

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ ВАСИЛЯ  
СТУСА

КАЛІНСКИЙ ПАВЛО ВОЛОДИМИРОВИЧ

Допускається до захисту:

Завідувач кафедри  
інформаційних технологій,  
к.т.н., доцент,

\_\_\_\_\_ Т. В. Нескородева

«\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2021р.

ДВОТАКТНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ КЛАСУ Е ДЛЯ ЗБУДЖЕННЯ  
ВИСОКОЧАСТОТНОГО ВИСОКОВОЛЬТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Спеціальність 105 Прикладна фізика та наноматеріали

Кваліфікаційна (бакалаврська) робота

Науковий керівник:

Чернов Д. В.,  
к.т.н., доцент кафедри  
радіофізики та кібербезпеки

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Оцінка : \_\_\_\_\_ / \_\_\_\_\_ / \_\_\_\_\_  
(бали/за шкалою ЄКТС/за національною шкалою)

Голова ЕК: \_\_\_\_\_  
(підпис)

Вінниця 2021

## АНОТАЦІЯ

Калінський П. В. Двотактний підсилювач класу Е для збудження високочастотного високовольтного трансформатора Спеціальність 105 «Прикладна фізика та наноматеріали» Спеціалізації «Фізика» Освітньої програми «Технології інтернету речей» Донецький національний університет імені Василя Стуса Вінниця 2021.

У кваліфікаційній (бакалаврській) роботі досліджено роботу двотактного підсилювача класу Е для збудження високочастотного високовольтного трансформатора. Наведено розрахунок схеми, та моделювання роботи при зміні параметрів.

Ключові слова:

Високоефективний підсилювач, клас Е, висока частота, висока напруга.

73 с., 43 рис., 1 дод., 33 джерела.

## ABSTRACT

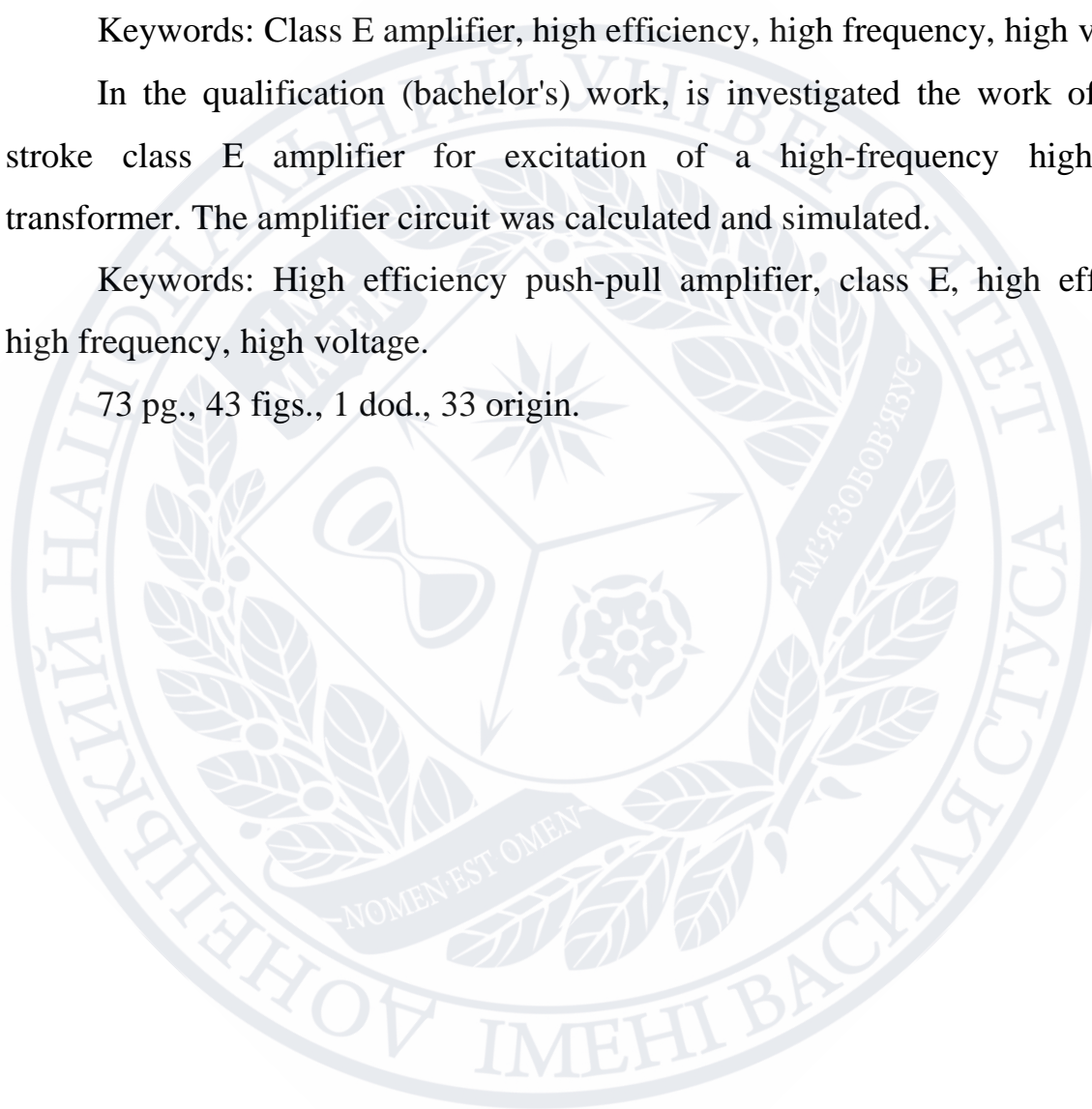
Kalinskyi P.V. Push-pull class E amplifier for excitation of high-frequency high-voltage transformer. Specialty 105 "Applied Physics and Nanomaterials" Specialization "Physics". Educational Program "Internet of Things Technology". Vasyl' Stus Donetsk National University, Vinnytsia 2021.

Keywords: Class E amplifier, high efficiency, high frequency, high voltage.

In the qualification (bachelor's) work, is investigated the work of a two-stroke class E amplifier for excitation of a high-frequency high-voltage transformer. The amplifier circuit was calculated and simulated.

Keywords: High efficiency push-pull amplifier, class E, high efficiency, high frequency, high voltage.

73 pg., 43 figs., 1 dod., 33 origin.



## ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ.....	2
ЗМІСТ .....	4
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ .....	5
ВСТУП.....	6
РОЗДІЛ 1. Підсилювальні пристрої .....	7
1.1 Загальні відомості.....	7
1.2 Підсилювачі потужності ключового типу.....	11
1.3 Перетворювачі напруги.....	18
1.4 Основні показники якості підсилювачів .....	24
1.5 Зворотні зв'язки в підсилювачах.....	27
1.6 Основні обмеження звичайного трансформатора.....	30
РОЗДІЛ 2. Підсилювач класу E .....	36
2.1 Введення.....	36
2.2 Основна частина .....	38
2.3 Підсилювач класу E з однією ємністю та однією індуктивністю .....	41
2.4 Двотактний підсилювач класу E з однією ємністю та однією індуктивністю .....	47
РОЗДІЛ 3 Двотактний підсилювач класу E для збудження високочастотного високовольтного трансформатора .....	57
ВИСНОВКИ .....	68
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ .....	69
ДОДАТОК А.....	73

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ДВС	Джерело (генератор) вхідного сигналу
ДЖ	Джерело живлення
ЕРС	Електрорушійна сила
ККД	Коефіцієнт корисної дії
ШІМ	Широтно-імпульсна модуляція
ПП	Підсилювач потужності
НЧ	Низької частоти
ВЧ	Високої частоти
ПЧ	Проміжної частоти
ХХ	Холостого ходу
КЗ	Короткого замикання
УЗКЧ	Ультразвукової частоти
ППС	Підсилювачі постійного струму
АЧХ	Амплітудно-частотна характеристика
ВАХ	Вольт-амперна характеристика
НЗЗ	Негативний зворотний зв'язок
ПЗЗ	Позитивний зворотний зв'язок
ФЧХ	Фазо-частотна характеристика
ЗК	Закон Кірхгофа



## ВСТУП

Електричні сигнали використовують у всіх галузях науки та техніки. У більшості випадків значення електричних сигналів, що відображає інформацію про процеси та явища у природі та техніці, дуже малі. Тому, щоб скористатися цими сигналами їх необхідно підсилити за допомогою підсилюючих пристроїв.

Підсилюючі пристрої спочатку будувались тільки на вакуумних пристроях, а з кінця 50-х років в електронній апаратурі почали застосовуватися транзистори. Завдяки позитивним якостям транзисторів, у наш час електронна апаратура будується в основному на напівпровідникових приборах. На основі інтегральних мікросхем виготовляють складні та високо надійні електронні підсилювачі малих розмірів.

Підсилювач класу Е, перетворює енергію джерела живлення у енергію змінного струму з високим ККД на високих частотах, що дозволяє його використання у перетворювачах енергії з невеликими розмірами.

**Метою дослідження** є розрахунок та моделювання роботи двотактного підсилювача класу Е для збудження високочастотного високовольтного трансформатора.

### **Завданням дослідження**

- Скласти оптимальну схему двотактного підсилювача класу Е для збудження високочастотного високовольтного трансформатора і провести розрахунки параметрів трансформатора та підсилювача.
- Перевірити за допомоги програми LTSpice роботу двотактного підсилювача класу Е для збудження високочастотного високовольтного трансформатора

**Об'єктом дослідження** є процеси перетворення енергії у підсилювачах класу Е.

**Предметом дослідження** є енергетичні характеристики двотактного підсилювача класу Е.

# РОЗДІЛ 1. ПІДСИЛЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ

## 1.1 Загальні відомості

Підсилювачем називають пристрій, що дозволяє перетворювати вхідний сигнал на сигнал більшої потужності (струму, напруги) без істотного спотворення його форми. Ефект підсилення можливий лише за наявності джерела керованої енергії, що перетворюється підсилювачем в енергію підсилених сигналів. Таким джерелом є джерело живлення. Енергія джерела живлення перетворюється в енергію корисного сигналу за допомогою підсилювача. Узагальнена структурна схема підсилювача наведена в рис. 1.1 [1].

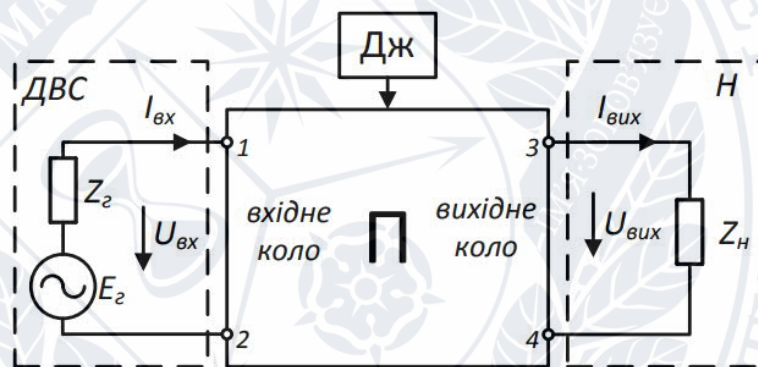


Рисунок 1. 1 – Структурна схема підсилення електричних сигналів

Розглянемо основні елементи в наведеній вище схемі: П – підсилювач; ДВС – джерело (генератор) вхідного сигналу (моделюється джерелом ЕРС  $E_s$  та внутрішнім опором  $Z_s$ ). Напруга вхідного сигналу  $U_{вх}$  у загальному випадку не дорівнює  $E_s$ , оскільки у ДВС є внутрішній опір  $Z_s$ ; ДЖ – джерело живлення, що є джерелом керованої енергії, що управляється вхідним сигналом; Н – навантаження (в поданій схемі воно подане у вигляді опору  $Z_n$ ). У позначеннях опорів та джерел можуть фігурувати комплексні величини у випадку синусоїдальних вхідних сигналів. Зазвичай ланку, до якої під'єднують ДВС, називають вхідним колом (затискачі 1, 2), а ланку, до

якої під'єднують навантаження, – вихідним колом (затискачі 3, 4). Затискачі 2 і 4, як правило, одного потенціалу і їх називають спільною шиною, або масою підсилювача. Найпростіший підсилювач містить один підсилювальний елемент, який із приєднаними до нього елементами живлення та зв'язку утворює каскад підсилення. У більшості випадків підсилення одного каскаду недостатньо, тому підсилювач містить декілька каскадів підсилення, утворюючи багато каскадний пристрій. Каскади з'єднані таким чином, що сигнал, підсилений одним каскадом, підводиться до входу другого, потім до третього і т.д. Структурна схема типового багато каскадного підсилювача наведена на рис. 1.2 [1] і містить вхідний і вихідний пристрої, каскади попереднього підсилення та підсилення потужності.



Рисунок 1.2 – Структурна схема багато каскадного підсилювача

Вхідний пристрій передає сигнал від джерела сигналу на вхідне коло. Це застосовують тоді, коли джерело сигналу, яке під'єднують, не можна або недоцільно під'єднати безпосередньо до входу підсилювача (узгодження джерела сигналу та підсилювача). Каскади попереднього підсилення призначені для підсилення сигналу за напругою, струмом, потужністю до необхідного рівня, що забезпечує нормальну роботу наступного блока. Каскади підсилення потужності забезпечують у навантаженні потрібні значення потужності за допустимих рівнів спотворення форми та шумів сигналу. Вихідні пристрої використовують для передавання сигналу від підсилювача потужності до навантаження. Застосовують, якщо безпосереднє під'єднування навантаження неможливе або недоцільне.



## Класифікація підсилювачів

Підсилювачі класифікують за такими ознаками:

- за призначенням;
- за характером сигналів підсилення;
- за смугою частот підсилення;
- за видом використовуваних активних елементів.

За призначенням розрізняють:

- підсилювачі напруги

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} \quad (1.1)$$

де  $\dot{U}_{\text{вх}}$  – вхідна напруги, В;  
 $\dot{U}_{\text{вих}}$  – вихідна напруги В.

- підсилювачі струму

$$\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_{\text{вих}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} \quad (1.2)$$

де  $\dot{I}_{\text{вх}}$  – вхідний струми, А;  
 $\dot{I}_{\text{вих}}$  – вихідний струми, А.

- підсилювачі потужності

$$\dot{K}_P = \frac{\dot{P}_{\text{вих}}}{\dot{P}_{\text{вх}}} \quad (1.3)$$

де  $\dot{P}_{\text{вх}}$  – потужності на вході підсилювача, Вт;

$\dot{P}_{\text{вих}}$  – потужності на виході підсилювача, Вт.

У підсилювачах потужності потрібно забезпечити у навантаженні ( $Z_{\text{н}}$ ) задану потужність, а в підсилювачах напруги (струму) – задані значення

коефіцієнтів підсилення і вихідних параметрів напруги та струму відповідно.

За характером сигналів підсилення бувають:

- підсилювачі гармонічних сигналів. Ці пристрої забезпечують підсилення неперервних гармонічних, синусоїдальних сигналів;
- підсилювачі імпульсних сигналів. Ці пристрої забезпечують підсилення імпульсних сигналів заданої форми.

За смугою частот підсилення розрізняють:

- підсилювачі постійного струму, діапазон частот підсилення:

$$f = 0 - f_v \quad (1.4)$$

де  $f_v$  – верхня гранична частота підсилення, Гц.

- підсилювачі змінного струму, з діапазоном частот:

$$f = f_n - f_v \quad (1.5)$$

де  $f_n$  – нижня гранична частота підсилення, Гц.

Підсилювачі змінного струму, у свою чергу, поділяють на такі:

- підсилювачі низької частоти;

$$f_v - f_n \gg f_n \quad (1.6)$$

- підсилювачі високої частоти;

$$f_v - f_n \ll f_n \quad (1.7)$$

- смугові підсилювачі;

$$\frac{f_B}{f_H} \approx 1,1 \quad (1.8)$$

За видом активних елементів, що використовуються в підсилювачі, їх можна поділити на такі:

- лампові;
- транзисторні;
- діодні;
- параметричні.

## 1.2 Підсилювачі потужності ключового типу

Граничне значення ККД лінійних підсилювачів в режимі посилення гармонійного сигналу не перевищує 78% [11]. Реальне його значення, як правило, виявляється значно нижче. У разі ж реактивного навантаження ККД лінійного підсилювача - взагалі прагне до нуля. Тому для побудови підсилювачів, які характеризуються вихідною потужністю в кілька сотень ват, лінійні підсилювачі придатні при відповідному охолодженні.

Низьке значення ККД лінійних підсилювачів пояснюється значними втратами потужності на керуючих елементах, які визначаються очевидним співвідношенням

$$P_{ке} = \frac{I}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} U_{ке}(t) i_{ке}(t) dt \quad (1.9)$$

де  $P_{ке}$  – потужність на керуючих елементах, Вт;

$i_{ке}$  – струм, що протікає через керуючий елемент, А;

$U_{ке}$  – напруга на керуючих елементах, В.

Оскільки струм  $i_{ке}$ , що протікає через керуючий елемент, дорівнює току навантаження, то він не може бути рівним нулю. Отже, єдиною

можливістю зменшувати втрати потужності на керуючому елементі є зменшення падіння напруги на ньому при протіканні струму

$$U_{\text{ке}}(t) \rightarrow 0 \quad (1.10)$$

Ця умова найбільш повно виконується, якщо керуючий елемент працює в ключовому режимі. Характерною особливістю ключового режиму є те, що керуючий елемент знаходиться тривало лише в одному з двох «крайніх» станів: або повністю відкритий (ключ замкнутий), або повністю закритий (ключ розімкнутий). У відкритому стані ключі на електронних керуючих елементах мають дуже низький опір. В результаті навіть при протіканні великих струмів падіння напруги на замкненому ключі становить десятки частки вольт, що значно менше, ніж при роботі керуючого елемента в лінійному (підсилювальному) режимі. У розімкненому стані через керуючий елемент протікає мізерно малий струм. Значення добутку 1.11 в ключовому режимі мале в будь-якому з двох статичних станів. Якщо і час переходу елемента з одного граничного стану в інший зробити малим, то втрати потужності на ключі і в перехідному режимі виявляються незначними. Підсилювачі, в яких управління енергією сигналу в навантаженні здійснюються елементами, що працюють в ключовому режимі, називаються ключовими підсилювачами.

$$U_{\text{ке}}(t) \cdot i_{\text{ке}}(t) \quad (1.11)$$

Існує велика кількість способів реалізації ключових підсилювачів. Їх можна визначити, розглянувши співвідношення для потужності втрат, що розсіюються на керуючих елементах підсилювача. З узагальненої структурної схеми підсилювача рис. 1.2.1 слідує, що напруга на керуючому елементі ( $U_{\text{ке}}$ ) дорівнює різниці напруг джерела живлення ( $E_{\text{дж}}$ ) і навантаження ( $U_{\text{н}}$ ), тобто.



$$P_{\text{ке}} = \frac{I}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} (E_{\text{дж}} - U_{\text{ке}}(t)) i_{\text{ке}}(t) dt \quad (1.12)$$

де  $E_{\text{дж}}$  – напруга джерела живлення, В.

Ясно, що для досягнення 100% ККД необхідно, щоб потужність втрат дорівнювала нулю, звідси слідує умова, що можливо буде реалізовано 100% ККД:

$$U_{\text{ке}}(t) = E_{\text{дж}}(t) - U_{\text{н}}(t) = 0 \quad (1.13)$$

де  $U_{\text{н}}$  – напруга навантаження, В.

