

ЗАПОРІЗЬКА ДЕРЖАВНА ІНЖЕНЕРНА АКАДЕМІЯ

На правах рукопису

Василенко Ольга Валентинівна

УДК 621.314.632+658.512.011.56

**МАКРОМОДЕЛІ НА ОСНОВІ В-ЕЛЕМЕНТІВ
ДЛЯ АВТОМАТИЗОВАНОГО СХЕМОТЕХНІЧНОГО ПРОЕКТУВАННЯ
ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ**

05.09.12 - Напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Науковий керівник

Переверзєв А.В., д.т.н., професор

Запоріжжя - 2002

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ЕСАD	–	автоматизоване схемотехнічне проектування;
БМП	–	бібліотека моделей і параметрів;
ГММ	–	гібридні макромоделі;
ДМОНТ	–	вертикальний МОН-транзистор із подвійною дифузією;
ІЗ	–	інформаційне забезпечення ЕСАD;
ІР	–	імпульсні регулятори напруги;
ІСМ	–	інтелектуальні силові модулі;
МЗ	–	математичне забезпечення ЕСАD;
ММ	–	математична модель або макромодель;
ММВП	–	модифікований метод вузлових потенціалів;
ММС	–	математична модель схеми;
НЗЗ	–	негативний зворотний зв'язок;
ПЗ	–	програмне забезпечення ЕСАD;
ППЗ	–	прикладне програмне забезпечення;
ПТКП	–	польовий транзистор із керуючим р-п переходом;
САР	–	система автоматичного регулювання;
СІТ	–	статичний індукційний транзистор;
ФІСП	–	функціонально-інтегровані силові прилади;
ФСР	–	фундаментальна система рівнянь напівпровідника;
ЕСАD	–	Electronic Computer Aided Design (програми автоматизованого схемотехнічного проектування)
IGBT	–	біполярний транзистор із ізольованим затвором;
IGCT	–	інтегрований із драйвером GCT;
GCT	–	замикаємий по затвору потужний тиристор;
GTO	–	замикаємий тиристор.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1. ВИЗНАЧЕННЯ ПРОБЛЕМ В ЕСАД ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ ДОСЛІДЖЕННЯ	14
1.1. Проблеми моделювання приладів із біполярним керуванням в ЕСАД	15
1.1.1. Моделювання потужного біполярного транзистора.....	15
1.1.2. Моделювання тиристора	19
1.1.3. Моделювання тиристора, що замикається.....	21
1.1.4. Моделювання GCT та IGCT	23
1.2. Проблеми моделювання в ЕСАД приладів із польовим управлінням	24
1.2.1. Моделювання тиристорів із польовим управлінням	24
1.2.2. Моделювання польових транзисторів.....	25
1.2.3. Моделювання біполярного транзистора з ізольованим затвором.....	30
1.2.4. Моделювання транзистора зі статичною індукцією.....	33
1.3. Проблеми в автоматизованому схемотехнічному проектуванні пристроїв силової електроніки та постановка задач дослідження.....	35
1.3.1. Особливості моделювання пристроїв мішаного типу в ЕСАД	36
Задачі дослідження	39
2. РОЗРОБКА МЕТОДИК ФОРМУВАННЯ Й ПЕРЕВІРКИ ГІБРИДНИХ МАКРОМОДЕЛЕЙ ЕЛЕМЕНТІВ ЕЛЕКТРОНІКИ	40
2.1. Класифікація макромоделей для ЕСАД.....	40
2.2. Технологія побудови ГММ інструментальними засобами програм АСхП	42
2.2.1. Побудова текстово-графічних макромоделей на основі функціональних дже- рел	42
2.2.2. Створення текстових макромоделей на базі нелінійних функцій.....	44
2.3. Визначення узагальненої структури гібридних макромоделей.....	44

2.4. Дослідження принципів зворотного зв'язку в елементах силової електроніки для побудови гібридних макромоделей.....	45
2.4.1. Ефект Міллера в приладах із польовим керуванням.....	46
2.4.2. Зворотний зв'язок в біполярних приладах.....	50
2.4.3. Особливості побудови блоків ЗЗ в макромоделях біполярно-польових приладів.....	57
2.5. Методика створення гібридних макромоделей елементів електроніки.....	58
2.6. Методика оптимізації гібридних макромоделей за критерієм економічності.....	59
2.6.1. Модифікація методу Харрінгтона для оптимізації макромоделей.....	62
2.6.2. Рекомендації для підвищення ефективності автоматизованого проектування.....	66
2.7. Методи перевірки адекватності макромоделей.....	67
2.7.1. Перевірка адекватності макромоделей за допомогою фізико-топологічних моделей.....	67
2.7.2. Перевірка адекватності багатовимірним моделюванням та експериментально.....	68
2.7.3. Додаткові методи перевірки адекватності макромоделей.....	71
Висновки по другому розділу.....	72
3. РОЗРОБКА МАКРОМОДЕЛЕЙ БІПОЛЯРНИХ ЕЛЕМЕНТІВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ДЛЯ EСAD.....	73
3.1. Гібридна макромодель потужного БТ.....	73
3.2. Розробка макромоделі тиристора.....	77
3.2.1. Двохтранзисторна макромодель потужного тиристора для МАЕС-П.....	77
3.2.2. Економічна гібридна макромодель тиристора.....	78
3.3. Макромодель GTO.....	81
3.3.1. Проблеми моделювання GTO.....	81
3.3.2. Аналіз функціонування GTO.....	82
3.3.3. Гібридна макромодель GTO.....	85

3.3.4 Спрощена макромодель GTO.....	90
3.3.5 Макромодель GTO для оцінки початкової схемної надійності.....	92
Висновки по третьому розділу.....	94
4. РОЗРОБКА МАКРОМОДЕЛЕЙ ЕЛЕМЕНТІВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ІЗ ПОЛЬОВИМ КЕРУВАННЯМ	95
4.1. Розробка макромоделей ДМОНТ і IGBT	95
4.1.1 Отримання макромоделей ДМОНТ і IGBT фізичним метод.....	95
4.1.2 Розробка гібридних макромоделей ДМОНТ і IGBT	100
4.1.3 Розробка формалізованої макромоделі IGBT.....	103
4.1.4 Порівняння характеристик IGBT, отриманих різними макромоделями	105
4.2. Розробка макромоделі СІТ	105
4.2.1 Отримання макромоделі СІТ фізичним методом	105
4.2.2 Гібридна статична макромодель СІТ	106
4.2.3 Динамічна макромодель СІТ	111
Висновки по четвертому розділу.....	115
5. РОЗРОБКА МАКРОМОДЕЛЕЙ ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА АНАЛОГОВО-ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ.....	116
5.1. Моделювання пристроїв силової електроніки засобами програм ЕСАД	116
5.1.1. Макромоделі імпульсних регуляторів	117
5.1.2. Економічна макромодель ІР для ЕСАД.....	118
5.1.3. Макромодель ІР для аналізу початкової схемної надійності	119
5.2. Розробка макромоделей пристроїв силової електроніки мішаного типу.....	122
5.2.1. Проблеми моделювання пристроїв мішаного типу	122
5.2.2. Функціонально-логічне моделювання ІГСТ.....	124
5.3. Макромоделі на основі В-елементів для цифрових приладів	127
5.3.1. Макромоделі основних комбінаційних пристроїв.....	128
5.3.2. Поняття функціонально-логічної макромоделі.....	132

5.4. Методика створення макромоделей на базі В-елементів засобами ЕСАD	132
5.5. Адаптація для ЕСАD методу опорів змінного номіналу	134
5.6. Шляхи вдосконалення В-елементів та перспективи у ЕСАD.....	135
Висновки по п`ятому розділу.....	138
ВИСНОВКИ.....	139
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	143
ДОДАТОК А.....	154
ДОДАТОК Б.....	159
ДОДАТОК В	162
ДОДАТОК Д.....	170

ВСТУП

За останні десятиріччя створені повністю керовані силові напівпровідникові прилади з параметрами, близькими до ідеальних, але процес вдосконалення триває. Ґрунтовний огляд та перспективи розвитку елементної бази силової електроніки зроблено в статті [1]. Загальний напрямок розвитку – мініатюризація, покращення показників швидкодії і потужності, інтеграція у інтелектуальні силові модулі (ICM).

Вдосконалення характеристик силових ключових приладів приводить до поширення областей застосування пристроїв на їхній основі [2], але ефективно використання елементів силової електроніки неможливе без знання закономірностей електромагнітних процесів в них та аналізу їхніх характеристик на етапі проектування пристроїв. Потужним інструментом в таких дослідженнях стає моделювання засобами спеціального програмного забезпечення автоматизованого схемотехнічного проектування (ECAD): сучасні версії програм ECAD надають можливість швидко отримувати адекватні результати на етапах розрахунку, завдяки наявності багатоваріантних видів аналізу та параметричної оптимізації схемотехнічного та конструкторського рівнів проектування пристроїв електроніки.

Поряд із цим продовжується розвиток частково автоматизованих та прямих методів розрахунку і аналізу, які враховують особливості перетворювального пристрою та прийнятий вигляд його математичної моделі: це модифікований метод окремих складових, група операторних методів, методи, засновані на використанні ортогональних рядів Фур'є та Уолша і т.д. [3-6].

Із зростанням робочих частот та потужностей пристроїв електроніки, власні постійні часу ключових приладів починають відігравати значну роль при аналізі електромагнітних процесів, на хід перехідних характеристик впливають також паразитні ємності та індуктивності, нелінійності параметричних залежностей, температура; крім того, вдосконалення приладів супроводжується ускладненням їхньої напівпровідникової структури і принципів функціонування. Таким чином, кількість зовнішніх та внутрішніх параметрів, які слід враховувати при аналізі, та складність математичної моделі пристроїв значно зростає. При цьому використання традицій-

них методів формування математичної моделі схеми (ММС) на основі законів Ома та Кірхгофа із уявленням активних приладів як формальних безінерційних ключів може призвести до втрати адекватності, для операторних методів ММС виявляється надто складною.

Для напівавтоматизованого аналізу перетворювачів широко використовується метод змінних стану, який отримує ММС в формі задачі Коші, чисельний розв'язок при цьому отримується явними методами. Але, при наявності великого розкиду постійних часу, що характерно для силових схем, підвищується жорсткість ММС, виникає проблема чисельної нестійкості явних методів чисельного інтегрування, яка обмежує величину кроку та сприяє накопиченню локальної похибки [7]. Таким чином, формування і розв'язання рівнянь ММС пристроїв силової електроніки класичними методами стає неефективним [7, 8].

Внаслідок розвитку математичного та програмного забезпечення ЕСAD, для аналізу пристроїв силової електроніки тепер застосовується модифікований метод вузлових потенціалів із розширеним координатним базисом (ММВП), який дозволяє сформувати ММС у вигляді, зручному для використання стійких неявних методів чисельного інтегрування (Ейлера, Трапецій, Гіра, Брайтона) із автоматичним вибором кроку та порядку метода [7,8]. У близькій перспективі в цій частині математичного забезпечення ЕСAD суттєвих змін не передбачається.

Вдосконалення ЕСAD йде шляхом підвищення рівня сервісу, створення наскрізних систем із автоматизацією всіх етапів проектування від синтезу до оптимізації, але створення математичного, інформаційного та програмного забезпечення синтезу лише розпочалося. Ключовою проблемою математичного забезпечення етапу аналізу, який є ядром ЕСAD, залишаються моделі приладів. Це пов'язано з бурхливим розвитком елементної бази електроніки, необхідністю розробки моделей для нових приладів і прагненням вдосконалити традиційні моделі; при чому, якщо моделі малопотужних елементів електронних приладів досить широко описані в вітчизняній і зарубіжній літературі, та вбудовані у бібліотеки моделей і параметрів (БМП) програм ЕСAD, то розробка моделей для елементів силової електроніки зна-

ходиться на початковому ступені [9,10].

Особливо гостра ця проблема постає при дослідженні пристроїв силової електроніки, до складу яких входять драйвери із цифровою схемотехнікою – пристроїв аналогово-цифрового (мішаного) типу, наприклад ICM, CAP, що пов'язано із великою розмірністю ММС, якщо її отримано на основі традиційних моделей. Крім того, механізм зв'язку ММС і алгоритмів аналізу аналогової та цифрової частини пристроїв мішаного типу, який було розроблено для програм ЕСАД наприкінці 90-х років, досить складний. Моделювання пристроїв мішаного типу віднімає багато часу навіть для швидких процесорів і може викликати проблеми збіжності, втрати економічності та адекватності [11].

Останні дослідження в області оптимізації моделей та функціональному моделюванні (model optimization and behavioural modeling) приладів та пристроїв електроніки, роблять наочним факт, що із ускладненням приладів та пристроїв їхні моделі спрощуються до рівня функціональних макромоделей – таких систем математичних співвідношень, що описують найбільш суттєві властивості приладів з певною точністю при заданих умовах [10]. Моделювання складних за структурою та фізичними властивостями приладів та пристроїв електроніки за допомогою макромоделей значно скорочує час моделювання при зниженні точності на 5-10%, що призводить до зменшення загальних витрат на проектування. Інтерес до макромоделей пов'язаний із поширенням функціонально-інтегрованих силових пристроїв (ФІСП), ICM та пошуком економічного математичного забезпечення для систем автоматичного регулювання [2], де використання макромоделювання може дати значні вигоди.

Як правило, макромодель розробляється гібридним або формальним способами, при яких основна увага звертається на відображення вихідних характеристик приладу. Деякі макромоделі відносно нескладних приладів розробляються фізичним методом, при спрощенні її повної принципової електричної схеми.

Наявність у БМП деяких програм [10,11] макромоделей таких приладів та пристроїв силової електроніки як тиристорів, діодів Шоткі, IGBT, конверторів, не знімає гостроти проблеми економічного та адекватного моделювання, оскільки вони

не охоплюють всі прилади та пристрої з їхньою номенклатурою, не мають в своїй символній основі універсального методу побудови, не спираються на останні досягнення в EСAD та поділяються на два протилежні класи за способом отримання і властивостями:

1. фізико-топологічні макромоделі, отримані композицією елементарних приладів, які складають структуру приладу. Вони точні, універсальні, але неекономічні (велика кількість фізико-топологічних параметрів, велика розмірність схеми заміщення, проблеми збіжності, особливо для пристроїв мішаного типу);

2. формальні макромоделі, які використовують примітивні двохполюсники для моделювання функцій схеми, а не повну компонентну модель, при цьому прискорюється процес моделювання та полегшується стикування із цифровою частиною схеми. Обмежена область адекватності та неможливість досліджування фізики процесів у приладі є недоліками таких макромоделей.

Таким чином, постає **задача** створення нових макромоделей, які були б компромісними із точок зору фізичності й економічності, мали єдиний формалізований метод побудови, використовували останні досягнення у математичному та програмному забезпеченні EСAD та забезпечували би адекватне високоекономічне моделювання на схемотехнічному рівні пристроїв силової електроніки, зокрема, мішаного типу без проблем збіжності.

Об'єкт дослідження є прилади і пристрої силової електроніки та моделювання їх засобами EСAD. **Предмет дослідження** – макромоделі, які забезпечують підвищення адекватності та економічності автоматизованого схемотехнічного моделювання пристроїв силової електроніки.

Зв'язок із науковими програмами, планами, темами. Теоретичні та практичні результати, отримані в дисертації, є складовою частиною держбюджетної науково-дослідницької роботи за програмою Наука-2011 «Розробка і дослідження інтегральних силових модулів на основі комбінованих і функціонально-інтегрованих приладів» у 1994-1996 роках, за програмою Міносвіти України п.04.00 «Екологічно чиста енергетика та ресурсозберігаючі технології», п.04.11 «Високоефективні енер-

гозберігаючі та енерготехнологічні системи”.

Розроблені макромоделі використовувалися при дослідженні каскодних ключів на МОПТ, СІТ, тиристорах та БТ, пристроїв на ГТО; застосовуються при дослідженні пристроїв перетворювальної техніки як у дослідницьких роботах, так і в навчальному процесі по кафедрі ПЕ та ЕТ, ЗДІА; основні результати дисертаційної роботи впроваджено по кафедрі промислової електроніки ДГМІ, на науково-виробничій фірмі “Сігма”, м. Алчевськ, на інформаційно-обчислювальному центрі й по кафедрі вищої та прикладної математики, ЗДІА.

Метою дисертаційної роботи є підвищення ефективності автоматизованого проектування пристроїв силової електроніки шляхом розробки нових методик їхнього економічного аналізу та універсальних, економічних й адаптованих макромоделей напівпровідникових приладів і пристроїв силової електроніки, зокрема, мішаного типу.

Поставлена мета вимагає вирішення таких **основних задач**:

- проведення теоретичних та експериментальних досліджень для визначення напрямків і способів підвищення ефективності ЕСАД пристроїв силової електроніки, зокрема мішаного типу;
- виведення загальних принципів побудови ієрархічних блоків функціональних схем макромоделей (ММ) на основі їхньої класифікації та визначенню вимог ЕСАД до ММ;
- розробки універсальних методик побудови і адаптації макромоделей приладів і пристроїв силової електроніки, перевірки їхньої економічності та адекватності;
- розробки у відповідності із запропонованими методиками макромоделей приладів і пристроїв силової електроніки, які забезпечують підвищення ефективності ЕСАД.

Методи дослідження.

При виконанні теоретичних досліджень були використані положення теорії автоматизованого схемотехнічного проектування, яка базується на фундаментальній

теорії нелінійних схем, графів, обчислювальної математики, програмування, фізики твердого тіла, моделювання. Для розвитку математичного забезпечення етапу синтезу використано теорію нечітких множин із притягненням методів статистичної математики. В якості основних інструментів дослідження використано програми ЕСAD МАЕС-П, МС6, ЕWB 5.12, OrCAD9.2, пакет аналізу в Excel2000, математичний процесор MathCAD2000.

Наукова новизна роботи:

– визначено новий напрямок підвищення ефективності ЕСAD шляхом використання програмовних залежних джерел (В-елементів) як базису для уніфікації та об'єднання математичного і програмного забезпечення схемотехнічного і функціонально-логічного рівнів проектування пристроїв силової електроніки;

– вперше запропоновано класифікацію макромоделей за способом побудови та визначені інструментальні засоби програм ЕСAD для побудови ефективних текстово-графічних макромоделей;

– запропонована універсальна структурна схема із формалізованим вибором вигляду функціональних залежностей для ієрархічних блоків гібридних макромоделей;

– вперше систематизовано принципи зворотного зв'язку (ЗЗ) в біполярних, польових та біполярно-польових силових приладах, розроблено математично-програмний апарат для блоків ЗЗ на базі В-елементів в складі гібридних макромоделей;

– розроблено нові методики створення, перевірки адекватності та адаптації макромоделей на базі В-елементів;

– на основі В-елементів розроблено економічні та адекватні гібридні макромоделі потужного біполярного транзистора (БТ), МОН-транзистора (ДМОНТ), IGBT, статичного індукційного транзистора (СІТ), тиристора, ГТО-тиристора та пристроїв силової електроніки (IGCT, імпульсних регуляторів, інверторів струму).

Практичне значення отриманих результатів полягає в наступному:

– запропоновані методики побудови, вбудови у БМП і перевірки оптимальності гібридних макромоделей на основі В-елементів підвищують економічність та ступінь формалізації етапів синтезу і аналізу схем в ЕСAD;

– розроблені загальна структурна схема макромоделей і функціональні залежності для ієрархічних блоків зменшують витрати часу на проектування макромоделей і доповнюють математичне та інформаційне забезпечення етапу синтезу в ЕСAD;

– використання розроблених макромоделей значно підвищує економічність моделювання, особливо для аналогово-цифрових пристроїв силової електроніки, як на етапі синтезу за рахунок мінімізації та формалізації макромоделей, так на етапі аналізу, внаслідок спрощення етапів формування й розв'язання рівнянь математичної моделі схеми, при збереженій фізичності макромоделі;

– запропонована програмна реалізація метода модульованих опорів дозволяє підвищити ефективність проектування та дослідження функціонування пристроїв із електричними схемами великої розмірності і побудови систем автоматичного регулювання (САР);

– розроблені методики і макромоделі використовуються у наукових дослідженнях по кафедрах “Промислової електроніки” ДГМІ, м. Алчевськ і ЗГІА, м.Запоріжжя – при дослідженні каскодних ключів на ДМОНТ, СІТ, тиристорах та БТ, пристроїв на ГТО, імпульсних регуляторів, інверторів і т.д.; впроваджені в навчальний процес в ДГМІ і ЗДІА, в науково-виробничій фірмі „Сігма”.

Особистий внесок автора.

Автору належать такі основні наукові результати:

– виявлення тенденції об'єднання математичного й програмного забезпечення схемотехнічного та функціонально-логічного рівнів проектування пристроїв мішаного типу, на основі використання узагальнених програмованих залежних джерел (В-елементів) при створенні макромоделей підвищеної економічності, нових за

принципом побудови та функціонуванням;

– розробка формалізованої методики створення гібридних макромоделей на основі останніх досягнень у математичному і програмному забезпеченні в EСAD та аналізу особливостей фізики елементів силової електроніки, із можливістю подальшої автоматизації етапу синтезу макромоделей;

– розробка методик адаптації, перевірки адекватності та оптимальності макромоделей приладів та пристроїв електроніки;

– розробка різноманітних варіантів функціональних гібридних макромоделей приладів та пристроїв електроніки, зокрема, мішаного типу, які відповідають вимогам економічності, універсальності, адекватності і відкритості.

Апробація результатів дисертації.

Основні результати доповідалися та обговорювалися на міжнародних конференціях: “Проблеми силової електроніки” (Київ, 2000, 2002 рр.), “Силовая електроніка та енергоефективність” (Алушта, 2001 р.); на Всеукраїнській методичній конференції (Запоріжжя, 2001 р.); на семінарах: “Силовая электроника. Проблемы, направления развития” (Запоріжжя, 2001 р.), на семінарі Наукової ради НАН України з комплексної проблеми “Наукові основи електроенергетики” (Київ, 2002 р.), на науково-практичних семінарах кафедри ПЕ та ЕТ ЗДІА (Запоріжжя, 1997-2002 рр.).

Публікації результатів наукових досліджень.

Основний зміст дисертації опубліковано у тринадцяти наукових працях, з яких одинадцять надруковано у фахових наукових виданнях, одній монографії та одному учбовому посібнику.

РОЗДІЛ 1

ВИЗНАЧЕННЯ ПРОБЛЕМ В ЕСAD ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ ДОСЛІДЖЕННЯ

Удосконалення потужних приладів супроводжується ускладненням їхньої структури, фізичних процесів та підвищенням вартості, тому неодмінною частиною досліджень при проектуванні пристроїв становиться моделювання, яке вимагає високоефективного математичного (МЗ), програмного (ПЗ) та інформаційного (ІЗ) забезпечення [11,12], при чому, при аналізі початкової схемної надійності і дослідженні систем в САР найголовнішим аспектом ефективності є економічність.

Вже тепер програми ЕСAD характеризуються значною потужністю та широкими можливостями: підсистеми схемотехнічного (MC5-7, EWB5.12, ICap4), конструкторського (Accel EDA 15.0 або PCAD2000, Spectra) та наскрізні системи (Design Lab8.0, OrCAD9.2) дозволяють автоматизувати всі етапи проектування, починаючи з аналізу і параметричної оптимізації електричної схеми до видачі конструкторської документації і програм для станків із ЧПУ.

Вдосконалення ЕСAD йде шляхом підвищення рівню сервісу, розширенню класу задач та видів аналізу, перетворенню програм моделювання на наскрізні системи проектування. Найбільш динамічно в ЕСAD розвивається математичне забезпечення етапу аналізу за рахунок збільшення бібліотек моделей і параметрів (БМП), оскільки необхідно створювати нові моделі для приладів і пристроїв, удосконалювати наявні, поширювати спектр числових моделей по типономиналах; особливо гостро проблема нестачі ефективних моделей стоїть для розробників силових пристроїв аналогово-цифрового типу і користувачів демо-версій [11].

Можна визначити два складники успіху при створенні або вдосконаленні моделі: ґрунтовне вивчення фізики моделюємого приладу та врахування особливостей програмного забезпечення ЕСAD, в середовищі якого модель буде функціонувати. Для запобігання швидкого морального старіння розроблених моделей необхідно виявити проблеми та тенденції у моделювання цього класу приладів, та намагатися досягти оптимального співвідношення між точністю та економічністю моделі.

1.1. Проблеми моделювання приладів із біполярним керуванням в EСAD

Еволюція біполярних приладів направлена на збільшення швидкодії, підвищення потужності [13,14]. Области використання традиційних БТ та тиристорів постійно звужуються, за прогнозами, їхня ера може скінчитися, однак, показник “комутуєма потужність – ціна” у цих приладів залишається найвищим, тому їхнє застосування у побутових пристроях та надпотужних перетворювачах у країнах Східної Європи продовжується й надалі [15].

Більшість аналітичних моделей біполярних приладів побудовано на основі секційного підходу, при якому прилад поділяється на області просторового заряду та квазінейтральні області, для кожної з них виводяться наближені аналітичні розв'язки одновимірних основних рівнянь [16]. Інші моделі будуються на базі безпосереднього фізичного уявлення про роботу приладу (наприклад, модель Бьюфоу-Спаркса) або комбінуванням обох підходів (модель Лінвілла із зосередженими параметрами) [17].

1.1.1 Моделювання потужного біполярного транзистора.

Потужні БТ найчастіше застосовуються в ключових схемах, що призводить до необхідності враховувати всі тонкощі режимів відсічки та насичення (зростання дрейфової складової струму та ін.), до того ж на їхню роботу починають впливати ефекти, якими нехтують при аналізі малопотужних транзисторів: високий рівень інжекції та модуляція товщини бази [18,19]. Структура потужних біполярних транзисторів також відрізняється від структури малопотужних (рис. 1.1).

При створенні нового приладу необхідно користуватися багатовимірними або

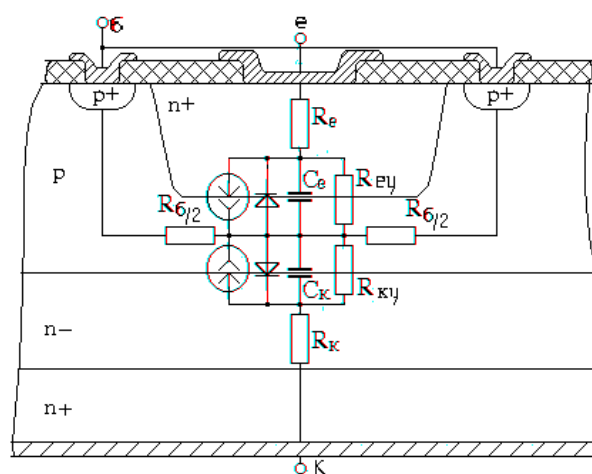


Рис. 1.1. Структура потужного БТ з моделюючими елементами

точними фізико-топологічними моделями. По мережі Internet отримані результати трьохвимірною моделювання граничних ефектів БТ рpn-типу за допомогою комплексу чисельного моделювання напівпровідникових приладів SIMBA, яку розроблено у Дрезденському Університеті технології та економіки для моделювання статичних та динамічних розподілів електростатичного потенціалу та щільності носіїв у перетині напівпровідникових приладів [20].

Для дослідження властивостей приладів можна використовувати приватні аналітичні моделі. Так в [21] отримані вирази, за допомогою яких можна досліджувати залежність f_{\max} від параметрів транзистора при низьких фіксованих струмах колектора – це модель для дослідження частотних характеристик потужних БТ нової структури із зниженим за рахунок зменшення ступеня легування значенням ємності емітер-база.

В [22] отримані залежності напруги пробою біполярного транзистора n+rp-n+ - структури від коефіцієнта підсилення (в схемі 3E) і ступеня легування колектора, напруги пробою емітер-підложка від напруги пробою база-підложка. Отримані емпіричні залежності, що корегують фізико-топологічну модель БТ, дозволяють обирати оптимальні значення товщини епітаксійного шару і ступінь легування колектора для збільшення напруги пробою.

У статті [23] запропоновано адекватну до моменту початку ефекту Кірка аналітичну модель, що базується на методі ітерацій, для розрахунку щільності колекторного струму та часу прольоту крізь базу. Новий спосіб завдання початкових умов для розрахунку цих параметрів ітераційними методами використовувався авторами [24]. Ефекти високих рівнів легування та інжекції були враховані при отриманні аналітичної моделі.

Найбільш оптимальними для ECAD є зарядокеровані моделі БТ, які пов'язують зовнішні характеристики із зарядом у базі. Ґрунтуючись на дослідженні зарядокерованої моделі біполярного транзистора, авторами [25] отримані більш точні аналітичні залежності внутрішнього опору бази, її частоти відсічки з урахуванням ефектів високого рівня інжекції. Для моделювання потужних БТ на схемотехні-

чному рівні у Spice-сумісних програмах традиційно використовується зарядкерована модель Гуммеля-Пуна [26,27]. В ній співвідношення для струму, що передається від емітера до колектору (ІКК), отримане на основі розв'язування рівнянь переносу і безперервності без використання апроксимацій низького рівня інжекції (при високому рівні інжекції не можна нехтувати рекомбінацією у базі при обчисленні колекторного струму, тому що щільність струму ін'єктованих носіїв стає більше концентрації основних носіїв у базі), що дозволяє у фізичному вигляді врахувати залежність вихідної провідності транзистора від струму бази, залежність бар'єрної ємності від напруги, відхилення залежності $I_K=f(U_c)$ від ідеального експоненційного закону та ряд інших ефектів, температурних та шумових тощо.

ІКК визначається через напруги на р-п переходах і загальний заряд в базі. Струм емітера та активного колектора обчислюється як наскрізний струм крізь базу, який залежить від добутку концентрацій носіїв на межах бази [26].

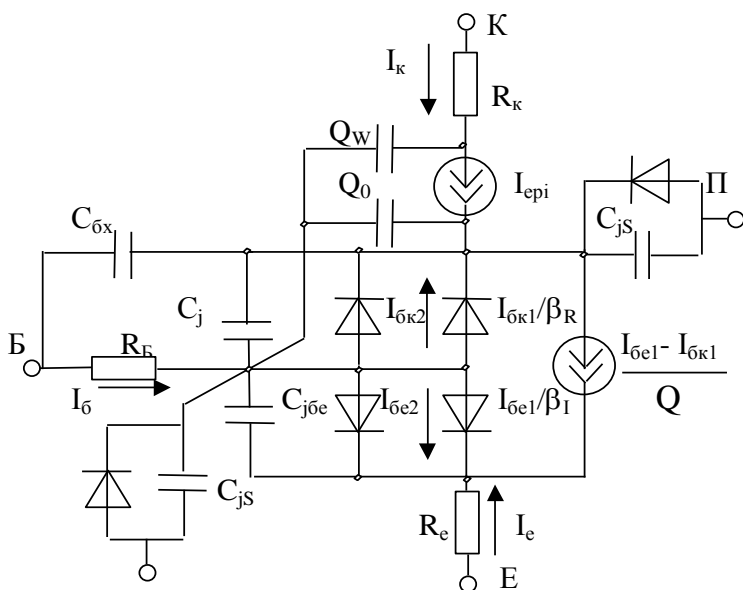


Рис.1.2. Модель Гуммеля-Пуна БТ рпн-типу

Завдяки універсальності та точності модель Гуммеля-Пуна отримала широке розповсюдження у Spice-сумісних програмах ECAD, однак, визначення її фізико-топологічних параметрів пов'язане з певними труднощами і в ній не враховуються

Схему заміщення моделі наведено на рис.1.2. По своїй структурі еквівалентна схема моделі Гуммеля-Пуна аналогічна еквівалентній схемі передавальної моделі Еберса-Молла, яку можна вважати частковим випадком узагальненої моделі управління зарядом для низького рівня інжекції.

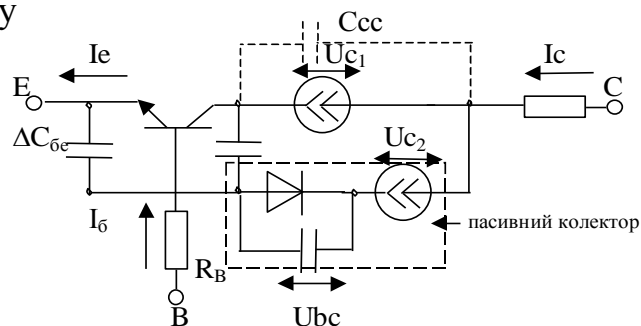


Рис. 1.3. Вдосконалена модель колектора для моделі Гуммеля-Пуна

деякі двовимірні ефекти. Крім того, ефект Кірка описаний некоректно, оскільки невиконане умов постійності квазірівня Фермі для неосновних носіїв, електронейтральності колектора та існують похибки у визначенні граничних умов. У [28] запропоновано модифікацію схеми заміщення для колектора (рис.1.3) із розподілом його на активну та пасивну частину, що дозволяє врахувати фізичні процеси у різних режимах роботи БТ, залежність дифузійної ємності від напруги на колекторному переході.

У [29] для дослідження ефектів високого рівня інжекції була отримана модель колекторної області в явному вигляді, яка враховувала модуляцію провідності, накопичення надмірного заряду, ефект Кірка та ін. Аналогічно отримані залежності опора колектора від колекторного струму.

Моделі потужних транзисторів можна будувати на основі моделей малопотужних транзисторів (Еберса-Молла, Логана, ПАЕС), однак вони не враховують двохвимірні та трьохвимірні ефекти: зміну розміру «ефективного» емітера (локальне розширення бази та неоднаковість коефіцієнта підсилення вздовж емітерного переходу), модуляцію розподіленого опору бази, наявність області «квазінасичення» на ВАХ транзистора та ще деякі ефекти, пов'язані з високим рівнем інжекції [17-19].

Модель переносу або модель Логана (рис.1.4) [20,30] є в БМП програми МАЕС-П, в ній в табличному виді можна задавати залежність коефіцієнта передачі β від струму колектора, завдяки чому можна моделювати ефект Кірка. Вона точніша, ніж модель Еберса-Молла, тому що колекторний струм (основний струм цієї моделі) краще апроксимується експонентою, ніж базовий струм (основний струм моделі Еберса-Молла), в ній враховано ефект Ерлі [18,20]. Однак, посилання на таблиці у аналітичних функціях струму викликає проблеми збіжності.

Уточнення класичних моделей різноманіт-

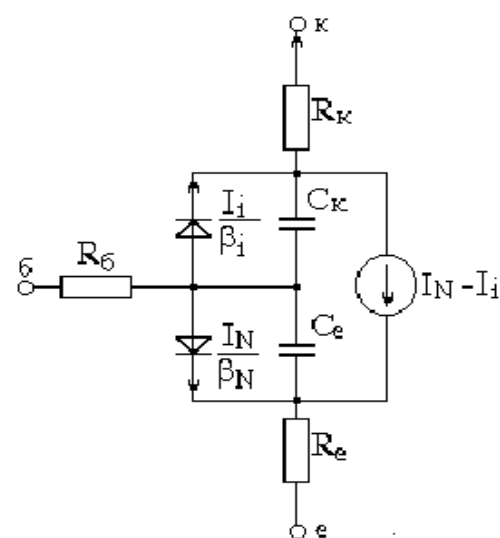


Рис. 1.4. Модель переносу БТ

ними емпіричними залежностями є одним з можливих варіантів адаптації моделей для потужних БТ. Так, введенням між електродами колектора та емітера вихідної провідності, яка залежить від струму та напруги, враховується ефект Ерлі [16]. Для моделювання масштабуємих БТ із гетеропереходами (HBT`s) запропоновано модифікацію моделі Гуммеля-Пуна для програми HSPICE [31].

1.1.2. Моделювання тиристора

Незважаючи на низьку швидкодію, обмежену керованість тиристора і бурхливий розвиток повністю керованих силових приладів (IGBT, GAT, MAGT та ін.), тиристор все ще залишається неперевершеним як надпотужний ключовий елемент.

Дослідженням процесів в тиристорі на основі фізико-топологічного моделювання його структури присвячено статті [32-38]. В [32] аналізуються процеси при включенні тиристорів на основі квазістатичної моделі, яка адекватна, доки процеси рекомбінації і дифузії не врівноважать друг друга, що виконується на початкових фазах включення при достатньо повільних змінах керуючих струмів. В [33] на основі фізико-топологічних параметрів тиристора розраховуються розподіл носіїв в тиристорі з широкою базою і залежності амбіполярної дифузії при високому рівні інжекції з метою отримання аналітичних апроксимацій, придатних для автоматизованого аналізу процесів у тиристорі.

На основі чисельного розв'язування фундаментальної системи рівнянь фізики напівпровідників (ФСР) цими ж авторами отримані залежності електричних параметрів тиристора від фізико-топологічних параметрів (профілів легування і геометрії) структури [34]. На основі одновимірної моделі в [35] аналізуються пряме падіння напруги і струм утримання тиристора. Метод швидкого розрахунку перехідних процесів у тиристорі з урахуванням впливу ефектів: dV/dt , вимикання анодним струмом запропонований в [36].

Зважаючи на складність структури і процесів у тиристорі, його фізичні моделі не використовуються в EСAD. З метою отримання більш ефективних моделей тири-

стора для схмотехнічного проектування, в [37] запропонована методика розрахунку статичних характеристик за довідковими даними, а в [38] – модифікація двохтранзисторної моделі для розрахунку перехідних характеристик при високому рівні інжекції.

В [20] описані динамічні двохступінчаста та трьохелектродна моделі, шматочно-лінійна статична модель, двохтранзисторна модель тиристора (рис.1.5), що отримала найбільше поширення в ECADE. Адекватність її збільшується, якщо для транзисторів використовуються моделі, які враховують залежність α від режиму (Гуммеля-Пуна, Логана), але такий підхід призводить до надмірного зростання ММС.

Одну з модифікацій двохтранзисторної моделі, яку оформлене як макрос для програми МС5 описано в [11]. Схему заміщення цієї моделі наведено на рис.1.5.

Для діодів та транзисторів тут використано модель Еберса-Молла, що знижує точність моделювання в ключовому режимі. Статичні характеристики, отримані моделюванням цієї моделі на МС5 приведені на рис.1.6. Похибка моделювання динамічних та статичних характеристик невелика (15-25%), але необхідність вводу в модель емпіричних коефіцієнтів та коефіцієнтів передачі струму переходів негативно впливає на точність.

Для проектувальників схем має сенс використовувати більш прості моделі (макромоделі). Діодна макромодель тиристора в Pspice, яку отримано спрощенням двохтранзисторної макромоделі, дозволяє моделювати симістор та тиристор в динамічному та статичному режимах. Поліноміальне джерело струму, яке керується напругами переходів, відображає підсилення інжекційних струмів діодів. Параметри моделі тиристора, схему заміщення якої наведено на рис.1.7, обчислюються за фізико-топологічними параметрами приладу. Модель простіша, ніж попередня, але обчислення її параметрів теж

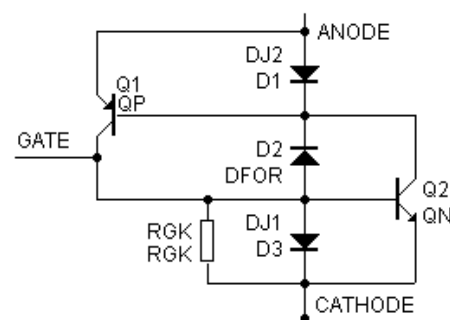


Рис. 1.5. Двохтранзисторна модель тиристора в МС5

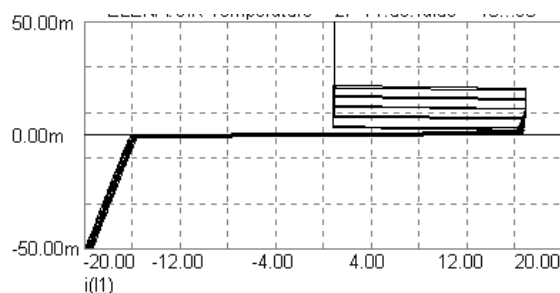


Рис.1.6. Сімейство статичних характеристик тиристора у МС6

пов'язано із певними труднощами [27].

У програмі Pspice найпростіша макромодель тиристора, схему заміщення якої наведено на рис. 1.8, складається з діода D , на який подається керуюча напруга $U_{\text{КЕР}}$, та нелінійної провідності GN , представлені табличною функцією, яка комутується струмом діода. Модель дуже економічна, але похибки моделювання більші на 10-20%, ніж в двохтранзисторній [27].

Для моделювання симістора в [39] запропоновано трьохтранзисторну модель, але її не адаптовано до програм ECAD.

1.1.3. Моделювання тиристора, що замикається (GTO– Gate Turn-Off)

Повністю керовані тиристри – найефективніші прилади для створення потужних перетворювачів для електроприводу на транспорті, у системах електропередачі і т.д. Тиристри, що замикаються (GTO), по показнику потужності посідають

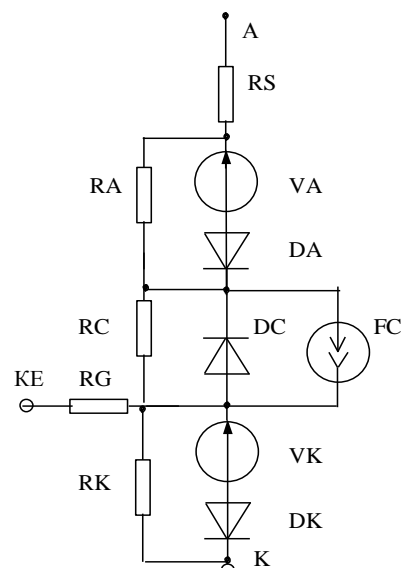


Рис. 1.7. Діодна Pspice макромодель тиристора

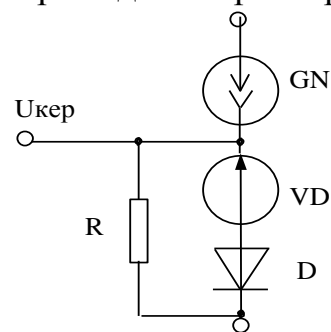


Рис. 1.8. Макромодель тиристора в Pspice

друге місце [14,40].

Значних успіхів у вдосконаленні GTO досягла фірма ABB Semiconductor [41,42], якою розроблено широку номенклатуру різних типів GTO: асиметричні, швидкодіючі, із зворотною провідністю та “прозорим емітером”

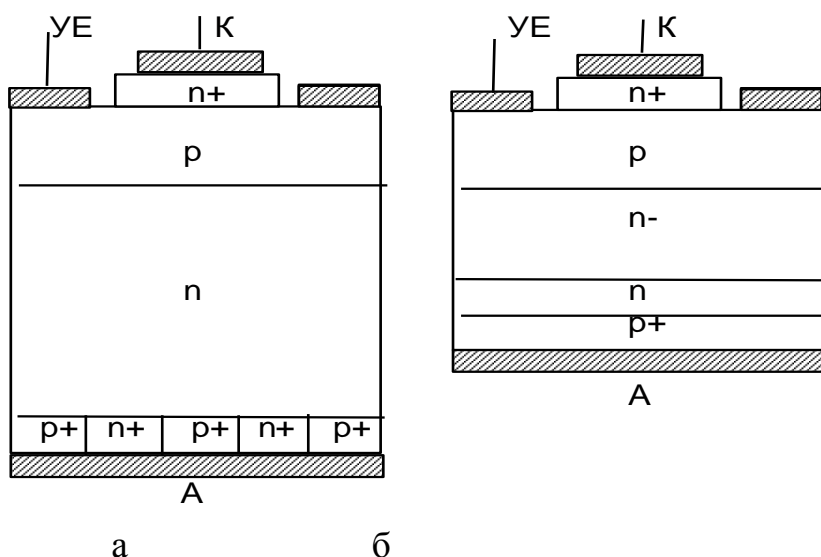


Рис. 1.9. Перетин GTO: а – із анодними шунтами; б – з прозорим емітером

(рис.1.9), GTO, які блокують зворотну напругу. Серед номенклатурного списку є прилади із польовим керуванням.

Розробка пристроїв на GTO, зважаючи на високу вартість етапу макетування та експериментів, вимагає попереднього моделювання на схемотехнічному рівні. Строгий аналіз процесів у GTO потребує притягнення фундаментальної системи рівнянь напівпровідників у трьохвимірному варіанті, яке навіть на самих швидкодійних комп'ютерах потребує значних витрат часу.

Процеси у GTO характеризуються нестационарністю, тому використання двохвимірних моделей із квазістационарним наближенням не дає адекватні результати. Квазідвохвимірні моделі, в яких аналітично описано зміну площі шнура, що проводить струм, теж не набули поширення, оскільки досить важко точно врахувати особливості механізму зміни його поперечного перетину. В той же час простіші, ніж попередні, одновимірні моделі іноді виявляються більш адекватними [43,44], що пояснюється близьким до одновимірного характером протікання струму в n-базі та врахуванням основних інтегральних законів виводу надмірного заряду. Такі моделі базуються на прямому розв'язку системи рівнянь безперервності для дірок і електронів та рівняння Пуассона.

Для розрахунку перехідних характеристик GTO у програмах ECAD використовуються традиційні макромоделі тиристора, наприклад, двохтранзисторна, модифікацію якої для GTO описано в [10] (рис.1.10), але дослідження її у середовищі програми МАЕС-П показало, що процеси замикання GTO по керуючому електроду моделюються неадекватно. Похибка моделювання зростає до 50% і вище у зв'язку із неможливістю визначення залежностей модульованих опорів баз та сумарного коефіцієнта передачі струму від значення струму керуючого електрода (КЕ), та трьохвимірних ефектів, зокрема, наявності радіальних опорів баз та областей шнуровання струму, які призводять до локалізації енергії вмикання та вимикання. При нарощуванні кількості паралельних сполучень двохтранзисторних структур для моделювання потужних тиристорів похибка стає неприпустимо великою.

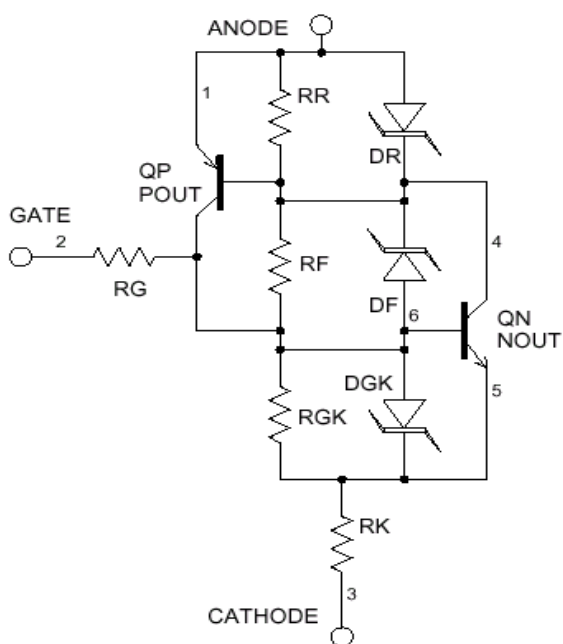


Рис.1.10. Двохтранзисторна модель тиристора в програмі SpiceMOD

Для моделювання GTO іноді має сенс використовувати формальні макромоделі (рис.1.11), в яких комутуємий елемент представлено у вигляді ключа. По мережі Internet отримана інформація про структуру і систему параметрів економічної макромоделі GTO [45], схема заміщення якої складається з резистору R_{ON} , індуктивності L_{ON} , снабберного ланцюга R_s - C_s і джерела постійної напруги $E_{пит}$, контрольованого логічним сигналом, який залежить від напруги $U_{ак}$, струму $I_{ак}$ і сигналу керуючого електрода KE.

Доступна також спрощена макромодель із шматочно-лінійною апроксимацією, яка мінімізує час розрахунку. Ці моделі не дають уявлення про фізику процесів у GTO, похибка моделювання більше 30%.

1.1.4. Моделювання GCT та IGCT

Донедавна для надпотужних застосувань пропонувалося лише два повністю керованих прилади: IGBT та GTO. Але IGBT має високі втрати у стані, що проводить, для GTO потрібні масивні снабберні ланцюги. Розвиток напівпровідникових технологій дозволив створити прилади, які поєднують переваги тиристора та транзистора.

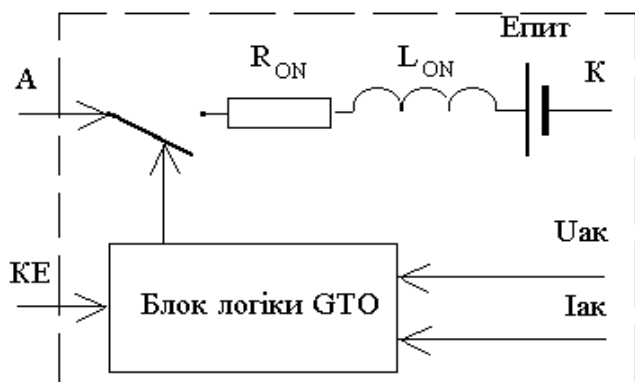


Рис.1.11.Формальна макромодель GTO

Модернізація фірмами IXYS та Mitsubishi тиристорів, що замикаються, призвела до появи нового класу тиристорів, що керуються по затвору: Gate Commutated Thyristor (GCT) та Integrated Gate Commutated Thyristor (IGCT), які працюють без демпфуючих ланцюгів, мають низькі втрати при комутації, підвищену надій-

ність та швидкість перемикання завдяки низькому значенню вхідної індуктивності [41,46]. Области застосування: резонансні інвертори, електропривід, системи електропостачання, активні фільтри, перетворювачі частоти.

Елементарний осередок GCT наведено на рис.1.12. Ці прилади мають буферні шари, “прозорий” емітер та можуть об'єднуватися із схемами керування для створення нового класу економічно ефективних перетворювачів [10]. GCT із інтегрованим ланцюгом керування називаються IGCT, їх можна вважати інтегральними силовими модулями нижньої ступені.

Для моделювання в EСAD ще не розроблено адекватні фізичні моделі GCT й IGCT, тому для них пропонуються використовувати формальні моделі GTO.

1.2. Проблеми моделювання в EСAD приладів із польовим управлінням

1.2.1. Моделювання тиристорів із польовим управлінням.

Дослідженню функціонування тиристорів з польовим управлінням на базі аналітичних моделей присвячено статті [47-49]. На основі аналізу моделі інжекції основних носіїв заряду розроблено класифікацію потужних МОНТ та тиристорів, що контролюються МОН-структурою, запропоновані принципи проектування тиристорних структур [49].

Серед тиристорів із керуванням по затвору, можна назвати МСТ – тиристор із польовим керуванням; FCT – тиристор, що керується СІТ-структурою; МТО – тиристор, який замикається по МОН-затвору; EST – тиристор із емітером, що перемикає; IGTT, IGT – тиристори із ізольованим затвором. Стійкість до перешкод, невеликі значення часів перемикання, низька напруга у відкритому стані із високою блокуючою здібністю, робить статичний індукційний тиристор перспективним приладом [50].

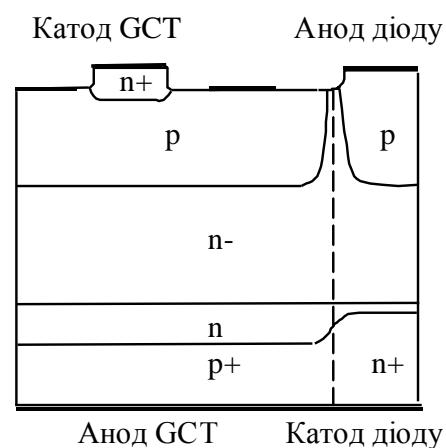


Рис. 1.12. Елементарний осередок GCT

Елементарний осередок МСТ (MOS Controlled Thyristor), запропонований Temple V.K. у 1986 році, наведений на рис. 1.13, де канал 1 є каналом МОHT, що відмикає тиристор, а канал 2, – канал МОHT, що замикає, шунтуючі $n+p$ емітерний перехід. У статті [51] на основі аналітичної моделі досліджено можливість підвищення максимального струму анода, який можна вимикати за допомогою МОН-структури. Виявлено, що максимальний струм обмежений струмом утримання шунтованої тиристорної структури і залежить від опорів каналу МОHT і p -бази, температури та розмірів осередку МСТ.

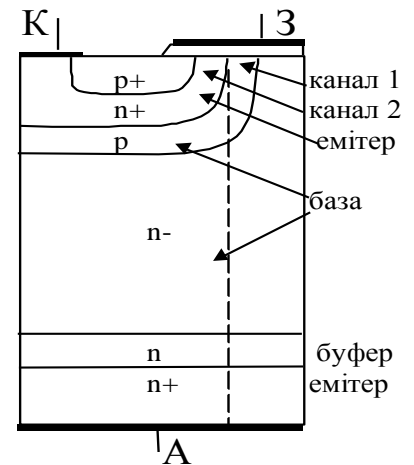


Рис.1.13. Елементарний осередок МСТ-структури

У [50] досліджувалися процеси запирання тиристорів: GTO; на СІТ-структурі – SІTh і тиристора, що управляється по ізолюваному затвору – FCTh). В [52] запропонована і досліджена модель СІТ-тиристора. Моделювання тиристорів із польовим керуванням на схемотехнічному рівні обмежено доки що аналітичними моделями із складним алгоритмом обчислення параметрів, реальних макромоделей для програм ЕСAD ще не існує.

1.2.2. Моделювання польових транзисторів.

Транзистори, що управляються полем, розподіляються на два підкласи: транзистори з ізолюваним затвором – МОHT (MOSFET: Metal-Oxide-Semiconductor - Field-Effect-Transistor), і транзистори, що управляються зворотнзміщеним $p-n$ переходом – ПТКП (JFET: Junction FET) і СІТ (SIT: Static-Induction-Transistor).

Успішне застосування МОHT в гібридних силових модулях в яко-

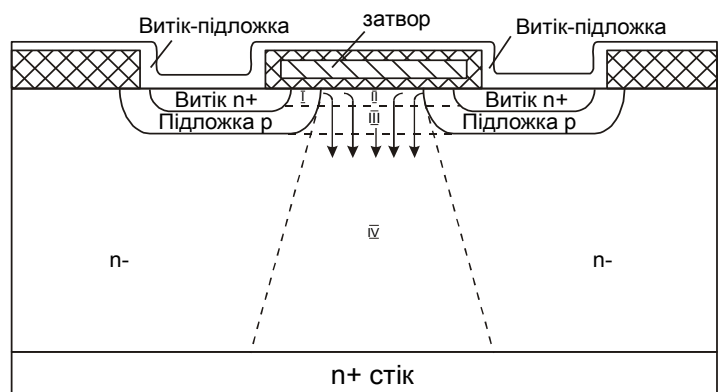


Рис.1.14. Структура вертикального ДМОHT

сті потужних керованих ключів пояснюється особливостями його структури [19,20,53]. Для підвищення швидкодії в МОПТ скорочують довжину каналу, що може істотно зменшити область безпечних режимів. З метою підвищення пробивної напруги і допустимих струмів стоку, були запропоновані різноманітні варіанти планарних і вертикальних МОПТ зі збільшеною дрейфовою областю. Огляд та порівняння структур здійснено у статті [54], де подано методи аналітичного визначення порогової напруги, залишкового опору у відкритому стані R_{ON} , максимальних струму та напруги. Елементарний осередок ДМОПТ наведено на рис. 1.14.

Фірма International Rectifier (IRF), що стала одним з піонерів створення потужних польових приладів, запатентувала HEXFET-структуру, на якій базується більшість потужних польових приладів [55]. Зараз IRF пропонує МОПТ п'ятого покоління, показники надійності та технічні характеристики якого покращені на 30-50% [56]. Области застосування приладів по МОП-технології поширюються за рахунок зниження опору у відкритому стані R_{ON} до мОм та технології втопленого затвора (trench-gate technology).

Фірмою Siemens, яка займає перше місце в Європі по виробництву електронних пристроїв, запропоновано нову структуру Cool MOSTM із $R_{ON}=70\text{мОм}$, яку можна використовувати у пристроях до 10кВт при частоті 1МГц [57]. Елементарний осередок цього приладу наведено на рис. 1.15. Введення наскрізних р-каналів призводить до зниження товщини трьохвимірного дрейфового шару та дозволяє підвищити рівень легування у підканальній області, що сприяє зміні характеру залежності опору R_{ON} від напруги пробою (рис.1.16), ємність Міллера зменшується, що дозволяє використовувати прилад на більші частоти, зменшити потужність керування та підвищити ступінь мініатюризації.

Корпорація IXYS виготовляє потужні напівпровідникові прилади та модулі,

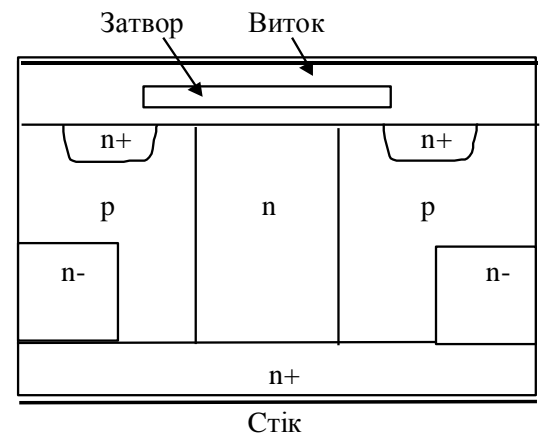


Рис.1.15. Елементарний осередок Cool MOSTM

зокрема HDMOS, потужні МОПТ та IGBT. IXYS запатентувала нову структуру VMOSFET із напругою насичення 7В при робочій напрузі 1600В. Моделі потужних приладів IXYS входять до бібліотек програм XSPICE та SmartSpice [58].

При розробці нових польових приладів використовують багатовимірне моделювання, при якому важливе врахування найбільшого числа чинників розсіювання носіїв. У [59] запропоновано модель рухомості носіїв у широкому діапазоні температури (77-400К) для двохвимірною та схемотехнічного моделювання МОПТ. В [60] на основі фізико-топологічних параметрів структур латерального і вертикального МОПТ, отриманого подвійною дифузією (LDMOS, DMOS), а також МОПТ з V-канавкою (VMOS) отримані моделі, що дозволять досліджувати опір МОПТ у відкритому стані (On-Resistance). На підставі отриманих результатів можна зробити висновок, що застосування VMOS на більші напруги найбільш ефективно: при рівних довжинах каналу у нього нижче опір, вище пробивна напруга, він технологічніше.

Для дослідження напруги пробою від профілю легування каналу короткоканального МОПТ було розроблено аналітичну модель [61]. Компактну статичну модель ДМОПТ, що враховує модуляцію довжини каналу, насичення дрейфової швидкості, зниження потенційного бар'єру, яке індукується стоком, опори стоку та виток, описано в [62]. Модель адекватна у широкому діапазоні роботи, але для автоматизованого схемотехнічного проектування її не адаптовано.

Класичні рівняння, на базі яких побудовано практично всі схемотехнічні моделі МОПТ отримані ще в 60-ті роки Іхантола, Моллом, Сахом та ін., на базі них побудовано моделі Ходжеса, Кармазінського, Хофстайна, Ільїна [7,63-65], еквівалентну схему яких зображено на рис.1.17,а. Тут $C_{зс}$ і $C_{зв}$ – ємності затвор-стік та затвор-витік, R_c і R_v – об'ємні опори областей стоку і виток, J_c – залежне джерело струму, яке моделює статичні характеристики малопотужних МОПТ та ПТКП, D_c і D_v – діоди, що моделюють p-n переходи

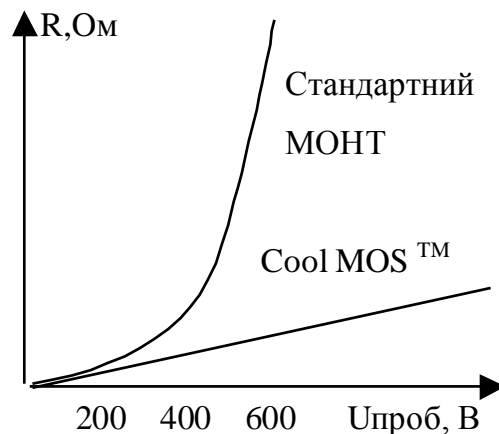


Рис. 1.16. Залежності R_{ON} від напруги пробую МОПТ

стік- підложка, витік- підложка. При аналізі електронних схем, як правило, не враховують опори, а зачинені діоди представляються бар'єрними ємностями $C_{СП}$ і $C_{ВП}$, тому еквівалентна схема, відповідна моделям МОНТ для EСAD має вигляд рис. 1.17,б.

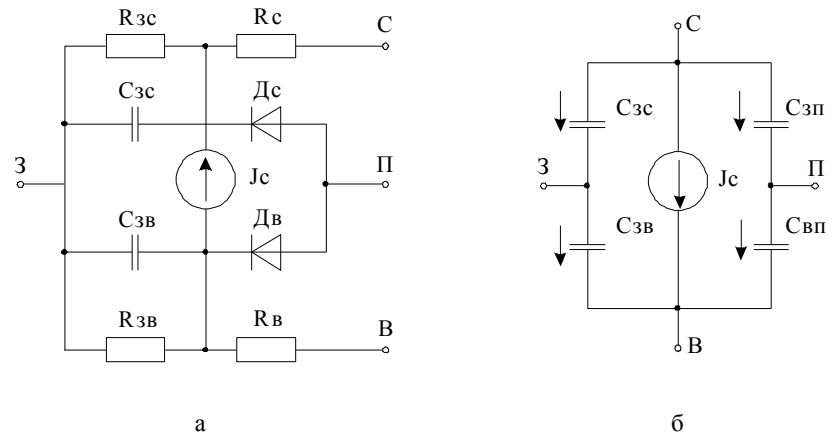


Рис. 1.17. Еквівалентні схеми МОНТ: а – початкова; б – загальноприйнята

При моделюванні потужних МОНТ із коротким каналом, порушується припущення про плавну апроксимацію каналу, яке означає, що всі заряди в каналі визначаються лише вертикальною складовою електричного поля. Тим самим, аналітичні вирази для малопотужних МОНТ стають непридатними, тому останнім часом використовують формальні апроксимації для прохідної та вихідної характеристик [19], для джерела струму стока I_C у схемі заміщення ДМОНТ на рис.1.18 тощо [65]. Тут $R_{ОК}$, $R_{др}$, R_{p-n} – опори окислу, дрейфової області та p-n переходу, $C_{кп}$, $C_{зкс}$, $C_{кпс}$, $C_{зкв}$ – ємності каналу, $I_{дпс}$ – кероване джерело струму p-n переходу підложка-стік. Інші позначки загальноприйняті. Адаптації цих моделей для EСAD не набули поширення.

Моделі Шіхмана-Ходжеса у Spice-сумісних програмах EСAD різного ступеню складності, який залежить від рівня абстрагування від властивостей реального МОНТ, можна використовувати для моделювання потужних ДМОНТ. Вхідними даними для цих моделей є система фізико-топологічних параметрів приладів, яка надається деякими виробниками (зокрема, IRF) у форматі Spice - підпрограм.

