

Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя  
(повне найменування вищого навчального закладу)  
Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії  
(назва факультету)  
Кафедра електричної інженерії  
(повна назва кафедри)

## КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

**бакалавр**

(освітній ступінь (освітньо-кваліфікаційний рівень))

на тему: **Розробка регульованого драйвера для портативних пристроїв із напівпровідниковими джерелами світла**

Виконала: студентка \_\_\_\_\_ курсу  
\_\_\_\_\_ 4 \_\_\_\_\_ групи ЕТс-41  
спеціальнос  
ті \_\_\_\_\_ 141

електроенергетика, електротехніка та  
електромеханіка

(шифр і назва спеціальності)

\_\_\_\_\_ Пелех А.Є  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник \_\_\_\_\_ Філюк Я.О.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Нормоконтроль \_\_\_\_\_ Вакуленко О. О.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Завідувач \_\_\_\_\_ Тарасенко М. Г.  
кафедри (підпис) (прізвище та ініціали)

Рецензент \_\_\_\_\_  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії  
(повна назва факультету)

Кафедра Електричної інженерії  
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Тарасенко М. Г.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

« 08 » лютого 2022 р.

**З А В Д А Н Н Я**  
**НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття освітнього ступеня бакалавр  
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 141 – електроенергетика, електротехніка та електромеханіка  
(шифр і назва спеціальності)

студенту Пелеху Артуру Євгеновичу  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Розробка регульованого драйвера для портативних пристроїв із напівпровідниковими джерелами світла

Керівник роботи ... Філюк Ярослав Олександрович, к.т.н.  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від « 1 » лютого 2022 року № 4/7-76

2. Термін подання студентом завершеної роботи 18 червня 2022 року

3. Вихідні дані до роботи \_\_\_\_\_

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Аналітичний розділ

2. Проектно-конструкторський розділ

3. Розрахунковий розділ

4. Безпека життєдіяльності та основи охорони праці

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

## 6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Безпека життєдіяльності та основи охорони праці	Гурик О. Я., к.т.н., доцент кафедри МТ		
Нормоконтроль	Вакуленко О. О., ст. викладач кафедри ЕІ		

7. Дата видачі завдання 08 лютого 2022 року

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Вступ	26.02.2022	
2	Аналітичний розділ	31.03.2022	
3	Проектно-конструкторський розділ	16.04.2022	
4	Розрахунковий розділ	30.04.2022	
5	Безпека життєдіяльності та основи охорони праці	14.05.2022	
6	Висновки	31.05.2022	
7	Оформлення пояснювальної записки	03.06.2022	
8	Оформлення графічної частини	14.06.2022	

Студент

\_\_\_\_\_

(підпис)

Пелех А.Є

\_\_\_\_\_

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

\_\_\_\_\_

(підпис)

Філюк Я.О.

\_\_\_\_\_

(прізвище та ініціали)

## РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота бакалавра. Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії. Кафедра електричної інженерії, група ЕТзс–41. - Т. : ТНТУ, 2022.

Стор.57; рис. 37; табл. 11; креслень \_\_; джерел 15; додатків \_.

Тема кваліфікаційної роботи бакалавра: «Розробка регульованого драйвера для портативних пристроїв із напівпровідниковими джерелами світла».

Мета кваліфікаційної роботи полягає у розробці вискоефективного регульованого драйвера з найкращим можливим узгодженням струму світлодіодів.

Проведено огляд літератури підвищувальних перетворювачів напруги, акцентуючи увагу на тих, що реалізовані в драйверах світлодіодів. Крім того, детально розглянуто контур керування для гістерезисного підвищувального перетворювача.

Запропоновано гістерезисний контур керування режимом напруги з інтегрованим зворотним зв'язком по струму. Представлено всі підхеми, які модифіковані від звичайної схеми гістерезисного контура керування.

Розроблений драйвер виготовлений за технологією IBM 180 нм CMOS з розміром матриці 1,5 мм<sup>2</sup>. Він здатний керувати 5 паралельними світлодіодними колами з двома послідовно з'єднаними кольоровими світлодіодами в кожному колі. Максимальний досягнутий ККД становить 92,3 % при вхідній напрузі 3,6 В.

*Ключові слова:* драйвер, світлодіод, комп'ютерне моделювання, Підвищувальний перетворювач.

## ЗМІСТ

Реферат	3
Вступ	6
1 Аналітичний розділ	8
1.1 Звичайний підвищувальний перетворювач	8
1.2 Синхронний підвищувальний перетворювач	9
1.3 Контур керування підвищувального перетворювача	11
1.3.1 Керування режимом ШІМ	11
1.3.2 Керування режимом ЧІМ	12
1.4 Аналіз світлодіодних драйверів	13
1.5 Гістерезисний підвищувальний перетворювач	15
1.6 Висновки до розділу	16
2 Проектно–конструкторський розділ	17
2.1 Розробка конструкції підвищувального перетворювача напруги	17
2.1.1 Розрахунок індуктивності	18
2.1.2 Розрахунок конденсатора	20
2.1.3 Розміри силових FET	23
2.1.4 Розмір драйвера затвора силового MOSFET-транзистора	26
2.2 Контур керування напруги при гістерезисному режимі	27
2.3 Контур керування струму при гістерезисному режимі	28
2.4 Селектор мінімальної напруги	29
2.5 Висновки до розділу	36
3 Розрахунковий розділ	37
3.1 Результати моделювання синхронного підвищеного перетворювача	37
3.2 Результати моделювання цифрового затемнення	42
3.3 Макет підсилювального перетворювача, перемикачів живлення та контуру керування	44
3.3.1 Параметричний збій через пусковий струм	46
3.4 Модель світлодіода	48
3.5 Висновки до розділу	49

4	Безпека життєдіяльності та основи охорони праці	50
4.1	Підвищення стійкості функціонування організації в надзвичайних ситуаціях	51
4.2	Заходи з електробезпеки	52
4.3	Заходи протипожежної безпеки	53
	Загальні висновки	55
	Перелік посилань	56

## ВСТУП

Актуальність роботи. Завжди цікаво та складно розробити схемний блок, який може суттєво змінити продуктивність пристроїв, які використовуються в повсякденному житті. Швидкі технологічні зміни в електронній промисловості зробили мобільні пристрої повсюдно поширеними. Ці мобільні пристрої розроблені як багатоцільові системи, відомі як смартфони, які інтегровані з багатьма функціями, такими як MP3-плеєри, бездротовий зв'язок, камери, пам'ять, датчики тощо. Збільшення зручності використання портативних пристроїв принесло значні зміни в ефективний дизайн схем керування живленням. Дисплея споживає більшу частину енергії в цих пристроях. Одне джерело літій-іонного акумулятора використовується в більшості мобільних пристроїв, а його вихідна напруга коливається від 2,8 В до 4,2 В. Вимоги користувачів до високопродуктивного програмного процесора та збільшення трафіку даних у бездротовому зв'язку призводять до більшого розсіювання енергії і призводить до короткого терміну служби батареї. Крім того, кількість місця, доступного для джерела енергії, також зменшується через зменшення розміру портативного пристрою.

У таких програмах, як смартфони, дуже важливо використовувати весь час автономної роботи протягом тривалого часу. Ефективне використання підсвічування дисплея може значно збільшити термін служби акумулятора. Інтенсивність світла дисплея буде автоматично регулюватися залежно від зовнішнього освітлення. Таким чином навантаження буде різноманітним і не завжди використовується на повну потужність.

В даний час керування мобільним дисплеєм з підсвічуванням є складною сферою роботи через його вимогу до високої ефективності та точності. Для досягнення високої ефективності в широкому діапазоні, синхронні перетворювачі на основі індуктивності настійно зарекомендувались в світлодіодних драйверах. Поточні модулі узгодження необхідні для досягнення точного узгодження між колами світлодіодів. Існує широкий вибір схем керування живленням з різними варіантами виконання. Вибір ефективного варіанту залежить від застосування та вимог до живлення. Вибір світлодіодної конфігурації або загальної кількості

світлодіодів, які використовуються для підсвічування дисплея, залежить від розміру дисплея. Зазвичай постачальники модулів дисплея надають рекомендовану конфігурацію світлодіодів. Чим більше розмір дисплея, тим більше використовується світлодіодів. Як правило, світлодіоди у дисплеї керуються однаковим струмом, так що для всіх світлодіодів спостерігається однакова інтенсивність світла.

Багатофункціональні програми на пристроях смартфонів змушують ефективно використовувати час автономної роботи, тобто використовувати весь діапазон напруги акумулятора та покращувати ефективність модуля. Таким чином, покращити час використання акумулятора в портативних пристроях надзвичайно складно. Крім того, пристрої, які працюють з безперервним дисплеєм, потребують енергії, оскільки дисплей з підсвічуванням є одним із модулів, який споживає найбільше енергії. Тому актуальним є дослідження та покращення ефективності і продуктивності драйвера світлодіодного дисплея.

Мета роботи. є розробка високоефективного регульованого драйвера з найкращим можливим узгодженням струму світлодіодів

Для досягнення поставленої мети в даній роботі необхідно було:

- 1) Провести аналіз сучасного стану функціонування та розвитку світлодіодних драйверів.
- 2) Розробити підвищувальний перетворювач напруги, який працює у вхідному діапазоні від 2,8 В до 4,2 В.
- 3) Провести моделювання підвищувальний перетворювач напруги та підсумувати результати моделювання.



# 1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ

## 1.1. Звичайний підвищувальний перетворювач

Підвищувальний перетворювач добре відомий як перетворювач живлення DC-DC, тобто вхідна напруга підвищується до більш високого рівня, як того вимагає навантаження. Як показано нижче на рис.1.1, перемикач живлення керується за допомогою  $V_c(t)$ . Коли перемикач увімкнено, енергія зберігається в індуктивності у вигляді магнітної енергії, оскільки струм індуктивності  $i_L$  збільшується. Ця енергія разом із вхідним джерелом надходить до навантаження з більш високою напругою під час вимкненого стану. Під час цього режиму  $i_L$  зменшується. Таким чином, вхідний струм є безперервним, тобто він ніколи не повертається до нуля.

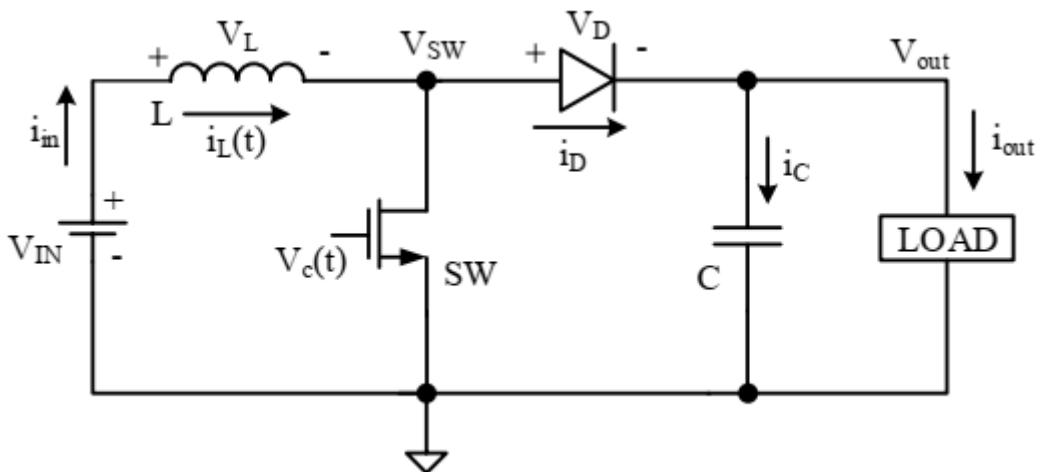


Рисунок 1.1: Звичайний підвищувальний перетворювач.

Робочий цикл керуючого сигналу  $V_c(t)$  визначає вхідний струм через перемикач. Робочий цикл визначається як:

$$D = \frac{T_{ON}}{T_{SW}} \quad (1.1)$$

де  $T_{ON}$  – час увімкнення керуючого сигналу  $V_c(t)$ , а  $T_{SW}$  – період.

Рівняння для  $V_{out}$  в термінах  $V_{in}$  і  $D$ .

$$V_{out} = \frac{V_{IN}}{1 - D} \quad (1.2)$$

Зміни вхідної напруги  $V_{IN}$  компенсуються зміною робочого циклу, щоб підтримувати постійну вихідну напругу. Рівняння для  $D$  описується наступною формолою:

$$D = \frac{V_{out} - V_{IN}}{V_{out}} \quad (1.3)$$

Режими роботи в підвищувальному конвертері:

А) Режим безперервної провідності: струм через індуктивність ніколи не досягає нуля між циклами переключення, тобто індуктивність розряджається лише частково для кожного циклу.

В) Режим перервної провідності: струм через індуктивність стає нульовим і залишається нульовим протягом деякої частини циклу переключення, тобто індуктивність повністю розряджається в кожному циклі. Якщо конструкція змушує індуктивність перейти в фазу заряду, коли струм досягає нуля, це називається режимом граничної провідності (РГП).

Струм розряду через індуктивність залежить від струму навантаження, частоти переключення та ширини імпульсу переключення живлення. Щоб зменшити втрати при перемиканні перетворювача, некерований діодний можна замінити керованим перемикачем PMOS.

## 1.2 Синхронний підвищувальний перетворювач

Топологія синхронного підвищувального перетворювача складається з двох інтегрованих перемикачів з конденсатором і індуктивністю.

Як показано на рис.1.2, Сигнал керування, який використовується для керування PMOS-пристроєм, є інвертованим сигналом, що генерується із сигналу затвора NMOS-транзистора.  $R_{DCR}$  - це послідовний опір дроселя індуктивності постійному струму ( $L$ ), а  $R_{ESR}$  - еквівалентний послідовний опір вихідного конденсатора ( $C_{OUT}$ ), включені в схему.

Вузол перетину між індуктивністю та транзисторами NMOS і PMOS позначений  $V_{SW}$ . Керування вимикачами здійснюється в дві фази. Як показано на рис. 1.1, під час фази 1 транзистор NMOS ( $M_1$ ) увімкнено, тобто вузол  $V_{SW}$  буде

підтягнутий до напруги землі, а вхідна енергія зберігається в індуктивності у вигляді магнітного поля. PMOS транзистор ( $M_2$ ) відкритий під час фази 1. Відношення часу увімкнення, тобто часу перебування у фазі 1, до одного повного циклу переключення визначається як робочий цикл ( $D$ ).

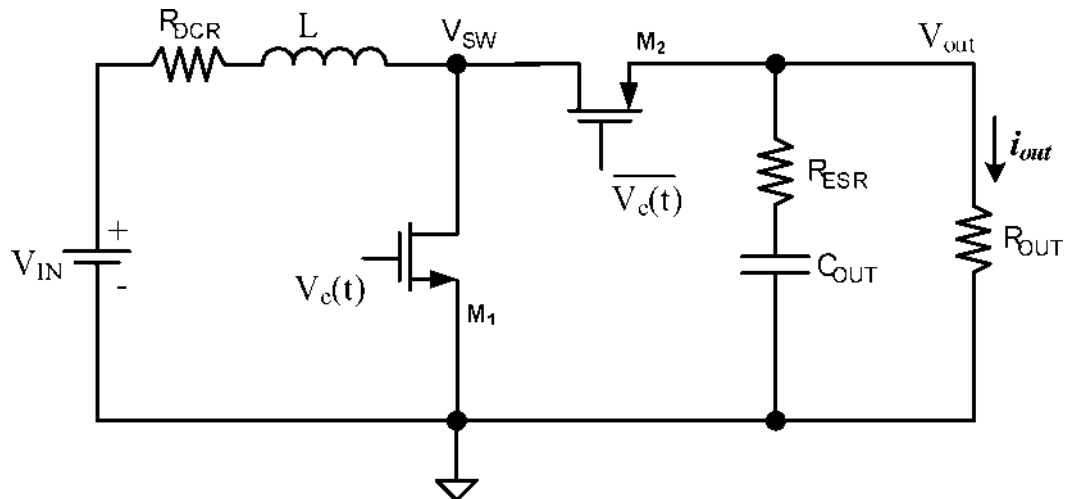


Рисунок 1.2: Синхронний підвищувальний перетворювач.

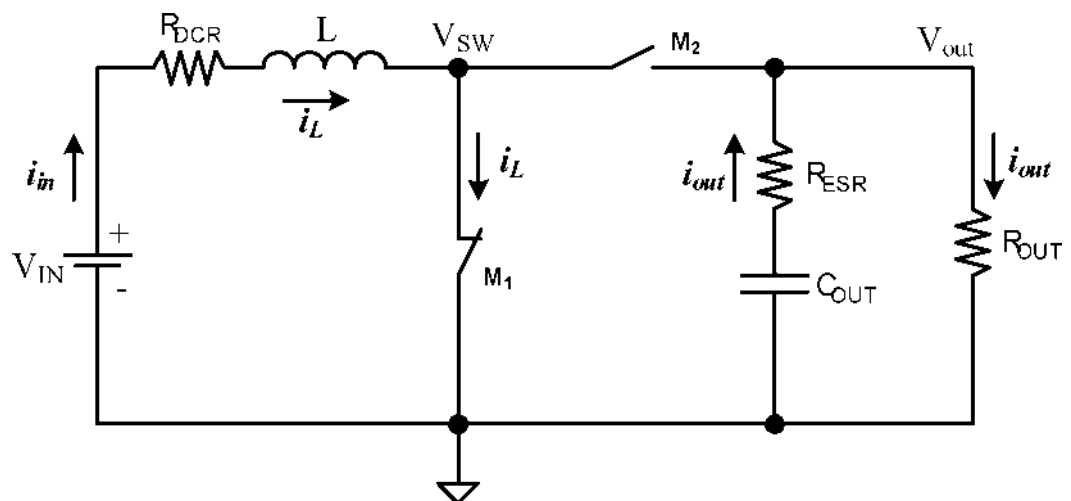


Рисунок 1.3: Синхронний підвищувальний перетворювач (увімкнено).

Як показано на рис.1.4, під час фази 2 транзистор NMOS ( $M_1$ ) вимикається, а потім PMOS транзистор ( $M_2$ ) вмикається. Невеликий інтервал між часом увімкнення та вимкнення відомий як мертвий час. Тепер накопичена енергія від індуктивності подається до навантаження через пристрій PMOS. Якщо припустити режим граничної провідності (РГП), як тільки індуктивність повністю розрядиться до нуля, фаза 1 активується і повторно заряджає індуктивність.

Переключення між обома фазами є безперервним, щоб утворити ланцюг циклів і виробляти бажану вихідну напругу постійного струму ( $V_{OUT}$ ).

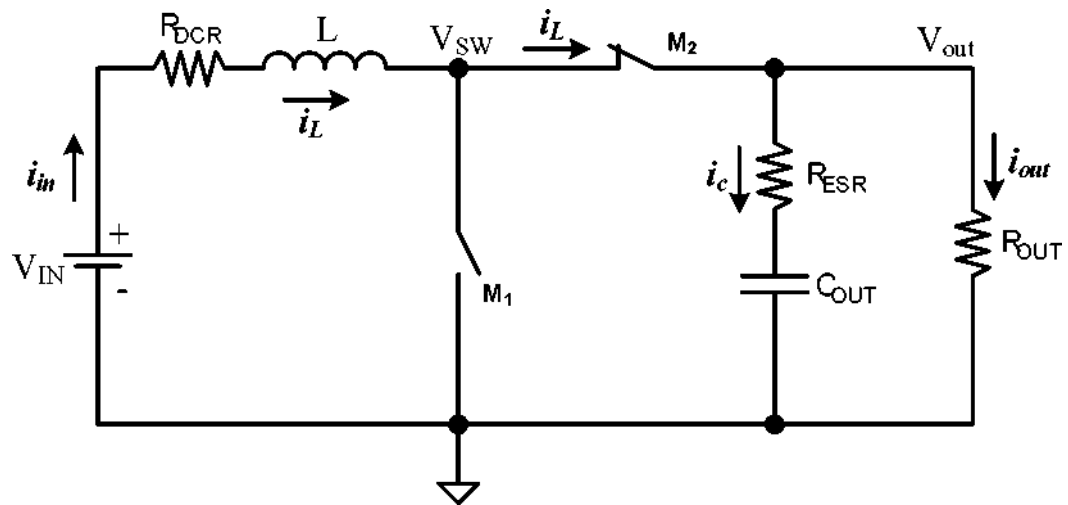


Рисунок 1.4: Синхронний підвищувальний перетворювач (вимкнений стан).