Відразу стає ясно, що в лінійному підсилювачі, у якого  $E_{\text{дж}} = \text{const}$ , а  $U_{\text{н}}(t) = \text{var}$ , ця умова в принципі не реальна. Реалізувати це можна двома шляхами: або напруга джерела живлення повинна «стежити» за зміною напруги на навантаженні:

$$E_{\text{дж}}(t) \rightarrow U_{\text{н}}(t) \quad (1.14)$$

або напруга навантаження має «повторювати» напругу в мережі:

$$U_{\text{н}}(t) \rightarrow E_{\text{дж}}(t) \quad (1.15)$$

Ці, на перший погляд, однакові умови, реалізуються принципово різними способами. Варіант за формулою 1.14 здійснюється за допомогою допоміжного підсилювача, вихідна напруга якого виконує роль джерела живлення основного лінійного підсилювача, причому напруга живлення за формою має якомога ближче повторювати форму сигналу в навантаженні основного підсилювача. Очевидно, що ефект збільшення ККД в цьому

випадку може бути досягнутий, якщо допоміжний підсилювач працює в високо економічному, тобто Ключовому, режимі. В результаті приходимо до схеми підсилювача, зображеної на рис. 1.3, а,. Тут ключовий підсилювач представлений набором джерел живлення  $E_1, E_N$ , які за допомогою електронних ключів підключаються до затисків 1-1 джерела живлення лінійного підсилювача в певній послідовності, так, щоб забезпечити мінімум заштрихованої площі рис. 1.3, б.

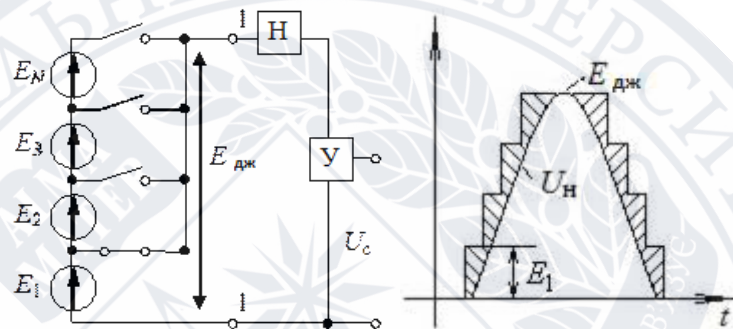


Рисунок 1.3 – Схема ключового підсилювача з стежачим живленням ( а ),  
тимчасова діаграма напруги (б)

Недоліки такого варіанту очевидні: велика кількість джерел і ключових елементів, кожен з яких повинен бути забезпеченим досить складною схемою управління; загальний ККД такого підсилювача дорівнює добутку ККД допоміжного, ключового та основного лінійного; швидкість зміни сигналу в навантаженні обмежена тривалістю перехідного процесу перемикавання ключів.

Варіант побудови підсилювача за умовою формули 1.15 реалізується шляхом підключення навантаження безпосередньо до джерела живлення постійної напруги за допомогою ключа рис. 1.4.

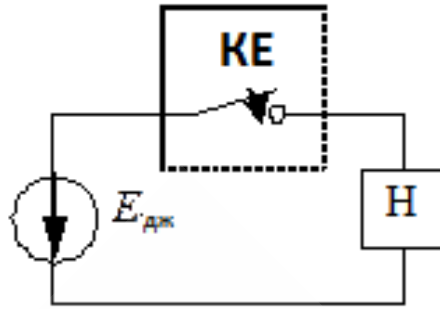


Рисунок 1.4 – Ключовий підсилювач з ШІМ

У цьому випадку управління енергією сигналу в навантаженні можливо за рахунок зміни тривалості замкненого стану ключа.

Дійсно, при чисто активному навантаженні  $R_n$  середня потужність в ньому буде дорівнювати

$$P_n = \frac{I}{T} \int_0^{\Delta t} U_n i_n dt = \frac{I}{T} \int_0^{\Delta t} \frac{E_{ДЖ}^2}{R} dt = \frac{E_{ДЖ}^2}{R_n} \cdot \frac{\Delta t}{T} \quad (1.16)$$

де  $P_n$  – потужність при навантаженні, Вт;

$i_n$  – струм, А;

$T$  – період, с;

$R$  – опір, Ом;

$R_n$  – опір навантаження, Ом.

Звідси випливає, що для зміни потужності сигналу в навантаженні, згідно із законом вхідного сигналу, необхідно здійснити перетворення інтенсивності останнього в тривалість замкнутого стану ключа.

$$Dt = f(U_c) \quad (1.17)$$

Таке перетворення називається широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), приклад якої наведено на рис. 1.5.

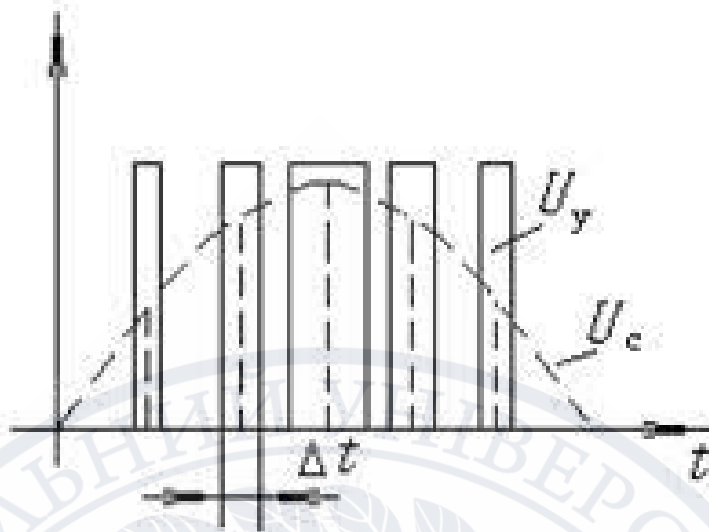


Рисунок 1.5 – Принцип дії ШІМ

Сигнал в навантаженні буде повторювати за формою імпульси управління. Якщо, крім завдання управління середньою потужністю сигналу в навантаженні від підсилювача, потрібно ще й відтворення форми вхідного сигналу, то вихідний сигнал з широтно-імпульсною модуляцією повинен бути підданий демодуляції. На рис. 1.6, а, б, в зображенні відповідно спектр не модульованої послідовності імпульсів управління, спектр деякого сигналу з максимальною частотою  $\omega_c$  і спектр модульованих по ширині цим сигналом імпульсів управління. Очевидно, що сигнал в навантаженні за формою, а отже і по спектру буде повторювати сигнал управління. З рис. 1.6, в добре видно, що в спектрі вихідного сигналу ключового підсилювача з ШІМ спектр вхідного сигналу присутній в чистому вигляді, що дозволяє виділити його шляхом простої фільтрації, тобто шляхом придушення всіх частот вище  $\omega_c$ . Слід підкреслити, що зазначена на рис. 1.6 структура спектру має місце лише при виконанні очевидної умови  $\omega_1 \gg \omega_c$ , з якої по заданій максимальній частоті сигналу  $\omega_{c \max}$  і повинна вибиратися необхідна для неспотвореної передачі форми сигналу тактова частота комутації  $\omega_1$ . Для того щоб фільтрація не приводила до втрати ККД, необхідно, щоб від



джерела живлення струм фільтрованих вищих гармонік не споживався.

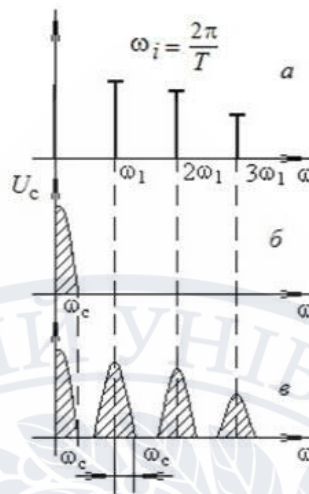


Рисунок 1.6 – Спектр сигналів при ШІМ: а - імпульсів управління; б - вхідного сигналу; в – модульованого

Для цього вхідний опір фільтра фільтрується, частота має бути дуже висока, що досягається обов'язковим включенням на вході фільтра індуктивного елемента - дроселя. Отже, структурна схема ключового підсилювача з ШІМ повинна містити елементи, зображені на рис. 1.7 [11].

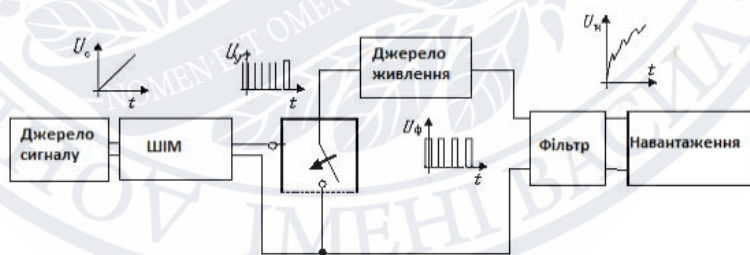


Рисунок 1.7 – Структурна схема підсилювача з ШІМ

За способом включення індуктивного елемента фільтру, розрізняють три варіанти каскаду ключового підсилювача. Керований елемент умовно зображений у вигляді ключа підсилювача на рис. 1.8, а, б, в.

У всіх трьох схемах при замиканні ключа (відкритому керованому елементі) дросель фільтра підключається до джерела живлення, а при розмиканні ключа запасена в дроселі енергія, через що відкривається при цьому діод, надходить в навантаження. Характерно, що в схемі рис. 1.8, б постійна напруга в навантаженні має полярність, протилежну полярності джерела живлення, і в схемі рис. 1.8 відбувається посилення напруги.

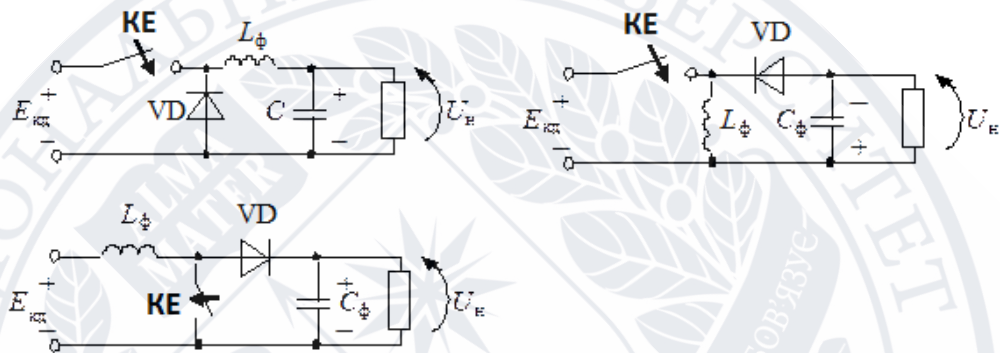


Рисунок 1.8 – Варіанти ключового підсилювача з ШІМ: а - без інверсії напруги; б - з інверсією напруги; в - з посиленням по напрузі

### 1.3 Перетворювачі напруги.

Перетворювач електричної енергії - електротехнічний пристрій, що перетворює електричну енергію з одними значеннями параметрів і / або показників якості в електричну енергію з іншими значеннями параметрів і / або показників якості [13]. Для реалізації перетворювачів широко використовуються напівпровідникові прилади, так як вони забезпечують високий ККД.

Перетворювачі напруги можуть підвищувати або знижувати вхідну напругу, в тому числі змінювати величину і частоту первинної напруги.

Перетворювачі можуть використовуватися у вигляді окремого пристрою або входити до складу систем безперебійного живлення і джерел

електричної енергії.

Для перетворення одного рівня напруги в інший частіше використовуються імпульсні перетворювачі напруги з застосуванням індуктивних накопичувачів енергії. Згідно з цим відомо три типи схем роботи перетворювачів, в яких вони:

- Інвертують;
- Підвищують;
- Понижують.

Спільними для зазначених видів перетворювачів є п'ять елементів:

- Ключовий комутуючий елемент;
- Джерело живлення;
- Індуктивний накопичувач енергії (дросель, котушка індуктивності);
- Конденсатор фільтра, який включений паралельно опору навантаження;
- Блокувальний діод.

Включення зазначених п'яти елементів в різних поєднаннях дає можливість створити будь-який з перерахованих типів імпульсних перетворювачів.

Регулювання рівня вихідної напруги перетворювача забезпечується зміною ширини імпульсів, які керують роботою ключового комутуючого елемента. Стабілізація вихідної напруги створюється методом зворотнього зв'язку: зміна вихідної напруги створює автоматичну зміну ширини імпульсів.

Типовим представником перетворювача напруги також є трансформатор. Він перетворює змінну напругу одного значення в змінну напругу іншого значення. Дана властивість трансформатора широко застосовується в радіоелектроніці та електротехніці.

Пристрій трансформатора включає наступні елементи:

- Магнітопровід;
- Первинна і вторинна обмотка;
- Каркас для обмоток;
- Ізоляцію;
- Система охолодження.
- Інші елементи (для доступу до виводів обмоток, монтажу, захисту трансформатора і так далі).

Напруга, яка видаватиме трансформатор на вторинній обмотці, буде залежати від витоків, які є на первинній та вторинній обмотці.

Існують і інші види перетворювачів напруги, які мають іншу конструкцію. Їх пристрій в більшості випадків виконано на напівпровідникових елементах, так як вони забезпечують значний коефіцієнт корисної дії.

Перетворювач напруга виробляє напругу живлення необхідної величини з іншої напруги живлення, наприклад, для живлення певної апаратури від акумулятора. Однією з головних вимог, які пред'являються до перетворювача, є забезпечення максимального коефіцієнта корисної дії.

Перетворення змінної напруги легко можна виконати за допомогою трансформатора, внаслідок чого подібні перетворювачі постійної напруги часто створюються на базі проміжного перетворення постійної напруги в змінну.

- Потужний генератор змінної напруги, який живиться від джерела вихідної постійної напруги, з'єднується з первинною обмоткою трансформатора.
- Змінна напруга необхідної величини знімається з вторинної обмотки, яке потім випрямляється.
- У разі необхідності постійна вихідна напруга випрямляча стабілізується за допомогою стабілізатора, який включений на виході випрямляча, або за допомогою управління параметрами



змінної напруги, яка виробляється генератором.

- Для отримання високого ККД в перетворювачах напруги використовуються генератори, які працюють в ключовому режимі і виробляють напругу з використанням логічних схем.
- Вихідні транзистори генератора, які комутують напругу на первинній обмотці, переходять із закритого стану (струм не тече через транзистор) в стан насичення, де на транзисторі падає напруга.
- У перетворювачах напруги високовольтних джерел живлення в більшості випадків застосовується ЕРС самоіндукції, яка створюється на індуктивності в випадках різкого переривання струму. Як переривник струму працює транзистор, а первинна обмотка трансформатора виступає індуктивністю. Вихідна напруга створюється на вторинній обмотці і випрямляється. Подібні схеми здатні виробляти напругу до декількох десятків кВ. Їх часто застосовують для живлення електронно-променевих трубок, кінескопів і так далі. При цьому забезпечується ККД вище 80%.

Перетворювачі можна класифікувати по ряду напрямків.

- Перетворювачі напруги постійного струму;
- Регулятори напруги;
- Перетворювачі рівня напруги.

Лінійний стабілізатор напруги;

Перетворювачі змінного струму в постійний:

- Імпульсні стабілізатори напруги;
- Блоки живлення;
- Випрямлячі.

Перетворювачі постійного струму в змінний:

- Інвертори.

Перетворювачі змінної напруги:

- Трансформатори змінної частоти;
- Перетворювачі частоти і форми напруги;
- Регулятори напруги;
- Перетворювачі напруги;
- Трансформатори різного роду.

Перетворювачі напруги в електроніці відповідно до конструкції також діляться на наступні типи:

- На п'єзоелектричних трансформаторах;
- Автогенераторного;
- Трансформаторні з імпульсним збудженням;
- Імпульсні джерела живлення;
- Імпульсні перетворювачі;
- Мультиплексорні;
- З комутованими конденсаторами;
- Безтрансформаторні конденсаторні.

Особливості перетворювачів напруги:

- При відсутності обмежень за обсягом і масою, а також при високому значенні напруги живлення перетворювачі раціонально використовувати на тиристорах.
- Напівпровідникові перетворювачі на тиристорах і транзисторах можуть бути регульованими і нерегульованими. При цьому регульовані перетворювачі можуть застосовуватися як стабілізатори змінного і постійного напруги.
- За способом збудження коливань в пристроях можуть бути схеми з незалежним збудженням і самозбудженням. Схеми з незалежним збудженням виконуються з підсилювача потужності і задаючого генератора. Імпульси з виходу генератора направляються на вхід підсилювача потужності, що дозволяє

керувати ним. Схеми з самозбудженням - це імпульсні автогенератори.

До переваг перетворювачів напруги можна віднести:

- Забезпечення контролю вхідного і вихідного режиму струму. Ці пристрої трансформують змінний струм в постійний, служать в якості розподільників напруги постійного струму і трансформаторів. Тому їх часто можна зустріти у виробництві і побуті.
- Конструкція більшості сучасних перетворювачів напруги має можливість перемикання між різною вхідною та вихідною напругою, в тому числі передбачає виконання підстроювання вихідної напруги. Це дозволяє підбирати перетворювач напруги під конкретний прилад або навантаження, що підключається.
- Компактність і легкість побутових перетворювачів напруги, наприклад, автомобільних перетворювачів. Вони мініатюрні і не займають багато місця.
- Економічність. ККД імпульсних перетворювачів напруги досягає 90%, завдяки чому істотно економиться енергія.
- Зручність і універсальність. Перетворювачі дозволяють підключати швидко і легко будь-який електроприлад.
- Можливість передачі електроенергії на далекі відстані завдяки підвищенню напруги і так далі.
- Забезпечення надійної роботи критичних вузлів: охоронних систем, освітлення, насосів, котлів опалення, наукового і військового обладнання і так далі.

До недоліків перетворювачів напруги можна віднести:

- Сприйнятливість перетворювачів напруги до підвищеної вологості (крім перетворювачів, спеціально створених для роботи на водному транспорті).

- Займають деяке місце. Як приклад, лінійні перетворювачі.
- Порівняно висока ціна в деяких видів перетворювачів. Як приклад, перетворювач напруги з вірною синусоїдальністю струму[10].

#### 1.4 Основні показники якості підсилювачів

Коефіцієнт корисної дії  $\eta$  є важливим показником економічності роботи підсилювального пристрою. Він визначається, насамперед, для підсилювачів середньої та великої потужності. Зазвичай він вимірюється при підсиленні гармонічного коливання частоти 1 кГц. Загальний ККД усього підсилювача називається промисловим. Він є відношенням номінальної вихідної потужності, що віддається в навантаження до сумарної потужності, споживаної ним від усіх джерел живлення:

$$\eta = \frac{P_n}{P_\Sigma} \quad (1.18)$$

де  $P_n$  – номінальна вихідна потужність, Вт;

$P_\Sigma$  – сумарна потужність, Вт.

Різниця 1.19 є потужністю втрат у підсилювачі [1].

$$P_\Sigma - P_n = P_{\text{втр}} \quad (1.19)$$

Амплітудно-частотна характеристика — залежність коефіцієнта посилення напруги від частоти. Елементами АЧХ є номінальний діапазон відтворних частот і її нерівномірність в цьому діапазоні.

Нерівномірність АЧХ — відношення найбільшого і якнайменшого коефіцієнтів посилення напруги в заданому діапазоні частот. Діапазон відтворних частот — діапазон частот, в межах якого нерівномірність АЧХ не



перевищує заданою.

