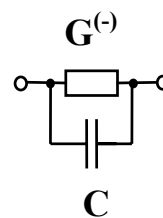
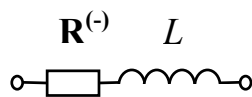
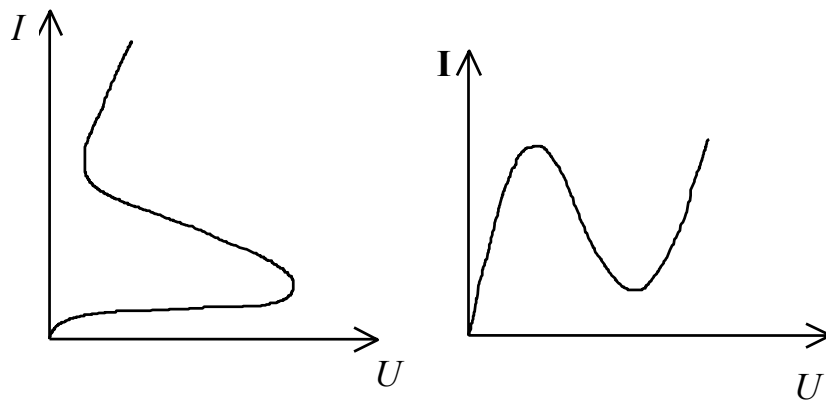


Філінюк М.А.

Теоретичні основи негатроніки



Міністерство освіти і науки України
Вінницький державний технічний університет

Філінюк М.А.

Теоретичні основи негатроніки

Затверджено Ученою радою Вінницького державного технічного університету як навчальний посібник для студентів бакалаврського напрямку “Електронні апарати”. Протокол № 6 від 31 січня 2002 року.

Вінниця ВДТУ 2002

УДК 621.396.6
Ф 57

Р е ц е н з е н т и:

П.А. Молчанов, доктор технічних наук, професор
В.Д. Манойлов, доктор технічних наук, професор
В.І. Водотовка, доктор технічних наук, професор

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

Філінюк М.А.

Ф 57 Теоретичні основи негатроніки.

Навчальний посібник.- Вінниця: ВДТУ, 2002.-105 с.

Навчальний посібник призначений для вивчення основних теоретичних і практичних питань дисципліни «Основи негатроніки» і «Електронні пристрої на елементах з негативним опором» студентами спеціальності 7.091001 “Виробництво електронних засобів”, а також може бути рекомендовано в якості окремих розділів курсів за спеціальностями 7.091002 “Біотехнічні та медичні апарати і системи” та 7.091004 “Технологія та засоби телекомунікацій”.

УДК 621.396.6
© М.А.Філінюк, 2002

Зміст

Передмова.....	4
1 Короткий історичний огляд розвитку наукового напрямку “Негатроніка”.....	5
2 Теорія кіл з R-негатронами.....	14
2.1 Визначення R-негатрона.....	14
2.2 Оптимальне значення негативного опору і негативної провідності R-негатрона.....	18
2.3 Взаємозв’язок вигляду вольт-амперної характеристики з типом оберненого зв’язку і характером реактивності R-негатрона.....	21
2.4 Види годографів і допоміжні елементи Баркгаузена для R-негатронів.....	29
2.5 Стійкість електричних схем з R-негатронами.....	31
3 Теорія кіл з C-негатронами.....	48
3.1 Визначення C-негатрона.....	48
3.2 Енергетичні властивості C-негатронів.....	51
3.3 Види годографів і допоміжні елементи Баркгаузена для C-негатронів.....	55
3.4 Стійкість електричних кіл з C-негатронами.....	57
3.4.1 Стійкість електричного кола з C-негатронами N-типу.....	57
3.4.2 Стійкість електричного кола з C-негатронами S-типу.....	66
4 Теорія кіл з L-негатронами.....	75
4.1 Визначення L-негатрона.....	75
4.2 Енергетичні властивості L-негатрона.....	78
4.3 Види годографів і допоміжні елементи Баркгаузена для L-негатронів.....	82
4.4 Стійкість електричних кіл з L-негатронами.....	84
4.4.1 Стійкість електричного кола з L-негатронами N-типу.....	84
4.4.2 Стійкість електричного кола з L-негатронами S-типу.....	89
5 Про дуальність кіл з RLC- негatronами.....	95
6 Умови появи негативного диференційного опору на клеммах електронних приладів.....	98
Контрольні питання.....	101
Література.....	102

Передмова

Ефективність сучасних електронних систем обробки інформації базується на ряді факторів (наявність нових алгоритмів, використання досягнень технології, застосування нових принципів і т.д.). Одним з перспективних шляхів підвищення ефективності радіоелектронних засобів є використання при їхній розробці сучасних досягнень нових напрямків електроніки. Одним з таких напрямків є "Негатроніка", використання досягнень якої уже в даний час привело до результатів, що визначають розвиток ряду електронних систем. Науковий напрямок "Негатроніка" було вперше визначено д.т.н., професором Філінюком М.А. у 1985р. Цьому передувала публікація ряду робіт радянських і іноземних авторів, таких як Гаряінов С.А., Абезгауз І.Д., Бенінг Ф., Степанова Л.Н., Касімов Ф.Р., Тагер А.С., Дьяконов В.П., у яких узагальнені результати як теоретичних, так і практичних досліджень. Кожна з цих публікацій внесла значний вклад у розвиток негатроніки, однак, незважаючи на це, у даний час відсутні систематичні теоретичні основи негатроніки, що затрудняє створення єдиних принципів моделювання електронних кіл з негatronами, у тому числі і кіл обробки сигналів.

Використання досягнень негатроніки і проектування електронних пристроїв на базі напівпровідникових приладів з негативним опором дозволяє підвищити ефективність відомих електронних пристроїв для систем розпізнавання сигналів, що використовуються в радіолокації і зв'язку, у технічній і медичній діагностиці. Це буде особливо ефективно, якщо створити і використовувати не тільки негативні R-компоненти, а також негативні C- і L-компоненти.

Даний навчальний посібник присвячений аналітичному огляду сучасних публікацій в області теоретичної негатроніки і моделювання електронних кіл обробки сигналів, а також розробці загальнотеоретичних питань аналізу кіл з RLC-негатronами.

Автор висловлює вдячність асистенту кафедри проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури Вінницького державного технічного університету Лазарєву О.О. за наданий матеріал по п.3.2, 3.4, 4.2, 4.4 при підготовці навчального посібника.

1 КОРОТКИЙ ІСТОРИЧНИЙ ОГЛЯД РОЗВИТКУ НАУКОВОГО НАПРЯМКУ “НЕГАТРОНІКА”

В наш час в галузі електроніки розвивається ряд наукових напрямків: квантова електроніка, оптоелектроніка, акустоелектроніка, хемотроніка, магнітоелектроніка, кріоелектроніка та ін. В останнє десятиліття сформувався ще один напрямок – "Негатроніка" [1-3]. Цей напрямок електроніки пов'язаний з теорією і практикою створення і застосування негатронів – електронних приладів, які мають у визначеному режимі негативне значення основного диференціального параметра (тобто, негативні активні опір, ємність і індуктивність) [4]. В наш час розроблені різні види негатронів, узагальнена класифікація яких представлена на рис. 1.1. Тільки напівпровідникових негатронів створено більш двох десятків різновидів (рис. 1.2).

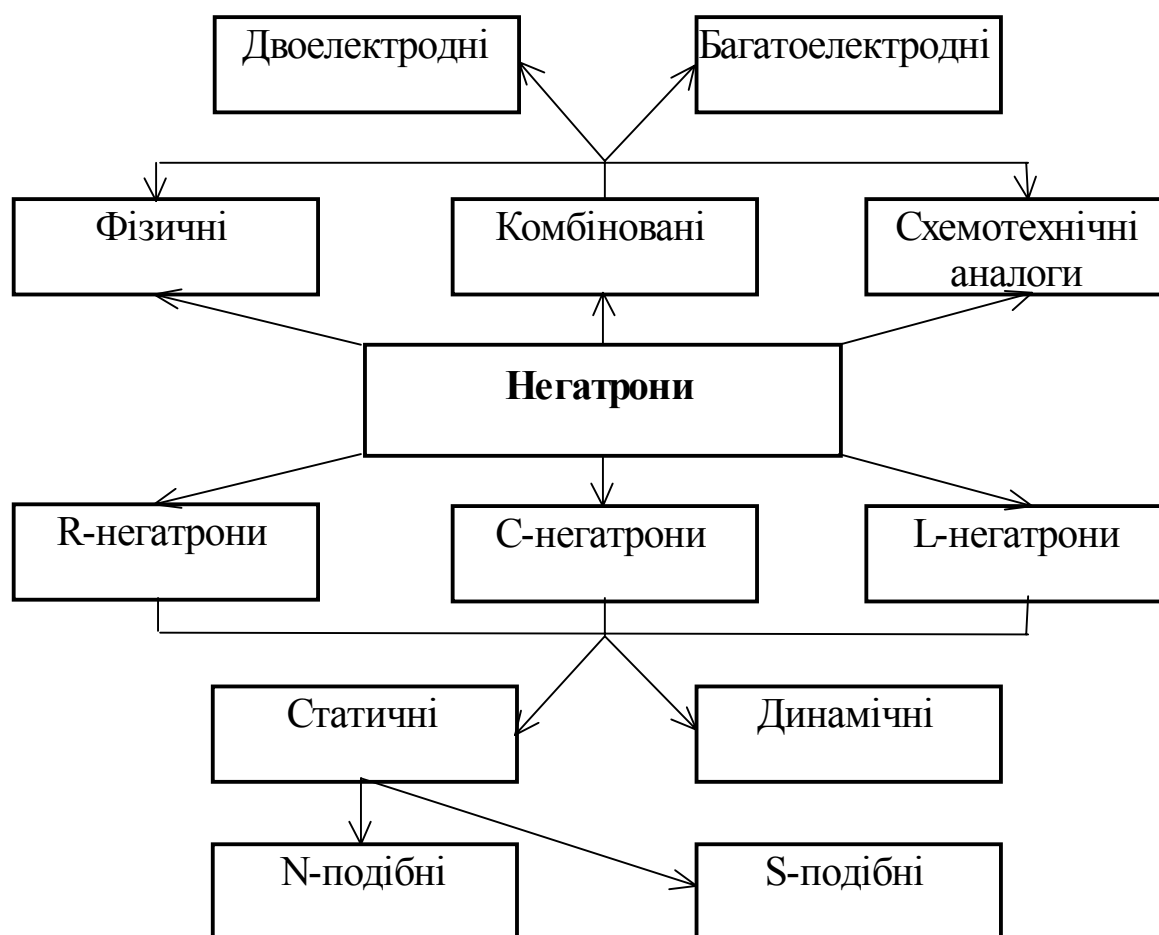


Рисунок 1.1 - Узагальнена класифікація негатронів



Рисунок 1.2 - Класифікація напівпровідникових негатронів

Серед них найбільш потужними є надвисокочастотні (НВЧ) напівпровідникові прилади – лавинно-пролітні діоди, найбільш швидкодійні ключі на лавинних транзисторах, найбільш потужні струмові напівпровідникові перемикачі на динисторах і тиристорах. Однак розвиток цього напрямку проходив нерівномірно і, на відміну від класичної транзисторної електроніки, довгий час не мав систематизованої методологічної і теоретичної бази. Тільки в 1985 році [1] було дане формулювання цього наукового напрямку.

Збудження електричних коливань за допомогою негативних імпедансів відоме ще з початку XX століття і пов'язане з відкриттям Дудделем [5] "Звучної електричної дуги". Внаслідок незручності практичного використання електричної дуги в схемах генераторів, вона була витіснена новоствореними ламповими генераторами.

Перші електронні лампи, внаслідок недосконалості техніки одержання високого вакууму, були газонаповненими, і на їх вольт-амперних характеристиках спостерігалися спадні ділянки. На цих ділянках речовинний імпеданс між анодом і катодом газонаповненої лампи є негативним [6], що в принципі дозволяє використовувати цю їхню властивість для побудови генераторів і підсилювачів електричних коливань. Однак їхні великі шуми і нестабільність стали причиною незначного інтересу до них, як до приладів, що мають негативний опір.

Винайдення у 1924 році електровакуумного тетрода поставило перед фахівцями проблему "динатронного ефекту", в результаті якого на вихідній вольт-амперній характеристиці тетрода спостерігається спадна ділянка, яка призводить до росту нелінійних перекручувань і самозбудженню підсилювача. Цей ефект не знайшов практичного застосування і був переборений у 1931р. введенням в електронну лампу третьої антидинатронної сітки.

Відкриття 13 січня 1922 року інженером Нижньоновгородської лабораторії О. В. Лосєвим (рис. 1.3) спадної ділянки на в.а.х. напівпровідникового точкового діода, варто вважати початком розвитку напівпровідникової негатроніки [7]. Молодий учений не тільки вперше отримав на в.а.х. діода спадну ділянку, але і реалізував з використанням такого діода регенеративний приймач – кристадин. Ці результати привернули увагу багатьох фахівців світу. У США журнал "Radio News" помістив у вересневому номері редакційну статтю під заголовком "Сенсаційний винахід". У ній говорилося: "Немає потреби доводити, що це – революційний радіовинахід. Незабаром ми будемо говорити про схему з трьома чи шістьма кристалами, як ми говоримо тепер про схему з трьома чи шістьма підсилювальними лампами. Буде потрібно кілька років для того, щоб кристал, що генерує, удосконалився настільки, щоб стати краще вакуумної лампи, але ми передбачаємо, що такий час наступить". У цьому передбаченні не виправдалися тільки терміни. Саме ці перші роботи

О.В. Лосєва варто вважати початком "ери напівпровідникової електроніки". Для напівпровідникового діода з спадною ділянкою в.а.х. О.В. Лосєв ввів поняття "негативний опір" (ВО) [8]. А прилади, що володіють такою в.а.х., надалі отримали назву - "негатрони" [9].



Рисунок 1.3 - Лосєв О.В.

Успішний розвиток електровакуумних приладів відвернув увагу фахівців від цього напрямку. Хоча, в результаті розвитку електронних ламп і підвищення робочих частот, у них виявлялися ефекти, пов'язані з негативним опором. Це призводило до неконтрольованого збудження електронної апаратури і росту нелінійних перекручувань, і тому вони вважалися паразитним явищем. І тільки винахід Д. А. Рожанського і А. Н. Арсєнєвої у 1932 р. пролітного клістрона, а в 1936-37 р. винахід Н.Ф. Алексєєва і Д. Е. Малярова –багаторезонаторного магнетрона, стали подальшим поштовхом для розвитку вакуумної негатроніки. У цих приладах, і у пізніше винайдених лампах біжучої хвилі (ЛБХ) та у лампі зворотної хвилі (ЛЗХ), в результаті взаємодії електронів з електромагнітним полем, відбувається перетворення кінетичної енергії електронів в енергію електромагнітного поля, що призводить до появи негативного опору [10]. Значний внесок у створення таких приладів зробили Н. Д. Дев'ятков, М. С. Нейман, С. Д. Гвоздовір, В. Ф. Коваленко, М. Т. Гріхова, Ю. А. Кацман, С. А. Зусманов, І. В. Лебєдєв та ін.

Опанування НВЧ діапазону призвело до пошуку нових фізичних ефектів і напівпровідникових приладів, що мають негативний опір.

Зусилля насамперед були спрямовані на створення напівпровідникових негatronів, що мають негативний опір на більш високих частотах у надвисокочастотному діапазоні. Початком пошуку шляхів створення таких НВЧ-приладів стала стаття Шоклі, опублікована в 1954 році [11]. У ній автор обговорює ідею двоелектродного приладу з негативним опором, що виникає завдяки ефекту часу прольоту. В якості першого прикладу він розглядає "діод із затримкою неосновних носіїв". У запропонованій ним p^+-n-p чи (n^+-p-n) -структурі, неосновні носії, інжекттовані з p^+-n переходу, дрейфують до іншого $p-n$ переходу, зазнаючи при цьому затримку, яка дорівнює часу прольоту. Інший прилад, запропонований Шоклі, являє собою $p-n-p$ структуру, що використовується в режимі проколу, щоб забезпечити її уніполярність. Ці дві структури надзвичайно схожі на інжекційно-пролітні діоди (ІПД), що з'явилися дещо пізніше.

У тій же статті Шоклі обговорює можливість створення двоелектродного приладу, що являє собою простий однорідний напівпровідник, у якому під дією сильного електричного поля може спостерігатися відхилення від закону Ома, що в свою чергу призводить до виникнення негативного диференціального опору. Відхилення від закону Ома виявляється в зниженні швидкості носіїв із збільшенням напруженості поля, тобто в появі області негативної диференціальної рухливості. Однак практичної реалізації ця ідея не одержала через ряд теоретичних недоробок. І тільки в 1963 р. Ганном були отримані перші експериментальні дані про існування пролітних коливань, пов'язаних з цією властивістю, у GaAs і In [12]. А прилади, що використовують цей ефект, отримали назву "Діоди Ганна" або "прилади на ефекті об'ємного негативного опору".

Цікавим являється двоелектродний прилад з негативним опором, що діє на новому принципі – це тунельний діод, який був відкритий у 1957р. японським фізиком Есакі [13]. На прямій гілці в.а.х. дуже вузького германієвого $p-n$ -переходу (тобто переходу, створеного на сильнолегованому матеріалі) була виявлена ділянка негативного опору скінченної величини. Така характеристика отримується в результаті польової емісії (тунелювання) електронів через вузький збіднений шар. Варто відмітити, що тунельний діод не виправдав сподівань, оскільки від нього не вдалося отримати велику вихідну потужність.

У 1958 р. Рід [14] запропонував використовувати для генерації НВЧ потужності діод з багатоскладовою n^+-p-p^- структурою. У цьому приладі використовується сполучення ефектів лавинного множення, оснований на ударній іонізації, і часу прольоту електронів. Тому прилад був названий ІМРАТТ-діод (Impact Avalanche and Transit Time). Однак запропонована ним спеціальна конструкція діода виявилася занадто складною, її вдалося втілити в життя тільки в 1964 р.

У СРСР ці прилади отримали назву "лавинно-пролітні діоди (ЛПД)" і були відкриті А. С. Тагером і його співробітниками в 1959 р. [15]. За кордоном перше повідомлення про практичну реалізацію ЛПД було опубліковано в 1965 році [16].

Подальшим розвитком ЛПД є Трапатт-діод (Trapped Plasma Avalanche-and-Transit Time, що означає "лавинно-пролітний діод із захопленням плазми"). Для реалізації Трапатт-режиму, відкритого в 1966р. [17], необхідна дуже складна взаємодія між приладом і НВЧ схемою. Наприклад, Трапатт-підсилювач вимагає настроювання за гармоніками і субгармоніками, а також використання ЛПД-режиму для запуску. Незважаючи на складність самого приладу і відповідної схеми, Трапатт-діоди відіграють ведучу роль у фазованих антенних решітках (ФАР), оскільки забезпечують можливість одержання високої імпульсної потужності на НВЧ (>100 Вт), більшого коефіцієнта заповнення (1 – 20%), високого к.к.д. ($>25\%$) і ширини смуги пропускання в підсилювачах не менше 15%. Однак цим приладам притаманні і деякі недоліки:

- процесу ударної іонізації властиві значні шуми, тому підсилювачі і генератори на їхній основі будуть також мати великі шуми;
- процес ударної іонізації вимагає більшої потужності для одержання значних електричних полів.

У 1971 р. вперше була отримана генерація у НВЧ діапазоні за допомогою інжекційно-пролітних діодів (ІПД) [18], теоретичні основи роботи яких були обґрунтовані ще в 1954 році Шоклі [11]. У ряді публікацій ці діоди отримали назву "Баритт-діоди" (Barrier Injection Transit Time Diodes). Оскільки вони, як і ЛПД, мають динамічний негативний опір у діапазоні НВЧ, у них не використовується режим лавинного множення носіїв а, отже, і відсутні недоліки, властиві ЛПД.

Усі вищерозглянуті діоди з негативним опором призначені для роботи в діапазоні НВЧ і здатні працювати при відносно невеликих значеннях потужності сигналу і робочих струмах.

На низьких частотах велике поширення отримали чотиришарові напівпровідникові структури типу р-п-р-п і їхні різні модифікації, що мають негативний опір [19]. В основі їхньої роботи лежить тиристорний ефект, обумовлений лавинним множенням носіїв у закритому середньому р-п переході. Найбільш широке застосування отримали двоелектродні р-п-р-п (динистори) і трьохелектродні (тиристори) структури. Крім того відомі тиристори з керуванням по двох вхідних колах (тетристори) і тиристори з чутливим і нечутливим електродам. Найбільш систематичні дослідження таких тиристорних негатронів проведені С.А. Гаряїновим і Н.Д.Абергаузом. Ці прилади можуть працювати в підсилювальному, генераторному і ключовому режимах. Для них характерна велика економічність живлення при роботі в ключовому режимі, здатність комутації сигналів великої потужності. Таким чином, теоретично вони є

багатофункціональними приладами, за допомогою яких можна здійснювати широку уніфікацію радіоелектронних пристроїв. Однак практична область їхнього застосування обмежується в основному пристроями імпульсної техніки, що пояснюється рядом характерних для них недоліків. До них відносяться: низька температурна стабільність, підвищена нестійкість коефіцієнта перетворення пристроїв до зміни негативного опору, низька економічність по живленню при роботі в лінійному режимі, а також висока напруга живлення і малий частотний діапазон.

Дослідження ефекту лавинного множення в колекторному переході біполярного транзистора призвело до створення лавинного транзистора, на в.а.х. якого присутня ділянка негативного опору [20]. Теоретичні дослідження таких негатронів і імпульсних пристроїв на їхній основі, проведені В. П. Дьяконовим [21], показали можливість формування імпульсів з часом наростання 0,1 – 1 нс і амплітудою до 15 В і більше на опорі навантаження 750 Ом. Деякі транзистори дозволяють при меншій амплітуді генерувати імпульси з частотою повторення до 1 ГГц, інші, при значно менших частотах повторення, здатні формувати імпульси з амплітудою напруги до 100 В при навантаженні 50 Ом або імпульси з амплітудою по струму до 50 А при опорі навантаження 0,5 – 1 Ом. Наявність між емітером і колектором лавинного транзистора індуктивного імпедансу з негативною речовинною складовою стала передумовою використання його в якості високодобротного напівпровідникового аналога індуктивності [22]. Однак великі шуми таких негатронів, обумовлені лавинним ефектом, і низька температурна стабільність зробили застосування лавинних транзисторів у такій якості безперспективним.

Технологічні методи створення планарних напівпровідникових приладів досягли високої досконалості. Тому негатрони на р-п переходах можуть мати відносно високу надійність і відтворюваність. Але процес їхнього виготовлення трудомісткий, оскільки вимагає проведення від двох до чотирьох високотемпературних процесів окислювання і дифузії, і відповідної кількості процесів фотолітографії. З цієї точки зору більш цікавими являються аморфні і полікристалічні напівпровідникові плівки, у яких поряд з НО (негативним опором) існує і перемикання з пам'яттю. При додаванні до плівки визначеної граничної напруги, він стрибком переходить у низкоомний стан і зберігає його навіть у випадку відключення живлення. Перше повідомлення в 1969 р. про спостереження НО у склоподібних напівпровідниках дало поштовх до створення різних негатронів на основі халькогенідних матеріалів [23]. Однак дотепер фізичні механізми виникнення НО у таких напівпровідниках остаточно не вивчені. Дослідження в цьому напрямку активно ведуться в Азербайджанській науковій школі під керівництвом професора Касимова

Ф. Д. [24], де в 1991 році була проведена перша Всесоюзна науково-технічна конференція в галузі негатроніки [2] .

Загальним істотним недоліком усіх вищерозглянутих напівпровідникових негатронів є залежність їхнього негативного опору від фізичних властивостей напівпровідникових кристалів і фізичних процесів у них. А прагнення реалізувати 100% внутрішній позитивний зворотний зв'язок усередині кристала накладає жорсткі вимоги на технологію виготовлення таких негатронів, утрудняє виробництво ідентичних приладів і подальше їхнє застосування. Ці недоліки при створенні транзисторних негатронів були частково переборені шляхом реалізації комбінованого 100% позитивного зворотного зв'язку: частково внутрішнього, за рахунок тимчасової затримки неосновних носіїв у базі транзистора; частково, за рахунок введення кола зовнішнього зворотного зв'язку. Початком цього напрямку, мабуть, варто вважати 1956 р., коли Ямагучі (J. Yamaguchi) досліджував негатрон на транзисторі з загальним колектором і індуктивним колом зворотного зв'язку між базою і колектором [25]. В подальшому дослідженні різні модифікації такого негатрона, що отримав назву "індуктивний транзистор", тому що він виявився перспективним як напівпровідниковий аналог індуктивності. Слід відмітити успішне застосування цього негатрона в різних аналогових НВЧ пристроях (активних фільтрах, генераторах, перетворювачах частоти, мультиплексорах, активних антенах і ін.). Основи проектування таких пристроїв були закладені в роботах Ділла (H. Dill) [22], Адамса і Хо (Adams D. K., Ho R. Y. C) [26] та ін. Систематизація і подальший розвиток цього наукового напрямку проведені Філінюком М.А. у роботах [2, 27], де запропоновано розглядати транзистор як узагальнений перетворювач імітансу, і обґрунтований фізичний механізм виникнення динамічного негативного опору на його клеммах.

Іншим напрямком негатроніки, спрямованим на подолання недоліків однокристалічних напівпровідникових негатронів, є створення аналогів негатронів на базі різних схемотехнічних комбінацій активних приладів. Очевидно, однією з перших робіт у цьому напрямку варто вважати монографію С. А. Гаряїнова і І. Д. Абергауза [19], опубліковану в 1966 р. Подальший розвиток цього напрямку отримав продовження в широко відомих роботах Х. Стедлера [28], Л. Н. Степанової із співавторами [29], О. Н. Негоденко [30], Нільсона й Уільсона та ін. Розвинута в роботах цих авторів теорія синтезу аналогів статичних негатронів N- і S-типу дозволила створити велику кількість різних схемотехнічних рішень для широкого класу як аналогових, так і ключових електронних пристроїв різного функціонального призначення. Їх можна розділити на три групи. У першій групі поєднано транзисторні аналоги, що складаються з транзисторів однієї структури. Другу групу складають аналоги, виконані на транзисторах різної структури, але такі, що не складають еквівалент р-n-p-структури.

Третя група складається з транзисторних еквівалентів р-п-р-п-структури. Використання в таких схемах перехресних зв'язків обмежує їхнє застосування частотами до 1 ГГц.

Приведений вище історичний екскурс далеко не повно охоплює шлях розвитку негатроніки і роль учених різних країн у її розвитку.

Підсумовуючи, не можна не звернути увагу читача на ряд фундаментальних узагальнюючих робіт в галузі негатроніки.

Насамперед це монографія С.А. Гаряїнова і І.Д. Абергауза "Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением" (М.: Энергия, 1970) у якій сформульований ряд основних положень, що стосуються статичних R-негатронів. Основи теорії вакуумних негатронів узагальнив І. В. Лебедєв у книзі "Техника и приборы СВЧ" (т. 2., М.: Высшая школа, 1972). Теорія і застосування лавинних транзисторів детально розглянуті в монографії В. П. Дьяконова "Лавинные транзисторы и их применение в импульсных приборах" (М.: Сов. радио, 1973). У роботі "Негативні опори в електронних схемах" (М.: Сов. радио, 1973) Ф. Бенінгом аналізуються узагальнені властивості не тільки R-, але і L-, C-негатронів і їх схемотехнічна реалізація. Фізика роботи і питання застосування напівпровідникових статичних і динамічних R-негатронів розглядаються в монографії "Напівпровідникові прилади в схемах НВЧ", (М.: Світ, 1979) за редакцією М. Хауеса і . Моргана. В монографіях А. С. Тагера і В. М. Вальд-Перлова "Лавинно-пролітні діоди і їхнє застосування в техніці НВЧ" (М.: Радянське радіо, 1968), дається детальний аналіз фізики роботи ЛПД і НВЧ пристроїв на їх основі. Питання практичного використання статичних R-негатронів в інформаційних пристроях узагальнили В. И. Стафеев, К. Ф. Комаровський і Г. И. Фурсінов у монографії "Нейристорні й інші функціональні схеми з об'ємним зв'язком" (М.: Радіо і зв'язок, 1981). Загальна теорія динамічних транзисторних негатронів і активних НВЧ фільтрів на їхній основі розглянута в монографії М. А. Філінюка "Активные СВЧ фильтры на транзисторах" (М.: Радио и связь, 1987). Широкому колу питань теорії аналізу і синтезу негатронів і їх схемотехнічних аналогів присвячена монографія колектива авторів з Росії, України й Азербайджану "Негатроніка" (під ред. Л. Н. Степанової, Новосибірськ: Наука, 1995). У монографіях М. А. Філінюка "Аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно-нестійких узагальнених перетворювачів імітансу" (Вінниця, ВДТУ, 1998) і "Физико-технические и схемотехнические особенности проектирования кремниевых микроэлектронных преобразователей на основе негатронов" (Баку, ЕЛМ, 1999), авторів Ф.Д. Касимова, Ф.М. Агаєва і М.А. Філінюка, узагальнені результати теоретичних досліджень кристалічних і напівпровідникових негатронів і електронних пристроїв на їх основі.

В даний час негатроніка сформувалася як науковий напрямок, результати досліджень у якому отримали широке практичне застосування.

Організаційно цей науковий напрямок об'єднав учених країн СНД у міжнародному координаційному центрі з проблеми "Негатроніка", організованому у Вінницькому державному технічному університеті в 1986 році, до складу якого входять такі відомі вчені, як професор Гаряїнов С. А., Дьяконов В. П., Степанова Л. Н., Касимов Ф. Д., Філінюк М. А., Негоденко О.В., Молчанов П.А. та ін.

2 ТЕОРІЯ КІЛ З R-НЕГАТРОНАМИ

2.1 Визначення R-негатрона

При протіканні електричного струму I через електричне коло у ньому може відбуватися спад напруги U . Ця властивість електричного кола характеризує коефіцієнт R , що отримав назву “активний опір”. Його значення показує, яка величина спаду напруги при протіканні одиничного струму і виражається в одиницях опору: омах, кілоомах, мегаомах, гігаомах, тераомах. Залежність спаду напруги від струму, що протікає, визначається законом Ома, який для постійного струму має вигляд $U = RI$. Компоненти електронних схем, що використовують цю властивість електричного кола, називаються резисторами. У випадку незалежності величини R від струму, що протікає, чи прикладеної напруги, резистори називаються лінійними і мають лінійну вольт-амперну характеристику (рис. 2.1, *а*). Якщо R залежить від U або I , тоді резистори є нелінійними і мають нелінійну ВАХ (рис. 2.1, *б*).

Загальною властивістю цих видів резисторів є позитивний характер їхнього опору при постійному струмі ($R = U/I > 0$) і споживання енергії постійного струму, тому що електрична потужність постійного струму, яка виділяється в резисторі визначається виразом $P_0 = UI > 0$.

Для змінного струму опір резистора визначається відношенням приросту напруги до приросту струму і є диференціальним параметром $R_{\sim} = \partial U / \partial I$. Для лінійного резистора $R_0 = R_{\sim} > 0$. У випадку нелінійного резистора величина $R_{\sim}$ залежить від положення робочої точки на ВАХ. Наприклад, для ВАХ, зображеної на рис. 2.1, *б* у точках O_1 і O_3 маємо $R_{\sim} > 0$, а на спадній ділянці ВАХ у точці O_2 - $R_{\sim} < 0$.