### 1.3 Контур керування підвищувального перетворювача

Кожен комутаційний перетворювач повинен мати можливість підтримувати постійну вихідну напругу незалежно від змін вхідної напруги, вихідного струму, температури або процесу. Таким чином, реалізований контур керування зворотним зв'язком, щоб відстежувати ці зміни в перетворювачі та точно контролювати або регулювати вихідну напругу.

#### 1.3.1 Керування режимом ШІМ

Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) є технікою, яка найбільш широко використовується в силових перетворювачах. Частота переключення підтримується постійною, а ширина імпульсу змінюється для контролю вихідної напруги. Середня вихідна напруга пропорційна ширині імпульсу. (Тільки для понижаючого перетворювача з частотно-імпульсною модуляцією (ЧІМ)).

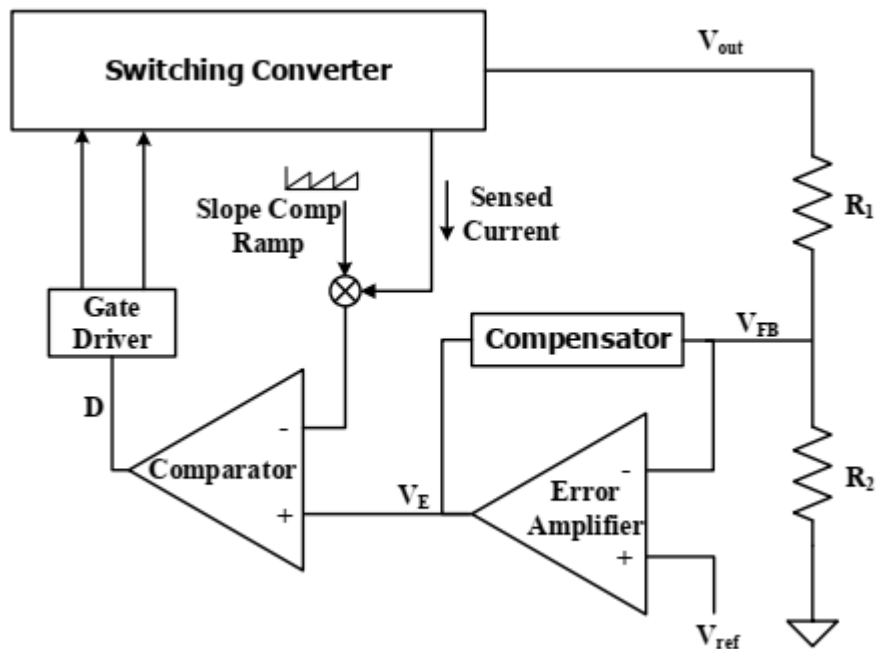


Рисунок 1.5: Схема керування режимом ШІМ для DC-DC перетворювача

Як показано на рис.1.5, звичайна система керування ШІМ містить блок підсилення датчика, підсилювач помилок, компенсатор, компаратор ШІМ і драйвер затвора. Вихідна напруга ( $V_{OUT}$ ) дискретизується за допомогою резисторного дільника в блоці підсилення датчика. Вибірковий вихідний сигнал  $V_{FB}$  порівнюється з опорною напругою  $V_{ref}$  і різниця між ними підсилюється для створення сигналу помилки ( $V_E$ ). Цей сигнал помилки порівнюється з сигналом наростання осцилятора для генерування ШІМ-сигналу, який контролює стан перемикачів живлення. Зміна робочого циклу змінює вихідну напругу таким чином, щоб посилити сигнал зворотного зв'язку  $V_{FB}$ , рівний опорній напрузі  $V_{ref}$ .

Технологія ШІМ досягає високої ефективності під час повного навантаження, але перетворювач страждає від низької ефективності в умовах невеликого навантаження через домінуючі комутаційні втрати.

### 1.3.2 Керування режимом ЧІМ

Зміна часу увімкнення хвилі фіксованої частоти не є єдиним методом контролю вихідної напруги перетворювача. Також можна змінювати частоту прямокутної хвилі, відому як частотно-імпульсна модуляція (ЧІМ).

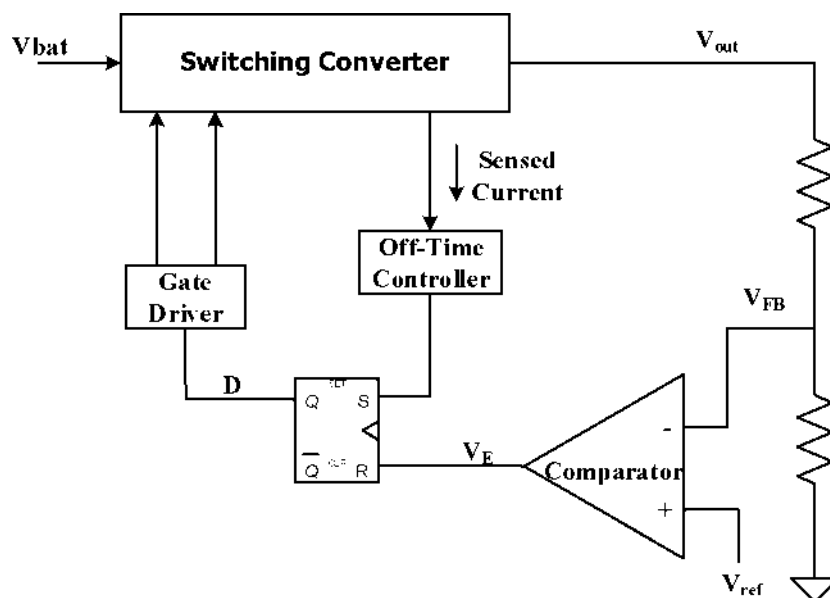


Рисунок 1.6: Схема керування режимом ЧІМ для DC-DC перетворювача.

Робота в режимі ЧІМ має високу ефективність, оскільки регулятор пропускає кілька циклів під час невеликого навантаження і зменшує втрати на переключення. Як показано на рис.1.6, «контролер часу вимкнення» відстежує нульовий струм індуктивності, щоб визначити передній фронт керуючого сигналу, а зворотний зв'язок напруги відстежує нижню межу пульсацій на виході, щоб визначити спадний фронт керуючого сигналу. Більший струм навантаження збільшує швидкість розряду вихідного конденсатора та індуктивності, а отже, швидше відбувається імпульс ЧІМ. Тому частота перемикань перетворювача пропорційно струму навантаження. ЧІМ має деякі переваги перед ШІМ, такі як висока енергоефективність під час середніх - легких навантажень, низька вартість, низька складність через відсутність компенсації петлі тощо. Але завжди складно розробити ЧІМ через частоти шуму, що генеруються в широкому діапазоні частот.

#### 1.4 Аналіз світлодіодних драйверів

Схема показана на рис.1.7 є синхронним підвищувальним перетворювачем для підсвічування LCD-дисплею.

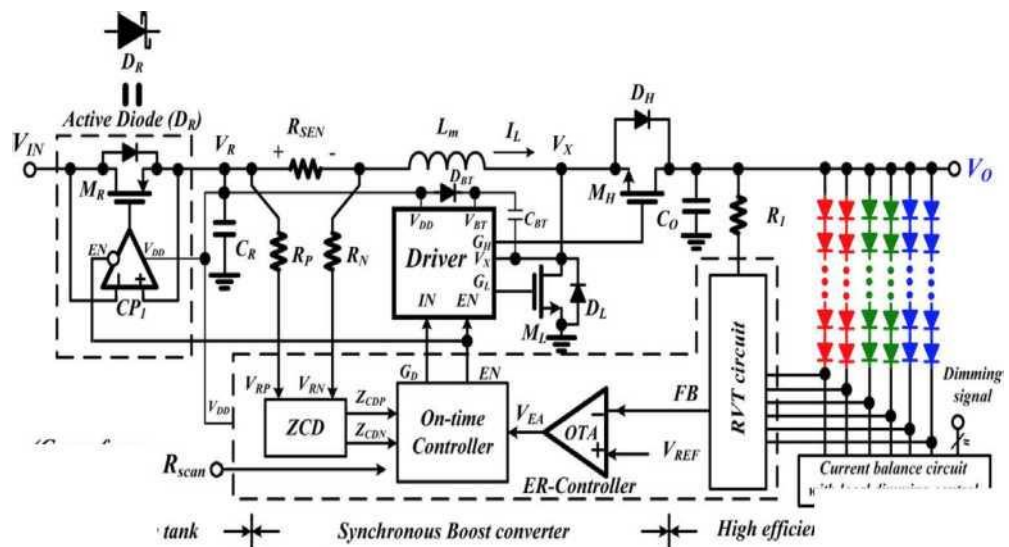


Рисунок 1.7: Технологія переробки енергії для блока підсвічування[2].

Щоб підтримувати регульовану вихідну напругу, перемикачі живлення керуються через контури зворотного зв'язку напруги та струму. Кола напруги складаються з схеми балансу струму для досягнення найвищого узгодження струму між колами, схеми ВОН (відстеження опорної напруги), яка обробляє падіння напруги в колі балансу струму, і модуля контролера часу включення. Контури напруги генерують керуючі сигнали, щоб досягти достатньої вихідної напруги для підтримки необхідного спаду напруги в колі балансу струму. Спад напруги на  $R_{SEN}$  використовується для моніторингу струму через індуктивність для зворотного зв'язку в режимі струму і для виявлення нульового струму для детектора нуля (ДН). Контролер часу увімкнення та ДН дозволяють працювати з цим перетворювачем у режимі граничної провідності (РГП). Цей варіант схеми страждає від низької ефективності через безперервні втрати  $I^2R$  через  $R_{SEN}$ . Чим вище вхідний струм, тим нижче ККД.

Драйвер світлодіода керування з подвійним контуром, використовує кола зворотного зв'язку в режимі напруги та струму для підтримки регульованої вихідної напруги підсилення, як запропоновано в[3] рис.1.8.

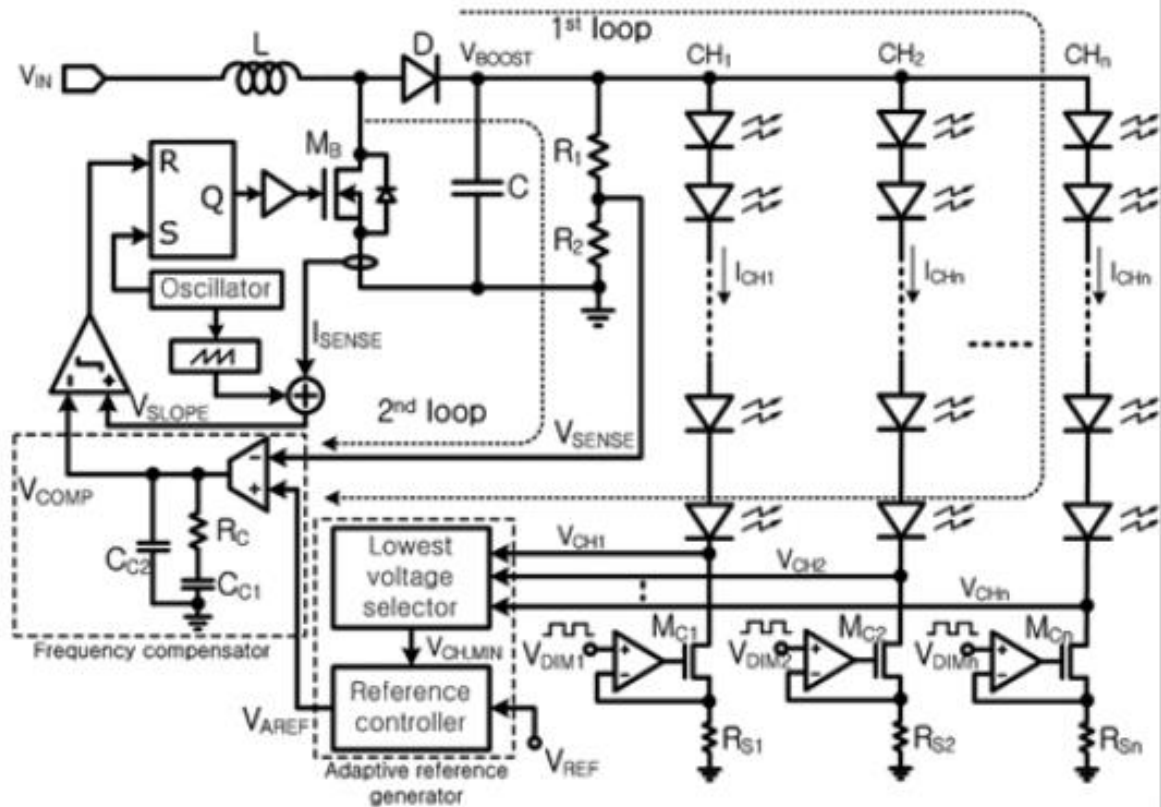


Рисунок 1.8: Драйвер світлодіода керування з подвійним контуром.

Контур напруги включає опорну напругу ( $V_{AREF}$ ). Цей контур обробляє найнижчу напругу в колі узгодження струму, і вихідна напруга підтримується для досягнення достатнього запасу на модулі узгодження струму. 2-й контур напруги відбирає вихідну напругу для ретельного моніторингу та контролю пульсацій на  $V_{OUT}$ . Ця схема зворотного зв'язку не контролює індуктивність або вхідний струм. Тому будь-яка раптова зміна вхідного струму не відстежується. Реалізація частотного компенсатора займає велику площу компоновки.

### 1.5 Гістерезисний підвищувальний перетворювач

Як показано на рис.1.9, для подолання технічних недоліків двох вищенаведених варіантів драйверів світлодіодів можна реалізувати техніку зворотного зв'язку гістерезисного режиму напруги та режиму струму. Зокрема, досягається моніторинг струму індуктивності без втрат і зменшується площа компонування через відсутність схеми частотної компенсації[4]. Струм зарядки індуктивності відбирається на транзисторі NMOS, а струм розряду на транзисторі



PMOS. Реалізація компараторів у контурі напруги виключає підсилювачі та мережі частотної компенсації.

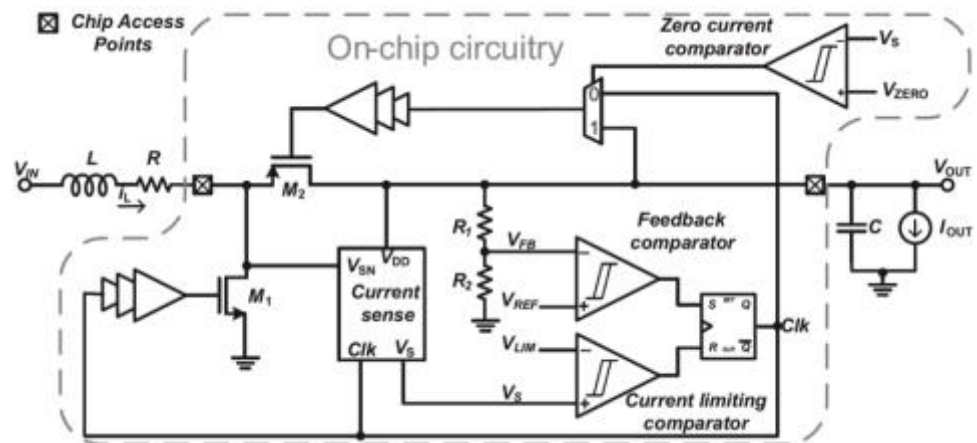


Рисунок 2.9: Гістерезисний контроль поточного режиму[4].

Через порівняльні переваги цей варіант зворотного зв'язку обрана як підходяща реалізація для застосування драйверів світлодіодів. Детальний опис підмодулів у петлі зворотного зв'язку обговорюється в наступних розділах.

## 1.6 висновки до розділу

Проведено огляд літератури підвищувальних перетворювачів напруги, акцентуючи увагу на тих, що реалізовані в драйверах світлодіодів. Крім того, детально розглянуто контур керування для гістерезисного підвищувального перетворювача.

## 2. ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ

### 2.1 Розробка конструкції підвищувального перетворювача напруги

світлодіодний драйвер змодельовано з використанням технології IBM 0,18 $\mu$ m. Максимальна напруга пристроїв у цій технології обмежує кількість послідовно з'єднаних світлодіодів до двох. Таким чином, обрано було п'ять паралельних кіл по два світлодіоди в кожній.

Завдяки п'яти паралельним колам, кожна з яких потребує постійного струму 20 мА - 100 мА є специфікацією вихідного струму. Вхідна напруга літій-іонного акумулятора варіюється від 2,8 В - 4,2 В. Цільова ефективність становить > 90% при робочій частоті 5 МГц. Максимальний необхідний коефіцієнт затемнення становить 1:512. Усі вхідні характеристики для цієї конструкції зведені в табл. 2.1.

Вхідні характеристики для конструкції підвищувального перетворювача отримані з наведених вище специфікацій конструкції. Це синхронна конструкція, яка використовує тільки перемикачі.

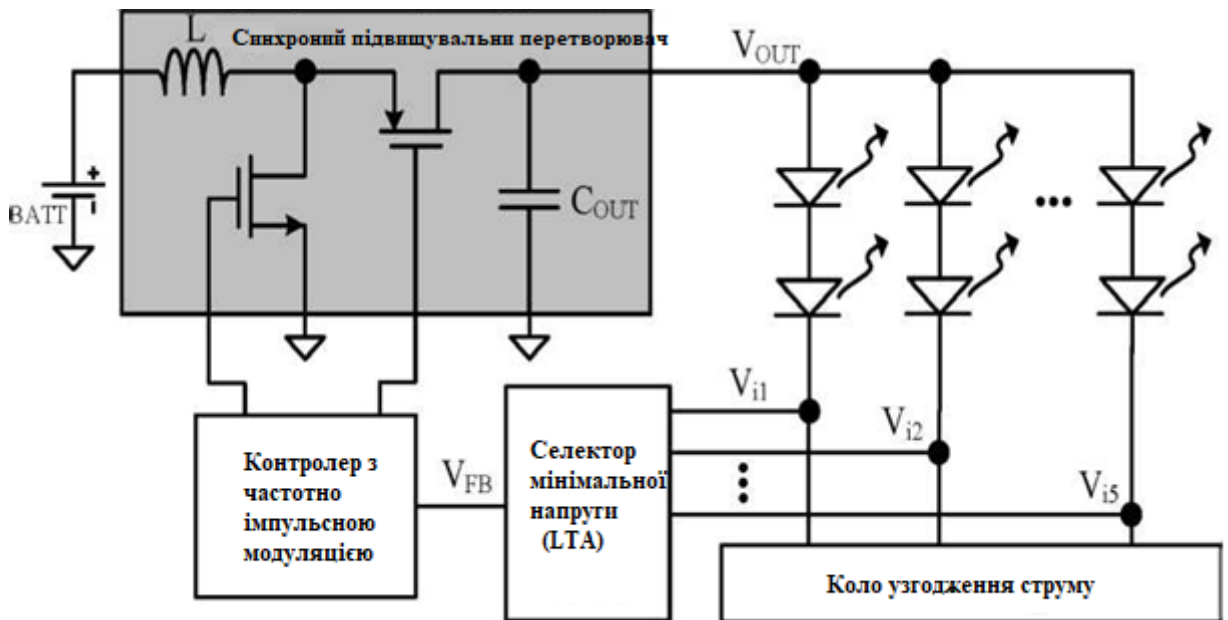


Рисунок 2.1: Схема драйвера світлодіодів.