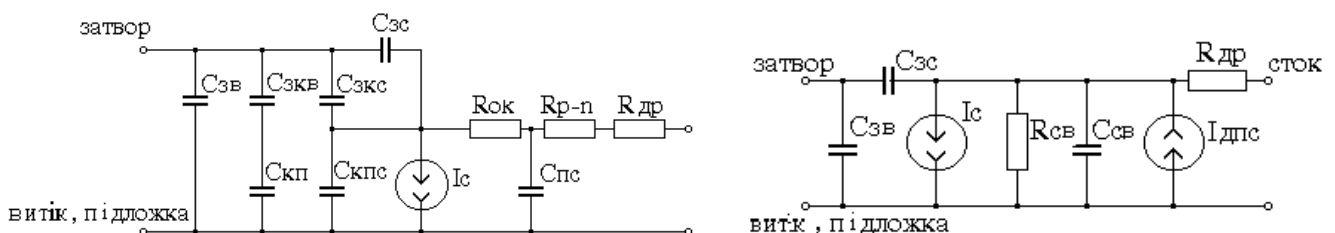


Рис.1.18. Схеми заміщення вертикального ДМОНТ для EСAD

Для функціонально-інтегрованих приладів, якими є сучасні МОНТ, іноді використовують макромоделі, отримані сполученням моделей елементарних приладів; так, у статті [66] пропонується макромодель латерального ДМОНТ, яка базується на фізико-топологічних параметрах структури та дозволяє досліджувати реальні транзистори з урахуванням процесів у каналі та дрейфовій області.

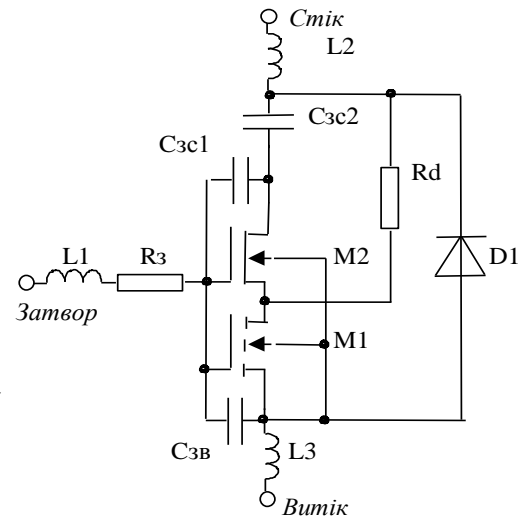


Рис.1.19. Макромодель ДМОНТ

Для потужних МОНТ у [67] було запропоновано модель, схема заміщення якої є послідовним з'єднанням звичайного МОНТ та ПТКП. Результати моделювання пояснюють наявність максимуму на прохідній характеристиці в діапазоні середніх значень напруги на затворі U_3 та різке зниження провідності при високих U_3 .

На рис. 1.19 представлено схему заміщення макромоделі потужного МОНТ із вмонтованим зворотним діодом, опис якої отримано по мережі Internet з бібліотеки програми розрахунку числових моделей SpiceMod. В моделі враховані індуктивності виводів, залишковий опір дрейфової області, опір полікремнієвого затвору та наявність транзистора збідненого типу. Моделі МОНТ, які використовуються тут, – фізико-топологічні.

Однак, частіше за все, більшість топологічних та електрофізичних параметрів структури МОНТ залишаються невідомими користувачу. Тому паралельно із фізико-топологічними моделями триває розвиток формальних макромоделей. По мережі Internet отримана інформація про структуру і систему параметрів макромоделі потужного вертикального МОНТ [45], еквівалентна схема якого являє собою блок МОНТ-ключа зі снаббер-ланцюгами, а також зустрічно-паралельний діод, що вмикається, коли МОНТ вимикається. Блоки складаються з ємностей, індуктивностей і залежного джерела, яке управляється логічним сигналом. Такі моделі не враховують ані особливості структури, ані тонкощі фізичних процесів при комутації, однак їхня точність прийнятна для аналізу на схемотехнічному рівні.

1.2.3. Моделювання біполярного транзистора з ізольованим затвором.

Компромiсним технічним рішенням, що дозволило реалізувати позитивні якості як біполярних, так і МОН–транзисторів, стало створення IGBT, які мають відносно низьке падіння напруги (2.5 – 3.5 В) в стані, що проводить, при високих робочих напругах, добрих частотних властивостях та низьких значеннях потужності управління [68]. Тому область застосування IGBT постійно поширюється і починає займати домінуюче положення в пристроях середньої потужності.

Розвиток IGBT дозволив здійснити давнє прагнення вбудувати ланцюги управління і захисту всередину силового модуля і призвів до появи інтелектуальних інтегральних силових модулів (ICM) [9,68-70]. Обсяг продажу IGBT, які разом із МОНТ стають головними компонентами у ICM та у пристроях побутової та автомобільної техніки [71], завдяки спроможності комутувати значну потужність, практично не втрачаючи її, керуючись, при цьому, від малопотужних інтегральних схем, перевищив обсяг продажу тиристорів на струми до 1800А при потужності до 4,5 кВт, та GTO на напруги до 9,5 кВ, потужності до 1МВт. У статті [72] узагальнено перший в СНГ досвід створення промислової серії перетворювачів частоти на IGBT потужністю до 1000 кВт.

В IGBT, завдяки модуляції провідності бази, в п'ять разів вища щільність струму та нижча статична потужність у відкритому стані, порівняно із МОНТ. IGBT продовжують вдосконалюватися для досягнення щільностей струмів, наближених до тиристорних із контролем часів перемикання. В [73] запропоновано IGBT із заглибленим катодом (TIGBT), щільність струму якого втричі більша при напрузі колектора 300 В, ніж у БТ. IGBT із високою пробивною напругою, високою провідністю у відкритому стані та температурно-незалежним залишковим зарядом базуються на однорідній структурі NPT-IGBT, яку розроблено фірмою Siemens.

На рис.1.20 представлені для порівняння структури IGBT. Для підвищення стійкості IGBT до тиристорного ефекту в структуру приладу вводяться в емітер додаткові сильно леговані області [74], а вводом додаткових p^+ -інжекторів зменшу-

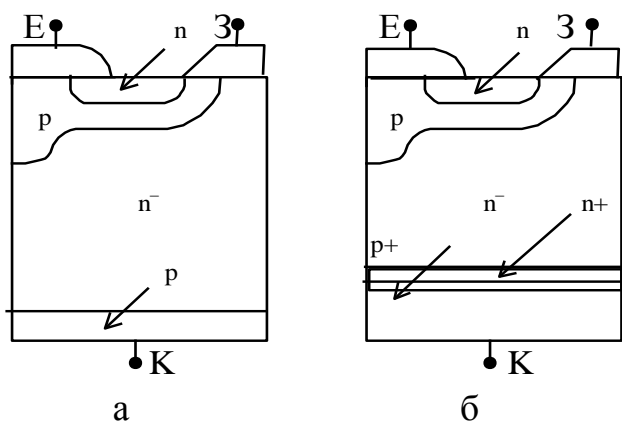


Рис. 1.20. Структури IGBT:
а – однорідна; б – епітаксійна

ють опір у відкритому стані [75].

Складність структури IGBT вимагає притягнення високорівневих моделей для дослідження його функціонування на компонентному рівні проектування приладу. Двохвимірний аналітичний модель, отримана для дослідження перехідних процесів та статичних характеристик IGBT, яка врахо-

вує вплив електричного поля на перенос заряду при високому рівні інжекції, запропонована у [76], де виявлене, що причинами пробою у IGBT є не тільки тиристорний ефект, але й утворення гарячих плям, які є слідством змикання, відтиснення ліній струму та лавинної іонізації [77]. На основі наближеного рішення рівняння переносу в [78] отриманий вираз для прямого падіння напруги на базі IGBT .

Дослідженням взаємозв'язку між особливостями структури вертикального IGBT і горизонтального LIGBT та вихідними характеристиками (швидкодією, потужністю) за допомогою аналітичних моделей присвячено статті [9,40,79]. Так, в [80] емпірично доведено, що розподіл області p^+ емітера на окремі фрагменти, поділені напівпровідником n -типу, значно покращують показники швидкодії у порівнянні з традиційними структурами. В [80] досліджується зв'язок між розташуванням високолегованих областей та опором бази, та, як слідство, критичними струмами тиристорного ефекту.

У статті [81] представлено результати чисельного моделювання динамічних характеристик IGBT в ключовому режимі із шунтованим індуктивним навантаженням. Модель IGBT, яку отримано спрощенням дифузійно-дрейфових рівнянь, є досить точною але надмірно складною і не універсальною, тому не є придатною для використання у програмах ECAD.

На рис.1.21 наведено елементарний осередок IGBT із вбудованою схемою заміщення. За відсутністю можливості виміру параметрів транзисторів різного типу, які складають схему заміщення IGBT (рис.1.21), усі схемотехнічні моделі IGBT слід

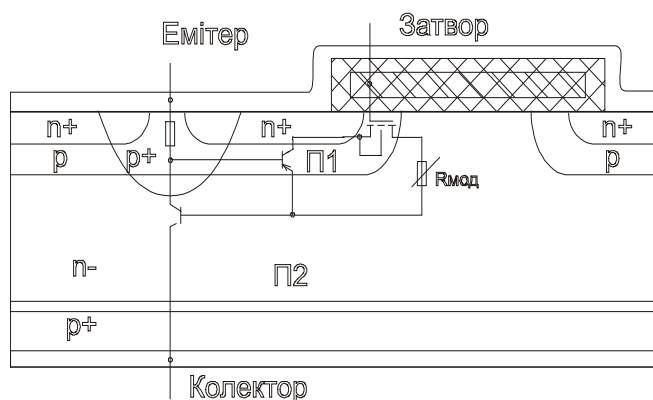


Рис. 1. 21. Елементарний осередок IGBT із схемою заміщення макромоделі розглядати, як макромоделі різного ступеню деталізації [14, 82-85].

По мережі Internet отримана інформація про структуру і системи параметрів декількох макромоделей IGBT із описом систем параметрів і рівнянь в термінах вхідної мови програми ECAD Spice. Одна з моделей являє собою інтеграцію n-канального МОПТ і біполярного p-n-p транзистора, а також паразитного n-p-n – транзистора для моделювання тиристорного ефекту [14]. Систему параметрів засновано на фізико-топологічних параметрах реальної структури приладу, що робить означену модель досить точною, але незручною для проектувальника схем.

Схему заміщення макромоделі потужного IGBT, отриману з бібліотеки програми SpiceMod Intusoft представлено на рис.1.22 [82]. Нелінійність ємності Міллера моделюється підсхемою із транзистором збідненого типу, напруга до якої додається джерелом EGD, лінійно пов'язаним із напругою затвор-стік вхідного МОПТ, моделі транзисторів, які використовуються тут, – фізико-топологічні. Макромодель має високий ступінь адекватності завдяки врахуванню багатьох паразитних ефектів IGBT, її використано для дослідження області безпечних режимів при негативній напрузі та пробією при прямій і зворотній напрузі. На основі цієї моделі можливе дослідження МСТ.

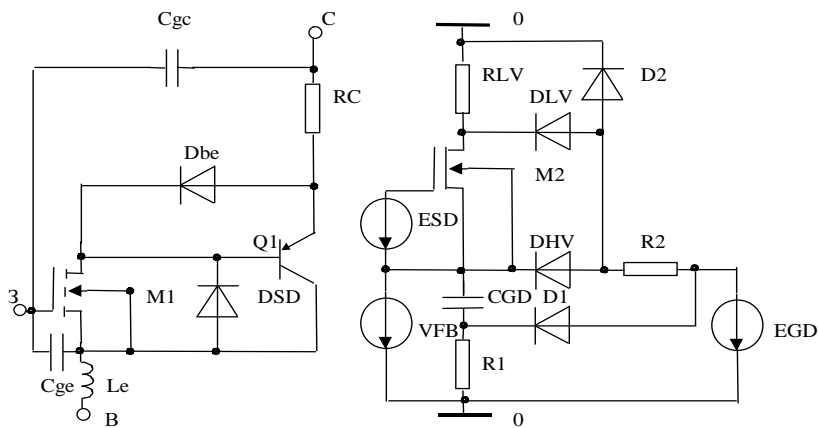


Рис.1.22. Макромодель потужного IGBT

Розгорнута Spice модель, схему заміщення якої подано на рис.1.23 дозволяє отримувати високу точність результатів завдяки врахуванню залежності ємності зворотного зв'язку (Міллера) та опору дрейфової області від режиму [83]. Схему теж розбито на дві підсхеми, що збільшує час моделювання, однак точність моделювання перехідних процесів висока. В підсхему внесено «землю» для зменшення ризику появи незбіжності ітераційного процесу.

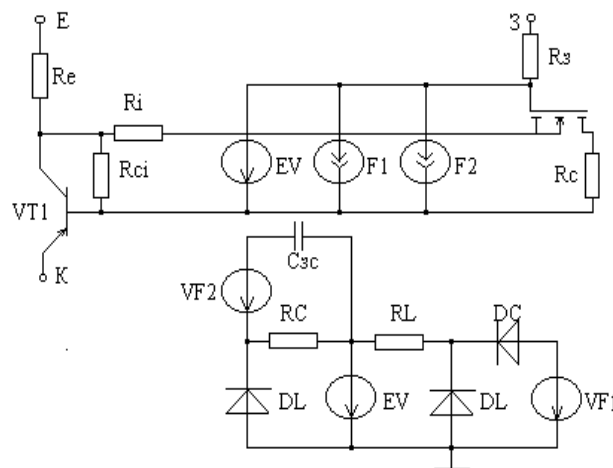


Рис. 1.23. Spice макромодель IGBT

До схеми включено біполярний VT1 та польовий VT2 транзистори для моделювання модуляції опору дрейфової області. Два джерела струму, що управляються струмом (FJ1 та FJ2), та джерело напруги, що управляється напругою (EV) забезпечують керування підсхемою, що моделює залежність ємності Міллера від режиму (компоненти C_{3K} , R_C , D_C , D_L), та зустрічну інжекцію (D_L, R_L). Для визначення параметрів цієї моделі необхідно знати конструктивні, електрофізичні та електричні параметри приладу.

В деяких випадках застосовується спрощена макромодель IGBT [84], схему заміщення якої наведено на рис.1.24. Модульований опір дрейфової області (R_M) представлено аналітичною функцією від концентрації домішок в базі pnp-транзистора та напруги між затвором та стоком у МОПТ збагаченого типу. Струм, що тече через цю провідність, є струмом заряду ємності перекриття затвора області стоку

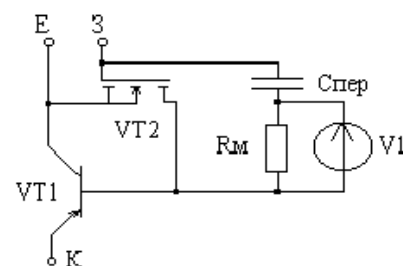


Рис 1.24. Спрощена макромодель IGBT

МОПТ VT2 – $C_{пер}$. Джерело напруги V1 необхідне для керування величиною $C_{пер}$. Для визначення параметрів цієї моделі також треба знати конструктивні та електрофізичні параметри IGBT.

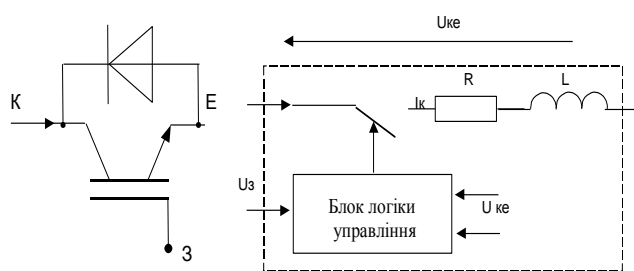


Рис.1.25. Формальна макромодель IGBT

Пропонується ряд макромоделей IGBT, аналогічних розглянутих вище, наприклад [85], але лише у останніх версіях професійних пакетів програм ЕСАД з'явилися макромоделі IGBT [86,87]. Іноді для ЕСАД використовуються формальні макромоделі IGBT (рис.1.25) [45], аналогічні макромоделям GTO і ДМОПТ.

1.2.4. Моделювання транзистора зі статичною індукцією.

Вертикальність структури, багатоканальність, малі розміри каналу та затвору транзистора із статичною індукцією (СІТ) [88-90], призводять до підвищення потужності цього приладу. На базі СІТ-структури отримують транзистори, тиристори та інші функціонально-інтегровані прилади з покращеними характеристиками [40,90]. Основною перевагою СІТ є велика крутість (пентодність) характеристик, висока швидкодія, технологічність.

Завдяки особливостям своєї структури, характеристики транзистора зі статичною індукцією якісно відрізняються від характеристик традиційних ПТКП, тому і моделі СІТ відрізняються від моделей ПТКП. В [90] на основі двохмірної моделі досліджувалися статичні характеристики СІТ в режимі великих й малих струмів. Отримані результати добре погоджуються з експериментальними даними, модель дозволяє простежити залежність електричних параметрів СІТ від геометрії та фізичних параметрів структури.

Структуру елементарного осередку СІТ із зображенням зосереджених елементів, моделюючих певні ділянки, наведено на рис. 1.26. Тут R_B , R_C , R_Z – опори областей виток, стоку, затвора. Елементи $I_{ЗВ}$, $R_{УЗВ}$, $C_{ЗВ}$ моделюють ділянку керуючого р-п – переходу затвор-витік, а елементи $I_{ЗС}$, $C_{ЗС}$, $R_{УЗС}$ – ділянку

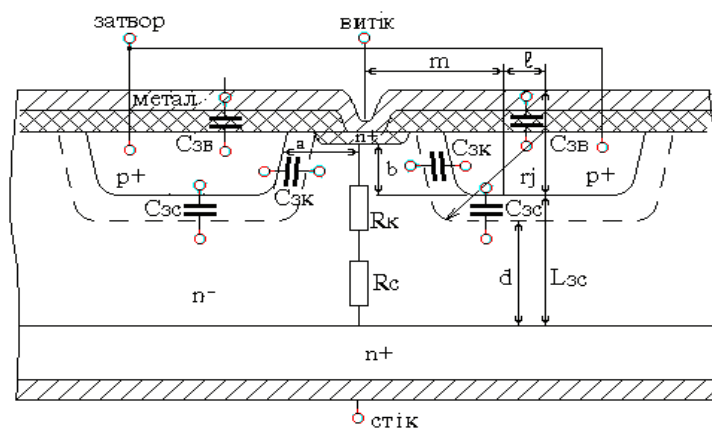


Рис. 1.26. Спрощена структура СІТ із моделюючими елементами

затвор-стік.

Джерело I_C описується виразами для вольт-амперних характеристик СІТ.

Двохвимірні [90,91] і одновимірні [92-94] фізико-топологічні моделі СІТ дозволяють проектувати СІТ з заданими електричними характеристиками, в [95,96] запропоновані та описані моделі СІТ для польового і біполярного режимів, в той же час, в більшості застосувань СІТ працює і в польовому, і в біполярному режимах. Всі ці моделі не адаптовані для EСAD, розробка моделей СІТ для EСAD знаходиться на початковому етапі.

1.3. Проблеми в автоматизованому схемотехнічному проектуванні пристроїв силової електроніки та постановка задач дослідження

На основі проведеного аналізу можна зробити висновок, що із ускладненням структури приладів їхні схемотехнічні моделі перетворюються до макромоделей. В БМП програм EСAD останніх версій зареєстрованим користувачам постачаються числові (із обчисленими параметрами) макромоделі приладів та пристроїв силової електроніки. У збірнику Intusoft [10] пропонуються макромоделі IGBT, тиристорів (SCR), конверторів, трансформаторів і т.д. Ці макромоделі розпадаються на два типи, які з точки зору критеріїв точності й економічності є протилежними.

Структура схеми заміщення макромоделей першого типу одержується композицією елементарних приладів, які моделюють певні ділянки ФІСП. Для розрахунку параметрів таких макромоделей необхідна інформація про фізико-топологічні властивості структури приладу, якою, найчастіше, розробники схем не володіють. Макромоделі другого типу – формальні. Вони характеризуються високою економічністю але низькою точністю, і, найголовніше, не відбивають фізики процесів в приладі. Схема заміщення таких макромоделей, як правило, являє собою ключ, що управляється вхідними і вихідними фазовими змінними та демпфер для емуляції інерційності [45].

Таким чином, наявність в БМП програм ECAD макромоделей для елементів силової електроніки, які поєднують в собі фізичність, адекватність та економічність, стає необхідною. Крім того, макромоделі нового типу повинні бути символічними та мають бути легко адаптовними як для іншого типономіналу, так і для іншого програмного забезпечення. Вхідні параметри таких макромоделей повинні легко отримуватися з довідників та ТУ.

Розвиток ECAD передбачає створення гнучких наскрізних систем, в яких автоматизовано всі етапи на схемотехнічному, функціонально-логічному та конструкторському рівнях проектування, але різноманітність існуючих моделей для приладів електроніки та підходів до їхньої побудови не дає змоги формалізувати етап синтезу.

Найбільші проблеми у моделюванні викликають пристрої мішаного типу, які використовуються, зокрема, в автоматичному регулюванні в режимі реального часу [2], де пристрої силової електроніки керуються драйверами, побудованими на основі цифрової та мікропроцесорної схемотехніки. Проблеми ці пов'язані із необхідністю використання моделей силових елементів, які враховують інерційність [97-100], із високою розмірністю і жорсткістю ММС, що викликає проблеми збіжності та труднощі у відладці, та, найголовне, у необхідності стикування математичного забезпечення схемотехнічного та функціонально-логічного моделювання в ECAD.

1.3.1. Особливості моделювання пристроїв мішаного типу в ECAD

В сучасних програмах ECAD такі пристрої моделюються по окремих підпрограмах, але в єдиній оболонці, завдяки об'єднуючій ролі універсальних редакторів схем і постпроцесорів та автоматичному додаванню логічних джерел живлення і приладів сполучення (інтерфейсів A/D, D/A), які не відображаються на схемі, але забезпечують обмін даними між підпрограмами моделювання електричних процесів в аналоговій частині ланцюга і логічного моделювання цифрової частини [27].

Програма ECAD розглядає пристрій як аналогово-цифровий, якщо в описі схеми присутні макромоделі цифрових елементів і компонентно-топологічні моделі

та макромоделі аналогових приладів, програмно розрізняються вузли аналогові, цифрові та А/Ц, Ц/А (рис.1.27).

Моделі аналогових та цифрових приладів в програмах ЕСAD принципово різні. Для опису кожного цифрового елемента використовують макромоделі, які

складаються з моделі I/O (input/output), яка несе інформацію про RC-параметри входу та виходу, ім'я джерела живлення, ім'я та параметри макромоделей А/Ц і Ц/А – інтерфейсів та асинхронної моделі динаміки із алгоритмом функціонування та часовими параметрами перемикавання приладу (рис.1.28). Такі макромоделі можна назвати функціонально-логічними на відміну від компонентно-топологічних моделей аналогових приладів, загальними рисами яких є наявність схем заміщення та функціональних залежностей.

Алгоритм будування та розв'язання рівнянь ММС в аналоговій та цифровій частинах теж різний. Для аналогової частини діє традиційний алгоритм послідовної алгебраїзації та лінеаризації вихідної системи диференціальних рівнянь ММС, отриманих в неявному вигляді модифікованим методом вузлових потенціалів. В цифровій частині схеми моделювання виконується за правилами п'ятизначної логіки, де дискретні рівні сигналу приймають значення 1, 0, X, F, R.

При моделюванні пристроїв мішаного типу, кроки інтегрування в аналоговій та цифровій частинах пристрою обираються незалежно один від одного. Крок інтегрування у цифровій частині визначається затримками в її компонентах, його мініма-

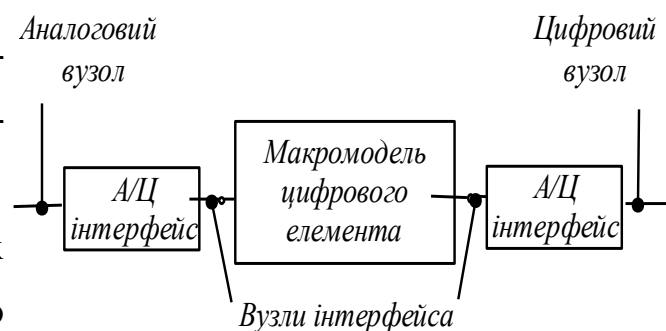


Рис. 1.28. Модель цифрової ІС в МС5

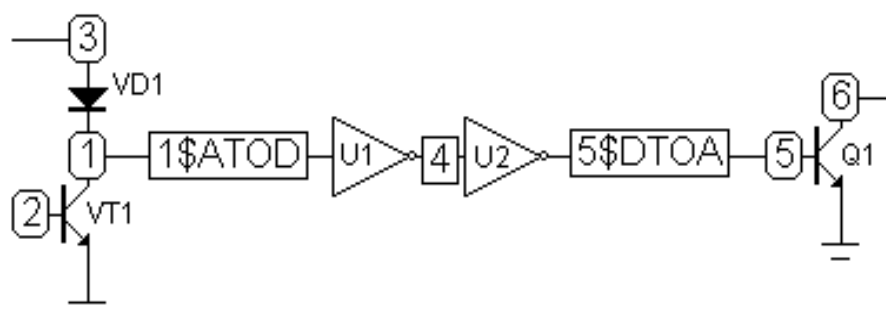


Рис. 1.27. Приклад позначення різних типів вузлів в МС6

льне значення визначається кроком дискретизації (частота дискретизації, як правило, 10ГГц). Крок інтегрування у аналоговій частині визначається найменшою постійною часу у схемі. Загальна кількість кроків залежить від значення максимальної постійної часу в схемі. Звичайно, мішані ланцюги моделюються в режимі розрахунку перехідних процесів, однак інші режими – по постійному (DC) та змінному (AC) струму також доступні при певних спрощеннях схеми.

Як бачимо, алгоритм моделювання пристроїв мішаного типу досить складний, крім того, практична відсутність у БМП, особливо демо-версій моделей для цифрових мікросхем та надмірна складність їхнього формування обмежує можливості та ставить під сумнів результати моделювання таких пристроїв засобами ECAD.

Отже, **постає задача** підвищення ефективності моделювання за рахунок використання економічних макромоделей для елементів силової електроніки та універсальної інструментально-програмної бази для побудови макромоделей аналогово-цифрових пристроїв, які мають спростити алгоритми моделювання в ECAD.

ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ

У відповідності із вищевказаними проблемами у моделюванні пристроїв силових електроніки засобами програм EСAD, головні задачі дослідження можна сформулювати наступним чином:

1. розробити формалізовані методики побудови та вбудови в БМП оптимальних макромоделей приладів силових електроніки засобами програм EСAD, для чого необхідні аналіз особливостей фізики силових приладів і інструментальних засобів програм EСAD, класифікація макромоделей, розробка методів перевірки економічності та адекватності;

2. визначити в МЗ EСAD шляхи спрощення алгоритмів моделювання пристроїв силових електроніки аналогово-цифрового типу тощо;

3. розробити адаптовні економічні макромоделі приладів і пристроїв силових електроніки, аналогово-цифрових тощо, які відповідають наступним вимогам:

- економічності (простота створення схеми заміщення засобами програм EСAD, мінімальність схеми заміщення, простота розрахунків параметрів, підвищена швидкість відладки та аналізу);
- універсальності (символьна форма подання рівнянь, єдині принципи побудови і вбудови у БМП програм EСAD, відкритість до редагування, доступність для аналізу в режимах великого і малого сигналу, простота конвертації до другого ППЗ EСAD);
- адекватності (максимальна відносна похибка розрахунку динамічних характеристик – в межах 25%).

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА МЕТОДИК ФОРМУВАННЯ Й ПЕРЕВІРКИ ГІБРИДНИХ МАКРОМОДЕЛЕЙ ЕЛЕМЕНТІВ ЕЛЕКТРОНІКИ

Розвиток ЕСАД йде в напрямку створення наскрізних систем із підтримкою проекту впродовж етапів синтезу, аналізу і оптимізації на схемотехнічному та конструкторському рівнях. До складу наскрізних систем ЕСАД DesignLab8.0, OrCAD9.2 [87,88] входить підпрограма синтезу аналогових активних та пасивних фільтрів Filter Designer, яка апроксимує характеристики за допомогою поліномів Баттерворта, Чебишева, Бесселя і еліптичних, результати синтезу подаються у вигляді текстових описів макромоделей фільтрів і можуть бути передані в схемний редактор для подальшого моделювання.

Етап синтезу на схемотехнічному рівні автоматизовано лише для фільтрів, однак, але із підвищенням потужності програмного та математичного забезпечення можливість автоматизації розробки макромоделей (ММ) інших приладів та пристроїв може стати реальною. Для цього необхідна детальна класифікація макромоделей та визначення загальних принципів і методик їхньої побудови згідно вимог ЕСАД. Для ефективного застосування макромоделей необхідно також розробити методики їхньої розробки, перевірки оптимальності та адекватності.

2.1. Класифікація макромоделей для ЕСАД

Аналіз існуючих макромоделей дозволяє класифікувати їх за критеріями адекватності, універсальності, економічності, за методом отримання схеми заміщення та рівнянь макромоделі.

За критерієм адекватності макромоделі поділяються:

- в залежності від ступені абстрагування від електрофізичних параметрів приладів (від фізико-топологічних до формальних),
- в залежності від кількості врахованих ефектів приладу (деталізовані та

спрощені);

– в залежності від максимальних похибок (повинні бути в межах 20-30%).

За критерієм економічності ММ поділяються в залежності від:

–складності та виду рівнянь (від систем нелінійних диференціальних рівнянь до лінійних алгебраїчних рівнянь);

–загальної розмірності математичної моделі (кількості вузлів або елементарних двополюсників);

–наявності параметричних залежностей, які вимагають притягнення багатоваріантних видів аналізу;

–трудомісткості отримання та розрахунку параметрів макромоделі

За критерієм універсальності:

–в залежності від доступних видів аналізу (ММС, отримана для аналізу динамічних характеристик є універсальною);

–від адаптуємості до програм ECAD (текстовий формат має найвищу ступінь адаптуємості, нові нелінійні функції в об'єктних кодах – найнижчу);

–від охоплення різновидів приладу (символьні та числові ММ).

За шляхом побудови макромоделі розрізняються:

методом отримання рівнянь моделі:

–отримані послідовним спрощенням повної фізико-топологічної моделі;

–емпіричні;

–гібридні (рівняння, отримані фізичним методом доповнені емпіричними).

методом формування заступної схеми моделі:

–графічний із перетворенням частини схеми у ієрархічний блок;

– текстово-графічний із представленням схеми заміщення в форматі редактора схем програми ECAD, а вхідних параметрів – в форматі вхідної мови;

–текстовий: запис макромоделі на вхідній мові (Spice) або мові програмування

(Сі, АНDL) із вбудовою до об'єктної бібліотеки програми.

Аналіз літератури і програм ЕСAD показав, що для проектування пристроїв силової електроніки, особливо мішаного типу, необхідно використовувати економічні макромоделі, які легко будуються, редагуються і адаптуються засобами програм ЕСAD, здатні відбивати особливості функціонування приладів. Цим вимогам відповідають символні гібридні текстово-графічні макромоделі (ГММ).

2.2. Технологія побудови ГММ інструментальними засобами програм ЕСAD

2.2.1. Побудова текстово-графічних макромоделей на основі функціональних джерел.

Оптимальний шлях створення гібридної макромоделі – опис багатополюсника (чотирьохполюсника) функціонально, завдяки керованим джерелам, широкий спектр яких наявний в усіх програмах ЕСAD сучасного рівня.

2.2.1.1. Найпростіші передатні функції для лінійних чотирьохполюсників задаються лінійними залежними джерелами, за допомогою яких можна задавати модульовані опори, провідності, передатні функції по струму та напрузі. В Spice-сумісних програмах, зокрема в МС5 (МС7) передатні функції задаються також функціями по Лапласу у вигляді формул або табличних залежностей. В формат визначення цього виду джерел входять модуль та фаза передатної функції або таблиця її дійсних та уявних частин, розташованих в порядку збільшення частоти. Для джерел, які задаються формулами, в якості параметра задається формула передатної функції комплексної змінної s (оператор Лапласа). Ці джерела використовуються при розрахунку перехідних і частотних характеристик.

2.2.1.2. Функціональні джерела із Z -перетворенням дозволяють моделювати електронні пристрої від елементів затримки до складних пристроїв мішаного типу. Загальний вираз: $\exp(S/FC)$, де FC – тактова частота пристрою. В програмах ЕСAD

доступні чотири види джерел Z -перетворення, аналогічні залежним джерелам із струмами та напругами в якості аргументів та функцій. Переваги цього методу: розвинутий математичний апарат, добра алгоритмізуємість, недоліки – складність математичного забезпечення, труднощі дослідження нелінійних чотиріполосників. Область застосування – проектування фільтрів; можна також рекомендувати для часткової автоматизації класичних методів дослідження силових пристроїв [4].

2.2.1.3. Нелінійні чотиріполосники можливо моделювати за допомогою нелінійних керованих джерел поліноміального або табличного вигляду, залежності для яких будуються на базі експериментальних даних, апроксимованих поліноміальною функцією (що досить складно). Для табличних залежних джерел проміжні точки обчислюються методом лінійної інтерполяції, що негативно впливає на точність. Область використання джерел обмежена аналоговими пристроями.

2.2.1.4. Найширші можливості у створенні універсальних макромоделей надають нелінійні програмовні функціональні джерела із алгебраїчними виразами. В останніх версіях Spice-сумісних програм ECAD доступні можливості використання в функціональних джерелах елементів булевої алгебри (BOOLEAN), та базових (IF-THEN-ELSE) операторів програмування – створені на базі таких джерел макромоделі на вхідній мові Spice називаються В-елементи (Behavioral- elements).

Синтаксис В-елементів для вхідних мов INTUSOFT's IsSpice4 (San Pedro, CA) [10] та CADENCE's Analog WorkBench Spice Plus (San-Jose, CA) однаковий, оскільки вони сумісні з алгоритмом Berkeley SPICE3. MICROSIM's PSpice (Irvine, CA) та МАЕС-П використовує відмінний синтаксис [99]. В-елементи віртуально мають засоби аналогової апаратної мови опису – Analog Hardware Description Language (AHDL), які використовуються у так званих математичних процесорах (“mathematical simulators”). AHDL базується на Сі та дозволяє створювати найбільш точні та ефективні моделі [101]. Макромоделі на базі В-елементів є аналогом AHDL.

2.2.2. Створення текстових макромоделей на базі нових нелінійних функцій

Для полегшення конвертації макромоделей в інші програми та прискорення моделювання, можна рекомендувати формувати макромодель у текстовому вигляді, для подальшого використання цього файлу в програмах аналізу. Інструментальний набір, наявний в графічних редакторах, можна відбивати директивами, операторами та текстовим коментарем вхідних мов. Недоліком текстових макромоделей є труднощі при складанні і редагуванні описів згідно форматів Spice-мов.

Нелінійні функції можна реалізувати за допомогою функцій, заданих користувачем та комбінацією стандартних нелінійних функцій, або створити нову нелінійну функцію, для чого треба мати повну версію програми ECAD із відкритою об'єктною бібліотекою текстів моделей та функцій, написаних на мові програмування та компілятор. Перевага такого способу – значне прискорення моделювання, недолік – складність формування та закритість.

Висновки за даними попереднього розгляду

За критеріями економічності, універсальності та відкритості текстово-графічні ГММ на основі залежних програмовних джерел є оптимальними для використання в ECAD.

2.3. Визначення узагальненої структури гібридних макромоделей

Для прискорення проектування пристроїв силової електроніки пропонується узагальнена структурна схема ГММ (рис.2.1), із ієрархічними (вкладеними) блоками: блок 1 здійснює сполучення внутрішніх і зовнішніх змінних, функції зворотного зв'язку (ЗЗ) задає блок 2, блок 3 (необов'язковий) – для корекції.

Вид функціональної схеми залежить від:

1. методу отримання рівнянь (спрощенням фундаментальної системи, емпіричним, гібридним);
2. виду статичних характеристики (однозначність, монотонність);
3. області адекватності (універсальності та кількості врахованих ефектів).

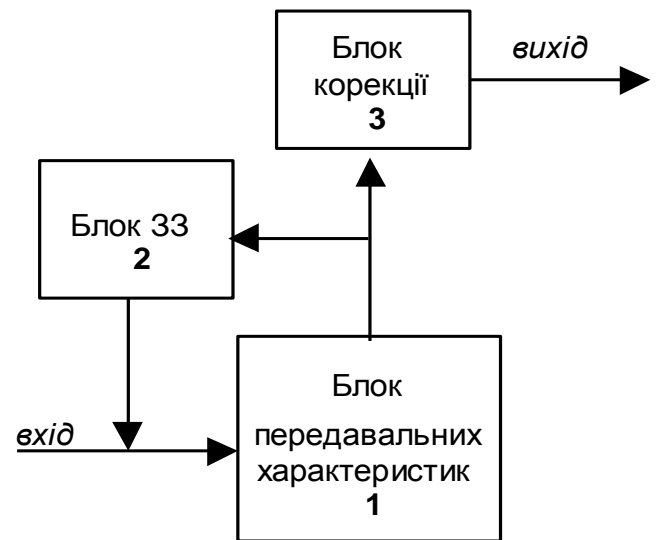


Рис.2.1. Структурна схема ГММ

Формалізуємо задачу отримання функціональної схеми ГММ в залежності від виду передавальної функції приладів та пристроїв:

1. для приладів, які працюють в декількох, суттєво різних режимах із неоднозначним характером ВАХ (тиристор, СІТ) передавальні блоки макромоделей будуються на основі шматочно-нелінійної апроксимації ВАХ;
2. передавальні блоки ГММ приладів із монотонною (БТ, ДМОНТ) або однозначною (IGBT) ВАХ можна будувати на основі традиційних моделей, скорегованих у блоках 2,3, особливу увагу приділяти ланцюгу 33;
3. для приладів, які характеризуються складністю фізичних залежностей (GTO, IGCT), та для пристроїв силової електроніки область адекватності ГММ рекомендовано обмежувати динамічними режимами та використовувати для визначення функцій блоку 1 методи керованого заряду і модульованих опорів.

2.4. Дослідження принципів зворотного зв'язку в елементах силової електроніки для побудови гібридних макромоделей

Розглянемо характер 33 в елементах силової електроніки для визначення загальних принципів побудови блоків 33 в гібридних макромоделях.

2.4.1. Ефект Міллера в приладах із польовим керуванням

З метою отримання рівнянь для використання в EСAD, що описують ефект ЗЗ в мінімальній формі, але фізичних по суті, необхідно проаналізувати вплив цього ефекту на вихідні характеристики.

Встановлено, що визначальний вплив на процеси перемикання приладів із польовим керуванням виявляє ємність затвор-стік (Міллера), часи заряду і розряду якої в основному задають тривалості фронтів вихідних імпульсів, а отже, і величину динамічної потужності втрат, значення її може змінюватися в широких межах. Найбільш точним методом опису ємності Міллера є використання формул, отриманих виходячи з аналізу напівпровідникової структури [103]. Ще одним підходом є апроксимація залежності ємності від напруги [65].

Напруга затвора має складний зв'язок із струмом стоку через передатну характеристику МОПТ, доки він працює в активному режимі. Збільшення струму стоку при вмиканні викликає падіння вихідної напруги, яка, в свою чергу викликає уповільнення наростання напруги затвор-витік, що викликає протидію наростанню струму стоку. Струм стоку, внаслідок негативного зворотного зв'язку, йде на перезарядження ємності Міллера. Вихідна напруга при вмиканні МОПТ та струм стоку при вимиканні не змінюються, аж доки ця ємність не перезарядиться. На рис.2.2 [19, 98] наведені схематичні криві вмикання МОПТ, на яких можна виділити етапи, пов'язані із досягненням вхідної напруги $U_{зв}$ порогового значення.

Опишемо ємність Міллера різними способами.

2.4.1.1. Залежним джерелом із рівняннями, отриманими фізичним методом.

Ефект Міллера починає впливати на хід характеристик, коли похідна вихідної напруги відрізняється від нуля, при чому, чим більша швидкість зміни вихідної на-

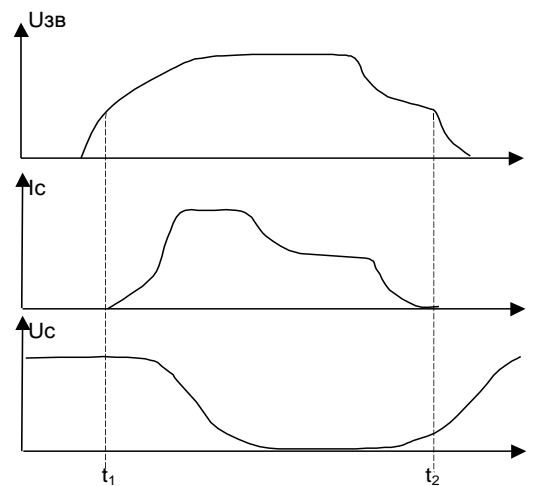


Рис.2.2. Осцилограми перемикання МОПТ

пруги, тим більший струм зворотного зв'язку. Таким чином, джерело струму ЗЗ можна описати функціонально, як залежне джерело струму, яке керується вихідною напругою U_{CB} та напругою $U_{ЗВ}$. Враховуючи те, що ємність Міллера параметрична (вона залежить від вихідної напруги), запишемо вираз для джерела НЗЗ:

$$I_{m\text{ ill}} = C_{Зс}(U_{CB}) * \frac{dU_{Зс}}{dt} + U_{Зс} * Y_{СЗс}, \quad (2.1)$$

де

$$I_{З1} = C_{Зс} * \frac{dU_{ЗВ}}{dt} \text{ – струм заряду прохідної ємності;}$$

$Y_{СЗс}$ – провідність параметричної ємності затвор-стік, диференціальний характер якої враховується наступним чином:

$$\overline{C_{Зс}} = \frac{\partial C_{Зс}}{\partial U_{CB}}, \quad Y_{СЗс} = \frac{d}{dt} \overline{C_{Зс}},$$

або в операторній формі $Y_{СЗс} = p \overline{C_{Зс}}$.

Вираз для джерела струму, яке моделює ефект Міллера, набуває вигляду:

$$\begin{aligned} I_{m\text{ ill}} &= C_{Зс}(U_{CB}) * \frac{dU_{Зс}}{dt} + U_{Зс} * \frac{d\left(\frac{\partial C_{Зс}(U_{CB})}{\partial U_{CB}}\right)}{dt} = \\ &= C_{Зс}(U_{CB}) * \frac{dU_{Зс}}{dt} + U_{Зс} * \frac{d(C_{Зс}(U_{CB}))}{dt}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

де $C_{Зс}(U_{CB})$ має табличну або аналітичну залежність від напруги стік-витік.

Як бачимо, другий складник (2.2) описує внесок в струм ЗЗ від параметричної прохідної провідності. При переході транзистора в активний режим та виході з нього, цей внесок буде максимальним, тому що в області малих напруг на стоку швидкість зміни ємності найбільша.

Формат залежного джерела на вхідній мові МАЕС-П наступний:

$J_{mill} = F6(0, 0, \text{ит} \# U_{св}, U_{Jmill})$,

де ит – назва таблиці $C_{зс} = f(U_{св})$;

U_{Jmill} , $U_{св}$ – параметри керування, $U_{Jmill} = U_{зс}$;

$F6$ – назва спеціальної нелінійної функції, яка реалізує залежність (2.2).

Функція дозволяє перехід тільки на сусідні ділянки таблиці на сусідніх ітераціях Ньютона-Рафсона. Два нулі в параметрах функції резервують місце в пам'яті для зберігання значення аргументу в попередній та поточний моменти розрахунку. В таблиці задаються диференційні значення ємності, між точками таблиці – лінійна інтерполяція. Задавати таблицю необхідно так, щоб розв'язок не виходив за її межі, та по можливості, дотримуватися монотонності функції для запобігання проблем збіжності. При умові виходу аргументу за межі таблиці, в якості аргументу приймається останнє значення.

Оскільки для Spice-сумісних програм ECAD програмувати нові нелінійні функції в БМП треба на мові Сі, можна запропонувати емпіричні моделі для відтворення ефекту Міллера на основі:

2.4.1.2. комбінації джерела напруги постійної ємності (аналог дискретної моделі ємності, де джерелом задаються початкові умови)

$$E_{mill} = a + b \cdot U_{зв},$$

2.4.1.3. нелінійної аналітичної функції поліноміального виду

$$C_{mill} = C_{mill0} + a_1 \cdot 10^{-20} \cdot U_{зс}^{20} + a_2 \cdot 10^{-21} \cdot U_{зс}^{22}, \quad (2.3)$$

2.4.1.4. аналітичної монотонної функції, яка керується напругою затвор-стік:

$$C_{зс} = C \cdot \exp(-B \cdot U_{св}), \quad (2.4)$$

де параметри C і B визначаються:

$$B = \frac{\ln\left(\frac{C1}{C2}\right)}{U2 - U1}, \quad C = \frac{C1}{\exp[-B \cdot U1]},$$

де $C1$ і $C2$ – значення ємності для двох значень напруги $U1$ і $U2$.

2.4.1.5. В-елемента, яким можна представити сумарну вхідну ємність СМІЛЛ. Оскільки ЗЗ діє тільки під час активного режиму, умовами зміни значення ємності будуть $U_{пор}$ та U_{min} , як граничні значення вхідної та вихідної напруги, при яких здійснюється перехід з режимів відсічки та насичення до активного режиму.

Запрограмуємо функцію ЗЗ.

У режимі відсічки ($U_{зв} < U_{пор}$) і в режимі насичення ($U_c < U_{min}$) вхідна ємність дорівнює: $C_{вх} = C_{зв}$; $U_c < U_{min}$

В активному режимі ($U_{зв} > U_{пор}$, $U_c < U_{min}$):

$$C_{вх} = C_{зв} + C_{зс} * (1 + S * R_H), \quad (2.5)$$

де $U_{min} = I_{смак} * R_{он}$ – падіння напруги у відкритому стані;

$I_{смак}$ – максимальний вихідний струм у відкритому стані;

$R_{он}$ – опір елемента у відкритому стані;

S – крутість прохідної характеристики елемента;

R_H – опір навантаження;

В-елемент, який моделює вхідну ємність та керується напругою на ній, запишеться на вхідній мові програми МАЕС-П:

```

CВХ, 1-2=FA (UПОР=ЗВ#UМІН=1В#
CЗВ=1000ПФ#CЗС=1000ПФ#S=5МА/В#RH=1ОМ#
IF (UBИХ .LT. UМІН) THEN CЗВ
ELSE IF (UBХ .LT. UПОР) THEN CЗВ
ELSE CЗВ+CЗС*(1+S*RH) ;

```

Результати моделювання ємності Міллера за формулами (2.2-2.4) наведено в додатку А.1. Там же, для порівняння наведені результати, отримані експериментально для транзистора КП809Б [14]. Як бачимо, найвищу точність має формула 2.2. В-елемент моделює не прохідну ємність, а сумарну вхідну ємність (не причину, а слідство ефекту Міллера), однак моделювання перехідних процесів цим методом в ЕСАД має найбільші переваги, оскільки ММС та час моделювання найменші при збереженій адекватності. Результати моделювання перехідних характеристик КП711А із вхідною ємністю, представленою В-елементом в середовищі МС6 наведено в додатку А.5.3.

В додатку А.1 також наведено графіки вхідної напруги та струму через нелінійну ємність для ключа на КП809Б. Очевидно, що при переході транзистора в активний режим збільшується постійна часу наростання $U_{зв}$, що пояснюється ефектом негативного ЗЗ.

2.4.2. Зворотний зв'язок в біполярних приладах

2.4.2.1. Позитивний ЗЗ, який забезпечує регенеративний характер вмикання тиристорної структури в тиристорах досить добре досліджений, але його можна представити в нетрадиційній формі, через модульований опір баз та П2 – R_{mod} , який змінюється в залежності від струму анода від опору утікання $R_{ут}$ в режимі відсічки до динамічного опору R_d у стані повного вмикання, та визначається по ВАХ [115]

$$R_{mod} = \frac{R_{ут} * R_d}{R_{ут} - R_d} * \frac{I_{KE_{max}}}{I_{KE} + (R_d * I_{KE_{max}}) / (R_{ут} - R_d)}. \quad (2.6)$$

Негативний ЗЗ починає відігравати значну роль на критичних для потужних тиристорів частотах, хоча, взагалі, характер перехідних процесів в тиристорних пристроях визначають постійні часу демпфуючих ланцюгів. Негативний ЗЗ проявляється при замиканні, коли, при досягненні вихідної напруги значення напруги утримання, та переході частини структури у режим відсічки, зростає вхідна ємність. Майже весь струм керуючого електрода йде на перезарядження вхідної ємності, а не на вивід залишкового заряду, що викликає накопичення заряду у р-базі та зниження темпу зростання напруги на середньому переході П2. До того ж, на межі етапів регенерації та встановлення збільшується сумарний коефіцієнт передачі струму α_{Σ} при виході переходів П1 та П3 з насичення, що пояснюється тим, що ефективність емітерів та коефіцієнт переносу збільшується, коли кількість неосновних носіїв у базах та темп рекомбінації зменшуються, тому зворотній струм $I_{П2зв}$ із зростанням напруги на П2 зростає.

2.4.2.2. В потужних БТ ЗЗ здійснюється через опір бази, при чому він може бути не тільки негативним, але й позитивним. Характер ЗЗ визначається, в основно-

му, режимом вихідного струму (рівнем інжекції) [20]. Для створення макромоделей необхідно визначити вплив цих ефектів на електричні параметри біполярних приладів, і, найголовне, – на коефіцієнт передачі струму бази β та постійні часу, які визначають швидкість перехідних процесів.

На коефіцієнт β потужного біполярного транзистора впливають його фізико-топологічні параметри (ступінь легування, конфігурація емітера й бази, вертикальна геометрія структури), а також режими роботи (високий або низький рівні інжекції).

При низькому рівні інжекції (малому струму колектора) в однорідно легованій базі електричне поле відсутнє та коефіцієнт передачі малий із-за наявності генераційно-рекомбінаційного струму просторового заряду. При високому рівні інжекції (ВРІ), в базі виникає поле, що прискорює носії від емітера до колектора, дифузійна складова струму починає переважати генераційно-рекомбінаційну, ОПЗ колектора розширюється в область бази (ефект Ерлі), за рахунок чого зменшується товщина квазіелектронейтральної бази, що призводить до збільшення β та зменшення часу прольоту. Сукупність цих ефектів можна вважати позитивним ЗЗ.

В області підвищених щільностей струму і невеликих напруг $U_{ке}$ на характеристики БТ починає впливати ефект Кірка (зрушення кордону квазіелектронейтральної бази в колектор, створення «наведеної» бази), та пов'язаний з ним ефект квазінасичення (падіння напруги на «наведеній» базі, що призводить до зростання $U_{ке}$). Ці ефекти призводять до зниження ефективності емітера (γ), збільшення падіння напруги на транзисторі в відкритому стані, зменшенню коефіцієнта переносу χ , зростанню постійної накопичування τ_f та, у кінцевому підсумку, до зниження коефіцієнта передачі струму β [98]. Можна прийняти, що при ВРІ через опір в області «наведеної» бази здійснюється негативний ЗЗ.

Характер функціональної залежності β від багатьох аргументів дуже складний. Тому для ЕСАД використовуються спрощені залежності, які можна вводити в моделі в табличній формі або у вигляді аналітичних виразів. Вираз (2.7) [18] досить точно відбиває залежність β від струму колектора. Перший член цього виразу зумовлений рекомбінаційними втратами носіїв в області бази, другий зв'язаний з ефективні-

стю емітера (зниження рівня інжекції в області великих струмів призводить до зниження β), третій - наявністю рекомбінації носіїв заряду в ОПЗ емітера (що викликає спад β в області малих струмів):

$$\beta = \left[\frac{\tau_F}{\tau_n} + \frac{I_{eps}}{I_{ens}} * \left(1 + \frac{I_{nx}}{I_{KF}} \right) + \sqrt{\left(\frac{I_{RS}}{I_{nx}} \left(1 + \frac{I_{nx}}{I_{KF}} \right) \right)^2} \right]^{-1} \quad (2.7)$$

Окрім явної залежності $\beta(I_{nx})$ в (2.7) враховується залежність $I_{KF}=Q_{B0}/\tau_F$. Збільшення τ в області великих струмів внаслідок ефектів Кірка та квазінасичення, призводить до спаду β , зростання струму уповільнюється. В цій формулі прийняті наступні позначки: I_{nx} – наскрізний струм неосновних носіїв, I_{eps} , I_{ens} – дірковий та електронний струми емітера, $I_{RS}=I_{R02}/I_{ens}$ – характеристичний струм впливу рекомбінації носіїв заряду в ОПЗ емітера, I_{KF} – характеристичний струм, визначаючий межу між низьким та високим рівнями інжекції, τ_n – усереднений час життя неосновних носіїв у базі.

У програмах EСAD лише модель Гуммеля-Пуна враховує ефект Кірка, що і пояснює її широке розповсюдження, незважаючи на те, що ефект квазінасичення моделюється некоректно (рис.2.3), окрім того, для неї потрібно 50 - 60 вхідних параметрів, більшість з яких – фізико-топологічні.

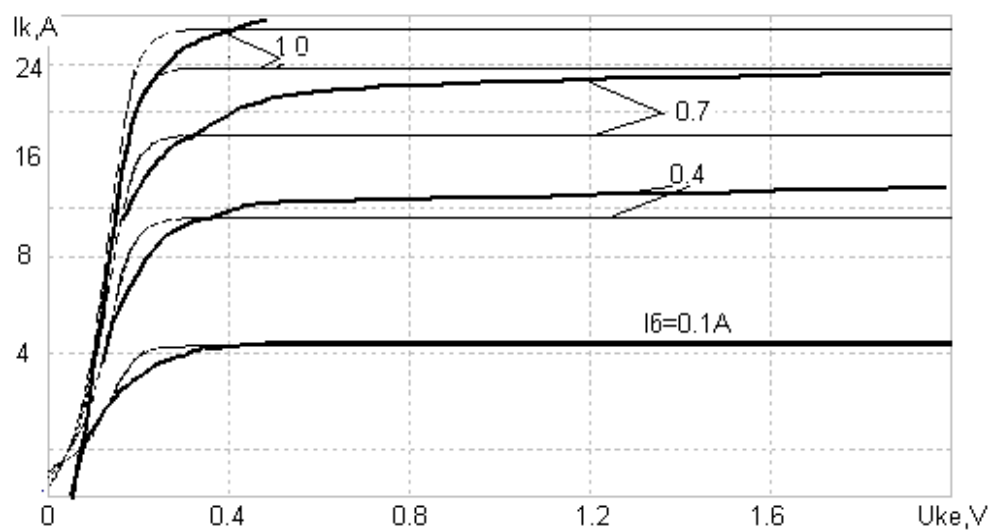


Рис. 2.3. Моделювання статичних характеристик КТ885А за допомогою моделі Гуммеля-Пуна (товсті лінії – експеримент, тонкі – модель)

В цій моделі

прийнята наступна залежність для коефіцієнта B [11], що використовується для визначення β та враховує витиснення бази в колектор, залежність β від струму I_K та напруги колектора U_K :

$$B = \left\{ \frac{1 + r_w * \left[\sqrt{(i_B^2 + r_w)} - i_B \right]^2}{4 * \left[\left(I_K \tau_N / Q_{60} \right)^2 + r_p \right]} \right\}^2, \quad (2.8)$$

де $i_B = \left(I_K \tau_N / Q_{60} \right) + (U_{0K} - U_K) / U_{rp}$.

Інші параметри: $r_w = w_K / w_6$ (співвідношення ширини високоомного шару колектора до ширини бази), U_{0K} – внутрішній потенціал колекторного переходу, U_{rp} – падіння напруги на опорі колектора від протікання умовного струму $I_K^* = Q_{60} / \tau_N$, τ_N – нормальна дифузійна постійна часу, r_p – параметр, що характеризує крутість положистої ділянки залежності τ_1 від струму колектора при $U_{ке} = \text{const}$, Q_{60} – заряд бази при нульових зміщеннях на переходах.

Слід відзначити, що розрахунки β по формулам (2.7) та (2.8) пов'язані зі значними складнощами, тому в програмах схемотехнічного проектування можна використовувати формальні апроксимації:

Степеневим рядом:

$$\beta_N = a_0 + a_1 U_e + a_2 U_e^2 + a_3 U_e^3 ;$$

Логарифмічно-степеневу залежністю:

$$\beta_N = B_N (B_1 (\log \Gamma_e)^4 + B_2 (\log \Gamma_e)^3 + B_3 (\log \Gamma_e)^2 + B_4 (\log \Gamma_e) + B_5) ;$$

Функціями вигляду:

$$\beta_N = f(I_K) + U_E / U_N .$$

Наведені вирази забезпечують допустиму похибку апроксимації β , але параме-

три їх визначаються в результаті обробки експериментальних даних по методу найменших квадратів, що ускладнює розрахунки.

Можна запропонувати найпростішу нелінійну апроксимацію для високого рівня інжекції, для якої потрібні лише три параметри β_{\max} , I_N та I_{N1} , які можна отримати з довідника:

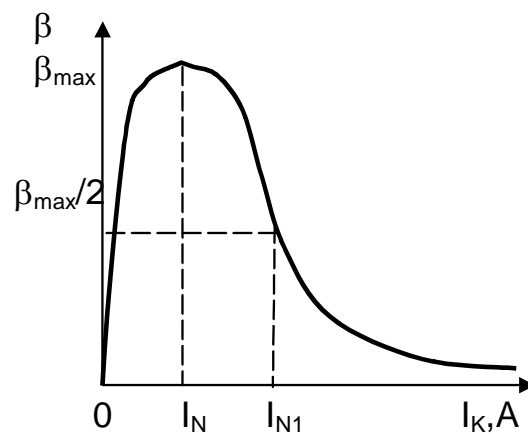


Рис.2.4. Апроксимація β

$$\beta_N = \beta_{\max} * (I_K)^b \exp(c * I_K), \quad (2.9)$$

де коефіцієнти $0 < b < 1$, $c < 0$, а їхнє співвідношення дадуть значення:

1. струму початку високого рівня інжекції

$$I_N = -\frac{b}{c}; \quad (2.10)$$

2. струму, при якому β зменшиться майже вдвічі проти β_{\max}

$$I_{N1} = -\frac{b \pm \sqrt{b}}{c}. \quad (2.11)$$

Узагальнений вираз для випадку $b=1/2$:

$$\beta_N = \beta_{\max} * \sqrt{I_K} * e^{-c I_K} \quad (2.12)$$

Означена функція асимптотично наближується до вісі x (рис.2.4). Методика розрахунку параметрів функції (2.9) наступна:

1. задати значення b , як правило $b=1/2$;
2. розрахувати за формулою (2.10) значення c ;
3. перевірити вирази по формулі (2.11).

Похибку моделювання можна обмежити 0.01%, якщо використовувати додаткові корегуючі коефіцієнти. Модифіковану формулу і результати розрахунку β для

КТ704 наведено в додатку А.1.2.

Можна виразити підсумковий вплив ефектів НЗЗ через модульований опір бази [105]:

$$r(\delta) = R_{\delta 0} [1 - L/W * \ln(1 + \delta)], \quad (2.13)$$

де: $R_{\delta 0}$ – початковий опір;

$\delta = I/I_{\delta}$ – коефіцієнт інжекції;

$I_{\delta} = \sigma * S * \varphi_i / b * L_p$ – струм, що характеризує початок високого рівня інжекції;

$b = \mu_n / \mu_p$ – коефіцієнт співвідношення рухомостей у кремені;

$\sigma = 1/\rho \approx q n \mu_n$ – питома провідність n -області;

τ_p – час життя дірок в n -базі;

$L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$ – дифузійна довжина;

W – товщина бази;

S – площа емітерного переходу (см^2).

Формула дасть результати прийнятної точності при співвідношенні дифузійної довжини до товщини бази не менше 1/3. При порушенні даної умови, необхідно користуватися більш універсальною формулою [105]:

$$R_{\text{mod}} = \frac{R_0}{(w/L) * \sqrt{1+k^2}} \ln \frac{e^{w/L} (1+k+\sqrt{1+k^2}) + (1-k-\sqrt{1+k^2})}{e^{w/L} (1+k-\sqrt{1+k^2}) + (1-k+\sqrt{1+k^2})} \quad (2.14)$$

Параметри (2.14) мають той же сенс, що і для (2.13).

Тут коефіцієнт інжекції:

$$k = \frac{(b+1)/b}{\text{sh}(w/L)} \delta \approx \frac{\delta}{\text{sh}(w/L)}.$$

Для розрахунків за цією формулою необхідні фізико-топологічні параметри, що робить її майже непридатною для використання у програмах EСAD.

Прагнення підвищити економічність моделювання в плані збіжності та простоти розрахунку параметрів вимагає пошуку простих формул, для розрахунку за якими не потрібні фізико-топологічні параметри.

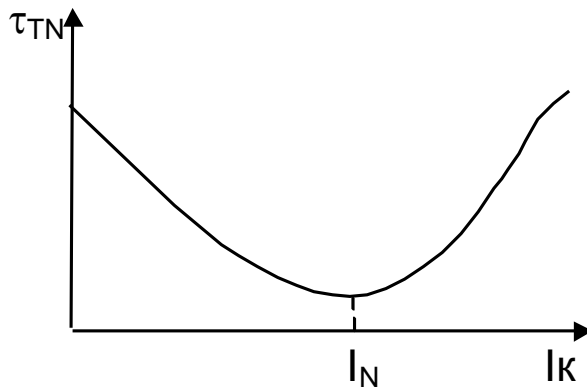


Рис.2.5. Залежність постійної емітер-колектор від струму колектора

Враховуючи особливості програмного забезпечення EСAD, та у відповідності до обраного принципу побудови складних нелінійних функцій, підсумковий вплив ефектів високого рівня інжекції можна врахувати залежним джерелом – В-елементом.

При умові лінійності ємності переходів, допустимо використати закон зміни модульованого опору бази, співпадаючий із законом зміни постійної часу прольоту емітер-колектор від струму колектора (рис.2.5). Рівняння модульованого опору R_{mod} задається програмуємою аналітичною функцією, що управляється струмом. Вона одержується емпіричним шляхом і має вигляд:

$$R_{\text{mod}} = \frac{R_{\text{max}} - R_{\text{min}}}{I_N^2} I_K^2 - 2 \frac{R_{\text{max}} - R_{\text{min}}}{I_N} I_K + R_{\text{max}}, \quad (2.15)$$

де R_{min} та R_{max} – межові значення модульованого опору до та після початку високого рівня інжекції, границя між якими визначається струмом I_N .

Опис залежності модульованого опора на вхідній мові МАЕС-П наведений нижче:

$$R_{\text{MOD}}, K-2=FA (R_{\text{MAX}}=.10M\#R_{\text{MIN}}=.010M\#I_N=20A\#$$

```

IF (IRMOD.LT.IN) THEN RMIN
ELSE ((RMAX-RMIN)/IN**2)*IRMOD**2-
-(2*(RMAX-RMIN)/IN)*(ABS(IRMOD))+RMAX);

```

Графіки залежності опору R_{mod} від струму в біполярних приладах для моделювання ефектів високого рівня інжекції, отримані за допомогою програми МАЕС-П та МС6, наведено в додатку А.1.2.

