

<https://doi.org/10.31891/2219-9365-2025-84-42>

УДК 621.314, 519.876.5

РУСУ Олександр

Міжнародний гуманітарний університет

<https://orcid.org/0000-0002-7315-2537>

e-mail: shurusu@ukr.net

СТРЕЛКОВСЬКА Юлія

Вортінгський коледж, 1 Сандітон Вей, Вортінг, BN14 9FD, Велика Британія

<https://orcid.org/0000-0002-9835-0222>

e-mail: 4800632s@gmail.com

ХНІУНІН Сергій

Міжнародний гуманітарний університет

<https://orcid.org/0000-0001-5941-5372>

e-mail: sergii.khniunin@gmail.com

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТА РЕГУЛЮВАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕІНВЕРТУВАЛЬНОГО ПОНИЖУВАЛЬНО-ПІДВИЩУВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ІЗ ЧОТИРМА СИЛОВИМИ КЛЮЧАМИ ДЛЯ КОМП'ЮТЕРНОГО ОБЛАДНАННЯ

У статті отримано математичну модель роботи неінвертувального понижувально-підвищувального перетворювача із чотирма силовими ключами. Особлива увага приділяється алгоритмам комутації силових ключів, які забезпечують як збільшення, так і зменшення вхідної напруги. Отримані математичну модель та співвідношення можна використовувати для побудови регулювальних характеристик перетворювача. Розглянуті перетворювачі можна використовувати в телекомунікаційному та комп'ютерному обладнанні, інтелектуальних системах та пристроях Інтернету речей, що можуть працювати від систем збору енергії, сонячних і вітряних генераторів, а також поширених типів свинцево-кислотних і літій-іонних акумуляторів. Стаття може бути корисною розробникам електроніки, фахівцям, які займаються імпульсним перетворенням електричної енергії, науковцям і студентам.

Ключові слова: математична модель, регулювальні характеристики, імпульсне перетворення, підвищувально-понижувальний перетворювач.

RUSU Oleksandr, KHNIUNIN Sergii

International Humanitarian University

STRELKOVSKA Juliya

Worthing college, 1 Sanditon Way, Worthing, BN14 9FD, Great Britain

MATHEMATICAL MODEL AND CONVERSION CHARACTERISTICS OF A 4-SWITCH NON-INVERTING BUCK-BOOST CONVERTER FOR COMPUTER EQUIPMENT

In the article, the mathematical model of the 4-switch non-inverting buck-boost converter operation is obtained, and the four switching algorithms are considered. Particular attention is paid to the switching algorithms that provide both an increase and a decrease in the input voltage, since the 4-switch non-inverting buck-boost converters is usually used in applications that can be powered by a power supply that has a voltage that can be either lower or higher than the required voltage on the main power rail.

All possible states of the switches in the circuit are considered, it is shown that out of 16 possible states of the switches, only 3 states of the switches can be practically used for voltage conversion. The algorithms are considered in which switching cycles can consist of two and three stages. It is shown that there are three two-stage switching algorithms that provide only a decrease, only an increase, and both a decrease and an increase in the output voltage. It is shown that there is the only one three-stage switching algorithms that provide both a decrease and an increase in the output voltage and can provide a more accurate adjustment of the output voltage by changing the duration of the second conversion stage. For each switching algorithm, the formulas are obtained that relate the input and output voltages of the converter to the duration of the conversion stages.

The resulting mathematical model and relationships can be used to obtain the regulation characteristics of the converter. The 4-switch non-inverting buck-boost converters can be used in telecommunications, computer equipment, smart systems and IoT powered by energy harvesting systems, solar and wind generators, and widely used lead-acid and lithium-ion batteries. The article may be useful to electronics developers, specialists involved in switching energy conversion, scientists and students.

Keywords: mathematical model, control characteristics, pulse conversion, boost-down converter.