Таблиця 2.1: Технічні характеристики підвищувального перетворювача.

Вхідна напруга	2,8 В - 4,2 В
Вихідна напруга	5,4 В
Вихідний струм	100 мА
Частота переключення	5 МГц
Ефективність	>90%
Коефіцієнт затемнення	512 : 1

Падіння напруги на котушці індуктивності призводить до наступних рівнянь:

$$\begin{aligned} v_{L,ON} &= V_{IN} - V_{SW} \\ v_{L,OFF} &= V_{IN} - V_{OUT} - V_{SW} \end{aligned} \quad (2.1)$$

де  $v_{L,ON}$  – падіння напруги на індуктивності під час увімкненого стану, а  $v_{L,OFF}$  – у вимкненому стані.  $V_{IN}$ ;  $V_{OUT}$ ;  $V_{SW}$  – це вхідна напруга, вихідна напруга та падіння  $V_{ds}$  на МОП-транзисторі відповідно. Оскільки середня напруга на індуктивності за один період дорівнює нулю, отже,

$$\langle v_L \rangle = \frac{v_{L,ON}DT_s + v_{L,OFF}(1 - D)T_s}{T_s} = 0 \quad (2.2)$$

Розв’язування для  $V_{OUT}$  в(2.2), отримуємо:

$$\langle V_{OUT} \rangle = \frac{V_{IN}}{(1 - D)} \quad (2.3)$$

Крім того, ми можемо визначити робочий цикл ( $D$ ) в(2.2), отримавши

$$D = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (2.4)$$

Оскільки робочий цикл дорівнює  $0 < D < 1$ , вихідна напруга  $V_{OUT}$  завжди вище ніж  $V_{IN}$ .

### 2.1.1 Розрахунок індуктивності

Значення індуктивності слід вибирати таким чином, щоб перетворювач працював у режимі граничної провідності (РГП) для заданої робочої частоти, при критичному середньому струмі індуктивності. Критичний означає, що

індуктивність знаходиться на межі між режимом безперервної провідності (РБП) і режимом переривчастої провідності (РПП).

Під час увімкнення  $DT_s$  індуктивність знаходиться в режимі зарядки, а вхідна напруга  $V_{IN} - V_{SW}$  знаходиться на дроселі індуктивності. Під час вимкнення  $(1-D)T_s$  індуктивність розряджається, і напруга на індуктивності дорівнює  $V_{IN} - V_{OUT} - V_{SW}$ .

Перед розрахунком значення індуктивності слід визначити наступні параметри. 1) пульсації струму  $\Delta i_L$ , 2) Вхідна напруга  $V_{IN}$ , 3) Робочий цикл та 4) Частота переключення.

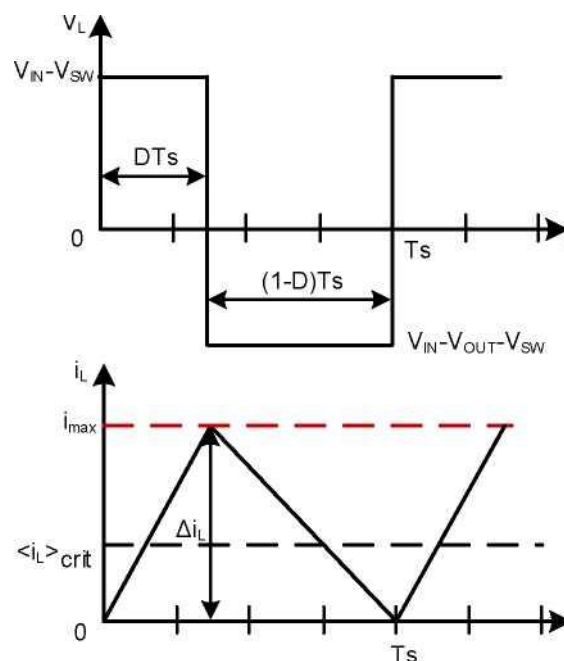


Рисунок 2.2: Напруга і струм індуктивністъя під час роботи в РПП.

Відповідно до закону Фарадея напругу на індуктивності можна обчислити з

$$v_L = L \times \frac{di_L(t)}{dt} \approx L \times \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.5)$$

де  $v_L$  – падіння напруги на котусі індуктивності і дорівнює  $V_{IN}$  під час увімкненого стану, а  $di_L(t)$  – пульсаційний струм. Тут  $dt$  – це час увімкнення і визначається як співвідношення між робочим циклом  $D$  і частотою переключення  $F_{sw}$ .

Для обчислення значення індуктивності з (формули 2,5), пульсація струму все ще невідома, тоді як  $V_{IN}$  і  $F_{sw}$  взяті з проектних специфікацій, а робочий цикл ( $D$ ) можна розрахувати за допомогою (формули 2.4).

Величина зміни струму котушки індуктивності протягом заданого циклу перемикання відома як струм пульсацій. Струм пульсації в РГП визначається як:

$$\Delta i_L = 2 \times \langle i_L \rangle \quad (2.6)$$

де середнє значення  $i_L$  ( $\langle i_L \rangle$ ) виходить з (2.7)

$$\langle i_L \rangle = \frac{i_{OUT}}{1 - D} \quad (2.7)$$

У підвищуваному перетворювачі, оскільки індуктивність з'єднана послідовно з джерелом вхідної напруги, вхідний струм дорівнює струму індуктивності. Робочий цикл змінюється в залежності від зміни вхідної напруги і впливає на кількість енергії, що зберігається в індуктивності. Тому індуктивність слід вибирати так, щоб забезпечити достатній струм навантаження при мінімальній вхідній напрузі. Розв'язування індуктивності ( $L$ ) (формула 2.5), отримуємо

$$L = \frac{V_{IN} D T_s}{2 \langle i_L \rangle} \quad (2.8)$$

Для найбільшого ККД рекомендується використовувати дросель з низьким опором постійному струму. Струм насичення індуктивності завжди повинен бути більшим за піковий струм комутації. Перевищення номінального пікового струму призведе до насичення сердечника, нагрівання дроселя та втрат потужності.

### 2.1.2 Розрахунок конденсатора

Вихідна напруга  $V_{OUT}$  дорівнює напрузі на вихідному конденсаторі. Середній постійний струм через конденсатор дорівнює нулю, але змінний струм буде протікати через конденсатор, оскільки він демонструє низький опір високочастотним компонентам. Отже, вихідна пульсаційна напруга на вихідному конденсаторі залежить від значення ємності ( $C$ ) і пульсацій струму через нього.

$$\Delta V_{OUT} = \frac{1}{C} \int_0^{DT_s} i_c(t) dt \quad (2.9)$$

Більш висока ємність зменшує пульсації на виході, але реакція контуру системи сповільнюється, і навпаки.

У підвищувальному перетворювачі вихідний конденсатор створює необхідний струм навантаження  $i_{OUT}$  під час увімкненого стану DTs. Після інтегрування величина розрядженого струму від конденсатора за період від 0 до DTs, отримуємо

$$\Delta V_{OUT} = \frac{1}{C} DT_s \langle i_{OUT} \rangle \quad (2.10)$$

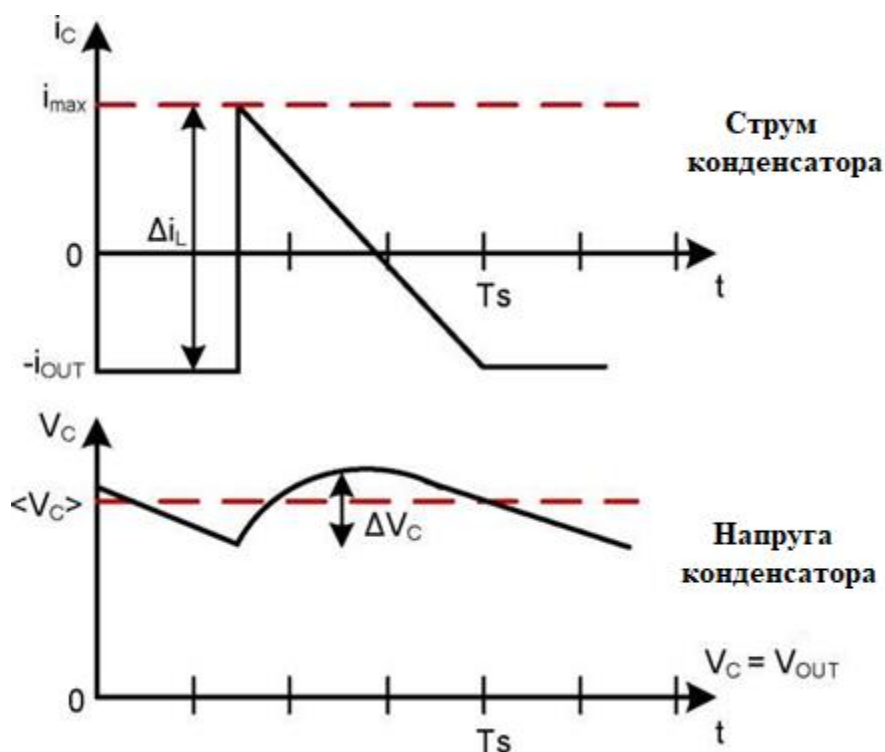


Рисунок 2.3: Струм індуктивності на кордоні РБП і РПП.

Форми напруги і струму вихідного конденсатора показані на рис. 2.3.  $\Delta V_C$  - це пульсація напруги на вихідному конденсаторі, що дорівнює пульсації вихідної напруги.

Існує паразитний опір постійному струму, пов'язаний з усіма конденсаторами, відомими як еквівалентний послідовний опір ( $R_{ESR}$ ). Оскільки  $R_{ESR}$  з'єднано послідовно з дроселем індуктивності, падіння напруги на  $R_{ESR}$  дорівнює  $R_{ESR}$ , помноженому на струм, що тече в конденсаторі. Тому ефективна пульсація напруги приблизно дорівнює

$$\Delta V_{OUT} = \frac{1}{C} DT_s \langle i_{OUT} \rangle + \langle i_L \rangle R_{ESR} \quad (2.11)$$

Після врахування ефекту  $R_{ESR}$ , результуюча напруга та форма сигналу струму на вихідному конденсаторі показані на рис.2.4.

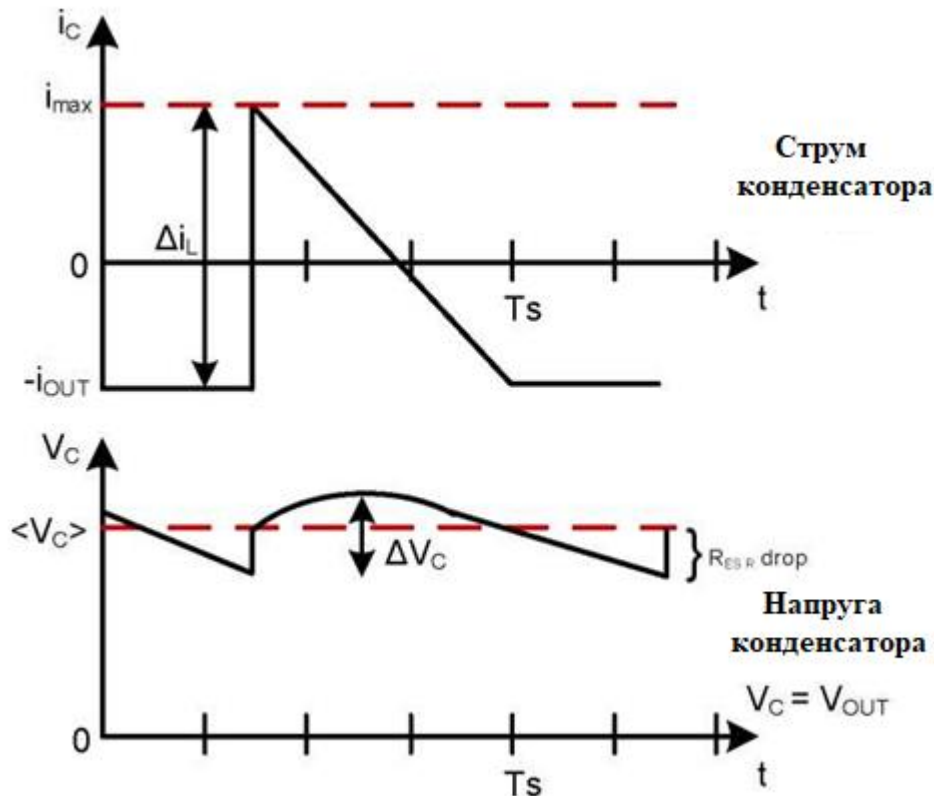


Рисунок 2.4 - Струм індуктивності на кордоні РБП і РПП.

Під час увімкненого стану перехід перетворювача у стан вимкнення., відбувається раптова зміна струму конденсатора. Ця зміна поточного часу  $R_{ESR}$  є результатом зсуву постійного струму напруги конденсатора.

Значення конденсатора та індуктивності, використані в цій роботі, становлять 1 рН і 220 нФ відповідно. Навіть незважаючи на те, що перевага віддається компонентам поза чіпом через знижену толерантність значення компонентів і здатність досягати високих значень компонентів.

Таблиця 2.2: Розрахункові значення індуктивності та конденсатора.

Компонент	Значення
Індуктивність	1 рН
Конденсатор	220 нФ

### 2.1.3 Розміри силових FET

На оптимальний розмір пристрою живлення впливають втрати пристрою. Пристроями, які істотно сприяють втратам потужності в DC-DC перетворювачі, є перемикачі живлення (PFET і NFET). Втрати в будь-якому FET можна розділити на 1) втрати провідності та 2) втрати комутації. Втрата провідності пов'язана з кінцевим опором включення ( $R_{ds(ON)}$ ), тоді як втрати при переключенні пов'язані з паразитними ємностями MOSFET.

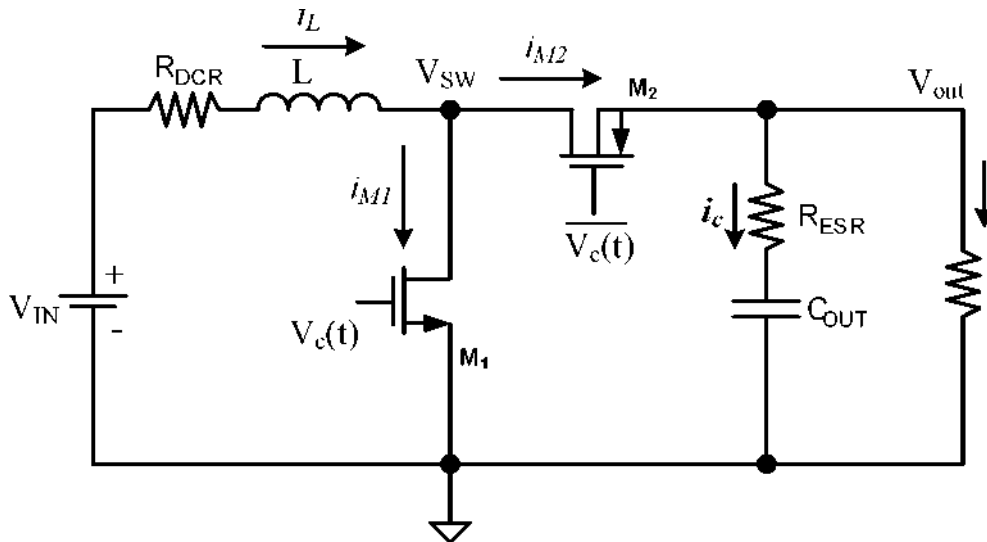


Рисунок 2.5 - Синхронний підвищувальний перетворювач

Як показано на рис.3.5, під час увімкнення, транзистор NMOS вмикається. Струм зарядки індуктивності проходить через опір NFET, викликаючи розсіювання потужності в цьому резисторі, що пояснює втрати провідності. Коли PMOS-транзистор увімкнено під час вимкнення перетворювача, струм розряду індуктивності проходить через PFET, викликаючи втрати провідності PFET. Ці втрати можна розрахувати з наведених нижче рівнянь. Середньоквадратичне значення осцилограми наростаючого значення виведено при [14].

$$P_{cond(NMOS)} = i_{M1,rms}^2 R_{ds(ON)NMOS} = \frac{i_P^2 R_{ds(ON)NMOS} D}{3}$$

$$P_{cond(PMOS)} = i_{M2,rms}^2 R_{ds(ON)PMOS} = \frac{i_L^2 R_{ds(ON)PMOS} (1 - D)}{3} \quad (2.12)$$

де  $P_{cond(NMOS)}$  і  $P_{cond(PMOS)}$  – це втрати пристроїв NFET та PFET відповідно, а  $i_P$  – піковий струм індуктивності.



Втрати на провідність розсіюються як тепла енергія в навколишнє середовище. Крім того, це також підвищує температуру переходу пристрою. Таким чином, чим вищі втрати провідності, тим більша потреба у зовнішніх методах управління температурою для роботи пристроїв при безпечній температурі.

Під час реалізації функції переключення за допомогою силових пристроїв потрібен кінцевий час, щоб увімкнути або вимкнути MOSFET. Цей кінцевий час пояснюється часом, необхідним для зарядки та розрядки ємностей затвор-сток ( $C_{gd}$ ) і затвор-витік ( $C_{gs}$ ) MOSFET рис. 2.6.

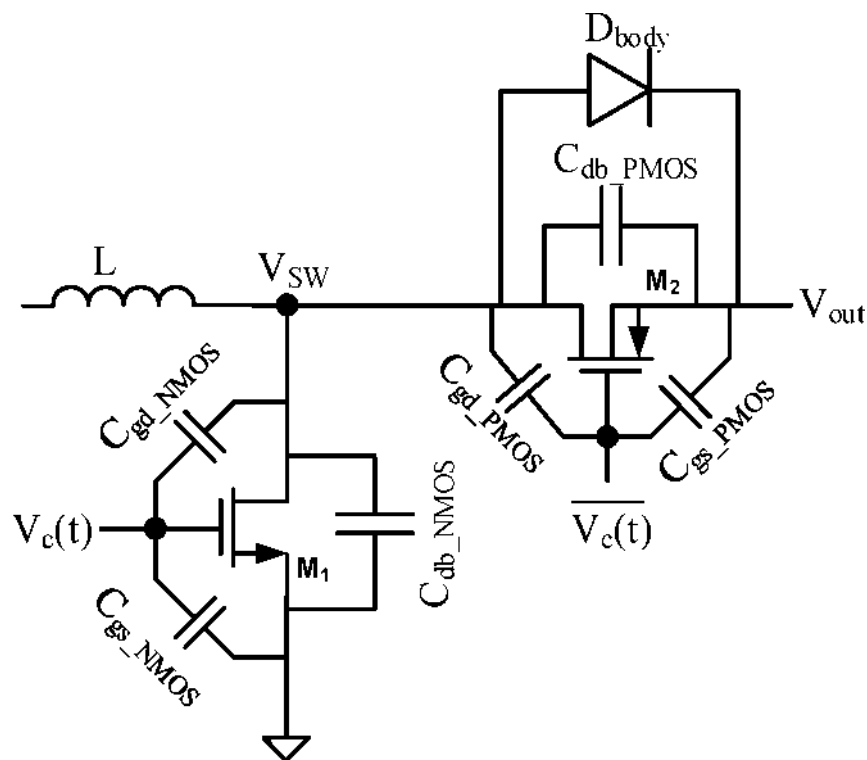


Рисунок 2.5 - Паразитичні компоненти для силових вимикачів

Загальна ефективна ємність затвора  $C_g$  є сумою ємності затвор-витік ( $C_{gs}$ ) і подвійної ємності затвор-сток ( $C_{gd}$ ). Коефіцієнт два зумовлений ефектом Міллера[8] на ємності  $C_{gd}$ , яка бачить зміну напруги на  $2 V_{IN}$  на своїх клеммах. Тому втрати на переключення на затворі можна апроксимувати як

$$P_{sw,g} = C_g V_{IN}^2 f_{sw} \quad (2.13)$$

де  $P_{sw,g}$  – втрати при перемиканні на затворі,  $C_g$  – ефективна ємність затвора,  $V_{IN}$  – вхідна напруга, а  $f_{sw}$  – частота переключення.