Потужність змінного струму, що виділяється на такому резисторі, визначається виразом [19]:

$$P_{\sim} = \frac{1}{T} \int_0^T iU dt, \quad (2.1)$$

де $i = I_m \sin \omega t$; $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ – миттєві значення струму і напруги; φ – зсув фаз між струмом i і напругою u ; I_m і U_m – амплітудні значення струму і напруги; T – період коливань. Якщо активний опір по відношенню до постійного струму є споживачем енергії, то відносно змінного струму це не завжди так. З (2.1) випливає, що якщо зсув по фазі між миттєвими значеннями струму i і напруги u дорівнює нулю, тобто $\varphi = 0$, то $P_{\sim} > 0$.

Елемент електричного кола в даному випадку є активним опором, що споживає змінну потужність. При $\varphi = \pi/2$ елемент має опір чисто реактивного характеру і не споживає змінної потужності $P_{\sim} = 0$. У проміжному ви-

падку $0 < |\varphi| < \pi / 2$ - елемент є споживачем змінної потужності. У випадках, коли має місце зсув по фазі $\pi / 2 < |\varphi| < \pi$ або, $\pi < |\varphi| < 3\pi / 2$ потужність $P_{\sim} < 0$.

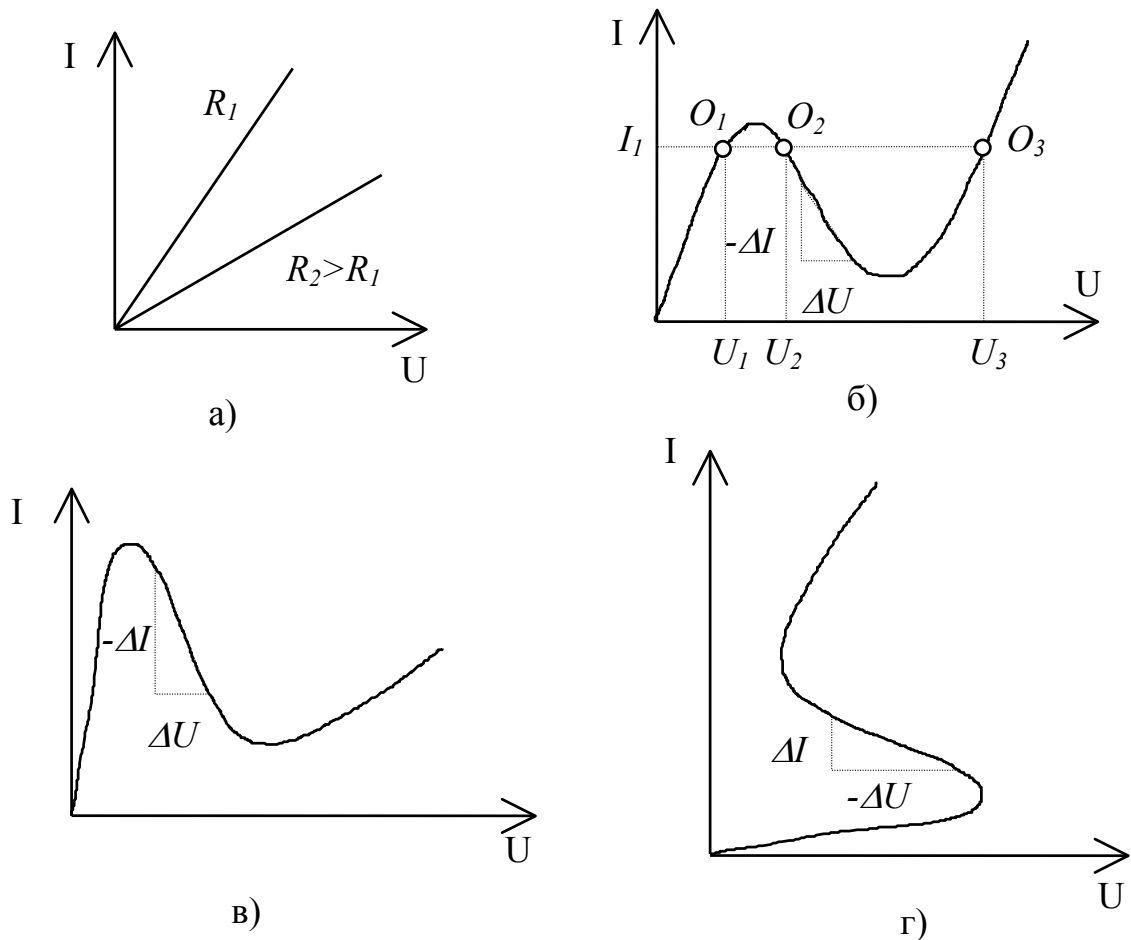


Рисунок 2.1 - Статичні вольт-амперні характеристики приладів: а) - лінійних резисторів; б) – нелінійних резисторів; в) – вольт-амперна характеристика приладу керованого напругою; г) – вольт-амперна характеристика приладу керованого струмом

З формальної точки зору це означає, що елемент, у якому в силу тих чи інших причин створюється негативна потужність, повинен розглядатися не як споживач, а як джерело енергії змінного струму. Тому що при $P_{\sim} < 0$ відношення u / i , що має розмірність опору, менше нуля, такому елементу, також чисто формально, присвоюють негативний опір (НО)

$$Z^{(-)} = \frac{u}{i} < 0. \quad (2.2)$$

або негативну провідність (НП)

$$Y^{(-)} = \frac{1}{Z^{(-)}} = \frac{i}{u} < 0.$$

Необхідно підкреслити, що НО і НП являються диференційними величинами і здатні віддавати потужність відповідно до прикладеного змінного сигналу. Величина цієї потужності пропорційна квадрату приросту струму або напруги:

$$P^{(-)} = \frac{1}{2}(\Delta I)^2 R^{(-)}; P^{(-)} = \frac{1}{2}(\Delta U)^2 G^{(-)}. \quad (2.3)$$

В електротехніці вважають, що елемент електричного кола має НО або НП, якщо він здатний виділяти потужність на змінному струмі і тим самим компенсувати втрати в приєднаному до нього електричному колі. Елемент, який володіє негативним опором або негативною провідністю, називається R-негатроном. З вищесказаного слідує, що джерело постійного струму не може бути таким елементом. Разом з цим, R-негатрон здатний перетворювати енергію джерела живлення, у тому числі постійного струму, завдяки чому він може служити джерелом потужності змінного струму.

Таким чином, під R-негатроном варто розуміти елемент електричного кола, який здатний віддавати змінну потужність, завдяки перетворенню енергії джерела живлення.

Якщо уявити коло, що складається з джерела напруги U_r і двох з'єднаних послідовно опорів однакової величини, але з різними знаками, ($R_r, R_H = -R_r$), то загальний опір цього кола дорівнює нулю (рис. 2.2).

Таким чином, R-негатрон може компенсувати позитивний опір у колі. Однак ця властивість справедлива лише частково, тому що в цьому випадку отримуємо коло із загальним опором малої величини. Струм I у такому колі при будь-якій невеликій напрузі $U_r \rightarrow 0$ приймає значення $I \rightarrow \infty$. Це суперечить здоровому глузду і практиці.

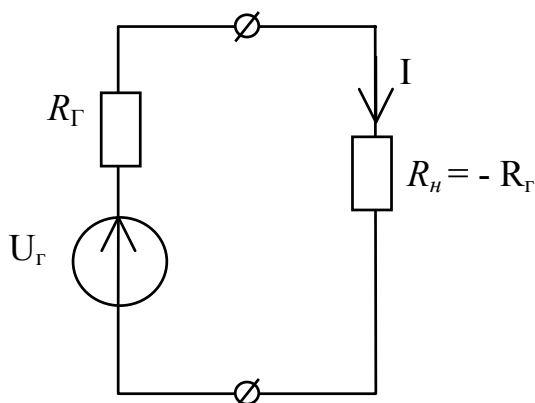


Рисунок 2.2 – Послідовне з'єднання джерела напруги U_r та двох опорів однакової величини, але з різними знаками

Тому співвідношення (2.2) може бути справедливим тільки на деякій кінцевій ділянці вольт-амперної характеристики. Практично будь-яка крива, що характеризує негативний опір у великому діапазоні амплітуд, повинна бути нелінійною. Однак обмеження області лінійності не вирішує всіх проблем. Так, у колі з еквівалентною схемою, приведеною на рис. 2.2, підведений струм короткочасної дії не буде згасати в часі й у будь-який момент часу повинний залишатися незмінним.

Фізичне пояснення рівняння (2.2) дозволяє навести ще й інші міркування [4, 19]. Знак мінус у відношенні напруги до струму може вийти подвійним чином: зміною полярності напруги або зміною напрямку струму:

$$R^{(-)} = \frac{U}{I} = \frac{(-U)}{I} = \frac{U}{(-I)}.$$

З фізичної точки зору різні причини виникнення негативних опорів можуть бути також пов'язані з різними режимами роботи негатрона. Тому стосовно до R-негатронів вибір в якості параметра опору $R^{(-)}$ чи провідності $G^{(-)}$ не можна робити довільно. Це можна показати на прикладі R-негатронів, вольт-амперна характеристика яких приведена на рис. 2.1, в. Такі R-негатрони керуються напругою, оскільки струм, що протікає через них, I є однозначною функцією прикладеної до його затискачів напруги: $I = f(U)$, тобто кожному значенню напруги відповідає тільки одне значення струму. Але стосовно струму дана характеристика не є однозначною. У випадку R-негатронів, керованих напругою, похідна $dI/dU = G^{(-)}$ у кожній точці кривої $I = f(U)$ характеризує диференційну провідність приладу.

R-негатрони, що мають вольт-амперну характеристику, представлену на рис. 2.1, з, керуються струмом, тому що напруга на їх затискачах є однозначною функцією струму: $U = f(I)$. Нахил вольт-амперної характеристики визначає диференційний опір R-негатрона: $R = dU/dI$.

Таким чином, у залежності від виду вольт-амперної характеристики всі R-негатрони можна розділити на R-негатрони, керовані напругою, що мають N-подібну вольт-амперну характеристику, і які варто характеризувати негативною провідністю, і на R-негатрони, керовані струмом, що мають S-подібну вольт-амперну характеристику, і які варто характеризувати негативним опором.

Якщо вольт-амперні характеристики R-негатронів, керованих напругою, зобразити в координатах $(I; U)$, а характеристики R-негатронів, керованих струмом, зобразити в координатах $(U; I)$, то вони будуть мати однаковий вигляд, але струми і напруги на координатних осях при цьому взаємно зміняться. Тому такі прилади не є простими аналогами. Між ними існує так звана дуальна аналогія. Внаслідок чого їх називають дуальними негатронами. Слід зазначити, що вищерозглянуті поняття відносяться до двополюсних R-негатронів. Як буде показано далі, у випадку чотириполюс-

сних R-негатронів, наявний дуальний характер вольт-амперних характеристик вхідного і вихідного кола. Таким чином, введення самостійних понять про негативний опір і негативну провідність не є формальною операцією. Негативний опір і негативна провідність як елементи електричного кола мають різні властивості. Власне, саме це і зумовлює розбіжності в способах їхнього застосування і у способах вмикання в схемах, а при аналізі схем – необхідність використання різної системи параметрів.

2.2 Оптимальне значення негативного опору і негативної провідності R-негатрона

З рівняння (2.3) випливає, що потужність, що виділяється негативним опором, пропорційна $R^{(-)}$, а потужність, яка виділяється негативною провідністю, пропорційна $G^{(-)}$. Здавалося б, що для збільшення негативної потужності $P^{(-)}$ варто домагатися збільшення $R^{(-)}$ і $G^{(-)}$. Однак, як можна показати на прикладі R-негатронів, це можливо лише до певних меж.

Введемо деяке середнє значення активної складової негативної провідності:

$$\bar{G}^{(-)} = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{U_{\max} - U_{\min}} = -\frac{\Delta I'}{\Delta U'},$$

що характеризується середнім нахилом вольт-амперної характеристики на ділянці негативної провідності (рис. 2.1). Припустимо, що $|Y^{(-)}| \rightarrow \infty$. Це може бути, якщо $\Delta U' \rightarrow 0$ або $\Delta I' \rightarrow \infty$. Однак реальні R-негатрони мають вольт-амперні характеристики з обмеженою ділянкою негативної провідності. Тому величину $\Delta I'$, що залежить від конструктивних і технологічних факторів, можна застосовувати тільки у певних межах і не можна зробити нескінченно великою. Отже, забезпечити $|\bar{G}^{(-)}| \rightarrow \infty$ можна тільки при $\Delta U' \rightarrow 0$. Але при $\Delta U' \rightarrow 0$ середнє значення негативної потужності $\bar{P}^{(-)} = -\frac{1}{2} \Delta U' \Delta I' = \frac{1}{2} \bar{G}^{(-)} \Delta U'^2$ також буде прямувати до нуля, тобто прилад втрачає здатність компенсувати втрати в під'єднаному до нього колі.

Аналогічний результат одержимо для негатронів, керованих струмом (рис. 2.1, з). Для них

$$\bar{P}^{(-)} = \frac{1}{2} \bar{R}^{(-)} \Delta I'^2,$$

де $\bar{R}^{(-)} = -\Delta U' / \Delta I'$ – середнє значення негативного опору.

Для збільшення негативної потужності, здавалося б варто збільшувати негативний опір $\bar{R}^{(-)}$. Однак при $|\bar{R}^{(-)}| \rightarrow \infty$ необхідно, щоб $\Delta I' \rightarrow 0$,

тому що величина $\Delta U'$ у R-негатронів цього виду обмежена і не може бути нескінченно великою. Але при $\Delta I' \rightarrow 0$ середнє значення негативної потужності $\bar{P}^{(-)} = -\frac{1}{2} \Delta U' \Delta I'$ також прямує до нуля.

Таким чином, при $|\bar{G}^{(-)}| \rightarrow \infty$ у R-негатронах, керованих напругою, і при $|\bar{R}^{(-)}| \rightarrow \infty$ у R-негатронах, керованих струмом, негативна потужність, що віддається приладом, прямує до нуля. Негативна потужність також прямує до нуля, якщо $|\bar{G}^{(-)}| \rightarrow 0$ або $|\bar{R}^{(-)}| \rightarrow 0$. Очевидно, що при будь-якому проміжному значенні $0 < |\bar{G}^{(-)}| < \infty$, $0 < |\bar{R}^{(-)}| < \infty$ негативна потужність не дорівнює нулю і при деякій оптимальній величині середнього значення негативного $\bar{P}^{(-)}_{\max}$ або опору негативної провідності $\bar{G}^{(-)}_{\text{опт}}$ буде мати місце максимум величини $\bar{P}^{(-)}$ (рис. 2.3).

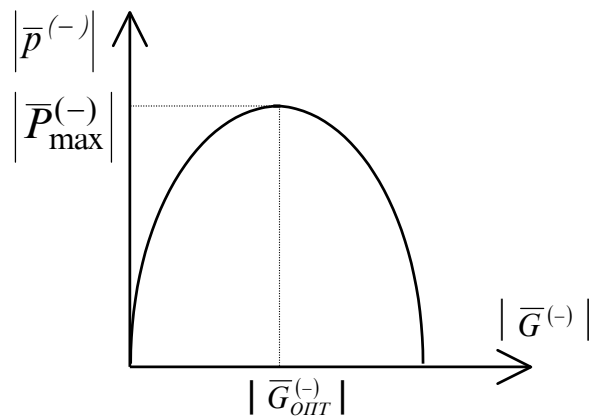


Рисунок 2.3 - Залежність модуля середньої величини негативної потужності, що виділяється приладом на ділянці НП, від модуля середнього значення негативної провідності

Максимальну величину середньої потужності $\bar{P}^{(-)}_{\max}$ і відповідне їй оптимальне середнє значення негативного опору $\bar{R}^{(-)}_{\text{опт}}$ і негативної провідності $\bar{G}^{(-)}_{\text{опт}}$ можна встановити, виходячи з наступних міркувань. Звичайно для кожного R-негатрона ділянка негативного опору (провідності) обмежена як за струмом, так і за напругою, тобто не можна отримати $\Delta U' > \Delta U'_{\max}$ і $\Delta I' > \Delta I'_{\max}$. Припустимо, що маємо можливість змінювати нахил вольт-амперної характеристики на ділянці негативної провідності і що при цьому величина максимального струму $I_{\max}$ не змінюється, а точка на вольт-амперній характеристиці, що відповідає мінімуму струму $I_{\min}$, рухається по стороні CB трикутника ABC (рис. 2.4). При цьому середнє значення негативної провідності $\bar{G}^{(-)}$ буде змінюватися від ∞ до 0, а середнє значення негативної потужності, обмежене площею трикутника $AB'C'$, –

відповідно до якісної залежності, зображеної на рис. 2.4. З подібності трикутників ABC і $AB'C'$ визначимо:

$$\bar{P}^{(-)} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta I' \Delta U'_{\text{МАКС}} (\Delta I'_{\text{МАКС}} - \Delta I')}{\Delta I'_{\text{МАКС}}}.$$

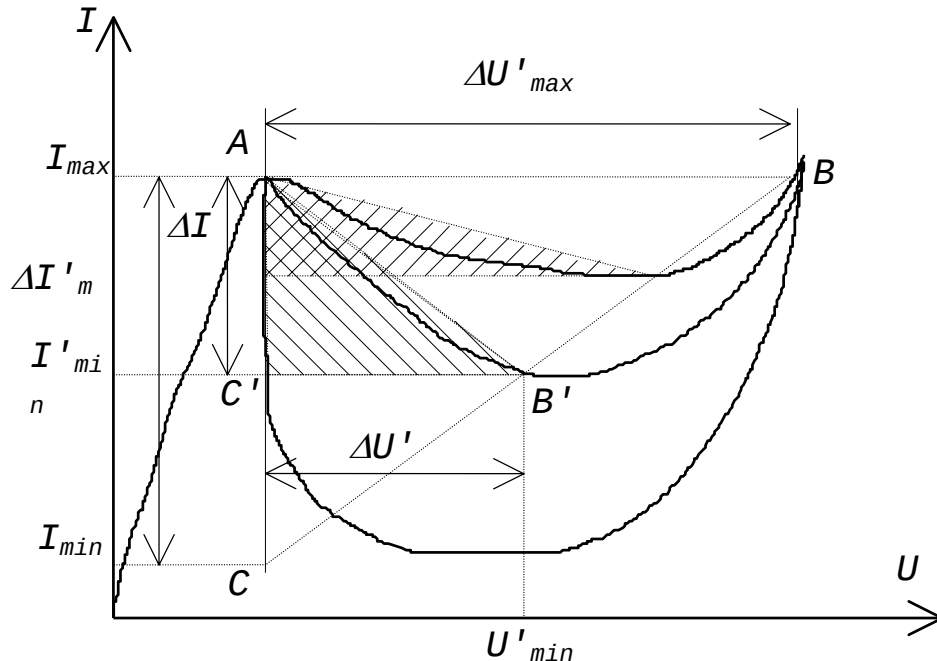


Рисунок 2.4 - Залежність негативної потужності від величини $|G^{(-)}|$, що характеризується усередненим нахилом вольт-амперної характеристики на ділянці НП

Площа заштрихованих трикутників визначає середню потужність, що виділяється приладом на ділянці НП.

Аналогічний вираз можна отримати і для R-негатрона, керованого струмом. Знайшовши максимум функції $\bar{P}^{(-)} = f(\Delta I')$, отримуємо в ідеальному випадку:

$$\bar{P}_{\text{МАКС}}^{(-)} = -\frac{1}{8} \Delta I'_{\text{МАКС}} \Delta U'_{\text{МАКС}},$$

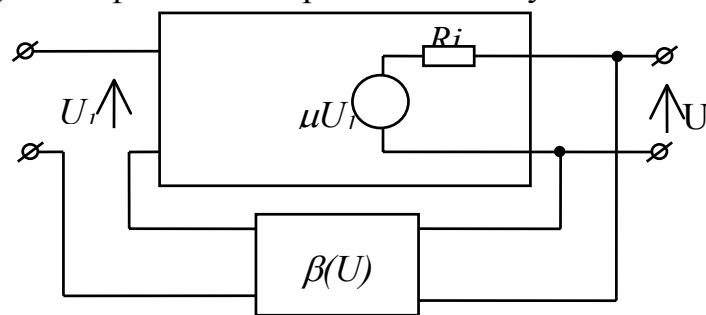
де $\bar{P}_{\text{МАКС}}^{(-)}$ – максимальне значення середньої негативної потужності, яке можна отримати від R-негатрона, якщо ділянка негативного опору на його вольт-амперній характеристиці обмежена максимально можливими для даного R-негатрона значеннями $\Delta U'_{\text{МАКС}}$ і $\Delta I'_{\text{МАКС}}$.

Оптимальні значення середніх величин $\bar{G}^{(-)}$ і $\bar{R}^{(-)}$, що відповідають $\bar{P}_{\text{МАКС}}^{(-)}$, будуть рівні:

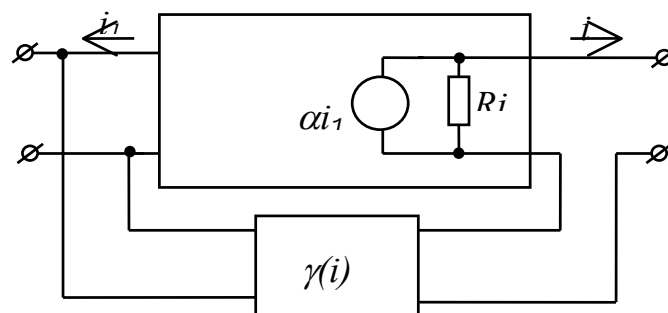
$$\bar{G}_{OIT}^{(-)} = \frac{-\Delta I'_{MAKC}}{\Delta U'_{MAKC}}; \quad \bar{R}_{OIT}^{(-)} = \frac{-\Delta U'_{MAKC}}{\Delta I'_{MAKC}}.$$

2.3 Взаємозв'язок вигляду вольт-амперної характеристики з типом зворотного зв'язку і характером реактивності R-негатрона

Термін “зворотний зв'язок” взятий з теорії кіл, розробленої стосовно до радіотехніки й автоматики. Загальноприйняті уявлення цієї теорії відносяться до кіл і схем, що звичайно представляються у вигляді чотириполюсника. При цьому розглядається взаємодія чотириполюсника - підсилювача з чотириполюсником зворотного зв'язку. Чотириполюсник зворотного зв'язку є передавальною ланкою між виходом і входом чотириполюсника - підсилювача. За певних умов вхід або вихід може мати негативний опір або негативну провідність. Ряд R-негатронів являються двополюсниками. До них не слід застосовувати поняття зворотного зв'язку в зазначеному вище розумінні. Однак якщо поняттю “зворотний зв'язок” надати більш загальний характер, то воно може бути поширене і на такого роду R-негатрони [19]. З цією метою можна використовувати метод еквівалентних схем або скористатися доцільними аналогіями, тому що при аналізі принципу дії R-негатрона доводиться розглядати взаємодію між фізичними процесами і елементами приладу, аналогічними тим, що розглядаються в теорії зворотного зв'язку. Розглянемо два приклади. На рис. 2.5 приведені чотириполюсники зі зворотним зв'язком за напругою (рис. 2.5, а) і за струмом (рис. 2.5, б). На цих схемах: μ і α – коефіцієнти передачі чотириполюсника за напругою і струмом відповідно, при розірваному колі зворотного зв'язку; $\beta(u)$ і $\gamma(i)$ – коефіцієнти зворотного зв'язку.



а)



б)

Рисунок. 2.5 - Чотириполюсники із зворотним зв'язком за напругою (а) за струмом (б)

Завдяки наявності кола зворотного зв'язку, частина вихідного сигналу з виходу чотириполюсника буде надходити на його вхід. Якщо фазова характеристика чотириполюсника зворотного зв'язку така, що сигнал, що пройшов через коло зворотного зв'язку, збігається по фазі з вхідним сигналом, то будь-який приріст вихідного сигналу призводить до збільшення сигналу на вході, який, підсилюючись в підсилювачі в α раз, буде викликати додаткове збільшення сигналу на виході. Такий зворотний зв'язок називається *позитивним*.

Якщо фазова характеристика чотириполюсника зворотного зв'язку така, що сигнал, що пройшов через коло зворотного зв'язку, виявиться в протифазі, то дія кола зворотного зв'язку буде зменшувати будь-який приріст вхідного сигналу. Такий зворотний зв'язок називається *негативним*.

Розглянуті чотириполюсники зі зворотним зв'язком набули широкого застосування в підсилювачах і генераторах електромагнітних коливань. Зворотний зв'язок у них реалізується за допомогою додаткових кіл і він отримав назву зовнішнього.

Однак зворотний зв'язок може бути і внутрішнім. Розглянемо проходження струму через напівпровідник з негативним температурним коефіцієнтом опору, наприклад, кремній, у випадку відсутності тепловідводу. Якщо пластину кремнію приєднати до джерела струму, то струм розігріє пластину й опір кремнію зменшиться. У результаті струм від джерела збільшиться. Це приводить до подальшого розігріву пластини і збільшенню струму і т.д. струм буде збільшуватися доти, поки опір пластинки не стане менше внутрішнього опору батареї або поки не зруйнується пластинка. Тут, як і у випадку з підсилювачем з позитивним зворотнім зв'язком, має місце самопідтримувальний процес підсилення зовнішнього впливу (у даному випадку струму). Тому, за аналогією з попереднім прикладом, можна говорити про внутрішній позитивний зворотний зв'язок за струмом. Якщо напівпровідникова пластинка буде мати позитивний температурний коефіцієнт опору, то за тих самих умов, одержимо протилежний результат - система буде прямувати до зменшення будь-якого приросту струму в колі. У цьому випадку можна говорити про деяку аналогію з внутрішнім негативним зворотним зв'язком за струмом. Подібні приклади надалі будуть розглянуті для різних видів негatronів. Вони спостерігаються й у більш складних системах, у тому числі і в тих, що не відносяться до електричних: у живих організмах; механічних системах; у відповідності до явищ громадського життя.

Між типом позитивного зворотного зв'язку (за струмом чи напругою), виглядом вольт-амперної характеристики і характерною реактивністю приладів з НО існує цілком визначений взаємозв'язок. Цей взаємозв'язок можна встановити, розглянувши залежність провідності й опору приладів з вольт-амперною характеристикою N-і S-типу і повного опору чотириполіусника з колом позитивного зворотного зв'язку за напругою або за струмом. Вихідною при такому розгляді служить та обставина, що для двополіусника з НО можна підібрати еквівалент у вигляді виходу чотириполіусника з позитивним зворотним зв'язком. Покажемо це на прикладі чотириполіусників зі зворотним зв'язком за напругою і струмом (рис. 2.5).

Відомо [31], що у випадку чотириполіусника зі зворотним зв'язком за напругою, вихідний опір визначається за умови к.з. на вході як реакція на його виході. У випадку чотириполіусника зі зворотним зв'язком за струмом, вихідний опір визначається при розімкнутому входньому колі. У такому режимі чотириполіусники, показані на рис. 2.5, можна розглядати як двополіусники, еквівалентні двоелектродним приладам із внутрішнім зворотним зв'язком за напругою (рис. 2.5, а) і за струмом (рис. 2.5, б) і, навпаки, двополіусники з внутрішнім зворотним зв'язком - як чотириполіусники з колом зовнішнього зворотного зв'язку.

Приклад представлення динистора у вигляді чотириполіусника зі зворотним зв'язком за струмом при розімкнутому вході приведений на рис. 2.6, а. При цьому мається на увазі, що динистор має структуру p-n-p-n типу (рис. 2.6, б), модель якої складена з двох транзисторів: p-n-p- і n-p-n-типу (рис. 2.6, в).

З викладеного слідує, що двополіусник із внутрішнім зворотним зв'язком за напругою можна уявити як окремий випадок чотириполіусника з колом позитивного зворотного зв'язку за напругою, якщо замкнути входні клема і розглядати тільки його вихід (рис. 2.5, а). У свою чергу двополіусник зі зворотним зв'язком за струмом можна представити у вигляді чотириполіусника зі зворотним зв'язком за струмом при розімкнутому вході.

Представлення двополіусника у вигляді чотириполіусника з колом зовнішнього зворотного зв'язку дозволяє визначити вплив типу зворотного зв'язку на форму вольт-амперної характеристики R-негатронів і характер їхньої реактивності.

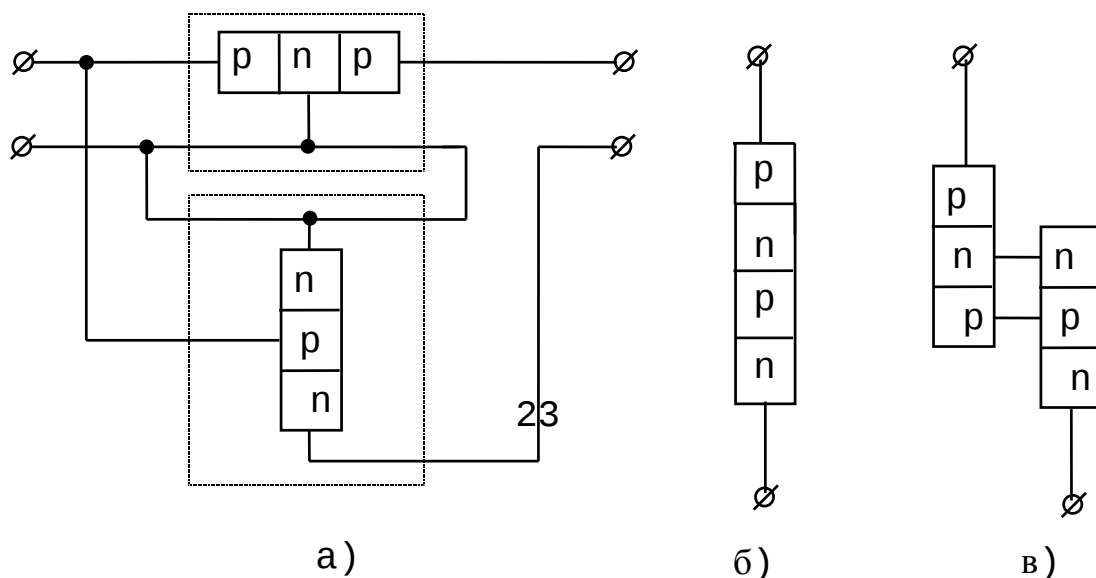


Рисунок 2.6 - Представлення динистора у вигляді чотириполюсника зі зворотним зв'язком за струмом

Для обґрунтування можливості заміни двополюсника чотириполюсником покажемо, що вольт-амперна характеристика чотириполюсника з позитивним зворотним зв'язком за напругою, знята на його виході при к. з. вхідних затискачів, має таку ж форму, як вольт-амперна характеристика R-негатрона N-типу. Для цього досить, щоб провідність R-негатрона N-типу і вихідна провідність чотириполюсника змінювалася з напругою за однако-вим законом. Аналогічний метод доведення буде використаний стосовно до R-негатронів з вольт-амперною характеристикою R-типу.

У R-негатронах з вольт-амперною характеристикою N-типу, струм є однозначною функцією напруги, тобто вони керуються напругою. У R-негатронах з вольт-амперною характеристикою S-типу напруга є однозначною функцією струму і вони керуються струмом. Залежність $G(U)$ і $R(U)$ для R-негатронів з в.а.х. N- і S-типу приведені на рис 2.7. Видно, що ділянки негативної провідності і негативного опору обмежені точками, де $G = 0$ і $R = 0$.