Стаття надійшла до редакції / Received 30.10.2025

Прийнята до друку / Accepted 02.12.2025

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМИ У ЗАГАЛЬНОМУ ВИГЛЯДІ ТА ЇЇ ЗВ'ЯЗОК ІЗ ВАЖЛИВИМИ НАУКОВИМИ ЧИ ПРАКТИЧНИМИ ЗАВДАННЯМИ

В телекомунікаційному та комп'ютерному обладнанні потреба в перетворювачах електричної енергії, спроможних формувати вихідну напругу як більше, так і менше вхідної, збільшується з кожним роком. Одним із прикладів практичного використання перетворювачів, що мають таку функцію, є елементи систем типу

«Розумний будинок» або інтернет-речі, що живляться від систем збору енергії довколишнього середовища (Energy Harvesting Systems). У цьому разі, вихідна напруга джерела первинного електроживлення, у якості якого можуть використовуватись, наприклад, фотоелементи або елементи Зеебека, буде залежати від стану довколишнього середовища і коливатися у широких межах, що не дозволить використовувати його для безпосереднього живлення основної електронної схеми. Іншим прикладом використання перетворювачів, спроможних як збільшувати, так і зменшувати напругу, є адаптери для комп'ютерного обладнання, наприклад, ноутбуків, які стабілізують вихідну напругу на певному рівні, наприклад, 19 В, у той час як вхідна напруга може змінюватися у межах від 10 В до 30 В, що дозволяє жити зазначену вище апаратуру від свинцево-кислотних та літій-іонних акумуляторних батарей із номінальною напругою від 12 В до 24 В.

АНАЛІЗ ДОСЛІДЖЕНЬ ТА ПУБЛІКАЦІЙ

На сьогоднішній день існує декілька відносно простих схем імпульсних перетворювачів електричної енергії, здатних формувати вихідну напругу як більше, так і менше вхідної [1]. Наприклад, цю задачу можна вирішити за допомогою перетворювачів, побудованих на основі зворотногоходої (перетворювач із зворотним включенням діода, Flyback Converter) або інвертувальної (Inverting Buck-Boost Converter) схем. Також можна використовувати перетворювачі, побудовані на основі менш поширених схем SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) або Кука (Cuk Converter). Однак використання усіх зазначених вище рішень може призвести до необґрунтованого зниження техніко-економічних показників кінцевого застосунку, що буде проявлятися у збільшенні його розмірів та вартості, порівняно з неінвертувальною понижувально-підвищувальною схемою, яка розглядається у даній статті. Це пов'язано з тим, що у зворотногоходовій та інвертувальній схемах через магнітне поле накопичувального дроселя необхідно передавати усю енергію, яка проходить через перетворювач, що змушує використовувати реактивні елементи із більшою енергетичною ємністю [2]. Ще більша маса, габарити та вартість кінцевого застосунку будуть при використанні схем SEPIC або Кука, оскільки в їх силових частинах присутня більша кількість реактивних елементів із великою енергетичною ємністю.

Більш цікавим варіантом вирішення цієї задачі є використання неінвертувальної понижувально-підвищувальної схеми із чотирма силовими ключами (4-Switch Non-Inverting Buck-Boost Converter). Ця схема утворюється шляхом об'єднання двох добре відомих схем імпульсних перетворювачів: понижувальної (Buck Converter) та підвищувальної (Boost Converter), які, порівняно зі зворотногоходою та інвертувальною схемами, мають менші габарити та вартість при тих же самих рівнях потужності [2, 3]. Зменшення маси та розмірів понижувальної та підвищувальної схем відбувається за рахунок наявності електричного зв'язку між входом та виходом, що дозволяє передавати через магнітне поле накопичувального дроселя лише частину енергії, а це, у свою чергу, дозволяє при тих же самих рівнях потужності використовувати більш компактні та дешевші реактивні елементи. Результати досліджень відносної перетворювальної потужності (відношення потужності, що проходить через магнітне поле накопичувального дроселя, до потужності перетворювача), проведені в [3], показують, що ступінь зменшення енергетичної ємності накопичувального дроселя понижувальної та підвищувальної схем залежить від співвідношення вхідної та вихідної напруг: чим менше вихідна напруга відрізняється від вхідної, тим меншу енергетичну ємність повинен мати накопичувальний дросель. І цей факт робить понижувально-підвищувальну схему ще більш цікавою, оскільки у застосунках, у яких її можна потенційно використовувати, вхідна напруга, зазвичай, не більше ніж удвічі відрізняється від вихідної, тобто майже завжди знаходиться у діапазоні, у якому і понижувальна, і підвищувальна схеми мають максимальний виграш у масі, габаритах та вартості.