Як показано на рис. 2.6, вузол перетину перемикачів NMOS і PMOS,  $V_{SW}$  буде відчувати високу паразитну ємність. Паразитна ємність затвор-сток ( $C_{gd}$ ) і сток-корпус ( $C_{db}$ ) обох перемикачів живлення додаються, щоб створити загальну ємність у вузлі комутації  $V_{SW}$ . Втрати на переключення у вузлі  $V_{SW}$ , підключеному до стоків двох MOSFET, визначаються як

$$P_{sw,d} = 0.5C_d V_{OUT}^2 f_{sw} \quad (2.14)$$

де  $C_d = C_{db,NMOS} + C_{db,PMOS} + C_{gd,NMOS} + C_{gd,PMOS}$ , а коефіцієнт 0,5 виникає тому, що зарядну ємність  $C_d$  виконує індуктивність, а не перемикач.

Втрати на переключення через потужність FET можна підсумувати як:

$$P_{sw} = P_{sw,g} + P_{sw,d} \quad (2.15)$$

Зменшення розміру пристрою зменшить паразитну ємність, але збільшить опір ввімкнення FET, оскільки  $R_{ds(ON)}$  обернено пропорційний ширині FET. Таким чином, більший розмір пристрою зменшить опір пристрою, але збільшить паразитну ємність. У таких випадках це сповільнить переходи сигналів і призведе до скорочення мертвого часу.

Поряд з перерахованими втратами є втрати корпусного діода за час мертвого часу. Вони також відомі як втрати часу. Оскільки обидва перемикача живлення вимкнені під час мертвого часу, індуктивність створює шлях розряду через корпус діода PMOS транзистора, показаного як  $D_{body}$ , на рис. 2.6. Ці втрати можна розрахувати, як

$$P_{diode} = V_{BD} \frac{I_{OUT}}{(1-D)}^2 (t_{DEAD}) (f_{sw}) \quad (2.16)$$

де  $V_{BD}$  – напруга основного діода PFET, приблизно 0,7 В,  $f_{sw}$  – частота переключення,  $t_{DEAD}$  – час мертвого часу між переходами MOSFET, прийнято однаковим, а  $I_{OUT}$  – вихідний струм навантаження.

Втрати на провідність можна підсумувати так:

$$P_{cond} = P_{cond(NMOS)} + P_{cond(PMOS)} + P_{diode} \quad (2.17)$$

Для досягнення високої ефективності обидві втрати повинні бути збалансовані. Тому найкраща оптимізована точка для роботи - це коли втрати провідності дорівнюють втратам на переключення. Оптимальним вважається розмір (ширина) FET, який задовольняє наведеній вище умові рівних втрат.

Тут, оскільки вихідна та вхідна напруга перевищують звичайну напругу живлення в 1,8 В у процесі IBM 180 нм, використовуються пристрої на 5 В з тієї ж технології, щоб витримувати більш високу вихідну напругу. Такі пристрої мають більшу товщину оксиду затвора. Таким чином, мінімальна довжина затвора NMOS-транзистора становить 0,7  $\mu\text{м}$ , а для PMOS-транзистора — 0,6  $\mu\text{м}$ .

Розміри пристроїв переключачеля живлення для цієї роботи наведені в табл.2.3.

Таблиця 2.3: Розмір потужності MOSFET.

MOSFET	Розміри (Ш/Д) м
NFET	15м/0,7 $\mu$
PFET	30м/0,6 $\mu$

#### 2.1.4 Розмір драйвера затвора силового MOSFET-транзистора

Послідовно підключені силові ключі використовуються для збільшення потужності приводу, а парна кількість ступенів реалізується для підтримки вхідних і вихідних сигналів на тій самій фазі.

Як показано на рис.2.7, використовуються чотири серійні силові ключі. Між кожним підтримується масштабний коефіцієнт  $S$ .

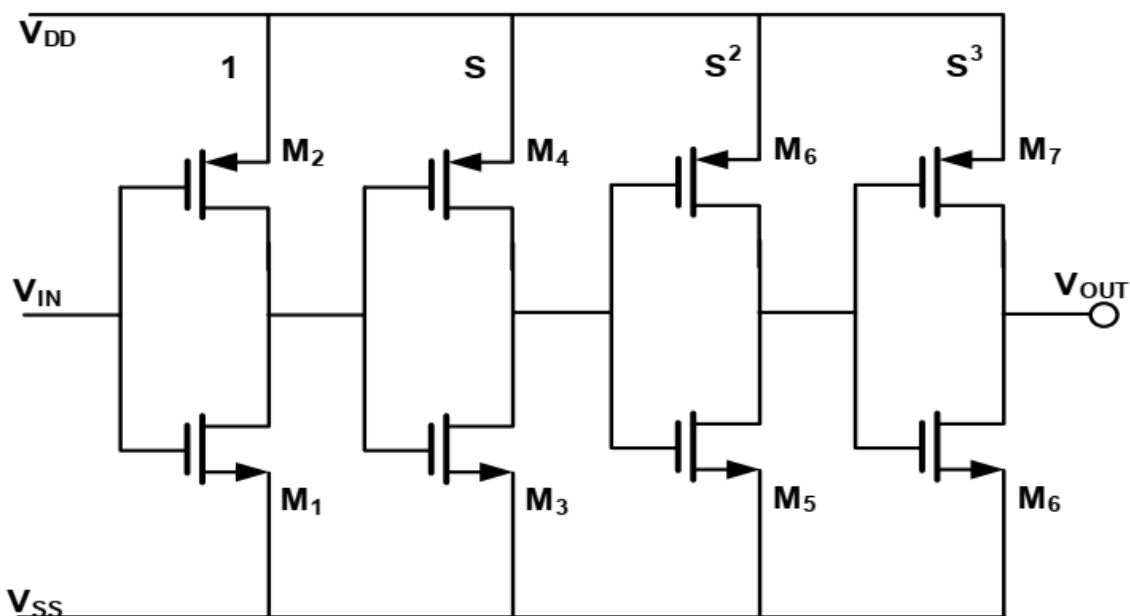


Рисунок 2.7: Драйвер затвора MOSFE-транзистора.

Детальний розмір MOSFET окремих ступенів інвертора наведено в табл.2.4. Тут підтримується чотирикратне співвідношення між транзистором NMOS і транзистором PMOS. Окремі ступені призначені для підтримки коефіцієнта масштабування  $S$  у вісім-десять разів між вхідною та вихідною ємністю, тобто потужність приводу інвертора збільшується у вісім-десять разів від ступеня до ступеня.

Таблиця 2.4: Розміри MOSFET -транзисторів, що використовуються в схемі узгодження струму.

MOSFET	Розміри (Ш/Д) м
$M_8$	1,2 м/0,7 $\mu$
$M_7$	300р/0,7р
$M_6$	96р/0,7р
$M_5$	24р/0,7р
$M_4$	8р/0,7р
$M_3$	2р/0,7р
$M_2$	4р/0,7р
$M_1$	1 п/0,7 $\mu$

## 2.2 Контур керування напруги при гістерезисному режимі

Регулювання режиму напруги допомагає безпосередньо відстежувати та контролювати вихідну напругу перетворювача. Як показано на рис. 2.8, падіння напруги в колі узгодження струму відбирається і обробляється як напруга зворотного зв'язку. У таких програмах, як багатоланцюгові світлодіоди, важливіше підтримувати найвищу відповідність струму між усіма схемами. Це може бути досягнуто, коли кожне окреме коло зміщене з достатньою напругою запасу в колі узгодження струму. Таким чином, мінімальна напруга запасу серед напруг  $V_{i1}-V_{iN}$  виявляється за допомогою блоку вибору мінімальної напруги і використовується як напруга зворотного зв'язку  $V_{FB}$ . Компаратор напруги генерує вихідний сигнал шляхом порівняння напруги зворотного зв'язку з попередньо визначеною опорною напругою  $V_{REF}$ . Перехід від низького до високого на виході компаратора напруги ініціює вимкнення вимикача живлення PFET і вмкнення вимикача живлення NFET. Інший перехід,

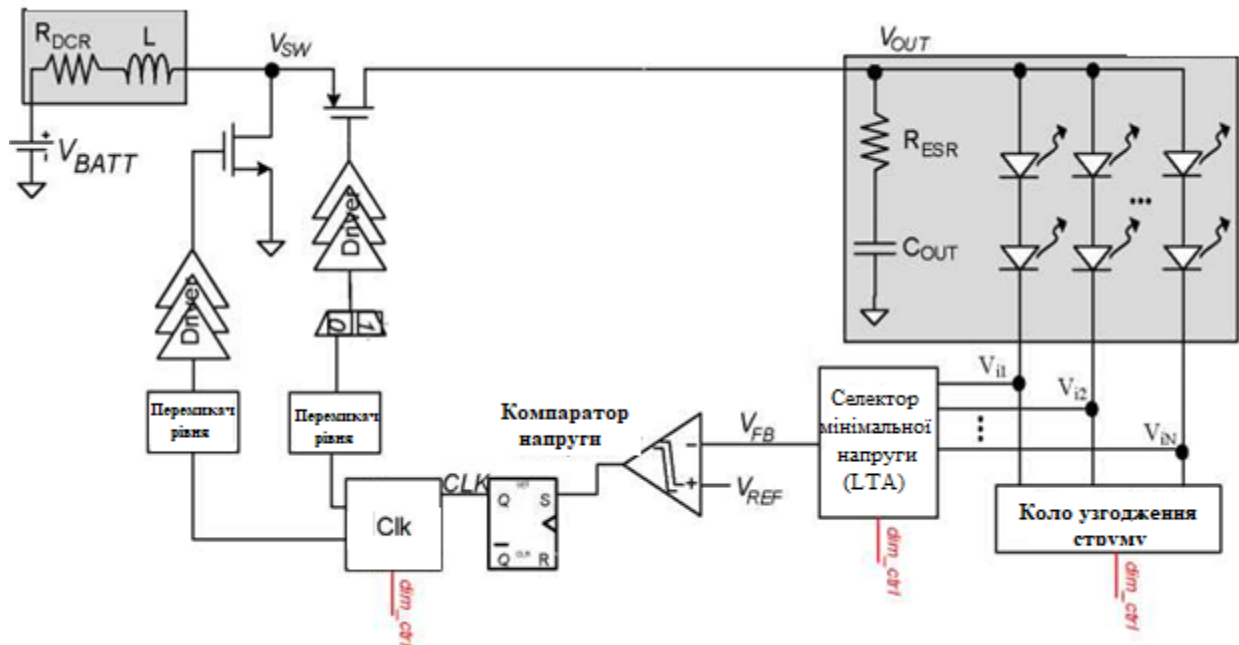


Рисунок 2.8: Реалізація контуру керування режимом гістерезисної напруги.

Цю схему зворотного зв'язку можна описати як контур керування негативним зворотним зв'язком без тактової напруги та струму. Частота перемикачів у вузлі CLK змінюється в залежності від струму навантаження та вхідної напруги. Номінальна частота комутації 3,5 МГц. Щоб уникнути небажаного прохідного струму через перемикачі живлення та зменшити комутаційні втрати паразитного діода у вузлі VSW, використовується тактовий генератор без перекриття.

Як показано на рис. 2.8, перемикачі рівня використовуються для сполучення домену зворотного зв'язку 1,8 В і силових перемикачів 5 В. Для досягнення швидкого зворотного зв'язку система керування зворотнім зв'язком розроблена з використанням пристроїв 1,8 В. Модулі драйвера затвора використовуються для керування величезною ємністю затвора перемикачів живлення NMOS і PMOS.

### 2.3 Контур керування струму при гістерезисному режимі

Щоб обмежити вхідний струм, струм індуктивності постійно відстежується за допомогою модуля визначення струму індуктивності. Оскільки індуктивність  $L$  підключена послідовно з джерелом входу  $V_{IN}$ , струм індуктивності постійно контролюється та підтримується нижче максимального пікового струму та вище

нуля. Максимальний струм попередньо визначається значенням  $V_{LIM}$ , і компаратор обмеження струму безперервно порівнює вимірюваний струм індуктивності  $V_{IFB}$  і  $V_{LIM}$ . Перехід від низького до високого в компараторі обмеження струму скине засувку SR і призведе до вимкнення перемикача живлення NFET і включення вимикача живлення PFET.

Виявлення нульового струму захищає струм індуктивності від негативного стану. Після виявлення нульового струму через котушку індуктивності PMOS-транзистор вимикається, а NMOS-транзистор вмикається, щоб зарядити індуктивність. За допомогою цієї реалізації можна усунути зворотний струм, який міг би текти назад до джерела живлення. Як показано на рис. 2.9 для визначення пікового струму індуктивності та нульового струму реалізовано безперервний моніторинг струму індуктивності повного діапазону. Інтеграція керування поточним режимом всередині контуру керування допомагає покращити стабільність контуру та реакцію контуру.

Інтегрований контур керування режимом напруги та струму для синхронного гістерезисного перетворювача показаний на рис.2.10. Сигнал dim-ctrl реалізований як сигнал увімкнення для різних модулів, щоб вимкнути ці модулі під час затемнення та зменшити статичні втрати потужності до нуля в контурі зворотного зв'язку.

## **2.4 Селектор мінімальної напруги**

Для подолання компенсаційних проблем, обговорених у розділі 2.6, запропонована нижче нова схема LTA зі змішаними сигналами, яка має високу точність і високу швидкість з низьким споживанням енергії. Він підходить для світлодіодних драйверів.

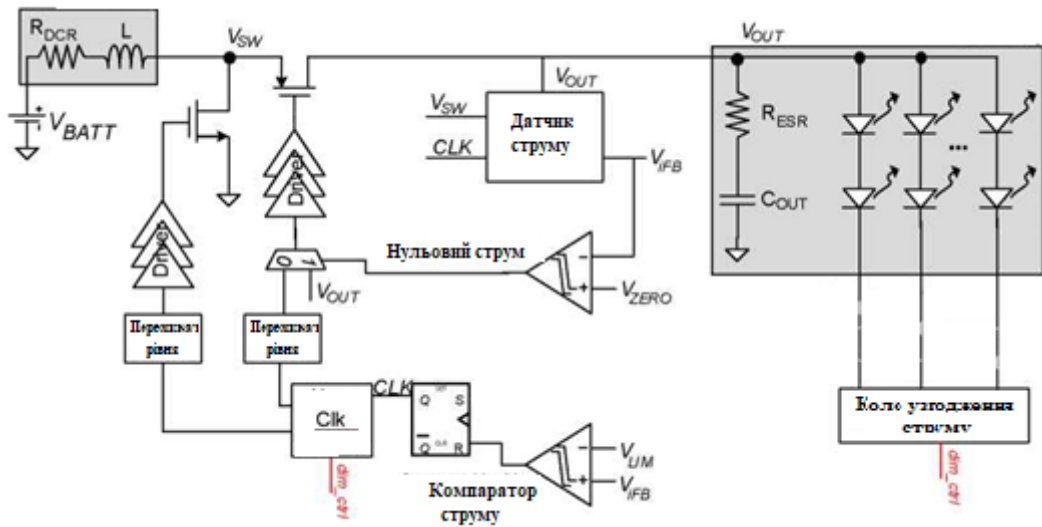


Рисунок 2.9: Реалізація контуру керування режимом гістерезичного струму.

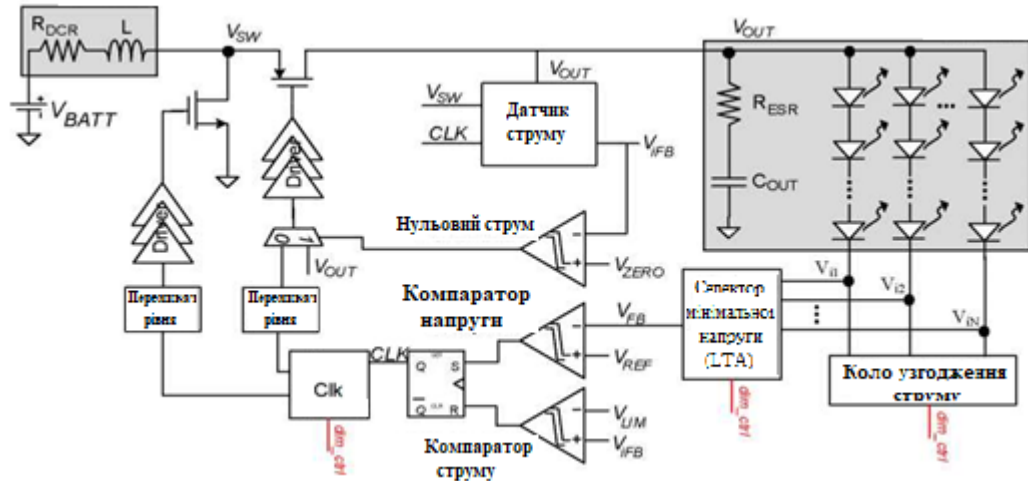


Рисунок 2.10: Реалізація контуру керування режимом гістерезисної напруги та струму.

LTA набирає значення в програмах драйверів з декількома колами світлодіодів (LED) для досягнення максимальної ефективності з точним узгодженням струму. Як показано на рис.2.11, в якості базового блоку при розробці пропонованого LTA використовується гістерезисний компаратор. Гістерезис створюється в компараторах за допомогою позитивного зворотного зв'язку.

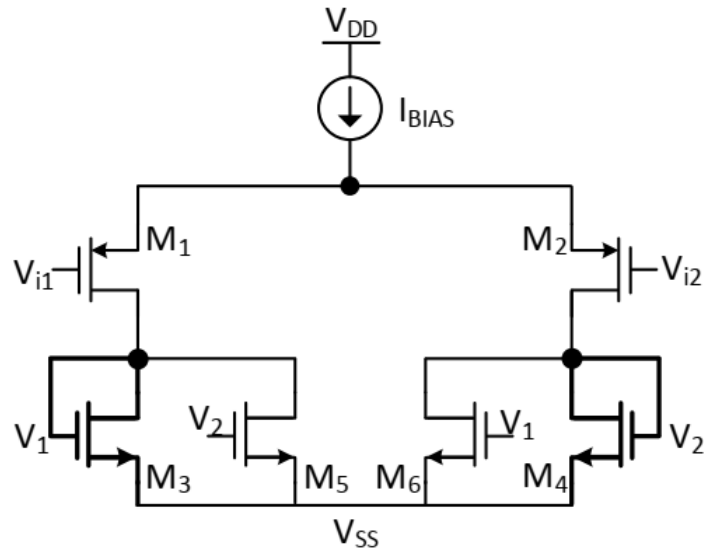


Рисунок 2.11: Схема високошвидкісного гістерезичного PMOS-вхідного компаратора.