Покажемо, що за певних умов у чотириполюсника з позитивним зворотним зв'язком за напругою залежність від напруги буде аналогічна до приведеної на рис. 2.7а, а в чотириполюсника зі зворотним зв'язком за струмом - залежність опору від струму буде аналогічна до зображеної на рис. 2.7б).

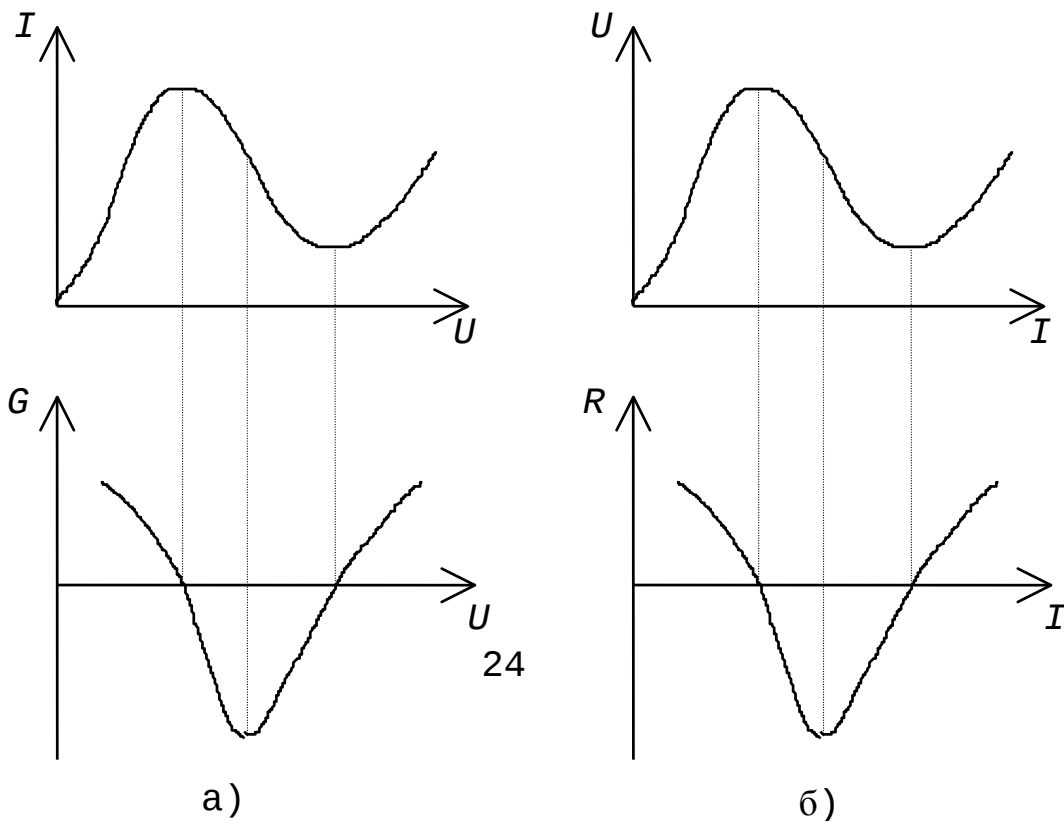


Рисунок 2.7 - Залежність диференційної провідності від напруги для R-негатронів N-типу і диференційного опору від струму для R-негатронів S-типу

Припустимо що в чотириполюснику, зображеному на рис. 2.5а, через коло зворотного зв'язку на вхід подається частина вихідного сигналу, пропорційного напрузі на навантаженні, а в чотириполюснику, зображеному на рис. 2.5б, - частина вихідного сигналу, пропорційного струму навантаження. Отже передбачається, що в схемі на рис. 2.5а, струм, що відгалужується в коло зворотного зв'язку, малий у порівнянні зі струмом навантаження, а в схемі на рис. 2.5б, напруга на вході кола зворотного зв'язку, мала в порівнянні з напругою навантаження.

У випадку зворотного зв'язку за напругою (рис. 2.5, а), струм є реакцією на збудження U і визначається виразом:

$$i = \frac{U - \mu U_1}{R_i}.$$

Тут $U_1 = \beta U$, а вхідна провідність чотириполюсника дорівнює :

$$Y = \frac{i}{U} = \frac{1 - \mu\beta}{R_i}, \quad (2.4)$$

де μ - коефіцієнт підсилення за напругою, β - коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку, R_i - вихідний опір чотириполюсника при відсутності зворотнього зв'язку ($\mu = 0$).

При зворотному зв'язку за струмом (рис. 2.5, б) напруга U є реакцією на струм i (зовнішнє збудження) і дорівнює :

$$U = i_2 R_i + U_1 \approx i_2 R_i,$$

де $i_2 = i - \alpha i_1$; $i_1 = \gamma i$; α - коефіцієнт підсилення за струмом; γ - коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку.

Вихідний опір Z чотириполюсника зі зворотним зв'язком за струмом визначається за виразом :

$$Z = \frac{U}{I} = R_i (1 - \alpha\gamma). \quad (2.5)$$

З (2.4) слідує, що оскільки $Ri = \text{const}$, вихідна провідність чотириполюсника Y буде визначатися величиною зворотного зв'язку $(1 - \mu\beta)$. Покажемо, що при визначеному виборі параметрів кола зворотного зв'язку залежність Y від коефіцієнта зворотного зв'язку $\mu\beta$ якісно не буде відрізнятися від залежності диференційної провідності R-негатронів з вольтамперною характеристикою N-типу від напруги.

Дійсно, за умови що коефіцієнт зворотного зв'язку $\mu\beta \rightarrow 1$, вихідна провідність чотириполюсника $Y \rightarrow 0$. При $\mu\beta > 1$ вихідна провідність стає негативною. У залежності від характеру зміни коефіцієнта зворотного зв'язку $\mu\beta$ можна одержати будь-який закон зміни вихідної провідності Y , яку для малого сигналу можна розглядати як диференційну. Підібравши таким способом елементи, що входять у коло зворотного зв'язку за напругою, щоб коефіцієнт зворотного зв'язку був однозначною функцією напруги, отримаємо чотириполюсник з вихідною провідністю, що керована напругою.

Підбором елементів кола зворотного зв'язку можна одержати будь-який вигляд залежності $\beta(u)$. На рис. 2.8 представлена залежність коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку β від напруги, при якій залежність $Y(u)$ відповідає аналогічній залежності для реальних двоелектродних R-негатронів з в. а. х. N-типу (рис. 2.7, а).

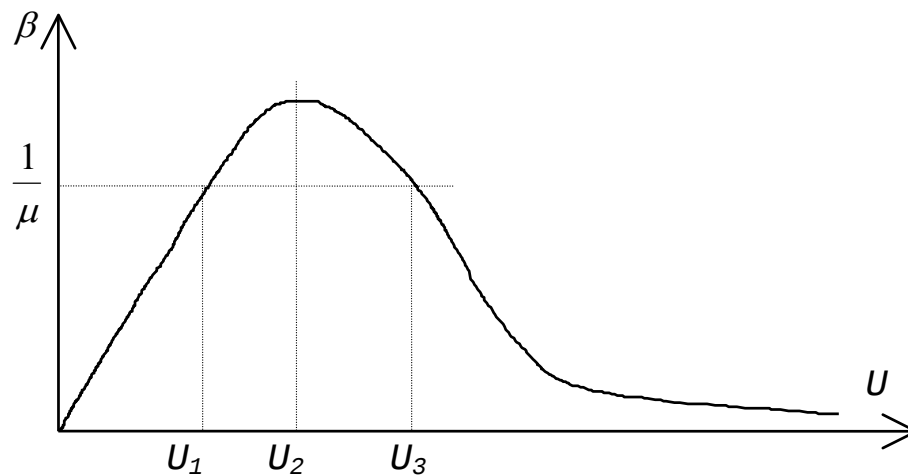


Рисунок 2.8 - Залежність коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку від напруги, необхідна для одержання вольт-амперної характеристики N-типу

Аналогічний аналіз вихідного опору чотириполюсника при позитивному зворотному зв'язку за струмом дозволяє показати, що якщо коефіцієнт зворотного зв'язку є однозначною функцією струму, то вихідний опір чотириполюсника керується струмом. Залежність коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку γ від струму i , необхідна для одержання залежності $R(i)$, подібної до залежності в R-негатронів з S-подібною в. а. х. (рис. 2.7, б),

має той же вигляд, що і $\beta(u)$ (рис. 2.8). Таким чином, тип позитивного зворотного зв'язку визначає вигляд в. а. х.: при позитивному зворотному зв'язку за напругою в. а. х. має ділянку негативної провідності, а при позитивному зворотному зв'язку за струмом - ділянку негативного опору.

Взаємозв'язок між типом зворотного зв'язку і характером реактивності можна установити, якщо врахувати те, що в реальних системах процес здійснення зворотного зв'язку не є безінерційним. Інерційність врахуємо шляхом введення в коло зворотного зв'язку параметра, що залежить від часу. Відлік часу починається з моменту прикладення зовнішньої дії. Оскільки вихідна провідність Y залежить тільки від підсилення системи $\beta\mu$ у випадку зворотного зв'язку за напругою і $\alpha\gamma$ - у випадку зворотного зв'язку за струмом, будемо вважати, що від часу залежать тільки β і γ . Уявляємо, що β і γ змінюються за експоненціальним законом [19]:

$$\beta = \beta_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right) \right];$$

$$\gamma = \gamma_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_l}\right) \right],$$

де τ_c - постійна часу кола зворотного зв'язку за напругою; τ_l - постійна часу кола зворотного зв'язку за струмом.

Тоді (2.4) і (2.5) приймуть вигляд:

$$Y = \frac{1}{R_i} \left[1 - \mu\beta_0 + \mu\beta_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right) \right]; \quad (2.6)$$

$$Z = R_i \left[1 - \alpha r_0 + \alpha r_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau_l}\right) \right]. \quad (2.7)$$

На рис. 2.9а приведена залежність $Y(t)$ для чотириполіусника зі зворотним зв'язком за напругою, а на рис. 2.9б, - залежність $Z(t)$ для чотириполіусника зі зворотним зв'язком за струмом.

Видно, що залежності $Y(t)$ та $Z(t)$ якісно близькі до аналогічних залежностей вихідної провідності і вихідного опору кола з ємнісним і індуктивним характером реактивності при дії зовнішнього впливу.

До аналогічного висновку можна прийти з чисто фізичних міркувань. Дійсно, оскільки для проходження сигналу у колі зворотного зв'язку потрібен кінцевий час, то при позитивному зворотному зв'язку за струмом варто очікувати запізнення струму щодо зовнішнього впливу, а при позитивному зворотному зв'язку за напругою - запізнення напруги. Це означає,

що в першому випадку R-негатрон матиме індуктивний характер реактивності, а в другому ємнісний.

Слід зазначити, що при $\mu\beta_0 > 1$ і $\alpha\gamma_0 > 1$ на протязі часу $t=\tau_{3C}$ (рис. 2.9, а) чи $t = \tau_{3L}$ (рис. 2.9, б) за умови зовнішнього впливу, $Y(t)$ і $Z(t)$ залишаються позитивними. Приймаючи у виразах (2.6) $Y=0$ і в (2.7) $Z=0$, одержимо значення часу затримки:

$$\tau_{3C} = \tau_C \ln \left(\frac{\mu \beta_0}{\mu \beta_0 - 1} \right); \quad (2.8)$$

$$\tau_{3L} = \tau_L \ln \left(\frac{\alpha \gamma_0}{\alpha \gamma_0 - 1} \right). \quad (2.9)$$

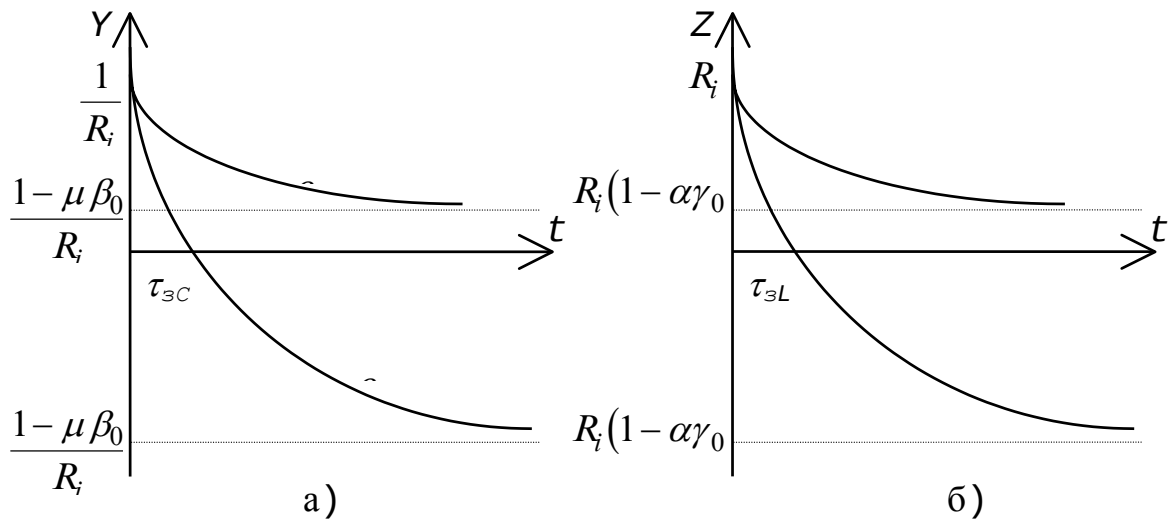


Рисунок 2.9 - Залежності вихідної провідності $Y(t)$ і вихідного опору $Z(t)$: а) - для чотиріполюсника зі зворотним зв'язком за напругою; б) - для чотиріполюсника зі зворотним зв'язком за струмом

Вирішуючи (2.8) відносно $\tau_3=rC$ і (2.9) відносно $\tau_3=L/r$, маємо вирази для еквівалентних ємності C і індуктивності L R-негатронів:

$$C = \frac{\tau_{3C}}{r \ln[\mu\beta_0 / (\mu\beta_0 - 1)]}; \quad (2.10)$$

$$L = \frac{\tau_{3L}r}{\ln[\alpha\gamma_0 / (\alpha\gamma_0 - 1)]}. \quad (2.11)$$

На підставі вищеприведеного аналізу сформульована теорема про вплив типу зворотного зв'язку на вигляд вольт-амперної характеристики R-

негатронів і характер їх реактивності на ділянці негативного опору (провідності) [19]

"R-негатрони, що мають внутрішній позитивний зворотний зв'язок за напругою, мають на статичній вольт-амперній характеристиці ділянку негативної провідності і ємнісний характер реактивності, R-негатрони з внутрішнім позитивним зворотним зв'язком за струмом мають на статичній вольт-амперній характеристиці ділянку негативного опору й індуктивний характер реактивності".

Ця теорема дозволяє за типом зворотного зв'язку, що використовується в R-негатроні, заздалегідь передбачати, який вигляд вольт-амперної характеристики він буде мати і який буде характер його реактивності на ділянці негативного опору (провідності), чи, навпаки, за виглядом статичної вольт-амперної характеристики можливо визначити тип внутрішнього зворотного зв'язку та характер реактивності.

Слід зазначити, що фізичні процеси в R-негатронах, еквівалентних індуктивності, часто не збігаються з процесами, що протікають у котушці індуктивності. Однак стосовно зовнішнього кола при малих сигналах такі R-негатрони подібні котушці індуктивності, оскільки в них запізнення струму близько до 90° відносно напруги. Це ж зауваження відноситься і до R-негатронів, які використовуються у якості високодобротної ємності. У більшості напівпровідникових R-негатронів з S-подібною вольт-амперною характеристикою спостерігається індуктивний характер реактивності на ділянці негативного опору. До них відносяться триністор [23], двобазовий діод [33] і лавинний транзистор (вхідне коло) [34]. У R-негатронів з N-подібною вольт-амперною характеристикою - тунельного діода [19] і N-транзистора (вихідне коло) [35] на ділянці негативної провідності спостерігається ємнісний характер реактивності.

2.4 Види годографів і допоміжні елементи Баркгаузена для R-негатронів

У попередніх параграфах було показано, що R-негатрони варто розрізняти за видом позитивного зворотного зв'язку, типом вольт-амперної характеристики та за характером реактивності. Частотні властивості R-негатронів характеризує їхній годограф.

Якщо встановити робочу точку R-негатрона на падаючій ділянці його в. а. х., причому керуюча величина (струм або напруга достатньо низької частоти) буде змінюватися в невеликих межах, то його опір буде знаходитись на негативній дійсній осі комплексної площини опору (рис. 2.10). При зростанні частоти керуючої змінної величини ω , хід годографів для R-негатронів з N-і S-подібними в. а. х. матиме різні напрямки.

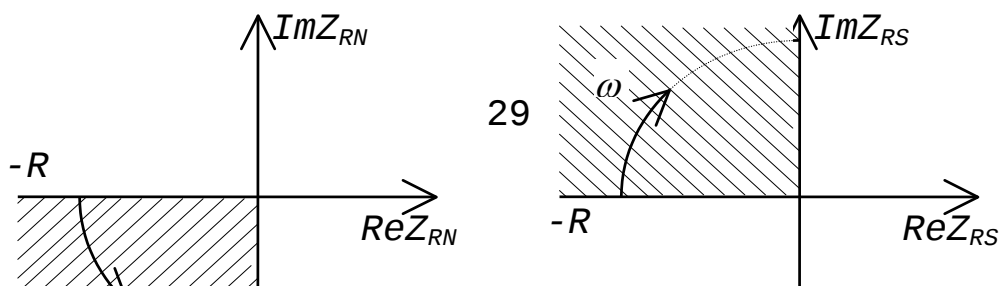


Рисунок 2.10 - Хід годографів повного опору: а) - для R-негатрона, керованого напругою; б) - для R-негатрона, керованого струмом

Для R-негатрона з в. а. х. N-типу напруга U є причинною величиною, а струм I являє собою наслідок. Відповідно до закону причинності струм I повинен відставати від напруги U . Оскільки напруга випереджає струм, на комплексній площині опору кут зсуву фаз позитивний і дорівнює $+180^0$ (рис. 2.10, а), що відповідає негативному опору. Зі збільшенням частоти струм ще більше відстає від напруги, інакше кажучи, кут зсуву фаз між струмом і напругою збільшується. Внаслідок цього годограф у математичному поясненні має позитивний напрямок (проти часової стрілки) і переміщується в межах третього квадранта площини опору.

Для R-негатрона з в. а. х. S-типу струм I є причинною величиною, а напруга U являє собою наслідок. Відповідно до закону причинності напруга U відстає від струму I . На комплексній площині опору, оскільки струм випереджає напругу, для негативного опору отримуємо негативний кут зсуву фаз, рівний -180^0 . Тут також при збільшенні частоти збільшується кут зсуву фаз між струмом і напругою. На комплексній площині опору кут зсуву фаз перевищує -180^0 ; годограф негативного опору в математичному поясненні має негативний напрямок (за стрілкою годинника) а переміщується в межах другого квадранта (рис 2.10, б).

Таким чином, визначають напрямки годографів для обох типів в. а. х. Крім того, з'являється можливість за двома вимірами на змінному струмі визначати тип невідомого R-негатрона. При цьому доцільно робити вимірювання його опору на двох досить далеко відстаючих частотах і стежити за напрямком годографа при збільшенні частоти. При позитивному (у математичному розумінні) напрямку годографа R-негатрон керується напругою, а при негативному - струмом.

Баркгаузен запропонував вивчати хід годографів різних типів негатронів з врахуванням послідовності вимірювання в часі напруги і струму для опору N-типу або струму і напруги для негатрона S-типу, представляючи це як результат наявності в схемі відповідних реактивних опорів. Таким чином, закон причинності був переведений ним на мову електротехніки, що дозволило обминути метод оцінки проходження процесів у часі

[36]. Розглянемо коротко хід міркувань Баркгаузена. Насамперед визначимо, які реактивні опори в поєднанні з негативним опором R_{neg} дають такі ж годографи, які зображені на рис. 2.11.

Годограф R -негатрона, що керується струмом, зі збільшенням частоти переміщається у верхню половину комплексної площини опору, тобто позитивно уявну область. Отже, частотозалежна позитивна уявна частина негативного опору може бути представлена опором індуктивності L (рис. 2.11, а). З врахуванням цього повний опір R -негатрона $Z = -R + j\omega L$.

Годограф R - негатрона, керованого напругою, при зростанні частоти переміщається в нижню половину комплексної площини опору. Такий напрямок можна пояснити підключенням паралельної ємності C (рис. 2.11, б).

Враховуючи це, повний опір R-негатрона $Z = -R / (1 - j\omega RC)$. Його годограф знаходиться поблизу негативної дійсної осі і має необхідний напрямок. Тому для нього справедлива схема заміщення, представлена на рис. 2.11, б.

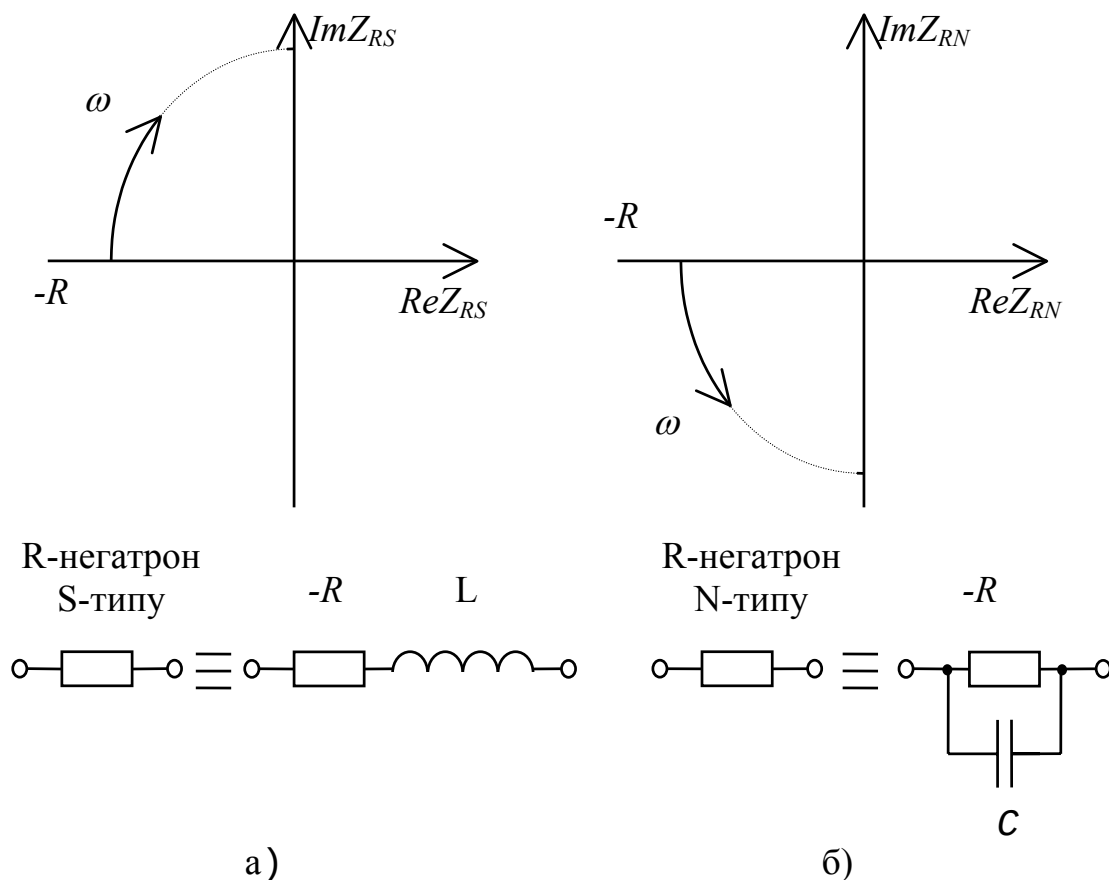


Рисунок 2.11 - Хід годографа й узагальнені еквівалентні схеми: а) - для R-негатрона, керованого струмом; б) - для R-негатрона, керованого напругою

Слід зазначити, що використання допоміжних елементів Баркгаузена недостатнє, щоб з необхідною точністю описувати хід годографа в широкому діапазоні частот. Для цього необхідно є наявність більше двох допоміжних елементів. Їхній зміст у значній мірі полягає в тому, щоб за схемою визначити зсув в часі між причиною і наслідком, і цій вимозі вони цілком задовольняють. Крім того, схеми заміщення Баркгаузена заслуговують на увагу завдяки їхній простоті. Тому їм по можливості варто віддавати перевагу в порівнянні з більш складними моделями.

2.5 Стійкість електричних схем з R-негатронами

Наявність негативного опору (провідності) у R-негатронів ставить задачу визначення умов стійкості електронних схем на їхній основі. Систему, у тому числі і ту, що використовує R-негатрони, називають стійкою, коли на короткочасне зовнішнє збудження $e(t)$ (вхідний сигнал) вона від-

повідает загасаючими з часом процесами $a(t)$ (вихідний сигнал). Навпаки, система являється нестійкою, коли збудження викликає процеси, що зростають з часом. При дослідженні залежності стійкості системи від частоти (проведеному за допомогою перетворень Лапласа) основну роль відіграють полюси передатної функції або корені характеристичного рівняння. Передатна функція системи – це відношення функцій, що представляють собою перетворення Лапласа вхідних і вихідних величин у системі:

$$A(p)=Z[a], E(p)=[e]. \quad (2.12)$$

Загальний вигляд передатної функції $H(p)$ для системи з зосередженими елементами:

$$H(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{P(p)}{p^m + b_m - 1p^{m-1} + \dots + b_{1p} + b_0}, \quad (2.13)$$

де багаточлен чисельника $P(p)$ і багаточлен знаменника $Q(p)$ - функції комплексної частоти, $P = \sigma + j\omega$; коефіцієнти b_i - дійсні постійні. Якщо вираз $P_i = \sigma_i + j\omega_i$ має негативну дійсну частину, тобто $\sigma_i < 0$, то коливання вихідного сигналу з часом згасають; при $\sigma_i = 0$ амплітуда вихідного сигналу постійна, а при $\sigma_i > 0$ вона зростає [37].

Таким чином, стійкість можна досліджувати за допомогою визначення положення полюсів передатної функції на комплексній площині (рис. 2.12). Якщо замість полюсів передатної функції $H(p)$ досліджувати корені знаменника багаточлена, то виходить такий же результат, який безпосередньо випливає з рівняння (2.12). Рівняння $Q(p)$ називають характеристичним рівнянням кола.

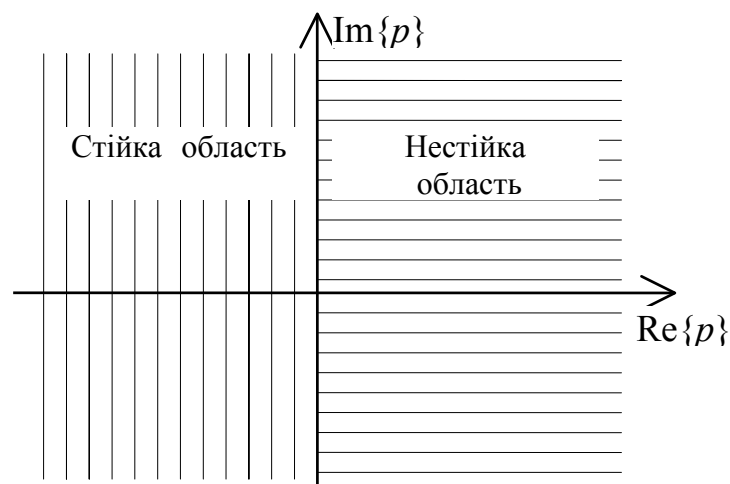


Рисунок 2.12 - Дозволені і заборонені області для полюса функції $H(p)$ у стійких системах: ліва півплощина (крім осі $j\omega$) з $\sigma < 0$ позначає стійку область; права півплощина (включаючи вісь $j\omega$) з $\sigma \geq 0$ позначає нестійку область

Задача дослідження стійкості R-негатрона без наявності інших додаткових опорів позбавлена сенсу. Проблема стійкості виникає тільки тоді, коли R-негатрон працює разом із зовнішнім колом. У цьому випадку необхідно з'ясувати при яких опорах навантаження коло з R-негатроном залишається стійким. З врахуванням вищевикладеного проведемо аналіз стійкості електронних схем, що включають R-негатрони з в. а. х. N- і S-типу.

У випадку використання R-негатрона N-типу його найпростішу еквівалентну схему з урахуванням навантаження представимо у вигляді рис. 2.13. Вона описується такими рівняннями Кірхгофа:

$$\begin{aligned} E &= iR_H + L_1 \frac{di_1}{dt} + U, \\ i &= C_1 \frac{du}{dt} + i(U). \end{aligned} \quad (2.14)$$

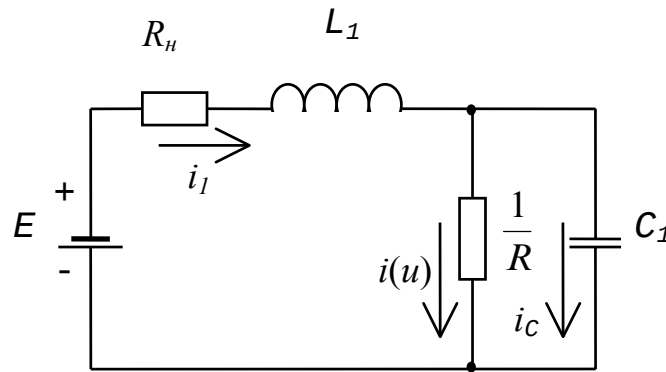


Рисунок 2.13 - Еквівалентна схема навантаженого R-негатрона N-типу. L_1 і C_1 - загальні індуктивність і ємність; R_H - загальний активний опір навантаження і внутрішнього опору джерела живлення; $i(u)$ - активна складова струму, що протікає через негатрон (вольт - амперна характеристика); u - напруга на негатроні; $R=1/G$ - диференціальний опір негатрона

Продиференціювавши друге рівняння, одержимо:

$$\frac{dC}{dU} \left(\frac{dU}{dt} \right) + C_1 \frac{d^2 U}{dt^2} = \frac{di_1}{dt} - \frac{di(U)}{dU} \cdot \frac{dU}{dt}. \quad (2.15)$$

Розв'язавши сумісно рівняння (2.14) і (2.15), знаходимо:

$$\frac{d^2 U}{dt^2} + \left[\frac{1}{C_1 R} + \frac{R_H}{L_1} \right] \frac{dU}{dt} + \frac{1}{C_1(U)} \frac{dC_1(U)}{dU} \left(\frac{dU}{dt} \right)^2 + \left(\frac{R_H / R + 1}{L_1 C_1} \right) U = \frac{E}{L_1 C_1}. \quad (2.16)$$

При виведені (2.16) зроблене припущення, що для малого сигналу

$$\frac{U}{i(U)} \approx \frac{dU}{di(U)} = R. \quad (2.17)$$

Рівняння (2.16) розв'яжемо, нехтуючи залежністю C від U , тобто вважаючи

$$\frac{dC}{dU} = 0.$$

У цьому випадку характеристичне рівняння для (2.16) має вигляд:

$$\lambda^2 + \sigma\lambda + p = 0, \quad (2.18)$$

де

$$\sigma = \frac{1}{RC_1} + \frac{R_H}{L_1}, \quad (2.19)$$

$$p = \frac{R_H / R + 1}{L_1 C_1}, \quad (2.20)$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\sigma}{2} \pm \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p}. \quad (2.21)$$

Розв'язання неоднорідного рівняння (2.14), у випадку якщо $dC_1(U)/dU = 0$, матиме вигляд

$$U = Ae^{\lambda_1 t} + Be^{\lambda_2 t} + E \left(1 + \frac{R_H}{R} \right)^{-1}. \quad (2.22)$$

Для аналізу стійкості схеми, приведеної на рис. 2.13, необхідно визначити положення рівноваги в робочій точці і її стійкість. У положенні рівноваги фазові швидкості дорівнюють нулю. Тому, підставивши в (2.14)

$$\frac{di(U)}{dt} = 0 \text{ і } \frac{dU}{dt} = 0$$

і розв'язавши рівняння (2.14), отримуємо рівняння прямої навантаження

$$i(U) = \frac{E - U}{R_H}. \quad (2.23)$$

Станами рівноваги являються точки перетину в. а. х. R-негатрона N-типу з прямою навантаження. Таких точок перетину може бути або одна,

або три (рис. 2.14). У випадку якщо $|R^{(-)}| < R_n$, навантажувальна пряма перетинає в. а. х. у трьох точках (рис. 2.14, а). Якщо $|R^{(-)}| > R_n$, то є тільки одна спільна точка (рис. 2.14, б).

