якість функціонування РЕС в умовах деструктивних впливів. Розробка РЕС на засадах теорії живучості передбачає створення наскрізних системних рішень, які дозволяли б ефективно використовувати наявні засоби і механізми забезпечення живучості, інтегровані у різні програмно-апаратні платформи та прикладні застосування, системи інформаційної безпеки із використанням інструментарію інтелектуального аналізу даних.

Для підвищення якості функціонування мобільної РЕС в умовах деструктивних впливів доцільно:

а) застосувати традиційні способи захисту від передбачуваних деструктивних впливів (НВЧ випромінювання);

б) розробити і впровадити автоматичні засоби відновлення працездатності РЕС за рахунок засобів компенсації;

в) впровадити такі механізми забезпечення живучості, як реконфігурація, реорганізація, процедури зміни стратегії управління, механізм поступової зміни функціональності.

Розширення сфери військових електронних технологій можна розглядати як можливу перспективу застосування потужних наносекундних НВЧ-імпульсів у розвитку сучасних систем озброєння і визначення областей їх бойового застосування.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Капица П.Л. Электроника больших мощностей. – М.: Изд-во АН СССР. 1962. – 195 с.
2. Баум К.Э. Новые методы нестационарного (широкополосного) анализа и синтеза антенн и рассеивателей. Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, 1976, т. 64, № 11, с. 53–74.
3. Giri D.V. High–Power Electromagnetics (HPEM). From the 1960s into the 21st century. Book of Abstracts. EUROEM–2012, 2–6 July 2012, Toulouse, France. – 16 p.
4. Кравченко В.И. Электромагнитное оружие. – Харьков: Изд-во НТУ “ХПИ”. 2008. – 185с.
5. Рябов Ю.Г. Общие положения по сохранению живучести и обеспечению защиты радиоэлектронных средств от воздействия электромагнитного оружия и электронного терроризма. Див. <http://www.bnti.ru/showart.asp?aid=615lvl=02>
6. Benford J., Swegle J.A. and Schamiloglu E. High Power Microwaves. Second Edition. CRC Press. 2007. – 556 p.
7. Буц В.А., Егоров А.М., Чурюмов Г.И. Повышение плотности излучения при повышении частоты и при фокусировке в неоднородных средах. Прикладная радиоэлектроника, 2012, т. 11, № 4, с. 506–519.
8. ДСУ. Прилади НВЧ. Методи вимірювання потужності від 1 кВт. ГОСТ 18127–72.
9. Microwave Power Engineering. Edited by E.C. Okress. V. 1, 2. Academic press, New–York & London. 1968.
10. СВЧ – энергетика. Т. 1. Генерирование, передача, выпрямление / Под ред. Э. Окресса. – М.: Изд-во Мир. 1970.
11. Диденко А.Н. СВЧ–энергетика. Теория и практика. – М.: Наука. 2003. – 445 с.
12. Диденко А.Н., Зверев Б.В. СВЧ–энергетика. – М.: Наука. 2000. – 262 с.

13. Диденко А.Н., Юшков Ю.Г. Мощные СВЧ-импульсы наносекундной длительности. – М.: Энергоатомиздат. 1984. – 111 с.
14. Ушаков А.Б. Об основных достижениях и направлениях развития мощных электровакуумных СВЧ-приборов. Успехи современной радиоэлектроники, № 5, 2004. СС. 41–45.
15. Трубецков Д.И., Храмов А.Е. Лекции по сверхвысокочастотной электронике для физиков. Т.2. – М.: Физматлит. 2004. – 646 с.
16. Трубецков Д.И., Храмов А.Е. Лекции по сверхвысокочастотной электронике для физиков. Т.1. – М.: Физматлит, 2004. – 496 с.
17. Релятивистская высокочастотная электроника. Под ред. А.В. Гапонова–Грехова. – Горький, ИПФ АН СССР, 1979. – 287 с.
18. Кулагин И.С., Милославский П.Ю., Новожилова Ю.В., Сморгонский А.В., Шмелев М.Ю. Релятивистская высокочастотная электроника. Зарубежная радиоэлектроника, 1986, № 12, с. 3–34.
19. Переводчиков В.И., Боровиков П.В., Гусев С.И. и др. Мощные широкополосные пучково–плазменные усилители СВЧ-колебаний. В сб. обзоров «Вакуумная СВЧ электроника». – Нижний Новгород. 2002. СС. 138–143.
20. Винтизенко И.И. Исследование релятивистских магнетронных СВЧ генераторов. Диссертация на соискание ученой степени доктора физико–математических наук по специальности 01.04.20. – Томск, 2002. – 231 с.
21. Винтизенко И.И. Релятивистские магнетроны. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2013. – 360 с.
22. Magda I.I., Gadetski N.P., Kravtsova E.I., and other, “Relativistic Magnetron of Millimeter Waveband”. In Proc. 18th IEEE Int. Crimean Conf. Microw. Telecommun. Technol., Sevastopol’, Ukraine, 2008, pp. 637–639.
23. Сазонов В.П. Приоритеты России в вакуумной СВЧ-электронике в XX столетии. – М.: Медпрактика. 2012. – 355 с.
24. A.S. Gilmour, Jr., Klystrons, Traveling Wave Tubes, Magnetrons, Crossed-Field Amplifiers, and Gyrotrons. Artech House. 2012. – 837 p.

