



Титульний лист

**МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОНИХ СХЕМ ЗА ДОПОМОГОЮ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ПАКЕТІВ**

## АНОТАЦІЯ

У дипломній роботі «Моделювання електронних схем за допомогою спеціалізованих пакетів» проведено порівняння пакетів схемотехнічного моделювання різних виробників та умов ліцензійного користування.

Розглянувши переваги і недоліки різних програм вибір зроблений на користь безкоштовного симулятора LTspice IV від корпорації Linear Technology.

Проведено моделювання електричних кіл і проаналізовані результати моделювання. На базі аналізу зроблено висновок про придатність даної системи у навчальному процесі.

Робота складається з вступу, трьох розділів, 9 підрозділів, заключної частини – висновків, 65 сторінок основного тексту, одного додатку, вміщує 19 першоджерел.

Апробація роботи була проведена на наукових студентських конференціях:

- Сікірницька О.С., Шугайло Ю.Б. Моделювання електронних схем за допомогою спеціалізованих пакетів / Доповідь на 77-й звітній студентській науковій конференції Одеського національного університету імені І.І. Мечникова присвяченій 156 – й річниці університету, 2021 рік.
- Сікірницька О.С., Шугайло Ю.Б. Моделювання електронних схем за допомогою спеціалізованих пакетів / Інформатика, інформаційні системи та технології: тези доповідей 18-ї всеукраїнської конференції студентів і молодих науковців. Одеса, 23 квітня 2021 р. – Одеса, 2021; – С 156-157.

## АННОТАЦІЯ

В дипломній роботі «Моделювання електронних схем з допомогою спеціалізованих пакетів» проведено порівняння пакетів схемотехнічного моделювання різних виробників і умов ліцензійного використання.

Розглянувши переваги і недоліки різних програм вибір зроблено на користь безкоштовного симулятора LTspice IV від корпорації Linear Technology.

Проведено моделювання електричних кіл і проаналізовані результати моделювання. На основі аналізу зроблено висновок про придатність даної системи в навчальному процесі.

Робота складається з вступу, трьох глав, 9 підрозділів, заключної частини - висновків, 65 сторінок основного тексту, одного додатку, містить 19 джерел.

Вісвітання роботи було проведено на наукових студентських конференціях:

- Сікірницька О.С., Шугайло Ю.Б. Моделювання електронних схем за допомогою спеціалізованих пакетів / Доповідь на 77-й звітній студентській науковій конференції Одеського національного університету імені І.І. Мечникова присвяченій 156 – й річниці університету, 2021 рік.
- Сікірницька О.С., Шугайло Ю.Б. Моделювання електронних схем за допомогою спеціалізованих пакетів / Інформатика, інформаційні системи та технології: тези доповідей 18-ї всеукраїнської конференції студентів і молодих науковців. Одеса, 23 квітня 2021 р. – Одеса, 2021; – С 156-157.

## ABSTRACT

In the thesis "Modeling of electronic circuits using specialized packages" a comparison of circuit modeling packages of different manufacturers and the conditions of licensed use.

After considering the advantages and disadvantages of various programs, the choice was made in favor of the free LTspice IV simulator from Linear Technology.

Modeling of electric circuits is carried out and modeling results are analyzed. Based on the analysis, a conclusion is made about the suitability of this system in the learning process.

The work consists of an introduction, three chapters, 9 divisions, the final part - conclusions, 65 pages of the main text, one application, contains 19 primary sources.

The approbation of the work was carried out at scientific student conferences:

- Сікірницька О.С., Шугайло Ю.Б. Моделювання електронних схем за допомогою спеціалізованих пакетів / Доповідь на 77-й звітній студентській науковій конференції Одеського національного університету імені І.І. Мечникова присвяченій 156 – й річниці університету, 2021 рік.
- Сікірницька О.С., Шугайло Ю.Б. Моделювання електронних схем за допомогою спеціалізованих пакетів / Інформатика, інформаційні системи та технології: тези доповідей 18-ї всеукраїнської конференції студентів і молодих науковців. Одеса, 23 квітня 2021 р. – Одеса, 2021; – С 156-157.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	6
ВСТУП .....	7
1 СПЕЦІАЛІЗОВАНІ ПАКЕТИ ПРИЗНАЧЕНІ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ.....	9
1.1 Комп'ютерні програми математичного моделювання і аналізу пристроїв силової електроніки .....	9
1.2 Автоматизоване моделювання електронних схем.....	12
1.3 Пакет Qucs .....	13
1.4 Пакет Electronics Workbench / NI Multisim Circuit Design .....	16
1.5 Пакет LTspice.....	18
2 МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ .....	20
2.1 Модель трансформатора.....	20
2.1.1 Ідеальний трансформатор .....	22
2.1.2 Реальний трансформатор.....	23
2.2 Модель імпульсного підвищуючого перетворювача .....	30
2.2.1 Основні елементи та класифікація імпульсних перетворювачів ....	30
2.2.2 Особливості функціонування імпульсного підвищуючого перетворювача .....	35
3 МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ У ПАКЕТІ LTSPICE ..	40
3.1 Моделювання трансформатора.....	40
3.1.1 Вплив опору навантаження на роботу трансформатора .....	46
3.1.2 Вплив опору обмотки на перехідний процес .....	50
3.2 Моделювання імпульсного підвищуючого перетворювача .....	52
3.2.1 Дослідження впливу величини резистора навантаження .....	54
3.2.2. Дослідження впливу коефіцієнта заповнення імпульсів опорного генератора .....	58
ВИСНОВОК.....	62
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	64
ДОДАТОК А.....	66

## ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

- gEDA - Electronic Design Automation - програмне забезпечення для проектування електронних пристроїв, (ліцензії GPL), префікс «g» означає відкритий проект розповсюджуваний під ліцензією GPL
- GNU - General Public License Універсальна суспільна або (загальнодоступна) ліцензія GNU, або Відкрита ліцензійна угода GNU - ліцензія на вільне програмне забезпечення
- GUI - Graphical user interface Графічний інтерфейс користувача
- PSpice - Personal Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis - програма симуляції аналогової й цифрової логіки, описаної мовою SPICE, яка призначена для персональних комп'ютерів (перша буква «P» у назві)
- RMS - Root Mean Square - Середньоквадратичне значення
- SMPS - Switching-Mode Power Supply - Імпульсний стабілізатор напруги (ключовий стабілізатор напруги, використовуються також назви імпульсний перетворювач, імпульсне джерело живлення)
- SPICE - Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis - симулятор електронних схем загального призначення з відкритим вихідним кодом.
- VERILOG - Verilog HDL (Verilog Hardware Description Language) - це мова опису апаратури, використовуваний для опису й моделювання електронних систем.
- VHDL - VHDL (VHSIC - Very high speed integrated circuits) Hardware Description Language) - базова мова опису апаратури інтегральних схем.
- ЕРС - Електрорушійна сила
- ККД - Коефіцієнт корисної дії
- МРС - Магніторушійна сила
- САПР - Computer-aided design (CAD) - Система автоматизованого проектування

## ВСТУП

Моделювання електронних схем використовує математичні моделі для відтворення поведінки реального електронного пристрою або схеми. Програмне забезпечення для моделювання дозволяє моделювати роботу схеми і є безцінним інструментом аналізу. Завдяки високоточної здатності моделювання багато користувачів (технічні коледжі, інститути та університети) використовують цей тип програмного забезпечення для навчання фахівців електротехніки, а також програм електронної інженерії. Цей вид навчання активно залучає учнів в процесі аналізу, синтезу та оцінки, що сприяє його високій ефективності в порівнянні з традиційним навчанням.

В даній дипломній роботі проведений огляд наявних на сьогоднішній день спектр відомих програмних засобів для моделювання електронних схем. Проаналізовані їх переваги та недоліки.

Але головним “недоліком” потужних систем моделювання таких як Multisim, P-Cad, Altium Designer та багато інших є те, що вони є комерційним продуктом. І все було б добре, але, ціна.

Тому акцент зроблений на тих продуктах які мають статус freeware – безкоштовна ліцензія. Такі серед програмних продуктів теж є. І вони мають якості що співставимі з можливостями флагманів схемотехнічної галузі.

Для дослідження вибраний безкоштовний (freeware) симулятор LTspice IV корпорації Linear Technology.

**Мета роботи:** проаналізувати роботу пакету LTspice IV та виявити придатність до застосування в навчальному процесі для навчання студентів по таким дисциплінам як: «Теорія електричних та магнітних кіл», «Комп’ютерна електроніка», «Комп’ютерна схемотехніка», та інші предмети викладання яких забезпечує кафедра Комп’ютерних систем та технологій.

**Об’єкт дослідження:** пакет схемотехнічного моделювання, безкоштовний (freeware) симулятор LTspice IV корпорації Linear Technology.

**Предмет дослідження:** пакет схемотехнічного моделювання LTspice IV. Використання для моделювання як аналогових так и цифрових задач. Легкість в опануванні прийомами робот в пакеті. Зручність користування.

**Основні задачі роботи:**

- Методом практичного моделювання класичних електротехнічних пристроїв та приладів функціональної електроніки виявити придатність пакету до застосування в навчальному процесі.
- Оцінити точність моделювання, як якість співпадіння теоретичних оцінок та практичних результатів.
- Виявити можливість та складність створення власних моделей компонентів для особистих завдань користувача. Можливість створення власних бібліотек користувача.
- Можливість налаштування компонентів як базових, так і створених розробником під нові виникаючі завдання.

# 1 СПЕЦІАЛІЗОВАНІ ПАКЕТИ ПРИЗНАЧЕНІ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ

## 1.1 Комп'ютерні програми математичного моделювання і аналізу пристроїв силової електроніки

На сьогоднішній день відомі методи розрахунку електричних кіл [1,2]. Ці методи, по суті, є введенням в методи дослідження пристроїв електроніки в тимчасовій, частотній (спектральній) областях. Знання цих методів на викладеному рівні досить для вивчення і аналізу базових схем пристроїв електроніки, що подаються, як правило, лінійними математичними моделями з постійними параметрами. При необхідності більш глибокого аналізу базових пристроїв електроніки, а також побудови більш складних схем виникає потреба досліджувати більш загальні математичні моделі пристроїв з урахуванням змінності параметрів, дискретності і в загальному випадку нелінійності моделі. Це диктує необхідність залучення методів комп'ютерного моделювання.

В даний час існують такі методи дослідження динамічних систем: аналітичні та чисельні, що виконуються за допомогою комп'ютерів.

За аналітичними методами визнані наступні області застосування:

- для знаходження точних аналітичних рішень, що дозволяють перевірити точність чисельного моделювання, що є наближеним за визначенням (через апроксимації);
- для швидкого отримання оціночного рішення по гладким складовим електромагнітних процесів, які потім використовуються в якості першого наближення з метою завдання початкових умов змінних при чисельному дослідженні на ЕОМ;
- для швидкого розуміння хоча б якісних властивостей досліджуваної системи, з'ясування характеру залежностей вихідних показників системи від її параметрів (пряма залежність, зворотна залежність).

У той же час стали очевидними і переваги моделювання динамічних систем на ЕОМ [2]:

- допустимість використання більш точних, а значить і більш складних, моделей досліджуваних систем, що дозволяють врахувати нелінійність, дискретність, нестационарність, розподіленість в просторі динамічних систем, а також так звані «паразитні» параметри елементів системи (витоку, індуктивності розсіювання, ємності конструкції і т.п.);
- можливість автоматизованої обробки всіх результатів дослідження з випуском готової технічної документації;
- зручність використання для навчальних цілей в зв'язку з наочністю, легкої варіативністю схеми і параметрів, оперативністю отримання результатів (майже в режимі реального часу), що і стало підставою для використання комп'ютерного моделювання у постановці циклу лабораторних робіт на комп'ютерних моделях базових схем електроніки у курсах «Основи комп'ютерної електроніки», «Комп'ютерної схемотехніки» та ін.

У порівнянні з фізичним макетуванням пристроїв електроніки комп'ютерне моделювання також має ряд переваг:

- менша вартість;
- можливість дослідження будь-яких «нештатних» режимів математичної моделі, небезпечних або недоступних для фізичного макета (перевантаження, збої, аварії, руйнування);
- можливість бачити ідеалізовані («чисті» від зовнішніх збурень) електромагнітні процеси без накладених перешкод від зовнішнього середовища і вимірювальних приладів;
- легкість проведення процедури оптимізації в зв'язку з простотою і безпекою варіювання параметрів системи.

У той же час ні аналітична, ні комп'ютерна моделі пристроїв електроніки не є абсолютно повними, а тому не абсолютно відповідають фізичному макету, і тільки перевірка результатів моделювання фізичним макетуванням вносить остаточний висновок про валідності

використовуваних моделей, а також збагачує досвідом практичної роботи з пристроєм.

Відомі програмні продукти, які можуть бути використані для дослідження пристроїв електроніки, розділені на два сімейства в залежності від виду математичної моделі [3,4,5,6,7,8]:

- моделі у вигляді системи диференціальних рівнянь для математичних програм Mathcad, Matlab, Matrix;
- моделі у вигляді схем заміщення (принципових схем, блок-схем) для програм моделювання Spice, Microcap, Electronics Workbench, Simulink.

Програми першого сімейства вимагають рутинної і непростой (не тільки для студентів) процедури складання системи диференціальних рівнянь. Будь-яка зміна схеми вимагає нового формування рівнянь. Тому ці програми доцільно використовувати для багаторазового розрахунку характеристик однієї і тієї ж фіксованої схеми пристрою електроніки. Але зате є великі можливості по обробці і оформленню результатів розрахунку.

Програми другого сімейства вимагають наявності принципової схеми або (і) функціональної блок-схеми досліджуваного пристрою. Більшість цих програм підтримує формат вхідного мови програми Spice, яка спочатку була розроблена для моделювання інтегральних електронних схем, а потім розвинена і для моделювання пристроїв електроніки. Програма має велику бібліотеку моделей реальних аналогових і цифрових компонентів, дозволяє виконувати різноманітний аналіз при варіюванні параметрів схеми, робити статистичний аналіз за методом Монте-Карло, дозволяє проводити дослідження в тимчасовій або частотній областях. Час розрахунку одного режиму може становити десятки секунд і більше.

Такі програми є власністю великих компаній розробників електроніки і коштують сотні і тисячі доларів, і більше. Але на світовому ринку програмних продуктів є програми розповсюджені по безкоштовній ліцензії (freeware). Такі програми особливо необхідні для навчальних цілей.

## 1.2 Автоматизоване моделювання електронних схем

Моделювання поведінки схеми перед її фактичною побудовою може значно підвищити ефективність проектування, відобразивши дефекти конструкції і забезпечивши розуміння її функціонування. Наприклад, для інтегральних схем оснащення з фотошаблонів є дорогою, макетні плати непрактичні, а зондування внутрішніх сигналів надзвичайно складне. Тому майже вся конструкція ІС в значній мірі залежить від моделювання. Найвідоміший симулятор аналогових схем - SPICE. Найвідомішими симулятори цифрових схем засновані на Verilog та VHDL.

Електронні симулятори містять в собі редактор схем, механізм моделювання та екранне відображення форми сигналу, що дозволяє швидко модифікувати схему яку моделюють і побачити, як ці зміни впливають на вихідні дані. Вони також зазвичай містять великі бібліотеки моделей і пристроїв з різноманітною ступінню деталізації моделюємих параметрів. Ці моделі зазвичай включають в себе специфічні для ІС моделі транзисторів, загальні компоненти, такі як резистори, конденсатори, індуктори і трансформатори, призначені для користувача моделі.

Конструкція друкованої плати також вимагає спеціальних моделей. Взагалі на ринку наявні спеціалізовані пакети для розробки, друкованих плат. В число виконуваних задач входить вибір числа шарів плати (2-х, 4-х, 6-шарів). Конструювання міжшарових з'єднань. Розміщення їх елементів з урахуванням габаритів компонентів.

Хоча існують строго аналогові симулятори електронних схем, популярні симулятори часто включають в себе як аналогові, так і подієвокеровані можливості цифрового моделювання і відомі як симулятори змішаного режиму. Це означає, що будь-яке моделювання може містити компоненти, які є аналоговими, цифровими або їх комбінацією. Весь аналіз змішаних сигналів може бути проведений за допомогою однієї інтегрованої схеми.

### 1.3 Пакет Qucs

Qucs (Quite Universal Circuit Simulator, в перекладі Майже універсальний симулятор електронних ланцюгів) - безкоштовна (freeware) програма, призначена для моделювання електронних ланцюгів, розповсюджується за ліцензією GPL. Дозволяє моделювати електронну апаратуру в режимі малого і великого сигналу, а також шумові характеристики. Інтерфейс - графічний (рис. 1.1). Цифрова апаратура моделюється з використанням VHDL і/або Verilog.

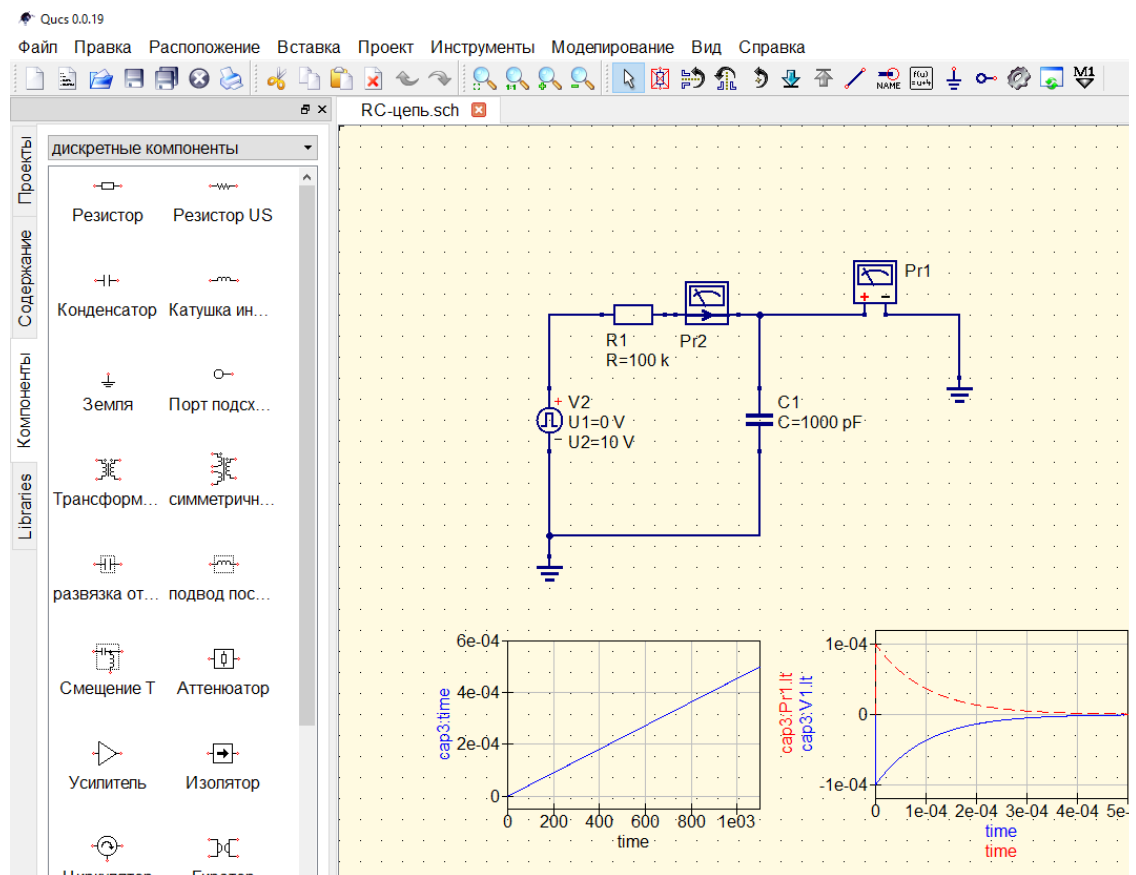


Рисунок 1.1 - Інтерфейс програми Qucs

Включає в себе велику бібліотеку моделей електронних компонентів яка постійно поповнюється, підтримує формати SPICE. Вигідно відрізняється

від інших симуляторів, таких як gEDA або PSpice, простотою роботи інтуїтивно зрозумілим призначенням для користувача інтерфейсом.

