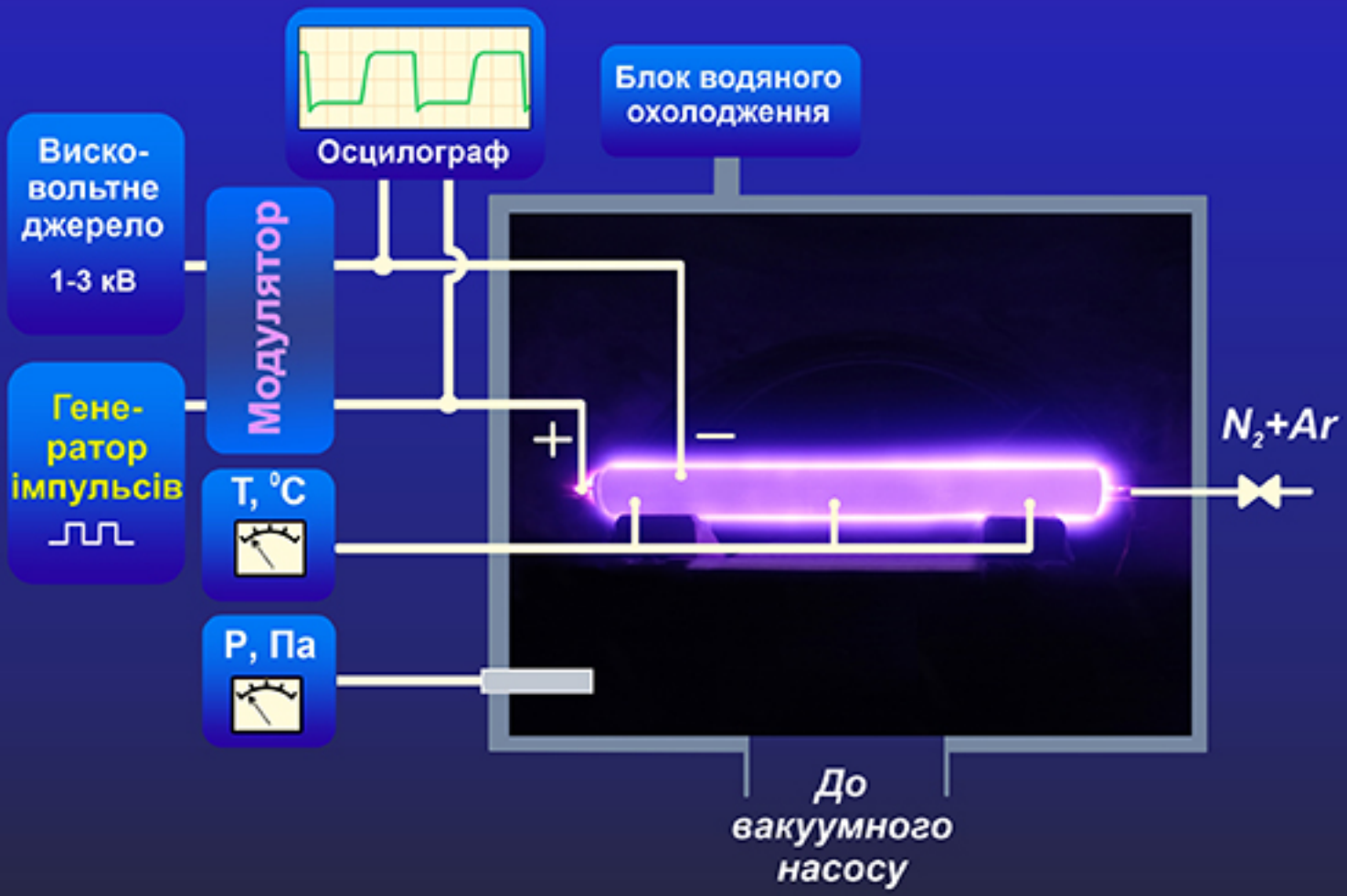
А.І. КУЗЬМИЧЄВ, С.Б. СИДОРЕНКО, І.В. СМИРНОВ,
М.С. МЕЛЬНИЧЕНКО, А.В. ЧОРНИЙ, В.В. ЛИСАК,
Л.Ю. ЦИБУЛЬСЬКИЙ

ІМПУЛЬСНІ МОДУЛЯТОРИ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ ГАЗОРОЗРЯДНИХ ТЕХНОЛОГІЧНИХ СИСТЕМ



А. І. Кузьмичєв, С. Б. Сидоренко, І. В. Смирнов,
М. С. Мельниченко, А. В. Чорний, В. В. Лисак,
Л. Ю. Цибульский

Імпульсні модулятори для живлення газорозрядних технологічних систем

Київ - 2022

Присвячено 125-річчю Київського політехнічного інституту

УДК 621.376 + 621.78
ББК 32.85
К89

Рецензенти: Петров С. В. – доктор технічних наук, старший науковий співробітник Інституту газу НАНУ; м. Київ;

Черняк В. Я. – доктор фізико-математичних наук, професор Київського національного університету імені Тараса Шевченка; м. Київ;

Рекомендовано: Вченою радою Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського"

ISBN 978-617-7619-48-1

К89 **Імпульсні модулятори для живлення газорозрядних технологічних систем** / А. І. Кузьмичєв, С. Б. Сидоренко, І. В. Смирнов, М. С. Мельниченко, А. В. Чорний, В. В. Лисак, Л. Ю. Цибульский. – К.: Вид-во «Едельвейс», 2022. – 180 с.

Монографія представляє інформаційно-довідкове видання з організації імпульсного електричного живлення тліючого розряду низького тиску, що використовується для обробки металевої поверхні головним чином шляхом дифузійного насичення хімічними елементами, які утворюють з металами сполуки типу нітридів і карбонітридів, що призводять до поліпшення експлуатаційних властивостей поверхні. У роботі показані переваги застосування імпульсних режимів обробок в тліючому розряді, в першу чергу для придушення зривів тліючого розряду в дуговій, розглядаються загальні принципи побудови та організації роботи імпульсних систем для газорозрядної технології. Представлені сучасні ключові електронні прилади, що використовуються для комутації електричної енергії в імпульсних модуляторах, та базові варіанти схем імпульсних модуляторів на цих приладах. У заключному розділі описаний приклад побудови імпульсної технологічної системи для азотування сталевої поверхні.

Це видання може бути корисним для студентів, аспірантів та молодих спеціалістів з електроніки, плазмової техніки та матеріалознавства, а також інженерно-технічних працівників, що працюють у галузі іонно-плазмових обробок матеріалів.

УДК 621.376: 621.78
ББК 32.85

© Співавтори, 2022
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022

ISBN 978-617-7619-48-1

Внесок авторів

Розділи та підрозділи (р), обсяг внеску (о.в.):

У авторів немає жодних конфліктів щодо поділу внесків.

Перегляд та редагування тексту і рисунків (о.в. всіх авторів рівний).

Кузьмичєв А.І. – вступ (о.в. рівний), р. 1,2 (о.в. рівний), 2.2, 3, 6.1 (о.в. рівний).

Сидоренко С.Б. – р. 2.3, 4, 6.1 (о.в. рівний).

Смирнов І.В. – вступ (о.в. рівний), р. , 6.1 (о.в. рівний), 6.2 (о.в. рівний).

Мельниченко М.С. – р. 1.3, 2.4, 5.

Чорний А.В. – обкладинка, р. 6.2 (о.в. рівний).

Лисак В.В. – р. 6.2 (о.в. рівний).

Цибульский Л.Ю. – р. 1.1, 1,2 (о.в. рівний), 2.1.

ЗМІСТ **Стор.**

ВСТУП **5**

1. ЗАГАЛЬНІ ПРИНЦИПИ ПОБУДУВАННЯ І РОБОТИ ІМПУЛЬСНИХ СИСТЕМ ДЛЯ ГАЗОРОЗРЯДНИХ ТЕХНОЛОГІЙ З ПЛАЗМОЮ ТЛІЮЧОГО РОЗРЯДУ **13**

1.1. Основні поняття та терміни імпульсної технології 13

1.2. Типові структури імпульсних систем та модуляторів 19

1.3. Боротьба з дугоутворенням під час роботи систем з тліючим розрядом 34

2. ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧОВІ ПРИЛАДИ ДЛЯ ПОБУДОВИ ІМПУЛЬСНИХ МОДУЛЯТОРІВ **43**

2.1. Загальний огляд 43

2.2. Напівпровідникові високовольтні силові ключові прилади 48

2.3. Електровакуумні прилади. Сіткові електронні лампи 60

2.4. Газорозрядні прилади. Тиратроні і тасітрони 64

3. ІМПУЛЬСНІ МОДУЛЯТОРИ НА НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДАХ **75**

3.1. Транзисторні модулятори 75

3.2. Тиристорні схеми. Безтрансформаторне живлення від мережі змінної напруги 96

4. ІМПУЛЬСНІ МОДУЛЯТОРИ НА ЕЛЕКТРОВАКУУМНИХ ПРИЛАДАХ **117**

4.1. Модулятори на електронних лампах 117

4.2. Застосування електронних ламп у режимі повернення електронів на сітку для генерації напруги зміщення на деталі під час іонної обробки 121

5. ІМПУЛЬСНІ МОДУЛЯТОРИ НА ГАЗОРОЗРЯДНИХ ПРИЛАДАХ **137**

6. ІМПУЛЬСНЕ АЗОТУВАННЯ В ТЛІЮЧОМУ РОЗРЯДІ ВНУТРІШНЬОЇ ПОВЕРХНІ ТРУБ МАЛОГО ДІАМЕТРУ **148**

6.1. Імпульсний модулятор для дослідження імпульсного азотування 148

6.2. Технологічні дослідження імпульсного іонно-плазмового азотування внутрішньої поверхні деталей трубчастої форми 151

ЛІТЕРАТУРА **166**

ВСТУП

Технологія обробки поверхні в розрядах низького тиску та у вакуумі знаходить широке застосування при виробництві виробів мікроелектроніки, металообробного та медичного інструменту, для модифікації властивостей поверхні й приповерхневих шарів матеріалів, при нанесенні зміцнюючи, зносостійких, захисних та декоративних покриттів на найрізноманітнішу основу [1-3]. При цьому обробка проводиться в розрядах тліючого типу (зазвичай аномального тліючого розряду) з іонним бомбардуванням об'єкту обробки. Завдяки тому, що в таких технологічних процесах частинки, що взаємодіють з поверхнею, мають підвищену енергію, вдається суттєво покращити властивості оброблюваних матеріалів та підвищити якість обробки.

Важливим та перспективним напрямком обробки матеріалів в тліючому розряді являється іонне азотування. Воно являється такою обробкою, при якій відбувається насичення поверхневого шару деталей іонами азоту в умовах іонного бомбардування з створенням нітридних з'єднань в приповерхневому шарі [2], [4-7]. Введення азоту в матеріал деталей виконується або за рахунок дифузії при температурах 450 – 900 С з іонним нагрівом, або імплантацією іонів з високою енергією (десятки-сотні кілоелектронвольт). Матеріалом деталей можуть бути різноманітні метали та сплави, частіше всього сталь, а також напівпровідники. Азотування дозволяє значно покращити, твердість, зносостійкість, межу втомленості, корозійну стійкість, жаростійкість та інші властивості поверхні.

Таким чином, іонне азотування частіше всього відбувається як термохімічний іонно-плазмовий процес в середовищі азотовмісного газу при низькому тиску (0,1 - 1,0 кПа), в якому створюється аномальний тліючий розряд з напругою сотні вольт – одиниці кіловольт. Розряд забезпечує дисоціацію та іонізацію молекул робочого газу зі створенням плазми, що містить атомарний азот та його іони різного типу. На деталі, що піддаються обробці, подають негативну напругу, тобто деталі стають катодами для

тліючого розряду. Анодом слугує або стінка технологічної камери, або в камеру вводиться спеціальний електрод. В випадку використання іншої форми розряду (СЧ, ВЧ або НВЧ розряду, чи розряду с окремим термокатодом) на деталі подають напругу негативного зміщення відносно іономісткої газорозрядної плазми. При напрузі зміщення десятки-сотні кіловольт реалізується технологія іонного легування приповерхневого шару деталі у поєднанні з ефектом утворення нітридів. У будь-якому випадку біля деталей створюється шар позитивного просторового заряду, падіння напруги на якому приблизно рівняється розрядній напрузі чи напрузі негативного зміщення. Плазмові іони після попадання у вказаний шар прискорюються его електричним полем і бомбардують деталі, нагрівачі їх до потрібної температури. Можливе поєднання іонного нагріву із нагріванням від зовнішнього нагрівача.

Методи іонно-плазмового азотування розрізняються за складом робочого газу [2], [4-7], в якості якого використовують аміак, суміш азоту з воднем або суміш азоту з аргоном чи гелієм. При формуванні карбонітридних шарів (нітроцементації) в робочий газ додають вуглецевомісткий газ, зокрема, ацетилен. Останнім часом для азотування надають перевагу безводній суміш азоту з аргоном, як більш безпечній [2, 5]. У такому разі іони аргону ефективно розпилюють поверхню деталей та очищають її від окисних плівок та інших забруднень, а іони та атоми азоту забезпечують утворення нітридних сполук з матеріалом деталі.

Внаслідок використання електричної енергії в технології іонного азотування велика увага приділяється організації електричного живлення стабільного розряду великої потужності. Подача імпульсної напруги на оброблювані деталі сприяє високій стійкості іонних технологій проти дугоутворення на деталях, тому такий підхід до електричного живлення є кращим і часто застосовується на практиці [1, 8]. Джерело енергії для процесу іонного азотування в тліючому імпульсному розряді повинно

містити блок регульованого джерела постійної високої напруги (до 1-2 кВ) та блок імпульсної модуляції. Останній блок зазвичай називають імпульсним модулятором.

Останнім часом інтенсивно розвиваються саме методи імпульсної технології і, зокрема, імпульсної іонно-плазмової обробки поверхні, так як ці методи мають ряд важливих переваг перед обробкою в стаціонарних умовах [1, 8]. Імпульсні іонно-плазмові методи доповнюють інші види імпульсних електрофізичних обробок (лазерну, некогерентним світлом, електронно- та іонно-променеву, теплову, електрохімічну), а також імпульсну молекулярно-променеву епітаксію, газо- та рідинно-хімічну з імпульсною модуляцією потоків реагентів.

Імпульсні іонно-плазмові обробки, при яких об'єкт безпосередньо контактує з плазмою розряду низького тиску, наряду с азотуванням також застосовуються для осадження плівок і покриттів фізичними та плазмохімічними методами, очищення й активування поверхні, легування методом іонної імплантації, випалу, модифікування (карбідування, аморфізації) та термохімічної дифузійної обробки в газовому розряді поверхневих шарів, плазмохімічного травлення.

Метод іонного азотування відомі з 30-тих років минулого століття, проте імпульсні режими в технології на основі розрядів низького тиску почали застосовувати вже наприкінці 60-х років. Й одразу ж виділилися два напрямки. У першому – імпульсні процеси мали характер переривчастої обробки з тривалістю активної частини розрядного періоду від кількох десятків мікросекунд до десятків хвилин при рівні імпульсної потужності, близької до потужності при звичайній стаціонарній обробці. До подібної цій технології можна віднести так зване іонне осадження, при якому підкладки з негативним зміщенням поперемінно потрапляють або у потік металевої пари, або в зону плазмового розряду, де конденсат піддається іонному бомбардуванню. Аналогічні характеристики має імпульсне іонне розпилення

або імпульсне термоіонне осадження при живленні іонізатора змінною напругою промислової чи більш високої частоти. Другий напрямок імпульсних плазмових обробок ґрунтується на використанні високоінтенсивних імпульсних теплових джерел на основі електронного чи лазерного променів, генераторів та прискорювачів ерозійної плазми. Метод іонного азотування також можна класифікувати подібним способом.

Зазначимо, що технологія нанесення покриттів певною мірою є конкурентною щодо технології іонного азотування, так як найчастіше вирішують схожі задачі. Проте оскільки при іонному азотуванні властивості матеріалу модифікуються в самому матеріалі, а не за рахунок матеріалу, що наноситься, іонне азотування має суттєві переваги в багатьох застосуваннях. Недоліком технології іонного азотування в деяких випадках є відносно високотемпературний нагрів об'єктів обробки.

Необхідність синтезу поверхні складного вмісту з використанням простих вхідних матеріалів поставила завдання вдосконалити технології обробки в середовищі реакційних газів. Звичайний спосіб використання ВЧ розряду має загальновідомі недоліки, що наявні в ВЧ системах, зокрема, труднощі динамічного узгодження імпедансів схеми живлення, низький к.к.д., складність екранування та небезпеку для людини. При використанні постійного струму виникають проблеми, пов'язані з частим виникненням дуг на поверхні в наслідок утворення діелектричних плівок у результаті хімічної взаємодії матеріалу поверхні з реакційним газом. Подолати ці недоліки вдалося використовуючи для живлення розряду імпульсну напругу або синусоїдальну в середньочастотному (10-100 кГц) діапазоні.

У реальному технологічному процесі можливі зриви аномального тліючого розряду в низьковольтну дугову форму з оплавленням оброблюваної поверхні деталі та аварійним навантаженням джерела. У зв'язку з цим рекомендується застосовувати імпульсний режим роботи джерела живлення з паузами струму. Паузи струму забезпечують охолодження мікронеоднорідностей на катоді (тобто деталі) та розрядку на

ньому діелектричних (мікроконденсаторних) забруднень, електричний вибух яких викликає дугоутворення. Таким чином, тривалість імпульсу повинна становити десятки-сотні мікросекунд, тобто менше 1 мс, переважна частота повторення імпульсів становить одиниці-десятки кілогерц, а коефіцієнт заповнення імпульсами (величина обернена скважності) – не більше 95 %. Рекомендовані тривалість імпульсів та коефіцієнт заповнення імпульсами залежать від густини розрядного струму на катоді та типу матеріалу оброблюваної деталі. Чим більша густина струму, тим меншою повинна бути тривалість імпульсів за умови збереження зазначеної вимоги до коефіцієнта заповнення імпульсами.

Рис. 1 систематизує основні недоліки “класичних” систем живлення тліючого розряду і переваги імпульсних систем. До останнього можна додати можливість реалізації в імпульсних системах нелінійних ефектів, обумовлених нелінійною залежністю деяких характеристик від імпульсної потужності розряду, для цього слід підвищити амплітуду розрядного струму або напругу при збереження середньої величини струму або потужності. Прикладом нелінійного ефекту може бути залежність від енергії іонів, щільності упаковки, параметрів переважної орієнтації, вмісту та решітки тонкоплівкового шару, отриманого в іонно-асистованому процесі, при збереженні кількості енергії, переданої одному атому поверхні. До нелінійних ефектів слід віднести залежність ширини плазмової області та зони іонного бомбардування поверхні катоду та її розпилення від величини миттєвої потужності розряду, так як в імпульсному розряді остання вище, чим у розряді постійного струму.

Багато властивостей матеріалів залежать від швидкості обробки, а в імпульсних системах можна збільшити швидкість обробки без перегріву, зберігаючи постійну середню потужність розряду. Так, деякі характеристики тліючого розряду змінюються в часі, який відраховується від моменту початку імпульсу струму. Наприклад, у першу десятку мікросекунд середня енергія електронів у розряді вище значення в режимі постійного струму,

тому при роботі з короткими імпульсами рівень збудження та активації робочого газу буде вище, ніж при роботі на постійному струмі.

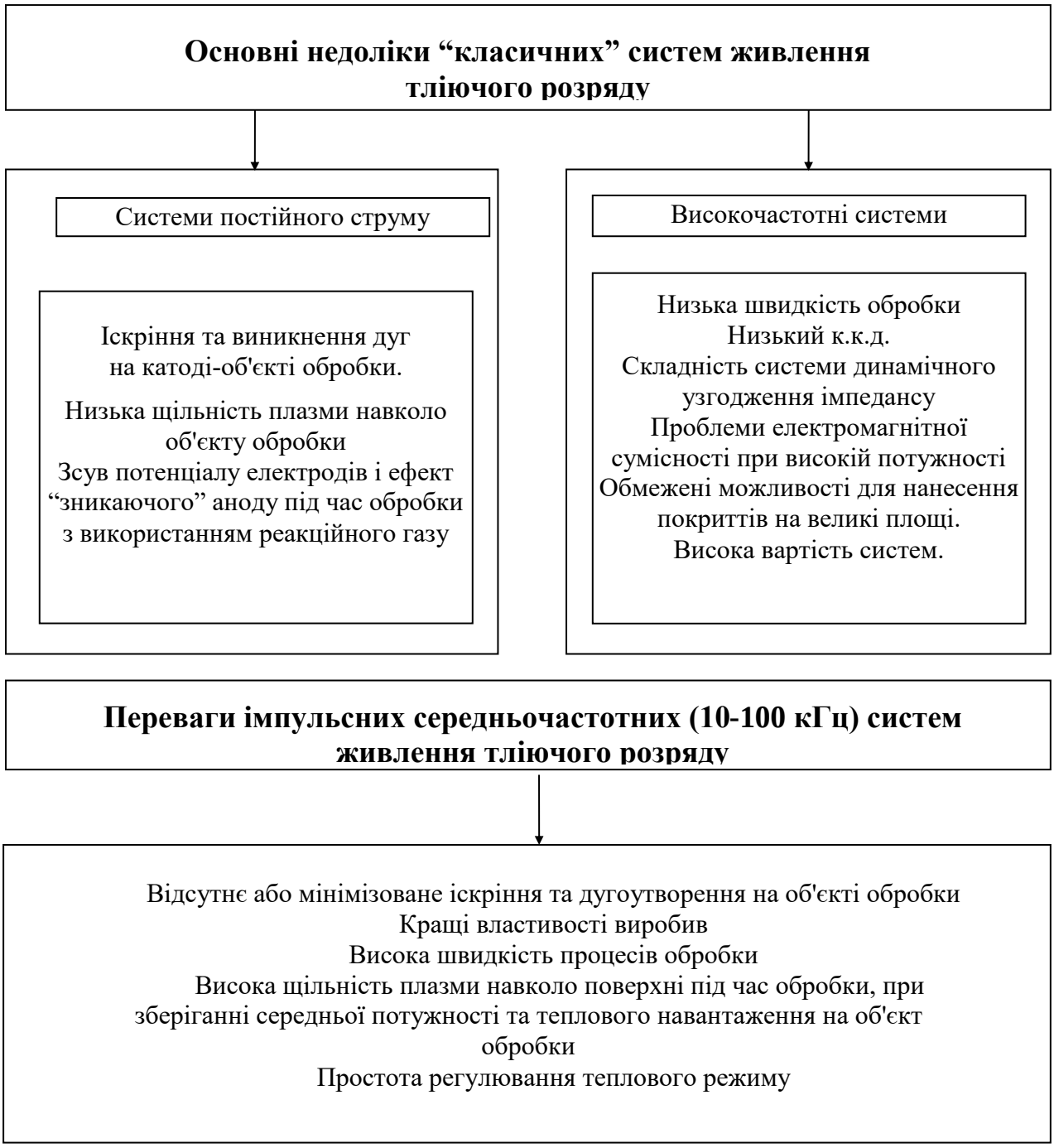


Рис. 1. Основні недоліки “класичних” і перевага імпульсних систем живлення тліючого розряду

На рис. 1 також показано переваги застосування саме імпульсних середньочастотних (10-100 кГц) систем живлення тліючого розряду, які поєднують в собі позитивні сторони систем як постійного струму, так і

змінного, але набагато більш високих частот по відношенню до звичайної промислової частоти живлення 50 Гц.

Є й інші переваги застосування імпульсних режимів іонно-плазмових обробок в тліючому розряді низького тиску, що зумовлені особливостями конкретних технологічних систем.

Рис. 2. демонструє можливу загальну структуру процесів імпульсних іонно-плазмових обробок в тліючому розряді з введенням або застосуванням допоміжних обробок перед та після виконання основного/головного технологічного процесу. Відмітимо, що ці додаткові обробки можна виконувати в тому самому технологічному обладнанні, призначеному для основного процесу, тільки змінюючи режими обробок і склад технологічних газів.

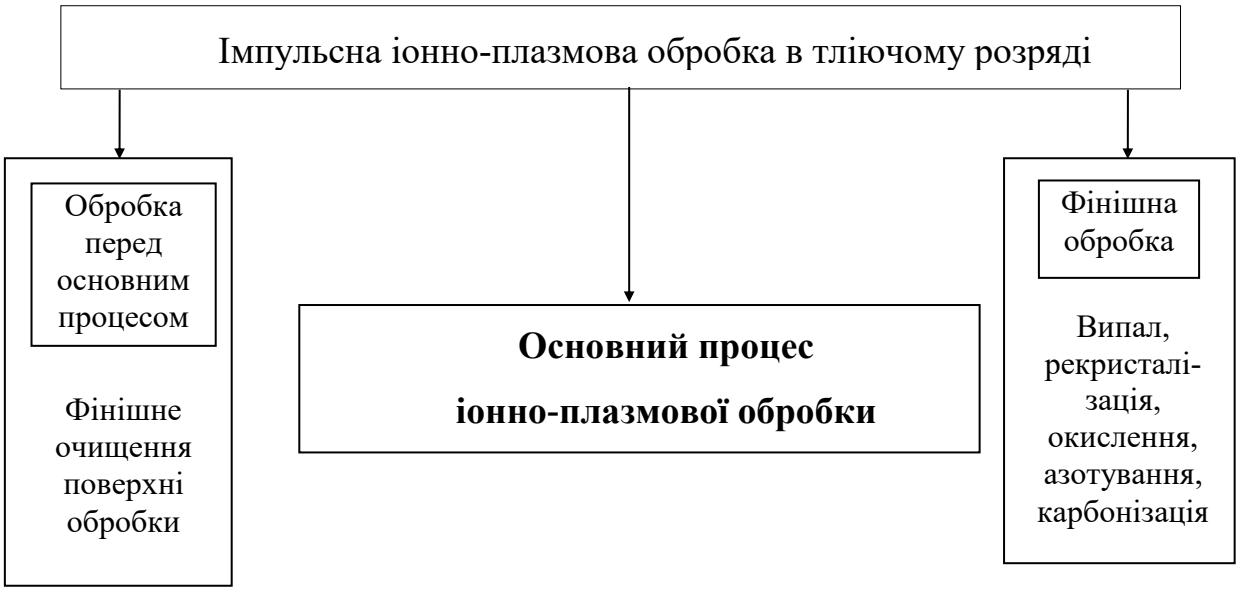


Рис. 2**.** Можливі схеми і застосування імпульсних іонно-плазмових обробок в тліючому розряді

Зі збільшенням числа робіт, присвячених імпульсній іонно-плазмовій технології, цій темі стали приділяти велику увагу на міжнародних та регіональних конференціях, які проводяться в Україні та промислово розвинутих країнах, зокрема в Німеччині й США

Як вже зазначалося, для здійснення імпульсного іонного азотування необхідно амплітудно модулювати електричне живлення тліючого розряду, і,

отже, необхідно вводити до складу технологічного обладнання блок імпульсної модуляції або, простіше кажучи, імпульсний модулятор. Відомі різні підходи до їх побудови, але істотним недоліком всіх імпульсних технологічних модуляторів є їхня складність у порівнянні з системами живлення на постійному струмі, проте вони простіші ніж ВЧ системи (див. рис. 1). Крім того, для здійснення живлення та регулювання режимів роботи сучасних імпульсних модуляторів можуть бути застосовані високоефективні ключові електронні прилади (тиристори, транзистори, тиратрони та тасітрони), що дозволяє зменшити розміри та енергоспоживання апаратури.

Мета даної роботи представити всебічний розгляд питань, пов'язаних з побудовою імпульсних технологічних модуляторів для іонно-плазмових обробок в тліючому розряд, напрямів їх розробки та практичних прикладів реалізації.

У початковій частині роботи надаються базові визначення та терміни по імпульсній техніці, що відповідають даній галузі застосування, а також загальні принципи побудови та роботи імпульсних систем для технологій з нетермічною плазмою тліючого розряду, обговорюється проблема дугоутворення при роботі систем тліючого розряду, потім розглядаються електронні комутуючі прилади, що використовуються для створення імпульсних модуляторів, і є активними елементами в структурі модуляторів. В наступних розділах описуються імпульсні модулятори на напівпровідникових, електровакуумних і газорозрядних комутуючих приладах та деякі результати їх дослідження, наприкінці роботи наводяться основні висновки.

Ця робота може бути корисною для студентів, аспірантів та молодих спеціалістів, а також інженерно-технічних працівників, що спеціалізуються в галузі іонно-плазмових обробок матеріалів.

Робота виконана в Національному технічному університеті України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського".

1. ЗАГАЛЬНІ ПРИНЦИПИ ПОБУДУВАННЯ І РОБОТИ ІМПУЛЬСНИХ СИСТЕМ ДЛЯ ГАЗОРОЗРЯДНИХ ТЕХНОЛОГІЙ З ПЛАЗМОЮ ТЛІЮЧОГО РОЗРЯДУ

1.1. Основні поняття та терміни імпульсної технології

В даний час використовується багато понять та термінів, пов'язаних з імпульсною технологією. Нижче наведено список основних понять, термінів та їх англійських еквівалентів.

Комутуючий пристрій (комутуюча система) [switching system] – електронний пристрій (система) для з'єднання на певний період часу джерела енергії з навантаженням, наприклад, конденсатора накопичувача енергії з електродною системою тліючого розряду; комутуючий пристрій містить один або кілька ключових електронних приладів, які разом функціонують у пристрої, що комутує джерело енергії.

Ключовий електронний прилад (електронний ключ) – активний елемент електронного комутуючого пристрою напівпровідникового, електровакуумного або газорозрядного/плазмового типу; зазвичай силовий ключовий прилад функціонує у так званому ключовому режимі (його ще називають режимом класу D), який визначається двома станами приладу – “Так” або “Ні”, тобто “Увімкнено” або “Вимкнено”, з мінімальним падінням напруги на приладі та пропусканням/протіканням струму через прилад у стані “Увімкнено”.

Імпульсна система [pulse(ed) system, pulsing system] – система, що працює в імпульсному режимі та реалізує імпульсний технологічний процес за допомогою електронного комутуючого пристрою.

Імпульсний процес (режим) [pulsing, pulse-(time)-modulated process, pulse regime (mode), switching mode] – процес (режим), під час якого будь-який параметр (струм, напруга, потужність, фаза змінної напруги, його частота або амплітуда, тиск газу, температура тощо) змінюються стрибком на будь-яку величину. У моноімпульсних процесах така зміна відбувається один

раз, наприклад, при напилюванні плівки за рахунок одного спалаху лазера. Зазвичай імпульсні системи працюють у мультиімпульсному періодичному режимі, у якому стрибкоподібна зміна параметра відбувається багаторазово і регулярно. Імпульсний процес часто пов'язують із імпульсним електричним живленням [pulsed power (modulated) supply] за допомогою електронного комутуючого пристрою.

Модульований процес (режим) [modulated process (mode, regime), modulated wave process, time-modulated process] – процес, в якому який-небудь параметр змінюється (модулюється) в часі за певним законом модуляції; в технологічних системах, як правило, застосовується амплітудно-імпульсна модуляція [amplitude-pulse modulation, pulse-modulated wave process, pulse-time-modulated process, pulse-modulated mode (regime)], при якій напруга має форму імпульсів, найчастіше прямокутних [square-wave, square-wave-modulated mode]; у цьому випадку поняття модульований процес та імпульсний еквівалентні.

Немодульований процес [continuous wave (CW) process, CW mode] – процес, при якому не змінюється в часі його параметри, зазвичай це відноситься до споживаної потужності, струму і напруги або амплітуди ВЧ напруги; прикладами немодульованого процесу є розряд постійного струму або немодульований ВЧ розряд.

Процес з перериванням струму [intermittent (chopped) process, pulsed DC process (mode), switching DC process] здійснюється в режимі квазі-постійного струму, при якому здійснюють періодичне переривання струму при живленні його від джерела постійного струму; аналог режиму з уніполярними імпульсами; подібний процес застосовується для запобігання іскрінням та дугам на поверхні або для регулювання середньої потужності розряду.

Тривалість (протяжність) імпульсу [pulse duration (length, width), on-time, time-on, pulse-on (switch-on, turn-on) period] – активна частина

імпульсного процесу, під час якого існує стрибкоподібна зміна параметра системи;

Тривалість паузи [off-time, time-off, pulse-off (switch-off, turn-off) period] – неактивна частина імпульсного процесу, під час якої параметри системи мають початкове значення; під час паузи відбувається розпад плазми газового розряду, а струм і напруга дорівнюють нулю або відповідають слабострумному підготовчому (допоміжному) розряду, що підтримується для підвищення стабільності виникнення сильнострумного розряду під час подачі наступного імпульсу.

Період повторення (слідування) імпульсів [cycle time, pulse time, repetition time, period of the repetitive waveform] дорівнює сумі тривалостей імпульсу і паузи.

Частота повторення (слідування) імпульсів [pulse rate, pulse repetition frequency, switching frequency] дорівнює зворотній величині періоду або кількості імпульсів, що повторюються в одиницю часу.

Коефіцієнт заповнення імпульсів [duty cycle] – відношення тривалості прямокутних імпульсів до періоду їх повторення; у разі імпульсів непрямокутної форми слід зазначати методику визначення коефіцієнта. Іноді цей коефіцієнт називають коефіцієнтом навантаження, так як він визначає частку періоду, під час якої потужність прикладається до навантаження.

Скважність імпульсів – величина, обернена коефіцієнту заповнення.

Потужність [power] – характеризує швидкість введення енергії [rate of energy flow] у систему або швидкість її споживання; в залежності від того, до якого часового інтервалу відносять цю енергію, розрізняють миттєву, імпульсну, пікову та середню потужності.

Миттєва потужність [instantaneous power] – чисельно дорівнює поточному значенню швидкості споживання енергії і визначається як частка при діленні величини енергії, спожитої протягом дуже малого інтервалу часу, на тривалість цього інтервалу; оскільки в імпульсному розряді в низько- і середньочастотному діапазоні реактивна потужність може бути малою,

миттєву потужність можна визначити перемноженням поточних значень струму і напруги.

Імпульсна потужність [pulse(ed) power] – визначається як частка при діленні величини енергії, спожитої протягом імпульсу, на тривалість імпульсу. Якщо імпульс миттєвої потужності (струму, напруги) – непрямокутний, цей параметр лише якісно характеризує миттєву потужність, споживану під час імпульсу.

Пікова потужність [peak power] – максимальне (амплітудне) значення миттєвої потужності, що споживається; у разі прямокутних імпульсів струму та напруги пікова потужність дорівнює імпульсній.

Середня потужність [average power, mean power] – визначається як частка при розподілі величини енергії, спожитої протягом усього періоду повторення імпульсів, на величину цього періоду; у разі прямокутних імпульсів миттєвої потужності (струму, напруги) середня потужність визначається діленням імпульсної потужності на скважність.

Вимірювання потужності – результат залежить від способу виміру. У разі нехтування реактивними елементами миттєва потужність визначається шляхом вимірювання і перемноження миттєвих значень струму і напруги, а середня потужність визначається шляхом інтегрування миттєвої потужності на часовому інтервалі, що дорівнює періоду повторення імпульсів, з наступним діленням на величину періоду. При наявності реактивних елементів у вимірюваному ланцюзі та їх вплив на форму струму і напруги (це спостерігається при роботі на підвищених частотах) визначають середньоквадратичне значення потужності (активну потужність) [RMS power, heating value of power, active (actual) power] шляхом інтегрування квадрата виміряної миттєвої потужності на часовому інтервалі, що дорівнює періоду повторення імпульсів, взяттям квадратного кореня з інтегралу і діленням на величину періоду. Оскільки на практиці імпульси струму та напруги мають складну форму, для вимірювання потужності доцільно

застосовувати цифровий осцилограф з подальшою обробкою сигналів струму та напруги.

Струм миттєвий **–** поточне значення струму.

Струм імпульсний **–** струм під час імпульсу, якщо імпульс струму **–** прямокутний, то імпульсний струм дорівнює миттєвому під час імпульсу або піковому струму, інакше треба уточнювати методику визначення імпульсного струму.

Струм піковий **–** амплітудне значення струму.

Струм середній **–** визначається шляхом інтегрування миттєвого струму на часовому інтервалі, що дорівнює періоду повторення імпульсів, і діленні на величину періоду; у разі прямокутних імпульсів середній струм дорівнює імпульсному, поділеному на скважність.

Пульсуючий струм **–** струм, що змінюється в часі; зазвичай передбачається, що він несинусоїдальний, у його складі багато вищих гармонік, і він являє собою періодичні імпульси будь-якої форми.

Уніполярні імпульси [unipolar (DC) pulses (pulsing)] – імпульси, полярність яких не змінюється під час всього технологічного процесу. Для живлення розряду використовуються негативні уніполярні імпульси.

Уніполярний струм **–** струм, напрямок якого не змінюється під час всього технологічного процесу.

Біполярні імпульси [bipolar pulses (pulsing)] **–** імпульси, полярність яких періодично змінюється під час всього технологічного процесу.

Симетричні біполярні імпульси [symmetric bipolar pulses (pulsing)] – мають однакові частини обох полярностей.

Асиметричні біполярні імпульси [asymmetric bipolar pulses (pulsing)] – мають неоднакові частини обох полярностей.

Біполярні імпульсні системи (процеси) [bipolar systems (processes, pulsing), bipolar-pulse(d) systems (processes, pulsing)] **–** технологічні системи (процеси), в яких для електричного живлення використовуються біполярні

імпульси; подібні імпульси застосовуються для запобігання іскрінням та дугам, для розпилення діелектричної та поганопровідної поверхні.

Система з двома магнетронами [dual magnetron sputtering system, dual target system, dual cathode system (magnetron), twin magnetrons, TwinMag] **–** містить два магнетрони, що працюють по черзі завдяки подачі на них симетричних біполярних імпульсів.

Система змінного струму [AC system] **–** живиться низькочастотною [LF] - до 10 кГц або середньо частотною [MF] – 10-100 кГц синусоїдальною напругою; при роботі на цих частотах іони встигають реагувати на зміну напруги, тому струм МРС є пульсуючим.

Середньочастотна система [middle frequency (mid-frequency, MF) system, medium frequency AC system] - містить два об'єкти, на які подається синусоїдальна напруга в діапазоні частот 10 – 100 кГц; робота на цих частотах багато в чому схожа на роботу при живленні біполярною імпульсною напругою.

Середньочастотна імпульсна система [MF pulse system] – система з живленням прямокутними імпульсами напруги при частоті повторення імпульсів 10-100 кГц.

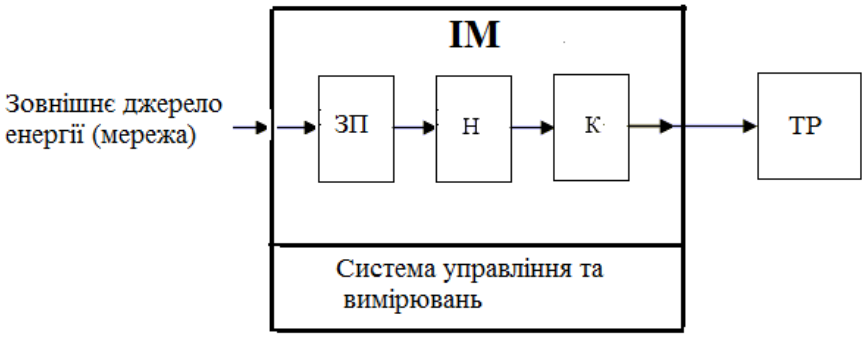
Високочастотна (ВЧ) система [RF (HF) system] **–** живиться напругою з частотою 13,56 МГц та вище; іони внаслідок своєї інерційності не встигають реагувати на зміну ВЧ напруги, тому ВЧ розряд являється по суті стаціонарним явищем і схожий на розряд постійного струму.

Over-shoot – короткочасний викид (пічок, підскок) струму чи напруги на початку імпульсного чи іншого перехідного процесу, після якого встановлюється стаціонарний рівень струму чи напруги.

Подані визначення не охоплюють усі поняття, що належать до імпульсної технології; далі будуть представлені інші терміни, що використовуються в цій галузі техніки.

1.2. Типові структури імпульсних систем та модуляторів

Основною частиною (ядром) системи живлення імпульсного технологічного пристрою, що використовує тліючий розряд, є імпульсний модулятор ІМ, див. рис. 1.1, який містить зарядний пристрій ЗП, накопичувач енергії Н та комутуючий пристрій К на ключових електронних приладах [1,2]. Імпульсний модулятор вирішує завдання періодичної передачі енергії з накопичувача Н до навантаження, тобто у тліючий розряд ТР.



ІМ – Імпульсний модулятор, ЗП – зарядний пристрій, Н – накопичувач енергії, К – комутуючий пристрій (ключові електронні прилади), ТР – тліючий розряд

Рис. 1.1. Типова загальна структура систем імпульсного живлення тліючого розряду

Модулятори можна класифікувати за типами використовуваних накопичувачів енергії і ключових електронних приладів, формою імпульсу, можливістю безтрансформаторного живлення від мережі.

У найпростіших імпульсних системах живлення тліючий розряд живиться безпосередньо від зовнішньої мережі без накопичувача Н, але через комутуючий пристрій К з фазовим керуванням, при якому тривалість імпульсів струму ТР становить цілу або частину напівхвилі синусоїдальної напруги мережі з частотою 50 Гц. Якщо напруги мережі замало для підтримки розряду, застосовують підвищуючий трансформатор і мостову схему для використання обох напівхвиль, тобто роботу на частоті 100 Гц. При використанні обох напівхвиль не намагнічується до насичення трансформаторне залізо. Для підвищення напруги можна також застосовувати однофазні та трифазні діодно-конденсаторні подвоювачі

напруги [3]. У такому випадку можна обійтися і без трансформатора, а конденсатори будуть працювати як накопичувачі енергії. Зазначимо, що при роботі без ємнісного накопичувача або при зарядці ємнісного накопичувача безпосередньо від мережі із заземленим нейтральним проводом також заземленою буде одна з клем на виході джерела живлення. Докладніше схеми живлення безпосередньо від зовнішньої мережі описані у розділах 3 та 4.

Застосування накопичувача енергії Н дозволяє отримувати або більшу амплітуду струму розряду порівняно із середньою його величиною у разі застосування ємнісного накопичувача, або більшу напругу чи обмежений струм, незважаючи на зрив у дуговий розряд, у разі індуктивного накопичувача. Зазначимо, що у разі застосування ємнісного накопичувача та частих зривів у дугу слід застосовувати засоби для примусового обмеження струму, щоб мінімізувати пошкодження поверхні оброблюваних деталей. Характерні часи накопичення енергії в накопичувачі Н складають від долі секунди до десятків мікросекунд. Час виведення енергії з накопичувача Н до навантаження, тобто в розряд, складається від мілісекунд до долі мікросекунди. Чим більша різниця між часом накопичення та часом виведення енергії, тим вищий ступінь стиснення енергії, тобто потужності у навантаженні, тобто у тліючого розряді.

Тип та схема зарядного пристрою ЗП залежать від типу накопичувача енергії Н та типу зовнішнього джерела енергії, зокрема від використання однофазної або трифазної зовнішньої мережі живлення. Тип та схема комутуючого пристрою залежать від параметрів режиму живлення та типу використовуваних ключових електронних приладів. Ключові прилади для застосування в технологічних модуляторах описані в розділі 2.

Вимоги до параметрів технологічних імпульсних модуляторів

Для живлення технологічних систем потрібні імпульсні модулятори, що відповідають загалом наступним вимогам:

- вихідна напруга – 300-2000 В при амплітуді струму 1-100 А та середньому струмі 0,3-10 А, в дуже потужних системах живлення середній струмі може досягати більших значень;

- протяжність імпульсів $\tau = 0{,}001\text{-}10$ мс при скважності $Q > 1{,}1$ та частоті повторень $F > 1$ Гц; у більшості випадків $Q > 1{,}25$ (коефіцієнт заповнення імпульсів $Q^{-1} < 0{,}8$), $F > 0{,}5$ кГц;

- полярність імпульсів – зазвичай негативна; позитивна напруга не завжди допустима через розпилення оснастки та камери, але може застосовуватися як частина біполярних імпульсів для обробки по черзі спарених деталей або для придушення зривів тліючого розряду в дуговий розряд;

- імпульсні модулятори повинні бути стійкими до різкого зниження опору навантаження у випадку дугоутворення або іскріння на поверхні обробки.

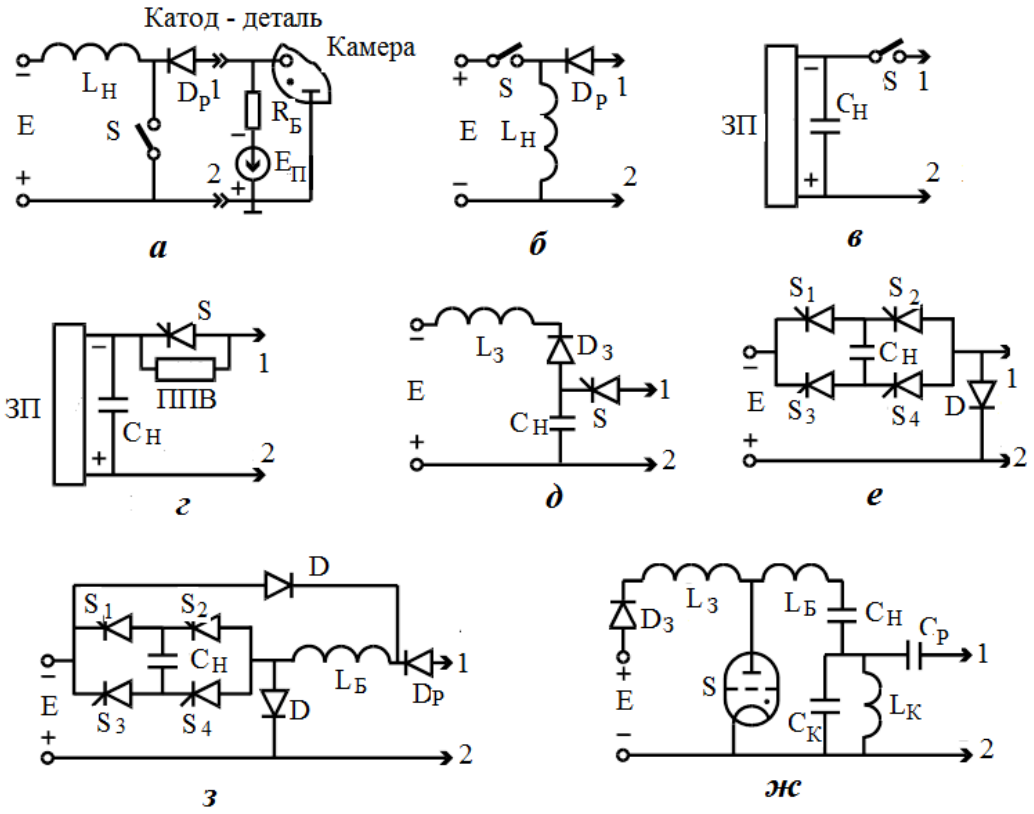
Не потрібно, щоб імпульсні модулятори забезпечували весь діапазон вказаних параметрів – достатньо, щоб вони працювали в режимі, оптимальному для заданого технологічного процесу.

Варіанти схем імпульсного живлення газового розряду низького тиску

Розглянемо типові варіанти схем імпульсних модуляторів, що відповідають зазначеним вище вимогам, і які успішно апробовані в процесах газорозрядної (іонно-плазмової) технології [4].

На рис. 1.2(а,б) наведені спрощені схеми імпульсних модуляторів з індуктивним накопичувачем енергії $L_Н$, де S – керований ключовий електронний прилад, здатний як вмикатися, так і вимикатися. При ввімкненні приладу S накопичується магнітна енергія в індуктивному накопичувачі $L_Н$ за рахунок струму накачування (зарядки), а при вимкненні приладу S струм накопичувача $L_Н$ переключається на навантаження, тобто на газовий розряд. На схемі $D_Р$ – розділовий діод, $R_Б$ – баластовий опір для обмежування слабострумного підготовчого (сторожового) розряду, $E_П$ – джерело його

живлення. Цей розряд необхідний для стабільного виникнення сильнострумного робочого розряду. Індуктивний накопичувач забезпечує отримання необхідної величини напруги на виході імпульсного модулятору та генерує амплітуду розрядного струму, що дорівнює струму накачування, і тому відсутнє перевантаження S при виникненні дуги. Дані схеми дозволяють отримувати прямокутні імпульси розрядного струму при періодичному ввімкненні приладу S, не допускаючи сильного зниження струму індуктивного накопичувача $L_Н$ в розрядний період.



ЗП – зарядний пристрій, ППВ – пристрій примусового вимикання тиристора; $C_К$-$L_К$ – коливальний контур, $C_Н$ – ємнісний накопичувач енергії, $C_Р$ – розділовий конденсатор, $D_З$ – зарядний діод, $D_Р$ – роздільний діод, E – силове джерело живлення, $E_П$ – джерело живлення підготовчого (сторожового) розряду, $L_Б$ – баластна індуктивність, $L_З$ – зарядний дросель, $L_Н$ – індуктивний накопичувач енергії, $R_Б$ – баластовий опір, S – ключові електронні прилади

Рис. 1.2. Варіанти схем імпульсного живлення газового розряду низького тиску

На рис. 1.2*в* наведено схему імпульсного модулятору з ємнісним накопичувачем $C_Н$, де ЗП – зарядний пристрій. Ємнісний накопичувач забезпечує отримання імпульсів великого струму, який може бути набагато

більше зарядного струму, але у разі виникнення дуги прилад S повинен витримати стрибок струму. Якщо прилад – замикаючого типу, відбувається повний розряд $C_н$. Для роботи з частковим розрядом $C_н$ для генерації прямокутних імпульсів застосовують прилад, здатний, як вмикатися, так і вимикатися.