Вхідний опір — опір входу підсилювача для змінного струму. Звичайно нормують активну складову вхідного опору і вхідну місткість.

Вихідний опір — опір виходу підсилювача для змінного струму.

Амплітудна характеристика підсилювача — залежність амплітуди вихідної напруги сигналу від амплітуди напруги сигналу на вході.

Нелінійні спотворення обумовлені нелінійністю ВАХ транзисторів і характеристик намагнічення магнітопроводів трансформаторів. Ці спотворення виявляються у вигляді нових компонентів спектру частот, відсутніх у вхідному сигналі. Спотворення, пов'язані з появою на виході ПП комбінаційних компонентів, називають інтермодуляційними спотвореннями.

Рівень нелінійних спотворень оцінюють коефіцієнтами гармонік і інтермодуляційних спотворень (інтермодуляції).

Коефіцієнт гармонік — відношення середньої квадратичної суми вищих гармонік до середньої квадратичної суми всіх гармонік сигналу.

Коефіцієнт інтермодуляційних спотворень — відношення середньої квадратичної суми комбінаційних компонентів до компоненту вихідного сигналу, частота якого рівна частоті більш високочастотного вхідного сигналу. Коефіцієнти інтермодуляції і інтермодуляційних спотворень визначають при заданому співвідношенні амплітуд вхідних гармонійних сигналів [2].

Коефіцієнти гармонік і інтермодуляційних спотворень взаємозв'язані. При нелінійності малого порядку (другого або третього) вони мають близькі значення. При вищих порядках нелінійності коефіцієнт інтермодуляційних спотворень перевищує коефіцієнт гармонік. Тому нормувати і визначати їх при оцінці якості ПП слід окремо. Суб'єктивне сприйняття нелінійних спотворень при звуковідтворенні залежить в основному від відносних амплітуд комбінаційних компонентів.

Динамічні спотворення — особливий вид спотворень, які виявляються

в транзисторних ПП, охоплених глибокою НЗЗ, Ці спотворення обумовлені перевантаженням каскадів підсилювача унаслідок запізнювання напруги НЗЗ по відношенню до напруги вхідного сигналу. Динамічні спотворення залежать, зокрема, від швидкості наростання вихідного сигналу, яку можна визначити по перехідній характеристиці підсилювача.

Перехідна характеристика підсилювача — залежність вихідної напруги від часу, що пройшов після подачі на вхід підсилювача стрибка вхідної напруги.

Динамічні спотворення можна розділити на гармонійні і інтермодуляційні. При гармонійних динамічних спотвореннях змінюється форма синусоїдального сигналу, якщо його амплітуда і частота перевищують критичні значення, визначувані максимальною швидкістю наростання вихідної напруги. Інтермодуляційні динамічні спотворення виникають за тих же умов, якщо посилюється складний сигнал.

Завади в підсилювачах обумовлені власними шумами, фоном (пульсації живлячих напруг) і наведеннями.

Рівень власних шумів підсилювача — відношення середньої квадратичної напруги шумів (у заданій смузі частот) на виході підсилювача до напруги, відповідної номінальній потужності. Рівень шумів прийнято виражати в децибелах.

Рівень фону — відношення середньої квадратичної напруги суми складових фону (гармонік частоти живлячої мережі) до вихідної напруги при номінальній потужності. Аналогічно оцінюють і рівень наведень.

Вихідна потужність підсилювача.

Максимальна вихідна потужність — вихідна електрична потужність, при якій обмеження по максимуму вихідного сигналу збільшує коефіцієнт гармонік по напрузі до 10%.

Номінальна вихідна потужність — вихідна потужність, що вказана в нормативно-технічній документації і є необхідною умовою при вимірюванні інших параметрів, наприклад, коефіцієнта гармонік, рівня перешкод і ін.

Чутливість підсилювача — напруга сигналу на вході, при якому вихідна потужність рівна номінальною.

Динамічний діапазон амплітуд — відношення (звично в децибелах) амплітуд найсильнішого і найслабкішого сигналів, які можуть бути посилені даним підсилювачем при допустимих спотвореннях і рівні перешкод. Рівень найслабкішого сигналу, якій підсилюється обмежується рівнем перешкод, найсильнішого — нелінійними спотвореннями. Для хорошої якості відтворного сигналу динамічний діапазон амплітуд повинен складати 60 дБ.

### **1.5 Зворотні зв'язки в підсилювачах**

Зворотним зв'язком називається зв'язку між вихідними і вхідними ланцюгами любого пристрою. Залежно від співвідношення фаз коливань, що поступають на вхід підсилювача від джерела сигналу і з виходу підсилювача через ланцюг зворотного зв'язку, зворотний зв'язок може бути позитивним або негативним. При ПЗЗ фази цих коливань співпадають і коефіцієнт посилення зростає. При НЗЗ коефіцієнт посилення менше, ніж без зворотного зв'язку. Зворотні зв'язки діляться на корисні, спеціально вводяться і шкідливі, або паразитні (зокрема внутрішні). За способом здійснення розрізняють зворотний зв'язок по напрузі, струму і змішану (комбіновану), а за способом введення напруги зворотного зв'язку у вхідний ланцюг підсилювача — паралельну і послідовну.

Щоб визначити, яким є зворотний зв'язок — по струму або по напрузі, необхідно враховувати, що зворотний зв'язок по струму зникає при обриві навантаження, а зворотний зв'язок по напрузі — при короткому замиканні. Щоб визначити, є зворотний зв'язок паралельним або послідовним, необхідно враховувати, що послідовний зворотний зв'язок зникає при обриві джерела сигналу, а паралельний — при короткому замиканні джерела сигналу. При дуже малому вихідному опорі джерела сигналу паралельний зворотний зв'язок неможливий, оскільки джерело сигналу закорочує ланцюг зворотного



зв'язку. При дуже великому вихідному опорі джерела сигналу, неможливий послідовний зворотний зв'язок, ланцюг зворотного зв'язку розірваний.

Вплив НЗЗ на параметри підсилювача залежить від виду зв'язку. Характер зміни коефіцієнтів посилення напруги і струму, а також вхідного опору повністю визначається способом підключення ланцюга НЗЗ до входу підсилювача. При послідовній НЗЗ коефіцієнт посилення струму не змінюється.

При паралельній НЗЗ коефіцієнт посилення напруги не змінюється, коефіцієнт посилення струму зменшується в  $n$  раз, вхідний опір зменшується в  $n$  раз.

Вплив НЗЗ на вихідний опір підсилювача залежить тільки від способу зняття сигналу зворотного зв'язку з виходу підсилювача, тобто від виду зв'язку (по струму або по напрузі). При введенні НЗЗ по струму вихідний опір збільшується, при введенні НЗЗ по напрузі — зменшується.

Параметри підсилювача стабілізуються при введенні НЗЗ, що часто є визначальним чинником при рішенні питання про доцільність застосування зворотного зв'язку. При частотно - незалежній НЗЗ по напрузі стабілізується вихідна напруга, отже, зменшується нерівномірність АЧХ. За допомогою частотно-залежної НЗЗ можна додати АЧХ підсилювача різну форму.

При введенні послідовної НЗЗ по напрузі зменшується коефіцієнт гармонік за умови, що зворотний зв'язок є негативним, як для першої, так і для вищих гармонік сигналу. Якщо для якої-небудь вищої гармоніки зворотний зв'язок виявиться позитивним (унаслідок фазових зрушень на вищих частотах), коефіцієнт гармонік може зрости. Якщо ФЧХ підсилювача і ланцюг зворотного зв'язку лінійні, а коефіцієнт посилення постійний в діапазоні частот до даної гармоніки, коефіцієнт гармонік при послідовній НЗЗ по напрузі зменшується в рази. Проте введенням НЗЗ не можна зробити спотворення меншими, ніж вони були на вході підсилювача. Рівень власних шумів підсилювача при введенні послідовної НЗЗ по напрузі також зменшується.



Стійкість підсилювача з НЗЗ залежить від коефіцієнта посилення і коефіцієнта передачі ланцюга зворотного зв'язку, тобто від глибини НЗЗ. При глибокій НЗЗ, фазові зрушення на вищих і нижчих робочих частотах обумовлюють появу ПЗЗ, яка викликає нестійкість роботи підсилювача, а іноді і самозбудження. У зв'язку з цим в підсилювачах з глибокою НЗЗ необхідно розширювати діапазон частот з лінійною ФЧХ. Для поліпшення ФЧХ підсилювача з НЗЗ в ньому не слід використовувати частотно-залежні регулювання і трансформатори. Якщо застосування трансформатора неминуче, то його конструюють так, щоб індуктивність розсіювання і власна місткість були мінімальними. Для додаткового поліпшення ФЧХ підсилювача можна застосовувати спеціальні коректуючі ланцюги.

Використовування ПЗЗ дозволяє підвищити коефіцієнт посилення або одержати негативний вихідний опір підсилювача, що необхідне для поліпшення роботи АС. Одночасно з ПЗЗ необхідно обов'язково застосовувати НЗЗ. Інакше робота підсилювача буде нестійкою.

Вплив паразитних зворотних зв'язків.

При слабких паразитних зв'язках з'являються додаткові частотні і фазові, а іноді й нелінійні спотворення. При сильному паразитному зворотному зв'язку підсилювач може само збудитися.

У ПП паразитні зворотні зв'язки обумовлені наступними причинами:

- 1) електричними зв'язками між ланцюгами;
- 2) магнітними зв'язками між окремими каскадами (унаслідок розсіювання магнітного потоку трансформаторів);
- 3) живленням від загального джерела.

Для ослаблення електричних і магнітних зв'язків застосовують відповідне екранування. Ослаблення зв'язку через джерело живлення досягається зменшенням його вихідного опору і включенням розв'язуючих фільтрів. Крім того, не повинно бути зайвого запасу посилення [3].

## 1.6 Основні обмеження звичайного трансформатора

Більшість дизайнерів знайомі з основними принципами роботи звичайного трансформатора. Під звичайним трансформатором розуміється низькочастотний трансформатор, якій наближено до ідеального, тобто якій має зв'язок близько 1, дуже велику індуктивність намагнічування та дуже малу індуктивність розсіювання. Хоча це здається найкращим варіантом для широкосмугового узгодження імпедансу, використання звичайного трансформатора у ВЧ-підсилювачах потужності утруднене через його неминучі власні паразити.

Звичайний трансформатор складається з двох котушок рис. 1.9, розміщених таким чином, що магнітне поле в одній котушці зв'язує іншу котушку, переважно через магнітне ядро [4].

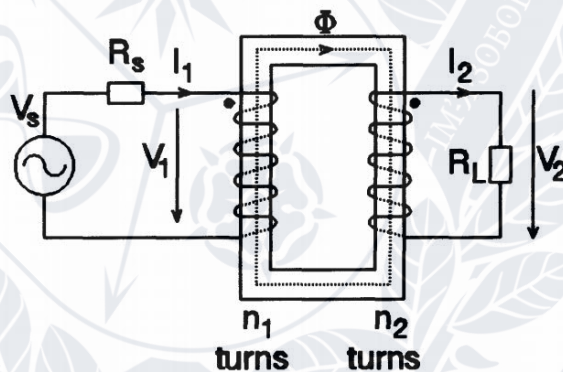


Рисунок 1.9 – Фізична схема звичайного трансформатора.

Індуковані напруги в первинній та вторинній котушках пропорційні кількості витків у цій котушці; струми через котушки обернено пропорційні кількості витків. Для ідеального трансформатора (тобто трансформатора з ідеальною магнітною муфтою та відсутністю втрат енергії) опір, що спостерігається на первинній обмотці рис. 1.10, дається формулою:

$$R = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L = n^2 R_L \quad (1.20)$$

де  $R$  – опір на первинній обмотці, Ом;

$n_1$  – кількість витків на первинній обмотці;

$n_2$  – кількість витків на вторинній обмотці;

$R_L$  – опір навантаження, що відноситься до первинної обмотки, Ом.

Де

$$n = \frac{n_1}{n_2} \quad (1.21)$$

де  $n$  – коефіцієнт витків.

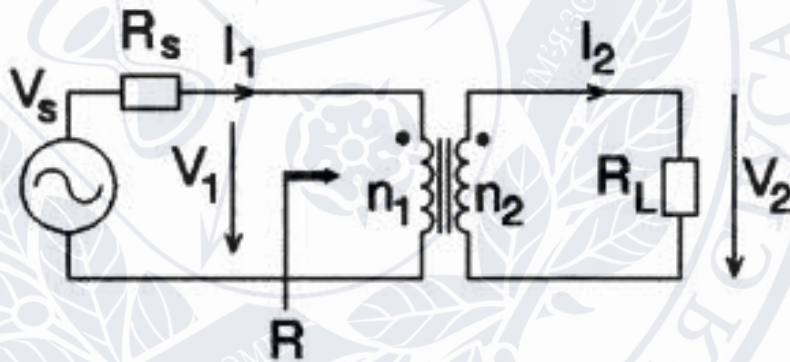


Рисунок 1.10 – Звичайний трансформатор.

Оскільки кількість витків як на первинних, так і на вторинних котушках може бути довільним, звичайний трансформатор може бути використаний для забезпечення широкосмугового збігу будь-якого значення імпедансу. Однак використання звичайного трансформатора для широкосмугового узгодження імпедансу створює труднощі через обмеження частоти.

Наступне представлення цих обмежень частоти базується на схемі еквівалентного концентрованого елемента широкосмугового трансформатора, показаній на рис. 1.11 [4]. У схемі еквівалентного Т на рис.1.11 всі елементи відносяться до первинної обмотки наступним чином:

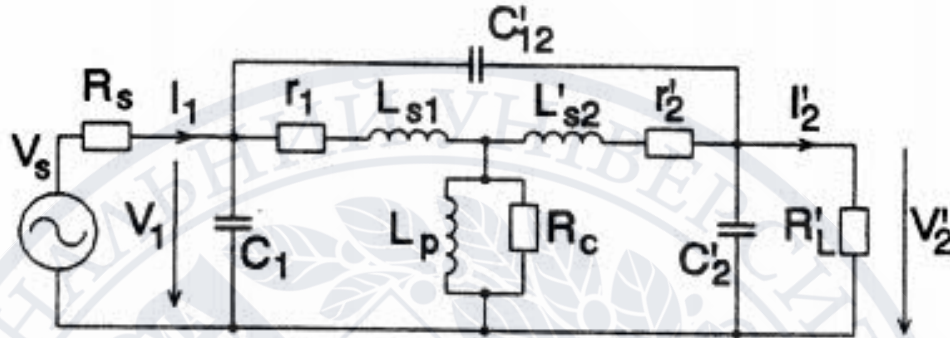


Рисунок 1.11 – Повна схема, еквівалентна Т (згадана первинна обмотка) звичайного трансформатора.

- $R'_L = n^2 R_L$  - опір навантаження, що відноситься до первинної обмотки.
- $r_1$  - послідовний опір первинної обмотки.
- $r'_2 = n^2 r_2$  - послідовний опір вторинної обмотки, що відноситься до первинної обмотки ( $r_2$  - послідовний опір вторинної обмотки).
- $R_c$  моделює втрати потужності в магнітопроводі.
- $L_p \sim r L_1$ , де  $L_1$  - індуктивність первинної обмотки, а  $0 \leq r \leq 1$  - коефіцієнт магнітної зв'язку між первинною та вторинною обмоткою.
- $L_{s1}$  - індуктивність витoku первинної обмотки.
- $L'_{s2} = n^2 L_{s2}$  - індуктивність витoku вторинної обмотки, яка відноситься до первинної обмотки ( $L_{s2}$  - індуктивність витoku вторинної обмотки).
- $C_1$  - паразитна ємність первинної обмотки і може включати інші паразитні ємності на вході).
- $C''_2 = C_2/n$  - паразитна ємність вторинної обмотки, яка відноситься до первинної обмотки ( $C_2$  - ємність вторинної обмотки і може включати інші



паразитні ємності на виході).

- $C''_{12} = C_{12}/n$  - паразитна ємність між вхідними клемми та вихідними клемми, що відносяться до первинної обмотки. ( $C_{12}$  - ємність між вхідними клемми та вихідними клемми).

Повна схема досить складна, і її суворий аналіз часто буває занадто складним для практичних цілей. Зазвичай еквівалентна схема спрощується шляхом поділу діапазону робочих частот на домени низької, середньої та високої частот. Таким чином, отримують три еквівалентні схеми рис. 1.12-1.14).

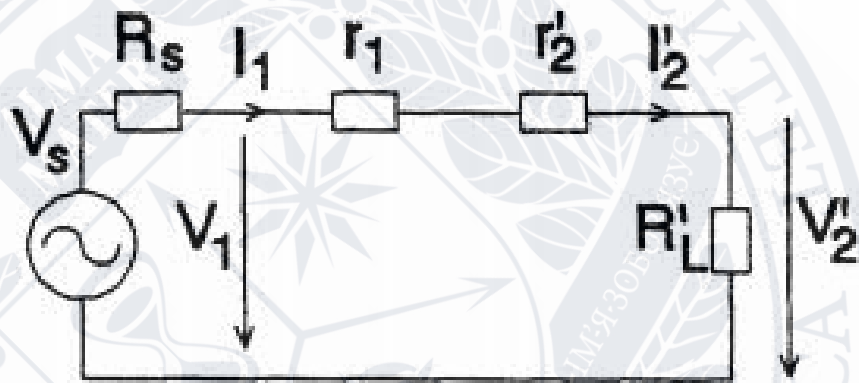


Рисунок 1.12 – Середньо смугова еквівалентна схема (стосовно первинної обмотки) звичайного трансформатора.

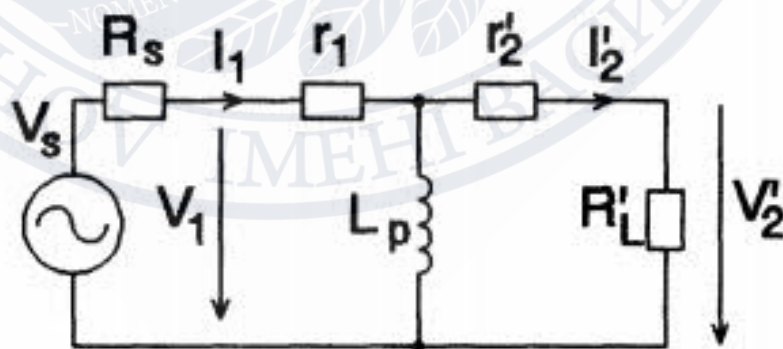


Рисунок 1.13– Низькочастотна еквівалентна схема (стосовно первинної обмотки) звичайного трансформатора.

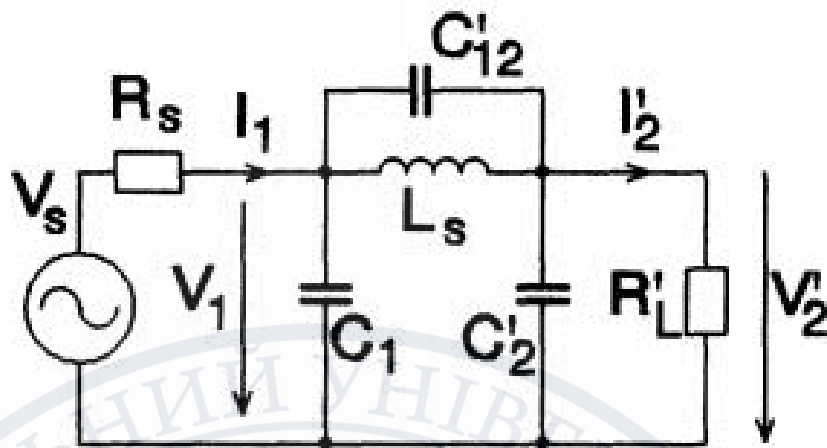


Рисунок 1.14 – Високочастотна еквівалентна схема (стосовно первинної обмотки) звичайного трансформатора.