2.4.3. Особливості побудови блоків ЗЗ в макромоделях біполярно-польових приладів

Негативний зворотній зв'язок в біполярно-польових приладах (IGBT, БСІТ, тиристри із польовим керуванням) реалізується через ємність Міллера, для побудови блоків ЗЗ для таких приладів можна використовувати формули (2.2-2.5). Для модульованого опора в IGBT та СІТ можна використовувати скореговану формулу (2.15) виходячи з того, що для цих приладів технологічно обмежено рівень інжекції для контролю постійної часу розсмоктування, яка визначає час вимикання.

Модуляція провідності здійснюється завдяки зустрічній інжекції та рекомбінації, цей ефект статичного позитивного зв'язку (Static Feedback), аналогічний до ефекту Ерлі [68] контролює характер струму стоку (колектора) в активному режимі та вихідну провідність. Саме він дозволяє збільшити щільність струму в IGBT у порівнянні до ДМОНТ у п'ять разів та більше. Для приладів із польовим керуванням формула (2.15) набуває вигляду:

$$R_{\text{mod}} = R_{\text{max}} * \sqrt{\frac{U_{\text{ЗВ}} * e}{U_{\text{пор}}}} * e^{-\frac{U_{\text{ЗВ}}}{2 * U_{\text{пор}}}}, \quad (2.16)$$

де R_{max} – максимальне значення модульованого опору до початку високого рівня рекомбінації, при $U_{\text{ЗВ}} < U_{\text{пор}}$.

Графік залежності опора R_{mod} від вхідної напруги $U_{\text{ЗВ}}$ наведено на рис.2.6.

2.5. Методика створення гібридних макромоделей елементів електроніки

Пропонується наступна методика створення ГММ елементів силової електроніки на основі залежних джерел для використання в EСAD:

1. Визначити вхідні, вихідні й передатні функції моделюемого елемента для формування компонентних рівнянь блоків 1, 2. Для підвищення адекватності макромоделі можна відбивати будь-які додаткові характеристики та параметричні залежності (вплив температури, критичні режими, модуляції провідності) за допомогою функціональних джерел в блоці 3.

2. Використовуючи наведену нижче методику перевірки оптимальності, мінімізувати макромодель, зменшуючи кількість двополюсників та вхідних параметрів для зниження розмірності ММС (кількості топологічних рівнянь, або порядок матриці Якобі) та спрощуючи компонентні рівняння.

3. Описати блоки 1-3 на вхідній мові програми, якою збирається користуватися або засобами графічного редактора створити текстово-графічну ГММ. Якщо ГММ будується за ієрархічними принципами, необхідне попереднє відпрацювання макромоделей блоків для виправлення помилок, запобігання проблем збіжності.

4. Використовуючи відпрацьовану макромодель, провести тестові задачі із простими пристроями, для визначення області адекватності порівняти результати моделювання із результатами, отриманими за допомогою двохвимірних, фізичних

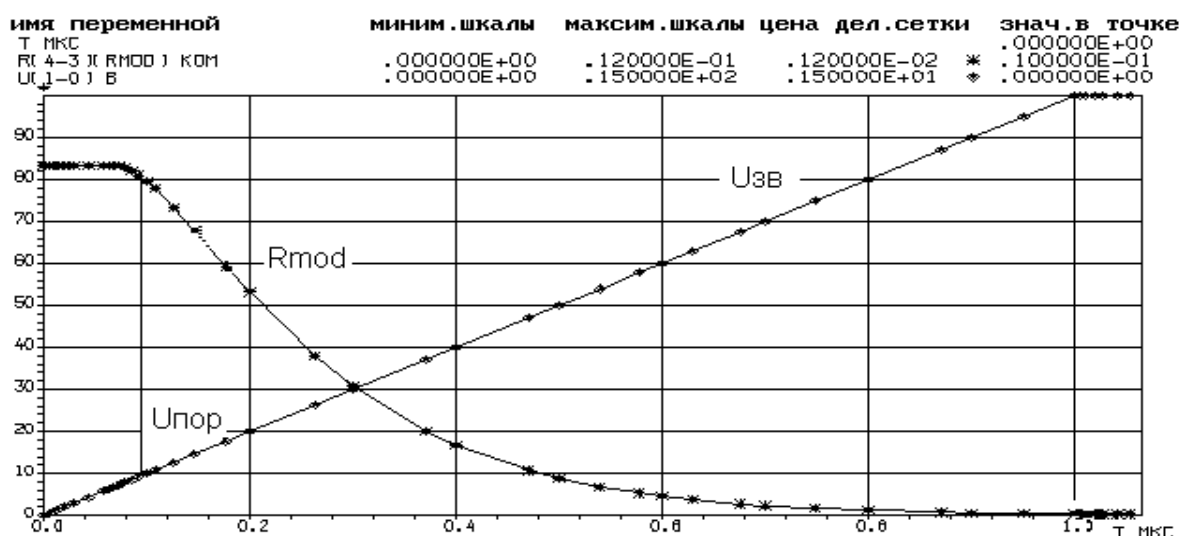


Рис. 2.6. Залежність модульованого опора бази IGBT від напруги $U_{ЗВ}$

моделей, наприклад, фірми Intusoft або експериментально;

5. Відпрацювати макромодель у малосигнальному, статичному, динамічному режимі для визначення універсальності.

6. Провести необхідні види багатоваріантного аналізу, зокрема чутливості та Монте-Карло для пошуку напрямку параметричної оптимізації макромоделі.

7. Якщо необхідно, здійснити параметричну оптимізацію макромоделі, користуючись системами наскрізного проектування (PSpice Optimizer в OrCAD9.2), або математичними процесорами (MathCAD2000).

8. Вбудувати розроблену ММ у БМП програм ECAD, користуючись методикою, яку наведено в додатку В.1.

2.6. Методика оптимізації гібридних макромоделей за критерієм економічності

Прийmemo, що якість макромоделі визначається вектором $K=(K_E, K_A)$,

де K_E – вектор показників економічності;

K_A – вектор показників адекватності.

Оскільки багатокритеріальна (векторна) задача оптимізації набагато складніша, ніж однокритеріальна (скалярна), визначаємо серед показників якості ті, що характеризують загальну економічність макромоделі, оскільки для ECAD це найважливіший критерій, а інші переводимо до розряду обмежень лінійного типу.

Таким чином, цільова функція набуде вигляду:

$$K_E = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n),$$

при наступних обмеженнях адекватності:

1. максимальна відносна похибка – $\varepsilon \leq 25\%$,

2. область адекватності – розрахунок статичних та динамічних характеристик, з яких остання вимога є обов'язковою, перша – бажаною.

Охарактеризуємо детальніше показники економічності.

1. На етапі попередніх розрахунків: час розрахунку параметрів та складання опису схеми залежить від кількості параметрів, розмірності ММС, способу її формування (текстовий, графічний), наявності складних адаптивних функцій.
2. На етапі машинного розрахунку: загальний час аналізу залежить від швидкодії ЕОМ, загальної розмірності ММС, жорсткості рівнянь ММС, крутості характеристик. Жорсткість ММС можна оцінити за співвідношенням мінімальної та максимальної сталої часу, при $\zeta \geq 10^5$, ММС – жорстка. Від останніх двох показників залежить швидкість збіжності ітераційного метода розв'язання рівнянь ММС.
3. На етапі відладки час пошуку помилок та параметричної оптимізації залежить від розмірності ММС, наявності нестандартних функцій, віддалення початкових значень параметрів від оптимальних.

Як показали статистичні дослідження із макромоделями, загальний час моделювання на 70-90% визначається часом розрахунку параметрів, наявністю адаптивних функцій та швидкістю збіжності.

Прийmemo, що швидкодія ЕОМ така, що часом трансляції опису схеми і заведення на аналіз та автоматизованого формування рівнянь ММС можна знехтувати. Приймемо, що загальний час розрахунку параметрів та відладки t_1 не повинен перевищувати двох годин, коливання цього параметра – в межах 0,5-3,5 годин, загальний час розв'язання рівнянь ММС t_2 не повинен перевищувати 10 хвилин; коливання показника від кількох секунд до десятків хвилин. Таким чином, задача оптимізації макромоделей полягає у пошуку таких значень її топологічно-компонентних параметрів, які мають забезпечити мінімум цільової функції.

Загальний час моделювання має вигляд [7]

$$T_{\text{ЗАГ}} = (K * I / \Pi) * (k_1 * n^3 + k_2 * n^2 + k_3 * n), \quad (2.17)$$

де K – кількість кроків неявних методів чисельного інтегрування;

I – кількість ітерацій метода Ньютона-Рафсона;

Π – швидкодія ЕОМ;

n – кількість параметрів схеми.

Найбільш впливовими на загальний час моделювання макромоделі визначені показники: кількість параметрів схеми n та адаптивних нелінійних функцій (в середньому, $0.1 * n$) та жорсткість схеми Π . Враховуючи наближені співвідношення $K \approx \Pi$, $I \approx \Pi$ [7], функцію впливу можна записати так:

$$T_{3AT} = a * n + b * n^2 + c * n^3 * \Pi^2, \quad (2.18)$$

де n та Π – змінні;

a – середній час розрахунку одного параметра, константа;

b – коефіцієнт пропорційності між кількістю параметрів та адаптованих функцій помножений на час відладки однієї функції, константа;

c – коефіцієнт, який залежить від порядку методу чисельного інтегрування та кількості операцій ЕОМ в секунду, константа.

Значення коефіцієнтів цільової функції отримані регресійним методом, сутність якого полягає в отриманні абсолютних коефіцієнтів впливу A_{ji} параметрів a , b , c на T_{3AT} на основі обробки результатів статистичного аналізу макромоделей, вбудованих в тестову схему ключа. Коефіцієнти впливу A_{ji} визначаються

$$A_{ji} = \eta_i \sigma_j / \sigma_i,$$

де η_i – i -й елемент вектора η , що є рішенням системи рівнянь $D\eta = R$,

D – кореляційна матриця випадкового вектора внутрішніх параметрів X ;

R – вектор, елементами якого є оцінки коефіцієнтів кореляції r_{ji} між вихідним параметром y_j і внутрішніми параметрами x_i ;

$$r_{ji} = \frac{\sum_{k=1}^N y_{jk} \cdot x_{ik} - N M_j M_i}{(N-1) \sigma_j \sigma_i}, \quad (2.19)$$

де σ_j, σ_i – середньоквадратичне відхилення параметрів y_j і x_i ;

M_j, M_i – математичні очікування параметрів y_j і x_i ;

N – число виконаних статистичних випробувань;

y_{jk} і x_{ik} – значення y_j і x_i , в k -м випробуванні.

Оскільки коефіцієнти a, b, c слабо корельовано, можна знаходити абсолютні коефіцієнти впливу без попереднього розв'язання рівняння (2.19), приймаючи $\eta_i = r_{ij}$. В результаті досліджень, отримані наступні значення коефіцієнтів:

$$a - 0,1 \div 0,3 \quad M_a = 0,2;$$

$$b - 10^{-5} \div 10^{-7} \quad M_b = 10^{-6};$$

$$c - 10^{-6} \div 10^{-8} \quad M_c = 10^{-7}.$$

Таким чином, критерій оптимальності: $K_E = T_{3AG} = F(n, \Pi) \rightarrow \min$, при визначеному вище K_A . Для пошуку оптимальних значень кількісних показників n та Π макромоделі використаємо евристичний метод Харрінгтона [106], який має найпростішу математичну реалізацію та належить до теорії нечітких множин. Сутність методу полягає у перетворенні значень параметрів макромоделі, які увійшли у цільову функцію, у безрозмірні показники “бажаності” від 0 до 1. Для випадку оптимізації моделей, цей метод необхідно модифікувати.

2.6.1. Модифікація методу Харрінгтона для оптимізації макромоделей.

Модифікація методу Харрінгтона полягає в тому, що при визначенні мінімуму цільової функції до уваги беруться оцінки параметрів із врахуванням їхнього нормального розподілу відносно математичного очікування. Нормальний розподіл є загальноприйнятим для МЗ Spice-сумісних програмах ECAD, в яких проводилися статистичні дослідження.

Таким чином, підсумкове значення цільової функції отримаємо в вигляді статистичних характеристик: математичного очікування (M) та дисперсії ($D = \sigma^2$).

Табл. 2.1.

Оцінки параметрів за шкалою Харрінгтона

Шкала Харрінгтона	Параметри вектора цільової функції	
	Кількість параметрів n	Жорсткість ММС $\zeta = \tau_{\max} / \tau_{\min}$
1-0.8 (відмінно)	10-20	$10^3 - 10^5$
0.8-0.63	20-30	$10^5 - 10^7$
0.63-0.37 (задовільно)	30-40	$10^7 - 10^9$
0.37-0.2	40-50	$10^9 - 10^{11}$
0.2-0 (погано)	>50	$>10^{11}$

Для визначення статистичних характеристик використаємо метод Монте-Карло, в якому формула для завдання випадкових значень x_{ik} параметрам x_i цільової функції:

$$x_{ik} = M_i + \sigma_i u_{ik},$$

де M_i , σ^2 – задані математичне очікування і дисперсія;

u_{ik} – значення випадкової нормально розподіленої величини u_i в k -му випробуванні, щільність якого:

$$P(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x - M}{\sigma}\right)^2\right].$$

Результати статистичних випробувань нагромаджуються у вигляді сум:

$$S_{1j} = \sum_{k=1}^l y_{jk}, \quad S_{2j} = \sum_{k=1}^l y_{jk}^2, \quad S_{3ji} = \sum_{k=1}^l y_{jk} x_{ik}, \quad S_{4jd} = \sum_{k=1}^l \delta_{jdk},$$

де x_{ik} – значення параметра цільової функції x_i в k -му випробуванні;

y_{jk} – значення цільової функції y_i в k -му випробуванні.

$\delta_{jdk} = 1$, якщо значення y_{jk} попало в d -й інтервал гістограми, інакше $\delta_{jdk} = 0$;

l – число виконаних випробувань.

Накопичені суми S_{4jd} використовуються для побудови гістограм вихідних параметрів, а суми S_{1j} , S_{2j} і S_{3ji} – для оцінок характеристик розподілів параметрів по формулах, наведених в табл. 2.2, де M_i і D_i – математичне очікування і дисперсія параметра x_i . По гістограмах можна оцінити якість макромоделі.

Таблиця 2.2.

Основні формули для нормального розподілу

Числова характеристика розподілу	Формула для оцінки
Математичне очікування параметра y_j	$M_j = S_{1j} / N$
Дисперсія параметра y_j	$D_j = (S_{2j} - N M_j^2) / (N-1)$
Коефіцієнт кореляції між y_j і x_i	$r_{ji} = (S_{3ji} - N M_j M_i) / [(N-1) \sqrt{D_j D_i}]$

Оскільки число випробувань N впливає на точність аналізу і витрати машинного часу, прийmemo $N=100$, як оптимальне із точки зору точності та затрат часу ЕОМ. Як змінні n та Π , так і коефіцієнти a , b , c мають певну невизначеність, тому прийmemo для них теж нормальний закон розподілу, як найпридатніший для моделювання пристроїв електроніки.

Математичне очікування коефіцієнтів a і b (M_a , M_b) відрізняються для гібридної макромоделі та для фізико-топологічної макромоделі, M_{Π} для жорсткості τ_{\max}/τ_{\min} та M_c коефіцієнта c залишаємо незмінним. Зведемо визначенні характеристики в таблицю, записуючи у дужках ті значення для складної фізико-топологічної макромоделі, які змінюються.

Табл. 2.3.

Оцінка параметрів цільової функції за шкалою Харрінгтона

	n	τ_{\max}/τ_{\min}	a	b	c
Мат. очікування M за шкалою Харрінгтона	10 (50) 0.8 (0.2)	10^9 0.37	0.1 (0.2) 0,63 (0,37)	10^{-6} (10^{-5}) 0,37 (0,28)	10^{-7} 0,28
Дисперсія D, %	30	50	50	50	50

В середовищі пакета аналізу програми MS Excel проведемо статистичний експеримент в такій послідовності:

1. генеруємо випадковий діапазон розподілених за нормальним законом змінних та коефіцієнтів для гібридної макромоделі;

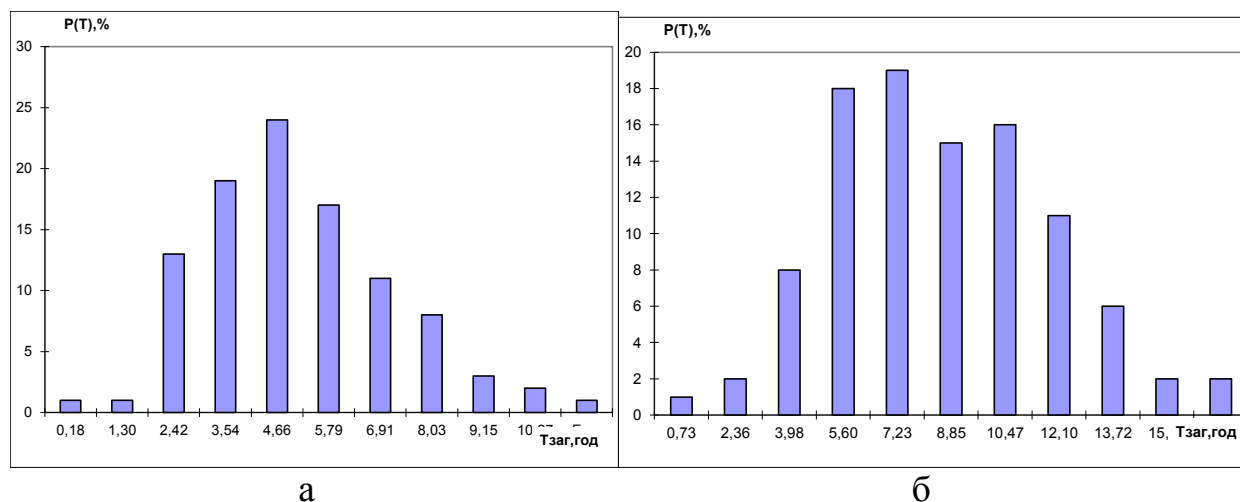


Рис. 2.7. Гістограми розподілу загального часу моделювання для гібридної (а) та фізико-топологічної (б) макромоделей.

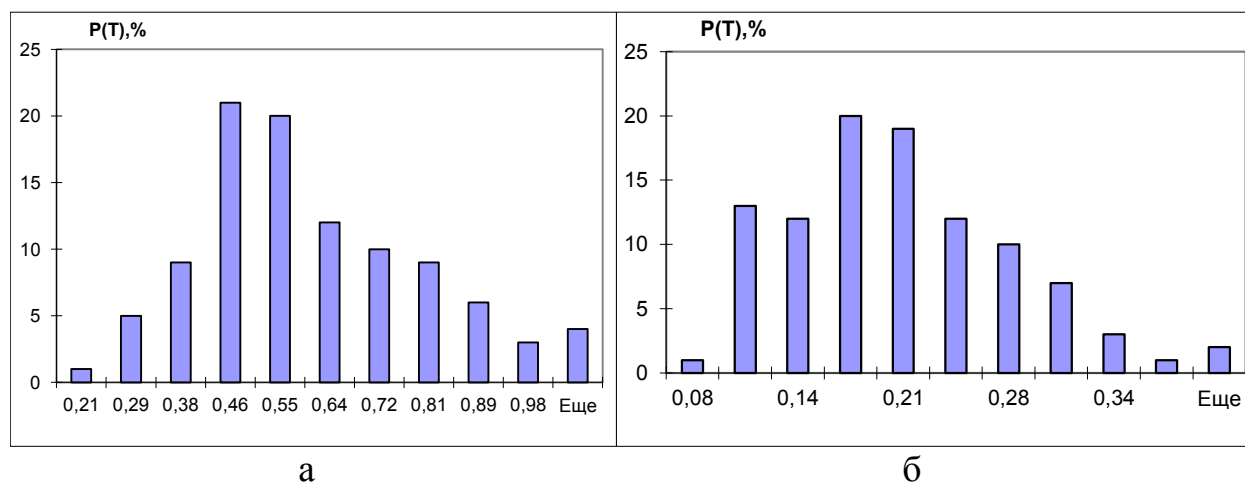


Рис. 2.8. Гістограми оцінки за шкалою Харрінгтона загального часу моделювання: а – для гібридної; б – для фізико-топологічної макромоделей

2. введемо формулу для загального часу моделювання та алгоритм її обчислення;
3. побудуємо гістограму за результатами моделювання (рис.2.7);
4. повторимо п. 1-3 для фізико-топологічної макромоделі та для оцінки загального часу моделювання за шкалою Харрінгтона (рис.2.8).

Аналіз отриманих гістограм (рис.2.7-2.8) дозволяє зробити висновок, що в термінах теорії нечітких множин, загальний час моделювання гібридних макромоделей можна визначити, як “задовільно” та “добре”; фізико-топологічних, – як “погано”.

2.6.2 Рекомендації розробникам і користувачам ГММ для підвищення ефективності автоматизованого проектування

2.6.2.1. Для підвищення збіжності:

- не залишати невизначеними параметри моделей активних елементів, задавати їм реалістичні значення;
- використовувати реактивні елементи для запобігання миттєвого перемикання джерел із операторами логіки та програмування;
- обирати методи високого порядку (Гіра, ФДН), підключати методи рухомої області збіжності (G_{\min} Stepping, SourceStepping), збільшувати кількість ітерацій в методі Ньютона-Рафсона в глобальних установках програм ECAD (Global Setting);
- контролювати наявність топологічних вироджень (L, J – зірки, C, E – трикутники) і жорсткість схем за розкидом постійних часу;
- використовувати не більше трьох параметричних компонентів;
- табличні залежності повинні перекривати межові режими по аргументах.

2.6.2.2. Для прискорення моделювання:

- використовувати макромоделі-підсхеми всюди, де є повторення функцій, задавати макромоделі текстовим описом, це полегшує формування ММС, прискорює аналіз та спрощує конвертацію у вхідні мови інших програм;

- для прискорення формування ММС залежні програмовні джерела подавати у формі джерела струму, яке керується напругою (ця форма є природною для методу вузлових потенціалів, який лежить в основі математичного забезпечення EСAD);

- для прискорення обчислень використовувати робочі проміжні змінні для складних алгебраїчних виразів, які використовуються більше одного разу.

2.6.2.3. При створенні макромоделей:

- враховувати особливості програмного забезпечення (ППЗ), в якому вона буде функціонувати, та передбачити можливість адаптації (конвертації) для іншого ППЗ;

- використовувати імена для двополюсників та параметрів, виходячи з їхніх призначень та функцій, проставляти коментарі для інформативності;

- ознайомитися в технічному описі ППЗ із обмеженнями на форму та складність функціональних залежностей та особливостями синтаксису програмовних джерел.

2.7. Методи перевірки адекватності макромоделей

Область адекватності макромоделей приладів є важливою інформацією для проектувальника пристроїв, вона може бути обмежена видами моделювання (динамічний, статичний, малосигнальний), критичними режимами по напрузі та струму, максимальними частотами і т. д. Для визначення області адекватності потрібна як експериментальна перевірка, так і перевірка за допомогою більш точних моделей, якими є фізико-топологічні та багатовимірні моделі. Перевірку адекватності формальних макромоделей краще здійснювати експериментально, фізичних та гібридних – за допомогою більш точних моделей та експериментально.

2.7.1. Перевірка адекватності макромоделей за допомогою фізико-топологічних моделей.

Фізико-топологічні моделі отримуються по мережі Internet за адресами (www.irf.com, www.intusoft.com) в текстовому вигляді в форматі Spice та конверту-

ються у графічні редактори програм, в даному випадку, МС6 та EWB 5.12, за командами: Translate → SPICE TextFile to Binary Library, звідки їх можна вставити в графічне зображення схеми. Зворотна конвертація здійснюється за командою: Translate → Schematic to SPICE TextFile. Приклади різних напрямків конвертації (трансляції) у програмі МС6 наведені на рис.2.9.

Після створення графічного образу схеми, досліджується тестова задача для визначення максимальних похибок. Оскільки постпроцесор міжзадачної обробки є тільки в МАЕС-П, для побудови в SPICE – програмах характеристик на одному полі рекомендується на одній сторінці графічного редактора створити дві схеми пристрою, які використовують різні моделі.

2.7.2. Перевірка адекватності багатовимірним моделюванням та експериментально.

Для макромоделей приладів можливий шлях перевірки адекватності багатовимірним моделюванням, якщо фізико-топологічні дані надані виробником, але найкращий спосіб, особливо при відсутності необхідної кількості параметрів, – це експериментальна перевірка, для якої досить визначення параметрів динамічних та, якщо треба, статичних характеристик приладів невисокої вартості: ДМОНТ та СІТ вітчизняного виробництва та тиристорів в елементарному ключі із різним виглядом

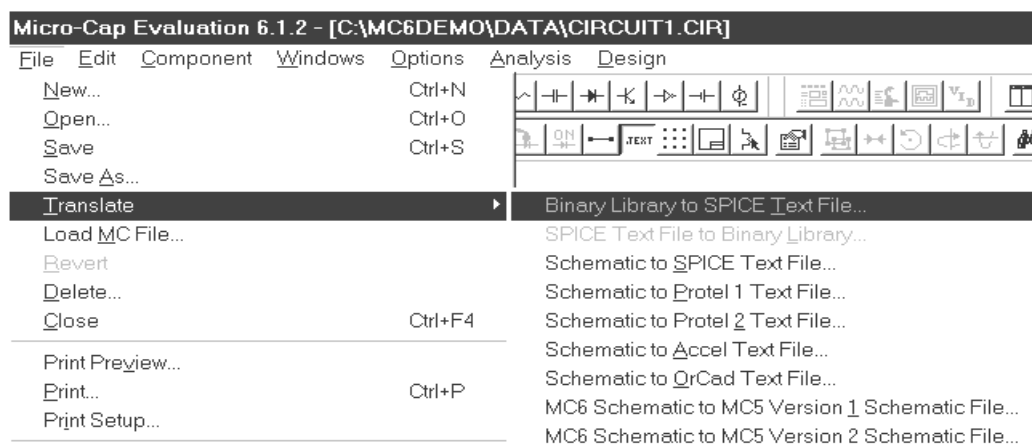


Рис.2.9. Напрямки конвертації в програмі МС6

навантаження.

2.7.2.1. Для реальних приладів характерні значні просторові зміни концентрацій носіїв, рівнів легування, рухомості та інших електрофізичних параметрів, істотна кривизна ліній струму і т. д. Все це вимагає притягнення високорівневих фізико-топологічних моделей, що забезпечують багатовимірне подання електромагнітних процесів у напівпровідникових структурах шляхом визначення по фізико-топологічних параметрах просторових і часових залежностей електростатичного потенціалу та квазіпотенціалів Фермі для носіїв заряду, за якими визначаються векторні поля напруженості електричного поля та щільність струму. Інтегруванням першого з векторів по контуру між контактами приладу, а другого, – по площі контакту знаходять зовнішні електричні параметри приладу [94].

Із зниженням цін на технічне забезпечення та підвищенням швидкодії, з'явилася можливість створити трьохвимірні прикладні програми із повними моделями процесів дрейфу, дифузії та переносу для ПЕОМ. По мережі Internet отримана інформація про комерційні версії програм тривимірного моделювання APSYS-3D та SIMBA, особливостями яких є можливість відтворення процесів у напівпровідниковому приладі будь-якої геометричної структури. Генерація трьохвимірної структури здійснюється поетапним вводом багатьох паралельних двохвимірних сегментів в x - y координатах із урахуванням незмінності фізичних властивостей у напрямку z . Використанню цих програм для перевірки адекватності макромоделей заважає їхні високі ціни і вимоги до технічного забезпечення, великий час розрахунків.

Двохвимірне моделювання виявляється більш зручним інструментом для перевірки адекватності макромоделей та створення зосереджених фізико-топологічних моделей, необхідних для точного розрахунку тих параметрів електричних моделей, які не вдається обчислити за вихідними електричними параметрами приладів. При отриманні двохвимірних моделей напівпровідникових приладів використовується наближення суцільного середовища, властивості якого в описуються системою диференціальних рівнянь в частинних похідних, включаючи рівняння Пуассона, рівняння безперервності для електронів та дірок, доповнені дифузійно-дрейфовими спів-

відношеннями переносу, виразами для рухомості носіїв, швидкості генерації-рекомбінації, а також граничними умовами [107-111].

Для проектування та перевірки адекватності розроблених макромоделей ДМОНТ, IGBT і СІТ приймалося двохвимірне стаціонарне наближення, при якому фізичні процеси розглядаються в перетині модельованого фрагменту і вважаються такими, що встановилися в часі. В якості прикладного програмного забезпечення використовувалася програма 2D, яку розроблено у 1995 році на кафедрі ПЕ та ЕТ [107]. Програма відрізняється економічним використанням ресурсів ПК з точки зору машинного часу та обсягів оперативної пам'яті, може функціонувати у фоновому або багатозадачному режимі. Її перевагою є також мінімальні похибки моделювання (до 5%) статичних характеристик, що перевірялося експериментально.

Алгебраїзація рівнянь методом кінцевих різностей (МКР) здійснюється шляхом апроксимації диференційних операторів на вузлах безперервної нееквідістантної прямокутної сітки, якою заповнюється область зміни безперервних аргументів. Кількість її вузлів в кожному напрямку, як і ступінь нерівномірності, що визначається знаменником геометричної прогресії, можна змінювати.

Кінцево-різнісна апроксимація ФСР призводить до системи нелінійних алгебраїчних рівнянь, що розв'язуються в ітераційному циклі за допомогою економічного послідовного алгоритму Гуммеля, який вимагає попереднього формування початкових наближень для просторових розподілів потенціалу $\varphi(x, y)$ і концентрацій носіїв $n(x, y)$ та $p(x, y)$. Для моделювання СІТ, МОНТ та IGBT використаний комбінований метод розрахунку початкових наближень [94,107]. Формування початкових наближень здійснювалося як за умовами Діріхле, так і за умовами Неймана.

Розв'язання системи лінійних рівнянь стає можливим після визначення результуючої концентрації донорної і акцепторної в кожному вузлі сітки, масив якої є дискретним поданням профілю легування і визначає внутрішню структуру приладу. Визначення профілю легування можливо аналітичним способом, коли профіль легування створюється шляхом накладання локальних розподілів концентрацій домішки [107].

Результати двохвимірною моделювання ДМОНТ, IGBT та СІТ наведено у відповідних розділах та додатку А.5.1.

2.7.3. Додаткові методи перевірки адекватності макромоделей ФІСП різного ступеню інтеграції.

Оскільки вартість ФІСП, таких, як GTO , IGBT та IGCT надто висока для використання їх в якості зразків для експериментальної перевірки макромоделей, можна рекомендувати такий метод. По мережі Internet отримуються каталоги фірм виробників цих приладів, в яких є повна інформація по електричним, тепловим та механічним параметрам, і що найголовне, всі необхідні часові, електричні та енергетичні параметри перехідних процесів вмикання та вимикання та статичних характеристик в табличному вигляді, які супроводжуються графіками, діаграмами, рисунками.

Для перевірки адекватності GTO та IGCT використовувалися каталоги фірми ABB Semiconductors [41,42], для перевірки адекватності макромоделей ДМОНТ та IGBT використовувалися каталоги фірми Siemens [68] та International Rectifier [108], які надають користувачам фізико-топологічні моделі приладів та довідкову інформацію.

ВИСНОВКИ ПО ДРУГОМУ РОЗДІЛУ

1. На основі запропонованої класифікації й дослідження різних видів макромоделей визначено, що засобами ЕСAD найлегше будуються гібридні текстографічні макромоделі, які при збереженій фізичності мають мінімальну схему заміщення і набір вхідних електричних параметрів [99, 102].

2. Визначено, що економічність та універсальність гібридних текстографічних макромоделей можна підвищити, якщо їх будувати на основі залежних програмовних джерел (В-елементів), оскільки їхній формат дозволяє компактно записувати передавальні функції або алгоритми функціонування приладів та пристроїв, як для аналізу в режимі великого і малого сигналів [99].

3. Запропоновано структурну схему для формалізованої побудови гібридних макромоделей, яка складається з ієрархічних блоків, функціональні схеми яких залежать від виду передавальних функцій і рівня абстрагування макромоделі від фізичних властивостей приладів і пристроїв [99].

4. Встановлено, що на вид характеристик силових приладів суттєвий вплив мають: для приладів із польовим керуванням – ефект Міллера, для біполярних – сукупність ефектів високого рівня інжекції, для біполярно-польових – аналог ефекту Ерлі. Для емуляції їхньої дії розроблено математичний апарат ієрархічних блоків зворотного зв'язку, що систематизує і доповнює математичне та інформаційне забезпечення етапу синтезу в ЕСAD [98,100,109].

5. Розроблено методику перевірки економічності гібридних макромоделей на етапі синтезу на основі модифікованого методу Харрінгтона із притягненням апарату статистичної математики та теорії нечітких множин, що дозволяє контролювати загальні витрати часу при моделюванні та цілеспрямовано обирати напрямки структурної й параметричної оптимізації макромоделей.

6. Запропоновано методики і рекомендації для прискорення етапів синтезу і аналізу в ЕСAD при створенні, перевірці адекватності і використанні гібридних макромоделей на основі В-елементів із урахуванням особливостей функціонування приладів силової електроніки, програмного і математичного забезпечення ЕСAD.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА МАКРОМОДЕЛЕЙ БІПОЛЯРНИХ ЕЛЕМЕНТІВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ДЛЯ ЕСАД

Потужні біполярні елементи, такі, як тиристор і біполярний транзистор широко використовуються у пристроях перетворювальної техніки, однак, їхні моделі та макромоделі у БМП програм ЕСАД не відповідають критеріям адекватності та економічності. Для потужного БТ моделі в БМП ще не існує, макромоделі тиристора SCR і PUT [27] вимагають великих витрат часу на етапах попередніх розрахунків та при відладці.

3.1 Гібридна макромодель потужного БТ

Адаптування традиційних моделей

Одним з можливих шляхів для створення макромоделі потужного біполярного транзистора є адаптування традиційних моделей за допомогою аналітичних виразів ефектів ВРІ [19,20]. Так, стандартну модель Логана, що враховує розподіл струму на дифузійно-дрейфову та рекомбінаційну складові, ефект Ерлі та відхилення ВАХ транзистора від ідеального закону $\exp(U/\phi_T)$, можна доповнити залежностями коефіцієнта передачі від струму колектора $\beta_N(I_K)$, $\beta_I(I_E)$ та температури. Однак, модель Логана присутня лише в БМП програми МАЕС-П, до того ж експериментально встановлене, що додаткові нелінійні залежності, які вводяться в модель Логана у вигляді таблиць, негативно впливають на збіжність та точність обчислювального процесу [98,99].

Макромодель БТ, параметри якої розраховуються за електрични-

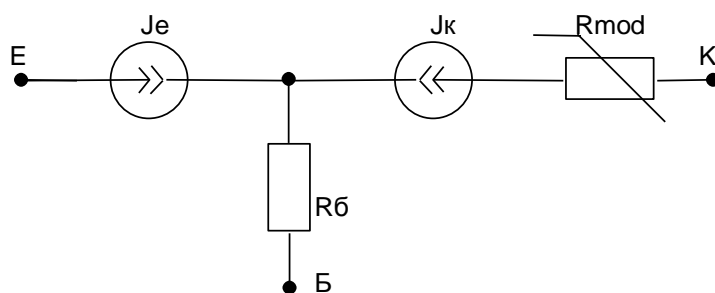


Рис.3.1. Схема заміщення гібридної макромоделі потужного БТ

ми параметрам і ВАХ приладу можна побудувати з урахуванням особливостей програм ECAD на основі, наприклад, інжекційної моделі Еберса-Молла, як найекономічнішої. Схему заміщення скорегованої моделі в прийнятій для програми МАЕС-П формі наведено на рис. 3.1 [109].

Джерела струму колектора і емітера описують залежності дифузійно-дрейфових складових від напруг на переходах, опір R_b враховує опір тіла бази. Модульований опір R_{mod} в колі зворотного зв'язку служить для моделювання ефекту Кірка, пов'язаного із ним ефекту квазінасичення і залежності постійної часу τ_{TN} , що враховує перенос носіїв з емітера через базу й “індуковану” базу в колектор, від струму колектора. Оскільки в моделі Еберса-Молла ємності лінійні, допустимо використати закон зміни опору, співпадаючий із законом зміни постійної часу. Рівняння модульованого опору одержується емпіричним шляхом і має вигляд:

$$R_{mod} = \frac{R_{max} - R_{min}}{I_N^2} I_K^2 - 2 \frac{R_{max} - R_{min}}{I_N} I_K + R_{max} .$$

Методика розрахунку параметрів моделі наступна.

1. На отриманих експериментально або з довідника ВАХ (рис. 3.2.) виділити область квазінасичення і визначити значення R_{max} і R_{min} :

$$R_{min} = \text{ctg}\alpha, \quad R_{max} = \text{ctg}\beta$$

2. Для дослідження перехідних процесів будуюмо лінію навантаження для ключа із БТ і визначаємо струм бази $I_{b_{крит}}$, при якому робоча крапка починає належати області квазінасичення.

Для цього струму бази визначаємо колекторний струм I_N , при якому починається квазінасичення (критичний струм початку високого рівня інжекції).

3. Для побудови сімейства вихідних статичних характеристик, визначаємо струми початку високого рівня інжекції для кожного струму бази.

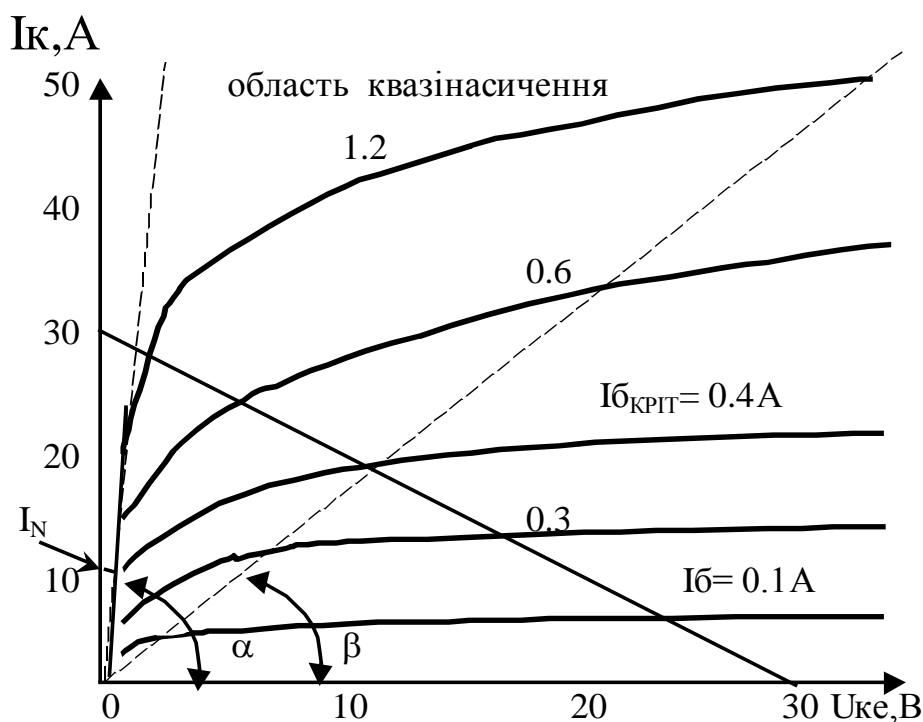


Рис.3.2. Експериментальні ВАХ КТ885А із визначеною областю квазінасичення

На вхідній мові МАЕС-П Rmod задається програмованою аналітичною функцією, що управляється струмом. Опис макромоделі БТ КТ885А [111] на вхідній мові Spice, етапи побудови і характеристики моделювання в середовищі МСб наведено в додатку А2.

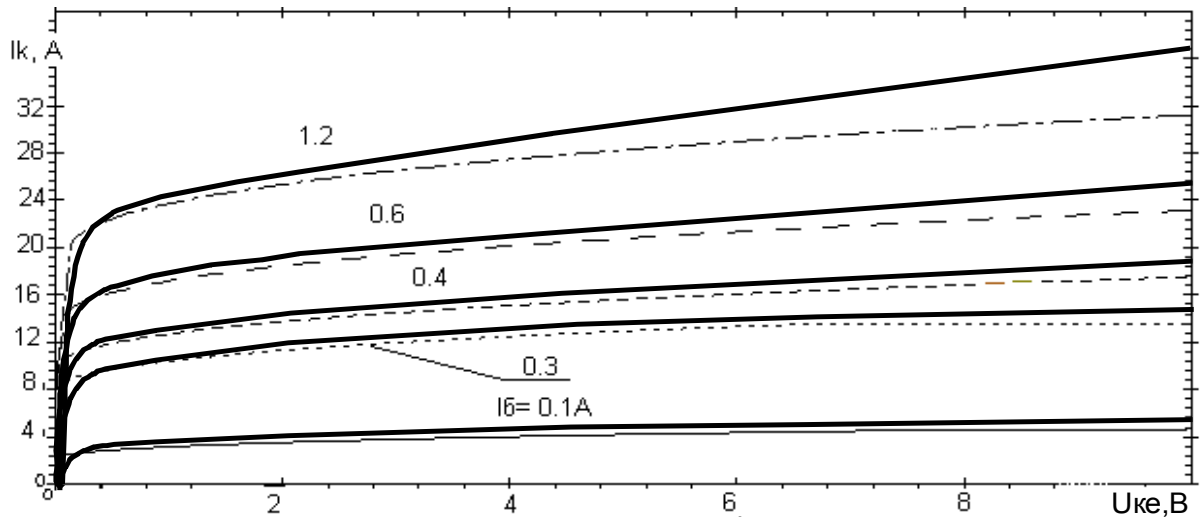
Результати моделювання характеристик КТ885А у порівнянні із отриманими експериментально і опис ГММ на вхідній мові МАЕС-П представлено на рис.3.3.

Похибка моделювання статичних характеристик в області великих струмів і напруг не перевищує 20%, що цілком припустимо при високій економічності макромоделі. В області малих струмів цей показник не перевищує 10%. Порівняльні характеристики моделей БТ і макромоделі зведено до таблиці 3.1.

Таблиця 3.1.

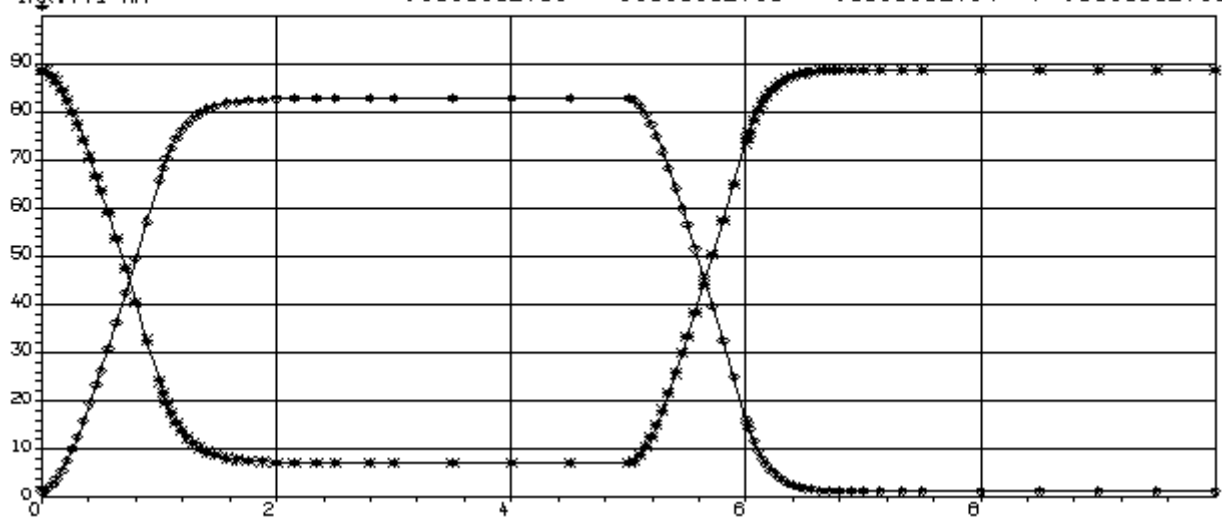
Характеристики моделей БТ

Похибки	Еберса-Молла	Гуммеля-Пуна	Макромодель
Максимальна динамічна	15	10	10
Максимальна статична:			
на великих струмах бази	30	25	20
на малих струмах бази	30	20	20
	15	10	5
Кількість параметрів	12	>50	15



а

имя переменной	миним.шкалы	максим.шкалы	цена дел.сетки	знач.в точк
T МКС				.000000E+00
U(3-0) В	.500000E+01	.550000E+02	.500000E+01	*.494184E+02
IRK.VT1 МВ	.000000E+00	.500000E+05	.500000E+04	◆.581630E+03



Б

МОДЕЛЬ-КТ885А5:

ЭЛЕМЕНТЫ:

RB, B-1=.08OM;

RK, K-2=FA (RMAX=.1OM#RMIN=.01OM#IN=20A#

IF (IRK.LT.IN) THEN RMIN

ELSE ((RMAX-RMIN)/IN**2)*IRK**2-

-(2*(RMAX-RMIN)/IN)*(ABS(IRK))+RMAX);

JK, 1-2=F215 (0.6, .5MA, .02B, 0.1MKC, 200ПФ, 2.5КОМ,

45, 10МА, 0.02В, .2МКС, 4500ПФ, 2.5КОМ #UJK, UJЭ);

ЖЭ, 1-Э=F216 (0.6#UJK, UJЭ);

В

Рис.3.3. Характеристики ключа на БТ КТ885А: а – статичні; б – динамічні;
в – опис макромоделі на входній мові МАЕС-П

Як бачимо, похибка моделювання динамічних характеристик БТ за допомогою макромоделі взагалі менша, ніж при моделюванні традиційними моделями Еберса-Молла та Гуммеля-Пуна.

3.2 Розробка макромоделі тиристора

3.2.1 Двохтранзисторна макромодель потужного тиристора, адаптована для МАЕС-П.

Якщо відомі фізико-топологічні параметри потужного тиристора, можна використовувати двухтранзисторну макромодель, адаптовану під програму МАЕС-П [110]. Схема заміщення цієї моделі (рис.3.4, а) має наступні позначки: J_K та J_E – (нелінійні функції F215 та F216) моделюють струми колекторів та емітерів транзисторних структур, R_K – описує продольний опір р-бази, U_{RB} – враховує падіння напруги на продольному опорі n-бази та модуляцію провідності бази при великих струмах, J_d – ідеальний діод.

Тиристори, що розраховані на великі анодні струми, мають значну площу структури. Потужні тиристори можна моделювати паралельним сполученням декількох двухтранзисторних схем заміщення (рис.3.4, б). Така модель буде враховувати нерівномірність розподілу струму по площі приладу, яка викликається радіальним опором бази, мікронеоднорідністю структури і т. п., та, як наслідок, уповільнення перехідних процесів вмикання. Крім того, в моделі врахована інерційність процесу вимикання, зумовленого розсисанням неосновних носіїв, що найчастіше обмежує межу швидкодії тиристора.

Шунтування емітерного переходу діодом дозволяє точніше моделювати залежності $(\alpha_p + \alpha_n) = f(U_{П2})$, збільшення внутрішнього позитивного зворотного зв'язку із зростанням струму J_A , та дозволяє виключити вплив R_d при вимиканні струмом керування. Водночас, цим враховується існування технологічних шунтів та паразитних опорів утікання переходів.

За допомогою програми МАЕС-П аналізувався ключ на потужному тиристорі, який замикається, еквівалентна схема його складалась з двох паралельно з'єднаних двохтранзисторних схем заміщення [112], параметри яких були розраховані за фізико-топологічними параметрами тиристора ТЗ132-40 за методикою [98].

Динамічні та статичні характеристики ключа представлені в додатку А. Відносна похибка моделювання статички і динаміки не перевищує 30%, але недоліком двохтранзисторної макромоделі потужного тиристора є її великий розмір та складність отримання даних для розрахунку вхідних параметрів. Наявність великої кількості залежних джерел викликає проблеми топологічних вироджень та нестійкість алгоритму Ньютона-Рафсона.

3.2.2 Економічна гібридна макромодель тиристора

Для економічного моделювання статичних та динамічних характеристик тиристора, який здатен комутувати кола постійної і змінної напруги, розроблено гібридну макромодель на основі В-елемента, який виконує роль головного елемента для шматочно-нелінійної апроксимації передаточного блоку. Схему заміщення макромоделі наведено на рис.3.5. [98,112]. На відміну від двохтранзисторної моделі, параметри схеми заміщення гібридної макромоделі

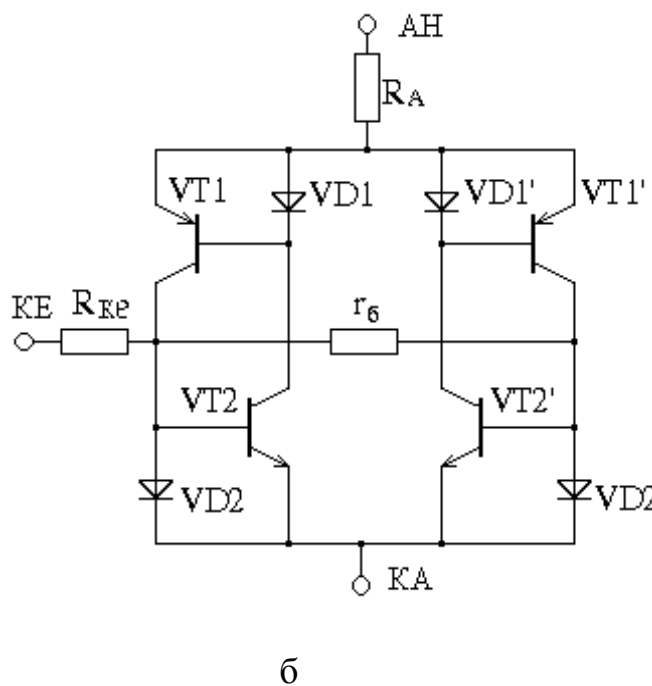
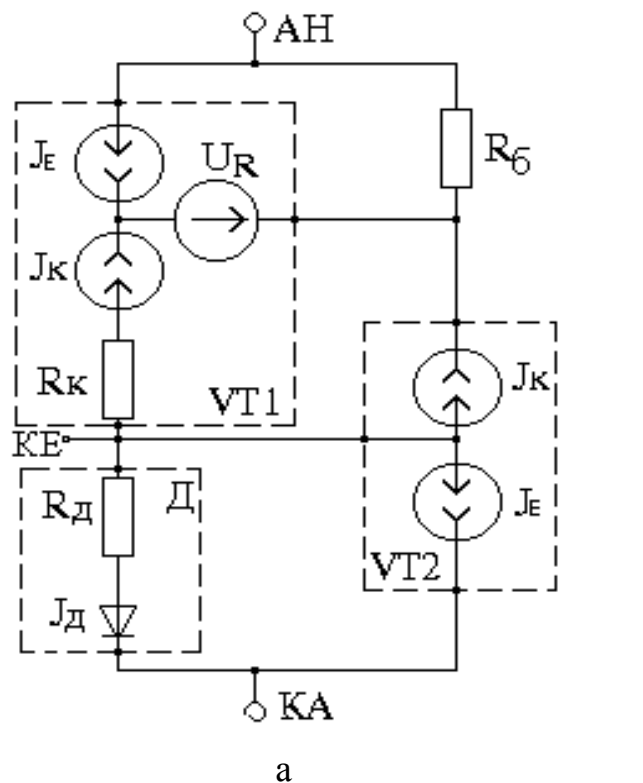


Рис. 3.4. Схеми заміщення потужного тиристора: а-адаптована для МАЕС-П; б- узагальнена

легко отримуються по ВАХ та по довідковим даним тиристорів.

Макромодель побудовано з урахуванням особливостей програм ЕСАД сучасного рівня. Методика розрахунку параметрів макромоделі наступна. За даними сімейства ВАХ тиристора та по таблицях параметрів тиристорів із довідників та ТУ, складаються таблиці, які містять залежність струму утримання від струму керування $I_{УТР}=f(I_{КЕР})$. Оскільки у довідниках немає залежності напруги перемикавання від струму керування $U_{МАХ}=f(I_{КЕР})$, використовується емпірична залежність:

$$U_{МАХ}=2.78*(\exp(4.97*I_{УТР})).$$

Джерело напруги E_K моделює ВАХ тиристора за наступним алгоритмом.

При $0 < I_{ЕК} < I_{УТР}$, E_K описується параболою :

$$E_K = U_{МАХ} / (I_{УТР})^2 \times (I_{ЕК} - I_{УТР})^2 + U_{МАХ}; \quad (3.1)$$

при $I_{ЕК} < 0$, $I_{ЕК} > I_{УТР}$, $E_K = U_{J1}$.

Струм джерела напруги E_K переноситься до джерела струму $J1$ із коефіцієнтом лінійної передачі = -1 (щоб додати позитивну напругу на анод діоду D_K , для його відмикання). J_K описує модель діоду із такими типовими параметрами (їх можна корегувати відповідно до параметрів певного тиристора): $I_T=1E-8A$, $m\phi_T=50mB$, $R_y=100-200$ кОм. Модель діоду без урахування ємнісної складової (F211) має приблизно такі ж параметри як і J_K . Індуктивність L_A (її наявність обов'язкова для підвищення

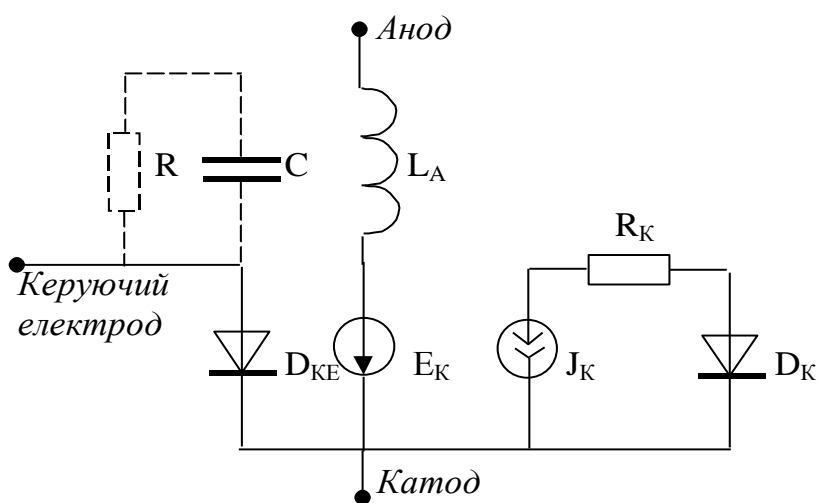


Рис.3.5. Гібридна макромодель тиристора

збіжності ітераційного процесу) є індуктивністю монтажу, її значення вибирається з інтервалу: 0.01...1 мкГн. Опір R_K , пропорційний до кута α нахилу ВАХ тиристора у відкритому стані, відповідає динамічному опору тиристора із ТУ.

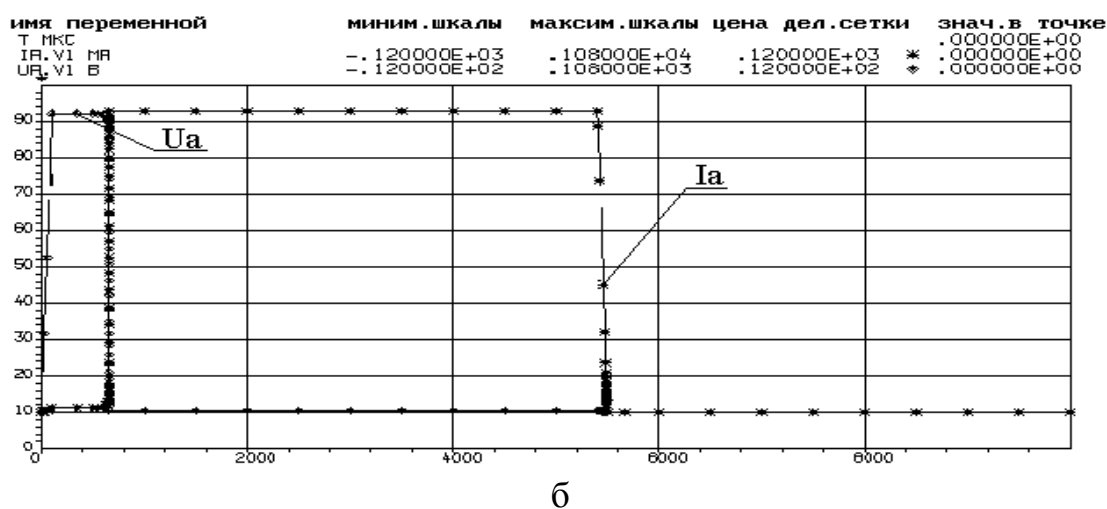
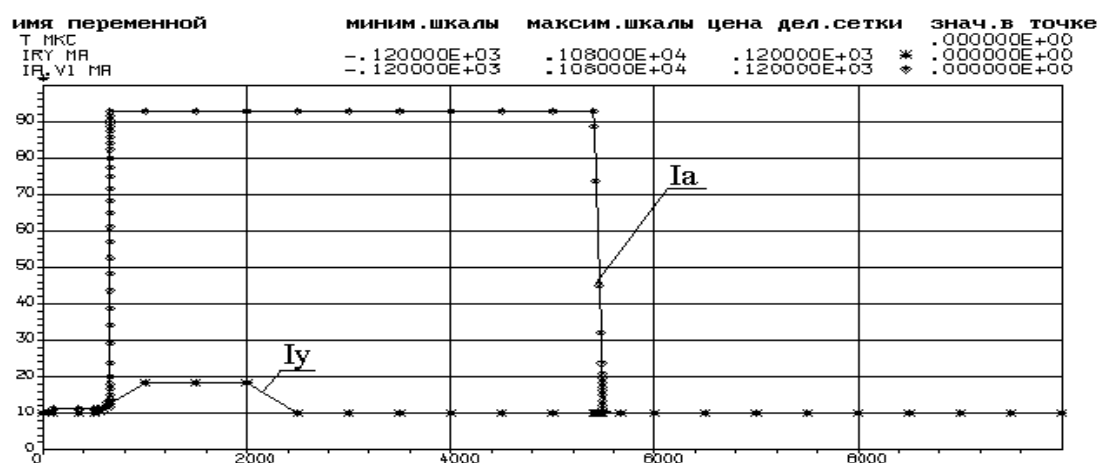
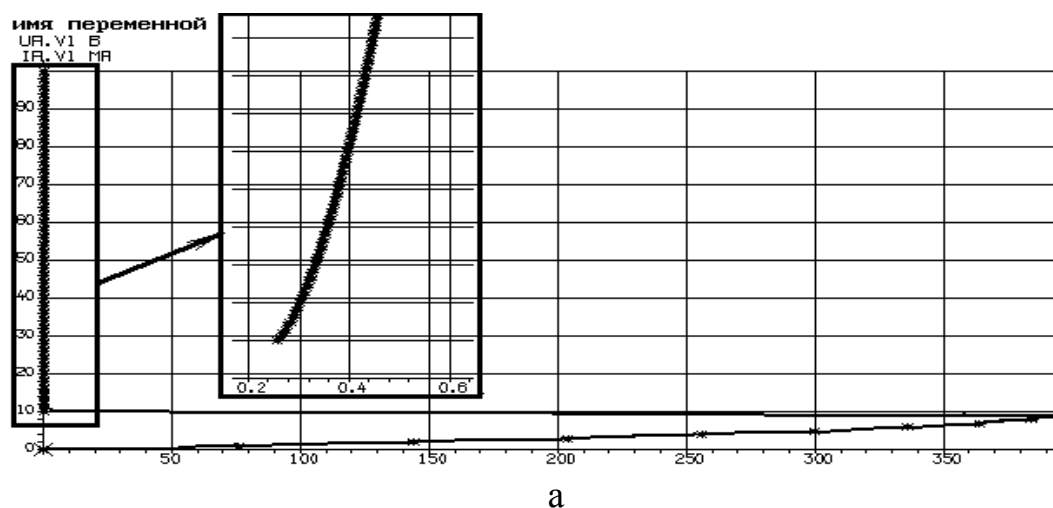


Рис.3.6. Характеристики тиристора ТЗ132-40, отримані макромодельюванням тиристора в МАЕС-П.: а – статичні; б – динамічні

На рис.3.6. представлено динамічні та статичні характеристики ключа із потужним тиристором ТД200, отримані моделюванням макромоделі на МАЕС-П.

Відносна похибка моделювання статички не перевищує 10 %, динаміки - 20 %. При додаванні до макромоделі елементів, що враховують динамічні властивості тиристора (ефект вмикання по аноду, інерційність перемикавання), її ефективність при моделюванні перехідних характеристик тиристора можна підвищити.

Макромодель було використано при дослідженні тиристорного каскадного ключа [113], експериментальна перевірка показала її високу адекватність (до 20%).

3.3 Макромодель GTO

3.3.1. Проблеми моделювання GTO.

Як показав аналіз літератури та БМП ЕСAD, для моделювання GTO використовують стандартні двохтранзисторні макромоделі. Основні технологічні відмінності тиристора та GTO, які вимагають використання окремих макромоделей для них, полягають у наступному:

- GTO має сегментований катод, що робить його подібним великій кількості тиристорів із загальним анодом та індивідуальними катодами, це дозволяє вимикати його подачею негативної напруги на керуючий електрод, при цьому струм катода відсікається в центрі кожного сегмента.
- для підвищення здібності GTO вимикатися по керуючому електроду, провідність р-бази висока, а ефективність емітера анода низька, що вимагає підвищення енергії імпульсу вмикання;
- концепція “прозорого емітера”, яка поєднує наявність буферного шару та тонкого анодного емітера із низькою ефективністю, знижує втрати на вмикання за рахунок скорочення часу “хвостового струму”, та виключає необхідність застосування анодних шунтів.
- керуючий електрод виконує чотири функції: вмикання через подачу позитив-

ного імпульсу струму, забезпечення струму підживлення в увімкнутому стані, вимикання негативним струмом, підсилення здібності блокувати в виключеному стані за рахунок негативної напруги керування.

3.3.2 Аналіз функціонування ГТО.

З огляду складності фізичних процесів в структурі ГТО порівняно до звичайного тиристора, можна побудувати гібридну макромодель на основі метода керованого заряду, для цього необхідно розробити методику визначення сталих часу для етапів перемикавання.

Час вмикання залежить від анодної напруги, розрядженості конденсатора снабберу, частоти перемикавання, тривалості імпульсу, температури. Час вимикання залежить від швидкості наростання імпульсу негативного струму керування (di_{GQ}/dt) та амплітуди анодного струму. Якісний аналіз процесу вимикання одновимірної моделі ГТО [44] дозволяє отримати час розсисання по формулі:

$$t_{роз} = \frac{1}{\lambda_{в}} \ln \frac{\cos B_2 \operatorname{ch} \frac{w_p}{L_n} \left(\frac{n_{p0} D_n}{L_n} \operatorname{th} \frac{w_p}{L_n} + \frac{p_{n0} D_p}{L_p} \operatorname{th} \frac{w_n}{L_p} \right)}{\lambda_{в\Phi}(r, \theta, m) \left[1 - \frac{I_a(0)}{\bar{I}_y} \left(\operatorname{ch} \frac{w_p}{L_n} + \operatorname{ch} \frac{w_n}{L_p} - \operatorname{ch} \frac{w_p}{L_n} * \operatorname{ch} \frac{w_n}{L_p} \right) / \operatorname{ch} \frac{w_n}{L_p} \right]}, \quad (3.2)$$

де \bar{I}_y – амплітуда струма керування;

$\lambda_a = 1/\tau$ – величина, зворотна постійній часу фронту вмикання.