25. Гапонов А.В., Петелин М.И. Мазеры на циклотронном резонансе. В кн.: Наука и человечество. – М.: Знание, 1980. С. 283.
26. Нусинович Г.С. Гиротроны – источники мощного электромагнитного излучения миллиметрового диапазона. Зарубежная радиоэлектроника, 1984, № 11.
27. Bratman V.I., Denisov G.G., Ofitserov M.M. et all. Millimeter Wave HF Relativistic Electron Oscillators. IEEE Trans. on Plasma Sci., 1987, vol. 15, no 1, pp. 2–15.
28. Продукция НПП «ИСТОК» – СВЧ–электроника. – Россия. –2007.
29. <http://cpii.com/mpp/>
30. <http://pluton.msk.ru/en/>
31. http://faza-don.ru/EL_device.htm и <http://www.oao-tantal.ru/tovar.php?id=3196>
32. Морозов О.А., Соколов И.В. Современное состояние и тенденции развития магнетронов для СВЧ–нагрева в промышленности и медицине. Электронная техника. Сер. 1. СВЧ–техника. – 2000. – Вып. 2(476). – С. 3–9.
33. Диденко А.Н. О возможности использования мощных СВЧ колебаний для технологических целей. Докл. РАН. 1993.Т. 331, № 5. С. 571–572.
34. Старец Я.А. Перспективы развития генераторов магнетронного типа и их применение. Вакуумная СВЧ электроника. Сборник обзоров. – Нижний Новгород. 2002. СС. 36–38.
35. Рувинский Г.В., Аристархова О.Н., Котюргин Е.А. и др. Мощные ЛБВ сантиметрового диапазона длин волн. Вакуумная СВЧ электроника. Сборник обзоров. – Нижний Новгород. 2002. СС. 49–53.
36. Гельвич Э.А., Жарый Е.В., Закурдаев А.Д. и др. Многолучевые клистроны. Тенденции развития. Вакуумная СВЧ электроника. Сборник обзоров. – Нижний Новгород. 2002. СС. 54–61.
37. Козорезов Г.Г. Магнетроны с ферритовой развязкой для электронных ускорителей. Вакуумная СВЧ электроника. Сборник обзоров. – Нижний Новгород. 2002. СС. 67–70.

38. Аликаев В.В., Денисов Г.Г., Запенвалов В.Е. и др. Гиротроны для УТС. Вакуумная СВЧ электроника. Сборник обзоров. – Нижний Новгород. 2002. СС. 71–76.
39. Засыпкин В.Е. Мощные гирорезонансные усилители. Вакуумная СВЧ электроника. Сборник обзоров. – Нижний Новгород. 2002. СС. 77–86.
40. Братман В.Л., Денисов Г.Г., Калынов Ю.К. и др. Новые разновидности мазеров на циклотронном резонансе. Вакуумная СВЧ электроника. Сборник обзоров. – Нижний Новгород. 2002. СС. 109–117.
41. Толкачев А.А. О некоторых тенденциях развития радиолокационных и связных систем. Вакуумная СВЧ электроника. Сборник обзоров. – Нижний Новгород. 2002. СС. 7–13.
42. Military critical technology list. Section 8 : Electronics technology : undersecretary of defense, acquisition, technology and logistics // Pentagon, USA, September, 2006. – PP. 1–108.
43. Ребров С.И. Военная СВЧ–электроника в России / С.И. Ребров // Электронная техника, сер. 1, СВЧ техника. – 2009. – № 1 (500). – С. 71–76.
44. Nickel H.U., Zovo J., Schmid M. Refining Radar Architectures. IEEE Microwave Magazine, May 2016. V. 17, # 5. pp. 60 – 74.
45. Добыкин В.Д. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем / В.Д. Добыкин, А.И. Куприянов, В.Г. Пономарев, Л.Н. Шустов ; под ред. А.И. Куприянова. – М. : Вузовская книга, 2007. – 468 с.
46. Житковский В.Д., Яцкевич В.А. Предложения по созданию перспективных радиотехнических средств для Вооруженных Сил РФ. Национальная оборона, № 3, март 2007, с. 64–68.
47. Кравченко В.И. Оружие на нетрадиционных физических принципах. Электромагнитное оружие. – Харьков: Изд–во «НТМТ». 2009.– 266 с.
48. Кравченко В.И. Электромагнитное оружие. – Харьков: Изд–во НТУ «ХПИ». 2008.– 185 с.
49. <http://vrtp.ru/index.php?act=categories&CODE=article&article=783>