Про стійкість у цих точках можна судити за коренями характеристичного рівняння λ_1 і λ_2 (2.21). Якщо λ_1 і λ_2 - дійсні, то з (2.22) випливає, що при $\lambda_{1,2} < 0$ будь-яке початкове відхилення в системі буде згасати за експоненційним законом, а при $\lambda_{1,2} > 0$ - зростатиме. Якщо $\lambda_{1,2} = a + jb$ комплексні величини, то в системі можливі синусоїдальні коливання, причому при $a > 0$ виниклі коливання будуть зростати, а при $a < 0$ - згасати.

Отже, стан системи буде стійким, якщо дійсні частини коренів характеристичного рівняння (2.18) будуть негативними. Для цього за теоремою Раусса-Гурвіца для системи другого порядку досить, щоб виконувалися одночасно дві умови [38]:

$$\sigma > 0; \quad p > 0. \quad (2.24)$$

Коефіцієнти σ і p залежать від параметрів схеми. З (2.19) і (2.20) видно, що для постійних L_I і C_I виконання або невиконання умов (2.24) залежить від опору навантаження R_n і диференційного опору R-негатрона. Активний опір R-негатрона змінюється зі зміною напруги зміщення. Тому при зміні опору навантаження або напруги зміщення змінюється режим роботи схеми.

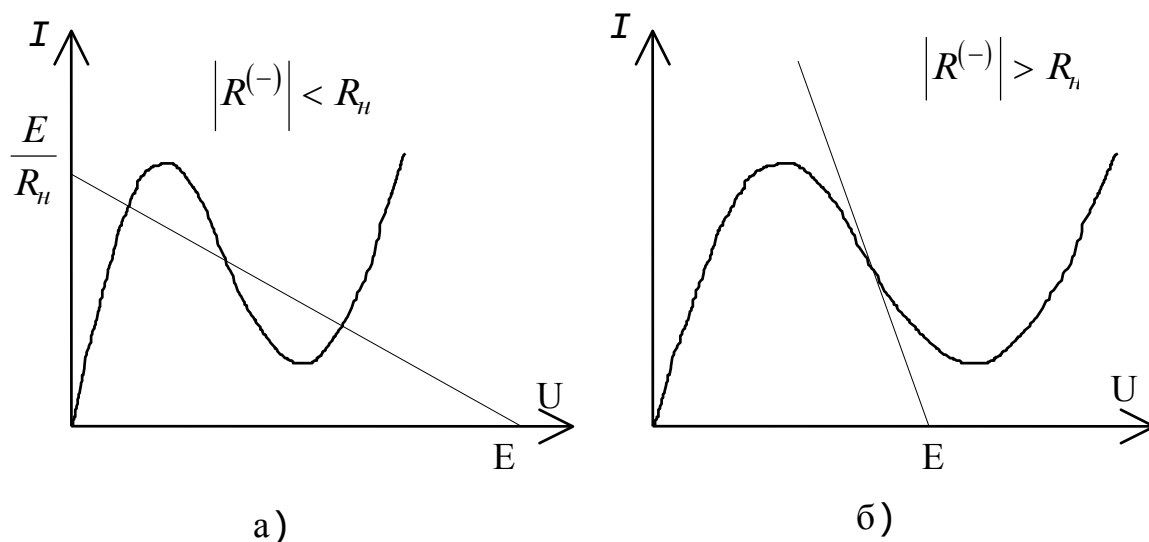


Рисунок 2.14 - Можливі стани стійкості R-негатронів N-типу

Ми будемо цікавитись тільки інтервалом напруг зміщення, у якому диференційний опір негативний ($R = R^{(-)} < 0$), тобто тільки один стан рівноваги на ділянці НП вольт-амперної характеристики R-негатрона.

Розглянемо стан рівноваги схеми при різних співвідношеннях σ і p , тобто в залежності від співвідношення величин R_H і $R^{(-)}$. Із виразів (2.19) - (2.20) видно, що можна записати три граничних умови, при яких рівняння, що додаються, (2.18) і підкореневий вираз в (2.21) перетворюються в нуль:

$$1) \quad p = 1 + \frac{R_H}{R} = 0, \quad (2.25)$$

якщо $R_H = -R = R^{(-)}$.

$$2) \quad \sigma = \frac{R_H}{L_1} + \frac{1}{RC_1} = 0, \quad (2.26)$$

якщо $R_H = \frac{L_1}{R^{(-)}C_1}$.

$$3) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (2.27)$$

якщо $R_H = \frac{L_1}{R^{(-)}C_1} \pm 2\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$.

На графіку (рис. 2.15) з осями координат R_H і $R^{(-)}$ рівнянню (2.25) відповідає пряма, що виходить з початку координат під кутом 45° , рівнянню (2.26) відповідає гіпербола, симетрична відносно координатних осей, рівнянню (2.27) відповідає гіпербола, симетрична щодо осі R_H та зсунута відносно осі $R^{(-)}$ на $\frac{1}{2}\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$.

Вони ділять площину $R^{(-)}$; R_H на шість областей.

Область I

$$\begin{aligned} \sigma < 0 \quad \text{або} \quad R_H < \frac{L_1}{|R^{(-)}|C_1}, \\ p < 0 \quad \text{або} \quad R_H > |R^{(-)}|, \\ \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} > \frac{\sigma}{2}. \end{aligned}$$

Корені характеристичного рівняння λ_1 і λ_2 – дійсні числа, причому $\lambda_1 > 0$, а $\lambda_2 < 0$. Отже, перший член рівняння (2.22) буде зростати за експоненційним законом, а другий зменшується. Оскільки в цій області $|R^{(-)}| < R_H$, можливі три стани рівноваги (див. рис. 2.14). Так, як один з ко-

ренів характеристичного рівняння позитивний, то один із станів рівноваги на ділянці НО буде нестійким. Два інших стани рівноваги будуть стійкими, тому що в них $R > 0$ і обидва коефіцієнти σ і p позитивні. Таким чином, в області I схема буде працювати в режимі перемикавання.

Область II

$$\sigma > 0 \text{ або } R_H > \frac{L}{|R^{(-)}|C_1},$$

$$p < 0 \text{ або } R_H > |R^{(-)}|,$$

$$\sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} > \frac{\sigma^2}{2}.$$

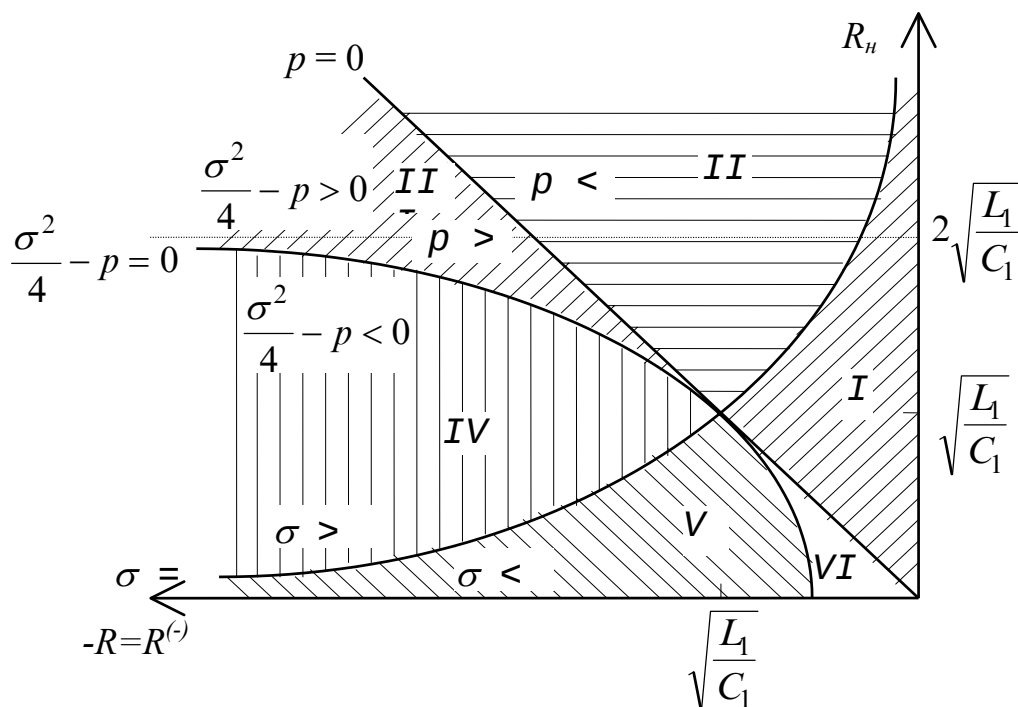


Рисунок 2.15 - Діаграма стійкості, що визначає режими роботи R-негатрона N-типу

Корені λ_1 і λ_2 - дійсні числа. Перший член рівняння (2.22) зростає за експоненційним законом, а другий зменшується. Можливі три стани рівноваги ($R_H > |R^{(-)}|$), причому на ділянці НО стан рівноваги нестійкий. Схема працюватиме в режимі перемикавання.

Область III

$$\begin{aligned}\sigma > 0 \text{ або } R_H &> \frac{L_1}{|R^{(-)}|C_1}, \\ p > 0 \text{ або } R_H &< |R^{(-)}|, \\ \frac{\sigma^2}{4} - p &> 0.\end{aligned}$$

Корені λ_1 і λ_2 - дійсні і негативні числа. Обидва експонентні члени рівняння (2.22) зменшуються в часі. Оскільки $R_H < |R^{(-)}|$, то можливий ще один стан рівноваги. Він буде стійким, оскільки $\lambda_1 < 0$ і $\lambda_2 < 0$. Схема може працювати в якості нелінійного елемента (детектора, змішувача, обмежувача) з підсиленням.

Область IV

$$\begin{aligned}\sigma > 0 \text{ або } R_H &> \frac{L}{|R^{(-)}|C_1}, \\ p > 0 \text{ або } R_H &< |R^{(-)}|, \\ \frac{\sigma^2}{4} - p &< 0.\end{aligned}$$

Корені λ_1 і λ_2 - комплексні числа з негативною дійсною частиною. Отже, відповідно до (2.22) у системі буде мати місце коливальний процес, що згасає за експоненціальним законом. Єдиний стан рівноваги $(|R^{(-)}| > R_H)$ є стійким. Схема працюватиме в режимі підсилення.

Область V

$$\begin{aligned}\sigma < 0 \text{ або } R_H &< \frac{L_1}{|R^{(-)}|C_1}, \\ p > 0 \text{ або } R_H &< |R^{(-)}|, \\ \frac{\sigma^2}{4} - p &< 0.\end{aligned}$$

Корені λ_1 і λ_2 - комплексні з позитивною дійсною частиною. Отже, два перших члени в (2.20) описують періодичний процес, амплітуда якого зростає за експоненціальним законом. Єдиний стан рівноваги - нестійкий. Схема працює в режимі генерації синусоїдальних коливань.

Область VI

$$\sigma < 0 \text{ або } R_H < \frac{L_1}{|R^{(-)}|C_1},$$

$$p > 0 \text{ або } R_H < |R^{(-)}|,$$

$$\frac{\sigma^2}{2} > \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} > 0.$$

Корені λ_1 і λ_2 - дійсні і позитивні числа. Обидва експоненційні члени рівняння (2.22) зростають у часі. Єдиний стан рівноваги нестійкий; схема працює в режимі релаксаційних коливань.

Таким чином, режим роботи схеми з R-негатроном N-типу залежить від опору навантаження і величини негативного опору. Вибираючи відповідним чином опір навантаження і напругу зсуву, що визначає величину $R^{(-)}$, можна отримати будь-який з таких режимів роботи:

- а) перемикання - області I і II;
- б) детектування (зсув, обмеження) з підсиленням - область III;
- в) підсилення - області IV;
- г) генерація синусоїдальних коливань - області V;
- д) генерація релаксаційних коливань - області VI.

З приведеного вище аналізу стійкості випливає, що схема буде абсолютно стійкою при одночасному виконанні умов

$$R_H < |R^{(-)}|; \quad (2.28)$$

$$R_H > \frac{L_1}{|R^{(-)}|C_1}, \quad (2.29)$$

тобто якщо

$$\frac{L_1}{|R^{(-)}|C_1} < R_H < |R^{(-)}|. \quad (2.30)$$

Звичайно умову (2.28) називають умовою стійкості на постійному струмі, а (2.29) - умовою стійкості на змінному струмі. Однак слід зазначити, що умова (2.29) є необхідною, але недостатньою для характеристики режиму роботи на змінному струмі. Так, невиконання (2.29) ще не означає, що схема буде збуджуватися на будь-якій частоті. Збуджуватися вона буде тільки на резонансній частоті навантаженого R-негатрона. Дійсно, повний опір схеми, приведеної на рис. 2.13 при $R = R^{(-)}$, дорівнює:

$$Z = R_H + \frac{R^{(-)}}{(\omega C_1 R^{(-)})^2 + 1} + j \left[\omega L_1 - \frac{\omega C_1 R^{(-)^2}}{(\omega C_1 R^{(-)})^2 + 1} \right].$$

При

$$\omega L_1 - \frac{\omega C_1 R^{(-)^2}}{(\omega C_1 R^{(-)})^2 + 1} = 0 \quad (2.31)$$

у схемі настає резонанс. Резонансна частота

$$\omega_p = \frac{1}{|R^{(-)}| C_1} \sqrt{\frac{R^{(-)^2} C_1}{L_1} - 1}. \quad (2.32)$$

Якщо на частоті $\omega = \omega_p$ дійсна частина повного опору буде меншою або рівною нулю:

$$R_H + \frac{R^{(-)}}{(\omega_p C_1 R^{(-)})^2 + 1} \leq 0, \quad (2.33)$$

то в схемі виникнуть синусоїдальні коливання. Підставивши (2.32) у (2.33), отримуємо:

$$R_H - \frac{L_1}{R^{(-)} C_1} < 0.$$

Таким чином, умовою виникнення генерації, чи, інакше кажучи, умовою нестабільності на змінному струмі на резонансній частоті, буде:

$$R_H < \frac{L_1}{|R^{(-)}| C_1},$$

а умова стійкості на змінному струмі на резонансній частоті буде:

$$R_H > \frac{L_1}{|R^{(-)}| C_1}.$$

При відсутності резонансу виконання умови

$$R_H < \frac{L_1}{|R^{(-)}|C_1}$$

недостатнє, щоб судити про нестабільність схеми на змінному струмі. Так, в області I

$$R_H < \frac{L_1}{|R^{(-)}|C_1},$$

однак схема не збуджується, а працює в режимі перемикавання. Отже, критерієм збудження схеми є одночасне виконання умови (2.28) і невиконання умови (2.29). Тоді, у випадку якщо $\frac{\sigma^2}{4} - p < 0$, що відповідає умові

$$\left(R_H C_1 - \frac{L_1}{|R^{(-)}|} \right)^2 - 4L_1C_1 < 0,$$

у схемі будуть виникати синусоїдальні коливання (область V), а у випадку якщо

$$\left(R_H C_1 - \frac{L_1}{|R^{(-)}|} \right)^2 - 4L_1C_1 > 0,$$

будуть виникати релаксаційні коливання (область VI).

При виконанні умов (2.28) і (2.29) немає необхідності перевіряти, чи виконуються умови резонансу (2.31), для того щоб судити про нестабільність на змінному струмі.

Для аналізу стійкості R-негатронів S-типу в схемах скористаємося їхньою дуальною аналогією з R-негатронами N-типу. Еквівалентна схема навантаженого R-негатрона S-типу приведена на рис. 2.16. Вона отримана шляхом дуального перетворення еквівалентної схеми навантаженого R-негатрона N-типу, приведеної на рис. 2.13. Рівняння, що описує цю схему являється дуальним рівнянням (2.16). Його можна отримати з (2.16), зробивши, за правилами дуального переходу, наступну заміну змінних і коефіцієнтів при них:

$$u \rightarrow i, \quad R \rightarrow \frac{1}{G}, \quad G_H \rightarrow \frac{1}{R}, \quad L_1 \rightarrow C_1, \quad C_1 \rightarrow L_1.$$

Вирішувати нове рівняння будемо, нехтуючи залежністю $L_1(i)$, тобто, вважаючи

$$\frac{dL(i)}{dt} = 0.$$

Характеристичне рівняння (2.18) не зміниться, однак його коефіцієнти σ і p , звичайно, будуть дуальними, обумовленими виразами (2.19) і (2.20), тобто

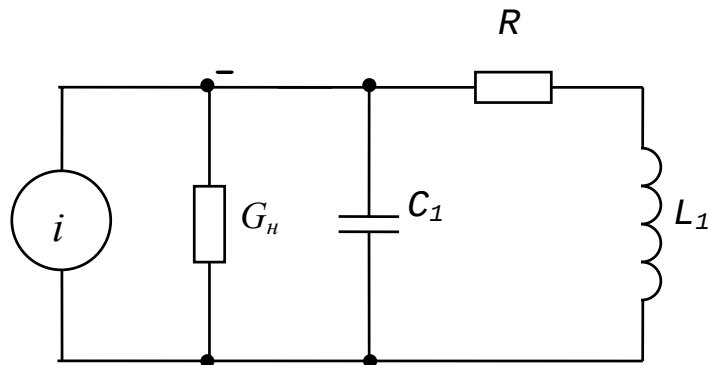


Рисунок 2.16 - Еквівалентна схема навантаженого R-негатрона S-типу. $G_H = 1/R_H$ - загальна активна провідність навантаження з урахуванням внутрішнього опору джерела живлення; R - диференціальний опір негатрона; L_1 - сумарна індуктивність негатрона і навантаження; C_1 - сумарна ємність навантаження негатрона

$$\sigma = \frac{R}{L_1} + \frac{1}{R_H C_1};$$

$$p = \frac{\frac{R}{R_H} + 1}{C_1 L_1}.$$

Вирішення будемо шукати у вигляді:

$$i = A e^{\lambda_1 t} + B e^{\lambda_2 t} + \frac{i}{1 + \frac{R}{R_H}},$$

де

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\sigma}{2} \pm \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p}.$$

Граничні умови (2.25), (2.26) і (2.27), при яких доданки характеристичного рівняння (2.18) і підкореневий вираз в (2.21) перетворюються в нуль, запишуться у вигляді:

$$1) \quad p = 1 + \frac{R}{R_H} = 0, \quad (2.34)$$

якщо $R_H = -R = R^{(-)}$.

$$2) \quad \sigma = \frac{1}{R_H C_1} + \frac{R}{L_1} = 0, \quad (2.35)$$

якщо $R_H = -\frac{L_1}{C_1 R} = \frac{L}{C_1 R^{(-)}}.$

$$3) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (2.36)$$

$$\text{якщо } R_H = \left[\frac{C_1 R}{L_1} \pm 2\sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \right]^{-1} = \left[\frac{-C_1 R^{(-)}}{L_1} \pm 2\sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \right]^{-1}.$$

Криві, описані виразами (2.34) і (2.36), зображені на рис. 2.17. Як і в попередньому випадку, вони ділять площину $R^{(-)}$; R_H на шість областей, у яких значення σ , p і $\sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p}$ розподіляються аналогічно до того, як зображено на рис. 2.15. Так, в області I

$$\sigma < 0; \quad p < 0; \quad \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} > \frac{\sigma}{2};$$

в області II

$$\sigma > 0; \quad p < 0; \quad \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} > \frac{\sigma}{2},$$

і. т. д. Відмінність полягає в тому, що в даному випадку умові $\sigma < 0$ відповідає умова $R_H > L_1 / |R^{(-)}| C_1$, а умові $p < 0$ - умова $R_H < |R^{(-)}|$ і відповідно умові $p > 0$ відповідає $R_H > |R^{(-)}|$, а умові $\sigma > 0$, $R_H < L_1 / |R^{(-)}| C_1$.

Варто врахувати, що при виконанні умови $|R^{(-)}| > R_H$ навантажувальна пряма перетинає вольт-амперну характеристику в трьох точках, тобто можливі три стани рівноваги, а при $|R^{(-)}| < R_H$ - один стан (рис. 2.18). З врахуванням цієї відмінності легко показати, що режими роботи R-негатрона S-типу, що відповідає областям I - VI, не відрізняються від режимів роботи R-негатрона N-типу в тих же областях, таким чином перемикання - області I і II, детектування (змішування, обмеження) з підсиленням - область III, підсилення - область IV, генерація синусоїдальних коливань - область V, генерація релаксаційних коливань - область VI.

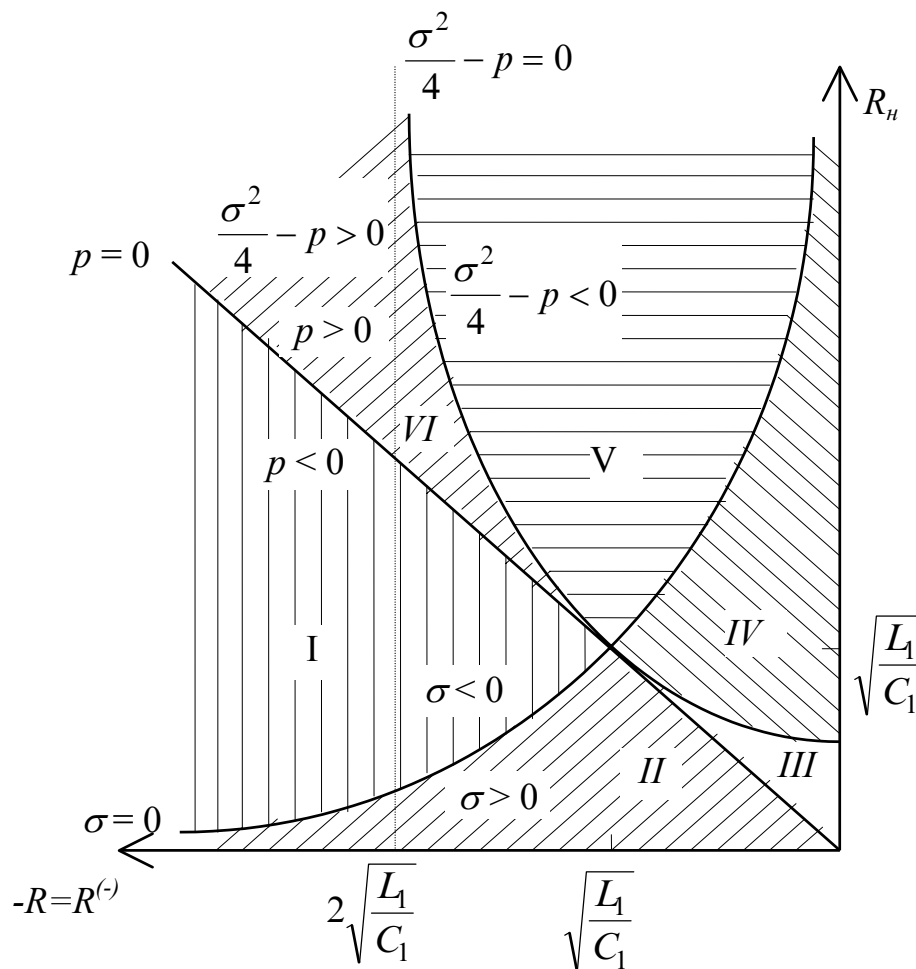


Рисунок 2.17 - Діаграма стійкості, що визначає режими роботи R-негатрона S-типу

Схема, зображена на рис. 2.16, буде абсолютно стійкою при одночасному виконанні умов

$$R_H > |R^{(-)}|; \quad (2.37)$$

$$R_H < \frac{L_1}{|R^{(-)}|C_1}. \quad (2.38)$$

Критерієм збудження R-негатрона S-типу в схемі генератора синусоїдальних коливань буде служити одночасне виконання умов

$$R_H > |R^{(-)}|,$$

$$R_H > \frac{L_1}{|R^{(-)}|C_1}.$$

Вираз (2.37) є умовою стійкості R-негатрона S-типу на постійному струмі, а (2.38) – на змінному струмі. Ці рівняння можна отримати шляхом дуального перетворення аналогічних умов (2.28) і (2.29) R-негатрона N-типу.

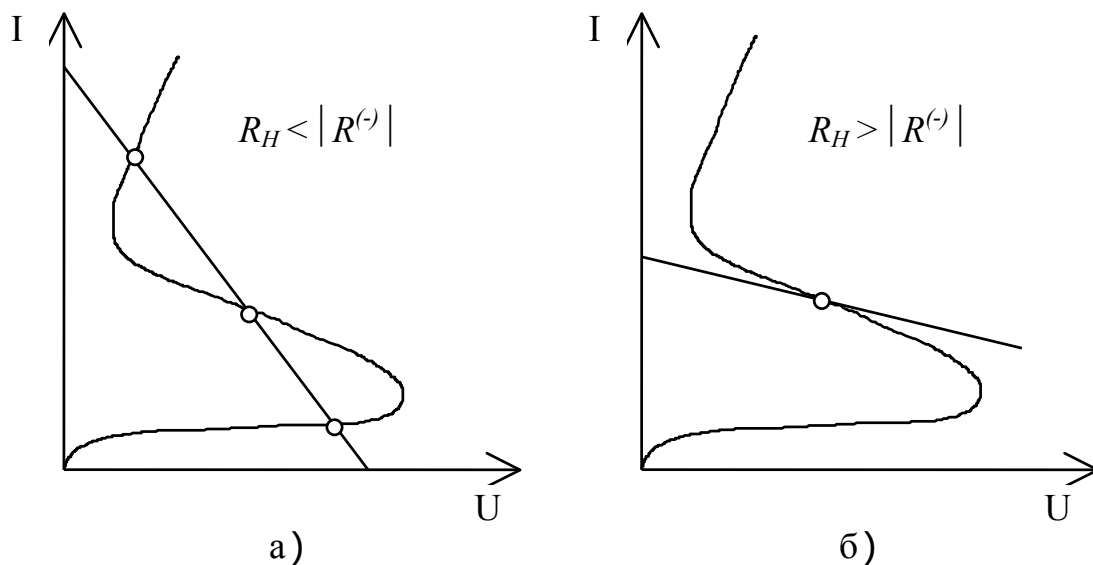


Рисунок 2.18 - Можливі стани рівноваги R-негатронів S-типу

Результати розглянутого вище аналізу зведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 - Умови стійкості і режими роботи R-негатронів

Область	R-негатрони N-типу			R-негатрони S-типу			Режим роботи
	p	σ	$\frac{\sigma^2}{4} - p$	p	σ	$\frac{\sigma^2}{4} - p$	
1	2	3	4	5	6	7	8
I	<0 $R_H > R^{(-)} $	<0 $R_H < \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	$> \frac{\sigma^2}{4}$	<0 $R_H < R^{(-)} $	<0 $R_H > \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	$> \frac{\sigma^2}{4}$	Переключення
II	<0 $R_H > R^{(-)} $	>0 $R_H > \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	$> \frac{\sigma^2}{4}$	<0 $R_H < R^{(-)} $	>0 $R_H < \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	$> \frac{\sigma^2}{4}$	Переключення
III	>0 $R_H < R^{(-)} $	>0 $R_H > \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	>0	>0 $R_H > R^{(-)} $	>0 $R_H < \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4} - p > 0$	Детектування (перетворення, змішання) з посиленням

Продовження таблиці 2.1

1	2	3	4	5	6	7	8
IV	>0 $R_H < R^{(-)} $	>0 $R_H > \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	<0	>0 $R_H > R^{(-)} $	>0 $R_H < \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	<0	Посилення
V	>0 $R_H < R^{(-)} $	<0 $R_H < \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	<0	>0 $R_H > R^{(-)} $	<0 $R_H > \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	<0	Генерація синусоїдальних коливань
VI	>0 $R_H < R^{(-)} $	<0 $R_H < \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4}$	>0 $R_H > R^{(-)} $	<0 $R_H > \frac{L_1}{ R^{(-)} C_1}$	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4} - p > 0$	Генерація релаксаційних коливань

3 ТЕОРІЯ КІЛ З С-НЕГАТРОНАМИ

3.1 Визначення С - негatrona

У радіоелектронних пристроях в якості найбільш поширених компонентів застосовуються конденсатори, в електричному полі яких відбувається накопичення енергії. Ідеальний ємнісний нагромаджувач не повинен витрачати активну потужність, тобто опір втрат у ньому повинен бути відсутнім. Як відомо, в ідеальному ємнісному нагромаджувачеві заряд, що накопичується, q пропорційний напрузі на елементі (рис 3.1 а):

$$q = CU. \quad (3.1)$$

З (3.1) визначаємо струм, що протікає через ємність:

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dU}{dt} + U \frac{dC}{dt}. \quad (3.2)$$

Для параметричної ($C = C(t)$, $dC(t)/dt \neq 0$) і нелінійної ($C = C(U)$) ємностей другий доданок у (3.2) відмінний від нуля.