$I_a(0) \cong E_a/R_n$ – значення струму анода в момент подання струму керування.

Формула 3.2 справедлива при умові

$$\frac{w_n}{L_p} < \pi, \text{ де } w_n \text{ та } L_p \text{ ширина n-бази та дифузійна довжина дірок відповідно.}$$

Використання електрофізичних параметрів в моделюванні необхідно для оптимізації тиристорної структури. Для схемотехнічних використань слід застосовувати формули із формалізованими параметрами, які можна отримати по осцилограмах [114]:

$$t_{\text{роз}} = \tau_{\text{роз}} \ln \frac{\bar{I}_y}{\bar{I}_y - \bar{I}_{y \text{ ст}}}, \quad (3.3)$$

де $\bar{I}_{y \text{ ст}}$ – статичний струм керування.

При використанні допоміжних коефіцієнтів ν та k_y , формула 3.3. перетвориться на:

$$t_{\text{роз}} = \tau_{\text{роз}} \ln \frac{1}{1 - (k_y / k_{\text{зап}})} = \tau_{\text{роз}} \ln \frac{1}{1 - (1 / \nu)}, \quad (3.4)$$

де $k_{\text{зап}}$ – коефіцієнт запасу по напрузі;

k_y – коефіцієнт управління по замиканню:

$$k_{\text{зап}} = \nu = \frac{\bar{I}_y}{\bar{I}_{y \text{ min}}}$$

$$k_y = I_a(0) / \bar{I}_y.$$

Аналіз результатів, отриманих одновимірним моделюванням (розв'язання рівнянь переносу та дифузії із граничними та початковими умовами операторним методом) показує, що при високому рівні інжекції в n-базі постійні часу спаду концентрацій для етапів розсисання та спаду при вимиканні тиристора визначаються такими ж самими рівняннями, як для відповідних етапів вмикання.

Як відомо, напруга на другому переході (П2) варіюється в залежності від значення струму на керуючому електроді (КЕ), перший (П1) та третій (П3) переходи залишаються завжди відкритими. До моменту надходження імпульсу струму керування, перехід П2 закритий, до нього прикладена майже вся напруга живлення. Для відмикання необхідно подати заряд, якого буде досить для розряду бар'єрної ємності $C_{\text{П2}}$ як мінімум, до ϕ_K , для переведення транзисторів, які складають осередок ГТО, у активний режим.

Повне відмикання ГТО настає, коли завдяки ефекту позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ) переходи П1 та П3 переходять у режим насичення, середній перехід

теж насичується, напруга на ньому змінює знак, струм дорівнює максимальному, при цьому на керуючий електрод подається струм підтримки відкритого стану.

При додаванні негативної напруги на керуючий електрод, починається етап закриття GTO. Зменшення струму анода починається після виводу надмірного заряду з баз через КЕ; коли заряд у базі стане менший за межовий, напруга на П2 знов змінює знак та становить близько φ_K . Завдяки ПЗЗ, процес замикання спочатку має лавинообразний, регенеративний характер, аж доки не закриється n-p-n транзистор, до бази якого підведене КЕ.

Процес замикання ускладнюється тим, що при досягненні вихідної напруги значення напруги утримання, та переході частини структури у режим відсічки, зростає вхідна ємність, завдяки ефекту Міллера. Майже весь струм КЕ йде на перезарядження вхідної ємності, а не на вивід залишкового заряду, що викликає накопичення заряду у р-базі та зниження темпу зростання напруги на П2. До того ж, на межі етапів регенерації та встановлення збільшується сумарний коефіцієнт передачі струму α_Σ при виході переходів П1 та П3 з насичення, що пояснюється тим, що ефективність емітерів та коефіцієнт переносу збільшується, коли кількість неосновних носіїв у базах та темп рекомбінації зменшуються. Зворотній струм $I_{П2ЗВ}$ із зростанням напруги на П2 зростає, та, як слідство:

$$I_A = \frac{I_{П2ЗВ}}{1 - \alpha_\Sigma}.$$

Це, в свою чергу, може призвести до часткового падіння вихідної напруги, якщо не передбачено заходів по зниженню сумарного коефіцієнта передачі. Частіше за все, потужні тиристори працюють із снабберними ланцюгами, постійна часу яких й визначає поведінку характеристики вимикання. Наявність паразитних індуктивностей викликає затримку реагування вихідного струму відносно вихідної напруги U_A , викиди анодної напруги в момент вмикання рекупераційного діоду та повного замикання тиристора. Загальний вигляд динамічних характеристик GTO наведено на рис.3.7.

Викид напруги при вимиканні залежить від значення індуктивності демпфуючого ланцюга. Значення $U1$ можна знайти з виразу:

$$U1 = I_a' \sqrt{\frac{L}{C_s}},$$

де I_a' – значення струму анода перед комутацією;

L , C_s – реактивні компоненти демпфуючого ланцюга, де C_s визначається через максимальний анодний струм та припустиме значення швидкості зміни напруги

$$C_s \geq \frac{I_{a \max}}{du/dt}.$$

Після повного перезаряду вхідної ємності тиристора, падіння вихідної напруги зупиняється та починається етап повного закриття. Тривалість хвостового струму t_{XB} на цьому етапі буде визначатися темпом рекомбінації у n -базі, оскільки вивід залишкового заряду з неї через закритий П2 у керуючий електрод неможливий.

3.3.3 Гібридна макромодель GTO

На основі проведеного аналізу, запропоновано гібридну макромодель GTO на основі В-елементів, орієнтовану на використання у ECAD. Вона фізична по суті, керується невеликою кількістю електричних параметрів, які легко отримуються зі стандартних довідників або за даними експериментів. Схему заміщення макромоделі показано на рис.3.8 [115].

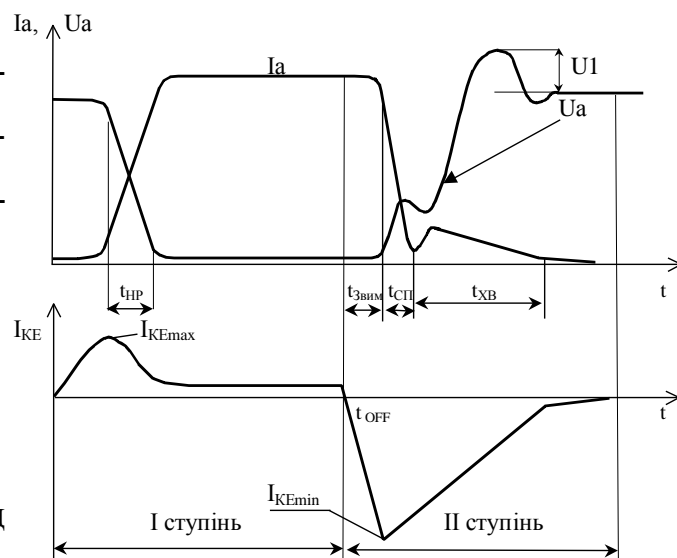


Рис.3.7. Загальний вигляд динамічних характеристик GTO

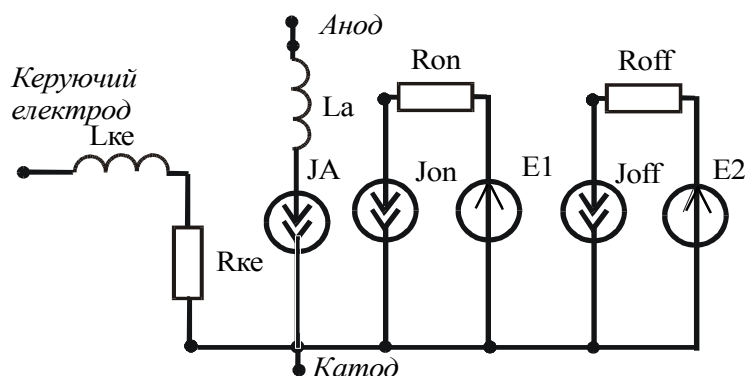


Рис. 3.8. Схема заміщення макромоделі GTO

Джерело анодного струму має двохступінчасту форму, в якій запрограмовано перехід до ступіней вмикання та вимикання за умовами зміни знаку керуючої напруги або струму через R_{KE} . До першого та другого ступеню додається напруга

джерела JA за допомогою джерел напруги E1 та E2, керованих напругою UJA із лінійним коефіцієнтом передачі. Струм джерел ступіней вмикання J_{ON} та вимикання J_{OFF} повертається до джерела JA. Компоненти L_{KE} та L_A моделюють монтажні індуктивності керуючого електрода та анода, наявність L_{KE} підвищує збіжність розрахунку.

Джерело JA має алгоритм обчислення часу затримки вмикання $t_{ЗВМ}$, який визначається наступним чином:

$$t_{ЗВМ} = \tau_N \cdot \ln(I_{KE \max} / I_{KE \max} - I_{KE \text{ВМ}}), \quad (3.5)$$

де $I_{KE \text{ВМ}}$ – значення струму KE, який вмикає тиристорну структуру;

$I_{KE \max}$ – максимальне значення позитивного струму керування.

Час затримки вмикання $t_{ЗВМ}$ можна також визначити у такий спосіб:

$$t_{ЗВМ} \approx \frac{C_{П2} \cdot \varphi_K}{I_{KE \max}},$$

де $C_{П2}$ – ємність другого переходу (прохідна ємність);

φ_K – контактна різниця потенціалу.

Прохідна ємність $C_{П2}$ вимірюється, або визначається за формулами:

$$C_{П2} = \frac{dQ_{KE}}{dU_{П2}} \approx \frac{(I_{KE \max} - I_{KE \text{УТР}}) \cdot t_{ЗВМ}}{E_{ЖИВ} - \varphi_K}, \quad (3.6)$$

або

$$C_{П2} = \frac{C_{П20}}{\sqrt[3]{1 - U_{П2} / \phi_K}},$$

де $C_{П20}$ – виміряна прохідна ємність у відкритому стані тиристора;

$E_{ЖИВ}$ – напруга джерела живлення.

Рівняння джерел струму J_{ON} та J_{OFF} ступіней вмикання та вимикання отримані на основі моделі заряду, аналогічно до транзистора із насиченим колекторним переходом; обчислені значення струмів повертаються до джерела JA. В кожній з цих ступеней обчислюється значення накопиченого заряду, який, як відомо, тим більший, чим більше струм керування та ефективний час життя електронів в базі. Накопичений заряд порівнюється із межовим $Q_{МЕЖ}$, який визначається як заряд, необхідний для надійного переведення середнього переходу у насичений стан:

$$Q_{МЕЖ} = I_{КЕ\ ВМ} * \tau, \quad (3.7)$$

де τ – час життя неосновних носіїв, який тим менший, чим більше сумарне значення донорної та акцепторної домішки, має значення від 1нс до 1 мс;

$I_{КЕ\ ВМ}$ – значення струму КЕ, якого досить для надійного відмикання тиристора (струм вмикання).

При додаванні позитивного струму керуючого електрода, заряд накопичується:

$$Q_{НР} = I_{КЕ} * \tau_H * (1 - e^{-t/\tau_H}), \quad (3.8)$$

де $I_{КЕ}$ – струм керуючого електрода;

τ_H – постійна накопичення в режимі насичення, яка зазвичай менша за τ .

Якщо накопичений заряд перевищує межовий $Q_{МЕЖ}$, струм аноду I_A наближається до значення:

$$I_{Amax} \approx E_{ЖИВ} / R_H, \quad (3.9)$$

де R_H – опір навантаження.

За умови не перевищення значення межового заряду, струм аноду I_A експоненційно зростає:

$$I_A = I_{A_{\max}} * (1 - \exp(-t/\tau_{HP})), \quad (3.10)$$

де τ_{HP} – постійна часу наростання.

Час наростання вихідного струму t_{HP} залежить від швидкості накопичення зарядів у базах та визначається як:

$$t_{HP} = 2.2 * \tau_{HP};$$

$$\tau_{HP} = \tau + (\alpha_n + \alpha_p) * R_{\text{mod}} * C_{П2},$$

де R_{mod} – модульований опір баз та П2, який змінюється від опору утікання R_{UT} в режимі відсічки до динамічного опору R_D , який можна визначити за ВАХ тиристора у стані повного вмикання. Якщо прийняти лінійний характер зміни R_{mod} , то для визначення його залежності від I_{KE} на етапі відмикання можна використовувати формулу

$$R_{\text{mod}} = \frac{R_{UT} * R_D}{R_{UT} - R_D} * \frac{I_{KE_{\max}}}{I_{KE} + (R_D * I_{KE_{\max}}) / (R_{UT} - R_D)}, \quad (3.11)$$

де $I_{KE_{\max}}$ визначається експериментально.

Сумарний коефіцієнт $\alpha_{\Sigma} = \alpha_n + \alpha_p$ залежить від рівня інжекції та має колоколообразну форму із максимумом при напрузі на $C_{П2}$, близької до ϕ_k .

Як бачимо, τ_{HP} має нелінійний характер, її обчислення складне, тому вона має бути визначена за експериментальними даними, або за спрощеною формулою

$$\tau_{HP} = \overline{R_{\text{mod}}} * C_{П20},$$

де $\overline{R_{\text{mod}}}$ – усереднене значення опору П2.

При додаванні негативної керуючої напруги, підключається друга ступінь ма-

кромоделі, у якій запрограмоване зменшення заряду у базі в залежності від перепаду струму керування ΔI_{KE} та постійної накопичення в режимі насичення

$$Q_{СП} = I_{KE} * \tau_H - \Delta I_{KE} * \tau_H * (1 - e^{-t/\tau_H}), \quad (3.12)$$

де час t відраховується від моменту t_{OFF} зміни знаку керуючого струму (див. рис.3.7 [41,42]).

Поведінка анодного струму на цьому етапі описується:

$$I_A = \beta_{\Sigma} I_{KE} - \beta_{\Sigma} \Delta I_{KE} * (1 - e^{-t/\tau_{СП}}),$$

де час t відраховується від моменту зміни знаку керуючого струму плюс час етапу розсмоктування залишкового заряду ($t_{OFF} + t_{РОЗ}$). Час розсмоктування залишкового заряду визначається при умові, що:

$$\begin{aligned} Q_{СП} &= Q_{МЕЖ} \\ t_{РОЗ} &= \tau_H * \ln(\Delta I_{KE} * \tau_H / I_{KEmax} * \tau_H - Q_{МЕЖ}). \end{aligned} \quad (3.13)$$

Постійну часу розсмоктування можна також визначити за експериментальними даними:

$$\tau_{РОЗ} = \frac{t_{ЗВИМ}}{\ln((I_{KE \max} + I_{KE \min}) / (I_{KEутр} + I_{KE \min}))},$$

де $t_{ЗВИМ}$ – час затримки вимикання, вимірюється експериментально;

$I_{KE \min}$ – значення негативного струму KE за модулем (рис.3.7).

Усереднений коефіцієнт передачі можна визначити як:

$$\beta_{\Sigma} = \alpha_n / (1 - \alpha_n) + \alpha_p / (1 - \alpha_p),$$

або вести розрахунок струму анода за спрощеною формулою

$$I_A = I_{Amax} - I_{Amax} * (1 - e^{-t/\tau_{СП}}) . \quad (3.14)$$

Загальний час спаду анодного струму визначається:

$$t_{СП} = \tau_{НР} * \frac{\ln((I_{KEутр} + I_{KE max})}{(0.1 * I_{KEутр} + I_{KE max})} .$$

Отже, для створення числової макромоделі потрібні значення струму вмикання GTO $I_{KE_{ВМ}}$ та постійних часу ($\tau_{НР} > \tau > \tau_H$, $\tau_{СП}$). Якщо відомі діапазони струму керування ($I_{KE_{ВМ}}$, $I_{KE_{max}}$, $I_{KE_{min}}$, dI_{KE}/dt , t_{OFF}), параметри елементів снабберу та навантаження, розрахунок перехідних характеристик за рівняннями (3.5-3.14) не викликає труднощів. Врахування паразитних індуктивностей GTO L_A та L_{KE} сприяє поліпшенню збіжності ітераційного процесу.

3.3.4 Спрощена макромодель GTO.

При переході до однієї змінної – часу у програмованому джерелі JA, можливо суттєве спрощення макромоделі (до трьох вузлів) без зменшення точності. Фрагмент опису найпростішого варіанта числової макромоделі 5SGA15F2502 на вхідній мові МАЕС-П наведено в додатку А.4.

Як бачимо, ця макромодель є двохполюсником, тому що функцію струму керуючого електрода запрограмовано у джерелі струму JA через час вмикання і вимикання $T_{ON}=0.5\text{МКС}$ та $T_{OFF}=25\text{МКС}$, струм

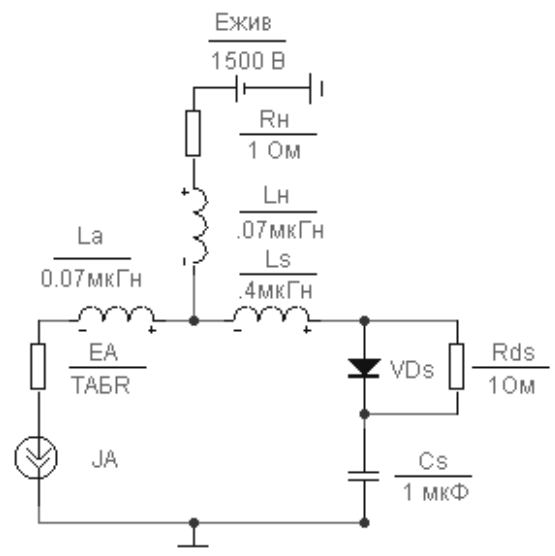


Рис.3.9. Досліджувана схема ключа із GTO зі снаббером

вмикання ІКЕВМ, мінімальне так максимальне значення струму керування $I_{KE\max}=30\text{A}$, $I_{KE\min}=450\text{A}$ за модулем ($I_{KE\max}$, $I_{KE\min}$ на рис.3.5). Постійні часу та значення паразитної індуктивності отримані експериментально.

Залежне джерело ЕА відображає модульований опір бази GTO. Опір змінюється згідно таблиці ТАБР від значення напруги анода. Між точками таблиці – лінійна інтерполяція. Для підвищення економічності, цей опір можна вважати константою (похибка моделювання при цьому зростає менше, ніж на 2 %).

Схему ключа із снаббером та схемою заміщення спрощеного варіанту макромоделі 5SGA 15F2502 фірми ABB Semiconductors AG [41] із $I_{A\text{утр}}=50\text{A}$, $I_{KE\text{ВМ}}=1.5\text{A}$ (компоненти LA, EA, JA), наведено на рис.3.9. Цей тиристор використовується на частотах 1Гц – 200Гц. Напруга живлення приймалася 1500В, струм анода 1500 А.

Струм на керуючому електроді моделювався табличним джерелом E_{KE} ступінчастої форми. Довжину імпульсу вибрано виключно для зручності обробки результатів. Параметри струму керування: $I_{KE\max}=100\text{A}$, $I_{KE\min}=-450\text{A}$, $t_{\text{OFF}}=25\text{ мкс}$ (час зміни знаку керуючої напруги). В якості діода снаббера використаний діод, що швидко відновлюється, тієї ж фірми: 5SGF01R25001 із постійною часу вимикання $<1.8\text{ мкс}$, та опором у відкритому стані 0.63 мОм . Параметри снаббера: $R_s=10\text{ Ом}$, $C_s=1\text{ мкФ}$, $L_s=0.4\text{ мкГн}$.

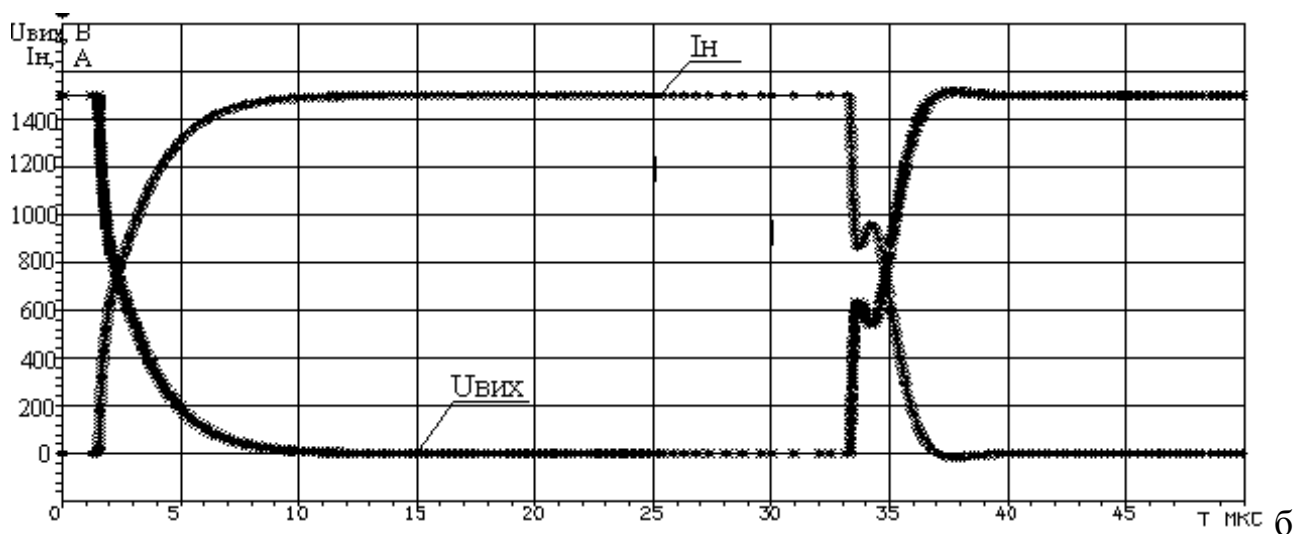


Рис.3.10. Перехідні характеристики ключа на 5SGA 15F2502 із снаббером

Перехідні характеристики ключа із снабберним ланцюгом, отримані при дослідженні макромоделі GTO у середовищі MAEC-П, наведено на рис.3.10. Характеристики, отримані моделюванням в середовищі програми MS6 мають аналогічний вигляд (див. додаток А4.4).

Результати моделювання GTO в MAEC-П зведено у таблицю 3.1.

Таблиця 3.1.

Вторинні параметри та порівняльні похибки експерименту і моделювання

Час, мкс	Модель	Експеримент	ϵ , %
затримки вмикання	1.73	2.0	13.5
затримки вимикання	12.7	15.0	15.3
вмикання	3.6	4.0	10
замикання	2.3	2.0	13

Отже, при зменшенні кількості вузлів та часу аналізу більше, ніж втричі у порівнянні з двохтранзисторною моделлю, макромодель не стає суто формальною та дозволяє із допустимою похибкою (12% при вмиканні, 14% при вимиканні) отримувати перехідні характеристики у пристроях із GTO.

Розрахунок її вхідних параметрів не потребує фізико-топологічних параметрів приладу, схема заміщення легко отримується інструментальними засобами програм ECAD.

3.3.5. Макромодель GTO для оцінки початкової схемної надійності пристроїв із GTO

Одну з економічних текстово-графічних Spice-макромоделей, яких створено для швидкого дослідження початкової схемної надійності пристроїв із GTO в середовищі програми MS6 наведено на рис.3.11.

Операторами `.define` визначалися вхідні параметри GTO та аналітичні функції.

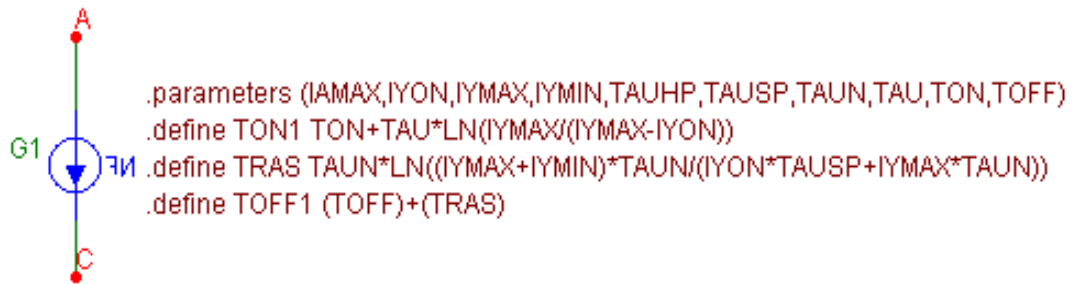


Рис.3.11. Текстово-графічна макромодель GTO в МС6

Для залежного джерела використано функціональне джерело струму Nfi (аналог В-елементу для програми МС6), що описується формулою із використанням логічних операндів. Набір вхідних параметрів визначається оператором `.parameters`, де вони перелічені у дужках.

Опис схеми ключа на GTO із демпфером на мові Spice в режимі аналізу перехідних характеристик наведено в додатку А.4.5.

Іншим варіантом макромоделі є уявлення GTO резистором змінного опору, який керується логічним рівнем незалежного джерела напруги. Програмну реалізацію цього методу дослідження електромагнітних процесів у пристроях силової електроніки детальніше описано у розділі 5; в додатку С.2 подано методику побудови макромоделей пристроїв за цим методом.

ВИСНОВКИ ПО ТРЕТЬОМУ РОЗДІЛУ

1. На основі моделі Еберса-Молла розроблено економічну гібридну макромодель (ГММ) потужного біполярного транзистора, в якій вперше комплексно враховано ефекти високого рівня інжекції як негативний зворотній зв'язок через модульований опір колектора, представлений В-елементом. ГММ дозволяє підвищити точність моделювання потужного БТ порівняно із моделлю Еберса-Молла на 20%-30%, на 5-10%, – порівняно з моделлю Гуммеля-Пуна, при зменшенні в п'ятеро кількості вхідних параметрів, які одержуються лише за даними довідників, що багаторазово скорочує загальний час аналізу [109].

2. На основі дослідження стандартної та модифікованої чотирьох-транзисторної макромодель для моделювання потужних тиристорів, визначено, що значна кількість фізико-топологічних параметрів, велика розмірність схеми заміщення, проблеми відладки та збіжності роблять ці макромоделі неефективними для автоматизованого проектування пристроїв силової електроніки [98,100,112].

3. Розроблено нову гібридну макромодель тиристора на основі В-елементу. Підвищенню її економічності сприяє мала кількість параметрів, які отримуються з довідників, мінімальна схема заміщення, відсутність проблем збіжності при розрахунку. Похибка розрахунку статичних характеристик завдяки використанню шматочно-нелінійної апроксимації вища на 10-15% порівняно із чотирьох-транзисторною моделлю при зменшенні на порядок загального часу аналізу [98].

4. Запропоновано нову універсальну макромодель ГТО, в якій рівняння, отримані за методом керованого заряду, перемикаються В-елементами в залежності від режиму функціонування приладу. Макромодель відрізняється високою економічністю порівняно із двохтранзисторною моделлю. Розроблено також спрощений варіант макромоделі для оцінки початкової схемної надійності пристроїв із ГТО [115].

5. Всі макромоделі побудовано, досліджено й перевірено на адекватність у відповідності до розроблених у другому розділі методик. Для полегшення конвертації макромодель до іншого програмного забезпечення, їхній текстовий опис надається у форматі Spice у додатку А.

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБКА МАКРОМОДЕЛЕЙ ЕЛЕМЕНТІВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ІЗ ПОЛЬОВИМ КЕРУВАННЯМ

Згідно до методик, запропонованих у другому розділі, можна розробити гібридні економічні макромоделі таких приладів із польовим керуванням, як ДМОНТ, IGBT і СІТ.

Спільність структури та принципів керування дозволяють використовувати однакові підходи при розробці макромоделей ДМОНТ і IGBT, виконуючи етапи розробки паралельно. Припущення, що IGBT зі сторони затвора веде себе, як ДМОНТ, дозволяє узагальнити їхні макромоделі.

4.1. Розробка макромоделей ДМОНТ і IGBT

Статичні характеристики ДМОНТ відмінні від ВАХ малопотужних МОНТ, оскільки їм властива монотонність, яка майже не дозволяє розбити ВАХ на характерні ділянки, тому для залежних джерел, які описують поведінку струму стоку в залежності від режиму, як правило, використовують апроксимуючі вирази [65]. На статичні і динамічні характеристики ДМОНТ, також, як і в потужному БТ, впливає негативний ЗЗ.

Розглянемо кілька методів розробки макромоделей ДМОНТ та IGBT.

4.1.1. Отримання макромоделей ДМОНТ і IGBT фізичним методом.

Представимо схему заміщення для МОНТ у вигляді комбінації елементарних приладів, які складають його структуру. Схема заміщення IGBT відрізняється від ДМОНТ наявністю біполярного транзистора рnp-типу для моделювання зустрічної інжекції. Розрахунок параметрів макромоделей ДМОНТ і IGBT із схемами заміщення (рис.4.1) базується на фізико-топологічних параметрах та результатах двохвимірного моделювання. ВАХ МОНТ та IGBT, які отримано двохвимірним моделюванням приладів із геометричними параметрами кристалу КП711 (товщина дрейфової

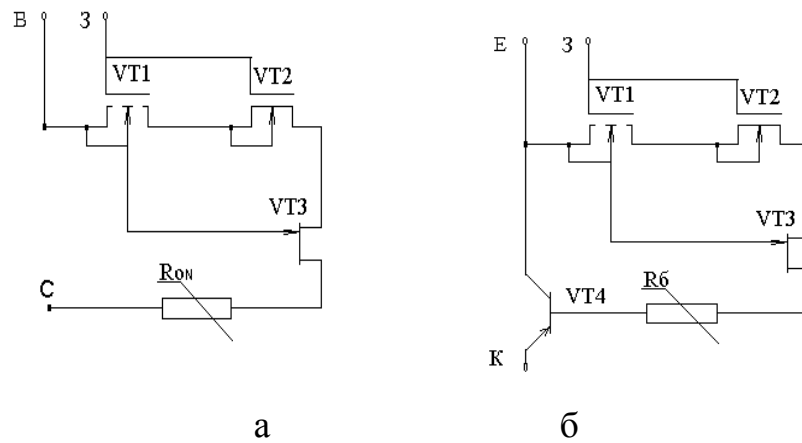


Рис.4.1. Схеми заміщення: а – ДМОТ; б – IGBT

n- області 60 мкм, $\rho_n=40 \text{ Ом}/\square$), представлені в додатку А.5.1.

Опори каналів елементарних польових транзисторів VT1–VT3 для розрахунку статичних характеристик визначалися за відомим формулам [18], потім враховувалося паралельне з'єднання $N=(S_K/S_A)=28000$ елементарних транзисторів у потужному приладі.

Опір каналу МОТ VT1 (збагаченого типу):

$$R1=L/[\mu(U_{зв} U_{св}) Z C_{ок} (U_{зв} - U_{пор})],$$

де L – довжина каналу;

$\mu(U_{зв}, U_{св})$ – рухомість електронів;

Z – ширина каналу;

$C_{ок}$ – ємність окислу.

Опір каналу МОТ VT2

$$R2 = \frac{1}{3} [(Z/L_{эф}) C_{ок} (U_{зв} U_{св}) (U_{зв} - U_{пор})]^{-1},$$

де $L_{эф}$ – ефективна довжина каналу.

Опір каналу паразитного польового транзистора (ПТКП):

$$R3 = R_0 * (1 - \sqrt{U_{св}/U_{відс} + \phi_K})^{-1},$$

де: $R_0 = \rho_K * L_K / d_K * z_K$;

$\rho_K = 1 / qn\mu$;

$\phi_K = (kT/q) * \ln(N_D * N_A / n_i^2)$;

$U_{відс} = qN_D d_K^2 / 4\epsilon_0 \epsilon - \phi_K$;

$$I_{\text{Споч}} = U_{\text{ВДС}} / 3 * R_0 \text{ (при } U_{\text{ЗВ}} = 0).$$

Для макромоделі IGBT модульований опір бази біполярного транзистора VT4 R4 описуються рівнянням [105]:

$$r(\delta) = R4_0 [1 - L/W * \ln(1 + \delta)], \quad (4.1)$$

де L, W – довжина та ширина бази відповідно;

$R4_0$ – початковий опір, який дорівнює опору дрейфової області ДМООНТ (R_{ON}) з аналогічними фізико-топологічними параметрами

$$R4_0 = (\rho / Z) \text{tg}^{-1} \alpha \ln[1 + 2(h/a) \text{tg} \alpha],$$

де α, h і a – параметри дрейфової області [18].

Макромоделі вертикального потужного польового транзистора із подвійною дифузією ДМООНТ та IGBT, яких отримано спрощенням повної схеми заміщення, дозволяють врахувати наявність опору дрейфової області і нелінійного опору каналу в підзатворній стоковій області, залежність ємності Міллера і вхідної ємності від напруги.

Дослідження макромоделей приладів із параметрами КП711 (аналог кристалу $100 \frac{60\text{КЭФ}40}{460\text{ЭКС}0.01-116}$) дозволило встановити добру відповідність експериментальним даним.

Для моделювання в середовищі МАЕС-П ключів на IGBT і ДМООНТ (кристал з однаковими фізико-топологічними параметрами), необхідні параметри приладів схеми заміщення перера-

ховувалися у формат моделі Шіхмана-Ходжеса для польових транзисторів VT1-VT3, та у форматі моделі Логана для біполярного транзистора VT4.

Статичні характе-

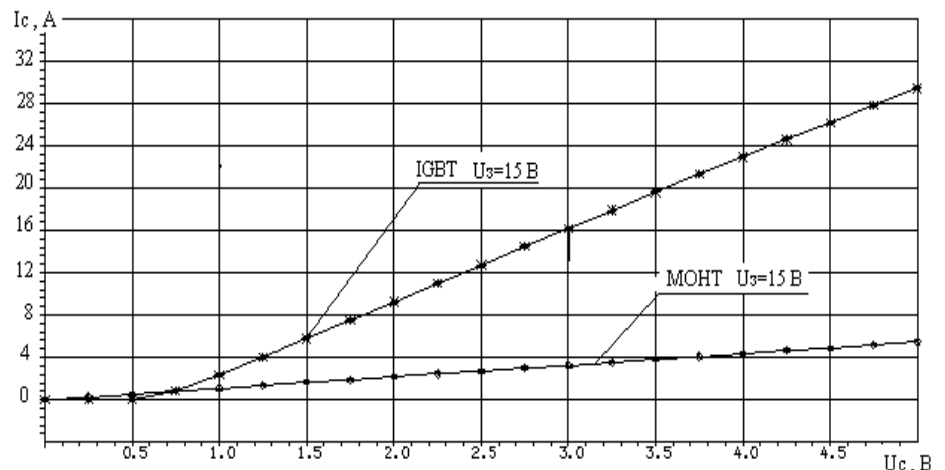


Рис. 4.2. ВАХ МООНТ та IGBT, що отримані моделюванням макромоделі в середовищі МАЕС-П

ристики ДМОНТ та IGBT представлено на рис.4.2. Як бачимо, струм колектора IGBT в 5 разів більший при рівних напругах на стоку та затворі.

Схеми заміщення ключа із IGBT (кристал КП711) для дослідження перехідних характеристик наведено на рис.4.3. Параметри динамічної макромоделі:

$$C_{\text{ПЕР}} - \text{ємності перекриття: } C_{\text{ПЕР}} = S * \epsilon_0 * \epsilon_d / a ;$$

$$BE - \text{питома крутість: } BE = \mu_0 * \epsilon_0 * \epsilon / a * L.$$

Порогова напруга розраховувалася по відомим формулам [18], або визначається по графікам залежності $U_{\text{ПОР}}$ від концентрації.

Для ПТКП (VT3) розраховані параметри:

$$C_{\text{ЗВ}} = C_{\text{бар}} = S * \sqrt{\frac{qN^* \epsilon_0 \epsilon}{2(U_J - U)}}.$$

Для VT4 розраховані параметри:

$$\alpha_N = \gamma * \chi; \quad \alpha_I = (S_e / S_k) * \alpha_N$$

Для широкої бази:

$$\gamma \approx 1 - 2.8 * N_d / N_A;$$

$$I_{K0} \approx (qn_i^2 S_K D_{n\delta}) / (w_\delta N_\delta);$$

$$\phi_3 = \phi_t \ln(N_{\delta\delta} N_{ac} / n_i^2);$$

$$\chi = 1 - 1/2(w/L)^2;$$

$$I_{\text{Э0}} = (qn_i^2 S_e D_{n\delta}) / (w_\delta N_\delta);$$

$$\phi_k = \phi_t \ln(N_{\delta\delta} N_{ak} / n_i^2).$$

На затвори подавалися однакові сигнали, представлені табличною функцією.

Напруга на стоку лінійно змінювалася від нуля до $U_{\text{СВ}} = 100\text{В}$ при розрахунку ВАХ та розподілу потенціалів вузлів для визначення початкових умов перед розрахунком динаміки.

Аналогічні моделі створено засобами графічного редактору MS5, де було проведено багатоваріантні методи аналізу для параметричної оптимізації макромоделі, результати моделювання наведено в додатку А.5.

Динамічні характеристики ключів на ДМОНТ і IGBT представлено на рис. 4.4.

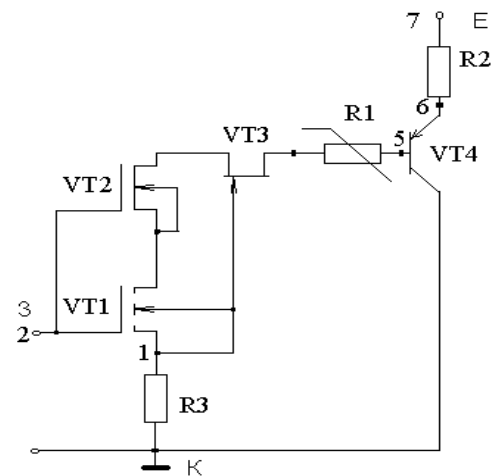
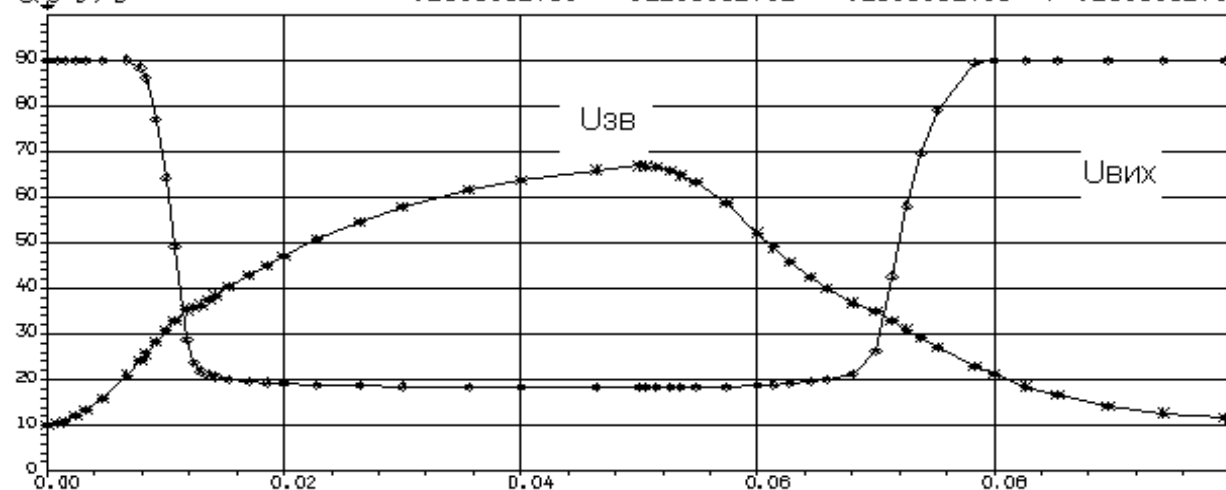


Рис. 4.3. Схема заміщення ключа на IGBT

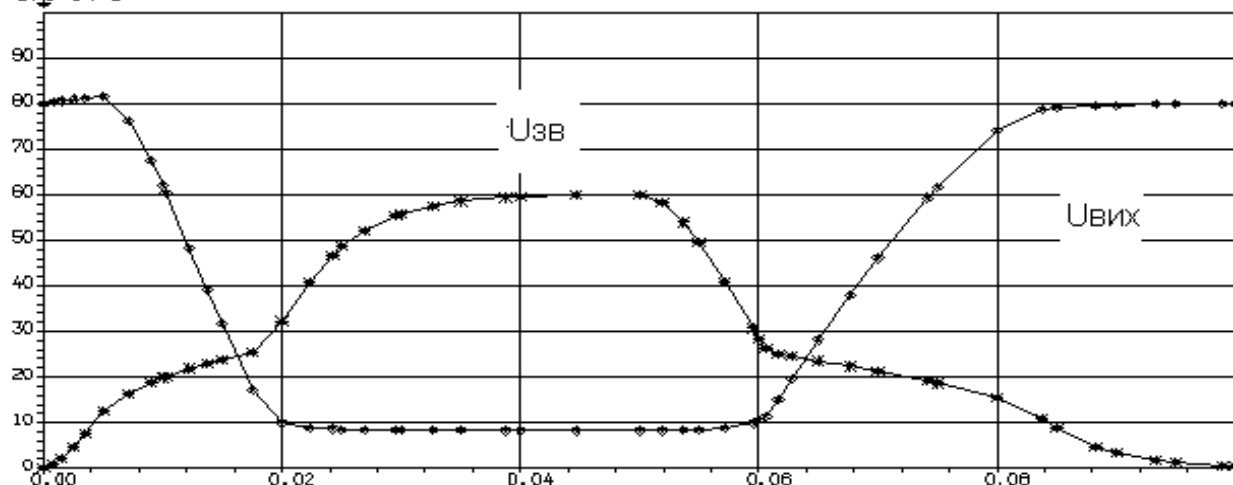
Результати моделювання показали високу адекватність розробленої моделі (в межах 15% похибки по струму), але для розробників схем алгоритм розрахунку параметрів моделі надто складний.

имя переменной	миним.шкалы	максим.шкалы	цена дел.сетки	знач.в точке
T МКС				.000000E+00
UC1.VT1 В	-.250000E+01	.225000E+02	.250000E+01	* .000000E+00
UC(3-0) В	-.250000E+01	.225000E+02	.250000E+01	♦ .200000E+02



а

имя переменной	миним.шкалы	максим.шкалы	цена дел.сетки	знач.в точке
T МКС				.000000E+00
UC1.VT1 В	.000000E+00	.250000E+02	.250000E+01	* .200000E-12
UC(3-0) В	.000000E+00	.250000E+02	.250000E+01	♦ .200000E+02



б

Рис.4.4. Моделювання динамічних характеристик за допомогою макромоделі,

отриманої фізичним методом за даними кристала $100 \frac{60\text{КЭФ}40}{460\text{ЭКЭС}0.01-116}$

(прототип КП711): а – для ключа на МОПТ; б – на IGBT

4.1.2. Розробка гібридних макромоделей ДМООНТ і IGBT

Прагнення досягти фізичності макромоделі при можливості розрахунку її параметрів за електричними параметрами приладу, вимагає адаптації та корекції існуючих в БМП програм EСAD моделей малопотужних приладів, що дозволить використовувати базові нелінійні функції-підпрограми, вбудовані до МЗ EСAD.

Схеми заміщення макромоделей ДМООНТ і IGBT є модифікаціями моделі Шіхмана-Ходжеса 3 рівня, їх представлено на рис.4.5. Спільними в них є залежне джерело струму I_C , яке керується вхідною та вихідною напругою, наявність вхідної, вихідної та прохідної нелінійних ємностей (для IGBT – C_{3E} , C_{KE} , C_{K3}), з яких остання – параметрична. Макромоделі доповнені резистором R_{ON} , який моделює опір ДМООНТ та модуляцію провідності в IGBT у відкритому стані. З макромоделі виключено ємність C_{CB} , оскільки можна нехтувати її впливом на перехідні характеристики порівняно із прохідною та вхідною ємностями, що технологічно зумовлено шунтуванням.

Схема заміщення макромоделі IGBT спирається на схему заміщення макромоделі потужного ДМООНТ, відміною є наявність р-і-п діоду та нелінійного залежного опору із іншою функціональною залежністю (див. формулу (2.1)), за допомогою яких емулюється інжекція неосновних носіїв і модуляція провідності дрейфової об-

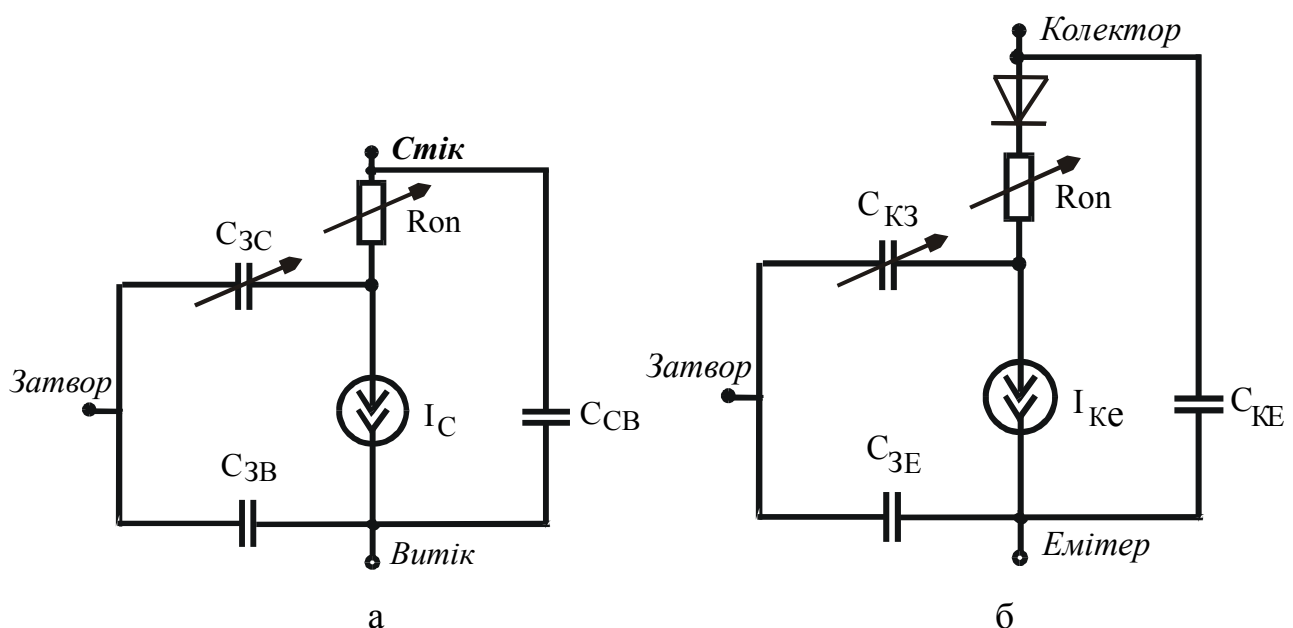


Рис.4.5. Гібридні макромоделі: а – ДМООНТ ; б – IGBT

ласті.

Залежність ємностей від напруги може бути табличною або аналітичним виразом, в останньому випадку вона моделюється В-елементом. Для дослідження динамічних характеристик ключів на ДМООНТ і IGBT було використано формули (2.2) і (2.5), швидкість моделювання була вдвічі вище при використанні формули (2.2), а час попередніх розрахунків виявився на порядок меншим для макромоделі, яка використовувала формулу (2.5).

Моделювання модульованого опора дрейфової області R_{ON} здійснюється за допомогою В-елемента, в якому в аналітичному вигляді описано залежність опора від вихідного струму, див. формулу (2.1). Для підвищення економічності моделювання доступні спрощені макромоделі, в яких $R_{ON} = R_{ON0}$, а значення прохідної ємності приймається $C_{зв0}$.

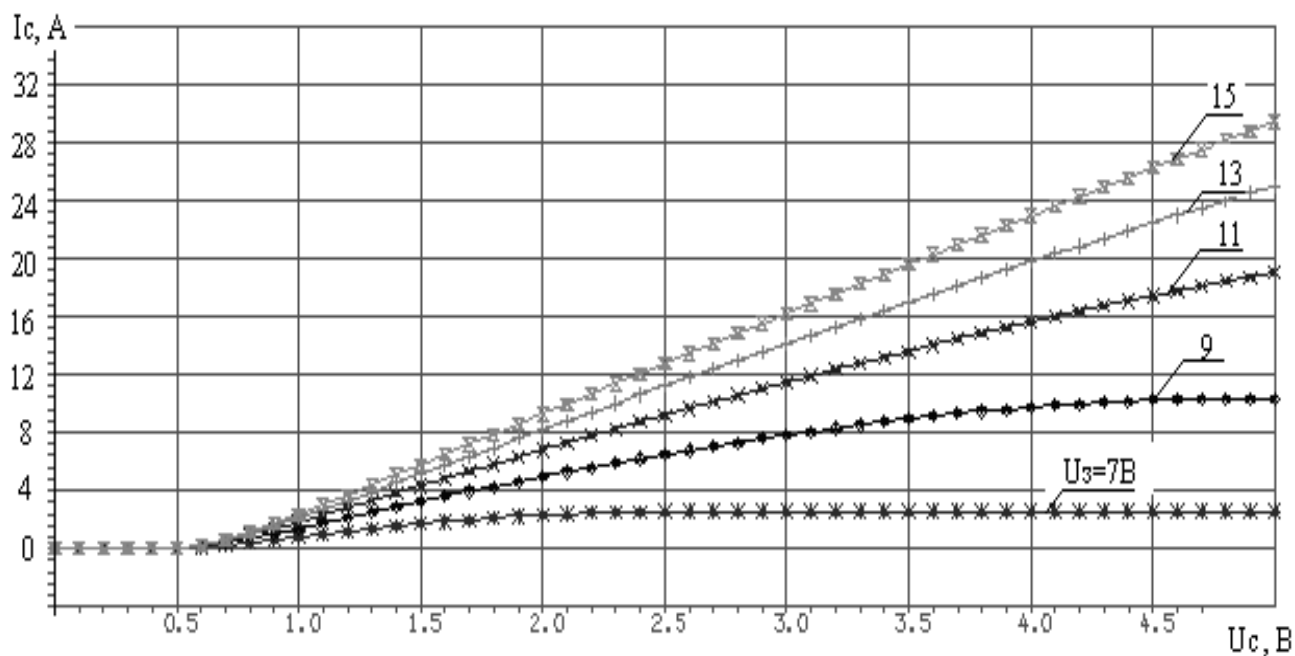
Завдяки наявності в ГММ В-елементів можливе підвищення універсальності шляхом програмування критичних режимів по напрузі, струму та температурі.

Макромоделі адекватно відображають роботу приладів на великому та малому сигналах при більшій економічності порівняно із фізико-топологічними макромоделями, вони легко вбудовується в БМП сучасних програм EСAD.

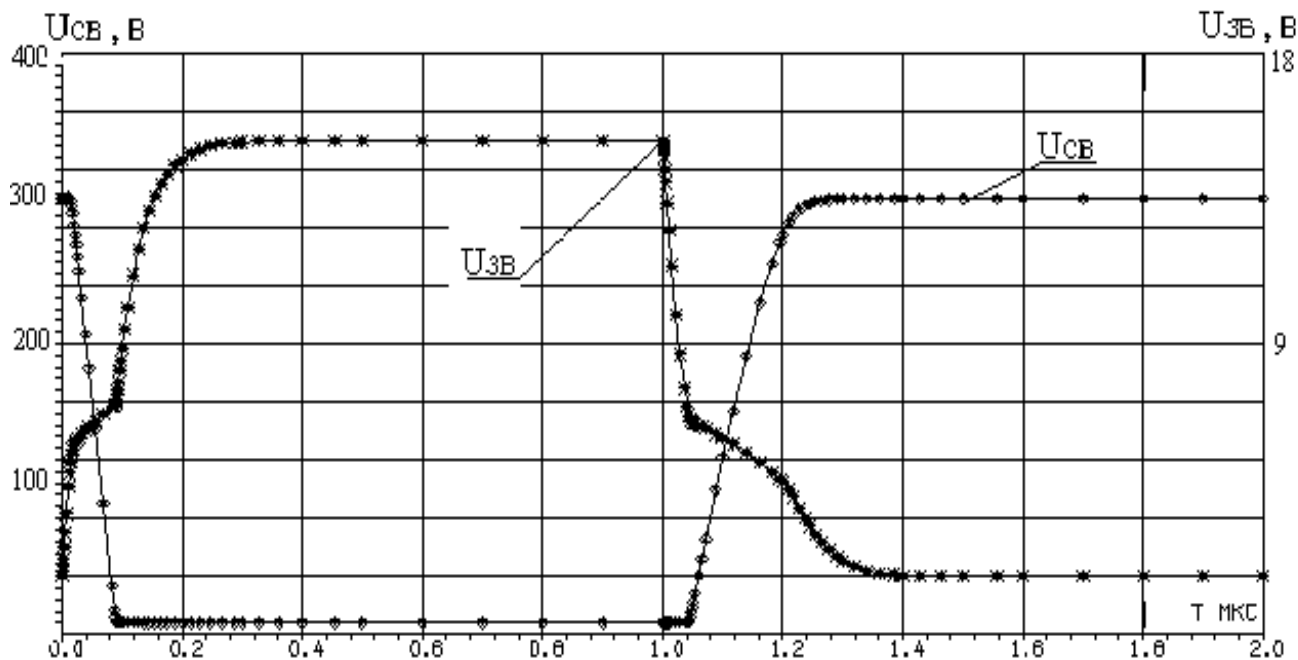
На рис. 4.6 представлені динамічні характеристики ключів на КП711 [14], та IGBT BUP 314 [68], отримані моделюванням макромоделей в середовищі програми МАЕС-П. Умови експерименту: напруга на затворі 15В, напруга живлення 300В, резистивне навантаження 1Ом. Для IGBT не враховувався вплив рекупераційного діода. Затримка наростання та викривлення форми напруги на затворі, які є слідством ефекту Міллера досить реалістично відображені, похибка – в межах 15%.

Із ціллю перевірки адекватності запропонованої гібридної макромоделі ДМООНТ моделювався драйвер для індукторного двигуна, який пройшов експериментальну перевірку [116]. Для потужного ключового МООНТ КП809А було використано традиційну модель Шіхмана-Ходжеса 3 рівня та гібридну макромоделю. Результати моделювання вхідних характеристик ключового ДМООНТ малопотужного драйвера для індукторного двигуна зображено в додатку А.5.2. Похибка моделю-

вання за допомогою макромоделі в межах 15-20%. Загальний час попередніх розрахунків, відладки та моделювання скоротився майже втричі.



а



б

Рис.4.6. Моделювання за допомогою гібридних макромоделей в МАЕС-П:

а – статичних характеристик IGBT;

б – перехідних характеристик ключа на ДМОТ

4.1.3. Розробка формалізованої макромоделі IGBT

Наступним кроком у спрощенні моделі є створення макромоделі, параметри якої обчислюються лише за вихідними електричними параметрами приладу.

Спрощений варіант схеми заміщення макромоделі IGBT із емпіричними залежностями для ємностей та модульованого опору дрейфової області представлено на рис.4.7, де відображено сторінку графічного редактора демо-версії програми MC5 із макромоделлю IGBT, яку оформлено у вигляді макросу [27].

Залежність опору дрейфової області можна описати як емпіричною залежністю (см рис.4.7), так і аналітичним виразом [105], приклад опису на вхідній мові МАЕС-П ключа із IGBT, аналога кристалу, що досліджувався при двохвимірному моделюванні, наведено нижче:

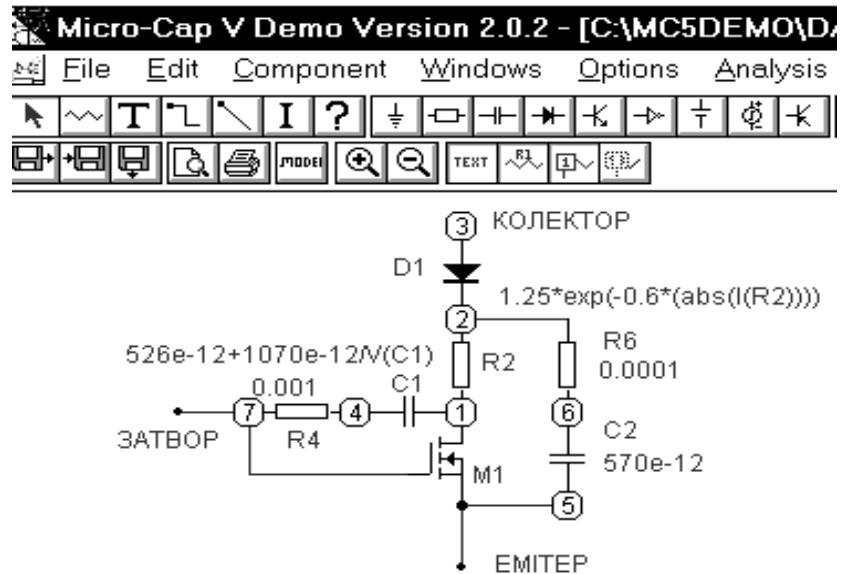


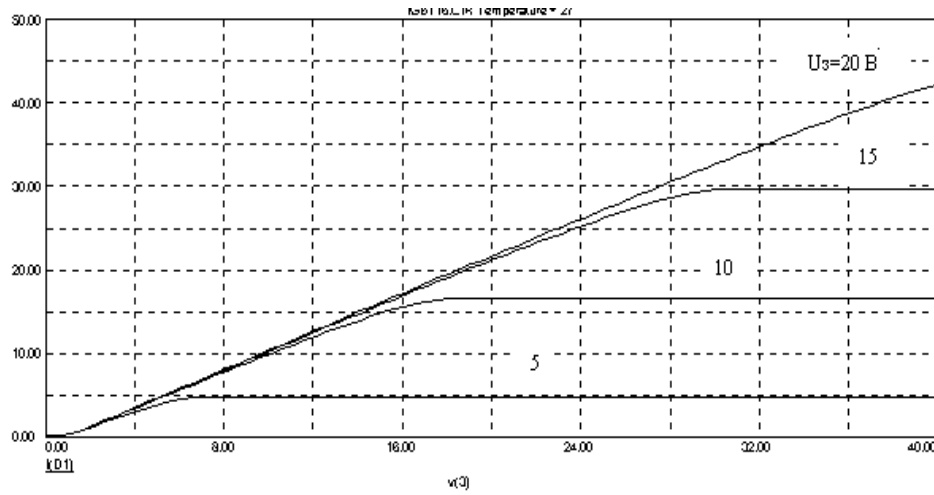
Рис. 4.7. Принципова схема макросу IGBT в MC5

```

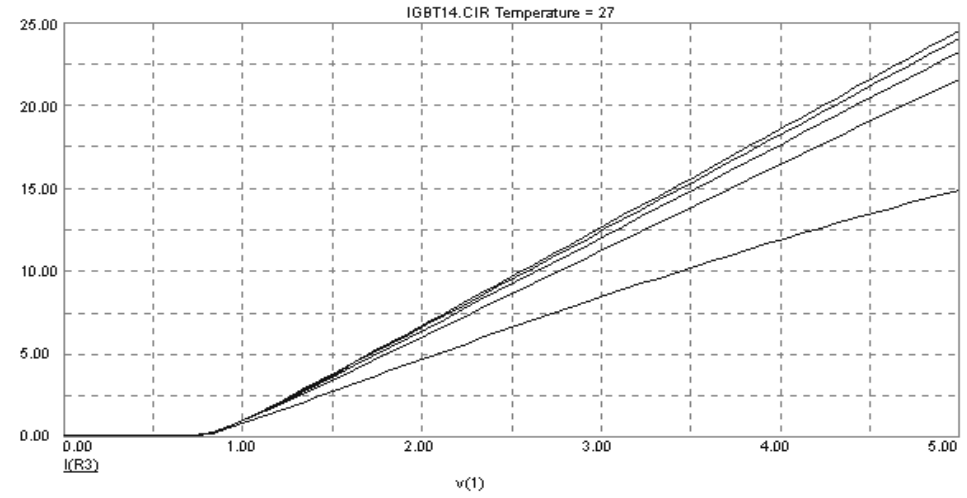
МОДЕЛЬ- IGBT1:
ЭЛЕМЕНТЫ:
E1,1-0=1В;
E2,3-0=0В;
R1,3-2=0.00001ОМ;
VT,0/И-2/С-0/П-1/З=IGBT;
МОДЕЛЬ-IGBT:
ЭЛЕМЕНТЫ:
C1,3-И=700ПФ;
C2,3-2=700ПФ;
C4,И-П=10ПФ;
D1,С/А-1/К=2Д213А.Д;
R2,1-2=FA(1ОМ*LN(10*IR2)/IR2);
J3,2-И=F27(0.7,0.16,0.5А/В**2,1.5МСМ#UC1,UJ3,UC4);
КОНЕЦ ОПИСАНИЯ СХЕМЫ:

```

На рис.4.8 – 4.10 представлені характеристики моделювання статичних, динамічних й параметричних залежностей формальних макромоделей ДМОНТ та IGBT в середовищі програми MC6.



а



б

Рис. 4.8. Статичні характеристики: а – ДМОНТ; б – IGBT

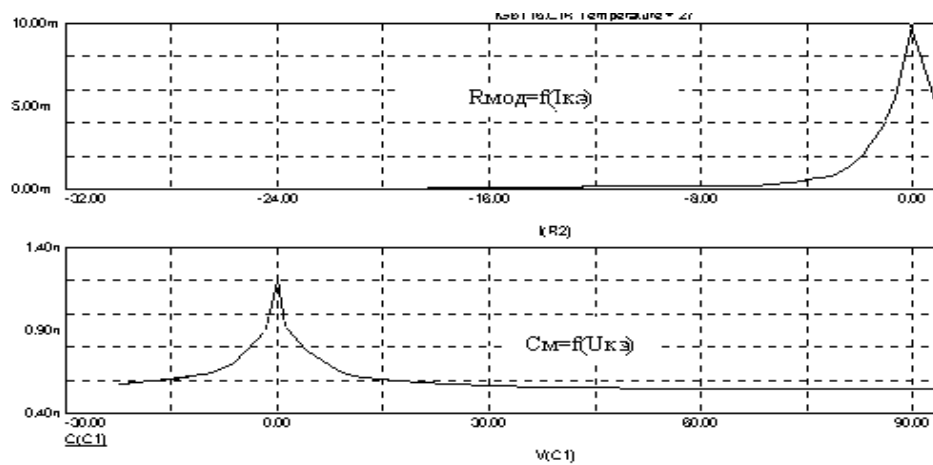


Рис.4.9. Залежність модульованого опора від струму та ємності Міллера від напруги

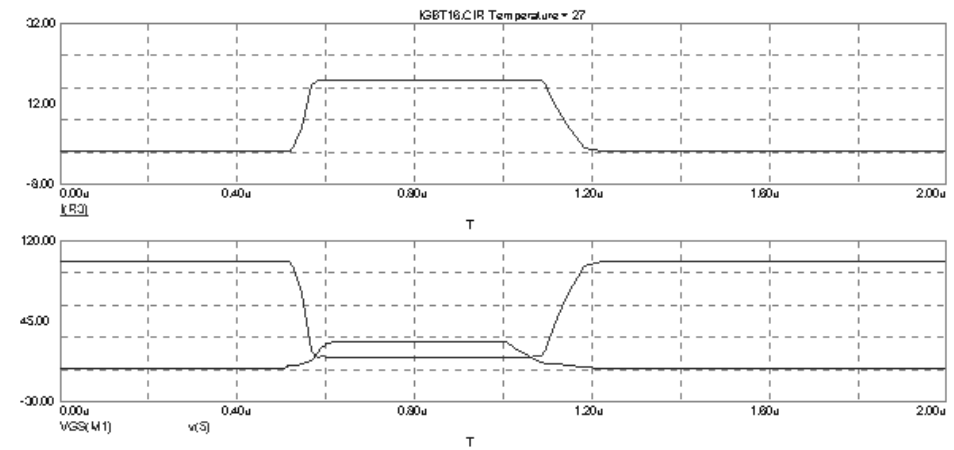


Рис. 4.10. Перехідні характеристики ключа на IGBT (Вихідний струм – верхній рисунок, вихідна та прохідна напруги – нижній)

4.1.4. Порівняння характеристик IGBT, отриманих різними макромоделями

На рис.4.11. представлені для порівняння статичні вихідні характеристики IGBT (аналог дослідженого кристалу – BUP314 [68]), отримані моделюванням:

- а – двохвимірної моделі;
- б – повної схеми заміщення;
- в – макромоделі.