Види моделювання, підтримувані програмою включають:

- моделювання за постійним струмом;
- моделювання за змінним струмом;
- гармонійний баланс;
- цифрове моделювання;
- моделювання перехідних процесів;
- моделювання S-параметрів;
- розгортка по параметру;
- оптимізація.

Результати моделювання можуть бути представлені в діаграм різного типу:

- таблиці;
- графіки в декартових координатах;
- тривимірні діаграми в декартових координатах;
- діаграми в полярних координатах;
- кругові діаграми;
- діаграми Сміта;
- діаграми Сміта (провідності);
- змішані діаграми полярні / Сміта;
- тимчасові діаграми;
- таблиці істинності.

Qucs являє собою набір декількох автономних програм, що взаємодіють між собою через інтерфейс GUI. Який використовується для створення схем, настройки моделювання, відображення результатів, написання VHDL-коду та інших функцій.

Моделювання аналогових кіл виконує утиліта командного рядка, що викликається з основної програми з графічним інтерфейсом. Вона зчитує

опис схеми, перевіряє його на наявність помилок, виконує моделювання і формує вихідний набір даних.

Для перегляду опису схеми і повідомлень програми що моделюється, а також для редагування файлів деяких компонентів використовується текстовий редактор.

До складу пакету включені програми для синтезу фільтрів, також калькулятор для ліній передачі, що дозволяє розробляти і аналізувати різні типи передавальних ліній, включаючи мікрополоскові, коаксіальні та інші.

Бібліотека компонентів зберігає моделі великої кількості електрорадіоелементів (транзисторів, діодів, операційних підсилювачів) і може розширюватися користувачем.

Програма синтезу аттенюаторов дозволяє розробляти різні типи пасивних аттенюаторов.

Програма конверсії, що представляє собою утиліту командного рядка, використовується основною програмою для імпорту і експорту наборів даних, описів схем між Qucs і іншими системами автоматичного проектування.

Бібліотека компонентів містить об'єкти в наступних категоріях:

- дискретні компоненти (опору, індуктивності, ємності, підсилювачі, трансформатори ...);
- джерела (змінного / постійного струму / напруги, шуму, імпульсів, керовані джерела ...);
- вимірювальні прилади;
- передавальні лінії;
- нелінійні компоненти (діоди, транзистори, тиристори);
- цифрові компоненти;
- компоненти VERILOG;
- файлові компоненти (набори S-параметрів, опису схем SPICE);
- види моделювання;
- діаграми;

- малюнки.

## 1.4 Пакет Electronics Workbench / NI Multisim Circuit Design

NI Multisim (раніше MultiSIM) [7,8] - це електронна програма для проектування та моделювання схем (див. рис.1.2), яка є частиною пакету програм, куди входить також і NI Ultiboard [9]. Multisim - одна з небагатьох програм проектування електричних схем різної складності, що використовує оригінальне програмне моделювання на основі SPICE. Спочатку Multisim був створений компанією Electronics Workbench Group, яка зараз є підрозділом National Instruments.

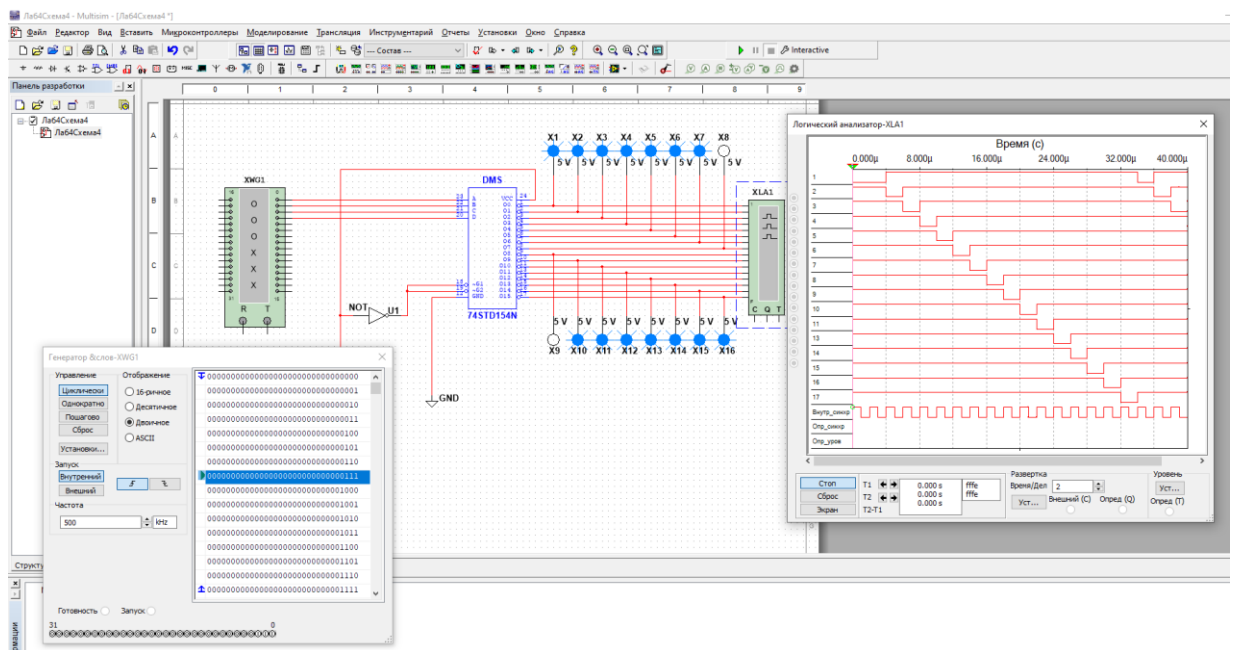


Рисунок 1.2 - Інтерфейс програми NI Multisim

Програма широко використовується в науковцями та промисловості для створення електронних схеми та моделювання їх поведінки за допомогою SPICE.

Спочатку пакет називався Electronics Workbench, був створений компанією під назвою Interactive Image Technologies. На той час він в основному використовувався для освіти в коледжах та університетах для навчання спеціальності техніка-електроніка та опанування програм з різних галузей електроніки.

У 1999 році Multisim було інтегровано з Ultiboard після злиття оригінальної компанії з Ultimate Technology, компанією, що займається розробкою друкованих плат.

У 2005 році компанія Interactive Image Technologies була придбана компанією National Instruments Electronics Workbench Group, а Multisim була перейменована в NI Multisim. National Instruments зберегла освітню спадщину завдяки спеціальній версії Multisim з функціями, розробленими для навчання студентів електроніки.

NI Ultiboard або раніше ULTiboard (див. рис.1.3) - це електронна

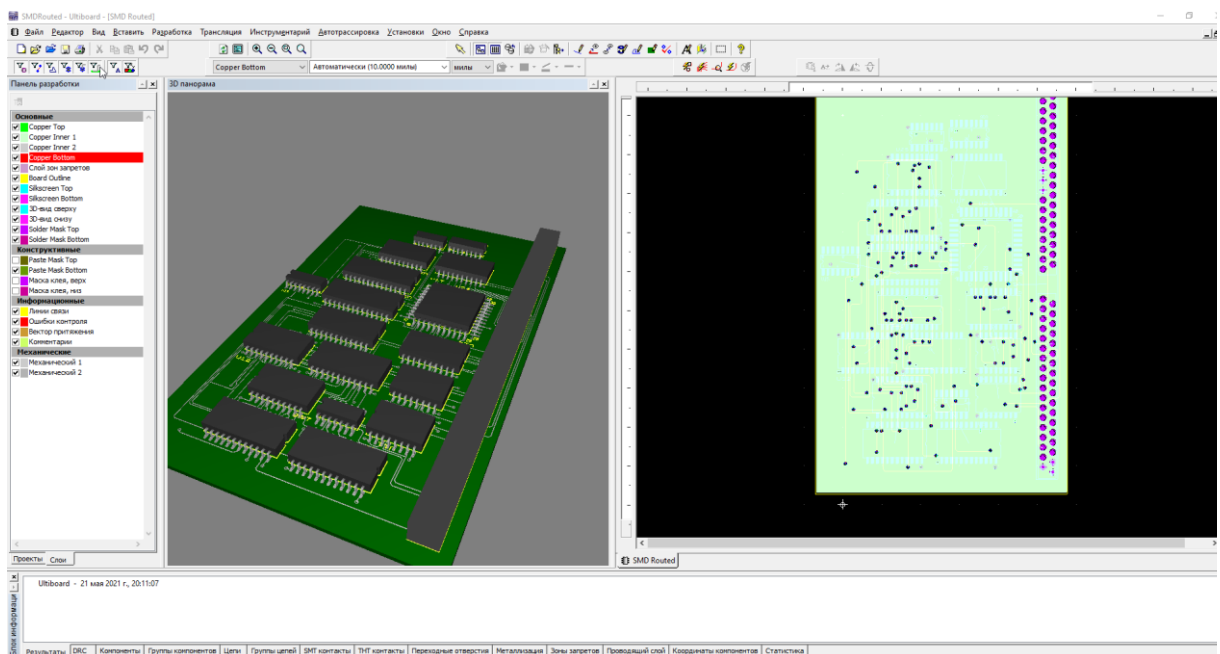


Рисунок 1.3 - Интерфейс програми NI Ultiboard

програма компонування друкованих плат, яка є частиною набору програм для проектування схем, поряд з NI Multisim.

Однією з його основних особливостей є перевірка правил проектування в реальному часі - функція, яка пропонувалась лише на дорогих робочих станціях у ті часи, коли вона була представлена. Спочатку ULTIboard була створена компанією під назвою Ultimate Technology (місто Наарден, Нідерланди), яка зараз є дочірньою компанією National Instruments. Ultiboard включає режим 3D-перегляду друкованої плати, а також інтегровані функції імпорту та експорту до програмного забезпечення Schematic Capture and Simulation у наборі Multisim.

### 1.5 Пакет LTspice

Зараз найбільшою популярністю користуються програми, що використовують SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) - алгоритм моделювання процесів, що протікають в електронних схемах.

Алгоритм SPICE, розроблений в кінці 70-х років в університеті Берклі, де-факто став стандартом для розроблюваних і вже експлуатованих в даний час комерційних систем схемотехнічного моделювання для персонального комп'ютера. До таких систем відносяться: HSPICE (фірма MetaSoftware), PSpice (Microsim), MicroCap (Spectrum Software), Circuit Maker (The Virtual Electronics Lab), Dr. Spice, ViewSpice (Deutsch Research) і ін.

Оскільки не всі можуть придбати комерційної системи схемотехнічного моделювання, звернемо увагу на прекрасний і безкоштовний симулятор LTspice IV (скорочено LTspice) від корпорації Linear Technology [10,11].

Програма може працювати під управлінням ОС Windows 98, 2000, NT 4.0, ME або XP. Крім цього, LTspice тестувався під Linux RedHat 8.0 з WINE версії 20030219. LTspice був спочатку заснований на движку SPICE 3F4 / 5, що є вільно доступною версією симулятора SPICE. З моменту свого

створення LTspice піддавався постійним змінам в порядку його поліпшення, усунення помилок і розширення можливостей.

Сучасна версія Ltspice являє собою якісний симулятор, що дозволяє моделювати аналогові, цифрові, а також змішані аналого-цифрові схеми.

При цьому LTspice демонструє пристойну швидкість моделювання і прекрасну сумісність з іншими стандартами SPICE, що дозволяє безпосередньо використовувати або легко адаптувати до нього оригінальні SPICE моделі різних виробників. Програма LTspice відрізняється дуже зрозумілим і дружнім інтерфейсом (див. рис.1.4), що дозволяє навіть

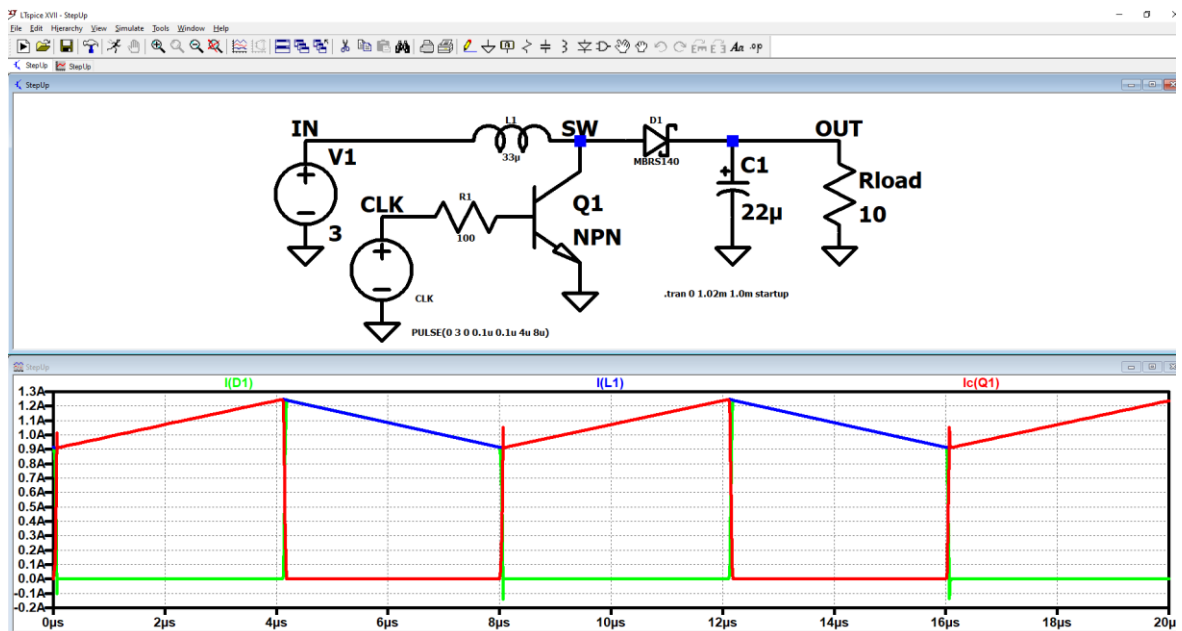


Рисунок 1.4 - Інтерфейс програми LTspice

новачкові дуже швидко навчитися працювати з нею. Нові схеми можуть розроблятися за допомогою вбудованого редактора схем.

Директиви і параметри симулятора поміщаються прямо на схемі з використанням стандартного SPICE синтаксису. Діаграми напруг і струмів в вузлах і гілках схеми можуть бути отримані простим натисканням лівої кнопки мишки по відповідній точці схеми.

## 2 МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

### 2.1 Модель трансформатора

Трансформатор (лат. transformare – перетворювати) - статичний електромагнітний пристрій [12], що має дві або більше індуктивно пов'язані обмотки на будь-якому магнітопроводі і призначений для перетворення за допомогою електромагнітної індукції однієї або декількох систем (напруг) змінного струму в одну або кілька інших систем (напруг), без зміни частоти (див. рис.2.1).

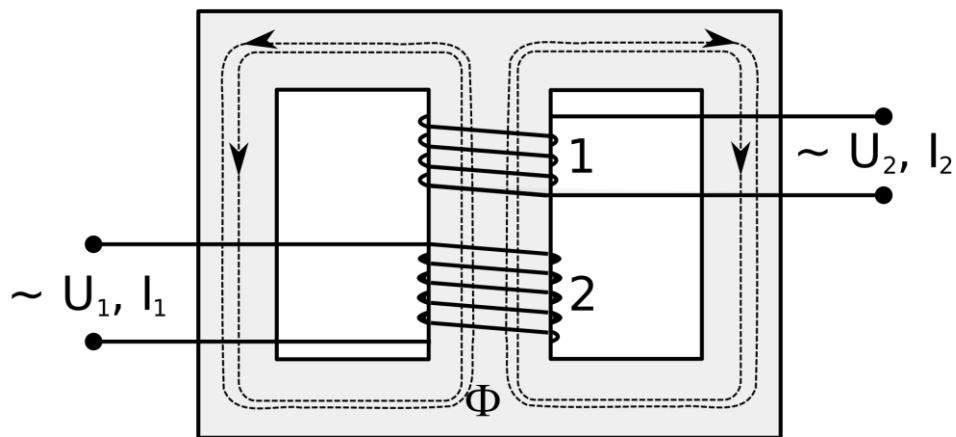


Рисунок 2.1 - Схематичне зображення трансформатора.

1 – первинна обмотка, 2 – вторинна обмотка,  $U_1, I_1$  – напруга і струм первинної обмотки,  $U_2, I_2$  – напруга і струм вторинної обмотки  $\Phi$  – магнітний потік сердечника

Трансформатор здійснює перетворення змінної напруги і/або гальванічну розв'язку в самих різних областях застосування - електроенергетиці, електроніці та радіотехніці.

Конструктивно трансформатор може складатися з однієї (автотрансформатор) або декількох ізольованих дротяних або стрічкових обмоток (катушок), які охоплюються загальним магнітним потоком, намотаних, як правило, на магнітопровід (сердечник) з феромагнітного магнітомягкого матеріалу.