Таким чином, для формування прямокутних (точніше майже прямокутних імпульсів) доцільно використовувати у схемах, подібних до рис. 1.2(*а-в*), режими часткового розряду накопичувачів енергії та ключови електронні прилади, що керуються по вмиканню і вимкненню струму. Такими приладами є високовольтні транзистори, електровакуумні прилади (вакуумні електронні лампи) та газорозрядні тасітрони (прилади тиратронного типу, але з керованим вимкненням струму за допомогою негативної сітки, як у вакуумних ламп; тасітрони на тліючому розряді зі схрещеними полями в США називають кросатронами). Транзистори забезпечують широкий діапазон параметрів модуляції, але вони вимагають ретельного налаштування системи управління і захисту від перенапруження під час аварійних перехідних процесів. Вакуумні лампи і тасітрони забезпечують малу інерційність і необхідну жорсткість в управлінні і придушенні дуг, більш стійкі до струмових перевантажень та перенапруг під час аварійних перехідних процесів, однак через велике падіння напруги на них (сотні вольт у ламп і десятки вольт у тасітронів) у порівнянні з транзисторами вони найбільшою мірою підходять для ВЧ модуляції в мікросекундному діапазоні при середньому струмі 1-10 А та при підвищеній напрузі на розряді, тобто при розрядній напрузі більше 1 кВ.

Як ключові прилади також можна використовувати тиристори і тиратрони, які керуються тільки за вмиканням. Для їх надійного вимкнення необхідно подавати на них у період деіонізації негативну напругу. Ця умова виконується у схемах імпульсних модуляторів на рис. 1.2(*г-ж*). Тут відзначимо, що відомі тиристори з вимкненням за допомогою керуючого електрода. Тиристори є найкращим приладом завдяки можливості

комутувати великі струми, низьким втратам потужності та простоті управління. На рис. 1.2*г* представлена схема модулятора з пристроєм для примусового вимкнення тиристора (ППВ), який забезпечує частковий розряд накопичувача $C_Н$ і по суті є імпульсним регулятором постійного струму. Подібний модулятор працює у мілісекундному діапазоні на частотах повторення імпульсів *F* десятки герц.

Тиристорні модулятори за схемами рис. 1.2(*д-з*) працюють з майже повним розрядом ємнісного накопичувача $C_Н$, який слугує дозатором максимальної енергії, що передається в розряд. Однотактний модулятор такого типу представлений на рис. 1.2*д*. На рис. 1.2*е* представлений двотактний модулятор, в якому під час заряду і розряду дозуючого конденсатора $C_Н$ проходять імпульси струму через розряд, тобто в два рази підвищена *F*. Ці схеми малочутливі до коротких замикань в навантаженні, а їх вимкнення проводиться шляхом неподачі імпульсів на керуючі електроди тиристорів S_1-S_4. Для роботи модулятора за схемою рис. 1.2*е* в режимі дозованої передачі енергії необхідно, щоб тиристори вмикали попарно по діагоналі (S_1-S_4 або S_2-S_3). Модулятори на рис. 1.2(*д,е*) генерують трикутні (експоненційні) імпульси з амплітудою 2*E*. Для отримання прямокутних імпульсів з амплітудою *E* потрібно $C_Н$ замінити на штучну формуючу лінію, узгоджену по хвильовому опору з розрядом, але це істотно ускладнює налаштування і збільшує габарити модулятора. Для отримання імпульсів з амплітудою *E* також застосовувався модулятор за схемою рис. 1.2*з*, що містить мостовий комутатор дозуючого конденсатора $C_Н$ і ППВ у вигляді послідовного L-C контуру. Модулятори, представлені на рис. 1.2(*д-з*), працюють при протяжності імпульсів τ десятки мікросекунд-десятки мілісекунд і *F* до 2 кГц. Тиристорні модулятори розглянути у розділі 3; також див. [5].

На рис. 1.2*ж* представлено модулятор на імпульсному водневому тиратроні для живлення газорозрядної системи в режимі імпульсно-модульованих затухаючих ВЧ коливань при частоті ВЧ коливань 0,44-

1,76 МГц, F = 1-20 кГц, який забезпечує роботу в режимі, характерному, як для ВЧ систем, так імпульсної модуляції. В даному модуляторі відбір енергії в розряд відбувається від коливального контуру, тому модулятор генерує біполярні імпульси. Модулятор такого типу розглянутий у розділі 5; також див. [6, 7].

Практично всі типи імпульсних модуляторів, представлені на рис. 1.2, можуть використовувати безтрансформаторне живлення від мережі, так як вони мають з розрядом загальну заземлену шину. При цьому в якості джерела живлення зручно застосовувати одно- та трифазні подвоювачі напруги з вихідною напругою до 600В [3].

Найбільш простими є імпульсні модулятори, побудовані на основі керованих одно-, двох- і трифазних випрямлячів. Приклади наведені у [3]. При цьому тліючий розряд безпосередньо споживає потужність мережі в імпульсній формі при F до 300 Гц. Регулювання F і скважності імпульсів у даному випадку досягається зміною кута і періодичністю ввімкнення вентилів (тиристорів). При цьому скважність порядку 3-5, а τ – кілька мілісекунд.

Модулятори для генерації біполярних імпульсів

Для запобігання або, принаймні, мінімізації дугоутворення на оброблюваній поверхні через зриви аномального тліючого розряду в дуговій в результаті зарядки іонами поганопровідних або діелектричних плівок на поверхні і подальшого їх електричного пробою і вибуху (див. розділ 1.3) застосовується живлення розряду біполярними імпульсами. Зазначені плівки – це наслідок наявності залишкових забруднень на поверхні або продукт взаємодії матеріалу деталі з газовими реакційними домішками в атмосфері робочої камери. Суть технології з використанням біполярних імпульсів полягає в тому, що в негативний період до оброблюваної деталі прикладається негативна напруга (це робочий період для основного технологічного процесу з тліючим розрядом, під час нього плівки позитивно

заряджаються іонами), а в позитивний період до деталі прикладається, відповідно позитивна напруга, яка в сумі з напругою заряду притягує до поверхні плівки електрони. Електрони нейтралізують заряд іонів, тобто розряджають плівкові "мікроконденсатори", перешкоджаючи цим накопиченню критичного позитивного заряду в негативний період.

Оскільки щільність електронного струму з розрядної плазми на позитивний електрод завжди більша за щільність іонного струму на негативний електрод, то для розрядки плівки достатньо невеликої тривалості позитивного періоду (на практиці до 10 мкс) порівняно з тривалістю негативного періоду. Також досить невеликої (до 50-100 В) позитивної напруги, щоб залучити електрони до поверхні плівки, але не викликати нового електричного розряду, у якого анодом буде сама оброблювана деталь. Звідси випливає можливість ефективного застосування асиметричних біполярних імпульсів живлення. На рис. 1.3 показані приблизні форми уніполярних та асиметричних біполярних імпульсів.

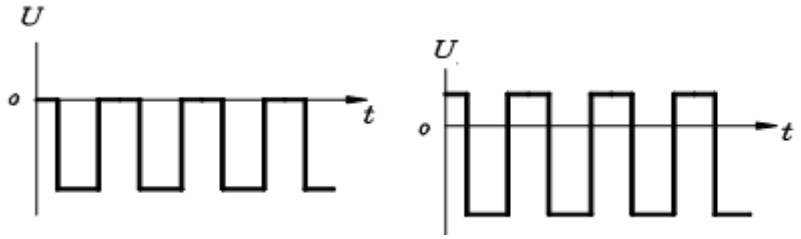


Рис. 1.3. Уніполярні (ліворуч) та асиметричні біполярні (праворуч) імпульси, що використовуються для обробки одиночних деталей або однієї групи однакових деталей

Можна також використовувати і симетричні імпульси типу меандр, але для обробки двох однакових деталей або їх груп. В цьому випадку в один напівперіод катодом буде одна група деталей, а в другому напівперіоді – інша. Деталі оброблятимуться по черзі з одночасною профілактикою проти дугоутворення. На рис. 1.4 показані приблизні форми симетричних біполярних імпульсів.

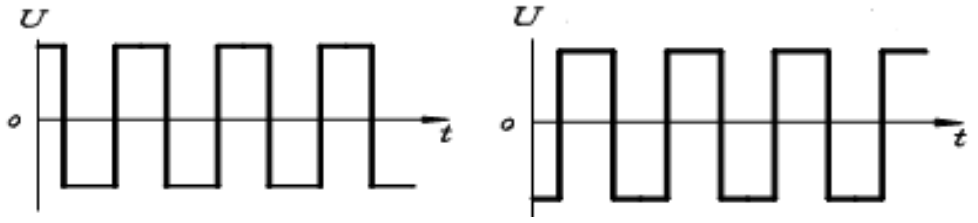


Рис. 1.4. Симетричні біполярні імпульси, що використовуються для обробки двох однакових деталей або двох груп однакових деталей; ліворуч – для одних деталей, праворуч – для інших

Розглянемо типові схеми модуляторів для генерації біполярних імпульсів. Відразу відзначимо, що в них в даний час найчастіше застосовують як ключові прилади потужні транзистори, які здатні як вмикати, так і вимикати струм.

Для генерації асиметричних біполярних імпульсів застосовують джерела змішаного типу, виходячи з їх функцій, що виконуються у кожний напівперіод. У негативний напівперіод підтримується робочий розряд обробки деталей, і модулятор повинен працювати, як генератор струму. У позитивний напівперіод має відбуватися перезаряджання діелектричних плівок на мішені електронним струмом, і модулятор повинен працювати, як генератор напруги. Дане поєднання характеристик модулятора можна одержати у схемі, що показана на рис. 1.5 [8, 9].

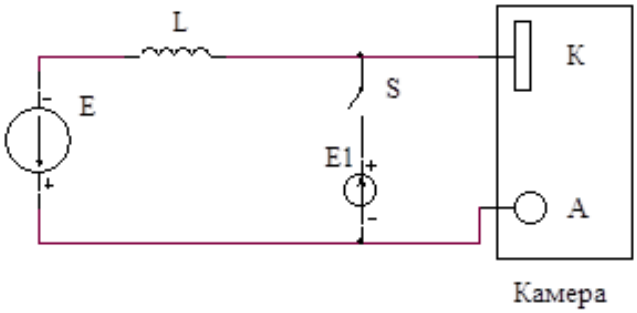


Рис. 1.5. Генератор асиметричних біполярних імпульсів

Тут джерело постійного струму E і дросель L генерують і обмежують струм тліючого розряду. При замиканні електронного ключа (транзистора) S до деталі-катода підключається позитивний полюс джерела E1, який перезаряджає діелектричні шари на поверхні деталі-катоду з позитивного

потенціалу до негативного. Величина E1 – трохи більша 10 В, але струм цього джерела не лімітується. Після вимкнення S струм дроселя L викликає підйом напруги на катоді до величини, при якій запалюється тліючий розряд.

Було запропоновано для спрощення схеми усунути джерело E1 і зробити відведення від дроселя L, як це показано на рис. 1.6, тобто. перетворити дросель на автотрансформатор з коефіцієнтом трансформації порядку 8-10 на час позитивного напівперіоду [8, 10, 11].

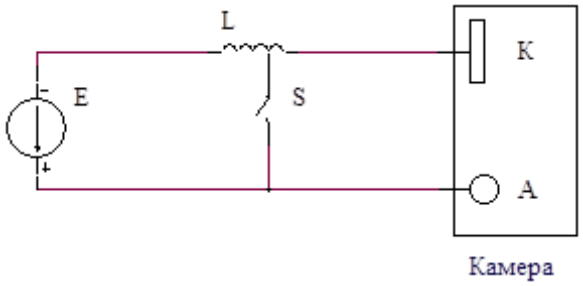


Рис. 1.6. Індуктивна схема для генерації асиметричних біполярних імпульсів

Тут після замикання ключа S негативна напруга джерела E трансформується в позитивну знижену напругу, яка прикладається до деталі-катоду. Подібна схема реалізована в переривачах струму (дугогасниках) типу SPARC фірми Advanced Energy (США) на потужність від 1 до 60 кВт і струм від 25 до 100 А: SPARC-LE із частотою комутації 2 кГц та тривалістю позитивної частини 5 мкс, SPARC-LE V на частоту 1-200 кГц та позитивною частиною 1-10 мкс [10]. Одна з їх переваг – можливість роботи з незалежним джерелом постійного струму, що дозволяє досить просто модернізувати існуючі модулятори шляхом введення цих пристроїв до складу установок.

Двоканальна генерація асиметричних біполярних імпульсів (рис. 1.5) використовується у приладі RPG (*Reactive Plasma Generators*) фірми ENI (США) [9, 12]. Негативна напруга створюється генератором струму потужністю 5/10 кВт при амплітуді струму до 10,5/21 А. Позитивна напруга створюється генератором з малим внутрішнім опором. Амплітуда позитивної напруги встановлюється в межах від 50 до 120 В. Частота проходження

імпульсів може вибиратися в діапазоні від 50 до 250 кГц, а коефіцієнт заповнення імпульсів - в межах від 0 до 40 %.

Для отримання симетричних біполярних імпульсів, що використовуються для живлення імпульсних газорозрядних систем з двома однаковими деталями (групами деталей), застосовують модулятори, що працюють у режимах генераторів напруги та струму. На рис. 1.7 наведено модулятор першого типу з мостовим комутуючим пристроєм на чотирьох транзисторах S_1 і S_4 і накопичувачем ємнісним енергії С [8, 13]. Тут $Д_1$ і $Д_2$ – деталі. Транзистори включаються попарно: S_1 і S_4 в один напівперіод або S_2 і S_3 в другий. По суті цей модулятор є мостовим інвертором напруги, і він має ті ж переваги і недоліки, які притаманні схемі, наведеній на рис. 1.2в [8].

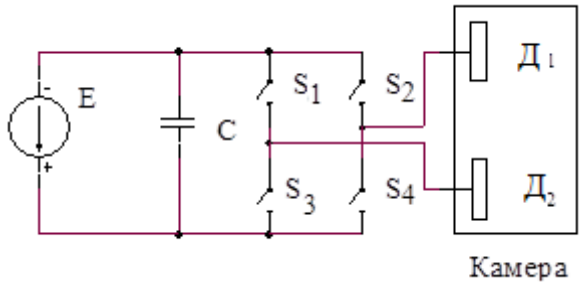


Рис. 1.7. Генератор-модулятор симетричних біполярних імпульсів з мостовим комутуючим пристроєм

Схему з мостовим комутуючим пристроєм на транзисторах часто застосовують для отримання високовольтних імпульсів за допомогою підвищуючого трансформатора, що підключається до вихідних клем моста. А підвищення частоти комутації до десятків кілогерців дозволяє знизити масу та габарити потужних трансформаторів.

Для обмеження кидків струму та енергії дуги в ланцюг живлення тліючого розряду, під’єднують баластовий резистор або дросель, зашунтований зустрічним діодом. У разі резистора суттєво знижується коефіцієнт корисної дії (ККД) модулятора, але форма імпульсів струму близька до прямокутної. При малій індуктивності дроселя та через невелике перевищення Е над напругою підтримки розряду імпульс струму може мати

трикутну форму. У патенті [14] було заявлено під'єднання двох дроселів на обох сторонах ключового мостового пристрою, що розширює межі регулювань. У ньому ж пропонуються наступні обмеження на часові параметри імпульсів: τ_1, $\tau_3 \geq 10$ мкс, τ_2, $\tau_4 \geq 5$ мкс відповідно до діаграми, наведеної на рис. 1.8, де U_2 – напруга на виході ключового пристрою (рис. 1.7), тобто між деталями.

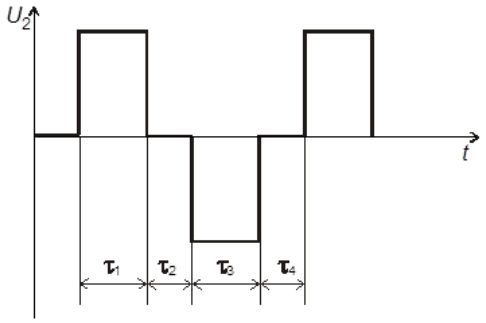


Рис. 1.8. Біполярні імпульси з паузами струму

Паузи між імпульсами зменшують навантаження на транзистори S_1-S_4 під час перемикання і виключають неконтрольований наскрізний струм у мостовому ключовому пристрою, оскільки під час паузи відбувається розсмоктування зарядів у транзисторах, деіонізація післярозрядної плазми і зменшується кидок струму при включенні другої пари транзисторів. Пауза також перериває дуговий розряд, якщо він виник під час імпульсу струму, і запобігає виникненню нового дугового розряду або іскрового пробою на поверхні деталі під час різкого наростання напруги на фронті наступного імпульсу.

На рис. 1.9 представлено двотактний імпульсний модулятор [8, 10, 15] з індуктивними накопичувачами енергії, побудований на основі однотактної схеми, наведеної на рис. 1.2а. Цей модулятор працює в режимі генератора струму і забезпечує отримання прямокутних біполярних імпульсів струму і має можливість незалежного регулювання параметрів кожної зі складових біполярних імпульсів.

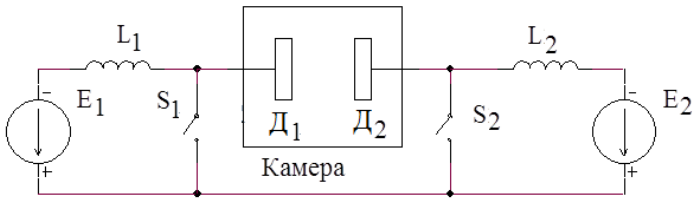


Рис. 1.9. Генератор біполярних імпульсів з двома індуктивностями

Модулятор містить два регульованих джерела постійного струму Е1 та Е2. Дроселі L_1 і L_2 стабілізують струм розряду та його швидке запалювання в обидва напівперіоди. Тривалість імпульсів визначається часом розімкнутого стану ключів (транзисторів) S_1 та S_2. Цей модулятор забезпечує тривалу стійку роботу з реакційними газами та може застосовуватись для послідовної обробки двох деталей $Д_1$ і $Д_2$.

В даний час промисловістю різних країн випускається широка гамма модуляторів для отримання біполярних імпульсів з наступними параметрами: вихідна напруга – до 1 кВ, середня потужність – 3-100 кВт, імпульсна потужність – 10-500 кВт, середній струм навантаження – 3-30 А, імпульсний струм – 10-500 А, частота повторення імпульсів – до 60 кГц [10, 13, 16]. Більшість цих модуляторів пробудовано на транзисторних комутуючих пристроях.

Модулятори для генерації синусоїдальних напруги і струму

До переваг систем синусоїдального живлення слід віднести меншу вартість, малу амплітуду ВЧ гармонік та простіше вирішення питань електромагнітної сумісності, а також більш легкі умови роботи ключових приладів. Залишаються проблеми детектування дуг у синусоїдальних системах (ця проблема розглянута нижче) та симетрії навантажень для кожного напівперіоду. Система для обробки двох деталей або двох груп може бути симетричною, але навіть невеликі відмінності між ними призведуть до асиметрії струму і проблем в системі живлення, зокрема, насичення вихідного трансформатора. Включення у вихідний ланцюг конденсатора для усунення постійної складової струму через трансформатор

призведе до збільшення енергії, що передається дузі, у разі її виникнення. Фізичні (перехідні) процеси при живленні тліючого розряду від синусоїдальної системи розглянуті у [7].

Синусоїдальні струми можна отримувати за допомогою різноманітних систем. Вони генерують імпульси струму синусоїдальної форми завдяки коливальному розряду накопичувальної ємності С через індуктивність L. Частіше всього зустрічаються схеми типу двотактних інверторів, мостовий варіант якого і представлений на рис. 1.10 [8].

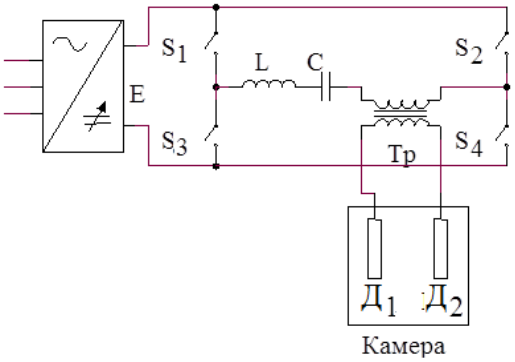


Рис. 1.10. Резонансний двотактний інвертор для живлення тліючого розряду

Інвертор при почерговій роботі пар ключів S_1 і S_4 і S_2 і S_3 генерує напругу у формі меандру, яка через послідовний L-C контур, що являє собою резонансний фільтр, подається на первинну обмотку узгоджуючого трансформатора. Завдяки L-C контуру струм у ланцюзі трансформатора – синусоїдальний, тобто цей контур пропускає переважно першу гармоніку, а вся система за своїми характеристиками близька до генератора струму з великим внутрішнім опором. Регулювання потужності здійснюється шляхом зміни напруги джерела живлення постійного струму Е або тривалістю відкритого стану ключів. Перший варіант кращий, так як при цьому менше спотворюється форма кривих струму і напруги.

Діагностика коротких замикань чи дуг у синусоїдальних системах складніша, ніж у імпульсних. Оскільки реальні форми кривих струмів і напруг є спотвореними синусоїдами, дуже важко ідентифікувати появу дуги

по змінам форми кривих. Діагностика дуги вихідним струмом первинного джерела постійного струму – дуже інерційна, а відключення цього джерела не виключає передачі в дугу великої енергії, накопиченої у всіх елементах ланцюга живлення. У найпростішому випадку взагалі можна відмовитися від активного дугопридушення, вважаючи, що дуги будуть гаситися автоматично при переході струму через нуль. Для детектування дуг, здатних існувати тривалий час, можна визначати середньоквадратичне падіння напруги на розрядному проміжку протягом декількох періодів, і при зменшенні цієї величини нижче за порогове значення замикати ключі S_1-S_4 в інверторі на період гасіння дуги. Однак в останньому випадку вся енергія, накопичена в трансформаторі та зв'язаних з ним ланцюгами, буде передана в дугу, що може спричинити значні пошкодження на поверхні деталі. Швидша (за один напівперіод) система детектування дуг заснована на інтегруванні потужності або струму протягом поточного напівперіоду та порівнянні результату з інтегралом за попередній напівперіод. Велика різниця між інтегралами вказуватиме на появу дуги. Найбільш ефективна система з мінімальною енергією, що передається дузі, очевидно, повинна реагувати на появу дуги в той же напівперіод, шунтувати розрядний проміжок і рекуперувати енергію, накопичену в реактивних елементах, в первинне джерело живлення.

Вимірювання потужності в синусоїдальних системах є проблемою через складний характер імпедансу тліючого розряду й спотворені форми кривих струму та напруги. Потужність, що споживається від первинного джерела постійного струму, може бути лише якісною оцінкою потужності розряду через втрати в ланцюгах генератора. Розмір втрат може становити 30-50 %. На низьких та середніх частотах потужність розряду можна визначити шляхом усереднення значень миттєвої потужності, які у свою чергу отримують шляхом перемноження поточних значень струму та напруги.

В даний час для живлення тліючих розрядів випускаються генератори синусоїдальної напруги потужністю 2,5-100 кВт на частоту 20-100 кГц і потужністю кілька кіловат на частоту до 450 кГц [10, 17].

1.3. Боротьба з дугоутворенням під час роботи систем з тліючим розрядом

У технології іонно-плазмової обробки поверхні з використанням тліючого розряду є проблема – дугоутворення на поверхні деталі, вона пов'язана з тим, що дуга є ненормальним технологічним режимом чи процесом. У нормальному процесі обробка відбувається за рахунок іонного бомбардування, впливу на структуру та склад і розпилення поверхні при розрядній напрузі сотні вольт. У разі дуги напруга знижується до кількох десятків вольт і змінюється фізика процесів. Утворюються катодні плями з високою концентрацією потужності, де відбувається плавлення та випаровування матеріалу деталі, що супроводжується викидом крапель та твердих частинок, які суттєво знижують якість обробки. Крім того, дуга є коротким замиканням для джерела живлення і призводить до його перевантаження.

Причина дугоутворення – наступна. Як відомо, тліючий розряд локалізований над поверхнею деталі. Відповідно, у цій області поверхня розпилюється іонами, утворюється зона ерозії і поверхня хімічно очищається, але стає активною і може взаємодіяти з різними речовинами в атмосфері камери з утворенням сполук у вигляді тонких шарів-плівок, попри безперервне іонне розпилення. Ці з'єднання можуть ініціювати дугоутворення, наприклад, внаслідок електричного пробою та вибуху діелектричних плівок. Можуть також виростати волоскоподібні кристали – віскери на поверхні, які можуть перегріватись і вибухати, як це буває з плавкими запобіжниками. За межами зони розряду і там, де менша щільність струму іонів через особливості геометрії поверхні, вона слабше розпилюється або практично не розпилюється, і може утворюватися шар діелектрика внаслідок взаємодії розсіяного розпиленого матеріалу з реакційним газом. Такий процес називають "отруєнням" поверхні. Крім того, розпиляний іонами матеріал розсіюється на молекулах газу і осідає назад на поверхню, товщина шару осадженого розсіяного матеріалу поступово

наростає в міру віддалення від зони ерозії. Осаджений розсіяний на молекулах газу матеріал може мати вигляд дрібного пилу, який також може ініціювати дугоутворення.

Під час існування розряду у випадку утворення діелектричної плівки на поверхні деяка частина іонів потрапляє на діелектрик і заряджає його подібно до конденсатора. Найбільша напруженість поля у діелектриці встановлюватиметься поблизу зони ерозії, де шар діелектрика найтонший, а щільність струму розсіяних іонів – найбільша. У наближенні постійної щільності іонного струму, що заряджає діелектричний шар, можна визначити напруженість у шарі за такою формулою плоского конденсатора [7, 18]:

$$E(t) = U(t)/d = j_i \Delta t/\varepsilon_0 \varepsilon, \qquad (1.1)$$

де U – напруга на шарі діелектрика, d – товщина шару, j_i – щільність іонного струму поблизу межі зони розпилення мішені, Δt – час зарядки шару, ε_0 – електрична постійна та ε – відносна діелектрична проникність.

Для шарів SiO_2 та Al_2O_3 та j_i = 1-2 мА/см^2 швидкість наростання напруженості електричного поля становить (3-6) 10^9 В/см с, а час $\Delta t_{кр}$, необхідний для набору критичного (пробивного) поля (3-10) 10^5 В/см у типових умовах аномального тліючого розряду складе 0,1-1,0 мс. Пробій діелектрика при досягненні критичної напруженості поля призводить до утворення уніполярних та біполярних розрядів у вигляді іскріння та дуг.

Уніполярний розряд розвивається на тому самому електроді (деталі) за рахунок енергії, накопиченої в діелектричному конденсаторі, тобто для уніполярного розряду не потрібен другий електрод. Струм розряду в каналі пробою замикається струмом зміщення зарядженого шару, при цьому катодом розряду уніполярного служить металева поверхня деталі під діелектричним шаром, а анодом – верхня частина шару і плазма. Енергія, накопичена в міжелектродній ємності розрядної системи та паразитній ємності ланцюга живлення також підживлює розрядний процес. Цей вид пробою реєструється по короткочасним зниженням напруги на розряді.

Пробій у вигляді уніполярного розряду іноді називають іскровим, а частіше мікродуговим [microarc(ing)]. Розсіювана в ньому енергія зазвичай не перевищує 10-20 мДж. Згасання цього процесу сприяє швидкий розряд діелектричного конденсатора, а також розряд або перезаряд міжелектродної ємності розрядної системи і паразитної ємності ланцюга живлення. Мікродуговий розряд, як правило, не призводить до тяжких наслідків системи живлення, але призводить до утворення дефектів на поверхні продуктами руйнування діелектрика.

Крім того, при пробої діелектричного шару може розвиватися і потужна дуга [“hard” arc] між деталлю і яким-небудь другим електродом (анодом або поверхнею частин технологічної камери), до якого підключений позитивний полюс джерела живлення. Імовірність такого процесу сильно залежить від матеріалу деталі та роду реакційного газу, режиму та електричної схеми живлення, зокрема вона підвищується при збільшенні ємності та зниженні баластного опору та індуктивності в ланцюзі живлення. Особливістю потужної дуги є і те, що потрібен певний час для відновлення системи, тобто повторна подача напруги після короткочасного відключення може знову призвести до виникнення дуги.

Цей процес називають біполярною дугою, оскільки він вимагає наявності двох металевих електродів. Він пов'язаний з утворенням катодної плями та плавленням поверхні в місці пробою діелектрика. Якщо джерело живлення досить потужне, то встановиться квазістаціонарна вакуумна дуга, і продукти електричного вибуху діелектрика, а також матеріалу деталі з катодної плями у вигляді пари, крапель і твердих шматочків потраплятимуть знову на поверхню. Система автоматичного захисту джерела живлення вимкне його і перерве тим самим дугу, але поверхня, що обробляється, все одно матиме дефекти. Ушкодження буде сильнішим у разі потужних систем, у яких в ланцюгах живлення (реактивних елементах, силовому трансформаторі) накопичується велика енергія, що розсіюється в дуговому розряді при пробої діелектричного шару на деталі. При потужності живлення

10 кВт енергія, що розсіюється в біполярній дузі, зазвичай становить 0,1-0,8 Дж.

В результаті іскріння, і особливо дугоутворення, на деталі при реакційному процесі мають серйозне порушення рівноваги в процесах взаємодії реакційного газу з розпиленим матеріалом у камері та на поверхні деталі через гістерезисну природу цих процесів. Відновлення нової рівноваги вимагає певного часу, що також несприятливо позначається на якості обробки.

Біполярна дуга швидше за все ініціюється уніполярною мікродугою, але на практиці в кіловатному діапазоні потужностей уніполярні іскрові пробої виникають у десятки-сотні разів частіше, ніж біполярна дуга. Це означає, що енергії, накопиченої в діелектричному шарі, не завжди вистачає для створення катодної плями. Звідси випливає, що для зменшення ймовірності дугоутворення необхідно: по-перше, запобігати утворенню або принаймні знижувати швидкість утворення діелектричних шарів на мішені; по-друге, знижувати напругу заряду діелектричних шарів; по-третє, застосовувати ланцюги живлення з малою величиною накопиченої енергії та не допускають введення накопиченої енергії в канал пробою.

Були запропоновані різні способи боротьби з цими явищами. Наприклад, введення в ланцюг живлення індуктивності, що гальмує зростання струму або забезпечує швидкий реверс напруги на електродах для гасіння дуги зворотною напругою; використання швидкодіючих систем зворотного зв'язку, що відключають джерело живлення у разі дугоутворення та/або закорочують розрядний міжелектродний проміжок.

Можна також застосувати традиційний бездуговий метод розпилення діелектрика, що ґрунтується на використанні ВЧ розряду на частоті 13,56 МГц, але зі заміною діелектричної мішені на металеву деталь. В цьому випадку слід очікувати розрядки діелектричного шару електронним струмом з плазми в позитивний напівперіод, і можна уникнути накопичення великого позитивного заряду на шарі та високої напруженості електричного поля.

Проте ВЧ живлення має свої недоліки, частина з яких вже зазначалися вище. До них слід додати ще два. По-перше, швидкість розпилення металів у ВЧ розряді (на частоті 13,56 МГц) за даними різних авторів приблизно вдвічі нижча, ніж у розряді постійного струму тієї ж потужності. Останнє пояснюється різним характером розподілу потужності між шаром позитивного просторового заряду біля мішені та плазмою у розрядах постійного струму та ВЧ типу.

По-друге, на високій частоті через малу тривалість напівперіодів коливання напруги діелектричний шар швидше за все буде заряджений не іонами, тобто позитивно, а електронами, тобто. негативно, як і звичайних ВЧ системах з діелектричною мішенню. Негативна напруга також може викликати пробій тонкого шару діелектрика, і хоча при такому пробої зазвичай не утворюється катодна пляма, оскільки мішень виконує роль позитивної обкладки конденсатора, проте руйнування діелектрика іскровим пробоєм і утворення дефектів може мати місце.

Запалювання розряду змінного струму та ефекту розрядки діелектричного шару на металі можна досягти і на нижчих частотах, ніж 13,56 МГц. Дійсно, якщо товщина діелектричного шару становить кілька мікрометрів і ε матеріалу шару порядку 7, то забезпечується досить низький ємнісний опір шару (близько 100 Ом) при звичайних розмірах розрядної зони на частоті 2,7 кГц. Якщо ε буде сягати 40, розрядка шару забезпечуватиметься на частоті 470 Гц. Ці значення частот будуть нижньою допустимою межею. Але багато авторів рекомендують використовувати так звані середні частоти (СЧ) порядку кількох десятків кілогерц, і вже на частоті 10 кГц вони отримували діелектричні плівки шляхом розпилення металу без будь-яких проблем з дугоутворенням при потужності розряду близько 500 Вт.

У разі живленні напругою синусоїдальної форми в низько- і середньочастотному діапазоні розряд підтримується тільки в негативний напівперіод, і розрядка діелектричного шару відбувається під час

позитивного напівперіоду за рахунок електронного струму з плазми, що деіонізується. Коли частота дуже низька, деіонізація закінчується в негативний напівперіод, і розрядка може не відбутися, якщо плазма встигне деіонізуватися, поки модуль потенціалу мішені перевищує потенціал зарядки шару. В останньому випадку відсутні електрони, що йдуть на діелектрик, який може зарядитися до високого потенціалу, навіть до потенціалу плазми, за один або кілька періодів з наступним пробоєм.

Крім того, під час роботи на низькій частоті зростає час зарядки шару Δt (див. (1.1)), тому виникнення дуг на частотах нижче 10 кГц цілком імовірно. Очевидно, що мінімальну частоту можна з деяким запасом визначити величиною $(\Delta t_{кр})^{-1}$.

Оскільки розрядка діелектричного шару повинна здійснюватися електронним струмом плазми, який завжди більше іонного, то тривалість розрядки завжди буде меншою за тривалість зарядки, і цей фактор не накладає обмежень на верхню межу частот. Тому обмеження робочої частоти зверху пов'язане головним чином з технічними проблемами генерування підвищених частот і узгодження генератора з навантаженням, а в деяких випадках і зниження швидкості розпилення. Насправді верхнє значення робочої частоти становить 60-100 кГц.

Як вже зазначалося, недоліком є можливість розпилення аноду і елементів технологічної камери в позитивний напівперіод синусоїдальної напруги іонами з плазми, яка деіонізується та набуває потенціалу позитивно зарядженої деталі. Цього недоліку позбавлена симетрична система зі спареними деталями. Крім того, в цій систем і завдяки тому, що розряд виникає в кожен напівперіод, а деталі поперемінно виконують роль катоду та аноду, розрядка відбувається обов'язково. Головне, щоб шар не встиг зарядитися до пробійної напруги негативний напівперіод до початку розрядки. Тому і для системи зі спареними деталями рекомендується застосовувати частоти в діапазоні 10-100 кГц, при яких величина Δt (див. (1.1)) менше мінімальної $\Delta t_{кр}$ = 100 мкс.

Все вищесказане про виникнення та придушення дуг при реакційному процесі справедливе і для імпульсного живлення. Так, максимальна тривалість імпульсів розрядного струму не повинна перевищувати $\Delta t_{кр}$, щоб уникнути надмірної зарядки діелектричного шару на деталі. Проте, є деякі відмінності у виборі параметрів імпульсів. Повну розрядку шару можна забезпечити при імпульсах різної форми: уніполярних, асиметричних та симетричних біполярних.

При уніполярних імпульсах живлення одинарних деталей шар розряджають електрони з деіонізуючої плазми, для яких поверхня зарядженого діелектрика в паузі між імпульсами є віртуальним анодом. Пауза не повинна бути занадто короткою, щоб електрони встигли компенсувати накопичений іонний заряд, і тут треба взяти до уваги, що щільність електронного струму безперервно спадає через деіонізацію плазми, а напруга на шарі, що притягує електрони, зменшується через його розряд. У цьому режимі рекомендується тривалість паузи вибирати на весь період деіонізації, тобто понад 100 мкс. Очевидно, в паузі між імпульсами також відбувається саморозряд шарів за рахунок внутрішнього струму витоку.

Для розрядки діелектричного шару на одиночних деталях також рекомендується використовувати біполярну напругу, у якій тривалість позитивної частини періоду повинна бути достатньою для розряду діелектричного шару (див. розділ 1.2). Розглянемо такий випадок асиметричного біполярного імпульсного живлення одиночних деталей. Тут у негативну частину періоду підтримується розпилюючий розряд з напругою в сотні вольт і відбувається заряд діелектричного шару на деталі іонним струмом, а в позитивну коротку частину періоду здійснюється перезаряд діелектричного шару електронним струмом з деіонізуючої плазми.

Наявність позитивного напруги на деталі під час паузи розряду створює кілька позитивних ефектів у порівнянні з розрядним шаром при уніполярних імпульсах. По-перше, можна не тільки повністю розрядити шар, але і перезарядити його електронним потоком до якогось негативного потенціалу,

навіть чисельно рівного модулю позитивної напруги на деталі. Це в свою чергу призводить до того, що під час розряду іонний струм повинен спочатку компенсувати електронний заряд, і результуючий іонний заряд буде менше. По-друге, під час розряду негативна напруга на діелектричному шарі буде складатися з напругою розряду, що приведе до збільшення енергії іонів, які бомбардують шар, і до більш ефективного його розпилення та очищення "отруєної" поверхні.

Але сильно збільшувати позитивну напругу перезаряду нераціонально із-за можливості іонного розпилення аноду та елементів технологічної камери та забруднення поверхні деталі. Експерименти показали, що позитивне напруга повинна складати 12-15 % від розрядної напруги, тобто близько 40-100 В.

При асиметричному біполярному живленні частоту повторення імпульсів вибирають більшою за критичну частоту, нижче якої постійно виникають дуги на деталі. Значення критичної частоти залежить від різних факторів. Вона збільшується при збільшенні амплітуди розрядного струму і зниженні тривалості позитивної частини періоду. На практиці її величина становить десятки, а іноді і одну-дві сотні кілогерц.

Оскільки миттєві значення струму електронів, що перезаряджають шар, значно більше іонного, бажано генерувати позитивні імпульси з допомогою джерела з характеристиками ідеального генератора напруги, тобто з малим внутрішнім опором. Для створення негативних імпульсів, що живлять розряд, як завжди, краще використовувати джерело з характеристиками ідеального генератора струму.

Все вищесказане можна віднести і до бездугової роботи симетричних систем з двома деталями, що живляться симетричними біполярними імпульсами. Для них також існують критичні частоти повторення імпульсів, нижче яких виникнення дуг дуже ймовірно. На рис. 1.11 наведено експериментальні залежності кількості дефектів, віднесених до 1 $см^2$ поверхні плівки з оксиду алюмінію і 1 нм товщини, від частоти повторення

біполярних симетричних імпульсів, де крива 1 відноситься до субстехіометричного оксиду алюмінію, крива 2 – до стехіометричного Al_2O_3, крива 3 характеризує межу виявлення дефектів. До дефектів відносили різні топографічні недосконалості плівки розмірами 1-10 мкм. Видно, що кількість дефектів у плівці залежить від F при частотах нижче певного рівня. Для отримання практично бездефектного непоглинаючого шару стехіометричного Al_2O_3 методом реакційного розпилення алюмінію потрібні частоти повторення більше 50 кГц, а для неповного оксиду – більше 70 кГц.

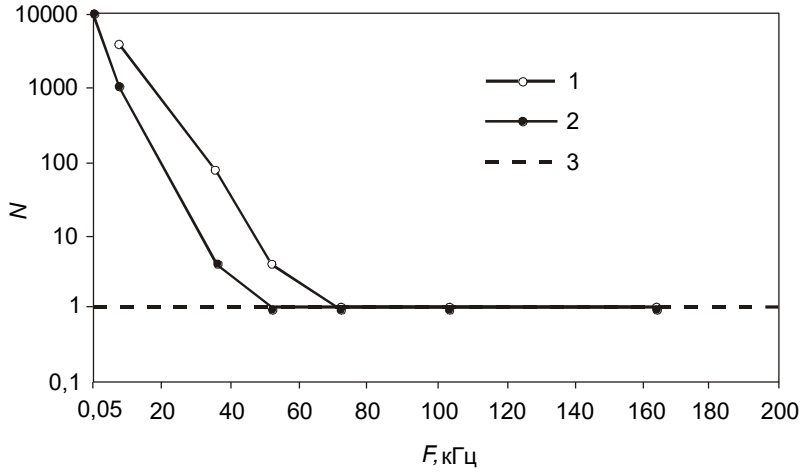


Рис. 1.11. Залежність кількості дефектів у плівках оксиду Al від частоти повторення симетричних біполярних імпульсів (див. текст). Адаптовано з [18]

Очевидно, що критичні частоти повторення імпульсів при симетричному біполярному живленні визначають умови, за яких діелектричний шар на поверхні металевої деталі не встигає зарядитися за час розряду на даній поверхні до пробійної напруги. Оскільки час перезаряду шару, коли ця ж мішень являється анодом, дорівнює тривалості заряду, а напруга перезаряду шару електронами дорівнює анодному падінню напруги розряду, яке значно менше катодного падіння, то критична частота повторення імпульсів може бути приблизно визначена як $(2\Delta t_{кр})^{-1}$.

2. ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧОВІ ПРИЛАДИ ДЛЯ ПОБУДОВИ ІМПУЛЬСНИХ МОДУЛЯТОРІВ

2.1. Загальний огляд

Характеристики і параметри імпульсного модулятора в основному визначається комутуючим пристроїм, на базі якогось ключового електронного приладу, тому його вибору приділяють багато уваги [1-13]. Системи параметрів ключових приладів включають:

енергетичні параметри;

частотно-часові параметри;

масогабаритні параметри.

Енергетичні параметри визначають гранично-допустимі і номінальні режими роботи модулятора. До них відносяться робочий діапазон імпульсних і середніх струмів та напруг, максимальні напруги і потужності, які розсіюються на комутуючих елементах, внутрішній опір у відкритому стані, коефіцієнти підсилення по напрузі, струму, потужності, а також коефіцієнт корисної дії (ККД).

До частотно-часових параметрів відносяться: частота слідування тривалість і скважність імпульсів, тривалості переднього і заднього фронтів.

Масогабаритні параметри визначають масу і розміри, а також питомі струми і потужності, віднесені до одиниці маси або об’єму.

Енергетичні параметри визначають ККД, робочі електричний та тепловий режими приладу та системи обробки в цілому. Частотно-часові параметри впливають на стимулювання плазмових процесів і тепловий режим об’єкта обробки в тліючому розряді. Масогабаритні параметри є не настільки критичними.

Ключовими електронними приладамии можуть бути напівпровідникові, електровакуумні та газорозрядні (плазмові) прилади; і також можуть бути використані комутуючі властивості мережі змінної напруги (рис. 2.1) [1-14].

Використання комутуючих властивостей мережі значно спрощує схему і покращує масогабаритні параметри імпульсного модулятора, але в той же час обмежує діапазон амплітуд, тривалостей і скважностей імпульсів, та є допустимим тільки для певного технологічного режиму обробки.

Рис. 2.1. Ключові електронні прилади для технологічних імпульсних модуляторів

В останній час інтенсивно розробляються, виробляються і застосовуються напівпровідникові ключові прилади, такі як різного типу транзистори, тиристори і напівпровідникові модулі, у тому числі інтелектуальні модулі. Вони мають невеликі габарити, малий внутрішній опір, достатньо великі граничні напруги (1÷3 кВ), пропускають струми до 3 кА і більше, працюють на частотах до 25 кГц і більше [1-4, 10, 11]. Але напівпровідникові комутуючі прилади вимагають використання систем захисту від імпульсних екстраструмів та перенапружень

Перспективними для окремих застосувань є електровакуумні прилади (рис. 2.1) [4, 5, 12, 15-17]. Їх можна розділити на електронні лампи с сітками (керуючими, екранними та інш.), зокрема, що мають пентодні характеристики, лампи з магнітним фокусуванням (інжектрони [12]), електронно-променеві вентилі (ЕПВ) [17] та інші електронно-променеві лампи. Вихідні вольтамперні характеристики цих приладів близькі до характеристик ідеального джерела струму, тобто вони стійко працюють при дугоутвореннях в плазмовому навантаженні та сприяють гасінню дуг, що важливо при виконанні технологічного процесу. Вони також мають гарні частотно-часові параметри, так тривалість імпульсу може бути знижена до ~ 0,1 мкс, а частота слідування збільшується до 100 МГц, при цьому електровакуумні прилади комутують струми 1-1000 А, напруги до 100 кВ, імпульсна потужність комутації сягає ~ 50 МВт і більш при середній потужності одиниці-десятки кіловат. Але такі показники вимагають спеціальних систем охолодження і розміщення електродів, що впливає на масогабаритні параметри. Крім того, потужність, що витрачається на розжарення термокатоду, може погіршувати ККД на 10 % і більше. Загальний недолік електровакуумних ключових приладів – це відносно велике падіння напруги на них у провідному стані (сотні-тисячі вольт), що часто можна порівняти з напругою на робочому тліючому розряді. Причиною цього є обмеження електронного струму у вакуумному середовищі ламп власним електричним полем просторового заряду електронів. Однак є режими [18, 19], що дозволяють мінімізувати падіння напруги на лампах.

Дуже ефективними з енергетики є ключові електронно-променеві прилади, такі як ЕПВ, пролітні пентоди, титрони, лампи з профільованим катодом, лампи з крупноструктурною сіткою [12, 16, 17, 20, 31]. Їх використання дозволяє підвищити ККД за рахунок використання режиму рекуперації, фокусування і розподілу електронного потоку, що також дозволяє мініатюризувати самі прилади [21].

Газорозрядні або плазмові ключові прилади (тасітрони, тиратрони, розрядники (див. рис. 2.1) [4, 6-9, 13, 16, 22, 23]) комутують імпульсну потужність на декілька порядків більші, ніж напівпровідникові та електровакуумні прилади, тобто у кіловатному і мегаватному діапазоні. Їх імпульсні струми знаходяться в межах 0,01÷100 кА, а анодна напруга досягає 100 кВ. Тривалість імпульсів, що генерується, знаходяться в межах 10^{-7}÷10^{-3} с, а частота повторення F може сягати сотні кілогерців, але не для всіх приладів. Максимальна F залежить від мінімально можливих тривалостей імпульсів та пауз між ними та допустимим тепловим навантаженням на прилад. Тривалість імпульсів повинна бути більшою за час формування плазмового стану робочого газу на всьому проміжку між катодом і анодом, а за час паузи (точніше за її малу частину) прилад повинен деіонізуватися. На практиці робота на підвищених частотах можлива лише для приладів з воднем при зменшенні амплітуди імпульсів струму до десятків ампер; її найпростіше отримати в пакетно-імпульсному режимі комутації.

Ігнітронні розрядники добре підходять для роботи з частотою повторення F = 0,1-100 Гц та імпульсами амплітудою одиниці-десятки кілоампер при середньому струмі до 100 А і більше. Тиратрони на водні – для роботи в діапазоні частот $F \leq 20$ кГц при імпульном струмі – сотні ампер-одиниці кілоампер і тривалості імпульсів – одиниці-сотні мікросекунд при середньому струмі до 10 А. Тасітрони на водні підходять для імпульсної модуляції при амплітуді струму одиниці-сотні ампер, тривалості імпульсів – одиниці-сотні мікросекунд, $F \leq 100$ кГц при середньому струмі до 1 А. Тиратрони та розрядники працюють як вмикачі струму, тасітрони можуть як вмикати, так і вимикати струм.

Треба зазначити, що ігнітрони з ртутним рідким катодом і тиратрони з наповненням парами ртуті (ртутні тиратрони) зараз зняті з виробництва в усіх країнах через екологічні проблеми, пов'язані з утилізацією ртутно-вміщуючих приладів. У сучасних імпульсних установках замість ртутних ігнітронів та тиратронів застосовують напівпровідникові прилади

(тиристори) або ігнітронні розрядники з твердим катодом з нетоксичного матеріалу [9]. Іскрові розрядники через швидкий знос електродів рідко застосовують у технологічній апаратурі.

У технологічних системах на тліючому розряді напруга виникнення і підтримки розряду порядку сотень вольт – одиниць кіловольт, а середній струм може досягати 100 А і більше в установках з великим завантаженням оброблюваних деталей. При такому струмі в модуляторі доцільно застосовувати напівпровідникові ключові прилади [1-4, 10, 11] та іноді комутуючі властивості мережі [14]. Якщо модулятор повинен створювати велику напругу (десятки кіловольт) для негативного зміщення деталей при реалізації іонно-імплантаційних технологій, то в залежності від необхідних параметрів технологічного процесу можливо застосування всіх типів ключових приладів, але з властивими їм обмеженнями. Так, у модуляторах на напівпровідниках застосовують ланцюжки з великої кількості тиристорів чи транзисторів.

Також потрібно відзначити, що при дослідженні, відпрацюванні та використання іонно-плазмових технологій можуть миттєво виникати аварійні ситуації в плазмовому навантаженні для імпульсного модулятора (дугоутворення, коротке замикання), що в свою чергу різко збільшує навантаження по струму та напрузі на ключовому приладі. В таких випадках доцільно використовувати електровакуумні прилади [4, 5, 12, 15-21, 31], які витримують більш довгострокові перевантаження порівняно з напівпровідниковими приладами. Але електровакуумні прилади найкраще відповідають високовольтним умовам роботи і частотно-часовим критеріям.