Струм зміщення  $I_{BIAS}$ , що використовується в цій конструкції, становить 20 мА.

Без втрати загальності припустимо, що вхідна напруга  $V_{i1}$  нижча за  $V_{i2}$ . Тоді сила струму в  $M_1$  більша за  $M_2$ . Транзистор  $M_3$ , підключений до діодів, відображає більший струм до вузла  $V_2$  через транзистор  $M_6$  з позитивним зворотним зв'язком. Оскільки струм поглинання від  $V_2$  вищий за струм джерела, напруга у вузлі  $V_2$  знижується близько до  $V_{SS}$ . Це вимикає транзистор  $M_5$  і підтримує вузол  $V_1$  на одному  $V_{GS}$  вище  $V_{SS}$ . Тепер, коли  $V_{i1}$  стає вище, ніж  $V_{i2}$ , тоді струм в  $M_1$  стає нижчим за  $M_2$ . Але вузли  $V_1$ - $V_2$  зміняться не відразу через додатковий струм у транзисторі позитивного зворотного зв'язку  $M_6$ . Поки струм в  $M_2$  не перевищить струм в  $M_1$  за рахунок додаткового струму через  $M_6$ , напруги  $V_1$  -  $V_2$  не будуть зміщуватися. Така поведінка забезпечує гістерезис в компараторі. Відносні розміри від  $M_5$  -  $M_6$  до  $M_3$  -  $M_4$  задають смугу гістерезису компаратора. Зокрема, зменшення  $M_5$  -  $M_6$  зменшує величину позитивного зворотного зв'язку, отже, величину гістерезису.



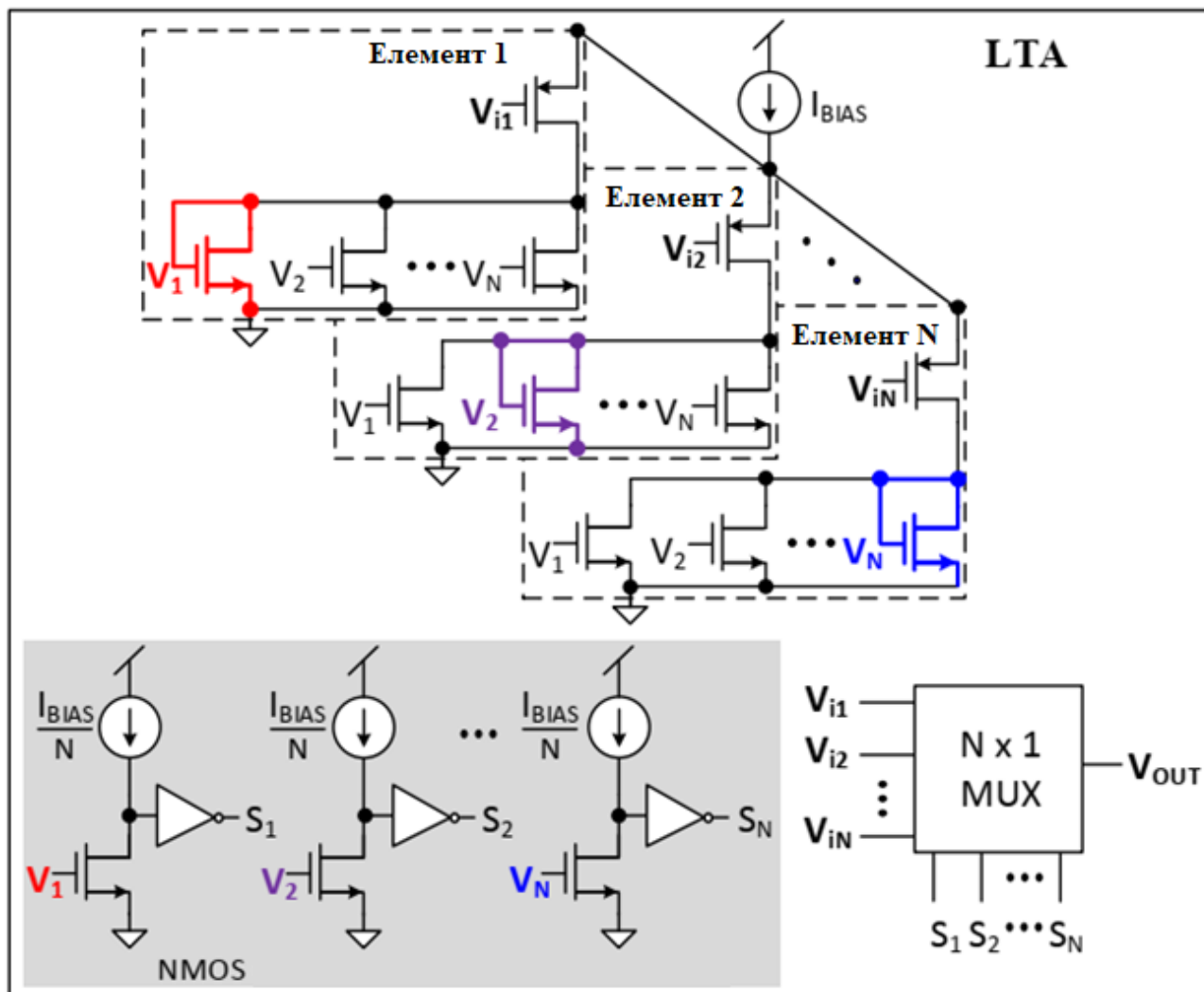


Рисунок 2.12: Схема верхнього рівня запропонованого N-входу Loser-Take-All (LTA).

Схема верхнього рівня запропонованого N-входу LTA показана на рис.2.12.

Він складається з N-елементного сердечника LTA, N підсилювачів із загальним джерелом з інвертора і мультиплексор N x 1. Кожна комірка являє собою напівсторонню схему компаратора PMOS. Він має один транзистор із діодним підключенням і (N - 1) транзистори з позитивним зворотнім зв'язком від інших (N - 1) елементів. Усі кола мають загальний струм зміщення. Операція схожа на операцію компаратора. Комірка з найнижчою входною напругою серед  $V_{i1}-V_{iN}$  матиме напругу виявлення  $V_1-V_N$ , яка на один  $V_{GS}$  вище  $V_{SS}$ . Напруги виявлення інших осередків (N-1) будуть знижені до  $V_{SS}$ . Підсилювачі із загальним джерелом зі струмами зміщення, рівними  $I_{BIAS}/N$ , генерують лінії вибору від  $S_1$  до  $S_N$  на основі значень від  $V_1$  до  $V_N$  з основного блоку. Найнижчий вхід серед  $V_{i1}$  до

$V_{iN}$  передається на вихід за допомогою мультиплексора  $N \times 1$ . Мультиплексор розроблено з використанням  $N$  прохідних транзисторів NMOS.

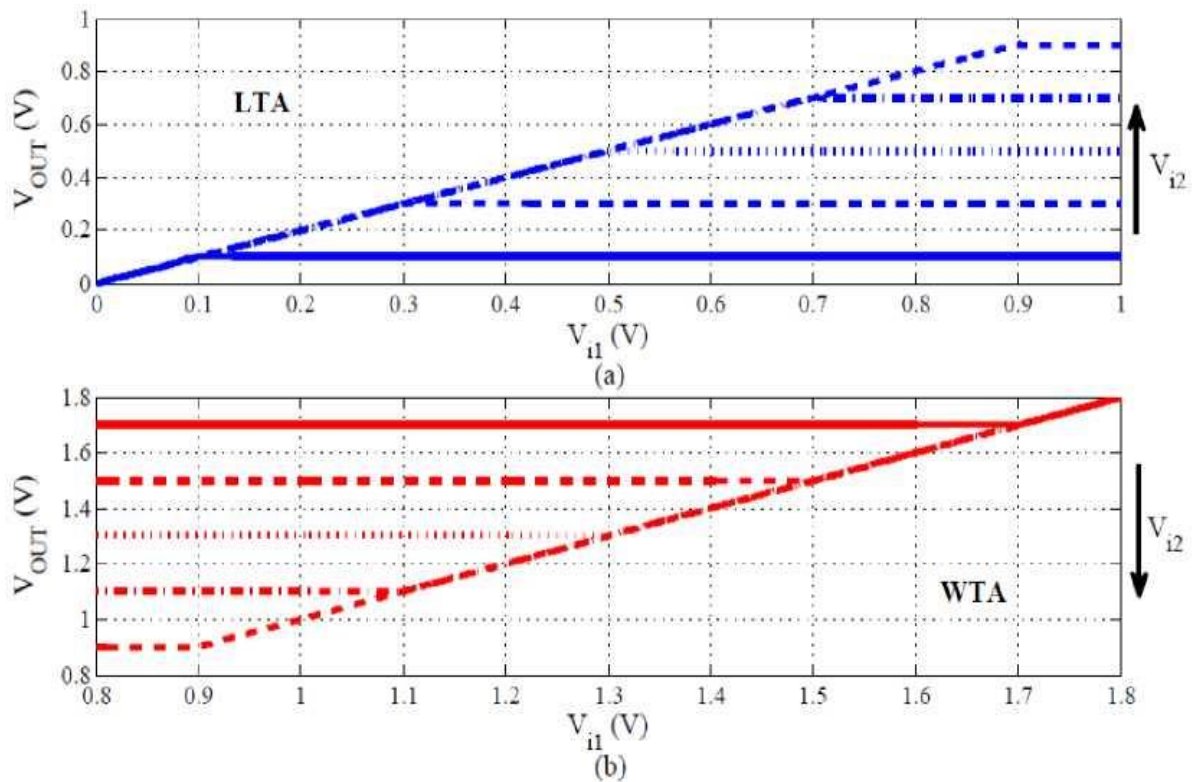


Рисунок 2.13: Схема верхнього рівня запропонованого N-входу Loser-Take-All (LTA).

Заміна комірок порівняння на входні транзистори NMOS і транзисторні навантаження PMOS, підсилювач із загальним джерелом на входні транзистори PMOS і мультиплексор із прохідними вентилями PMOS модифікує запропонований LTA в режим напруги, який перемаже забирає все (WTA).

Характеристика постійного струму 2-вхідного LTA оцінюється шляхом розгортки одного з входів ( $V_{i1}$ ) і зміни другої вхідної напруги ( $V_{i2}$ ) поетапно. Виконання цих розгорток постійного струму визначає діапазон вхідної напруги кола. Рис. 2,13(a) і 2.13 (b) показує змодельовані результати LTA та WTA відповідно. Під час моделювання LTA вхід  $V_{i1}$  змінюється від 0 до 1,0 В при різних напругах  $V_{i2}$  від 0,1 до 0,9 В з фіксованим кроком 0,2 В. Аналогічно для WTA, вхід  $V_{i1}$  змінюється від 0,8 до 1,8 В при різних напругах  $V_{i2}$  від 0,9 до 1,7 В з фіксованим кроком 0,2 В. Вихідний перехід виглядає плавним. LTA працює від  $V_{SS}$  до 0,9 В, а WTA від VDD до 0,9 В.

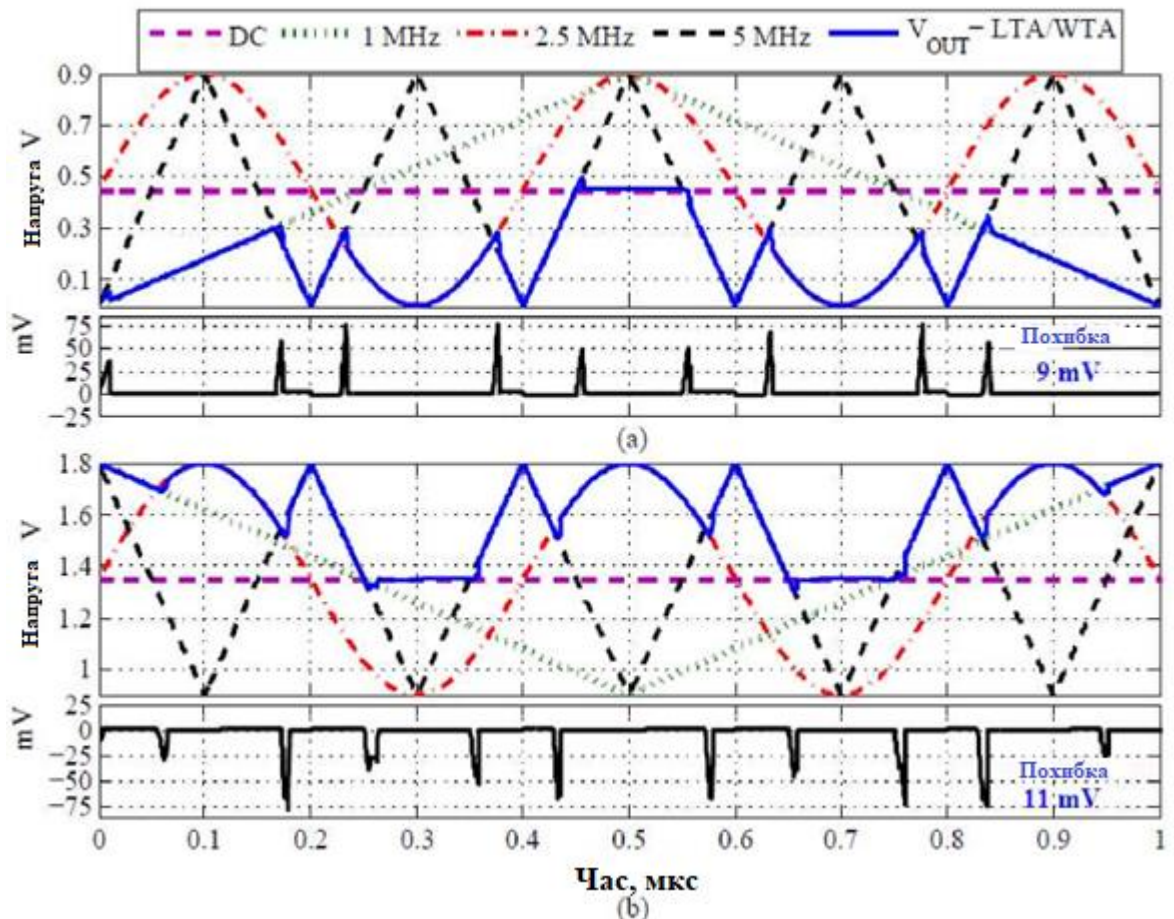


Рисунок 2.14 - Схема верхнього рівня запропонованого N-входу Loser-Take-All (LTA).

Щоб оцінити швидкість 4-вхідного LTA, аналіз перехідних процесів з 4 входами виконується з використанням сигналів 1, 2,5 і 5 МГц, які є трикутними і синусоїдальними відповідно. 4-й вхід - це постійна напруга в середині діапазону вхідної напруги. Змодельований результат LTA та WTA показаний на рис. 2,14(a) і 2.14 (б), відповідно. Час відновлення під час вихідних переходів дуже швидкий, в межах 10 нс. Середньоквадратична помилка під час відстеження найнижчої з 4 вхідних напруг становить 9 мВ для LTA і 11 мВ для WTA. Частина цієї помилки RMS пояснюється затримкою, а не помилкою відстеження мінімальної вхідної напруги.

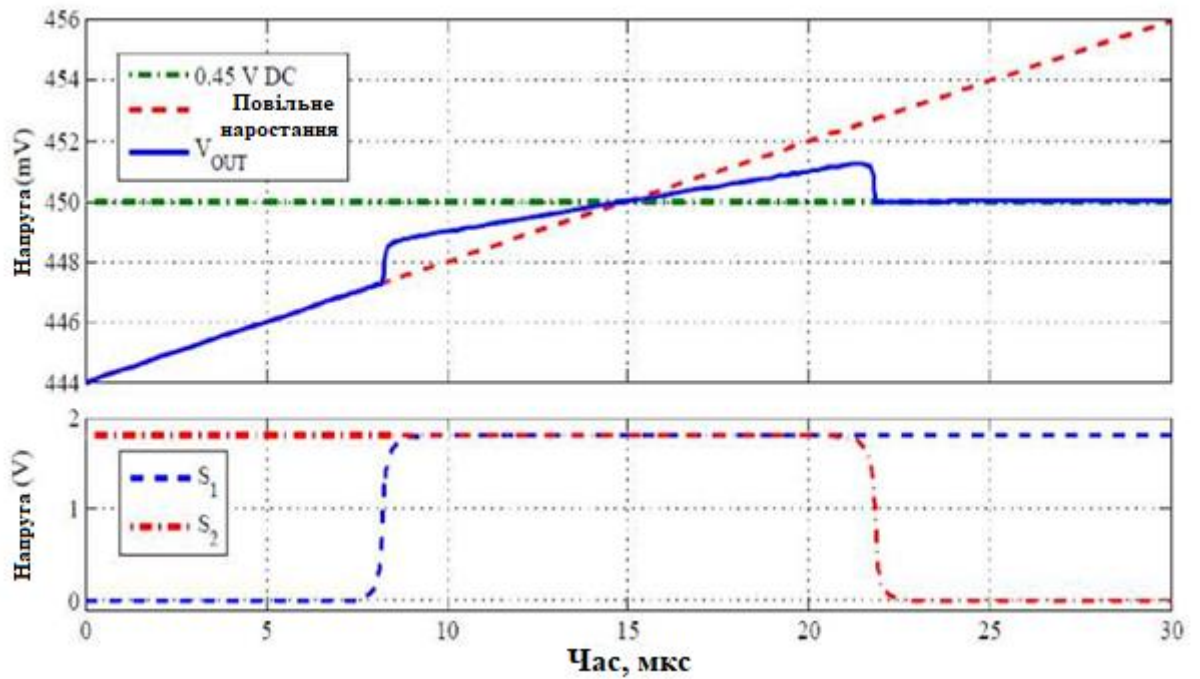


Рисунок 2.15 - Гістерезисне моделювання 2-вхідного ЛТА повільного наростання та 0,45 В постійного струму.

Позитивний зворотний зв'язок у пропонованих схемах створює гістерезис, який протистоїть зміні стану вихідного сигналу. Для кількісної оцінки смуги гістерезису ЛТА моделюється за допомогою повільного наростання та входу 0,45 В постійного струму. Напряга гістерезису вимірюється як 2,6 мВ і -3 мВ, як показано на рис. 2.15. Коли два входи знаходяться близько один до одного, тобто в межах діапазону гістерезису, тоді два сигнали вибору будуть високими. У цьому випадку вихідна напряга стає середнім з 2 найнижчих входів. Перекриваються сигнали вибору та усереднена вихідна напряга можна спостерігати на рис. 2.15. Щоб отримати сигнали, що не перекриваються, струми зміщення в підсилювачі із загальним джерелом повинні бути встановлені на  $I_{BIAS}/N^2$ , а не на  $I_{BIAS}/N$ , за рахунок зниження швидкості переключення та більшої середньоквадратичної похибки.

Детальне порівняння продуктивності з сучасним станом ЛТА наведено в табл. 2.6.

Таблиця 2.6: Порівняння ЛТА з сучасним.