В основі дії електричного трансформатора лежить явище електромагнітної індукції відкрите у 1831 англійським фізиком Майклом Фарадеєм.

В основі роботи трансформатора лежать два базових принципи:

- Електричний струм, що змінюється в часі створює магнітне поле що синхронно теж змінюється в часі (електромагнетизм).
- Зміна магнітного потоку, що проходить через обмотку і пронизує площину обмоток, створює ЕРС в цій обмотці (електромагнітна індукція).

На одну з обмоток, звану первинною обмоткою, подається напруга від зовнішнього джерела. Змінний струм що протікає по первинній обмотці створює змінний магнітний потік  $\Phi$  в магнітопроводі. В результаті електромагнітної індукції змінний магнітний потік в магнітопроводі створює у всіх обмотках, в тому числі і в первинній, ЕРС індукції, пропорційну першій похідній магнітного потоку.

У деяких трансформаторах, що працюють на високих або надвисоких частотах, сердечник може бути відсутнім.

Згідно закону Фарадея ЕРС ( $e_2$ ) на вторинній обмотці дорівнює:

$$e_2 = U_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.1)$$

де  $U_2$  – напруга на вторинній обмотці,

$N_2$  – кількість витків вторинної обмотки,

$\Phi$  – сумарний магнітний потік, через один виток обмотки.

Відповідно ЕРС ( $e_1$ ) на кінцях первинної обмотки:

$$e_1 = U_1 = -N_1 \frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.2)$$

де  $U_1$  – напруга (миттєва) на первинній обмотці,

$N_1$  – кількість витків первинної обмотки,

Поділив рівняння 2.1 на 2.2 отримаємо співвідношення:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}. \quad (2.3)$$

### 2.1.1 Ідеальний трансформатор

Ідеальний трансформатор - трансформатор, у якого відсутні втрати енергії на гістерезис, вихрові струми і паразитні потоки розсіювання обмоток. В ідеальному трансформаторі всі силові лінії проходять через всі витки обох обмоток, і, оскільки змінюється магнітне поле породжує одну і ту ж ЕРС в кожному витку, сумарна ЕРС, індукована в обмотці, пропорційна повного числа її витків. Такий трансформатор всю енергію, що надходить з первинного кола трансформує в магнітне поле і потім без втрат перетворює в енергію кола вторинної обмотки. В цьому випадку енергія що надходить дорівнює перетвореної енергії:

$$P_1 = I_1 U_1 = P_2 = I_2 U_2, \quad (2.4)$$

де  $P_1$  - миттєве значення потужності що надходить в трансформатор, яка виникає в первинному колі,

$P_2$  - миттєве значення перетвореної трансформатором потужності, що надходить у вторинне коло.

Об'єднавши рівняння (2.4) з відношенням напружень на кінцях обмоток (2.3), отримаємо рівняння ідеального трансформатора:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{I_1}{I_2} = n, \quad (2.5)$$

де  $n$  - коефіцієнт трансформації.

З рівняння ідеального трансформатора (2.5) видно що, при збільшенні напруги на кінцях вторинної обмотки  $U_2$ , зменшується струм у колі вторинної обмотки  $I_2$ .

Формально ідеальний трансформатор описується за допомогою моделі чотирьох полюсника. Згідно якій ідеальний трансформатор - це пасивний чотирьох полюсник, що описує формально модель трансформатора без урахування струму холостого ходу і впливу процесів у феромагнітному сердечнику. Математично це визначається системою рівнянь, яка виглядає в Н-формі:

$$\begin{cases} U_1 = h_{12}U_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 \end{cases}, \quad (2.6)$$

де  $U_1$   $I_1$  та  $U_2$   $I_2$  напруга та струм у колах первинної та вторинної обмоток відповідно, значення  $h$  - параметрів дорівнює  $h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0}$  та  $h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0}$ .

### 2.1.2 Реальний трансформатор

У моделі ідеального трансформатора для спрощення не враховуються деякі явища, які спостерігаються на практиці і якими не завжди можна знехтувати:

**Наявність ненульового струму холостого ходу.** У загальному випадку для магнітоелектричної системи, якою і є реальний трансформатор,

циркуляція вектора напруженості магнітного поля по контуру  $L$  дорівнює повному струму, що знаходиться всередині контуру.

Математично опис цього явища проводиться за допомогою рівняння повного струму. В системі СІ воно матиме такий вигляд:

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = \int \vec{j} d\vec{s} + \frac{\partial}{\partial t} \int \vec{D} d\vec{s}, \quad (2.7)$$

де  $\vec{H}$  – вектор напруженості магнітного поля, [А/м],

$d\vec{l}$  – елементарний відрізок контуру інтегрування (векторна величина), [м],

$\int \vec{j} d\vec{s}$  – сумарний струм, що охоплюється контуром інтегрування,

$\frac{\partial}{\partial t} \int \vec{D} d\vec{s}$  – струми перехідних процесів, що виникають в трансформаторі.

Для двообмоткового трансформатора, що працює під навантаженням, закон повного струму можна спрощено записати як:

$$H \cdot L = I_1 \cdot W_1 + I_2 \cdot W_2,$$

де  $H$  – напруженість магнітного поля в магнітопроводі (вважається постійною),

$L$  – довжина середньої лінії магнітопроводу,

$I_1 \cdot W_1$  – магніторушійна сила (МРС) первинної обмотки,

$I_2 \cdot W_2$  – МРС вторинної обмотки,

$I_1, I_2$  – струми що протікають по відповідних обмотках,

$W_1, W_2$  – кількість витків у відповідних обмотках.

Для холостого ходу, тобто при  $I_2=0$  отримуємо  $H \cdot L = I_1 \cdot W_1$ , звідки  $I_{xx} = \frac{H \cdot L}{W_1}$  і тоді з виразу  $I_{xx} = I_1 + \frac{I_2 \cdot W_2}{W_1}$  при  $I_{xx}=0$  одержимо співвідношення для ідеального трансформатора струму:  $\frac{I_1}{I_2} = -\frac{W_2}{W_1}$ .

В деяких випадках урахування струму холостого ходу обов'язкове:

- Включення трансформатора під напругу. При цьому на первинній обмотці трансформатора будуть спостерігатися короточасні сплески струму, досягаючи величини (в піку) в кілька разів більше номінального первинного струму. Висота піків залежить від навантаження, моменту включення (найбільша величина при включенні ненавантаженого трансформатора, в момент, коли миттєве значення напруги дорівнює нулю), потужності, конструкційних параметрів трансформатора. Явище сплесків первинного струму враховується при розрахунку струмових захистів трансформатора.
- Наявність струму холостого ходу призводить до того, що струми в первинній і вторинній обмотках не здвинуті один щодо одного на  $180^\circ$ . Різниця між дійсним та ідеальним кутами взаємного зсуву називається «кутом похибки»  $\delta$ . Крім того, співвідношення струмів по модулю не становитиме  $\frac{W_2}{W_1}$ . Різниця між дійсним співвідношенням струмів і ідеальним називається «похибкою за величиною». Похибки по куту і величині враховуються у вигляді нормування за класами точності при виготовленні трансформаторів струму (особливо в ланцюгах обліку електроенергії). Для трансформаторів струму, призначених для захисту, вводиться величина загальної похибки (розраховується як різниця між векторами первинного і вторинного струму), що враховує похибки як за величиною, так і за кутом - для правильного дії захисту повинна бути не більше 10% (при максимально можливому струмі короткого замикання).

#### **Наявність міжобмоточної, міжшарової і міжвиткової ємностей.**

Наявність провідників, розділених діелектриком, призводить до виникнення паразитних ємностей між обмотками, шарами і витками. Моделювання цього явища проводиться введенням т.н. поздовжніх і поперечних ємностей. До поперечних відносять міжшарові і міжобмоточні ємності. До поздовжніх - міжвиткові і міжкотушкові. Через паразитні ємності можуть з первинної у

вторинну обмотку проникати високочастотні перешкоди, що небажано для деяких застосувань трансформатора (усувається заземлюючим екраном). Дані еквівалентні ємності тільки в першому наближенні можна вважати зосередженими; в дійсності ці величини є розподіленими. Розподіленими є й індуктивності розсіювання. У нормальному режимі експлуатації напруга рівномірно розподіляється по обмоткам, лінійно змінюючись по виткам і шарам (для заземлених обмоток - від фазного значення до нуля). При різних перехідних процесах, пов'язаних з різкою зміною напруги на обмотці, починаються хвильові процеси, обумовлені розподіленими ємностями. Особливо яскраво це проявляється при грозових і комутаційних перенапруженнях з дуже крутим (порядку декількох мікросекунд для грозових імпульсів і кілька десятків мікросекунд для комутаційних імпульсів) переднім фронтом, такі перешкоди мають спектр з високочастотними гармоніками великої амплітуди. При цьому розподіл напруги в початковий момент часу по обмоткам стає вкрай нерівномірним і велика частина напруги падає на витках і шарах, розташованих ближче до фазних виводів, ці частини обмотки наражаються на найбільшу небезпеку пробоя, що має враховуватися в конструкції трансформаторів (в основному силових високовольтних). Крім того, наявність розподілених (поздовжніх і поперечних) ємностей і індуктивностей призводить до створення в трансформаторі паразитних коливальних контурів і при імпульсах напруги, проникаючих в обмотку трансформатора, відбувається високочастотний загасаючий коливальний процес (в початковий період напруга буде прикладатися до початкових витків обмотки, потім розподіл на обмотці змінюється на протилежне і велика частина вже прикладається до кінцевих витків і т. д.). Даний ефект повинен також враховуватися для деяких конструкцій трансформаторів.

Крім того, реактивні параметри обмоток, а також частотні властивості сердечника реального трансформатора визначають діапазон його робочих частот, в якому коефіцієнт трансформації, фазовий зсув і форма вихідної

напруги мало залежать від частоти (важливо для розділяючих і узгоджувальних трансформаторів в сигнальних ланцюгах).

**Наявність нелінійної кривої намагнічування.** У більшості трансформаторів застосовуються феромагнітні сердечники для більшого значення ЕРС, що індуктується у вторинних обмотках. Ферромагнетика мають вкрай нелінійну характеристику намагнічування з насиченням і неоднозначністю (гістерезисом), якій обумовлюється характер напружень і струмів в трансформаторі: при глибокому насиченні трансформатора первинний струм різко зростає, його форма стає несинусоїдною, в ньому з'являються складові третьої гармоніки. Нелінійна індуктивність (пов'язана з наявністю нелінійної кривої намагнічування) в поєднанні з зовнішньої ємнісний навантаженням (трансформатор і ємність мережі) можуть створити ферорезонансний режим з небезпекою виходу з ладу трансформатора (особливо до цього чутливі трансформатори напруги). Гістерезис обумовлює додаткові втрати в сердечнику і залишкову намагніченість. Втрати на нагрівання в середовищі обумовлюються ефектом вихрових струмів, для зменшення яких доводиться виробляти магнітопроводи, що складаються з пластин і використовувати ферромагнетика з високим питомим опором (кремніста трансформаторна сталь, ферити).

**Режим холостого ходу.** Даний режим характеризується тим, що розімкнутої вторинної ланцюгом трансформатора, внаслідок чого струм в ній не тече. В первинній обмотці протікає струм холостого ходу  $I_{xx}$ , головною складовою якого є реактивний струм намагнічування. За допомогою холостого ходу можна визначити ККД трансформатора, коефіцієнт трансформації, а також втрати в сердечнику.

У випадку коли величина вторинного струму дорівнює нулю (режим холостого ходу), ЕРС індукції в первинній обмотці практично повністю компенсує напругу джерела живлення, тому струм, що протікає через первинну обмотку, дорівнює змінному струму намагнічування, навантажувальні струми відсутні. Для трансформатора з сердечником з

магнітомягкого матеріалу (феромагнітного матеріалу, трансформаторної сталі) струм холостого ходу характеризує величину втрат в матеріалі сердечника (на вихрові струми і на гістерезис) і реактивну потужність перемагнічування магнітопроводу. Потужність втрат можна обчислити, помноживши активну складову струму холостого ходу на напругу, що подається на трансформатор.

Для трансформатора без феромагнітного сердечника втрати на перемагнічування відсутні, а струм холостого ходу визначається опором індуктивності первинної обмотки, яка пропорційна частоті змінного струму і величиною індуктивності.

Даний режим використовується в вимірювальних трансформаторах напруги.

**Режим навантаження.** Цей режим характеризується роботою трансформатора з підключеним джерелом в первинній, і навантаженням у вторинному ланцюзі трансформатора. У вторинній обмотці протікає струм навантаження, а в первинній - струм, який можна представити як суму струму навантаження (перерахованого зі співвідношення числа витків обмоток і вторинного струму) і струм холостого ходу. Даний режим є основним робочим для трансформатора.

При підключенні навантаження до вторинної обмотки у вторинній ланцюга виникає струм навантаження, що створює магнітний потік в магнітопроводі, спрямований протилежно магнітному потоку, створюваному первинною обмоткою. В результаті в первинному ланцюзі порушується рівність ЕРС індукції і ЕРС джерела живлення, що призводить до збільшення струму в первинній обмотці до тих пір, поки магнітний потік не досягне практично колишнього значення.

Схематично, процес перетворення можна зобразити таким чином:

$$U_1 \rightarrow I_1 \rightarrow I_1 \cdot N_1 \rightarrow \Phi \cdot \varepsilon_2 \rightarrow I_2.$$

Миттєвий магнітний потік в магнітопроводі трансформатора визначається інтегралом за часом від миттєвого значення ЕРС в первинній обмотці і в разі синусоїдального напруги зміщеної по фазі на  $90^\circ$  по відношенню до ЕРС. Наведена у вторинних обмотках ЕРС пропорційна першій похідній від магнітного потоку і для будь-якої форми струму збігається за фазою і формі з ЕРС в первинній обмотці.

**Режим короткого замикання.** Цей режим виходить в результаті замикання вторинної ланцюга накоротко. Це різновид режиму навантаження, при якому опір вторинної обмотки є єдиним навантаженням. За допомогою дослідження короткого замикання можна визначити втрати на нагрів обмоток в ланцюзі трансформатора. Це явище враховується в схемі заміщення реального трансформатора за допомогою активного опору.

У режимі короткого замикання, на первинну обмотку трансформатора подається змінна напруга невеликої величини, виводи вторинної обмотки з'єднують накоротко. Величину напруги на вході встановлюють таку, щоб струм короткого замикання дорівнював номінальному (розрахунковому) струму трансформатора. В таких умовах величина напруги короткого замикання характеризує втрати в обмотках трансформатора, втрати на омичному опорі. Напруга короткого замикання (визначається в% від номінальної напруги), отримане за допомогою методом короткого замикання є одним з важливих параметрів трансформатора. Потужність втрат можна обчислити, помноживши напруга короткого замикання  $U_{к.з.}$  на струм короткого замикання  $I_{к.з.}$ .

Даний режим широко використовується в вимірювальних трансформаторах струму.

У режимі **однотактного зворотньоходового перетворювача** первинна обмотка трансформатора використовується в якості котушки індуктивності для накопичення енергії на першому такті (прямому ході) перетворення, що відрізняє цей режим від режиму холостого ходу. При підключенні первинної обмотки через електронний ключ до джерела постійної напруги, струм через

первинну обмотку приблизно лінійно зростає, і трансформатор накопичує енергію в магнітному полі. На цьому такті струму через вторинну обмотку не протікає, так як послідовно з навантаженням обмотки включений діод. Після досягнення деякого значення струму в первинній обмотці, первинна обмотка електронним ключем відключається від джерела напруги, струм через неї припиняється і на вторинній обмотці виникає імпульс ЕРС самоіндукції з протилежного полярністю, діод відкривається, і струм вторинної обмотки подається на навантаження, віддаючи накопичену в магнітному полі сердечника трансформатора енергію. Далі описаний процес періодично повторюється. Переваги застосування трансформатора в цій схемі в порівнянні з котушкою індуктивності: є гальванічна розв'язка первинної та вторинної кіл обмоток, можлива проста трансформація струму при різних кількостях витків первинної і вторинної обмоток, і застосування різного перетину провідників обмоток.

## 2.2 Модель імпульсного підвищуючого перетворювача

### 2.2.1 Основні елементи та класифікація імпульсних перетворювачів

Блок живлення є найважливішим компонентом кожної електричної або електронної системи [13-17].

Основна функція цього пристрою - зміна електричного струму від джерела до точної напруги, частоти та струму для подачі навантаження, але його також характеризують наступні задачі:

- Передача електричної потужності з мінімумом втрат;
- Формування частоти відмінною від частоти струму джерела;
- Зміна величини напруги;
- Стабілізація. Блок живлення повинен на виході видавати стабільний струм і напругу. Ці параметри не повинні перевищувати або бути нижче певної межі;

- Захист від короткого замикання та інших несправностей в джерелі живлення, які можуть привести до проблем із виробом, яке забезпечує блок живлення;
- Гальванічна розв'язка. Метод захисту від протікання вирівнюють і інших струмів. Такі струми можуть приводити до поломок обладнання та вражати людей.

Іноді джерела живлення називають перетворювачами електроенергії. Схеми блоку живлення класифікуються на різні типи залежно від потужності, яку вони використовують для забезпечення кіл або пристроїв.

В експлуатації поширені два типа блоків живлення:

- лінійні (трансформаторні) блоки живлення;
- імпульсні блоки живлення.

Імпульсний блок живлення (SMPS) – це тип регульованого блоку живлення, який використовує регулятор комутації високої частоти для перетворення блоку живлення, а також ефективно регулює вихід. Регулювальний елемент (ключ) працює в імпульсному режимі, тобто регулюючий елемент періодично відкривається і закривається.

Енергія первинного джерела живлення передається через регулюючий елемент певними порціями, заданими контуром регулювання так, щоб стабільним було середнє значення вихідної напруги. Згладжування пульсацій вихідної напруги відбувається завдяки наявності елемента (або поєднання елементів), здатного накопичувати електричну енергію і віддавати її в навантаження.

Імпульсний стабілізатор напруги в порівнянні з лінійним стабілізатором має менші втрати енергії на нагрів регулюючого елемента, що підвищує ККД стабілізатора і дозволяє застосовувати регулюючий елемент меншої потужності, а радіатор менших розмірів і маси.

За схемою силової частини імпульсні стабілізатори ділять зазвичай на три основних типи: ті що понижуючі, що підвищують і ті що інвертують.

У наведених нижче схемах в якості ключа  $S$  можуть використовуватися польовий транзистор, біполярний транзистор або тиристор, ланцюг управління ключем для простоти не відображено. Відношення часу замкнутого стану ключа до суми тривалостей замкнутого і розімкнутого станів називають коефіцієнтом заповнення (або робочим циклом - англ. **Duty cycle**).