50. Ni G., Gao B., Lu J. Research on High Power Microwave Weapons. Proceedings of APMC. 2005.
51. Weise, Th.H.G.G. Jung, M. Langhans, D. Gowin, M., Overview of directed energy weapon developments, Electromagnetic Launch Technology 2004. 2004 12th Symposium on, 25–28 May 2005, pp.483–489.
52. Jordan, U. Anderson, D. Backstrom etc, O., Microwave Breakdown in Slots, Plasma Science, IEEE Transactions on , Dec. 2004, Volume: 32 , Issue: 6, pp. 2250 – 2262.
53. Meichu Guo, The High Technology Wars Sword & Shield, Military Scientific Publishing House, Beijing, February 2003, Chap. 1.
54. Кравченко В.И. Электромагнитное оружие. – Харьков: Изд-во НТУ «ХПИ», 2008. – 185 с.
55. Benford J., Swegle J.A. and Schamiloglu E. High Power Microwaves. Second Edition. CRC Press. 2007. – 556 p.
56. Ширман Я.Д., Манжос Р.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
57. Небабин В.Г., Сергеев В.В. Методы и техника радиолокационного распознавания. – М.: Радио и связь 1984. – 220 с.
58. Горелик А.Л. и др. Селекция и распознавание на основе локационной информации. – М.: Радио и связь. 1990. – 240 с.
59. Костенко А.А., Хлопов Г.И. Когерентные системы ближней и сверхближней радиолокации миллиметрового диапазона. – Харьков: ИПЦ «Контраст», 2015. – 325 с.
60. Андреев Г.А., Базарский О.В., Глауберман А.С. и др. Визуализация и преобразование электромагнитных волн миллиметрового диапазона. Зарубежная радиоэлектроника. 1984, № 11. СС. 3–27.
61. Kreth A., Doering O., Genender E., and Garbe H., Predetection for the Identification of Electromagnetic Attacks against Aeroports. Book of Abstracts. EUROEM–2012, 2–6 July 2012, Toulouse, France. – 81 p.

62. Rohe M. And Koch M., Breakdown Behavior of a Wireless Communication Network under UWB Impact. Book of Abstracts. EUROEM–2012, 2–6 July 2012, Toulouse, France. – 84 p.
63. Liang Zhou, Liang Lin, Wei Luo, and Wen–Yan Yin, Effects of Injected Electromagnetic Pulse (EMP) on the Failure of RF Power Amplifiers (PA). Book of Abstracts. EUROEM–2012, 2–6 July 2012, Toulouse, France. – 101 p.
64. Кравченко В.И. Электромагнитный терроризм. – Харьков: Изд–во «HTMT». 2011.– 390 с.
65. Booske J.H., Dobbs R.J., Joys C.D., and other, Vacuum Electronic High Power Terahertz Sources. IEEE Trans. On Terahertz Science and Technologies, vol. 1, # 1, September 2011, pp. 35–47.
66. Fortov V., Parfenov Yu., Siniy I., and Zdoukhov L., “Russian Research of International Electromagnetic Disturbances over the Past Ten Years”, Proceedings of the AMEREM 2006, Albuquerque (NM USA), July 2006.
67. Hoad R. and Sutherland, “The Forensic Utility on Detecting Disruptive Electromagnetic Interference”, Proceeding of the 6th European Conference on Information Warfare and Security (ECIW 2007), July 2007.
68. Sabath F., “What Can be Learned from Documented International Electromagnetic Interference (IEMI) Attacks”, General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI, 13–20 August 2011, pp. 1–4.
69. Sabath F., Threat of Electromagnetic Terrorrrsm. Book of Abstracts. EUROEM–2012, 2–6 July 2012, Toulouse, France. – 17 p.
70. Hoad R. and Radasky W.A., Progress in IEC SC77C Standards. Book of Abstracts. EUROEM–2012, 2–6 July 2012, Toulouse, France. – 59 p.
71. IEC/TR 61000–1–5, Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 1–5: General – High–Power Electromagnetic (HPEM) Effects on Civil Systems, 2004.
72. IEC/TR 61000–2–13, Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 2–13: Environments – High–Power Electromagnetic (HPEM) Environments – Radiated and Conducted, 2004.

73. IEC/TR 61000-4-35, Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 4-35: Testing and Measurement Techniques – High-Power Electromagnetic (HPEM) Simulator Compendium, 2009.
74. IEC/TR 61000-5-9, Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 5-9: Installation and Mitigation Guidelines – System-Level Susceptibility Assessments for High-Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP) and High-Power Electromagnetic (HPEM), 2009.
75. Sakharov K., Mikheev Ye., and Turkin V.A., National Standard of Russian Federation. Book of Abstracts. EUROEM-2012, 2-6 July 2012, Toulouse, France. – 90 p.
76. Picard N., Mazen S., Beillard B., Joly J.C., and Tournardre T., Radiated Susceptibility of Automotive Electronics: Car Stopper Application. Book of Abstracts. EUROEM-2012, 2-6 July 2012, Toulouse, France. – 50 p.
77. Picard N., Mazen S., Beillard B., Joly J.C., and Tournardre T., Electronic Disruptions by Radar Pulse: Car Stopper Application. Book of Abstracts. EUROEM-2012, 2-6 July 2012, Toulouse, France. – 109 p.
78. System Description of High Power Microwave Systems. DIEHL BGT Defence. 2010.
79. National Technical University “Kharkiv Polytechnic Institute”. Research & Design Institute “Molniya”. 1954 – 2004. NTU “KhPI”, Kharkiv, 2004. – 35 p.
80. Brodie I., Spindt C.A. Vacuum Microelectronics. Advances in Electronics and Electron Physics. – Academic Press: 1992, v. 83, p. 2.
81. Динамика радиоэлектроники-2/Под общ. Ред. Ю.И. Борисова. – М.: Техносфераб 2008. – 376 с.
82. Starostenko V.V., Taran Ye.P., Churyumov G.I. and other. Near Field Zone of a Integrated Circuit Exposed to an Electromagnetic Wave in a Waveguide. Technical Physics Letters, Vol. 29, No. 1, 2003, pp. 29 – 31.
83. Григорьев Е.В., Старостенко В.В., Таран Е.Н., Чурюмов Г.И. Влияние магнитной компоненты воздействующей электромагнитной волны на