	2012 рік[15]	2015 рік[16]	2019 рік[6]	Моделювання
Технологія	350 нм	350 нм	250 нм	180 нм
Точність	+/-3,5 мВ	+/-4 мВ	+/-4 мВ	+/-3 мВ
Макс. Частота	10 МГц	500 кГц	5 МГц	5 МГц
Залізниця постачання	3,3 В	3,3 В	2,5 В	1,8 В
Розсіювання потужності	-	110 пВт	620 пВт	72 пВт
Зовнішній комп.	Так	Так	Так	Ні

## 2.5 Висновки до розділу

Представлено методологію, яка використовується для розробки підсилювального перетворювача, який працює у вхідному діапазоні від 2,8 В до 4,2 В. Запропоновано гістерезисний контур керування режимом напруги з інтегрованим зворотним зв'язком по струму. Представлено всі підсхеми, які модифіковані від звичайної схеми гістерезисного контура керування.

### 3. РОЗРАХУНКОВИЙ РОЗДІЛ

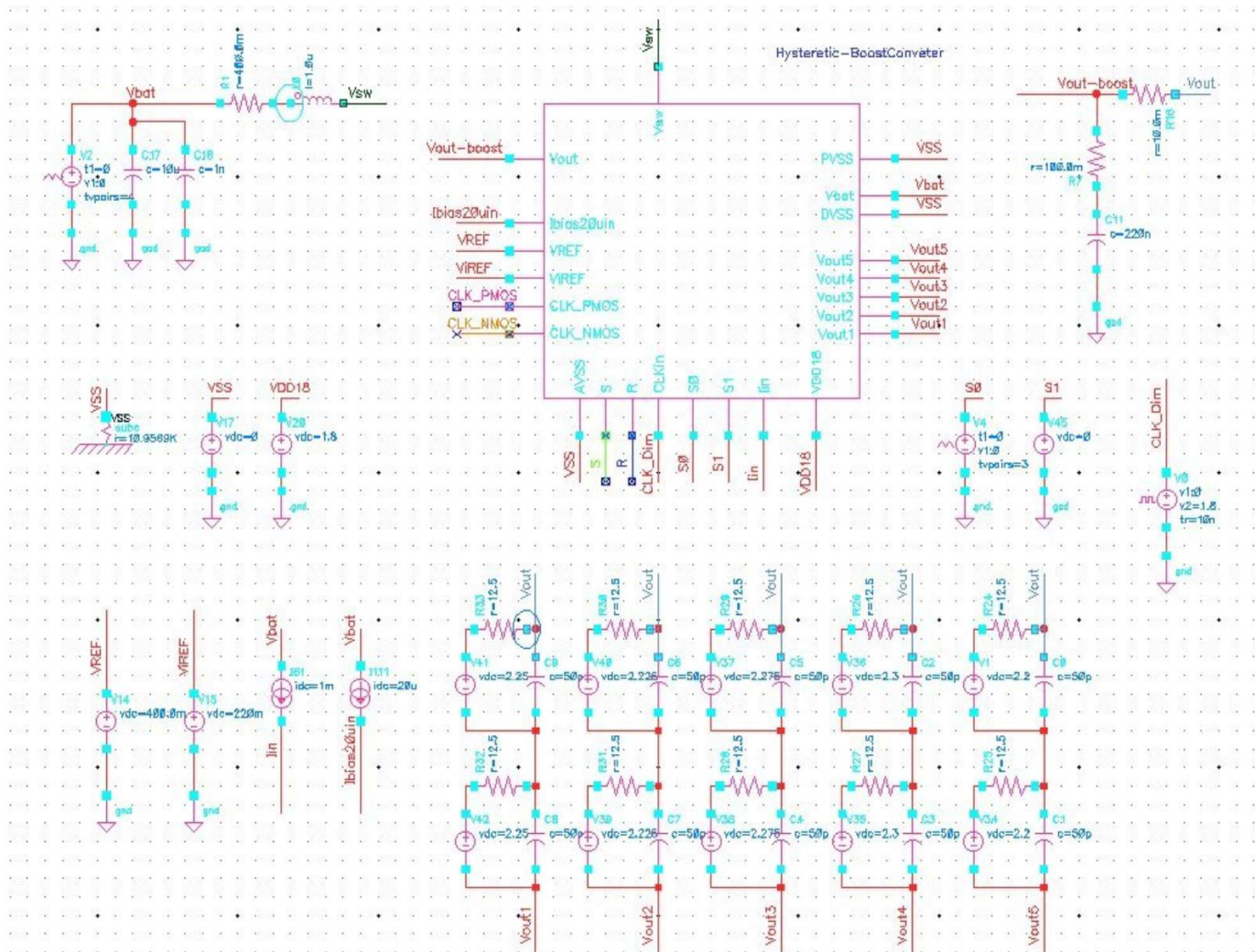
#### 3.1 Результати моделювання синхронного підвищеного перетворювача

У попередніх розділах обговорюється конструкція синхронного підвищеного DC-DC комутаційного перетворювача та модулів, реалізованих як гістерезисний контур керування. Продуктивність цього варіанту схеми оцінюється за допомогою моделювання Cadence Virtuoso™. У цій главі розглядаються вхідні/вихідні сигнали та порівнюється продуктивність з іншими найсучаснішими розробками.

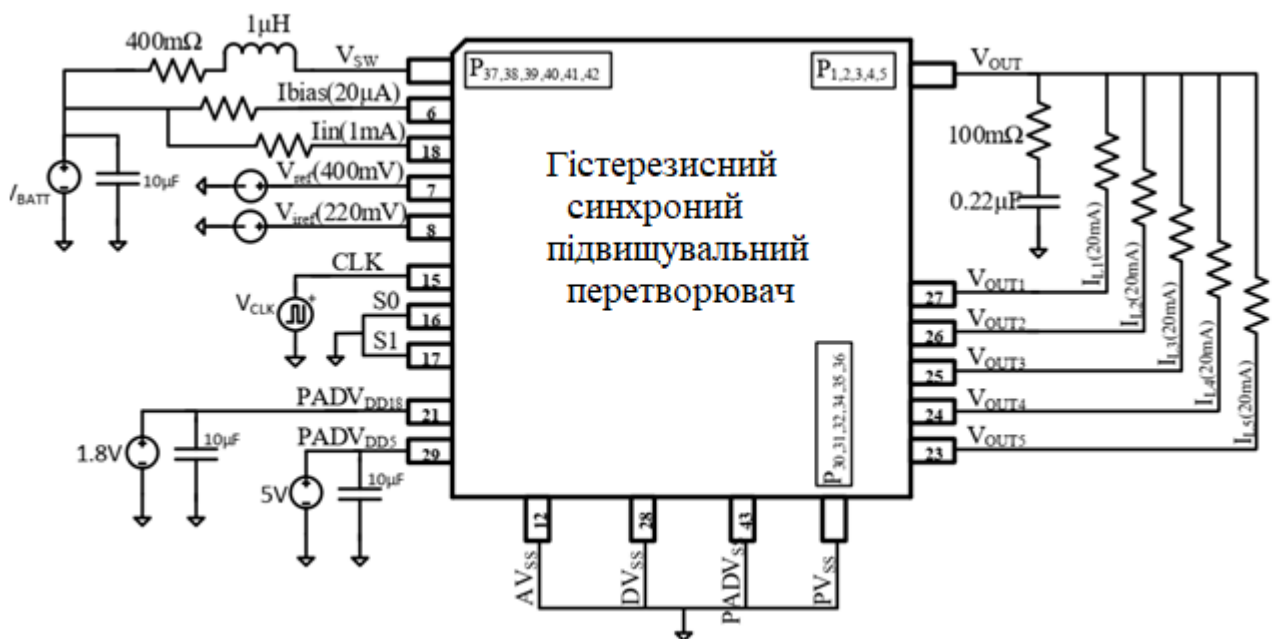
Virtuoso Analog Design Environment L (ADE-L) використовує ієрархічне схематичне проектування. Випробувальний стенд високого рівня показаний на рис. 3.1.

Вбудована дискретна індуктивність і конденсатор допомагає досягти високоточних значень компонентів. Але існують деякі паразитні послідовні опори через сполучний провід, опір контактів і опір компонентного проводу. Для врахування цих паразитних елементів до цих компонентів додається опір постійному струму індуктивності (DCR) 400 мОм і еквівалентний послідовний опір конденсатора (ESR) 100 мОм.

Опорна напруга зворотного зв'язку для контуру напруги ( $V_{REF}$ ) і контуру струму ( $V_{IREF}$ ) встановлені на 400 мВ і 220 мВ відповідно. При моделюванні використовується номінальна вхідна напруга ( $V_{BATT}$ ) 3,6 В з часом наростання запуску 1 мкс. Для живлення модулів зворотного зв'язку використовується окрема напруга живлення 1,8 В ( $V_{DD18}$ ). Використовуються вхідні опорні струми 20 мкА ( $I_{bias20uin}$ ) і 1 мА ( $I_{in}$ ). Детальна світлодіодна модель описується в наступному розділі. Невідповідність прямої напруги між окремими світлодіодами передбачається від 0 до 100 мВ. Усі ці вхідні характеристики та характеристики компонентів наведені в табл. 3.1.



а)



б)

Рисунок 3.1 - Гістерезисний синхронний підвищувальний перетворювач: а) в програмі Virtuoso Analog Design Environment L; б) Електрична схема.

Аналіз перехідних процесів виконується, щоб зрозуміти стійкий режим і поведінку схеми при запуску. Ця симуляція має час виконання 30 мкс. Форми хвилі, зняті на рис. 3.2 вихідна напруга ( $V_{OUT}$ ), сигнал затвора NMOS (CLK\_NMOS), сигнал затвора PMOS (CLK\_PMOS) і струм індуктивності ( $L_{O\_I}$ ). Пусковий струм, який спостерігається через індуктивність під час запуску, становить 1,2 А. Ця кількість пускового струму, ймовірно, занадто велика для реальної апаратної системи, тому при тестуванні обладнання знадобиться більший період запуску. У вихідній напрузі  $V_{OUT}$  не спостерігається шуму

Таблиця 3.1: Технічні характеристики вхідних даних і компонентів змодельованої схеми синхронного підвищувального перетворювача.

Компонент	Значення
DCR	400 мОм
ESR	100 мОм
$V_{REF}$	400 мВ
$V_{iREF}$	220 мВ
Ibias20uin	20 мкА
$I_{in}$	1 мА
$V_{BATT}$	3,6 В
VDD18	1,8 В

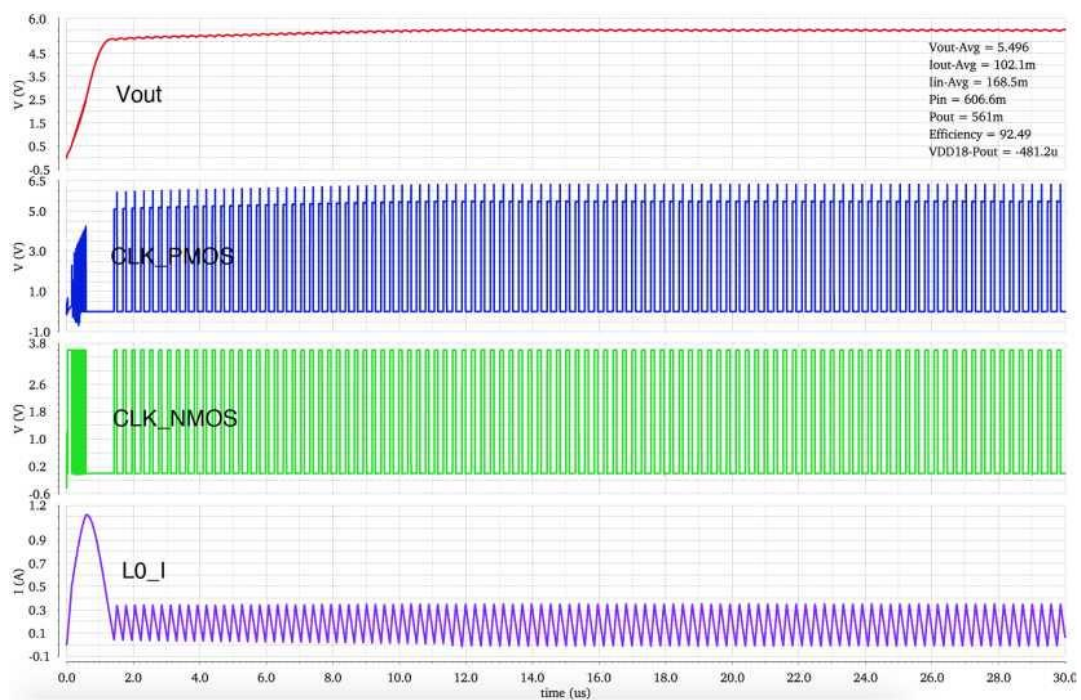


Рисунок 3.2 - Вихідна напруга та струм індуктивності.



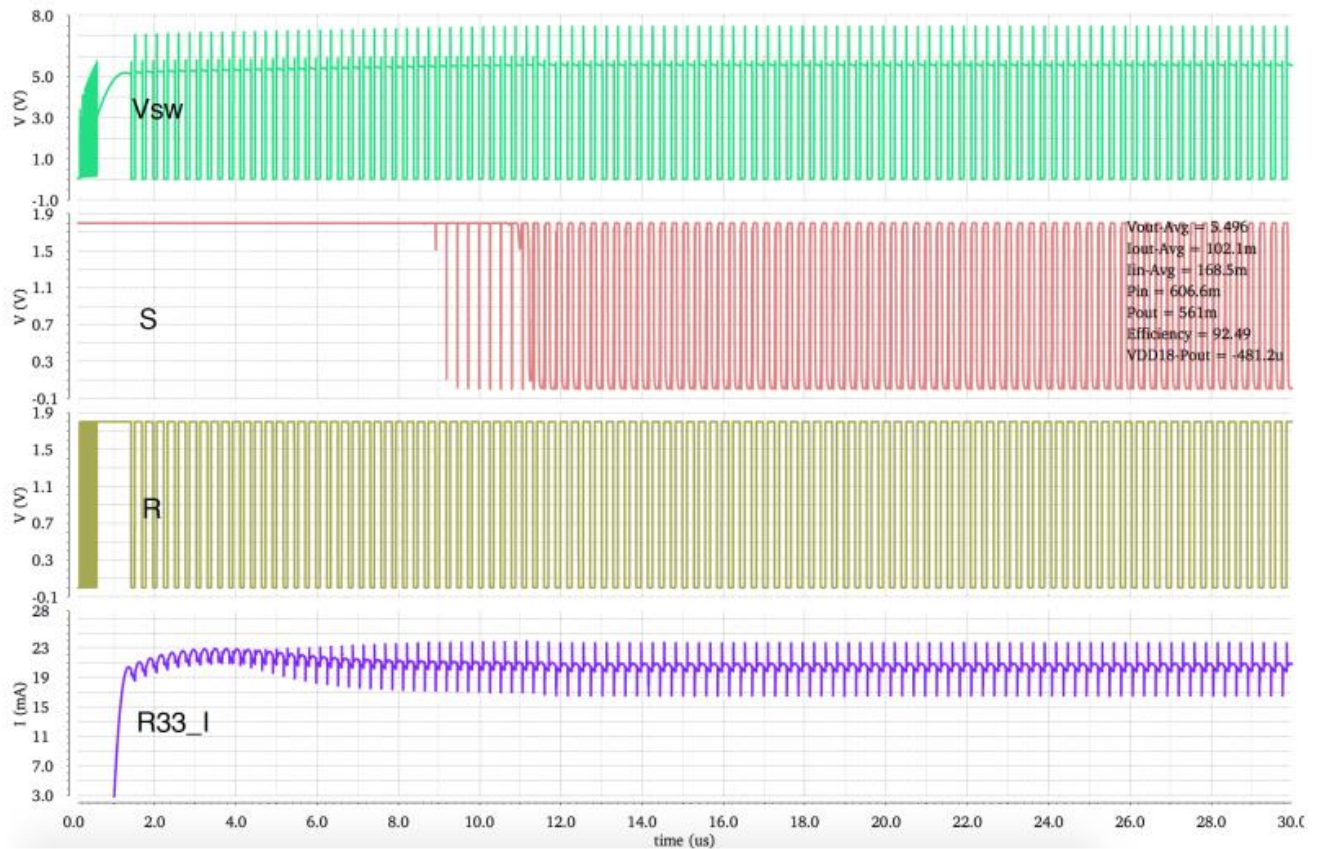


Рисунок 3.3: Вузол комутації та струм навантаження.

Графіки, зняті на рис.3.3 це вузол перемикавання ( $V_{SW}$ ), встановлення сигналу (S), скидання (R) і струм навантаження через одне світлодіодне коло (R33\_I).

Як показано на рис.3.3, спостерігаючи за сигналом скидання (R), ми можемо зрозуміти, що поточному циклу потрібно близько 1,5 мкс, щоб досягти бажаного значення, оскільки саме тоді R починає перемикатися. Як тільки  $V_{OUT}$  досягає достатньої вихідної напруги, коло напруги активується, і сигнал встановлення (S) починає перемикатися.

Щоб зрозуміти стабільну роботу, стабілізована форма сигналу в кінці моделювання наведена на рис. 3.4 і 3.5. Форми сигналу, зняті на рис. 3.4 це вихідна напруга ( $V_{OUT}$ ), сигнали затвора NMOS і PMOS вісь (CLK N MOS, CLK PMOS), струм індуктивності ( $L_{0\_I}$ ) і струм навантаження через одне світлодіодне коло (R33-I).

Форми сигналів, зняті на рис. 3.5 – вихідна напруга ( $V_{OUT}$ ), вузол комутації ( $V_{SW}$ ), встановлення сигналу (S), скидання (R) і струм індуктивності ( $L_{0J}$ ).

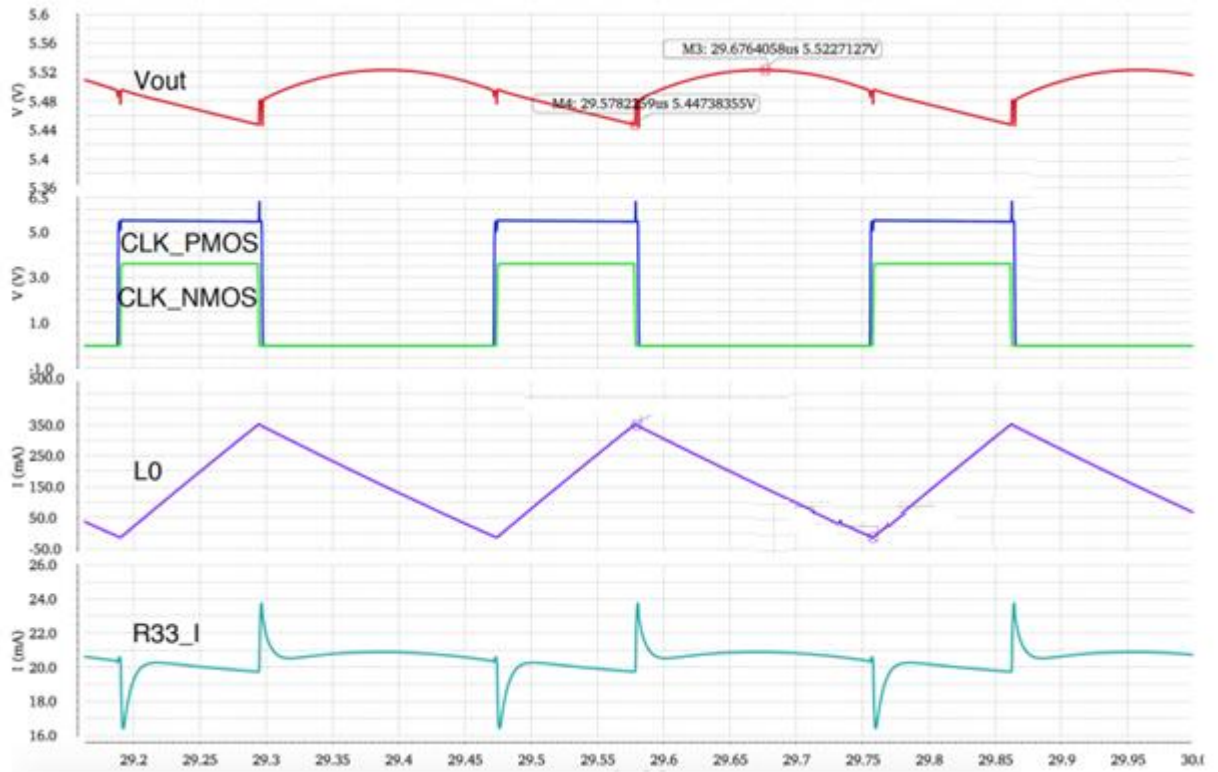


Рисунок 3.4 - Вихідна напруга та вихідний струм (масштабування).