Для таких умов також представляє інтерес використання газорозрядних (плазмових) приладів типу водневих тиратронів і тасітронів [4, 6-9, 13, 16, 22, 23], параметри яких подібні до електровакуумних приладів, але у них набагато менше падіння напруги у провідному стані завдяки компенсації іонами заряду електронів, і вони мають високий ККД та кращі енергетичні характеристики.

Однак при роботі на низьких напругах (≤ 1 кВ) і навіть менше 2 або 3 кВ при тривалостях імпульсів, які знаходяться в діапазоні від десятків мікросекунд до мілісекунд, доцільно використати напівпровідникові прилади, які мають мале падіння напруги в провідному стані та є значно меншими за розмірами. Тому в даний час напівпровідникова апаратура частіше всього розроблюється.

2.2. Напівпровідникові високовольтні силові ключові прилади

В сучасних високовольтних газорозрядних технологічних системах широко застосовуються напівпровідникові прилади, у тому числі для імпульсної модуляції струму газового розряду або напруги на деталі, які обробляються, для прискорення іонів, що бомбардують поверхню деталі. Зазвичай модуляцію виконують імпульсами прямокутної форми, тому доцільно, щоб активні напівпровідникові прилади у імпульсних модуляторах працювали в ключовому режиму, як найбільш енергетично вигідному. Такій режим має два можливих стани у приладів – відкритий чи закритий або ввімкнутого чи вимкнутого струму. Для реалізації ключового режиму застосовують такі прилади з зовнішнім керуванням, як тиристори і транзистори різних типів [1-4, 10, 11, 24, 25].

Вентильність у приладів в більшості випадків – не обов’язкова. Більш того, часто шунтують транзистори зустрічним діодом з ціллю захисту від перенапруги. У відкритому стані – стані провідності падіння напруги на напівпровідниковому приладі дуже мале (декілька вольт), тому ці прилади дуже ефективні з точки зору малих втрат енергії на комутацію струму та напруги. Для вмикання керованих приладів на спеціальний керуючий електрод повинна подаватися ще і керуюча напруга – у транзисторів на базу або затвор. Потужність керування напівпровідниковими приладами дуже мала, тому і з цієї точки зору такі прилади дуже ефективні.

Керовані прилади поділяють на напівкеровані та повністю керовані ключі. Напівкеровані ключі (ключі з одностороннім керуванням)

відкриваються за допомогою прикладання напруги до керуючого електрода, а закриваються тільки коли зникнуть анодна напруга і струм. До них відносять одноопераційні тиристори (*SCR – Silicon Controlled Rectifier*). Повністю керовані ключі (ключі з двостороннім керуванням) можна відкрити та закрити поданням керуючого сигналу. Це такі прилади, як транзистори та двоопераційні тиристори (замикаючі тиристори).

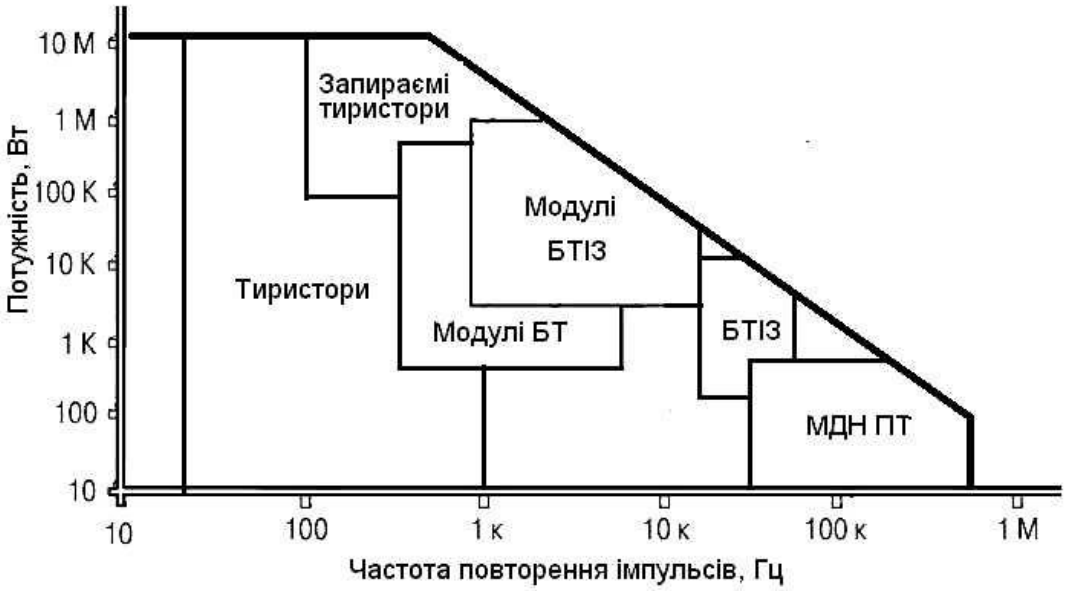


Рис. 2.2. Діапазоні параметрів для використання силових високовольтних напівпровідникові ключових приладів в імпульсних модуляторах

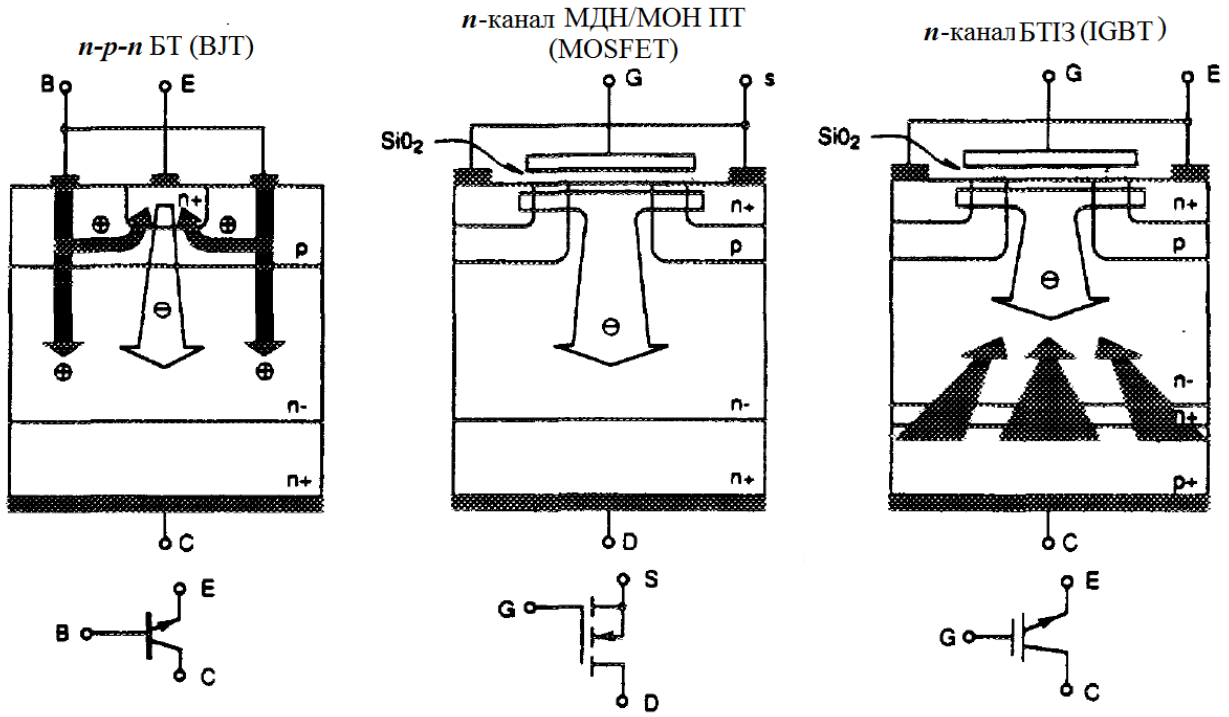
На рис. 2.2 і в табл. 2.1 наведені комутаційні параметри типових силових високовольтних напівпровідникових приладів у ключових режимах. Оскільки силові напівпровідникові прилади безперервно удосконалюються наведені дані є орієнтованими.

Таблиця 2.1. Максимальні комутаційні параметри силових високовольтних напівпровідникових приладів

Тип приладів	Робочі параметри	
	Пряма робоча напруга, В	Частота повторення імпульсів, кГц
Силові біполярні транзистори – БТ (*BJT*)	1200	100
Потужні польові транзистори – МДН/МОН ПТ (*MOS FET*)	1200	880
Біполярні транзистори із ізольованим затвором – БТІЗ (*IGBT*)	1700	88
Тиристори – одноопераційні (*SCR*), двоопераційні/запіні *(GTO),* фото(опто)тиристори (*LASCR, LTT*) та симістори (*TR1AC*)	6000	2
Модулі біполярних транзисторів – М.-БТ (*BJT modules*)	1200	44
Модулі біполярних транзисторів з ізольованим затвором, інтелектуальні силові модулі – М.-БТІЗ (*IPM*)	4000	44

Потужні силові транзистори

В даний час світова електронна промисловість випускає широкий спектр потужних високовольтних транзисторів з робочими напругами більшими 600 В для використання в пристроях силової, в том числі імпульсної електроніки, в якості ключових приладів. Найбільш розповсюджені біполярні транзистори – БТ (*BJT*), польові транзистори з підзатворним діелектриком – оксидом кремнію – МДН/МОН ПТ (*MOS FET*), біполярні транзистори з ізольованим затвором – БТІЗ (*IGBT*). Рис. 2.3 показує типові структури цих транзисторів в планарному виконанні.



Низьке падіння напруги увімкненого стану під час модуляції провідності. Прилад керований струмом. Велика потужність керування. Середня швидк. перемикання.	Високе падіння напруги увімкненого стану для основних носіїв заряду Прилад керований напругою. Невелика потужн. керування. Дуже швидке перемикання.	Середнє падіння напруги увімкненого стану під час модуляції провідності. Прилад керований напругою. Невелика потужн. керування. Швидке перемикання.

Позначення: B – база (*base*), C – колектор (*collector*), D – сток (*drain*), E – емітер (*emitter*), G – затвор (*gate*), S –джерело (*source*); Носії заряду: ⊕ – “дирки”, Θ – електрони

Рис. 2.3. Типові структури транзисторів, найбільш часто застосовуваних у силовій високовольтній електроніці (зліва направо: біполярні транзистори на *n-p* переходах у напівпровіднику, польові транзистори з підзатворним діелектриком – оксидом кремнію та біполярні транзистори з ізольованим затвором – з оксидом кремнію підзатвором) та їх позначення на електричних схемах. Адаптовано з [32]

БТ (*BJT*) працює за рахунок інжекції неосновних та основних носіїв заряду через пряме та зворотнє зміщення *n-p* переходу в напівпровідниковому кристалі. Цей прилад має характерні значення рухомості електронів та дірок і час життя носіїв, які вливають на швидкість перемикання.

МДН (тобто метал-діелектрик-напівпровідник) чи МОН (тобто метал-оксид-напівпровідник) польовий транзистор (*MOS FET*) представляє собою прилад, що працює за допомогою керування основними носіями. Він має

канал провідності між вихідними клемами джерела та стоку, опір якого керується електричним полем затвору Проте цей прилад не страждає від ефектів рухомості та часу життя (рекомбінації) носіїв заряду, вхідна ємність затвора може бути великою для відносно слабострумних приладів.

БТІЗ (*IGBT*) – відносно новий прилад великої потужності, що поєднує в собі характеристики біполярних та МОН транзисторів, тобто по входу – це МОН транзистор з малою потужністю керування, по виходу – це біполярний транзистор з малим внутрішнім опором.

Далі розглянемо більш детально характеристики та особливості даних силових приладів.

Силові біполярні транзистори

Біполярний транзистор (*BJT – Bipolar junction transistor*) – це напівпровідниковий прилад, виготовлений у вигляді тришарової напівпровідникової структури і має два *n-p* та *p-n* переходи. Робота приладу полягає у взаємодії позитивних і негативних носіїв заряду з електричним полем. Біполярний транзистор має три електроди: емітер, базу і колектор. База керує струмом між емітером і колектором. Біполярні транзистори поділяються на транзистори *n-p-n* та *p-n-p* типу в залежності від типу носіїв заряду. Емітер і колектор в *n-p-n* транзисторі легуються донорами, а база – акцепторами. В транзисторі типу *p-n-p* транзисторі емітер і колектор легуються акцепторами, а база донорами.

Сучасні біполярні транзистори виготовляються на основі монокристалічного кремнію за дифузійною технологією з використанням планарного процесу. Товщина бази виготовляється малою. Потужний біполярний транзистор є приладом із вертикальною структурою: з колектором на підкладці та виводами бази та емітера зверху.

Потужний біполярний транзистор працює в чотирьох режимах роботи: насичення, відсічки, інверсний, активний. Режим насичення відповідає відкритому стану приладу, при цьому обидва переходи транзистора зміщені в прямому напрямку. В режимі відсікання через транзистор проходять

порівняно невеликі струми витоків, переходи зміщені у зворотному напрямку. Активний режим роботи транзистора у ключовому застосуванні має місце на фронтах перехідного процесу перемикання та характеризується прямим зміщенням одного з переходів. При прямому зміщенні емітерного переходу активний режим називається нормальним. Тобто в цьому режимі емітер та колектор транзистора виконують властиві їм функції інжекції та збирання носіїв струму. Несиметрія реальної структури не сприяє властивості оборотності функцій переходів, і, як правило, схемне інверсне ввімкнення транзистора на практиці застосовується вкрай рідко.

Струм бази потужного транзистора має бути досить великим для прискорення процесів перемикання. При вимиканні транзистора потрібен значний час для зміщення надлишкових зарядів неосновних носіїв спочатку з колектора, а потім з області бази. Для прискорення процесу вимикання біполярного транзистора можуть подавати імпульс негативної напруги на базу, а також в процесі виготовлення кристала сильно легують базу на шкоду коефіцієнту посилення, який складає від 5 до 20. Для його збільшення використовують під'єднання біполярних транзисторів за схемою Дарлінгтона.

Недоліком біполярних транзисторів є невелике значення коефіцієнту посилення в режимі великих струмів для силових транзисторів, яке становить лише кілька одиниць та потребує значних витрат потужності керуючого сигналу підтримки відкритого стану ключа.

Потужні польові транзистори

Польовий транзистор, ПТ, (МДН ПТ – метал-діелектрик-напівпровідникова структура для керування у ПТ або МОН ПТ метал-оксид-напівпровідникова структура для керування у ПТ, *MOS FET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) – напівпровідниковий прилад, підсилювальні властивості якого обумовлені завдяки дрейфу носіїв заряду одного типу (електронів або дірок), що переміщуються через провідний канал. Має три виводи: стік, витік і затвор. У МОН ПТ польовому

транзисторі підзатворний діелектрик – це оксид напівпровідника (зазвичай оксид кремнію). Керування здійснюється поперечним електричним полем (а не вхідним струмом, як в біполярних транзисторах) або напругою, яке прикладається до ізольованого металевого затвору – третього електрода. При нульовій чи негативній напрузі на затворі МДН/МОН-транзистор струм не проводить. Таким чином, МДН/МОН-транзистор є приладом, керованим напругою. Активна область каналу даних приладів формується аналогічно базі біполярного транзистора з гарною відтворюваністю. Потужний МДН/МОН-транзистор є продуктом вдосконалення дифузійно-планарної технології з використанням методу подвійної дифузії, що дозволило отримати багатоканальні структури цих приладів та знайти широке застосування у силовій електроніці.

Основною причиною можливого пробою є лавинний механізм, що пов'язаний зі збільшенням напруженості електричного поля та температури, та ефекти переміщення полів просторового заряду. Сучасні МДН/МОН-транзистори з пробивною напругою більше 250 В мають у структурі охоронні кільця та польові електроди, що змінюють форму поля та усувають небезпечні ефекти викривлення та стягування силових ліній, що дають сильний вплив на пробивну напругу структури. До переваг польових транзисторів можна віднести мале споживання струму у вхідному колі.

Біполярні транзистори із ізольованим затвором

Біполярний транзистор с ізольованим затвором (БТІЗ, *IGBT – Insulated-gate bipolar transistor*) – це напівпровідниковий прилад, в якому об'єднались позитивні якості біполярних і МДН/МОН-транзисторів в одній монолітній структурі – біполярного і польового. В ньому біполярний транзистор утворює силовий канал, а польовий утворює канал управління. БТІЗ використовується як потужний електронний ключ в схемах імпульсних джерел живлення напругою більше 1200 В, частотою до 20 кГц і більше і потужністю більше 5 кВт. Сучасна технологія обробки поверхні пластини в гомогенних структурах БТІЗ дозволяє зменшити її товщину до 175 мкм.

Внаслідок цього зберігається рівень пробивної напруги та зменшується кількість накопичених носіїв у відкритому стані БТІЗ, що покращує частотні властивості. Для зменшення втрат у відкритому стані та зниження залишкової напруги використовується стиснення структури БТІЗ шляхом скорочення довжини та оптимізація його внутрішньої структури. При подачі на затвор позитивного зміщення виникає провідний канал в *p*-області і між колектором та емітером починає протікати струм.

Підсилювальна властивість структури БТІЗ може бути охарактеризована коефіцієнтом прямої провідності, званим також силовою крутістю *S*. Даний параметр визначається добутком властивостей підсилювання польової та біполярної частини структури і є відносно високим порівняно з розглянутими біполярними та МДН/МОН-ключами.

Недоліком БТІЗ, який потребує уваги, є значне збільшення коефіцієнту посилення, який пов’язаний з тригерним ефектом. Ефект полягає в тому, що паразитний *n*-*p*-*n*-транзистор (у складі потужного МДН/МОН-ключа) утворює *з p*-*n*-*p* транзистором тиристорну схему з'єднання, яка може запустити регенеративний механізм ввімкнення. Цей ефект може бути корисним в розробці польових тиристорів, але для БТІЗ він призводить до катастрофічної відмови. Для його зменшення обмежують підсилювальні властивості *p*-*n*-*p*-транзистора та зменшують поздовжній опір *p*-області структури. Основними напрямками розробок поколінь БТІЗ були зменшення напруги відкритого стану та підвищення робочої частоти.

БТІЗ і МДН/МОН-транзистори мають діапазон середніх потужностей і частот, при цьому для високочастотних низьковольтних каскадів частіше використовують МДН/МОН-транзистори, а для високовольтних потужних – БТІЗ.

Одноопераційні тиристори, фототиристори та симістори

Тиристори (*Thyristors* або *SCR – Silicon Controlled Rectifier*) – напівпровідникові прилади, вмиканням яких можна керувати. Двоелектродні

самовмикаючі тиристори називаються діодними або динисторами, а трьохелектродні – тріодними або тринисторами. Останні мають анод, катод і керуючий електрод. Вони мають *p-n-p-n* структуру, яка містить три *p-n* переходи та три електроди – анод, катод та керуючий електрод. Ці прилади здатні забезпечити середній прямий струм до 2000 А при напрузі до 6000 В. В одноопераційних тиристорах відкривання відбувається подачею імпульсу позитивної напруги на керуючий електрод.

В фототиристорах (*LASCR, LTT – Light Trigger Thyristor*) для перемикання закритого стану у відкритий використовується фотоелектричний ефект за допомогою світлового сигналу, що передається світловолоконним кабелем. Цей принцип управління використовують для високовольтних пристроїв з робочою напругою понад 5 кВ.

Іншими механізмами перемикання можуть бути теплове нагрівання структури, перевищення допустимого рівня напруги в анодному колі тиристора, підвищена швидкість зміни напруги та іонізуюче випромінювання. Ці фактори слід враховувати за умови забезпечення надійної роботи тиристорних ключів.

Перевагами тиристорів є малий час комутації, невеликі падіння напруги у відкритому стані та струми витоків у закритому стані дозволяють у багатьох випадках розглядати тиристор у схемі перетворювальних пристроїв як ідеальний ключ. Недоліками тиристорів є знижена швидкодія для закривання (тобто для повного вимкнення) та неможливість керування закриванням, саме відбувається або зняттям анодної напруги, або подачею на анод негативної напруги, або шляхом зменшення струму навантаження до значень нижче струму утримування, коли переривається дія внутрішнього механізму позитивного зворотного зв'язку. Перехідний процес вимикання одноопераційного тиристора фактично визначає його граничну частоту генерації імпульсів. Основними типами пробою, який може відбуватися у зворотному зміщеному переході тиристора, є ефект змикання об'ємного заряду, лавинний та поверхневий пробій.

Симістор (*TRIAC*) – симетричний тріодний тиристор – прилад, що має п’ятишарову структуру. Його можна представити як з два ввімкнених зустрічно-паралельно тріодні тиристори. При подачі на керуючий електрод сигналу симістор відкривається і проводить струм в обох напрямках. Використовується в джерелах енергії змінного струму.

Є також двоопераційні або запірні тиристори, які вимикають по керуючому електроду (*GTO – Gate Turn-Off Thyristor*).

Модульна структура комутуючих пристроїв

У випадках застосування декількох ключових напівпровідникові приладів у складі комутуючого пристрою силової електроніки доцільно ключові прилади скомпонувати у вигляді єдиного модуля. Це значно знижує паразитні індуктивності і наводки, спрощує технологію виробництва пристрою у цілому. Модулі можуть складатися з різних приладів, які забезпечують виконання функції комутації енергії в імпульсному модуляторі. Як приклад, на рис. 2.3 наведена інформація про модулі, що використовують біполярні транзистори та біполярні транзистори з ізольованим затвором.

Інтелектуальні силові модулі

Удосконалення принципу модульного конструювання комутуючих пристроїв для силової електроніки привело до створення так званих інтелектуальних силових модулів (*IPM – Intelligent Power Modules*), які є на сьогоднішній день найвищим досягненням у технології напівпровідникової силової техніки. До вищезазначеної літератури додамо роботу [26], в якій наведено коротку, але ємну інформацію про принципи побудови та роботи інтелектуальних силових модулів.

Сучасний інтелектуальний силовий модуль містить швидкісні БТІЗ, під'єднані певним чином, або один потужний БТІЗ. А також в такому модулі існує система керування комутацією. Конфігурація з'єднань IGBT в силовому блоці може бути різною в залежності від функцій модуля і параметрів виходу. Система керування (драйвер) розробляється з урахуванням

індивідуальних особливостей керування затвором БТІЗ і функціональних характеристик модуля.

Модуль також містить схему захисту від перевантажень і схему індикації стану модуля. Схема захисту аналізує режим модуля, ідентифікує перевантаження по струму, коротке замикання в навантаженні, електричний пробій, зниження керуючого сигналу, втрату напруги живлення і температуру модуля. На основі обробки даної інформації встановлюється режим управління модулями, здійснюється електричний і тепловий захист модуля, а також індиціюється його стан.

Конструктивно модуль є багатошаровою конструкцією, в якій силові БТІЗ (кремнієві чіпи) розміщуються на алюмоксидній керамічній підкладці, яка виконує функції електричного ізолятора та передачі тепла до нижнього тепловідведення (радіатора або системи примусового охолодження). При цьому нижня сторона підкладки покрита методом напилення суцільною мідною фольгою, а верхня - являє собою друковану схему з'єднань електродів силових транзисторів, елементів схеми керування (у тому числі інтегральної схеми драйвера) та контактів для подачі ззовні керуючих сигналів і виведення сигналів індикації. Реальна амплітуда зовнішніх керуючих сигналів відповідає амплітуді сигналів для ТТЛ-логіки (~ 5 В). Мінімальні лінії схеми з'єднань дають малі значення розподілених індуктивностей, що зменшує рівень перехідних напруг.

Надійність роботи модуля оцінюють областю безпечної роботи (ОБР або SOA). Для IPM задаються два види ОБР: ОБР для короткого замикання (SCSOA) та ОБР для імпульсного режиму (SSOA). SSOA визначає обмеження на струм і напругу, що одночасно діють при відключенні модуля. Безпечним вважається режим, коли напруга живлення не перевищує певної напруги джерела живлення, а перенапруга при вимкненні не перевищує граничного значення напруги колектор-емітер. Кількість випадків короткого замикання обмежена, а час між ними має бути значно більшим за час теплової постійної кристала чіпу.

При спрацьовуванні схеми захисту вимикається силовий транзистор і сигнал несправності. Повторне ввімкнення модуля після його відключення через перевищення температури, відбудеться тільки після охолодження модуля до порога ввімкнення. Однак кристал модуля може перегрітися до того, як розігріється основа модуля та термосенсор, і захист не забезпечить відключення. У модулі використовують БТІЗ з вбудованим датчиком струму. Датчик струму розрізняє два порогові значення струму: струм перевантаження, починаючи з якого напруга на затворі знижується, що призводить до зменшення струму колектора, і формується індикація несправності, і струм короткого замикання, яким відбувається відключення. Якщо стан навантаження зберігається 5-10 мкс, напруга на затворі знижується до нуля. У сучасних інтелектуальних модулях використовується безперервний моніторинг струму БТІЗ та загального струму споживання. Процес вимикання модуля починається миттєво, але зниження напруги на затворі відбувається за певним законом зниження перехідних напруг. Для зменшення часу між моментом виявлення к.з. та моментом вимкнення використовується схема контролю струму в реальному часі. Цей пристрій працює паралельно драйверу та зменшує час обробки сигналу до 100 нс, що зменшує струм короткого замикання та рівень перенапруг майже вдвічі. Модуль може містити інтегроване обмеження (супресор) від імпульсних перенапруг. Для усунення проблем, пов'язаних з перенапругами, застосовують схеми поглинання надлишкової енергії (снабери), конденсатори які автоматично під’єднуються паралельно до силового транзистора в момент перенапруги.

Використання інтелектуальних модулів в імпульсних модуляторах суттєво спрощує їх конструювання та дозволяє легко комп'ютеризувати керування їх роботою. Деяким недоліком інтелектуальних модулів є їхня висока вартість.

2.3. Електровакуумні прилади. Сіткові електронні лампи

У розділі 2.1 були коротко представлені електровакуумні прилади, придатні для імпульсної модуляції тліючого розряду [4, 5, 12, 15-17, 20, 21], у тому числі згадані потужні електронні сіткові лампи. У цьому розділі розглянемо докладніше лише електронні лампи з сітковим керуванням електронного потоку, які є більш поширені та доступні завдяки їх широкому використанню в радіотехнічних пристроях та установках індукційного нагріву.

Конструктивно електронні лампи є вакуумними приладами з термокатодом і анодом, між якими розташовані сітчасті електроди. Термокатод емітує електрони, які рухаються до анода під дією електричного поля, що створюється в міжелектродних проміжках. У тріодах є одна керуюча сітка, в тетродах – 2 сітки (керуюча та екранна), у пентодах – 3 сітки (додана біля анода антидинатронна сітка). Управління струмом через лампу здійснюється зміною напруги на керуючій сітці. При її великій негативній напрузі лампа вимикається, так як струм через лампу не йде. Екранна та антидинатронна сітки виконують допоміжну роль.

В даний час електронні сіткові лампи малої потужності практично не використовуються у новій апаратурі – їх витіснили напівпровідникові прилади та інтегральні схеми. В апаратурі великої потужності лампи все ж таки конкурують як з напівпровідниковими приладами по максимальній напрузі, так і з газорозрядними приладами по потужності, але з останніми меншою мірою, так як потужні газорозрядні прилади мають енергетичні параметри, які недосяжні для ламп.

Потужні лампи можуть забезпечити широкі діапазони потужності, протяжностей та частот повторення імпульсів, але вони істотно поступаються за ККД, матеріалоємністю та масо-габаритним параметрам напівпровідниковим приладам, в першу чергу польовим та БТІЗ (IGBT) транзисторам й інтелектуальним силовим модулям, в діапазоні потужності до декількох кіловат, напрузі ~ 1-3 кВ та частотах до 20-50 кГц. Суттєвий

недолік електронних ламп – наявність енергоємнісного термокатоду та необхідність використання потужного трансформатора для розжарення термокатоду. Тут переваги потужних ламп полягають у жорсткій підтримці заданого керуючою сіткою режиму електричного живлення розряду при слабкій залежності від зовнішніх факторів і, відповідно, у стійкості до короткочасних перевантажень струмом та напругою; до того ж лампи жорстко і автоматично (тобто практично миттєво) обмежують струм при короткому замиканні у навантаженні. Останнє дуже важливо, тому що при роботі з великим струмом тліючого розряду в середовищі реакційних газів ***часто*** виникають пробої, іскріння та зриви у дугу. Остання властивість особливо цінна при відпрацюванні технологічних процесів, коли заздалегідь не відома поведінка тліючого розряду в нових умовах. Таким чином, електронні лампи рекомендуються для використання при високих напругах, частотах до мегагерцового діапазону і відносно коротких імпульсах – одиниці-сотні мікросекунд. У розділі 2.4 наведено їхнє порівняння з газорозрядними приладами.

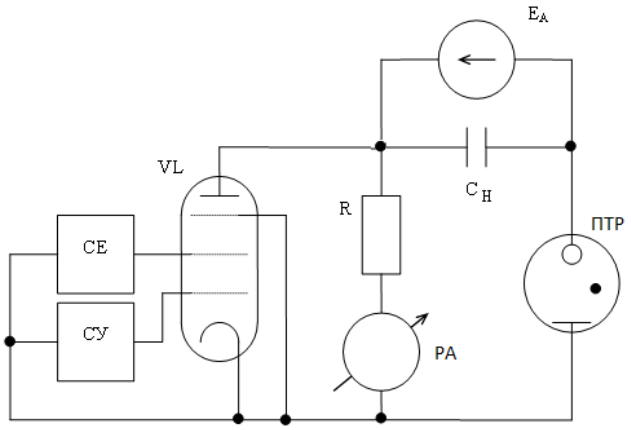
Електронні лампи в режимі класу C або D (ключовому) мають непогані характеристики і підходять для живлення імпульсних тліючих і ВЧ розрядів. Але вони, навіть у ключовому режимі, тобто в режиме “відкрито-закрито” по керуючій сітці, мають підвищене падіння напруги, яке більше за напругу на розряді, що дорівнює 300-1000 В [16]. Найменше падіння напруги досягається при роботі ламп у режимах рекуперації енергії електронного потоку на аноді та близьких до них. Найбільш ефективно ці режими реалізуються в лампах електронно-променевого типу зі сфокусованим електронним потоком [12, 17, 20, 21, 31]. У разі сіткових – потрібно вибирати лампи з максимальною допустимою потужністю розсіювання екранної сітки, у тріодів – керуючої сітки, оскільки ці сітки будуть перехоплювати великий потік електронів при зниженні потенціалу анода до потенціалу сіток або до ще меншого потенціалу при дугоутворенні або к.з. на деталі, що обробляється. Потужні лампи зазвичай призначені для роботи за

напруг > 10 кВ, тому, коли вони працюють при напрузі $\sim$ 1-2 кВ для живлення тліючого розряду, зменшується коефіцієнт використання ламп по напрузі та їх ККД. Використання ж понижуючих імпульсних трансформаторів для живлення анодного ланцюга безпосередньо від високовольтної мережі ускладнює схему модулятора та в більшості випадків недоцільно.

Недоліком ламп серії ГМ і ГУ є обмеження імпульсних струмів (до 100 А при середньому струмі 0,5-10 А) [12, 16]. Імпульсні лампи серії ГІ (ГИ) та ГМІ (ГМИ), спеціально розроблені для радіотехнічних та ВЧ застосувань, можуть забезпечувати великий імпульсний струм (до 1 кА), але їх середній струм малий (< 1 А) [12, 16], що не дозволяє отримувати високі середню потужність та продуктивність технології обробки у імпульсному тліючому розряді. Крім того, недоліком модуляторів на цих лампах є різке збільшення їх габаритів та маси з урахуванням наявності трансформатора розжарення при підвищенні імпульсної потужності і середній потужності більше 1 кВт.

На рис. 2.4 наведена, як приклад, апробована структура лампового модулятора з частковим розрядом ємнісного накопичувача, де VL – електровакуумний пентод або променевий тетрод, E_A – анодне джерело живлення, ПТР – пристрій тліючого розряду, C_H – ємнісний накопичувач, R – баластний опір підготовчого розряду, РА – міліамперметр для вимірювання струму підготовчого (сторожового) розряду, СУ – транзисторна система управління, СЕ –система живлення і захисту екранної сітки, що обмежує її струм та потужність. СЕ спрацьовує, коли анодна напруга стає меншою за напругу екранної сітки і вона перехоплює більшу частину електронного потоку. Параметри модулятора: форма імпульсу – прямокутна, полярність – негативна, $\tau = 0{,}3$-1000 мкс, $F \leq 100$ кГц. Модулятор можна перевести в режим регульованого постійного струму, тобто використовувати лампу як електронний баластний резистор. У розділі 5 описано практичну схему імпульсного модулятора на генераторних лампах ГУ-81М.

Шляхом заміни лампи можливе одержання різних за амплітудою та протяжністю імпульсних струмів; як приклад див. табл. 2.2.



VL – електровакуумний пентод або променевий тетрод, E_A – анодне джерело живлення, ПТР – пристрій тліючого розряду, C_H – ємнісний накопичувач, R – баластний опір підготовчого розряду, РА – міліамперметр для вимірювання струму підготовчого розряду, СУ – транзисторна система управління, СЕ –система живлення і захисту екранної сітки

Рис. 2.4. Схема імпульсного модулятора з джерелом живлення, ізольованого від землі.

Таблиця 2.2. Струмові характеристики деяких потужних ламп [16]

Електронна лампа	Збірка з 6-ти ГУ-81М	ГУ-39Б	ГМИ-32Б ГМИ-19Б
Максимальний імпульсний струм, А	6	15	50
Максимальний середній струм, А	6	1	0.5
Мінімальна скважність	1	10	100

Таким чином, можна зробити висновок, що побудова імпульсних модуляторів для живлення розряду на електровакуумних приладах доцільна за наявності особливих обставин. Найбільш доцільно застосовувати електронні лампи в імпульсних модуляторах при виконанні дослідно-технологічних робіт, за яких часто виникають умови, що призводять до

нестійкої чи аварійної роботи напівпровідникових чи газорозрядних ключових приладів, або при обробці з режимами іонної імплантації.

2.4. Газорозрядні прилади. Тиратроні і тасітрони

Як було зазначено в розділі 2.1, з усіх видів газорозрядних приладів тільки тиратрони та тасітрони [4, 6, 9, 13, 16, 22, 23] найбільше підходять для застосування в імпульсних модуляторах для систем обробки в тліючому розряді [27, 28].

Спочатку розглянемо питання, пов'язані з використанням в імпульсних модуляторах тиратронів. Тиратрон – це газорозрядний (плазмовий) прилад струмо-вмикаючого типу без можливості регулювання величини струму в електричному ланцюги, тобто тиратрон – чисто ключовий прилад [13, 22, 23]. Зазвичай тиратрон – це прилад тріодного типу з керуючим електродом – сіткою, його назва, як і напівпровідникових приладів – тиристорів, походить від грецького слова “тира” – двері, ворота. Таким чином, “дверима” приладу є сітка, яка керує запалюванням газового розряду між катодом та анодом, тобто вмикає (відпирає) тиратрон. В передкомутаційний період сітка екранує катодну область тиратрона (катодну камеру) від електричного поля анода з високим потенціалом відносно катода та запобігає самостійному виникненню розряду між катодом і анодом.

Подачею позитивного імпульсу на сітку ініціюють розряд між катодом та сіткою, а він у свою чергу ініціює плазмовий розряд між катодом та анодом через отвори у сітці. Таким чином тиратрон переходить у провідний режим. Але негативна сітка у тиратроні не може вимкнути струм через тиратрон, як це відбувається у вакуумних електронних сіткових лампах. Це наслідок того, що негативна сітка під час розряду оточена плазмою і оболонкою із позитивних іонів, заряд яких нейтралізує негативний потенціал сітки. Аналогічний ефект має місце у одноопераційних тиристорах. Тиратрон вимикається тільки при зніманні з нього позитивної анодної напруги чи при подачі на анод негативної напруги (тиратрон - вентильний прилад). Після

закінчення імпульсу анодного струму потрібно певний час на деіонізацію тиратрону та відновлення його електричної міцності. Цей процес також аналогічний відновленню здатності тиристорів витримувати напругу, що комутується, після проходження через них струму.

Відомі різні типи тиратронів [13, 16, 22, 23]. Але тиратрони тліючого розряду малої потужності [22, 23] вже не випускаються промисловістю, їх витіснили транзистори та інтегральні схеми. Тут мова піде про потужні силові тиратрони, а саме високовольтні імпульсні тиратрони [22, 23], які здатні працювати з великими імпульсами струму і при високій напрузі. У теперішній час тільки такі тиратрони здатні конкурувати з транзисторами і електронними лампами.

Найбільш поширені імпульсні водневі тиратрони з термоелектронним катодом та водневим наповненням [4, 6, 9, 13, 16, 22, 23]. Термокатод поставляє в розряд вільні електрони і тім самим підтримує сильнострумний розряд з низькою напругою (до сотні-півтори сотні вольт), як в дуговому розряді. Тому такий розряд називають несамостійним дуговим розрядом.

Застосування легкого водню, як робочого газу, призводить до швидкої деіонізації післярозрядної плазми в тиратроні і швидкому відновленню електричної міцності анодного проміжку, а це забезпечує стійку роботу водневих тиратронів з високою частотою повторення імпульсів, що генеруються (F складає одиниці-десятки кілогерц). Важливо й те, що іони водню слабо розпилюють катодний матеріал, що забезпечує приладам тривалий термін служби. Джерелом водню слугує гідрид титановий (Ti-H) генератор, що виділяє його при нагріванні, але знову поглинає при охолодженні. Характеристики такого генератора здатні забезпечити сталість тиску водню протягом терміну служби тиратронів тривалістю тисячі та більше 10 тисяч годин. Є також тиратрони з дейтерієвим (на підвищену середню потужність) та гелієвим (на підвищену напругу) наповненням, проте вони мають високу вартість і мало придатні для технологічної апаратури широкого застосування.

Імпульсні водневі тиратрони успішно працюють у схемах потужних і надпотужних модуляторів радіолокаційних та гідролокаційних станцій, генераторів ударного збудження надпотужних імпульсів для радіотехніки, індукційного нагріву та в іншій імпульсній технологічній апаратурі, в системах живлення та оптичного накачування потужних лазерів та прискорювачів заряджених частинок, тобто там, де має місце велике імпульсне навантаження, але відносно малі середні значення струму анода. Тривалість генерованих імпульсів порядку 0,15-100 мкс, робоча напруга –від десятків до сотень кіловольт. Потужність імпульсів, що генеруються, знаходиться в мегаватному і гігаватному діапазонах.

У табл. 2.3 наведено параметри серійних тиратронів з термоелектронним катодом, де U_a – робоча напруга, I_p – амплітуда імпульсного струму, I_a – середній анодний струм, τ – тривалість імпульсів.

Таблиця 2.3. Параметри тиратронів [13, 16]

Параметр	ТГИ1(2)-260/12	ТГИ1-400/3,5	ТГИ1-500/16	ТГИ1 -1000/25
U_a, кВ	12	3,5	16	25
I_p, А	260	400	500	1000
I_a, А	0.4	0.3	0,5	1
τ, мкс	0.2-50	0.2-20	0.5-10	0.3-50
*F, кГц	4,5	0,25	50	50
**ΔU, В	100	150	250	150
***P_h, Вт	80	100	120	160
Габарити, мм	∅90х285	∅85х280	∅70х138	∅150х150

* F – максимальна частота при пониженому I_p,
** ΔU – падіння напруги під час розряду (провідного стану),
*** P_h – сумарна потужність для нагріву термокатоду, Ті-Н генератора водню і гетера

З таблиці видно, що до недоліків тиратронів слід віднести витрати потужності на підігрів термоелектронного катоду та ускладнення апаратури через необхідність використання джерел живлення підігрівача.

Відомі конструкції силових високовольтних імпульсних тиратронів з холодним вторинним іонно-електронно-емісійним катодом на базі

надщільних розрядів тліючого типу з порожнистим холодним катодом або зі схрещеними електричним та магнітним полями (на базі так званих магнетронних розрядів) [6, 9, 29]. У світовій літературі ці прилади звуть псевдоспарками. Проте подібні тиратрони застосовуються лише у спеціальній апаратурі, де важливим параметром є швидкий запуск апаратури, бо не потрібен час на тривалий розігрів катода та приведення тиратрону до робочого стану. Недоліком тиратронів з холодним катодом є більш високе падіння напруги (ΔU) на них у провідному стані (сотні вольт і навіть близько 1 кВ) порівняно з малим значенням ΔU = 100-150 В у тиратронів на несамостійному дуговому розряді з термоелектронним катодом.

Тиратронні імпульсні модулятори використовують ємнісні (конденсаторні) накопичувачі енергії, але розряд на навантаження найпростіших конфігурацій таких накопичувачів призводить до генерації імпульсів експонентної форми, що не завжди оптимально для технології обробок типу азотування. Для отримання імпульсів близьких до прямокутної форми застосовують накопичувачі у вигляді штучних довгих ліній, що складаються з індуктивностей та конденсаторів (L-C ланцюжків). Це не лише ускладнює конструкцію імпульсних модуляторів, а й вимагає узгодження хвильового опору лінії з опором навантаження. Але який опір газового розряду – це питання, яке потребує розв'язання. За неправильного узгодження порушується стійка робота тиратронів. У цьому відношенні вигідніше застосовувати тасітрони, які здатні генерувати прямокутні імпульси з простими конденсаторними накопичувачами енергії.

Розглянемо питання застосування тасітронів у імпульсних джерелах живлення тліючого розряду з урахуванням їх ефективності. Відомо, що тасітрон є газорозрядним ключовим приладом тріодної (рідше тетродний) конструкції низького тиску, схожим на водневий тиратрон, але він здатний, як електровакуумна лампа, переривати струм на анод після подачі негативної напруги на керуючу сітку особливої конструкції [9, 22, 23, 27, 28, 30]. Ефект переривання струму, тобто заборона на прохід плазмових електронів із

катодної камери на анод через керуючу сітку, пояснюється тим, що отвори сітки завдяки їхньому малому розміру перекриваються шарами просторового заряду іонів розрядної плазми, які завжди утворюється біля негативного електрода, що контактує з плазмою. Відповідно, потенціал простору всередині отворів буде меншим за потенціал плазми в катодній камері і самого катода, і електричне поле всередині отворів буде відбивати плазмові електрони в катодну камеру, не пропускаючи їх на анод. Це нагадує вплив на електрони негативної сітки в електровакуумному тріоді. У тиратронах сітка має отвори, розмір яких більше подвоєної товщини шару просторового заряду іонів, і плазма катодної камери буде з'єднуватися з плазмою в анодній камері, утворюючи плазмовий канал для проходження електронів з катодної плазми на анод навіть при подачі негативної напруги на сітку. Простіше кажучи, в тиратронах після його ввімкнення вся поверхня сітки повністю оточена шаром чи оболонкою просторового заряду плазмових іонів, і її здатність керувати розрядом нейтралізована.

Як і в тиратронах, в тасітронах робочим газом слугує водень, оскільки його іони мають малу масу і високу рухливість і швидко рекомбінують на поверхнях електродів після закінчення імпульсу розрядного струму. Джерелом водню є Ті-Н генератор, здатний виділяти вільний водень при нагріванні за рахунок розкладання гідриду титану. Тиск водню вибирається близько 10 Па, при якому може існувати сильнострумний розряд зі струмом в сотні ампер і в той же час тасітрон швидко, за час порядку 1 мкс, деіонізується в післярозрядний період в отворах керуючої сітки та анодної камери, Це дозволяє генерувати імпульси струму з частотою до сотень кілогерц.

Характеристики тасітронів з термоелектронним і холодним катодом [9] наведені в табл. 2.4. Тасітроном з холодним катодом є прилад ТХУ-0,2к/25 (див. правий стовпець). Інші прилади використовують термоелектронний (термоемісійний) катод.

Таблиця 2.4. Параметри тасітронів [9]

Параметр	ТГУ1-27/7	ТГУ1-5/12	ТГУ2-1000/25	ТХУ-0,2к/25
U_a, кВ	7	12	25	25
I_p, А	27	5***	1000	200
I_a, А	0,2	1,3	2	1
τ, мкс	0,1-100	0,1-100	0,1-100	0,1-1000
F, кГц	30	300	100	15
ΔU*, В	120	100	150	500
P**$_h$, Вт	190	180	200	16
Габарити, мм	∅95х122	∅65х168	∅130х205	∅150х150

* ΔU – падіння напруги під час розряду (провідного стану),
** P_h – сумарна потужність для нагріву термокатоду, Ті-Н генератора водню і гетера,
*** I_p може бути до 100 А при малій тривалості імпульсів

Як видно, тасітрони є приладами, здатними витримувати високу анодну напругу U_a в непровідний період, як і потужні вакуумні електронні лампи. Комутований ними імпульсний струм I_p набагато більший, ніж у вакуумних ламп порівнянних розмірів, але менше, ніж у тиратронів. Середній струм I_a тасітронів і тривалість імпульсів струму τ, що генеруються, приблизно такого ж порядку, як у вакуумних електронних ламп і водневих тиратронів. Частота повторення імпульсів F тасітронів завдяки вимикаючій дії сітки та малому часу деіонізації може становити десятки-сотні кілогерц, що більше, ніж для тиратронів.

Тасітрони ТГУ1-27/7, ТГУ1-5/12, ТГУ2-1000/25, які мають термокатод, використовують так званий несамостійний дуговий розряд, що підтримується термоелектронною емісією катода з підігрівом. Завдяки цьому падіння напруги ΔU на цих тасітронах під час розряду 100-150 В. Воно набагато менше, ніж у потужних електронних ламп і дещо більше, ніж у водневих тиратронів.

Тасітрон з холодним катодом ТХУ-0,2к/25 використовує розряд у схрещених електричному та магнітному полях. Такий розряд називають магнетронним з холодним катодом. В англомовній літературі подібні прилади називають кросатронами (від *crossed fields devices*) [7]. Американські кросатрони мають параметри близькі до тасітрону ТХУ-0,2к/25. Тасітрон ТХУ-0,2к/25 має відносно високе падіння напруги ΔU під час провідного стану, порівнянну з напругою аномального тліючого розряду в технологічній апаратурі та найменшу енергоефективність, тому для імпульсного живлення тліючого розряду найбільше підходять тасітрони з термокатодом (вони позначаються як ТГУ).

Враховуючи дані табл. 2.4 та типову вольт-амперну характеристику аномального тліючого розряду, можна оцінити максимальну середню потужність імпульсного живлення тліючого розряду P_a, отриману з одним тасітроном в джерелі живлення, а також енергетичну ефективність η тасітронів при їх використанні для живлення тліючого розряду.

Параметр η визначається як

$$\eta = \frac{I_a U_{gd}}{I_a U_{gd} + I_a \Delta U + P_h}.$$

де U_{gd} – падіння напруги на аномальному тліючому розряді.

Розраховані максимальні значення $P_a = I_a U_{gd}$ і енергоефективність η для трьох тасітронів наведені в табл. 2.5 для I_p = 27 А і U_{gd} = 600 В.

Таблиця 2.5. Максимальна середня потужність імпульсного живлення тліючого розряду та енергетична ефективність η тасітронів

Тип тасітрону	ТГУ1-27/7		ТГУ1-5/12		ТГУ2-1000/25	
I_a, А	P_a, Вт	η	P_a, Вт	η	P_a, Вт	η
0,2	120	0,36				
1,3			780	0,72		
2					1200	0,75
I_p = 27 А; U_{gd} = 600 В						

Розрахункові значення максимальної імпульсної потужності $P_p = I_p U_{gd}$ та середньої потужності P_a, отримані з одним тасітроном в джерелі живлення, а також η для тасітрону ТГУ2-1000/25 для різних значень I_p та U_{gd} показано в табл. 2.6 для середнього струму 2 А.

Таблиця 2.6. Максимальна імпульсна потужність P_p та середня потужність P_a імпульсного живлення тліючого розряду та енергоефективності η тасітрону ТГУ2-1000/25

I_p, А	U_{gd}, В	P_p, МВт	P_a, кВт	η
≤ 100	600	≤ 0,06	≤ 1,2	0,75
1000	1000	1,0	2,0	0,83
2000	1500	3,0	3,0	0,88
I_a = 2 А, $I_a \Delta U + P_h$ = 400 Вт				

Як бачимо, один тасітрон здатний забезпечити середню потужність імпульсного живлення тліючого розряду в діапазоні 0,1-3,0 кВт і імпульсну потужність до 3,0 МВт при амплітуді струму в діапазоні 1-2000 А. Енергоефективність тасітронів досягає майже 0,8-0,9 і зростає зі збільшенням середнього струму та амплітуди імпульсу. Це можна пояснити тим, що значення параметрів тасітрону ΔU і P_h практично не залежать від I_a і I_p, але падіння напруги на тліючому розряді U_{gd} зростає з I_p. Варто зазначити, що аналогічні висновки можна зробити і щодо інших типів газорозрядних вимикачів, оскільки вони також мають практично постійні ΔU і P_h.

Оцінка вигоди, отриманого з тасітронами в порівнянні з різними газорозрядними ключовими приладами, показує наступне.

Тиратроні та тасітроні з термокатодами при однакових анодних напругах та розмірах мають близькі значення I_a, I_p, коефіцієнта заповнення імпульсів (коефіцієнта навантаження) D, τ та η, але при цьому тасітрони мають дуже короткий час післярозрядного відновлення і здатні переривати

струм як вакуумні електронні лампи. В результаті тасітрони працюють на частоті до 300 кГц. Максимальна частота імпульсів для тиратронів становить близько 10 кГц, і їм потрібна складна система формування прямокутних імпульсів. Тасітрони працюють з найпростішим конденсаторним накопичувачем енергії і, крім того, вони здатні працювати з індуктивним накопичувачем енергії.