- процессы в микроструктурных элементах интегральных микросхем. Прикладная радиоэлектроника. 2004, т. 3, № 1. СС. 53–57.
84. Зуев С.А., Старостенко В.В., Терещенко В.Ю., Чурюмов Г.И., Унжаков Д.А., Григорьев Е.В. Лавинный пробой в полевых транзисторах с затвором Шоттки на GaAs по результатам численного моделирования. Прикладная радиоэлектроника. 2005, т. 4, № 3. СС. 353–358.
85. Грибский М.П., Григорьев Е.В., Зуев С.А., Старостенко В.В., Чурюмов Г.И., Унжаков Д.А. Воздействие импульсных электромагнитных полей на экранированные микросхемы. Прикладная радиоэлектроника. 2007, т. 6, № 4. СС. 590–594.
86. Churyumov G.I. and other. Wunsch–Bell Criterial Dependence for Si and GaAs Schottky–Barrier Field–Effect Transistors. Ultra–Wideband, Short Pulse Electromagnetics 9. – Springer, 2010. – 522 с.
87. Блудов С.Б., Гадецкий Н.П., Кравцов К.А. и др. Генерирование мощных СВЧ–импульсов ультракороткой длительности и их воздействие на изделия электронной техники. Физика плазмы, 1994, том 20, № 7,8, сс. 712–717.
88. Диденко А.Н., Жерлицын А.Г., Фортов В.Е., Юшков Ю.Г. Способ функционального поражения полупроводниковых радиоэлектронных средств и устройство его реализации. Патент РФ № 2148266, заявл. 12.10.1998.
89. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 1988. – 448 с.
90. Конторович М.И. Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. – М.: Сов. радио, 1975. – 320 с.
91. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
92. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
93. Диденко А.Н., Юшков Ю.Г. Мощные СВЧ–импульсы наносекундной длительности. – М.: Энергоатомиздат. 1984. – 111 с.

94. Syrachev I.V. et al. The Results of RF High Power Tests of X-Band Open Cavity RF Pulse Compression System. Proc. Int. Conference Linac-94, Tsukuba, Japan, 1994, pp. 475-477.
95. Wilson P.B. et al. SLED II: A New Method of RF Pulse Compression. SLAC-PUB-5330.
96. Балакин В.Е., Сырачев И.В. Применение открытых резонаторов в системах умножения СВЧ-мощности. Препринт ФИЯФ 95-1.
97. Диденко А.Н., Зеленцов В.И., Штейн Ю.Г., Юшков Ю.Г. Радиотехника и электроника, 1972, 17, 7, с. 1545.
98. Minami K., Hosoyama K. J. Appl. Phys., 1979, 18, 1, p. 85.
99. Birx D.L., Dick G.J., Little W.A. et al. Appl. Phys. Letters, 1978, 33, 5, p. 466.
100. Девятков Н.Д., Диденко А.Н., Замятина Л.Я. и др. Формирование мощных импульсов при накоплении СВЧ-энергии в резонаторе. Радиотехника и электроника, 1980, 25, 6, сс. 1227-1230.
101. Baum C.E. Compression of Sinusoidal Pulses for High Power Microwaves. Circuit and Electromagnetic System Design Note 48, March 2004.
102. Baum C.E. Coupling Ports in Waveguide Cavities for Multiplying Fields in Pulse-Compression Schemes. Circuit and Electromagnetic System Design Note 52, March 2006.
103. Andreev A.D., Farr E.G., Schamiloglu E. A Simplified Theory of Microwave Pulse Compression. Circuit and Electromagnetic System Design Note 57, August 2008.
104. Месяц Г.А. Генерирование мощных наносекундных импульсов. – М.: Изд-во «Сов. радио». 1974. – 254 с.
105. Месяц Г.А., Яландин М.И. Пикосекундная электроника больших мощностей. УФН. 2005. Т. 175. № 3. С. 225-246.
106. Farkas Z.D. Binary Peak Power Multiplier and its Linear Accelerator Design. SLAC-PUB-3694, 1985.
107. Wilson P.B., Farkas Z.D., Ruth R.D., et al. SLED-II: A new Method of RF Pulse Compression. Proc. Of Linear Accl. Conf., Albuquerque, NM, SLAC-PUB-5330, 1990.