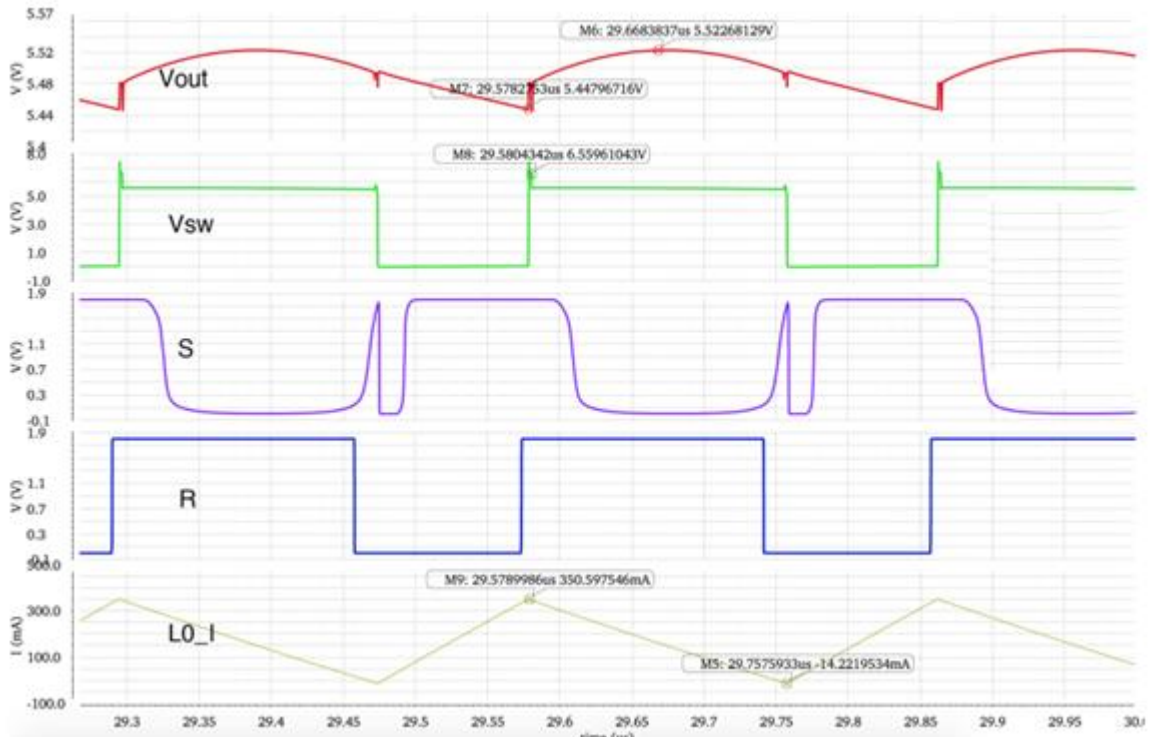


Рисунок 3.5 - Вузол перемикання та струм індуктивності .

Зі змодельованих сигналів ми бачимо, що середня вихідна напруга  $V_{OUT}$  становить 5,496 В з пульсацією напруги 74,8 мВ. Середній струм навантаження,

що протікає через п'ять кіл, становить 102,1 мА. Вхідна потужність ( $P_{in}$ ) 606,6 мВт і вихідна потужність ( $P_{out}$ ) 561 мВт дають ККД 92,49 %. Час спокою під час фронтів наростання і спаду фіксується як  $T_{\text{Deadtime-Rise}}$  2,06 нс і  $T_{\text{Deadtime-Fall}}$  2,64 нс з робочою частотою 3,5 МГц.

Оскільки ми використовували окреме джерело живлення (VDD18) для петлі зворотного зв'язку, нам потрібно підрахувати цю втрату потужності під час розрахунку загальної енергоефективності перетворювача.

$$Efficiency = \frac{(P_{out} + VDD18 \cdot P_{out})}{P_{in}} \quad (3.1)$$

Враховуючи потужність, споживану від джерела напруги 1,8 В, результативний ККД перетворювача зменшується до 92,4 %.

Результати моделювання зведені в табл. 3.2

Таблиця 3.2 - Підсумок результатів моделювання.

Компонент	Значення
$\langle V_{OUT} \rangle$	5,496 В
$V_{OUT}$ Ripple	74,8 мВ
$\langle I_{OUT} \rangle$	102,1 мА
$P_{IN}$	606,6 мВт
$P_{OUT}$	561 мВт
$T_{\text{Deadtime-Rise}}$	2,06 нс
$T_{\text{Deadtime-Fall}}$	2,64 нс
Частота	3,5 МГц
Ефективність	92,4 %

### 3.2 Результати моделювання цифрового затемнення

Для зменшення сили світла струм, що протікає через світлодіодне навантаження, контролюється за допомогою цифрового затемнення.

Навантаження вимикається і вмикається на високих частотах для контролю середнього струму. Частота мерехтіння має бути більше 60 Гц, оскільки будь-яка частота вище 60 Гц не може бути виявлена людським оком.

Форми сигналів, зняті на рис. 3.6 це вихідна напруга ( $V_{OUT}$ ), керуючі сигнали NMOS і PMOS на одній осі Y (CLK.NMOS, CLK.PMOS), струм індуктивності ( $L_{0\_I}$ ) і струм навантаження через одине світлодіодне коло (R33-I).

Показана на рис. 3.6, функціональність затемнення оцінюється на частоті 200 кГц. Під час вимкненого стану струм навантаження встановлюється на нуль, і кожен модуль у контурі зворотного зв'язку також вимкнено. Перемикачі живлення також перемикаються до безпечного вимкнення. Після 2,5 мкс у вимкненому стані навантаження вмикається і спостерігається лише 0,4 мкс часу відновлення. Час відновлення, що спостерігається в результаті моделювання, наведено в табл. 3.3.

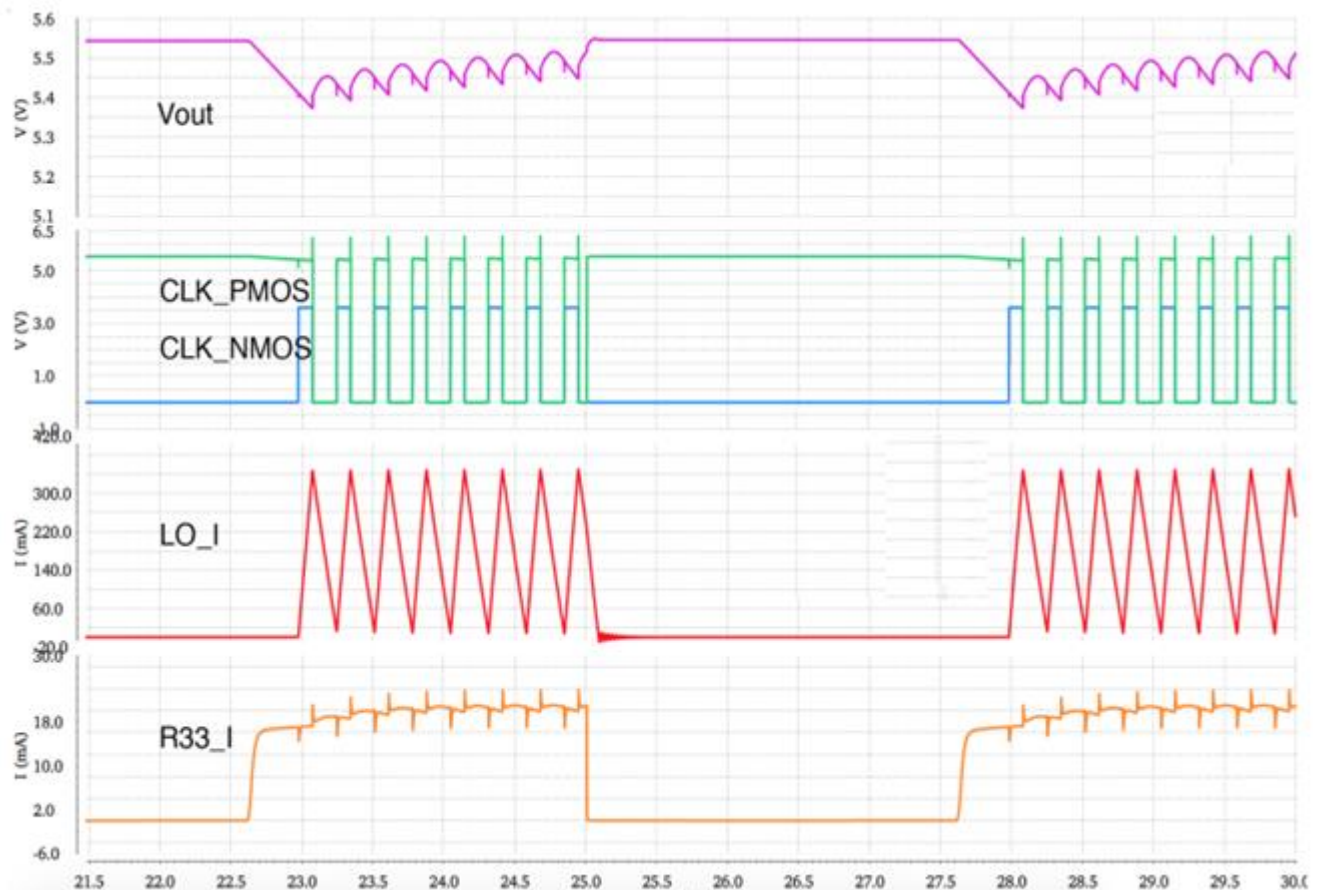


Рисунок 3.6 – Графік затемнення на частоті 200 кГц.

Таблиця 3.3 - Аналіз перехідних процесів навантаження.

Компонент	Значення
Частота затемнення	200 кГц
$T_{\text{Recovery}}$	400 нс

### 3.3 Макет підсилювального перетворювача, перемикачів живлення та контуру керування

Синхронний підвищувальний перетворювач виготовлений за процесом IBM 7RF 0,18  $\mu\text{m}$ . Основну площу мікросхеми в підвищуваному перетворювачі споживають перемикачі живлення PMOS і NMOS і схема узгодження струму, як показано на рис.3.7.

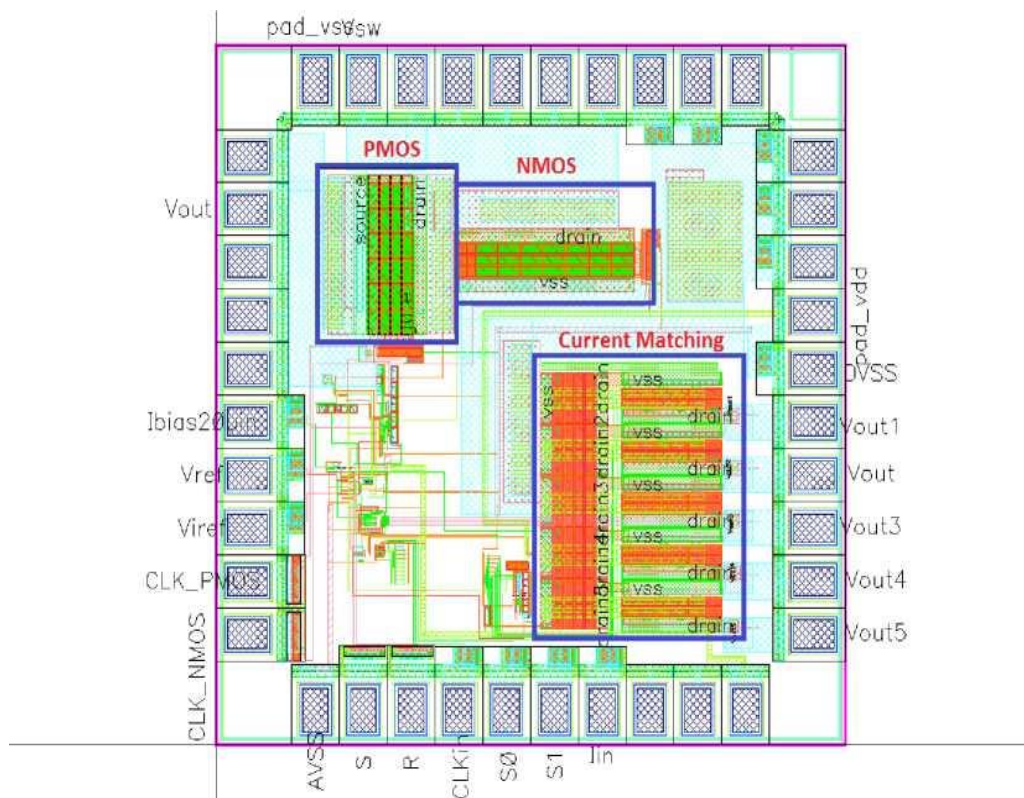


Рисунок 3.7 – Макет схеми для гістерезичного синхронного підвищувального перетворювача.

У цій конструкції мікросхеми підвищувального перетворювача перемикачі живлення PMOS і NMOS розташовані з використанням техніки обв'язки затвора.

Ця техніка використовується для зменшення опору затвора за допомогою металевого шару для з'єднання затворів МОП-транзисторів. Спочатку ми розробили кожен силовий FET типу P і N розміром 800 пм і 600 пм відповідно. Для силового FET типу P ми об'єднали 25 із 800 пм, щоб отримати бажаний розмір 20 мм, а для силового FET типу N ми об'єднали 23 із 600 пм, щоб отримати бажаний розмір 13,8 мм. Подібним чином ми об'єднали 6 із 600 пм, щоб отримати бажаний розмір 3,6 мм, і 8 із 600 пм, щоб отримати бажаний розмір 4,8 мм у ланцюзі узгодження струму.

Таблиця 3.4: Підсумок розмірів модулів.

Модуль	Розмір (Ш/Д) м
чіп	1500мк/1500мк
Поточна відповідність	578.2мк/569.8мк
Перемикач живлення NMOS	420мк/137,6мк
Перемикач живлення PMOS	431мк/173,2мк
Детектор струму індуктивності	211.1мк/52мк
Драйвер затвора	119.3мк/42.9мк
Індуктивний детектор нульового струму	97.1мк/38мк
LTA	69.4мк/52.4мк
Генератор струму зміщення	78.7мк/21.6мк
10-бітовий лічильник	90.9мк/34.6мк
Гістерезисний компаратор	25.4мк/16.5мк
Тактовий генератор без перекриття	25.1мк/16мк
Перемикач рівня	17.3мк/15.6мк
SR Засувка	8.8мк/5.3мк

Області компонування, які споживаються окремими модулями в цьому конвертері, наведені в таблиці 3.4. Деякі з основних макетів на рівні модуля показані в цьому розділі, включаючи перемикач живлення NMOS на рис.3.8, перемикач живлення PMOS на рис. 3.9, драйвер затвора NMOS на рис. 3.10, і

схема узгодження струму на рис. 3.11. Схема поточного узгодження показана на рис. 3.11 загальною площею 578,2 мкм x 569,8 мкм.

Під час фази перевірки виготовленого чіпа за технологією IBM 0,18 μm CMOS ми спостерігали серію збоїв IC під час запуску. Ми виконали кілька тестів з дотриманням високих заходів обережності, і проблема, з якою ми зіткнулися, була параметрична несправність через пусковий струм. Крім того, один контакт не був підключений (NC) всередині, через що блок затемнення не працював.

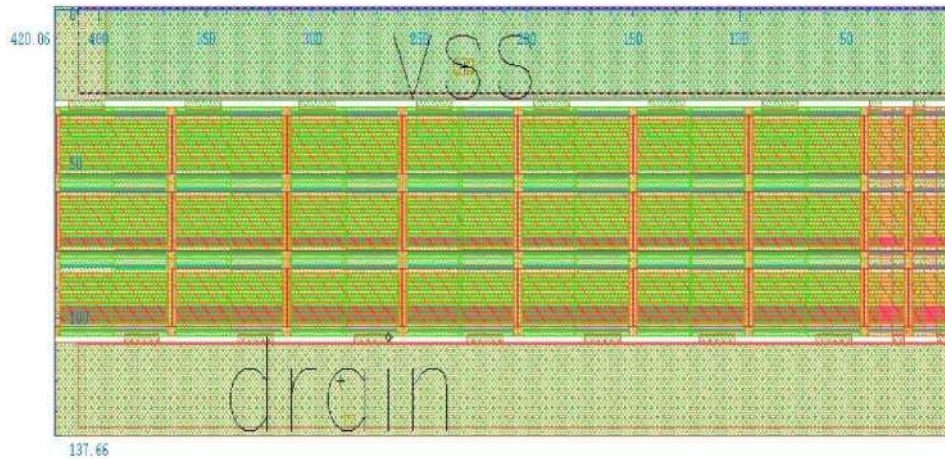


Рисунок 3.8: Перемикач живлення NMOS.

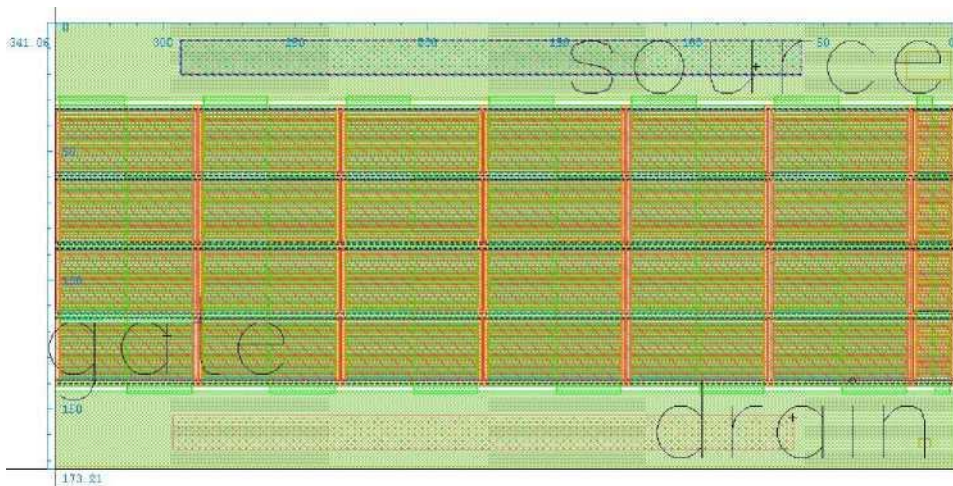


Рисунок 3.9: Перемикач живлення PMOS.

### 3.3.1 Параметричний збій через пусковий струм

З моделювання модуля, показаного на рис. 3.11 ми спостерігали, що вхідний пусковий струм через індуктивність становить 1,2 А, що занадто високо, щоб витримати цей процес.

Після часу запуску ми спостерігали зміну значення опору на вхідному контакті відносно землі. Він змінився із сотень мега Ом до 26 Ом.