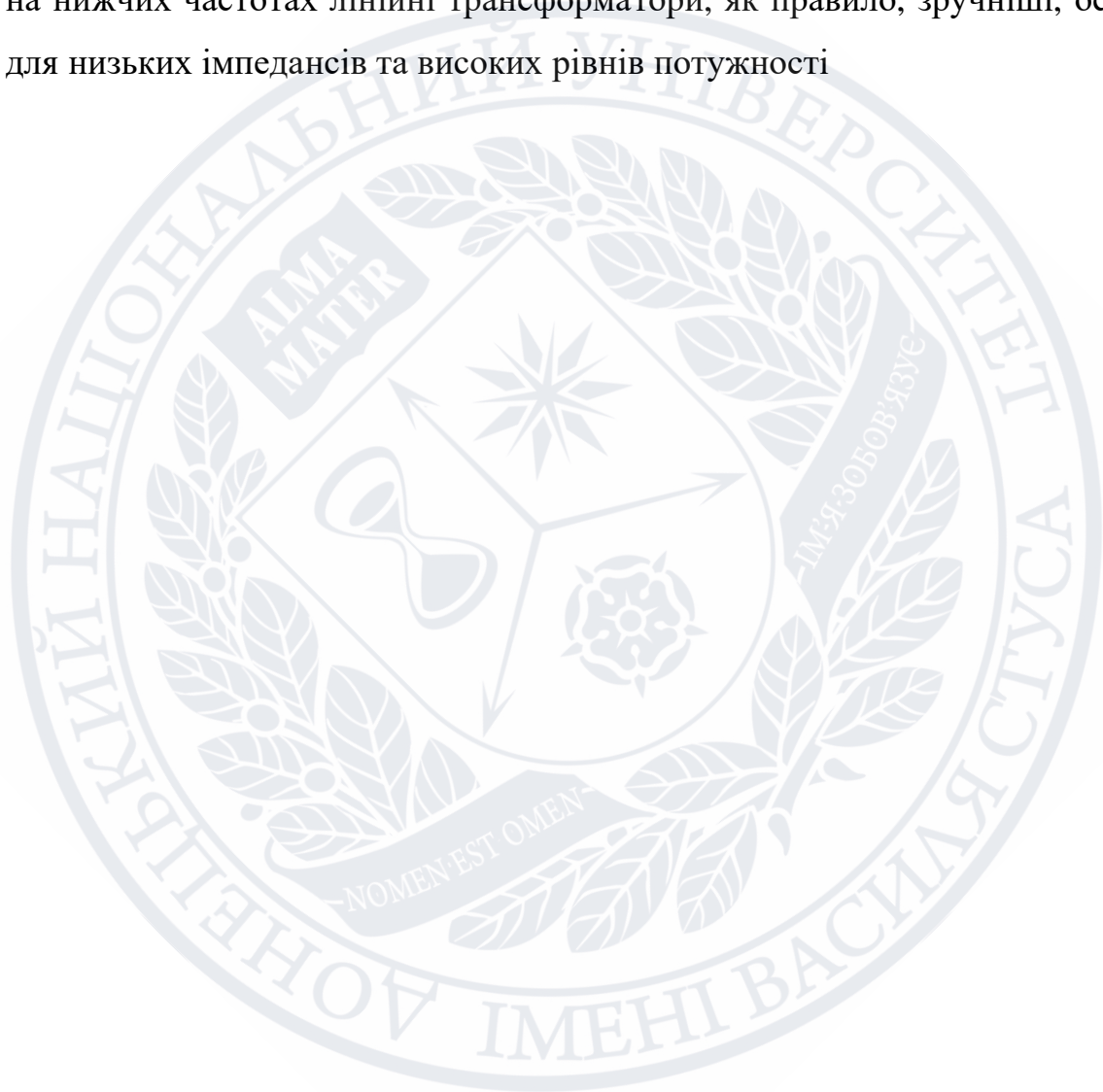
У середній смузі реакційні сили незначні.  $R_c$  можна ігнорувати, хоча його слід включати в еквівалентну схему, якщо рівень потужності високий та/або втрати потужності в магнітопроводі значні.

При нижчих частотах ємності та індуктивності витоку незначні. Індуктивність шунтування  $L_p$  стає важливою, оскільки вона має тенденцію шунтувати вихід.  $L_p$  є основною причиною обмеження пропускну здатності в звичайному трансформаторі на низьких частотах.

На високих частотах ємності та індуктивності витоку стають важливими.  $L_p$  і  $R_c$  незначні, а  $r_1$  і  $r'_2$  зазвичай ігноруються. Однак схема на рис. 1.15 все ще занадто складна для практичних цілей. Зазвичай це додатково спрощується, беручи до уваги, що  $C''_{12}$  є малим у більшості схем і може бути проігноровано. Залежно від значень  $R_s$  і  $R_L$ ,  $C_1$  або  $C''_2$  також може ігноруватися. З якісної точки зору важливо зауважити, що індуктивності витоку та паразитні ємності обмежують пропускну здатність звичайного трансформатора на високих частотах.

Це показує, що для розширення смуги пропускання необхідно збільшити індуктивність обмоток, тоді як індуктивність витоків та паразитні

ємності повинні бути зменшені. Ці вимоги суперечливі, і дуже важко отримати задовільний компроміс у багатьох практичних застосуваннях. Більше того, оскільки твердотільні підсилювачі ВЧ потужності працюють з низьким імпедансом на вході та навантаженні, їм потрібні трансформатори з надзвичайно низькими втратами індуктивності. З цих причин звичайні трансформатори не можна використовувати на частотах вище 30 МГц. Навіть на нижчих частотах лінійні трансформатори, як правило, зручніші, особливо для низьких імпедансів та високих рівнів потужності



## РОЗДІЛ 2. ПІДСИЛЮВАЧ КЛАСУ Е

### 2.1 Введення

Підсилювач класу Е, як і в класі D, являє собою підсилювач, що працює в ключовому режимі. У будь-якому випадку будь-яка паразитна ємність зазвичай шкодить. На відміну від класу D, в класу Е ємність області виснаження паразитного стоку, тобто місце де може бути пробій, може резонувати з індуктивною ділянкою [14]. Клас Е може на практиці досягти дуже високої ефективності. Також, на відміну від класу D, у класі Е відсутні струми короткого замикання, що призводять до втрат ефективності. Ця конструкція також вимагає ретельного підбору типового шунтрезонансного контуру для зниження високих рівнів гармоніки.

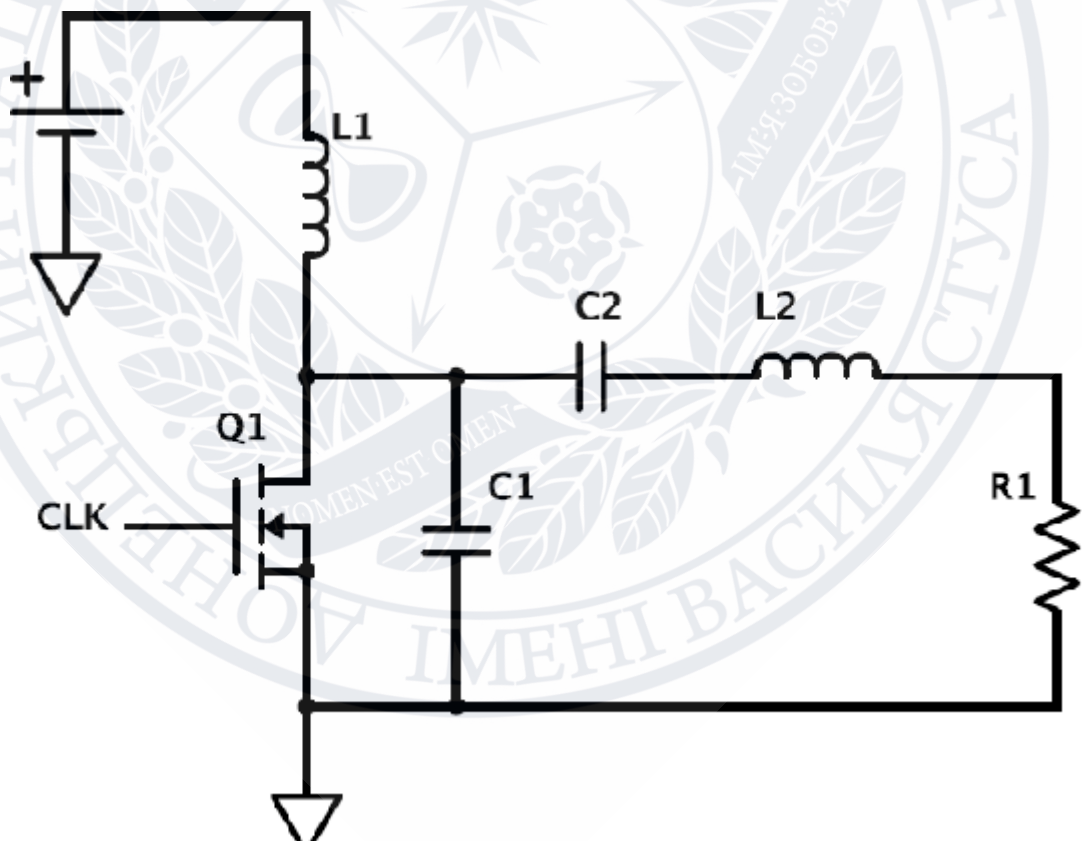


Рисунок 2.1 – Схема підсилювача потужності класу Е



Рисунок 2.2 є прикладом типових сигналів напруги та струму стоку для класу E. У цьому випадку унікальною характеристикою є те, що напруга стоку добре подається в тріодну область. Цей факт має позитивний вплив на ефективність. Оскільки перемикач включається тільки тоді, коли стік до джерела напруги майже дорівнює нулю, в пристрої дуже мало розсіювання потужності.

Розсіювання потужності в пристрої - це просто напруга стоку до джерела, помножена на струм стоку. Отже, коли напруга стоку зменшується до того, як подається струм стоку, ефективність зростає. Фактично, цей вид посилення може досягти високої ефективності

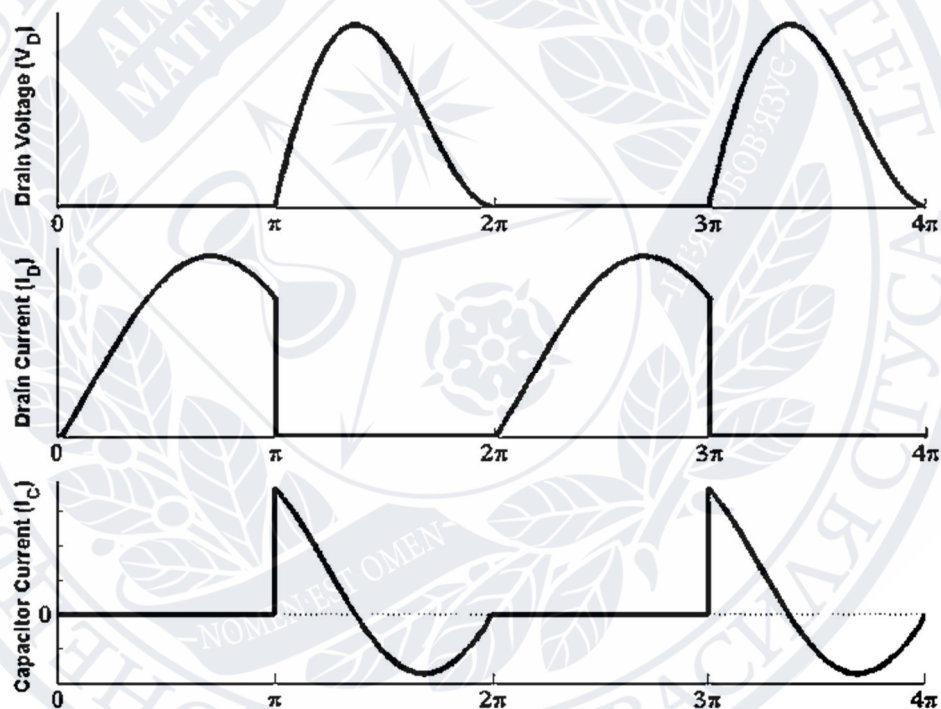


Рисунок 2.2 – Форми напруги та струму для ідеального підсилювача класу E

## 2.2 Основна частина

Підсилювач класу Е пропонує кращу ефективність, ніж підсилювачі інших класів. Він має лише один ключ в однотактній топології, на відміну від в класу D, якій будується по двотактній топології. Топологія класу Е з двома перемикачами (DE) використовується при вищих рівнях потужності, щоб виробляти вдвічі більше вихідної напруги  $i$ , отже, в чотири рази більше потужності на дане навантаження.

Оптимальна робота класу Е вимагає дотримання наступних трьох умов [4]:

- а) Підвищення напруги на транзисторі при відключенні повинно затримуватися до вимкнення транзистора.
- б) Напруга стоку (або колектора) повинна бути повернута до нуля під час включення транзистора.
- в) Під час включення нахил стокової напруги в ідеалі повинен дорівнювати нулю.

Основна топологія підсилювача класу Е показана на рис. 2.3. Схема включає транзистор Q, що працює як перемикач, шунтуючий конденсатор,  $C_1$ , радіочастотний дросель RFC, послідовно включений вихідний ланцюг,  $L_2C_2$ , і резистор навантаження R.  $C_{ke}$  - паразитна ємність паралельно на перемикачі ( включаючи внутрішню вихідну ємність транзистора та розсіяну ємність ланцюга).

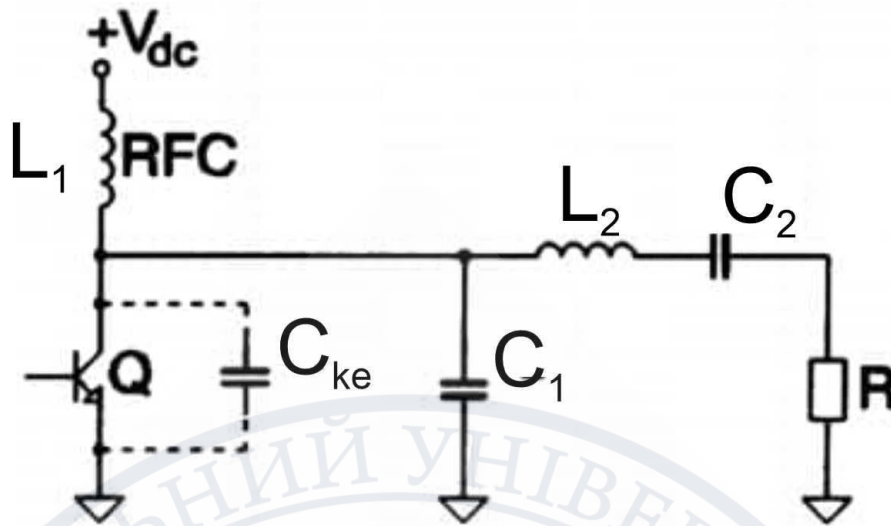


Рисунок 2.3 – Основна схема підсилювача класу E

Проста еквівалентна схема, яка показана на рис. 2.3, базується на наступних припущеннях [4].

- Радіочастотний дросель ідеальний: нульовий послідовний опір постійному струму і нескінченний реактивний опір на робочій частоті. Тому радіочастотний дросель допускає протікання лише постійного (DC) струму.
- Послідовний резонансний контур,  $L_2C_2$ , зазвичай не налаштований на робочу частоту  $f$ , має на цій частоті чисто реактивний послідовний опір  $X$  (створюється різницею реактивностей послідовно включених котушки та конденсатора).

$$X = 2\pi f L_2 - \frac{1}{2\pi f C_2} \quad (2.1)$$

де  $f$  – частота комутацій, Гц;

$L_2$  – індуктивність, Гн;

$C_2$  – ємність, Ф.

Для цілей моделювання зручно розглядати  $L_0C_0$  як резонансний ланцюг, налаштований на робочу частоту  $f$ , послідовно з чистим реактивним

опором, X рис. 2.4. Послідовний резонансний контур (позначений «--» на рис. 2.4) вважається ідеальним; як результат, струм навантаження є синусоїдальним.

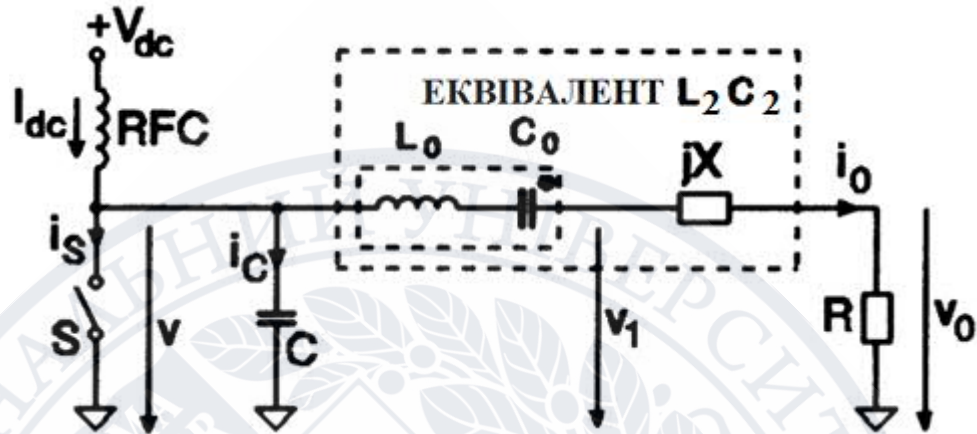


Рисунок 2.4 – Еквівалентна ідеалізована схема («--» — послідовно налаштований ідеальний резонансний контур)

- Активний пристрій діє як ідеальний перемикач: нульова напруги насичення, нульовий опір насичення та нескінченний опір вимиканню; включення відбувається миттєво і без втрат. Транзистор може витримувати як позитивну, так і негативну напругу колектора ( $v$ ) і може пропускати як позитивний, так і негативний струм колектора ( $i_s$ ).
- Загальна ємність шунта  $C = C_{ке} + C_1$  не залежить від напруги колектора.
- Всі компоненти ідеальні. (Паразитні опори  $L_0$  і  $C_0$  можуть бути включені до опору навантаження  $R$ ; паразитна реактивність навантаження може бути включена або в  $L_0$ , або в  $C_0$ .)

На підставі наведених вище припущень отримано еквівалентну схему рис. 2.4. Аналіз підсилювача класу Е базується на першому знаходженні його стаціонарних форм напруг та струмів рис. 2.5. Це складне завдання, оскільки в ланцюзі класу Е немає чіткого джерела напруги або струму. Крім того, всі



параметри, що представляють інтерес (наприклад, напруга колектора, вихідний струм) взаємопов'язані за допомогою нелінійних рівнянь [4].