Псевдоіскрові розрядники тліючого розряду (псевдоспарки) та інші тиратрони з холодним катодом не мають переваг перед тасітроном в системах, що розглядаються.

Ігнітронні розрядники з рідким ртутним катодом та їх аналоги з твердотільним катодом [9] працюють лише на низьких частотах (НЧ) ≤ 100 Гц і мають $I_a \sim$ 2-10 А. Отже, з урахуванням типових значень U_{gd}, значення P_a близько кількох кіловат можна отримати для за допомогою одного ігнітрона, але ці прилади здатні замкнути максимальний струм до 100-300 кА та комутувати великий електричний заряд до 200 Кл. Тому їх можна використовувати в НЧ системах з дуже високою амплітудою імпульсного струму, що є головною їх перевагою. Але в даний час спостерігається тенденція заміни ігнітронів силовими напівпровідниками.

Таким чином, можна зробити висновок, що тасітрони є найбільш доцільними комутаційними пристроями з усіх газорозрядних ключових приладів для систем джерел живлення тліючого розряду.

Основними конкурентами тасітронів є силові транзистори. Обидва типи пристроїв є швидкими електронними ключовими приладами і можуть виконувати однакові функції замикання та розмикання ланцюга живлення тліючого розряду. Транзистори є кращими, ніж інші напівпровідникові перемикачі, оскільки вони є повністю керовані пристрої. У системах імпульсного живлення тліючого розряду можуть використовуватися різні види транзисторів, а саме біполярні транзистори, польові транзистори та біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ). БТІЗ є більш доцільними, оскільки вони мають переваги біполярних транзисторів – низьке

падіння напруги (кілька вольт) у стані провідності та польових транзисторів – мала потужність керування.

Сучасні високовольтні і сильнострумні транзистори придатні для використання з імпульсними системами живлення тліючого розряду, оскільки вони можуть комутувати імпульсні струми амплітудою до сотень ампер з напругою до 1-2 кВ. Наприклад, транзистори БТІЗ (*IGBT*) типу BUP314 можуть комутувати струм 52 А з напругою до 1,2 кВ (CD-ROM “Siemens. Semiconductor. Technical Product Information. Edition 8). Крім того, ці транзистори, як правило, мають великий середній струм, який може бути близький до амплітуди імпульсного струму, тобто десятки і навіть сотні ампер. Тому транзистори, швидше за все, обмежують I_p імпульсного живлення тліючого розряду, але не I_a. У випадку з тасітроном можна було побачити протилежну ситуацію.

Можна сказати, основною перевагою тасітронів над транзисторами є їх стійкість до стрибків струму і напруги, які супроводжують перехідні процесі виникнення і гасіння дуги в системі імпульсного живлення тліючого розряду. Такі явища часто мають місце під час розряду з окисленням катодної поверхні в реактивних газах. Стійкість тасітронів дозволяє значно спростити електричну схему імпульсної системи живлення та виключити великі струмообмежувальні (баластні) резистори, що має підвищити загальну енергоефективність всієї системи живлення.

Можливо, деяким недоліком тасітронів є більш висока напруга керування, ніж у транзисторів (сотня вольт проти десятків), але потужності керування обох типів приладів близькі. Частотно-часові параметри тасітронів і транзисторів практично однакові.

Враховуючи все сказане, можна зробити висновок, що переважною сферою застосування тасітронів для системи імпульсного живлення тліючого розряду є генерація імпульсів струму амплітудою кілька десятків ампер і більше з середньою потужністю імпульсного живлення тліючого розряду близько 1-2 кВт. Хороші частотні властивості тасітронів дозволяють

реалізувати імпульсно-пакетний режим. У цьому випадку тривалість імпульсу в пакетах буде малою і зриві тліючого розряду в дугу матимуть малу ймовірність. Якщо ж тривалість непакетованих імпульсорів буде дорівнювати сумі тривалості пакетованих імпульсів, ймовірність переходів розжарення в дугу буде істотно вищою. Частота пакетованих імпульсів у пакеті може досягати 100 кГц і більше. Кількість імпульсів у пакетах і частота повторення пакетів буде визначатися необхідною середньою потужністю системи імпульсного живлення тліючого розряду.

Таким чином, тасітрони є найбільш підходящими з усіх газорозрядних ключових приладів для використання в технології обробки у тліючому розряді. Основними конкурентами тасітронів є силові транзистори, але тасітрони більш стійкі до надструмів і перенапруг, ніж транзистори. Один тасітрон здатний забезпечити розрядний струм системи обробки амплітудою до ста ампер і більше при середній силі струму до 1-2 А, середньої потужності близько 1-2 кВт і тривалості імпульсу 10-100 мкс. Енергоефективність таситронів в джерелі живлення системи обробки у тліючому розряді може досягати 70-90 %.

3. ІМПУЛЬСНІ МОДУЛЯТОРИ НА НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДАХ

3.1. Транзисторні модулятори

Технологічні транзисторні імпульсні модулятори можуть бути побудовані на різних принципах і схемах накопичення та комутації енергії у тліючий розряд, які описані в розділі 1.2. Найбільш широкий діапазон параметрів і простота регулювання забезпечується застосуванням у модуляторах ємнісного накопичувача і в якості ключового приладу – біполярних транзисторів з ізольованим затвором (*IGBT*) або потужних польових транзисторів (*MOSFET*). Ці транзистори здатні комутувати струми до кількох сотень ампер при тривалості імпульсів близько декількох мікросекунд і більше. Також перспективною є побудова модуляторів на транзисторних модулях, у тому числі на інтелектуальних силових модулях (див. розділ 2.2). Транзистори мають малу потужність керування та хороші частотні властивості. Оскільки падіння напруги на транзисторах у провідному стані становить лише декілька вольт, що істотно менше за аналогічний параметр для електровакуумних та газорозрядних приладів, потужні транзистори можна вважати практично ідеальним ключовим приладом для імпульсного живлення тліючого розряду, і вони часто використовуються для цього [1-9]. Важливо й те, що сучасні транзистори дозволяють генерувати імпульси з амплітудою порядку 1 кВ, а в окремих випадках до 2 кВ, якої достатньо для живлення тліючого розряду без використання підвищуючого трансформатора на виході модулятора.

Тут розглядатимемо додатково до розділу 1.2 імпульсні модулятори з конденсаторним (ємнісним) накопичувачем енергії, які найбільш поширені.

Структурна схема транзисторного імпульсного модулятора

У загальному вигляді електрична схема модулятора представлена на рис. 1.2*в*, а більш детальна структурна поблочна схема наведена на рис. 3.1.

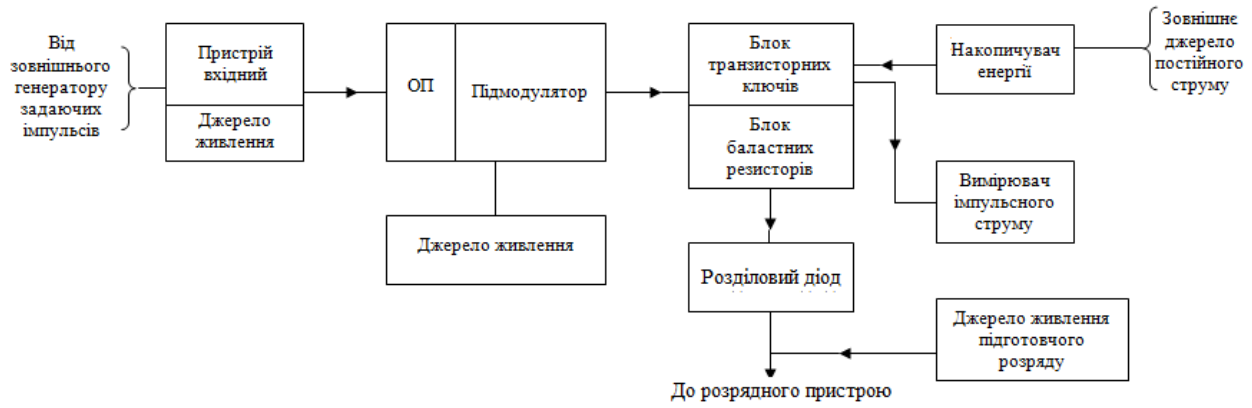


Рис. 3.1. Структурна схема транзисторного імпульсного модулятора для живлення тліючого розряду (ОП – оптронний пристрій, оптопара)

Принцип дії імпульсного модулятора полягає у наступному. Керуючі імпульси від зовнішнього генератора задаючих імпульсів прямокутної форми подаються на “Пристрій вхідний”, який підсилює та формує імпульси, що подаються далі на оптронний пристрій “ОП” блоку “Підмодулятор". Живлення ланцюгів цього блоку здійснюється від блоку "Джерела живлення". Оптрон (на оптопарі “світлодіод-фотодіод”) необхідний для гальванічної розв'язки блоку "Підмодулятор" та інших блоків від корпусу (загальної шини) установки, у складі якої працює модулятор.

Зовнішній задаючий генератор задає частоту повторення і тривалість вихідних імпульсів підмодулятора і далі вихідних імпульсів модулятора.

"Підмодулятор" керує роботою силових транзисторних ключів, які ввімкнені між накопичувачем енергії та навантаженням – розрядним пристроїм. "Накопичувач енергії" являє собою конденсаторну батарею, що заряджається від зовнішнього джерела живлення постійного струму.

"Підмодулятор" складається з наступних функціональних вузлів: підсилювача сигналу оптопари ОП, генератора імпульсів і підсилювача потужності для керування силовими транзисторами у блоці транзисторних ключів, схеми аналізу перенавантаження на виході і схеми підрахунку кількості (частоти) перенавантажень. Сигнали з виходу підсилювача потужності поступають на керуючі електроди силових транзисторів.

Схема аналізу перенавантаження на виході представляє собою компаратор, що порівнює струм навантаження модулятора з опорним значенням. У разі відсутності перевантаження по вихідного струму модулятора схема керування забезпечує проходження сигналу з виходу підсилювача сигналу оптопари на вхід підсилювача потужності. У разі багаторазових перенавантажень (зривів у дугу), а частота допустимих перенавантажень задається, припиняється подача керуючих сигналів на вхід підсилювача потужності. При цьому силові транзистори не вмикаються та припиняється подача струму до розрядного пристрою. Також можливе вимикання силових транзисторів прямо під час генерації імпульсу розрядного струму для активного припинення дуги. Баластові активні або індуктивні резистори обмежують максимальний струм через транзистори і розподіляють струм між ними, якщо використовується кілька паралельно з'єднаних транзисторів. Для захисту транзисторів від перенапружень, до яких транзистори дуже чутливі, вводять різні захисні елементи до складу блоку транзисторних ключів Це можуть бути резистивно-конденсаторні ланцюжки (снабери) і зворотні діоди, що під’єднуються паралельно транзисторним ключам та індуктивним резисторам, а також варистори та інші елементи.

Для стабілізації виникнення (ініціації) імпульсного потужного тліючого розряду у розрядному пристрою вмикається блок “Джерело живлення підготовчого розряду”. Цей блок виробляє імпульси або негативну напругу постійного струму, яка подається на розрядний пристрій через свій баластний резистор. Для розв'язки силової частини модулятора та джерела підготовчого розряду послідовно з транзисторними ключами під'єднаний імпульсний розділовий діод. Струм підготовчого розряду складає 30-50 мА.

До складу модулятора зазвичай вводять прилади для індикації струму та напруги силового джерела живлення, а також вимірювачі амплітуди імпульсного струму тліючого розряду. У лабораторних умовах використовують осцилограф для спостереження за поведінкою розряду.

Стабілізація імпульсного режиму живлення тліючого розряду здійснюється за допомогою системи зворотного зв'язку з силовим джерелом живлення, яке заряджає конденсаторний накопичувач енергії. Стабілізація виконується або в режимі стабільного середнього струму модулятора, або в режимі стабільної середньої вихідної потужності модулятора. У розрядних системах із незалежним генератором плазми імпульсний модулятор використовується для подачі на об'єкт негативного потенціалу щодо плазми. У цьому випадку силове джерело живлення доцільно використовувати у режимі стабілізації вихідної напруги модулятора.

Транзисторний імпульсний модулятор для установки Z550M

На рис. 3.2 представлена, як приклад, спрощена електрична схема транзисторного імпульсного модулятора для живлення тліючого розряду, який був розроблений для використання в модернізованій промисловій установці Z550M для іонного розпилення у магнетронному тліючому розряді. На рис. 3.3 показаний зовнішній вигляд цього модулятора.

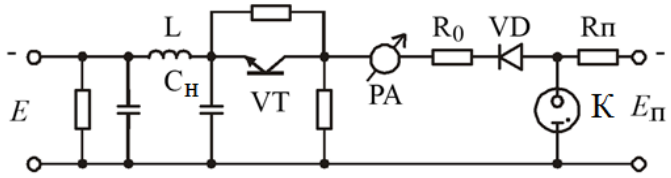


Рис. 3.2. Спрощена електрична схема імпульсного модулятора для живлення тліючого розряду (К– вакуумна камера з розрядним пристроєм)

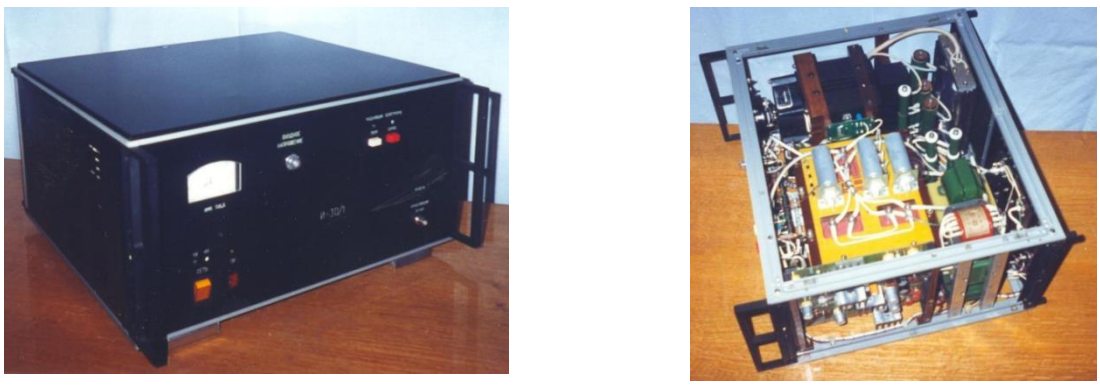


Рис. 3.3. Зовнішній вигляд імпульсного модулятора для установки Z550M (справа – зовнішні панелі зняті)

Як джерело живлення, що заряджає конденсаторний накопичувач енергії, був застосований штатний керований трифазний мостовий випрямляч SSV-3.5 на E = 600 В, який містить тиристорні ключі змінного струму в ланцюзі первинної обмотки підвищуючого трансформатора. Транзисторний модулятор, був введений в розрив силового кабелю, що живить розряд. На схемі на рис. 3.2: L - зарядний дросель, $C_Н$ - конденсаторний накопичувач енергії (300 мкФ), VT – транзисторний ключ та, VD - розділовий діод, R_0 - баластний резистор для силового розряду, $R_П$ і $E_П$ - баластний резистор і джерело живлення для підготовчого розряду. В якості ключа VT використані чотири паралельно ввімкнених IGBT-транзистора типу BUP314. До керуючих електродів транзисторів був під'єднаний підмодулятор з зовнішнім генератором (див. рис. 3.1). Для обмеження струму короткого замикання послідовно з транзисторами ввімкнено безіндуктивний резистор R_0 = 6 Ом. Величина напруги $E_П$ = 1,5 кВ. Підготовчий розряд зі струмом до 30 мА усував статистичне запізнення виникнення сильнострумового потужного тліючого розряду.

Управління тиристорами здійснювалося за допомогою комп'ютера і системи регулювання, що забезпечували підтримку на виході випрямляча SSV-3.5 значення заданої вихідної потужності, яка споживає тліючий розряд. Отже, він працював в режимі постійної середньої потужності. На екрані монітора установки відображались споживана потужність, вихідна напруга і струм навантаження. Для вимірювання амплітуди імпульсів розрядного струму був використаний імпульсний амперметр РА (див. рис. 3.2) на базі пікового детектора, під'єднаного до вимірювального шунту. На вході детектора був ввімкнутий інтегруючий ланцюг для зниження впливу індуктивних перешкод. Для реєстрації струму і напруги розряду також застосовувався осцилограф з дільниками напруги.

Оскільки джерело постійної напруги E працювало в режимі постійної потужності, регулювати струмові параметри імпульсного режиму можна було шляхом установлення через комп'ютер середньої потужності $P_с$ і зміни

скважності імпульсів задаючого генератору Q, тобто співвідношення їх періоду повторення T до тривалості τ ($Q = T/\tau$). При цьому комп'ютер сам встановлював таку величину вихідної напруги джерела E, щоб середня споживана потужність $P_c = EI_c$ дорівнювала заданому значенню, тут I_c - середній струм тліючого розряду. При живленні розряду постійним струмом похибка останньої рівності становила близько 1 %.

Оскільки напруги $E = 600$ В може бути недостатньо для підтримки потужного розряду, передбачено під'єднання послідовно до штатного джерела живлення SSV-3.5 вольтодобавки постійного струму на 300 В. У табл. 3.1 наведено основні технічні параметри імпульсного модулятора

Таблиця 3.1. Основні технічні параметри імпульсного модулятора для установки Z550M

Вихідна негативна напруга джерела живлення постійного струму, що подається на вхід модулятора, не більше	1200 В
Максимальний постійний струм джерела живлення	3 А
Максимальний імпульсний струм навантаження	30 А
Мінімальна тривалість імпульсів струму навантаження	20 мкс
Максимальна тривалість імпульсів струму навантаження	2 мс
Форма імпульсів струму навантаження	прямокутна
Полярність імпульсів струму навантаження	негативна
Амплітуда позитивних імпульсів керуючого сигналу, що подається на вхід модулятора від зовнішнього генератора імпульсів	3-5 В
Напруга живлення внутрішніх ланцюгів модулятора	~ 220 ± 22 В, 50 Гц
Габарити модулятора	250×480×490 мм

Інші варіанти схем транзисторних модуляторів

Вище було розглянуто транзисторний імпульсний модулятор, в якому силове живлення здійснювалося від випрямляча з тиристорним регулятором трифазної напруги, що подається на первинні обмотки підвищуючого силового трансформатора. Управління тиристорами для встановлення та

стабілізації середньої потужності розряду здійснювалося з допомогою комп'ютера. У роботах [9,10] описані інші системи силового живлення транзисторного модулятора, а саме за схемою з проміжним імпульсним перетворенням споживаної від трифазної мережі енергії.

У модуляторі [10] на імпульсно-генеруючу частину на базі IGBT транзистора подають напругу живлення потужністю до 10 кВт через імпульсний регулятор-стабілізатор напруги також на базі IGBT транзистора. Регулятор-стабілізатор виконано за відомою схемою "чоппера" (*chopper*); він забезпечує керований заряд накопичувача енергії, що являє собою конденсатор ємністю 3000 мкФ. Напруга мережі подається на вхід регулятора-стабілізатора через випрямляч і ємнісний згладжуючий фільтр. Від цього фільтра заряджається конденсатор-накопичувач енергії модулятора. Завдяки використанню індуктивності в ланцюзі заряду накопичувального конденсатора та коливальному характеру процесу заряду напруга на конденсаторі досягає 1 кВ при лінійній напрузі мережі 380 В.

Імпульсно-генеруюча частина модулятора [10] виконана за схемою, аналогічній, що приведена на рис. 3.2, але навантаженій на імпульсний підвищуючий трансформатор для отримання амплітуди імпульсів до 20 кВ при струмі навантаження 10 А та струмі через ключовий IGBT транзистора 200 А. Тривалість генерованих імпульсів становить 10-50 мкс за частоти повторення імпульсів 0,5-10 кГц. Для захисту транзистора від перенапруг і стартових перевантажень до складу імпульсно-генеруючої частини блоків включають захисні елементи, зокрема шунтувальні діоди, снабер і баластні резистивний та індуктивний елементи.

У модуляторі [9] джерело живлення під’єднується до трифазної мережі через блок вхідних контакторів, що подають напругу на мостовий випрямляч. Блок вхідних контакторів забезпечує також плавну зарядку ємності вихідного фільтра трифазного мостового випрямляча. Випрямлена напруга надходить на резонансний мостовий перетворювач, вихід якого з'єднаний з

високочастотним підвищуючим трансформатором, що забезпечує гальванічну розв'язку виходу джерела живлення від мережі.

Мостовий перетворювач зібраний за схемою послідовного резонансного інвертора з резонансною частотою 90 кГц. Як ключові елементи використовуються IGBT транзистори G4PF50WD. Особливістю процесів, які протікають у такій схемі, є те, що кожен такт відмикання транзисторів, включених у міст по діагоналі, супроводжується формуванням двох напівхвиль струму навантаження. Перша напівхвиля обумовлюється коливальним характером процесу перезарядження конденсатора від джерела живлення через відкриті транзистори, друга – процесом зворотної перезарядки. конденсатора через зворотні діоди транзисторів Для реалізації режиму переривчастого струму інвертора виконано співвідношення частот $f_0 > 2f$, де f_0 – власна резонансна частота вихідний кола інвертора, f – вихідна частота інвертора.

Потужність, що передається у навантаження, визначається частотою повторення імпульсів в інверторі. Перевагою способу частотного регулювання є відсутність необхідності в додатковому блоці регулювання напруги перед інвертором. До недоліків схеми слід зарахувати необхідність встановлення досить великої фільтруючої ємності у вихідному високочастотному випрямлячі. Вторинна обмотка трансформатора, що стоїть на виході інвертора, з'єднана з високочастотним випрямлячем вихідної напруги інвертора. Вихідний ключ (базовий ключовий прилад модулятора) комутує на навантаження в постійному або частотному режимі випрямлену та фільтровану високочастотну напругу інвертора, що є напругою конденсаторів накопичувача енергії, а також виконує функцію дугогасіння.

Плата управління формує сигнали, необхідні для перетворювачів: частотно модульовані сигнали для ключів інвертора, сигнали керування вихідним транзистором та контакторами. Ці сигнали через оптичну розв'язку надходять до драйверів транзисторів. Плата управління також приймає та перетворює сигнали зворотного зв'язку для здійснення стабілізації за

напругою, струмом або потужністю, крім того, на плату надходить сигнал захисту з драйвера вихідного ключа, що запускає процес придушення дуги.

Як ключовий прилад, що комутує батарею конденсаторів-накопичувачів енергії на навантаження, використовується польовий MOSFET транзистор CMF20120D. Цей транзистор побудований на карбіді кремнію і має робочу напругу до 1200 В. Запас по напрузі дозволяє створювати різні модифікації джерела, базуючись на вже наявному вихідному ключі. У разі потреби збільшення вихідної напруги зміни силової схеми торкнуться лише високочастотного трансформатора інвертору. Вибір польового транзистора також зумовлений низькими втратами під час перемикання. У табл. 3.2 наведено параметри одного з імпульсних модуляторів подібного типу.

Таблиця 3.3. Параметри імпульсного модулятора APEL-N-24PDC-2000 [11]

Параметр	Низьковольтний режим	Високовольтний режим
Напруга, В	100-1000	200-2000
Струм, А	0,4-44	0,2-22
Середня потужність, кВт	до 24	до 24
Максимальна амплітуда імпульсу струму, А	64	32
Частота повторення імпульсів, кГц	1-100	
Коефіцієнт заповнення (*duty cycle*)	0,1-0.8	
Режим стабілізації	Напруга, струм, потужність	

У роботах [12,13] описані надвисоковольтні транзисторні модулятори, схема імпульсно-генеруючої частини яких виконана на IGBT-транзисторах, аналогічна схемі, представленої на рис. 3.2, але зазначені частини виконані у вигляді окремих блоків, з'єднаних послідовно, як на рис. 3.4.

У модуляторі [12] силове живлення всіх імпульсно-генеруючих блоків здійснюється через звичайний резонансний інвертор, аналогічний описаному вище з роботи [9], та багатообмотковий силовий трансформатор.

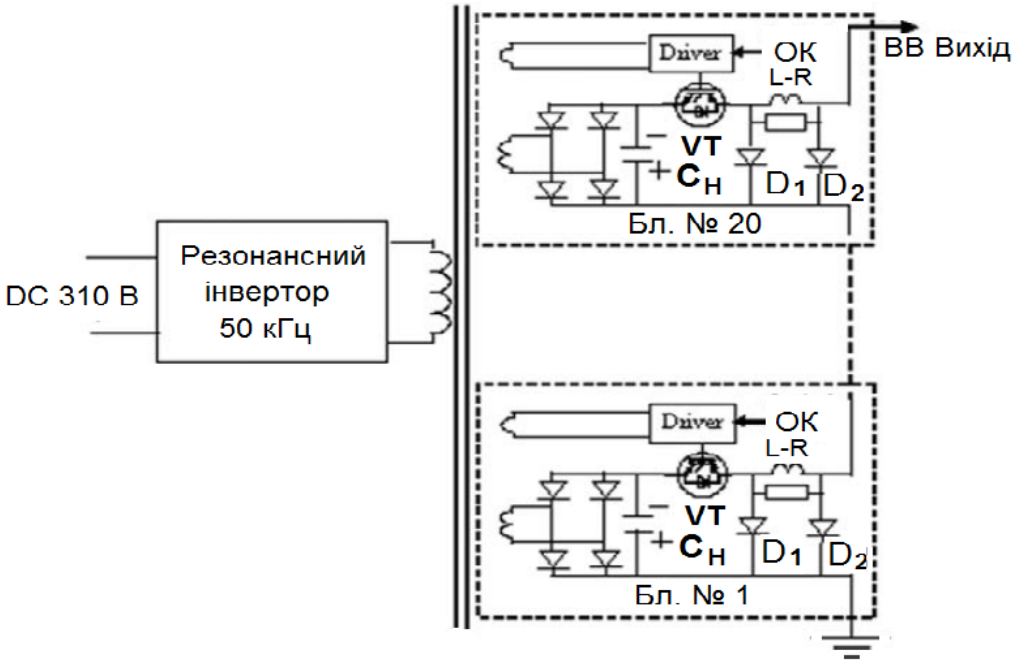


Рис. 3.4. Електрична схема надвисоковольтного транзисторного модулятора для плазмової іонної імплантації. ОК – оптичний кабель для подачі імпульсів керування. Адаптовано з [12]

У модуляторі [13] такий самий трансформатор живиться від потужного мотор-генератора. Перевагою такого підходу є те, що часові та частотні параметри вихідних імпульсів модулятора визначаються характеристиками імпульсно-генеруючих блоків і не залежать від характеристик системи силового живлення (тобто системи заряду накопичувача енергії).

Випрямлячі з конденсаторами-фільтрами-накопичувачами енергії C_H подають напругу близько 1 кВ на IGBT транзистори VT (див. рис. 3.4). Відповідно, амплітуда імпульсів на виході всього модулятора дорівнює сумі напруги на виходах імпульсно-генеруючих блоків. Так, схема на рис. 3.4 з 20-ма блоками забезпечує отримання амплітуди 20 кВ при використанні відносно низьковольтних транзисторів та інших компонентів. Останнє знижує вартість модуляторів.

У табл. 3.4 наведено параметри модулятора за схемою, як на рис. 3.4, генеруючого пакетовані та непакетовані імпульси.

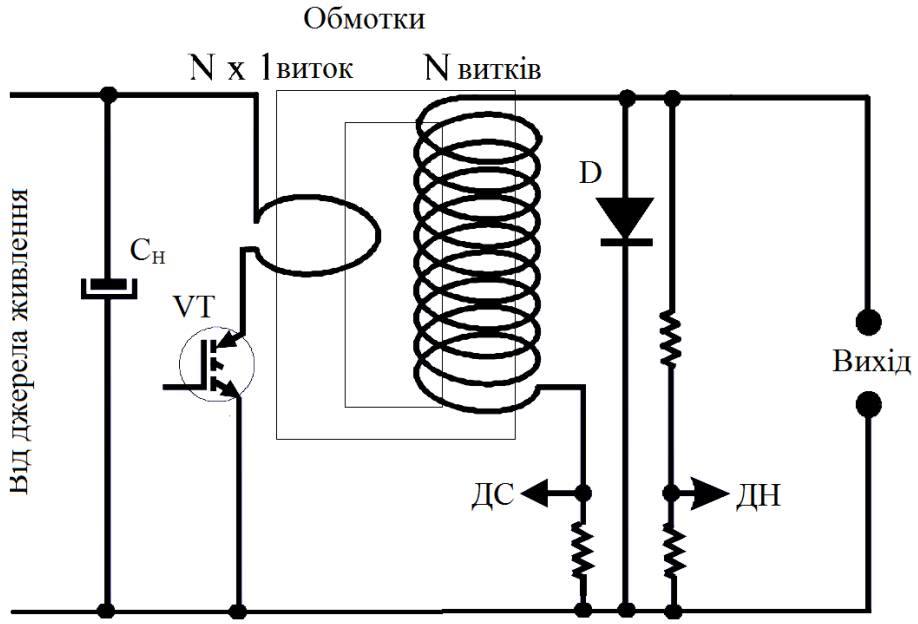
Застосування діодів D2, що шунтують виходи імпульсно-генеруючих блоків, зберігає підсумовування напруги при відключенні окремих блоків. Для захисту транзисторів від перенапруг та стартових перевантажень до складу імпульсно-генеруючих блоків включають захисні елементи, зокрема, діоди, снабери, варистори та баластові резистивні та індуктивні елементи.

Таблиця 3.4. Параметри модулятора за схемою, як на рис. 3.4 [12]

Параметр	Низьковольтовий режим	Високовольтовий режим
Споживана потужність	до 2 кВт (220 В, 3 фази, 50 Гц)	
Середня вихідна потужність	1,5 кВт	
Амплітуда вихідних негативних імпульсів	500 В	20 кВ
Амплітуда струму	до 20 А	
Передній фронт імпульсів	до 1 мкс	
Тривалість імпульсів	2-180 мкс	
Частота повторення імпульсів	5-50 кГц	
Тривалість пакетів імпульсів	1-10 мс	
Частота повторення пакетів імпульсів	0,5-10 Гц	
Коефіцієнт заповнення пакетів (*duty cycle*)	0,1-0.9	
Час дугогасіння	до 1 мкс	
Габарити	1,3×0,6×0,6 м	

У роботі [14] запропоновано інший варіант підсумовування енергії від окремих імпульсно-генеруючих блоків для отримання дуже високої напруги на виході модулятора, а саме підсумовувати енергію у вторинній

високовольтній обмотці вихідного підвищуючого трансформатора. При цьому трансформатор виконується з численними низьковольтними одновитковими первинними обмотками, до кожної з яких приєднано по одному імпульсно-генеруючого блоку. У модуляторі [14] кількість первинних обмоток та імпульсно-генеруючих блоків $N = 96$. На рис. 3.5 представлена спрощена схема подібного імпульсного модулятора, де для спрощення також показано лише один імпульсно-генеруючий блок та одна первинна обмотка.



ДН, ДС – датчики напруги та струму, $C_Н$ – накопичувач енергії, D – діод для розмагнічування сердечника імпульсного трансформатора та придушення появи позитивного потенціалу у плазмі, VT – IGBT транзистор

Рис. 3.5. Електрична схема надвисоковольтного транзисторного модулятора для плазмової іонної імплантації. Адаптовано з [14]

Для ефективного підсумовування енергії та отримання гарної прямокутної форми імпульсів максимізується магнітний зв'язок між обмотками і мінімізується індуктивність розсіювання та також застосовується аморфний за структурою матеріал сердечника “METGLAS 2605 Co®” з розмагнічуванням та спеціальним вибором робочої точки (див. деталі конструкції у [14]). Діод D запобігає появі позитивного потенціалу у плазмі після закінчення робочого негативного імплантаційного імпульсу та

іонного розпилення стінок технологічної камери, що призводить до запилення поверхні оброблюваних деталей.

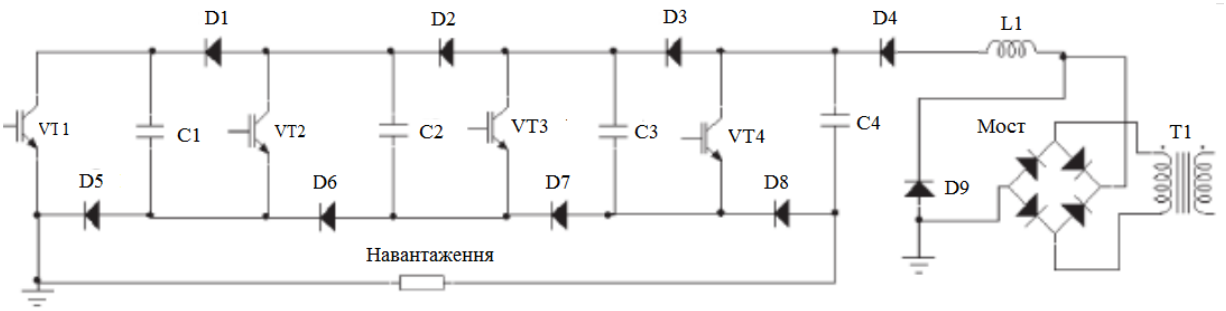
Даний модулятор має такі параметри: амплітуда імпульсів – до 100 кВ; струму – до 100 А; тривалість фронтів – 0,5 мкс; тривалість імпульсів 18 мкс (100 кВ), 36 мкс (50 кВ) та 72 мкс (25 кВ); частота – 50 Гц. Спрацьовування швидкого захисту – при струмі 110 А.

Застосування імпульсних трансформаторів на виході модуляторів має такі недоліки, як втрати в трансформаторах, що досягають 5-10 %, обмеження за тривалістю фронтів імпульсів і самих імпульсів, необхідність придушення коливальних процесів та розмагнічування сердечника, а також застосування дорогого матеріалу сердечника. Високовольтні трансформатори мають складну конструкцію обмоток і ізоляції. Детальний аналіз недоліків трансформаторних схем представлений у роботі [15].

Альтернативою модуляторам з імпульсними трансформаторами є генератори Маркса з накопичувальними конденсаторами, які заряджаються паралельно, а для розряду навантаження вмикаються послідовно за допомогою ключових приладів. В результаті амплітуда генерованих імпульсів дорівнює сумі напруг заряду накопичувальних конденсаторів. Інша назва генераторів Маркса – каскадні генератори.

У звичайних генераторах Маркса заряд накопичувальних конденсаторів здійснюється через активні резистори, а як ключові прилади використовують іскрові розрядники. На рис. 3.6 представлена модифікована схема генератора Маркса, яка повністю виконана на напівпровідникових приладах, тобто з використанням зарядних діодів замість резисторів і твердотільних ключів – транзисторів (або тиристорів) замість іскрових розрядників. У роботі [15] представлений аналіз застосування генераторів Маркса в технології плазмової іонної імерсійної імплантації та можливих варіантів їх конструктивного виконання. Стверджується, що доцільно застосовувати ці генератори для отримання імпульсів амплітудою до 30 кВ при струмі

порядку 100 А, частоті повторення імпульсів – кілька кілогерц, тривалості імпульсів до сотні мікросекунд і середньої потужності – кілька кіловат.



C1-C4 – накопичувачі енергії, L1 – зарядна індуктивність, T1 – трансформатор для заряду конденсаторів

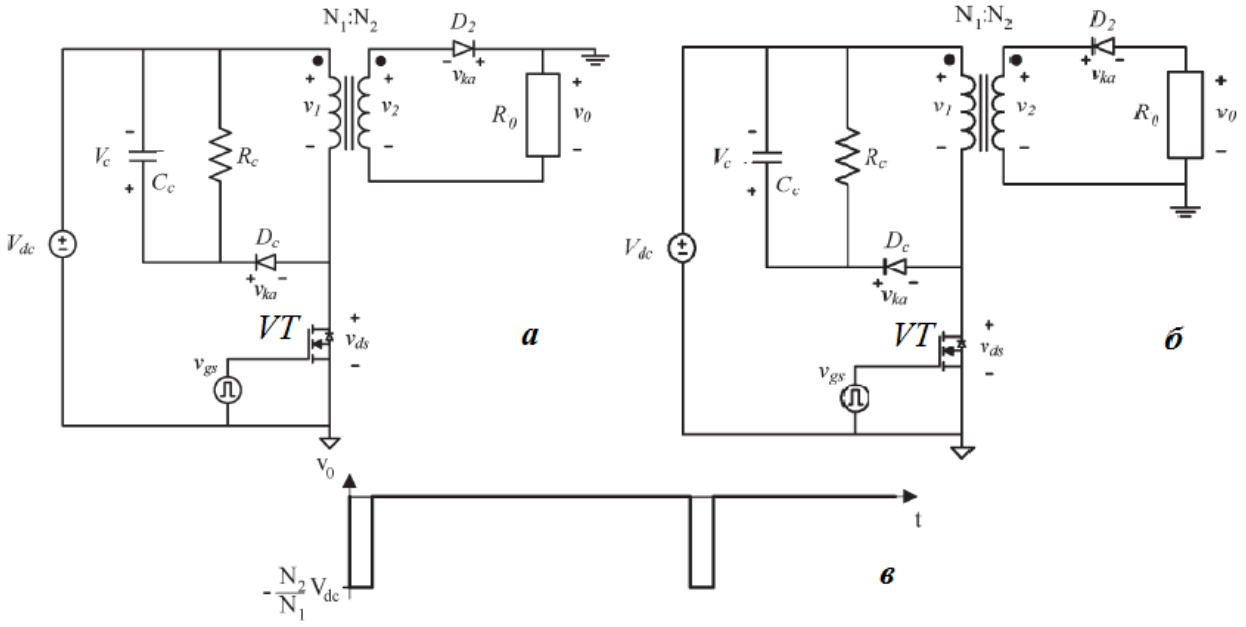
Рис. 3.6. Генератор Маркса на біполярних транзисторах з ізольованим затвором (VT) та зворотними діодами (D). Адаптовано з [15]

Перевагою генераторів Маркса є можливість швидкого наростання напруги на передньому фронті імпульсу за час менше 200 нс при використанні MOSFET польових транзисторів та інших швидкодіючих приладів. Недоліками генераторів Маркса є відсутність гальванічної розв'язки між частинами генератора, наявність паразитних ємностей, що знижують коефіцієнт посилення модулятора за напругою, і складніші драйвери ключових транзисторів, оскільки вони не прив'язані до землі. Зазвичай подача керуючих сигналів реалізується за допомогою оптоволоконних кабелів.

Для генерації уніполярних модулюючих імпульсів можна також використовувати ключові однотактні схеми DC-DC конверторів, у яких видалено вихідний конденсаторний фільтр. Прямохідний (*forward*) генератор-модулятор виходить з понижуючого DC-DC конвертора, а зворотноходовий (*flyback*) – з DC-DC конвертора, що підвищує або знижує вихідну напругу (див. рис. 3.7). Тут слід зазначити, що однотактні перетворювачі зазвичай застосовують у діапазоні потужностей до 500 Вт.

У [16] проаналізовано прямоходову та зворотноходову схеми подібних модуляторів. Дані схеми не вимагають застосування симетричних трансформаторів, як у разі двотактних мостових або напівмостових схем.

Завдяки застосуванню трансформаторів можна генерувати імпульси з амплітудою більше робочої напруги транзисторів та усувати гальванічний зв'язок виходу з входом.



R_0 – опір навантаження, VT – полеві MOSFET транзистори. Компоненти прямоходової схеми на рис. 3.7*а*: VT – MOSFET транзистор IXTH13N80 зі зворотним діодом; Діоди D_C, D_2 – DA159; C_C = 4 мкФ; R_C = 600 Ом; R_0 = 5 кОм; N_1/N_2 = 50/500. Компоненти зворотноходової схеми рис. 3.7*б*: VT – MOSFET транзистор SPP17N80C3 зі зворотними діодом; Діоди D_C, D_2 – 10ETF12; C_C = 400 нФ; R_C = 2500 Ом; R_0 = 10 кОм; N_1/N_2 = 78/680

Рис. 3.7. Однотактні прямоходова (*а*) та зворотноходова (*б*) схеми імпульсних модуляторів та діаграма уніполярних імпульсів на навантаженні (*в*). Адаптовано з [16]

Ланцюжки R-C-D, які підключені до первинних обмоток трансформаторів, демпфують коливання напруги в неробочу частину імпульсного процесу, запобігають намагнічування сердечників трансформаторів уніполярним струмом та генерацію перенапруги на транзисторах. У зворотноходовій схемі трансформатор не тільки трансформує напругу, але і виконує роль індуктивного накопичувача енергії. Внаслідок цього висока напруга з'являється на транзисторі лише під час генерації високовольтного імпульсу щодо невеликої тривалості мікросекундному діапазоні.

Особливістю схем, що розглядаються у [16], є їх робота з великою скважністю імпульсів (при малому коефіцієнті заповнення ~ 5 %), що може бути обумовлено специфікою технології іонної імплантації та необхідністю усувати перенапруги на транзисторах. В [16] також представлені експериментальні результати, отримані з цими схемами на однокіловольтових транзисторах, які генерували прямокутні імпульси амплітудою 5 кВ тривалістю 5 мкс при частоті повторення 10 кГц і коефіцієнті заповнення 5 %. Було встановлено, що прямоходова схема має менше обмежень, щоб генерувати уніполярні прямокутні імпульси високої напруги з великою скважністю; аплітуда імпульсу, ширина імпульсу та час наростання більш передбачувані; компоненти схеми розсіюють менше енергії за тієї самої вихідної потужності. Таким чином, прямоходова схема є кращим вибором для імпульсної модуляції з великою скважністю.

У роботі [17] представлена схема модулятора на основі однотактного прямоходового конвертора, навантаженого на паралельно з'єднані первинні обмотки чотирьох підвищуючих трансформаторів. Коефіцієнт підвищення яких становить 1:4 – за такого коефіцієнта мінімізована індуктивність розсіювання трансформаторів. Вторинні обмотки трансформаторів з'єднані послідовно, а далі вихідний ланцюг модулятора повторює схему на рис. 3.7*а*. Комутуючий пристрій даного модулятора має мостову конфігурацію, виконану з двох IGBT транзисторів і двох діодів, які з'єднані в міст по діагоналі навхрест. Коли транзистори включаються, напруга силового джерела живлення подається на первинні обмотки трансформаторів, сумарна напруга вторинних обмоток подається на розрядний пристрій у вигляді імпульсу. Після вимкнення транзисторів сердечники трансформаторів розмагнічуються струмом через діоди мосту.

Дана схема модулятора на транзисторах IGBT типу 1MBH60D виробляє імпульси в діапазоні частот 5-35 кГц, тривалістю 30-50 мкс, амплітудою до 5 кВ при струмі навантаження порядку 1 А.

При конструюванні імпульсних модуляторів іноді доцільно застосовувати ланцюжки послідовно з'єднаних транзисторів для підвищення робочої напруги джерела силового живлення замість використання імпульсних підвищуючих трансформаторів на виході модулятора. Кількість послідовно з'єднаних транзисторів може бути до десяти і навіть кілька десятків. У такому разі потрібно вирішити проблеми рівномірного розподілу навантаження між транзисторами, усунення перенапруження, тощо. Ці проблеми та способи їх вирішення розглядаються у роботі [18].

Транзисторний модулятор для генерації біполярних імпульсів.

У деяких газорозрядних технологічних процесах можуть застосовуватися симетричні та несиметричні біполярні імпульси. У розділі 1.2 було розглянуто загальні принципи побудови транзисторних модуляторів, що генерують такі імпульси.

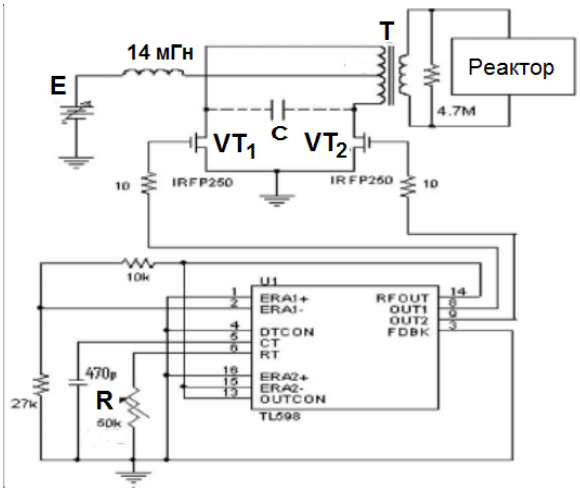


Рис. 3.8. Імпульсний модулятор по двохактній пуш-пульній схемі. Адаптовано з [19]

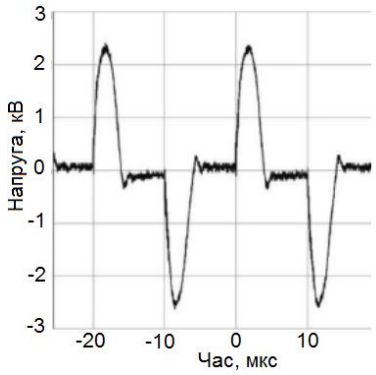


Рис. 3.9. Діаграма вихідних біполярних імпульсів. Адаптовано з [19]

Тут розглянемо практичний приклад побудови модулятора за так званою двотактною пуш-пульною (*push-pull*) схемою для генерації симетричних біполярних імпульсів [19]. Схема модулятора та діаграма вихідних біполярних імпульсів представлені на рис. 3.8 та рис. 3.9 відповідно.

Для управління роботою MOSFET транзисторів VT1 та VT2 (IRFP250) використовується інтегральна схема-контролер (TL598). Частота комутації регулюється змінним резистором R в діапазоні від 20 до 300 кГц. З вказаними електронними компонентами у газорозрядний реактор передається потужність 40 Вт.

Особливості формування імпульсного розряду під час живлення від транзисторного модулятора з конденсаторним накопичувачем енергії

Розглянемо особливості формування імпульсного тліючого розряду в умовах установці Z550M з використанням вище описаного імпульсного модулятора [20] (див. рис. 3.2 і рис. 3.3). Осцилографічні вимірювання показали, що імпульсний розряд вимагає певного часу для свого формування. На рис. 3.10 цей час визначено як тривалість $\tau_ф$ переднього фронту розрядного струму $i_р$ або тривалість процесу встановлення розрядної напруги $u_р$.

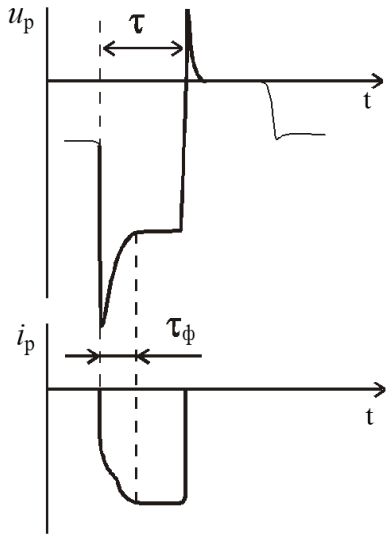


Рис. 3.10. Характерні діаграми напруги $u_р$ та струму $i_р$ розряду (тонка лінія $u_р$ відноситься до підготовчого розряду)

Величина тривалісті переднього фронту $\tau_ф$ становить близько 5-50 мкс і знижується зі збільшенням напруги джерела E і тиску газу.

Оскільки напруга на накопичувачі енергії $C_Н$ (див. рис. 3.2) не встигає помітно змінитися за час імпульсу, різниця напруг E - $u_р$ практично дорівнює

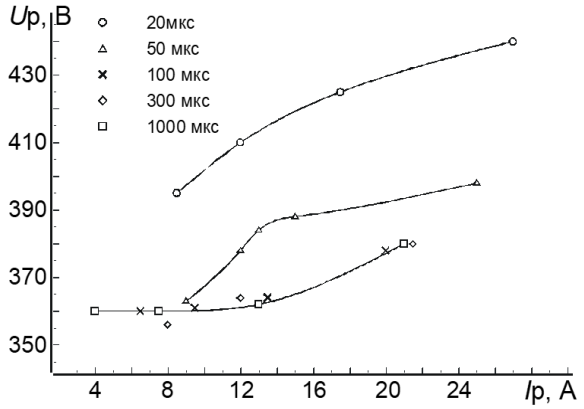
падінню напруги на R_o. У свою чергу, через малу величину R_o ця різниця не перевищує 150 В. Таким чином, формування імпульсного розряду відбувається при напрузі на електродах не більше 450 В. Цим можна пояснити відносно великий час формування $\tau_ф$ у нашому випадку в порівнянні з таким же параметром при живленні розряду від лампового модулятора в режимі генератора струму, коли час формування імпульсного розряду було близько 0,5-5 мкс (див. розділ 6.1), але величина $u_р$ в цей період становила 1,5-2 кВ. Зазначимо, що для режиму з імпульсами коротше $\tau_ф$ і запасом за можливим зростанням розрядної напруги характерним є трикутна форма імпульсів, див., наприклад, [9].

Негативні та позитивні викиди напруги, що спостерігалися на передньому та задньому фронтах імпульсів напруги $u_р$ при відкриванні та закриванні транзисторів, пов'язані з перехідними коливальними процесами в ланцюзі живлення тліючого розряду.