**Перетворювач з пониженням напруги.** В англійській літературі - **buck converter (step-down converter)**. Структурна схема зображена на рис.2.2. Якщо ключ  $S$  замкнений, то діод  $D$  закритий, і через дросель  $L$  тече наростаючий струм від джерела.

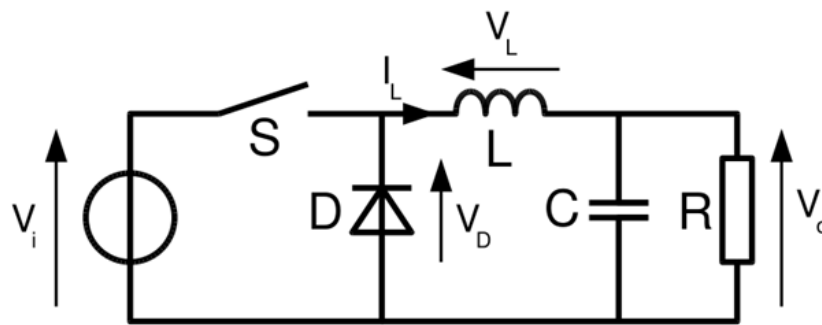


Рисунок 2.2 - Перетворювач з пониженням напруги. В англійській літературі - buck converter (step-down converter)

Коли ключ розмикається, ток дроселя, який не може змінитися миттєво, починає протікати через діод  $D$ , при цьому величина струму зменшується.

При достатній індуктивності струм дроселя не встигає зменшитися до нуля до початку наступного циклу (режим нерозривних струмів) і має пульсуючий характер.

Тому навіть при відсутності конденсатора  $C$  напруга на навантаженні  $R$  буде мати такий же характер з пульсаціями, розмах яких тим менше, чим більше індуктивність дроселя.

Однак, на практиці збільшення індуктивності пов'язано зі збільшенням габаритів, маси і вартості дроселя і втрат потужності в ньому, тому використання конденсатора для зменшення пульсацій більш ефективно.

**Перетворювач з підвищенням напруги.** В англійській літературі - **boost converter (step-up converter)**. Структурна схема зображена на рис. 2.3.

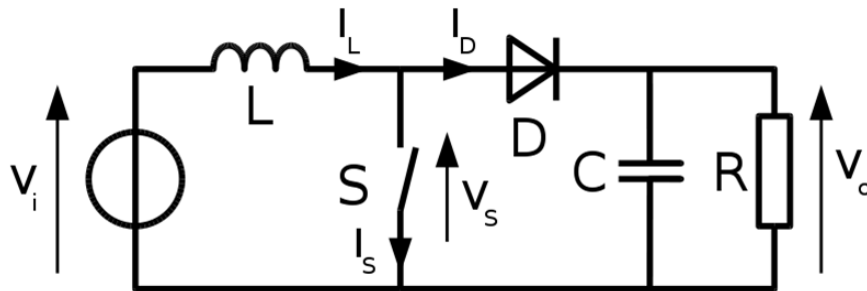


Рисунок 2.3 - Перетворювач з підвищенням напруги в англійській літературі - boost converter (step-up converter)

Якщо ключ  $S$  замкнений, то діод  $D$  закритий, і через дросель  $L$  тече лінійно наростаючий струм від джерела. Коли ключ розмикається, ток дроселя, який не може змінитися миттєво, починає протікати через діод  $D$  і конденсатор  $C$  (заряджаючи його). До початку наступного циклу практично лінійно спадаючий струм через конденсатор може зменшитися до нуля, однак прикладена до навантаження  $R$  напруга конденсатора майже постійно - амплітуда пульсацій тим менше, чим більше ємність конденсатора.

На відміну від попередньої схеми, тут дросель не є елементом фільтра. Напруга на навантаженні завжди більше напруги джерела.

**Перетворювач що інвертує.** В англomовній літературі – **buck-boost converter** (тобто «знижуюче-підвищувачий перетворювач»). Структурна схема зображена на рис.2.4.

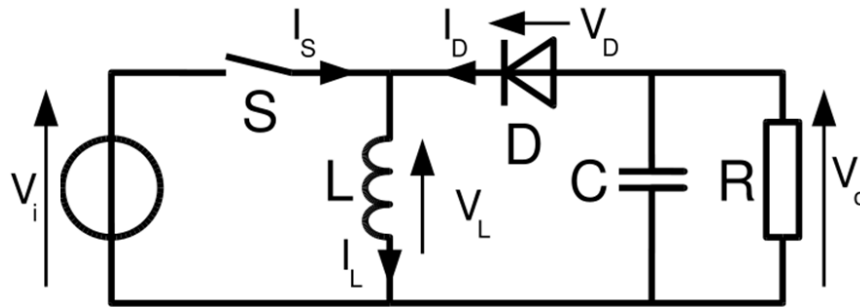


Рисунок 2.4 - Перетворювач що інвертує. В англomовній літературі - buck-boost converter

Основна відмінність від попередньої схеми полягає в тому, що ланцюг D, R, C підключено паралельно дроселю, а не ключу. Принцип роботи схеми схожий. Якщо ключ S замкнутий, то діод D закритий, і через дросель L тече лінійно наростаючий струм від джерела. Коли ключ розмикається, ток дроселя, який не може змінитися миттєво, починає протікати через конденсатор C (заряджаючи його) і діод D. До початку наступного циклу практично лінійно спадаючий струм через конденсатор може зменшитися до нуля, однак прикладена до навантаження R напруга конденсатора майже постійна - амплітуда пульсацій тим менше, чим більше ємність конденсатора (дросель не є елементом фільтра). Напруга на навантаженні може бути як більше, так і менше напруги джерела.

## 2.2.2 Особливості функціонування імпульсного підвищуючого перетворювача

Для моделювання оберем схему імпульсного підвищуючого перетворювача (step-up converter) структурна схема якого наведена на рис.2.3 [10,11,18]. Для моделювання виберемо пакет схемотехнічного моделювання Ltspice. Схема в форматі пакету зображена на рис.2.5.

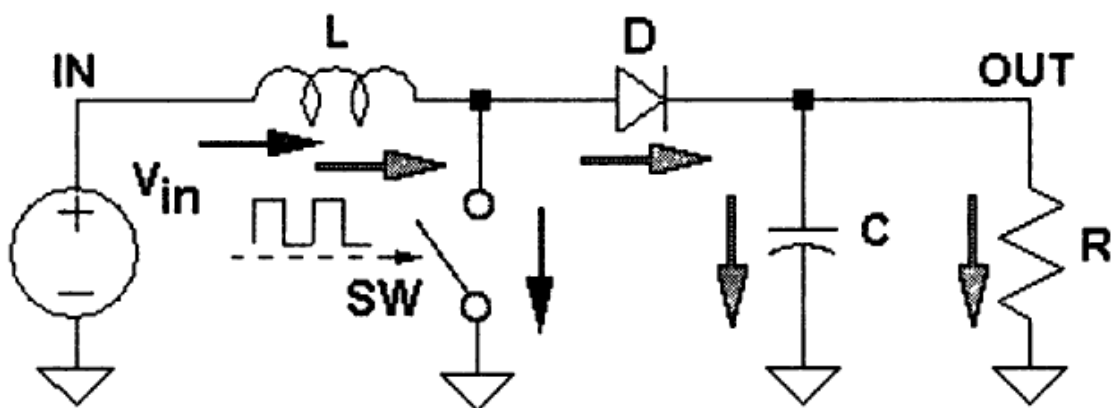


Рисунок 2.5 - Спрощена схема імпульсного підвищуючого перетворювача виконана в форматі Ltspice

Це необхідно для полегшення роботи з моделлю перетворювача.

Часова діаграма роботи складається з двох фаз:

- ключ SW замкнутий - прямий хід;
- ключ SW розімкнута - зворотний хід.

Часові діаграми змін струму і напруги в фазах прямого і зворотного ходу показані на рис.2.6.

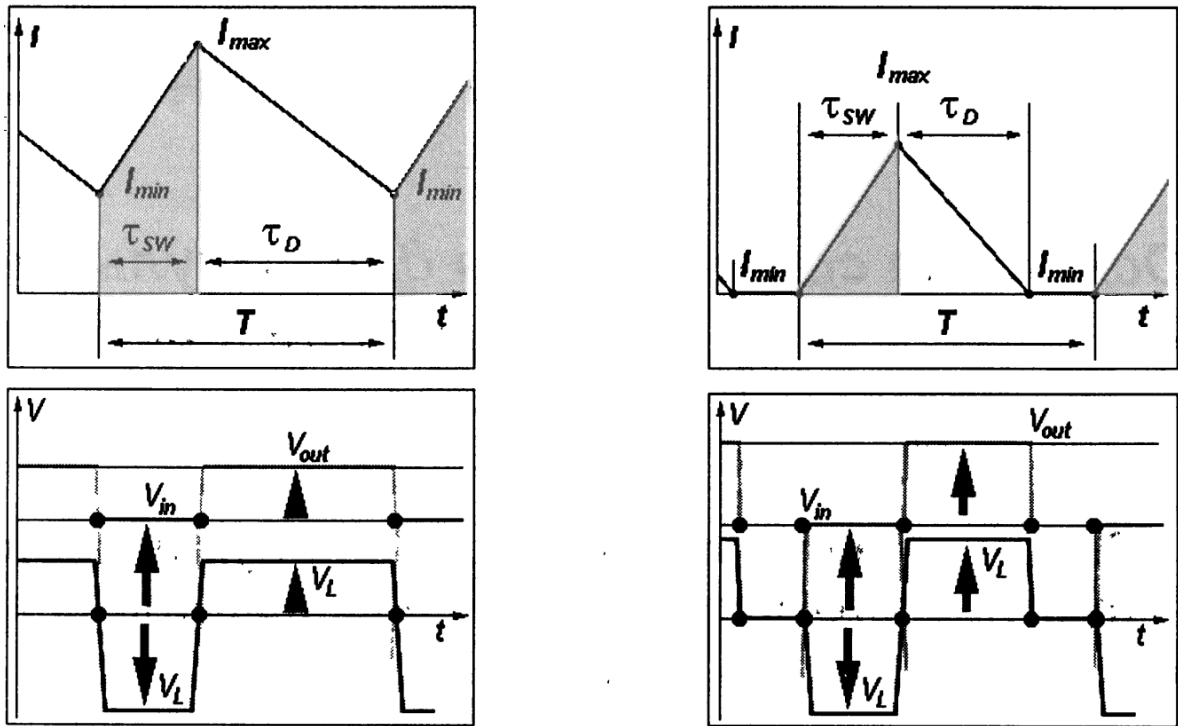


Рисунок 2.6 – Зміни струму  $I$  і напруги  $V$  індуктивності на прямому і зворотному ході перетворювача що підвищує: зліва - нерозривний режим; праворуч-розривний режим

**Прямий хід.** У цю частину періоду струм джерела тече через індуктивність  $L$  і далі через ключ на землю ( $I_l = I_{sw}$ ). При цьому струм індуктивності зростає від початкового мінімального значення  $I_{min}$  до кінцевого максимального значення  $I_{max}$ , а на індуктивності наводиться ЕРС самоіндукції

$$E = -\frac{dI_L}{dt} \cdot L.$$

Ця ЕРС протидіє напрузі харчування  $V_{in}$ . нехтуючи падінням напруги на опорі ключа, отримаємо

$$V_{in} = -\frac{dI_L}{dt} \cdot L.$$

Таким чином, швидкість зростання струму залежить тільки від напруги живлення і індуктивності:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L}.$$

Це пояснює, чому швидкість зростання струму ключа не залежить від опору навантаження. Струм індуктивності змінюється за лінійним законом:

$$I_L(t) = I_{min} + \frac{dI_L}{dt} \cdot t = I_{min} + \frac{V_{in}}{L} \cdot t.$$

В кінці прямого ходу, через час  $\tau_{sw}$ , струм досягає максимального значення

$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_{in}}{L} \cdot \tau_{sw}.$$

Це ж вираз можна записати в такому вигляді:

$$I_{max} = I_{min} + \Delta I,$$

де  $\Delta I$  викид струму, дорівнює  $\Delta I = \frac{V_{in}}{L} \cdot \tau_{sw}$ .

Цей вислів зручніше записати через коефіцієнт заповнення імпульсного сигналу  $Q = \frac{\tau_{sw}}{T}$  де  $T$ - період повторення імпульсів:

$$\Delta I = \frac{V_{in}}{L} \cdot Q \cdot T.$$

Підставивши замість періоду  $T$  частоту  $f = \frac{1}{T}$  отримаємо корисну з практичної точки зору формулу:

$$\Delta I = \frac{V_{in}}{L \cdot f} \cdot Q.$$

Іншими словами, чим вище частота, тим менше значення максимального струму. Саме тому робочу частоту імпульсних перетворювачів намагаються поставити максимально великою.

Зверніть увагу, що вираз в знаменнику формули з точністю до множника збігається з виразом для реактивного опору індуктивності  $X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$ .

$$\Delta I = \frac{V_{in}}{X_L} \cdot 2\pi \cdot Q.$$

**Зворотній хід.** У цю частину періоду струм джерела тече через індуктивність  $L$  і далі через діод на конденсатор і в навантаження ( $I_L = I_D$ ). При цьому струм індуктивності убуває від початкового максимального значення  $I_{max}$  до кінцевого мінімального значення  $I_{min}$ , а на індуктивності наводиться ЕРС самоіндукції. Однак тепер ця ЕРС складається з напругою живлення.

Напруга на розімкненому ключі визначається виразом

$$V_{sw} = V_{in} - \frac{dI_L}{dt} \cdot L.$$

Таким чином, напруга на розімкненому ключі перевищує напругу живлення (похідна струму при зворотному ході має негативний знак).

Це ж напруга з поправкою на падіння напруги на відкритому діоді ( $\Delta V_D \approx 0,4$  В для діода Шотки) прикладається до навантаження. Таким чином,

$$V_{out} = V_{in} - \frac{dI_L}{dt} \cdot L - \Delta V_D.$$

Нехтуючи падінням напруги на діоді, отримаємо наближену залежність

$$V_{out} \approx V_{in} - \frac{dI_L}{dt} \cdot L.$$

Відповідно, отримаємо

$$\frac{dI_L}{dt} \approx -\frac{V_{out} - V_{in}}{L}.$$

З достатнім ступенем точності можна вважати, що струм зворотного ходу також змінюється за лінійним законом. Цьому сприяє вихідний конденсатор фільтра, що підтримує напругу на навантаженні приблизно на постійному рівні.

Тоді для струму індуктивності при зворотному ході можна записати таке вираз:

$$I_L(t) = I_{max} + \frac{dI_L}{dt} \cdot t = I_{max} - \frac{V_{out} - V_{in}}{L} \cdot t.$$

Через час  $\tau_D$  від початку зворотного ходу струм досягає мінімального значення

$$I_{min} = I_{max} - \frac{V_{out} - V_{in}}{L} \cdot \tau_D.$$

### 3 МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ У ПАКЕТІ LTSPICE

#### 3.1 Моделювання трансформатора

Для моделювання трансформатора у середовищі моделювання LTspice складемо схему [10,11,12,18], її зображення наведено на рис.3.1.

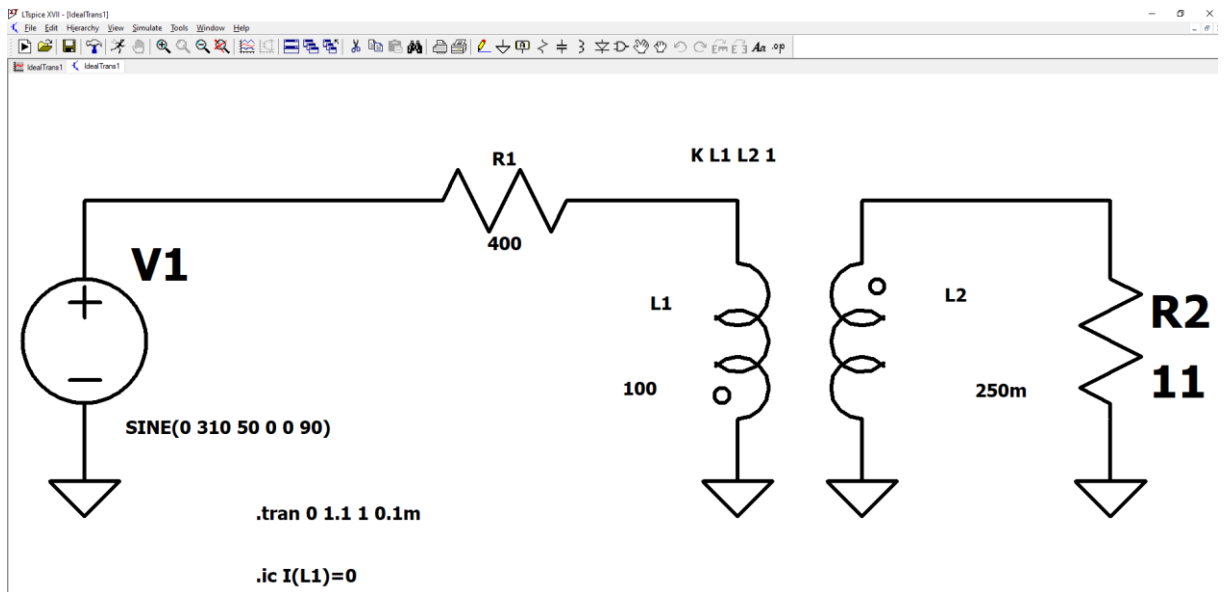


Рисунок 3.1 - Схема для моделювання трансформатора

Схема складена згідно формату пакета в якому буде виконано моделювання. Так на схемі індуктивності  $L_1$  і  $L_2$  утворюють обмотки трансформатора. Директива-інструкція **K L1 L2 1** визначає зв'язок індуктивностей  $L_1$  і  $L_2$  з коефіцієнтом взаємної зв'язку, рівним 1 (3.1).

$$K = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}, \quad (3.1)$$

де  $M_{12}$  - взаємна індуктивність двох індуктивних  $L_1$  і  $L_2$ . Коефіцієнт зв'язку може змінюватися від 0 до 1 (у реальних трансформаторів приймає значення

від 0,9 до 0,999). Неповний зв'язок обмоток трансформатора проявляє як індуктивність розсіювання.

В Spice-моделях можна зв'язати будь-яку кількість індуктивностей загальним коефіцієнтом зв'язку. Можна створити кілька зв'язків різних пар індуктивностей зі своїми значеннями коефіцієнта зв'язку.