Незважаючи на те, що неінвертувальна понижувальна-підвищувальна схема відома ще з 1980-х років [4, 5], і на сьогоднішній день в каталогах продукції майже усіх провідних виробників компонентів для силової електроніки присутні спеціалізовані рішення, призначені для реалізації цього варіанту перетворювача [6 – 10], ця схема ще й досі залишається маловідомою, а її можливості, зокрема при роботі у специфічних понижувально-підвищувальних режимах ще до кінця не вивчені. Наприклад, більша частина технічної документації [6 – 10] присвячена технічним характеристикам та вибору компонентів перетворювача на основі відповідних мікросхем, у той час як електричним процесам, що мають місце у силовій частині, яка працює у понижувально-підвищувальних режимах, приділено лише кілька абзаців без докладного пояснення їх суті та особливостей. У фундаментальних роботах, присвячених імпульсному перетворенню, наприклад, [1, 11], ця схема також або не згадується зовсім, або згадується лише у якості комбінації понижувальної та підвищувальної схем. Так само, недостатню увагу приділено аналізу можливостей цієї схеми і у розглянутих спеціалізованих наукових роботах, присвячених покращенню характеристик імпульсних перетворювачів електричної енергії [12 – 15]. Більшість із них, наприклад, роботи [12 – 14], присвячені або питанням визначення обмеженої кількості параметрів схеми, що аналізується, або моделюванню її електричних процесів за допомогою відомих програмних пакетів, або частковій оптимізації її параметрів. І лише робота [15] містить більш-менш ґрунтовне порівняння понижувально-підвищувальної схеми із понижувальною, хоча порівняльний аналіз із підвищувальною схемою, яка багато у чому подібна понижувальній, залишився поза межами уваги авторів цієї статті.

Усе це стримує не тільки практичне використання понижуально-підвищувальної схеми, а і розробку нових схем імпульсних перетворювачів, потреба у яких у наш час збільшується з кожним роком. Це і обумовило **мету даної статті**, яка полягає у створенні математичної моделі електричних процесів у силовій частині неінвертувального понижуально-підвищувального перетворювача із чотирма силовими ключами при різних алгоритмах роботи силових частини та отриманню співвідношень, що дозволяють зв'язати напруги на вході та виході перетворювача із параметрами процесу перетворення.

Визначення можливих станів силових ключів

Перші варіанти неінвертувального понижуально-підвищувального перетворювача будувалися на основі двох керованих та двох некерованих силових ключів [4, 5]. У якості керованих ключів використовувались біполярні або польові транзистори, а у якості некерованих – напівпровідникові діоди на основі р-п переходу або бар'єру Шотткі. Такий підхід був обумовлений більшою вартістю керованих ключів та їх супутнього оточення (драйверів, додаткових логічних елементів у контролері, тощо), порівняно із використанням некерованих діодів. На сьогоднішній день, бурхливий розвиток напівпровідникової промисловості призвів до значного зменшення розмірів та здешевлення виробництва майже усіх видів електронних компонентів. Крім того, використання замість некерованих напівпровідникових діодів керованих транзисторів, зокрема, польових транзисторів із ізольованим затвором, призводить до покращення багатьох техніко-економічних показників перетворювача, у тому числі, і його ККД, що особливо актуально для застосунків із автономним живленням. Отже, якщо є така можливість, то у якості усіх чотирьох силових ключів у наш час намагаються використовувати керовані напівпровідникові прилади, які можуть бути як самостійними електронними компонентами, наприклад, як у [8], так і інтегрованими у мікросхему контролера [7]. Таким чином, випадок, коли усі чотири силові ключі є керованими, є не тільки більш загальним, а й дозволяє збільшити кількість можливих алгоритмів роботи силових частини, тому у подальшому аналізі будемо розглядати випадок, коли усі чотири силові ключі є керованими.

У загальному випадку, у понижуально-підвищувальному перетворювачі у якості силових ключів можуть використовуватися будь-які компоненти, що можуть функціонувати як керовані електронні ключі, наприклад, біполярні або польові транзистори, у тому числі і прилади з ізольованим затвором: Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) або Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET), транзистори з високою рухливістю електронів (High Electron Mobility Transistor, HEMT), тиристори і навіть реле. Для того, щоб не обмежувати сферу використання отриманої математичної моделі конкретною елементною базою, у подальшому аналізі замінимо реальні силові компоненти їх ідеалізованими аналогами – абстрактними керованими ключами, що можуть знаходитися у двох станах: замкненому (ON) та розімкненому (OFF), перемикання між якими відбувається миттєво, відповідно до зовнішнього логічного сигналу, який формує схема керування (контролер). При цьому у замкненому стані опір між силовими виводами ключа наближається до нуля, що створює умови для протікання струму в обох напрямках, а у розімкненому – до нескінченності, що блокує протікання струму в обох напрямках.