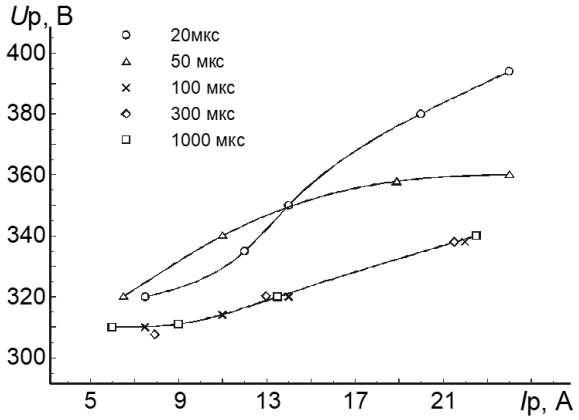
Затримка у формуванні імпульсного розряду призводить до того, що його вольт-амперна характеристика змінюється протягом імпульсу. На рис. 3.11 наведені ці характеристики, виміряні в різні моменти часу після початку імпульсу при P_c = 950 Вт, цифри на полі рисунка вказують час вимірювання характеристик. Як видно, тільки після 100 мкс від початку імпульсу струму вольт-амперна характеристика перестає залежати від часу вимірювання.

Внаслідок цього при коротких імпульсах не дотримуються рівності $P_{ср} = P_и/Q = I_с \cdot U_м$ та $I_с = I_м/Q$, де $P_{ср}$ - середня потужність розряду; $P_и = I_м \cdot U_м$ - імпульсна потужність розряду; $I_м$ і $U_м$ - амплітуди струму та напруги імпульсного розряду; $Q = T/\tau$ - скважність імпульсів, які повинні дотримуватися при прямокутній формі імпульсів струму. На коротких імпульсах також виникають проблеми з вимірюванням амплітуди струму $I_м$ за допомогою пікового детектора. Останній з урахуванням наявності на його вході інтегратора при вимірюваннях на коротких імпульсах дає похибку близько 50 %, проте вона знижується до величини менше 10 % при

$\tau \geq 100$ мкс і $Q < 10$. Похибка вимірювання та встановлення середньої потужності $P_c = E \cdot I_c$ штатними пристроями установки Z550M зростає до 5 % при роботі в імпульсному режимі, що цілком допустимо.



а



б

Рис. 3.11. Вольт-амперні характеристики імпульсного розряду при тиску аргону 0,19 Па (а) і 2 Па (б). Матеріал катоду – титан

Для визначення середньої потужності розряду можна було б використовувати вираз $P_{ср} = P_c - I_c \cdot I_м \cdot R_o$, але при роботі на коротких імпульсах його похибка була досить велика (до 50 %), якщо $I_м$ визначався за допомогою імпульсного амперметра. Більш точні дані про $P_{ср}$ були отримані при чисельному інтегруванні осцилографічних вимірювань миттєвих значень розрядних струму $i_р$ і напруги $u_р$. Це вказує на те, що установки з імпульсним розрядом і призначені для роботи в широкому діапазоні параметрів режиму, повинні бути забезпечені пристроями коректного вимірювання середньої потужності імпульсного розряду. Дані пристрої повинні реєструвати миттєві

зміни напруги і струму імпульсного розряду, визначити миттєву потужність розряду і потім розраховувати середню потужність шляхом інтегрування миттєвої потужності. Але якщо технологічний процес газорозрядної обробки має виконуватися у вузькому діапазоні параметрів, цілком достатньо звичайних приладів в джерелі постійного струму і імпульсного амперметра в модуляторі для контролю режиму обробки.

На рис. 3.12 представлено вплив тиску аргону на вольт-амперні характеристики імпульсного розряду з алюмінієвим катодом.

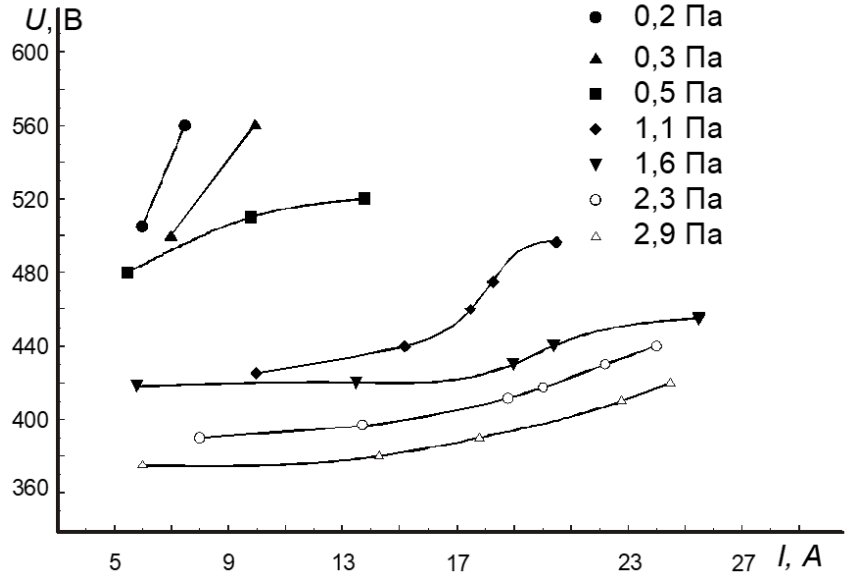


Рис. 3.12. Вольтамперні характеристики імпульсного розряду при різному тиску аргону. Матеріал катоду – алюміній. T = 1 мс, τ = 100 мкс

Як видно із рис. 3.11 і рис. 3.12, при зниженні тиску аргону не тільки зростає розрядна напруга, а й змінюється вид вольтамперної характеристики, оскільки розряд переходить у високовольтний режим з підвищеним динамічним опором. Очевидно, це пов'язано з уповільненням формування імпульсного розряду при понижених тисках. У зв'язку з цим при роботі на коротких імпульсах необхідно застосовувати більш високовольтні джерела живлення, ніж зазвичай використовуються при тих же тисках, але в режимі постійного струму.

Порівняння даних для титану та алюмінію (див. рис. 3.11 і рис. 3.12) вказує на те, що поведінка імпульсного розряду залежить від матеріалу

катода, і на титані розряд більш низьковольтний. Проте, час формування розряду $\tau_ф$ становив для обох випадків близько 50 мкс у зазначених умовах, тобто практично не залежав від матеріалу катода.

3.2. Тиристорні схеми. Безтрансформаторне живлення від мережі змінної напруги

Тиристори були першими напівпровідниковими ключовими приладами, на яких створювалися та продовжують створюватися потужні імпульсні модулятори для живлення газорозрядних технологічних систем. Це завдяки їх чудовим комутуючим здібностям з напруги, струму, потужності і простоті управління (див. розділ 2.2). Мабуть, тільки по максимальній частоті генерації імпульсів і обмеження по двосторонньому управлінню звичайні тиристори поступаються транзисторам, але розробка тиристорів, що вимикаються, дозволила знизити роль другого обмеження. У розділі 1.2 із ілюстрацією на рис. 1.2 наведено короткий огляд можливих схем побудови тиристорних модуляторів. З них виділимо двотактні тиристорно-конденсаторні системи з дозованою передачею енергії в газовий розряд (див. рис. 1.2*е,з*), теорія та робота яких докладно розглянута в [21].

Тут будуть розглянуті тиристорні схеми з живленням розряду безпосередньо від мережі змінної напруги або через підвищуючі трансформатори – без конденсаторних накопичювачів енергії або з накопичувачами, включаючи схеми з подвоювачами напруги, де конденсатори також виконують роль ємнісного баласту.

Незважаючи на те, що багато схем використовують ефект відключення тиристорів при переході змінної напруги через нуль, так що тривалість модулюючих імпульсів становить кілька мілісекунд, а не десятки-сотні мікросекунд, як у транзисторних схемах, вони в певних випадках забезпечують захист поверхні оброблюваних деталей від сильних пошкоджень катодними плямами дугового розряду при зриві тліючого розряду в дугу і застосовуються на практиці.

Імпульсна модуляція при живленні безпосередньо змінною напругою

Таким чином, як неодноразово відмічалось, характеристики іонної обробки матеріалів в тліючому розряді суттєво покращуються за рахунок використанні імпульсних режимів, тобто обробки пульсуючим струмом. Такий режим обробки можна реалізувати різноманітними способами і в тому числі, як зазначалось в розділі 1.2, з безпосереднім використанням мережі змінної напруги. Знакозмінний характер цієї напруги усуває довгострокове підтримання дугових плям на оброблюваній поверхні, так як в випадку зриву тліючого розряду в дугу її протяжність не буде більшою 5 мс при частоті змінного струму 50 Гц, що допустимо для багатьох виробів. В той же час такий спосіб електричного живлення спрощує та здешевшує апаратуру.

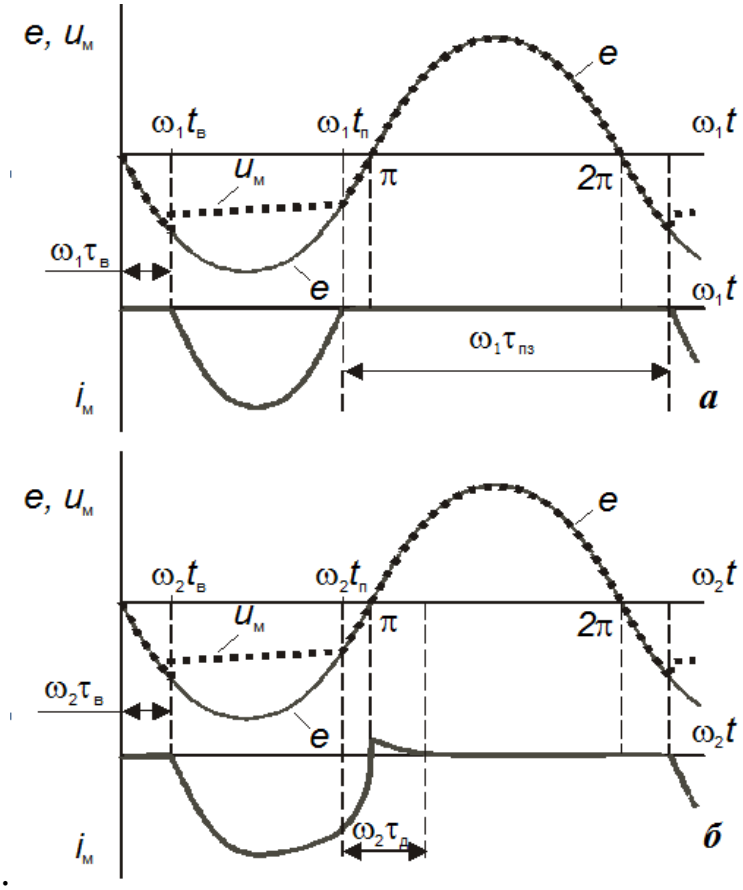
Живлення розпилюючих плазмових пристроїв змінною напругою промислової частоти в принципі не є чимось новим, так як його вже використовували в початковий період розвитку газорозрядної технології катодного розпилення [22-24], але потім від нього відмовились, оскільки системи з живленням на постійному струмі та на високій частоті давали кращі результати. Відродження інтересу до живлення пульсуючим струмом головним чином пов’язано з тим, що його все частіше почали використовувати для отримання плівок методом реакційного розпилення металевих мішеней, де потрібно вирішувати проблему усунення дуг на мішені під час роботи в середовищі реакційного газу [22]. В патенті [25] для цієї мети було запропоновано живлення змінною напругою в кілогерцевому діапазоні частот. Змінна напруга усувала дуги при збереженні високої швидкості розпилення мішені. Потім для реакційного розпилення було запропоновано нові газорозрядні системи зі спареними мішенями, що використовували симетричне біполярне живлення синусоїдальною напругою [26-30].

Були створені промислові системи живлення, що допускають роботу не тільки на частоті 50/60 Гц, але й на середніх частотах (до десятка кілогерц), а також з великою амплітудою струму (до сотень ампер) з потужністю до сотні

і навіть до кількох сотень кіловат [31-34]. Тут відзначимо, що тиристори зі звичайною мікроструктурою поступаються транзисторам за своїми частотними властивостями, тому тиристорна апаратура займає нішу частот максимум до пари кілогерц. Підвищення робочої частоти можливе у мікроструктур, що є комбінаціями тиристорів з транзисторами (див. розділ 2.2).

Тліючий розряд при живленні синусоїдальною напругою

Розглянемо, як може себе вести тліючий розряд з живленням синусоїдальною напругою. На рис. 3.13 показані змодельовані діаграми його напруг $u_м$ та струмів $i_м$ з живленням синусоїдальною напругою $e(t)$ через баластний резистор. На рис. 3.13*а* – на частоті живлення f_1 порядку 50 Гц, а на рис. 3.13*б* – f_2 порядку 10 кГц, тобто на значно більш високій частоті.



а: f_1 ~ 50 Гц; *б*: f_2 ~ 10 кГц; $\omega = 2\pi f$

Рис. 3.13 Діаграми напруг і струмів під час живлення тліючого розряду синусоїдальною напругою

Однією з основних особливостей роботи на цих частотах є те, що тліючий розряд виникає якби заново при зміні полярності напруги живлення. Розряд виникає, коли напруга живлення $e(t)$ стає рівною напрузі виникнення розряду. Затримка виникнення розряду, що відраховується з моменту переходу напруги через нуль, позначена на рис. 3.13*а* як $\omega_1\tau_в$. В момент часу $\omega_1 t_п$ напруга $e(t)$ стає меншою напруги підтримки розряду, розряд завершується, і починається пауза струму. Проте струм падає до нуля не миттєво, а протягом деякого часу деіонізації $\tau_д$, поки не зникнуть в міжелектродному просторі заряджені частинки з післярозрядної плазми. Внаслідок низького тиску газу деіонізація відбувається в результаті рекомбінації частинок на електродах та стінках технологічної камери. Оскільки $\tau_д$ складає одиниці-десятки мікросекунд, то під час роботи на промисловій частоті $\tau_д$ набагато менше π-$\omega_1 t_п$, а деіонізаційний струм практично невидимий на рис. 3.13*а*. В позитивний напівперіод струм в випадку вентильних властивостей розрядного пристрою також відсутній.

На рис. 3.13*а* пауза струму позначена $\omega_1\tau_{пз}$. Якщо в технологічній камері тиск робочого газу достатньо великий, то в позитивний напівперіод може виникнути зворотній тліючий розряд, для якого катодом будуть служити стінки камери.

Якщо частота підвищується настільки, що час деіонізації післярозрядної плазми $\omega_2\tau_д$ стає більшим $\pi - \omega_2 t_п + \omega_2\tau_в$**,** струм у ланцюзі не припиняється в момент переходу *e(t)* через нуль, тому що він підтримується завдяки зарядженим частинкам із післярозрядної плазми. Тому в разі невентильного розрядного пристрою струм продовжує текти і на початку позитивного напівперіоду до повного завершення деіонізації, тобто в період $\omega_2\tau_д$ (рис. 3.13*б*). Якщо деіонізація не встигає завершитися до моменту виникнення зворотного тліючого розряду, останній виникає на тлі післярозрядної плазми. При цьому напруга виникнення розряду в другий і наступні періоди завжди менша за напругу виникнення розряду в найперший

період, оскільки наявність залишкових заряджених частинок полегшує виникнення самостійного розряду.

Під час роботи поблизу 1 МГц і на більш високих частотах час деіонізації $\tau_д$ стає набагато більшим за період зміни змінної напруги живлення, струм розряду не встигає відслідковувати зміну напруги, і форма розрядного струму стає схожою на меандр з деякою модуляцією на вершині імпульсів.

Якщо для живлення використовується трансформатор із підвищеною індуктивністю розсіювання або ввімкнено замість активного баластного резистора ємність чи індуктивність, з'являються фазові зсуви між $u_м$ та $i_м$, а їхня форма може суттєво відрізнятися від показаної на рис. 3.13.

Є деякі особливості в поведінці потенціалу розрядної плазми щодо корпусу технологічної камери при живленні змінною напругою. І для прямого, і для зворотного розряду потенціал плазми – близький до потенціалу позитивного електрода. При цьому в разі прямого розряду в негативний напівперіод потенціал плазми зазвичай не більше ніж на 20 В відрізняється від потенціалу корпусу і заземленого оснащення технологічної камери, тому розпилюється тільки деталь-виріб на катоді, яка перебуває під великим негативним потенціалом щодо розрядної плазми. В позитивний напівперіод за низької частоти живлення, коли деіонізація післярозрядної плазми завершується в негативний напівперіод (рис. 3.13*а*), плазма в камері відсутня і, відповідно, розпилення камери та оснащення також не відбувається. Але на підвищених частотах, коли деіонізація триває і в позитивний напівперіод (рис. 3.13*б*), післярозрядна плазма набуває позитивного потенціалу колишнього катодного електрода, а заземлені стінки камери та оснащення бомбардуються іонами і можуть розпилюватися.

У разі приєднання розрядного пристрою до вторинної незаземленої обмотки трансформатора, пристрій перебуває під плаваючим потенціалом відносно корпусу технологічної камери. При цьому біля робочого катода з деталлю-виробом утворюється сильноіонізована область прикатодної плазми

розряду. Інша частина камери заповнена вторинною слабоіонізованою плазмою, що утворюється в результаті дифузії з прикатодної області та іонізації газу розсіяними електронами. Аналогічна картина буде в разі виникнення зворотного розряду в позитивний напівперіод. Але в будь-який з напівперіодів потенціал вторинної плазми буде близький до потенціалу того електрода, який є анодом, причому різниця потенціалів між прикатодною плазмою й анодом не перевищує кількох десятків вольт, яка цілком достатня для забезпечення проходження електронного струму на анод в умовах компенсації просторового заряду електронів. Оскільки плазма має велику площу контакту зі стінками камери, теплові струми заряджених частинок із плазми на стінки досить великі, і вони ніби замикають плазму з корпусом. У результаті, в обидва напівперіоди різниця потенціалів між плазмою і корпусом не перевищить кількох десятків вольт, за яких іонне розпилення стінок камери не відбувається, але по черзі розпилюватимуться робочий катодний електрод і другий протиелектрод розрядного пристрою.

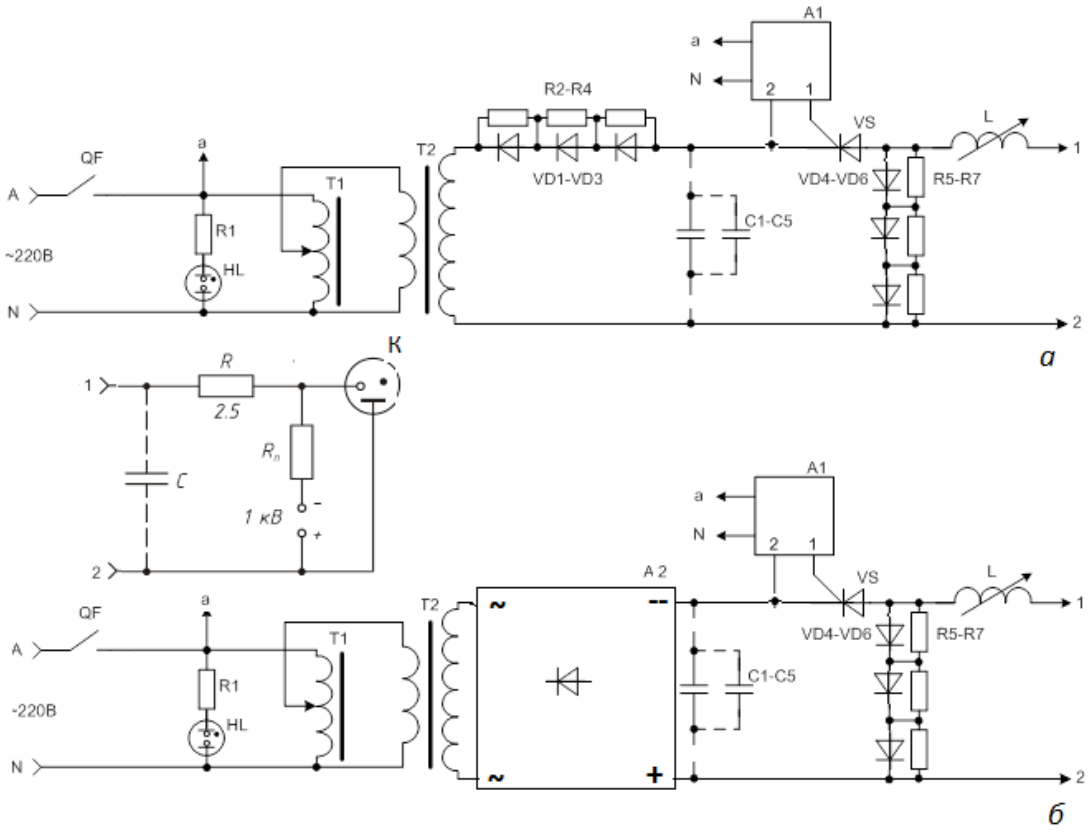
Поведінка тліючого розряду на частоті 50 Гц також аналізувалась в [35] з живленням розряду через трансформатор та в [36] з живленням через діодно-конденсаторний подвоювач напруги. У роботах [37, 38] досліджено поліфазну систему живлення тліючого розряду змінного струму, яка дозволила суттєво збільшити щільність розрядної плазми.

Тиристорна модуляція при живленні від мережі змінної напруги через підвищуючий трансформатор

У випадку розрядної напруги більше 600 В або струму вище 5-10 А необхідно подавати на імпульсний модулятор напругу набагато вище мережної за допомогою підвищуючого трансформатора. На трансформатор, розрахований на роботу на частоті 50 Гц, подається напруга безпосередньо від мережі живлення, але в даний час часто використовують перетворювач на частоту кілогерцевого діапазону, що істотно зменшує масу і розміри трансформатора, і такий варіант можна вважати оптимальним для реалізації у багатьох випадках. На рис. 3.14 наведено спрощені схеми тиристорного

пристрою для імпульсного живлення тліючого розряду з підвищуючим трансформатором на 50 Гц, і на рис. 3.15 – схема управління тиристорним комутуючим пристроєм.

На схемах катод розрядної системи підключається до виходу 1, корпус технологічної установки (анод системи) підключається до виходу 2. Для стабілізації виникнення тліючого розряду при подачі на катод імпульсної напруги використовується (при необхідності) джерело живлення підготовчого розряду (його струм ~ 30-50 мА). Конденсатор С стабілізує запуск тиристора і підпалювання тліючого розряду. Конденсатори С1–С5 є накопичувачами енергії.

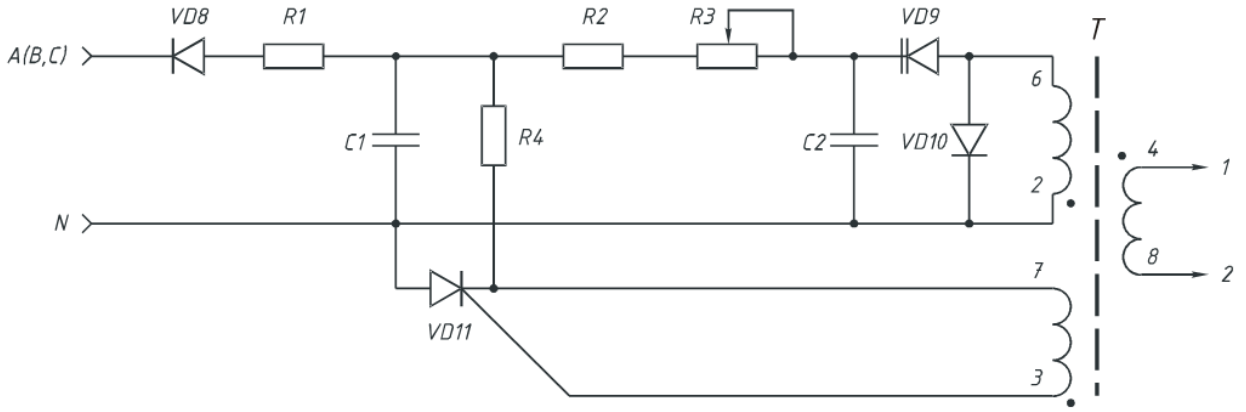


А1 – схема керування тиристором (див. рис. 3.15); А2 – діодний міст; К – розрядна камера; HL – лампа сигнальна ТЛО-3-2; L – баластна індуктивність 10-100 мкГн; QF – автоматичний розмикач А3161-25А-220В; R1 – МЛТ-0,25-220 кОм; R2-R7 – КЭВ-1-1МОм; $R_П$ – баластний резистор підготовчого розряду ПЕВ-50-30кОм; R – баластний резистор для робочого тліючого розряду; Т1 – ЛАТР-1М-220В; Т2 – ТВМШ-19-220-50; VD2-VD7 – Д132-80-14; VS – Т173-1250-28 (тип і ємність конденсаторів С та С1-С5 підбираються)

Рис. 3.14. Схема модулюючого пристрою для імпульсного живлення тліючого розряду з підвищуючим трансформатором та прикладами номіналів компонентів схеми

Схема на рис. 3.14*а* з однонапівперіодним випрямлячем забезпечує максимальну частоту повторення імпульсів 50 Гц з розрядом конденсаторів С1-С5 в позитивний напівперіод змінної напруги, а на рис. 3.14*б* з двонапівперіодним випрямлячем – 100 Гц. Відповідно, батарея конденсаторів С1-С5 заряджається у негативний напівперіод у схемі на рис. 3.14*а*, в обидва напівперіоди – в схемі на рис. 3.14*б*. Ємність конденсаторів С і С1-С5, номінали R і L підбираються для забезпечення вимкнення тиристора VS при переході змінної напруги через нуль.

На рис. 3.15 приведена нескладна диністорна схема керування тиристором VS на схемі рис. 3.14*а* (блок А1). Вона працює в такий спосіб. З приходом негативної напівхвилі фазової напруги починає заряджатися через резистор R1 конденсатор С1, а від нього через резистори R2 і R3 – конденсатор С2. При досягненні граничної напруги спрацьовує диністор VD9 і розряджає конденсатор С2 через обмотку імпульсного трансформатору Т. Відбувається генерація на його обмотках імпульсів напруги, що відмикають тиристор VS на схемі рис. 3.14*а* і VD11. Останній розряджає С1 через R4, готуючи його до роботи в наступний негативний напівперіод. Діод VD8 блокує роботу схеми в позитивний напівперіод. VD10 – демпферний діод. Вихідна обмотка імпульсного трансформатора (виводи схеми 1 і 2) приєднується до керуючого електроду силового тиристора і його катоду, відповідно. Момент вмикання тиристорів регулюється за допомогою змінного резистора R3.



VD8, VD10 – Д226; VD9 – КН102А; VD11 – КУ201Л; Т – ТИМ256В; С1 – К73П-2-1,0 мкФ-400 В; С2 – К73П-2-0,33мкФ-400В; R1 – ПЕВ-25-3кОм; R2 – ПЕВ-15-6,2кОм; R1 – СП-1-680кОм

Рис. 3.15. Схема керування тиристором на схемі рис. 3.14*а* (блок А1) з прикладами номіналів компонентів схеми

Величина струму тліючого розряду регулюється шляхом зміни напруги заряду конденсаторної батареї С1-С5, величин опіру R та індуктивності L та тиску газу в робочому об’ємі технологічної камери. Середню потужність тліючого розряду також можна регулювати шляхом зміни кількості періодів змінної напруги, коли не включається тиристор VS.

Схему на рис. 3.14*а* можливо використовувати для генерації імпульсного тліючого розряду з максимальною частотою 50 Гц без діодних вентилів VD1–VD3 та конденсаторів С1–С5 як накопичувачей енергії, але в цьому випадку тривалість імпульсів буде фіксованою та рівною $\omega(t_{\text{п}} - t_{\text{в}})$, див. рис. 3.13*а*, а амплітуда струму не повинна перевищувати допустимий струм вторинної обмотки трансформатора Т2. Це можна вважати недоліком такої схеми. Аналогічним чином можна використовувати схему на рис. 3.2.б для генерації імпульсного тліючого розряду з максимальною частотою 100 Гц без конденсаторів С1–С5 як накопичувачей енергії. Зазначимо, що завдяки застосуванню накопичувачів енергії С1–С5 схеми на рис. 3.2.? дозволяють отримувати амплітуди імпульсів більше струму вторинної обмотки трансформатора Т2 і значно коротше, ніж $\omega(t_{\text{п}} - t_{\text{в}})$. Останнє знижує небезпеку наслідків дугоутворення на катоді тліючого розряду.

На рис. 3.16 представлено схему живлення тліючого розряду імпульсами порядку 5 мс з використанням симісторного (VS1) комутуючого пристрою з максимальною частотою 100 Гц при спрацьовуванні симістора в кожний напівперіод змінної напруги. Передбачено можливість включення підготовчого розряду для стабілізації підпалювання тліючого розряду та застосування додаткового анода. Введення в схему модулятора дроселя Др1 та конденсаторів С3 і С4 (але невеликої ємності) знижує ймовірність зривів тліючого розряду у дуговій при мікроіскріннях на катоді. У роботах [39, 40] симісторний ключ вводився в ланцюг первинної обмотки трансформатора, як на рис. 3.16, а напруга вторинної обмотки подавалася на розрядну систему просто через діодний міст. Регулюванням фази включення семисторів змінювалися амплітуда та тривалість імпульсів розрядного струму. Імпульси мали трикутну форму.

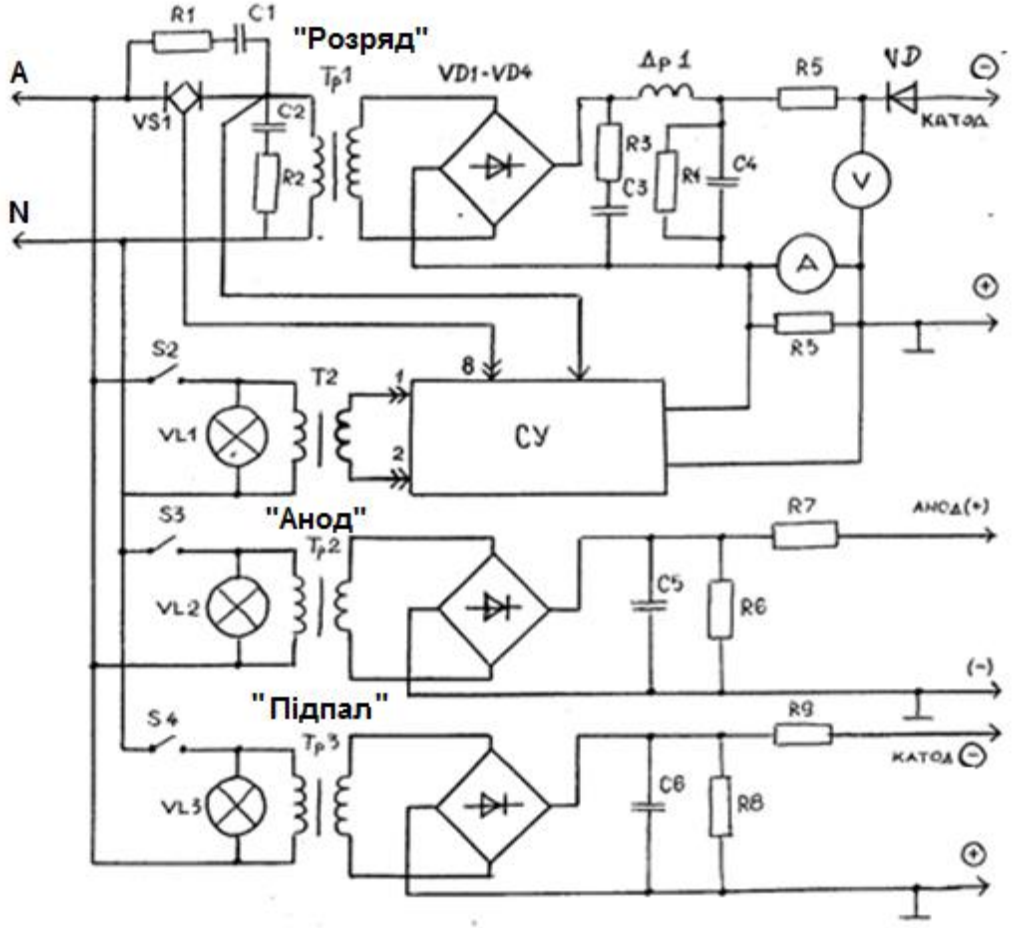


Рис. 3.16. Схема симісторного імпульсного модулятора (СУ – система управління симістором VS1)

Робота та недоліки схеми із симісторним управлінням такі ж, як і у схем на рис. 3.14 без накопичувачів енергії С1-С5. При великій ємності конденсаторів С3 і С4 отримуємо джерело слабопульсуючого струму для живлення тліючого розряду з симісторним регулюванням. Позитивним моментом симісторного управління є те, що не потрібно застосовувати високовольтні тиристори. Але також відомі схеми імпульсних модуляторів з симісторними комутуючими пристроями в ланцюгах вторинних обмоток підвищуючих трансформаторів.

Розглянуті схеми тиристорного модулятора забезпечують живлення тліючого розряду імпульсами мілісекундної тривалості. Такої тривалості може бути достатньо для мінімізації наслідків дугоутворень під час обробки виробів у тліючому розряді. Введення в схему модулятора індуктивності L та конденсатора С (рис. 3.14) при правильному виборі їх номіналів може зменшувати ймовірність зривів тліючого розряду в дуговій завдяки придушенню процесу розвитку катодних плям, навіть якщо сталося мікроіскріння на катоді і в той же час швидке і стабільне ініціювання імпульсного тліючого розряду завдяки коливальному заряду С через дросель L. Застосування коливально-резонансних ефектів в імпульсному тиристорному модуляторі з ємнісним накопичувачем енергії та індуктивністю в ланцюзі живлення тліючого розряду (тобто у розрядному контурі) досліджувалося в роботі [41].

Безтрансформаторне імпульсне живлення з подвоювачем змінної напруги мережі

Безтрансформаторні схеми можна застосовувати для електричного живлення тліючого розряду потужністю понад 1 кВт поряд з модуляторами з підвищуючими трансформаторами, якщо вони дозволяють отримати потрібну напругу та потужність на виході. Тут безтрансформаторна схема означає невикористання громіздких матеріаломістких трасформаторів на частоту 50 Гц. Також відомі безтрансформаторні транзисторні джерела живлення з перетворювачами частоти, які відносно малогабаритні, але вони

мають складну схему управління та захисту і для них необхідні дорогі високовольтні транзистори, які дуже чутливі до імпульсних стрибків струму та перевантажень по напрузі. Але тут не будемо їх розглядати - їм було присвячено розділ 3.1.

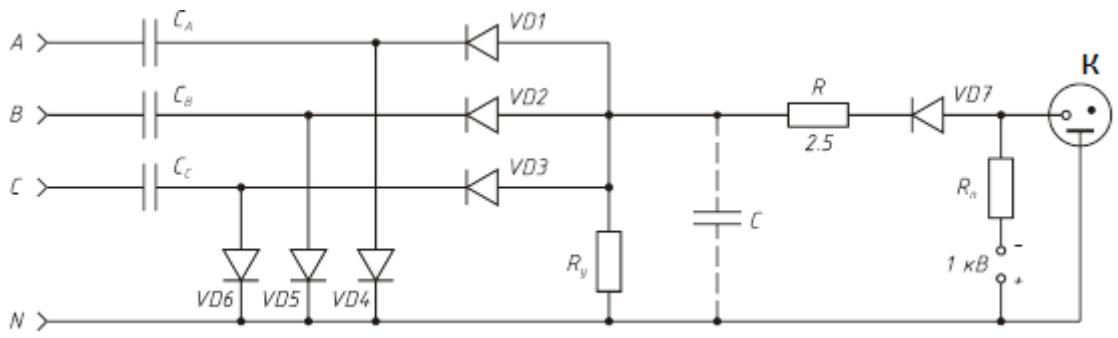
Проблему безтрансформаторного живлення тліючого розряду з заземленим анодом можна достатньо просто вирішити при використанні діодно-конденсаторних випрямлячів з подвоєнням змінної напруги мережі, що нескладні за своєю схемою і дозволяють одержати на виході напруги до 600 В, оскільки амплітуда стандартної фазової напруги мережі становить близько 310 В. Цієї напруги цілком достатньо для підтримки потужного тліючого розряду у багатьох випадках. Такий метод живлення тліючого розряду одночасно здійснює його імпульсну модуляцію.

Раніше вже пропонувалося використовувати для живлення тліючого розряду однофазні подвоювачі напруги, але їх струм не перевищував 4 А навіть при великій ємності конденсаторів (2×2000 мкФ) [42]. На основі однофазних подвоювачів також створювалися джерела живлення для імпульсних лазерів [43]. У даній роботі пропонується використовувати для живлення розряду трифазні подвоювачі напруги [36]. Далі буде розглянуто імпульсні модулятори на базі діодно-конденсаторних подвоювачів напруги та тиристорного комутуючого пристрою.

На рис. 3.17 представлена базова схема джерела живлення з трьохфазним випрямлячем-подвоювачем напруги. Тут A, B, C – фазові проводи мережі живлення, N - заземлена нейтраль, VD1-VD6 – вентилі діодні чи тиристорні, VD7 – роздільний діод, C –конденсаторний накопичувач енергії, R – баластний опір потужного робочого тліючого розряду, $R_П$ – баластний резистор підготовчого (“сторожового”) розряду, $R_У$ – резистор для розряду C.

Конденсатори C_A, C_B, C_C – виконують одночасно роль проміжних накопичувачів енергії і струмообмежувальних елементів для кожної фази мережі. Заряд цих конденсаторів до аплітудного значення фазової напруги

(~ 310 В) відбувається під час позитивної напівхвилі фазових напруг, а розряд – негативної. У негативні напівперіоди напруга заряду конденсаторів складається з напругою відповідного фазового дроту і за рахунок цього відбувається подвоєння на виході подвоювача (до ~ 600 В без навантаження, на холостому ході). Струмообмежуючий резистор R обирають 2,5-15 Ом, а ємність конденсатору $C_{A,B,C}$ обирають 50-500 мкФ.



К – розрядна камера; C_A, C_B, C_C – К 75-40-100 мкФ -750В, VD1 – VD3 – Д132-80-14 або ТЧ-50-9; VD4–VD6 – КД201Г; VD7 – Д132-80-14; R_y – ВС-5-100кОм; $R_п$ – ПЕВ-50-30кОм; Конденсатори C_A, C_B, C_C шпунтуються резисторами МЛТ-2-100кОм

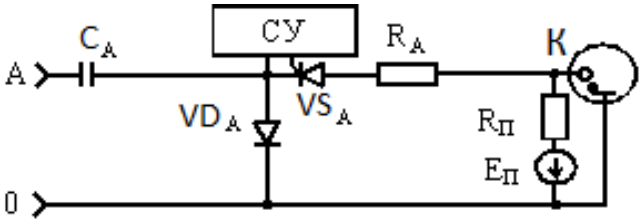
Рис. 3.17. Схема джерела імпульсного живлення з трьохфазним випрямлячем-подвоювачем змінної напруги мережі з прикладами номіналів компонентів схеми

У режимі холостого ходу амплітуда імпульсів напруги становила 610 В. Джерело з напругою 1 кВ забезпечує надійне запалювання тліючого розряду при першому вмиканні і самовільному згасанні і підтримує підготовчий розряд зі струмом 30-50 мА, який необхідний для усунення статистичного спізнення встановлення потужного робочого розряду. Дана схема дозволяє живити тліючий розряд імпульсним, сильно- або слабопульсуючим струмом, а також регулювати тривалість і амплітуду імпульсів.

Дана схема може працювати в некерованому режимі генерації імпульсів під час усієї тривалості негативних напівперіодів напруги мережі, коли на розряд подається подвоєна напруга. У цьому випадку VD1, VD2, VD3 мають бути діодними вентилями. Другий режим – це робота в керованому режимі

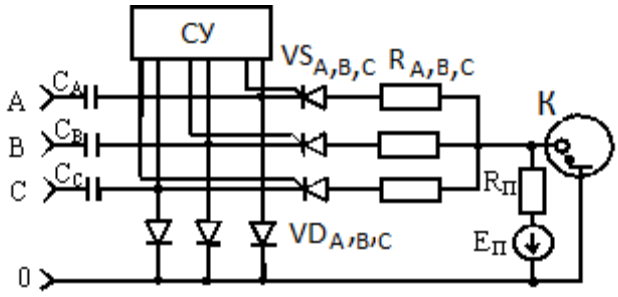
генерації імпульсів під час частини тривалості негативних напівперіодів напруги мережі, коли на розряд подається подвоєна напруга. У цьому випадку VD1, VD2, VD3 повинні бути керованими тиристорними вентилями і, змінюючи момент запуску тиристорів, можна регулювати амплітуду та тривалість імпульсів напруги, що подається на тліючий розряд.

На рис. 3.18 показаний однофазний варіант подібного джерела імпульсного живлення, на рис. 3.19 – трифазний.



К – камера; СУ – система управління тиристором (див. рис. 3.15); $E_П$, $R_П$ – джерело і баластний резистор підготовчого розряду; R_A – баластний резистор робочого тліючого розряду; VD_A – зарядний діод; VS_A – тиристор

Рис. 3.18. Однофазне кероване джерело імпульсного живлення тліючого розряду



К – камера; СУ – система управління тиристором (див. рис. 3.15); $E_П$, $R_П$ – джерело і баластний резистор підготовчого розряду; $R_{A,B,C}$ – баластні резистори робочого тліючого розряду; $VD_{A,B,C}$ – зарядні діоди; $VS_{A,B,C}$ – тиристори

Рис. 3.19. Трифазне кероване джерело імпульсного живлення тліючого розряду

Розглянемо роботу однофазного варіанту імпульсно-модульованого живлення тліючого розряду для випадку відсутності конденсатора С. На рис. 3.20 приведені спрощені діаграми зміни напруг фази – u_A, на

конденсаторі C_A – u_C, діоді VD_A – u_D, катоді розрядного пристрою – u, а також розрядного струму i. Напруга u і струм i – за наявності підготовчого розряду Тонкою штрих-пунктирною лінією показана напруга холостого ходу на діоді VD_A – u_x. Ліва частина діаграм відноситься до випадку некерованого діода (VD1 на рис. 3.17), а права – до заміни його на тиристор VS_A (на рис. 3.18).

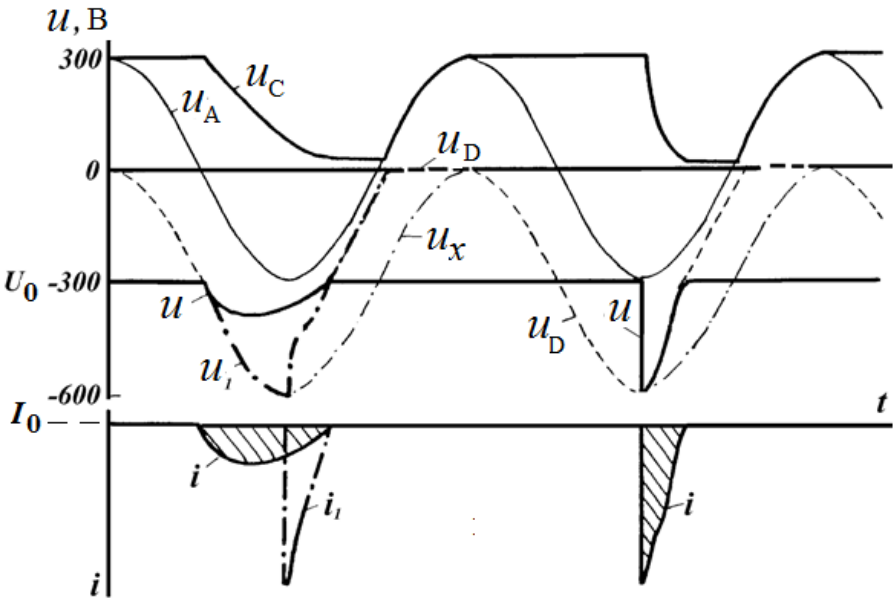


Рис. 3.20. Діаграми напруги та струму для однофазного режиму імпульсного живлення тліючого розряду

Рівень напруги ~ 300 В відповідає одночасно амплітудному значенню фазової напруги E, напруги підготовчого розряду в початковій ділянці вольт-амперної характеристики потужного тліючого розряду U_0. Ця характеристика має зростаючий характер, а динамічний опір тліючого розряду складає декілька Ом при струмах до 100 А в субмілісекундному та мілісекундному діапазонах тривалостей імпульсів.

Розглянемо роботу некерованого подвоювача напруги з діодом замість тиристора на виході (тобто VD1 на рис. 3. 17) – дивися ліву частину діаграм на рис. 3.20 для випадків з підготовчим розрядом (криві u, i). і без (криві u_1, i_1). У першому випадку, коли напруга на виході подвоювача досягне напруги

підготовчого розряду (~ 300 В), почнеться робочий потужний тліючий розряд і буде формуватися імпульс розрядного струму *i*, потім він спаде, як і напруга *u*, до струму і напруги підготовчого розряду. У паузі між імпульсами підтримується підготовчий розряд з напругою U_0 до 300 В і струмом I_0.

Таким чином, у випадку некерованого діода VD1 (на рис. 3.17) робочий потужний тліючий розряд виникає в момент переходу фазової напруги через нуль, форма імпульсів – куполоподібна, їхня максимальна тривалість у основі – до 10 мс. Амплітуда імпульсів і їх тривалість залежать від величин C_A, R (або R_A) і тиску газу. При C_A = 100 мкФ, R = 2,5 Ом у тліючого розряду з титановим катодом амплітуда I_A ~ 7 А, при C_A = 600 мкФ I_A ~ 16 А.

Оскільки амплітуда фазової напруги E приблизно дорівнює U_0 конденсатор C_A навіть малої ємності практично не перезаряджається до негативної напруги. При R порядку декількох Ом залишкова напруга для C_A = 50-100 мкФ у межах 10 В, а для C_A = 600 мкФ близько 100 В. Припускаючи, що весь заряд C_A витрачається на формування імпульсу струму розряду, можна розрахувати величину середнього струму з похибкою не більше 20 % для C_A < 500 мкФ і R < 5 Ом по формулі

$$I_{СР}\,[А] = 0{,}015 C_A\,[мкФ]. \qquad (3.1)$$

При зриві в дуговий розряд конденсатор C_A швидко перезаряджається, а діод VD1 (на рис. 3.17) закривається, і дуга автоматично припиняється. Джерело з напругою 1 кВ не може її підтримувати через велику величину $R_П$ = 20-50 кОм. У випадку виходу з ладу діодів VD1 і VD4 (на рис. 3.17) струм у мережі буде обмежений реактивним опором C_A.

У разі без підготовчого розряду сильнострумний робочий розряд виникає при напрузі > 300 В (див. криву u_1), також внаслідок збереження до цього моменту більшої напруги заряду конденсатора C_A відбувається формуванням більшої амплітуди імпульсу розрядного струму (див. криву i_1), Тривалість імпульсів – значно менша 10 мс.

Розглянемо роботу керованого подвоювача напруги з тиристором VS_A на виході (рис. 3.18), діаграми для якого наведені на рис. 3.20 (права частина

діаграм). Система управління СУ подає імпульси на керуючий електрод тиристора VS_A з регульованою затримкою, що дозволяє змінювати момент початку та, відповідно, тривалість імпульсів розрядного струму. Кінець імпульсу струму визначається моментом вимикання тиристора як вентильного приладу переходом струму *i(t)* через нуль, тобто негативною напругою анода при відповідній полярності та величині мережевої напруги. Диністорна схема керування тиристором, яка наведена на рис. 3. 15, може бути застосована як система управління. Типові тривалості імпульсів у основі складають 0,1-5 мс.

В іншому робота даного варіанту імпульсного модулятора схожа на роботу некерованого подвоювача напруги. В правій частині рис. 3.20 показаний випадок вмикання тиристора в максимумі негативної напівхвилі U_A, коли формується імпульс найбільшої амплітуди, що дорівнює 30-70 А при C_A=100 мкФ, R=2,5 Ом у діапазоні робочих тисків аргону. Амплітуда імпульсів розрядного I_A залежить від тих же факторів, як і у випадку некерованого діода VD1 (на рис. 3.17), а середній струм розряду можна розрахувати по формулі (3.1). Максимально-допустима амплітуда струму визначається параметрами мережі живлення, але, як правило, при $I_A < 100$ А проблеми з мережею не виникають.

Неважко скласти та вирішити диференціальне рівняння для ланцюга, що складається із джерела змінної напруги, конденсатора C_A і тліючого розряду. При цьому приймалося що $U_0 = E$, і використовувалася лінійна апроксимація вольт-амперної характеристики тліючого розряду. Отримано наступний вираз для миттєвого значення струму розряду під час імпульсу:

$$i(t)=(E/Z)\cos(\omega t + \psi + \varphi) + (EX/ZR_C)\sin(\psi + \varphi)\exp(-t/R_C C_A), \quad (3.2)$$

де t – час, що відлічується від початку імпульсу струму; ω – кругова частота мережі живлення, $Z=(R_C^2 + X^2)^{1/2}$; R_C дорівнює сумі активного опору ланцюга і динамічного опору тліючого розряду; $X = 1/\omega C_A$, ψ – фазовий кут вмикання тиристора, відлічуваний від початку негативного напівперіоду фазової напруги (для некерованого діода ψ = 0); $\varphi = \text{arctg}(-R/X)$.

Розрахунок ведеться до переходу *i(t)* через нуль, його похибка не перевищує 20 %. Початкове значення струму складає $i(0) = (E/R_C)\sin\psi$. Для $\psi \geq \pi/2$ амплітуда $I_A = i(0)$.

При вимкненні джерела підготовчого розряду потужний робочий тліючий розряду буде виникати більш-менш стійко тільки при підвищених тисках і поблизу максимуму негативної напівхвилі фазової напруги, коли до катоду розрядного пристрою буде прикладена негативна напруга близько 600 В. І в цьому випадку буде генеруватися імпульс струму розряду C_A, але його амплітуда і, відповідно, тривалість та форма більш сильніше, чим при наявності підготовчого розряду, залежать від тиску робочого газу. Цей випадок представлений на рис. 3.20 штрих-пунктирними кривими для напруги розряду u_1 і струму i_1.