В Spice-моделях трансформатора коефіцієнт трансформації задається як функція індуктивностей обмоток.

Струм холостого ходу визначається за допомогою знання індуктивності первинної обмотки.

$$I_{xx} = \frac{U}{2\pi \cdot f \cdot L_1}. \quad (3.2)$$

Оскільки коефіцієнт трансформації  $n$  визначається через відношення кількості витків (2.5)  $n = N_{12} = \frac{N_1}{N_2}$ , а індуктивність зворотнопропорційна квадрату кількості витків

$$L \approx \mu \cdot S \cdot N^2,$$

де коефіцієнт трансформації пропорційний квадратному кореню із відношення індуктивностей

$$N_{12} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}.$$

З останнього виразу, знаючи індуктивність первинної обмотки  $L_1$ , можемо вирахувати індуктивність вторинної обмотки  $L_2$ .

$$L_2 = \frac{L_1}{N_{12}^2}.$$

Джерелом живлення є джерело синусоїдальної напруги  $V_1$  і два резистора  $R_1$  і  $R_2$ . Резистор  $R_1$  обмежує максимальний струм схеми і відповідає опору первинної обмотки трансформатора, а резистор  $R_2$  є навантаженням вторинної обмотки.

Необхідність обмежувального резистора  $R_1$  обумовлена тим, що симулятор забороняє паралельне з'єднання джерел напруги тому, що індуктивність є джерелом ЕРС самоіндукції.

В параметрах (параметри відображені на схемі) задаються значення амплітуд, а не звичні ефективні значення. Нагадаємо, що ефективні значення синусоїдальної напруги  $V_{\text{еф}}$  пов'язані з амплітудними значеннями  $V_{\text{амп}}$  співвідношенням:

$$V_{\text{еф}} = \frac{V_{\text{амп}}}{\sqrt{2}} \approx 0,7 \cdot V_{\text{амп}}, \quad \text{відповідно } V_{\text{амп}} = V_{\text{еф}} \cdot \sqrt{2} \approx 1,44 \cdot V_{\text{еф}}.$$

Налаштовані для моделювання елементи мають такі значення:

Значення індуктивності  $L_1$  (при цьому ввімкнено відображення точки початку обмотки **Phase Dot**): **Inductance = 100** (Гн);

Значення індуктивності  $L_2$  (при цьому ввімкнено відображення точки початку обмотки **Phase Dot**): **Inductance = 250m** (250 мГн);

Коефіцієнт трансформації при такому налаштуванні дорівнює 20;

Значення резисторів:  $R_1 = 400$  (400 Ом) і  $R_2 = 1,1$  (1,1 Ом);

Налаштування елемента **Voltage**  $V_1$ :

У вікні властивостей **Independent Voltage Source** вибрано тип – синусоїдальне джерело **SINE**.

Параметри синусоїдального джерела:

- **Amplitude = 310** - амплітуда 310 В, що відповідає мережевої напруги 220 В;
- **Freq = 50** - частота 50 Гц;
- **Phi = 90** - початкова фаза  $90^\circ$

Директиву-інструкцію для коефіцієнта зв'язку  $K$  між обмотками  $L_1$  і  $L_2$  активізована інструментом **Spice Directive**. Цим ми пов'язуємо індуктивності  $L_1$  і  $L_2$  і задаємо коефіцієнт зв'язку 1.

Директива **.IC (Initial Conditions** - початкові умови) для початкового струму індуктивності  $L_1$ : **.ic I(L1) = 0**. Це вказівка симулятору, що в початковий момент часу струм індуктивності дорівнює нулю. Тут символ "." (крапка) на початку рядка необхідний.

Налаштування закінчені. Лишилось тільки встановити параметри симуляції.

Параметри симуляції **Transient** мають такі параметри:

- **Stop Time = 1.1** - тривалість симуляції - 1,1 с;
- **Time to Start Saving Data = 1** - початок збереження даних для виведення на графік через 1 с;
- **Maximum Timestep = 0.1m** - максимальний крок моделювання - не більше 0,1 мс.

Повинна з'явиться директива **.tran 0 1.1 1 0.1m**.

Після налаштування виконуємо моделювання і аналізуємо результати.

**Залежність напруги вторинної обмотки від вхідної напруги джерела живлення.** Ця залежність відображена на рис.3.2. У схемі що моделюється напруга від джерела живлення подається на послідовно з'єднані резистор  $R_1$  та первинну обмотку трансформатора індуктивністю  $L_1$ . Як вказано раніше у пакеті LTspice заборонено паралельне з'єднання джерел напруги тому, що індуктивність є джерелом ЕРС самоіндукції. Таким чином  $R_1$  та активний опір індуктивності  $L_1$  являють собою поділювач напруги. І на первинну обмотку подається менша напруга згідно з коефіцієнтом поділення.

Вказане співвідношення між вхідною та вихідною напругами і спостерігається на рис. 3.2.

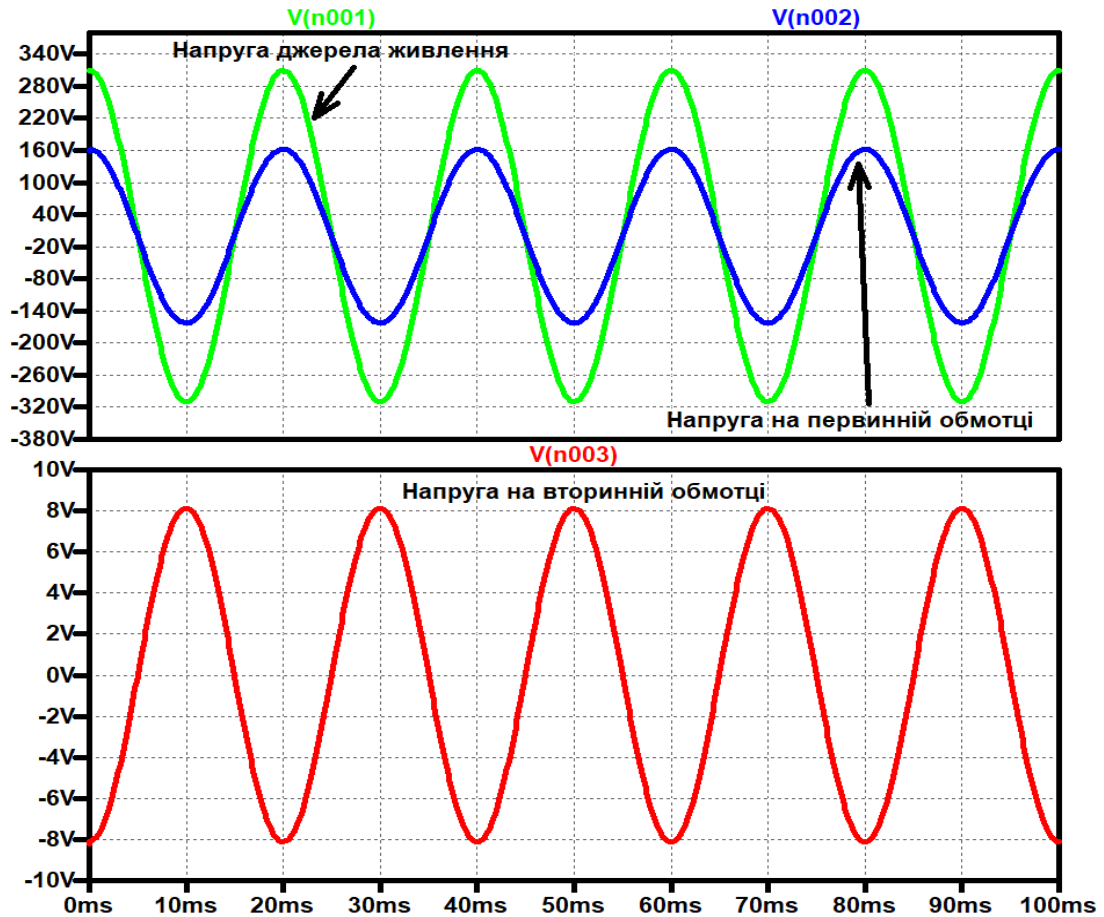


Рисунок 3.2 - Діаграма залежності напруги вторинної обмотки трансформатора V(n003) від напруги джерела живлення V(n001) та на первинній обмотці V(n002)

**Напруга і струм первинної V(n002), I(L<sub>1</sub>) і вторинної обмоток V(n003), I(L<sub>2</sub>) трансформатора.** На рис.3.3 показані залежності напруги і струму у первинній та вторинній обмотках. Крім того на області діаграм показано інструмент за допомогою якого можна провести вимірювання курсором значень струмі і напруги на відповідній діаграмі. Значення резистора навантаження дорівнює:  $R_2 = 1,1 \text{ Ом}$ .

Якщо порівняти розраховані значення напруги вторинної  $V_2$  і струму первинної  $I_1$  обмоток з вимірними по діаграмам на рис. 3.3 то видно їх досить добре співпадіння. Результат порівняння наведений у таблиці 1.

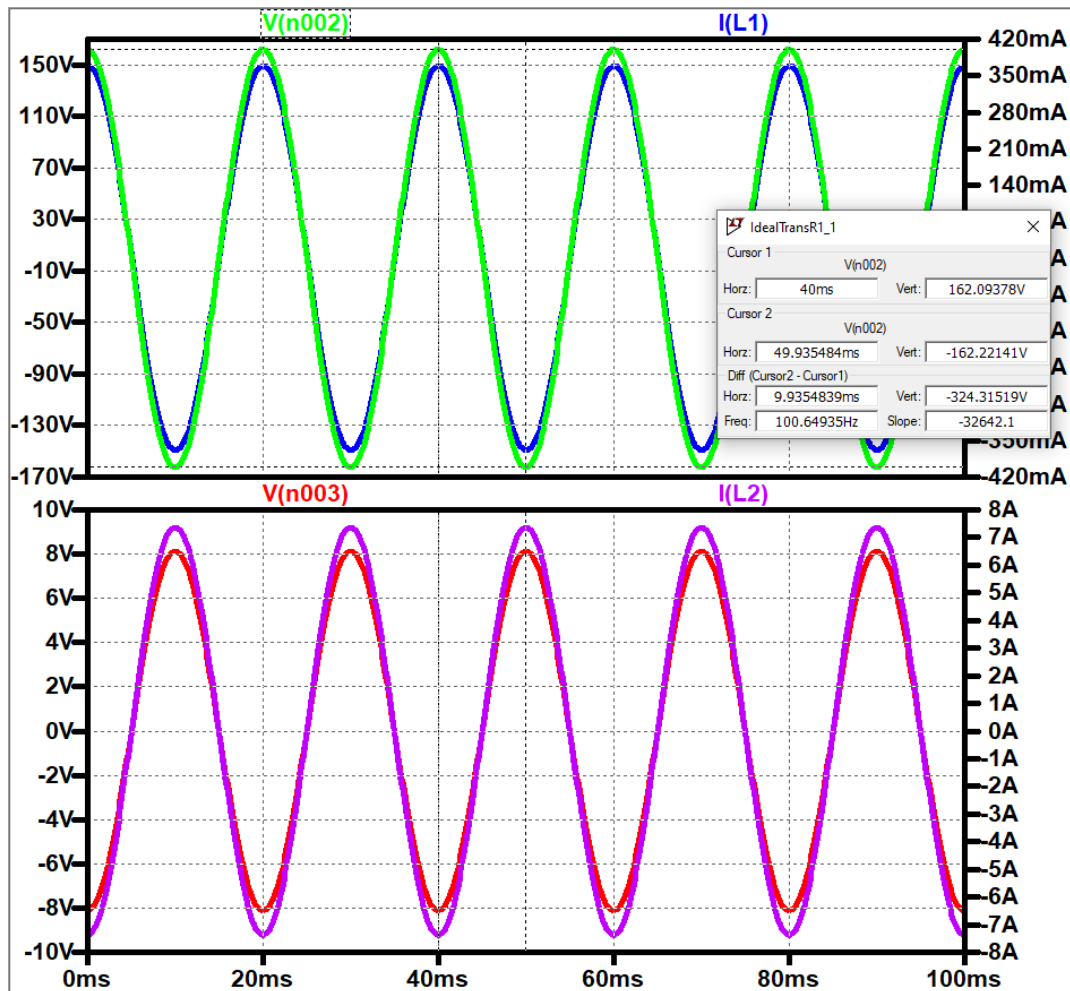


Рисунок 3.3 - Напряга і струм первинної  $V(n002)$ ,  $I(L_1)$  і вторинної обмоток  $V(n003)$ ,  $I(L_2)$  трансформатора для  $R_2 = 1,1 \text{ Ом}$

Використовуючи інструментарій вимірювання діаграм курсором проведемо вимірювання середньоквадратичні значення напруг і струмів первинної і вторинної обмоток.

Амплітудне значення напруги первинної обмотки:  $V_{1a} = 162,2214 \text{ В}$ .

Середньоквадратичне значення напруги первинної обмотки:  $V_1 = 114,81 \text{ В}$ .

Амплітудне значення струму первинної обмотки:  $I_{1a} - 368,2983 \text{ mA}$ .

Середньоквадратичне значення струму первинної обмотки:  
 $I_1 - 260,96 \text{ mA}$ .

Амплітудне значення напруги вторинної обмотки:  $V_{2a} - 8,1110706 \text{ V}$ .

Середньоквадратичне значення напруги вторинної обмотки:  
 $V_2 - 5,704 \text{ V}$ .

Амплітудне значення струму вторинної обмотки:  $I_{2a} - 7.3737002 \text{ A}$ .

Середньоквадратичне значення струму вторинної обмотки:  
 $I_2 - 5,2186 \text{ A}$ .

Таблиця 1 – Порівняння розрахованих значень напруги вторинної  $V_2$  і струму первинної  $I_1$  обмоток з результатами отриманими внаслідок моделювання

Розрахункові дані	Дані отримані методом вимірювання діаграмах
$V_1=160 \text{ V}, \quad I_1=8 \text{ A}$	$V_1=162,2214 \text{ V}, \quad I_1=7,3737 \text{ A}$
$V_{2\text{розр}} = \frac{V_1}{N_{12}} = \frac{160}{20} = 8 \text{ V}$ $I_{1\text{розр}} \approx \frac{I_2}{N_{12}} = \frac{8}{20} = 0,4 \text{ A}$	$V_{2\text{вим}} = \frac{V_1}{N_{12}} = \frac{162,2214}{20} = 8,11107 \text{ V}$ $I_{1\text{вим}} \approx \frac{I_2}{N_{12}} = \frac{7,3737}{20} = 0,368685 \text{ A}$

### 3.1.1 Вплив опору навантаження на роботу трансформатора

Великий вплив на роботу трансформатора надає значення опору навантаження. Простежити це можна змінив значення резистора  $R_2$  який є навантаженням трансформатора. На рисунках наведених нижче можна побачити цей вплив. На діаграмах з рис. 3.4 показано залежність напруги і струм первинної  $V(n002)$ ,  $I(L_1)$  і вторинної обмоток  $V(n003)$ ,  $I(L_2)$  трансформатора для різних значень резистора навантаження  $R_2$ , опір навантаження при цьому збільшується в 100 раз.

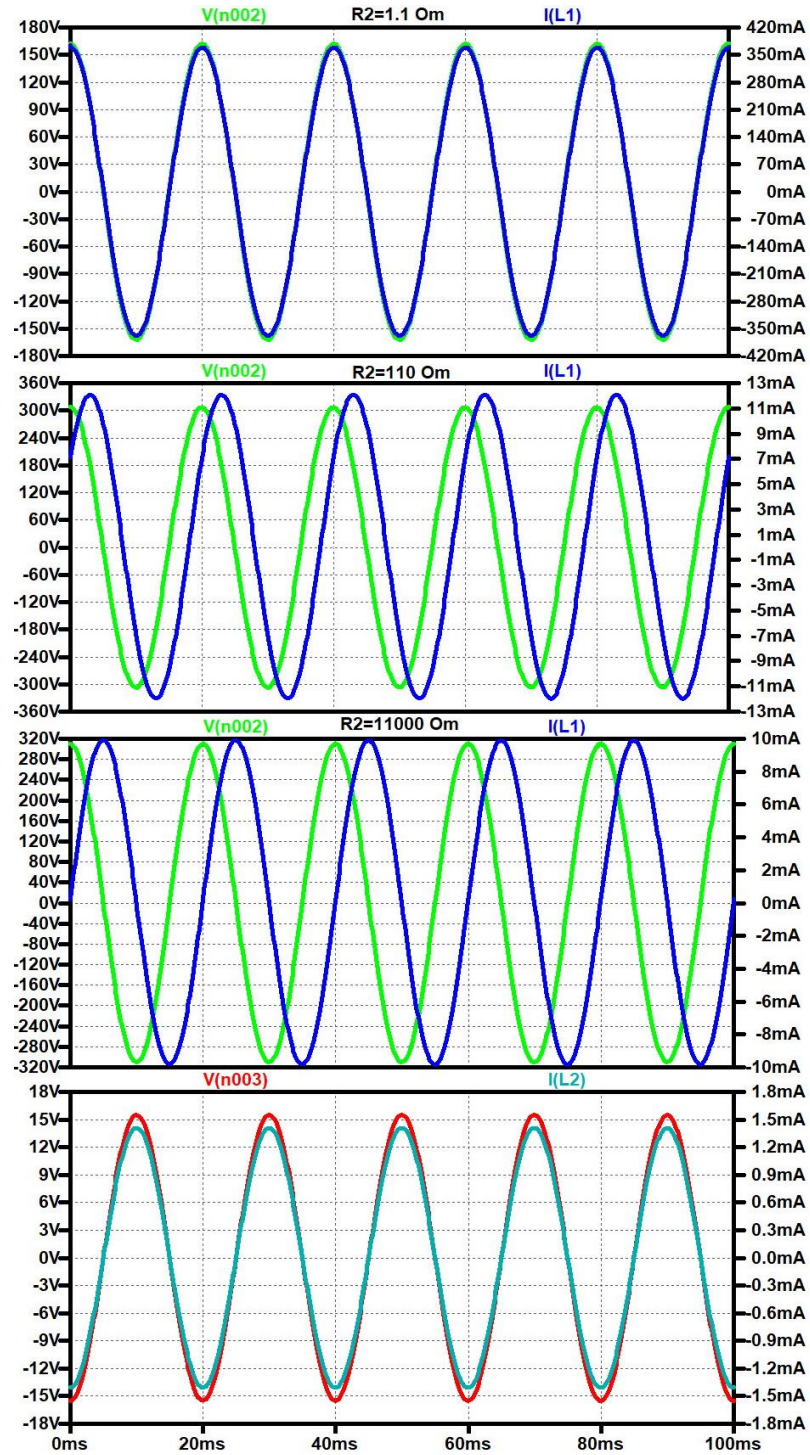


Рисунок 3.4 - Напряга і струм первинної  $V(n002)$ ,  $I(L_1)$  і вторинної обмоток  $V(n003)$ ,  $I(L_2)$  трансформатора для різних значень резистора навантаження  $R_2$ , опір навантаження збільшується в 100 раз

Аналізуючи графіки наведені на рисунку видно, що при малих опорах навантаження фази напруги і струму первинної обмотки збігаються. Для джерела живлення первинна ланцюг трансформатора відповідає активному навантаженні. Струм первинної ланцюга пропорційний току ланцюга вторинної обмотки, і ці струми пов'язані коефіцієнтом трансформації:

$$I_1 \approx \frac{I_2}{N_{12}}.$$

Для великих значень опорів навантаження фаза струму первинної обмотки відстає від напруги на  $90^\circ$ , струм первинної ланки ланцюга мало залежить від струму навантаження і визначається струмом  $I_{xx}$  холостого ходу трансформатора. Струм холостого ходу визначається реактивним опором  $X_L$  первинної обмотки трансформатора:

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L,$$

в нашому випадку

$$I_{xx} = \frac{V_1}{X_{L1}} = \frac{V_1}{2\pi \cdot f \cdot L} \approx \frac{310}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 100} \approx 0,0098 \text{ A} \approx 10 \text{ mA}.$$

На діаграмах зображених на рис.3.5 розглядається випадок коли значення резистора дуже мале. При дуже малих опорах навантаження стає значущим падіння напруги на опорі первинної обмотки трансформатора, що помітно зменшує вихідну напруга. Так, при опорі навантаження  $R_2=1,1$  Ом струм первинної обмотки  $I(L_1) \approx 370$  мА, і падіння напруги в ланцюзі первинної обмотки  $\Delta V_1 = I(L_1) \cdot R_1 \approx 0,37 \cdot 400 \approx 150$  В. Відповідно, первинна напруга (падіння напруги на первинній обмотці) спадає до  $310 - 150 = 160$  В, і напруга на вторинній обмотці падає до 8 В.