Максимальна відносна похибка моделювання по струму статичних характеристик для гібридної макромоделі виявилася більшою, ніж для фізико-топологічної на 5%, однак загальний час моделювання, особливо на етапах попередніх розрахунків та відладки, зменшився в $2 \div 10$ разів.

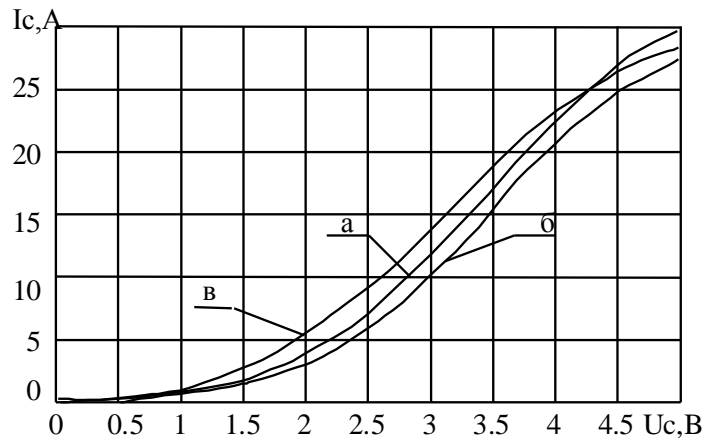


Рис.4.11. Характеристики IGBT, отримані за допомогою різних моделей

4.2. Розробка макромоделі СІТ

4.2.1. Отримання макромоделі СІТ фізичним методом.

Розробка і дослідження макромоделі СІТ здійснювалася шляхом двохвимірного моделювання процесів в приладі, порівнянням з відомими одновимірними аналітичними моделями [95, 96], експериментальною перевіркою результатів моделювання.

Використовувалася методика двохвимірного моделювання польових і функціонально-інтегрованих приладів, що базується на дифузійно-дрейфовій моделі. Структуру СІТ із визначеними областями з різними граничними умовами наведено на рис. 4.12 [94, 107].

На рис. 4.13 представлено ВАХ СІТ для різних режимів роботи, яких

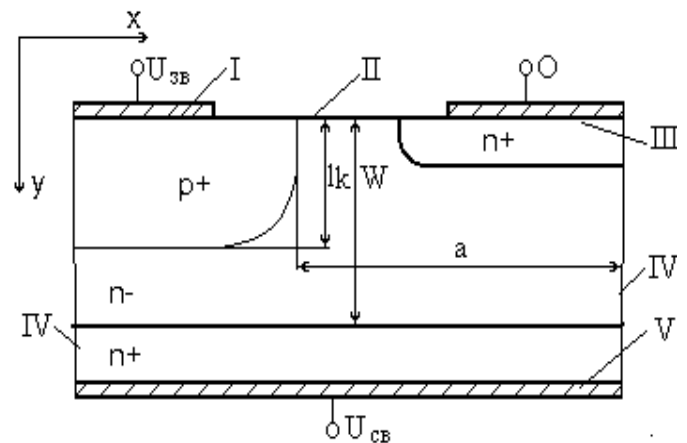


Рис.4.12. Области структури СІТ із різними граничними умовами

отримано двохвимірним моделюванням для структур, що мають електрофізичні та топологічні параметри відомих приладів КП926 (рис. 4.13, б, в) і КП934 (рис. 4.13, а), для можливості проведення експериментальної перевірки моделей.

ВАХ (рис. 4.13, а, б) відбиває роботу СІТ в польовому режимі: рис. 4.13, а – в режимі опору, що управляється; рис. 4.13, б – в режимі перекритого каналу. На рис. 4.13, в показано зміну форми ВАХ та істотне зростання струму при переході з польового режиму до біполярного. На рис. 4.13, в переривчастими лініями показані ВАХ для структури типу КП926, штрих-переривчастими – для структури КП934, суцільними лініями – для структури з проміжними параметрами. Як видно з рис. 4.13, ВАХ мають різний характер поведінки і різну природу процесів, опис яких єдиним аналітичним вираженням не представляється можливим. Тому нижче розглянуті кожний з режимів окремо і запропоновані умови стиковки ВАХ.

4.2.2. Гібридна статична макромодель СІТ.

Шматочно-нелінійна апроксимація ВАХ СІТ. В резистивному режимі (рис. 4.13, а) простим апроксимуючим виразом для ВАХ СІТ є:

$$I_c = \frac{U_c}{R_k}, \quad (4.2)$$

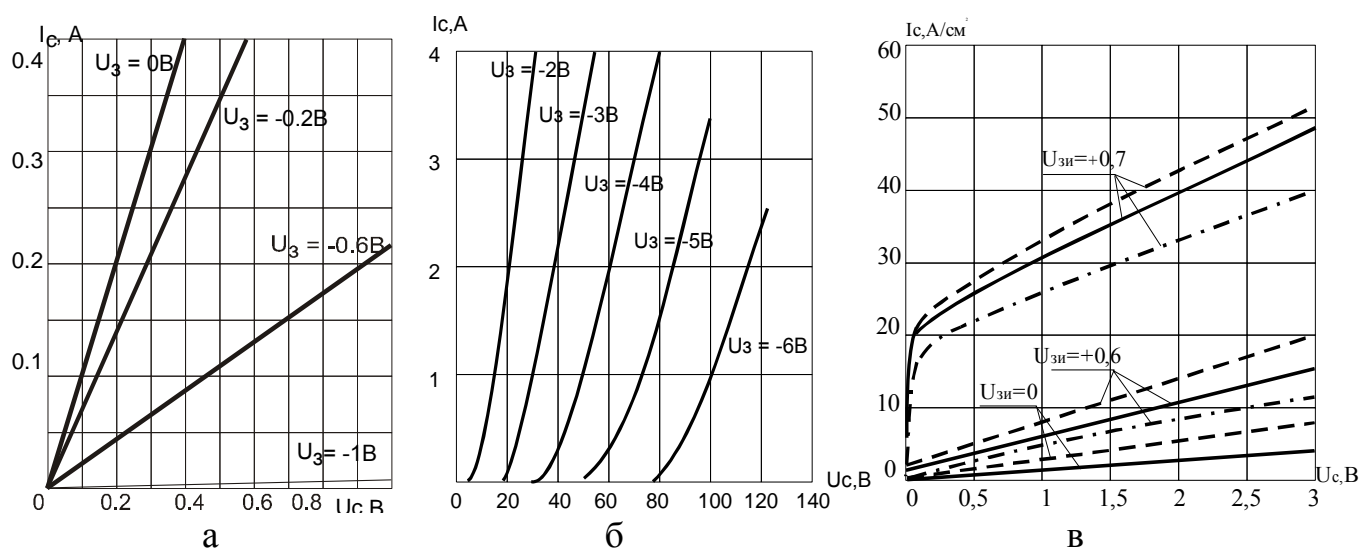


Рис. 4.13. ВАХ СІТ: а – при малих напругах на стоку;

б – в режимі перекритого каналу; в – в режимі малих струмів

де опір каналу R_k визначається відомою формулою Шоклі для випадку малих напруг на стоку [95]:

$$I_C = U_{CB} / R_k = \frac{U_{CB} \left(1 - \sqrt{\frac{U_{3B}}{U_{3B\text{відс}}}} \right)}{R_0}, \quad (4.3)$$

де I_C – струм стоку;

U_{CB} – напруга стік-витік;

R_k – опір каналу;

R_0 – опір каналу при $U_{3B}=0$ і $U_{CB} \approx 0$;

$U_{3B\text{відс}}$ – напруга відсічки СІТ.

Невідомі величини R_0 та $U_{3B\text{відс}}$ можуть бути отримані по ВАХ (рис. 4.13, а) або експериментально [117].

В режимі перекритого каналу ВАХ СІТ описуються виразами в області малих струмів:

$$I_C = I_0 \exp[\lambda(U_{3B} - U_{CB} / \mu)];$$

в області великих струмів:

$$I_C = (U_{CB} + \mu U_{3B}) / [(1 + \mu)R_B + R_C],$$

або

$$I_C = \frac{1}{R_D} (U_C + \mu U_3), \quad (4.4)$$

де, окрім вже означених величин:

$$R_D = (1 + \mu)R_B + R_C;$$

R_B – опір області витоку;

R_C – опір області стоку;

I_0 та λ – параметри, які залежать від геометричних та електрофізичних параметрів структури СІТ;

μ – коефіцієнт підсилення СІТ.

На рис. 4.14,а переривчастою лінією зображені ВАХ СІТ КП926, отримані по

формулі (4.2) для відповідних величин напруги на затворі, суцільними – отримані експериментально.

Перетин апроксимуючої прямої з віссю стокових напруг визначається напругою на затворі (U_3) і коефіцієнтом μ , що може бути знайдений експериментально або розрахований по структурі СІТ [107,117,118]:

$$U_{c3} + \mu U_{33} = 0. \quad (4.5)$$

Кут нахилу апроксимуючої прямої визначає динамічний опір СІТ, що також знаходиться експериментально або розрахунковим шляхом.

Як показав аналіз ВАХ СІТ, μ і R_d практично лінійно зростають із збільшенням напруги на затворі (рис. 4.14), тому доцільно виміри параметрів μ , R_d робити для двох крайніх гілок з сімейства ВАХ СІТ, побудувати залежності і по них вже будувати ВАХ в усьому діапазоні значень напруг U_3 і U_c .

При двохвимірному моделюванні СІТ було встановлене, що при прямому зміщенні затвора від 0.5 до 0.7 В різко зменшується опір каналу внаслідок інжекції носіїв з затвору в область каналу. При моделюванні необхідно враховувати модуляцію опору каналу, як це робиться для біполярних приладів у [105], або за допомогою емпіричного виразу (2.15), який для СІТ набуває вигляду

$$R_{\text{mod}} = \frac{R_{\text{max}} - R_{\text{min}}}{I_{\delta}^2} I_C^2 - 2 \frac{R_{\text{max}} - R_{\text{min}}}{I_{\delta}} I_C + R_{\text{max}}, \quad (4.6)$$

де I_{δ} – струм початку високого рівня інжекції.

Опір каналу СІТ при роботі його в резистивному режимі визначається [107]:

$$R_k = \frac{R_{0M}}{1 - \sqrt{\frac{U_{3B} - U_{3B0}}{U_{\text{відс}} - \varphi_k}}}, \quad (4.7)$$

де $U_{3и0}$ – напруга при $I_C \approx I_{\delta}$;

R_{OM} – опір каналу при $U_{ЗИ} \approx 0.5$ В.

Максимальна похибка спостерігається при напругах на затворі, близьких до напруги відсічки, однак, в цілому похибка для всіх розрахункових значень відносно експериментальних не перевищує 15%.

Для апроксимації ВАХ СІТ в біполярному режимі використано результати двохвимірною моделювання і аналітичних розрахунків на основі виразів [117,118].

На рис. 4.15,а наведені експериментальні ВАХ БСІТ КП934 в режимі малих струмів, на рис. 4.15,б – в режимі великих струмів стоку (суцільні лінії). Як видно, вони подібні ВАХ біполярного транзистора. На ВАХ БСІТ можна виділити дві області: крута – ліворуч від пунктирної лінії і положиста – праворуч.

В положистій області ВАХ положення характеристик визначається коефіцієнтом підсилення по струму β , як у БТ, який може бути отриманий різними методами: по експериментальних характеристиках, по результатах двохвимірною розрахунку ВАХ, по аналітичних виразах [105,117] та (2.12).

Оскільки вираз 2.12 є універсальним, саме його використаємо для макромоделі СІТ, тут він набуває вигляду:

$$\beta_N = \beta_{\max} * \sqrt{I_C} * e^{-cI_C} \quad (4.8)$$

Методику розрахунку параметрів функції наведено в пункті 2.4.2.2.

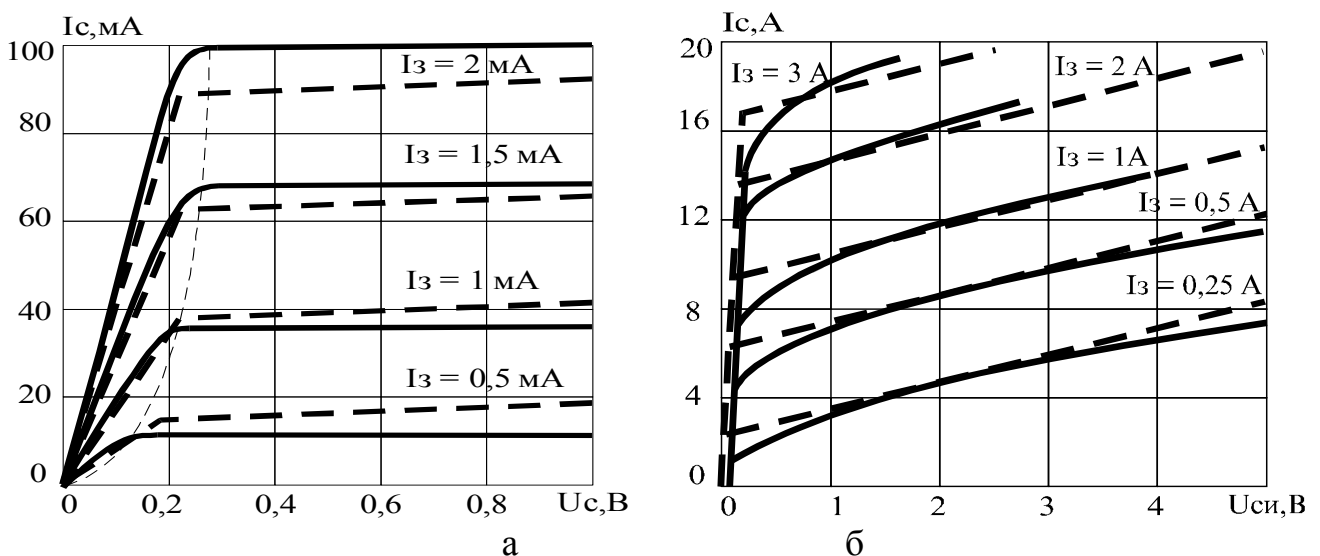


Рис.4.15. ВАХ БСІТ: а – в режимі малих струмів; б – великих струмів

Вираз для ВАХ БСІТ в біполярному режимі в положистій області запишеться в наступному вигляді :

$$I_C = \frac{U_C}{R_{дп}} + \beta I_3, \quad (4.9)$$

де $R_{дп}$ – динамічний опір БСІТ в положистій області ВАХ.

В крутій області характеристик (до області насичення) вираз для ВАХ має вигляд:

$$I_C = \frac{U_C}{R_{км}}, \quad (4.10)$$

де $R_{км}$ – опір каналу БСІТ, що визначається за (4.6).

Напряга насичення на стоку ($U_{Снас}$), при якій відбувається зміна вигляду залежності ВАХ може бути визначена по експериментальним даним, по результатах двохвимірному аналізу або по аналітичному виразу [117]

$$U_{Снас}(I_C) = 2\varphi_T \cdot \ln(1 + I_C \cdot B), \quad (4.11)$$

де φ_T – температурний потенціал;

I_C – струм стоку;

B – коефіцієнт, що визначається геометричними і електрофізичними параметрами структури БСІТ.

В макромоделі $U_{Снас}$ визначається як точка перетину апроксимуючих ліній.

На рис.4.15 переривчастими лініями показані ВАХ БСІТ, які отримані на основі апроксимуючих виразів (4.9–4.11). Як видно з результатів порівняння, похибка розрахунку ВАХ в гіршому випадку не перевищує 15%.

Джерело струму макромоделі СІТ, що управляється, може бути уявлене єдиним простим рівнянням, параметри якого змінюються в залежності від режиму:

$$I_c = \frac{U_c}{R_d} + \frac{\mu U_z}{R_d} + \beta I_z. \quad (4.12)$$

Так, в польовому режимі, за відсутності інжекції з області затвора ($\beta=0$) рівняння (4.12) трансформується в рівняння (4.4), яке моделює режим перекритого каналу, що, в свою чергу, при напрузі меншій, ніж напруга перекриття каналу, перетворюється в рівняння (4.2), відповідне резистивному режиму роботи СІТ.

4.2.3. Динамічна макромодель СІТ.

Для моделювання роботи СІТ у динамічному режимі потрібно задати ємності $C_{зв}$ та $C_{зс}$. В найпростішому випадку вони можуть бути прийняті у вигляді констант, однак на практиці їхні величини змінюються в значних межах і виявляють помітний вплив на час перемикання приладу та динамічну потужність. На рис.4.16 наведено графіки залежності ємності $C_{зс}$ від $U_{зс}$, отримані експериментально (суцільна лінія) та розраховані за формулами [118] (переривчаста лінія).

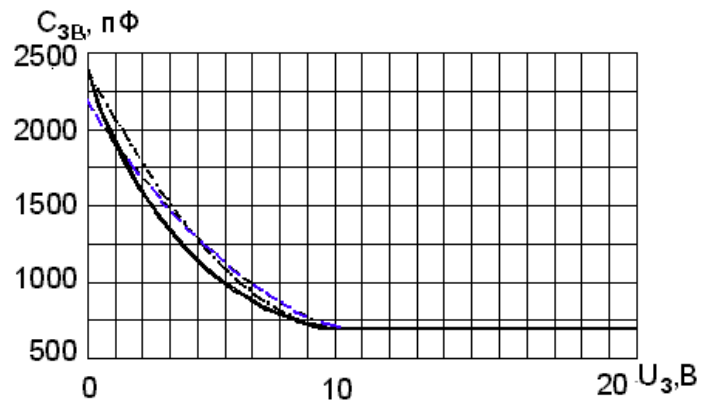


Рис. 4.16. Залежність $C_{зв}$ від $U_{зв}$

Універсальна макромодель СІТ, схему заміщення якої наведено на рис.4.17, двохступінчаста, як макро-модель ГТО (рис.3.8). Джерело струму стоку J_c , представлене В-елементом, програмує перехід до певної ступіні (СІТ або БСІТ) в залежності від рівню вхідної напруги. Джерела кожної ступіні, в свою чергу, є В-елементами, в яких записано умови перемикання між апроксимуючими виразами. Модульований опір описано аналітичною функцією (2.15), ємність Міллера – функцією (2.5). Джерело $J_{зв}$ представлено нелінійною функцією F111, яка моделює без-

реактивну складову струму через р-n перехід. Опори $R1$ і $R2$ необхідні для завдання струмів в ступінях.

Дослідження універсальної динамічної моделі показали, що із ростом комутуємої потужності пристрою на СІТ, росте жорсткість ММС та збільшується ризик незбіжності ітерацій метода Ньютона-Рафсона. Оскільки, СІТ часто працює в одному режимі (польовому або біполярному), для ЕСАД пропонується дві окремі макромоделі, схеми заміщення яких наведено на рис.4.18. Завдяки зменшенню кількості компонентів, особливо джерел, зменшується не тільки час підготовки до моделювання та відладки, але й суттєво – час аналізу, завдяки збільшенню кроку по часу, зменшенню кількості ітерацій процедури лінеаризації та порядку методу алгебраїзації.

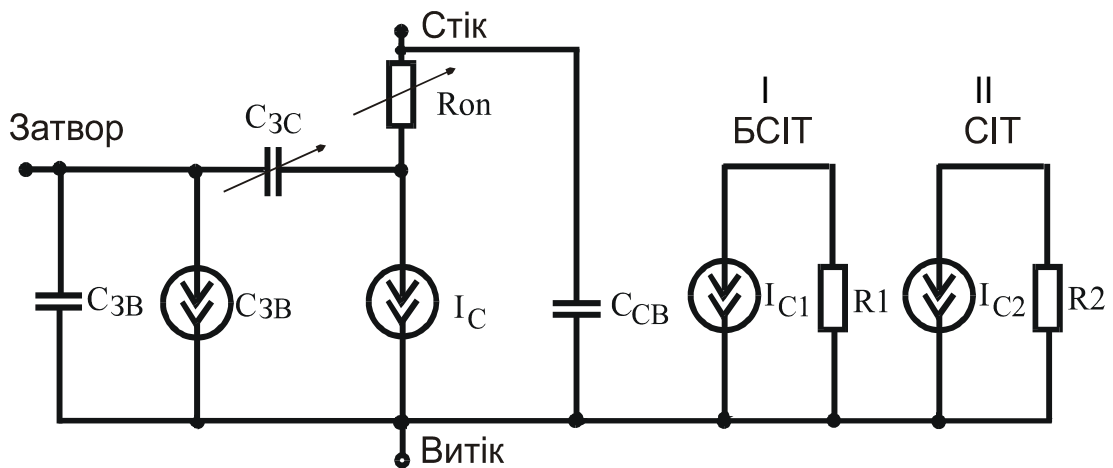


Рис.4.17. Схема заміщення універсальної макромоделі СІТ

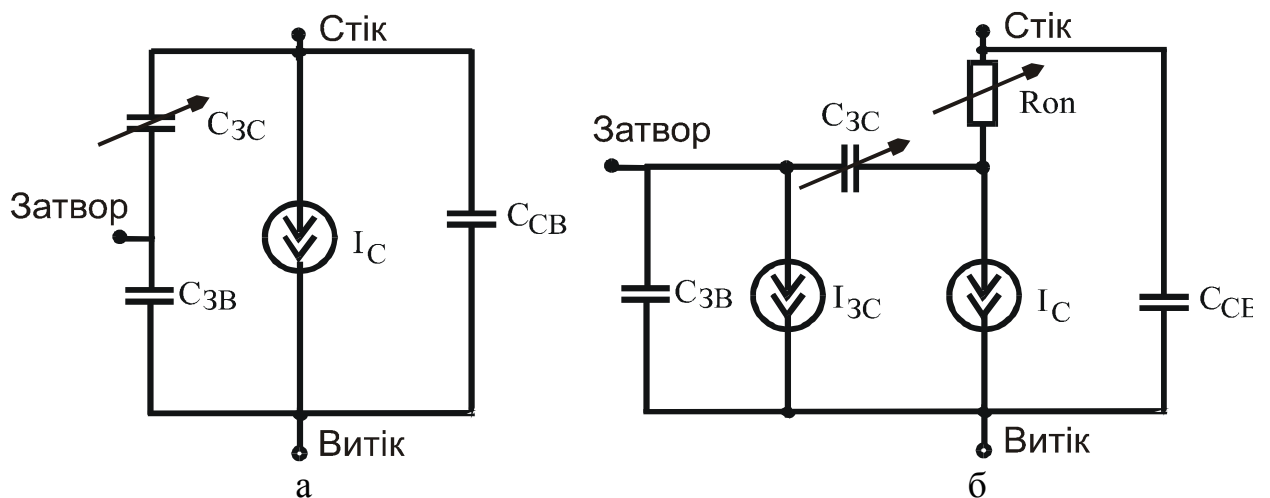


Рис.4.18. Схеми заміщення спрощених макромоделей: а – СІТ; б – ВСІТ

Схеми заміщення рис.4.17 – 4.19 отримані відповідно до розробленої структурної схеми (рис.2.1), згідно запропонованої у другому розділі методики.

Нижче наведено опис макромоделі СІТ на вхідній мові МАЕС-П:

```

МОДЕЛЬ-СИТ:
ЭЛЕМЕНТЫ:
СЗВ,З-В=700пФ;
ССВ,С-В=200пФ;
JMILL,З-1=F6(0,0,ИТ #UCB,UJMILL);
RMOD,С-1=FA(RMAX=.10M#RMIN=.010M#IN=20A#
IF (IRMOD.LT.IN) THEN RMIN
ELSE ((RMAX-RMIN)/IN**2)*IRMOD**2-
-(2*(RMAX-RMIN)/IN)*(ABS(IRMOD))+RMAX);
JЗВ,З-В=F111(1MA,7.3A/B,3000MГOM#UJ1);
JC,1-В=FA(UPOROG=0.5B#
IF (UCЗВ .GT. UPOROG)
THEN JC1 ELSE JC2);
JC1,2-В=FA(РД=#УНАС=ЗВ#БЕТА=8.59#
IF (UJC .LT. УНАС)
THEN UJC/РД
ELSE БЕТА*IR1);
JC2,3-В=FA(RK=.1#РД=0.2450M#МЮ=0.5# UPER=-3#
IF (UJC .LT. UPER)
THEN UJC/RK
ELSE (UJC+МЮ*UCЗВ));
КОНЕЦ ОПИСАНИЯ СХЕМЫ:

```

Текстові макромоделі на вхідній мові МАЕС-П отримуються спрощенням універсальної макромоделі.

Результати моделювання динамічних характеристик наведено на рис.4.19, 4.20. Аналіз характеристик показав, що означені макромоделі адекватно моделюють параметри перехідних характеристик: похибка по часу наростання та спаду – в межах 15%. Адекватно відбито ефекти, властиві наявності НЗЗ (Міллера).

Розроблена макромодель СІТ характеризується простотою опису ВАХ і простою методикою визначення параметрів, універсальністю; вона дозволяє аналізувати статичні і динамічні характеристики електронних приладів в режимі великого і малого сигналу. Методику визначення параметрів моделі наведено у [118]. Типові значення параметрів моделі СІТ (для КП926А): $C_{ЗВ}=700\text{пФ}$, $C_{ЗС}=700\text{пФ}$, $I_{Спoch}=16\text{мА}$, $U_{ВДС}=-3\text{В}$.

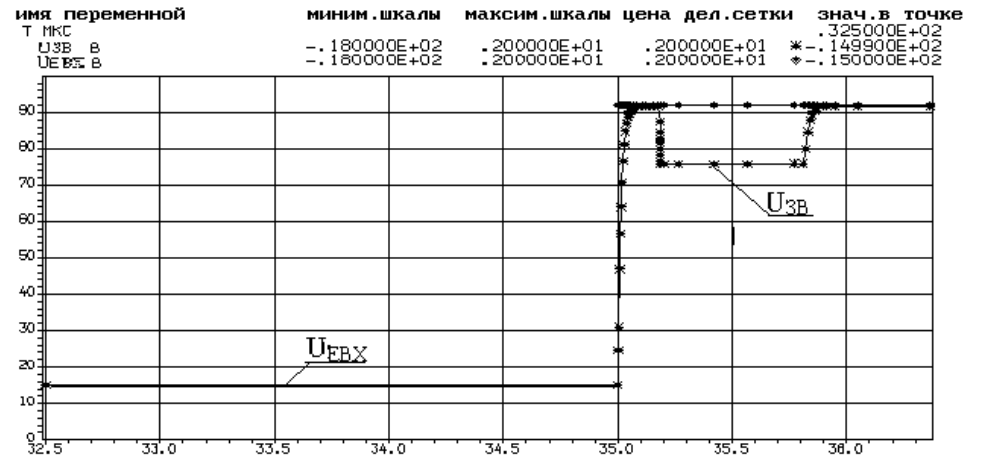
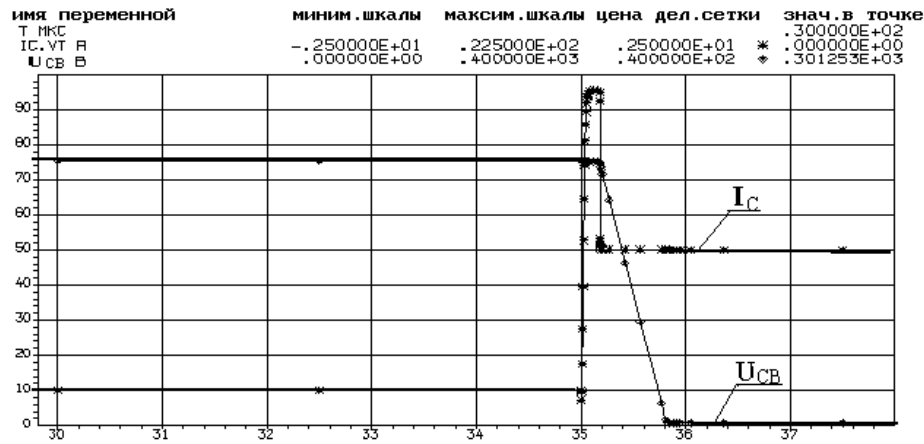


Рис.4.19. Діаграми процесів вмикання ключа із СІТ

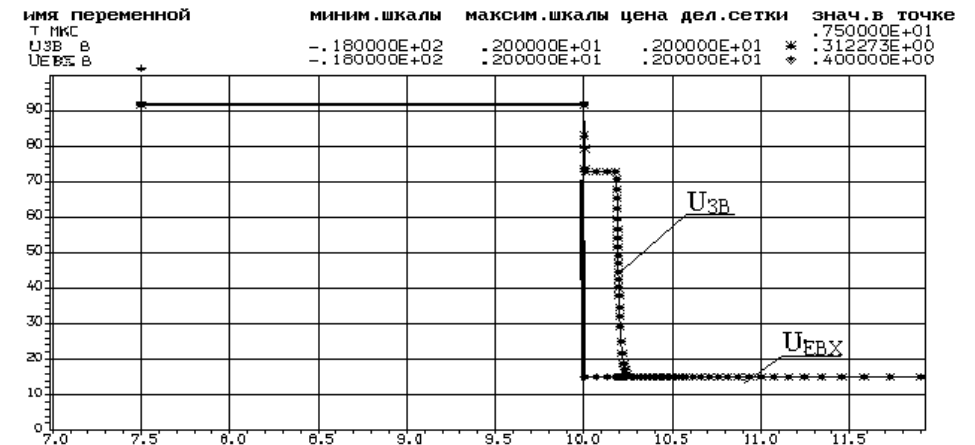
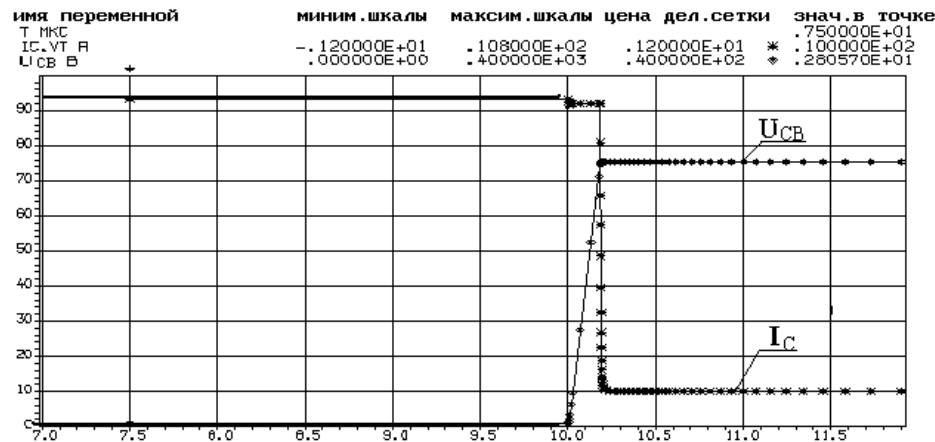


Рис.4.20. Діаграми процесів вимикання ключа із СІТ

ВИСНОВКИ ПО ЧЕТВЕРТОМУ РОЗДІЛУ

1. Розроблено нові фізико-топологічні макромоделі ДМООНТ та IGBT, дослідження яких показало, що вони мають переваги порівняно із моделями Intusoft при використанні в EСAD, оскільки загальний час попередніх розрахунків і аналізу майже втричі менший при збереженій адекватності й фізичності [98-100].

2. Розроблено гібридні макромоделі ДМООНТ та IGBT на основі моделі Шіхмана-Ходжеса із блоками зворотного зв'язку і корекції. Використання в ГММ В-елементів дозволило зменшити на порядок час попереднього розрахунку і аналізу порівняно із фізико-топологічними макромоделями при збереженій фізичності. Похибка моделювання – в межах 20% [99].

3. Запропоновано і адаптовано до БМП програм МС5-МС6 формалізовані макромоделі IGBT і ДМООНТ, які мають кращі показники економічності порівняно із гібридними макромоделями, завдяки мінімальності схем заміщення і відсутності проблем збіжності, при зниженні точності на 5-10%, що дозволяє використовувати їх для аналізу початкової схемної надійності силових пристроїв [98].

4. Розроблено та досліджено нову макромодель СІТ для автоматизованого проектування, перевагами якої порівняно із описаними в літературі є універсальність, простота розрахунку вхідних параметрів за електричними параметрами приладу з ТУ та довідників, мала похибка моделювання динамічних і статичних характеристик (в межах 15-20%). Основне рівняння для джерела струму на основі В-елементу легко перебудовується, завдяки чому повна макромодель спрощується для окремих режимів роботи [102,117,118].

5. Дослідження гібридних макромоделей на основі В-елементів показали їхню високу ефективність при застосуванні в програмах EСAD, завдяки малій кількості елементів схем заміщення та простим виразам залежних джерел, простим алгоритмам розрахунку вхідних параметрів і універсальності. Макромоделі побудовано і перевірено у відповідності до розроблених вище методик та вбудовано до бібліотеки моделей і параметрів Spice-сумісної програми МС6 та програми EСAD МАЕС- П [99].

РОЗДІЛ 5

РОЗРОБКА МАКРОМОДЕЛЕЙ ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА АНАЛОГОВО-ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ

5.1. Моделювання пристроїв силової електроніки засобами програм EСAD

Програми EСAD сучасного рівня надають широкі можливості для адекватного моделювання електромагнітних процесів у малопотужних пристроях електроніки, але, як було зазначено раніше, традиційне моделювання пристроїв силової електроніки, особливо аналогово-цифрового типу на схемотехнічному рівні за допомогою фізико-топологічних моделей для силових ключових приладів та Spice-макромоделей для цифрових приладів віднімає багато часу навіть для швидких процесорів і викликає проблеми збіжності. Це пов'язано із великою розмірністю та жорсткістю моделей функціонально-інтегрованих приладів сучасної генерації (IGBT, ДМОНТ, GTO) та із складністю алгоритму аналогово-цифрового моделювання програм EСAD

Для скорочення витрат часу при моделюванні пристроїв мішаного типу можна використовувати макромоделі не тільки для приладів, але й для пристроїв взагалі, при чому макромоделі пристроїв будуть розрізнятися як способом їхньої побудови, так і за критеріями економічності, адекватності та універсальності, що дозволяє користуватися запропонованою для приладів класифікацією і структурною схемою (розд.2). Незважаючи на те, що макромоделям пристроїв властива більша формальність та більший ступінь абстрагування від фізичних властивостей реального об'єкту, саме формалізовані макромоделі мають дати найвищі показники економічності при моделюванні.

Моделювання пристроїв електроніки за допомогою макромоделей не є зовсім нова тема [10,101,119,120], однак, в БМП систем схемотехнічного проектування останніх версій наявні тільки макромоделі силових пристроїв, що працюють у ключових

човому режимі, так званих Switch Mode Power Supplies (SMPS), а саме перетворювачів напруги із широтно-імпульсною регуляцією або імпульсних регуляторів (ІР).

5.1.1. Макромоделі імпульсних регуляторів (ІР).

Математичний базис цих макромоделей розроблено у 1976 R. D. Middlebrook. У 1978 році R. Keller адаптував ці описи для Spice, у 1980 році V. Bello суттєво вдосконалив макромоделі ІР. Наприкінці 90-років макромоделі було адаптовано до програм EСAD сучасної генерації. Сутність моделей залишилась, форма змінилася: тепер текстовому опису відповідає позначка графічного редактора із певним набором вхідних параметрів, кількість яких коливається від 10 до 20.

Існує два способи моделювання ІР типів Buck, Boost і Buck-Boost [119,120]: за допомогою Switch (ключових) та Averaged (усереднених) макромоделей. Switch – макромоделі створені із урахуванням усіх нелінійностей, які властиві транзисторам, вентилям, трансформаторам, дроселям; їхнє використання обмежується режимами розрахунку перехідних характеристик. В Averaged–макромоделях нема ключових елементів, функціонування пристрою в режимі малого сигналу описано квазістатичним нелінійним рівнянням із параметричними коефіцієнтами, які залежать від коефіцієнту заповнення.

Саме ці макромоделі набули найбільшого поширення у зв'язку із високою економічністю, їх використовують для дослідження ІР в частотному діапазоні. Із ціллю порівняння двох типів макромоделей, схеми заміщення їхніх Spice-макромоделей для Buck-конвертера (ІР знижувального типу) в форматі MС6 наведено в додатку Б.1.

Недоліки макромоделей ІР з БМП програм EСAD. Макромоделі ІР майже не змінилися за 20 років існування та виявилися зручними для користувачів, знайомих їх принципами їхньої побудови та вхідним набором параметрів, але якщо розробник схеми не володіє такою інформацією, ефективність використання цих макромоделей можна поставити під сумнів.

Крім того, дослідження текстових описів макромоделей показало, що вони не

враховують сучасний стан програмного забезпечення ECAD, адже в програмах останніх версій можна використати можливості В-елементів більш повно, а саме його здібність перемикатися між виразами за певним алгоритмом, заданим операторами програмування та булевими змінними. Це дозволить перейти від нелінійних параметричних систем до нелінійних алгебраїчних та трансцендентних, запобігати появі у схемі заміщення зайвих елементів формального типу, що буде сприяти підвищенню економічності та фізичності моделювання.

5.1.2. Економічна макромодель IP для ECAD

Для підвищення економічності моделювання IP можна запропонувати символні макромоделі із мінімальною кількістю вузлів (до п'яти) та параметрів (до десяти), добре відомих розробнику схеми: це значення індуктивності та опора навантаження, ємності фільтра, коефіцієнта заповнення та частоти перемикавання.

В запропонованій макромоделі в атрибуті VALUE В-елементів задаються формули розрахунку коефіцієнтів передачі (рис.5.1), перемикавання між якими для режимів переривчастого K_{IP} та безперервного струмів $K_{НЕIP}$ [121] здійснюється при



Рис.5.1. Вікно завдання атрибутів В-елементу

виконанні умов перевищення критичного значення коефіцієнту заповнення γ в конструкції IF, THEN, ELSE. В атрибуті FREQ задається залежність коефіцієнту від частоти.

Схему заміщення макромоделі наведено на рис.5.2.

Перевагами таких макромоделей IP є:

- висока економічність процесу аналізу та проектування пристрою взагалі;
- універсальність: у форматі В-елементу використовується можливість зміни алгоритму для розрахунку в режимі малого сигналу (частотних характеристик) за рахунок використання атрибута FREQ і для режиму аналізу великого сигналу – атрибут VALUE);
- на відміну від бібліотечних макромоделей, вони використовують можливості В-елементів більш повно, що дозволило спростити топологічний і компонентний опис ММ.

5.1.3. Макромодель IP для аналізу початкової схемної надійності

Якщо власною інерційністю ключового приладу (пристрою) можна знехтувати, для підвищення економічності моделювання можна запропонувати програмну реалізацію традиційного метода, при якому ключові елементи уявляються опором змінного номіналу.

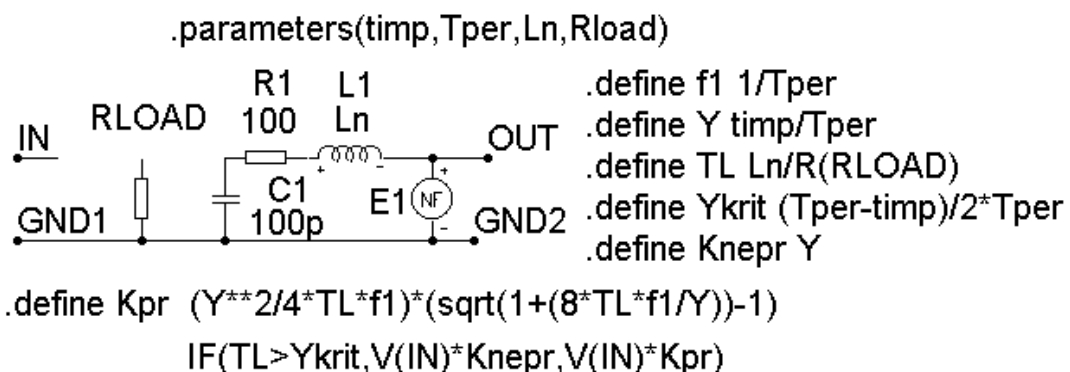


Рис.5.2. Текстово-графічна макромодель IP знижувального типу в форматі МС6

В ЕСАД вони представляється В-елементом із алгоритмом керування, що задається джерелом логічного сигналу із часовими параметрами, які відповідають реальному генератору сигналу керування.

Економічну текстоно-графічну макромодель, яку отримано за таким методом у середовищі програми МС6 для ІР знижувального типу представлено на рис.5.3.

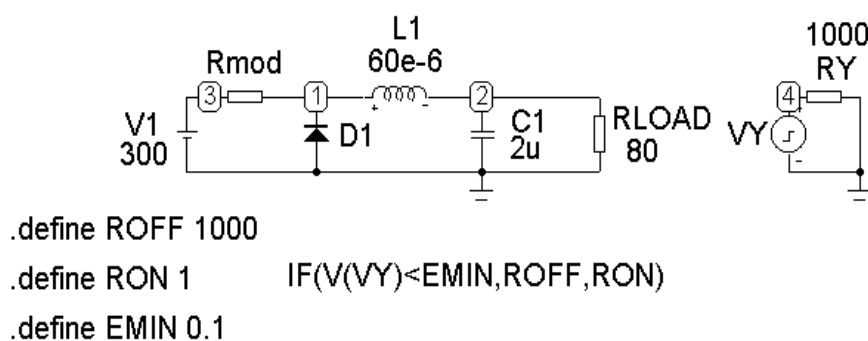


Рис. 5.3.Текстово-графічна макромодель ІР в МС6

Вона представляється у вигляді двох підсхем, де перша підсхема є електричною схемою ІР без врахування паразитних елементів. Резистор Rmod емулює модуляцію прохідного опору ключового елемента (пристрою) в залежності від рівня сигналу. Незалежне джерело імпульсної напруги VY і резистор RY другої підсхеми необхідні для завдання в МС6 алгоритму керування Rmod логічним сигналом.

Результати моделювання ІР при уявленні ключового пристрою модульованим опором в програмі МС6 наведено на рис.5.4.

Проведений в середовищі МС6 багатоваріантний аналіз вихідних характеристик в залежності від значення опору навантаження підтвердив, що у режимі переривчастого струму ІР першого типу не має жорсткої характеристики.

Із ціллю перевірки адекватності такої макромоделі, проведений порівняльний аналіз результатів моделювання, отриманих в [116], де в якості ключового пристрою для ІР використано силовий модуль, принципову схему якого наведено в додатку Б.2. Частотні характеристики, яких отримано в МАЕС-П, наведено на рис. 5.5.

На рис.5.6 – вихідна напруга, струм через індуктивність в режимах безперервного та переривчастого струму.

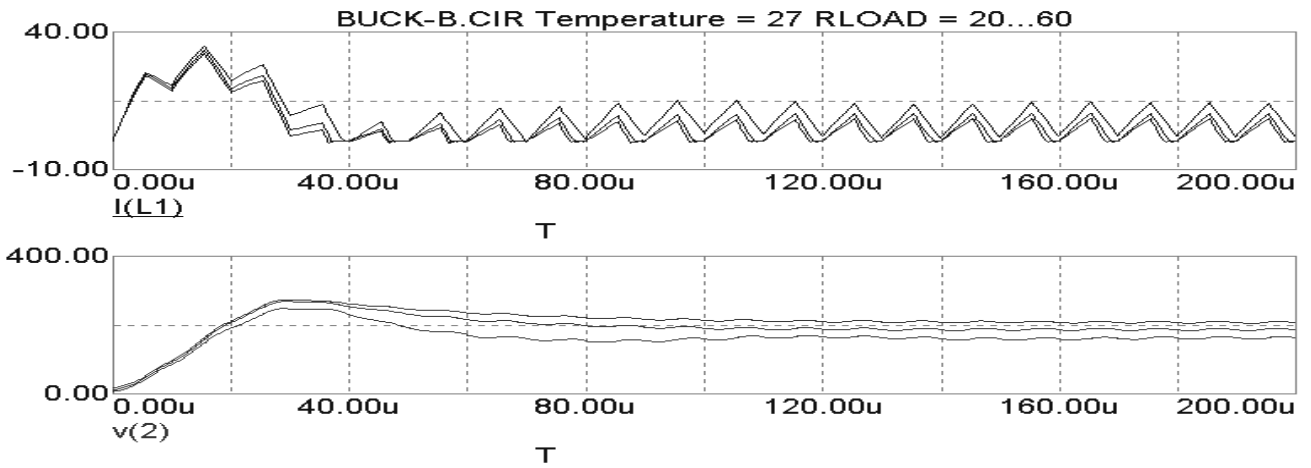


Рис.5.4. Залежності струму через індуктивність (верхні криві) та вихідної напруги при зміні опора навантаження, отримані при моделюванні макромоделі ІР в МС6

Порівняльні характеристики ІР, отримані моделюванням повної моделі і формальної макромоделі зведено у таблицю 5.1.

Табл. 5.1.

Характеристики моделювання за допомогою повної моделі та макромоделі.

Модель ІР	кількість елементів	проблеми збіжності	загальна кількість кроків метода Гіра	кількість ітерацій
із повною схемою модуля	30	так	>6000	>25000
із модульованим опором	7	ні	<3300	<12000

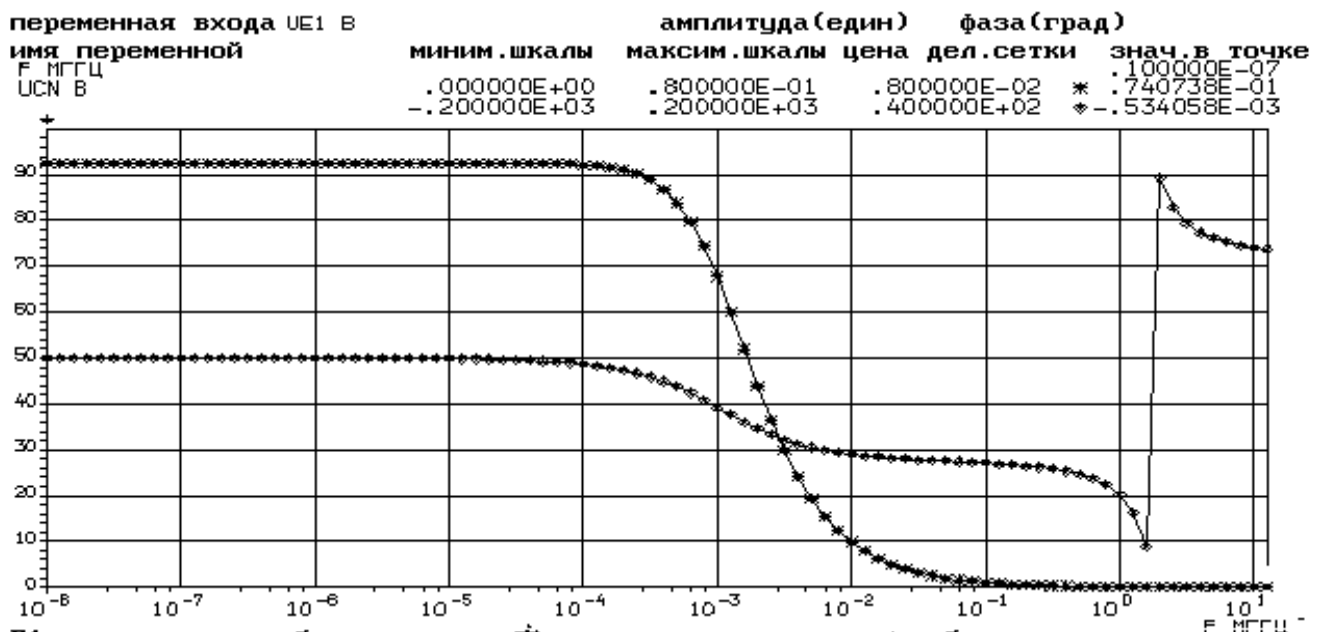


Рис. 5.5. Макромоделювання частотних характеристик ІР першого типу.

Аналіз даних таблиці 5.1 і характеристик на рис.5.3 – 5.6 дозволяє зробити наступні висновки:

- загальний час аналізу із урахуванням етапів підготовки, відладки та моделювання для макромоделі в кілька десятків разів менший, ніж при використанні повної моделі;
- при високій економічності та універсальності макромодель зберігає адекватність;
- АЧХ та ФЧХ, отримані за допомогою макромоделі аналогічні результатам бібліотечних макромоделей програм ECAD як за загальним виглядом, так і за граничною верхньою частотою та частотою резонансу Найквіста.

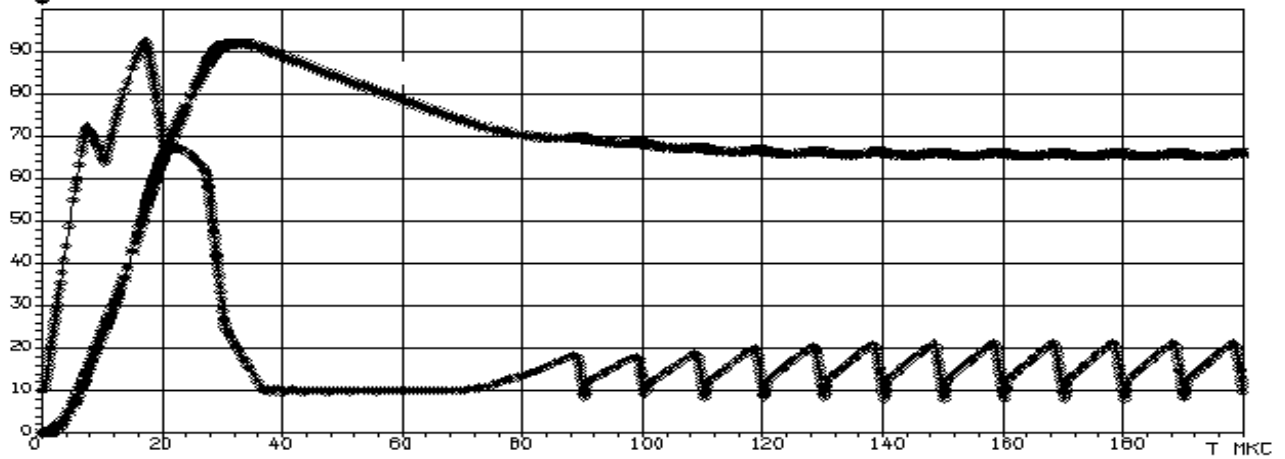
Дослідження розробленої в МСб макромоделі показали, що її використання дуже зручне, завдяки мінімальності і простоті побудови схеми заміщення та перевагам програми МСб (наявності графічного інтерфейсу та багатоваріантних видів аналізу в постпроцесорі), але точність моделювання нижча за отриману в середовищі програми МАЕС-П на 20%, оскільки в алгоритмі обчислень в МСб закладено методи розв'язання систем нелінійних диференціальних рівнянь нижчих порядків [11,122].

5.2. Розробка макромоделей пристроїв силової електроніки мішаного типу

5.2.1. Проблеми моделювання пристроїв мішаного типу.

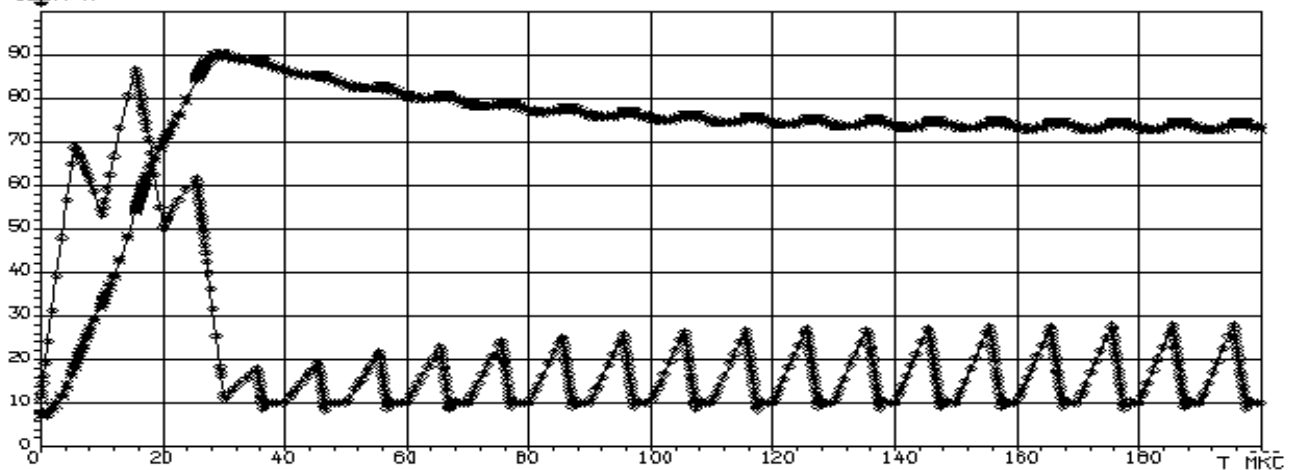
Як показали попередні дослідження, розрахунок пристроїв мішаного типу вимагає значного ускладнення математичного та програмного забезпечення ECAD, тому актуалізується проблема розробки математичного апарату, який дозволить розглядати мішаний пристрій не як сукупність аналогових та цифрових частин, а як функціональний чотирьохполюсник (рис.5.7), для якого можна використовувати єдиний (аналоговий) алгоритм аналізу та значно скоротити час підготовки схеми до моделювання.

имя переменной	миним.шкалы	максим.шкалы	цена дел.сетки	знач.в точке
T МКС				.000000E+00
UCN Б	.000000E+00	.400000E+03	.400000E+02	* .160678E+00
ILDN Я	-.500000E+01	.450000E+02	.500000E+01	◆ .200844E-02



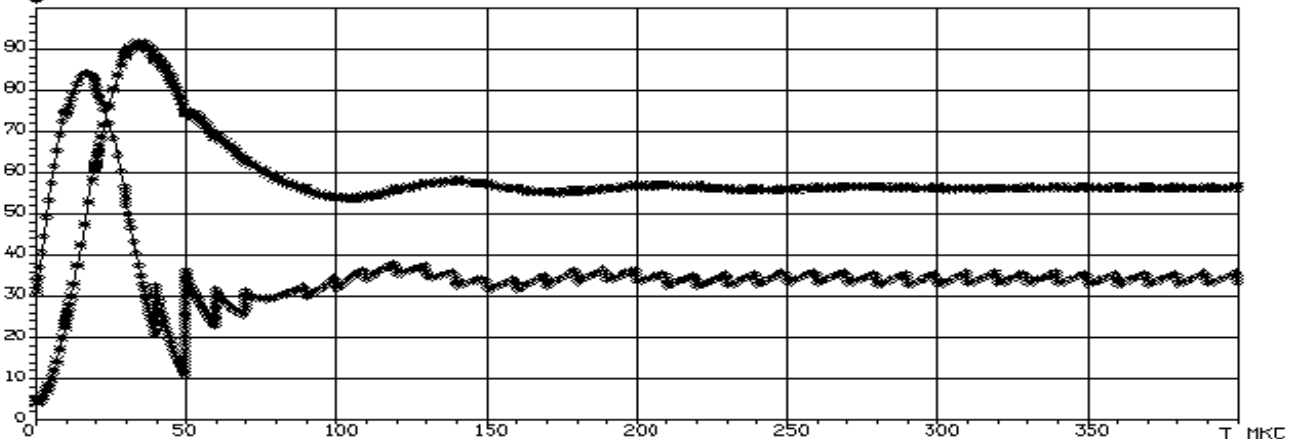
а

имя переменной	миним.шкалы	максим.шкалы	цена дел.сетки	знач.в точке
T МКС				.000000E+00
UCN Б	.000000E+00	.300000E+03	.300000E+02	* .222221E+02
ILDN Я	-.400000E+01	.360000E+02	.400000E+01	◆ .277777E+00



б

имя переменной	миним.шкалы	максим.шкалы	цена дел.сетки	знач.в точке
T МКС				.000000E+00
UCN Б	.000000E+00	.500000E+03	.500000E+02	* .222221E+02
ILDN Я	-.240000E+02	.560000E+02	.600000E+01	◆ .277777E+00



в

Рис.5.6. Моделирование IP знижувального типу в середовищі програми МАЕС-П:
а, б – в режимах переривчастого струму, в – в режимі безперервного струму;
а – за допомогою повної моделі; б, в – за допомогою макромоделі

Таким апаратом можуть стати узагальнені гібридні функціонально-логічні макромоделі на базі В-елементів, які реалізують завдяки логічним операндам та операторам програмування перехід між аналітичними рівняннями, отриманими різними шляхами.

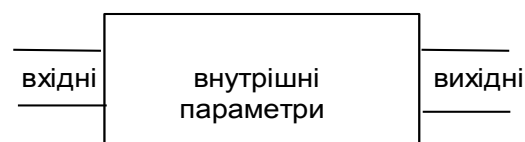


Рис.5.7. Функціональний Чотирьохполюсник

5.2.2. Функціонально-логічне моделювання IGCT

Для розробки нового функціонально-логічного алгоритму аналізу, промодуємо комутуємий тиристор із інтегрованою схемою логічного драйвера – IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor або HD-GTO – Hard Driven GTO) (рис.5.8). IGCT, для традиційного математичного забезпечення ECAD є аналогово-цифровим пристроєм, оскільки між драйвером і GCT програмою автоматично будуть додано цифро-аналоговий перетворювач із спеціальними схемами живлення та цифрового керування, крім того, моделювання буде здійснюватися за аналоговим та цифровим алгоритмами. Тому представляється корисним розробка цілком аналогової макромоделі IGCT.

5.2.2.1. Низький рівень втрат IGCT в динамічному та статичному режимах, висока комутаційна здібність та надійність дозволяє застосовувати його в пристроях, де потребуються низький рівень відмов, висока швидкість вимикання в аварійних умовах та простота конструкції при високих технічних показниках: в інверторах потужності для потягів залізниці, у резонансних інверторах для систем індукційного нагрівання.

На основі аналізу відмінностей GTO та GCT можна зробити висновки, що GCT властиві тиристорні ефекти у включеному стані, а в моменти перемикання він поводить як транзистор із великим струмом бази. Отже, рівняння для струму анода при перемиканні можна вважати аналогічними перехідним процесам в транзисторі. Врахування характеристик драйвера дасть змогу скласти макромодель IGCT як

аналогово-цифрового пристрою.

5.2.2.2. В якості досліджуваного приладу візьмемо IGCT 5SHY 35L4502 із параметрами: максимальний струм анода $I_a=4000\text{A}$, напруга анода $U_a = 4000\text{V}$, снаббер: $C_s=4\text{мкФ}$, $L_s=300\text{нГн}$, $R_{ds}=1\text{Ом}$ із зустрічним швидко відновлювальним діодом 5SDF 05D2501. Параметри для приладів отримані з [41].

Функціональну схему пристрою із снаббером наведено на рис. 5.8. Тут $V_{logic}=30\text{V}$, $I_{logic}=150\text{mA}$, $U_{g.pos}=5\text{V}$, $I_{g.pos}=2\text{A}$, $U_{g.neg}=19\text{V}$, $I_{g.neg}=0.8\text{A}$.

Перетворимо цю схему на структурну для побудови макромоделі, позначаючи схеми вмикання та вимикання як нелінійні чотириполіусники (рис.5.9).

На рис.5.10 представлено схему заміщення макромоделі IGCT ключа із демпфером. Опір відкритого та закритого стану, умови та швидкість перемикавання, параметри керування ключів блоків 1-2 (R_{on} , R_{off}) моделюються В-елементами.

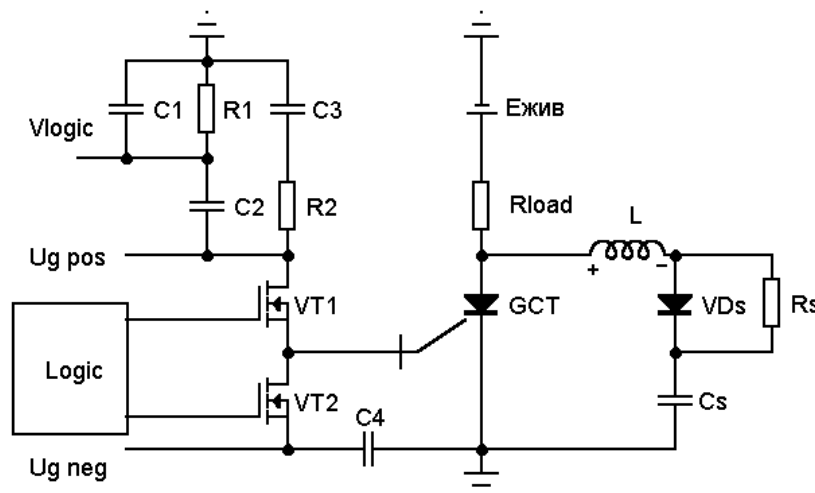


Рис.5.8. Функціональна схема IGCT

5.2.2.3. Макромодель GCT складається з джерела J_A , індуктивності L_a , опорів R_g та R_{mod} , значення яких змінюються у відповідності до імпульсів керування. Рівняння в формі В-елемента для джерела J_A отримані за методом керованого заряду, аналогічно до біполярного транзистора в режимах глибокого насичення та відсічки.