При вмиканні фільтруючого конденсатора С дуже великої ємності (> 3000 мкФ), а також збільшенні ємності C_A та опору R_A, можна перейти від імпульсного режиму роботи до режиму зі слабопульсуючим струмом, але при цьому різко зростуть розміри джерела живлення або прийдеться знижувати струм розряду. При малій же величині R у випадку зриву в дугу може відбуватися локальне розплавлення катоду і викид крапель його матеріалу. Це навіть може призвести до його руйнування за рахунок енергії, накопиченої у фільтруючому конденсаторі С. Імовірність цього процесу зростає зі збільшенням ємності *С*. Якоюсь мірою це можна усунути вмиканням послідовно з розрядом дроселя з великою індуктивністю і малим активним опором. Також треба відзначити, що застосування в даному випадку електролітичних конденсаторів пов'язане з небезпекою їх перегріву і руйнування через сильні пульсації при частих зривах у дугу.

Таким чином, однофазний варіант подвоєння напруги можна застосовувати для імпульсно-модульованого живлення тліючого розряду із максимальною частотою повторення імпульсів 50 Гц, причому більш кращим є використання тиристорної комутації на виході подвоювача напруги. Для

живлення розряду з малими пульсаціями розрядного струму цей варіант не оптимальний.

На рис. 3.21 приведені діаграми для трифазного вмикання подвоювача напруги; ліворуч – з некерованими діодами (рис. 3.17) і праворуч – з тиристорами VS_A, VS_B, VS_C замість діодів VD1, VD2, VD3 (рис. 3.19). Тут штрихові криві показують зміну напруг холостого ходу $u_{A.X}$, $u_{B.X}$, $u_{C.X}$ на діодах VD4 – VD6 (рис. 3.17) або VD_A, VD_B, VD_C (рис. 3.19), відповідно.

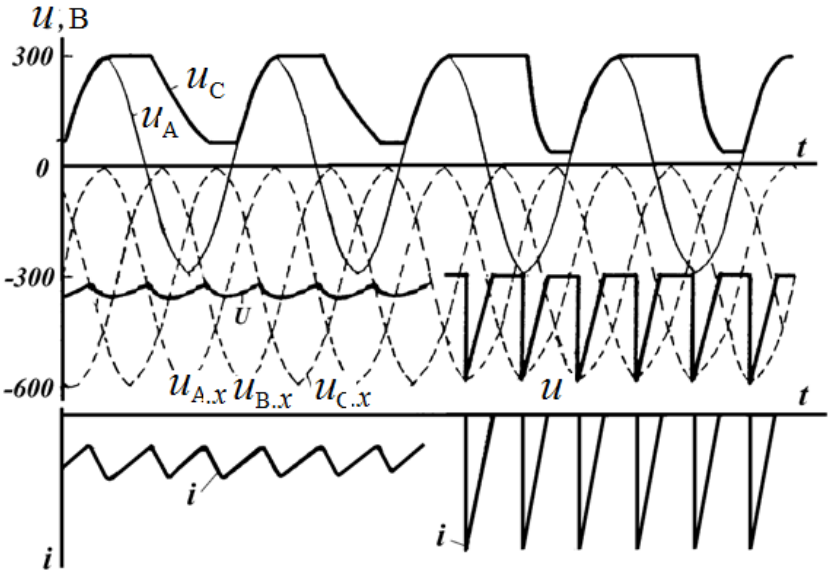


Рис. 3.21. Діаграми напруги та струму для трьохфазного подвоювача напруги для імпульсного живлення тліючого розряду

Як видно, робота трифазної системи багато в чому аналогічна однофазній, але завдяки більш високій частоті комутації (150 Гц) у три рази підвищується середній струм розряду і знижуються пульсації. Отже, для одержання заданого значення $I_{СР}$ можна застосовувати конденсатори меншої ємності. Величину $I_{СР}$ також можна розрахувати по формулі (3.1), але для цього в неї треба замість C_A підставити сумарну ємність конденсаторів C_A, C_B, C_C. Похибка розрахунку не перевищує 20 % при сумарній ємності конденсаторів до 500 мкФ. Для схеми з тиристорами похибка розрахунку менша через більш повний розряд конденсаторів під час імпульсу струму. Для розрахунку миттєвих значень *i(t)* також можна застосовувати вираз (3.2)

без його змін. Амплітуда імпульсів струму в трифазній схемі така ж, як в однофазній.

Змінюючи ємність конденсаторів C_A, C_B, C_C і величину опору R ($R_{A,B,C}$), можна здійснювати режими живлення тліючого розряду з імпульсним чи пульсуючим струмом. При ємності конденсаторів до 200 мкФ і *R* до 5 Ом має місце імпульсний потужний розряд.

Типові параметри безтрансформаторного джерела живлення (модулятора): частота повторення імпульсів – 150 Гц, тривалість імпульсів струму за їх нижнім рівнем – до 3 мс, амплітуда імпульсів – до 70 А, середній струм розряду – 1-5 А.

На виході подвоювача напруги з некерованими діодами можна ввімкнути фільтруючий конденсатор С для зниження пульсацій розрядного струму, але при цьому дещо знижується $I_{СР}$, і на практиці в цьому немає необхідності, тому що пульсації розрядного струму за звичай не впливають на якість обробки деталей. Таким чином, завдяки зменшенню в трифазному подвоювачі напруги ємності конденсаторів у фазових проводах і відсутності фільтруючого конденсатора різко знижується імовірність викиду крапель і руйнування катоду (тобто поверхні деталей) у випадках зриву в дуговий розряд.

Для регулювання струму тліючого розряду при використанні схеми з некерованими діодами можна застосовувати різні способи, включаючи зміну ємності конденсаторів чи величини баластного опору. Також можна застосовувати досить простий магнітний регулятор-підсилювач з робочими обмотками, ввімкненими послідовно у фазові проводи. У схемі же з тиристорами регулювання можна здійснювати шляхом зміни фази їхнього вмикання.

Для створення безтрансформаторного джерела живлення на некерованих діодах із середнім струмом розряду до 5 А застосовуються такі ж елементи, як на схемі на рис. 3.17. Як діоди VD1, VD2, VD3 можливо також брати діоди типу ДЛ122-32-14, а діод VD7 не використовувати.

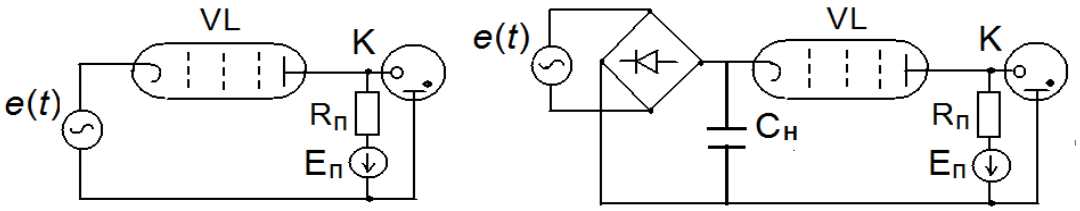
Таким чином, у цьому розділі велика увага була приділена схемам з подвоєнням напруги живлення робочого розряду без застосування силового трансформатора на вході подвоювача та його підключенням безпосередньо до зовнішньої мережі. Такий підхід дозволяє отримати напругу лише до 600 В. Застосовувати більш складні помножувачі для більшої величини напруги не раціонально для силової електроніки через громіздкість і малу потужність схем таких помножувачів. Однак можна поєднувати вхідний силовий трансформатор або автотрансформатор, що підвищує вхідну напругу мережи, з діодно-конденсаторним подвоювачем напруги, як це робиться в поширених побутових мікрохвильових печах для живлення генераторного НВЧ магнетрону. При такому підході спрощується конструкція трансформатора, що підвищує вхідну напругу мережи живлення.

4. ІМПУЛЬСНІ МОДУЛЯТОРИ НА ЕЛЕКТРОВАКУУМНИХ ПРИЛАДАХ

4.1. Модулятори на електронних лампах

Імпульсні модулятори на вакуумних ключових приладах (електронних лампах) найчастіше використовують конденсаторні (ємнісні) накопичувачі енергії. Їхня структура представлена на рис. 1.2 *в* в загальному вигляді.

На рис. 4.1 представлені спрощені схеми лампових імпульсних модуляторів. У схемі на рис. 4.1*а* живлення тліючого розряду здійснюється безпосередньо від джерела змінної напруги $e(t)$, а модуляторна лампа одночасно служить однополуперіодним випрямлячем та формувачем імпульсів, що подаються на катод тліючого розряду в технологічній камері.



а *б*

$C_Н$ – ємнісний накопичувач енергії, $E_П$, $R_П$ – джерело живлення і баластний опір підготовчого розряду, $e(t)$ – первинне джерело енергії змінного струму, К – технологічна камера, VL – модуляторна лампа типу пентода або променевого тетрода

Рис. 4.1. Схеми лампових імпульсних модуляторів

Амплітуда напруги $e(t)$ первинного джерела енергії має забезпечувати підтримку тліючого розряду певну частину періоду $e(t)$. Для цього амплітуда напруги $e(t)$ вибирається величиною ~ 1-1,5 кВ. Ініціювання ж тліючого розряду та стабілізацію його виникнення у кожний період змінної напруги $e(t)$ здійснює джерело підготовчого розряду $E_П$; струм цього розряду близько 30-50 мА. Завдяки пентодній характеристиці лампи у більшу частину робочого напівперіоду реалізується режим живлення як від генератора струму. Величина розрядного струму задається напругою першої сітки.

Модулятор за схемою, як на рис. 4.1 *а*, залежно від форми керуючих імпульсів може генерувати або послідовність одиночних імпульсів з частотою 50 Гц, або послідовність пачок коротких імпульсів тривалістю в десятки/сотні мікросекунд – одиниці мілісекунд при частоті пачок 50 Гц.

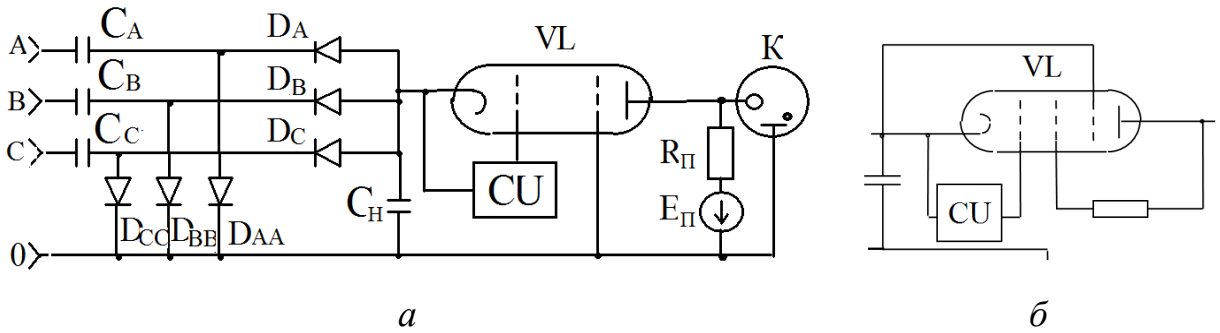
Схема на рис. 4.1 *б* повністю відповідає схемі на рис. 1.2 *в*, в ній є конденсаторний (ємнісний) накопичувач енергії $C_Н$, який заряджається в обидва напівперіоди напруги $e(t)$. Завдяки його наявності знижено пульсацію амплітуди генерованих імпульсів, що подаються на розрядний пристрій, порівняно зі схемою на рис. 4.1 *а*, а первинне джерело змінної напруги $e(t)$ не навантажується високочастотними імпульсами струму.

Зазначимо, що схема на рис. 4.1 *б* за своєю конфігурацією схожа на джерело постійного струму з використанням потужної генераторної лампи (ГУ-81) як регульованого електронного баласту для живлення газового розряду [1].

Схеми на рис. 1.2 *в* та рис. 4.1 повинні містити на вході трансформатор, що підвищує напругу, оскільки стандартної напруги промислової мережі частотою 220 В, 50 Гц зазвичай мало для підтримки тліючого розряду. Однак у деяких випадках можна обійтися без підвищуючого трансформатора, якщо здійснювати заряд ємнісного накопичувача енергії безпосередньо від мережі змінної напруги через випрямляч-подвоювач напруги, як показано на рис. 4.2*а*. Максимальна напруга заряду накопичувального конденсатора $C_Н$ на виході випрямляч-подвоювач напруги становить 610 В при живленні від стандартної мережевої наруги 220 В.

Схема на рис. 1.2 *в* представляє загальний принцип побудови модуляторів з ємнісним накопичувачем енергії, в ній ключовий прилад (тут лампа) знаходиться у ланцюзі з високим потенціалом, а із землею гальванічно з'єднаний позитивний полюс джерела для заряду накопичувача. З конструкторської точки зору схема модулятора із заземленим катодом модуляторної лампи краща, тому на практиці реалізують схеми, подібні до

показаної на рис. 4.3, у якої обидва полюси зарядного джерела знаходяться під високим потенціалом щодо землі



а *б*

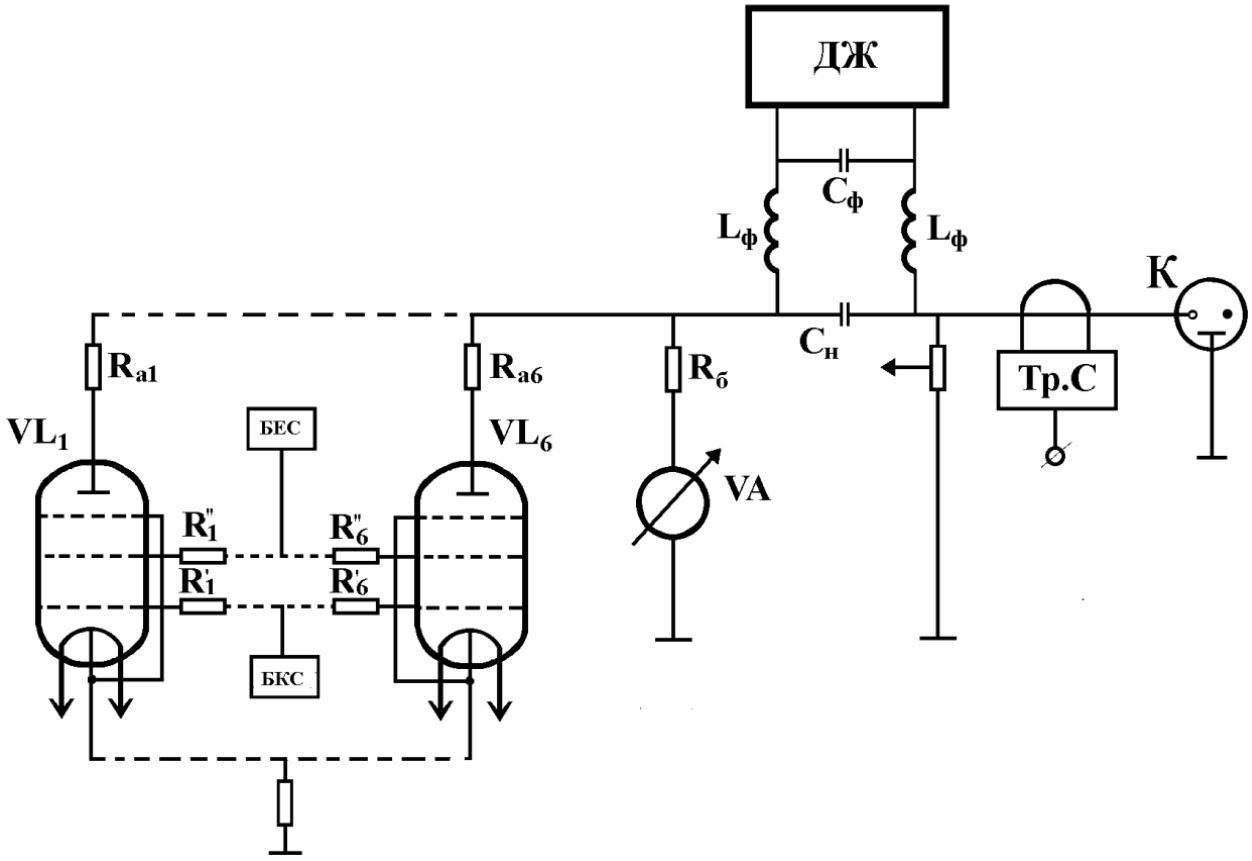
A, B, C – входи для подачі фазових напруг мережі; C_A, C_B, C_C – проміжні накопичувачі енергії; C_H – ємнісний накопичувач енергії; CU – блок керування; D – напівпровідникові діоди; $E_П$, $R_П$ – джерело живлення і баластний опір підготовчого розряду; K – технологічна камера; VL – модуляторна лампа типу пентода або променевого тетрода

Рис. 4.2. Схема імпульсного модулятора з безтрансформаторним живленням від випрямляча-подвоювача напруги мережі (*а*) і варіант подачі напруги на екранну сітку модуляторної лампи (*б*)

У розділах 1.2 та 2.3 були вже описані характеристики вакуумних ключових приладів, тому тут відзначимо основні переваги та недоліки модуляторів, побудованих на цих приладах. До їх переваги можна віднести жорсткість підтримки імпульсних параметрів живлення тліючого розряду, ефективне і швидке дугопригнічення, стійкість до перевантажень по струму і перенапруг при зривах тліючого розряду, простоту зміни тривалостей генерованих імпульсів, широкий діапазон робочих напруг, широкий діапазон робочих напруг, починаючи з кіловольтового рівня до сотні кіловольт, велику потужність з одним приладом, можливість застосування систем управління на напівпровідниках. Однак є й недоліки, що обмежують застосування вакуумних приладів, а саме: досить велике падіння напруга на приладах (сотні вольт – до 1 кВ і вище), що часто робить їх недоцільним при розрядній напрузі менше 1 кВ; наявність термокатода та потужного джерела для його підігріву.

Для збільшення середньої потужності імпульсних модуляторів застосовують паралельне з'єднання декількох ключових приладів, що було

застосовано на практиці, наприклад, до генераторних пентодів ГУ-81М, див. рис. 4.3. Використання в модуляторі ізольованого від землі анодного джерела живлення дозволило заземлити катод тасітрону VL, що спростило схему модулятора.



БЕС, БКС – блоки управління керуючою та екранною сітками; ДЖ – анодне джерело живлення; К – камера з розрядною системою; $C_н$ – накопичувач енергії; R', R'', $R_а$ – антипаразитні резистори; $R_б$ – баластний резистор для підготовчого розряду; Тр.С – трансформатор струму; VL – модуляторні лампи

Рис. 4.3. Схема імпульсного модулятора для живлення тліючого розряду

У розділі 5 описана схема і робота імпульсного модулятора на генераторних лампах ГУ-81М, який є практичною реалізацією схеми, показаної на рис. 4.3.

4.2. Застосування електронних ламп у режимі повернення електронів на сітку для генерації напруги зміщення на деталі під час іонної обробки

Розглянемо питання застосування електронних ламп у так званому перенапруженому режимі з поверненням електронів на сітку для генерації напруги зміщення на оброблюваних деталях та покажемо, що цей режим має практичне значення для технології імпульсної іонної обробки при напругах одиниці-десятки кіловольт.

Для прискорення іонів у процесах іонної обробки необхідно подавати негативну напругу зміщення на оброблювані деталі. Напругу зміщення доцільно піддавати імпульсній модуляції, яка запобігає дугоутворенню на поверхні деталей і дає змогу регулювати теплове навантаження без зниження амплітуди напруги [2]. Для отримання імпульсів необхідні модулятори, здатні надійно працювати з таким специфічним навантаженням.

Деталь є колектором іонів і з електричної точки зору її можна розглядати як “генератор” струму, оскільки її вольт-амперна характеристика (ВАХ) являє собою іонний струм насичення, слабо залежний від величини напруги зміщення, а саму деталь можна розглядати як плазмовий електричний зонд при великій негативній напрузі. Іонний струм на деталь має особливості у своїй поведінці. По-перше, величина іонного струму зазвичай хаотично змінюється в часі через флуктуації параметрів розрядної плазми; величина флуктуацій може бути дуже великою – десятки відсотків у потужних установках. По-друге, в потужних установках можливі іскріння і дугоутворення на електродах розрядної системи, які призводять не тільки до сильних коливань іонного струму на деталі, а й до короткочасного вимкнення джерела живлення розряду, що спричиняє припинення іонного струму на деталь. Через останній імпульсний модулятор переходить на деякий час у режим холостого ходу, який небезпечний для електронних ламп з позитивною сіткою через зникнення анодної напруги, що спричиняє перевантаження сітки. По-третє, можливі іскріння та дугоутворення в

ланцюзі деталі, які призводять до пошкодження поверхні деталі та короткого замикання модулятора.

Для забезпечення стійкості та відтворюваності процесів іонної обробки джерела зміщення повинні мати зовнішню ВАХ, схожу на характеристику ідеального генератора напруги, за якої флуктуації іонного струму не призводять до помітних змін напруги на деталі. Але така ВАХ має підтримуватися тільки до певного критичного (I_{cr}) значення струму, після якого джерело має автоматично припиняти подачу напруги, щоб перервати дугу на деталі. Таким чином, "ідеальне" джерело напруги зміщення U_b повинне мати ВАХ $U_b(i)$у вигляді лінії 1, показаної на рис. 4.4. Горизонтальна пряма 2 на рис. 4.4 показує постійну напругу E первинного джерела живлення Е. У разі послідовного з'єднання джерела Е і комутуючого (модулюючого) приладу напруга зміщення дорівнює $U_b = E - U_V$ (U_V – падіння напруги на приладі), і необхідну ВАХ джерела можна отримати, якщо залежність $U_V(i)$ відповідає лінії 3 на рис. 4.4. Для отримання такої залежності $U_V(i)$ необхідно підібрати або виготовити відповідний комутуючий прилад.

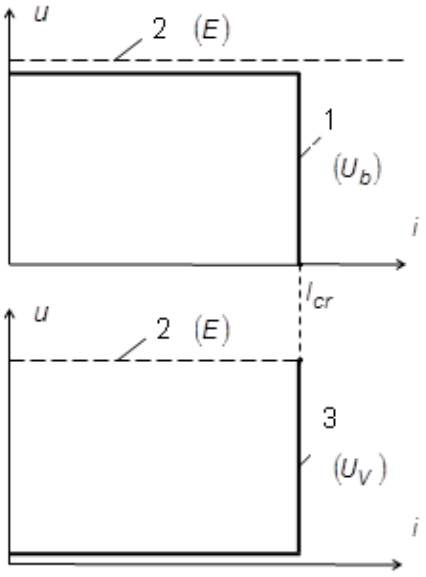


Рис. 4.4. ВАХ "ідеальних" джерела напруги зміщення $U_b(i)$ та комутуючого приладу $U_V(i)$

У системах з немодульованою напругою зміщення це завдання можна досить просто вирішити, застосовуючи силові трансформатори з падаючою характеристикою або регульовані випрямлячі зі зворотним зв'язком. У системах генерації імпульсного зміщення деталей слід застосовувати модулятори, які також тією чи іншою мірою задовольняють ці вимоги. У модуляторах можна використовувати різні комутуючі прилади: високовольтні транзистори, тиристори, тиратрони, електронні лампи, і залежно від типу приладу застосовувати ті чи інші способи керування і стабілізації роботи. Мета цього розділу – показати, що розглянуте завдання може бути досить просто вирішене, якщо для генерації напруги зміщення застосовувати потужні електронні лампи, що працюють у перенапруженому режимі повернення електронів на позитивну сітку.

Електрична еквівалентна схема ланцюгу деталі

Ланцюг зміщення деталі можна уявити електричною еквівалентною схемою, показаною на рис. 4.5. Тут I_i – незалежний генератор струму, що імітує струм іонів із плазми на деталь; E – первинне джерело напруги E; V – модулюючий прилад (у нашому випадку електронна лампа). Схема відноситься до періоду, коли прилад перебуває у ввімкненому стані, а $i < I_{cr}$. Остання нерівність випливає з тієї обставини, що після досягнення іонним струмом критичного значення струм у ланцюзі буде обмежений величиною I_{cr}, що задається приладом, а I_i перестає бути генератором струму (фізичне пояснення можливості такої поведінки струму частинок на деталі наведено нижче). Оскільки режим роботи схеми, зокрема струм у ланцюзі, визначається струмом іонів на підкладку, введено функцію *f*, яка керує залежністю U_V від струму, що проходить через прилад ($i = i_a$, де i_a – анодний струм лампи). Ця функція є зворотною функцією анодної характеристики (АХ) лампи $i_a(U_a)$. Введення функції f означає, що комутуючий прилад є залежним генератором напруги і струму. За 2-м законом Кірхгофа $E = U_b + U_V$.

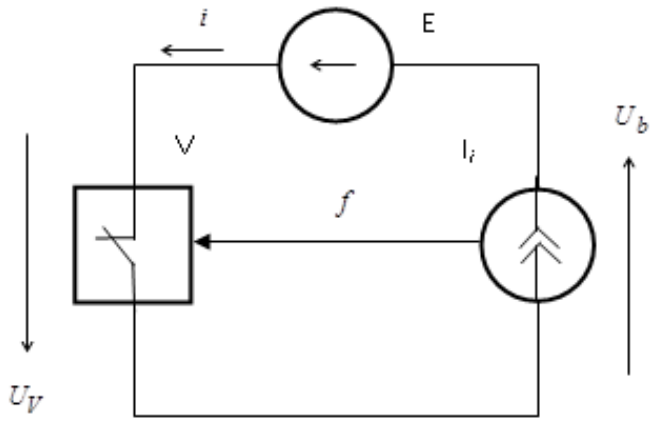


Рис. 4.5. Електрична еквівалентна схема ланцюга деталі

Доведемо, що ця еквівалентна схема відповідає реальним фізичним процесам у ланцюзі деталі. При іонному струмі $i < I_{cr}$ та "ідеальному" комутуючому приладі величина U_b не залежить від іонного струму (на практиці флуктуації іонного струму слабо впливають на напругу зміщення при досить потужному джерелі E і приладі V). При $i = I_{cr}$ величина U_b стає рівною нулю (на практиці – близькою до нуля). У разі, коли іонний струм з плазми більший за I_{cr}, ланцюг через наявність комутуючого приладу V з характеристикою, подібною до кривої 3 на рис. 1, не може пропускати струм, більший за I_{cr}, тому в еквівалентній схемі напруга зміщення продовжує залишатися рівною нулю, а генератор струму I_i слід замінити “закороткою”. На практиці також встановлюється потенціал деталі, близький до нуля; точніше, ледве негативний (~ кількох вольт), за якого на неї приходитимуть високоенергетичні електрони, що компенсують надлишковий струм іонів, і струм у ланцюзі зберігатиметься рівним I_{cr}.

Характеристики електронних ламп із позитивною сіткою

На рис. 4.6 показано сімейство типових АХ генераторного тріода $i_a(U_a)$, апроксимованих прямими лініями [3, 4]. Позитивна напруга на керуючій сітці U_g є параметром для АХ. Позитивні U_g застосовуються для отримання підвищеного анодного струму за рахунок максимального струмовідбору з

катода, якого не можна досягти під час роботи з негативною сіткою. Характеристики для тріода взяті тільки як приклад, так само можна розглянути АХ променевих тетродів і пентодів з позитивною екранною сіткою.

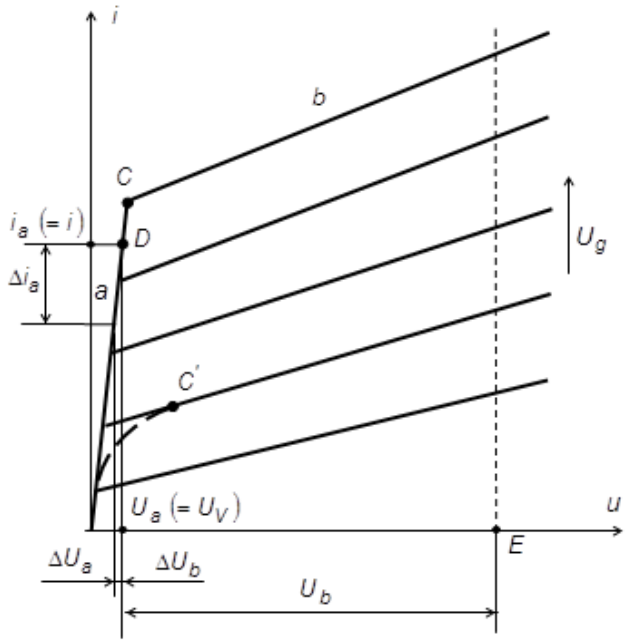


Рис. 4.6. Типові анодні характеристики генераторного тріода

Характеристики $i_a(U_a)$ мають дві ділянки: вертикальну ділянку "*a*" і пологу ділянку "*b*". Ділянки перетинаються в деякій точці *C*. Реальні АХ мають більш плавний перехід між обома ділянками, який показано штриховою лінією для одного зі значень U_g, а хід самих АХ дещо відрізняється від прямолінійного.

Ділянка *a* є лінією спаду анодного струму. На цій лінії має місце режим насичення, за якого U_a досягає мінімального значення, а провідність лампи – максимального значення, якщо збільшувати U_g за даної величини i_a. На лінії режиму насичення (лінії насичення) також послаблюється залежність струму i_a від U_g за заданої величини U_a. У результаті, ділянки *a* окремих АХ характеристик накладаються одна на одну.

Під час аналізу лампових генераторів гармонійних коливань великої потужності на АХ накладають лінію критичного режиму (критичну лінію або лінію граничного, прикордонного, режиму) [3, 5, 6]. Ця лінія розділяє

перенапружений (ділянка *a*) і недонапружений (ділянка *b*) режими. У першому режимі вершина імпульсів анодного струму має провал через перерозподіл катодного струму між анодом і сіткою на користь останньої. У недонапруженому режимі вершина імпульсів струму мало спотворена. Критичну лінію проводять через точки, де характеристика $i_a(U_a)$ починає загинатися донизу, а сітковий струм починає різко зростати при зниженні U_a. У точках загину (зокрема, в точках *C* і *C'* на рис. 3) має місце приблизна рівність анодної і сіткової напруг $U_g=U_a$. Ці точки утворюють так звану лінію рівних напруг. З нею зазвичай ототожнюють критичну лінію.

У деяких лампах критична лінія має меншу крутизну, ніж лінія спаду анодного струму, але в багатьох лампах (насамперед у тріодах) лінія спаду або лінія насичення практично збігається з критичною лінією і лінією рівних напруг.

Таким чином, залежність $i_a(U_a)$ на різних ділянках визначається співвідношенням між напругами на сітці й аноді: на ділянці *a* величина $U_g \geq U_a$., на ділянці *b* величина $U_g<U_a$.

На ділянці *a* зміни U_a відносно невеликі при зміні анодного струму в широких межах, тому електронну лампу в цьому режимі можна представити на електричній еквівалентній схемі у вигляді генератора напруги. Оскільки АХ на ділянці *a* практично прямолінійна і виходить з початку координат, електронну лампу в цьому режимі можна представити також у вигляді лінійного резистора [7].

Ділянка *a* відповідає режиму повернення, за якого електрони, що емітуються катодом, потрапляють на сітку не тільки завдяки прямому перехопленню витками сітки, а й унаслідок повернення тих електронів, які пролетіли повз витки сітки в проміжок сітка-анод і повернулися до сітки. Анодна напруга на цій ділянці АХ слабо впливає на струмовідбір з катода, але сильно впливає на перерозподіл струму між сіткою та анодом, тому невелика зміна U_a призводить до великої зміни анодного струму. Теорію режиму повернення розглянуто в [4].

У режимі повернення, напруга на аноді автоматично встановлюється такою, щоб анодний електронний струм дорівнював струму іонів на деталь. Надлишковий струм електронів, що емітуються катодом, йде на сітку. Таким чином, сітка в цьому режимі відіграє роль поглинача “зайвих” електронів. Для збору анодом необхідної кількості електронів цілком достатньо наявності невеликого позитивного потенціалу на аноді (близько сотні вольт).

Ділянка *b* відповідає режиму перехоплення, за якого електрони, що емітуються катодом, потрапляють на сітку тільки завдяки прямому перехопленню витками сітки, тобто анод у цьому режимі збирає практично всі електрони, що пролетіли між витками сітки. Струм цих електронів обмежує величину струму, яку може пропустити через себе лампа.

На ділянці *b* анодний струм мало змінюється при зміні U_a в широких межах, тому лампу в цьому режимі можна представити на електричній еквівалентній схемі у вигляді генератора або обмежувача струму.

Зростання анодного струму в режимі перехоплення в тріодах пояснюється деяким впливом U_a на відбір струму з катода. У тетродах і пентодах цей вплив мінімізовано через екранну сітку, тому АХ цих приладів на ділянці *b* йдуть практично горизонтально. Зростання анодного струму при підвищенні U_g пояснюється збільшенням катодного струму через зниження поля негативного просторового заряду в прикатодній області. Регулюючи величину U_g, можна змінювати ординату точки *C (C')*, тобто змінювати величину струму, з якої починається режим його обмеження. Знову вкажемо, що теорію режиму перехоплення розглянуто в [4].

Побудова "ідеального" джерела напруги зміщення на електронних лампах з позитивною сіткою

Порівняння характеристик $i_a(U_a)$ на рис. 4.6 і $U_V(i)$ на рис. 4.4 показує, що вони подібні одна до одної, якщо їх повернути на 90°. Для АХ $i_a(U_a)$ аргументом є анодна напруга U_a, а функцією – анодний струм i_a. Для характеристики 3 на рис. 4.4, або $U_V(i)$, навпаки, аргументом є струм іонів *i,*

який визначає струм через прилад *V*, а функцією – напруга на ньому U_V. Вертикальна ділянка *a* на АХ є аналогом горизонтальної частини характеристики "ідеального" комутуючого приладу (кривої 3) на рис. 4.4, а полога ділянка *b* є аналогом вертикальної частини тієї ж кривої. Анодний струм у точці *C* – аналог I_{cr}. На підставі цього електронну лампу з позитивною сіткою можна вважати досить підходящим приладом для генерації напруги зміщення підкладки.

Справді, зміни іонного струму підкладки на Δi і, відповідно, анодного струму на $\Delta i_a = \Delta i$ призводять до зміни напруги зміщення на величину $\Delta = -\Delta U_V = -\Delta U_a$ через зміну падіння напруги на електронній лампі (рис. 4.6). На ділянці *a*, наприклад, поблизу точки *D*, зміна напруги відносно невелика навіть при зміні струму в широких межах. На ділянці *b* зміна ΔU_b буде набагато більшою. Звідси випливає, що найбільший інтерес для генерації напруги зміщення має становити режим насичення або перенапружений режим повернення електронів на сітку.

Коефіцієнт використання напруги первинного джерела E для генерації напруги зміщення дорівнює $k_E = U_b / E = 1 - U_a / E$. Максимальне значення k_E виходить у режимі повернення, за якого мінімальне падіння напруги на лампі. У цьому режимі величина k_E, при E, що становить одиниці-десятки кіловольт, близько 0,9 і навіть вище.

Таким чином, ланцюг, що складається з джерела напруги та електронної лампи, має властивості, необхідні для створення практично ідеального джерела напруги зміщення, оскільки:

- він дає змогу зберегти практично постійною величину напруги зміщення на деталі під час зміни іонного струму в межах від нуля до струму обмеження в точці *C (C')* за прийнятних значень коефіцієнта використання напруги первинного джерела k_E (для величини *E* в діапазоні одиниці-десятки кіловольт),

- вона здатна обмежувати струм джерела (величиною, близькою до величини струму в точках *C* і *C'* або, принаймні, величиною струму, що відповідає ділянці *b* на АХ),

- можна регулювати струм обмеження шляхом зміни сіткової напруги,

- вона дає змогу здійснювати стійку імпульсну модуляцію напруги зміщення в широкому діапазоні частот повторення і коефіцієнтів заповнення імпульсів завдяки хорошій керованості та гарним частотним властивостям електронних ламп.

З усього сказаного випливає, що робочим режимом для генерування напруги зміщення має бути режим повернення електронів на сітку або, як його ще називають у техніці лампових генераторів, перенапружений режим.

Вибір електронної лампи та робочих точок для генерації напруги зміщення в режимі повернення електронів

Таким чином, у тих випадках, коли необхідно одержувати імпульси з амплітудою одиниці-десятки кіловольт при середньому струмі одиниці-десятки ампер у широких діапазонах зміни частоти повторення і скважності імпульсів, доцільно застосовувати як комутуючі прилади електронні лампи. На користь цього свідчить те, що АХ ламп з позитивною сіткою та аналогічних комутуючих приладів електронно-променевого типу схожі на характеристики “ідеального” комутуючого приладу, тобто на лінію 3 на рис. 4.4.

Однак робота ламп у перенапруженому режимі при поверненні електронів на сітку характеризується підвищеними сітковими струмами. Цей ефект корисний для нашого застосування, оскільки має бути якийсь поглинач “зайвих” катодних електронів, щоб забезпечити рівність анодного струму іонному струму на деталь. І позитивна сітка відіграє роль такого поглинача. На жаль, при невдалому виборі режиму сітки можливий її перегрів, що призводить до появи термоемісійних струмів і навіть її руйнування.

Підвищене теплове навантаження на сітку в режимі повернення істотно ускладнює підбір електронних ламп. Найбільш підходять потужні

генераторні тріоди з великою максимально допустимою потужністю розсіювання на сітці $P_{g.per}$. [8]. Променеві тетроди і пентоди не годяться через занадто малу потужність розсіювання екранної сітки. В принципі, для роботи в розглянутих пристроях варто було б створити спеціальний тріод із потужною сіткою, здатний ефективно реалізувати режим повернення. У табл. 1 наведено параметри ламп, які можна використовувати для генерації напруги зміщення, де U_a – номінальна анодна напруга, $P_{a.per}$. – максимально допустима потужність розсіювання на аноді, $P_{g.per}$ – максимально допустима потужність розсіювання на позитивній сітці, P_f – потужність розжарення.

Таблиця 4.1. Параметри потужних генераторних ламп [8]

Тип лампи	ГУ-4А	ГК-13А	ГУ-22А	ГУ-23А	ГУ-24А	ГУ-30А	ГУ-55А	ГУ-59А	ГУ-62А
U_a, кВ	6	11	10	11	27	7,5	12	5	10
$P_{a.per}$, кВт	20	30	20	60	25	60	60	6	40
$P_{g.per}$, Вт	800	800	600	2600	1500	2500	2400	400	1800
P_f, кВт	1,20	2,44	1,24	2,52	2,68	2,31	2,64	0,335	1,44

Початковими параметрами для вибору типу лампи є величина напруги зміщення U_b, коефіцієнт заповнення імпульсів D, критичний струм підкладки I_{cr} і діапазон значень іонного струму на деталі.

Якщо U_b не перевищує 10 кВ, проблем з вибором ламп немає, оскільки більшість генераторних ламп допускають роботу за таких напруг. Якщо робочі значення D можуть бути близькі до одиниці, то вибір лампи та її режиму слід виконувати як для режиму постійного струму. Якщо $D < 1$, то імпульсна потужність електронних потоків на електроди може бути збільшена в $1/D$ разів відносно середнього значення їхньої потужності. Дуже часто процес починають при $D \sim 1$, а закінчують за набагато меншої величини D. У цьому випадку доцільно розглядати тільки найбільш важкий початковий режим, близький до режиму постійного струму.

Критичний струм і діапазон іонних струмів деталі зазвичай заздалегідь не відомі, і їх треба знайти експериментальним шляхом. Під час визначення цих параметрів слід враховувати можливу флуктуацію іонних струмів під час технологічного процесу, тобто треба знати розмах флуктуацій і максимальне миттєве значення іонного струму i_{max}. Якщо відомий діапазон робочих значень іонних струмів, величину I_{cr} задають більшою за i_{max}. Недоцільно, щоб I_{cr} був набагато більшим, оскільки в цьому разі буде неефективним використання лампи за анодним струмом. Можна вважати прийнятним таке співвідношення: I_{cr}=1.2i_{max}. При цьому ми матимемо деякий запас за амплітудою флуктуацій струму через можливе переміщення робочої точки на ділянку b.

Починаємо вибір лампи відповідно до величини струму емісії катода, який має бути більшим I_{cr} принаймні у 2-3 рази. Запас за струмом емісії забезпечує два корисних ефекти: більший термін служби катода і роботу в режимі просторового заряду. Потім вибираємо лампи, які можуть пропускати струм I_{cr} при прийнятному значенні напруги сітки.

Сітковий струм тим більший, чим менше U_a, тому бажано вибирати робочу точку ближче до точки C, але треба враховувати можливі зміни анодного струму через флуктуації іонного струму. Так, ширину ділянки a, яка задається величиною U_g, слід вибирати порядку подвійної амплітуди флуктуацій, при цьому положення робочої точки лампи буде флуктуювати в обидва боки щодо середини ділянки a. При великих іонних струмах деталі необхідно пропускати більший струм через лампу і зміщувати в бік підвищення поріг обмеження струму, тобто збільшувати U_g. Однак це призводить до підвищених сіткових струмів і великої потужності на сітці P_g.

Пропонуємо таку методику вибору параметрів режиму для лампових тріодів у генераторах напруги зміщення.

По анодних і анодно-сіткових характеристиках тріода визначаємо величину напруги позитивного зміщення керуючої сітки U_g, яка може забезпечити одержання анодного струму, що перевищує з деяким запасом

максимальне значення іонного струму в експерименті. Під час вибору запасу треба враховувати, що вибране значення U_g визначатиме струм обмеження, у разі перевищення якого іонним струмом деталі, напруга на деталі впаде практично до нуля. Також треба враховувати, що обрана величина U_g не повинна призвести до перевищення $P_{g.per}$ у разі відсутності анодної напруги на лампі.

Потім обираємо величину баластного опору в ланцюзі сітки, який необхідний для придушення самозбудження паразитних ВЧ коливань через зворотні ємнісні зв'язки в схемі джерела і динатронного ефекту. Для усунення самозбудження з першої причини достатньо антипаразитного опору до 10 Ом. Величина опору для усунення самозбудження з другої причини залежить від типу лампи. На практиці, у разі ламп ГУ-22А було достатнім використовувати баластні опори близько 25 Ом. Визначаємо величину вихідної напруги сіткового підмодулятора з урахуванням падіння напруги на баластному опорі.

Нарешті, перевіряємо, чи задовольняють вибрані параметри режиму умові, що потужність розсіювання на аноді не перевищує величину $P_{a.per}$. Вибираємо величину E джерела постійної напруги з урахуванням падіння напруги на лампі.

Якщо для попередньо обраного типу тріода не вдалося знайти прийнятного режиму роботи, проводимо аналогічні розрахунки для інших тріодів, поки не буде знайдений відповідний тип. У разі потужних пристроїв може виявитися необхідним застосувати паралельне підключення ламп.

Як приклад розглянемо вибір параметрів для генераторного тріода ГУ-22А. Вибір режиму будемо виконувати для режиму постійного струму, тобто для $D \approx 1$. У табл. 2 наведено параметри для лінії рівних напруг (на ділянці а АХ лампи).

Таблиця 4.2. Параметри генераторного тріода ГУ-22А під час роботи на лінії $U_a=U_g$ [8]

U_g, В	I_g, А	I_a, А	P_g, Вт	P_a, Вт	P_a/P_g	P_L/P_g	U_L/U_g
100	1,2	0,6	120	60	0,5	10	20
200	1,8	3,4	360	680	1,9	19	20
220*	2*	4*	440*	880*	2*	18*	9,1*
250	2,3	5	575	1250	2,17	17,4	8
300	3	6	900	1800	2	13,3	6,67
400	4,5	9,6	1800	3840	2,13	10,7	5
500	5,6	13,2	2800	6600	2,36	9,4	4
600	7,7	16,5	4600	9900	2,14	7,1	3,33
Примітка: коефіцієнти підсилення за потужністю P_L/P_g і напругою U_L/U_g розраховані при амплітуді імпульсів напруги U_L на навантаженні, що дорівнює 2 кВ.							

У табл. 4.3 наведено параметри для нульової анодної напруги (параметри визначено шляхом криволінійної екстраполяції анодно-сіткової характеристики лампи).

Таблиця 4.3 Параметри генераторного тріода ГУ-22А для U_a=0

U_g, В	I_g, А	P_g, Вт
100	1,3	130
200	2	400
220*	2,3*	506*
235*	2,4*	564*
250	2,7	675
300	3,5	1050
400	4,7	1888
500	6,6	3300
600	10	6000

На підставі наведених даних можна зробити висновок, що напруга на сітці не повинна перевищувати 235 (або 240) В, інакше за нульової анодної напруги сітка буде перегріватися. При U_a>0 тепловий режим сітки буде полегшеним (порівняй P_a=564 Вт при U_a=0 та P_a=440 Вт на лінії рівних напруг, де U_a=220 В).

У таблицях параметри обраного режиму позначені зірочкою. Як видно, в цьому режимі можна працювати з однією лампою з іонним струмом на деталі до 4 А, отримати коефіцієнт підсилення за потужністю 18, а за напругою 9. При більшій величині іонного струму буде знижуватися напруга U_b, і відповідно до АХ при I_a = 6 А напруга на деталі впаде до нуля. Якщо іонний струм перевищуватиме 6 А, струм у ланцюзі деталі, як і раніше, залишиться рівним 6 А. Обмеження струму призведе до автоматичного гасіння дуги, якщо вона виникла на деталі.

Лампа ГУ-22А може витримувати необмежено довго режим обмеження струму при величині Е ≤ 2.5 кВ. За більшої величини буде перевищено $P_{a.per}$. В останньому випадку треба примусово вимикати тріод по сітці або аноду, якщо дуга на деталі сама швидко не згасне, або якщо з якої-небудь причини виникне коротке замикання в ланцюзі деталі. Вимикають примусово тріод з деякою затримкою, під час якої анод лампи не встигатиме сильно нагрітися.

При роботі з U_L > 2 кВ коефіцієнти підсилення за потужністю і напругою будуть, відповідно, більшими за величини, зазначені в табл. 4.2.

Було проведено експерименти, які підтвердили ці результати. Так, при напрузі сітки 210 В, було отримано струм сітки 2,2 А та P_g = 462 Вт при нульовій анодній напрузі. При цьому величина баластного сіткового опору була взята рівною 25 Ом, що дало змогу застосувати для живлення сітки безтрансформаторне джерело постійної напруги у вигляді однопівпівперіодного випрямляча мережевої напруги з вихідною напругою близько 290 В.

а

б

Рис. 4. Ламповий імпульсний модулятор для подавання негативної напруги на деталі при імпульсній іонній обробці: *а* – вигляд спереду, *б* – чотириламповий комутуючий пристрій модулятора на ГУ-22А

Розглянутий метод імпульсної модуляції напруги на деталі, які піддаються іонній обробці, поєднується з відповідним способом генерації плазми – джерелом робочих іонів. Так, плазму можна генерувати за допомогою тліючого, дугового, високочастотного або надвисокочастотного розрядів. Практична реалізація описаного методу модуляції на електронних лампах типу ГУ-22А представлена на фотографіях імпульсного модулятора (рис. 4.4), а його основні технічні характеристики наведені в табл. 4.4. У даному модуляторі комутуючий пристрій складається з 4-х ламп; система управління модулятором виконана на напівпровідникових приладах.

Таблиця 4.4. Основні технічні дані та характеристики модулятора для подачі напруги на деталі

Діапазон значень амплітуд генерованих імпульсів негативної напруги прямокутної форми	2-6 кВ.
Максимальна амплітуда імпульсів струму навантаження	30 А.
Діапазон частот повторення вихідних імпульсів	0,1 – 20 кГц.
Діапазон значень коефіцієнта заповнення імпульсів (відносної середньої потужності чи Duty Cycle)	1 – 0,9.
Максимальна споживана потужність	45 кВт
Максимальна витрата води на охолодження анодів модуляторних ламп	не менше 200 л/хв при температурі води, що виходить, не більше 70^{o}С.

Таким чином, для генерації напруги зміщення величиною одиниці-десятки кіловольт, що подається на деталі при імпульсній іонній обробці, можна використати електронні лампи (зокрема тріоди) при прийнятних значеннях коефіцієнта використання напруги анодного джерела живлення і коефіцієнтів підсилення за потужністю і напругою. Рекомендується використовувати лампи в перенапруженому режимі повернення електронів на позитивну сітку, при якому виходить практично “ідеальний” генератор напруги зміщення. Для застосування в генераторах найбільшою мірою підходять лампи з підвищеною допустимою потужністю розсіювання на сітці і зниженим струмом сітки при низьких анодних напругах.

Матеріал, розглянутий у цьому розділі, відноситься головним чином до модуляторів не дуже високої напруги до 10 кВ. Однак є область технології іонної обробки деталей – іонна імплантація в плазмі, в якій використовуються напруги до і вище 100 кВ та електровакуумні модуляторні прилади (зазвичай променевого типу, зокрема променеві тетроди), здатні працювати при таких напругах, див., наприклад, [9-19].

5. ІМПУЛЬСНІ МОДУЛЯТОРИ НА ГАЗОРОЗРЯДНИХ ПРИЛАДАХ

Імпульсні модулятори на газорозрядних приладах (газових розрядниках, тиратронах та тасітронах) найчастіше використовують конденсаторні (ємнісні) накопичувачі енергії. Їхня структура представлена в загальному вигляді на рис. 1.2 *в*.