108. Mizuno H., Otake Y. A new RF Power Distribution System for X-Band Linac Equivalent to RF Pulse Compression Scheme of Factor 2N. Proc. 17th Int. Linac Conf. Tsukuda, Japan, KEK-preprint-94-112, 1994.
109. Ruth R.D. The Next Linear Collider. SLAC-PUB-5406, 1991.
110. Braun H., Delahays J.P., De Roeck A., et al. CLIC here for the Future. CERN Courier, 2008, 48, No 7.
111. Hwang S.M., Hong J.I., and Huh C.S. Characterization of the Susceptibility of Integrated Circuits with Induction Caused by High Power Microwaves. Progress in Electromagnetics Research. PIER 81. 2008. PP. 61–72.
112. Camp M., Garbe H., Nitsch D. UWB and EMP Susceptibility of Modern Electronics. IEEE EMC. Montreal. August 2001. PP. 1015–1020.
113. Nitsch D., Camp M. UWB and EMP Susceptibility of Modern Microprocessorboards. EMC European, Brugge. September 2000.
114. Артеменко С.Н., Каминский В.Л., Юшков Ю.Г. Формирование наносекундных радиоимпульсов в ламповом СВЧ автогенераторе. Журнал технической физики, 1992, том 62, вып. 8, сс. 138–146.
115. Новиков С.А., Разин С.В. Устройства временной компрессии СВЧ-импульсов. Материалы 8-й Международной Крымской Микроволновой конференции КрыМиКо-98. – Севастополь, Крым, Украина. 1998, сс. 329–331. (Novikov S.A., Razin S.V. Microwave Pulse Compressors. Proceedings of 8th International Crimean Microwave Conference. – Sevastopol, Crimea, Ukraine. 1998, pp. 329–331).
116. Скрипкин Н.И. Магнетроны 2– и 3–х мм диапазонов – новые разработки и перспективы их использования. Электроника: наука, технологии, бизнес. 2013, № 3, с. 90–91.
117. Чурюмов Г.И., Экезли А.И. Исследование режима перестройки частоты в импульсном магнетроне с двумя выводами энергии. Электронная техника, сер. 1, СВЧ-техника. 2014, № 2 (521). – С. 39 – 45.
118. Лобаев М.А. Исследование разрядных явлений в плазменных коммутаторах СВЧ излучения большой мощности. Диссертация на соискание

ученой степени кандидата физико–математических наук по специальности 01.04.08. – Нижний Новгород, 2010. – 136 с.

119. Ripin B.H., Manheimer W. Microwave Pulse Compression in Dispersive Plasmas. US Patent No 4758795, July 19, 1988.

120. Farkas Z.D., Hogg H.A., Loew G.A. et all. SLED: A Method of doubling SLAC's Energy. Proc. 9th Int. Conf. On High Energy Accelerators. 1976, p. 576.

121. Вихарев А.Л., Горбачев А. Иванов О.А. и др. Активный компрессор СВЧ импульсов на осесимметричной моде круглого волновода. Письма в ЖТФ, 1998, т. 24, № 20, с. 6.

122. Вихарев А.Л., Горбачев А. Иванов О.А. и др. Активный береговский компрессор трехсантиметрового диапазона длин волн. Известия вузов. Радиофизика, 2008, т. 51, № 7, с. 6.

123. Yushkov Y.G., Avgustinovich V.F., Artemenko S.N. et all. Powerful Microwave Compressors of RF Pulses. Proceedings of the 3th International Workshop “Strong Microwaves in Plasmas”, – Nizhny Novgorod, Russia, 1997, v. 2, p. 911.

124. Новиков С.А., Разин С.В., Чумерин П.Ю. и др. Формирование мощных сверхширокополосных радиосигналов при последовательной временной компрессии СВЧ–энергии. ДАН, 1991, т. 321, № 3, с. 518.

125. Августинович В.А., Новиков С.А., Разин С.В. и др. Формирование мощных радиоимпульсов наносекундной длительности трехсантиметрового диапазона. Известия вузов. Радиофизика, 1985, т. 28, № 10, с. 1347.

126. Alvarez R/A/ Some Properties of Microwave Resonant Cavities Relevant to Pulse–Compression Power Amplification. Rev. Sci. Instrum. 1986, v. 57, No 10, p. 2481.

127. Артеменко С.Н., Новиков С.А., Юшков Ю.Г. Коаксиальные резонаторы в компрессорах СВЧ–импульсов. Известия Томского политехнического университета. Сер. Энергетика. 2009, т. 314, № 4, сс. 127–131.

128. Birx D.L., Scalapino D.J. Microwave Energy Compression Using High–Intensity Electron Beam Switch. J. Appl. Phys., 1980, v. 51, No 7, p. 3629.