Якщо ємнісний елемент лінійний і має постійні параметри $C = const$, $dC/dt = 0$, то (3.2) спрощується:

$$i = C \frac{dU}{dt}. \quad (3.3)$$

Після переходу в (3.3) до символічних зображень струму і напруги, отримаємо

$$I_m \exp(j\omega t) = C d[U_m \exp(j\omega t)]/dt,$$

$$U_m = Z_C I_m,$$

$$\text{де } Z_C = jX_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{\omega C}, \quad \varphi_C = \arg Z_C = -\frac{\pi}{2}. \quad (3.4)$$

Таким чином, опір ємнісного елемента є чисто реактивним, як і повинно бути при накопиченні в елементі реактивної потужності. Потужність P і енергія N_{max} , що запасуються в електричному полі конденсатора, визначаються за співвідношеннями:

$$P = -\frac{U_m^2}{2\omega C}, \quad N_{\max} = (1/2)CU_m^2.$$

Максимальна енергія відповідає моменту часу, коли напруга на конденсаторі досягає максимуму, тобто приймає амплітудне значення. Як видно з (3.4), струм у ємнісному елементі випереджає по фазі напругу, а кут $\frac{\pi}{2}$ (рис. 3.1, б). З ростом частоти ω і ємності C реактивний опір X_C зменшується, оскільки (при фіксованому значенні амплітуди напруги) зі збільшенням ємності збільшується заряд, а з ростом частоти зростає швидкість його переміщення. У колі збільшується заряд, що протікає за одиницю часу, що означає збільшення амплітуди струму $i = dq/dt$ і відповідне зменшення опору. На рис. 3.1, в показана частотна залежність опору ємнісного елемента. Втрати енергії відбуваються в діелектрику конденсатора і залежать від напруженості поля в діелектрику (тобто визначаються напругою на конденсаторі). Отже, еквівалентна схема конденсатора з втратами повинна містити дисипативний елемент, до якого прикладена повна напруга конденсатора (див. рис. 3.1, г). На опорі втрат R_C виділяється активна потужність

$$P_a = U_m^2 / 2R_C. \quad (3.5)$$

З (3.5) розраховуємо добротність Q_C і згасання d конденсатора з втратами

$$Q_C = \omega CR_C = \operatorname{tg} \varphi = \operatorname{ctg} \delta,$$

$$d_C = \frac{1}{Q_C} = \frac{1}{\omega CR_C} = \operatorname{ctg} \varphi = \operatorname{tg} \delta.$$

Кут δ являється кутом втрат [39]. Це поняття часто використовується (замість добротності і згасання) для оцінки властивостей реального конденсатора. Крім наявності втрат, ємність реального конденсатора залежить у більшій або меншій мірі від прикладеної напруги і частоти. Тому на змінному струмі його варто характеризувати диференційною ємністю

$$C_{\sim} = \frac{dq}{dU}. \quad (3.6)$$

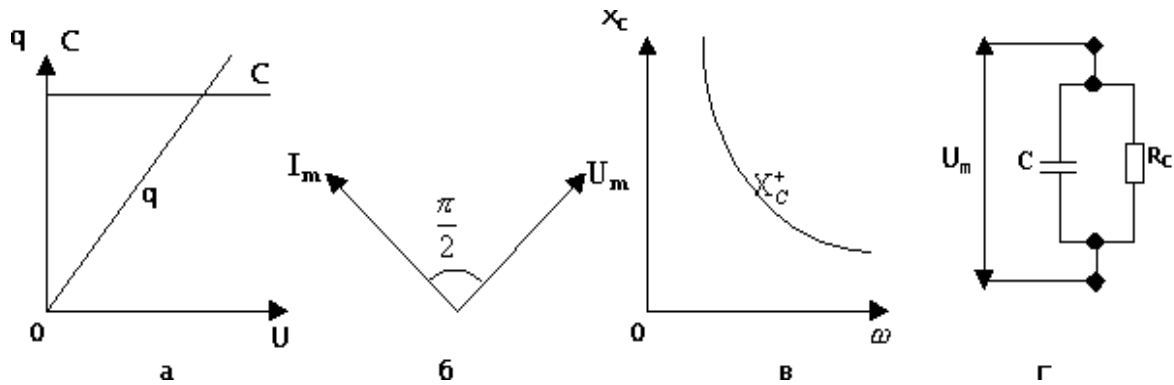


Рисунок 3.1 - Залежність від напруги ємності C і заряду q для ідеального конденсатора (а), його векторна діаграма (б) і частотна залежність реактивного опору (в), а також еквівалентна схема реального конденсатора з втратами (г)

Існує клас ємнісних елементів і їх схемотехнічних аналогів, у яких на кулон-вольтній характеристиці існує ділянка (а, б), де $C < 0$ (рис. 3.2). Тобто вони володіють “негативною диференційною ємністю”. Такі елементи отримали назву С-негатронів. Вони також як і R-негатрони можуть мати кулон-вольтну характеристику N- і S-типу (рис. 3.2).

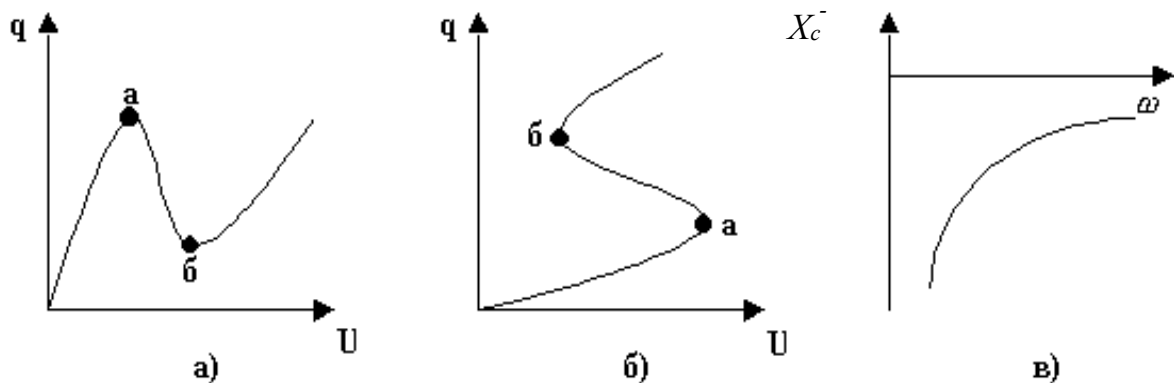


Рисунок 3.2 - Кулон-вольтні характеристики N- (а) і S- (б) типу і частотна залежність реактивного опору С-негатрона

Ємнісний опір такого негатрона також негативний $X_C^{(-)} = 1/\omega C^{(-)} < 0$ і його модуль зменшується з ростом частоти (рис. 3.2, в).

Таким чином, для С-негатрона повинні виконуватися умови:
- для статичного С-негатрона

$$C^{(-)} = \frac{dq}{dU} < 0, \quad X_C = \frac{1}{\omega C^{(-)}} < 0, \quad \frac{dX_C}{d\omega} > 0,$$

- для динамічного С-негатрона

$$X_C = \frac{1}{\omega C^{(-)}} < 0, \quad \frac{dX_C}{d\omega} > 0.$$

3.2 Енергетичні властивості С-негатронів

Вигляд кулон-вольтної характеристики С-негатрона визначає його енергетичні властивості. Як видно з графіків (рис. 3.2), для С-негатрона N-типу заряд q є однозначною функцією напруги U , тобто С-негатрон N-типу варто віднести до елемента, що керується напругою. Для С-негатрона S-типу, навпаки, напруга U являється однозначною функцією заряду q , тобто його доцільно віднести до елемента, що керується зарядом.

Розглянемо, як впливає вигляд кулон-вольтної характеристики С-негатрона на його енергетичні властивості.

Використовуючи кусково-лінійну апроксимацію (рис. 3.3, а), кулон-вольтну характеристику С-негатрона N-типу представимо в такій аналітичній формі [41]:

$$q(U) = \begin{cases} k_1 U, & \text{при } U < U_{\Pi}; \\ -k_2 U + (k_2 U_{\Pi} + q_{\Pi}), & \text{при } U_{\Pi} \leq U \leq U_B; \\ k_3 U - (k_3 U_B - q_B), & \text{при } U > U_B, \end{cases} \quad (3.7)$$

де k_1 , k_2 і k_3 - модулі кутових коефіцієнтів прямих, що апроксимують кулон-вольтну характеристику С-негатрона N-типу, відповідно на відрізках 1, 2 і 3; q_{Π} - піковий заряд, тобто заряд максимуму кулон-вольтної характеристики N-типу; q_B - заряд западини, тобто заряд у точці мінімуму кулон-вольтної характеристики N-типу; U_{Π} - пікова напруга, тобто напруга, що відповідає піковому заряду q_{Π} ; U_B - напруга западини, тобто напруга, що відповідає заряду западини q_B .

Враховуючи те, що диференційна ємність С-негатрона $C_{\sim} = dq/dU$ та продиференціювавши (3.7), одержимо

$$C_{\sim} = \begin{cases} k_1, & \text{при } U < U_{\Pi}; \\ -k_2, & \text{при } U_{\Pi} < U < U_B; \\ k_3, & \text{при } U > U_B \end{cases}. \quad (3.8)$$

Виходячи з (3.8), залежність диференційної ємності С-негатрона N-типу від напруги має вигляд, представлений на рис. 3.3, б. В інтервалі значень напруг (U_{Π} , U_B) диференційна ємність даного елемента негативна.

Енергія ємності визначається за формулою [39]:

$$W_C = \int_0^q U dq. \quad (3.9)$$

Із врахуванням (3.10), проінтегрувавши (3.7), отримуємо:

$$W_C = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} k_1 U^2, \text{ при } U < U_{II}; \\ -\frac{1}{2} k_2 U^2 + \frac{1}{2} U_{II}^2 (k_1 + k_2), \text{ при } U_{II} \leq U \leq U_B; \\ \frac{1}{2} k_3 U^2 - \frac{1}{2} U_{II}^2 (k_1 + k_2) - \frac{1}{2} U_B^2 (k_1 + k_2), \text{ при } U > U_B. \end{array} \right\}. \quad (3.10)$$

Виходячи з (3.10), залежність енергії С-негатрона N-типу від напруги матиме вигляд, представлений на рис. 3.3, в. Із графіка слідує, що в інтервалі значень напруги (U_n , U_B), енергія С-негатрона N-типу зменшується і може стати негативною при виконанні умови

$$k_2 (U_B^2 - U_{II}^2) > k_1 U_{II}^2. \quad (3.11)$$

Для С-негатрона S-типу, його кулон-вольтна характеристика може бути апроксимована виразом:

$$U(q) = \left\{ \begin{array}{l} k_1 q, \text{ при } q < q_{II}; \\ -k_2 q + (k_2 q_{II} + U_{II}), \text{ при } q_{II} \leq q \leq q_B; \\ k_3 q - (k_3 q_B - U_B), \text{ при } q > q_B. \end{array} \right\}. \quad (3.12)$$

Враховуючи те, що $dU / dq = 1 / C_{\sim}$, після диференціювання (3.12), маємо:

$$\frac{1}{C_{\sim}} = \left\{ \begin{array}{l} k_1, \text{ при } q < q_{II}; \\ -k_2, \text{ при } q_{II} < q < q_B; \\ k_3, \text{ при } q > q_B. \end{array} \right\} \quad (3.13)$$

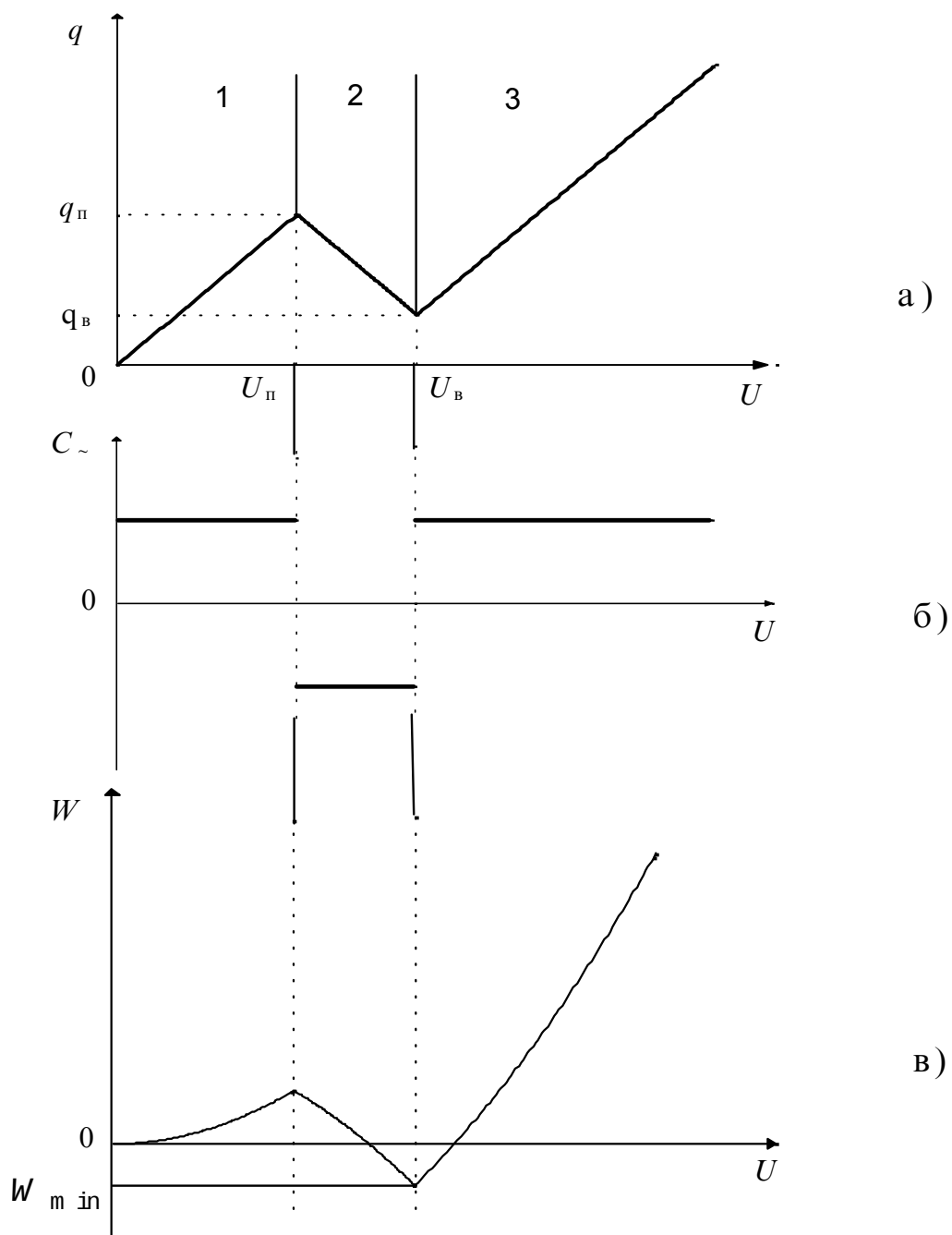


Рисунок 3.3 - Апроксимація кулон-вольтової характеристики (а), залежність диференційної ємності (б) і енергії (в) С-негатрона N-типу від напруги U

Виходячи з (3.13), залежність $\frac{1}{C_{\sim}}$ від заряду має вигляд, зображений на рис. 3.4, б. В інтервалі значень (q_n, q_e) диференційна ємність С-негатрона S-типу негативна.

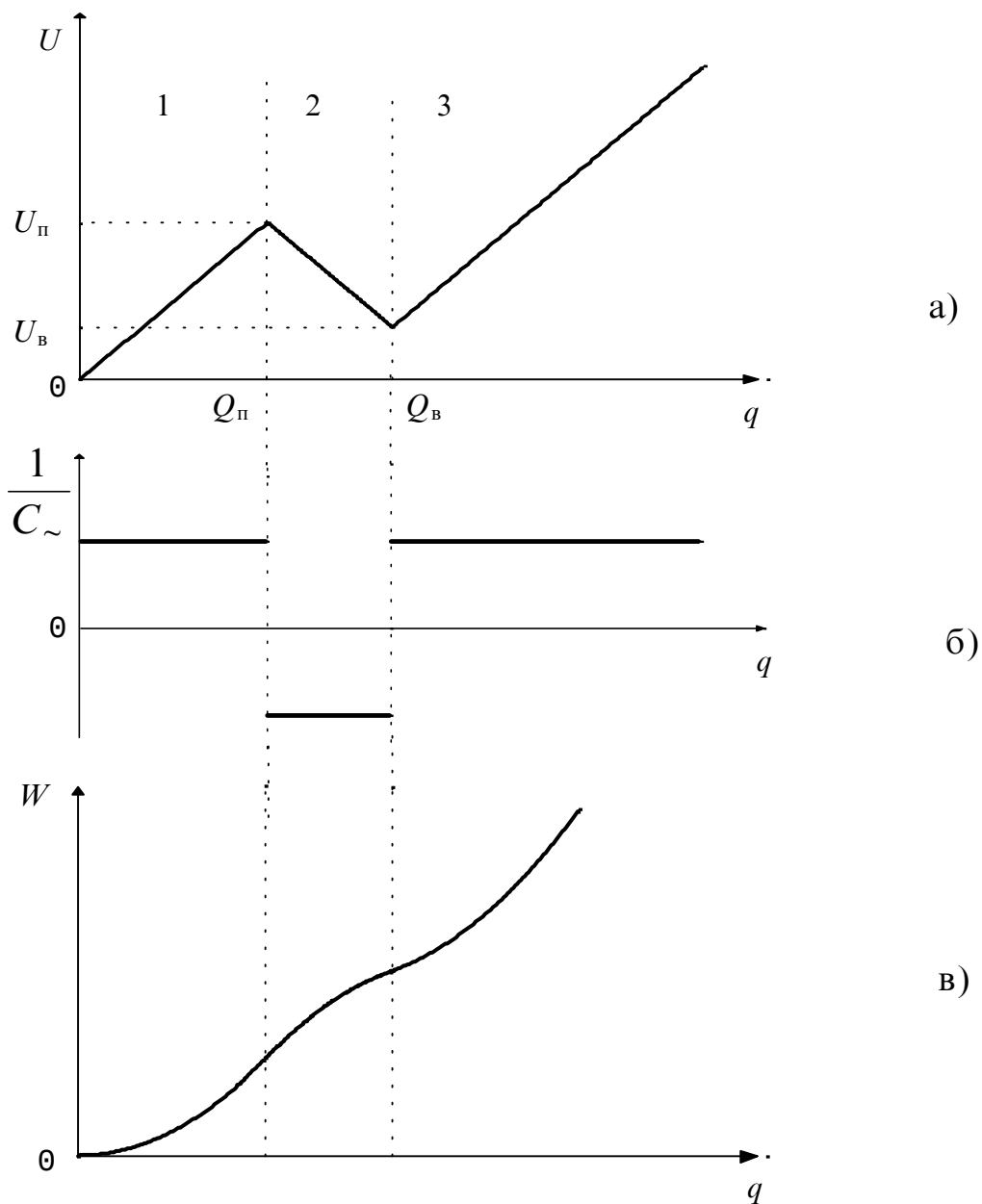


Рисунок 3.4 - Апроксимація кулон-вольтної характеристики (а), залежність зворотної величини диференційної ємності (б) і енергії (в) С-негатрона S-типу від заряду q

Проінтегрувавши (3.13) з врахуванням (3.10), отримуємо аналітичні вирази для енергії С-негатрона S-типу:

$$W = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} k_1 q^2, \text{ при } q < q_{II}; \\ -\frac{1}{2} k_2 q^2 + (k_2 q_{II} + U_{II})q + \frac{1}{2} k_1 q_{II}^2 - \frac{1}{2} k_2 q_{II}^2 - q_{II} U_{II}, \text{ при } q_{II} \leq q \leq q_B; \\ \frac{1}{2} k_3 q^2 - (k_3 q_B - U_B)q + q_B (\frac{1}{2} k_3 q_B - U_B - \frac{1}{2} k_2 q_B + U_{II}) + \\ + q_{II} (q_B k_2 + \frac{1}{2} k_1 q_{II} - \frac{1}{2} k_2 q_{II} - U_{II}), \text{ при } q > q_B. \end{array} \right\}$$

З врахуванням геометричної інтерпретації інтегралу, із рис. 3.4а бачимо, що енергія С-негатрона S-типу позитивна і збільшується на всьому проміжку значень заряду q . Виходячи з цього можна зробити висновок, що С-негатрон S-типу являється пасивним елементом кола, на відміну від С-негатрона N-типу, що при виконанні умови (3.11) являється активним елементом.

3.3 Види годографів і допоміжні елементи Баркгаузена для С-негатронів

Аналіз енергетичних властивостей С-негатронів, проведений у попередньому параграфі показав, що в залежності від виду кулон-вольтової характеристики, він може бути активним або ж пасивним приладом.

У випадку С-негатрона з N-подібною характеристикою (рис. 3.2а), відповідно до закону причинності, струм (наслідок) залежить від напруги (причина). Оскільки напруга випереджає струм, то фазовий кут негативної ємності позитивний і дорівнює 90° (рис. 3.5, а).

Із ростом частоти, годограф повного опору такого негатрона переходить у другий квадрант комплексної площини. Таким же напрямком переміщення годографа володіє електричне коло, що складається з послідовно з'єднаних негативної ємності ($C^{(-)}$) і негативного активного опору ($R^{(-)}$). Повний опір такого кола буде дорівнювати $Z_{CN}^{(-)} = 1/pC^{(-)} + R^{(-)}$.

Для С-негатрона S-типу керованого струмом (причина), напруга (наслідок) відстає від струму на 90° . Тому при зростанні частоти годограф його повного опору на комплексній площині відхиляється від позитивної уявної осі і має позитивну дійсну складову, переміщуючи в перший квадрант комплексної площини. Така зміна годографа обумовлена законом причинності і його можна відтворити колом, що складається з послідовного з'єднання негативної ємності ($-C$) і позитивного активного опору (R). Повний опір такого кола буде дорівнювати $Z_{CS}^{(-)} = 1/pC^{(-)} + R$.

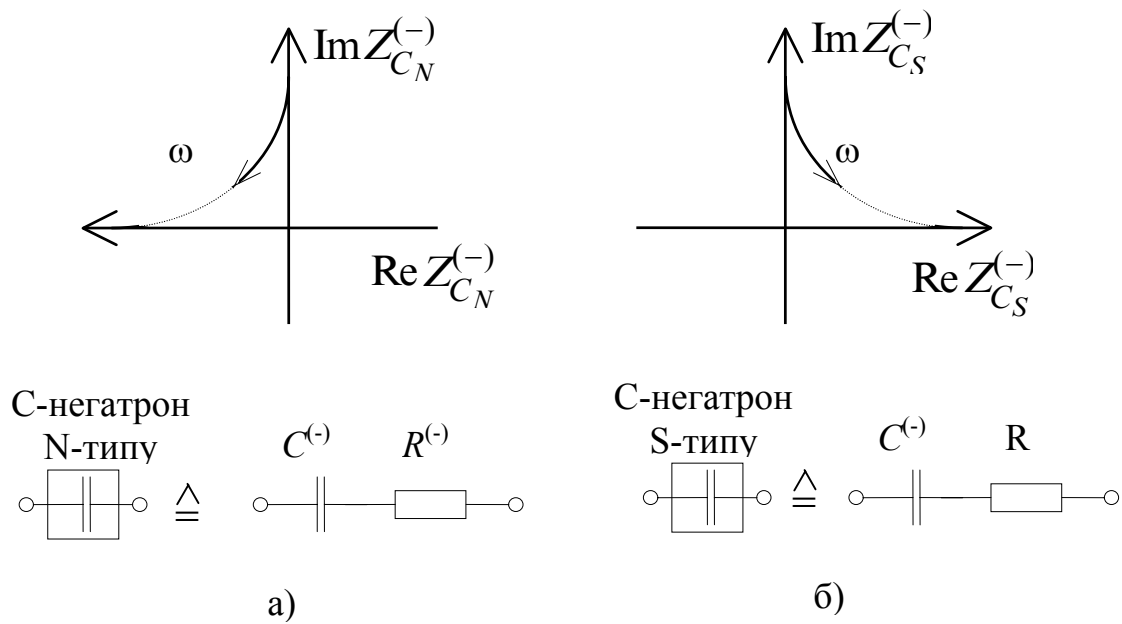


Рисунок 3.5 - Напрямок годографів і схеми заміщення для С-негатрона N-типу (а) і С-негатрона S-типу (б)

Отже, С-негатрони S-типу керуються струмом, є пасивними приладами і їх узагальнена еквівалентна схема представляє собою послідовне з'єднання негативної ємності і позитивного активного опору. С-негатрони N-типу керуються напругою, являються активними приладами і їхня узагальнена еквівалентна схема представляє собою послідовне з'єднання негативної ємності і негативного активного опору.

3.4 Стійкість електричних кіл із С-негатронами

Наявність негативної ємності в С-негатронів ставить задачу визначення умов стійкості електронних схем на їхній основі. Задача вивчення стійкості С-негатрона без наявності інших додаткових елементів кола немає сенсу. Проблема стійкості виникає тільки тоді, коли С-негатрон працює разом із зовнішнім колом. У цьому випадку необхідно з'ясувати при яких опорах навантаження коло із С-негатроном залишається стійким. Аналіз стійкості кола, що містить С-негатрон, проведемо шляхом визначення коренів характеристичного рівняння кола.

3.4.1 Стійкість електричного кола з С-негатронами N-типу

У випадку використання С-негатрона N-типу, його найпростішу еквівалентну схему з врахуванням навантаження представимо у вигляді рис. 3.6.

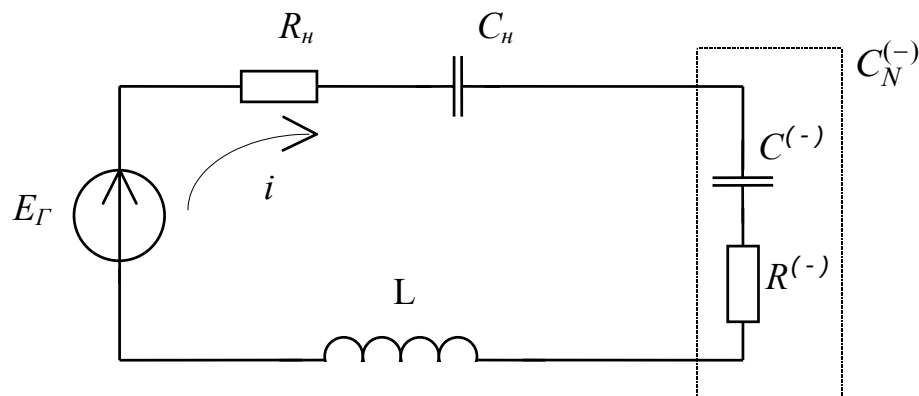


Рисунок 3.6 - Еквівалентна схема навантаженого С-негатрона N-типу. R_n - загальний активний опір навантаження і внутрішнього опору джерела живлення; C_n - ємність навантаження; L - сумарна індуктивність навантаження С-негатрона; $C^{(-)}$ - негативна диференціальна ємність С-негатрона; $R^{(-)}$ - негативний диференціальний активний опір С-негатрона N-типу

Схема, представлена на рис. 3.6, описується такими рівняннями Кірхгофа:

$$E_G = iR + u_C + L \frac{di}{dt}, \quad (3.14)$$

де

$$R = R_n + R^{(-)}, \quad (3.15)$$

$$u_C = u_{C_n} + u_{C^{(-)}},$$

$$i = C \frac{du_C}{dt}, \quad (3.16)$$

$$C = \frac{C_n \cdot C^{(-)}}{C_n + C^{(-)}}. \quad (3.17)$$

З врахуванням (3.15) - (3.17), рівняння (3.14) запишемо в такому вигляді:

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{R_n + R^{(-)}}{L} \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{L \frac{C_n \cdot C^{(-)}}{C_n + C^{(-)}}} = \frac{E_\Gamma}{L \frac{C_n \cdot C^{(-)}}{C_n + C^{(-)}}}. \quad (3.18)$$

Взявши до уваги (3.18) робимо припущення, що $C^{(-)}$ і $R^{(-)}$ являються лінійними елементами, що є справедливим для малого сигналу.

У цьому випадку характеристичне рівняння для (3.18) має вигляд:

$$\lambda^2 + \sigma\lambda + p = 0, \quad (3.19)$$

де

$$\sigma = \frac{R_n + R^{(-)}}{L}, \quad (3.20)$$

$$p = \frac{C_n + C^{(-)}}{LC_n C^{(-)}}, \quad (3.21)$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\sigma}{2} \pm \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p}, \quad (3.22)$$

$\lambda_{1,2}$ - корені характеристичного рівняння.

Розв'язок неоднорідного диференційного рівняння (3.18) буде мати вигляд:

$$u_C = Ae^{\lambda_1 t} + Be^{\lambda_2 t} + E_\Gamma. \quad (3.23)$$

Напруга на негативній ємності $C^{(-)}$

$$u_{C^{(-)}} = \frac{u_C C_n}{C^{(-)} + C_n}.$$

Для аналізу стійкості схеми, зображеної на рис. 3.6, необхідно визначити стани рівноваги і їх стійкість. У стані рівноваги фазові швидкості струму і напруги дорівнюють нулю, тобто :

$$\frac{di}{dt} = 0, \text{ і } \frac{du}{dt} = 0. \quad (3.24)$$

Підставивши в (3.14) вираз (3.24) отримуємо

$$E_\Gamma = u_C \text{ або } u_{C^{(-)}} = E_\Gamma - u_{C_n}.$$

Оскільки $u_{C_n} = \frac{q_{C_n}}{C_n}$ і при послідовному з'єднанні конденсаторів їхні заряди рівні, тобто $q_{C^{(-)}} = q_{C_n}$, то рівняння навантажувальної прямої запишеться у такому вигляді

$$q(u) = (E_\Gamma - u)C_n.$$

Таким чином, стани рівноваги є точками перетину кулон-вольтної характеристики С-негатрона N-типу з прямою навантаження. Таких точок перетину може бути або одна, або три (рис. 3.7). У випадку, якщо $|C^{(-)}| > C_n$, навантажувальна пряма (рис. 3.7, а) перетинає кулон-вольтну характеристику в трьох точках (три стани рівноваги). Якщо $|C^{(-)}| < C_n$, то існує тільки один стан рівноваги (рис. 3.7, б).

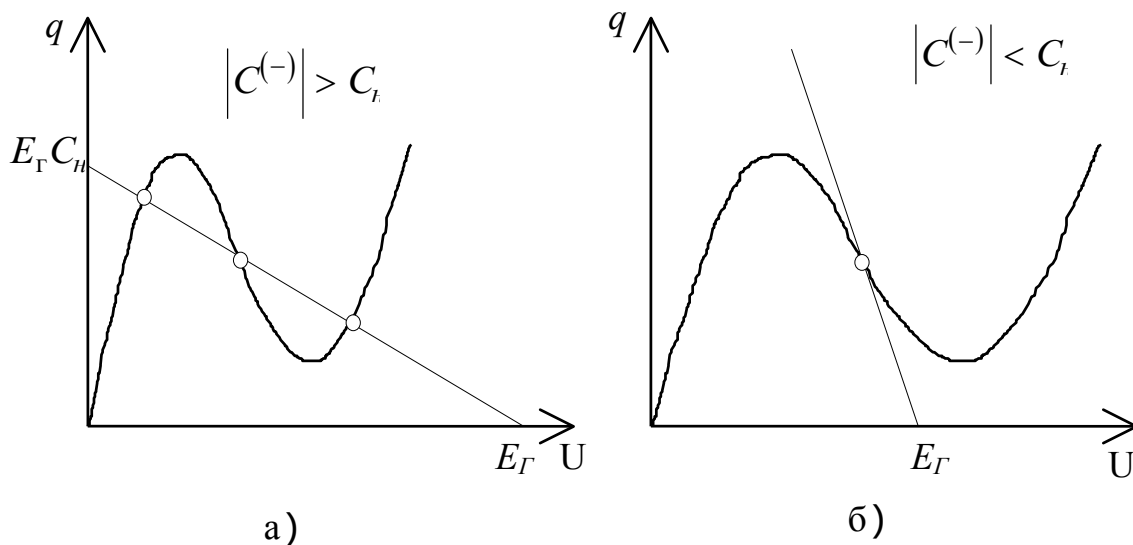


Рисунок 3.7 - Можливі стани рівноваги С-негатронів N-типу

Про стійкість у цих точках можна судити за коренями характеристичного рівняння λ_1 і λ_2 . Якщо λ_1 і λ_2 дійсні, то з (3.23) видно, що при $\lambda_{1,2} < 0$ будь-яке початкове відхилення в системі буде згасати за експоненціальним законом, а при $\lambda_{1,2} > 0$ - зростають. Якщо корені характеристичного рівняння - комплексні величини ($\lambda_{1,2} = a + jb$), то в системі можливі синусоїдальні коливання, причому при $a > 0$ коливання, що виникли, будуть наростати, а при $a < 0$ - згасати.