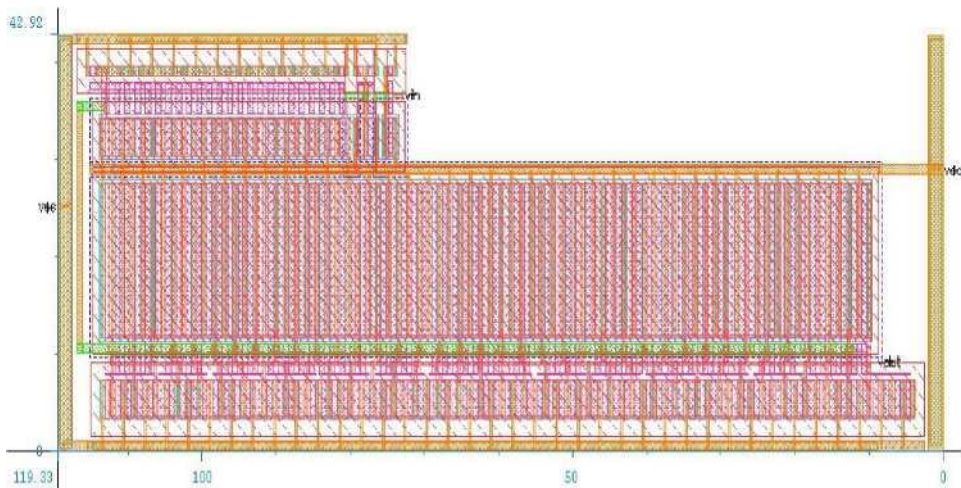


Рисунок 3.10 - Драйвер затвора транзистора NMOS.

Ця зміна значення опору вказує на те, що є збій на входному контакті, і ми передбачаємо, що високий пусковий струм може пошкодити послідовно підключений перемикач живлення NMOS.

Спочатку ми обмежили вихідний струм на блоці живлення до 400 мА. По-друге, ми застосували повільне лінійне зростання входної напруги джерела живлення. В результаті пусковий струм обмежується значенням значно менше 1,2 А.



Рисунок 3.11: Вихідна напруга та струм індуктивності.

### 3.4 Модель світлодіода



Характеристики LED IV наведені на рис. 3.12 [11]. Прямий струм є експоненційним по відношенню до прямої напруги. Через усі кола повинен підтримуватися постійний струм, щоб у всіх світлодіодах спостерігалася однакова сила світла. Підтримка постійного струму призводить до різних прямих падінь напруги на окремих світлодіодах через нормальні зміни процесу. Наприклад, розглянемо випадкові світлодіоди, вибрані з марки А на рис. 3.13. При фіксованому прямому струмі 20 мА падіння напруги на світлодіоді може змінюватися від 3,3-3,5 В.

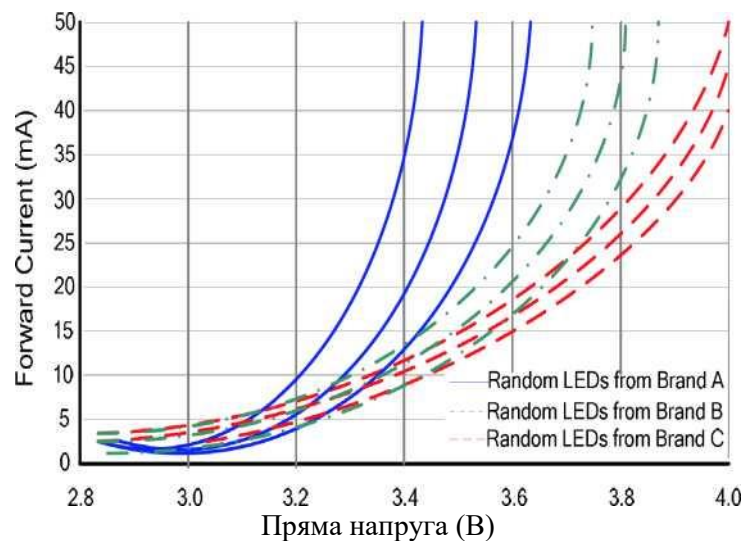


Рисунок 3.12: Характеристики LED IV[11].

Модель з рис. 3.13 використовується як світлодіодне навантаження для моделювання. Модель складається з прямого падіння напруги постійного струму, послідовного опору  $R_{LED}$  і ємності паралельного переходу  $C_{LED}$ . Це лінеаризована модель експоненціальної характеристики діода. Падіння напруги на резисторі  $R_{LED}$  пропорційне струму через світлодіод.

Цільова пряма напруга, що передбачається для світлодіода червоного кольору, становить 2,5 В, тому послідовна комбінація джерела постійного струму 2,25 В і опору 12,5 Ом при 20 мА створює 2,5 В. Значення ємності переходу взято з таблиці світлодіодів. Паразитарні компоненти в обраному світлодіоді наведені в табл. 3.5.

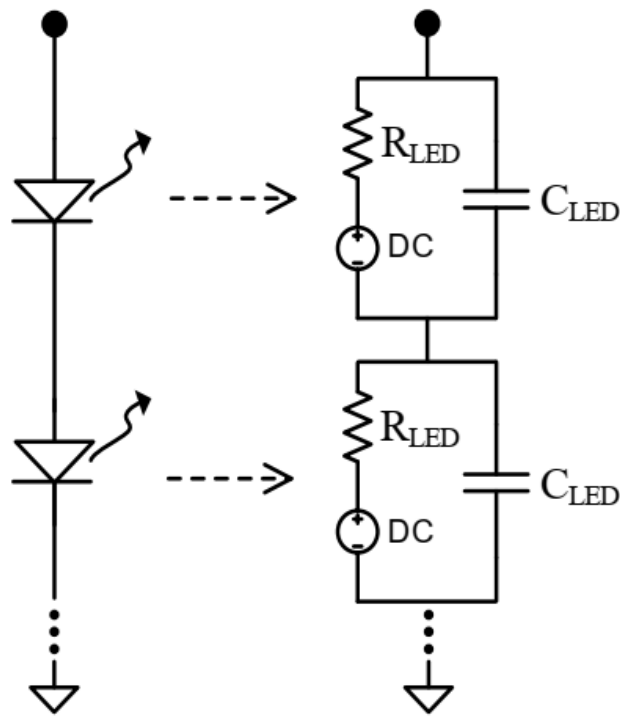


Рисунок 3.13 - Імітаційна модель світлодіодів.

Таблиця 3.5 - Значення паразитних компонентів у світлодіодах.

Компонент	Значення
$C_{LED}$	50 пФ
$R_{LED}$	12,5 Ом
DC	2,25 В

### 3.5 Висновки до розділу

Проведено моделювання та підведено підсумок ключових результатів моделювання. Також наведено процедури випробувань результати вимірювань. Представлено детальний розмір макета, а також всі компоненти розробленої схеми.

Розроблений драйвер виготовлений за технологією IBM 180 нм CMOS з розміром матриці  $1,5 \text{ мм}^2$ . Вихід цього перетворювача призначений як джерело постійного струму для створення постійного освітлення. Він здатний управляти 5 паралельними світлодіодними колами (20 мА для кожне кола) з двома послідовно з'єднаними кольоровими світлодіодами в кожному колі. Максимальний досягнутий ККД становить 92,3 % при вхідній напрузі 3,6 В.

## 4 БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ ТА ОСНОВИ ОХОРОНИ ПРАЦІ

Електробезпека – це система організаційних і технічних заходів, що забезпечують захист людей від небезпечної і шкідливої дії електричного струму, електричної дуги, електромагнітного поля, статичної електрики.

Основними заходами захисту від ураження електричним струмом є:

- забезпечення недоступності струмопровідних частин для випадкового дотику;
- застосування електроенергії з безпечними величинами напруги;
- усунення небезпеки ураження людей струмом у разі появи напруги на частинах конструкцій електроустаткування;
- застосування індивідуальних захисних засобів від ураження електричним струмом.

Недоступність струмопровідних частин для випадкового дотику досягається ізоляцією їх струмонепровідними матеріалами. Провідники електричного струму повинні мати робочу ізоляцію. Передбачено застосування в деяких випадках додаткової, підсиленої чи лінійної ізоляції.

Недоступність розташування струмопровідних частин досягається розміщенням їх на висоті, під підлогою чи приховано в стінах. Незахищені струмопровідні частини, до яких можливий дотик людей, надійно огороджують у всіх випадках, якщо напруга перевищує:

- 65 В – в приміщеннях без підвищеної небезпеки;
- 42 В – в приміщеннях з підвищеною небезпекою;
- 12 В – в приміщеннях особливо небезпечних.

У випадку напруги понад 250 В огороджують не тільки незахищені, але й ізольовані струмопровідні частини.

Застосування малих напруг – дуже ефективний захист від ураження електричним струмом. Для живлення кіл керування технологічним обладнанням, встановленим в особливо небезпечних приміщеннях і приміщеннях з підвищеною небезпекою; кіл керування пересувного устаткування і для живлення ручного інструменту використовують напругу не вище 42 В. На шафах і пультах

керування обладнанням розміщують штепсельні розетки з напругою не вище 12 В для включення переносних світильників, які використовуються під час періодичних оглядів наявних в них важкодоступних місць.

Захисне заземлення, занулення і відключення – основні заходи захисту людей від ураження електричним струмом у разі появи напруги на частинах конструкцій електроустаткування.

#### **4.1 Підвищення стійкості функціонування організації в надзвичайних ситуаціях**

Стійкість роботи організації в надзвичайних ситуаціях - це її здатність випускати встановлені види продукції в заданих обсягах і номенклатурі, або точно виконувати свої функціональні обов'язки.

Підвищення стійкості роботи починається з організації та проведення дослідження стійкості роботи організації. Головна мета дослідження - виявлення слабких місць у роботі і вироблення комплексу заходів щодо їх усунення.

Дослідження включає три етапи:

- організаційний етап;
- оцінку стійкості роботи організації;
- розробку заходів щодо підвищення стійкості роботи організації.

Оцінка стійкості роботи організації включає в себе оцінку:

- ймовірності виникнення зовнішніх і внутрішніх НС природного, техногенного, воєнного характеру та їх вплив на життєдіяльність організації;
- надійності системи захисту працівників організації від вражаючих факторів НС військового, техногенного та природного характеру;
- фізичної стійкості будівель, споруд, що забезпечують систем;
- стійкості матеріально-технічного постачання і виробничих зв'язків;
- стійкості системи керування, зв'язку та оповіщення;
- підготовленості організації до відновлення порушеної функції.

Заходи щодо підвищення стійкості роботи поділяють на: організаційні, інженерно-технічні та спеціальні.

Організаційні заходи включають в себе:

- прогнозування наслідків можливих надзвичайних ситуацій та розробку планів дій на мирний і воєнний час;
- підготовку керівного складу до роботи у надзвичайних ситуаціях;
- навчання працівників організації дотримання заходів безпеки і способам дій при виникненні надзвичайної ситуації;
- розробку інструкцій щодо зниження небезпеки виникнення аварійних ситуацій в організації, а також по безаварійної зупинки виробництва, локалізації аварій, ліквідації їх наслідків та організації відновлення порушеного виробництва;
- створення і організацію роботи комісії з підвищення стійкості роботи організації та чергово-диспетчерської служби організації;
- підготовку сил і засобів організації для проведення заходів з ліквідації наслідків аварійних ситуацій і відновлення виробничої діяльності;
- встановлення розмірів небезпечних зон навколо потенційно небезпечних об'єктів організації;
- підготовку до проведення евакуації працівників організації, населення, сільськогосподарських тварин з небезпечних зон;
- створення і підтримка в постійній готовності систем оповіщення та керування при надзвичайних ситуаціях та ін.

Інженерно-технічні заходи спрямовані на підвищення фізичної стійкості будівель, споруд, технологічного обладнання, інженерних комунікацій, а також на створення умов для швидкого проведення відновлювальних робіт, підвищення захищеності працівників, сільськогосподарських тварин, рослин і продуктів сільськогосподарського виробництва.

Спеціальні заходи спрямовані на створення умов для переведення роботи організації на аварійний режим і на забезпечення захисту працівників у надзвичайних ситуаціях і на швидку ліквідацію наслідків цих ситуацій.

## **4.2 Заходи з електробезпеки**

До технічних засобів і заходів захисту від ураження електричним струмом належать:

- застосування малих напруг;

- ізоляція струмоведучих частин (робоча, додаткова, посилена, подвійна);
- забезпечення недосяжності неізольованих струмоведучих частин;
- захисне заземлення;
- занулення, захисне відключення;
- вирівнювання потенціалів;
- електричне розділення мереж;
- компенсація струмів замикання на землю;
- огорожувальні улаштування;
- попереджуюча сигналізація;
- блокування; знаки безпеки;
- засоби захисту і запобіжні пристосування та ін.

Мала напруга – це номінальна напруга, яка не перевищує 42 В і застосовується для зменшення небезпеки ураження електричним струмом. Нормативними документами передбачається у виробничих умовах застосовувати два значення малих напруг – 12 В і 42 В. У приміщеннях з підвищеною небезпекою і особливо небезпечних напруга для світильників місцевого, ремонтного освітлення і ручного інструменту не повинна перевищувати 42 В. Крім того, в особливо небезпечних приміщеннях, за несприятливих умов (наприклад, робота сидячи або лежачи на струмопровідній підлозі) для живлення ручних переносних ламп потрібна ще більш низька напруга –12 В.

### **4.3 Заходи протипожежної безпеки**

В приміщеннях встановити наступний протипожежний режим, яким передбачено:

- порядок паління цигарок. Паління в будинках і приміщеннях заборонено. Для паління на територіях об'єктів обладнані спеціальні місця, які позначені знаками пожежної безпеки або написами - "Місце для паління" та об лаштовані урнами для недопалків. На території об'єктів заборонено застосування відкритого вогню (розігрівання замерзлих труб опалення, спалювання відходів виробництва, сміття, сухого листя, тощо);

- порядок користування електронагрівальними приладами. Приготування кип'ятку, розігрівання та приготування їжі здійснюється в спеціально обладнаних для цих цілей місцях із застосуванням електрочайників з автоматичними пристроями відключення електронагрівальних елементів;

- порядок роботи з електроприладами. Забороняється залишати без нагляду увімкнені в електромережу електроприлади та оргтехніку - персональні ЕОМ, оргтехніку, радіоприймачі, електронагрівальні прилади, вентилятори, кондиціонери;

- порядок виконання вогнебезпечних робіт. Проведення вогневих та інших пожеже небезпечних робіт (газоелектрозварювальних, газорізальних, розігрів бітумів та смоли) дозволяється проводити після підготовки місця проведення цих робіт, узгодження з інженером з пожежної безпеки та виконання усіх передбачених заходів з пожежної безпеки; перевірка робочих місць та приміщень у кінці робочого дня. Перед закінченням роботи та закриттям приміщень особа, відповідальна за протипожежний стан приміщення, (працівник) зобов'язана перевірити протипожежний стан приміщень, відключити напругу з усіх електроустановок та електроприладів (вимірювальних, електронно-обчислювальних, паяльників, кондиціонерів, вентиляторів, радіоприймачів, комп'ютерів тощо), а також з мереж їх живлення. Закрити вікна, кватирки. Виявлені порушення правил пожежної безпеки необхідно усунути до закриття приміщень.

Заходи пожежної безпеки в процесі роботи:

Дії персоналу в разі загрози винищення пожежі чи аварії. Правила вимкнення установок та агрегатів, порядок зняття напруги з електроустановок, виклику аварійної допомоги тощо.

Заходи пожежної безпеки, яких необхідно дотримуватися, приступаючи до роботи, у процесі роботи та після її закінчення з метою запобігання виникненню пожежі.

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У представленій кваліфікаційній роботі можна зробити наступні висновки:

– Проведено огляд літератури підвищувальних перетворювачів напруги, акцентуючи увагу на тих, що реалізовані в драйверах світлодіодів. Крім того, детально розглянуто контур керування для гістерезисного підвищувального перетворювача.

– Представлено методологію, яка використовується для розробки підсилювального перетворювача, який працює у вхідному діапазоні від 2,8 В до 4,2 В. Запропоновано гістерезисний контур керування режимом напруги з інтегрованим зворотним зв'язком по струму. Представлено всі підсхеми, які модифіковані від звичайної схеми гістерезисного контура керування.

– Розроблений драйвер виготовлений за технологією IBM 180 нм CMOS з розміром матриці 1,5 мм<sup>2</sup>. Вихід цього перетворювача призначений як джерело постійного струму для створення постійного освітлення. Він здатний управляти 5 паралельними світлодіодними колами (20 мА для кожне кола) з двома послідовно з'єднаними кольоровими світлодіодами в кожному колі. Максимальний досягнутий ККД становить 92,3 % при вхідній напрузі 3,6 В.



## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. K. Youm Huh, Seoul, "Future direction of power management in mobile devices," in Solid State Circuits Conference (A-SSCC), 2011 IEEE Asian. IEEE, 2011, pp. 1
2. H.-H. H. Ping-Ching Huang and K.-H. Chen, "Energy-recycling (er) technique for a direct-lit intelligent power management backlight unit (blu)," in IEEE Transactions on Power Electronics. IEEE, 2010, pp. 2588{2598.
3. D.-H. K. O.-K. K. Seok-in Hong, Jin-Wook Han, "A double-loop control led backlight driver ic for medium-sized lcds," in Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2010 IEEE International. IEEE, 2010, pp. 116.
4. I. A. R. C. Ayaz Hasan, Stefano Gregori, "Monolithic dc-dc boost converter with current-mode hysteretic control," in Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2011 24th Canadian Conference. IEEE, 2011, pp. 242.
5. M. S. Louis-Francois Tanguay and Y. Savaria, "A very-high output impedance current mirror for very-low voltage biomedical analog circuits," in Circuits and Systems, 2008. APCCAS 2008. IEEE Asia Pacific Conference. IEEE, 2008, pp. 642.
6. K. C. Pipat Prommee n, "Cmos wta maximum and minimum circuits with their applications to analog switch and rectifiers," Microelectronics Journal, vol. 42, no. 1, pp. 52.
7. D. J. Allstot, "A precision variable-supply cmos comparator," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 17, no. 6, pp. 1080, 1982.
8. R.J.Baker, CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation, 3rd ed. WileyIEEE Press, 2010.
9. W.-H. K. Hylas Y. H. Lam and D. Ma, "Loop gain analysis and development of high-speed high-accuracy current sensors for switching converters," in Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium. IEEE, 2004, pp. 828.
10. P. R. Surkanti and P. M. Furth, "High-efficiency, high-dimming ratio led driver," in Circuits and Systems (MWSCAS), 2013 IEEE 56th International Midwest Symposium. IEEE, 2013, pp. 360.

11. C.-L. Chiu and K.-H. Chen, "A high accuracy current-balanced control technique for led backlight," in Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008. IEEE, 2008, pp. 4202.
12. J. Pouwelse, Power Management for Portable Devices, 2003.
13. S. V. F.-P. Surkanti, P.R, "A high precision and high speed voltage-mode loser/winner-take-all circuit," in Circuits and Systems (MWSCAS), 2015 IEEE 58th International Midwest Symposium. IEEE, 2015, pp. 1.
14. A. S. Nastase, How to Derive the RMS Value of Triangular Waveform. Mastering Electronics Design, 2009.
15. K. H. H. G. Mohsen Padash, Abdollah Khoei, "A high precision high frequency vlsi multi-input min-max circuit based on wta-lta cells," in Electronic Devices, Systems and Applications (ICEDSA), 2011 International Conference. IEEE, 2011, pp. 152.