Більшість газорозрядних приладів працюють тільки як ключові прилади, що вмикають, тому накопичувач енергії розряджається майже повністю з формуванням імпульсів експоненційної форми або з деякою перезарядкою. Приклад подібного модулятора з використанням іскрового розрядника, що самозапускається, в якості ключового приладу описаний в [1], а з використанням водневого тиратрону – в [2]. В обох випадках форма та тривалість імпульсів залежать від характеристик навантаження, на яке розряджається накопичувальний конденсатор. Зазвичай небажаним є довгий низькоенергетичний “хвіст” формованих імпульсів. Такий же недолік є і у модуляторів, в яких електроди робочого розрядного пристрою підключені до модулятору через вихідний підвищуючий трансформатор. Для усунення або укорочування ”хвоста” в роботі [1] паралельно робочим електродам підключають шунтуючий іскровий розрядник із синхронізованим запуском основного та шунтуючого розрядників. Проте треба враховувати, що знижується ККД системи генерації імпульсів.

Оскільки подібні модулятори досить прості у виготовленні, вони використовуються в лабораторній практиці. Розглянемо роботу модулятора для живлення тліючого розряду в процесі азотування за показаною на рис. 1.2 *в* схемою, що містить конденсаторний накопичувач енергії $C_Н$, який заряджається від джерела постійного напруги, та тиратронний комутаційний пристрій [2]. Накопичувальний конденсатор $C_Н$ заряджається через дросель L від джерела постійного напруги в кіловольтовому діапазоні з ємнісним фільтром згладжування. Розрядний пристрій, який розміщений у

технологічній камері, з'єднаний послідовно з тиратроном типу ТГІ1-500/16, і вони обидва приєднані паралельно до накопичувального конденсатора $C_Н$.

Оброблювана деталь розміщується на катоді розрядного пристрою. Процес азотування деталі проводиться в середовищі аміаку в дві стадії – іонного очищення поверхні деталі і власне азотування; перехід від першої стадії до другої здійснюється зниженням зарядної напруги на $C_Н$ і зміною тиску газу.

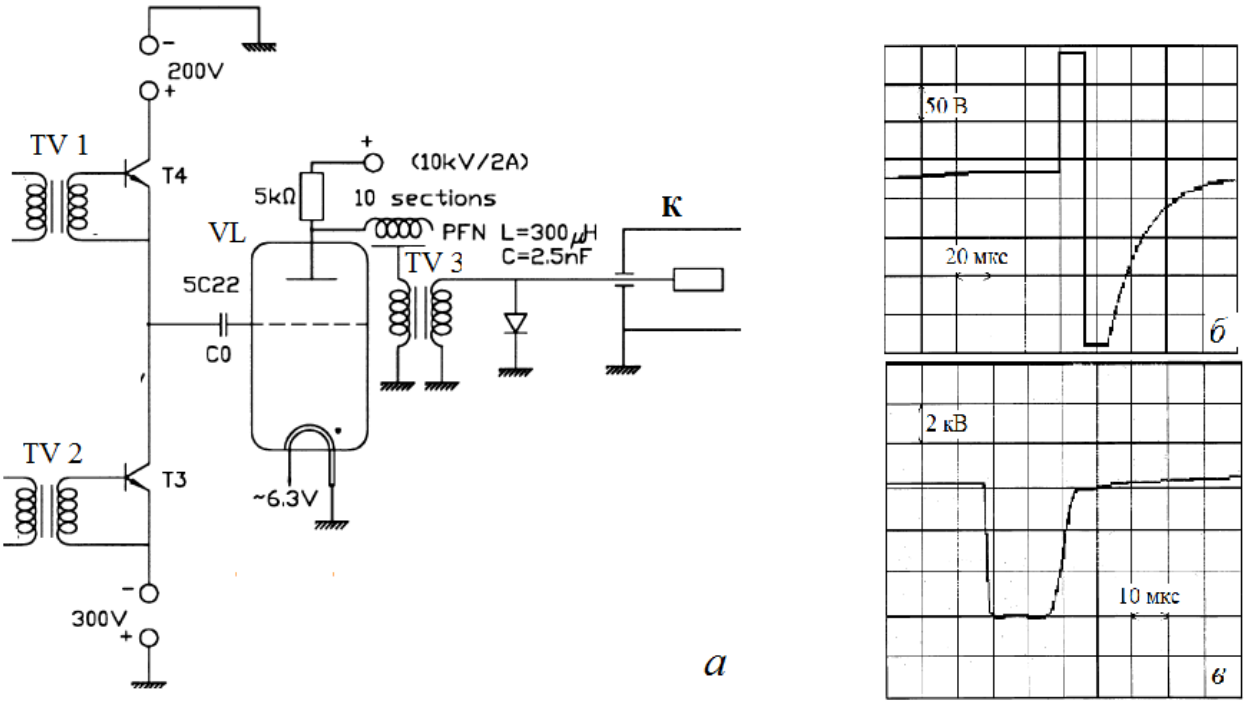
Подачею позитивного імпульсу на сітку тиратрона він переводиться в провідний стан з розрядом накопичувального конденсатора $C_Н$ на розрядний пристрій у формі тліючого розряду. При цьому конденсатор $C_Н$ злегка перезаряджається через наявність деякої індуктивності у ланцюзі розрядного контуру. Завдяки цьому і вентильним властивостям тиратрона тліючий розряд на деталі припиняється, а тиратрон переходить у непровідний стан. Внаслідок своєї великої індуктивності зарядний дросель L практично не впливає на розрядні процеси під час розряду-перезаряду конденсатора $C_Н$ і не дає змоги переходити тиратрону в режим безперервного горіння, а тліючому розряду – в дуговий. У паузі між імпульсами тліючого розряду на деталі відновлюється початковий заряд накопичувального конденсатора $C_Н$. Для розрахунку перехідних процесів у тиратронному модуляторі рекомендуємо використовувати теорію L-C ланцюгів для імпульсного режиму, представлену в [3].

Величину ємності конденсатора $C_Н$ автор [2] підбирав для конкретних умов азотування дослідним шляхом залежно від напруги джерела, тиску газу в камері, частоти комутації тиратрона і потужності в розряді, за якої тліючий розряд не переходив у дуговий у період увімкненого стану тиратрона. На практиці величина ємності $C_Н$ залежала і від розмірів і конфігурації оброблюваної деталі.

Імпульсне живлення розряду дало змогу підвищити катодне падіння за незмінної потужності, що вкладається в розряд. Велике катодне падіння збільшує енергію іонів азоту, що сприяє зростанню градієнта концентрації

азоту в поверхневому шарі сталі. Імпульсне живлення тліючого розряду дало змогу скоротити час азотування в 1,5-2 рази порівняно зі звичайним тліючим розрядом постійного струму [2].

Традиційний енергетично ефективний спосіб отримання прямокутних імпульсів при розряді накопичувальних конденсаторів полягає у з'єднанні їх через індуктивності L з формуванням L-C ланцюжків у вигляді штучної довгої лінії. При цьому чим більше ланцюжків з'єднано один з одним, тим ближче буде до прямокутної форма імпульсу струму в навантаженні, опір якої дорівнює хвильовому опору лінії $(L/C)^{1/2}$. На рис. 5.1 наведено приклад побудови тиратронного імпульсного модулятора з використанням накопичувача енергії у вигляді формуючої лінії PFN.



К – розрядна камера, PFN – штучна L-C лінія, що формує прямокутні імпульси (містить 10 L-C ланцюжків), VL – водневий тиратрон типу 5С22

Рис. 5.1. Схема тиратронного імпульсного модулятора (*а*), осцилограми напруг, що подаються на сітку тиратрону для його запуску (*б*) та на первинній обмотці вихідного трансформатора TV3 (*в*). Адаптовано з [4]

Як показано на рис. 5.1 *б*, спочатку на сітку для запуску тиратрону подають позитивні імпульси, а наприкінці розряду конденсаторів формуючої лінії подають негативні імпульси, щоб прискорити відновлення електричної

міцності тиратрону (його здатності витримувати без самозапуску високу напругу). Внаслідок хвильового процесу розряду конденсаторів на навантаженні (первинній обмотці трансформатора TV3) формується майже прямокутний імпульс, як показано на рис. 5.1 *в*. Діод, підключений до вторинної обмотки трансформатора TV3, демпфує коливання, що виникають через неузгодженість опорів лінії та навантаження. Заряд формуючої лінії PFN здійснюється в паузі між імпульсами через резистор 5 кОм від анодного джерела живлення. Конденсатор C_0 бере участь своїм зарядом та розрядом у формуванні негативного імпульсу на сітці тиратрону.

У статті [14] описано модулятор із трансформатором на кабельних лініях передачі на 100 кВ у порівнянні з іншими типами модуляторів.

Пакетно - імпульсне збудження розряду на середніх частотах

На рис. 5.2 наведено діаграми, що показують різні види імпульсної модуляції для збудження тліючого розряду на середніх частотах. Тут τ – тривалість імпульсів напруги (струму), F – частота їх повторення. Найбільш просто імпульсний режим реалізується під час модуляції уніполярними імпульсами (рис. 5.2 *а*). Виявили, що на фронтах імпульсів розрядної напруги і струму, тобто під час формування імпульсного розряду, генеруються піки (короткі променеві імпульси) струму електронів з енергією до декількох десятків електронвольт в плазмі напроти катоду [5]. Модуляція розряду біполярними імпульсами (рис. 5.2 *б*) – асиметричними по амплітуді (1) або симетричними (2) – і робота на середніх частотах (десятках-сотнях кілогерц) ще більше інтенсифікує генерацію високоенергетичних електронів, в результаті істотно зростає середня енергія електронів. Останнє сприяє ефективному збудженню реакційного газу та підвищенню його хімічної активності, що є сприятливим фактором для обробки матеріалів у розряді.

Генерація високоенергетичних електронів на фронтах імпульсів пояснюється тим, що газорозрядний проміжок у ці періоди часу перебуває в умовах перенапруги (надлишкової напруги в порівнянні з рівноважним

значенням напруги стаціонарного розряду), а товщини приелектродних шарів з високою напруженістю поля різко змінюються. На фронтах імпульсів також генеруються потоки іонів з підвищеною енергією, які бомбардують об'єкт обробки.

Слід зазначити, що на фронтах імпульсів генеруються вищі гармоніки досить великої амплітуди та осциляції в електричних ланцюгах. Тому процеси в імпульсному та високочастотному розрядах багато в чому схожі, при цьому електрони, утворені у міжелектродному проміжку в умовах перенапруги, у процесах іонізації та збудженні газу мають значущу роль.

В результаті імпульсна модуляція, особливо, біполярна, забезпечують позитивний вплив на процес іонної обробки. Можна припустити, що перехід до пакетно-імпульсної модуляції [6, 7], тобто до розщеплення імпульсів розрядного струму на короткі парціальні імпульси призведе до подальшого посилення цього ефекту через збільшення частоти повторення періодів перенапруги та збагачення спектра розрядної напруги вищими гармоніками.

На рис. 5.2 *в,г* показані приклади пакетної модуляції уніполярних та біполярних імпульсів. Очевидно, що чим коротшими будуть окремі імпульси в пакетах, тим більше будуть амплітуди вищих гармонік у спектрі розрядної напруги і ближчими будуть властивості імпульсного розряду до об'ємного ВЧ розряду з високоенергетичними електронами у розрядному проміжку. На практиці, при дуже коротких біполярних імпульсах їх прямокутна форма спотворюється і наближається до синусоїдальної, а напруга живлення являє собою імпульсно-модульовану синусоїдальну напругу. На рис. 5.2 *д* показаний приклад подібної модуляції, де τ_1 – тривалість пакета (цуга синусоїдальних коливань), F_1 – частота повторення пакетів. Для реалізації пакетного режиму можуть застосовуватись різні конструкції модуляторів [6].

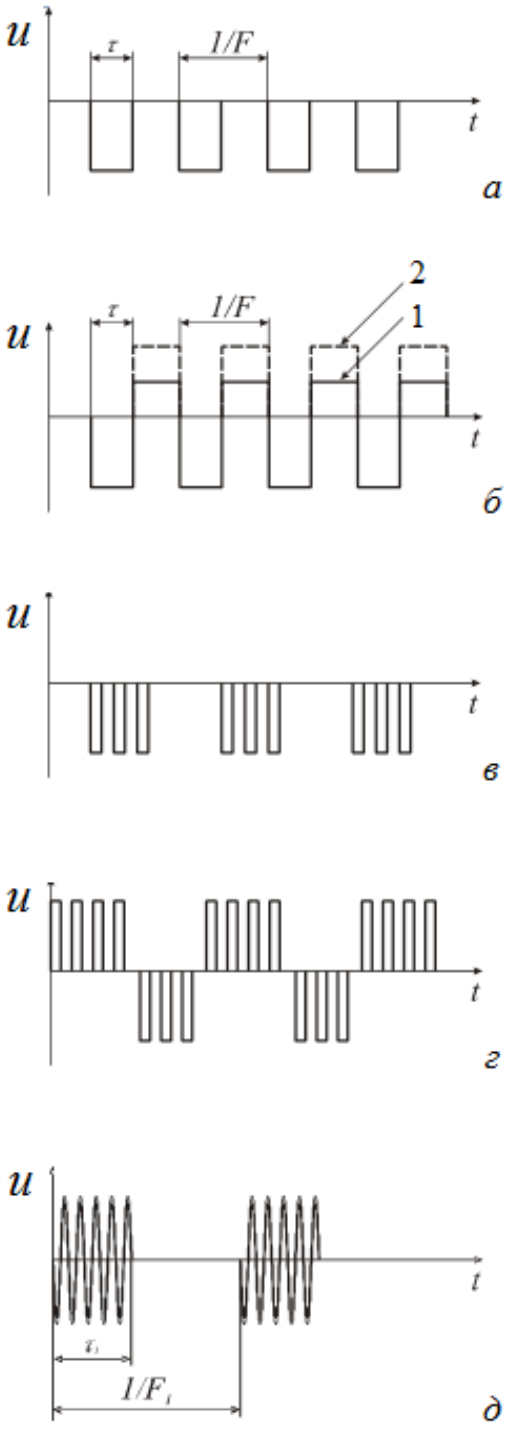


Рис. 5.2. Діаграми напруг при різних видах імпульсної модуляції

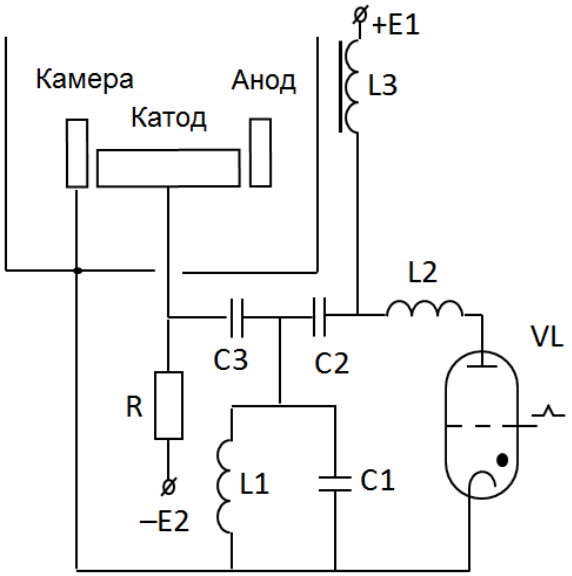


Рис. 5.3. Схема тиратронного модулятора для пакетно-імпульсного збудження розряду на середніх частотах

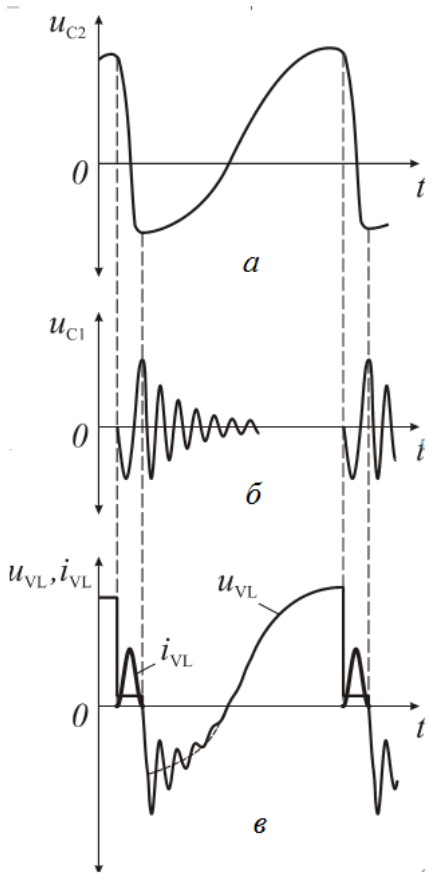


Рис. 5.4 Діаграми, що пояснюють роботу імпульсного модулятора

Тут пропонується для живлення середньочастотної розрядної системи застосувати тиратронний модулятор-перетворювач з коливальним контуром

ударного збудження, який генерує імпульсну напругу з формою, що подібна до показаної на рис. 5.2 *д*. Цей модулятор добре зарекомендував себе у пристрої термоіонного осадження плівок з іонізацією пари в індукційному розряді та при магнетронному іонному розпиленні [6, 7]. Загальний принцип побудови такого модулятора подано на рис. 5.3. У ньому як генеруючий прилад застосовується імпульсний водневий тиратрон VL, що має хороші частотно-часові параметри і має набагато менші втрати енергії, ніж вакуумні генераторні лампи. У той же час тиратрон стійко працює на більш високих напругах, ніж потужні імпульсні транзистори, і витримує багаторазові навантаження струмом.

Структура технологічної установки, в якій застосовується тиратронний модулятор з ударним збудженням коливального контуру, також показана на рис. 5.3. У її технологічній камері розміщується розрядний пристрій «Анод – Катод» (на катоді розміщується деталь-виріб). Катод з'єднаний з генеруючою частиною установки, що складається з коливального контуру C1-L1, накопичувального конденсатора C2 і розрядної індуктивності L2. Заряд конденсатора C2 здійснюється через дросель L3 від джерела напруги E1. Джерело постійного струму E2 вводиться для створення початкової іонізації у міжелектродному проміжку за допомогою підготовчого розряду зі струмом 20-40 мА з метою зниження нестабільності збудження потужного імпульсного розряду. R – баластовий резистор. Конденсатор C3 розділяє ланцюги постійного та змінного струму. Робочий газ – Ar та його суміші з N_2 або O_2.

На рис. 5.4 наведені діаграми напруги на накопичувальному конденсаторі C2 і конденсаторі коливального контуру C1, а також напруги і струму тиратрона VL. При запуску (ввімкненні) тиратрону VL після подачі на його керуючу сітку імпульсу підпалу відбувається розряд конденсатора C2 на міжелектродний проміжок і коливальний контур C1-L1, в якому ударно збуджуються коливання струму і напруги з частотою власного резонансу. На рис. 5.4 штриховими лініями виділено період, коли тиратрон проводить

струм. Параметри схеми вибираються таким чином, щоб після цього на аноді тиратрону з'являлася негативна напруга, і він вимикався. Це досягається за рахунок часткового перезаряду конденсатора С2 та вентильних властивостей тиратрону. Потім на ньому відновлюється позитивна напруга. Сильнострумний розряд у технологічній камері не встигає сформуватися протягом часу меншого 1 мкс, коли тиратрон відкритий, тому імпульсний розряд розвивається переважно за рахунок енергії, накопиченої в коливальному контурі С1-L1.

Напруга на коливальному контурі u_{C1} і, відповідно, на розряді у камері має вигляд згасаючої синусоїди; постійна загасання визначається втратами в контурі та інтенсивністю відбору енергії розрядом. Остання зі свого боку залежить від тиску робочого газу. При тиску аргону близько 0,5 Па коливання згасають протягом декількох мікросекунд, які й визначають тривалість розряду τ_1 (рис. 5.2 *д*). Без розряду коливання в контурі загасають за час понад 50 мкс, що свідчить про малі омічні втрати в контурі порівняно зі споживанням енергії розрядом. Звідси можна вважати, що енергія, передана розряду, приблизно дорівнює $\varepsilon=0{,}5\times C_1\times U_1^2$, де C_1 – ємність С1, U1 – початкова напруга на ємності С1 (тобто u_{C1} після закінчення імпульсу струму тиратрона, рис. 5.3). Середня потужність імпульсно-модульованого розряду $P=\varepsilon\times F_1$. Теорія тиратронного модулятора даного типу представлена в [3].

Підвищена напруга на початку коливального процесу сприяє швидкому формуванню імпульсного розряду (затримка становить близько 1 мкс при амплітуді напруги 3-4 кВ). Для порівняння відзначимо, що при живленні імпульсного розряду безпосередньо від ємнісного накопичувача з напругою, що дорівнює напрузі горіння розряду, затримка його формування становила кілька або близько десяти мікросекунд.

Біполярна швидкозмінна напруга коливального контуру, що прикладається до електродів, ефективно придушувала дугоутворення на катоді за рахунок перезарядження діелектричних шарів на її поверхні, але

приводила до розпилювання анода (рис. 5.3) в позитивні напівперіоди та осаджування плівки на катоді, матеріалом аноду. Щоб цього уникнути, анод виготовляли з того самого матеріалу, що й катод. Крім того, анод може бути виконаним у вигляді циліндра, який служив порожнистим катодом у позитивний напівперіод.

У створеному прототипі модулятора амплітуда напруги U1 регулюється в межах 2-4 кВ. Частота біполярних коливань вибирається з ряду 0,44, 0,88 або 1,76 МГц. Частота підпалу тиратрона F1 вибирається з умови отримання заданого значення середньої потужності розряду і регулюється в межах від 1 до 15 кГц. У модуляторі застосовуються два типи тиратронів: ТГИ1-1000/25 (за потужності 2 кВт) або ТГИ2-260/12 (за потужності 1 кВт). Для підвищення середньої потужності розряду у технологічній камері застосовується багатоканальне збудження коливального контуру з декількома накопичувальними конденсаторами і тиратронами. Використовували два тиратрони ТГИ1-1000/25 або три тиратрони ТГИ2-260/12, які вмикалися по черзі.

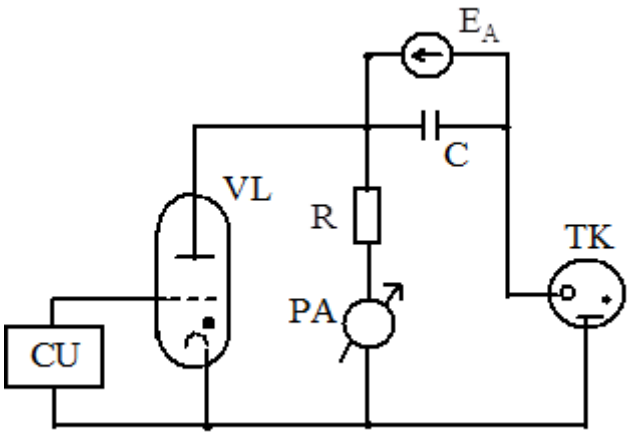
Тасітронні імпульсні модулятори

У тасітронних модуляторах найчастіше використовується конденсаторний (ємнісний) накопичувач енергії; загальний принцип побудови цих модуляторів представлений на рис. 1.2 *в*. Тасітрони – це газорозрядні прилади з повним сіточним керуванням, так як вони можуть як вмикати, так і вимикати анодний струм, і дозволяють формувати прямокутні імпульси напруги та струму за рахунок енергії простих конденсаторних накопичувачів енергії. Конфігурація схеми вихідної частини імпульсних модуляторів на тасітронах аналогічна схемі модуляторів на вакуумних лампах і високовольтних транзисторах, але схема управління має відмінність в тому, що для управління тасітроном застосовують двоімпульсний метод: перший позитивний короткий імпульс ініціює розряди на сітку і анод тасітрона. Тривалість другого негативного імпульсу має бути достатньою для деіонізації післярозрядної плазми коло анода. В результаті, сітка тасітрону

під час проходження анодного струму знаходиться під плаваючим потенціалом щодо розрядної плазми та мінімально нагрівається.

За своїми характеристиками тасітронні модулятори займають проміжне положення між модуляторами на силових імпульсних транзисторах і модуляторами на лампах. Основна перевага тасітронних модуляторів – це велика амплітуда імпульсного струму та можливість роботи при кіловольтовій напрузі, можливість застосування систем керування на напівпровідниках. Основні недоліки цих модуляторів – необхідність використовувати джерело підігріву термокатода та відносно невеликий середній струм (до 1-2 А) одного приладу.

На рис. 5.5 представлено спрощену схему модулятора на тасітроні з джерелом анодної напруги, ізольованої від землі.



C – конденсаторний накопичувач енергії, CU – блок керування тасітроном, E_A – анодне джерело живлення, PA – міліамперметр "Струм підготовчого розряду", R – баластний резистор для підготовчого розряду, TK – технологічна камера (об'єкт обробки розташовується на катоді), VL – тасітрон

Рис. 5.5. Схема імпульсного модулятора на тасітроні

Використання в модуляторі ізольованого від землі анодного джерела живлення E_A дозволяє заземлити катод тасітрону VL, що спрощує схему модулятора. Анодне джерело E_A забезпечує підзаряд накопичувача C та підтримку слаботочного (~ 50 мА) підготовчого розряду для стабільного ініціювання розряду у технологічній камері.

Експериментальний імпульсний модулятор, побудований на базі тасітрону ТГУ1-5/12, показав такі результати при живленні імпульсного тліючого розряду: амплітуду струму до 50 А при тривалості імпульсів 5 мкс, частоті імпульсів 4 кГц із середнім струмом близько 1 А [8].

Матеріал, розглянутий у цьому розділі, відноситься головним чином до модуляторів не дуже високої напруги, до 10 кВ. Однак є область технології іонної обробки деталей – іонна імплантація в плазмі, в якій використовуються напруги до і вище 100 кВ та газорозрядні модуляторні прилади тасітронного типу (так звані кроссатрони), здатні працювати при таких напругах, див., наприклад, [9-11]. Назва “кроссатрон” походить від того, що в приладі використовується тліючий розряд в схрещених полях (*in crossed fields*).

Для іонної імплантації в плазмі було запропоновано високовольтне імпульсне джерело живлення [12], побудоване на двох приладах тасітронного типу (названих “Hollotron”) за двотактною пуш-пульною (*push-pull*) схемою для генерації симетричних біполярних імпульсів, які подавалися на первинну обмотку підвищуючого трансформатора (як на рис. 3.8). Напруга джерела живлення цієї схеми становила 5 кВ, а чотири вторинні обмотки трансформатора підключалися до мостових випрямлячів, послідовно з'єднаних з отриманням сумарної напруги 100 кВ.

Також був запропонований імпульсний модулятор із сітчастим керуванням для іонної імплантації в плазмі, який інтегрований в імплантаційну установку та за принципом роботи нагадує тасітрон [13].

6. ІМПУЛЬСНЕ АЗОТУВАННЯ В ТЛІЮЧОМУ РОЗРЯДІ ВНУТРІШНЬОЇ ПОВЕРХНІ ТРУБ МАЛОГО ДІАМЕТРУ

6.1. Імпульсний модулятор для дослідження імпульсного азотування

Для проведення технологічних досліджень з імпульсного іонного термохімічного азотування сталевих деталей був розроблений і виготовлений зразок імпульсного модулятора на електровакуумних ключових приладах – генераторних лампах типу ГУ-81М, виходячи з того, що діапазон випробувальних напруг для ініціювання та підтримки тліючого розряду повинен досягати 2 кВ, і неминуче виникатимуть аварійні ситуації з перенапругами та екстра-струмами, в яких дані прилади стійко працюють. Крім того лампи можна використовувати як регулюючий електронний баласт в режимі постійного струму тліючого розряду. На рис. 6.1 зображено спрощену принципову електричну схему розробленого модулятора.

Комутуючий пристрій модулятора побудований на двох паралельно з'єднаних лампах ГУ-81М, що ввімкнені послідовно з розрядним проміжком між деталлю (катодом) і анодом та джерелом анодного живлення E_a. Імпульси від задаючого генератору Г5-54 підсилюються напівпровідниковим підсилювачем на мікросхемах DD1 і транзисторах VT1-VT3 і через конденсатор С10 подаються на керуючі сітки генераторних ламп. Регульоване джерело E_1 задає амплітуду імпульсів керування на першу сітку. Регульоване джерело E_{c1} служить для подачі зміщення на сітки, як в імпульсному режимі роботи, так і в режимі постійного струму розряду з використанням ламп як електронних баластів, що дозволяє відпрацьовувати та порівнювати різноманітні режими підтримання тліючого розряду на деталі, яка оброблюється.

Паралельно до ламп ввімкнено ланцюжок резисторів R5 та R12 для підтримки при необхідності слабострумного підготовчого розряду у розрядному проміжку в паузах між імпульсами сильнострумного розряду та вимірювання величини його струму за допомогою міліамперметра. Джерело

E_{c2} служить для подачі напруги на екранні сітки ламп, їх струм вимірюється міліамперметром. Регульоване анодне джерело E_a служить для живлення тліючого розряду, середнє значення його струму вимірюються амперметром.

Амплітуда імпульсу анодного струму ламп і тліючого розряду ($I_{розряду}$) встановлюється шляхом вибору напруги джерел E_a, E_{c1} та E_1 таким чином, щоб потрібна амплітуда струму $I_{розряду}$ була отримана при мінімальному значенні E_a, і при цьому потужність живлення екранних сіток ламп не була вище 240 Вт (або сумарного струму 0,4 А).

Малоіндуктивні резистори R3, R4, R8-R11 виконують роль антипаразитних елементів для подавлення самозбудження паразитних коливань в схемі модулятора.

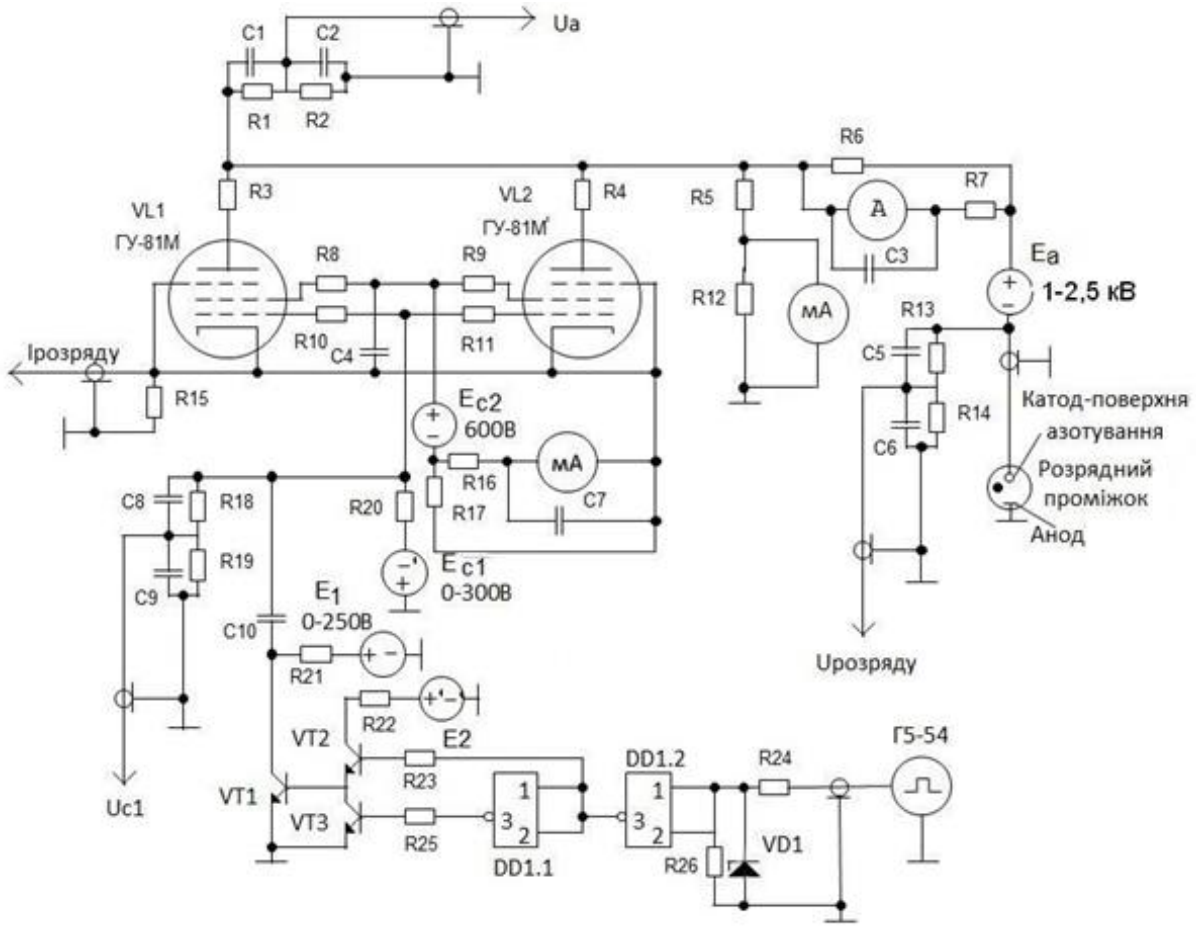


Рис. 6.1 Спрощена принципова електрична схема імпульсного модулятора з комутуючим пристроєм на двох генераторних лампах ГУ-81М

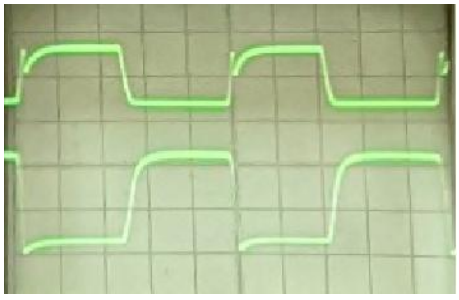
Для вимірювання імпульсних струму і напруги розряду ($I_{розряду}$, $U_{розряду}$), а також напруги на анодах ламп (U_a) і керуючих сітках (U_{c1})

використовується осцилограф та широкосмуговий шунт R15 і дільники напруги R13-R14, R1-R2, R18-R19, відповідно. В табл. 6.1 наведені основні параметри цього імпульсного модулятора.

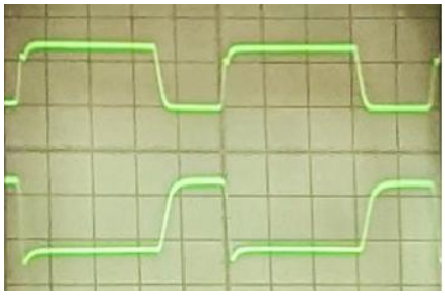
Таблиця 6.1. Основні параметри імпульсного модулятора на лампах ГУ-81М

Параметр	Значення
Максимальна амплітуда імпульсів напруги ($U_{розряду}$)	2 кВ
Максимальна амплітуда імпульсного струму розряду ($I_{розряду}$)	2 А
Максимальний середній струм імпульсного розряду чи в режимі постійного струму	2 А
Мінімальна тривалість імпульсів	10 мкс
Максимальна тривалість імпульсів	не лімітується
Максимальна частота повторення імпульсів при мінімальній довжині кабелю, що з'єднує модулятор з розрядними електродами	40 кГц

На рис. 6.2 наведені осцилограми, які показують динаміку струму і напруги на виході імпульсного модулятору. Тут імпульси струму мають позитивну полярність, а імпульси напруги – негативну (див. схему на рис. 6.1). Піки на початку імпульсів – внаслідок зарядження ємності вихідного кабелю модулятора.



Скважність імпульсів 2,0



Скважність імпульсів 1,6

Тиск робочого газу (N_2 + Ar) в камері – 250-350 Па, частота імпульсів – 10 кГц, розрядна напруга – 0,8-1,0 кВ, щільність струму ~ 9 мА/см^2. Масштаб – 20 мкс/діл

Рис. 6.2. Осцилограми імпульсів струму $I_{розряду}$ (зверху) і напруги $U_{розряду}$ (зверху) на виході імпульсного модулятора, який живлює тліючий розряд

6.2. Технологічні дослідження імпульсного іонно-плазмового азотування внутрішньої поверхні деталей трубчастої форми

На початку наведемо короткий огляд технологій імпульсного іонно-плазмового азотування внутрішньої поверхні деталей трубчастої форми.

Іонно-плазмове азотування в порівнянні з іншими методами азотування має ряд техніко-економічних переваг, таких як мінімальна енергоємність та трудоємність процесу, високі показники контактної витривалості, тріщиностійкості, втомної міцності зміцненої поверхні, а також дозволяє усунути хімічні забруднювачі, які потрапляють в навколишнє середовище при традиційних хімічних, електрохімічних та сольових обробках.

Поряд з екологічністю та економічністю процесу, іонно-плазмове азотування дозволяє отримувати дифузійні шари заданого складу та структури, як з нітридною зоною на поверхні, так і без неї. В першому випадку забезпечуються висока корозійна та зносостійкість поверхонь тертя, але зменшується тріщиностійкість, в другому випадку підвищується опір знакозмінним навантаженням в умовах високого тиску та температури.

Процесам і технологіям іонно-плазмового азотування присвячено багато наукових праць та монографій, як українських вчених так і іноземних [1-5]. Особливий інтерес викликають публікації з тих держав, де дані технології набули високого розвитку і налагоджений випуск промислового обладнання. Це австрійська фірма «RÜBIG», німецькі компанії «ELTROPULS» та «PLATEG-PULSPLASMA», болгарська фірма «IONITECH», бразильська компанія «NINRION» та ін.

При цьому зазначимо, що іонно-плазмове азотування дає також можливість вирішити проблему зміцнення особливо глибоких отворів деталей трубчастої форми, довжина яких в десять і більше разів перевищує діаметр, що є досить складним завданням практично для всіх методів інженерії поверхні і потребує подальших досліджень.

В роботі [6] наведені результати азотування за температури 673 К плазмою високої щільності розряду з порожнистим трубчастим катодом

зразків невеликого розміру з нержавіючої сталі мартенситного класу AISI 420-J2 в результаті було отримано поверхневий азотований шар товщиною до 80 мкм і концентрацією азоту на поверхні 31 ат.%. В роботі [7] також виконані дослідження по азотуванню, в режимі порожнистого катоду, виробів типу мікротруб зі сталей AISI 304 та AISI 316 довжиною від 5,5 мм до 30,0 мм і внутрішнім діаметром від 0,58 до 16,9 мм та зовнішнім від 0,88 мм до 21,5 мм. Суміш газів азоту та водню пропускалась через отвір, що обробляється, в результаті твердість внутрішньої поверхні підвищувалась більше ніж 800 HV.

Автори роботи [8] проводили іоне азотування трубчастих зразків зі сталі 32CrMoV12-10 з діаметром отворів 6 і 8 мм та довжиною 500 мм при 500°C протягом 6 годин із сумішшю газів водню та азоту. Довжина азотованого шару складала 234 мкм при діаметрі отвору 8 мм і 138 мкм при діаметрі отвору 6 мм. Таким чином, відбувалось зменшення довжини азотованого шару зі зменшенням діаметру отвору. Азотована поверхня складалася з композиційного шару на поверхні і дифузійної перехідної зони. Поверхнева твердість зразків збільшилась на 100 %. Автори роботи [9] застосовували газове азотування для обробки каналів стволів стрілецької зброї діаметром від 5,56 мм до 12,5 мм зі сталі 38HMJ в середовищі аміаку NH_3. В результаті формувався зміцнений шар товщиною близько 220 мкм з мікротвердістю біля поверхні 900 HV, при цьому на поверхні утворювався білий шар з нітридів заліза структури ε+γ’ фаз товщиною 12-15 мкм, який має високу твердість, корозійну стійкість, але низьку тріщиностійкість.

Підвищити тріщиностійкість та відповідно зносостійкість азотованих шарів в значній мірі можна досягнути за рахунок формування дискретних структур, які знаходять все більш широке застосування в різноманітних галузях машинобудування [10].

Принцип дискретної структури полягає в заміні суцільної структури поверхневого шару на матричну-дискретну, що дозволяє значно підвищити граничний стан поверхні (контактні навантаження, критичні деформації

основи, тріщиностійкість, довговічність) в порівнянні з суцільним покриттям тієї ж товщини, складу і твердості.

Зважаючи на недостатнє вивчення явищ, які відбуваються на поверхні дискретної структури та відсутність методів її конструювання, багато досліджень було направлено на оптимальне конструювання дискретної структури з урахуванням остаточних напружень [11].

Розміри та конфігурація окремих ділянок розраховуються, виходячи з умов мінімізації рівня напружено-деформованого стану під час механічного та температурного впливу і визначаються аналітичними та чисельними методами.

Для формування матрично-дискретної структури іонно-плазмовим методом використовують різноманітні екрани, трафарети, маски в тому числі у вигляді металевої сітки [12, 13]. Геометричні параметри сіток обирають із розрахунку розмірів дискретної ділянки і суцільності з забезпеченням мінімального рівня залишкових напружень в поверхневому шарі. Відстань між екраном і підкладкою визначає форму крайки окремої дискретної ділянки.

Перспективним напрямком керування структурою і експлуатаційними властивостями робочих поверхонь є застосування імпульсно-плазмових технологій. Даний підхід базується на поєднанні імпульсного розряду для створення плазмового потоку елементів-дифузантів та імпульсного зміщення потенціалу підкладки для іонної імплантації або модифікації поверхні з переходом до пакетно-імпульсного режиму збудження індукційного розряду. Імпульсна модуляція (періодичне переривання) струму газового розряду або напруги негативного зміщення підкладки зменшує середню потужність теплового навантаження на електроди (катод, анод, електроди сепараторів, екранів і тому подібне). Такий режим, суттєво знижує робочу температуру й дозволяє модифікувати поверхні та/або наносити покриття на теплочутливі підкладки, наприклад, загартовані сталі без ризику їх перегріву.

Опис експериментальної технологічної установці

Процес іонно-плазмового азотування проводили на експериментальній вакуумній установці на базі вакуумної установки ВУ-1Б (див. рис. 6.3), яка була додатково оснащена спеціальним джерелом постійної регульованої напруги, високочастотним генератором та імпульсним модулятором, виконаним на генераторних лампах ГУ-81М.

Рис. 6.3. Експериментальна установка для іонно-плазмового азотування

Завдяки властивостям своїх характеристик ці прилади автоматично обмежують струм в навантаження заданою величиною та переривають процес дугоутворення, який супроводжується вибухоподібним локальним руйнуванням катодної поверхні (тобто поверхні деталі, яка оброблюється).

Процес азотування здійснювався в режимі аномального тліючого розряду, при якому вся поверхня катодного електрода (у нашому випадку деталі) бере участь у розряді і покрита плазмовим світінням (рис. 6.4).

Напруга на такому розряді становить сотні вольт, а густина струму на деталі до 10 мА/см^2.

1 – анод, 2 – катод (деталь дискової форми), 3 – анодне свічення, 4 – катодне світіння

Рис. 6.4. Процес горіння аномального тліючого розряду в імпульсному режимі.

Режимні параметри встановлювались в межах: напруга – 0,8-1,0 кВ, частота імпульсів – 10 кГц; скважність імпульсів – 1,5-2; тиск робочого газу в камері – 250-350 Па, тривалість процесу – 5-6 год. Температура зразка під час азотування регулювалась зміною параметрів імпульсного режиму живлення і не перевищувала 580 °С. В якості робочого газу використовували суміш 75% N_2 і 25% Ar; для очищення поверхні на початковому етапі використовувався чистий Ar.

Застосування імпульсного режиму з частотою 10 кГц забезпечує стабільний процес дифузійного насичення поверхні без електричних пробоїв та дугоутворення, таким чином відповідно до вольт-амперної характеристики електричного розряду, реалізується режим аномального тліючого розряду (див. рис. 6.5).

Важливу роль в даному процесі, як і в інших подібних технологіях, відіграє скважність імпульсів, зменшення якої призводить до локалізації об’єму плазми, що можна компенсувати збільшенням напруги, але це викликає на поверхні зразка перегрів, що може призвести до небажаних структурних перетворень.

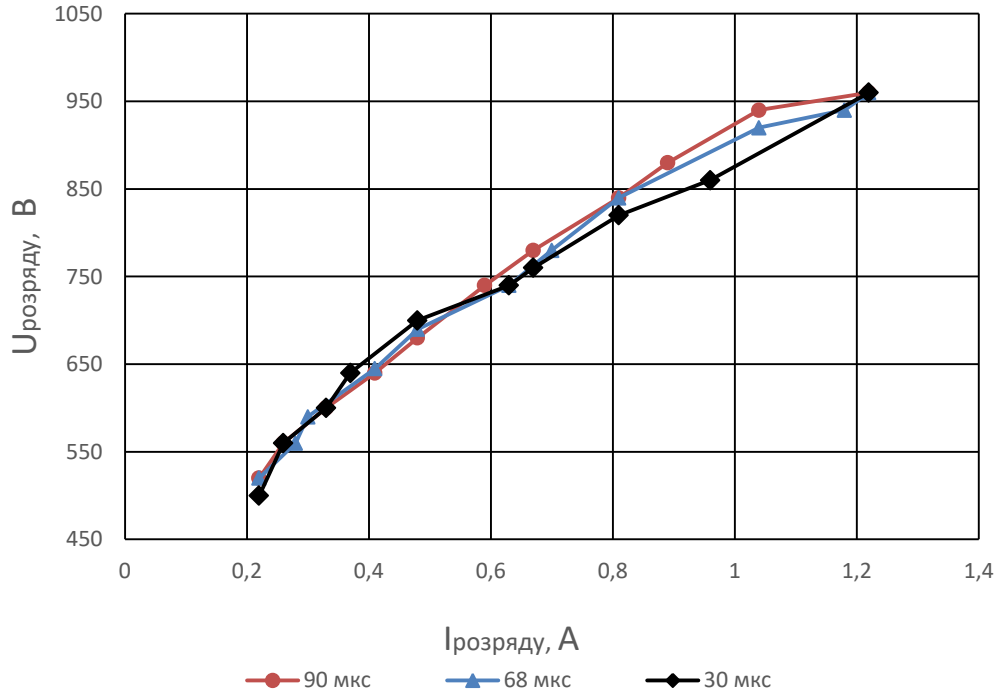
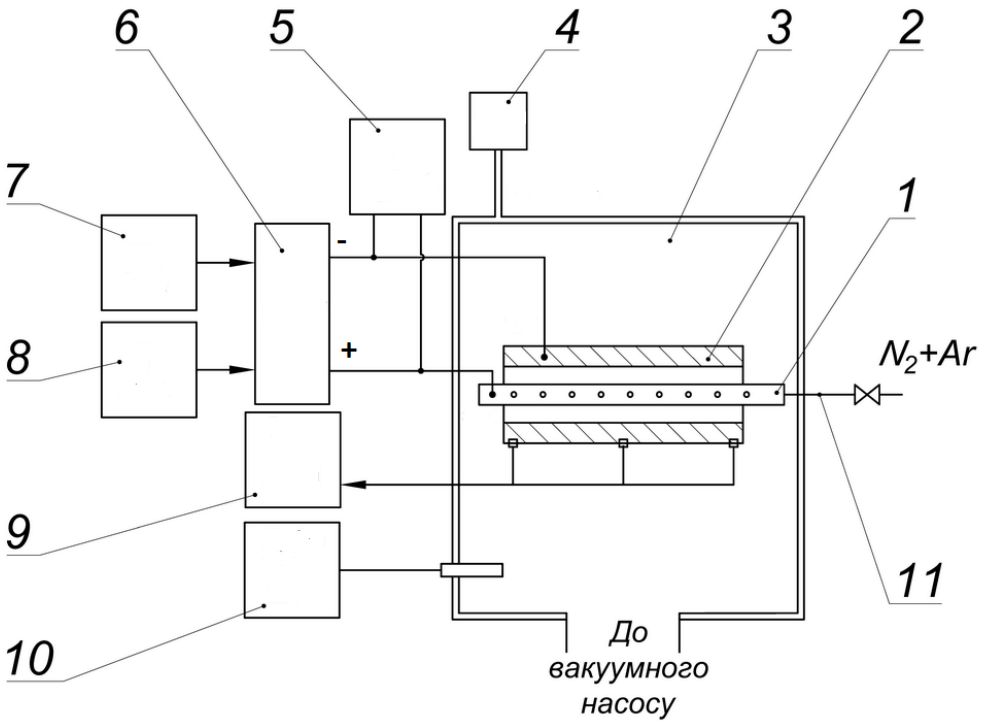


Рис. 6.5. Імпульсна вольт-амперна характеристика аномального тліючого розряду у робочому газі за різної тривалості імпульсів

Азотування внутрішніх поверхонь отворів в трубчастих зразках реалізовувалася таким чином: всередині зразка коаксіально встановлювали трубчастий анод діаметром 5 мм з бічними отворами та заглушеним одним торцем, відкритий торець анода з'єднували трубопроводом для подачі робочого газу N_2 + Ar, так щоб газ міг напускатися через бічні отвори аноду в порожнину зразка і потім виходив у вакуумну камеру яка постійно відкачується (рис. 6.6). Катод-зразок і анод фіксувалися за допомогою спеціальних ізоляторів, які встановлені на загальній суцільній платформі.



1 – анод трубчастої форми із отворами для подачі газу; 2 – порожнистий катод-зразок, що азотується; 3 – вакуумна камера; 4 – блок водяного охолодження вакуумної камери; 5 – осцилограф; 6 – модулятор; 7 – джерело живлення постійного струму з регулюванням напруги; 8 – генератор імпульсів зі зміною частоти та скважності; 9 – термопари та пристрій для вимірювання температури; 10 – пристрій для вимірювання тиску в камері; 11 – вакуумний натікач робочого газу.

Рис. 6.6. Схема експериментальної установки іонно-плазмового азотування трубчастих зразків

Схема на рис. 6.7 ілюструє розташування отворів в трубчастому аноді, які розміщувались таким чином, щоб унеможливити перекриття азотованих зон з максимальною концентрацією азоту. З урахуванням зовнішнього діаметра анода та внутрішнього діаметра порожнистого катода, а також розподілення поля концентрації азоту по поперечному перерізу отвори робились через 20 мм під кутом 120º. Таким чином, горіння тліючого розряду відбувалось рівномірно по всьому периметру зразків (рис. 6.8), що забезпечувало рівномірну товщину дифузійного шару по довжині отвору.