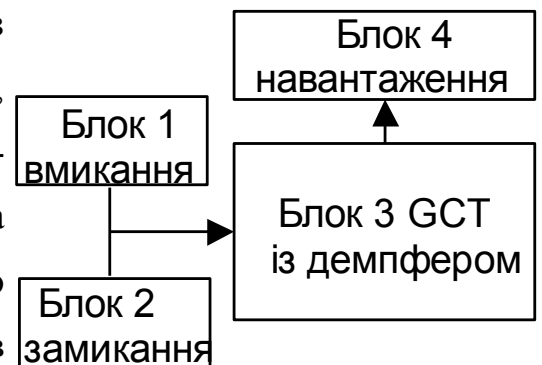


Рис.5.9. Структурна схема макромоделі IGCT

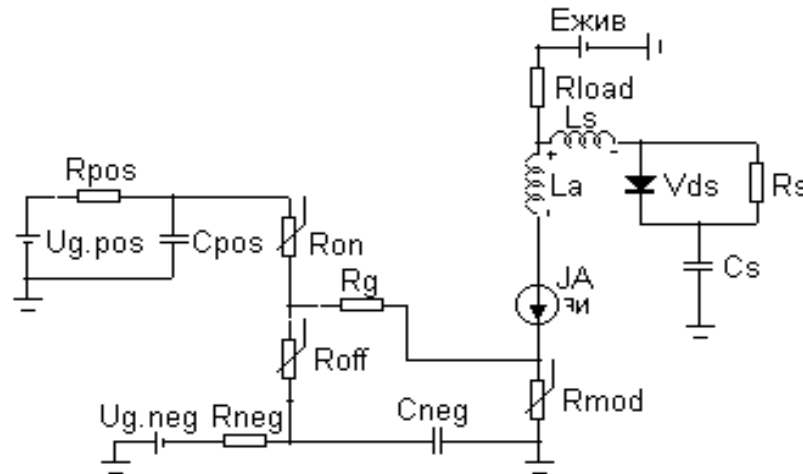


Рис.5.10. Макромодель ключа із ІГСТ

Характеристики перемикання, отримані моделюванням в середовищі програми МАЕС-П наведено на рис.5.11, де початок та кінець імпульсу керування позначений як T_{ON} й T_{OFF} . Опис схеми макромоделі ІГСТ на вхідній мові МАЕС-П, наведено в додатку Б.3.

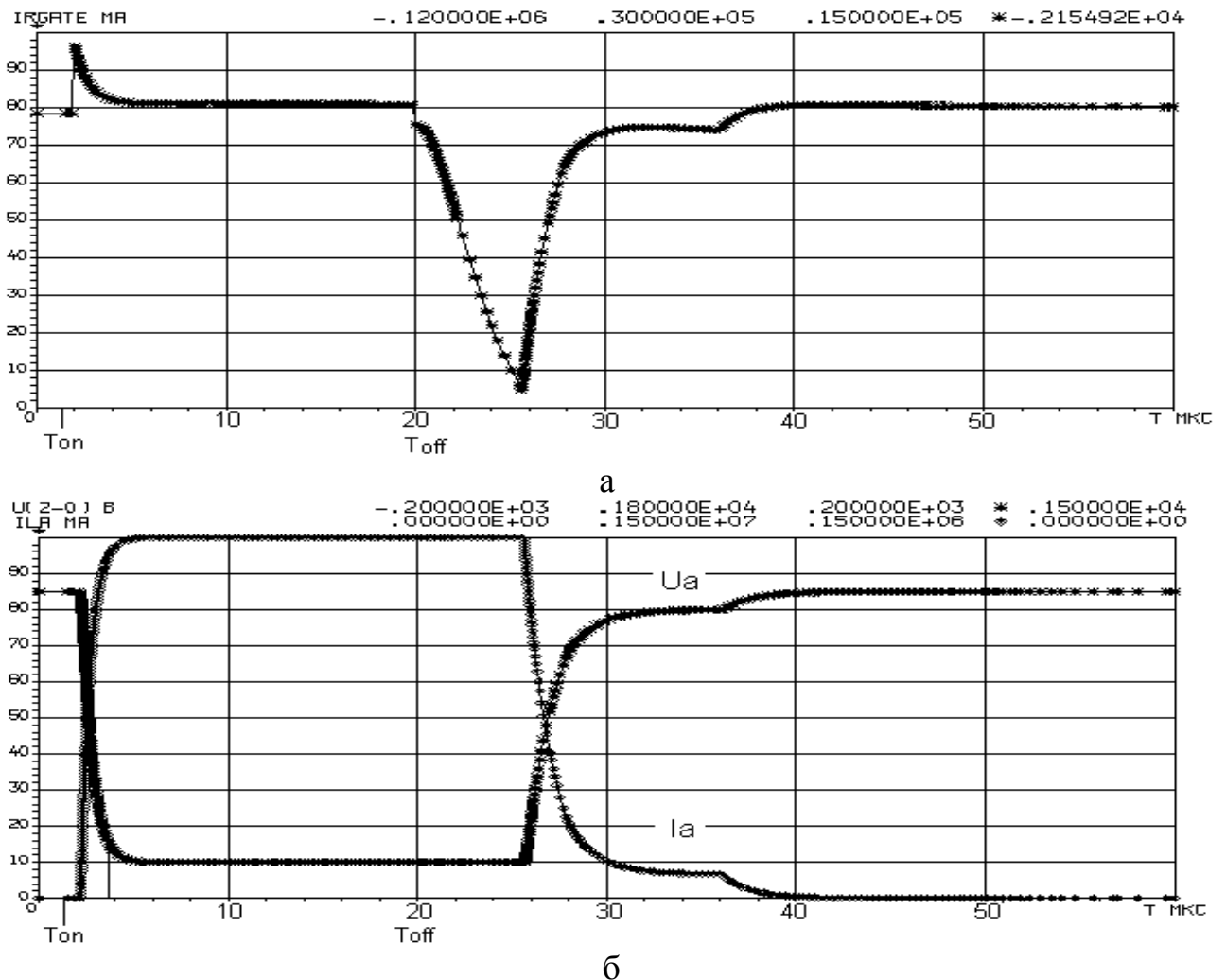


Рис.5.11. Динамічні характеристики, отримані моделюванням ІГСТ в МАЕС-П: а – струм керуючого електрода ГСТ; б – вихідні струм та напруга

В таблицю 5.1. зведено результати, отримані експериментально [41] та макромодельованням для визначення максимальної відносної похибки.

Таблиця 5.1

Визначення максимальної похибки моделювання IGCT I5SHY 35L4502 із швидкодіювальним діодом 5SDF 05D2501

Час, мкс	Модель	Експеримент	$\varepsilon, \%$
затримки вмикання t_{don}	1.1	1.5	27
затримки вимикання t_{doff}	5.8	6.0	5
час вмикання t_r	0.8	1.0	20
час замикання t_f	1.3	1.0	23

Макромодель дозволяє відбивати особливості перемикання IGCT: етапи затримки, вивід залишкового заряду через затвор до початку регенерації, хвостовий струм анода після закриття середнього переходу. Крім того, її використання дає значні вигоди в плані скорочення часу попередніх розрахунків аналізу, зменшення ризику незбіжності, отже макромоделі такого типу можна використовувати для оцінки початкової схемної надійності пристроїв силової електроніки мішаного типу.

5.3 Макромоделі на основі В-елементів для цифрових приладів.

Для виключення алгоритму п'ятизначного моделювання та багаторазового зменшення опису схем, пропонується моделювати цифрові пристрої за допомогою В-елементів, в яких записується умова перемикання за вхідною напругою, а вихідна напруга приймає значення нуля та одиниці, але не дискретні (логічні), а безперервні (аналогові). Час затримки вмикання моделюється аналоговим макросом Delay, який є у всіх БМП Spice-сумісних програм ECAD. Таким чином, макромодель цифрового пристрою потребує трьох вхідних параметрів: часу затримки вмикання, значення нульового та одиничного рівнів напруги та складається, мінімум з двох компонентів (трьох вузлів).

5.3.1 Макромоделі основних комбінаційних елементів

Запровадимо розроблені принципи моделювання на основі В-елементів для побудови макромоделей цифрових схем та виключення алгоритму п'ятизначного моделювання. В форматі В-елементів записується умова перемикавання за вхідною напругою, а вихідна напруга приймає значення нуля та одиниці, але не дискретні (логічні), а безперервні (аналогові). Час затримки моделюється аналоговим макромодом Delay (рис.5.12), який є у всіх бібліотеках Spice-сумісних програм EСAD. Проміжні дані та константи визначаються оператором `.define`. Вхідними параметрами макромоделі цифрового пристрою є час затримки вмикання / вимикання, значення нульового та одиничного рівнів напруги.

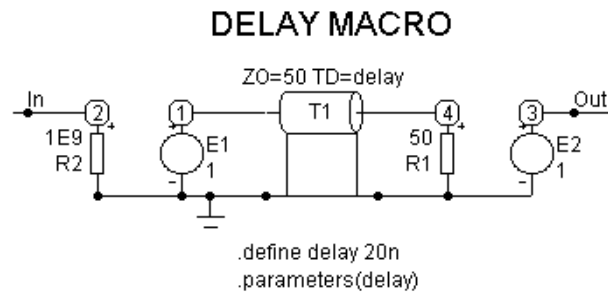


Рис.5.12. Текстово-графічна макромодель елемента затримки

Отримана в редакторі схем макромодель представляє собою схему заміщення пристрою із вбудованими моделями, параметри яких можна корегувати у відповідних вікнах (рис.5.13) та текстові оператори (`.define`, умовний оператор `IF` і т.п.), тому такі макромоделі отримали назву текстово-графічні.

5.3.1.1. Аналогова макромодель ТТЛ-інвертора. Для експериментальної перевірки

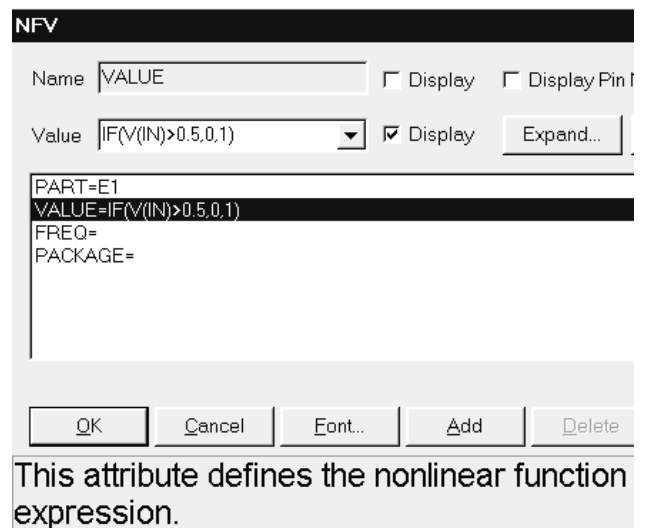


Рис. 5.13. Вікно завдання атрибутів програмовного джерела

адекватності макромоделей цифрових ІМС на основі В-елементів, проаналізуємо схему з бібліотеки програми МС6 (рис.5.14, а), яка складається з аналогової принципової схеми ТТЛ-інвертора та послідовно під'єднаної цифрової макромоделі ТТЛ-інвертора. Перехідні характеристики у вузлах ІN, ІN1 та ОUТ, отримані за допомогою комбінаційного алгоритму, наведено на рис.5.14, б.

Тут логічний стан вузлів цифрової частини схеми визначався за допомогою п'ятизначного алгоритму (використано "алфавіт" 1, 0, X, F, R), тому в аналоговому постпроцесорі напруга вузлу ОUТ побудована як безрозмірна, але очевидно, що відбулося інвертування із затримкою в 21 нс.

Отримаємо цілком аналогову схему, замінюючи цифрові макромоделі інвертора макромоделлю на основі В-елементу, яка складається з макромоделі Delay, що емулює затримку і В-елементу, в якому описано алгоритм перемикання за допомогою умовного оператора конструкції IF-THEN-ELSE (рис.5.15, а).

Тут у В-елементі запрограмовано, що напруга вихідного вузла ОUТ приймає значення логічного нуля, якщо напруга вузла ІN1 більша за порогове значення, та значення логічної одиниці, якщо напруга менша за порогове значення. Логічним рі-

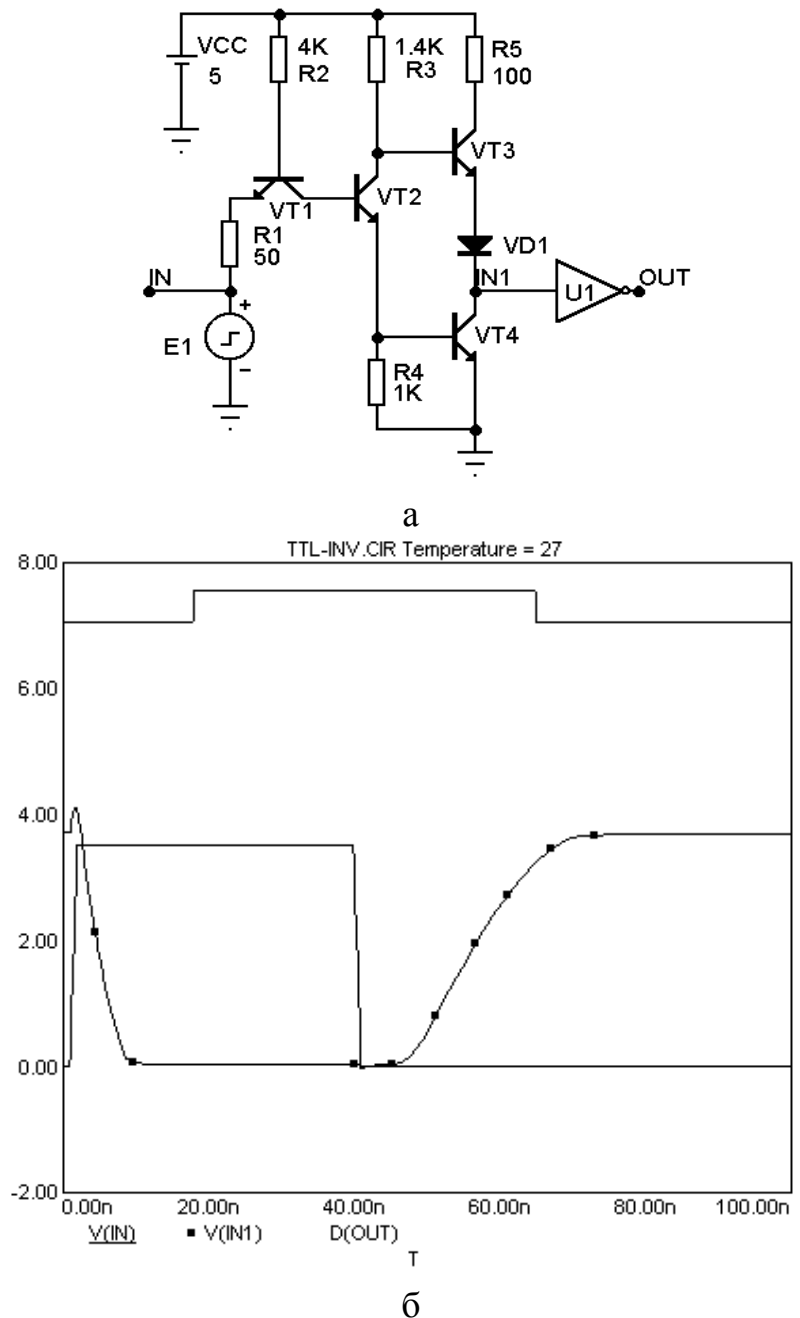


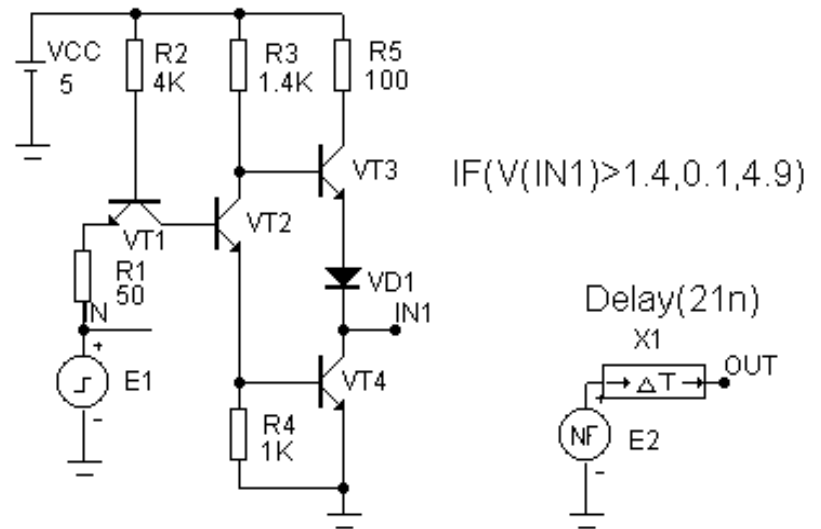
Рис.5.14. Комбінаційне моделювання в МС6:
а – схема ТТЛ-інверторів;
б – перехідні характеристики

вням нуля та одиниці в макромоделі відповідають аналогові значення напруги. Затримка в часі здійснюється макромоделлю Delay, вхідний параметр якої дорівнює прийнятому часу затримки перемикавання з цифрової макромоделі ТТЛ-інвертору 155 серії – 21 нс.

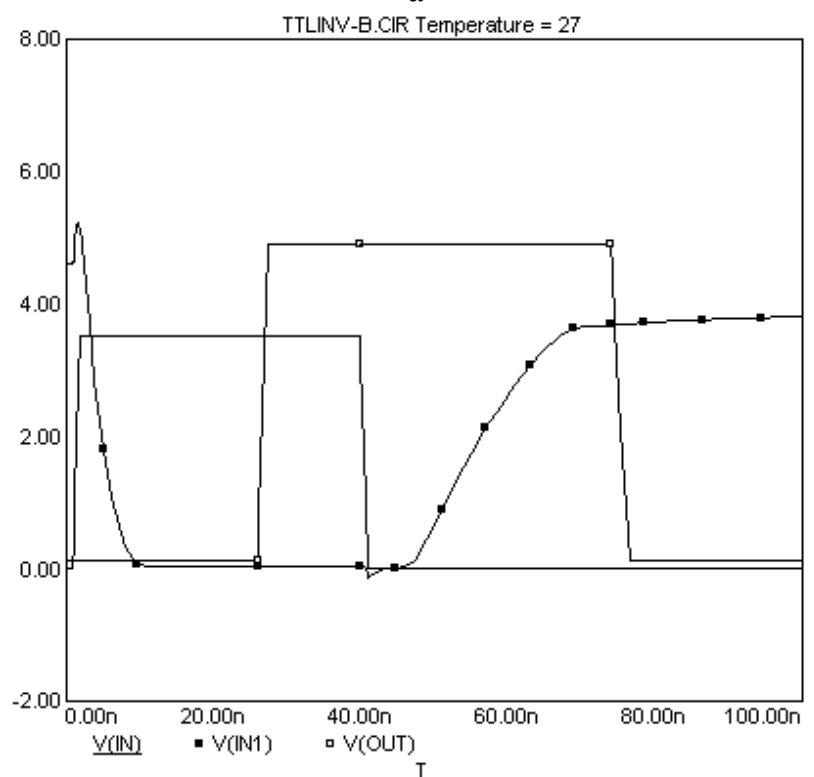
Результати розрахунку перехідних характеристик у вузлах IN, IN1 та OUT1 наведено на рис.5.15, б.

Аналіз і порівняння характеристик рис.5.14, б та 5.15, б показує, що форма кривих у вузлах IN та IN1 співпадає. Криві вихідної напруги вузлів $d(\text{OUT})$ і $V(\text{OUT})$ теж аналогічні, але для макромоделі рис.5.14 напруга приймає цифрові значення (про це також свідчить прийнята постпроцесором назва для графіку – $d(\text{OUT})$ із префіксом d (digital)), для схеми рис.5.15 – аналогові.

Треба зазначити, що форма вихідної напруги, яку отримано за допомогою аналогового алгоритму, більш реалістична, оскільки має кінцеву тривалість фронтів, на відміну від отриманої комбінаційним алгоритмом. Час моделювання скоротився у двічі, час підготовки до моделювання – на порядок.



а



б

Рис.5.15. Функціональне макромоделювання:
а – схема із макромоделлю на основі В-елементу;
б – моделювання в аналоговому алгоритмі

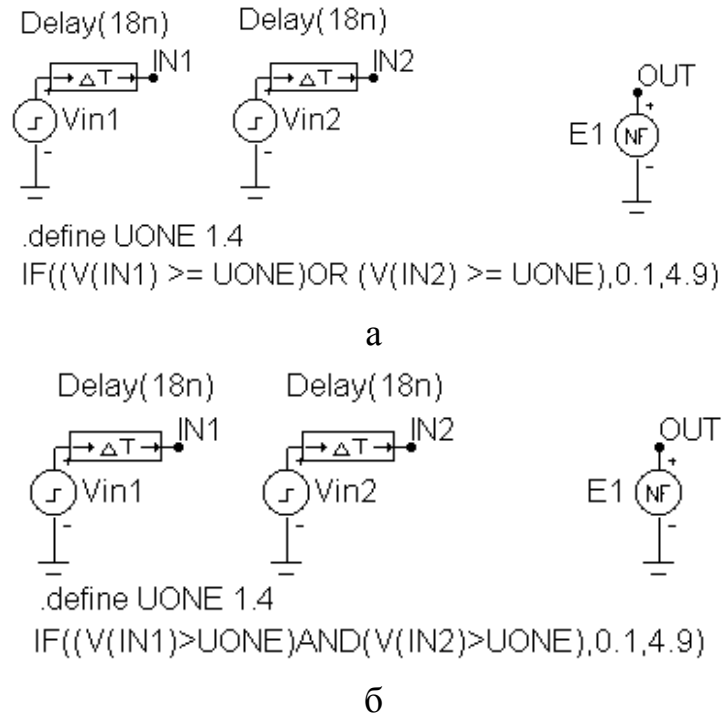


Рис.5.16. Аналогові макромоделі цифрових комбінаційних двохвходових пристроїв:
а – OR-NOT; б – AND-NOT

5.3.1.2. Аналогові макромоделі комбінаційних пристроїв. Аналогічним чином розроблено макромоделі двохвходових елементів AND та OR із інверсними виходами, зображення яких в форматі програми MS6 наведено на рис. 5.16. Входи IN1 та IN2 моделюються залежними джерелами – В-елементами Vin1 та Vin2 із блоками затримки передачі сигналу на вихід OUT. Середній час затримки – 18 нс. Межове значення напруги спрацювання елементів ($UONE = 1.4V$) визначено оператором .define. Результати аналогового моделювання перехідних характеристик цифрових елементів наведено на рис. 5.17.

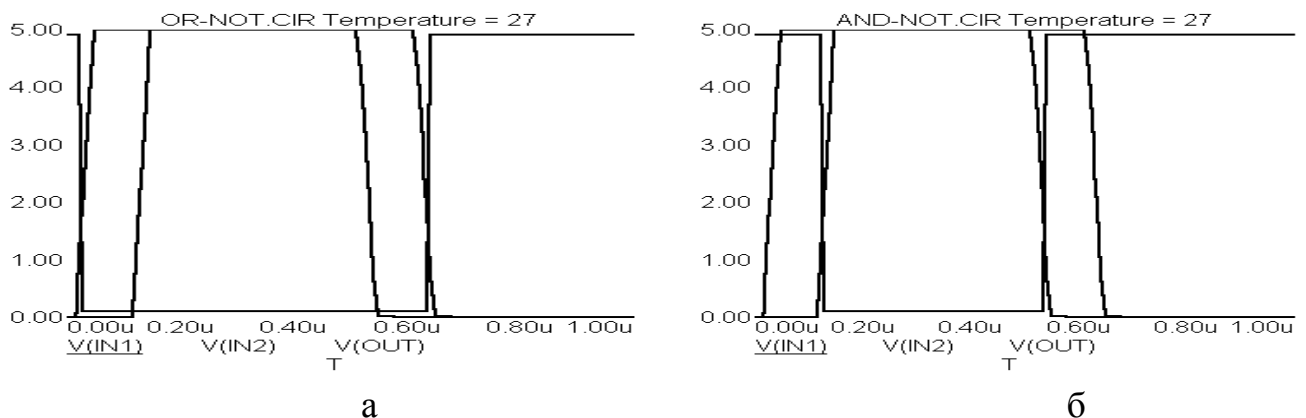


Рис.5.17. Характеристики перемикання, отримані в аналоговому алгоритмі для елементів: а – OR-NOT; б – AND-NOT

Економічність моделювання пристроїв на базі макромоделей із В-елементами зростає майже експоненційно при ускладненні схем, особливо аналогово-цифрових. Найбільший внесок в підвищення економічності вносить суттєве спрощення етапу формування розрахункової схеми, оскільки бібліотеки цифрових пристроїв обмежені як по серіях так і по типах, а самостійне формування цифрової макромоделі для розробника схем дуже складна та трудомістка задача. При аналізі підвищення економічності досягається виключенням п`ятизначного алгоритму та математично-програмного забезпечення для стикування розрахунків аналогової та цифрової частин пристроїв. Отже, можна рекомендувати використання запропонованого методу для швидкого аналізу силових аналогово-цифрових і цифрових пристроїв.

5.3.2. Поняття функціонально-логічної макромоделі

Оскільки в основі пропонуємих макромоделей лежить поняття програмованого джерела, за алгоритмом функціонування вони нагадують асинхронні моделі цифрових пристроїв на функціонально-логічному рівні, але без дискретизації рівнів сигналу. Однак ММС таких пристроїв отримується та розв`язується в межах аналогового алгоритму, що поєднує їх із макромоделями аналогових приладів.

Отже, макромоделі пристроїв аналогового, цифрового та мішаного типу на основі В-елементів є гібридними, для них можна використовувати назву функціонально-логічні макромоделі. За допомогою таких макромоделей оцінюється поведінка системи (behavioral modeling), або, в іншій термінології – аналіз початкової схемної надійності.

5.4. Методика створення макромоделей на базі В-елементів засобами ECAD

Для побудови макромоделей пристроїв силової електроніки на базі В-

елементів треба використовувати ілюстровану методику, яку наведено в додатку В.1, із урахуванням особливостей, властивих кожному конкретному пристрою та рекомендацій щодо використання В-елементів, які описано у другому розділі.

Пропонується наступне поетапне створення символної текстово-графічної макромоделі (макросу) на основі В-елементів пристрою силової електроніки, мішаного типу тощо, засобами графічних інтерфейсів програм ECAD.

5.4.1 Визначимо тип пристрою, його основні рівняння та умови перемикавання між режимами.

5.4.2 Визначимо бажаний тип В-елементів – модульовані опори (провідності) або залежні джерела для логічної та аналогової частин схеми.

5.4.3 Визначимо значення RLC-елементів, які забезпечать необхідну тривалість перехідних процесів та демпфування перемикавання В-елемента.

5.4.4 Засобами графічного інтерфейсу складемо схему заміщення макромоделі, із назвами контактів, які потім буде заявлено у редакторі компонентів Component Editor.

5.4.5 Особливу увагу приділяємо нелінійному залежному джерелу струму або напруги (В-елементу) при заповненні його атрибутів.

5.4.6 Вхідні параметри макросу ідентифікуються попереднім переліком із ключовим словом `.parameters`.

5.4.7 Дані та залежності, необхідні для проміжних обчислень описуються за допомогою оператора `.define` (визначити).

5.4.8 Засобами редактора оболонок Shape Editor створюється умовна графічна позначка макросу (УГП).

5.4.9 В редакторі компонентів (Component Editor) УГП ставиться у відповідність до макросу, визначаються імена контактів.

5.4.10 Макромодель зберігається у робочій папці DATA програми під ім'ям, яке зарезервовано за макросом пристрою (приладу) у Component Editor, таким чином, запис макросу до БМП відповідає запису його до меню Component.

5.5. Адаптація для ECAD методу опорів змінного номіналу

Для аналізу початкової схемної надійності і прогнозування функціонування пристрою в САР найпершою вимогою до моделювання є його економічність. При підвищених частотах в САР час розрахунку стає навіть більшим, ніж час перехідних процесів у пристроях, особливо із жорсткими ММС. Активні елементи мають суттєво нелінійні характеристики, що ускладнює розв'язання рівнянь ММС пристроїв із великим розкидом часу, оскільки ітераційний метод Ньютона-Рафсона, який використовується в ECAD для лінеаризації, при аналізі жорстких схем може стати хитливим. Для підвищення стійкості використовують спеціальні методи, наприклад додаткових ітерацій мінімальної провідності (G_{\min} Stepping) або джерела (SourceStepping) [27,100], що в кілька разів може збільшити загальний час розрахунку, тому постає задача пошуку високоекономічних способів аналізу пристроїв в ECAD.

Із ціллю зменшення часу моделювання, при створенні математичної моделі схеми можна використати підхід, при якому активні елементи або нелінійні пристрої уявляються у вигляді резисторів, заданих В-елементами, опір яких змінюється (модулюється) в моменти комутації згідно певного алгоритму, описаного в атрибутах В-елементів, при чому змінною, за якою здійснюється керування, може бути час, напруга або струм.

Для керування можна застосовувати як залежні, так і незалежні джерела струму та напруги, напругу або струм пасивного двополюсника, напругу будь-якого вузла, алгебраїчні та трансцендентні вирази, до яких входять ці фазові змінні. Саме цей метод було використано при створенні макромоделі IP у пунктах 5.1.4, 5.1.5 та макромоделей схем керування GCT у пункті 5.2.3.

Найбільші переваги метод модульованих опорів демонструє при аналізі початкової схемної надійності пристроїв, в яких багато активних елементів, які керуються за схожими алгоритмами, наприклад, інверторів. Макромодель однофазного мостового тиристорного інвертора, діаграми струму та напруги, отримані в MS6 при

використанні даного методу, представлено на рис.5.18.

Якщо не можна знехтувати власною інерційною приладу (пристрою), в алгоритмі перемикання В-елементів слід записувати не константи, а аналітичні рівняння, отримані, наприклад, методом керованого заряду, із визначеними експериментально або аналітично власними постійними часу.

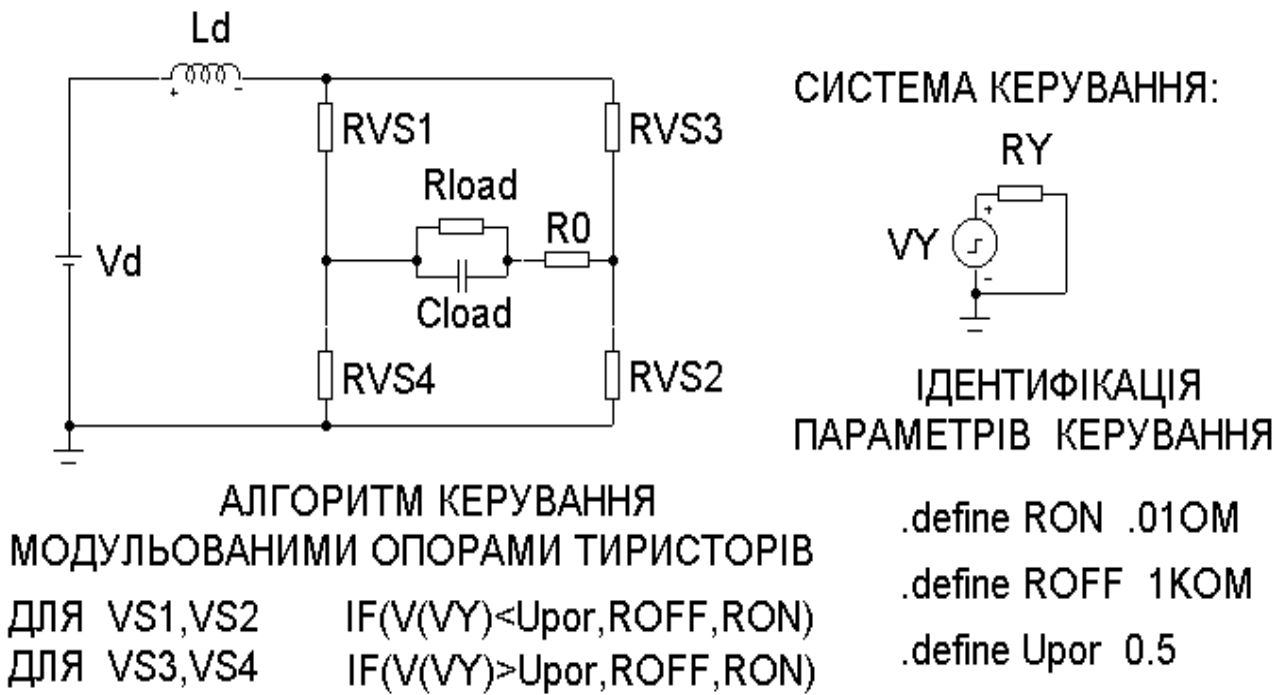
Використання В-елементів в даному методі надає можливість перетворити систему нелінійних диференціальних рівнянь ММС пристроїв силової електроніки до системи лінійних диференціальних рівнянь із змінними коефіцієнтами, що не тільки виключить етап лінеаризації, але й прискорить збіжність методів дискретизації. Програмну реалізацію цього методу, який описано в додатку В.2, можна використовувати для високоекономічного аналізу пристроїв [123], для оцінки початкової схемної надійності тощо.

5.6. Шляхи вдосконалення В-елементів та перспективи в ЕСАД.

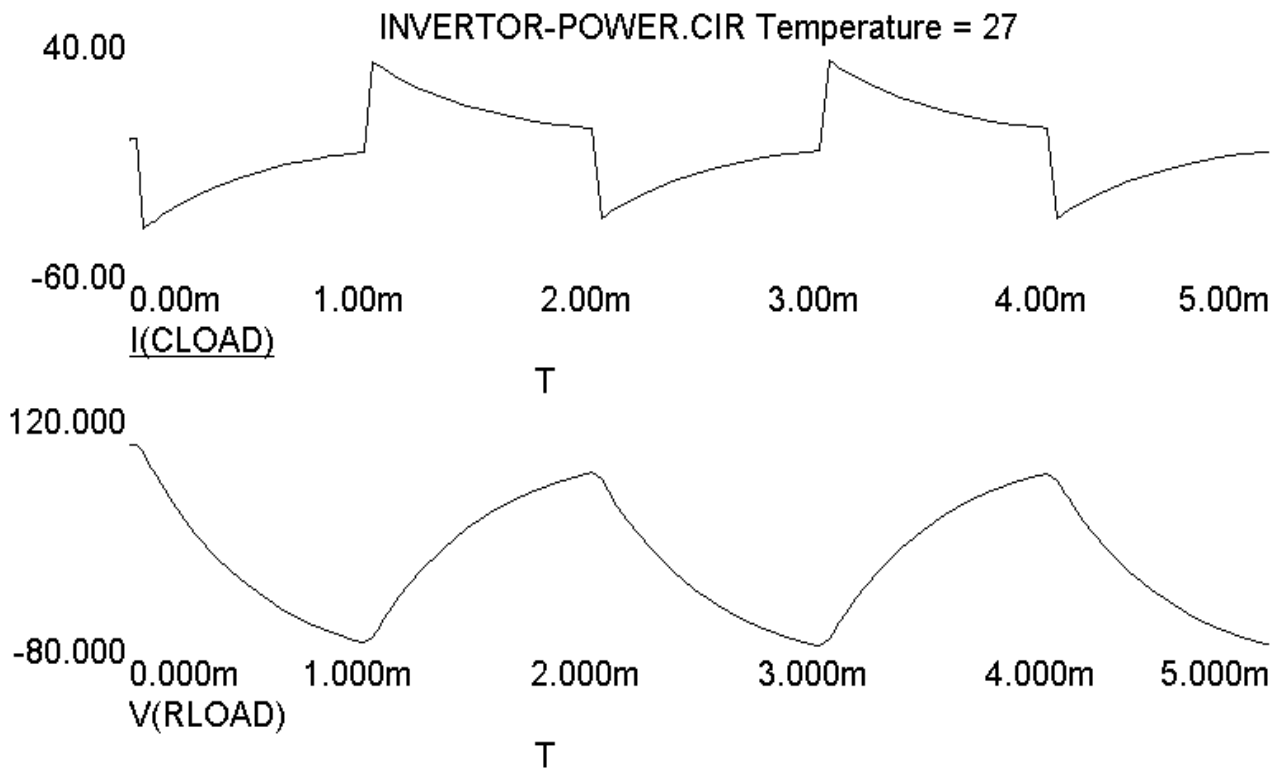
Використання гібридних макромоделей, побудованих на основі В-елементів при автоматизованому проектуванні перспективне для моделювання напівпровідникових перетворювачів електроенергії, в тому числі

- ІСМ та пристроїв на ФІСП різного ступеню інтеграції;
- пристроїв із електричними схемами великої розмірності;
- аналогово-цифрових пристроїв, напівпровідникових перетворювачів із логічними драйверами та мікропроцесорними системами керування і т.д.

Із розвитком напрямку функціонально-логічного моделювання на схемотехнічному рівні, в ЕСАД відкриваються значні перспективи, однак повне використання можливостей нових макромоделей стане можливим при певному вдосконаленні В-елементів.



а



б

Рис.5.18. Макромодельюванням однофазного мостового інвертора струму в МСб:

а – текстово-графічна макромодель;

б – діаграми струму ємності ($ICLOAD$) та напруги навантаження ($VRLOAD$)

Дослідження розроблених макромоделей елементів і пристроїв силової електроніки показали, що область адекватності і економічність макромоделей можна збільшити шляхом вдосконалення В-елементів, а саме:

- уніфікації форматів В-елементів на базі Spice;
- організації внутрішнього демпфування перемикачів В-елементів;
- розширення можливостей програмування в атрибутах В-елементів: створення вкладених циклів, завдання глобальних змінних, реалізації умовного переходу і т.д.;
- розробки конвертерів в AHDL з мови Spice для прискорення моделювання.

Коротко визначимо найближчі перспективи в ECAD, які забезпечать розкриття і використання можливостей В-елементів:

- створення програмно-інформаційного забезпечення етапу синтезу шляхом систематизації у базах даних передавальних функцій, залежностей для блоків зворотного зв'язку макромоделей на базі В-елементів;
- реалізація автоматизованого структурно-параметричного синтезу ММ на основі В-елементів із оптимізацією якості;
- модифікація математичного забезпечення етапу аналізу (моделей, методів розв'язання рівнянь ММС) з огляду на нові можливості В-елементів, направлена на підвищення економічності та відкритості.

ВИСНОВКИ ПО П'ЯТОМУ РОЗДІЛУ

1. На основі дослідження та порівняльного аналізу Switch та Averaged макромоделей імпульсних регуляторів (IP) з БМП програми МС6, запропоновано новий тип Averaged-макромоделей, побудованих на основі В-елементів алгоритму Spice3, використання яких більш, ніж на порядок скоротило загальний час аналізу порівняно із макромоделлю з БМП МС6 при зменшенні точності на 15%.

2. Для оцінки початкової схемної надійності перетворювальних пристроїв, запропоновано методика створення, розрахунку та аналізу початкової схемної надійності пристроїв силової електроніки, мішаного типу тощо, за допомогою модульованих опорів на базі В-елементів, який задає алгоритм модуляції опору активного ключового приладу (пристрою). Моделювання імпульсних регуляторів, інвертору струму та драйверів IGCT підтвердили адекватність та високу економічність таких макромоделей [116].

3. Запропоновано принципово нову динамічну макромоделю IGCT, в якій В-елементом перемикаються рівняння ступіней вмикання і вимикання, що отримані методом керованого заряду. Макромоделю дозволяє відбивати головні особливості функціонування IGCT в межах 20% похибки, що дозволяє використовувати її при аналізі початкової схемної надійності пристроїв із IGCT, враховуючи простоту побудови макромоделі, розрахунку вхідних параметрів і мінімальність схеми заміщення, виключення проблем топологічних вироджень та збіжності.

4. Дослідження гібридних макромоделей IGCT і елементарних цифрових вентилів підтвердило переваги В-елементів для побудови високоекономічних функціонально-логічних макромоделей універсальної форми, інваріантної до типу пристрою: аналогового чи цифрового, які дозволяють в межах аналогового алгоритму розв'язання рівнянь ММС пристроїв мішаного типу на схемотехнічному рівні проектування отримувати адекватні результати без проблем збіжності [99].

5. Запропоновано формальну методика поетапного створення і вбудування до БМП символічних текстово-графічних макромоделей пристроїв і приладів електроніки засобами графічних інтерфейсів програм EСAD, що сприяє прискоренню та формалізації етапу синтезу нових макромоделей.

ВИСНОВКИ

Ефективність ЕСAD певною мірою зумовлена економічністю та адекватністю моделювання на етапі аналізу. Найбільшими проблемами у математичному, програмному та інформаційному забезпеченні етапу аналізу є стикування алгоритмів схемотехнічного та функціонально-логічного рівнів моделювання аналого-цифрових пристроїв та значна нестача макромоделей елементів і пристроїв силової електроніки. Крім того, тенденція перетворення програм ЕСAD у наскрізні системи проектування вимагає розвитку математичного, інформаційного та методичного забезпечення етапу синтезу, автоматизація якого знаходиться на початковому ступені.

Основний науковий результат дисертаційної роботи є розвиток та вдосконалення математичного, інформаційного та методичного забезпечення етапів синтезу та аналізу, спрямоване на вирішення вказаних вище проблем у автоматизованому схемотехнічному проектуванні пристроїв силової електроніки, змішаного типу тощо.

При проведенні теоретичних досліджень за темою даної роботи було отримано наступні основні результати:

- на основі аналізу особливостей функціонування приладів силової електроніки, огляду принципів побудови засобами програм ЕСAD, областей застосування та класифікації макромоделей, встановлено, що використання в математичному забезпеченні ЕСAD гібридних текстово-графічних макромоделей на основі В-елементів значно підвищує його ефективність в плані мінімізації витрат часу, завдяки простоті побудови і вбудови до бібліотек, мінімальній кількості вхідних параметрів і вузлів схем заміщення, при збереженій фізичності і контрольованій точності аналізу;
- запропоновано та доведено переваги В-елементів (програмовних залежних джерел та модульованих опорів) при використанні в якості єдиного математичного і програмного засобу ЕСAD при проектуванні та дослідженні функціонування аналогово-цифрових пристроїв силової електроніки в межах єдиного аналогового алгоритму на схемотехнічному рівні, що в десятки ра-

- зів підвищить економічність моделювання як за рахунок виключення п'ятизначного алгоритму для цифрової частини, так і за рахунок спрощення формування числових моделей на базі універсальних символічних;
- запропоновано універсальну структурну схему гібридних макромоделей, методи та рекомендації щодо побудови і використання гібридних макромоделей приладів та пристроїв на основі В-елементів, завдяки чому формалізується, узагальнюється і спрощується етап синтезу макромоделей в ЕСAD, розширюється й доповнюється його математичне, програмне і інформаційне забезпечення;
 - на основі аналізу фізики силових приладів та із урахуванням можливостей математичного забезпечення ЕСAD, розроблено математичний апарат для ієрархічних блоків зворотного зв'язку гібридних макромоделей біполярних, польових та біполярно-польових приладів, завдяки чому спрощується та уніфікується етап синтезу макромоделей;
 - запропонована модифікація евристичної методу оцінки оптимальності (Харрінгтона), відмінність якої полягає в додаванні елементів статистичної математики, що дає змогу оцінювати ефективність систем із стохастичними параметрами; використання модифікованого методу дозволяє покращити показники економічності при збереженій адекватності на етапі синтезу макромоделі, ефективніше контролювати загальний час моделювання шляхом корекції параметрів цільової функції, визначених як найбільш впливових: жорсткості, кількості вхідних параметрів і адаптовних функцій, розмірності ММС;
 - на основі дослідження Switch і Averaged макромоделей імпульсних регуляторів в БМП МС6 та традиційних методів дослідження пристроїв перетворювальної техніки, запропоновані методи побудови економічних універсальних функціонально-логічних макромоделей пристроїв силової електроніки, орієнтованих на використання всіх можливостей В-елементів, завдяки чому в десятки разів підвищується економічність аналізу та розширюються можливості демо-версій програм ЕСAD, як програмного забезпечення для САР тощо.

Практичні результати роботи можна сформулювати наступним чином:

- розроблено та експериментально досліджено у різних програмах ієрархічні макромоделі блоків зворотного зв'язку гібридних макромоделей для силових приладів біполярної, польової та біполярно-польової технологій, доведені переваги побудови їх на основі В-елементів, що дозволило корегувати існуючі моделі (Еберса-Молла для потужного БТ і Шіхмана-Ходжеса для ДМОНТ і IGBT), скоротити час проектування макромоделей;
- запропоновано методики створення і вбудови в БМП, конвертації в графічні редактори інших Spice-сумісних програм EСAD, перевірки оптимальності і рекомендації щодо використання макромоделей елементів та пристроїв силової електроніки, завдяки чому формалізовано етап синтезу та підвищено економічність й адекватність моделювання пристроїв силової електроніки;
- у відповідності до запропонованих методик та згідно висунутих у першому розділі вимог, розроблені та експериментально досліджені в програмах МАЕС-П та МСб економічні гібридні текстові та текстово-графічні макромоделі тиристора, СІТ, GTO-тиристора і IGCT, в яких В-елементами в залежності від режиму перемикаються рівняння, отримані шматочно-нелінійною апроксимацією (тиристор, СІТ) та методом керованого заряду (GTO, IGCT), які дозволяють без проблем збіжності моделювати динамічні характеристики пристроїв силової електроніки в межах 25% похибки;
- запропоновані та експериментально досліджені модифікації моделей Еберса-Молла для потужного БТ та Шіхмана-Ходжеса для ДМОНТ і IGBT, в яких на основі В-елементів побудовано блоки зворотного зв'язку. Макромоделі адекватні завдяки значному підвищенню точності моделювання статичних і динамічних характеристик (в межах 15%), загальний час моделювання гібридних макромоделей на порядок менший за отриманий при використанні фізико-топологічних макромоделей, що перевірено експериментально дослідженням каскодних ключів;
- розроблено та досліджено в середовищах програм МАЕС-П та МСб макромоделі IGCT, що експериментально підтвердило переваги функціонально-

логічного моделювання аналогово-цифрових силових пристроїв на схемотехнічному рівні за допомогою узагальнених гібридних макромоделей, побудованих на основі В-елементів, оскільки спрощується етап розробки макромоделі, значно скорочується час попередніх розрахунків і моделювання, при прийнятному рівні похибок: до 25%;

- запропоновано методику побудови високоекономічних формальних макромоделей імпульсних регуляторів постійної напруги (ІР), орієнтованих на повне використання атрибутів В-елементів, що дозволило досягти порівняно із Averaged-макромоделями з БМП МС6 універсальності даних макромоделей як в плані видів аналізу (крім розрахунку малосигнальних характеристик стає доступним розрахунок перехідних характеристик), так і в плані врахування особливостей режимів струму через індуктивність. Час моделювання зменшений вдвічі за рахунок спрощення алгоритму синтезу і зменшення кількості вузлів схеми заміщення, але точність моделювання частотних характеристик менша на 15-20%;
- запропоновано методику побудови економічних макромоделей на основі модульованих опорів, представлених В-елементами, які керуються незалежними джерелами, їхню економічність експериментально підтверджено дослідженням макромоделей ІР і інверторів струму, побудованих за даною методикою.

Запропоновані макромоделі та методики пройшли апробацію та впроваджені на науково-виробничій фірмі “Сігма”, м. Алчевськ, по кафедрі Промислової електроніки в ДГМІ, на інформаційно-обчислювальному центрі ЗДІА, розповсюдженні через мережу Internet у форматах Spice та МС6.

Розроблені макромоделі використовуються при дослідженні пристроїв на МОНТ, СІТ, тиристорів та БТ в складі ІСМ, пристроїв на ГТО (інверторів, ІР); застосовуються при дослідженні пристроїв силової електроніки як у дослідницьких роботах, так і в навчальному процесі по кафедрі ПЕ та ЕТ, ЗДІА.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Флоренцев С.Н. Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники на рубеже столетий // Электротехника. – 1999. – №4. – С.2-10.
2. Сокол Е.И., Якименко О.И., Жуйков В.Я., Вержановская М.Р. Принципы построения микропроцессорных систем управления полупроводниковыми преобразователями // Технічна електродинаміка. – 2001. –Частина 3. –С.43-45.
3. Артеменко М.Е., Жуйков В.Я., Якименко Ю.И. Матрично-топологический синтез вентильных преобразователей. – К.:Техника, 2001. – 229с.
4. Расчет устройств преобразовательной техники / В.С.Руденко, В.Я.Жуйков, И.Е.Коротеев. – К.:Техніка, 1980. – 135 с.
5. В.С.Руденко, В.И.Сенько, В.В.Трифонюк. Приборы и устройства промышленной электроники. – К.: Техніка, 1990. – 368 с.
6. А.И.Денисов., В.М.Зволинский, Ю.В.Руденко. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. – К.: Наукова думка, 1995. – 249 с.
7. Системы автоматизированного проектирования в радиоэлектронике: Справочник / Под ред. И. П. Норенкова. – М.: Радио и связь, 1986. – 368 с.
8. Goossens, Ronald J. G.; Dutton, Robert W. Device CAD in the '90s: At the crossroads// IEEE Circuits Devices Mag. – V.8. – №.4 – Jul.1992. – P.18-26.
9. Mohan N., Power Electronic, Converters, Applications and Design, John New York: Wiley & Sons, Inc., 1995. – 385 p.
10. Power Specialist's App Note Book/ Edited by Charles E. Hymowitz. – San Pedro, Ca., Intusoft, 1998. – 171 p.
11. Переверзев А.В., Василенко О.В. Аналіз програм схемотехнічного проектування // Електричний журнал. – 1999. – №2. – С.53-56.
12. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования MICRO-CAP V. – М.: Солон, 1997. – 273 с.
13. Перспективы мирового рынка полупроводников // Электронные компоненты. – 1998. – №4. – С.7-9.
14. Петухов В.М. Полевые и высокочастотные биполярные транзисторы

средней и большой мощности. Справочник. Т.3– М.:КубК-а, 1997. – 672 с.

15. Салахов Э. Украинская микроэлектронная промышленность / Радиоконпоненты. – 1999, январь-март. – С.2.

16. В.Л.Энгль, Х.К.Диркс, Б.Майнерцхаген. Моделирование полупроводниковых приборов. // ТИИЭР. – т.71. – №1. – С.14-41.

17. А.Н. Бубенников. Моделирование интегральных микротехнологий, приборов и схем. – М.: Высшая школа, 1989. – 320 с.

18. Блихер А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов.– Л.:Энергоатомиздат, 1986. – 248 с.

19. Тугов Н.М. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 567с.

20. SIMBA: 3D-Simulation des innerelektronischen Verhaltens von Halbleiterbauelementen, Programmentwicklung und Anwendung in Lehre und Forschung / Internet. – [http:// www. htw – Dresden.de](http://www.htw-Dresden.de) – pdf size 1687 bytes – 17.09.99. – De.

21. J.R.Parker, D.J.Roulston. Bipolar transistor design for improved low current performance // Sol.-St. Electronics. – 1991. – Vol.34,№7. – P.701-707.

22. M.M.Shahidul Hassan, G.R.Chowdhury and M.Z.Alam. Breakdown voltage of high - voltage bipolar transistor // Sol.-St. Electronics. - 1991. - Vol.34,№10. - P.1109-1111.

23. Ma P., Zhang L., Wang Y. Analytical model of collector current density and base transit time based on iteration method // Sol.-St. Electronics. – 1996. –V.39, №11. – P.1683-1688.

24. Ma P., Zhang L, Ostin M. A new set of initial conditions for fast and accurate calculation of base transit time and collector current density in bipolar transistor // Sol.-St. Electronics. – 1998. –V.42, №11. – P.2023-2026.

25. T.C.Lu and J.B.Kuo. Explicit analytical expressions for intrinsic base resistance and cutoff frequency of bipolar transistor biased at high injection // Sol.-St. Electronics. - 1991. - Vol.34,№10. - P.1113-1117.

26. Gummel H.K. , Poon H.C. An integral charge control model of bipolar transistor // Bell System Techn. – 1970. – V.49, №5. – P. 827-852.

27. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования и проектирования печатных плат Desing Center (PSpice). – М.: СК Пресс, 1996. – 272 с., ил.
28. Старосельский В.И. Моделирование коллекторной области БТ//Микроэлектроника. –1998.– т.27. – №2. – С.125-133.
29. Dai Y., Yuan J.S. Current-dependent collector resistance of the bipolar transistor in quasisaturation//IEEE Proc. Circuits, Devices and systems.–1998. – V.145, №2. – P.66-70.
30. Программа моделирования аналоговых электронных схем МАЭС-П. Руководство пользователя. Гб. 304.010-01 93. – 167 с.
31. Sunderland D.A., Walter K.M., Ebersman B. and al. A Scaleble, statistical SPICE Gummel-Poon model for SiGe HBT`s / Pap. IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meet., Minneapolis // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1998. – V.33, №9. – P. 1439-1444.
32. A. Silard Computer-aided experimental investigation of the correct turn-on in thyristors with amplifying gate// Electronics letters.-1975.-Vol. ED-11. – №17.
33. Jozef Copnu, Jacklin Andre Processes at turn-on of thyristors// Solid-State Electron.-1975. – №18. – 683-689.
34. Jozef Copnu. Numerical Investigation of the Thyristor Forward Characteristic// IEEE Transactions on electron devices. – 1972. – Vol. ED-19. – №8.
35. Mamoru Kurata One-dimensional calculation of thyristor forward voltages and holding currents// Solid-State Electron. – 1976. – №19. – P. 527-555.
36. R. Castagne Method of rapid numerical calculation of transient processes in a thyristor// Electronics letters. – 973. – Vol. ED-9. – №14.
37. David J. Roulston Efficient Modeling of thyristor static characteristics from device fabrication data// IEEE Transactions on electron devices. – 1979. – Vol. ED-2. – №2.
38. W.Anheier and W.L.Engl. Numerical analysis of gate-triggered SCR turn-on transients //IEEE IEDM Dig. Tech. Papers. – 1977. – P. 303A-303D.
39. Новиков С.Г., Бакланов С.Б., Гурин Н.Г., Кузнецов Г.В. Трехтранзисторная модель планарного диффузионного симистора //Изв. ВУЗов. Электроника. –

1997. – №3-4. – С.60-63, 163.

40. Control Integrated circuits. Manual designers. - US, California: IR[®], 1996. – 362p.

41. Запираемые тиристоры. Быстродействующие диоды. ABB Semiconductor. – Lenzburg, Switzerland, 2000. – 200с.

42. ABB Semiconductors AG. Doc. No. 5SYA 1214-01 – April, 98.

43. Грехов И.В., Линийчук И.А. Тиристоры, выключаемые током управления. – Л.:Энергоатомиздат, 1982. – 96 с.

44. Разработка запираемых тиристоров на импульсный запираемый ток 320-400А, повторяющееся напряжение до 1600 В / Научно-технический отчет по ОКР /В.М.Рухамкин, П.Г.Сакс, Э.И.Куузик. – Таллинский электротехнический институт, 1989. – 105с.

45. Power System Blockset // IEEE/IAS, Industry Applications Society Annual Meeting, – 1992 – Vol. I – P.1074-1081.

46. P.K.Steimer and al. IGCT – появление новой технологии для сверхмощных экономически эффективных преобразователей//Электротехника.–1999.–№4.– С.10-18.

47. Nakayama Kazuya, Matsuda Hideo. Aspect of the conductivity modulation enhancement effect in 4500V planar metal oxide semiconductor device and its electrical characteristics // Jap. J. Appl. Phys. Pt.1. – 1998. – V.37, №9a. – P. 4751-4757.

48. Sawant S., Baliga B. Jayant. Improved DC-EST structure with diode diverter // Electron Letters. – 1998. –V.34, №13. – P. 1358-1359.

49. Huang A.Q. A unified view of the MOS-gated thyristors // Sol. –St. Electronics. – 1998. – V. 42, № 10. – P.1955-1865.

50. A.A.Jaeclin, K.Muraoka and Horst Gruning. A comparative analysis of bipolar power turn-off devices: GTO-SITh-FCTh // Proc. of 1990 Int. Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. – Tokyo: Shinjuku, 1990.– P.204-210.

51. Кузим В.А., С.Н.Юрков. О максимальном запирающем токе в структуре тиристоров, управляемых с помощью затворов на полевых транзисторах // Радиотехника и электроника. –1999. – т.44, №1. – С.118-121.

52. D.Metzner, D.Shruder. A SITH - Model for CAE in power electronics // Proc. of 1990 Int. Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. – Tokyo: Shinjuku, 1990. – P.83-84.
53. Окснер Э.С. Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер.с англ. – М: Радио и связь, 1985. – 288с.
54. Rossel P. Tranduc H., Charitat G. Power MOS device: Structure evolution and modelling approaches // Microelectronics and reliability.–1997.–V.37, №9.–P.1375-1388.
55. International Rectifier – взгляд в будущее // Электронные компоненты. – 1998. – № 4. – С.18-20.
56. Колпаков. А., Симкин Я. Перспективы и особенности применения импортных силовых полупроводников в современных условиях // Электронные компоненты. –1998. –№4. –С.30-31.
57. Поташников М.Ю. Cool MOS™: Siemens прорывает барьер //Электротехника. –1999. –№4. – С.18-23.
58. IXYS Corporation - Delivering Power Excellence. htm / Internet — <http://www.ixys.com>
59. Chain K. Huang J. and al. A MOSFET electron mobility model of wide temperature range (77-400K) for IC simulation // Semiconductor Science and Technology. – 1997. –V.12, №4. – P.355-358.
60. S.C.Sun and J.D.Plummer. Modeling of the On-Resistance of LDMOS, VDMOS and VMOS Power transistors // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1980. – Vol. ED-27, №2. – P.356-367.
61. An analitical model of punchthrough voltage of short-channel MOSFETs with nonuniformly doped channel // Sol.-St. Electronics. – 1990. – Vol.33,№4. – P.395-400.
62. Jang Sheung-Lyang, Liu Shau-Shen, Sheu Chorng-Jye. A compact LDD MOSFET I-V model based on nonpined surfase potential. – 1998. – V.45, №12. – P. 2489-2498.
63. В.П.Григоренко, П.Г.Дерменжи. Моделирование и автоматизация проектирования мощных полупроводниковых приборов. – М.:Энергоатомиздат,1998. –

384с.

64. Ильин В.Н., Фролкин В.Т. Автоматизация схемотехнического проектирования: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1987. – 368с.

65. Схемотехника устройств по мощным полевым транзисторах: Справочник/ под ред. В.П. Дьяконова. – М.: Радио и связь, 1994 – 280с.

66. Chung, Yeonbae, Burk, Dorothea E. Physically based DMOS transistor model implemented in SPICE for advanced power IC TCAD //IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD), Yokohama, Jpn, May 23-25, 1995. – 95CH35785.– P.340-345.

67. Huang Tsung-Yi, Gong Jeng. A simple method of analyse the electrical properties of semiconductor transistors // Jap. J. Appl. Phys. –1999. – V.38, №25. – P.L170-L173.

68. Siemens. Силовые IGBT модули. Материалы по применению. – М.:ДОДЭКА, 1997. – 157с.

69. H.Shigekane, T.Hosen, N.Terasawa and al. High Power Transistor Modules with intelligent functions // Proc. of 1990 Int. Simposium on Power Semiconductor Devices and ICs. – Tokyo: Shinjuku, 1990. – P.150-155.

70. K.Tsuchiya. High voltage DMOS and IGBT for FPD driver IC // Proc. of 1990 Int. Simposium on Power Semiconductor Devices and ICs.– Tokyo: Shinjuku, 1990.– P.60-65.

71. А.Колпаков. IGBT в системе электронного зажигания // Электронные компоненты. – 1999. – №1-2. – С.20-23.

72. Барский В.А. и др. Создание серии IGBT преобразователей частоты для регулируемых асинхронных электроприводов // Электротехника.– 1999. – №7. – С.38-41.

73. Park Il-Yong, Choi Yearn-Ik. Trench cathode TIGBT with improved latch-up characteristics//Physics Scr. T. – 1999. –№79. – P.337-340.

74. Venkatesan Vasudev, Fragale William and al. IGBT with shallow emitter ballaast//IEEE Trans. El. Dev. – 1998. – V.45, №1.– P. 329-331.

75. Lee Byeong-Hoon, Chun Jung-Hoon, Kim Seong-Dong. A new gradual hole

injection dual-gate IGBT// IEEE. El. Dev. Letters. . – 1998. – V.19, №12.– P. 490-492.

76. Yue Y., Lion J.J., Batarseh I. An analytical IGBT model for steady-state and transient applications under all free-carrier injection conditions// Sol. - State Electronics. – 1996. – V.39, №9. – P.1277-1282.

77. Trivedy Malay, Shenai Krishna. Investigation of the short-circuit performance of an IGBT//IEEE Trans. El. Dev. – 1998. – V.45, №1.– P. 313-320.

78. Nikolaenkov Y.K., Petrov B.K., Kursheva E.N. Switching characteristics of power IGBT/5th Int. Conf. Simul. Devices and Technology ICSDT`96, Obninsk, May 13-17, 1996: Proc. – Obninsk, 1996.– P.40-41.

79. H.Akiyama, T.Minato and al. Effects of shorted collector on characteristics of IGBT // Proc. of 1990 Int. Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. - Tokyo: Shinjuku, 1990. – P.131-136.

80. Петров Б.К., Николаенков Ю.К. Моделирование эффекта защелкивания в БТ с изолированным затвором//Шумовые и деградационные процессы в ППП: Материалы докл. н.-т. семинара, Москва, 2-5 дек., 1996. – V., 1996. – С. 217-221.

81. Trivedy Malay, Shenai Krishna. IGBT dynamics for clamped inductive switching // IEEE Trans. El. Dev. – 1998. – V.45, №12. – P. 2537-2545.

82. F.-F. Protiwa, O. Appeldorn. New IGBT Model for PSPICE / Internet. – [http:// www. rwth.-aachen.de/isea/Ww/texte/abstract/igbtmdps.html](http://www.rwth-aachen.de/isea/Ww/texte/abstract/igbtmdps.html) –size1K–17.06.97.– English.

83. Physical IGBT Macromodel for Circuit Simulations / Internet. – [http:// www. ap las.hut.fi/ ~michael/ publications/SISDEP93.html](http://www.aplas.hut.fi/~michael/publications/SISDEP93.html) – size 837 bytes – 12.03.96. – English.

84. A practical Spice Macromodel for IGBT / Internet. – [http://pemclab.cn.netu.edu.tw ./ W3papers/papers/yy29](http://pemclab.cn.netu.edu.tw./W3papers/papers/yy29). – 8.03.98. – 10p.

85. Petrie A.F, A.Heights, Il C. Hymowitz. SPICE Model Accurately Simulates IGBT Parameters / Internet. – [http:// www.pcim.com/arc/art0004/ petrie2. htm](http://www.pcim.com/arc/art0004/petrie2.htm) – size 7K – 30.10.97. – English.

86. В.Д. Разевиг. Система проектирования цифровых устройств OrCAD. – М.:Солон-Р, 2000. – 160 с.

87. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств

DesignLab8.0. – М.: Солон, 1999. – 698с.

88. I.Bencuya and al. Static Induction Transistors Optimized for High-Voltage Operation and High Microwave Power Output // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1985. – Vol.ED-32. – №7. – P.1321-1327.

89. Tadano H., Ishiko M., Kawaji S., Taga Y. Low loss static induction devices (transistor and thyristors)//Microelectronics and Reliability.–1997.–V.37,№9.–P.1389-1396.

90. K.Yamaguchi, H.Kodera. Optimum Design of Triode-Like JFET's by Two-Dimensional Computer Simulation // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1977. – Vol.ED-24. – №8. – P.1061-1069.