129. Артеев М.С., Юшков Ю.Г. Формирователь наносекундных СВЧ-импульсов с лазерным поджигом коммутающего разряда. ПТЭ, 1977, № 1, с. 99.
130. Дубинов А.Е., Селемир В.Д. Электронные приборы с виртуальным катодом. Радиотехника и электроника, 2002, том 47, № 6, с. 645–672.
131. Дубинов А.Е., Селемир В.Д. Сверхмощные СВЧ приборы с виртуальным катодом и фазированные антенные решетки на их основе. Зарубежная радиоэлектроника, 1995, № 4, сс. 54–60.
132. Ясечко М.Н., Дохов А.И., Иванец М.Г., Тесленко О.В. Методы формирования и фокусировки электромагнитного излучения для воздействия на радиоэлектронные средства. Под ред. М.Н. Ясечко. – Харьков: 2015. – 214 с.
133. Магда И.И., Блудов С.Б. Исследование физических механизмов деградации изделий электронной техники в мощных электромагнитных полях. // Материалы 3-й Крымской конференции «СВЧ-техника и спутниковый прием». – Севастополь. – 1993. –Т. 5. – С. 523–526.
134. Everett W.W., Everett J.W. Microprocessor Susceptibility to RF Signals–Experimental Results // Proc. Of the 1984 Southeastcon. – 1984. – P. 512–516.
135. Старостенко В.В., Таран Е.П., Григорьев Е.В., Борисов А.А. Воздействие электромагнитных полей на интегральные микросхемы // Измерительная техника. – Москва. – 1998. – № 4. – С.65–67.
136. Старостенко В.В., Григорьев Е.В., Малишевский С.В., Таран Е.П. Механизмы воздействия электромагнитных полей на интегральные микросхемы // Радиоэлектроника и информатика. – Харьков. – 2002. – Вып. 129. – С.107 – 110.
137. Таран Е.П., Старостенко В.В., Глумова М.В., Рукавишников А.В. Динамика развития необратимых деградационных процессов в проводящих микроструктурах интегральных микросхем при воздействии импульсных электромагнитных полей // Харьков: Вестник ХНУ. – 2002. – Вып.1, № 544. – С.167–172.

138. Taran Ye.P., Starostenko V.V. and Grigor'ev Ye.V. Effect of Heterogeneity Parameters of Conducting Microstructures of Integrated Circuits on the Wunsch–Bell Curve // Telecommunications and Radio Engineering. – 2002. – 57(8–9). – P. 105–112.
139. Старостенко В.В. Токовые характеристики неоднородных проводящих микроструктур интегральных микросхем при воздействии электромагнитных полей // Радиоэлектроника и информатика. – Харьков. – 2002. – Вып. 22, №1. – С.15 – 17.
140. Churyumov G.I., Ekezy A.I., Wideband High–Power Microwave Module on the Basis of a Two RF–Outputs Magnetron. ASIEM – 2017.
141. В.В. Старостенко В.В. Дифракция электромагнитных волн на модели микросхемы в волноводе // Радиоэлектроника и информатика. – Харьков. – 2002. – № 4. – С.33 –36.
142. Старостенко В.В., Таран Е.П. Численный анализ влияния неоднородности металлизации на тепловой режим микросхем // ЖТФ, т.68, №12, 1998. с. 90–92.
143. Никольский В.В. Вариационные методы для внутренних задач электродинамики. – М.: Наука, 1967. – 460 с.
144. Борисов А.А., Е.В. Григорьев Е.В., Старостенко В.В., Таран Е.П. Воздействие электромагнитных полей на интегральные микросхемы // Измерительная техника. – Москва. – 1998.– № 4. – С. 65–67.
145. Магда И.И., Блудов С.Б. Исследование физических механизмов деградации изделий электронной техники в мощных электромагнитных полях. // Материалы 3–й Крымской конференции «СВЧ–техника и спутниковый прием». – Севастополь. – 1993. – Т. 5. – С. 523–526.
146. Everett W.W., Everett J.W. Microprocessor Susceptibility to RF Signals–Experimental Results // Proc. Of the 1984 Southeastcon. – 1984. – P. 512–516.
147. Старостенко В.В., Таран Е.П., Григорьев Е.В., Борисов А.А. Воздействие электромагнитных полей на интегральные микросхемы // Измерительная техника. – Москва. – 1998. – № 4. – С.65–67.

148. Старостенко В.В., Григорьев Е.В., Малишевский С.В., Таран Е.П. Механизмы воздействия электромагнитных полей на интегральные микросхемы // Радиоэлектроника и информатика. – Харьков. – 2002. – Вып. 129. – С.107 – 110.
149. Таран Е.П., Старостенко В.В., Глумова М.В., Рукавишников А.В. Динамика развития необратимых деградиационных процессов в проводящих микроструктурах интегральных микросхем при воздействии импульсных электромагнитных полей // Харьков: Вестник ХНУ. – 2002. – Вып.1, № 544. – С.167–172.
150. Taran Ye.P., Starostenko V.V. and Grigor`ev Ye.V. Effect of Heterogeneity Parameters of Conducting Microstructures of Integrated Circuits on the Wunsch–Bell Curve // Telecommunications and Radio Engineering. – 2002. – 57(8–9). – P. 105–112.
151. Старостенко В.В. Токовые характеристики неоднородных проводящих микроструктур интегральных микросхем при воздействии электромагнитных полей // Радиоэлектроника и информатика. – Харьков. – 2002. – Вып. 22, №1. – С.15 – 17.
152. Корзо В.Ф., Черняев В.Н. Диэлектрические пленки в микроэлектронике. – М.: Энергия, 1977. – 368 с.
153. Штерн Л. Основы проектирования интегральных схем. – М.: Энергия, 1973. – 234 с.
154. А. А. Никифоров, П. Ю. Чумерин, В. Н. Слинко, В. А. Ваулин. Полупроводниковый датчик L–диапазона с компрессией импульсов излучения. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. No 12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec18/18/text.pdf>
DOI 10.30898/1684–1719.2018.12.18
155. Диденко А. Н., Юшков Ю. Г. Мощные СВЧ – импульсы наносекундной длительности. – М.: Энергоатомиздат, 1984. 112 с.