Отже, стан системи буде стійким, якщо дійсні частини коренів характеристичного рівняння (3.19) будуть негативними. Для цього за теоремою Рауса-Гурвіца для систем другого порядку досить, щоб виконувалися одночасно дві умови [38]:

$$\sigma > 0; \quad p > 0. \quad (3.25)$$

Коефіцієнти σ і p залежать від параметрів схеми. З (3.20) і (3.21) видно, що для постійного L виконання чи невиконання умов (3.21) залежить від R_H , C_H , $R^{(-)}$ і $C^{(-)}$. Диференційна негативна ємність $C^{(-)}$ і активний негативний опір $R^{(-)}$ С-негатрона змінюються зі зміною напруги зміщення. Тому при зміні опору і ємності навантаження або напруги зміщення С-негатрона N-типу змінюється режим роботи схеми. Ми розглядатимемо тільки інтервал напруг зміщення, у якому диференційна ємність і активний опір С-негатрона негативні ($C^{(-)} < 0$, $R^{(-)} < 0$), тобто тільки стани рівноваги на ділянці негативної ємності кулон-вольтової характеристики С-негатрона N-типу.

Розглянемо стани рівноваги схеми при різних співвідношеннях σ і p , тобто в залежності від співвідношення величин C_H , R_H , $C^{(-)}$, $R^{(-)}$. З виразів (3.19) - (3.21) видно, що можна записати чотири граничних умови, при яких рівняння, що складаються, (3.19) і підкореневий вираз в (3.22) перетворюються в нуль:

$$1) \quad p = \frac{C_H + C^{(-)}}{LC_H C^{(-)}} = 0, \quad (3.26)$$

якщо $C_H = -C^{(-)}$.

$$2) \quad \sigma = \frac{R_H + R^{(-)}}{L}, \quad (3.27)$$

якщо $R_H = -R^{(-)}$.

$$3) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (3.28)$$

якщо
$$C_H = \frac{4L}{\left(R_H + R^{(-)}\right)^2 - 4L/C^{(-)}}.$$

$$4) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (3.29)$$

якщо

$$R_{H,2} = -R^{(-)} \pm 2\sqrt{\frac{L(C_H + C^{(-)})}{C_H C^{(-)}}}. \quad (3.30)$$

Для граничних умов (3) і (4) існує розв'язок тільки для випадку, коли $p \geq 0$.

Оскільки виконання чи невиконання умов стійкості (3.25) залежить від співвідношення двох пар параметрів: $C_H, C^{(-)}$ і $R_H, R^{(-)}$, то діаграми стійкості будуть відображені також на двох площинах параметрів.

На графіку з осями координат C_H і $C^{(-)}$, рівнянню (3.26) відповідає пряма, що виходить з початку координат під кутом 45° , рівнянню (3.28) - гіпербола, що проходить через початок координат (рис. 3.8, а).

На графіках з осями координат R_H і $R^{(-)}$ рівнянню (3.27) відповідає пряма, що виходить з початку координат під кутом 45° (рис. 3.8, б, в), рівнянню (3.29) - дві прямі, що виходять під кутом 45° із точок

$$(0; 2\sqrt{\frac{L(C_H + C^{(-)})}{C_H C^{(-)}}}) \text{ і } (-2\sqrt{\frac{L(C_H + C^{(-)})}{C_H C^{(-)}}}; 0) \text{ (рис. 3.8, в)}.$$

Для співвідношення величин R_H і $R^{(-)}$ можливі два випадки:

1) При $p < 0$, що дійсно при $|C^{(-)}| < C$, підкореневий вираз в (3.22)

$\left(\frac{\sigma^2}{4} - p\right)$ завжди більший нуля, при цьому гранична умова (4) розв'язку не має. Даний випадок зображений на рис. 3.8, б.

2) При $p > 0$, що справедливо при $|C^{(-)}| > C$, гранична умова (4) має розв'язок (3.30). Даний випадок відтворений на рис. 3.8, в.

Області *I* на площині параметрів $C^{(-)} C_H$ відповідає дві області на площині параметрів $R^{(-)} R_H$ - *Ia* і *Iб*. Області *II* на площині параметрів $C^{(-)} C_H$ відповідає дві області (*IIa* і *IIб*) на площині параметрів $R^{(-)} R_H$. Області *III* на площині параметрів $C^{(-)} C_H$ відповідає дві області (*IIIa* і *IIIб*) на площині параметрів $R^{(-)} R_H$.

Таким чином, на діаграмі стійкості С-негатрона N-типу (рис. 3.8) існує шість різних областей (*Ia*, *Iб*, *IIa*, *IIб*, *IIIa*, *IIIб*), що визначають режим роботи С-негатрона.

Область Ia

$$\sigma > 0 \text{ або } R_H > |R^{(-)}|,$$

$$p < 0 \text{ або } C_H > |C^{(-)}|,$$

$$\sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} > \frac{\sigma}{2}.$$

Корені характеристичного рівняння λ_1 і λ_2 - дійсні числа, причому $\lambda_1 > 0$, а $\lambda_2 < 0$. Отже, перший член рівняння (3.23) буде зростати за експоненційним законом, а другий - зменшуватиметься. Оскільки в цій області $C_H > |C^{(-)}|$, то можливий тільки один стан рівноваги (див. рис. 3.7). Оскільки один з коренів характеристичного рівняння позитивний, то єдиний стан рівноваги буде нестійким. Схема буде працювати в режимі генерації релаксаційних коливань.

Область Iб

$$\sigma < 0 \text{ або } R_H < |R^{(-)}|,$$

$$p < 0 \text{ або } C_H > |C^{(-)}|,$$

$$\frac{\sigma^2}{4} - p > 0.$$

Корені характеристичного рівняння λ_1 і λ_2 - дійсні числа, причому $\lambda_1 > 0$, а $\lambda_2 < 0$. Отже, перший член рівняння (3.23) буде зростати за експоненційним законом, а другий - зменшуватиметься. Оскільки в цій області $C_n > |C^{(-)}|$, то можливий тільки один стан рівноваги. Враховуючи те, що один з коренів характеристичного рівняння позитивний, то єдиний стан рівноваги буде нестійким. Схема буде працювати в режимі генерації релаксацийних коливань.

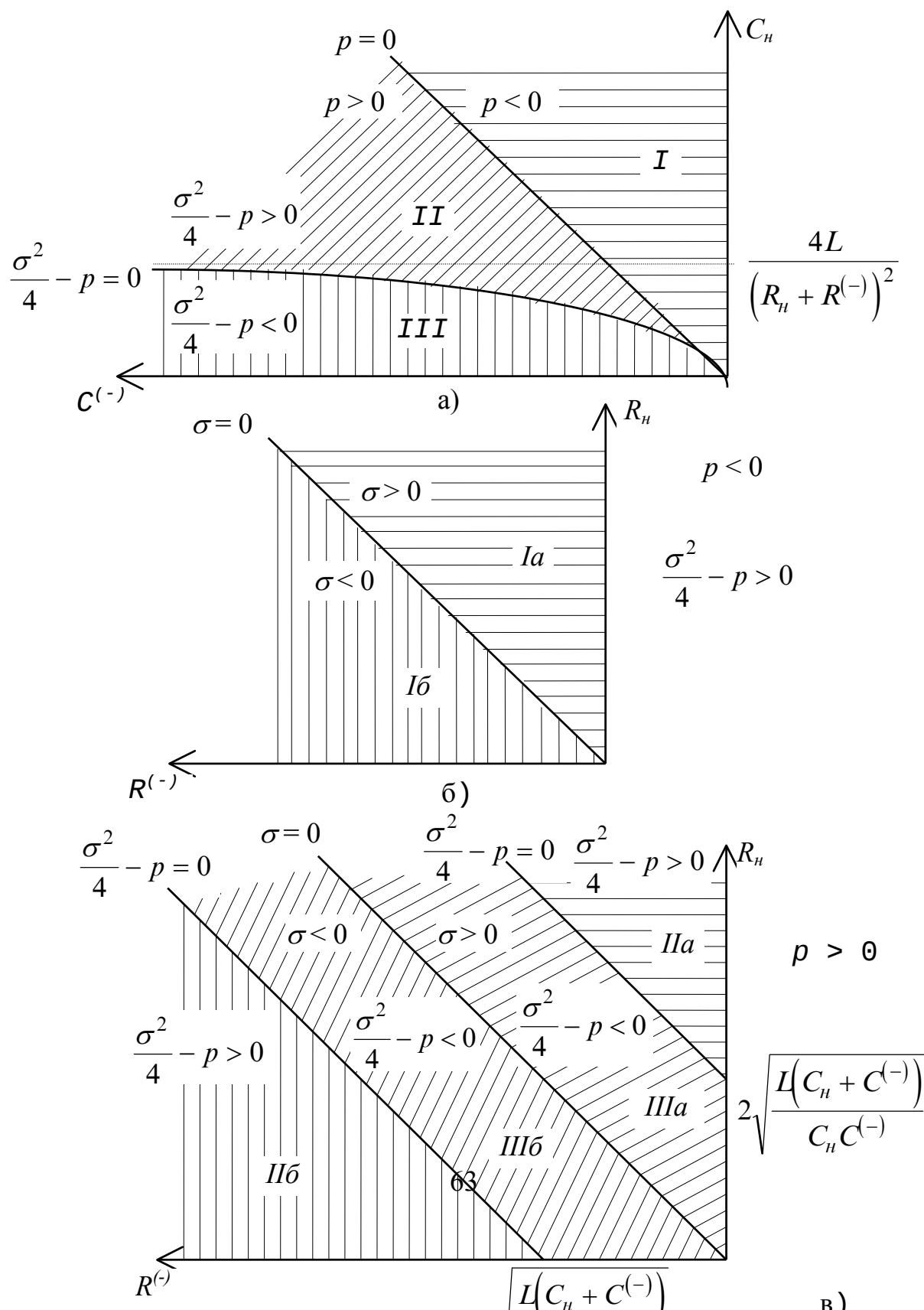


Рисунок 3.8 - Діаграми стійкості, що визначають режим роботи С-негатрона N-типу

Область IIa

$$\sigma > 0 \text{ або } R_n > |R^{(-)}|,$$

$$p > 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|,$$

$$\frac{\sigma^2}{4} - p > 0 .$$

Корені характеристичного рівняння λ_1 і λ_2 - дійсні і негативні числа. Обидва експонентних члена рівняння (3.23) зменшуються в часі. Оскільки $C_n < |C^{(-)}|$, то можливі три стани рівноваги, причому на ділянці негативної ємності стан рівноваги стійкий. Схема може працювати в якості нелінійного елемента (детектора, перетворювача, змішувача, обмежувача) з підсиленням.

Область IIб

$$\sigma < 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|,$$

$$p > 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|,$$

$$\frac{\sigma^2}{4} - p > 0 .$$

Корені λ_1 і λ_2 - дійсні позитивні числа. Два перших члени рівняння (3.23) зростають у часі за експоненціальним законом. Оскільки $C_n < |C^{(-)}|$, то можливі три стани рівноваги, причому стан рівноваги на ділянці негативної ємності є нестійким. Два інших стани рівноваги будуть стійкими, тому що в них $C^{(-)} > 0$ і обидва коефіцієнти σ і p позитивні. Таким чином, в області IIб схема працюватиме в режимі перемикавання.

Область IIIa

$$\sigma > 0 \text{ або } R_n > |R^{(-)}|,$$

$$p > 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|,$$

$$\frac{\sigma^2}{4} - p < 0 .$$

Корені λ_1 і λ_2 - комплексні числа з негативною дійсною частиною. Отже, відповідно до (3.23), у системі матиме місце коливальний процес, що згасає за експоненційним законом. Оскільки $C_n < |C^{(-)}|$, то можливі три стани рівноваги, причому стан рівноваги на ділянці негативної ємності являється стійким. Схема працюватиме в режимі підсилення.

Область IIIб

$$\sigma < 0 \text{ або } R_n < |R^{(-)}|,$$

$$p > 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|,$$

$$\frac{\sigma^2}{4} - p < 0 .$$

Корені λ_1 і λ_2 - комплексні числа з позитивною дійсною частиною. Отже, два перших члени в рівнянні (3.23) описують періодичний процес, амплітуда якого зростає за експоненційним законом. Оскільки $C_n < |C^{(-)}|$, то можливі три стани рівноваги, причому стан рівноваги на ділянці негативної ємності є нестійким. Схема працюватиме в режимі перемикавання.

Таким чином, режим роботи схеми з С-негатроном N-типу залежить від ємності й активного опору навантаження, величини негативної ємності і негативного активного опору негатрона. Вибираючи відповідним чином ємність і активний опір навантаження і напругу зміщення, що визначає величину $C^{(-)}$ і $R^{(-)}$, можна отримати кожний з наступних режимів роботи:

- а) генерація релаксаційних коливань - області Ia і Ib;
- б) детектування (змішування, обмеження) з підсиленням - область

IIa;

- в) перемикавання - області IIб і IIIб;
- г) підсилення - область IIIa.

З наведеного вище аналізу стійкості випливає, що схема буде абсолютно стійкою при одночасному виконанні умов

$$C_n < |C^{(-)}|, \tag{3.31}$$

$$R_n > |R^{(-)}|. \quad (3.32)$$

При невиконанні умови (3.31), незалежно від того, виконується чи не виконується умова (3.32), схема працюватиме в режимі генерації релаксаційних коливань.

При виконанні умови (3.31) і невиконанні умови (3.32), схема буде працювати в режимі перемикавання.

У схемі можуть виникнути синусоїдальні коливання тільки на резонансній частоті навантаженого С-негатрона N-типу, якщо при цьому дійсна частина повного опору буде меншою або дорівнюватиме нулю.

Повний опір схеми, зображеної на рис. 3.6, дорівнює:

$$Z = R_n + R^{(-)} + j\omega L - j \frac{1}{\omega \frac{C_n C^{(-)}}{C_n + C^{(-)}}}.$$

При

$$\omega L - \frac{C_n + C^{(-)}}{\omega C_n C^{(-)}} = 0 \quad (3.33)$$

у схемі настає резонанс.

Виконання умови (3.33) можливе тільки, якщо $C_n < |C^{(-)}|$. При цьому резонансна частота дорівнює

$$\omega_p = \sqrt{\frac{C_n + C^{(-)}}{LC_n C^{(-)}}}.$$

На даній частоті в схемі виникнуть синусоїдальні коливання, якщо дійсна частина повного опору буде меншою або дорівнюватиме нулю:

$$R_n + R^{(-)} \leq 0 \text{ або } R_n \leq |R^{(-)}|.$$

Зважаючи на те, що при цьому існує три стани рівноваги ($C_n < |C^{(-)}|$), і при $R_n < |R^{(-)}|$ стан рівноваги на ділянці негативної ємності нестійкий, та схема буде працювати в режимі перемикавання (області IIб і IIIб). При $R_n = |R^{(-)}|$ схема знаходиться на границі стійкості, і в схемі можуть існува-

ти незатухаючі гармонічні коливання. При $R_n > |R^{(-)}|$ дані коливання будуть згасати (область IIa).

3.4.2 Стійкість електричного кола з С-негатронами S-типу

У випадку використання С-негатрона S-типу, його найпростішу еквівалентну схему з врахуванням навантаження представимо у вигляді рис. 3.9.

Схема на рис. 3.9 описується наступним характеристичним рівнянням, знайденим операторним методом:

$$\frac{1}{\frac{1}{pC_n} + pL + R_n} + \frac{1}{\frac{1}{pC^{(-)}} + R} = 0. \quad (3.34)$$

При виведенні (3.34) зроблено припущення, що $C^{(-)}$ і R є лінійними елементами, що справджується для малого сигналу.

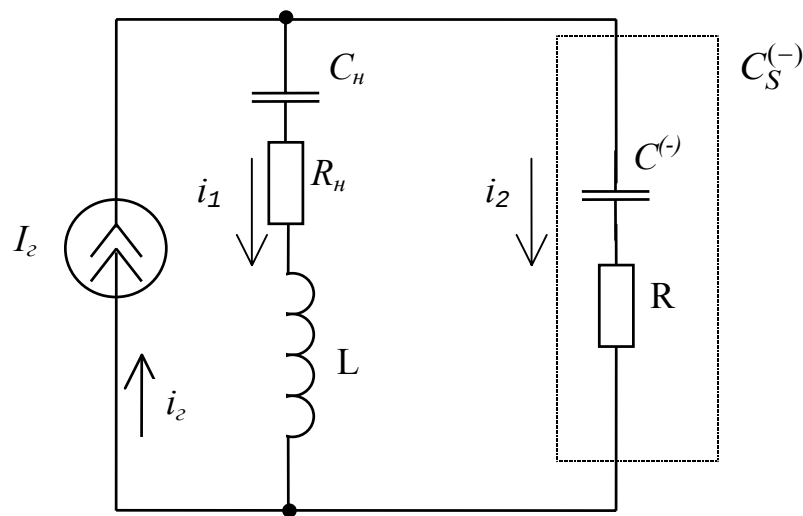


Рисунок 3.9 - Еквівалентна схема навантаженого С-негатрона S-типу. C_n - ємність навантаження; R_n - загальний активний опір навантаження і внутрішнього опору джерела живлення; L - сумарна індуктивність навантаження і С-негатрона; $C^{(-)}$ - негативна диференціальна ємність С-негатрона; R - активний диференціальний опір С-негатрона S-типу

Після перетворення (3.34) маємо:

$$p^2 + p \frac{R_1 + R_2}{L} + \frac{C_1 + C_2^{(-)}}{C_1 C_2^{(-)} L} = 0 .$$

Запишемо дане характеристичне рівняння у формі

$$\lambda^2 + \sigma \lambda + p = 0 , \quad (3.35)$$

де

$$\sigma = \frac{R_1 + R_2}{L} , \quad (3.36)$$

$$p = \frac{C_1 + C_2^{(-)}}{L C_1 C_2^{(-)}} , \quad (3.37)$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\sigma}{2} \pm \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} , \quad (3.38)$$

$\lambda_{1,2}$ - корені характеристичного рівняння.

Розв'язок (3.35) будемо шукати у вигляді

$$i_{C^{(-)}} = A e^{\lambda_1 t} + B e^{\lambda_2 t} . \quad (3.39)$$

Для аналізу стійкості схеми, зображеної на рис. 3.9, необхідно визначити стани рівноваги і їхню стійкість. У стані рівноваги фазові швидкості дорівнюють нулю, тобто

$$\frac{di}{dt} = 0 \quad \text{і} \quad \frac{du}{dt} = 0 . \quad (3.40)$$

Схема на рис. 3.9 описується такими рівняннями Кірхгофа:

$$\begin{aligned} u_{C_1} + i_1 R_1 + L \frac{di_1}{dt} &= u_{C^{(-)}} + i_2 R_2; \\ i_1 + i_2 &= i_{C_1}, \end{aligned} \quad (3.41)$$

де $i_1 = C_1 \frac{du_{C_1}}{dt};$

$$i_2 = C^{(-)} \frac{du_{C^{(-)}}}{dt} .$$

Підставивши в (3.41) умови рівноваги (3.40), маємо

$$u_{C_n} = u_{C^{(-)}} .$$

З врахуванням того, що $u_{C^{(-)}} = \frac{q_{C_n}}{C}$, де q_{C_n} - заряд ємності навантаження, отримаємо рівняння навантажувальної прямої:

$$u_{C^{(-)}}(q_{C^{(-)}}) = \frac{Q_\Gamma - q_{C^{(-)}}}{C_n} ,$$

де $q_{C^{(-)}}$ - заряд С-негатрона; $Q_\Gamma = q_{C_n} + q_{C^{(-)}}$ - сумарний заряд ємності навантаження і С-негатрона (заряд, що створюється джерелом живлення).

У відповідності з кулон-вольтною характеристикою, С-негатрон S-типу керується зарядом. Оскільки заряд є функцією струму і часу ($q = \int_0^t i dt$), то для керування С-негатроном S-типу можна використовувати джерело струму, при цьому $Q_\Gamma = \int_0^t I_\Gamma dt$.

Таким чином, стани рівноваги є точки перетину кулон-вольтної характеристики С-негатрона S-типу з навантажувальною прямою. Таких точок може бути або одна, або три (рис. 3.10).

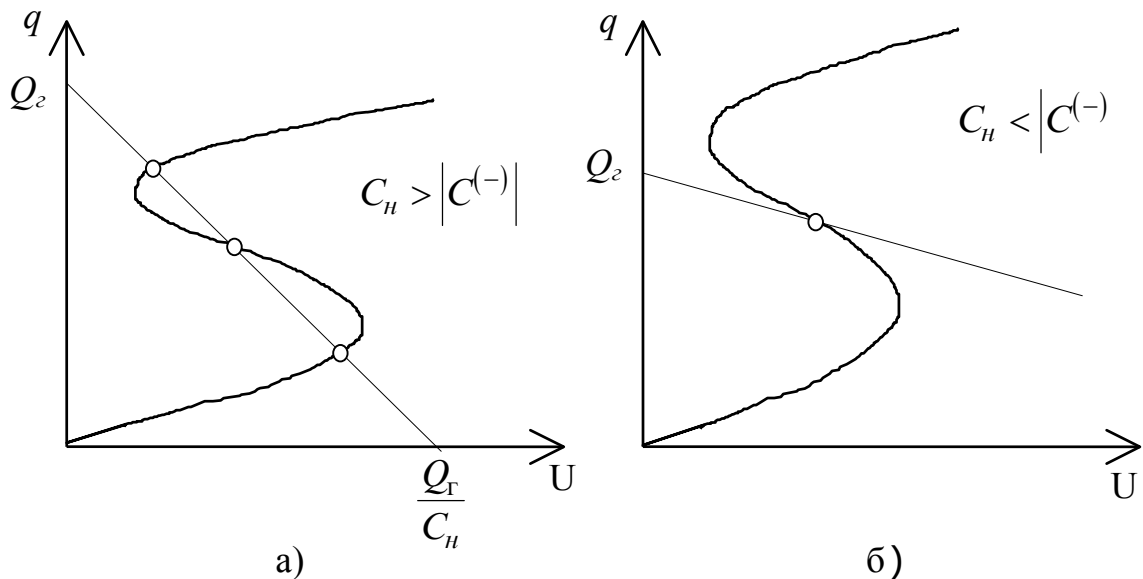


Рисунок 3.10 - Можливі стани рівноваги С-негатрона S-типу

У випадку, якщо $C_n > |C^{(-)}|$ (рис. 3.10, а), пряма навантаження перетинає кулон-вольтну характеристику в трьох точках існує три стани рівноваги. Якщо $C_n < |C^{(-)}|$, існує тільки один стан рівноваги (рис. 3.10, б).

Стан рівноваги буде стійким, якщо дійсні частини коренів характеристичного рівняння (3.35) будуть негативними. Для цього за теоремою Рауса-Гурвіца для систем другого порядку необхідно і досить, щоб виконувалися одночасно дві умови [38]:

$$\sigma > 0; \quad p > 0. \quad (3.42)$$

Коефіцієнти σ і p залежать від параметрів схеми. З (3.36) і (3.37) видно, що для постійного L виконання або невиконання умов (3.42) залежить від ємності навантаження C_n і диференційної негативної ємності С-негатрона S-типу $C^{(-)}$. Коефіцієнт σ , як видно з (3.36), завжди більший нуля ($\sigma > 0$), тому що активний диференційний опір С-негатрона $R > 0$.

Диференційна негативна ємність $C^{(-)}$ С-негатрона змінюється зі зміною заряду зміщення. Тому при зміні ємності навантаження або заряду зміщення змінюється режим роботи схеми.

Виберемо тільки інтервал напруг зміщення, у якому диференційна ємність має негативне значення ($C^{(-)} < 0$), тобто тільки стани рівноваги на ділянці негативної ємності кулон-вольтної характеристики С-негатрона S-типу.

Розглянемо стани рівноваги схеми при різних співвідношеннях σ і p , тобто в залежності від співвідношення величин C_n , R_n , $C^{(-)}$, R . З виразів (3.36) - (3.37) видно, що можна записати три граничних умови, при яких p і підкореневий вираз в (3.38) перетворюється в нуль:

$$1) \quad p = \frac{C_n + C^{(-)}}{LC_n C^{(-)}} = 0, \quad (3.43)$$

якщо $C_n = -C^{(-)}$.

$$2) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (3.44)$$

$$\text{якщо } C_n = \frac{4L}{\left(R_n + R^{(-)}\right)^2 - 4L/C^{(-)}}.$$

$$3) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (3.45)$$

якщо

$$R_{n1,2} = -R^{(-)} \pm 2\sqrt{\frac{L(C_n + C^{(-)})}{C_n C^{(-)}}}.$$

Для граничних умов (2) і (3) існує розв'язок тільки у випадку, коли $p \geq 0$.

На графіку з осями координат C_n і $C^{(-)}$, рівнянню (3.11) відповідає пряма, що виходить з початку координат під кутом 45° , рівнянню (3.44) - гіпербола, що проходить через початок координат.

На графіку з осями координат R_n і $R^{(-)}$ рівнянню (3.45) відповідає пряма, що виходить під кутом 45° із точок $(0; 2\sqrt{\frac{L(C_n + C^{(-)})}{C_n C^{(-)}}})$ (рис.1.32, в).

Області *I* на площині параметрів $C^{(-)}C_n$ відповідає вся площа параметрів RR_n (рис. 3.11, б). Області *II* на площині $C^{(-)}C_n$ відповідає область *II* на площині $R^{(-)}R_n$ (рис. 3.11, в). Області *III* на площині $C^{(-)}C_n$ відповідає область *III* на площині RR_n .

Таким чином, на діаграмі стійкості С-негатрона S-типу (рис. 3.11) має три різних області (*I*, *II*, *III*), що визначають режим роботи С-негатрона.

Область I

$$\sigma > 0,$$

$$p < 0 \text{ або } C_n > |C^{(-)}|,$$

$$\sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p} > \frac{\sigma}{2}.$$

Корені характеристичного рівняння (3.35) λ_1 і λ_2 - дійсні числа, причому $\lambda_1 > 0$, а $\lambda_2 < 0$. Отже, перший член рівняння (3.39) зростатиме за експоненційним законом, а другий - буде зменшуватися. Оскільки в цій

області $C_n > |C^{(-)}|$, то можливі три стани рівноваги (див. рис. 3.10), причому на ділянці негативної ємності стан рівноваги буде нестійким. Два інших стани рівноваги будуть стійкими, тому що в них $C > 0$ і обидва коефіцієнти σ і p позитивні. Таким чином, в області *I* схема працюватиме в режимі перемикання.

Область II

$$\sigma > 0,$$

$$p > 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|,$$

$$\frac{\sigma^2}{4} - p > 0 .$$

Корені λ_1 і λ_2 - дійсні і негативні числа. Обидва експонентних члени рівняння (3.39) зменшуються в часі. Єдиний стан рівноваги ($C_n < |C^{(-)}|$) є стійким. Схема може працювати як нелінійний елемент (детектор, перетворювач, змішувач, обмежувач).

Область III

$$\sigma > 0,$$

$$p > 0 \text{ або } C_n < |C^{(-)}|,$$

$$\frac{\sigma^2}{4} - p < 0 .$$

Корені λ_1 і λ_2 - комплексні числа з негативною дійсною частиною. Отже, відповідно до (3.39), у системі матиме місце коливальний процес, що згасає за експоненційним законом. Єдиний стан рівноваги ($C_n < |C^{(-)}|$) є стійким. Схема працюватиме як нелінійний елемент.

Таким чином, режим роботи схеми з С-негатроном S-типу залежить від ємності й активного опору навантаження, величини негативної ємності й активного опору С-негатрона. Вибираючи відповідним чином ємність і активний опір навантаження та заряд зміщення, що визначає величину $C^{(-)}$ і R , можна отримати один з таких режимів роботи:

- а) перемикання - область *I*;
- б) робота в якості нелінійного елемента (детектор, перетворювача, змішувача, обмежувача) - області *II*, *III*.

З приведенного вище аналізу стійкості випливає, що схема С-негатроном S-типу буде абсолютно стійкою при виконанні умови $C_n < |C^{(-)}|$.

Результати вищерозглянутого аналізу стійкості електричних схем із С-негатронами N- і S-типу зведені в таблицю 3.1.