Крім того, для спрощення подальшого аналізу, слід прийняти ще кілька припущень:

– накопичувальні реактивні елементи у силовій частині є ідеалізованими – вони мають нульові втрати енергії та спроможні накопичити нескінченно велику кількість енергії без зміни величини енергетичної ємності;

– енергетична ємність вхідного та вихідного конденсаторів у силовій частині схеми набагато більша (щонайменше ніж на три порядки) за максимальну кількість енергії, параметри якої спроможний перетворити перетворювач за один цикл перетворення – це дозволяє вважати, що напруга на вхідному та вихідному конденсаторах впродовж будь-якого етапу перетворення залишається незмінною.

Вказані припущення є типовими для робіт, присвячених аналізу електричних процесів в силовій частині імпульсних перетворювачів електричної енергії, і прийняті більшістю компаній, що працюють у сфері силових електроніки. Зокрема, більшість співвідношень, наведених в [1], були отримані з урахуванням припущень, аналогічних допущенням, прийнятим у даній роботі.

Таким чином, ідеалізована схема силових частини понижуально-підвищувального перетворювача, з урахуванням прийнятих вище припущень, має вигляд, показаний на рис. 1. Вона містить чотири керовані силові ключі $S1 - S4$, призначені для комутації виводів накопичувального дроселя $L1$, а також два силові конденсатори: вхідний ($C1$) та вихідний ($C2$), які мають відносно велику енергетичну ємність та можуть швидко обмінюватися енергією із накопичувальним дроселем $L1$.

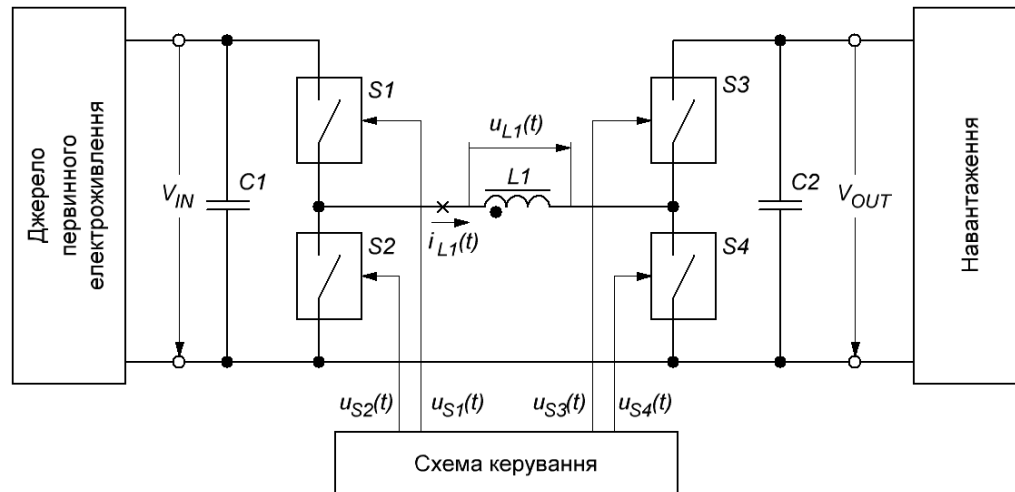


Рис. 1. Ідеалізована схема неінвертувального понижуально-підвищувального перетворювача із чотирма силовими ключами

Оскільки силова частина містить чотири керовані силові ключі, кожен з яких може знаходитися лише у двох станах: замкненому або розімкненому, то загальна кількість станів, у якому може знаходитися силова частина перетворювача, дорівнює $2^4 = 16$ (табл. 1). Перехід у той чи інший стан відбувається шляхом формування схемою керування сигналів $u_{S1}(t) - u_{S4}(t)$, які переводять відповідні ключі $S1 - S4$ у замкнений або розімкнений стан. Проте для цієї схеми не всі стани є рівноцінними і допустимими. Наприклад, у станах з номерами 13 – 16 одночасно замкнені ключі $S1$ та $S2$ призводять до короткого замикання входу перетворювача. Якщо джерело первинного електроживлення має ненульову напругу ($V_{IN} \neq 0$) і малий внутрішній опір, то в утвореному цими ключами колі почнуть протікати значні струми, які можуть призвести до перегріву елементів і виходу із ладу усього перетворювача.