156. Badulin N.N., Batsula A.P., Mel'nikov A.I., Novikov S.A., Razin S.V., Shoshin E.L., Yushkov Yu.G. Nanosecond Pulse-compression Microwave Radar. *Electromagnetic Waves & Electronic Systems*, 1997, Vol. 2.
157. Новиков С.А., Разин С.В., Чумерин П.Ю., Юшков Ю.Г. Получение мощного СВЧ излучения при сложении радиосигналов на выходе резонансных формирователей. *Письма в ЖТФ*. 1990, Т. 16, No 20, с. 46–48.
158. Диденко А.Н., Новиков С.А., Разин С.В., Чумерин П.Ю., Юшков Ю.Г. Формирование мощных сверхширокополосных радиосигналов при последовательной временной компрессии СВЧ энергии. *Доклады АН СССР*. 1991. Т. 321, No 3, с. 518–520.
159. Новиков С.А., Разин С.В., Чумерин П.Ю., Юшков Ю.Г. Получение мощных сверхширокополосных радиоимпульсов с помощью резонансных формирователей. *Письма в ЖТФ*. 1991, Т. 17, No 13, с.37–39.
160. Диденко А.Н., Юшков Ю.Г. Мощные СВЧ импульсы наносекундной длительности. М.: Энергоатомиздат. 1984. 112 с.
161. Yushkov Yu.G., A.Novikov S.Artemenko P.Chumerin R.Shpuntov, Development of high power microwave compressors// *Pulsed Power Plasma Science 2007 (PPPS-2007)*. June 17–22, 2007. – Albuquerque, New Mexico USA. P.1822–1825.
162. Shakhnovich, I.V. (2001), “Ultra-wideband Communication. Second Birth?”, *Electronics Science, Technology, Business* No. 4, pp. 8 – 15.
163. Serkov, A., Breslavets, V., Tolkachov, M., Churyumov, G., Issam Saad (2017), “Noise-Like Signals in Wireless Information Transmission Systems”, *Advanced Information Systems*. No. 2. Vol. 1, pp. 33 – 38.
164. Sakharov, K.Yu. (2006), *Emitters of ultrashort electromagnetic pulses and methods for measuring their parameters*, Publishing house of MIEM, 2006, Moscow, 159 p.
165. Immoreev, I.Ya. Collection of proceedings of the IV All-Russian scientific conference “Radar and communications”, 2010, pp.615–620.K. Elissa, “Title of paper if known,” unpublished.

166. Kochetov, A.V. (2013), "Element of the antenna array for the emission of powerful ultrashort pulses", Collection of proceedings of the IV All-Russian scientific conference "Ultra-wideband signals in radar, communications and acoustics", pp. 211–215.
167. Shostko, I.S. (2011), "Methods of forming f directional pattern in ultra-wideband antenna arrays for wireless access points", Problems of telecommunications, No. 1(3), pp. 52–61, available at: <http://pt.journal.kh.ua>. (last accessed March 15, 2017).
168. Bakhrakh, L.D., Litvinov, O.S., Morozov N. Ya. (2006), "The Outlook of an Antenna Development Radiating of Ultra-Short Pulses", Antenna. No. 7. pp. 85–91.
169. Yang X., Chiochetti J., Papadopoulos D., Susman L. (1999), "Fractal Antenna Elements and Arrays", Applied Microwave & Wireless. May 1999. pp. 34–46.
170. http://www.slyusar.kiev.ua/ra0209_SLYUSAR.pdf
171. Serkov, A., Breslavets, V., Tolkachov, M., Churyumov, G. (2017), "Model TSA", Collection of proceedings of the XVII International scientific technical conference "Problem of Informatics and Modeling" pp. 76.
172. Serkov, A., Breslavets, V., Tolkachov, M. (2017), Collection of proceedings of the XXX International scientific – practical conference "Informacijno–kerujuchi systemy na zaliznychnomu transporti" No. 4, pp.23–24.
173. Zernov N.V., Merkulov G.V. (1991), Energy characteristics of aperture antennas emitting nonharmonic waves. "Radiotekhnika", No. 1, 1991, pp.23–24.
174. O. Serkov, V. Breslavets, M. Tolkachov, G. Churyumov. (2018) "The Wideband Pulsed Antenna and its Application" [9th Inter. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS–2018)], September 4 – 7, Odessa Ukraine, ISBN: 978–1–5386–2467–8, IEEE Catalog Number: CFP18587. – P. 340–343.
175. Marusenko N. N. Model and method of providing ultra-wideband wireless communication. Master's Thesis. Kharkiv, NTU "HPI". 2018. – 103 p.