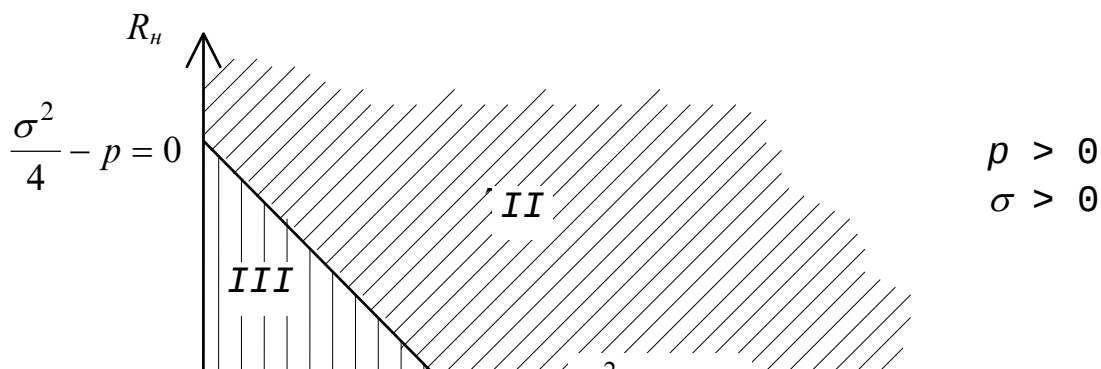
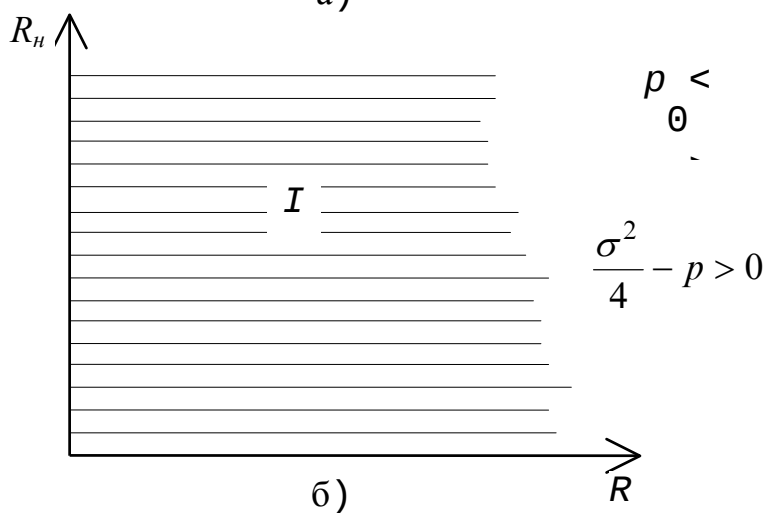
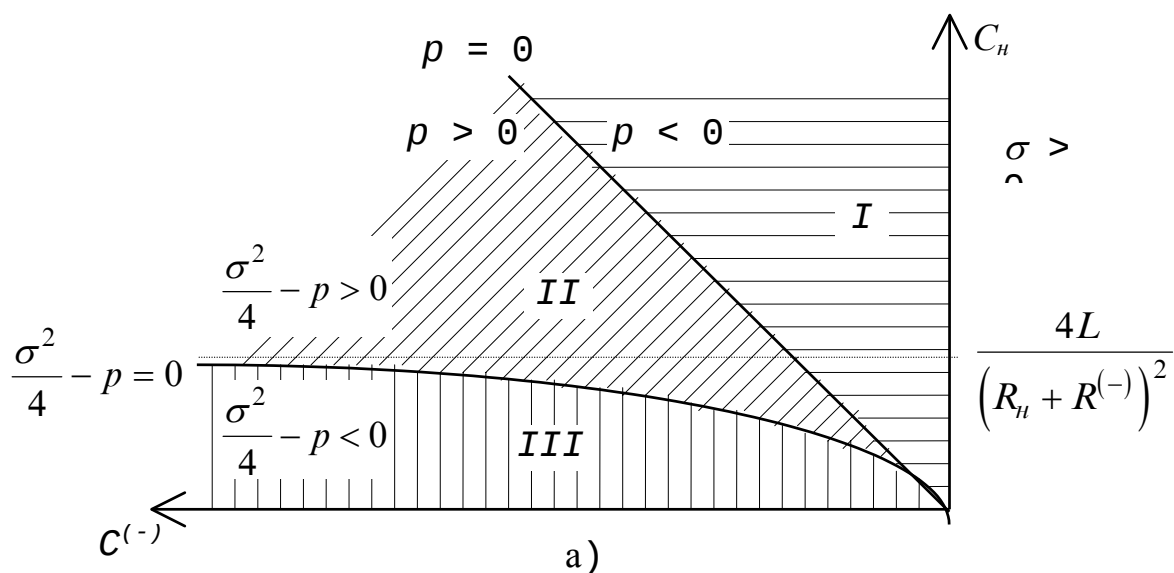


Рисунок 3.11 - Діаграми стійкості, що визначають режим роботи С-негатрона S-типу

Таблиця 3.1 - Умови стійкості і режими роботи С-негатронів

Область	P	σ	$\frac{\sigma^2}{4} - p$	Режим роботи
С-негатрон N-типу				
Ia	< 0 $C_n > C^{(-)} $	> 0 $R_n > R^{(-)} $	$> \frac{\sigma^2}{4}$	Генерація релаксаційних коливань
$Iб$	< 0 $C_n > C^{(-)} $	< 0 $R_n < R^{(-)} $	$> \frac{\sigma^2}{4}$	Генерація релаксаційних коливань
IIa	> 0 $C_n < C^{(-)} $	> 0 $R_n > R^{(-)} $	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4} - p > 0$	Детектування (перетворення, змішування, обмеження) з підсиленням
$IIб$	> 0 $C_n < C^{(-)} $	< 0 $R_n < R^{(-)} $	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4} - p > 0$	Перемикання
$IIIa$	> 0 $C_n < C^{(-)} $	> 0 $R_n > R^{(-)} $	< 0	Підсилення
$IIIб$	> 0 $C_n < C^{(-)} $	< 0 $R_n < R^{(-)} $	< 0	Перемикання
С-негатрон S-типу				
I	< 0 $C_n > C^{(-)} $	> 0	$> \frac{\sigma^2}{4}$	Перемикання
II	> 0 $C_n < C^{(-)} $	> 0	$\frac{\sigma^2}{4} > \frac{\sigma^2}{4} - p > 0$	Детектування (перетворення, змішування, обмеження)
III	> 0 $C_n < C^{(-)} $	> 0	< 0	Робота в якості нелінійного елемента

4 ТЕОРІЯ КІЛ З L-НЕГАТРОНАМИ

4.1 Визначення L-негатрона

У двополюснику з індуктивним реактивним опором накопичення енергії відбувається в магнітному полі, що характеризується величиною магнітного потоку Φ . Згідно з законом електромагнітної індукції магнітний потік пов'язаний з ЕДС e_B , що виникає у витку котушки індуктивності, співвідношенням [39]

$$e_B = -d\Phi / dt .$$

Потокозчеплення $\psi = \Phi \omega$ характеризує зчеплення ліній поля із витками котушки. Магнітний потік Φ і потокозчеплення ψ пропорційні струму в котушці:

$$\psi = L i . \quad (4.1)$$

Коефіцієнт пропорційності L , який є параметром індуктивного елементу, називається індуктивністю. З (4.1) отримуємо:

$$U = L di / dt + i dL / dt . \quad (4.2)$$

У випадку параметричної ($L=L(t)$) і нелінійної ($L=L(i)$) індуктивності другий доданок у (4.2) відмінний від нуля ($dL / dt \neq 0$). Для лінійного індуктивного елементу з постійними параметрами $L=const$, $dL / dt = 0$ (4.2) матиме вигляд:

$$U = L di / dt .$$

Переходячи до символічних зображень напруги і струму, отримуємо

$$\dot{U}_m \exp(i\omega t) = L d(\dot{I}_m \exp i\omega t) / dt .$$

Отже,

$$\dot{U}_m = \dot{Z}_L \dot{I}_m , \quad (4.3)$$

$$\dot{Z}_L = i\omega L, \quad \varphi_L = \arg Z_L = \pi / 2 .$$

Співвідношення (4.3) показує, що в котушці індуктивності вектор струму I_m відстає від вектора напруги U_m на кут $\frac{\pi}{2}$ (рис. 4.1, б). Основне розсіювання енергії в котушці відбувається за рахунок виділення тепла в дроті. Деякі втрати енергії можуть виникати в каркасі котушки, якщо він

не являється ідеальним діелектриком. Крім того, якщо котушка екранована, то частина енергії може втрачатися в екрані. Усі втрати в котушці кількісно враховуються дисипативним елементом r (див. рис. 4.1, г).

Оскільки опір ідеального індуктивного елемента чисто реактивний, то у ньому накопичується реактивна потужність

$$P_r = 0,5\omega L \dot{I}_m^2. \quad (4.4)$$

При цьому максимальна енергія, що запасається в магнітному полі котушки

$$N_{\max} = 0,5LI_m^2.$$

З ростом частоти ω і індуктивності L реактивний опір X_L збільшується (рис. 4.1, в), тому що при фіксованому значенні амплітуди струму, ЕДС самоіндукції, що перешкоджає протіканню струму, зростає з підвищенням магнітного потоку і швидкості його зміни. Відповідно збільшуються напруга й опір.

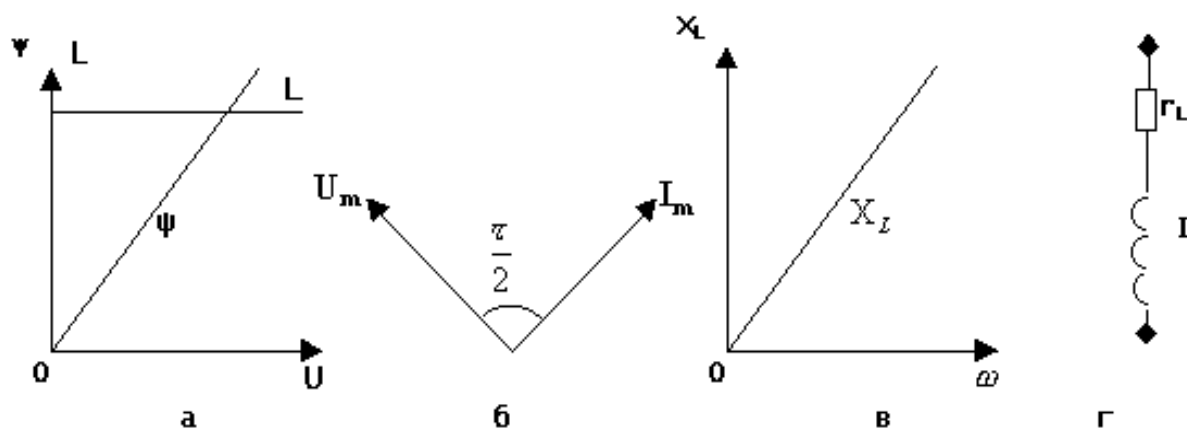


Рисунок 4.1 - Залежність індуктивності L і потокозчеплення ψ (а) для ідеальної індуктивності, її векторна діаграма (б) і частотна залежність реактивного опору (в), а також еквівалентна схема реальної індуктивності з втратами (г)

Аналіз складових втрат енергії в котушці показує, що опір втрат r залежить від її конструкції і на різних частотах має різне значення. Слід зазначити, що опір втрат r неможливо виміряти безпосередньо. Зазвичай його розраховують за емпіричними і напівемпіричними формулами. Експериментально знаходять добротність котушки Q і за нею розраховується опір втрат. Для обчислення добротності котушки індуктивності розраховують активну потужність, що виділяється на опорі втрат:

$$P_a = 0,5r_L I_m^2. \quad (4.5)$$

З (4.4), (4.5) знаходимо добротність Q_L і згасання d котушки з втратами

$$Q_L = \omega L / r_L, \quad d_L = r_L / \omega L.$$

Варто підкреслити, що для котушок, що працюють на високих частотах, виконуються нерівності вигляду

$$Q_L \gg 1, \quad d_L \ll 1.$$

Звичайно втрати в котушках індуктивності істотно більші, ніж у високодобротних конденсаторах [40].

Таким чином, на основі фізичних моделей котушки індуктивності і конденсатора можна відзначити, що зсув по фазі між векторами струму і напруги в котушці індуктивності і конденсаторі визначаються однієї і тією ж причиною – інерційністю процесів зміни їхньої провідності. При цьому в котушці індуктивності такий зсув викликаний інерційністю по відношенню до зміни струму, а в конденсаторі – до зміни напруги.

Крім наявності втрат, індуктивність реальної котушки індуктивності в більшій або меншій мірі залежить від струму, що протікає через неї та від частоти. Тому на змінному струмі її доцільно характеризувати диференційною індуктивністю

$$L_{\sim} = \frac{d\varphi}{dI}. \quad (4.6)$$

Існує клас індуктивних елементів і їх схемотехнічних аналогів, у яких на вебер-амперній характеристиці існує ділянка (а, б), де $L_{\sim} < 0$ (рис. 4.2, а, б). Тобто вони володіють негативною диференційною індуктивністю $L^{(-)}$. Такі елементи отримали назву “L-негатрони”. Вони так само як і R-негатрони можуть мати вебер-амперну характеристику N- і S-типу.

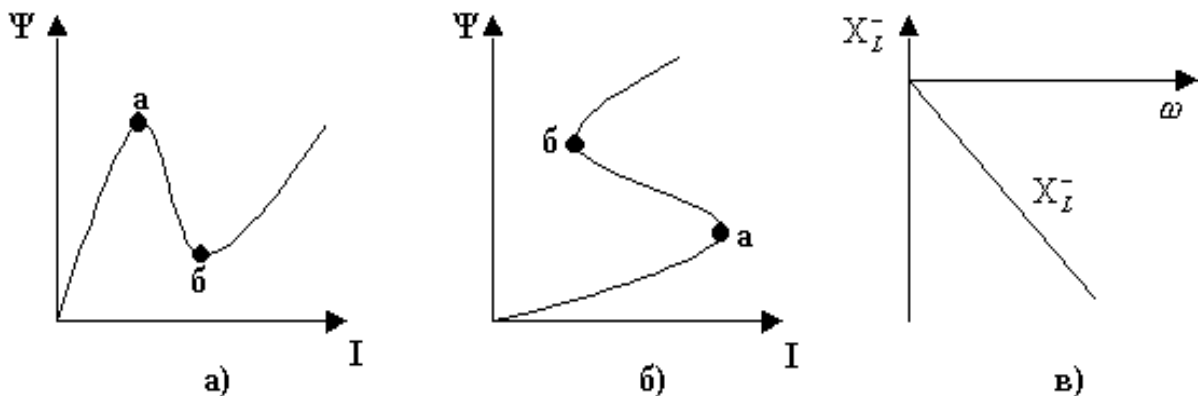


Рисунок 4.2 - Вебер-амперні характеристики N- (а) і S- (б) типу і частотна залежність реактивного опору L-негатрона

Реактивний опір такого негатрона також негативний $X_L^{(-)} = \omega L^{(-)} < 0$ і його модуль зростає із збільшенням частоти (рис. 4.2в).

Таким чином, для L-негатрона повинні виконуватися такі умови:

- для статичного L-негатрона:

$$L = \frac{d\psi}{di} < 0; \quad X_{L^{(-)}} = -\omega L < 0; \quad \frac{dX_{L^{(-)}}}{d\omega} < 0;$$

- для динамічного L-негатрона:

$$X_{L^{(-)}} = -\omega L < 0; \quad \frac{dX_{L^{(-)}}}{d\omega} < 0.$$

4.2 Енергетичні властивості L-негатронів

Вигляд вебер-амперної характеристики L-негатрона визначає його енергетичні властивості. Як видно з графіків (рис. 4.2), для L-негатрона N-типу поточкозчеплення ψ є однозначною функцією струму I , тобто L-негатрон N-типу варто віднести до елементів, що керуються струмом. Для L-негатрона S-типу, навпаки, струм I є однозначною функцією поточкозчеплення, тобто його варто віднести до елементів, керованих поточкозчепленням. Розглянемо, як впливає вигляд вебер-амперної характеристики L-негатрона на його енергетичні властивості.

Використовуючи кусочно-лінійну апроксимацію (рис. 4.3, а), вольт-амперну характеристику L-негатрона N-типу представимо в такій аналітичній формі [42]:

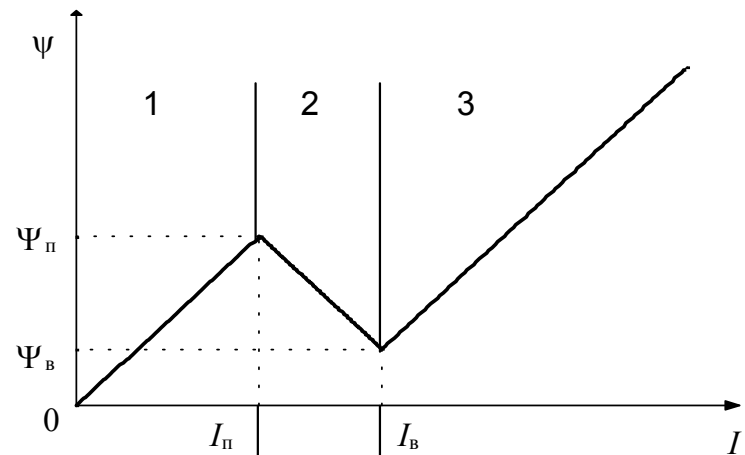
$$\psi(I) = \begin{cases} k_1 I, \text{ при } I < I_n; \\ -k_2 I + (k_2 I_n + \psi_n), \text{ при } I_n \leq I \leq I_6; \\ k_3 I - (k_3 I_6 - \psi_6), \text{ при } I > I_6, \end{cases} \quad (4.7)$$

де k_1 , k_2 і k_3 – модулі кутових коефіцієнтів прямих, що апроксимують вебер-амперну характеристику N-типу, відповідно на відрізках 1, 2, 3; ψ_n – пікове поточкозчеплення - значення поточкозчеплення в точці максимуму вебер-амперної характеристики N-типу; ψ_6 – поточкозчеплення западини - значення поточкозчеплення в точці мінімуму вебер-амперної характеристики N-типу; I_n – піковий струм - це значення струму, що відповідає піковому значенню поточкозчеплення ψ_n ; I_6 – струм западини - значення струму, що відповідає значенню поточкозчеплення западини ψ_6 .

Враховуючи те, що $L_{\sim} = \frac{d\psi}{dI}$, диференціюючи (4.7), одержимо:

$$L_{\sim} = \begin{cases} k_1, \text{ при } I < I_{\Pi}; \\ -k_2, \text{ при } I_{\Pi} < I < I_{\theta}; \\ k_3, \text{ при } I > I_{\theta}. \end{cases}$$

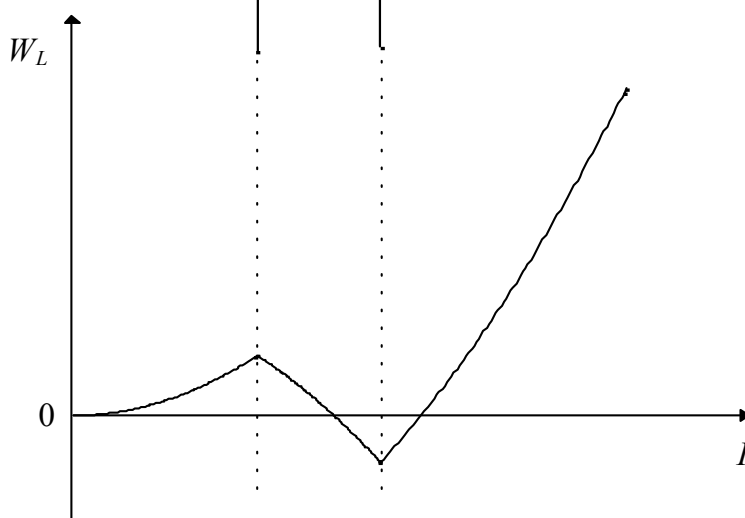
На основі отриманих виразів на рис. 4.3 представлена залежність диференційної індуктивності L-негатрона N-типу від струму. В інтервалі значень струму (I_n, I_{θ}) диференційна індуктивність негативна.



a)



б)



в)

Рисунок 4.3 - Апроксимація вебер-амперної характеристики (а), залежність диференційної індуктивності (б), і енергії (в) L-негатрона N-типу від струму I

Енергія індуктивності визначається за формулою [39]

$$W_L = \int_0^{\psi} i d\psi. \quad (4.8)$$

Проінтегрувавши (4.7) з врахуванням (4.8), отримаємо:

$$W_L = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} k_1 I^2, \text{ при } I < I_{II}; \\ -\frac{1}{2} k_2 I^2 + \frac{1}{2} I_{II}^2 (k_1 + k_2), \text{ при } I_{II} \leq I \leq I_B; \\ \frac{1}{2} k_3 I^2 - \frac{1}{2} I_{II}^2 (k_1 + k_2) - \frac{1}{2} I_B^2 (k_2 + k_3), \text{ при } I > I_B. \end{array} \right\}. \quad (4.9)$$

Виходячи з (4.9), залежність енергії L-негатрона N-типу від струму матиме вигляд, представлений на (рис. 4.3, в). Як видно з графіка, енергія L-негатрона N-типу в інтервалі значень струму (I_n , I_B) зменшується, і при виконанні умови $k_2(I_B^2 - I_n^2) > k_1 I_n^2$, може стати негативною. У цьому випадку L-негатрон доцільно розглядати, як активний елемент.

Вебер-амперна характеристика L-негатрона S-типу може бути апроксимована виразами (рис. 4.4):

$$I(\psi) = \left\{ \begin{array}{l} k_1 \psi, \text{ при } \psi < \psi_{II}; \\ -k_2 \psi + (k_2 \psi_{II} + I_{II}), \text{ при } \psi_{II} \leq \psi \leq \psi_B; \\ k_3 \psi - (k_3 \psi_B - I_B), \text{ при } \psi > \psi_B, \end{array} \right\}, \quad (4.10)$$

де k_1, k_2, k_3 – модулі кутових коефіцієнтів прямих, що апроксимують вебер-амперну характеристику L-негатрона S-типу на відрізках 1, 2, 3 відповідно; I_n – піковий струм - це струм у точці максимуму вебер-амперної характеристики S-типу; I_B – струм западини, це струм у точці мінімуму вебер-амперної характеристики S-типу; ψ_n – пікове значення потокозчеплення - це потокозчеплення, що відповідає піковому значенню струму I_n ; ψ_B – потокозчеплення западини - значення потокозчеплення, що відповідає струму западини I_B .

Враховуючи те, що $\frac{1}{L_{\sim}} = \frac{dI}{d\psi}$, після диференціювання (4.10), отримуємо:

$$\frac{1}{L_{\sim}} = \begin{cases} k_1, \text{при } \psi < \psi_{\Pi}; \\ -k_2, \text{при } \psi_{\Pi} < \psi < \psi_B; \\ k_3, \text{при } \psi > \psi_B. \end{cases} \quad (4.11)$$

Виходячи з (4.11), на рис. 4.4, б представлена залежність зворотної величини диференційної індуктивності L-негатрона S-типу від потокозчеплення. В інтервалі значень потокозчеплення (ψ_n, ψ_6) вона має негативне значення.

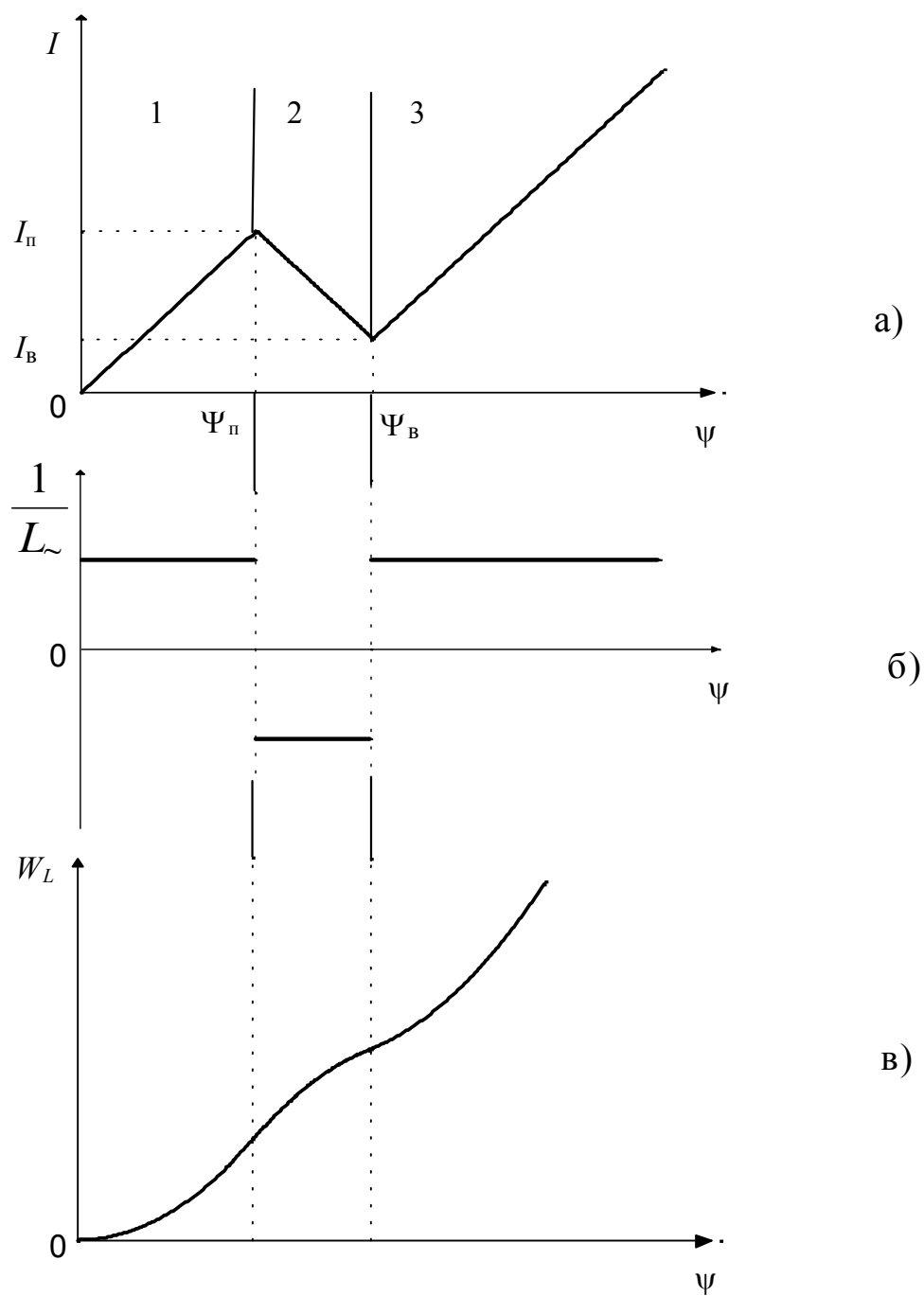


Рисунок 4.4 - Апроксимація вебер-амперної характеристики (а), залежність зворотної величини диференційної індуктивності (б) і енергії (в) L-негатрона S-типу від потокозчеплення Ψ

Проінтегрувавши (4.9), з врахуванням (4.8), отримаємо вираз для енергії L-негатрона S-типу:

$$W_L = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} k_1 \psi^2, \text{ при } \psi < \psi_{\Pi}; \\ -\frac{1}{2} k_2 \psi^2 - \frac{1}{2} k_2 \psi_{\Pi}^2 - \psi_{\Pi} I_{\Pi}, \text{ при } \psi_{\Pi} \leq \psi \leq \psi_B; \\ \frac{1}{2} k_3 \psi^2 - (k_3 \psi_B - I_B) \psi + \psi_B \left(\frac{1}{2} k_3 - I_B - \frac{1}{2} k_2 \psi_B + I_{\Pi} \right) + \\ + \psi_{\Pi} (\psi_B k_2 + \frac{1}{2} k_1 \psi_{\Pi} - \frac{1}{2} k_2 \psi_{\Pi} - I_{\Pi}), \text{ при } \psi > \psi_B. \end{array} \right\}.$$

З урахуванням геометричної інтерпретації знайденого інтегралу, графік якого представлений на рис. 4.4, в, впливає, що енергія L-негатрона S-типу залишається позитивною і збільшується у всьому діапазоні значень потокозчеплення, тобто він є пасивним елементом.

З приведенного вище аналізу можна зробити такі висновки:

а) енергія L-негатрона N-типу в робочій точці, що належить ділянці негативної диференційної індуктивності може бути як негативною, так і позитивною і залежить від параметрів вебер-амперної характеристики. У першому випадку L-негатрон N-типу є активним елементом, а в другому випадку – це пасивний елемент.

б) енергія L-негатрона S-типу в робочій точці, що належить ділянці негативної диференційної індуктивності завжди позитивна і його доцільно розглядати, як пасивний елемент.

4.3 Види годографів і допоміжні елементи Баркгаузена для L-негатронів

Аналіз енергетичних властивостей L-негатронів показав, що в залежності від вигляду вебер-амперної характеристики, вони можуть бути як активними, так і пасивними приладами. Відповідно до закону причинності, для L-негатрона S-типу, керованого напругою, струм (наслідок) відстає від напруги (причини). Оскільки напруга випереджає струм, то фазовий кут негативної індуктивності позитивний і дорівнює $+270^\circ$. Із зростанням частоти часовий зсув між напругою і струмом збільшується і годограф опору переміщається в четвертий квадрант (рис. 4.5, а). Така тенденція годографа може бути відтворена паралельним підключенням до негативної індуктивності допоміжного елемента у вигляді активного опору $+R$, з врахуванням

якого загальний імпеданс L-негатрона дорівнює $Z_{LS}^{(-)} = \frac{pL^{(-)}R}{R + pL^{(-)}}$. Залеж-

ність його від частоти при $\omega > 0$ на комплексній площині має вигляд півкола, при $\omega = 0$ вона виходить з початку координат і, зі зростанням частоти,

переміщується вздовж негативної уявної осі в четвертий квадрант, аналогічно годографу негативної індуктивності, що керується напругою.

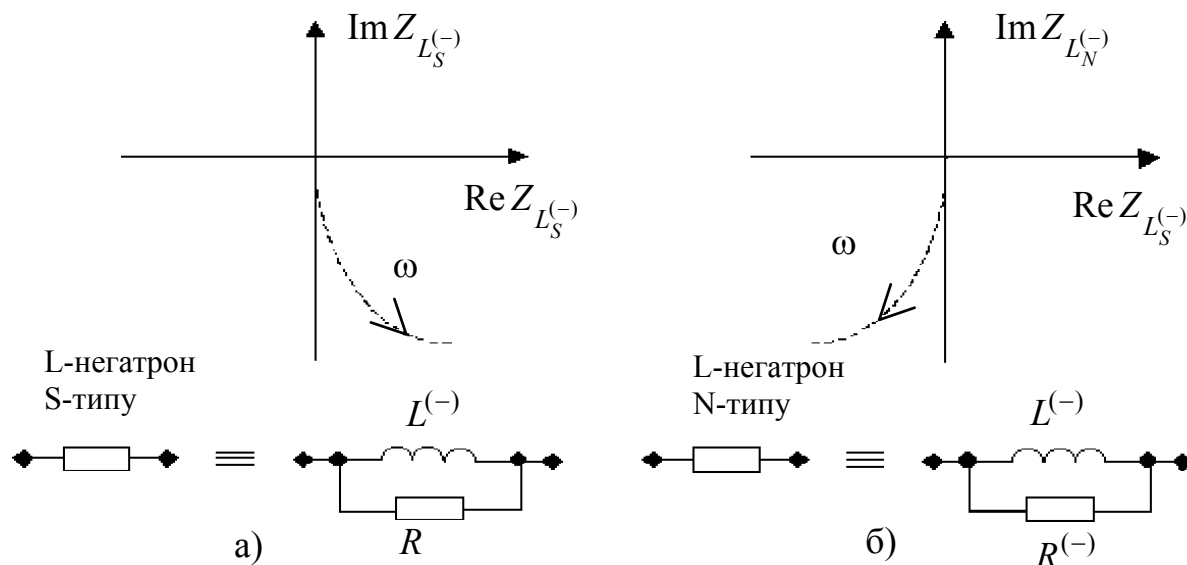


Рисунок 4.5 - Напрямок годографа і схема заміщення:

а) для L – негатрона S-типу; б) для L – негатрона N- типу

Для L-негатрона N-типу, керованого струмом, негативний зсув фаз між напругою і струмом дорівнює -90° і зростає зі збільшенням частоти. У результаті на комплексній площині годограф повного опору L-негатрона S-типу переміщується, як показано на рис. 4.5, б, у третій квадрант комплексної площини. Таку ж тенденцію має годограф негативної індуктивності, доповненої негативним активним паралельним опором ($-R$) (рис. 4.5, б).

Годограф повного опору такого кола $Z_{LN}^{(-)} = \frac{pL^{(-)}R^{(-)}}{R^{(-)} + pL^{(-)}}$ при позитивних частотах має вигляд півкола, що при $\omega = 0$ виходить з початку координат і, зі збільшенням частоти, проходить уздовж осі $(-j\omega)$, при цьому вона містить негативну дійсну складову.

Таким чином, L-негатрони S-типу керуються напругою, і є пасивними приладами, їхня узагальнена еквівалентна схема представляє собою паралельне з'єднання негативної індуктивності і позитивного активного опору. L-негатрони N-типу керуються струмом, є активними приладами, і їхня узагальнена еквівалентна схема представляє собою паралельне з'єднання негативної індуктивності і негативного активного опору.

4.4 Стійкість електричної схеми з L-негатронами

Наявність негативної індуктивності у L-негатронів ставить задачу визначення умов стійкості електронних схем на їх основі.

Задача вивчення стійкості L-негатрона без наявності інших додаткових елементів кола позбавлена будь-якого сенсу. Проблема стійкості виникає тільки тоді, коли L-негатрон працює разом із зовнішнім колом. У цьому випадку необхідно з'ясувати при яких опорах навантаження коло з L-негатроном залишається стійким.

Аналіз стійкості кола, що містить L-негатрон, проведемо шляхом визначення коренів характеристичного рівняння кола.