Подібні процеси будуть протікати і у станах з номерами 4, 8, 12 та 16, у яких одночасно замикаються ключі $S3$ та $S4$, що призводить до короткого замикання виходу. Якщо у момент виникнення цих станів вихідний конденсатор $C2$ буде мати ненульову напругу ($V_{OUT} \neq 0$), то в утвореному колі з'являться значні струми, що також може призвести до перегріву електронних компонентів та виходу перетворювача із ладу.

На відміну від станів 4, 8, 12 – 16, які є небезпечними для силової частини, стани 1 – 3, 5, 9 навпаки – можна класифікувати як пасивні. Особливістю цих станів є недостатня кількість замкнених силових ключів, що унеможливує протікання струму через дросель $L1$. Перехід у ці стани, зокрема, у стан з номером 1, коли усі чотири силові ключі розімкнені, є доцільним, наприклад, при спрацюванні систем захисту від перевантаження по струму.

Таблиця 1

Аналіз станів силової частини понижуально-підвищувального перетворювача

№	S1	S2	S3	S4	Стан силової частини	Пояснення
1	OFF	OFF	OFF	OFF	Пасивний	Немає кола для протікання струму дроселя $L1$
2	OFF	OFF	OFF	ON	Пасивний	Немає кола для протікання струму дроселя $L1$
3	OFF	OFF	ON	OFF	Пасивний	Немає кола для протікання струму дроселя $L1$
4	OFF	OFF	ON	ON	Небезпечний	Коротке замикання виходу
5	OFF	ON	OFF	OFF	Пасивний	Немає кола для протікання струму дроселя $L1$
6	OFF	ON	OFF	ON	Пасивний	Зберігання енергії у дроселі $L1$
7	OFF	ON	ON	OFF	Активний	Обмін енергією між елементами $L1$ та $C2$
8	OFF	ON	ON	ON	Небезпечний	Коротке замикання виходу
9	ON	OFF	OFF	OFF	Пасивний	Немає кола для протікання струму дроселя $L1$
10	ON	OFF	OFF	ON	Активний	Обмін енергією між елементами $L1$ та $C1$
11	ON	OFF	ON	OFF	Активний	Обмін енергією між елементами $L1$, $C1$ та $C2$
12	ON	OFF	ON	ON	Небезпечний	Коротке замикання виходу
13	ON	ON	OFF	OFF	Небезпечний	Коротке замикання входу
14	ON	ON	OFF	ON	Небезпечний	Коротке замикання входу
15	ON	ON	ON	OFF	Небезпечний	Коротке замикання входу
16	ON	ON	ON	ON	Небезпечний	Коротке замикання входу та виходу

Слід зазначити, що безпечно перевести силову частину перетворювача у стани 1 – 3, 5, 9 можна лише при нульовій кількості енергії у дроселі, тобто коли його струм дорівнює нулю ($i_{L1}(t) = 0$). У іншому випадку розмикання кола протікання струму індуктивного елемента при наявності енергії в його магнітному полі

приведе до появи на його виводах е.р.с. значної величини, що може призвести, наприклад, до електричного пробоя силових ключів і, відповідно, до виходу перетворювача із ладу.

Цікавим, з енергетичної точки зору, є стан із номером 6, у якому замкнені ключі S_2 та S_4 утворюють коло для протікання струму дроселя L_1 , у той час як сам дросель L_1 відключається від іншої частини схеми. Якщо у момент переходу у цей стан струм дроселя відрізнявся від нуля ($i_{L1}(t) \neq 0$), то в ідеальному випадку – коли активні опори дроселя L_1 та ключів S_2 та S_4 наближаються до нуля – струм дроселя $i_{L1}(t)$ буде протікати без змін нескінченно довго. Але у цьому стані обмін енергією між реактивними елементами C_1 , C_2 та L_1 є неможливим, тому стан з номером 6 також можна віднести до пасивних.

Таким чином, із 16 можливих станів, у яких може перебувати силова частина понижувально-підвищувального перетворювача є лише три активні стани з номерами 7, 10, 11, у яких можливий обмін енергією між накопичувальним дроселем L_1 та конденсаторами C_1 і C_2 . При цьому у стані із номером 10 відбувається обмін енергією тільки між дроселем L_1 та вхідним конденсатором C_1 , у стані з номером 7 – тільки між дроселем L_1 та вихідним конденсатором C_2 , а у стані із номером 11 – між усіма реактивними елементами L_1 , C_1 та C_2 .