При зменшенні опору навантаження в 100 ( $R_2=0,011 \text{ Ом}$ ), а потім в 1000 раз ( $R_2=0,0011 \text{ Ом}$ ) видно як змінюються значення напруги і струму первинної  $V(n002)$ ,  $I(L_1)$  і вторинної обмоток  $V(n003)$ ,  $I(L_2)$ .

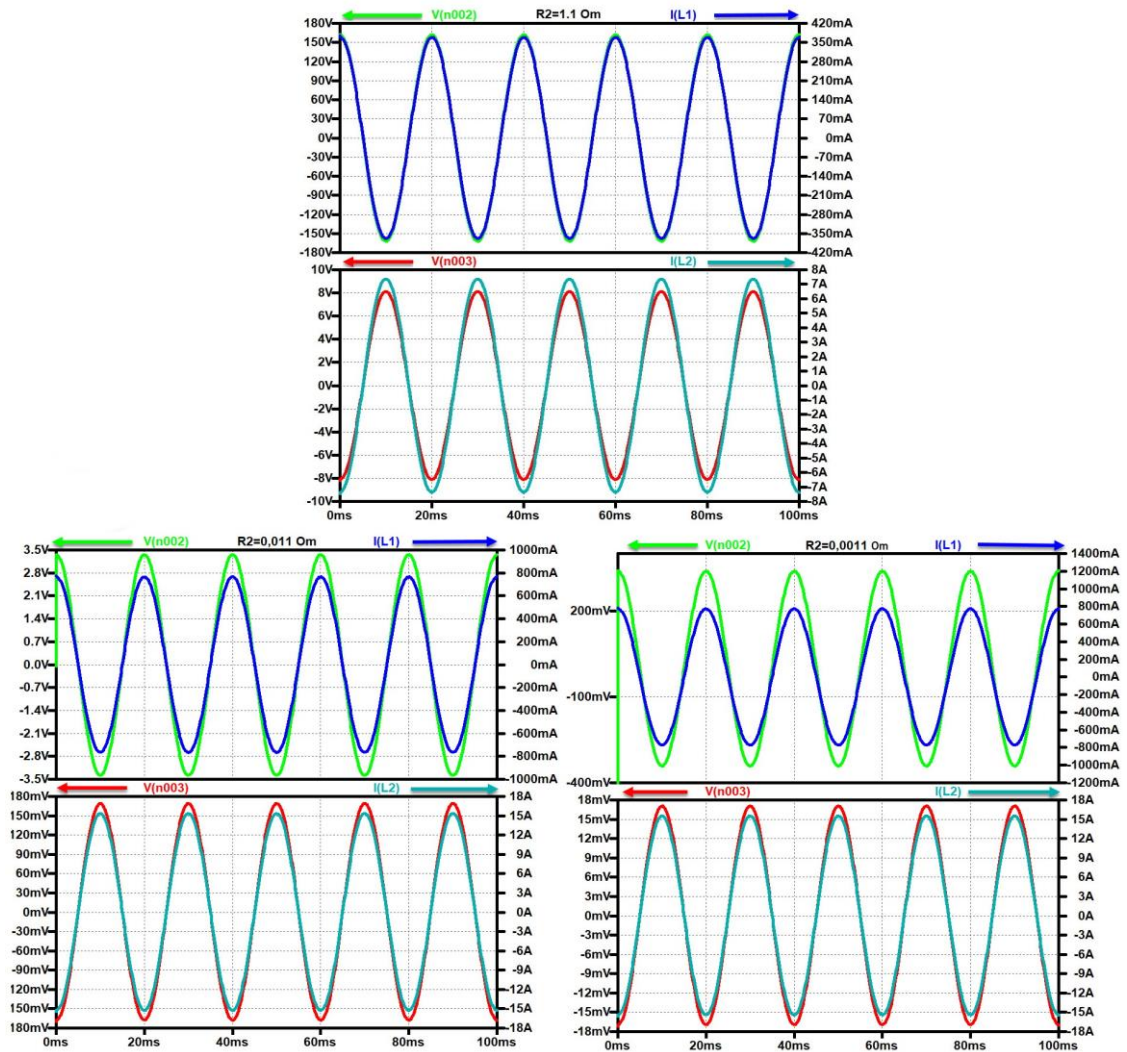


Рисунок 3.5 - Напруга і струм первинної  $V(n002)$ ,  $I(L_1)$  і вторинної обмоток  $V(n003)$ ,  $I(L_2)$  трансформатора для різних значень резистора навантаження  $R_2$ , опір навантаження зменшується в 100 раз

### 3.1.2 Вплив опору обмотки на перехідний процес

Більш детальніший аналіз роботи трансформатора неможливий без урахування перехідних процесів у його первинній обмотці. Для цього потрібно підкреслити в результатах моделювання вплив перехідного процесу. Ця мета досягається шляхом змін деяких параметрів моделі схема якої показана на рис. 3.1.

Перше за все змінити параметри симуляції **Transient**.

- Змінити параметр **Time to Start Saving Data = 0** - початок збереження даних для виведення на графік через 0 с (з моменту початку симуляції), директива симулятора в цьому випадку: **.tran 0 1.1 0 0.1m.**;
- Задати значення опору навантаження  $R_2=11$  кОм;
- Параметр «ФАЗА» синусоїдального джерела змінити з  $90^\circ$  на  $0^\circ$ :  
**Phi = 0** - початкова фаза  $0^\circ$ .

Параметри в цьому випадку: **SINE(0 310 50 0 0 0)**

Запустимо моделювання і виведемо залежність зміни струму первинної обмотки  $I(L_1)$  від часу під час перехідного процесу у стаціонарний стан. Графік наведено на рис.3.6.

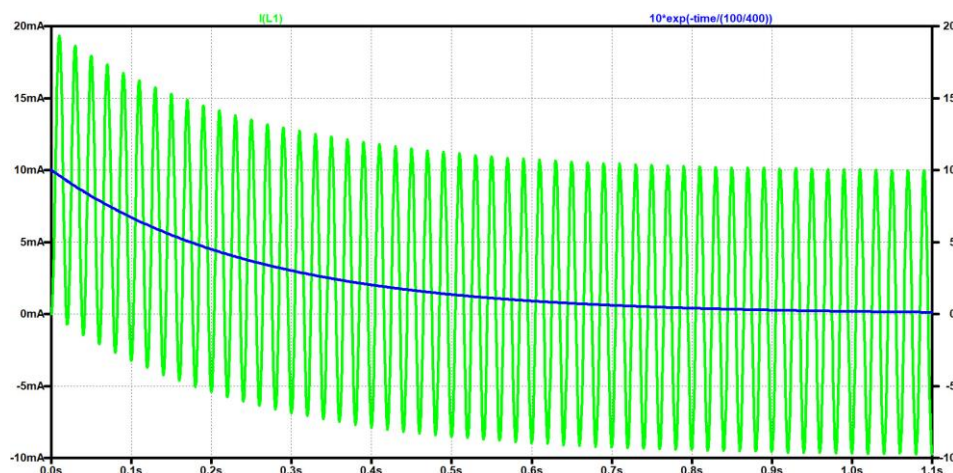


Рисунок 3.6 - Залежність зміни струму первинної обмотки  $I(L_1)$  від часу під час перехідного процесу у стаціонарний стан

Видно, що на початковому інтервалі часу середнє значення струму зміщено приблизно на величину амплітуди змін струму. Середнє значення струму поступово спадає до нуля, і після однієї секунди зміщення дуже малий.

Початкова ділянка перехідного процесу показаний на рис. 3.7. В початковий момент часу і струм, і напруга первинної обмотки починаються з нульових значень.

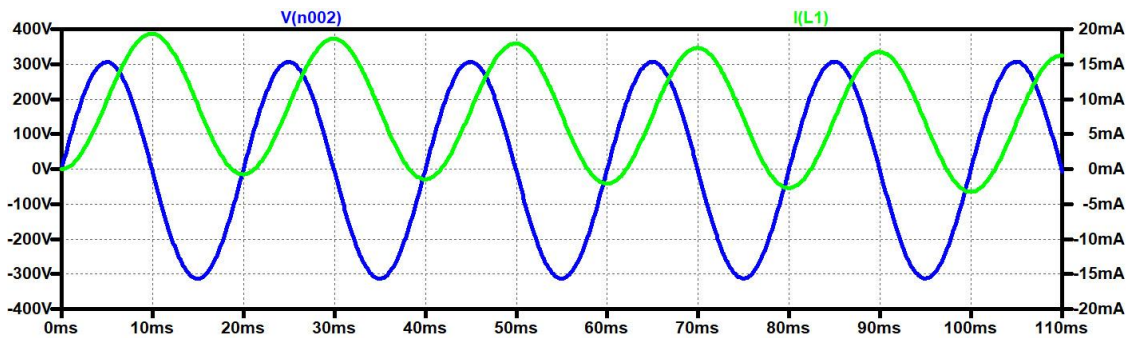


Рисунок 3.7 - Зміна напруги  $V(n002)$  і струму  $I(L1)$  первинної обмотки трансформатора для опору  $R1 = 400$  Ом на початковій ділянці перехідного процесу

Як відомо, в сталому (стаціонарному) режимі трансформатора між струмом і напругою первинної обмотки повинен бути певний зсув фаз. Для забезпечення цього призначена директива **.ic (Initial Conditions)**. Якщо моделювання починається з довільних значень струмів і напруг, то звичне стаціонарне рішення з середніми значеннями, рівними нулю, може бути отримано тільки через певний час.

Час досягнення стаціонарного стану визначається параметром, який має назву постійної часу перехідного процесу  $\tau$ . Для послідовно з'єднаних опору і індуктивності постійна часу визначається формулою

$$\tau_{RL} = \frac{L}{R}.$$

В нашому випадку при значеннях  $L_1=100$  Гн та  $R_1=400$  Ом постійна часу дорівнює

$$\tau_{RL} = \frac{100}{400} = 0,25 \text{ с.}$$

Зміни середнього струму описує вираз

$$\bar{I}(t) = \bar{I}_0 \cdot e^{-t/\tau_{RL}}.$$

Ця залежність додана на графік (рис. 3.6) у вигляді  $10 \cdot \exp(-\text{time}/(L/R))$ .

Видно, що вона дійсно відображає зміни середнього значення струму.

Видно, що час переходу до стаціонарного стану зворотнопропорційний опорі. При зменшенні опорі первинної обмотки постійна часу зростає.

### 3.2 Моделювання імпульсного підвищуючого перетворювача

Взявши за основу схему імпульсного підвищуючого перетворювача зображену на рис.2.5 доповнимо її до стану коли можливе моделювання.

Відкриємо програму, створимо новий проект. На робочому полі складемо схему, зображення якої наведено на рис. 3.8.

В схему перетворювача входять: джерело живлення постійного струму  $V_1$ , ключовий транзистор  $Q_1$ ; генератор імпульсів управління CLK і резистор, що обмежує максимальний струм бази  $R_1$ .

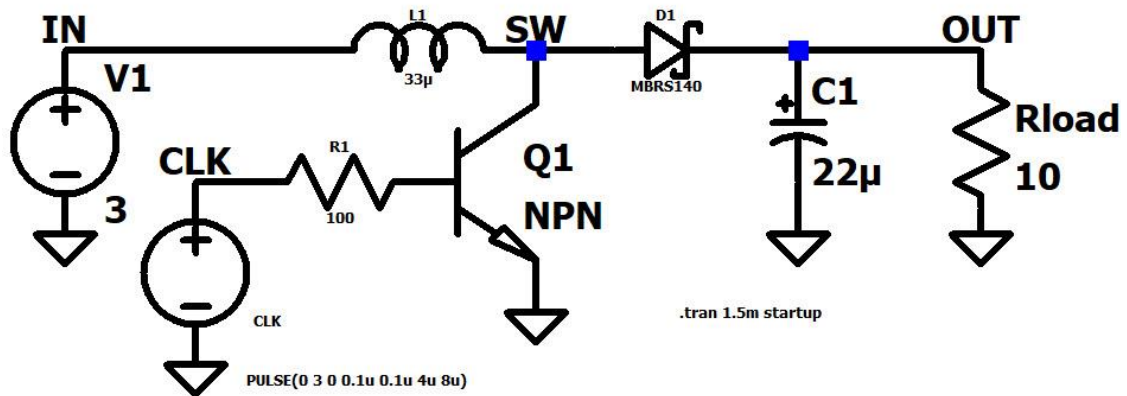


Рисунок 3.8 - Перетворювач з підвищенням напруги (step-up converter)

Ключовий транзистор  $Q_1$  і генератор імпульсів управління CLK виконують роль керованого пристрою що розмикає вивід обмотки  $L_1$  з землею.

Налаштування елементів відображені на схемі і мають значення: параметри імпульсного сигналу **PULSE**:

- **Vinitial = 0** - початкове значення;
- **Von = 3** - напруга включеного стану 3 В (як напруга живлення);
- **Tdelay = 0** - затримка включення;
- **Tris = 0,1** - тривалість переднього фронту імпульсу 0,1 мкс (занадто коротка тривалість фронту може уповільнити процес моделювання);
- **Tfall = 0,1** - тривалість заднього фронту імпульсу 0,1 мкс;
- **Ton = 4** - тривалість включеного стану 4 мкс (50% періоду повторення);
- **Tperiod = 8** - період повторення 8 мкс (частота повторення 125 кГц).

Опис генератора управління CLK: **PULSE (0 3 0 0.1u 0.1u 4u 8u)**.

Директива симулятора має вид: **.tran 1.5m startup** .

Виконавши всі налаштування моделі приступаємо до моделювання.

### 3.2.1 Дослідження впливу величини резистора навантаження

Змінюючи величину резистора навантаження  $R_{load}$  прослідкуємо за впливом його величини на значення напруги  $V(out)$  на виході схеми перетворювача, струму ключа  $I_c(Q_1)$  і струму діода  $I(D_1)$  в залежності від опору навантаження  $R_{load}$ . Вгорі показано - напруга  $V(out)$  і ток ключа  $I_c(Q_1)$  на інтервалі перехідного процесу від 0 до 1,5 мс, а внизу - ток ключа  $I_c(Q_1)$  і струм діода  $I(D_1)$  на інтервалі тривалістю 20 мкс після 1,0 мс. Тобто починаючи з 1,0 мс до 1,02 мс. Графіки залежностей показані на рис. 3.9 – 3.12.