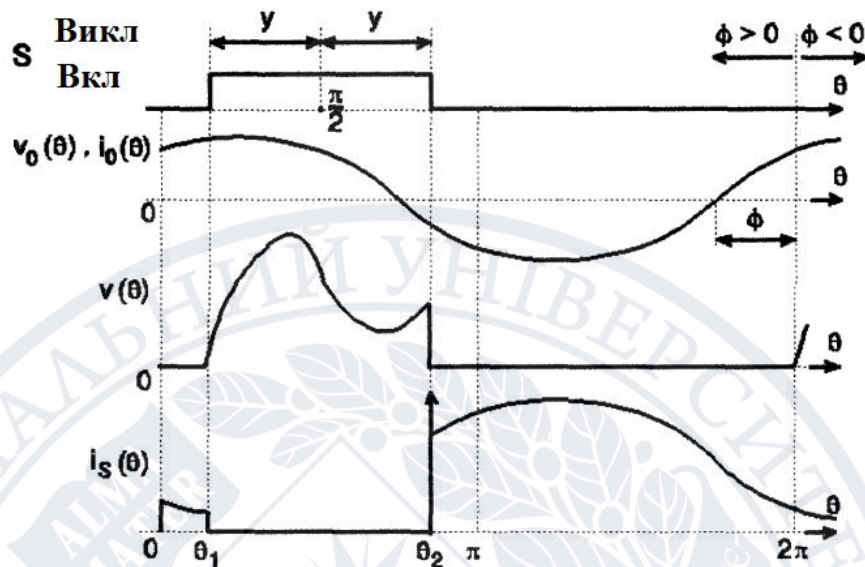


Рисунок 2.5 – Форми сигналів у схемі на рис.2.4 у загальному випадку

### 2.3 Підсилювач класу Е з однією ємністю та однією індуктивністю

На рис. 2.6 показується схема підсилювача потужності класу Е з паралельним резонансним контуром [15]. Цю схему також називають підсилювачем класу Е, що має лише один конденсатор та одну індуктивність. Інша версія цього підсилювача зображена на рис. 2.7, на якій джерело постійної напруги постійного струму  $V_I$  з'єднано послідовно з котушкою індуктивності  $L$ , а блокуючий конденсатор послідовно з опором навантаження  $R$  [5]. Схема підсилювача отримується із звичайного підсилювача потужності з перемиканням нульової напруги класу Е, замінюючи ВЧ дросель на індуктивність постійного струму, а послідовний резонансний контур блокуючим конденсатором  $C_B$ . Форми хвилі струму та напруги показані на рис. 2.8. Форма сигналу струму стоку є зростаючою рампою, і форма сигналу напруги може задовольняти як перемиканням

нульової напруги, так і перемиканням нульової похідної. Умови перемикання нульової напруги та перемикання нульових похідних можуть бути незадоволені у загальному випадку. З закону Кірхгофа (ЗК) [5],

$$i_S = i_L + i_C + i \quad (2.2)$$

де  $i_S$  – струм на перемикачі, А;

$i_L$  – струм на індукторі, А;

$i_C$  – струм на конденсаторі, А;

$i$  – струм навантаження, А.

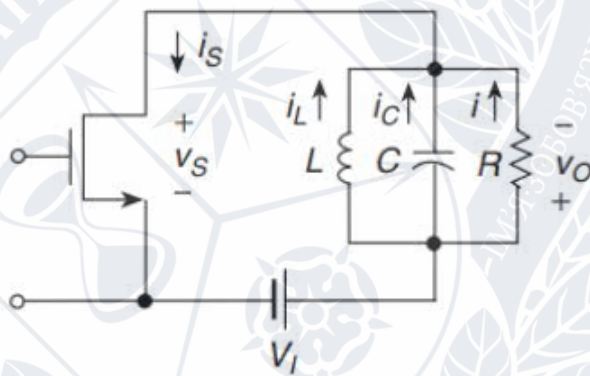


Рисунок 2.6 – Підсилювач класу Е лише з одним конденсатором та індуктивністю.

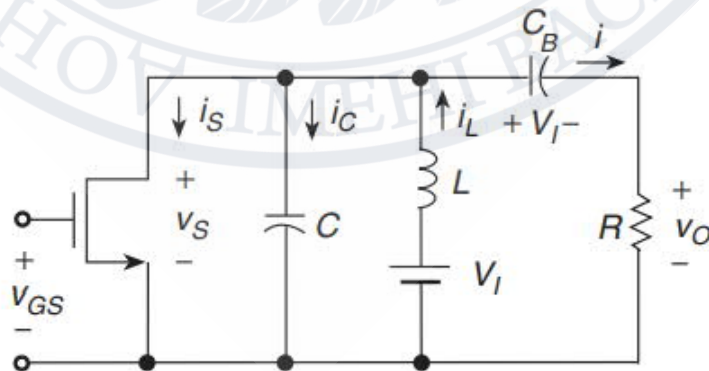


Рисунок 2.7 – Інша версія підсилювача класу Е лише з одним конденсатором та однієї котушки індуктивності

$$v_S = V_I - v_o \quad (2.3)$$

де  $v_S$  – напруга на перемикачі, В;

$V_I$  – напруга живлення (на вході) постійного струму, В;

$v_o$  – змінна вихідна напруга, В.

Розглянемо схему підсилювача на рис. 2.3.1. Коли перемикач увімкнений для  $0 < \omega t \leq 2\pi D$  або  $0 < \omega t \leq t_1$ ,

$$v_S = 0 \quad (2.4)$$

$$v_o = V_I \quad (2.5)$$

$$i = \frac{V_I}{R} \quad (2.6)$$

$$i_C = \omega C \frac{dv_o}{d\omega t} = 0 \quad (2.7)$$

$$i_L = \frac{V_I \omega t}{\omega L} + i_L(0) \quad (2.8)$$

$$i_S = \frac{V_I}{R} + \frac{V_I \omega t}{\omega L} + i_L(0) \quad (2.9)$$

де  $R$  – загальний опір підсилювача, Ом;

$\omega$  – робоча кутова частота, рад/с;

$t$  – час, с;

$L$  – резонансна індуктивність, Гн;

$C$  – резонансна ємність, Ф.

Оскільки  $i_S(0) = 0$ ,  $i_L(0) = -V_I/R$ . Отже

$$i_L = \frac{V_I \omega t}{\omega L} - \frac{V_I}{R} \quad (2.10)$$

$$i_S = i_L + i = \frac{V_I \omega t}{\omega L} \quad (2.11)$$

Напруга живлення постійного струму становить

$$I_I = \frac{\pi D^2 V_I}{\omega L} \quad (2.12)$$

де  $D$  – коефіцієнт заповнення.

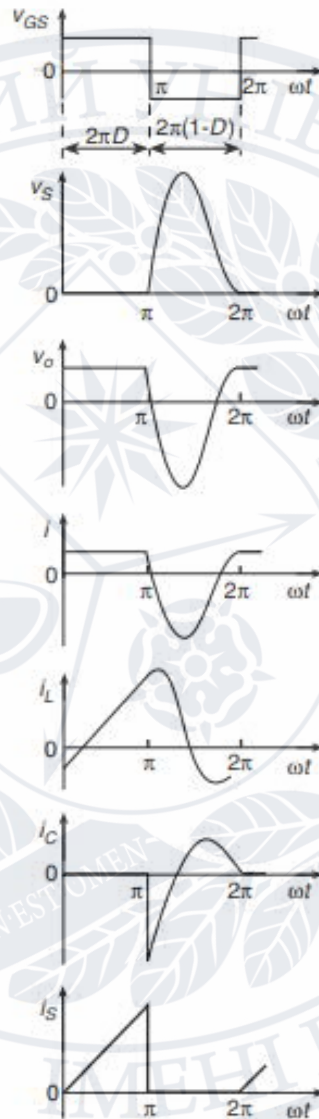


Рисунок 2.8 – Форми сигналу підсилювача класу Е лише з одним конденсатором та індуктивністю

де  $2\pi D = \omega t_1$ . Отже, опір постійного струму, який бачить джерело постійної напруги живлення, визначається як.



$$R_{DC} = \frac{V_I}{I_I} = \frac{\omega L}{\pi D^2} \quad (2.13)$$

де  $I_I$  – постійний струм живлення, А.

Нормована форма сигналу струму комутатора задана як

$$\frac{i_S}{I_I} = \frac{\omega t}{\pi D^2} \text{ для } 0 < \omega t \leq 2\pi D \quad (2.14)$$

$$\frac{i_S}{I_I} = 0 \text{ для } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \quad (2.15)$$

Коли перемикач вимкнений для  $2\pi D < \omega t \leq 2\pi$  або  $\omega t_1 < t \leq T$ ,

$$i_S = 0 \quad (2.16)$$

$$I_L(s) + I_C(s) + I(s) = 0 \quad (2.17)$$

$$I(s) = \frac{V_o(s)}{R} \quad (2.18)$$

$$I_C(s) = sCV_o(s) - Cv_o(t_1)e^{-st_1} \quad (2.19)$$

$$I_L(s) = \frac{V_o(s)}{sL} + \frac{i_L(t_1)}{s} e^{-st_1} \quad (2.20)$$

де  $s$  – відстань між слідами, м;

$I_L$  – струм на індукторі напруга коли перемикач вимкнений, А;

$I_C$  – струм на конденсаторі напруга коли перемикач вимкнений, А;

$I$  – струм коли перемикач вимкнений, А;

$V_o$  – змінна вихідна напруга коли перемикач вимкнений, В;

Де  $v_o(t_1) = V_I$  і  $i_L(t_1) = V_I (t_1 / L - 1 / R)$ . Для коливального випадку ( $Q > \frac{1}{2}$ ),

$$V_o(s) = V_I \frac{(s^2 - \omega_0^2 t_1 + 2\alpha)e^{-st_1}}{(s + \alpha)^2 + \omega_n^2} \quad (2.21)$$

Де

$$\alpha = \frac{1}{2RC} = \frac{\omega_0}{2Q} \quad (2.22)$$

$$\omega_n = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \quad (2.23)$$

де  $\omega_0$  – резонансна кругова частота коливань, рад/с;

$Q$  – добротність .

Таким чином, нормована напруга комутатора становить

$$\frac{v_s}{V_I} = 0 \text{ для } 0 < \omega t \leq 2\pi D \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} \frac{v_s}{V_I} = 1 - \exp\left[-\frac{A}{2Q}(\omega t - 2\pi D)\right] \left\{ \cos\left[\frac{A\sqrt{4Q^2-1}}{2Q}(\omega t - 2\pi D)\right] - \right. \\ \left. \frac{4\pi A Q D - 1}{\sqrt{4Q^2-1}} \sin\left[\frac{A\sqrt{4Q^2-1}}{2Q}(\omega t - 2\pi D)\right] \right\} \text{ для } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{aligned} \quad (2.25)$$

де  $A$  – амплітуда.

Де

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.26)$$

$$A = \frac{f_0}{f} = \frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.27)$$

де  $f$  – робоча частота, Гц;

$f_0$  – резонансна частота, Гц.

$$Q = \omega_0 RC = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (2.28)$$

Використовуючи умови перемикання нульової напруги та нульова похідна комутації для напруги перемикача при  $\omega t = 2\pi$ , отримуємо набір двох рівнянь:

$$\cos \left[ \frac{\pi A(1-D)\sqrt{4Q^2-1}}{Q} \right] - \frac{4\pi A Q D - 1}{\sqrt{4Q^2-1}} \sin \left[ \frac{\pi A(1-D)\sqrt{4Q^2-1}}{Q} \right] = \exp \left[ \frac{\pi A(1-D)}{Q} \right] \quad (2.29)$$

Та

$$\tan \left[ \frac{\pi A(1-D)\sqrt{4Q^2-1}}{Q} \right] = \frac{\pi A D \sqrt{4Q^2-1}}{\pi A D - Q} \quad (2.30)$$

## 2.4 Двотактний підсилювач класу Е з однією ємністю та однією індуктивністю

Симетрія двотактної схеми класу Е дає додаткову перевагу, що полягає в тому, що парні гармоніки пригнічуються на навантаженні, і, отже, зменшується кількість гармонійних спотворень. Однак кожен перемикач приводиться в дію симетрично з тривалістю включення менше 0,5 для відповідності номінальним умовам експлуатації класу Е, що призводить до більш вузьких коливань робочої частоти.

Найпростіший тип підсилювача, як показано на рис. 2.9, він містить два транзистори, дві котушки індуктивності, два конденсатори та опір навантаження. Комутатори  $S_1$  і  $S_2$  додатково активуються для періодичного керування з робочою частотою  $f = \omega/2\pi$ , як у двотактового підсилювача потужності, тобто форми сигналів комутатора ідентичні, за винятком того, що фазові зсуви між  $S_1$  та  $S_2$  є  $\pi$  із коефіцієнтом включення  $D$  менше 50% [6].

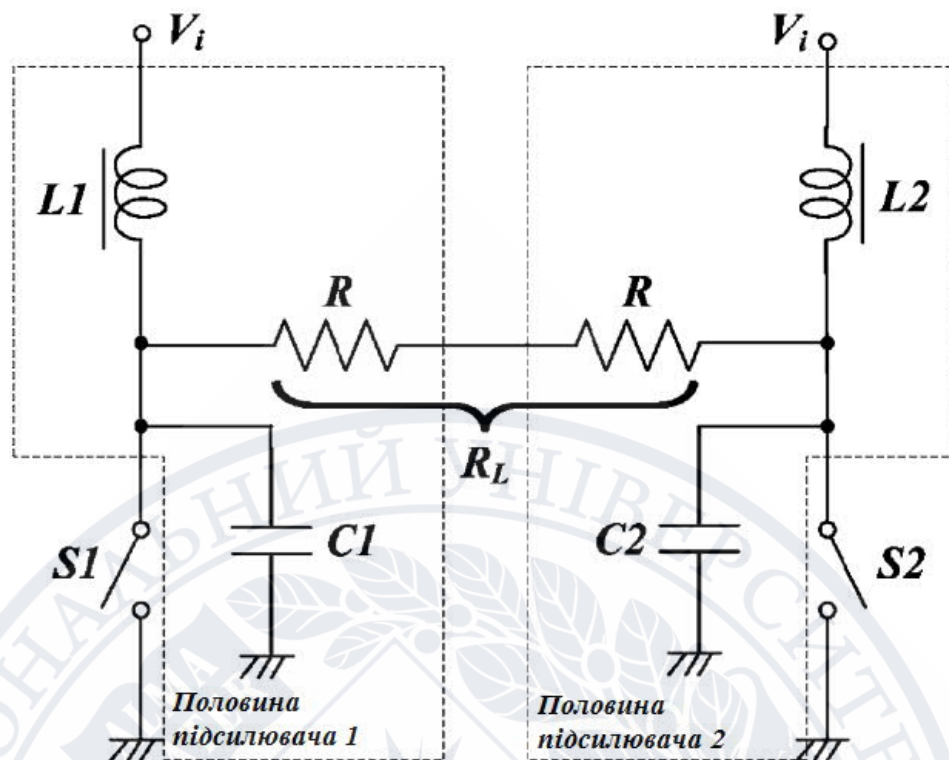


Рисунок 2.9 – Двотактний резонансний підсилювач потужності класу Е

Послідовності перемикання та теоретичні форми сигналів для стаціонарного режиму роботи підсилювача проілюстровані на рис. 2.10. Для зменшення втрат потужності на вмикання транзистору струм комутатора поступово зростає з нуля, після того, як перемикач закритий. Двотактний резонансний підсилювач потужності класу Е використовує пару LC-резонансних мереж із хвилеподібною формою конденсаторної напруги; це пропонує додаткові ступені свободи, і, отже, є два оперативні моменти, які можуть достовірно досягнути цієї ситуації:



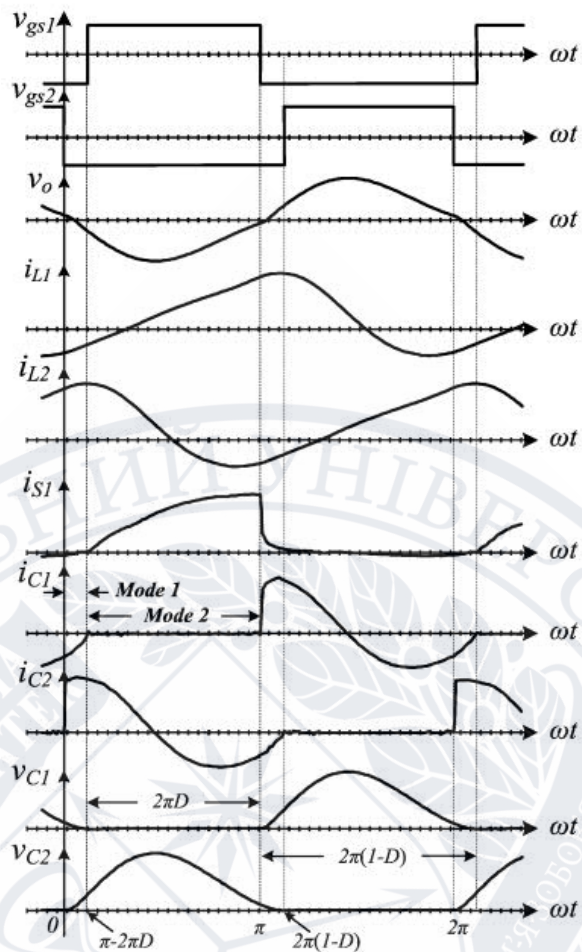


Рисунок 2.10 – Теоретичні форми хвиль.

Випадок 1) Перемикання нульового напруги з нульовим нахилом: У цьому випадку одночасно задовольняються номінальні умови роботи перемикання нульової напруги та перемикання нахилу з нульовою напругою. А саме

$$\begin{cases} v_{C1}(\pi - 2\pi D) = 0 \\ \frac{dv_{C1}(\pi - 2\pi D)}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2.31)$$

де  $v_{C1}$  – напруга на першому конденсаторі, В;  
 $D$  – коефіцієнт заповнення.

Випадок 2) Нульова напруга перемикавання нульового струму: Принцип дії в комутації цього випадку вирішується за допомогою таких одночасних рівнянь:

$$\begin{cases} v_{C1}(\pi - 2\pi D) = 0 \\ i_{L1}(\pi - 2\pi D) = -\frac{v_{C2}(\pi - 2\pi D)}{R_L} \end{cases} \quad (2.32)$$

де  $i_{L1}$  – струм на першій котушці індуктивності, А;  
 $v_{C2}$  – напруга на другому конденсаторі, В;  
 $R_L$  – опір постійного навантаження, Ом.

Для того, щоб задовольнити як випадок 1, так і випадок 2, необхідно знайти силу струму, за допомогою якої струм  $i_{L1} = -i_{R_L}$  комутатора поступово зростає з нуля в момент часу, згідно формули 2.33, як показано на рис.2.10. Коефіцієнт заповнення повинен підтримуватися на рівні менше 50%, щоб сигнали конденсатора та напруги могли перекриватися.

$$t = \frac{(\pi - 2\pi D)}{\omega} \quad (2.33)$$

де  $\omega$  – кутова частота, рад/с.

Запропонований підсилювач виробляє ту саму полусінусоїду резонансної напруги на виході кожного перемикача, що і підсилювач потужності класу Е, але з фазовим зсувом. Таким чином, потрібно враховувати лише період напівпереключення. Два режими роботи двотактового підсилювача потужності класу Е описані наступним чином.

1) Режим 1( $0 \sim \pi - 2\pi D$ ) [ $S_1, S_2$  вимкнено]: У цьому діапазоні, перемикачі перебувають в вимкненому стані, як показано на рис. 2.11.