Критерії можливості перетворення параметрів електричної енергії

При імпульсному способі перетворення параметри електричної енергії перетворюються шляхом розміщення (накопичення) певної кількості енергії в магнітному полі накопичувального дроселя (у даному перетворювачі – дроселя L_1) з подальшим поверненням цієї енергії в електричну частину схеми, але вже з іншими параметрами. Таким чином, у процесі роботи силовій частині можна виділи певну послідовність активних станів – **цикл перетворення**, яка буде періодично повторюватися.

У найпростішому випадку, цикл перетворення повинен складатися щонайменше із двох активних станів – **етапів перетворення**, на одному з яких відбувається передавання деякої кількості енергії в магнітне поле дроселя L_1 , а на другому – повернення її в електричну частину схеми.

Кількість енергії E_L , яка знаходиться в магнітному полі дроселя, визначається за формулою:

$$E_L = \frac{\Phi_L^2}{2A_L}; \quad (1)$$

де Φ_L – величина магнітного потоку; A_L – параметр середовища, у якому це магнітне поле зосереджено.

Для зменшення габаритів імпульсних перетворювачів використовуються дроселі з магнітопроводами, виготовленими з феромагнітних матеріалів, для яких значення A_L , що має розмірність Гн/виток², є довідковим параметром і використовується при розрахунку індуктивностей обмоток. Оскільки при прийнятих допущеннях параметр середовища A_L вважається постійним і залежить лише від геометричних розмірів, матеріалу та інших особливостей магнітопровода, то, відповідно до формули (1), кількість енергії, що знаходиться у дроселі, залежить лише від величини магнітного потоку Φ_L .

В усіх активних станах силовій частині (стани з номерами 7, 10, 11) силові ключі S_1 – S_4 утворюють замкнено електричне коло, тому до обвитки дроселя L_1 прикладається деяка напруга $u_L(t)$, під дією якої, відповідно до закону Фарадея, магнітний потік у магнітопроводі дроселя змінюється на величину $\Delta\Phi_L$:

$$\Delta\Phi_L = \frac{1}{N_L} \int_{t_{\text{поч}}}^{t_{\text{кін}}} u_L(t) dt; \quad (2)$$

де $t_{\text{поч}}$, $t_{\text{кін}}$, відповідно, час початку та закінчення етапу перетворення; N_L – кількість витків обвитки, до якої прикладено напругу $u_L(t)$.

Загальним критерієм можливості фізичної реалізації того чи іншого циклу перетворення є можливість роботи силовій частині у квазістаціонарному режимі, тобто у режимі, у якому кожен наступний цикл перетворення нічим не відрізняється від попереднього. Оскільки на кожному етапі перетворення магнітний потік, відповідно до формули (2), змінюється на величину $\Delta\Phi_L$, то квазістаціонарний режим може бути фізично реалізований, якщо буде виконуватися умова:

$$\sum_{i=1}^{N_E} \Delta\Phi_{Li} = 0; \quad (3)$$

де N_E – кількість етапів у циклі перетворення, $\Delta\Phi_{Li}$ – зміна магнітного потоку на поточному етапі перетворення (етапі з номером i).

Невиконання умови (3) можливе лише при перехідних процесах, коли перетворювач із одного квазістаціонарного режиму переходить до іншого. В іншому випадку невиконання умови (3) призведе до поступового збільшення кількості енергії у дроселі L_1 , що призведе до збільшення струмів в силовій частині і, відповідно, до виходу перетворювача із ладу.

Алгоритм комутації, який забезпечує тільки пониження вхідної напруги

Розглянемо цикл перетворення, який складається із двох етапів, які відповідають станам схеми із номерами 7 та 11 (див. табл. 1). Нехай першим етапом ($i = 1$) буде етап, який відповідає стану схеми із номером 11, а другим ($i = 2$) – етап, який відповідає стану схеми із номером 7 (рис. 2).