91. A.G.M.Strollo and P.Spirito. A Two-Dimensional Analytical Model for the output I-V Characteristics of the Static Induction Transistor (SIT) // Proc. of 1990 Int. Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. – Tokyo: Shinjuku, 1990. – P.196-203.

92. G.Busatto, G.Ferla, P.G.Falicca, S.Musumeci. Switching performances of enhanced gain bipolar mode Field-Effect Transistor (BMFET) // Proc. of 1990 Int. Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. – Tokyo: Shinjuku, 1990. – P.270-276.

93. W.W.Wong, J.I.Liov and J.Prenitice. A unified four-terminal JFET static model for circuit simulation // Sol.-St. Electronics. – 1991. – Vol.34,№5. – P.437-443.

94. Переверзев А.В. Интегральные модули на составных и функционально-интегрированных приборах. – Запорожье: ЗГИА. – 1998. – 190 с.

95. Ozawa O. Electrical Properties of a Triode-Like Silicon Vertical-Channel JFET// IEEE Transactions on Electron Devices. – 1980. – Vol. ED-27, № 11. – P.2115-2123.

96. S.Bellone. On-State modeling of Power JFET structures in the Bipolar mode // Sol.-St. Electronics. – 1985. – Vol.28, №4. – P.317 - 324.

97. Носов Ю.Р., Петросянц К.О., Шилин В.А. Математические модели элементов интегральной электроники. – М.: Советское радио, 1976. – 304 с.

98. Переверзев А.В., Тімовський А.К., Василенко О.В. Моделювання елеме-

нтів силової електроніки. – Запоріжжя: ЗДІА, 1998. – 117с.

99. Переверзєв А.В., Василенко О.В. Застосування В-елементів для функціонально-логічного моделювання приладів та пристроїв силової електроніки // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. Частина 1. – 2001. – С.86-89.

100. Переверзєв А.В., Тімовський А.К., Василенко О.В. Моделювання пристроїв силової електроніки. – Запоріжжя: ЗДІА, 1998. – 98 с.

101. Charles E. Nymowitz. 3 Phase IGBT Inverter & New ANDL Based On 'C' // Intusoft Newsletter. San Pedro. – 1994, October. – CA 90731. – P.125-134.

102. Переверзєв А.В., Василенко О.В. Розробка макромоделей елементів силової електроніки // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. Частина 8. – 2000. – С.39-42.

103. Кремнев В.Я. Физико-топологическое моделирование структур БИС / Под ред. Казанова Г.Г. – М.: Высшая школа, 1990. – 144 с.

104. Рябенский В.М., Голобородько А.Н. Новая модель силового МОП ПТ при проектировании высокочастотных схем // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. – Частина 3. – 2001.– С.66-69.

105. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М.: Энергия, 1977. – 671 с.

106. Справочник конструктора РЭА: Компоненты, механизмы, надежность / Н.А.Барканов, Б.Е.Бердичевский, П.Д.Верхопятницкий и др.; Под ред. Р.Г.Варламова. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

107. Переверзев А.В. Интегральные модули для полупроводниковых преобразователей электроэнергии: Дисс... докт. техн. наук: 05.09.12. – Запорожье, 1988. – 328 с.

108. Силовые полупроводниковые приборы. Applications handbook. IRF. – Воронеж:Элист. – 1995. – 661с.

109. Василенко О.В., Переверзєв А.В., Шмалый С.Л. Экономичная макромодель мощного БТ // Электротехника и электроэнергетика. –2002. – №1.

110. Переверзев А.В., Тимовский А.К. Применение программы МАЭС-П для

моделирования устройств промэлектроники. Учебное пособие. – Запорожье: ЗГИА, 1997. – 100с.

111. Л.Н.Афонин, Е.И.Гантман, Ю.А.Кузнецов и др. Кремниевый мощный переключательный высоковольтный n-p-n транзистор типа КТ885А, КТ885Б // Полупроводниковые приборы. – 1990, №3. – С.97.

112. Переверзев А.В., Василенко О.В. Моделі тиристора для схемотехнічного проектування // Електричний журнал. – №1. – 1999. – С.38-42.

113. Переверзев А.В., Василенко О.В. Силовой модуль на базе тиристорного каскодного ключа // Придніпровський науковий вісник. – 1998. – № 44. – С.83-86.

114. Л.Х.Дацковский и др. Новые тенденции в развитии частотно-регулируемого асинхронного электропривода средней мощности. – М.:Информэлектро, 1985. – 64 с.

115. Василенко О.В., Переверзев А.В., Шмалій С.Л. Макромодель ГТО // Технічна електродинаміка. – 2001. – №3. – С.42-48.

116. Переверзев А.В., Ивашуткин К.Е. Интегральные адаптируемые модули в составе импульсных преобразователей малой мощности // Технічна електродинаміка. – 2001. – Частина 3. – С. 60-65.

117. Переверзев А.В., Кудерко Д.А., Василенко О.В. Динамическая модель СИТ // Придніпровський науковий вісник. – 1998. – № 29. – С. 10-17.

118. Переверзев А.В., Василенко О.В., Кудерко Д.А. Универсальная макро-модель статического индукционного транзистора // Радіоелектроніка, Інформатика, Управління – 1999. – №2. – С.37-43.

119. Christophe BASSO. Average simulations of FLYBACK converters with SPICE3// Power Specialists's App Note Book – Intusoft: San Pedro, Ca, U.S.A. – 1998. – P.5-17.

120. Martin O'Hara. Macro Modeling Low Power DC-DC Converters // Power Specialists's App Note Book – Intusoft: San Pedro, Ca, U.S.A. – 1998. – P.127-130.

121. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 184 с.

122. Переверзев А.В., Василенко О.В. Особенности использования программ

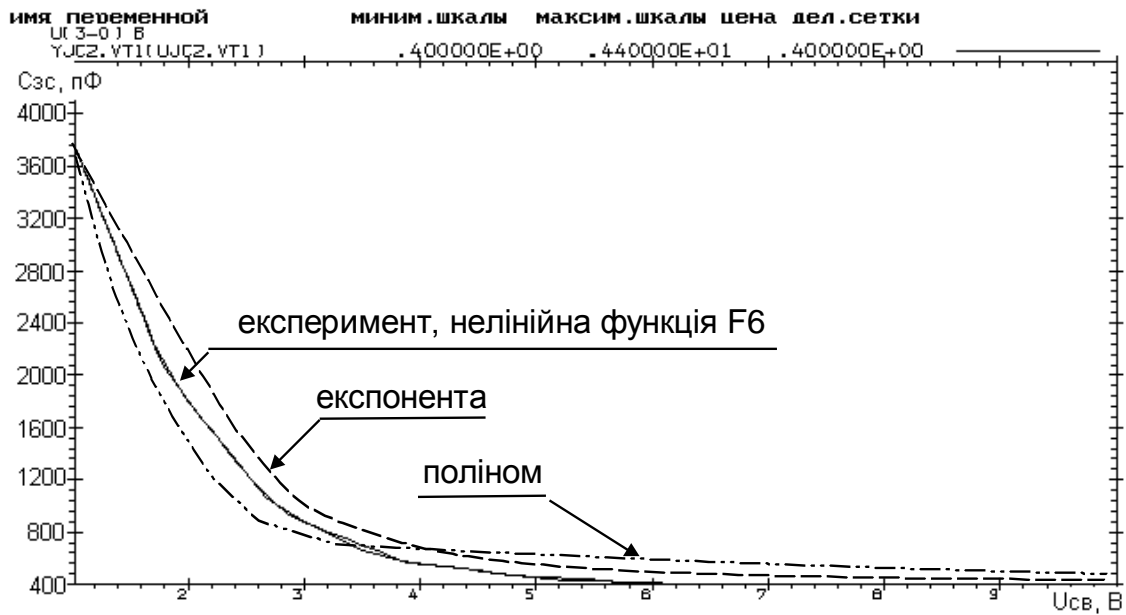
схемотехнического проектирования при обучении студентов специальности «Электронные системы» // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Моделювання електронних, енергетичних та технологічних систем. Частина 2. – 1999. – С.89-90.

123. Переверзев А.В., Василенко О.В., Ходус Е.А. Силовой модуль на базе каскодного ключа // Придніпровський науковий вісник. – №32. – 1998. – С.13-18.

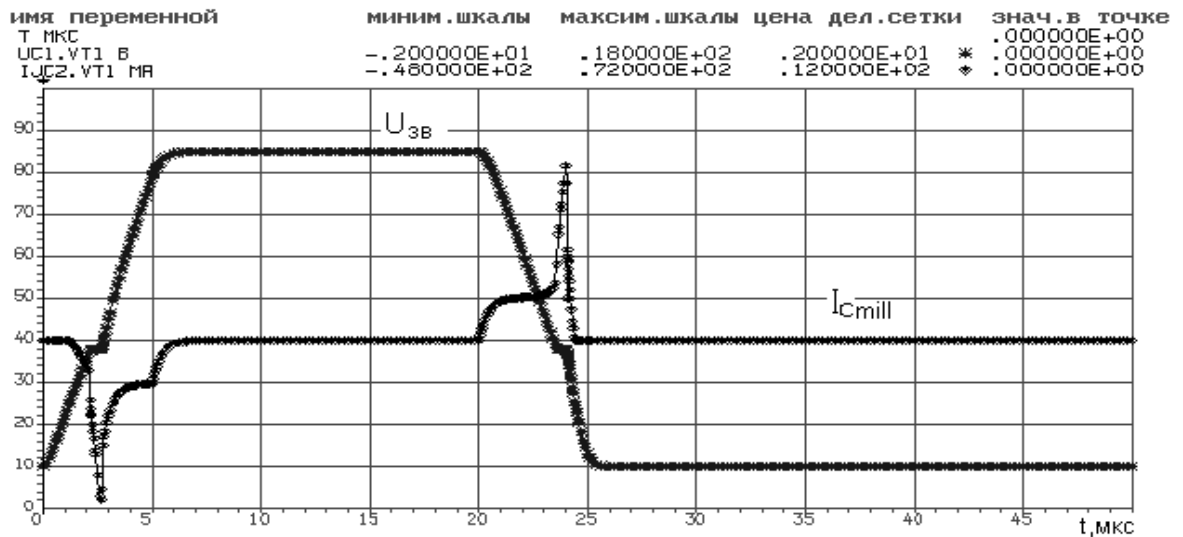
ДОДАТОК А

А.1. Моделювання зворотного зв'язку

А.1.1. Порівняльні характеристики, отримані моделюванням негативного зворотного зв'язку в польових приладах різними способами та експериментально (а), та криві вхідної напруги $U_{зв}$ та струма через ємність Міллера в МОНТ КП809Б (б).



а



б

А.1.2. Апроксимація залежності коефіцієнта передачі струму бази від струму колектора.

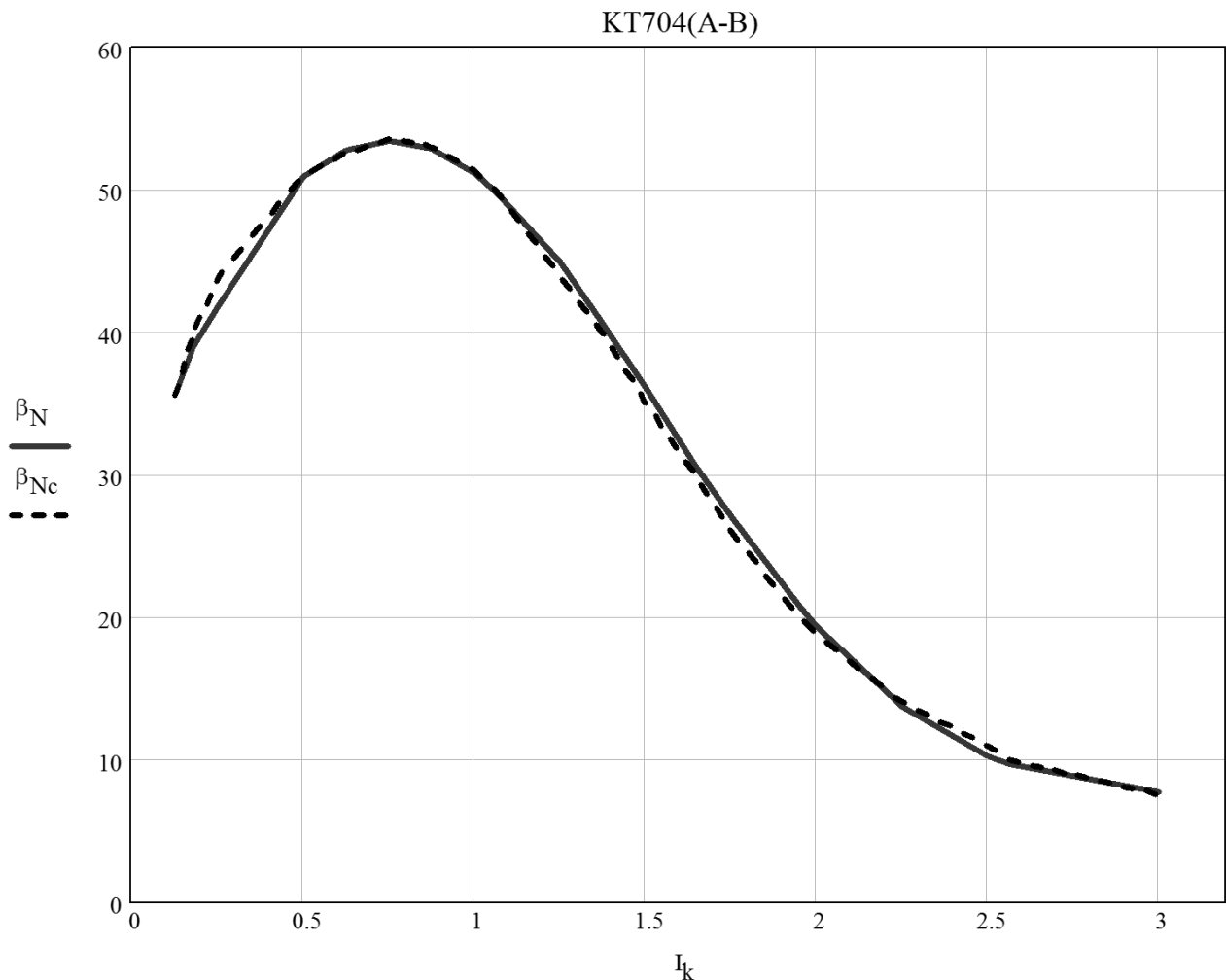
Формула для нової нелінійної функції - підпрограми:

$$\beta_{Ni} = \beta_{\max} * \sqrt{I_{ki}} * e^{-c*(I_{ki})^r} + d + \frac{\beta_{\max}}{i^2 + d + 1},$$

де i – номер ітерації.

Розрахункові (β_{Nc}) та експериментальні (β_N) дані для КТ704А-В.

Для КТ704 (А-В) $\beta_{\max} = 67$; $c=0.35$; $d=7$; $r=2.5$.

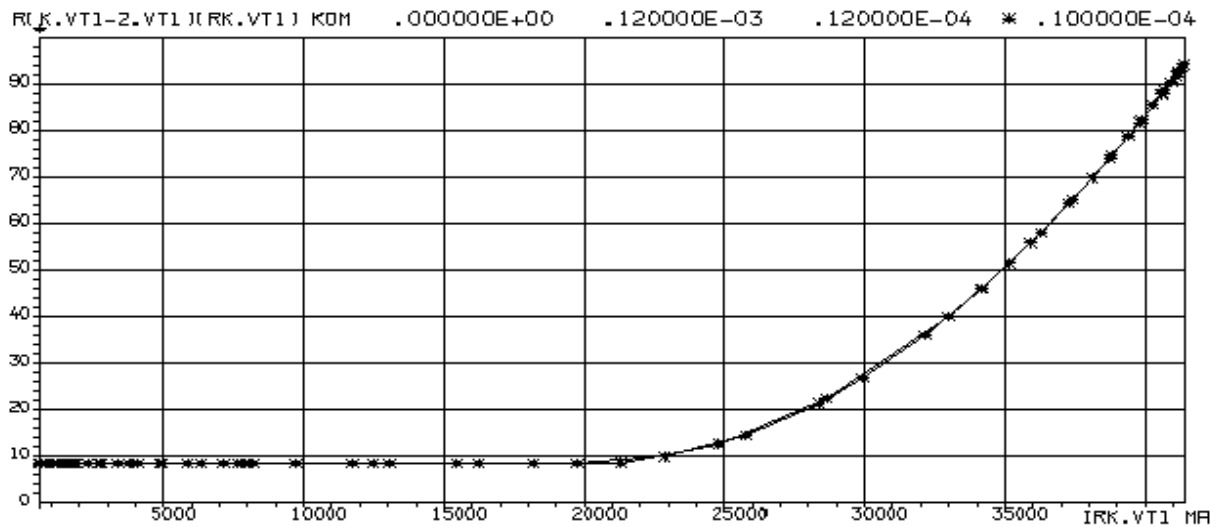


Похибка моделювання:

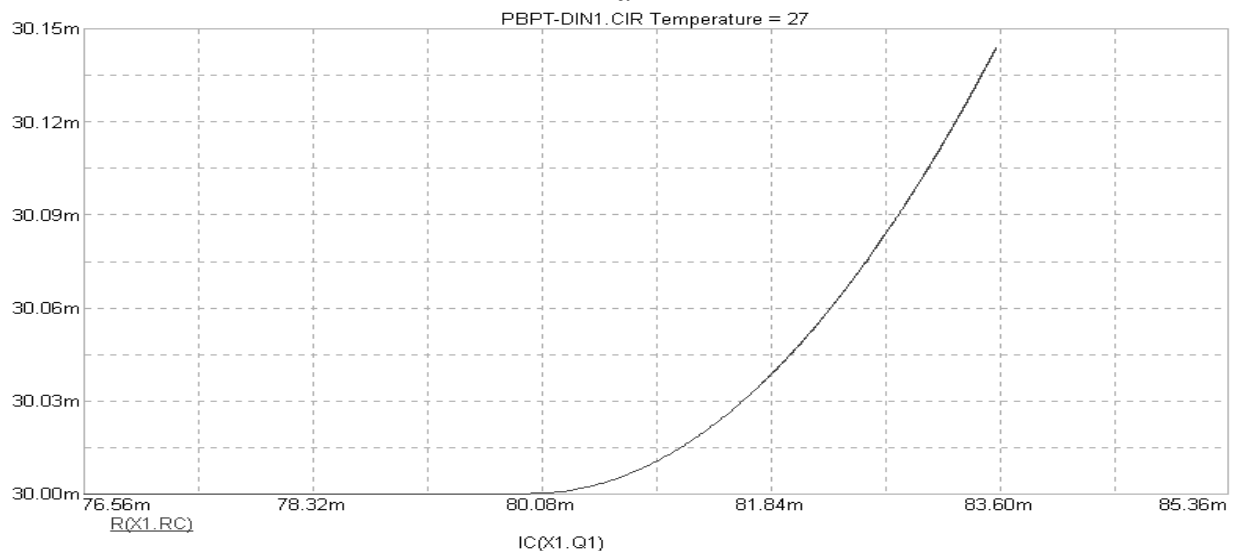
$$\xi := \sqrt{\frac{\sum_i \left[\frac{(\beta_{Nc_i} - \beta_{N_i})^2}{\beta_{Nc_i}} \right]}{20}}$$

$$\xi = 6.186 \times 10^{-3}$$

А.1.3. Програмування негативного зворотного зв'язку як залежності опору колектора від струму колектора в потужному БТ через модульований опір колектора: а – в програмі МАЕС-П;б – в програмі МС6



а



б

А.1.3. Опис на мові Spice модульованого опору у потужному БТ

* Блок компонентно-топологічного опису макромоделі:

```
Q1 1 В ЕМ КТ885А
RC 1 С {IF(IC(Q1)<IN,RMIN,(((RMAX-RMIN)/IN**2)*IC(Q1)**2-(2*(RMAX-RMIN)/IN)*IC(Q1)+RMAX))}
```

* Блок опису вбудованої моделі Еберса-Молла:

```
.MODEL КТ885А NPN (IS=0.5МА BF=45 BR=0.6 CJE=0.0045 CJC=0.0002
TF=0.1МКС TR=0.2МКС)
```

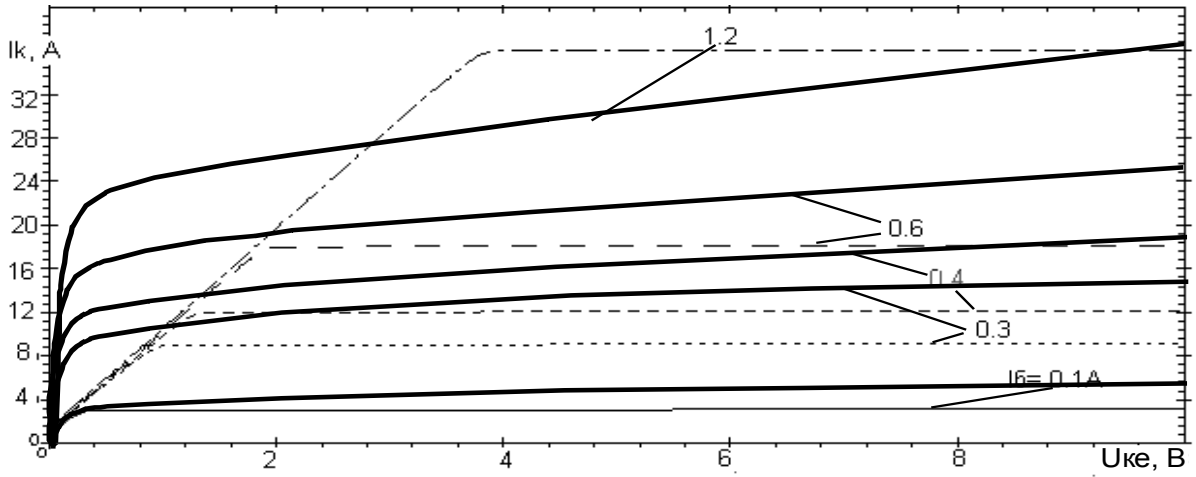
● Підключення бібліотеки:

```
.LIB "C:\MC6DEMO\DATA\NOM.LIB"
```

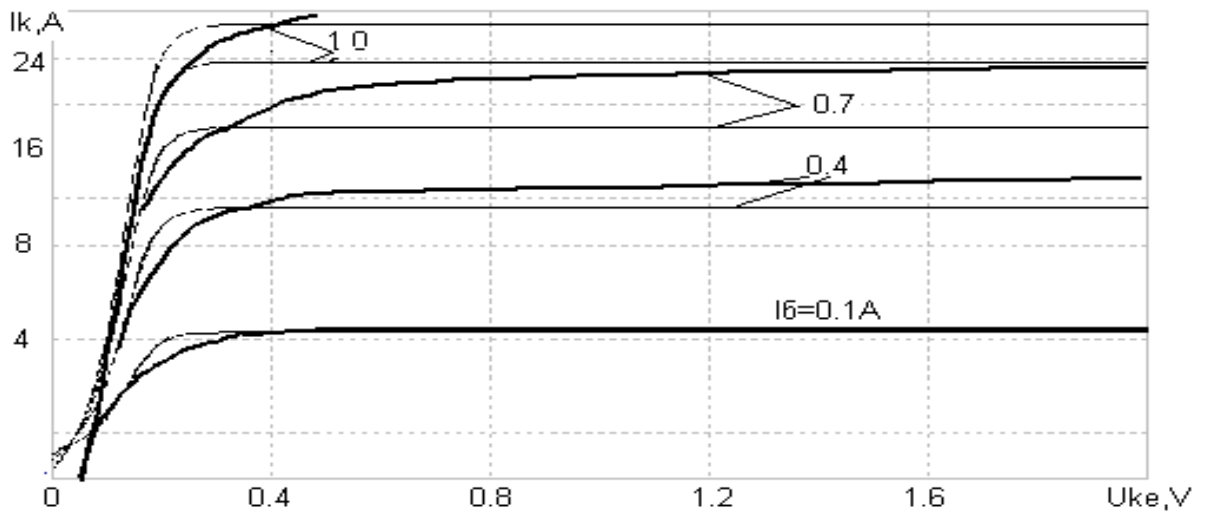
А.2. Моделювання потужного БТ

А.2.1. Статичні характеристики КТ885А, отримані:

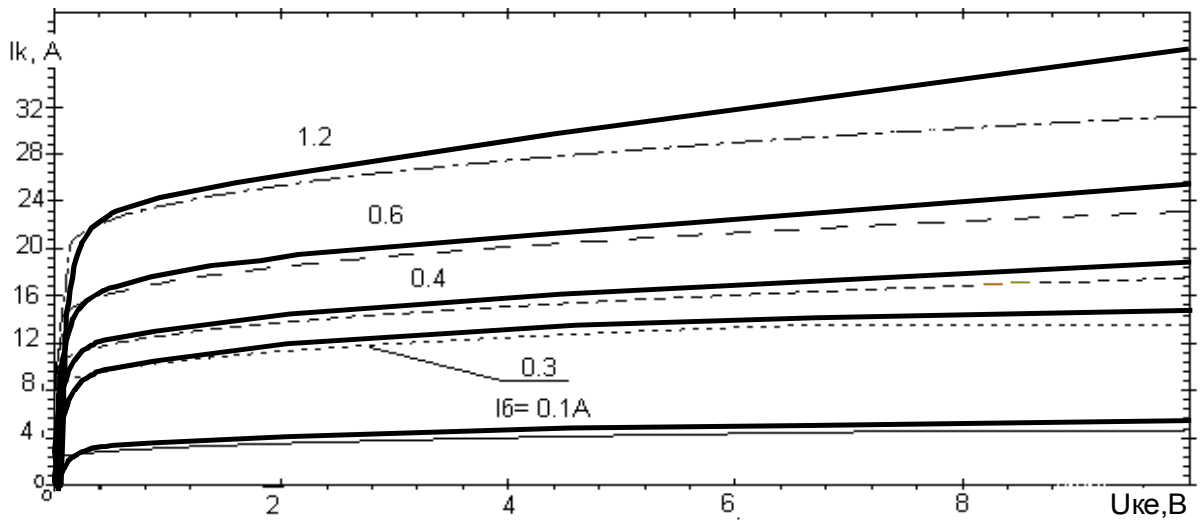
а – за допомогою моделі Еберса-Молла; б – Гуммеля-Пуна; в – макромоделюванням



а

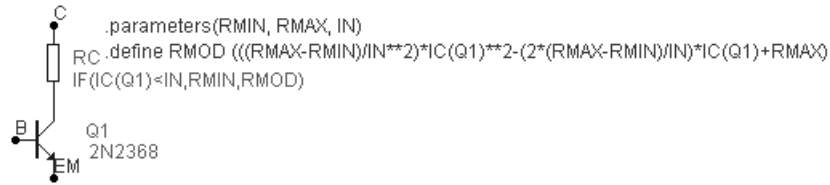


б

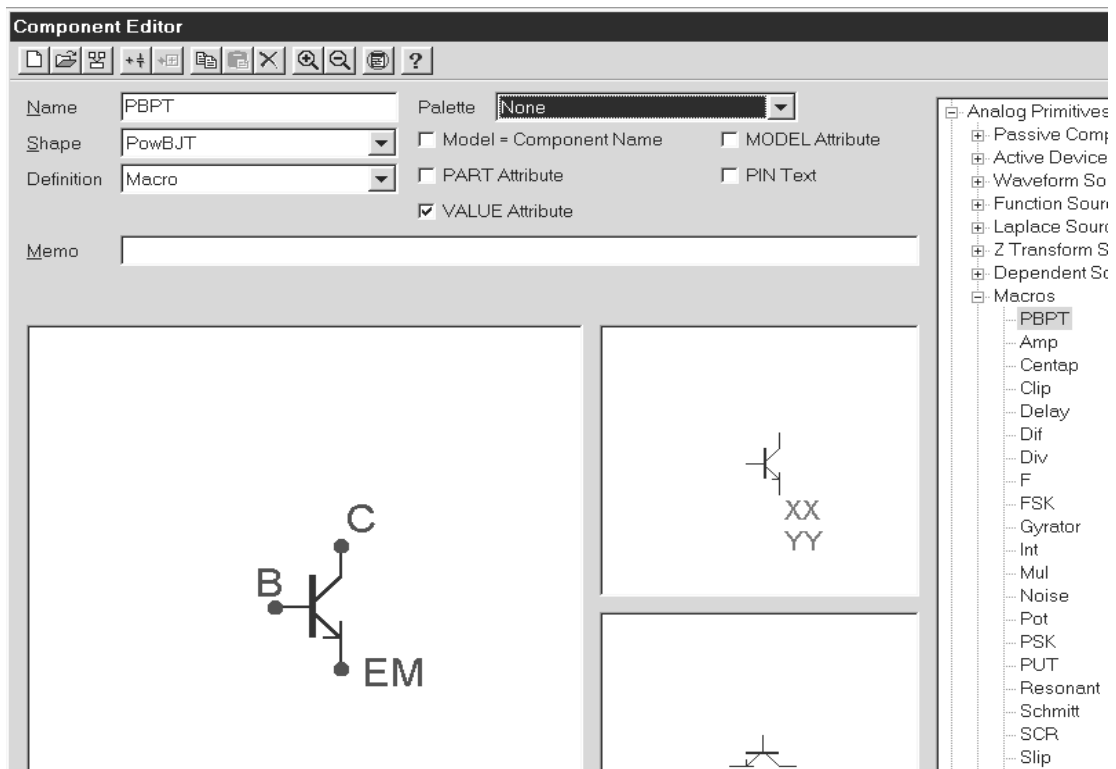


в

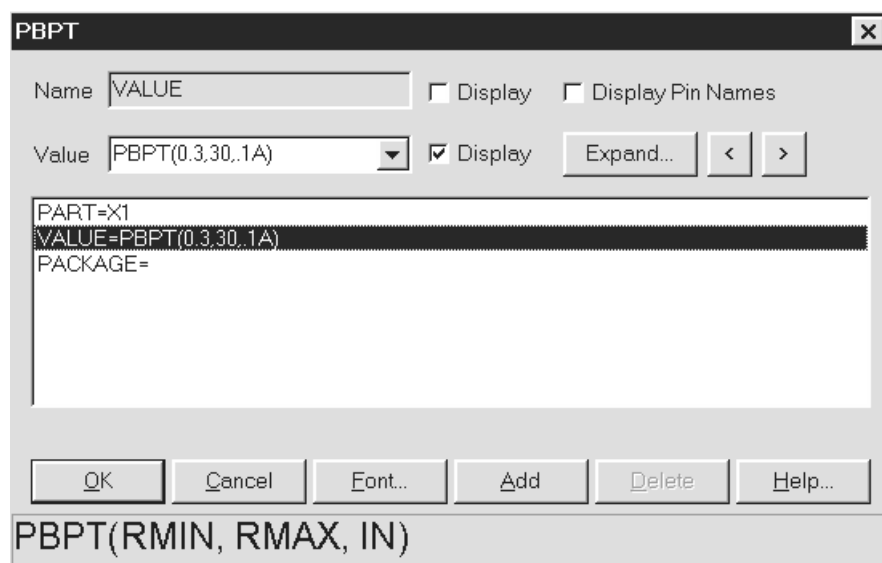
A.2.2. Створення макромоделі потужного БТ в середовищі програми МС6



Загальний вигляд графічно-текстової макромоделі ПБТ



Створення УГП для ПБТ засобами редактора компонентів МС6



Меню завдання параметрів макромоделі

А.2.3. Порівняльні статичні характеристики потужного БТ, отримані в програмі МС6 за допомогою моделі Еберса-Молла (рис.1), макромодельованням (рис.2)

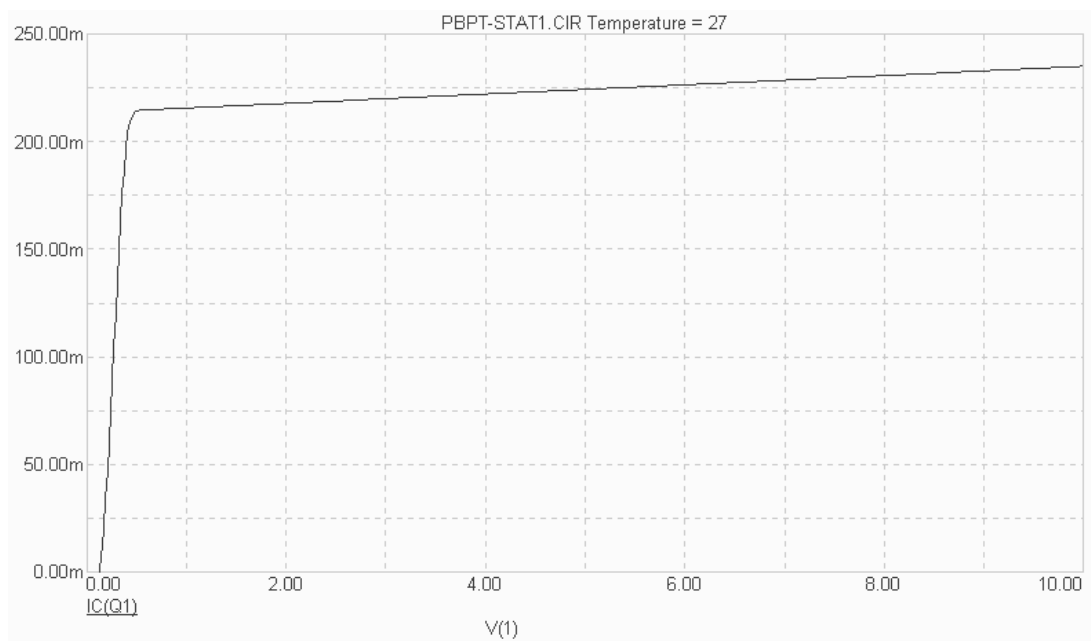


Рис.1.

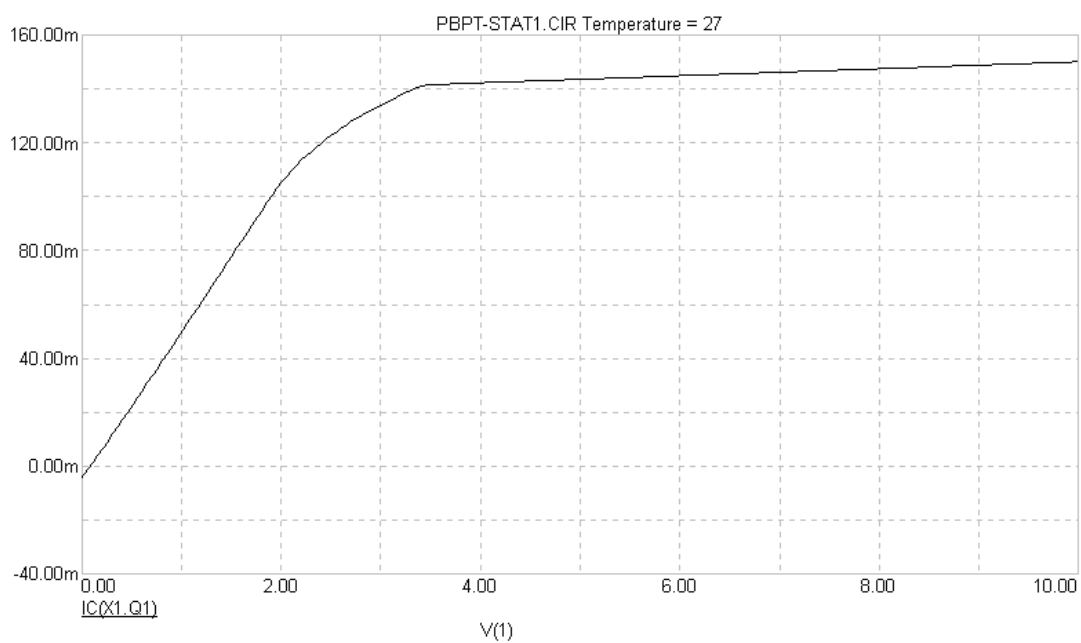


Рис.2.

А.2.4. Порівняльні динамічні характеристики потужного БТ, отримані в програмі МС6 за допомогою моделі Еберса-Молла (рис.1), макромодельованням (рис.2).

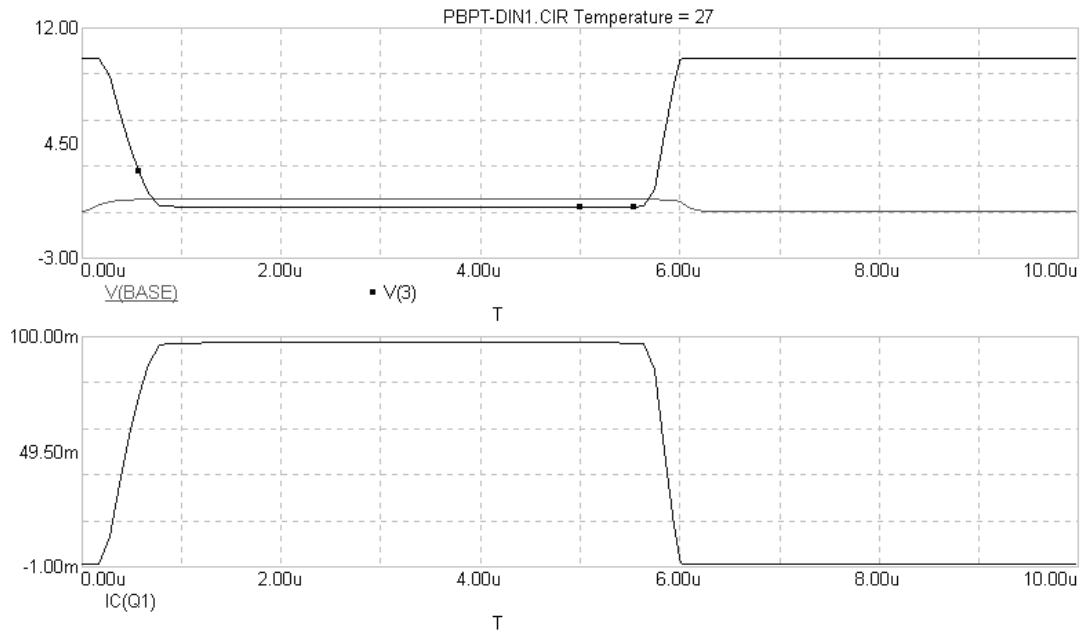


Рис. 1.

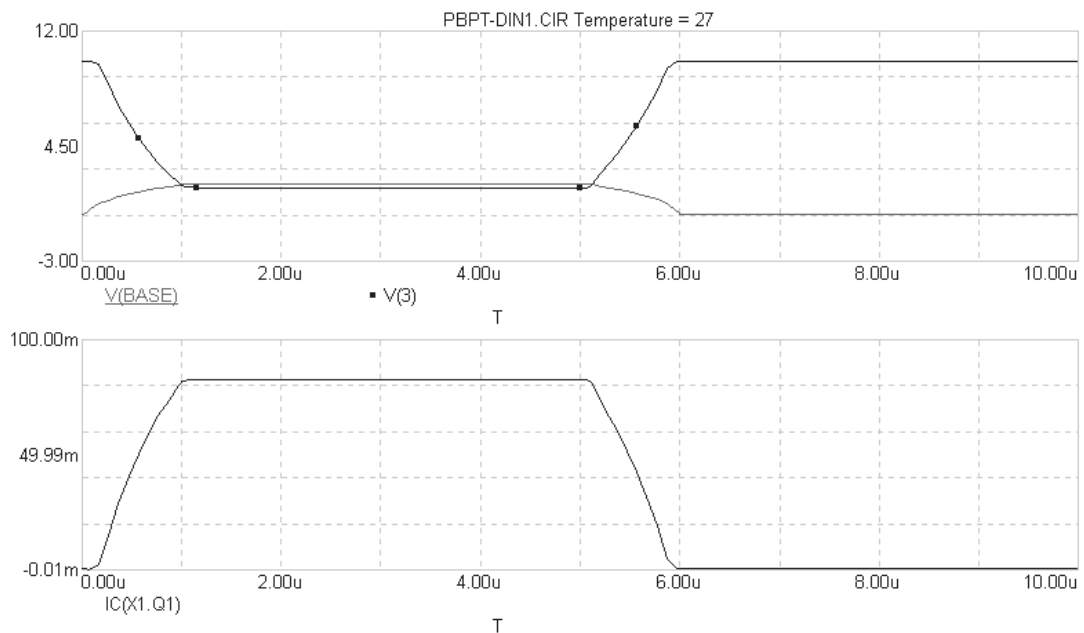
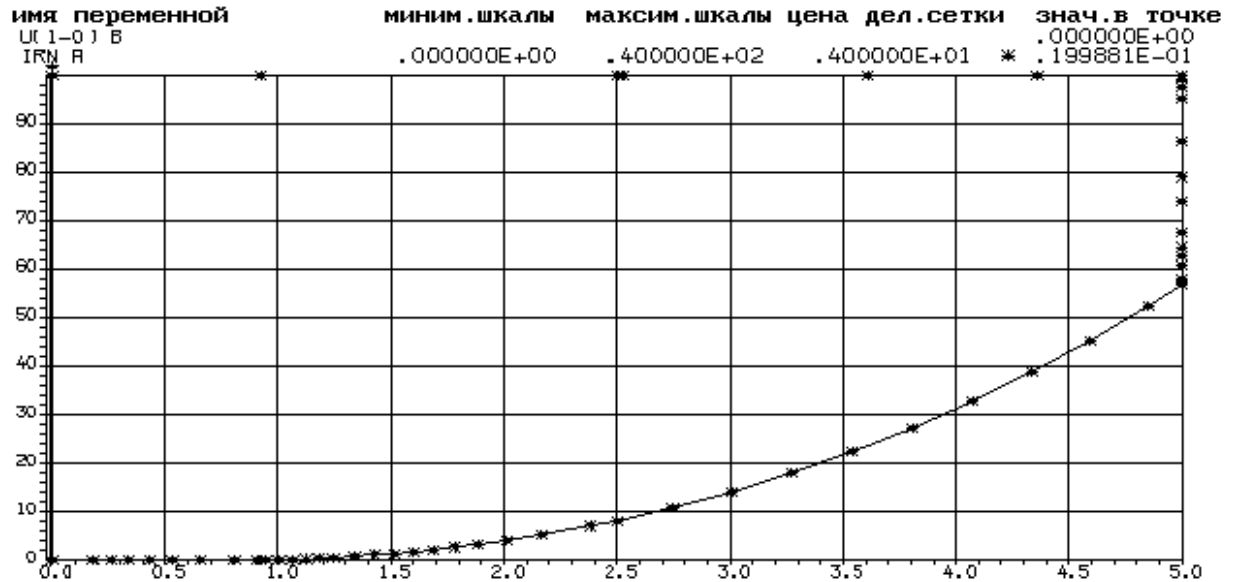


Рис. 2.

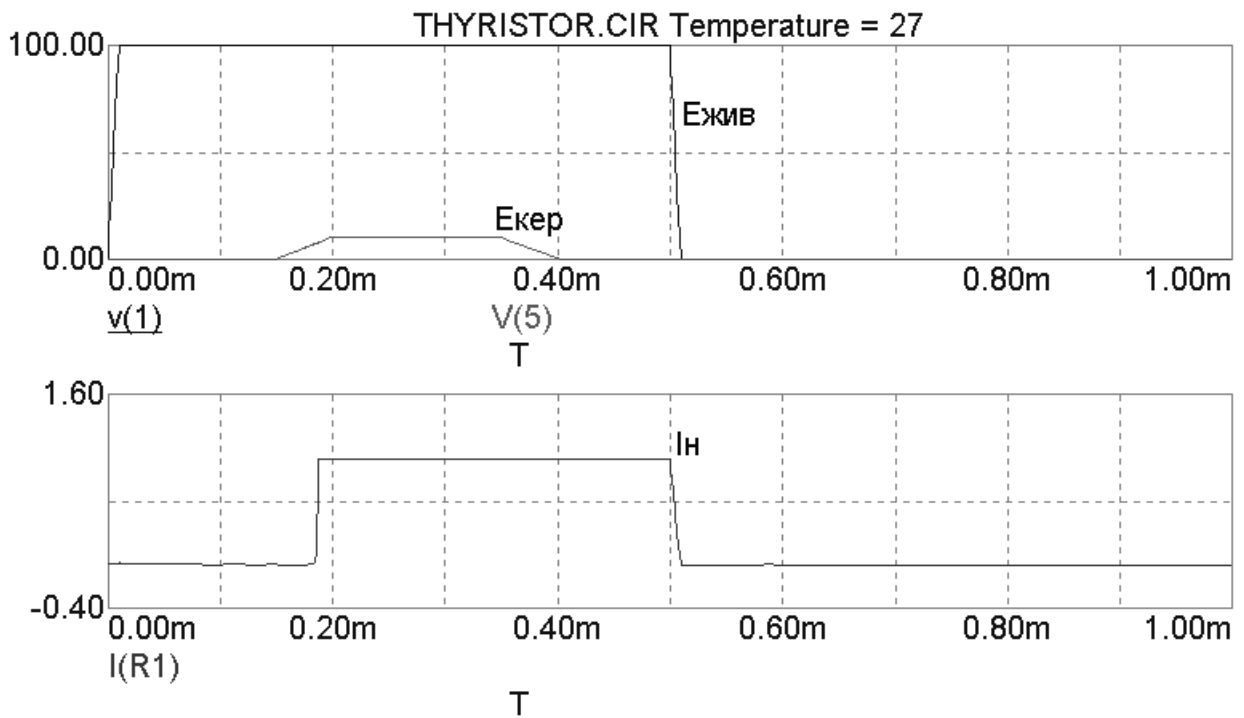
На рис.1 та 2 верхні криві – вхідна (V_{base} , зелений колір) та вихідна ($V(3)$, чорний колір) напруги. Нижні криві – вихідний струм.

А.3. Макромоделирование потужного тиристора

А.3.1. Статичні характеристики, отримані моделюванням в середовищі програми МАЕС-П чотирьохтранзисторної макромоделі тиристора для ТЗ132-40



А.3.2. Перехідні характеристики, отримані моделюванням чотирьохтранзисторної макромоделі тиристора для ТЗ132-40 в середовищі програми МС6



А.3.3. Опис завдання на аналіз тиристорного ключа із шматочно-нелінійною макромоделлю тиристора в форматі МАЕС-П

```

ОПИСАНИЕ СХЕМЫ-ТИР:МОДЕЛЬ-ТИР:ЭЛЕМЕНТЫ:RN,1-
2=100M;E1,1-0=1000V;VS1,2/A-0/K-3/УПР=T;J2,3-
0=5A;МОДЕЛЬ-Т:ЭЛЕМЕНТЫ:JY,УПР-К=F211(10,1E-
8MA,50MB,100KOM#UJY);J1,B2-K=FL(1#IEK);RK,B2-
B3=0.1OM;JD,B3-K=F211(10,1E-8MA,50MB,200KOM#UJD);
LK,A-B1=0.01MKH;
EK,B1-K=FA(TUMAX=ТАБ1(IJY)#ТИОТП=ТАБ2(IJY)#
IF(IEK.LT.0) THEN UJD
ELSE IF(IEK.GT.ТИОТП)
THEN UJD
ELSE
TUMAX/(ТИОТП*ТИОТП)*(IEK-ТИОТП)*(IEK-ТИОТП)+TUMAX);
ТАБЛИЦЫ:
ТАБ1=10.2B,-1MA,10B,0MA,9.5B,1MA,7B,2MA,4.5B,3MA,4B,
2.5MA,5B,2MA,6B,1.8MA,7B,1MA;
ТАБ2=5.55MA,-
1MA,4.5MA,0MA,3.2MA,1MA,2.5MA,2MA,2MA,3MA,
1.5MA,4MA,1MA,5MA,0.9MA,6MA,0.8MA,7MA;
КОНЕЦ ОПИСАНИЯ СХЕМЫ:
ЗАДАНИЕ НА АНАЛИЗ:
СТАТИКА (ХАР) :
ПРИРАЩЕНИЕ ИСТОЧНИКОВ:
DE1=0.05B,K=1000;
КОНСТАНТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ:
MAXITS=1000;
ВЫХОДНЫЕ ПЕРЕМЕННЫЕ:
U(2-0),IRN;
КОНЕЦ ЗАДАНИЯ НА АНАЛИЗ:

```

А.4. Макромодельовання замикаемого тиристора

А.4.1. Опис макромоделі GTO на вхідній мові МАЕС-П

```

ОПИСАНИЕ СХЕМЫ-ЗТ:
МОДЕЛЬ-ЗТ:
ЭЛЕМЕНТЫ:

```

Паразитна індуктивність анода:

LA, 2-3=.07МКГН;

Завдання модульованого опора бази:

EA, 3-4=F4(0, 0, ТАВР#UJA, IEA);

Блок опису параметрів керуючого струму та постійних часу накопичення та розсисання:

JA, 4-0=FA(IYON=1.5A#IAMAХ=1500A#

IYMAХ=30A#IYMIN=450A#

ТАУНР=.5МКС#ТАУСП=.3МКС#ТАУN=3МКС#

TON=0.5МКС#TOFF=25МКС#

ТАУ=20МКС#

Обчислення часу затримки вмикання:

TON1=TON+ТАУ*LN(IYMAХ/(IYMAХ-IYON))#

Обчислення часу затримки вимикання:

TRAS=ТАУN*LN((IYMAХ+IYMIN)*ТАУN/

(IYON*ТАУСП+IYMAХ*ТАУN))#

TOFF1=TOFF+TRAS#

Обчислення струму анода до моменту, коли струм (напруга) керування менший за струм вмикання:

IF (T.LT.TON1) THEN 0

Обчислення струму анода від моменту, коли струм керування менший за струм вимикання:

ELSE

IF (T.GT.TOFF1) THEN

IAMAХ-IAMAХ*(1-EXP((-T+TOFF1)/ТАУСП))

Обчислення струму анода на етапі вмикання:

ELSE

IAMAХ*(1-EXP((-T+TON1)/ТАУНР));

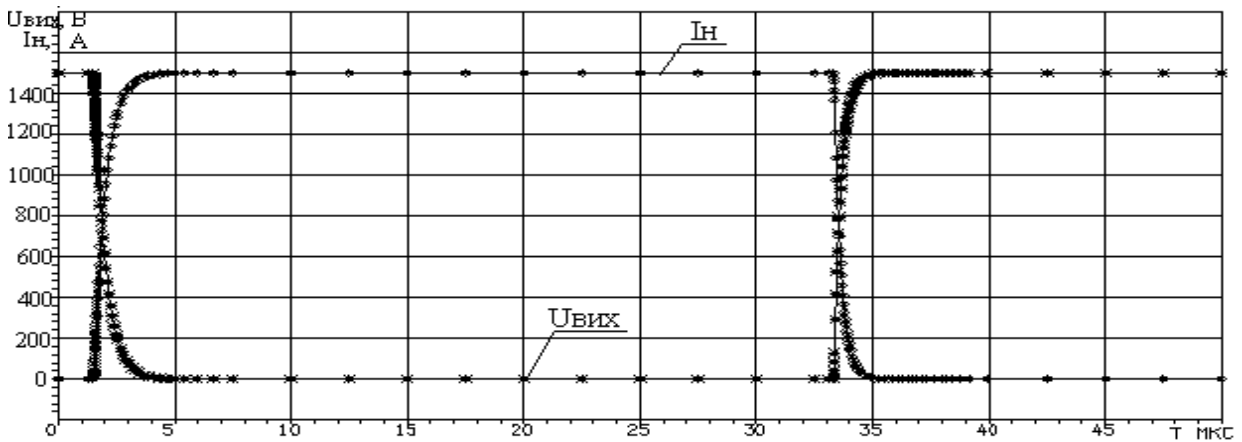
Опис залежності опора бази від напруги анода:

ТАБЛИЦЫ:

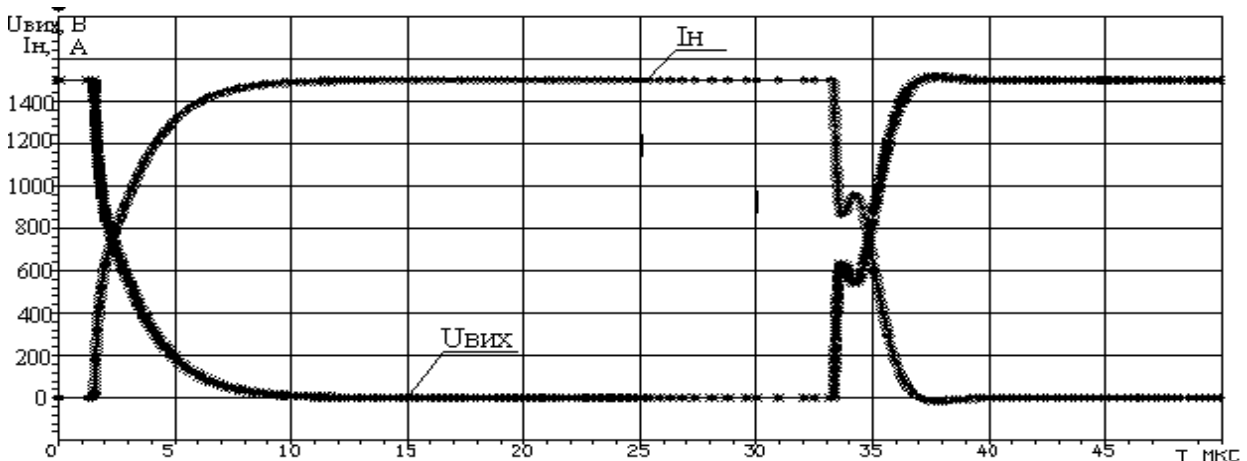
ТАВР=0В, 0.10М, 100В, 10М, 500В, 100000М,

1000В, 1000000М, 2000В, 1МГОМ;

А.4.2. Перехідні характеристики ключа на 3Т SGA 15F2502, отримані моделюванням макромоделі в МАЕС-П: а – без снаббера; б – із снаббером



а

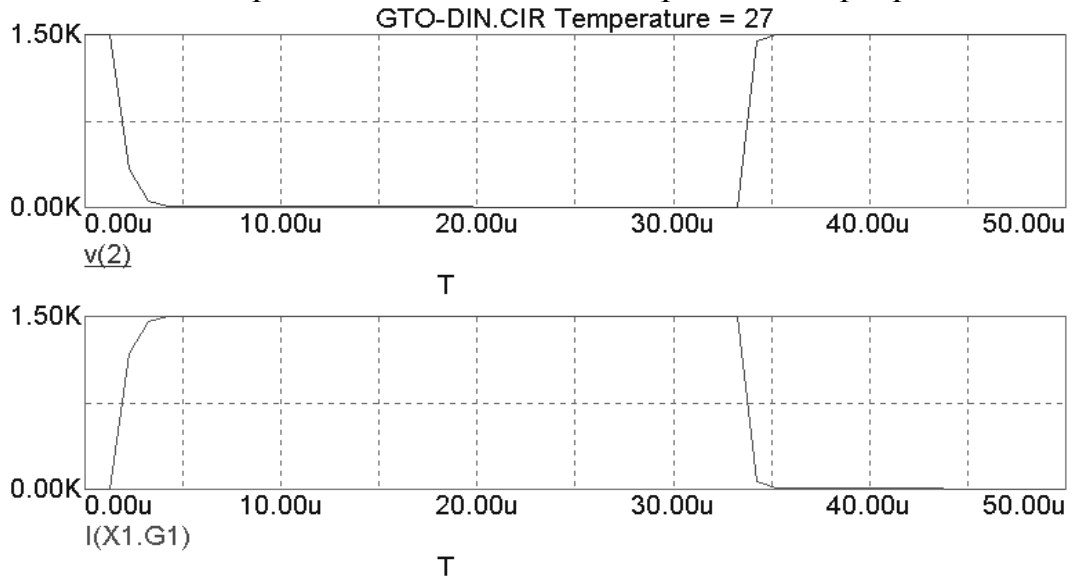


б

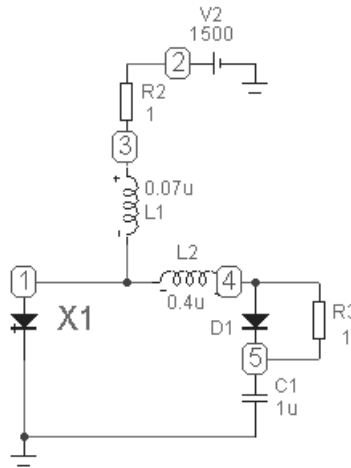
А.4.3. Опис макросу GTO на вхідній мові МС6

```
Name=NFi
GTO(1.5,1500,30,450,0.5U,0.3U,3U,0.5U,25U,20U)
.define IA ((TON1) >= T) *(0)+(IAMAX - IAMAX * (1 - EXP((-T+TOFF1) /
TAUSP)) * ((TOFF1)<T) + IAMAX * (1 - EXP((-T+TON1) / TAYHP)))
.define IAMAX 1500
.define IKEBM 1.5
.define IKEMAX 30
.define IKEMIN 450
.define TAYHP 0.5U
.define TAUSP 0.3U
.define TAYN 3U
.define TON 0.5U
.define TOFF 25U
.define TAY 20U
.define TOFF1 (TOFF)+(TRAS)
.define TRAS TAYN * LN ((IYMAX + IYMIN) * TAYN /
(IYON * TAUSP+IYMAX * TAYN))
.define TON1 TON + TAY * LN(IYMAX / (IYMAX - IYON))
```

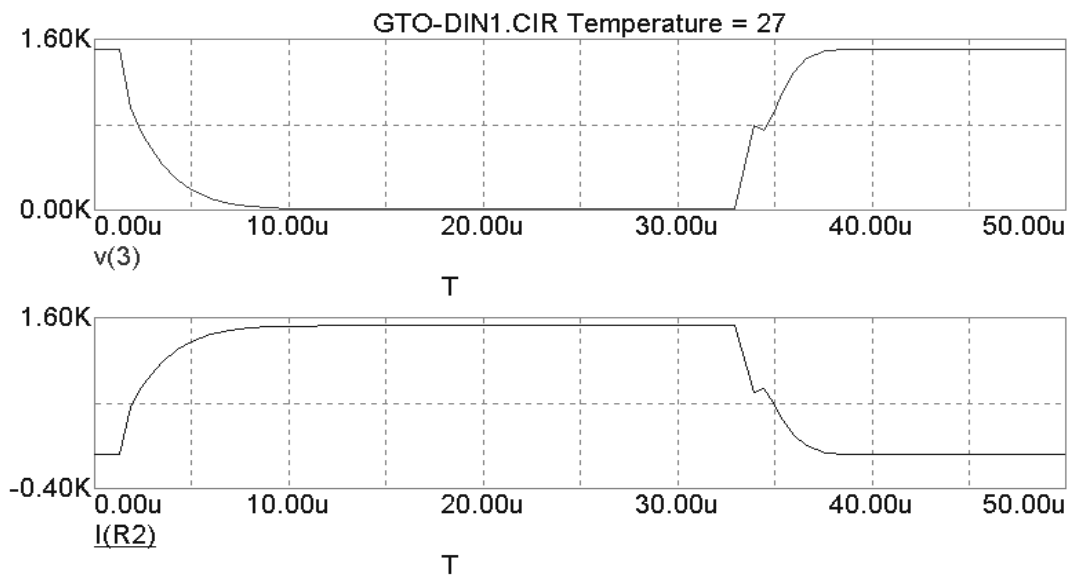
A.4.4. Макромодельовання GTO в середовищі програми МС6



Перехідні характеристики в ключі на GTO без демпфера.



Ключ на GTO із демпфером.



Перехідні характеристики в ключі на GTO із демпфером.