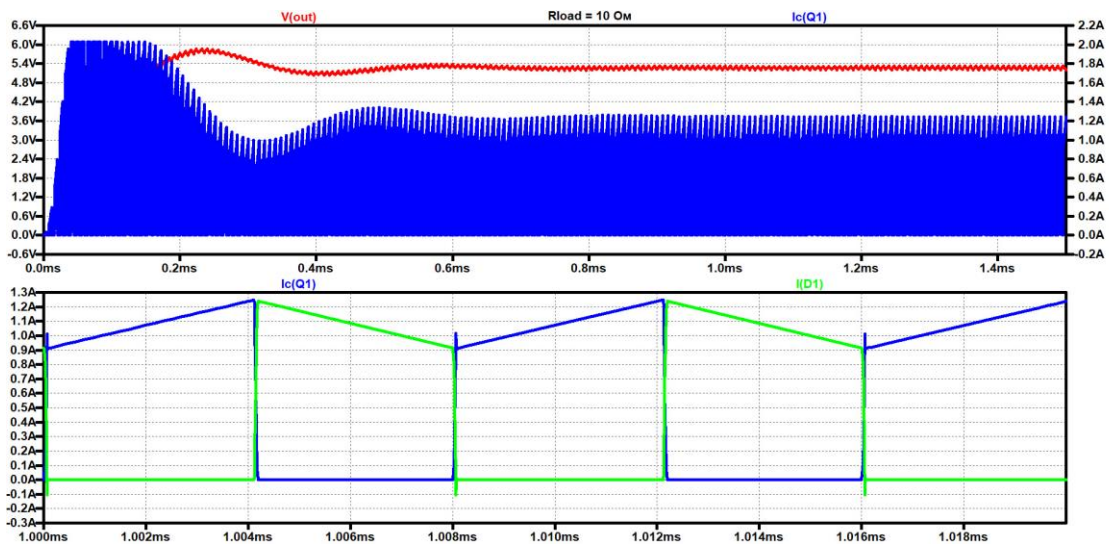


Рисунок 3.9 – Залежність вихідної напруги  $V(out)$ , струму ключа  $I_c(Q_1)$  і струму діода  $I(D_1)$  для опору навантаження  $R_{load} = 10 \text{ Ом}$

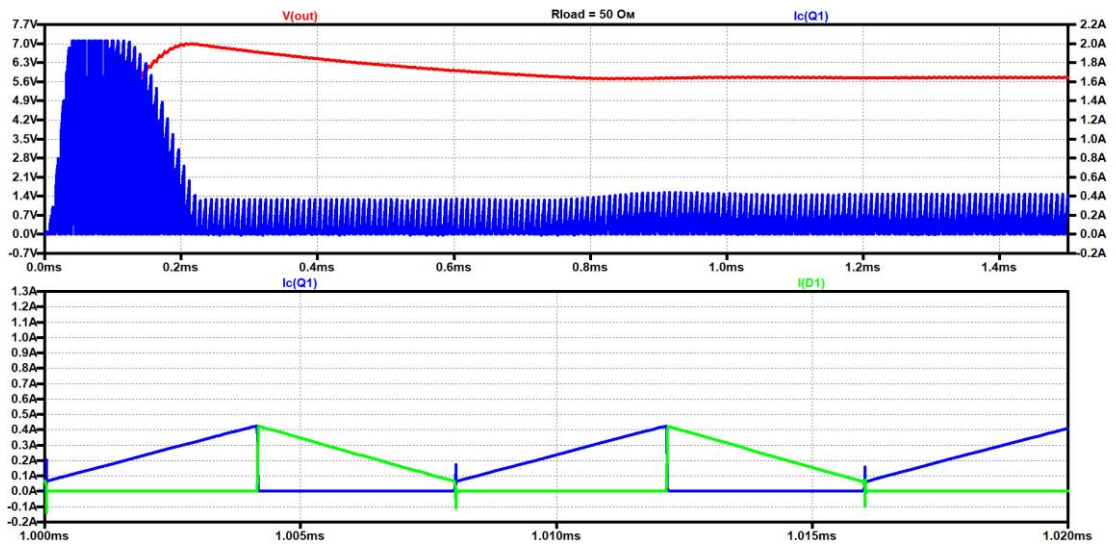


Рисунок 3.10 – Залежність вихідної напруги  $V(out)$ , струму ключа  $I_c(Q_1)$  і струму діода  $I(D_1)$  для опору навантаження  $R_{load} = 50 \Omega$

Для виконання цих розрахунків змінювалося значення  $R_{load}$  на схемі. На нижньому графіку змінений масштаб виведення: початок інтервалу 0 мс, а кінець інтервалу - на 1,02 мс. На нижньому графіку вказані крива струму ключа  $I_c(Q_1)$  і крива струму діода  $I(D_1)$ .

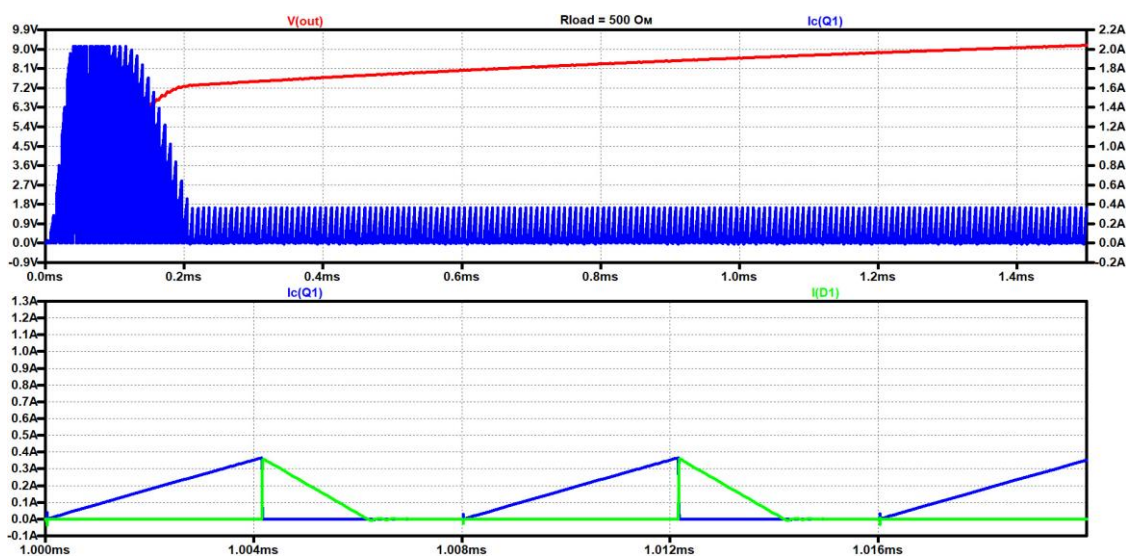


Рисунок 3.11 – Залежність вихідної напруги  $V(out)$ , струму ключа  $I_c(Q_1)$  і струму діода  $I(D_1)$  для опору навантаження  $R_{load} = 500 \Omega$

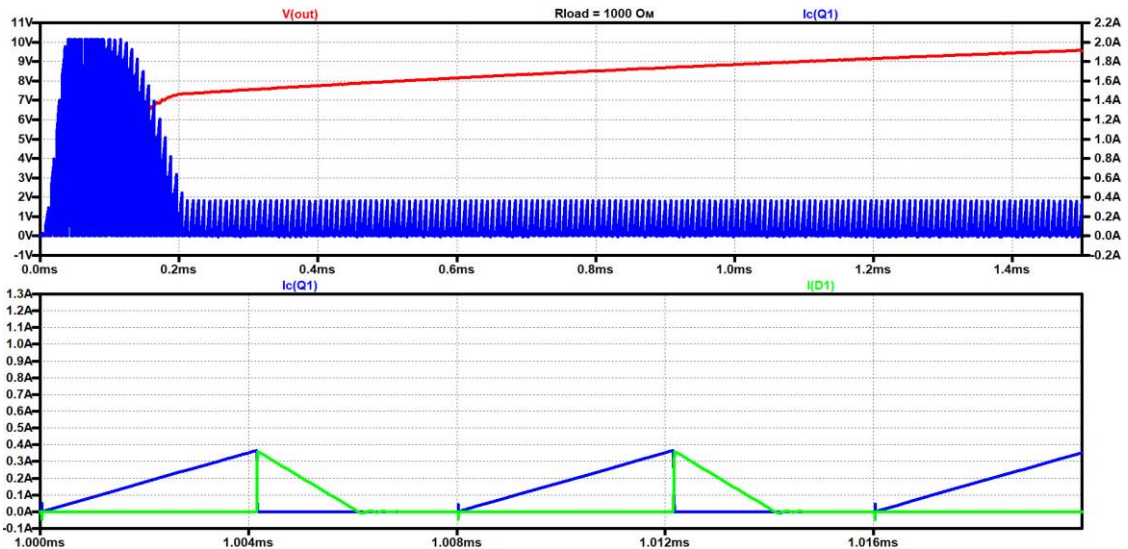


Рисунок 3.12 – Залежність вихідної напруги  $V(out)$ , струму ключа  $I_c(Q1)$  і струму діода  $I(D1)$  для опору навантаження  $R_{load}=1000 \text{ Ом}$

Проаналізував особливості наведених графіків видно деякі закономірності.

- При опорі навантаження 10 Ом і 50 Ом напруга на навантаженні після нетривалого виปลеску встановлюється на рівні 5,4..5,6 В.
- Для опору навантаження 500 Ом і більше напруга зростає, - і чим більше опір, тим швидше. На інтервалі в 1,5 мс вихідна напруга не досягає сталого значення.
- У сталому режимі швидкість зростання струму ключа  $\frac{dI_{sw}}{dt}$  не залежить від опору навантаження.
- У сталому режимі швидкість убуття струму діода  $\frac{dI_d}{dt}$  однакова для опорів навантаження 10 Ом і 50 Ом, і збільшується для значень опору 500 Ом і більше.
- Мінімальні значення струму ключа і діода однакові  $\min(I_{sw})=\min(I_D)$ . Крім того, однакові і максимальні значення  $\max(I_{sw})=\max(I_D)$ .

- У сталому режимі при опорі навантаження 10 Ом і 50 Ом струм ключа і діода не опускається до нуля, а при великому опорі частина періоду струм відсутній.

Всі зазначені особливості можуть бути пояснені характером протікання струму через індуктивність дроселя L1 імпульсного перетворювача.

Результати моделювання узгоджуються з результатами теоретичного аналізу.

Скориставшись результатами теоретичного аналізу, розрахуємо опір граничного режиму для нашої схеми при  $L=33$  мкГн;  $f=125$  кГц:

$$R < \frac{8 \cdot L \cdot 2\pi \cdot f}{\pi} = \frac{8 \cdot 33 \times 10^{-6} \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 125 \times 10^3}{3,14} = 66 \text{ Ом.}$$

Таким чином, якщо опір навантаження менше 66 Ом, то схема працює в режимі нерозривного струму індуктивності, а якщо більше - в режимі розривного струму індуктивності. У нашому випадку  $R = 50$  Ом, це менше необхідного порогу, а значить повинен бути режим нерозривного струму.

Узагальнюючи результати моделювання і співставляючи їх теоретичними відомостями з розділу 2.2 робота підвищує імпульсного перетворювача підвищує (Step-Up) можна відзначити наступне:

- в загальному випадку, маючи можливість регулювати заповнення, для підвищення напруги можна використовувати режим як нерозривного, так і розривного струму перетворювача; при цьому управляти підвищенням вихідної напруги можна, регулюючи заповнення сигналу задаючого генератора;
- при фіксованому заповненні сигналу задаючого генератора 0,5 для підвищення напруги в два рази і більше необхідно використовувати режим розривного струму.

Максимальний струм елементів схеми в розривних режимі більше, тому для зменшення максимального струму ключовий схеми, діода й індуктивності краще використовувати режим нерозривного струму, а значення індуктивності дроселя вибирати якомога більше.

З іншого боку, режим нерозривного струму означає, що індуктивність дроселя працює в режимі підмагнічування значним постійним струмом. При цьому існує небезпека того, що робоча точка сердечника дроселя потрапить в область насичення по магнітному потоку. Для виключення такої небезпеки треба збільшувати розміри сердечника і кількість витків дроселя. Все це призводить до збільшення габаритів і вартості перетворювача за рахунок дроселя.

Крім того, в режимі нерозривного струму діод і ключовий транзистор переключаються в моменти часу, коли струм не дорівнює нулю. Це призводить до виникнення значних викидів наскрізного струму через який не встиг закритися елемент. Ці викиди видно у вигляді дуже вузьких піків на рис. 3.9-3.12.

### 3.2.2. Дослідження впливу коефіцієнта заповнення імпульсів опорного генератора

Змінимо параметри моделі так, щоб отримати залежності для різних значень заповнення, зокрема - для трьох значень  $Q = 0,2; 0,5; 0,8$ . Для цього потрібно внести зміни в модель.

- Потрібно ввімкнути параметричну залежність для тривалості прямого ходу перетворювача. Правою кнопкою миші клацнути на джерелі імпульсного напруги CLK і увійти в режим його налаштування. В якості значення  $T_{on}$  (включений стан генератора), вкажіть вираз  $\{Q * \delta u\}$  (обов'язково в фігурних скобках). Тут  $Q$  - параметр, що визначає заповнення, а  $\delta u$  - період, що дорівнює 8 мкс.

- Додайте створену директиву зміни заповнення за списком. Директиву можна створити через редактор для редагування тексту в схемі. Знаходиться в пункті <EDIT> головного меню.

Ця директива має вигляд: **.Step Param Q List 0.2 0.5 0.8**

- Після чого запусити симуляцію і задати вивід графіків вихідної напруги  $V(out)$  і струму індуктивності  $I(L_1)$ .
- Для більшої наочності графіків створити додаткове вікно графіка (команда **Add Plot Pane**), і перетягнути мишею графік напруги  $V(out)$  в верхнє вікно.

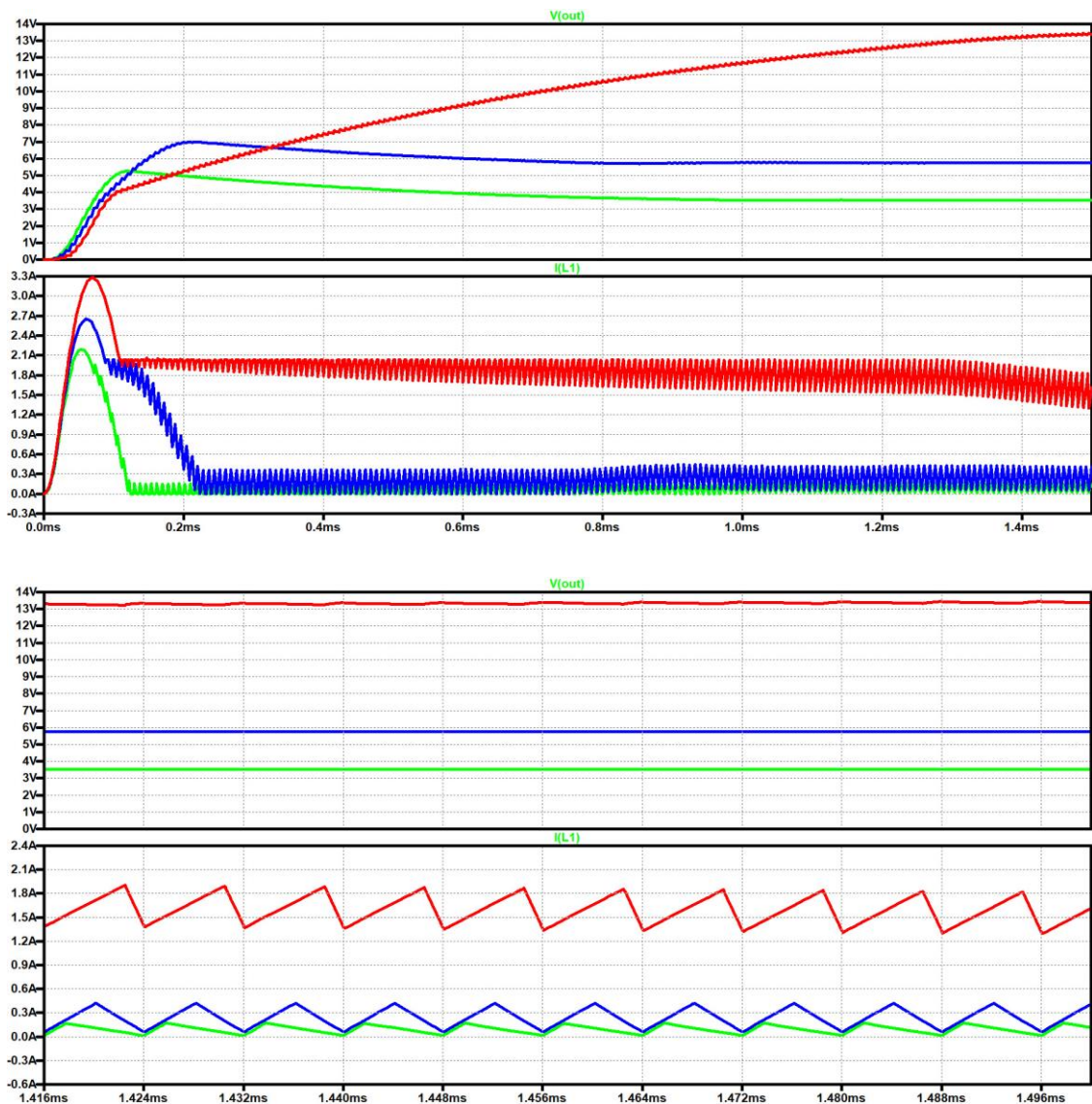


Рисунок 3.13 - Вплив заповнення імпульсів опорного генератора на вихідну напругу  $V(out)$  і струм індуктивності  $I(L_1)$

Отриманий результат показано на рис. 3.13. Тут самій верхній кривій відповідає  $Q = 0,8$ ; середньої -  $Q = 0,5$ ; нижньої -  $Q = 0,2$ . На рис. 3.13 знизу показані графіки інтервалу часу 40 мкс, до кінця інтервалу моделювання, отримані за допомогою інструменту **Zoom**.

У кожному з трьох випадків має місце режим нерозривного струму. З теорії відомо, що режим нерозривного струму реалізується при будь-якому заповненні, якщо він реалізується при заповненні  $Q = 1/3$ . В той же час, для заповнення  $Q = 1/3$  режим нерозривного струму реалізується при

$$\frac{R}{X_L} \cdot \pi < 6,7.$$

У нашому випадку  $L=L_1=33$  мкГн;  $f=125$  кГц;  $R=R_{load}=50$  Ом. відповідно,

$$\frac{R}{X_L} \cdot \pi = \frac{50}{33 \times 10^{-6} \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 125 \times 10^3} \cdot 3,14 \approx 6,1.$$

Отримане значення менше за критерій іншими словами, дійсно, має місце режим нерозривного струму, що і підтверджується результатами моделювання.

Стабілізована вихідна напруга для режиму нерозривного струму визначається наближеною залежністю

$$V_{out} \approx V_{in} \cdot \frac{1}{1 - Q}.$$

В нашій схемі значення напруги живлення  $V_{in} = 3$  В отримаємо:

$$V_{out} = 3,75 \text{ В для } Q = 0,2; V_{out} = 6 \text{ В для } Q = 0,5; \text{ і } V_{out} = 15 \text{ В } Q = 0,8.$$

З урахуванням поправки на падіння напруги на відкритому діоді ( $V_D \approx 0,4$ ) отримаємо наступні значення вихідної напруги: 3,3 В, 5,6 В і 15,6 В для трьох значень заповнення. Ці значення досить точно збігаються з результатами моделювання.

Обмеження максимального струму на рівні близько 2 А на початковій ділянці перехідного процесу пов'язане з обмеженням максимального струму транзисторного ключа.

Початковий викид струму обумовлений струмом заряду конденсатора. У цьому легко переконатися, зменшивши ємність конденсатора до 0,22 мкФ.

Таким чином, результати теоретичних оцінок усталеного режиму імпульсного підвищуючого перетворювача збігаються з результатами моделювання.

## ВИСНОВОК

В першому розділі виконано огляд наявних на сьогоднішній день програмних продуктів для моделювання електричних схем. Огляд, при всьому бажанні не може бути повним. Бо кількість програмних пакетів дуже велика. Але це півбіди. Більшу складність складає класифікація програмних продуктів. Універсальні, вузкоспеціалізовані пакети для розробки друкованих плат, пакети для розробки топології інтегральних мікросхем.... Тому в огляді розглянуті найбільш відомі популярні пакети як комерційні так і безкоштовні програми.