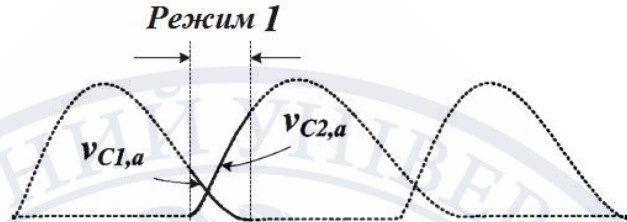
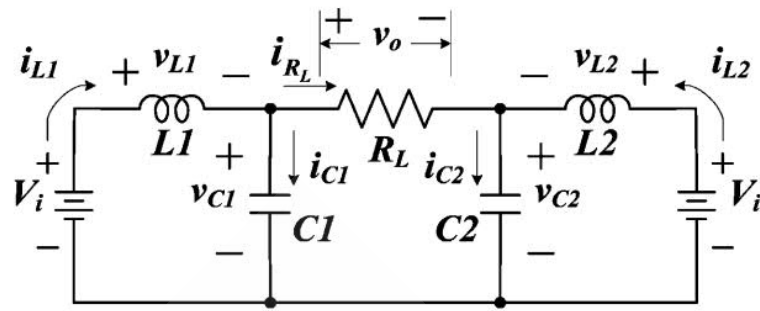


Рисунок 2.11 – Перемикачі  $S_1$  і  $S_2$  обидва перебувають в вимкненому стані.

Та наступним чином:

$$v_{C1, \text{Реж.1}}(\theta) = v_{C2, \text{Реж.1}}(\theta + \pi) \quad (2.34)$$

$$i_{L1, \text{Реж.1}}(\theta) = i_{L2, \text{Реж.1}}(\theta + \pi) \quad (2.35)$$

$$i_{C1, \text{Реж.1}}(\theta) = i_{C2, \text{Реж.1}}(\theta + \pi) \quad (2.36)$$

де  $i_{L2}$  – струм на другій котушці індуктивності, А.  
у якому

$$A = \frac{f_0}{f} = \frac{\omega_0}{\omega} \quad (2.37)$$

де  $A$  – коефіцієнт зміни робочої частоти;

$f$  – робоча частота, Гц;

$f_0$  – резонансна частота, Гц;

$\omega$  – кутова частота, рад/с;

$\omega_0$  – резонансна кругова частота коливань, рад/с.

$$Q = \omega_0 R_L C = \frac{R_L}{\omega_0 L} \quad (2.38)$$

де  $Q$  – добротність;

$L$  – резонансна індуктивність, Гн;

$C$  – резонансна ємність, Ф.

Де нижній індекс означає форму сигналів напруги (струму) в режимі 1, згідно з формулою 2.39 є резонансною частотою навантажувальної мережі, згідно формули 2.40 є робочою кутовою частотою і згідно формули 2.41 являє собою кутове зміщення підсилювача.

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{(LC)^{\frac{1}{2}}} \quad (2.39)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (2.40)$$

$$\theta = \omega t \quad (2.41)$$

2) Режим 2 ( $\pi - 2\pi D \sim \pi$ ) [ $S_1$  увімкнути,  $S_2$  вимкнути]:  $S_1$  починає вмикатися в номінальних умовах класу Е в момент часу, згідно формули 2.3, тоді як перемикач  $S_2$  залишається у вимкненому стані. Еквівалентна схема протягом цього інтервалу показана на рис. 2.12. У цьому діапазоні індуктор заряджається джерелом живлення через вимикач живлення. Тим часом індуктор послідовно з паралельним конденсатором і послідовно паралельною мережею резистора підтримується для резонансної поведінки попереднього стану.



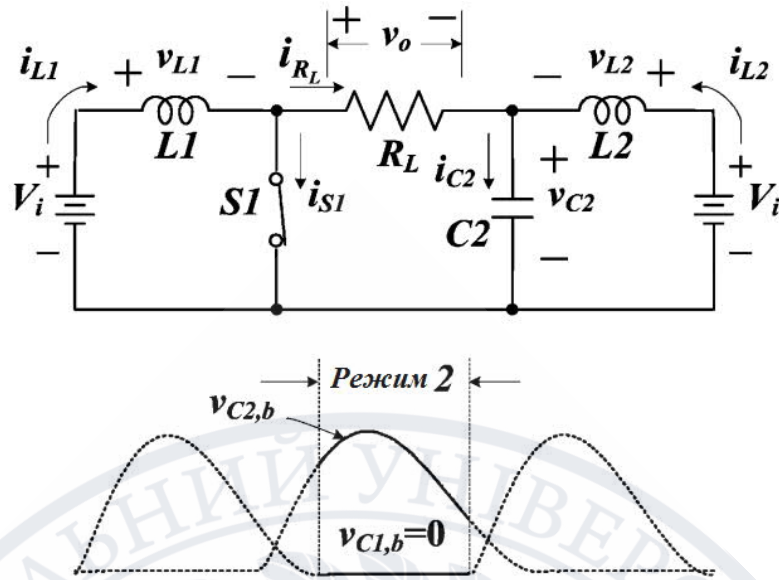


Рисунок 2.12– Перемикач  $S_1$  увімкнено, а  $S_2$  - у вимкненому стані.

Диференціальне рівняння другого порядку виводиться із законів Кірхгофа; цей стан можна представити як:

$$v_{C2}''(t) + \frac{1}{R_L \cdot C2} v_{C2}'(t) + \frac{1}{L2 \cdot C2} v_{C2}(t) = \frac{V_i}{L2 \cdot C2} \quad (2.42)$$

де  $L2$  – друга резонансна індуктивність, Гн;

$C2$  – друга резонансна ємність, Ф;

$V_i$  – напруга живлення (на вході) постійного струму, В.

Вихідна напруга дорівнює різниці між  $v_{C1}$  і  $v_{C2}$ ; таким чином

$$v_o(\theta) = v_{C1} - v_{C2} = \begin{cases} v_{C2, \text{Реж.1}}(\theta + \pi) - v_{C2, \text{Реж.1}}(\theta); & 0 < \theta \leq \pi - 2\pi D \\ -v_{C2, \text{Реж.2}}(\theta - \pi + 2\pi D); & \pi - 2\pi D < \theta \leq \pi \\ v_{C2, \text{Реж.1}}(\theta - \pi) - v_{C2, \text{Реж.1}}(\theta); & \pi < \theta \leq 2\pi(1 - D) \\ v_{C2, \text{Реж.2}}(\theta - 2\pi + 2\pi D); & 2\pi(1 - D) < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.43)$$

Оскільки напруга конденсатора та струм індуктивності завжди пов'язані з енергією, їх значення не можуть раптово змінитися. Отже, ці

значення в кінці Режиму 1 (Режим 2) повинні бути такими ж, як і на початку Режиму 2 (Режим 1). Таким чином, граничні і початкові умови

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{C2, \text{Реж.1}}(0) = 0 \\ v_{C1, \text{Реж.1}}(0) = v_{C2, \text{Реж.2}}(\pi) \\ i_{L2, \text{Реж.1}}(0) = i_{L1, \text{Реж.2}}(\pi) \\ i_{L1, \text{Реж.1}}(0) = i_{L2, \text{Реж.2}}(\pi) \\ v_{C2, \text{Реж.2}}(\pi - 2\pi D) = v_{C2, \text{Реж.1}}(\pi - 2\pi D) \\ i_{L2, \text{Реж.2}}(\pi - 2\pi D) = i_{L2, \text{Реж.1}}(\pi - 2\pi D) \end{array} \right. \quad (2.44)$$

Метою формування сигналу напруги конденсатора, що перекривається, є задоволення перемикання нульової напруги і нульова напруга перемикання нульового струму при включенні для коефіцієнта заповнення  $D \leq D_{\max}$ ; інакше можуть бути досягнуті лише «суб-оптимальні» умови. У суб-оптимальній топології,  $D > D_{\max}$ , діод зворотного ходу на комутаторі (діоді корпусу) використовується для зменшення напруги на конденсаторі, тоді як  $i_{C1}(\pi - 2\pi D) < 0$  призводить до майже нульової напруги на комутаторі. Потім транзистор включається для досягнення плавного перемикання.

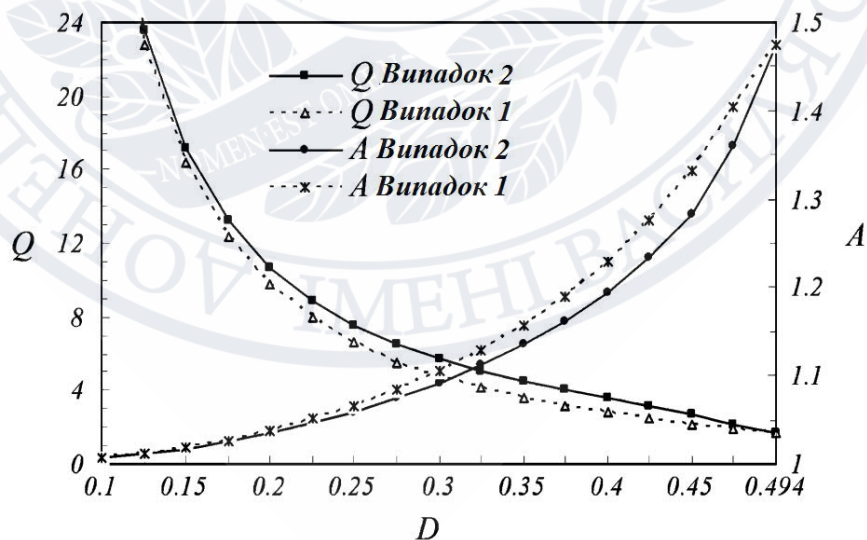


Рисунок 2.13 – Відносини між  $D$ ;  $Q$  та  $A$  як для випадку 1 (перемикання нульової напруги з нульовим нахилом), так і для випадку 2 (нульова напруга перемикання нульового струму).

Рисунок 2.13 показує:

- 1) Так як для двотактної конфігурації, щоб задовольнити номінальні робочі умови Клас-Е робочий цикл обмежений нижче 50%, варіації робочої частоти схеми в співвідношенні становлять від 1 до 1,5, як показано на рис. 2.13.
- 2) Існують дві робочі точки при однаковому коефіцієнті завантаження - як для випадку 1 (перемикання нульової напруги з нульовим нахилом), так і для випадку 2 (нульова напруга перемикання нульового струму), які можна виконати, щоб задовольнити номінальні умови роботи класу Е. Показано, що випадок 2 більш високий коефіцієнт Q і нижчий коефіцієнт А, ніж в випадку 1, при однаковому коефіцієнті заповнення D. Іншими словами, комутація випадку 2 забезпечує вищу вихідну потужність із більшим коефіцієнтом ККД, коли вона працює з тією ж частотою комутації.

Опір, який підсилювач надає джерелу постійного струму, становить.

$$R_{DC} = \frac{V_i}{I_I} = \frac{V_i}{\frac{1}{\pi} \left( \int_0^{\pi-2\pi D} [i_{L1, \text{Реж.1}}(\theta) + i_{L2, \text{Реж.1}}(\theta)] d\theta + \int_{\pi-2\pi D}^{2\pi-2\pi D} [i_{L1, \text{Реж.2}}(\theta) + i_{L2, \text{Реж.2}}(\theta)] d\theta \right)} \quad (2.45)$$

де  $I_I$  – постійний струм живлення, А.

Де постійний струм живлення  $I_I$  дорівнює середньому значенню вхідного струму  $I_i$ .

Піковий струм стоку становить

$$i_{S \max} = i_{S1, \text{Реж.2}}(\pi) \quad (2.46)$$

де  $i_{S_1}$  – струм на першому перемикачі, А.

Вхідна потужність становить

$$P_{in} = V_i I_I \quad (2.47)$$

Для спрощення розрахунку ефективністю стоку  $\eta_c = 100\%$  - це є припущення. Отже, вихідна потужність  $P_o$ , що складається з основної частотної складової та всіх гармонійних частотних складових, дорівнює потужності живлення  $P_{in}$  постійного струму. Вихідна потужність приблизно дорівнює

$$P_o = \frac{V_i}{\pi} \left\{ \int_0^{\pi-2\pi D} [i_{L1, \text{Реж.1}}(\theta) + i_{L2, \text{Реж.1}}(\theta)] d\theta + \int_{\pi-2\pi D}^{2\pi-2\pi D} [i_{L1, \text{Реж.2}}(\theta) + i_{L2, \text{Реж.2}}(\theta)] d\theta \right\} \quad (2.48)$$

Оскільки робочий цикл у двотактній схемі нижче 0,5, повна здатність транзисторів по вихідній потужності ніколи не отримується.

Використовуючи формулу (2.36) та (2.37), співвідношення між значеннями елементів конструкції навантажувальної мережі є

$$\frac{\omega L}{R_L} = \frac{1}{AQ} \quad (2.49)$$

Та

$$\omega C R_L = \frac{Q}{A} \quad (2.50)$$



### РОЗДІЛ 3 ДВОТАКТНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ КЛАСУ Е ДЛЯ ЗБУДЖЕННЯ ВИСОКОЧАСТОТНОГО ВИСОКОВОЛЬТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

За допомогою програми Mathcad розраховуємо значення компонентів трансформатора рис. 3.1:

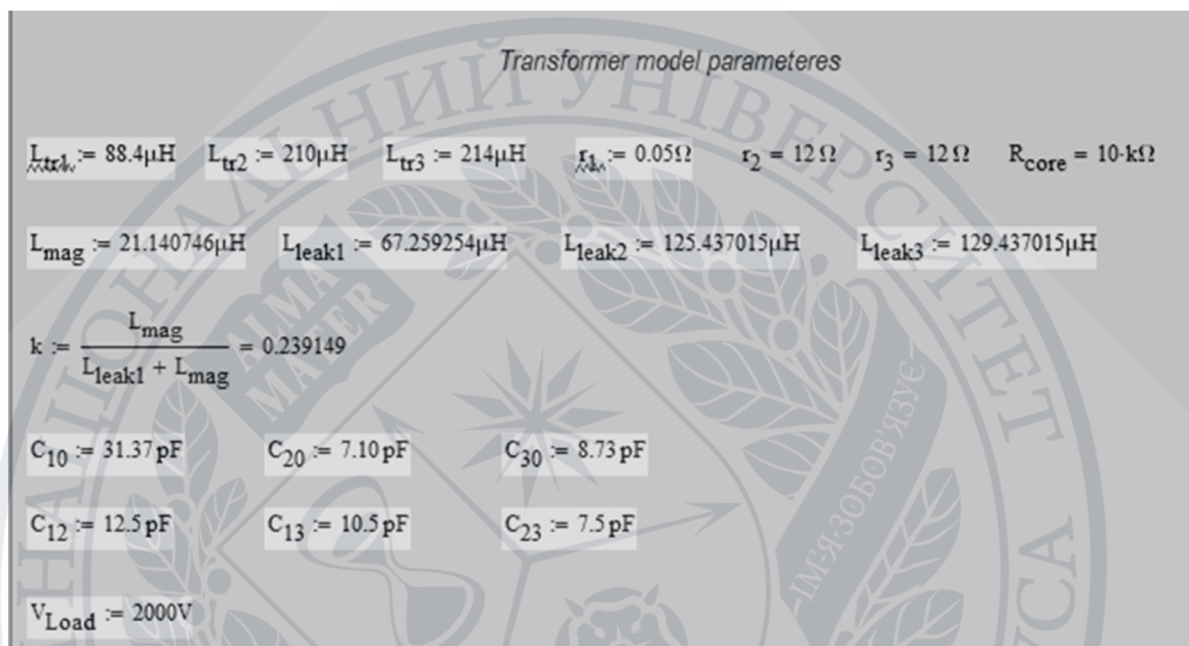


Рисунок 3.1 – Значення компонентів трансформатора розрахованих в програмі Mathcab

Промодельуємо у часовій області трансформатор у середовищі LTSpice рис. 3.2.

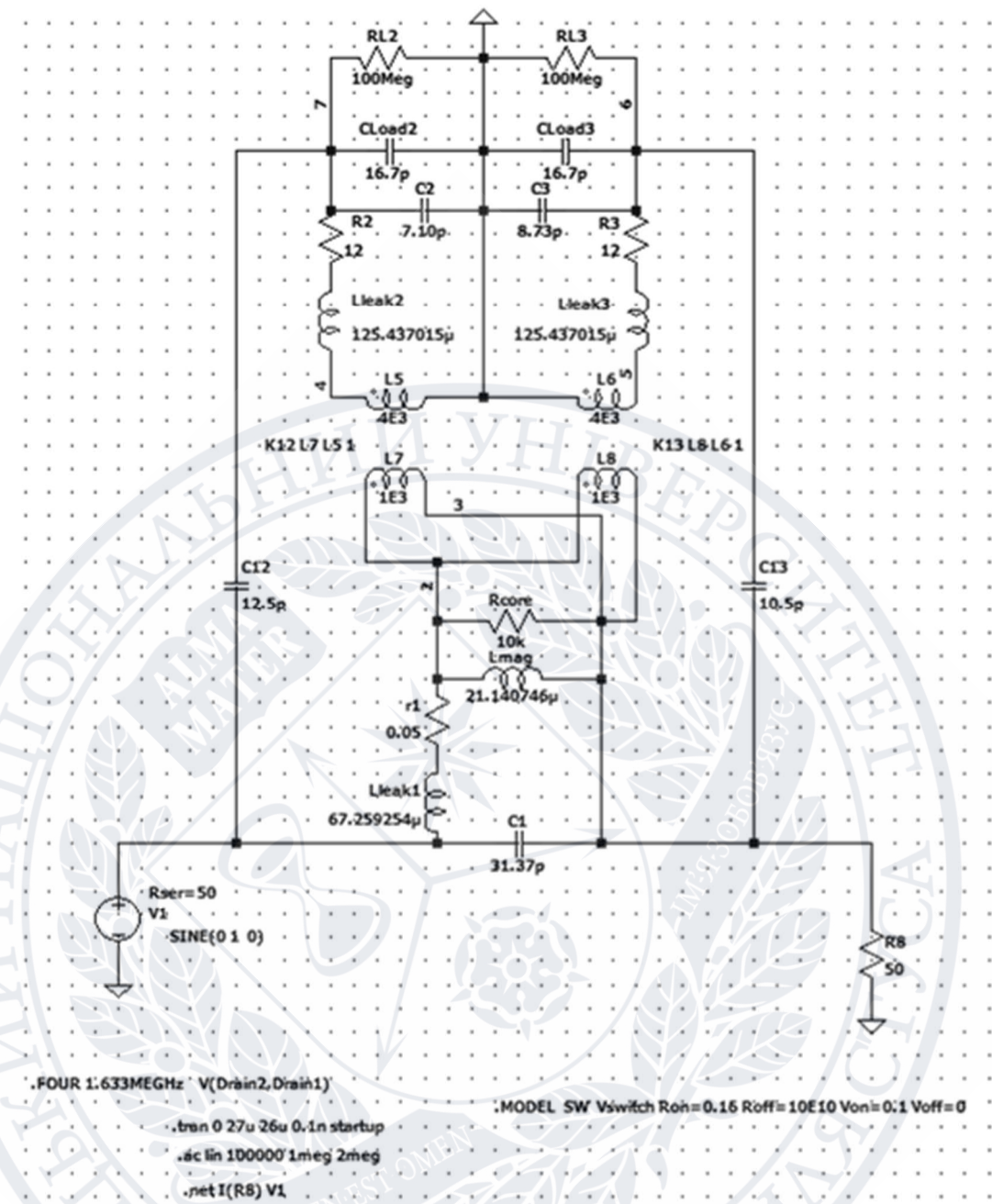


Рисунок 3.2 — — Модель високочастотного високовольтного трансформатору

Для розрахунку підсилювача треба знати  $Z_{tr1}$  та  $Z_{tr2}$ .