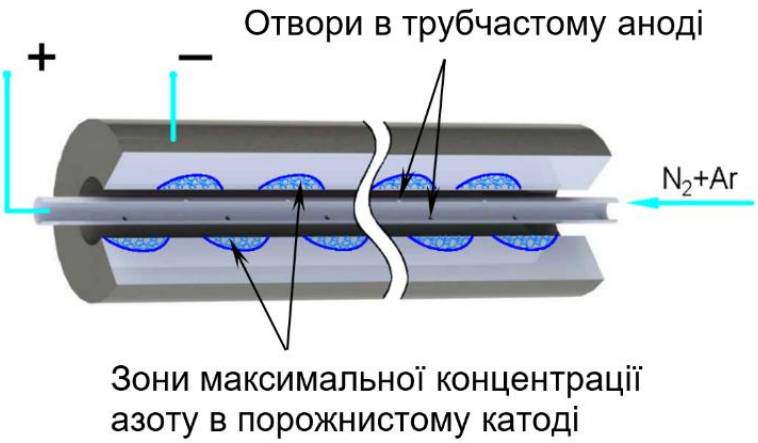


Рис. 6.7. Схема розташування дифузійних зон дискретно-матричного азотування вздовж трубчастого зразка

Рис. 6.8. Процес горіння аномального тліючого розряду в імпульсному режимі під час азотування трубчастого зразка

Поля розподілу концентрації азоту по поперечному перерізу зразка, наведені на рис. 6.9 *а*, з чого можна зробити висновок про нерівномірність розподілу азоту по перерізу, при цьому максимальна концентрація спостерігається зі сторони напроти розташування отворів в трубчастому аноді.

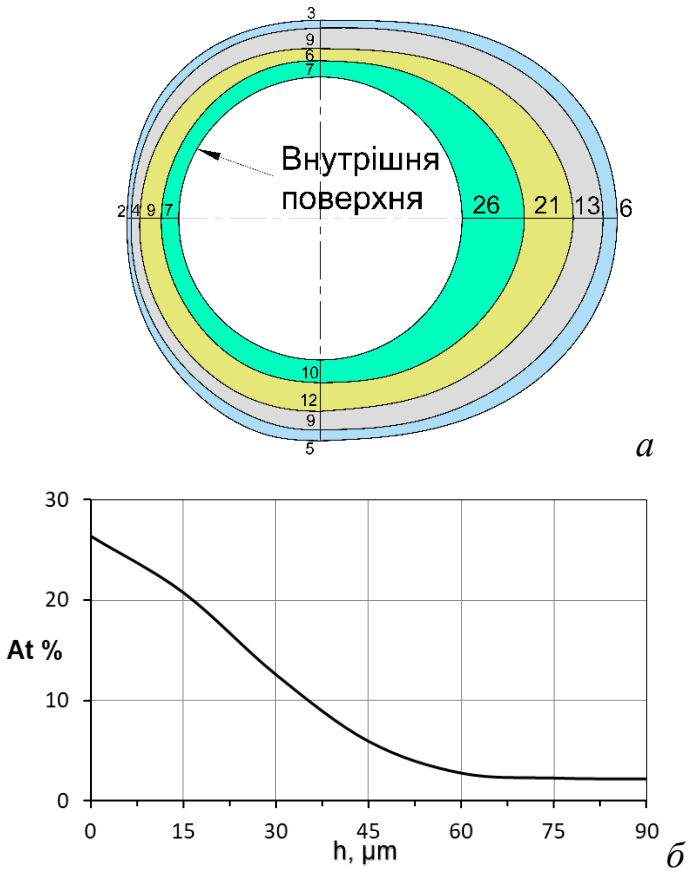
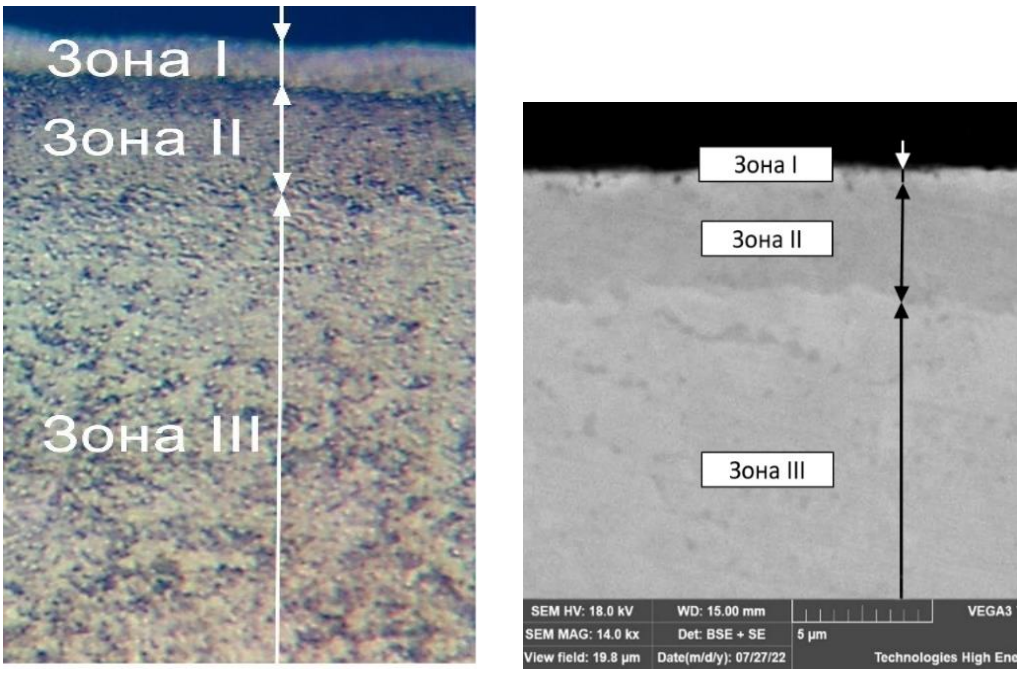


Рис. 6.9. Розподіл концентрації азоту в ат.% по поперечному перерізу зразка (а) і радіально від центра в зоні з максимальною концентрацією азоту (б)

На кривій зміни концентрації азоту в поперечному перерізі (рис. 6.9*б*) спостерігаються перегини, перший незначний на відстані від поверхні 15 мкм з концентрацією азоту на рівні 21 ат.% і другий на відстані 60 мкм з концентрацією азоту на рівні 6 ат.%, далі змін не спостерігається, що пов’язано з низькою чутливість мікроаналізатора.

На рис. 6.10 представлені оптичні та електронні світлини поверхні зразків після азотування.



а *б*

Рис. 6.10. Оптична (*а*) та електронна (*б*) світлини поверхні зразків після іонно-плазмового азотування

Аналіз результатів визначення хімічного складу азотованого шару показав, що структура шарувата і складається з декількох зон: нітридної на поверхні, де утворилась γ´-фаза та азотистого фериту. Легуючі елементи хром, нікель розчиняються в α-фазі фериті, підвищують розчинність азоту в α-фазі утворенням спеціальних нітридів. Виділяючись в дрібнодисперсному стані ці нітриди сприяють підвищенню твердості азотованого шару, переважно в нижньому шарі насиченої зони. Хром, як перехідний елемент активно взаємодіє з азотом та підвищує розчинність азоту в α-фазі. Зона I з γ´-фазою є дуже тонкою та крихкою. Після азотування на поверхні в зоні I вміст азоту сягає 8,97 мас.%, відповідно 26,38 ат.%.

Відповідно до діаграми стану залізо-азот (рис. 6.11) при концентрації азоту біля 20 ат.% та 33 ат.% будуть утворюватися нітриди заліза Fe_4N та Fe_2N, що обумовлює наявність максимальної твердості у поверхні на рівні 805 МПа.

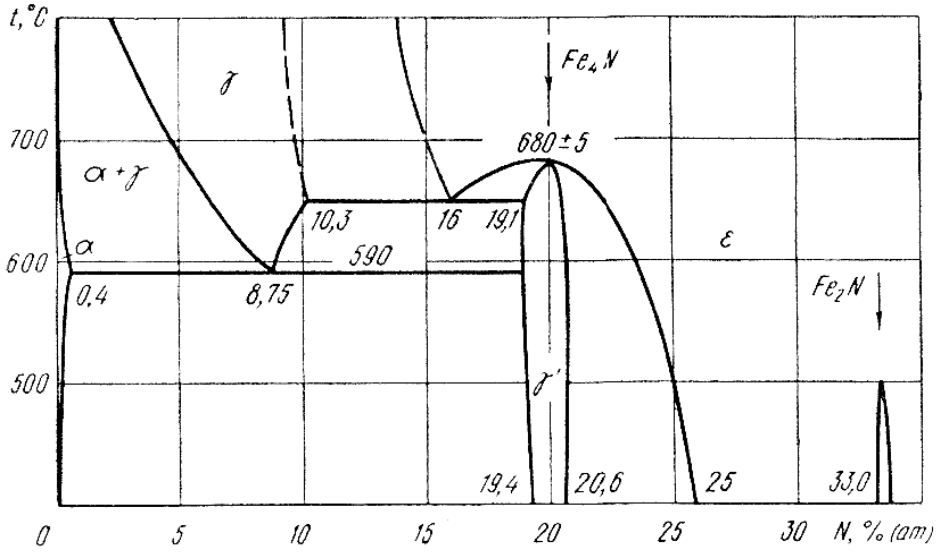


Рис. 6.11. Діаграма стану Fe-N_2

В зоні II хімічний склад азотованої поверхні відрізняється і від початкового та азотованого шару: вміст азоту сягає 6,25 мас.% (20,8 ат.%) на відстані 6 мкм, зона III, на якій сформувався азотований шар, також зазнала змін хімічного складу: кількість азоту зменшилась до 3,5 мас.% (12,6 ат.%) на відстані 25 мкм, остання зона на межі з основою має вміст азоту 1,57 мас.% (відповідно 5,96 ат.%) на відстані 46,25 мкм. На відстані біля 100 мкм кількість азоту становить 0,57 мас.% (відповідно 2,22 ат.%).

Результати дифрактометричного аналізу (рис. 6.12), проведеного біля поверхні зразка, показали наявність фази та Fe_2N на рівні 7 %, решта припадає на α-Fe та Fe_3C відповідно 92 % та 1 %.

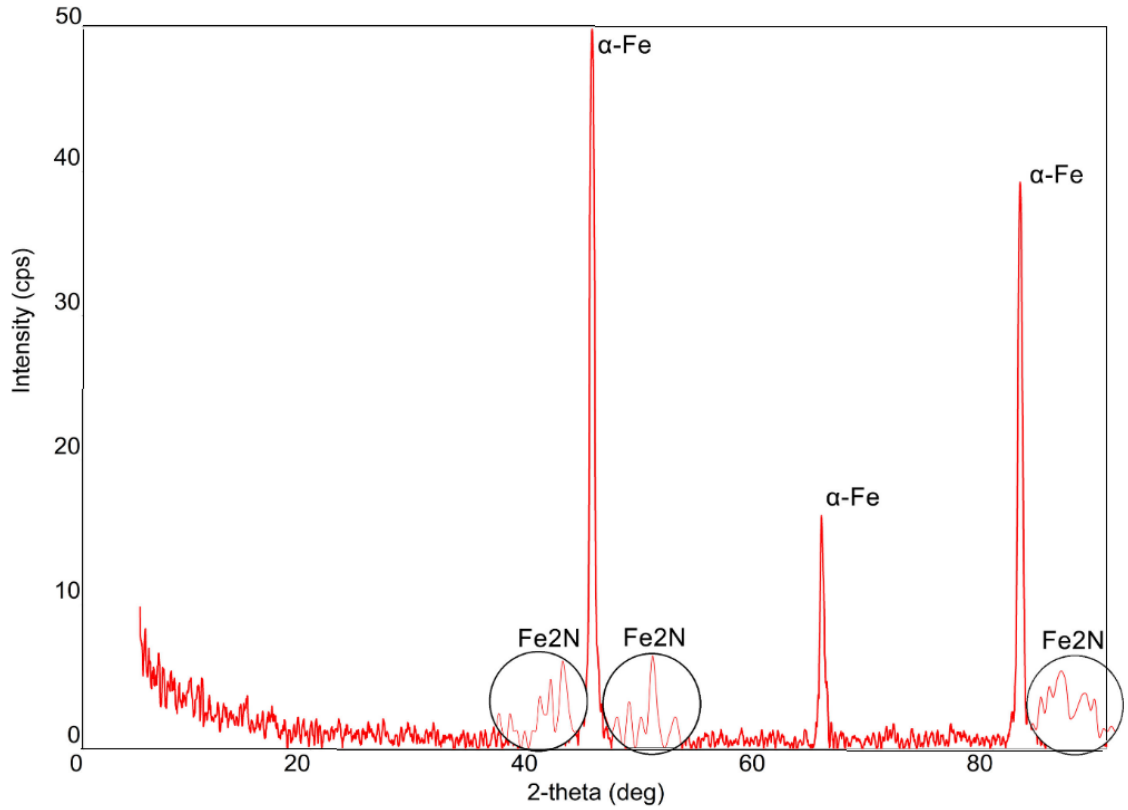
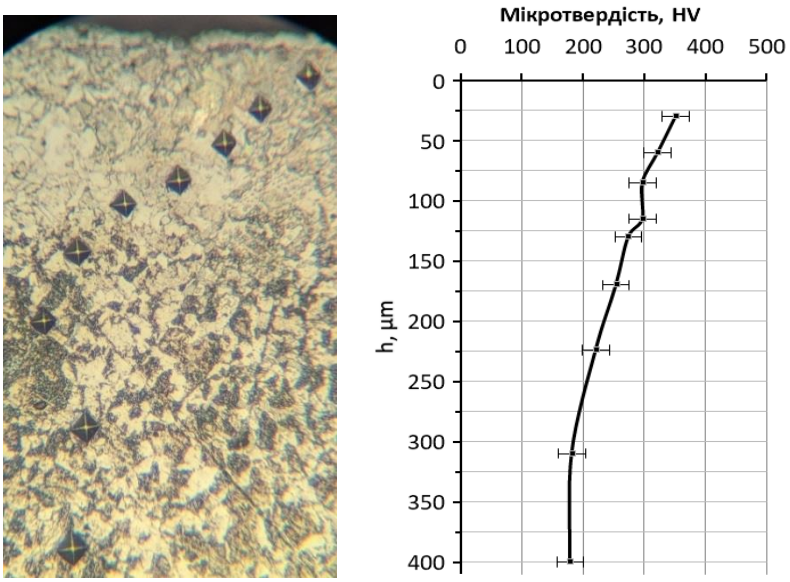
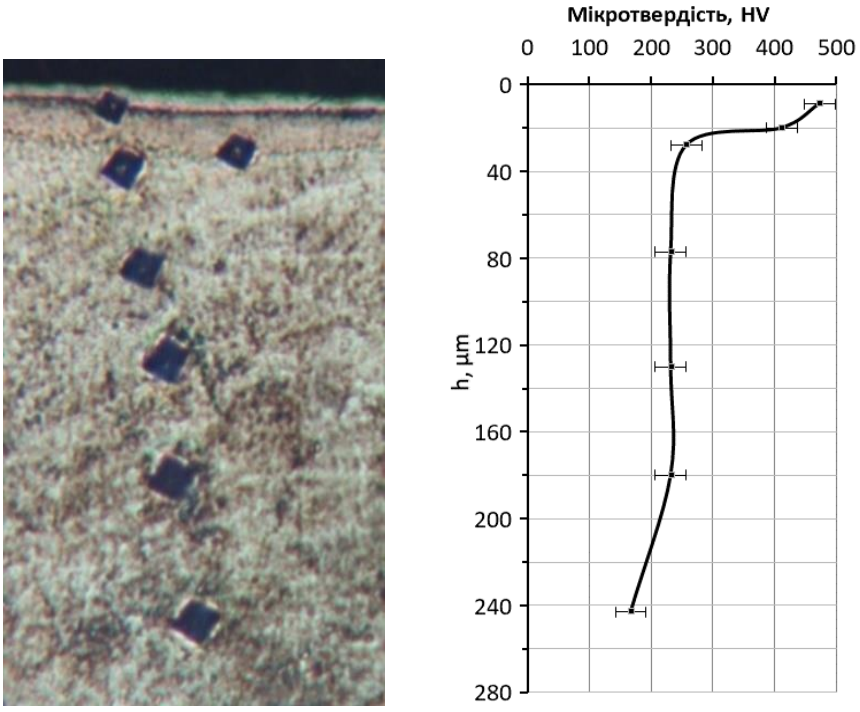


Рис. 6.12. Дифрактограма поверхневого шару зразка в місці з максимальною кількістю азоту

На основі отриманих даних з розподілу концентрації азоту по поперечному перерізу зразка (рис. 6.9*б*) наявність на поверхні білої нітридної зони (рис. 6.10*а*), що підтверджується результатами дифрактометричного аналізу (рис. 6.12), можна зробити висновок, що в результаті іонно-плазмового азотування внутрішніх поверхонь з застосуванням пустотілого перфорованого аноду формуються дифузійні покриття, які складаються з ділянок з різним хімічним та фазовим складом. Максимальна концентрація азоту спостерігається на ділянках, що знаходились напроти отворів в аноді, які зроблені на певній відстані, відповідно ці ж ділянки містять тверду фазу з нітриду заліза, яка відповідає за підвищення зносостійкості азотованої поверхні. Тобто, є всі ознаки наявності певним чином дискретного розташування твердої нітридної фази в м’якій матриці альфа-заліза, що відповідає дискретно-матричним покриттям.



а



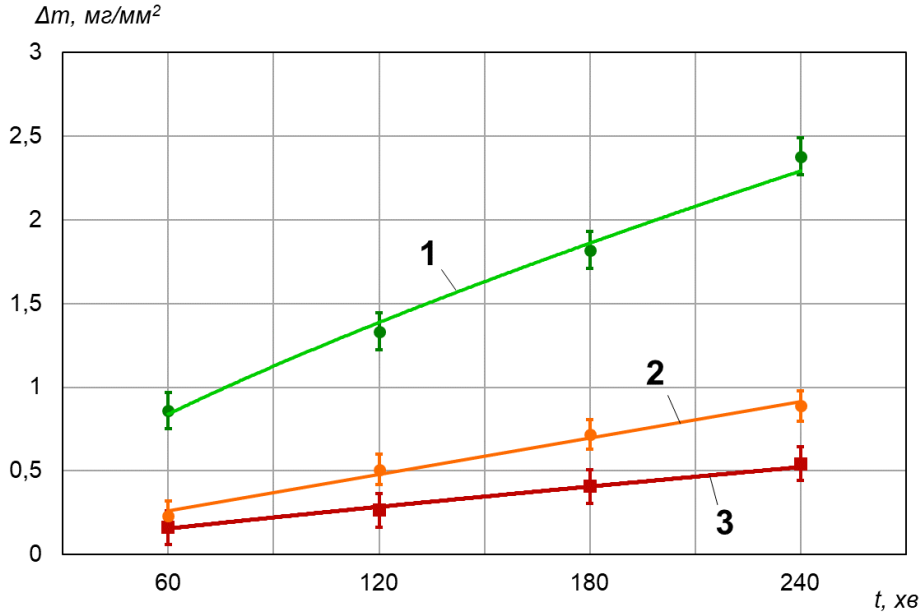
б

Рис. 6.13. Мікроструктура та мікротвердість азотованої поверхні сталі 30ХГСА (а) і сталі 40ХН2МА (б)

На рис. 6.13 наведені мікроструктура та мікротвердість азотованого шару в місці з максимальною концентрацією азоту, на якій спостерігаються поверхневі зони з різною концентрацією азоту і відповідно мікротвердістю.

З метою підтвердження даного висновку та дослідження впливу дискретно-матричних покриттів отриманих іонно-плазмовим азотуванням на

зносостійкість були проведені випробування на тертя зразків вирізаних на різних ділянках, які мають різний розмір, наявність або відсутність на поверхні нітридної зони I з високою концентрацією азоту і відповідно максимальною твердістю, що відображається на результатах зі зношування, які наведені на рис. 6.14. Випробовування проводили в умовах сухого тертя метал по металу за схемою вал-колодка.



1 – вихідний зразок (без азотування); 2 – азотований зразок який розташовувався проміж та напроти отворів трубчастого аноду 2 та 3, відповідно

Рис. 6.14. Кінетика зношування зразків зі сталі 40ХН2МА у вихідному стані та після іонного азотування.

З отриманих результатів наведених на рис. 6.14 можна зробити висновок, що найбільшу зносостійкість має зразок № 3 взятий напроти отвору в аноді, що демонструє, після зношення нітридної зони з максимальною твердістю, втрату маси з рівномірним збільшенням. Зразок №2, вирізаний зі зміщенням від отвору в аноді 15 мм, також демонструє рівномірну втрату масу, як і у випадку зі зразком № 3, проте зносостійкість в 1,8 рази нижча. Взагалі зносостійкість всіх азотованих зразків після 240 хв випробувань в 3-5 рази більша ніж вихідного не азотованого зразка. Це свідчить про перспективність використання дискретно – матричних покриттів та перспективність подальших їх досліджень. Отримані результати

є універсальними і можуть бути застосовані для зміцнення інших сталей, що підлягають азотуванню.

Таким чином, подальше дослідження модифікації поверхні шляхом імпульсного іонно-плазмового азотування для підвищення їх функціональних властивостей є актуальним і доцільним у випадку конкретного впровадження.

ЛІТЕРАТУРА

Вступ

1. Кузьмичев А.І. Магнетронні розпилювальні системи. – Київ: Аверс, 2008.
2. Каплун В.Г., Каплун П.В. Іонне азотування у безводневих середовищах. – Хмельницький: ХНУ, 2015.
3. Плазмова технологія у виробництві НВІС / Під. ред. Н. Айнспрука, Д. Брауна. – М.: Мир, 1987.
4. Лахтін Ю.М., Коган Я.Д., Шпіс Г.І. та ін. Теорія та технологія азотування. – М.: Металургія, 1991.
5. Пастух І.М. Теорія та практика безводневого азотування в тліючому розряді. – Харків: ННЦ ХФТІ, 2006.
6. Берлін Є.В., Коваль М.М., Сейдман Л.О. Плазмова хіміко-термічна обробка поверхні сталевих деталей. – М.: Техносфера, 2012.
7. Aghajani H., Behrangi S. Plasma Nitriding of Steels. – Switzerland: Springer, 2017.
8. Кузьмичев А.І. Застосування імпульсних режимів при фізичному осадженні покриттів у розрядах низького тиску та вакуумі // Питання атомної науки та техніки. Сер. Вакуум, чисті матеріали, надпровідники (Харків). – 1999. – Вип. 2(10). – С. 29-39.

Розділ 1

1. Martin J.C. On Pulsed Power / Ed. by T.H. Martin, A.H. Guenther, M. Kristiansen. – N.Y.: Plenum press, 1996.
2. Mesyats G.A. Pulsed Power and Electronics. – M.: Nauka, 2004.
3. Кузьмичев А.І. Безтрансформаторне та імпульсно-модульоване живлення магнетронних розпилювачів від мережі змінного струму // Прилади та техніка експерименту. – 1997. – № 6. – С. 121-124.
4. Кузьмичев А.І. Модулятори для імпульсного живлення магнетронних розпилювальних систем. – У сб. допов. 7-го симп. "Тонкі плівки в електроніці". – Йошкар-Ола, 1996. – С. 237-240.

5. Булатов О.Г., Царенко О.І., Поляков В.Д. Тиристорно-конденсаторні джерела живлення для електротехнології. – М.: Енергоатоміздат, 1989.

6. Kuzmichev A., Bevza O., Steffen H., Hippler R. Impact excitation of MF magnetron discharge for PVD processes. // Vacuum. – 2005. – Vol. 78. – No. 2-4. – P. 611-615.

7. Вольпян О.Д., Кузьмичев А.І. Магнетронне нанесення оптичних покриттів під час живлення магнетронів змінною напругою середньої частоти. // Прикладна фізика. – 2008. – № 3. – С.34-52.

8. Scholl R.A. Power systems for reactive sputtering of insulating films. // Surf. Coat. Technol. – 1997. – Vol. 93. – P. 7-13. || Scholl R.A. Asymmetric bipolar pulsed power: a new power technology. – *Ibid*. – 1998. – Vol. 98. – P. 823-827. || Scholl R.A. Power supplies for pulsed plasma technologies: state-of-art and outlook. – Whitenote 06A, 2/99 of Advanced Energy. Inc. USA, 1999.

9. Sellers J. Asymmetric bipolar pulsed DC: the enabling technology for reactive PVD // Surf. Coat. Technol. – 1998. – Vol. 98. – P. 1245-1250. || Seller J. Asymmetric bipolar pulsed DC. The enabling technology for reactive PVD. || ENI Tech-Note. 1996.

10. Проспекти фірми ADVANCED ENERGY – США.

11. Drummond G.N. Thin film DC plasma processing system. Патент США 5 427 669 (заявл. 30.12.1992, опубл. 27.06.1995). || Drummond G.N. Enhanced thin film DC plasma power supply. Патент США 5 576 939 (заявл. 5.05.1995, опубл. 19.11.1996).

12. Проспекти фірми ENI – США.

13. Проспекти фірми MAGTRON – Німеччина.

14. Mark G. Low frequency, pulsed, bipolar power supply for a plasma chamber. Патент США 5 303 139 (заявл. 30.07.1992 (пріоритет Німеччини 31.07.1991)), опубл. 12.04.1994). Эквивалентные патенты: EP 0 534 068, DE 9 109 503, JP 6 113 561.

15. Scholl R.A., Christie D.J. Plasma generator pulsed direct current supply in a bridge configuration. Патент США 6 222 321 (заявл. 8.06.1999. опубл. 24.04.2001)

16. Проспекти фірми MELEC – Німеччина.

17. Проспекти фірми HUTTINGER – Німеччина.

18. Кузьмичев А.І. Магнетронні розпилювальні системи. – Київ: Аверс, 2008.

Розділ 2

1. Побєдаш К.К., Святненко В.А. Силові напівпровідникові прилади і перетворювачі електричної енергії: навч. посіб. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017.

2. Шавьолкін О.О. Силові напівпровідникові перетворювачі енергії. – Харків: ХНУМГ ім. О.М. Бекетова, 2015.

3. Сеньно В.І., Панасенко М.В., Сеньно Є.В., Ясінський В.В. та ін. Електроніка та мікросхемотехніка: у 4-х томах. Т. 1. Елементна база електронних пристроїв. – К.: Вид-во “Обериги,” 2000.

4. Mesyats G.A. Pulsed Power and Electronics. – M.: Nauka, 2004

5. Whitaker J.C. Power vacuum tubes handbook / 2nd ed.– CRC Press LLC., 1999.

6. Gas discharge closing switches / ed. G. Schaefer, M. Kristiansen, A. Guenther. – N.Y.: Springer Science+Business Media, 1990.

7. Opening switches / ed. A. Guenther, M. Kristiansen, T. Martin. – N.Y.: Plenum Press, 1999.

8. Козодаєв А.М. Електричні керовані вентилі на формування потужних імпульсів струму. – М.: Атоміздат, 1975.

9. Бочков В.Д., Корольов Ю.Д. Імпульсні газорозрядні комутуючі прилади. – Енциклопедія низькотемпературної плазми. Вступний том, кн. 4. – М.: Наука, 2000. – С. 446-459.

10. Основи силової електроніки. Силові напівпровідникові прилади / А.А. Богомяков та ін; за ред. Ф. І. Ковальова, В. А. Усачова. – М.: Вид-во МДТУ ім. Н. Е. Баумана, 2012.

11. Воронін П.А. Силові напівпровідникові ключі: сімейства, характеристики, застосування. – М: Додека-XXI, 2001.

12. Під'япольський Б.А., Попов В.К., Імпульсні модуляторні лампи. – М.: Радянське радіо, 1967.

13. Фогельсон Т.Б., Бреусова Л.М., Вагін Л.М. Імпульсні водневі тиратрони. – М.: Радянське радіо, 1974.

14. Кузьмичев А.І. Безтрансформаторне та імпульсно-модульоване живлення магнетронних розпилювачів від мережі змінного струму // Прилади та техніка експерименту. – 1997. – № 6. – С. 121-124.

15. Кацман Ю.А. Електронні лампи високих та низьких частот. – М.: Вища школа, 1968.

16. Кацнельсон Б.В., Калугін А.М., Ларіонов А.С. Електровакуумні електронні та газорозрядні прилади. Довідник. – М.: Радіо та зв'язок, 1985.

17. Переводчиков В.І. Електронно-променеві вентилі // Електротехніка. – 1980. – № 6. – С. 512.

18. Кузьмичєв А.І. Застосування електронних ламп у режимі повернення електронів на сітку для генерації напруги зміщення на підкладки при іонній обробці // Електроніка та зв'язок. – 2006. – № 2. – С. 22-28.

19. Kuzmichev A. Features of pulse substrate bias voltage generation with electron tubes // Vacuum. – 2007. – Vol. 81. – No 10. – P. 1328-1331.

20. Артюх І.Г., Гінзбург В.Є. Титрони – нові високовольтні електровакуумні прилади. – In Proc. Int. Conf. on Electron Technogies. – Varna, Bulgaria, 1991. – P. 245-250.

21. Горбатов Д.Н. Вакуумні електронні компоненти радіоелектронної апаратури // Наукоємні технології. – 2009. - № 5. – С. 80-82.

22. Каганов И.Л. Іонні прилади. – М.: Енергія, 1972.

23. Чучман Н.Я. Іонні прилади. – К.: Вища школа, 1975.

24. Борисов О.В. Основи твердотільної електроніки: навч. посіб. – К.: Освіта України, 2011.

25. Білоус А.І., Єфименко С.А., Турцевич А.С. Напівпровідникова силова електроніка. – М: Техносфера, 2013

26. Бовкунович В.С., Гаврилюк С.І. Інтелектуальні силові модулі для електромеханічних систем. – https://epa.kpi.ua/wp-content/uploads/2016/02/3510-INTELEKTUALNI-SILOVI-MODULI.pdf

27. Кузьмичев А.І. Перспективи застосування газорозрядних та електровакуумних приладів у системах живлення магнетронних розпилювачів // Електроніка та зв'язок. – 1998, №4. – Часть II. – С.384-388.

28. Kuzmichev A.I., Bochkov V.D., Melnyk Yu.I. Study of the pulse magnetron sputtering system with a tacitron modulator. – 15th Int. Symp. on Plasma Chemistry Proc. (July 9-13, 2001, France, Orleans), 2001. – Vol. 6. – P. 125-2130.

29. Вишневський А.І., Крижанівський В.І., Кузьмичев А.І. та інші. Генератор потужних імпульсів на газорозрядних комутаторах типу триотрон і триоплазматрон // Прилади та техніка експерименту.–1973.–№ 5.–С.104-106.

30. Дворников В.Д., Латушкін С.Т., Крестов В.А. та інші // Прилади та техніка експерименту. – 1973. – № 4. – С. 108.

31. True R.B., Hanses R.J., Good G.R. The Hobetron – a high power vacuum electronic switch // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2001. – Vol. 48. – No 1. Vol, – P. 122-128.

32. Reass W.A. Survey of high voltage pulse technology suitable for large-scale plasma source ion implantation processes // J. Vac. Sci. Technol. B. – 1994. – Vol. 12. – No. 2. – P. 854-860.

Розділ 3

1. Проспекти фірми ADVANCED ENERGY – США.

2. Проспекти фірми ENI – США.

3. Проспекти фірми HUTTINGER – Німеччина.

4. Проспекти фірми MAGTRON – Німеччина.

5. Проспекти фірми MELEC – Німеччина.

6. Проспекти фірми GBS Elektronik – Німеччина.

7. Джерела електроживлення для магнетронних розпилювальних систем серії APEL-M. – http://apelvac.com/catalog/groups/27.

8. Кузьмичев А.І. Перспективи застосування газорозрядних і електровакуумних приладів у системах живлення магнетронних розпилювачів // Електроніка та зв'язок. – 1998. – №4 (Ч. 2). – С. 384-388.

9. Сочугов Н.С., Оскірко В.О., Спірін Р.Є. Джерела живлення для магнетронних розпилювальних систем // Прилади та техніка експерименту. – 2013. – № 2. – С. 62-68.

10. Ueda M., Rossi J.O., Yamasaki F.S. *et al*. PIII treatment of SS samples using a current-controlled high-voltage pulser // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2020. – Vol. 48. – No. 11. – P. 3800-3806.

11. Oskirko V.O., Goncharenko I.M., Pavlov A.P. *et al*. Influence of nitrogen pressure and electrical parameters of a glow discharge on the process of ion plasma nitriding of steel // J. Phys.: Conf. Ser. – 2019. – Vol. 1393. – P. 012111.

12. Salvadori M.C., Teixeira F.S., Araujo W.W. *et al.* A high voltage pulse power supply for metal plasma immersion ion implantation and deposition // Rev. Sci. Instrum. – 2010. – Vol. 81. – P. 124703 (5).

13. Mao X.H., Yao L.Y., Wang Y.Q. *et al.* A pulse step modulator high-voltage power supply for auxiary heating system on the HL-2A Tokamak // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2014. – Vol. 42. – No. 5-2. – P. 1425-1429.

14. Maulat O., Roche M., Coeur F.Le. *et al.* New line of high voltage high current pulse generators for plasma-based ion implantation // J. Vac. Sci. Technol. B. – 1999. – Vol. 17. – No. 2. – P. 879-882.

15. Rossi J.O., Schamiloglu E., Ueda M. Advances in high-voltage modulators for applications in pulsed power and plasma-based ion implantation // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2011. – Vol. 39. – N. 11. – P. 3033-3044.

16. Redondo L.M., Silva J.F., Flyback versus forward switching power supply topologies for unipolar pulsed-power applications // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2009. – Vol. 37. – No. 1. – P. 171-178.

17. Tian X., Wang X., Tang B. *et al*. Special modulator for high frequency, low-voltage plasma immersion ion implantation // Rev. Sci. Instrum. – 1999. – Vol. 70. – No. 3 – P. 1824-1828.

18. Kim J-H., Min B.-D., Shenderey S., Rim G.-H. High voltage pulsed power supply using IGBT stacks // IEEE Trans. DEI. – 2007. – Vol. 14. – No. 4. – P. 921-926.

19. García-García J., Pacheco-Sotelo J., Valdivia-Barrientos R. *et al.* C Bipolar Pulsed Power Supply for Reactive Magnetron Sputtering // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2011. – Vol. 39. – No. 10. – P. 1983-1989.

20. Кузьмичев А.І., Мельник Ю.Г., Куликовський В.Ю. та інш. Характеристики імпульсного магнетронного розряду при живленні від ємнісного накопичувача енергії // Вісті Академії наук. Сер. Фізична. – 2003. – Т. 67. – № 9. – С. 1272-1278.

21. Булатов О.Г., Царенко О.І., Поляков В.Д. Тиристорно-конденсаторні джерела живлення для електротехнології. – М.: Енергоатоміздат, 1989.

22. Westwood W.D. Reactive Sputtering. – In: Physics of thin films. Advances in research and development. Contemporary preparation techniques. – Ed. M.H. Francombe, J.L. Vossen. – San Diego. USA: Academic Press, 1989. – P. 1-79.

23. Холленд Л. Нанесення матеріалів у вакуумі (апаратура та технологія). – У кн.: Плівкова мікроелектроніка. – Перекл. з англ. – М.: Мір, 1968. – С. 144-257 (с. 239).

24. Kumagai H.Y. A new AC sputtering technique for the deposition of thin films // IEEE Trans. PHP. – 1972. – Vol. PHP-8. – No. 3. – P. 7-10.

25. Cormia R.L., Trumbly T.A., Andreson S. Method for coating a substrate. – Пат США 4 046 659, 06. 09.1977. – МКИ: Cl. C23C 15/00.

26. Hill R.J., Nadel S.J. Coated glass. Applications and markets. – Fairfield, CA, USA: BOC Coating Technology, 1999. – 143 p.

27. Este G., Westwood W.D. A quasi-direct-current sputtering technique for the deposition of dielectrics at enhanced rates // J. Vac. Sci. Technol. A. – 1988. – Vol. 6. – No. 3. – P. 1845-1848.

28. Munz W.D., Petersein H., Scherer M. Einrichtung fur die Beschichtung eines Substrats mit einem Material, das aus einem Plasma gewonnen wird. – Пат. ФРГ 3 802 852, 03.08.1989. – МКИ: C23C 16/50.

29. Scherer M., Schmitt J., Latz R., Schanz M. Reactive alternating current magnetron sputtering of dielectric layers // J. Vac. Sci. Technol. A. – 1992. – Vol. 10. – No. 4. – P. 1772-1776.

30. Glocker D.A. Influence of the plasma on substrate heating during low-frequency reactive sputtering of AlN // J. Vac. Sci. Technol. A. – 1993. – Vol. 11. – No. 6. – P. 2989-2993.

31. Data sheet of Fritz Huttinger Elektronik Gmbh. MF-Generators for plasma technology TIG-P Series.

32. Advanced Energy®. Power supplies for leading-edge process technologies. – 4 p. MDX Sparc-le 20 Accessory. Product snapshot. – 4 p. MDX ASTRAL 20 kW bi-polar pulse power supply. – 1996. – 6 p. ASTRAL Dual cathode pulser, 120 kW. – 1996. – 3 p.

33. Magneto Elektronische Gerate Gmbh “MAGTRON”. Power supplies for plasma and surface technology Magpuls®. – 1997. – 23 p.

34. Sellers J. ENI® Tech-Note. Asymmetric bipolar pulsed DC. The enabling technology for reactive PVD. 1996. – 8 p.

35. Марахтанов М.К., Понкратов А.Б., Потапов А.Ф. Робота генератора плазми магнетронного типу на змінному струмі частотою 50 Гц. – У кн.: Генератори низькотемпературної плазми. Тез. доповід. XI Всесоюзний. конф. Новосибірськ, 1989. – Ч. 1. – С. 105-106.

36. Кузьмичев А.І. Безтрансформаторне та імпульсно-модульоване живлення магнетронних розпилювачів від мережі змінного струму // Прилади та техніка експерименту. – 1997. – № 6. – С. 121-124.

37. Hashimoto Y. Production of high density and large volume plasma by using a polyphase AC voltage // Vacuum. – 2006. – Vol. 80. – P. 1149-1153.

38. Matsumoto K. Plasma production by multi-phase AC glow discharge at the frequency of a commercial electric power system // Plasma Source Sci. Technol. – 1996. – Vol. 5. – No. 2. – P. 245-253.

39. Тімаков С.В. Імпульсне джерело живлення для магнетронного розпилювача. – https://cyberleninka.ru/article/n/impulsnyy-istochnik-pitaniya-dlya-magnetronnogo-raspylitelya.

40. Ісмаїлов А.М., Теміров А.Т., Гасанова Р.М., Абдуллаєв Х.М. Високовольтний імпульсний джерело живлення для магнетронних розпилювальних систем. – http://plasma.dgu.ru/konf/fp2018.pdf.

41. Гришкевич А.Д., Гринюк С.І. Розробка та дослідження низькочастотного джерела живлення сильноточного імпульсного магнетронного розряду // Техн. механіка. – 2019. – № 4. – С. 137-147.

42. Ліхтман А.Є., Сейдман Л.А. Розпилювальні магнетронні джерела для діючого вакуумно-напилювального обладнання // Електронна промисловість. – 1980. – Вип. 5(89). – С. 55-56.

43. Вакуленко В.М., Іванов Л.П. Джерела живлення лазерів. – М: Рад. радіо, 1980. – С. 44.

Розділ 4

1. Бєлянін А.Ф., Корсун Г.І., Романов Д.В., Пащенко П.В. Монтаж магнетронів у оглядові вікна вакуумних серійних установок. – Мат-ли 3-ї міжрег. наради “Тонкі плівки в електроніці”. – Й.-О., 1992. – Ч. 1. – С. 38-40.

2. Кузьмичєв А.І. Застосування імпульсних режимів при фізичному осадженні покриттів у розрядах низького тиску та вакуумі // Питання атомної

науки та техніки. Сер. Вакуум, чисті матеріали, надпровідники (Харків). – 1999. – Вип. 2(10). – С.29-39.

3. Кацман Ю.А. Електронні лампи високих та низьких частот. Т.1. – М.: Вища школа, 1968.

4. Клейнер Е.Ю. Основи теорії електронних ламп. – М.: Вища школа, 1974.

5. Агафонов Б.С. Теорія та розрахунок радіотелефонних режимів генераторних ламп. – М.: Рад. Радіо, 1955.

6. Аршин С.С. Розрахунок лампових генераторів. – М.-Л.: Держенерговидав, 1955.

7. Артим А.Д. Ключові генератори гармонійних коливань. – Л.: Енергія, 1972.

8. Кацнельсон Б.В., Калугін А.М., Ларіонов А.С. Електровакуумні електронні та газорозрядні прилади: Довідник. – М.: Радіо і зв'язок, 1985.

9. Ebert T., Stewart R.A., Booske J.H., Sainfort F. Cost model for commercial plasma source ion implantation // Surf. Coat. Technol. – 1998. – Vol. 102.–P. 8-18.

10. Reass W.A. Survey of high voltage pulse technology suitable for large scale plasma source ion implantation processes // J. Vac. Sci. Technol. B. – 1994. – Vol. 12. – No. 2. – P. 854-860.

11. Deb D., Siambis J., Symons R. Plasma ion implantation technology for broad industrial application // J. Vac. Sci. Technol. B. – 1994. – Vol. 12. – No. 2. – P. 828-832.

12. Collins G.A., Short K.T., Tendys J. Characterisation of high voltage pulser performance in radiofrequency plasmas // Surf. Coat. Technol. – 1997. – Vol. 93. – P. 181-187.

13. Brutscher J. A 100 kV a high-voltage pulse generator for plasma immersion ion implantation // Rev. Sci. Instrum. – 1996. – Vol. 67. – No. 7. – P. 2621-2625.

14. Ensinger W. Reseach and development in plasma-based ion implantation in Europ. I. Apparatus and Projects // J. Vac. Sci. Technol. B. – 1999. – Vol. 17. – No. 2. – P. 799-807

15. Chu P.K., Tang B.Y., Cheng Y.C., Ko P.K. Principles and chracteristics of a new generation plasma immersion ion implanter // Rev. Sci. Instrum. – 1997. – Vol. 68. – No. 4. – P. 1866-1874.

16. Yukimura K., Kuze E., Matsunaga K. Two switch high voltage modulator for plasma-based ion implantation // Surf. Coat. Technol. – 2002. – Vol. 156. – P. 66-70.

17. Zhu Z., Cong C., Wang Z. *et al.* A specially designed PLC-based high-voltage pulse modulator for plasma immersion ion implantation // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2010. – Vol. 38. – No. 11. – P. 3083-3088.

18. Rossi J.O. Schamiloglu E., Ueda M. Advances in high-voltage modulators for applications in pulsed power and plasma-based ion implantatiom // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2011. – Vol. 39. – No 11. Vol, – P. 3033-3044.

19. Günzel R., Rogozin A.I., Demski M.^{c}S. *et al.* Generation of high voltage pulses for PBII devices // Surf. Coat. Technol. **–** 2002. – Vol. 156. – No. 1-3. – P. 54-60.

Розділ 5

1. Elmoursi A.A., Malaczynski G.W., Hamdi A.H. High voltage modulator ion implantation // Nucl. Instr. Meth. Phys. Res. – 1991. – Vol. B 62. – P. 293-296.

2. Токарьов А.В. Іонне азотування сталі в імпульсному тліючому розряді // Вісник КРСУ. – 2009. – Том 9. – № 11. – С. 51-57.

3. Артим А.Д. Ключові генератори гармонійних коливань. – Л.: Енергія, 1972.

4. Spassov V.A., Ueda M., Barroso J. A high-voltage pulse generator for plasma immersion ion implantation applications // Surf. Coat. Technol. – 1999. – Vol. 112. – P. 29-33.

5. Kuzmichev A., Sidorenko S., Steffen H., Hippler R., Kulikovsky V. Investigation of a pulsed magnetron sputtering discharge with a vacuum pentode modulator power supply // Vacuum. – 2004. – Vol. 72. – No. 1. – P. 59-69.

6. Кузьмичєв А.І., Пакетно-імпульсне живлення індукційних іонізаторів пари в термоіонних пристроях // Питання атомної науки та техніки. Сер. Вакуум, чисті матеріали, надпровідники (Харків). – 1998. – Вип. 4(5)/5(6). – С. 16-18.

7. Kuzmichev A., Bevza O., Steffen H., Hippler R. Impact excitation of MF magnetron discharge for PVD processes // Vacuum. – 2005. – Vol. 78. – No 2-4. – P. 611-615.

8. Kuzmichev A.I., Bochkov V.D., Melnyk Yu.I. Study of the pulse magnetron sputtering system with a tacitron modulator. – In Proc. 15th Int. Symp. on Plasma Chemistry, 2001, France, Orleans. – Vol. 6. – P. 2125-2130.

9. Goebel D.M. High power modulator for plasma ion implantation // J. Vac. Sci. Technol. B. – 1994. – Vol. 12. – No. 2. – P. 838-842.

10. Matossian J.N. Plasma ion implantation technology at Hughes Research Laboratories // J. Vac. Sci. Technol. B. – 1994. – Vol. 12. – No. 2. – P. 850-853.

11. Vajo J.J., Williams J.D., Wei R., Wilson R.G. Plasma ion implantation of nitrogen into silicon: Characterization of the depth profiles of implanted ions // J. Appl. Phys. – 1994. – Vol. 76. – No. 10. – P. 5666-5675.

12. Goebel D.M., Poeschel R.L., Schumacher R.W. Low voltage drop plasma switch for inverter and modulator application // Rev. Sci. Instrum. – 1993. – Vol. 64. – No. 8. – P. 2312-2319.

13. Günzel R. Integrated high voltage modulator for plasma immersion ion implantation // J. Vac. Sci. Technol. B. – 1999. – Vol. 17. – No. 2. – P. 895-899.

14. Rossi J.O., Ueda M. A 100 kV/200 A Blumlein pulser for high-energy plasma implantation // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2006. – Vol. 34. – No. 5. – P. 1766-1770.

Розділ 6

1. Каплун В.Г., Каплун П.В. Іонне азотування у безводневих середовищах. – Хмельницький: ХНУ, 2015.

2. Пастух І.М. Теорія та практика безводневого азотування в тліючому розряді. – Харків: ННЦ ХФТІ, 2006.

3. Берлін Є.В., Коваль Н.М., Сейдман Л.О. Плазмова хіміко-термічна обробка поверхні сталевих деталей. – М.: Техносфера, 2012.

4. David Pye. Practical Nitriding and Ferritic Nitrocarburizing. – ASM International Park, Ohio. – 2003.

5. Hossein Aghajani, Sahand Behrangi Plasma Nitriding of Steels. – Springer International Publishing. – 2016.

6. Farghali, A., Aizawa, T. Phase transformation induced by high nitrogen content solid solution in the martensitic stainless steels // Materials Transactions. – 2017. – Vol. 58. – P. 697–700.

7. Aizawa, T., Wasa, K. Low temperature plasma nitriding of inner surfaces in stainless steel mini-/micro-pipes and nozzles // Micromachines.– 2017.– Vol. 8. – P. 157.

8. Pokorný Z., Kadlec J., Hruby V., Pospichal M., Dung Q.Tran, Mrazkova T., Fecso L. Hardness of plasma nitrided layers created at different conditions // Chemicke Listy. – 2011. – Vol. 105. – P. 717–720.

9. Latas, Z., Michalski, J., Tacikowski, J., Betiuk, M. Azotowanie regulawane luf broni strzeleckiej // Inzynieria powierzchni. – 2013. – Vol. 1. – P. 26–33.

10. Ляшенко, Б.А., Мовшович, А.Я., Долматов, А.І. Зміцнюючі покриття дискретної структури // Технологічні системи. – 2001. – Vol. 4. – P. 17-25.

11. Ляшенко Б.А., Сорока О.Б., Рутковський А.В. Визначення параметрів дискретної структури покриттів з урахуванням залишкової напруги // Проблеми міцності. – 2002. – Vol. 4. – P. 119-125.

12. Katoh, T., Aizawa, T., Yamaguchi, T. Plasma assisted nitriding for micro-texturing martensitic stainless steels // Manufacturing Rev. – 2015. – Vol. 2. – P. 7.

13. Матвєєв Н.В. Отримання несплошних зносостійких покриттів у вакуумі із застосуванням формуючого сепаратора // Зварювальне виробництво. – 2007. – Т. 5. – С. 35-38.

Наукове видання

Кузьмичєв Анатолій Іванович
Сидоренко Сергій Борисович
Смирнов Ігор Володимирович
Мельниченко Михайло Сергійович
Чорний Андрій Вячеславович
Лисак Володимир Валерійович
Цибульский Леонід Юрійович

Імпульсні модулятори для живлення газорозрядних технологічних систем

Монографія

Підписано до друку 02.12.2022 р.
Формат 60x84/8. Гарнітура "Times New Roman"
Папір офсетний. Ум. др. аркушів 11,25.
Обл.вид. 10,46. Наклад 300 прим. Замовлення № 11/08.
Додрукарська підготовка: Чорний А.В.

ТОВ "Видавниче Підприємство "Едельвейс"
Свідоцтво ДК № 4249 від 29.12.2011
03170, м. Київ, вул. Зодчих, 74, тел.: (044) 361-78-68.
Друк: ФОП Пилипенко Н. М.