Таким пакетом і є LtSpice.

У другому розділі наведені теоретичні відомості про пристрої обрані для моделювання.

Для практичного моделювання обрано класичний електротехнічний пристрій – силовий трансформатор, та прилад функціональної електроніки – імпульсний блок живлення, перетворювач з підвищенням напруги (boost converter або step-up converter).

Слід зауважити, що обрані моделі не є головною метою роботи. Моделювання цих пристроїв вже виконано і не є науковою новизною.

В роботі проведено порівняння теоретичних положень наведених у другому розділі з результатами отриманими під час моделювання створених моделей.

У третьому, практичному розділі відбувається створення моделей, налаштування компонентів та практичне моделювання обраних пристроїв на базі створених у пакеті LtSpice моделей. Відповідно поставленої у роботі задачі можемо зауважити:

- Пакет схемотехнічного моделювання достатньо легкий для опанування роботи в ньому. Має дружній і зрозумілий інтерфейс.
- Результати моделювання у пакеті співпадають з теоретичними результатами.

- В програмі передбачене створення власних моделей компонентів. Це достатньо просто. І використовувалось під час роботи як зміна поточних параметрів (параметри модулів живлення наприклад). Але можливість зберегти компонент у власну бібліотеку як новий елемент не використовувалась. За відсутністю необхідності.
- Особливо потрібно виділити можливість використання моделей цифрових елементів. В пакеті присутні моделі базових елементів цифрової техніки (кон'юнктор, диз'юнктор, інвертор, універсальні елементи). На базі наявних бібліотечних елементів можливе створення власної бібліотеки елементів різноманітної складності.

Моделювання цифрових пристроїв не використовувалось тому що таке моделювання є окремою великою і самостійною задачею.

За темою роботи проведена доповідь на студентській конференції та випущена публікація копія якої наведена у додатку А.

Все вищенаведене дозволяє зробити висновок, що пакет LtSpice може бути ефективно використаний в учбовому процесі.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Зевеке Г.В. Основы теории цепей: Учебник для вузов /Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. — 5-е, перераб. —М., «Энергоатомиздат», 1989. —752 с.
2. Влах И., Сингхал К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1988. — 560 с.
3. Steven T. Karris Circuit Analysis II with MATLAB® Applications / Orchard Publications, 2003. —501 p.
4. Won Y. Yang, Seung C. Lee Circuit Systems with MATLAB® and PSpice®/ John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd. 2007. —538 p.
5. Майер Р.В. Расчет электрических цепей в системе MathCAD: Учебное пособие. - Глазов: ГГПИ. 2007. — 44 с.
6. Серебряков А.С., Шумейко В.В. MATHCAD и решение задач электротехники: Учебное пособие для вузов ж.-д. транспорта. — М.: Маршрут, 2005. — 240 с.
7. Хернитер Марк Е. Электронное моделирование в Multisim® + DVD. (Пер. с англ.) / Пер. с англ. Осипов А.И. — М.: ДМК Пресс, 2010. — 488 с.
8. Fawwaz T. Ulaby, Michel M. Maharbiz, Cynthia M. Furse Circuit analysis and design/Michigan Publishing. 2018. — 795 p.
9. Певницкий С.Ю. Разработка печатных плат в NI Ultiboard / ДМК Пресс 2012. — 256 с.
10. Володин В. Я. LTspice: компьютерное моделирование электронных схем. — СПб.:БХВ-Петербург, 2010. — 400 с.
11. Сохор Ю.Н. Моделирование устройств в LTSpice. Учебно-методическое пособие. Псковск. гос. политехн. ин-т. - Псков: Издательство ППИ, 2008. — 165 с.
12. Вольдек А. И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. — 3-е изд., перераб.— Л.: Энергия, 1978. —832 с.

13. Зиновьев Г.С. Силовая электроника : учеб. пособие для бакалавров / – 5-е изд., испр. и доп. — М.: Издательство Юрайт, 2012. — 667 с.
14. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению/Пер. с англ. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI». — 272 с.
15. Москатов Е. А. Источники питания. — К.: "МК-Пресс", СПб.: "КОРОНА-ВЕК", 2011.—208 с.
16. Штерн М.И. Силовая электроника. Расчеты и схемотехника. - СПб.: Наука и Техника, 2017. — 400 с.
17. Шустов М.А. Основы силовой электроники. - СПб.: Наука и Техника, 2017. - 336 с.
18. Кубов В. И. Исследование схем импульсных источников питания в SWCAD/LTspice. – К.: «МК-Пресс», СПб.: «КОРОНА-ВЕК», 2015. – 208 с.
19. Сікірницька О.С., Шугайло Ю.Б. Моделювання електронних схем за допомогою спеціалізованих пакетів / Інформатика, інформаційні системи та технології: тези доповідей 18-ї всеукраїнської конференції студентів і молодих науковців. Одеса, 23 квітня 2021 р. – Одеса, 2021; – С 156-157.

## ДОДАТОК А

Копія публікації «Модельовання електронних схем за допомогою спеціалізованих пакетів»

*Інформатика, інформаційні системи та технології*

---

Державний заклад  
«ПІВДЕННОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ  
ПЕДАГОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
імені К. Д. УШІНСЬКОГО»



ОДЕСЬКИЙ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ  
УНІВЕРСИТЕТ імені І. І. МЕЧНИКОВА

ВІСІМНАДЦЯТА ВСЕУКРАЇНСЬКА КОНФЕРЕНЦІЯ  
СТУДЕНТІВ І МОЛОДИХ НАУКОВЦІВ

**ІНФОРМАТИКА, ІНФОРМАЦІЙНІ  
СИСТЕМИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ**

23 квітня 2021 р.

Одеса – 2021

**Інформатика, інформаційні системи та технології:** тези доповідей шістнадцятої всеукраїнської конференції студентів і молодих науковців. Одеса, 23 квітня 2021 р. - Одеса, 2021. – 218 с.

Друкується за рішенням Вченої Ради  
Університету Ушинського  
(протокол №10 від 25.03.2021)

Організатори конференції продовжують традицію обміну досвідом у сфері освіти та використання інформаційних технологій. У конференції приймають участь студенти, аспіранти та молоді науковці вищих навчальних закладів України.

Тематика конференції охоплює наступне коло питань: сучасні інформаційні технології; інтелектуальні системи; методика викладання інформатики; інформаційні технології в освіті; психолого-педагогічне забезпечення інформатизації навчальної діяльності; дистанційна освіта і глобальні телекомунікаційні мережі; математичне моделювання й інформаційні технології; інформатизація системи керування освітою; інформаційні технології в менеджменті.

**Наукові керівники:**

завідувач кафедри прикладної математики та інформатики  
фізико-математичного факультету Університету Ушинського, д. т. н., проф. Т. Л. Мазурок,  
завідувач кафедри математичного забезпечення комп'ютерних систем факультету  
математики, фізики та інформаційних технологій  
ОНУ імені І. І. Мечникова, д. т. н., проф. Є. В. Малахов

**Оргкомітет:**

**Голова:**

Ректор Університету Ушинського, дійсний член АПН України,  
д. псих. н., проф. О. Я. Чебикін

**Заступники голови:**

Проректор з наукової роботи Університету Ушинського, д. п. н., проф. Т. І. Койчева  
Декан факультету математики, фізики та інформаційних технологій ОНУ імені  
І. І. Мечникова, к. ф.-м. н., проф. В. Є. Крутлов

**Члени оргкомітету:**

д. т. н., проф.	Є. В. Малахов	д. т. н., проф.	Т. Л. Мазурок
д. т. н., проф.	Ю. О. Гунченко	к. п. н., доц.	А. О. Яновський
к. ф.-м. н., доц.	Ю. М. Крапівний	к. п. н., доц.	Л. В. Брескіна
к. ф.-м. н., доц.	Т. І. Петрушина	к. ф.-м. н.	О. П. Бойко
ст. викл.	В. А. Корабльов	ст. викл.	О. І. Шувалова

© Фізико-математичний факультет Державного закладу «Південноукраїнський національний педагогічний університет імені К. Д. Ушинського»,  
кафедра прикладної математики та інформатики, 2021

© Факультет математики, фізики та інформаційних технологій Одеського національного університету імені І. І. Мечникова, кафедра математичного забезпечення комп'ютерних систем, 2021

Савельєва О. В., Вікторов О. В., Чепурко А. В. ....	151
<b>РОЗБІЖНОСТІ КОНОТАЦІЇ У РЯДУ СИНОНІМІВ ТЕРМНОЛОГІЧНОГО ОМОНІМУ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ФОНОСЕМАНТИЧНОГО АНАЛІЗУ</b> .....	<b>153</b>
Сафонова К. Я. ....	153
<b>МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОНИХ СХЕМ ЗА ДОПОМОГОЮ СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ПАКЕТІВ</b> .....	<b>156</b>
Сікірницька О. С., Шугайло Ю. Б. ....	156
<b>VR ТЕХНОЛОГІЇ ЯК ЗАСІБ МОТИВАЦІЇ ДО НАВЧАННЯ</b> .....	<b>158</b>
Бандура А. Ю., Яновський А. О. ....	158
<b>МІЖПРЕДМЕТНІ ЗВ'ЯЗКИ ПІД ЧАС ВИВЧЕННЯ 3D-ГРАФІКИ ЗАСОБАМИ МОДЕЛЮВАННЯ У ВІЗУАЛІЗАЦІЇ ФІЗИЧНИХ ПРОЦЕСІВ</b> .....	<b>160</b>
Олексійчук Р. М., Яновський А. О. ....	160
<b>СПЕЦИФІКА ІНТЕРФЕЙСУ КОРИСТУВАЧА ПЛАТФОРМИ ДЛЯ НАВЧАННЯ ВИЩОЇ МАТЕМАТИКИ</b> .....	<b>162</b>
Вржеціон Т. О., Трубіна Н. Ф. ....	162
<b>РОЗРОБКА АРХІТЕКТУРИ НАВЧАЛЬНОЇ ПЛАТФОРМИ</b> .....	<b>164</b>
Козлов М. С., Трубіна Н. Ф. ....	164
<b>ТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТЕКСТІВ НАВЧАЛЬНОЇ СИСТЕМИ</b> .....	<b>166</b>
Петрушина Т. І., Ткаченко А. М. ....	166
<b>ВИКОРИСТАННЯ РЕКОМЕНДАЦІЙНИХ СИСТЕМ У НАВЧАЛЬНИХ ПЛАТФОРМАХ</b> .....	<b>167</b>
Самбурський В. О., Лісіцина І. М. ....	167
<b>ГЕНЕРАЦІЯ РЕКОМЕНДАЦІЙ УСЛУГ В БЬЮТИ-ІНДУСТРИЇ</b> .....	<b>169</b>
Гаврилина М. А., Малахов Е. В. ....	169
<b>МОДЕЛЬ КЛІЄНТА І ТЕХНОЛОГІЯ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ В2В МАЙДАНЧИКА З ПРОДАЖУ СІЛЬСЬКОГОСПОДАРСЬКОЇ ПРОДУКЦІЇ</b> .....	<b>171</b>
Гриньов Є. О., Малахов Є. В. ....	171
<b>ВИЯВЛЕННЯ АНОМАЛІЙ В МЕРЕЖЕВОМУ ТРАФІКУ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДІВ ГЛИБОКОГО НАВЧАННЯ</b> .....	<b>172</b>
Якушина А. О., Шпінарева І. М. ....	172
<b>РЕЛЯЦІЙНА МОДЕЛЬ ДАНИХ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОДУКЦІЙНИХ ЗНАТЬ В ЕКСПЕРТНІЙ СИСТЕМІ</b> .....	<b>174</b>
Паштецький О. О., Крапівний Ю. М. ....	174
<b>СТВОРЕННЯ ХМАРНИХ ДОДАТКІВ ІОТ НА ПЛАТФОРМІ ІВМ CLOUD ЗА ДОПОМОГОЮ NODE-RED STARTER KIT</b> .....	<b>175</b>
Жирова С. В., Волошук Л. А. ....	175
<b>МОБІЛЬНИЙ ЗАСТОСУНОК ДЛЯ ВЛАСНИКІВ ТВАРИН</b> .....	<b>177</b>
Крилова М. О., Розновець О. І. ....	177

## **МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОНИХ СХЕМ ЗА ДОПОМОГОЮ СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ПАКЕТІВ**

*Сікірницька О. С., Шугайло Ю. Б.*

ОНУ імені І. І. Мечникова

*Ключові слова:* Моделювання електричних схем, SPICE-програми, LTSpice.

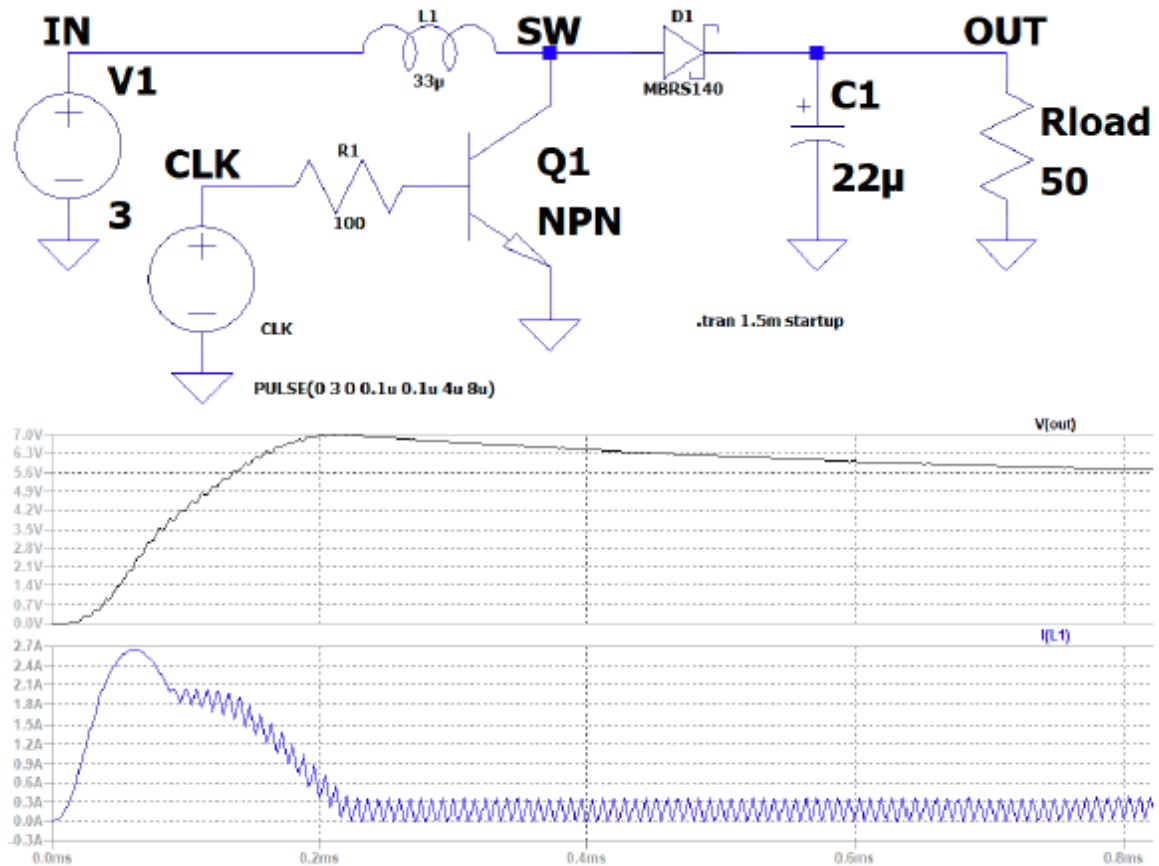
Моделювання електричних схем безпосередньо пов'язано з проектуванням відповідних пристроїв. У системах конструкторського проектування електронних пристроїв широкого поширення набули програми моделювання, об'єднані загальною назвою - SPICE-програми (наприклад, програми PSpice, TSpice, XSpice і т.д.). SPICE - Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (алгоритм моделювання процесів, що протікають в електронних схемах).

SwitcherCAD III - третє покоління системи проектування імпульсних регуляторів компанії Linear Technology. Особливість програми моделювання LTSpice полягає в тому, що вона містить вбудовані макромоделі для потужних імпульсних контролерів і регуляторів. Крім SPICE-програми, система проектування включає схемний редактор і засоби відображення результатів моделювання, що дозволяють проводити подальший аналіз. До складу системи входить також вбудована база даних для більшості імпульсних пристроїв компанії Linear Technology і багатьох пасивних компонентів. База даних пристроїв, схемний редактор, програма моделювання і система графічного відображення результатів інтегровані в одну систему.

Система LTSpice/SwitcherCAD III була розроблена для моделювання імпульсних систем живлення і регулювання і відрізняється від інших SPICE-програм спеціальною логікою, керуючою перемиканнями, забезпечуючи прийнятний час моделювання. Сучасні імпульсні джерела живлення мають систему управління з різними режимами роботи. Наприклад, можуть змінитися режими модуляції в залежності від режиму роботи схеми і т.д. Оригінальний компілятор SwitcherCAD III, дозволяє досить швидко і точно змодельовати подібного роду пристрої. Крім того, система моделювання дозволяє отримати практично довільну форму імпульсів. У LTSpice вбудовані схемні елементи відповідні фізично існуючим компонентам. Конденсатори і котушки індуктивності можуть бути змодельовані з послідовними опорами і іншими паразитними елементами, без використання підсхем або внутрішніх вузлів. Це дозволяє врахувати кінцевий внутрішній опір елементів на всіх частотах.

Програма має статус freeware і вільно поширюється через вебсайт компанії – розробника. Це дозволяє використовувати її у навчальному процесі. У пакет включені файли зі схемами прикладів, які повністю підготовлені для

демонстрації всіх можливостей програми. Програма є повнофункціональною і дозволяє користувачеві розробляти власні схеми.



На наведеному малюнку показано результати моделювання зворотньовходового імпульсного перетворювача з трансформатором. Наведені схема і діаграми результу.

### Література

1. Володин В.Я. LTspice: компьютерное моделирование электронных схем. — СПб.: БХВ-Петербург, 2010. 400 с
2. Сохор Ю.Н. Моделирование устройств в LTSpice. Учебно-методическое пособие. Псковск. гос. политехн. ин-т. Псков: Изд-во ППИ, 2008. 165 с.
3. Кубов В.И. Исследование схем импульсных источников питания в SWCAD/LTspice. — К.: «МК-Пресс», СПб.: «КОРОНА-ВЕК», 2015. 208 с.