A.4.5. Опис схеми ключа на GTO із демпфером на мові SPICE в режимі аналізу перехідних характеристик

```

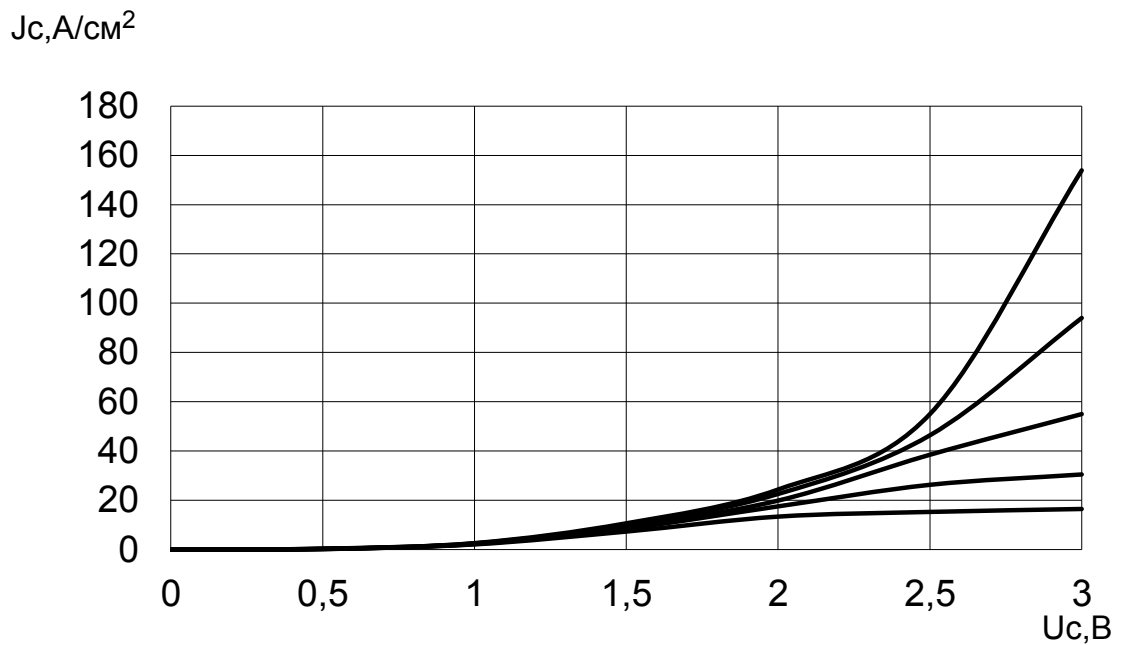
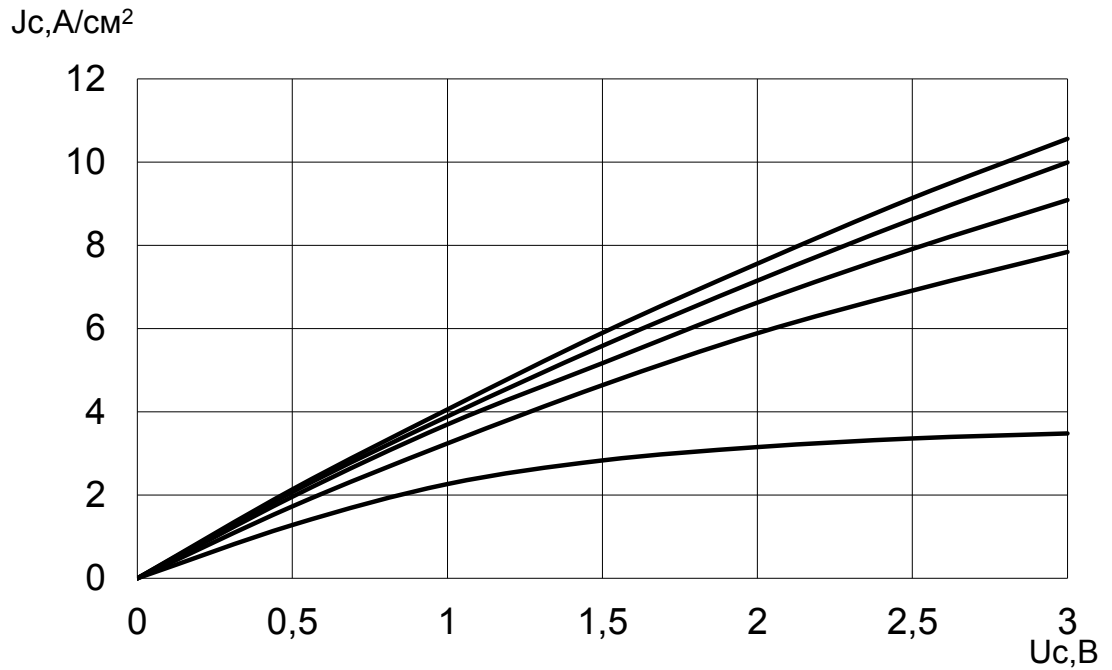
C:\MC6DEMO\DATA\GTO-DIN1.CIR Transient Analysis
*
C1 5 0 1U
D1 4 5 $GENERIC
L1 3 1 0.07U
L2 4 1 0.4U
R2 2 3 1
R3 5 4 1
V2 2 0 1500
X1 1 0 GTO
+PARAMS: IAMAX=1500 IYON=1.5 IYMAX=30 IYMIN=450 TAUHP=0.5U TAUSP=0.3U
TAUN=3U TAU=20U TON=0.5U TOFF=25U
*
*** Generic Diode
.MODEL $GENERIC D (IS=8N N=2 BV=500 RS=400M TT=1N CJO=2.5P VJ=5M M=100M)
*
.SUBCKT GTO A C
+PARAMS: IAMAX=0 IYON=0 IYMAX=0 IYMIN=0 TAUHP=0 TAUSP=0 TAUN=0 TAU=0
TON=0 TOFF=0
.PARAM TOFF1={ (TOFF) + (TRAS) }
.PARAM TRAS={ TAUN*LN( (IYMAX+IYMIN)*TAUN/ (IYON*TAUSP+IYMAX*TAUN) ) }
.PARAM TON1={ TON+TAU*LN( IYMAX/ (IYMAX-IYON) ) }
BG1 A C I = ( (TON+TAU*LN( IYMAX/ (IYMAX-IYON) ) ) >=TIME) * (0)
+ + ( ( (TOFF) + (TAUN*LN( (IYMAX+IYMIN)*TAUN/ (IYON*TAUSP+IYMAX*TAUN) ) ) ) <=TIME)
+ * (IAMAX*EXP( (-TIME+(TOFF) + (TAUN*LN( (IYMAX+IYMIN)*TAUN/
+ (IYON*TAUSP+IYMAX*TAUN) ) ) ) /TAUSP) ) + ( (TON+TAU*LN( IYMAX/ (IYMAX-
IYON) ) <TIME) AND ( (TOFF) + (TAUN*LN( (IYMAX+ IYMIN) +*TAUN/ (IYON*TAUSP+
+ IYMAX*TAUN) ) ) ) >TIME)
+ * (IAMAX*(1-EXP( (-TIME+TON+TAU*LN( IYMAX/ (IYMAX-IYON) ) ) /TAUHP) ) )
.MODEL $GENERIC D (IS=8N N=2 BV=500 RS=400M TT=1000P CJO=2.5P VJ=5M
M=100M)
.ENDS GTO
*
.OPTIONS ACCT LIST OPTS ABSTOL=1pA CHGTOL=.01pC CPTIME=1G DEFL=100u
DEFW=100u PIVTOL=.1p RELTOL=1m TNOM=27 TRTOL=7 VNTOL=1u WIDTH=80 METHOD=TRAP
*
.LIB "C:\MC6DEMO\DATA\NOM.LIB"
*
.TEMP 27
.TRAN 1e-006 5e-005 0
.PRINT TRAN v(3)
.PRINT TRAN I(R2)
.PROBE
*** Parts Count
** Battery      1
** Resistor     2
** Inductor     2
** Capacitor    1
** Diode        1
** Macro        1
** NFI          1
.END

```

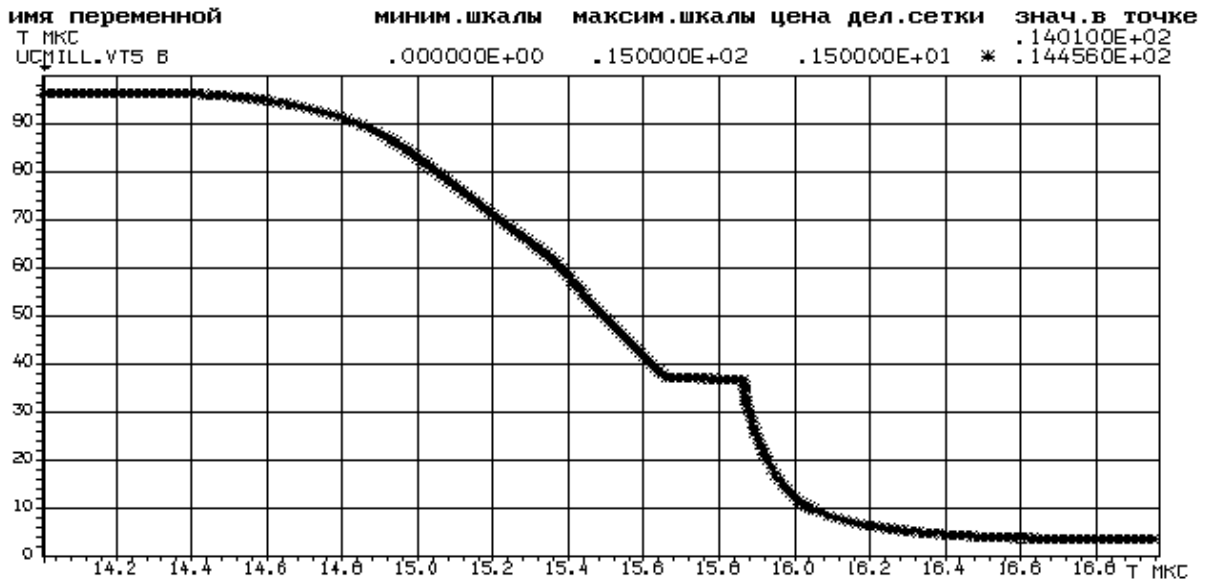
А.5. Макромодельовання ДМОНТ та IGBT

А.5.1. Статичні характеристики, отримані двохвимірним моделюванням кристала

$100 \frac{60\text{КЭФ40}}{460\text{ЭКЭС0.01-116}}$ (прототип КП711): а – ДМОНТ ; б – IGBT



А.5.2. Результати моделювання в МАЕС-П вхідних характеристик ключового ДМОНТ малопотужного драйвера для індукторного двигуна:
 а – із вбудованою моделлю ємності Міллера; б – без моделі ємності Міллера

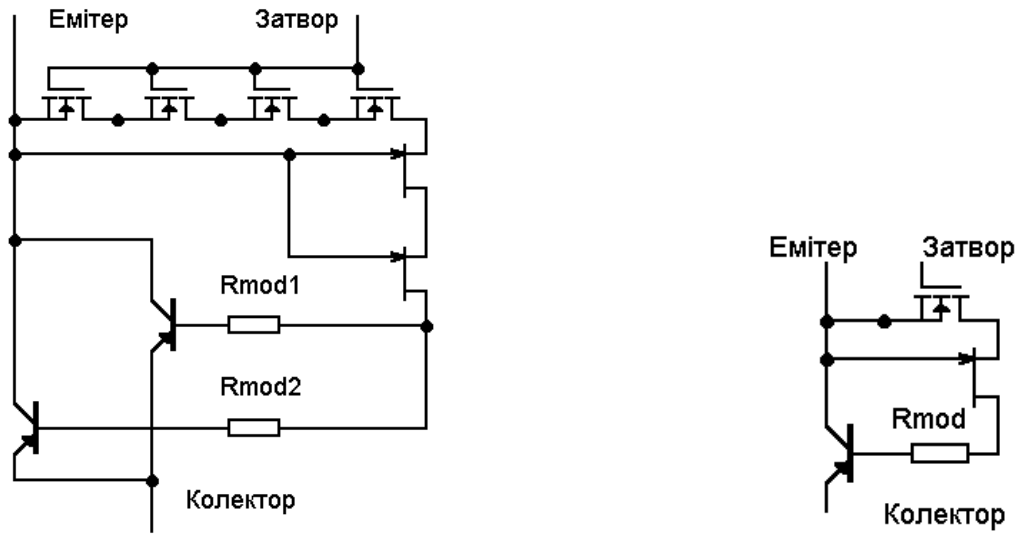


а

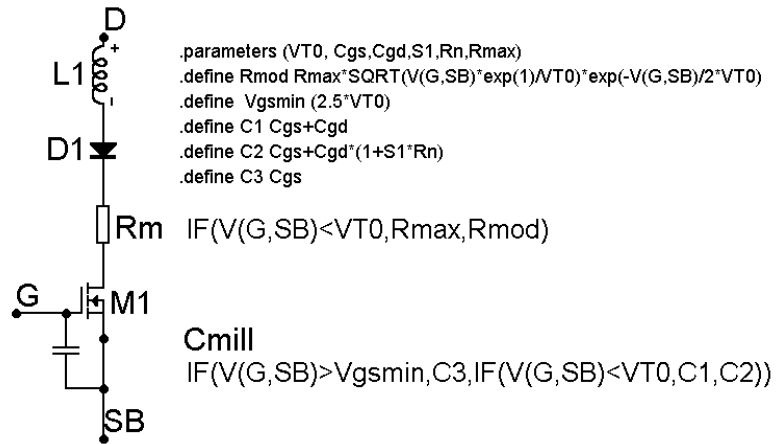


б

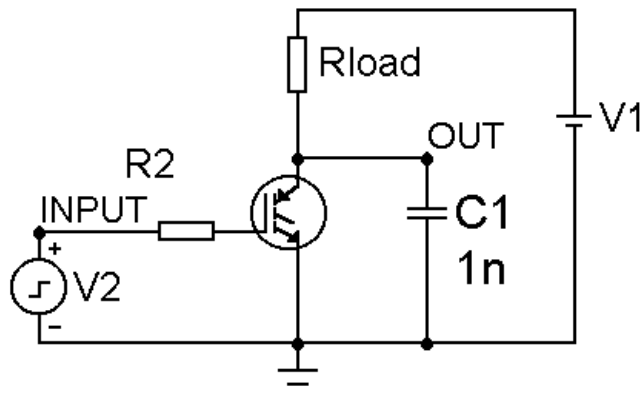
А.5.3. Етапи створення гібридної макромодель потужного IGBT в МС6



Фізико-топологічні макромоделі IGBT різної степені деталізації



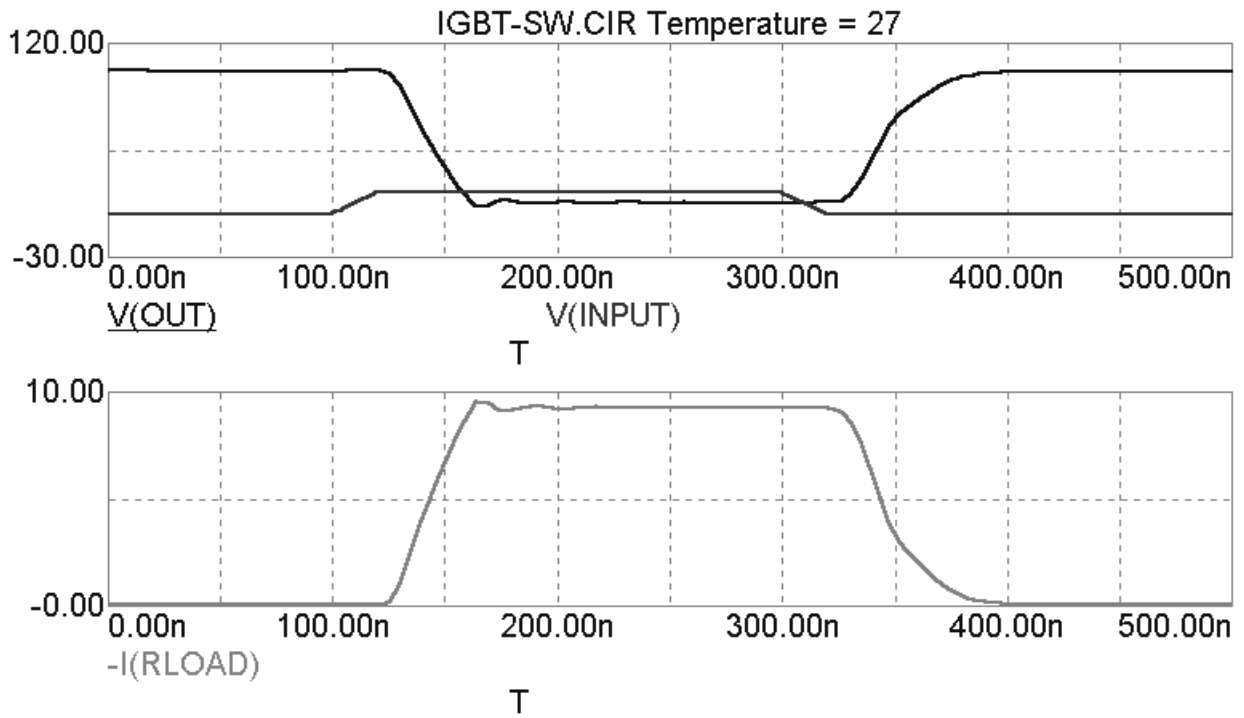
Текстово-графічна гібридна макромодель IGBT



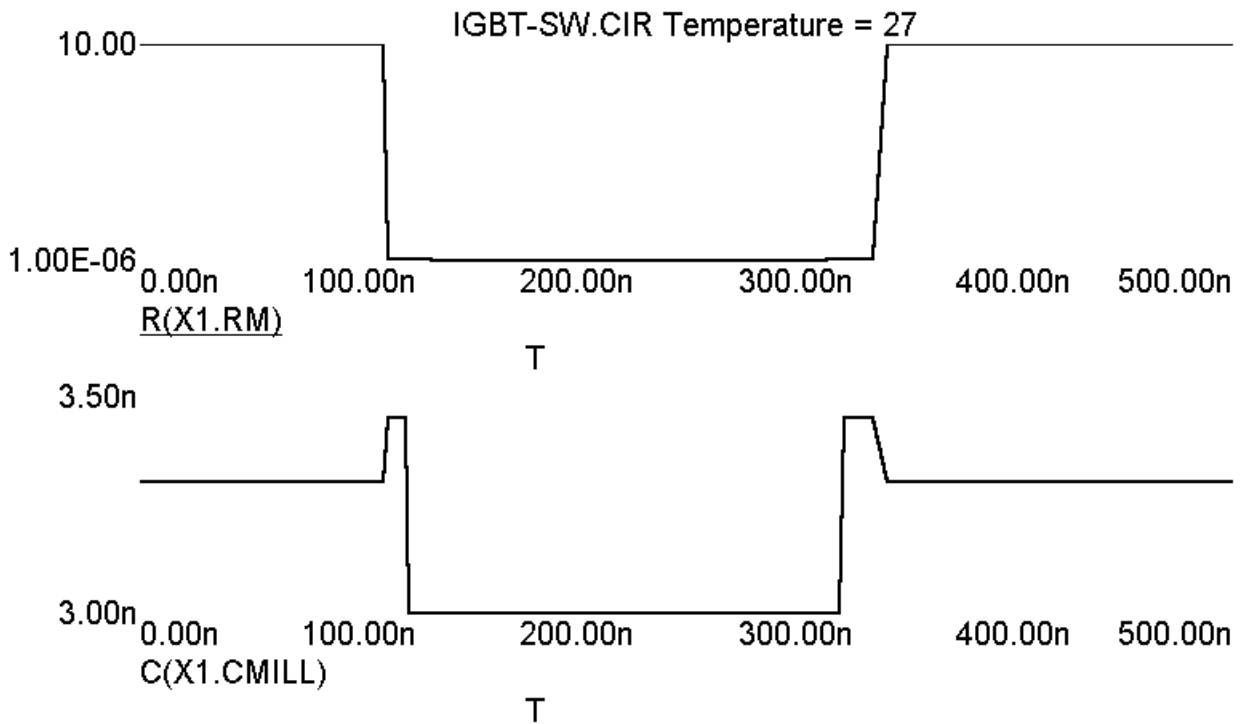
IGBT-N(3,3n, .3n,5e-3,100,10)

Ключ із IGBT BUP 314 для дослідження перехідних характеристик

Перехідні характеристики ключа на IGBT BUP 314



Вхідна та вихідна напруги та струм навантаження

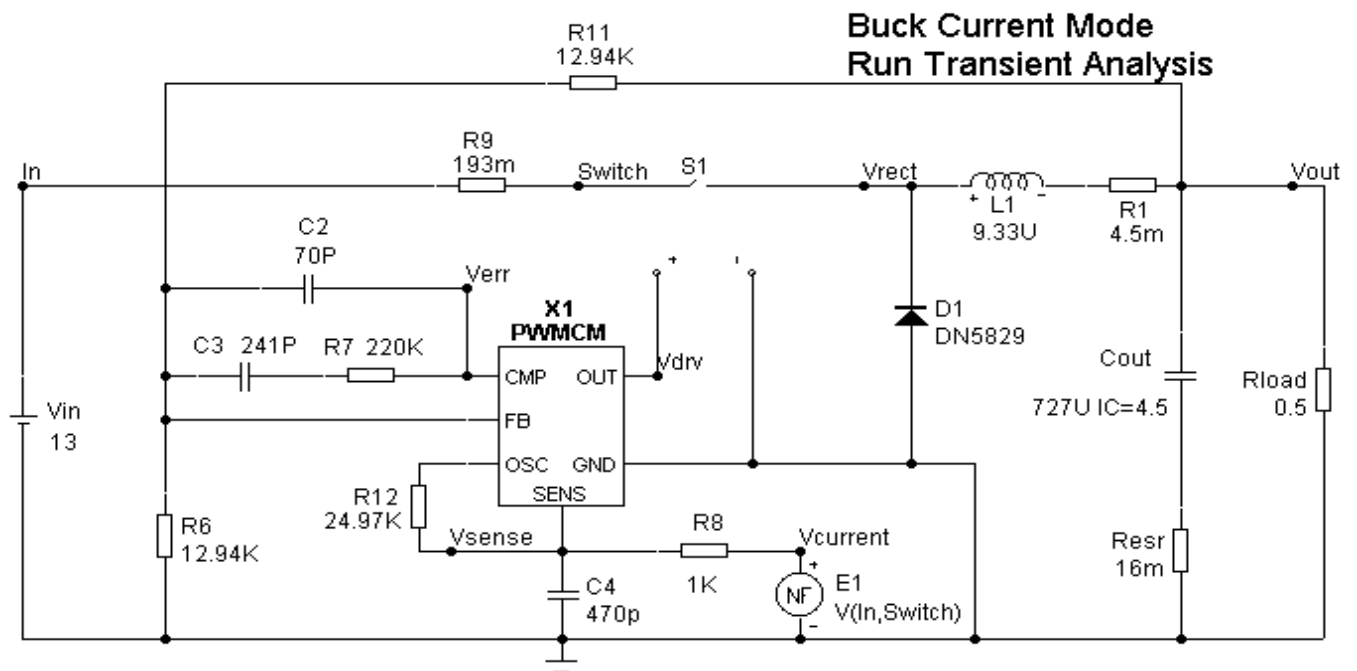


Залежності для модульованого опору (верхня крива)
та ємності Міллера (нижня крива)

ДОДАТОК Б

Моделювання пристроїв силової електроніки

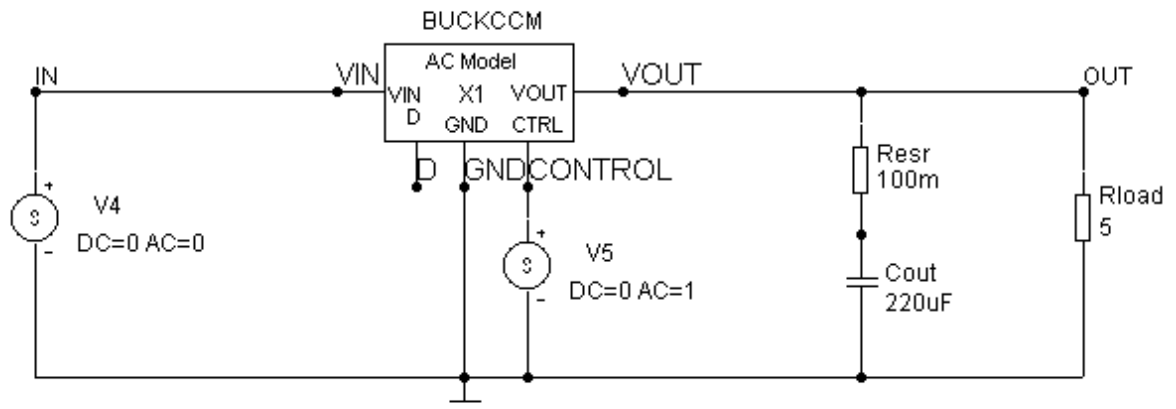
Б.1. Spice - макромоделі імпульсних регулювачів з БМП програм ECAD



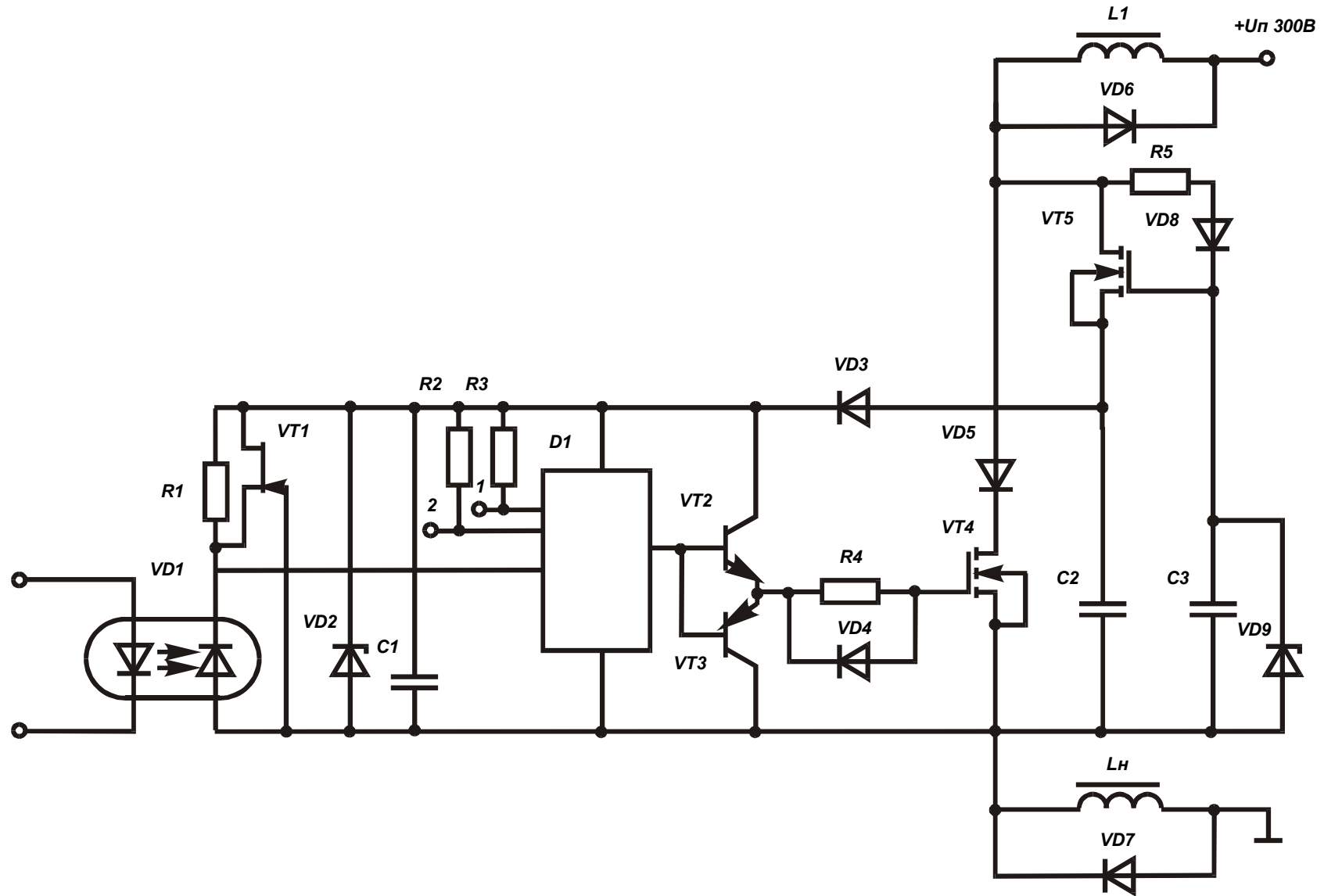
Ключова (Switch) макромодель імпульсного регулятора знижувального типу

**Buck Current Mode Averaged Model
Run AC Analysis**

RI=1 L=60U RS=50M FS=200K VOUT=2.5 RL=5 VIN=4.8 MC=1 VR=1



Усереднена (Averaged) макромодель імпульсного регулятора знижувального типу



Б.2. Интегральный силовой модуль, який використано в ІР знижувального типу

Б.3. Опис макромоделі IGCT I5SHY 35L4502

із швидковідновлювальним діодом 5SDF 05D2501 на вхідній мові МАЕС-П

МОДЕЛЬ-ГСТ:

ЭЛЕМЕНТЫ:

EPIT, 1-0=1500B;

RLOAD, 1-2=1OM;

LS, 2-11=.4МКГН;

RS, 11-12=0.8OM;

CS, 12-0=6МКФ;

VDS, 11/A-12/K=5SDF;

LA, 3-4=.1МКГН;

RA, 2-3=0.37OM;

RGATE, 6-5=0.1OM;

CNEG, 9-0=4000МКФ;

CPOS, 7-0=470МКФ;

RON, 7-6=FA (RMAX=10000OM#RMIN=0.001OM#TON=0.1MC#TOFF=1MC#

IF (T.LT.TON) THEN RMAX

ELSE IF (T.GT.TOFF) THEN RMAX

ELSE RMIN);

ROFF, 6-9=FA (RMAX=1OM#RMIN=0.001OM#TON=0.1MC#TOFF=1MC#

IF (T.LT.TON) THEN RMIN

ELSE IF (T.GT.TOFF) THEN RMIN

ELSE RMAX);

ENEG, 10-0=-19B;

RNEG, 9-10=1OM;

EPOS, 8-0=20B;

RPOS, 8-7=1OM;

RK, 5-0=FA (RMAX=10OM#RMIN=0.001OM#TOFF1=1MC#TOFF2=3MC#

IF (T.GT.TOFF2) THEN RMAX

ELSE IF (T.LT.TOFF1) THEN RMIN

ELSE ((RMAX-RMIN)*(T-TOFF1)**2)/(TOFF2-TOFF1)**2+RMIN);

JA, 4-5=FA (IYON=1.5A#IAMAX=1500A#IYMAX=30A#IYMIN=450A#

TAYHP=25МКC#TAYCP=75МКC#TAYN=100МКC#TON=0.1MC#TOFF=1MC#

TAY=200МКC#

TON1=TON+TAY*LN(IYMAX/(IYMAX-IYON))#

TRAS=TAYN*LN((IYMAX+IYMIN)*TAYN/(-IYON*TAYCP+IYMAX*TAYN))#

TOFF1=TOFF+TRAS#

IF (T.LT.TON1) THEN 0

ELSE IF (T.GT.TOFF1) THEN IAMAX*(EXP((-T+TOFF1)/TAYCP))

ELSE IAMAX*(1-EXP((-T+TON1)/TAYHP));

JA1, 4-5=FA (TOFF1=1.4MC#TOFF2=1.8MC#IA=100A#TAY=75МКC#

IF (T.GT.TOFF2) THEN IA*EXP((-T+TOFF2)/TAY)

ELSE IF (T.LT.TOFF1) THEN 0

ELSE IA*(1-EXP((-T+TOFF1)/TAY));

МОДЕЛЬ-5SDF:

ЭЛЕМЕНТЫ:

РД, 1-К=0.63E-3OM;

ЖД, А-1=F213(0, 0.1МА, .1В, 1.8МКC, 1ПФ, 1МГОМ#УЖД);

КОНЕЦ ОПИСАНИЯ СХЕМЫ:

ДОДАТОК В

В.1. Деталізована ілюстрована методика створення макромоделей приладів та пристроїв силової електроніки засобами програмного забезпечення ECAD

Розглянемо етапи створення текстово-графічних макромоделей на із використанням В-елементів засобами графічного інтерфейсу програми МС6 на прикладі створення макросу для GTO.

1. У відповідності до структурної схеми (рис.В.1.) в графічному редакторі програми ECAD створюється заступна схема макромоделі із використанням для блоків 1-3 залежних джерел NFV або NFI, які є еквівалентом В-елементів Spice, в залежності від того, за якою фазовою змінною відбувається керування: напругою (NFV) або струмом (NFI). Послідовність обирання джерел вказано на рис. В.2.

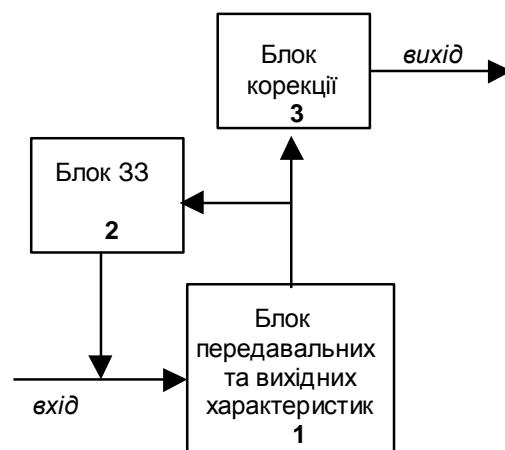


Рис. В.1. Узагальнена структурна схема гібридних макромоделей

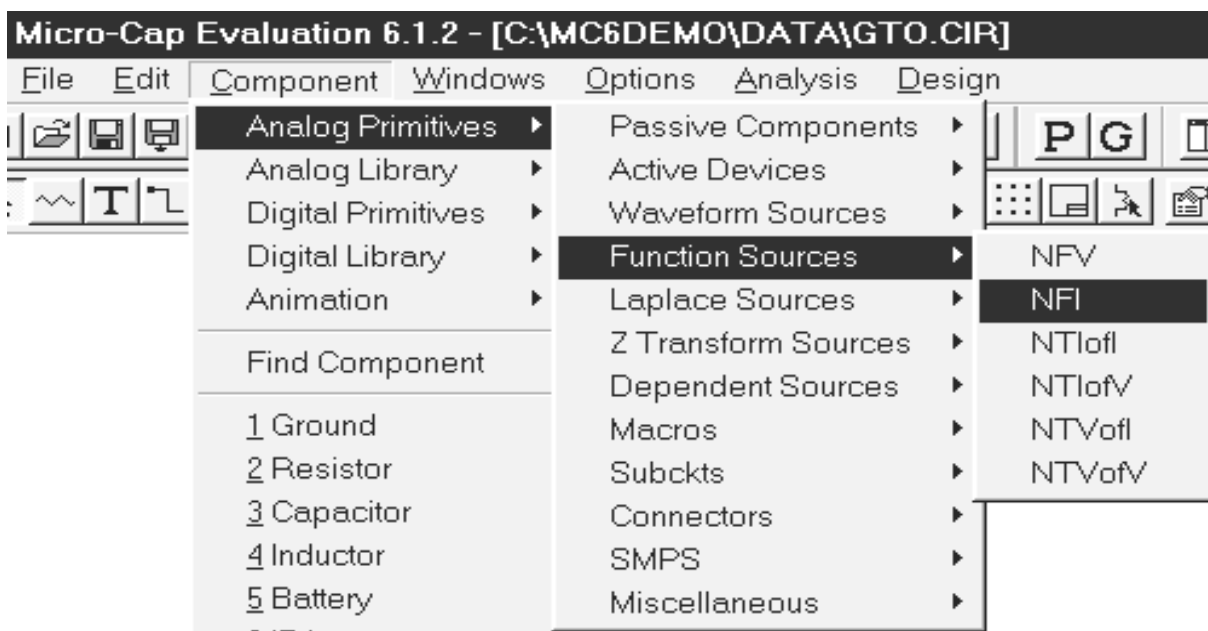


Рис. В.2.

2). У вікні завдання атрибутів залежного джерела вказуються:

VALUE – функціональна залежність із можливістю використання логічних операндів та операторів програмування;

FREQ – функціональна залежність для лінійного аналізу в режимі малого сигналу (частотні характеристики, або AC Analysis);

NOISE_EXPRESSION – для завдання шумів, які залежать від частоти, наприклад: $1e-16 * ((6.5ma)**1.1) / f$.

З цих атрибутів VALUE є обов'язковим. Приклад заповнення поля цього атрибута при натиснутій кнопці Expand... для великого рівняння наведено на рис. В.3.

3). За допомогою режиму вводу тексту (Text mode) в форматі вхідної мови обраного ПЗ вводиться, перше за все, оператор

.parameters(x₁, x₂, x_n) – для оголошення вхідного набору впорядкованих параметрів, кількість яких дорівнює n. Потім записується певна кількість операторів .define, в яких визначаються необхідні для проміжних обчислень змінні та формули.

Запис текстово-графічної макромоделі для ГТО наведено на рис. В.4.

Різні способи обирання текстового режиму зображено на рис. В.5. Текстовий режим обирається натисканням клавіші із надписом T (рис. В.5, а) або шляхом переходів Options → Mode → Text (рис. В.5, б), або комбінацією клавіш Ctrl+T.

4). В текстовому режимізначаються імена полюсів (рис. В.4) для мак-

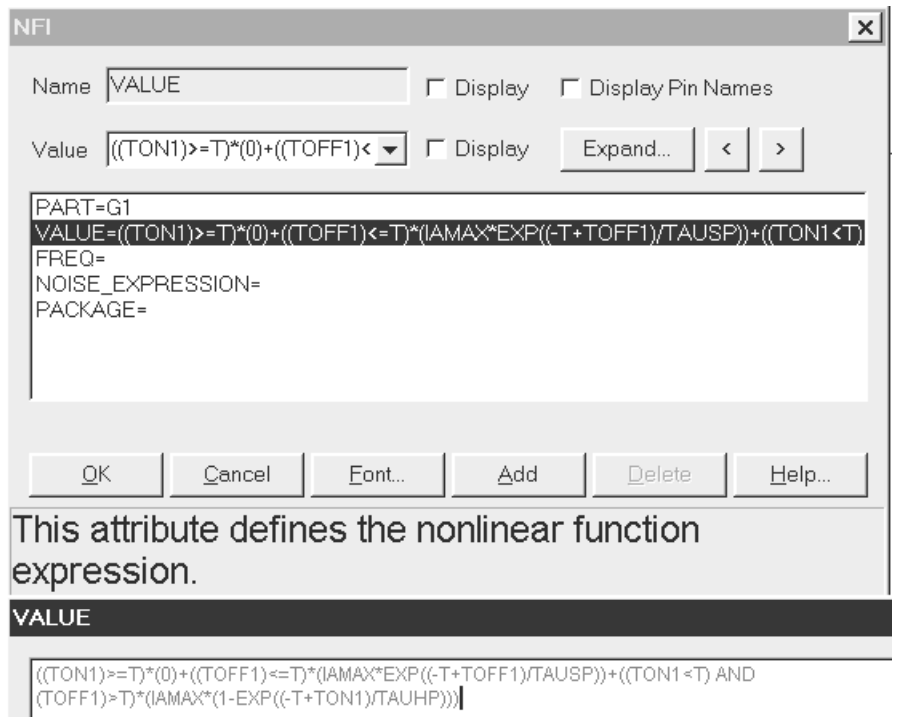
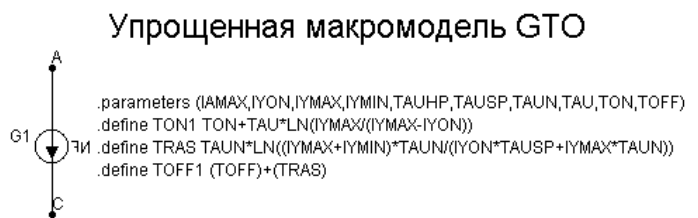


Рис. В.3. Заповнення атрибута VALUE



- 1). в Shape Editor создать УГО для ГТО
- 2). в Model Editor связать созданное УГО с именем файла макромодели

Рис. В.4. Видяг текстово-графічної макромоделі

ромоделі-багатополюсника, які використовуються далі (див. п.7). Перехід у текстовий режим тут здійснюється, коли курсор вказує безпосередньо на полюс, тоді утворюється контакт (Connector), який позначається крапкою, більшою за електричний вузол.

При необхідності в текстовому режимі на поле вводяться необхідні надписи та коментарі, які будуть проігноровані математичним процесором.

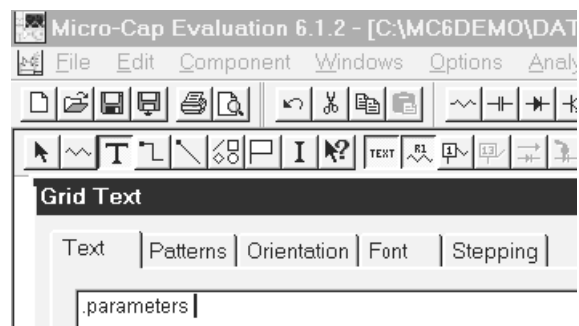
5). Коли заступну схему згідно попереднім пунктам створено, її повинно бути збережено у папці робочих файлів (Data для MS6) під ім'ям, яке резервується як унікальне, та використовується у редакторах умовних графічних позначок (УГП) – Shape Editor, моделей – Model Editor та схем – Circuit Editor. Файл записується із розширенням *.cir .

6). Засобами Shape Editor створюється УГП для макромоделі (рис.6, а і б), кількість полюсів відповідає вихідному файлу заступної схеми.

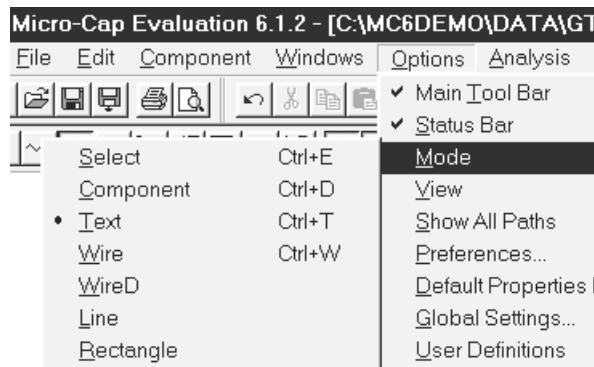
7). Засобами Model Editor (рис. В.7, а і б) здійснюється програмний зв'язок між створеним УГП та іменем макромоделі, макромодель заноситься до підрозділу Macros розділу Analog Primitives в меню Component. У відповідності до назв полюсів вихідного файлу проставляються імена полюсів у УГП, здійснюється форматування УГП.

8) При створенні схеми пристрою із використанням символічних макромоделей (рис.8) треба мати на увазі, що порядок запису її вхідних параметрів строго відповідає переліку, заданому оператором .parameters (див п.2 даної методики). На рис. В.9 представлено приклад запису параметрів макромоделі GTO.

10). При розповсюдженні нових макромоделей засобами Internet треба разом із файлами макромоделі копіювати файли mc6.gid і Standard.shp.

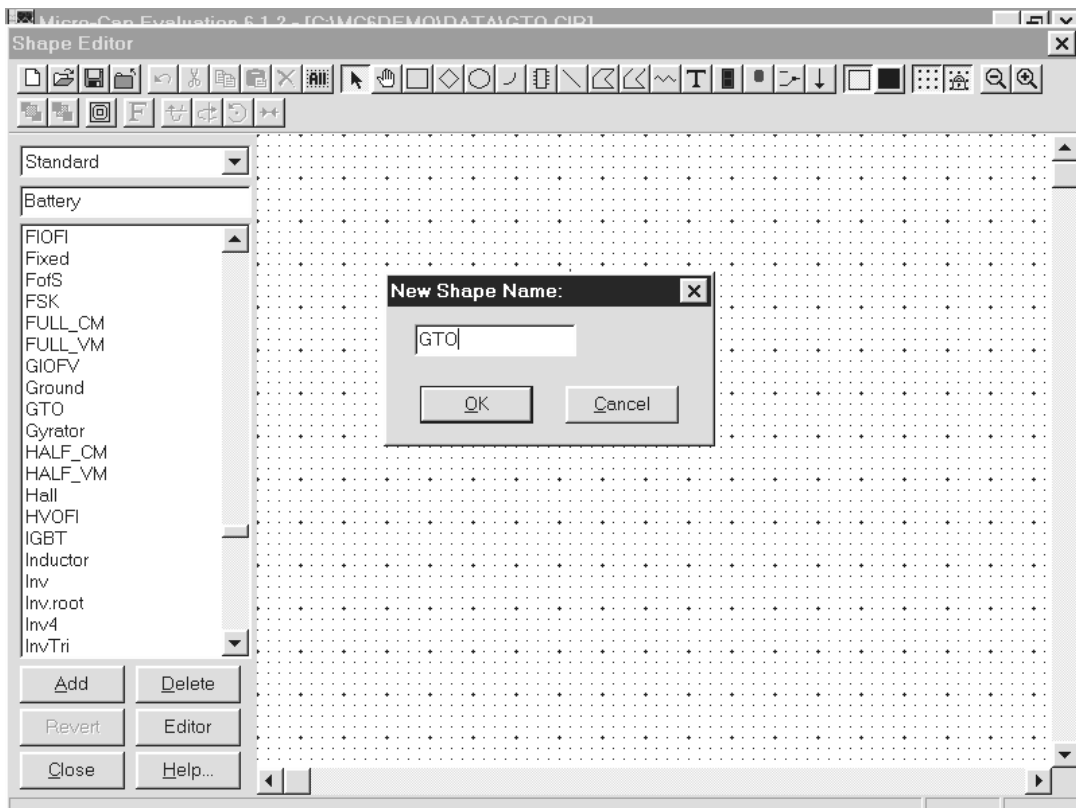


а

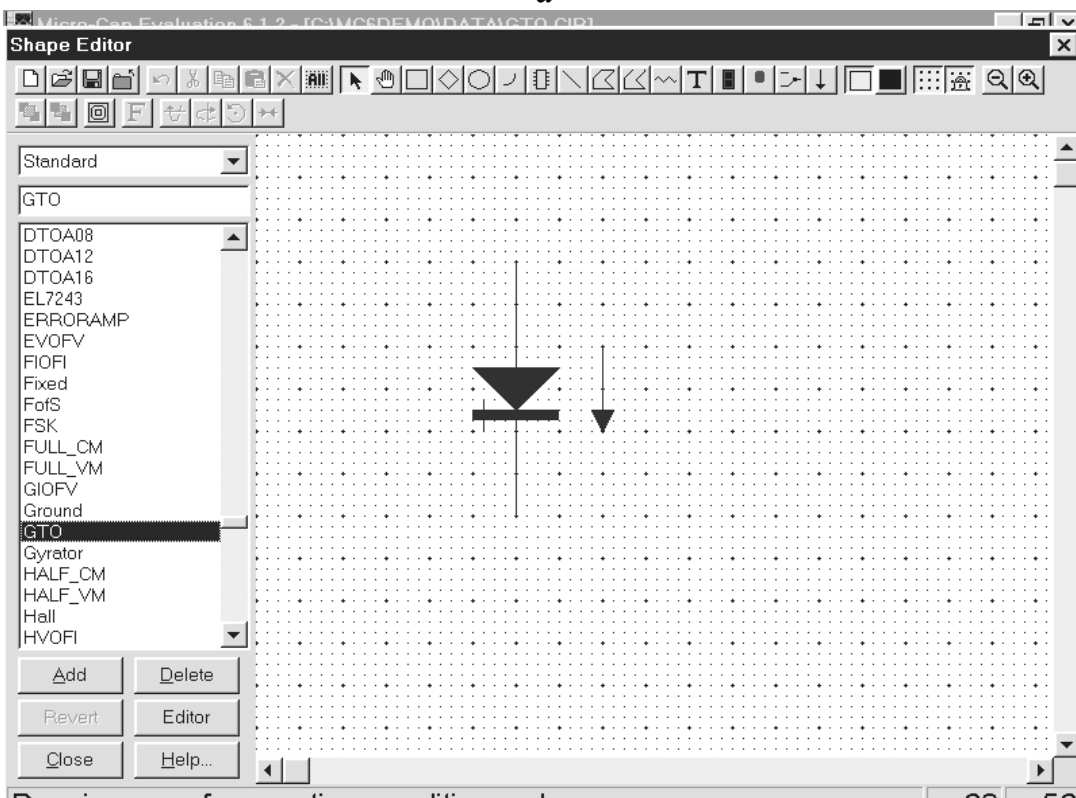


б

Рис. В.5. Обирання текстового режиму

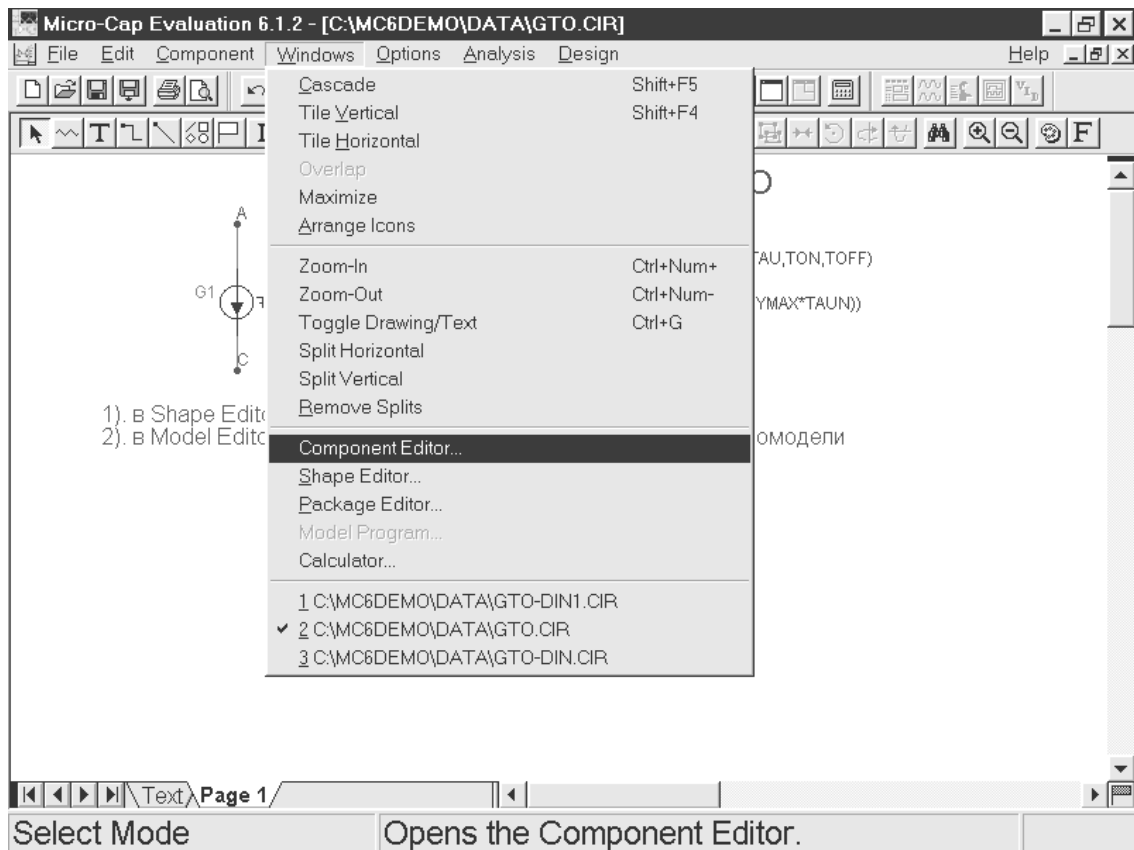


a

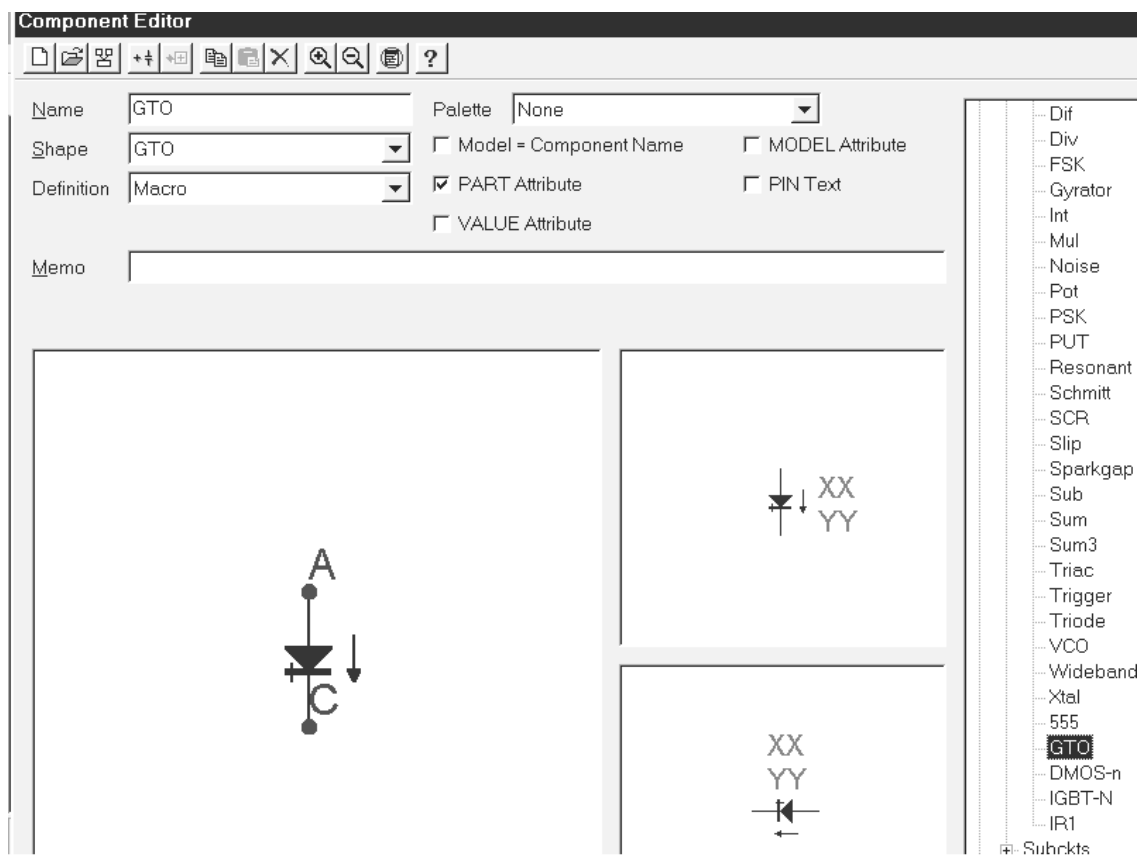


б

Рис. В.6. Створення в Shape Editor: а – нового імені УГП;
б – його графічного образу за допомогою панелі інструментів



a



б

Рис. В.7. Порядок: а – виклику Component Editor;
б – зв'язування УГП із іменем файла макромоделі

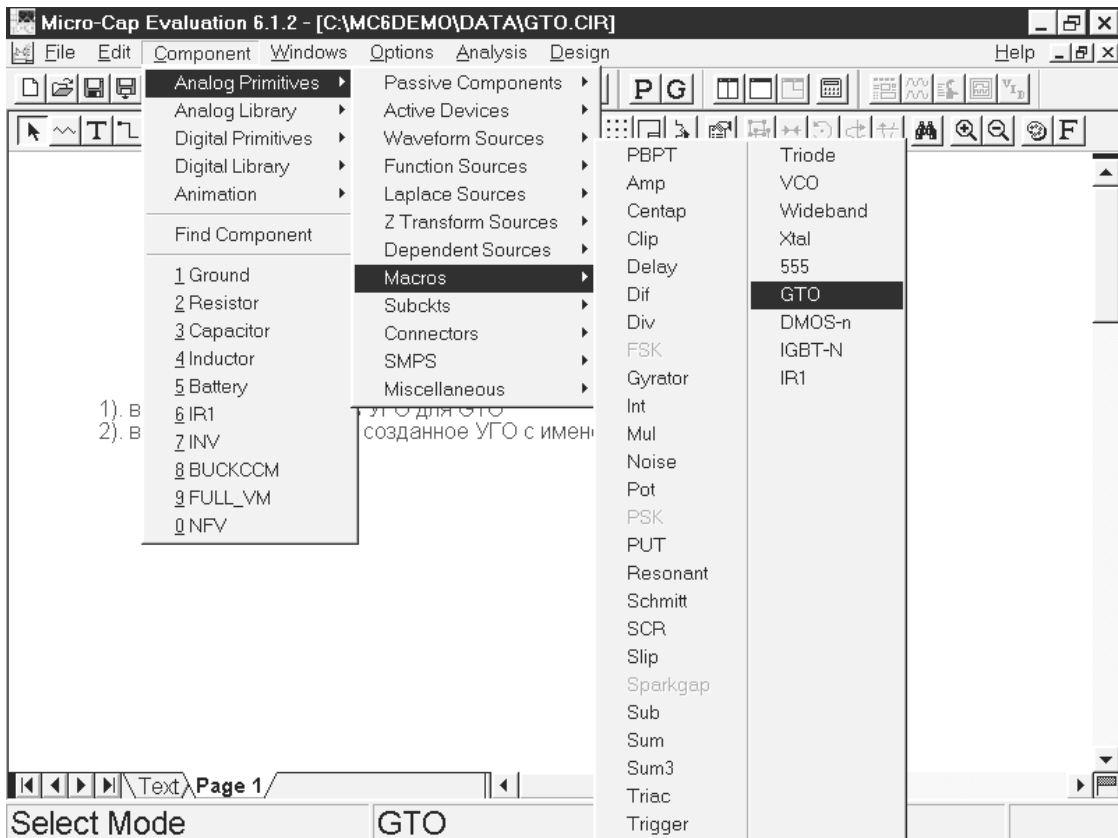


Рис. В.8. Порядок виклику макромоделі в редакторі схем

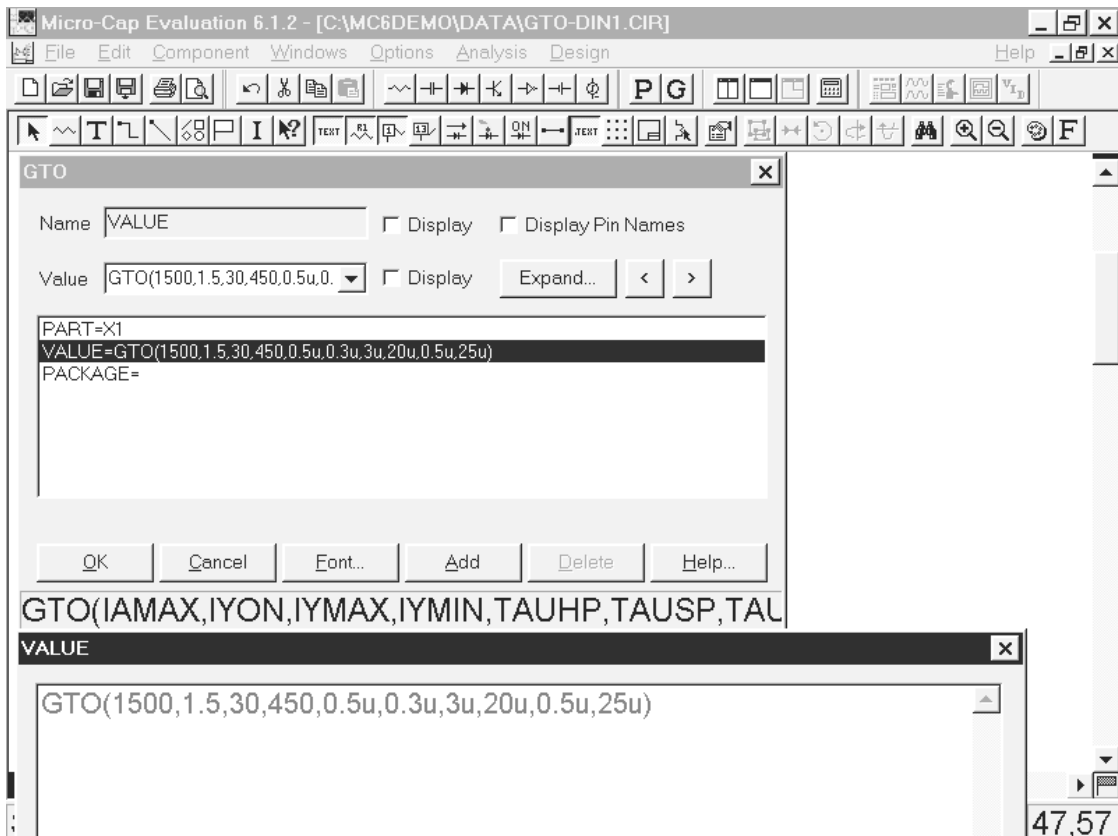
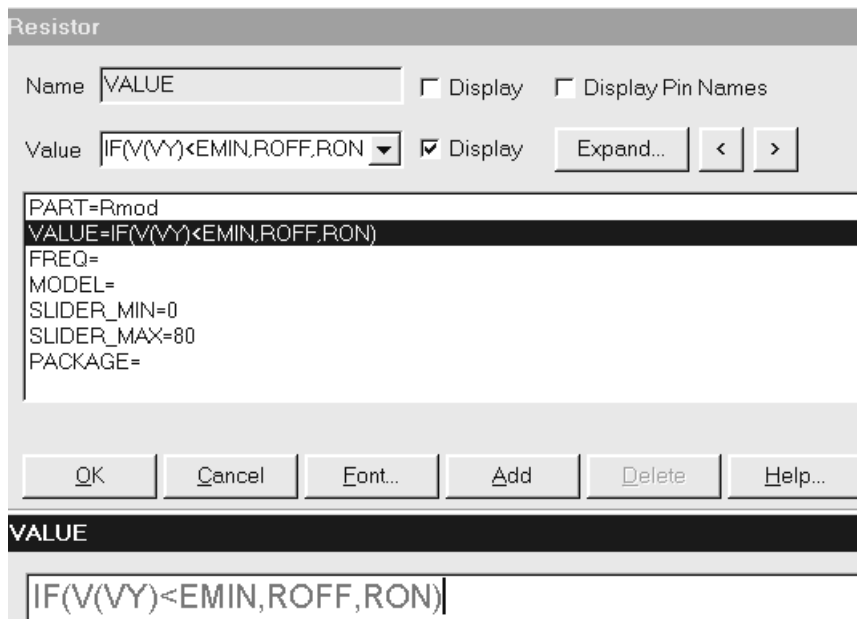
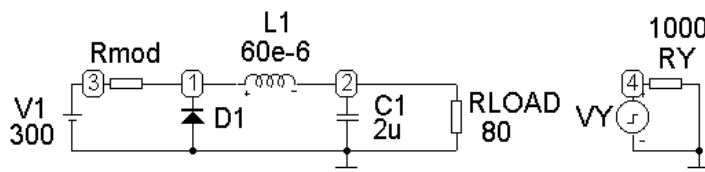


Рис. В.9. Приклад запису параметрів макромоделі GTO

В.2. Методика створення макромоделей пристроїв силової електроніки за допомогою опорів змінного номіналу.



Атрибути В-елементу в макромоделі IP



```
.define ROFF 1000
.define RON 1      IF(V(VY)<EMIN,ROFF,RON)
.define EMIN 0.1
```

Текстово-графічна макромодель IP в MC6

Spice3:

```
C:\MC6DEMO\DATA\BUCK-B.CIR
C1 0 2 2U
D1 0 1 D1N3889
L1 1 2 60E-6
RLOAD 2 0 80
RMOD 1 3 { IF (V(VY)<0.1,1000,1) }
RY 0 4 1000
V1 3 0 300
VY 4 0 PULSE (0 1 0 2e-009 2e-009 5.498e-006 1e-005)
.MODEL D1N3889 D (IS=80P N=1.26776 BV=500 RS=9.83009M TT=0.2U
CJO=140P VJ=1.09957 M=300M)
.LIB "C:\MC6DEMO\DATA\NOM.LIB"
.END
```

Для створення економічних макромоделей пристроїв силової електроніки рекомендується програмна реалізація традиційного методу розрахунку, при якому пристрій уявляється як резистор – В-елемент, опір якого змінюється в моменти комутації згідно алгоритму, описаного в його атрибутах; керування відбувається за часом або фазовою змінною.

Для програми MC6 за таким методом створено макромодель IP знижувального типу.

Опис макромоделі у форматі

Формат завдання алгоритму керування наступний:

1. Для керування опором створюється підсхема із незалежним джерелом (VY), яке імітує алгоритм перемикання, при чому часові параметри його моделі відповідають реальним, а напруга приймає значення логічного нуля та одиниці;

2. Для запобігання незбіжності метода Ньютона-Рафсона до підсхем необхідно під'єднувати землю, до підсхеми керування – опір із $R \geq 1 \text{кОм}$.

3. В атрибутах В-елемента VALUE (рис.а) для розрахунку динамічних і FREQ для розрахунку частотних (малосигнальних) характеристик записується логічний вираз, в якому параметр керування порівнюється із заданим межовим значенням (EMIN), після чого через кому задаються значення, яким буде дорівнювати опір при виконанні логічної умови (ROFF) та в протилежному випадку (RON).

4. Необхідні константи (EMIN, ROFF, RON) та проміжні обчислення описуються операторами .define поряд із образом схеми (рис.б) або у форматі В-елементу.

5. Якщо не можна знехтувати власною інерційністю приладу (пристрою), в форматі В-елементів слід записувати не константи, а аналітичні рівняння, отримані, наприклад методом керованого заряду, із визначеними власними постійними часу.

Традиційність використаного підходу із поєднанням останніх досягнень в математичному та програмному забезпеченні ECAD дозволяє:

1. швидко отримувати розрахункову макромодель засобами графічного редактору;

2. отримувати математичну модель схеми в мінімальній формі завдяки зменшенню кількості топологічних та спрощенню компонентних рівнянь, використанню реактивних елементів пристрою для демпфування В-елементів;

3. скоротити до мінімуму час машинного аналізу за рахунок зменшення жорсткості та лінеаризації системи рівнянь ММС;

4. завдяки універсальній формі В-елементів можна змінювати параметр керування та використовувати багатоваріантні методи при аналізі перехідних та частотних характеристик;

5. отримувати адекватні гібридні макромоделі для пристроїв будь-якого ступеню складності, аналогово-цифрових тощо.

ДОДАТОК Д

Акти впровадження