176. O.A. Serkov, V.S. Breslavets, M.Yu. Tolkachov, G.I. Churyumov. (2018). "Method of Generation the Wideband Impulse Signals and Antenna for his Realization". Patent application of Ukraine for utility model number a 2018 03104; appl. 26.03.2018, unpublished.
177. Serkov, G. Churyumov. (2018). "Ultra Wideband Signals in Wireless Control Systems and Communication' [4th China–Ukraine Science and Technology Forum], September 14 – 19, Harbin Institute of Technology, Harbin, China, unpublished
178. Верещагин Е.М. Модуляция в генераторах СВЧ. – М.: Сов. радио, 1972. – 303 с.
179. Обрезан О.И. Оценка влияния параметров пульса– ций источников питания на спектральные характеристики выходных СВЧ–приборов. Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1987, вып. 2 (396). – С. 30–39.
180. Полищук А. Схемотехника современных мощных источников электропитания. Силовая Электроника, No 2, 2005. – С. 80–84.
181. Ланцов В., Владимиров Е. Мощные высоковольтные источники питания. Часть 3 // Силовая электроника, No 2, 2011. – С. 49–56.
182. Ланцов В., Владимиров Е. Мощные высоковольтные источники питания. Часть 1 // Силовая электроника, No 5, 2010. – С. 83 –98.
183. Полищук А. Вопросы разработки твердотельных импульсных модуляторов для электровакуумных приборов СВЧ. Современная электроника, No 3, 2005. – С. 52–55.
184. Боровиков Е. Стабилизатор тока накала цветного кинескопа 61ЛК5Ц // В помощь радиолюбителю. – 1989. – Вып. 104. – С. 25–34.
185. Абраш Р. Устройство индикации и управления для блока питания // Радиолюбитель. – 2007. – No 4. – С. 32–35 и No 6. – С. 25–34.
186. Churyumov G.I., Ekezly A.I. Wideband High–Power Microwave Module on the Basis of Two RF–Outputs Magnetron. Abstract of the ASIAEM–2017. <http://ece-research.unm.edu/summa/images/ASIAEM2017/ASIAEM2017abstracts.pdf>

187. R. A. Alvarez, D. P. Byrne, and R. M. Johnson, Prepulse suppression in microwave pulsecompression cavities, *Rev. Sci. Instrum.* 57, October 1986, pp. 2475–2480.
188. R. A. Alvarez, Some properties of microwave resonant cavities relevant to pulse–compression power amplification, *Rev. Sci. Instrum.* 57, October 1986, pp. 2481–2488.
189. P. Yu. Chumerin, A. N. Didenko, S. A. Novikov, and Yu. G. Yushkov, Resonance Pulse Compression as an Effective Method for Generation of UWB High Repetitive Microwave Pulses, in *Ultra–Wideband Short–Pulse Electromagnetics 6*, E. Mokole (ed.), Kluwer Academic Press / Plenum Publishers, 2003, pp. 427–434.
190. Yu. G. Yushkov, V. A. Avgustinovich, S. N. Artemenko, V. L. Kaminsky, S. A. Novikov, V. Razin, P. Yu. Chumerin, “Powerful microwave compressors of RF–pulses,” in “Strong Microwaves in Plasmas,” Russian Academy of Sciences, Institute of Applied Physics, Nizhny Novgorod, 1996, Vol. 2, pp. 911–925.
191. A. L. Vikharev, A. M. Gorbachev, O. A. Ivanov, V. A. Isaev, S. V. Kuzikov, M. I. Petelin, and J. L. Hirschfield, “Active pulse compression,” in “Strong Microwaves in Plasmas,” Russian Academy of Sciences, Institute of Applied Physics, Nizhny Novgorod, 2000, Vol. 2, pp. 896–914.
192. D. P. Byrne, Intense Microwave Pulse Propagation Through Gas Breakdown Plasmas in a Waveguide, Ph.D. Thesis, October, University of California Davis, Lawrence Livermore National Laboratory, UCRL–53764, 1986.
193. C. E. Baum, “Compression of Sinusoidal Pulses for High–Power Microwaves,” *Circuit and Electromagnetic System Design Note* 48, March 2004.
194. C. E. Baum, Impedance–Matched Magic Tee, *Circuit and Electromagnetic System Design Note* 51, March 2006.
195. C. E. Baum, Coupling Ports in Waveguide Cavities for Multiplying fields in Pulse–Compression Systems, *Circuit and Electromagnetic System Design Note* 52, March 2006

196. E. G. Farr, L. H. Bowen, W. D. Prather, and C. E. Baum. Microwave Pulse Compression Experiments at Low and High Power . Circuit and Electromagnetic System Design Notes Note 63, January 2010, pp. 1–30.
197. D. M. Pozar, Microwave Engineering, 2nd edition. New York, Wiley, 1998.
198. A. Andreev, E. G. Farr, and E. Schamiloglu, “Microwave Pulse Compression," Circuit and Electromagnetic System Design Note 57, August, 2008, available for download from the Summa Foundation website, www.ece.unm.edu/summa/notes.