$Z_{tr1}$  - це вхідний імпеданс трансформатора з першого входу при замкнутому на землю другому входу.

$Z_{tr2}$  - це вхідний імпеданс трансформатора з другого входу при замкнутому на землю першому входу.

Їх можна знайти моделюванням трансформатора, як чотиріполюсника

через параметри  $Y_{11}$  та  $Y_{22}$ .

Потрібно порахувати вхідний імпеданс трансформатора зліва, якщо справа він замкнутий на нуль. Він буде дорівнювати  $1/Y_{11}$

Для розрахунку імпедансів потрібно використовувати АС аналіз рис. 3.3.

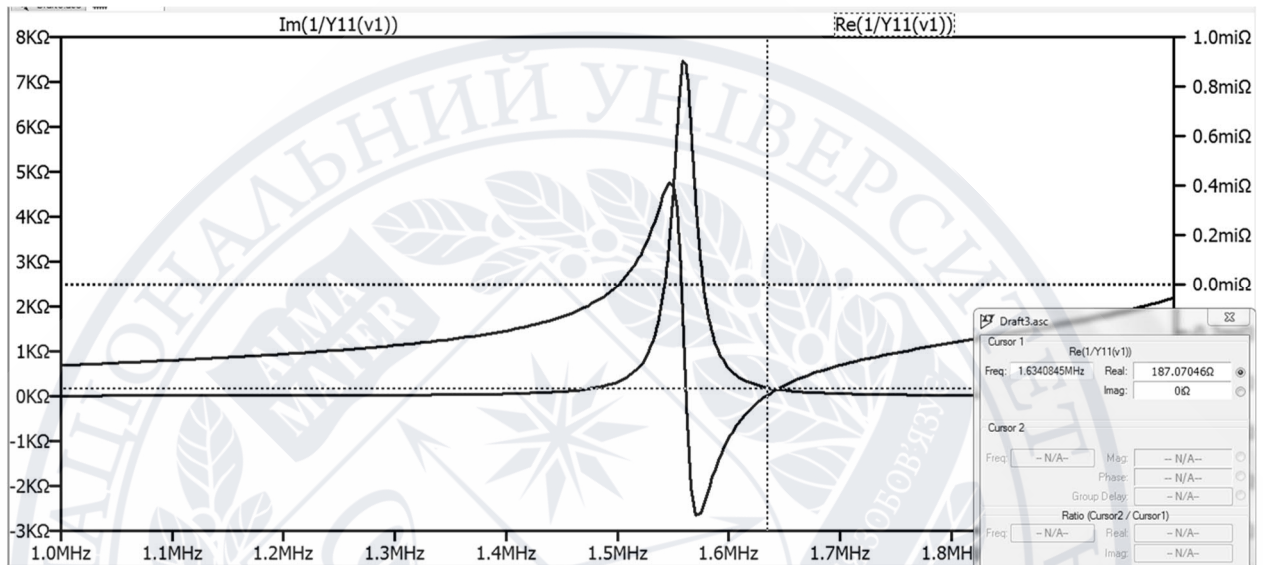


Рисунок 3.3 — Розрахунок імпедансів за допомогою АС аналізу

За допомогою АС аналізу знаходимо резонансну частоту і опір на цій частоті.

Частота -  $f = 1653090 \text{ МГц} = 1.653 \cdot 10^6 \text{ Гц}$

Опір -  $R_L = 187 \text{ Ом}$

В ідеальному випадку для резистивної навантаження  $187 \text{ Ом}$  маємо форми ідеального класу Е Для трансформатора маємо деяке відхилення від перемикання в нулі через не ідеальність трансформатора

За допомогою програми MatLab розраховуємо значення компонентів підсилювача потужності рис. 3.4:

Amplifier parameters:

$f_0=1.653090$  MHz  
 $V_{dc}=48.1546$  V  
 $L=3.0134$   $\mu$ H  
 $C=2296.4267$  pF  
 $R=187.0000$   $\Omega$

$I_{dc}=1.0383$  A  
 $P_{dc}=50.0000$  W  
 $Q=5.1622$   
 $D=0.3300$

Рисунок 3.4 — Значення компонентів підсилювача потужності розрахованих в програмі MatLab

Перевіримо роботу підсилювача потужності класу E з однією ємністю та однією індуктивністю.

Промодельємо у часовій області підсилювач, навантажений на чисто резистивний опір  $R_{Load}=187$  Ом у середовищі LTSpice. Транзистор представимо ключем з вихідною ємністю та заданим опором у відкритому стані рис. 3.5.

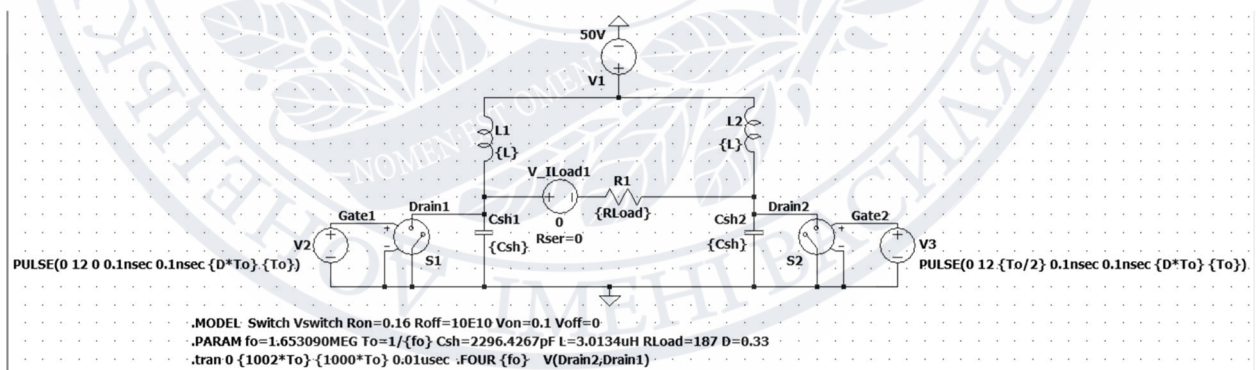


Рисунок 3.5 — Двотактний резонансний підсилювач потужності класу E з однією ємністю та однією індуктивністю

Вважаючи, що коефіцієнт заповнення  $D = 0.33$  можливо розрахувати



тривалість імпульсу керуючого сигналу рис. 3.6.

$$T = \frac{1}{f} \quad (3.1)$$

$$T = \frac{1}{1.653090 \cdot 10^6} = 6.04928 \cdot 10^{-7} \text{с.} \quad (3.2)$$

де  $T$  – період, с.

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (3.3)$$

$$T_{on} = DT = 0.33 \cdot 6.04928 \cdot 10^{-7} = 1.99626 \cdot 10^{-7} \text{с.} \quad (3.4)$$

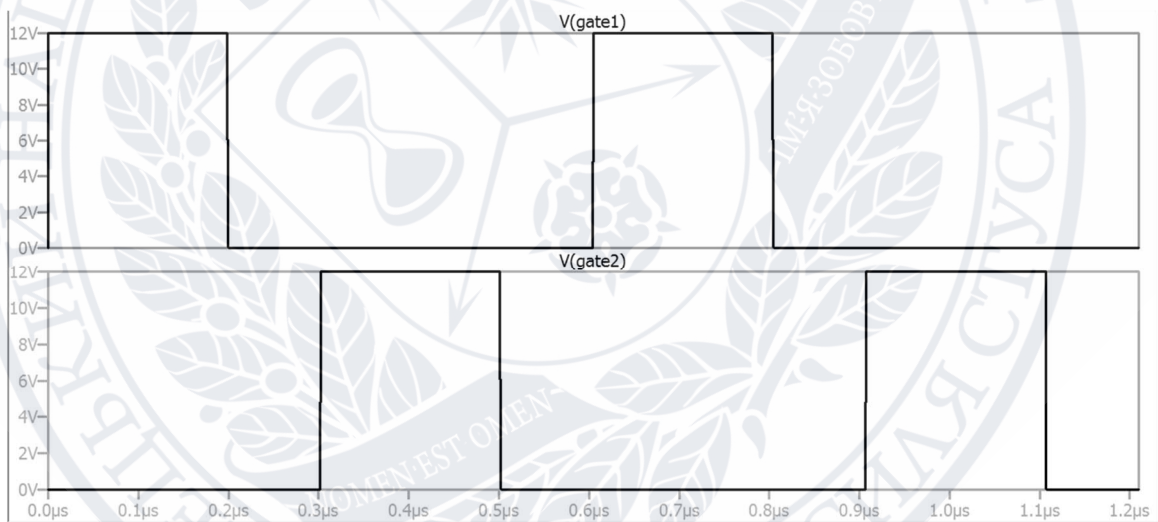


Рисунок 3.6 — Графік керуючого сигналу

Моделюючи роботу підсилювача, з допомогою програми LTSpice, спостерігаємо процес відкриття та закриття ключів, для цього задаємо відповідний масштаб рис. 3.7.

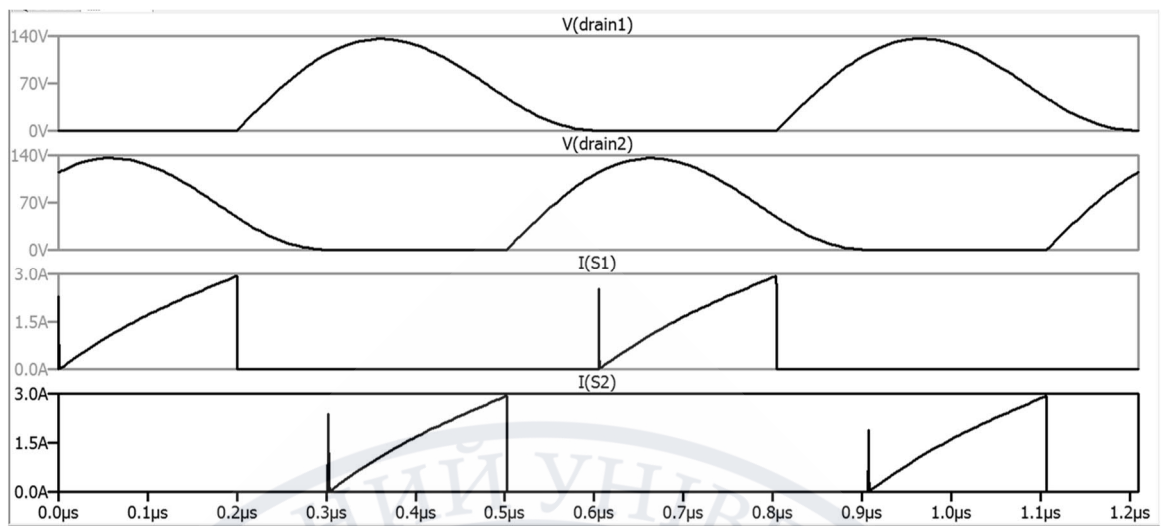


Рисунок 3.7 — Сигнал на виході ключів і струм через них

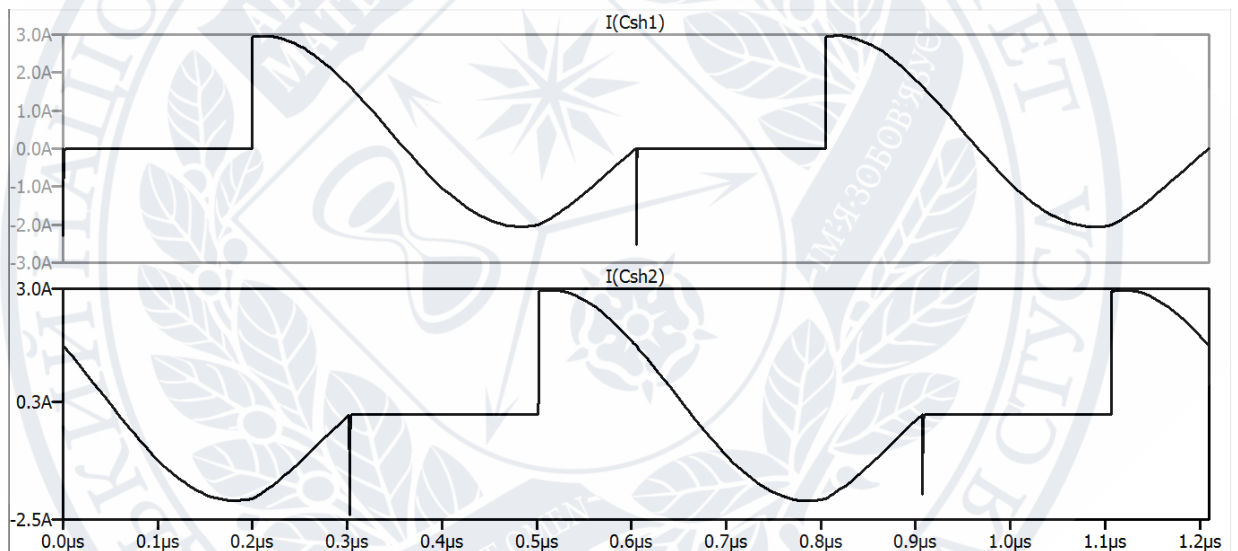


Рисунок 3.8 — Струм який проходить через конденсатори

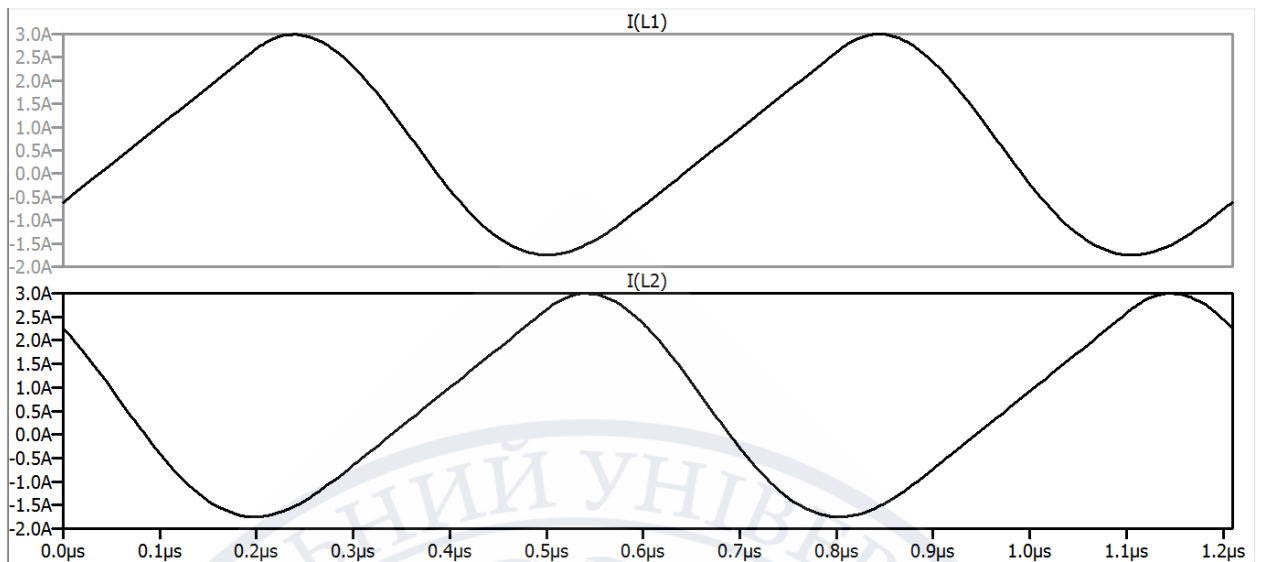


Рисунок 3.9 — Струм який проходить через котушку індуктивності

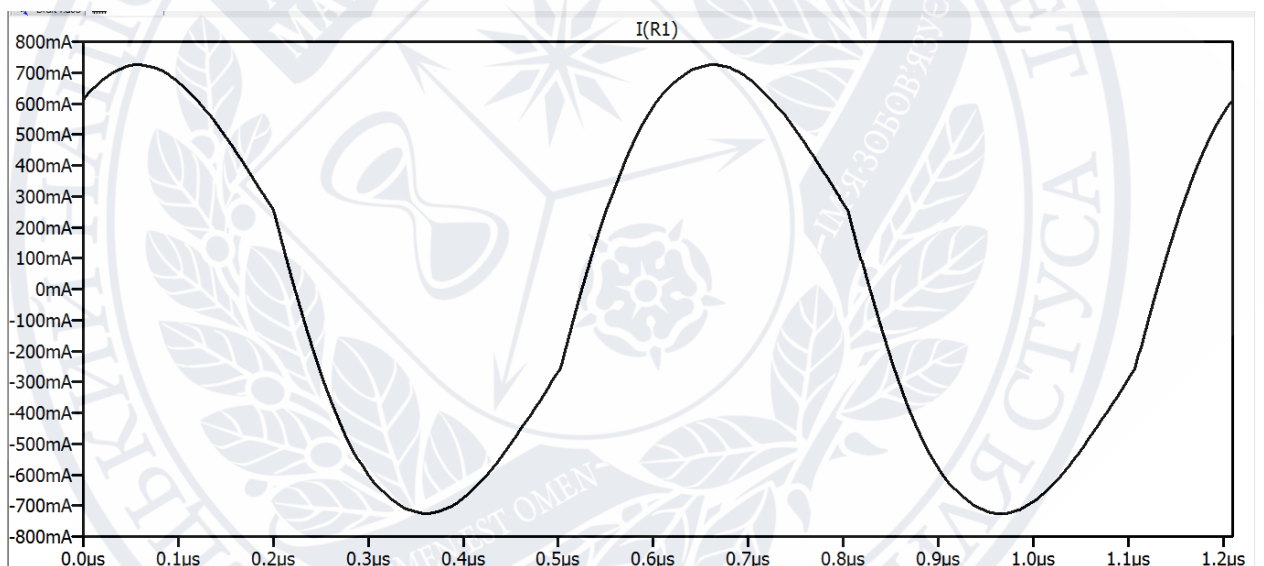


Рисунок 3.10 — Струм який проходить через резистор навантаження

Зробимо Фур'є аналіз для двотактного резонансного підсилювача потужності класу Е з однією ємністю та однією індуктивністю, при навантаженні на чисто активний опір рис. 3.11.

Fourier components of v(drain2,drain1)  
DC component: -0.015517

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component [db]	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	1.653e+06	1.407e+02	0	49.51°	0.00°
2	3.306e+06	3.154e-02	-72.9912	171.20°	121.70°
3	4.959e+06	9.969e+00	-22.9932	109.18°	59.67°
4	6.612e+06	5.119e-03	-88.7827	159.43°	109.92°
5	8.265e+06	3.663e+00	-31.6905	-146.90°	-196.41°
6	9.919e+06	2.911e-03	-93.6848	66.37°	16.86°
7	1.157e+07	1.508e+00	-39.3961	-23.14°	-72.64°
8	1.322e+07	1.663e-03	-98.5477	62.46°	12.95°
9	1.488e+07	1.008e+00	-42.8945	102.39°	52.88°
Total Harmonic Distortion: 7.657788%(7.691150%)					

Рисунок 3.11 — Фур'є аналіз вихідної напруги при навантаженні на чисто активний опір.

Як видно з Фур'є аналізу (рис. 3.11), парні гармоніки мають дуже низький рівень відносно основної частоти: -73 дБн для другої, та -89 дБн для четвертої гармонік. Непарні гармоніки мають більш вищий відносний рівень, ніж парні: -23 дБн для другої, та -32 дБн для п'ятої гармонік.

Поєднаємо трансформатор з підсилювачем потужності рис. 3.12 [Додаток А].