4.4.1 Стійкість електричного кола з L-негатроном N-типу

Для аналізу стійкості L-негатронів N-типу в схемах скористаємося їхньою дуальною аналогією з C-негатронами N-типу. Еквівалентна схема навантаженого L-негатрона N-типу приведена на рис. 4.6. Вона отримана шляхом дуального перетворення еквівалентної схеми навантаженого C-негатрона N-типу, зображеної на рис. 3.6. Рівняння, що описує цю схему, буде дуальним до рівняння 3.14. Його можна отримати з 3.14, зробивши за правилами дуального переходу таку заміну змінних і коефіцієнтів при них [43]:

$$u \rightarrow i, \quad R^{(-)} \rightarrow \frac{1}{R^{(-)}}, \quad R \rightarrow \frac{1}{R},$$

$$C_n \rightarrow L_n, \quad C^{(-)} \rightarrow L^{(-)}, \quad L \rightarrow C.$$

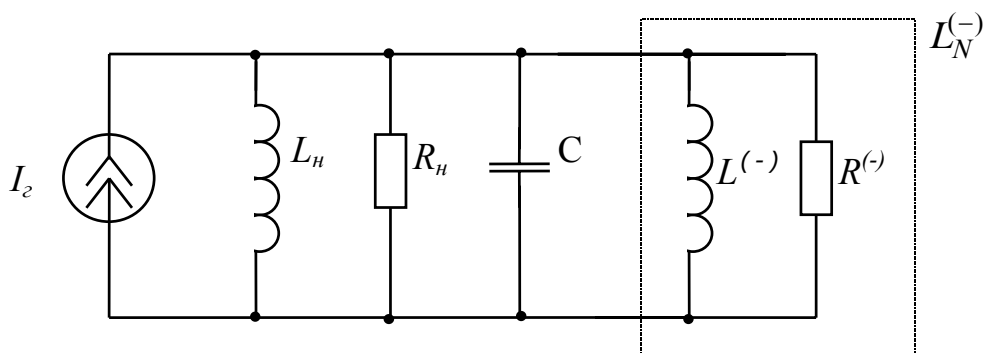


Рисунок 4.6 - Еквівалентна схема навантаженого L-негатрона N-типу. R_n - загальний активний опір навантаження з врахуванням внутрішнього опору джерела живлення; L_n - індуктивність навантаження; C - сумарна ємність навантаження і L-негатрона; $L^{(-)}$ - негативна диференціальна індуктивність L-негатрона; $R^{(-)}$ - негативний диференціальний активний опір L-негатрона N-типу

Розв'язувати дане рівняння будемо знаходити вважаючи, що $L^{(-)}$ і $R^{(-)}$ являються лінійними елементами, що є справедливим для малого сигналу.

Характеристичне рівняння (3.19) не зміниться, однак його коефіцієнти σ і p , звичайно, будуть дуальними до попередніх та описуються виразами (3.20) і (3.21), тобто

$$\sigma = \frac{R_n + R^{(-)}}{CR_n R^{(-)}}, \quad (4.12)$$

$$p = \frac{L_n + L^{(-)}}{CL_n L^{(-)}}. \quad (4.13)$$

Вирішення рівняння будемо шукати у вигляді:

$$i_L = Ae^{\lambda_1 t} + Be^{\lambda_2 t} + I_r, \quad (4.14)$$

де

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\sigma}{2} \pm \sqrt{\frac{\sigma^2}{4} - p}. \quad (4.15)$$

Граничні умови (3.26) - (3.27), при яких доданки характеристичного рівняння (3.19) і підкореневий вираз (3.22) перетворюються в нуль, пишуться у такому вигляді:

$$1) \quad p = \frac{L_n + L^{(-)}}{CL_n L^{(-)}} = 0, \quad (4.16)$$

якщо $L_n = -L^{(-)}$.

$$2) \quad \sigma = \frac{R_n + R^{(-)}}{CR_n R^{(-)}} = 0, \quad (4.17)$$

якщо $R_n = -R^{(-)}$.

$$3) \quad \frac{\sigma^2}{4} - p = 0, \quad (4.18)$$

$$\text{якщо} \quad L_n = \frac{4C}{\left(\frac{1}{R_n} + \frac{1}{R^{(-)}}\right)^2 - 4C/L^{(-)}}.$$

5 Про дуальність кіл з RLC-негатронами

Для вивчення, розрахунку і синтезу складних електричних схем використовується принцип дуальності. Його перевага полягає в тому, що коли вивчені властивості будь-якої схеми, тоді однозначно можна судити про властивості дуальної їй схеми. Це ж відноситься і до дуальних електронних приладів.

Для схем з позитивними RLC-компонентами принцип дуальності розглянутий у теоретичній електротехніці [39]. Частково принцип дуальності для R-негатронів обґрунтований у [19]. Проведемо дослідження принципу дуальності стосовно електричних кіл з RLC-негатронами [43].

Під умовою дуальності розуміють таку відповідність елементів (схем), при якій закон застосування контурних струмів в одному елементі (схемі) аналогічний закону зміни вузлових потенціалів в іншому елементі (схемі). При послідовному з'єднанні елементів електричного кола напруги додаються, а при паралельному з'єднанні додаються струми. Тому послідовному з'єднанню елементів відповідає паралельне з'єднання їхніх аналогів, а паралельному з'єднанню елементів — послідовне з'єднання їх аналогів. Враховуючи те, що RLC-негатрони розрізняють за видом керування, для отримання однозначних результатів вони потребують різних джерел живлення.

Розглянемо дві схеми з RLC-негатронами. Схема на рис. 5.1, *а* складається з джерела напруги $\dot{U}$ і послідовно включених з ним активного негативного опору, керованого напругою $R_{\dot{U}}^{(-)}$, негативної індуктивності, керованої напругою $L_{\dot{U}}^{(-)}$, і негативної ємності, керованої напругою $C_{\dot{U}}^{(-)}$.

Схема на рис. 5.1, *б* складається з джерела струму $\dot{I}$ і трьох паралельних кіл. Перше коло містить негативну активну провідність, керовану струмом $G_{\dot{I}}^{(-)}$, друге — негативну ємність, керовану струмом $C_{\dot{I}}^{(-)}$, третє негативну індуктивність, керовану струмом $L_{\dot{I}}^{(-)}$. Для того, щоб показати, якого роду відповідність має місце в дуальних колах, складемо для схеми рис. 5.1 *а* рівняння за методом контурних струмів

$$\dot{I} \left(R_{\dot{U}}^{(-)} + j\omega L_{\dot{U}}^{(-)} + \frac{1}{j\omega C_{\dot{U}}^{(-)}} \right) = \dot{U}, \quad (5.1)$$

а для схеми на рис. 5.1, *б* — за методом вузлових потенціалів, позначивши потенціал точки (а) через $\phi_{\dot{a}}$

$$\phi_{\dot{a}} \left(G_{\dot{I}}^{(-)} + j\omega C_{\dot{I}}^{(-)} + \frac{1}{j\omega L_{\dot{I}}^{(-)}} \right) = \dot{I}. \quad (5.2)$$

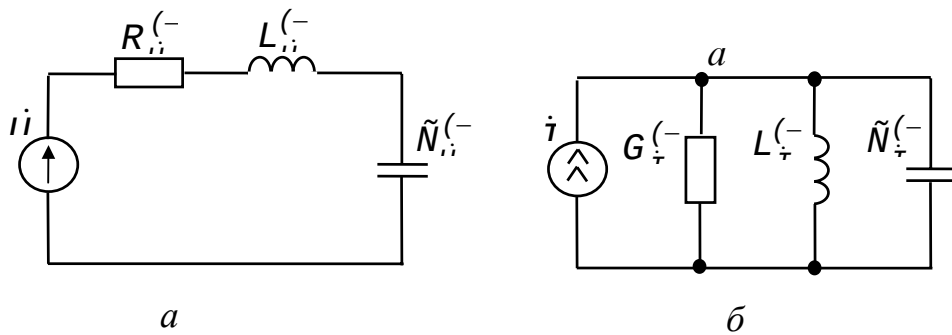


Рисунок 5.1 - Електричні схеми кіл з послідовним (а) і паралельним (б) з'єднанням RLC-негатронів

Якщо параметри схеми рис. 5.1, б ($G_I^{(-)}, C_I^{(-)}, L_I^{(-)}$) узгодити з параметрами схеми рис 5.1, а ($R_U^{(-)}, L_U^{(-)}, C_U^{(-)}$) таким чином, що

$$\frac{R_U^{(-)}}{G_I^{(-)}} = \frac{L_U^{(-)}}{C_I^{(-)}} = \frac{L_I^{(-)}}{C_U^{(-)}} = K, \quad (5.3)$$

де K - деяке довільне число, Ом^2 , тоді можна записати рівняння

$$G_I^{(-)} + j\omega C_I^{(-)} + \frac{1}{j\omega L_I^{(-)}} = \frac{1}{\dot{E}} \left(R_U^{(-)} + j\omega L_U^{(-)} + \frac{1}{j\omega C_U^{(-)}} \right). \quad (5.4)$$

З врахуванням рівності (5.4) перепишемо рівняння (5.2) таким чином:

$$\dot{\phi}_a \left(R_U^{(-)} + j\omega L_U^{(-)} + \frac{1}{j\omega C_U^{(-)}} \right) = K \dot{I}. \quad (5.5)$$

Зіставивши рівняння (5.1) і (5.5) робимо висновок, що якщо струм $\dot{I}$ джерела струму в схемі рис. 5.1, б змінюється з тією же кутовою частотою, що і напруга $\dot{U}$ в схемі рис. 5.1, а і чисельно дорівнює $\dot{U}$, а параметри обох схем узгоджені відповідно до рівняння (5.3), то при $K=1 \text{ Ом}^2$ закон зміни в часі потенціалу $\dot{\phi}_a$ в схемі рис. 5.1, б збігатиметься із законом зміни в часі струму $\dot{I}$ в схемі рис. 5.1, а.

Якщо властивості будь-якої схеми вивчені, то вони цілком можуть бути перенесені на дуальну їй схему.

Між опором $Z_{\text{вих}}$ вихідного двополюсника і провідністю $Y_{\text{дуал}}$ дуального йому двополюсника існує співвідношення $Z_{\text{вих}} = Y_{\text{дуал}}$.

З формули (5.4) отримуємо співвідношення між частотною характеристикою чисто реактивного вихідного двополюсника $X_{\text{вих}}(\omega)$ і частот-

ною характеристикою дуального йому теж чисто реактивного двополюсника $b_{\text{дуал}}(\omega)$. Дійсно, тому що $Z_{\text{исх}} = j X_{\text{вих}}(\omega)$, а $Y_{\text{дуал}} = -j b_{\text{дуал}}(\omega)$, то $X_{\text{вих}}(\omega) = \text{до } b_{\text{дуал}}(\omega)$, тобто частотна характеристика дуального двополюсника впливає з частотної характеристики вихідного шляхом перекидання її щодо осі ω і розподілу на масштабний множник K .

Кожному елементу вихідної схеми відповідає свій елемент еквівалентної дуальної схеми:

$$R_{\dot{U}}^{(-)} \Rightarrow G_{\dot{I}}^{(-)},$$

$$G_{\dot{I}}^{(-)} \Rightarrow R_{\dot{U}}^{(-)},$$

$$C_{\dot{U}}^{(-)} \Rightarrow L_{\dot{I}}^{(-)},$$

$$L_{\dot{I}}^{(-)} \Rightarrow C_{\dot{U}}^{(-)},$$

$$L_{\dot{U}}^{(-)} \Rightarrow C_{\dot{I}}^{(-)},$$

$$C_{\dot{I}}^{(-)} \Rightarrow L_{\dot{U}}^{(-)}.$$

Принцип дуальності, покладений в основу доведення дуальності приладів подібно до їх вольт-амперних характеристик і на цій основі дуальності еквівалентних схем цих приладів [19]. Відповідно до цього принципу:

а) якщо вольт-амперні характеристики двох приладів мають подібну форму й один з них керується напругою, а другий струмом, то такі прилади називають дуальними;

б) якщо прилади дуальні, то дуальними являються і їхні еквівалентні схеми.

Ці правила справедливі для RLC-негатронів. Дійсно, якщо порівняти вольт-амперні характеристики R-негатронів керованих напругою (рис.2.1, в) і струмом (рис. 2.1, з), видно, що вони дуальні і дуальні їхні узагальнені схеми. Порівнюючи статичні характеристики (рис. 3.2, рис. 4.2) і узагальнені еквівалентні схеми (рис. 3.5, рис. 4.5) LC-негатронів можна зробити висновок, що C-негатрон N-типу дуальний по відношенню до L-негатрона N-типу, а C-негатрон S-типу дуальний до L-негатрона S-типу.

Принцип дуальності не має частотних обмежень, тому його можна застосовувати і для більш складних високочастотних еквівалентних схем RLC-негатронів, тобто якщо відома високочастотна еквівалентна схема негатрона, то шляхом дуального перетворення можна побудувати еквівалентну схему дуального негатрона.

Принцип дуальності поширюється і на дуальність зв'язків у дуальних схемах [44]. Якщо деяка схема містить зворотний зв'язок, то дуальна їй схема містить дуальний зворотний зв'язок тієї ж глибини, тобто якщо схема має зворотний зв'язок за струмом, то дуальна їй схема має зворотний зв'язок за напругою тієї ж глибини. Теорема залишається справедливою і для дуальних приладів, що мають внутрішній зворотний зв'язок. Так, якщо R-негатрон S-типу має внутрішній зворотний зв'язок за струмом, то дуальний йому R-негатрон N-типу повинен мати внутрішній зворотний зв'язок за напругою.

Враховуючи те, що принцип дуальності не має частотних обмежень, він буде справедливий і для динамічних негатронів, у яких негативний диференційний опір спостерігається тільки в обмеженому частотному діапазоні на частотах $\omega > 0$. Він буде справедливим і для багатоелектродних негатронів. Наприклад, якщо повний опір між емітером і колектором транзистора при індуктивному навантаженні між базою і колектором володіє негативним диференційним опором з індуктивною реактивною складовою, то повний опір між його базою і колектором, при ємнісному навантаженні між емітером і колектором, володіє негативною диференційною провідністю з ємнісною реактивною складовою. При цьому частотна залежність повного опору між емітером і колектором подібна до частотної залежності повної провідності між базою і колектором.

Таким чином, провівши дослідження імпедансу на виході чотириполюсника в режимі його потенційної нестійкості, можна прогнозувати частотні залежності імпедансу на його вході і, навпаки.

6 Умови появи негативного диференційного опору на клеммах електронного приладу

Необхідною умовою появи негативного диференційного опору на клеммах електронного приладу є наявність у ньому позитивного зворотного зв'язку за струмом або напругою. Зворотний зв'язок може бути внутрішнім, зовнішнім і змішаним (рис.6.1). Враховуючи те, що в створенні зворотного зв'язку можуть брати участь різні фізичні механізми і схемотехнічні рішення, він може бути одночасно на постійному і змінному струмі. Причому тут можливі комбінації, коли зворотний зв'язок буде позитивним на змінному струмі і негативним на постійному струмі, і навпаки.

У статичних R-негатронах обов'язкова наявність позитивного зворотного зв'язку на постійному струмі, а в динамічних R-негатронах — наявність позитивного зворотного зв'язку на змінному струмі.

Представивши повний опір R-негатрона у вигляді

$$\dot{Z}^{(-)} = Z^{(-)} e^{j\varphi(\omega)} = Z^{(-)} \cos\varphi(\omega) + jZ^{(-)} \sin\varphi(\omega) = R^{(-)} + jX,$$

де $\varphi(\omega)$ – кут повороту вектора повного опору $\dot{Z}^{(-)}$ R-негатрона на комплексній площині опорів (рис. 6.2) $Z^{(-)}$ – модуль повного опору $\dot{Z}^{(-)}$.

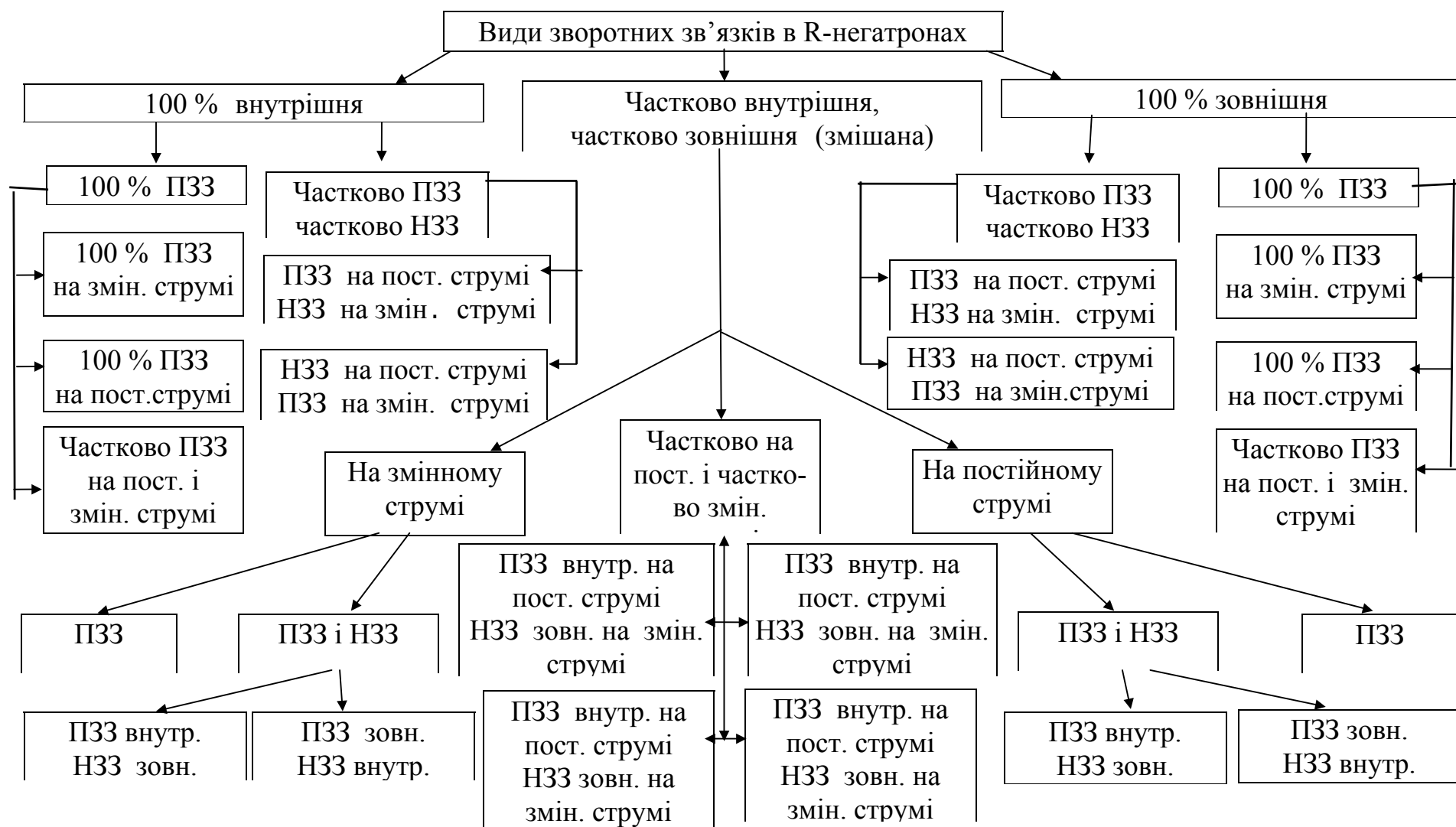


Рисунок 6.1 - Види зворотних зв'язків у R-негатронах. ПЗЗ - позитивний зворотний зв'язок;

НЗЗ - негативний зворотний зв'язок

Можна сформулювати фазові умови появи негативного диференційного опору у вигляді:

$$R^{(-)} < 0, \text{ якщо } 3\pi/2 > \varphi(\omega) > \pi/2.$$

Його реалізація можлива різними технічними вирішеннями:

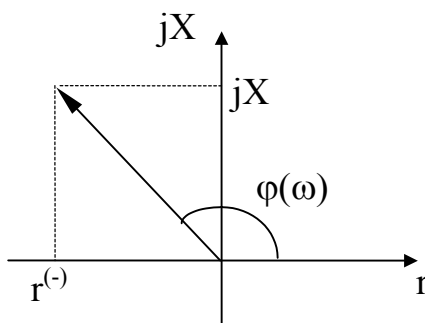


Рисунок 6.2 - Представлення вектора негативного опору на комплексній площині (r, j)

1) Необхідний кут зсуву фаз $\varphi(\omega)$ між струмом і напругою на клеммах R-негатрона може створюватися тільки за рахунок зовнішнього позитивного зворотного зв'язку за струмом або напругою, як, наприклад, у транзисторному чи ламповому підсилювачі і генераторі з динамічним негативним опором на сімействі вольт-амперних характеристик (рис. 6.3). Ці ж умови реалізуються при створенні різних схмотехнічних аналогів негатронів [3].

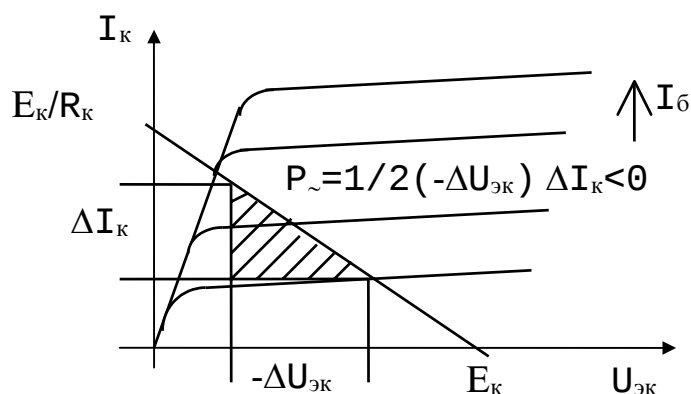


Рисунок 6.3 - Динамічна ВАХ транзисторного підсилювача

2) Необхідне значення $\varphi(\omega)$ може створюватися в R-негатроні за рахунок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку за струмом або за напругою. Причому, коли необхідне значення $\varphi(\omega)$ створюється на деякій

частоті $\omega \neq 0$, такі R-негатрони мають тільки динамічний негативний опір (клістри, магнетрони, лавинно-пролітні діоди та ін.). Якщо фазовий зсув реалізувати таким чином $3\pi/2 > \varphi(\omega) > \pi/2$ при $\omega = 0$, то R-негатрони мають ділянку негативного опору на статичній вольт-амперній характеристиці (тунельні діоди, динистори, N-транзистори та ін.) [10, 19].

3) Необхідні значення $\varphi(\omega)$ можуть бути отримані за рахунок двох складових $\varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega)$, де $\varphi_1(\omega)$ – фазовий кут, що створюється за рахунок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку в самому приладі, а $\varphi_2(\omega)$ – за рахунок зовнішнього зворотного зв'язку, що є характерним для комбінованих R-негатронів [3].

Контрольні питання

1. Які негатрони мають більш широкі функціональні можливості – двоелектродні чи багатоелектродні?
2. Який вид зворотного зв'язку проявляється в R-негатронах N- та S- типу?
3. Який характер реактивності мають негатрони N- та S- типу і чому?
4. Як визначається оптимальне значення негативного опору та негативної провідності R-негатрона?
5. Який вигляд мають види годографів R-негатронів різновидних типів і чому?
6. В яких режимах можуть працювати електричні схеми з R-негатронами?
7. Поясніть, чим статичні негатрони відрізняються від динамічних?
8. Які LC- негатрони являються активними, а які пасивними?
9. В яких режимах можуть працювати електричні схеми з C-негатронами?
10. В яких режимах можуть працювати електричні схеми з L-негатронами?
11. Чи розповсюджується принцип дуальності на електричні кола, які містять негатрони? У чому полягає цей принцип?
12. Які види зворотних зв'язків використовуються в R-негатронах?
13. Чим відрізняються схемотехнічні аналоги негатронів від напівпровідникових негатронів?
14. Чи можливо по вигляду ВАХ негатрона визначити вид зворотного зв'язку та побудувати його еквівалентну схему? Покажіть на прикладі тунельного діода та динистора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Филинчук Н.А. Перспективы развития динамической негатроники // “Приборы с отрицательным сопротивлением”. Тез. докладов всесоюзного научно-технического семинара. - М.: ВДНХ, 1985. – С. 6-7.
2. Филинчук Н.А. Негатроника – достижения и перспективы // Материалы всесоюзной научно-технической конференции “Приборы с отрицательным сопротивлением и интегральные преобразователи на их основе”. – Баку, 15-17 октября, 1991. – С. 11-17.
3. Серьезнов А.Н., Степанова Л.Н., Филинчук Н.А. и др. Негатроника. – Новосибирск: Наука. Сибирская издательская фирма РАН, 1995. – 315 с.
4. Бенинг Ф. Отрицательные сопротивления в электронных схемах. – М.: Сов.радио, 1975. – 288 с.
5. Duddel W.: Electrician, 1900. - № 46. P. 219 - 310.
6. Купцов Н.А. Электрические явления в газах и вакууме. – М.: Гос. издательство технико-теоретической литературы, 1950.
7. Лосев О.В. Детектор- генератор. Заметка. Лабораторная беседа №36 9 марта 1922 г. с демонстрациями , присутствовало 93 слушателя // Телефония и телеграфия без проводов. – 1922. - №13. – 348 с.
8. Лосев О.В. Детектор генератор и детектор усилитель // Телефония и телеграфия без проводов. – 1922. - № 14. - С. 374-386.
9. Биберман Л.И. Широкодиапазонные генераторы на негатронах. – М.: Радио и связь, 1982. – 89 с.
10. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. Т.2. Электровakuумные приборы СВЧ. Под ред. Н.Д. Девяткова. М.: Высшая школа, 1972.
11. Shockle W. Negative resistance arising from transit time in semiconducting diodes.-Bell System tech.J.,1954. - V.33. - P.799-826.
12. Gunn J.B. Microwave oscillations of current in III-V semiconductors.-Solid state commun., 1963. - N1. - P.88-91.
13. Esaki L. New phenomenon in narrow germanium p-n junctions.-Physical Review, 1958. - V. 109, N2. - P. 603-604.
14. Read W.T. A proposed high frequency negative resistance diode. - Bell system tech. J., 1958. - N 37. - 401 p.
15. Тагер А.С., Мельников А.И., Цебков А.М., Кобельников Г.П. Явление генерации радиоволн полупроводниковым диодом. Диплом на открытие №24, приоритет от 27.10.1959, зарегистр. 17.03.1964.
16. Johnston R.L., De Loach B.C., Cohen B.G. A silicon diode microwave oscillator. - Bell System Tech. J., 1965. - N4. - P. 569 - 372.
17. Prager H.J., Chang K.K.N., Weisbrods. - Microwave oscillator. proc. IEEE, 1967. - N 55. – 586 p.
18. Coleman D.I., Sze S.M. A low-noise metal-semiconductor-metal (MSM) microwave oscillator.-Bell System Tech.3.,1971. - V.50. - P.1695-1699.

19. Гаряинов С.А., Абергауз И.Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. – М.: Энергия, 1970.
20. Kyroyanagi N., Watanabe M. High speed pulse Current using Punch-through Avalanche Transistors.-*Rew. of the Electrical Commun. Lab.*, 1966. - V.14, N 1-2. – 97 p.
21. Дьяконов В.П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах. – М.: Сов. радио, 1973. – 208 с.
22. Dill H. Inductive semiconductor elements and their application in bandpass amplifiers. - *RE Transactions on military electronics*. 1961. - V. MIL-5, N3. - P. 239-250.
23. Коломиец Б.Т., Лебедев Э.В., Таксими И.А. Основные параметры переключателей на основе халькогенидных стеклообразных полупроводников // *ФТП*. – 1965. - №5. – С. 731-735.
24. Касимов Ф.Д., Агаев Ф.Г., Филинюк Н.А. Физико-технические особенности проектирования кремниевых микроэлектронных преобразователей на основе негатронов / Под ред. доктора физико-математических наук, профессора Ф.Д.Касимова. – Баку, 1999. – 234 с.
25. Jamaguchi J. On the inductive reactance and negative resistance the transistor. - *Journal Physical Society of Japan*, 1956. - V.11. - P. 717-718.
26. Adams D.K., Ho R.Y.C. Filtering, frequency multiplexing and other microwave application with inverted-common-collector transistor circuits. - *Internat. microwave simp.*, Dallas, may 1969. - P. 14-20.
27. Филинюк Н.А. Активные СВЧ фильтры на транзисторах. – М.: Радио и связь, 1987. – 112 с.
28. Стедлэр Х. Использование транзистора для получения аналога стабилитрона с нулевым динамическим сопротивлением // *Электроника (США)*. – 1969. - №7. – С. 30-31.
29. Арефьев А.А., Басканов Е.Н., Степанова Л.Н. Радиотехнические устройства на транзисторных эквивалентах р-п-р-п-структуры. – М.: Радио и связь, 1982. – 104 с.
30. Негоденко О.В., Липко С.И., Мирошниченко С.П. Каскадные аналоги негатронов // *Полупроводниковая электроника в технике связи*. Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Радио и связь, 1986. – Вып.26. – С. 29-33.
31. Виноградов Ю.В. Основы электронной и полупроводниковой техники. – М.: Энергия, 1972. – 536 с.
32. Hyde Z. *J. of Electronics*, 1955. - V.6, N3. – 301 p.
33. Шехавцев Н.А., Прохоров Э.Л. Известия вузов, “Радиотехника”. – 1962. Т.5, №1. – 126 с.
34. Dill H. *IRE Trans.*, 1960, V.8, N3. – 239 p.
35. Стаднев В.М. и др. // *Радиотехника и электроника*. – 1962. – Т.7, №8. – 1404 с.

36. Barkhausen H. Warum Kehren sich für den Lichtbogen gultigen Stabilitats - bedingungen bei Elektronenrohren um Physik. Zeitschrift. - 1926. N27. - P. 43-46.
37. Куликовский А.А. Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами новых типов.— М.:Госэнергоиздат.—1962.— 192с.
38. Воронов А.А., Титов В.К., Новогранов Б.Н. Основы теории автоматического регулирования и управления. Учеб. пособие для вузов. — М.: Высш. школа, 1977. — 519 с.
39. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Изд. 6-е, перераб. и доп. Учебник для студентов энергетических и электротехнических вузов. — М.: Высш.школа, 1973. — 752 с.
40. Калашников А.М., Степчук Я.В.Колебательные системы. — М.: Военное издательство министерства обороны СССР, 1972. — 376 с.
41. Філінюк М.А., Лазарєв О.О. Дослідження енергетичних властивостей нелінійної ємності // Вісник ВПІ. — 2000. - №4. — С. 94-97.
42. Філінюк М.А., Лазарєв О.О. Дослідження енергетичних властивостей нелінійної індуктивності // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. — 1999. - №2. — С. 44-46.
43. Філінюк М.А., Анфілов Р.А. Аналіз принципу дуальності у застосуванні до RLC- негатронів // Вісник ВПІ. — 2000. - №1. — С. 91-94.
44. Ризкин А.А .Основы теории усилительных схем. М.: Сов.радио, 1954.
45. Гаряинов С.А. Перспективы использования полупроводниковых приборов и устройств с отрицательным сопротивлением в интегральных схемах // Сборник статей “Полупроводниковая электроника в технике электросвязи”. Под ред. И.Ф.Николаевского, 1986. — Вып.26. — С. 4-15.
46. Филинюк Н.А. Краткий исторический обзор развития научного направления “Негатроника” // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. — 1999. - №3. — С. 38-43.

Навчальне видання

Микола Антонович Філінюк

Теоретичні основи негатроніки

Навчальний посібник

Оригінал-макет підготовлено автором

Редактор О.Д. Скалоцька

Навчально-методичний відділ ВДТУ
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ

Підписано до друку
Формат 29,7х42¹/₄

Гарнітура Times New Roman
Папір офсетний

Друк різнографічний
Тираж 75 прим.
Зам. №

Ум. друк. арк.

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі
Вінницького державного технічного університету
Свідоцтво Держкомінформу України
серія ДК № 746 від 25.12.2001
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95, ВДТУ