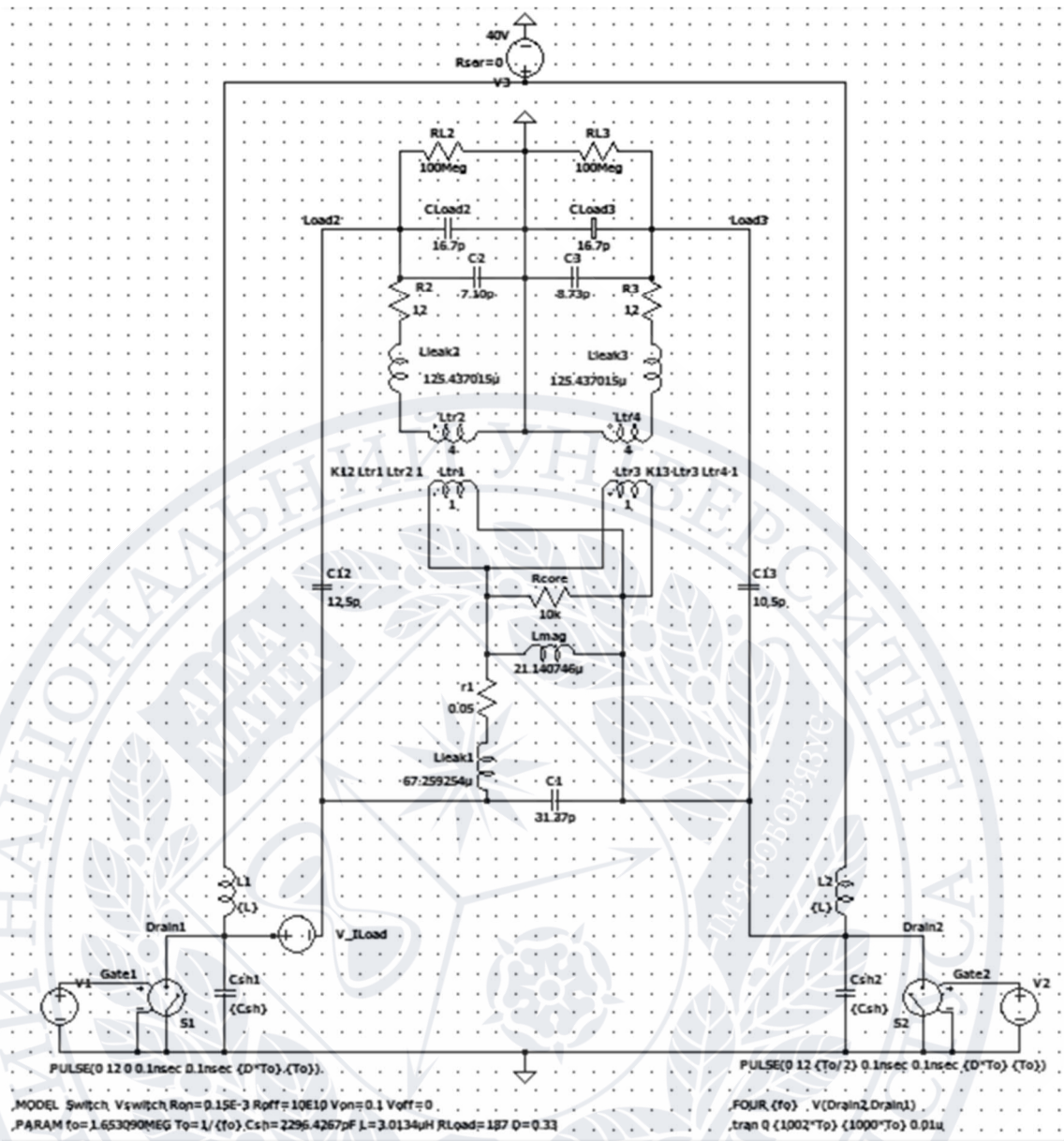


Рисунок 3.12 — Двотактний резонансний підсилювач потужності класу Е з високочастотним високовольтним трансформатором

Промодельовано у часовій області підсилювач у середовищі LTSpice.

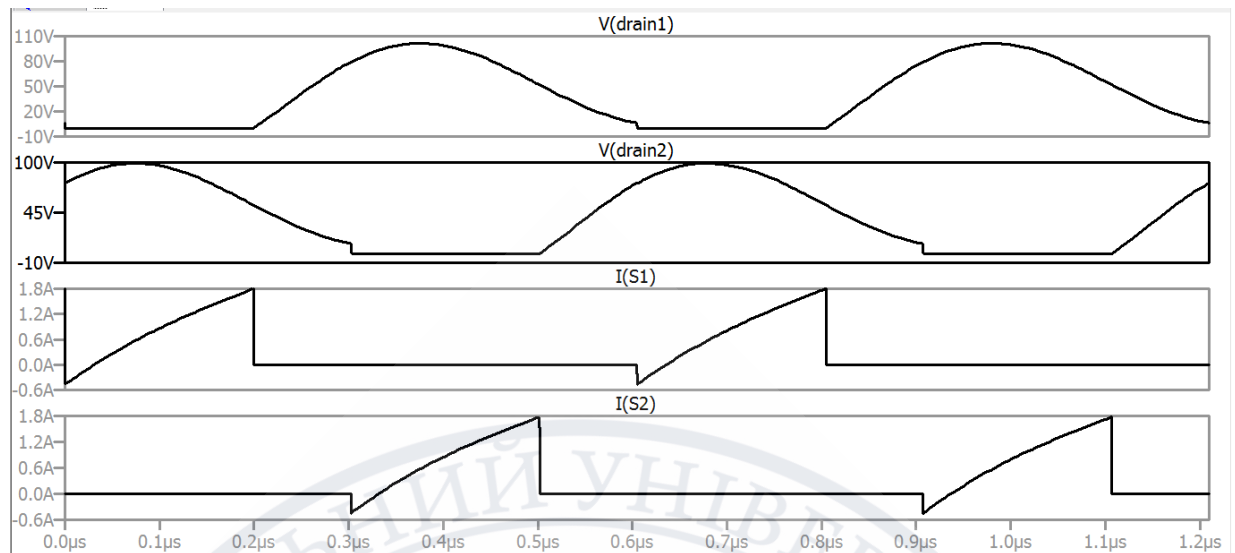


Рисунок 3.13 — Сигнал на виході ключів і струм через них

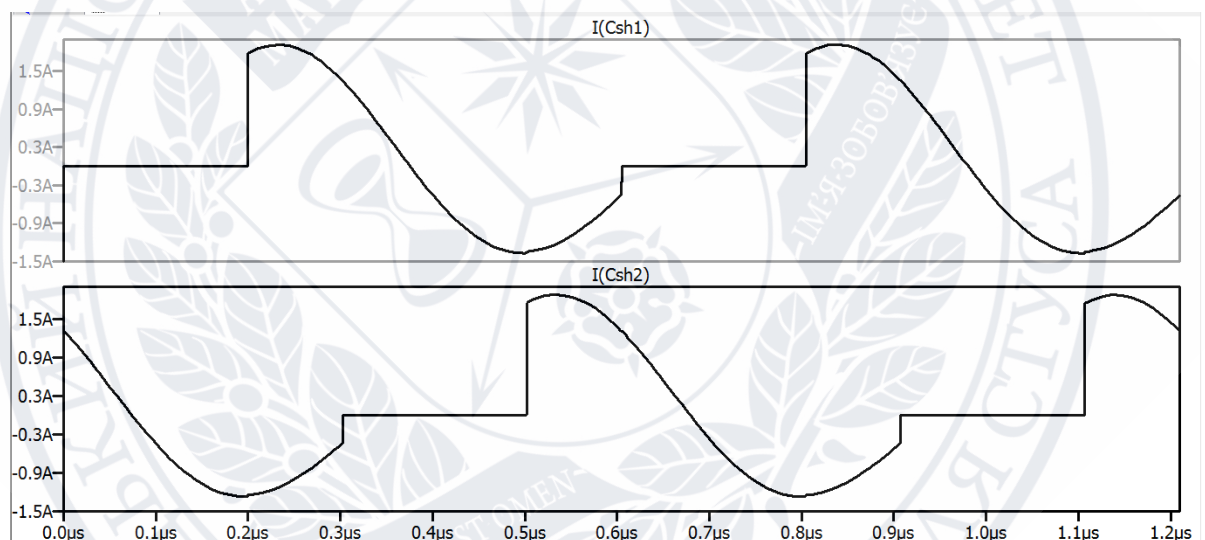


Рисунок 3.14 — Струм який проходить через конденсатори біля ключів

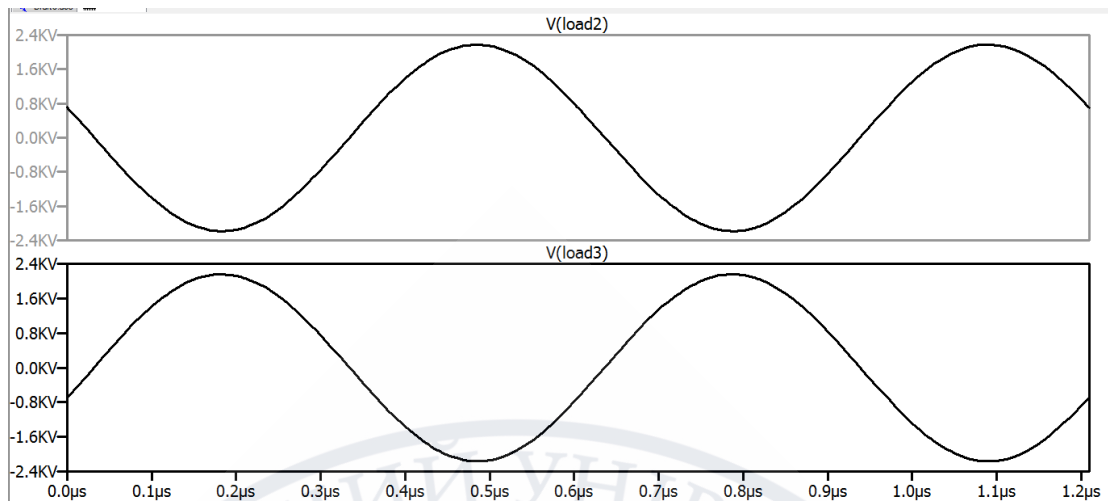


Рисунок 3.15 — Напруга на виході трансформатора

Зробимо Фур'є аналіз для двотактного резонансного підсилювача потужності класу Е з високочастотним високовольтним трансформатором, для порівняння рівня вищих гармонік рис. 3.16.

Fourier components of v(load2,load3)  
DC component:0.720486

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component [db]	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	1.653e+06	4.336e+03	0	161.34°	0.00°
2	3.306e+06	3.892e+00	-60.9383	-4.16°	-165.50°
3	4.959e+06	2.917e+00	-63.441	-41.32°	-202.66°
4	6.612e+06	1.121e+00	-71.7474	0.28°	-161.06°
5	8.265e+06	1.550e+00	-68.9369	33.31°	-128.03°
6	9.919e+06	8.160e-01	-74.5076	-12.47°	-173.81°
7	1.157e+07	6.496e-01	-76.4898	168.53°	7.19°
8	1.322e+07	7.261e-01	-75.5197	-2.99°	-164.33°
9	1.488e+07	7.515e-01	-75.224	-61.42°	-222.76°

Total harmonic Distortion: 0.125260%(0.132312%)

Рисунок 3.16 — Фур'є аналіз вихідної напруги при навантаженні на трансформатор.

З трансформатором рівні непарних гармонік стали значне нижче, і стали більш порівнянні з парними та мають дуже низький відносний рівень (більш 60 дБ). Це пояснюється резонансним режимом трансформатора, якій має високу добротність.

## ВИСНОВКИ

В даній бакалаврській роботі були розглянуті та теоретично досліджені підсилювальні пристрої на прикладі двотактного підсилювача потужності класу Е з високочастотним високовольтним трансформатором.

Були розраховані та теоретично виміряні характеристики підсилювача потужності класу Е та трансформатора за допомогою програми LTSpice. Теоретично було досліджено підсилювач класу Е при навантаженні на чисто активний опір та на модель трансформатора.

Підсилювач був промодельований для обох цих випадків. Трансформатор в цій схемі використовується для того, щоб отримати високу напругу високої частоти. Як видно з Фур'є аналізу, для випадку чисто активного навантаження, парні гармоніки мають дуже низький рівень відносно основної частоти: -73 дБн для другої, та -89 дБн для четвертої гармонік. Непарні гармоніки мають значно більш вищий відносний рівень, ніж парні: -23 дБн для третьої, та -32 дБн для п'ятої гармонік.

З трансформатором рівні непарних гармонік стали значне нижче, і стали більш порівнянні з парними та мають дуже низький відносний рівень (більш 60 дБ). Це пояснюється резонансним режимом трансформатора, якій має високу добротність.

Також, за допомогою моделювання було перевірену модель високочастотного високовольтного трансформатора, отримані дані були близькі до очікуваних: амплітуда вихідної напруги склала порядку 2 кВ. Форма вихідних напруг на вторинній та третьої обмотках має симетричний протифазний характер



## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Гриненко В. В. Пристрої аналогової електроніки. Сумський державний університет. Суми, 2015. 272 с
2. Гольцев В. Р., Богун В.Д., Хиленко В.И. Электронные усилители. Изд-во стандартов. Москва, 1990. 224 с
3. Войшвило Г.В. Современная техника усиления сигналов. Сов. радио. Москва, 1978. 104 с
4. Albulet, M. RF Power Amplifiers. — Noble Publishing. atlanta, GA, 2001. Pg. 366
5. Kazimierczuk M. K. RF Power Amplifiers. John Wiley and Sons. Wright State University, Dayton, Ohio, USA, 2008. Pg. 405
6. Feng-Yin Chen, Jiann-Fuh Chen, Ray-Lee Lin. Low-Harmonic Push-Pull Class-E Power Amplifier With a Pair of LC Resonant Networks. Regular papers. Vol. 54. No. 3. March 2007. Pg. 579-589.
7. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. Алекс. Донецк. 2004. 447 с
8. Yoo C., Huang Q. A common-gate switched, 0,9-W class-E power amplifier with 41% PAE in 0,25- $\mu\text{m}$  CMOS. IEEE J. Solid-State Circuits. Vol. 36. 2001. Pg.823-830.
9. Розрахунок схеми підсилювача з двополярним джерелом електроживлення 2011. URL: <https://www.bestreferat.ru/referat-208694.html> (Дата звернення: 22.06.2020).
10. Перетворювачі напруги. Види і пристрій. URL: <https://electrosam.ru/glavnaja/jelektrooborudovanie/jelektropitanie/preobrazovateli-napriazheniia/> (Дата звернення: 02.06.2021).
11. Підсилювачі потужності ключового типу URL: <https://poznayka.org/s21097t1.html> (Дата звернення: 22.06.2020).
12. J. Dixon. Energy storage for electric vehicles. in Proceedings of the IEEE-ICIT International Conference on Industrial Technology (ICIT

'10). pp. 20–25. March 2010.

- 13.Перетворювач електричної енергії URL:  
[https://ru.wikipedia.org/wiki/Преобразователь\\_электрической\\_энергии](https://ru.wikipedia.org/wiki/Преобразователь_электрической_энергии) (Дата звернення: 02.06.2021).
- 14.Richard Kubowicz. Class-E Power Amplifier. University of Toronto. 2000. Pg 97.
- 15.Nathan o. Sokal. IEEE Journal of solid-statecircuits. Vol. Sc-16. No. 4, august 1981 Pg 380-384.
- 16.A. Emadi. S. S. Williamson. and A. Khaligh. Power electronics intensive solutions for advanced electric. hybrid electric. and fuel cell vehicular power systems. IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 21. no. 3. pp. 567–577. 2006.
- 17.J. G. De Oliveira. J. Lundin. J. De Santiago. and H. Bernhoff. A double wound flywheel system under standard drive cycles: simulations and experiments. International Journal of Emerging Electric Power Systems. vol. 11. no. 4. article 6. 2010.
- 18.J. W. Kolar. T. Friedli. F. Krismer. S. D. Round. The Essence of Three-Phase AC/AC Converter Systems. Proceedings of the 13th Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC'08). Poznan. Poland. pp. 27 – 42. Sept. 1 - 3. 2008.
- 19.K. Kuusela. M. Salo. H. Tuusa. A Current Source PWM Converter Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Adjustable DC-Link Current. in Proceedings of the NORPIE. 2000, Aalborg, Denmark, pp. 54 – 58, June 15 – 16, 2000.
- 20.Swamy, Mahesh; Kume, Tsuneo (Dec 16, 2010). Present State and Futuristic Vision of Motor Drive Technology (PDF). Power Transmission Engineering. [www.powertransmission.com](http://www.powertransmission.com). Retrieved 8 October 2016.
- 21.Grebennikov A. V.. Jaeger H. Class E with Parallel Circuit – A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers.

- IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.Dig. Vol.3. 2002. Pg. 1627-1630.
22. T. Sowlati.D.M.W. Leenaerts. A 2.4-GHz 0.18- $\mu$ m CMOS Self-Biased Cascode Power Amplifier. IEEE J. Solid-State Circuits. Vol. 36. 2001. Pg.823-830.
- 23.Mustafa Acar. IEEE. Anne Johan Annema. Bram Nauta. Analytical Design Equations for Class-E Power Amplifiers. Regular papers. Vol. 54. No. 12. December 2007. Pg. 2706-2717.
- 24.J. Doyama. CMOS Class E Power Amplifier. M.A.Sc. Thesis. University of Toronto. 1999.
- 25.K. Tsai. P. R. Gray. A 1.9 GHz. 1 -W Clûss E power amplifier for wireless communications. EEE Journal of Solid State Circuits. Vol. 34. 1999. Pg. 962-970.
- 26.C. K. Lee. C. C. Ku. K. L. Su. C. H. Lin. K. C. Tao. A 900 MHz ISM band transceiver W IC chip set and RF module. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. vol. 1. 1998. Pg. 245-248.
- 27.W. Titus. R. Croughwell. C. Schiller. L. DeVito. A SI BJT RF dual band receiver IC for DAB. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. vol. 3. 1998. Pg. 297-300.
- 28.T. Ruttan. Designing amplifiers for wireless systems. Microwaves & RE January. 1998. Pg. 89- LOO.
- 29.K. Y. Kim. J. H. Kim. S. M. Parck. and C. S. Park. Parasitic capacitance optimization of GaAs HBT Class E power amplifier for high efficiency CDMA EER transmitter. in Proc. IEEE RFIC Symp. Jun. 2007. Pg. 733–736.
- 30.D. M. Pozar. Microwave Engineering. 3rd ed. Boston. MA: Wiley. 2005.
- 31.K. Y. Kim. W. Y. Kim. and C. S. Park. Dual-mode high-dynamic range class E HBT power amplifier for WCDMA EER transmitters. IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. Vol. 20. No. 10. October. 2010. Pg. 572–574.

32. Cantrell W. H. Tuning analysis for the high-Q class E power amplifier. IEEE Trans. on MTT. Vol.48. No 12. 2000. Pg. 2397-2402.
33. M. Acar. A. J. Annema. and B. Nauta. Generalized design equations for class-E power amplifiers with finite dc feed inductance. in Proc. 36th Eur. Microwave Conf. Manchester U.K. September. 2006. Pg. 1308–1311.





## ДОДАТОК А

Двотактний резонансний підсилювач потужності класу Е з  
високочастотним високовольтним трансформатором