На першому етапі циклу перетворення ($i = 1$) ключі $S1$ та $S3$ замкнені, а $S2$ та $S4$ – розімкнені. У цьому випадку, до обвитки дроселя $L1$, відповідно до другого закону Кирхгофа та обраних на рис. 2 позитивних напрямків напруг, прикладено напругу $u_{L1}(t) = -V_{OUT} + V_{IN}$, під дією якої магнітний потік $\Phi_L(t)$ дроселя $L1$ зміниться на величину $\Delta\Phi_{L1}$:

$$\Delta\Phi_{L1} = \frac{1}{N_L} \int_{t_{\text{поч1}}}^{t_{\text{кін1}}} u_{L1}(t) dt = \frac{-V_{OUT} + V_{IN}}{N_L} t_1; \quad (4)$$

де $t_1 = t_{\text{кін1}} - t_{\text{поч1}}$ – тривалість першого етапу перетворення.

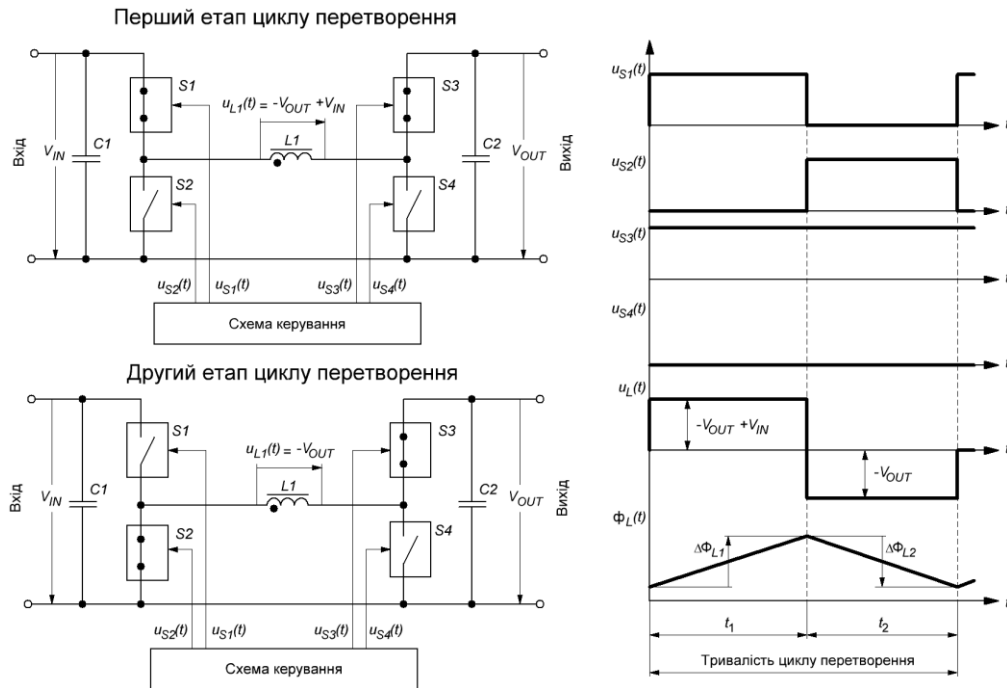


Рис. 2. Принцип роботи силової частини при реалізації алгоритму комутації, що забезпечує тільки пониження вхідної напруги

На другому етапі циклу перетворення ($i = 2$) ключі $S2$ та $S3$ замкнені, а $S1$ та $S4$ – розімкнені. У цьому разі до обвитки дроселя $L1$ прикладено напругу $u_{L2}(t) = -V_{OUT}$, під дією якої магнітний потік $\Phi_L(t)$ дроселя $L1$ зміниться на величину $\Delta\Phi_{L2}$:

$$\Delta\Phi_{L2} = \frac{1}{N_L} \int_{t_{\text{поч2}}}^{t_{\text{кін2}}} u_{L2}(t) dt = \frac{-V_{OUT}}{N_L} t_2; \quad (5)$$

де $t_2 = t_{\text{кін2}} - t_{\text{поч2}}$ – тривалість другого етапу перетворення.

Оскільки цикл перетворення складається із двох етапів ($N_E = 2$), то умову (3) можна записати у вигляді:

$$\sum_{i=1}^{N_E} \Delta\Phi_{Li} = \Delta\Phi_{L1} + \Delta\Phi_{L2} = 0. \quad (6)$$

Підставимо у формулу (6) співвідношення (4) та (5) з метою отримання формули, яка буде зв'язувати вхідну та вихідну напруги перетворювача із параметрами циклу перетворення:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{t_1}{t_1 + t_2}. \quad (7)$$

Аналіз формули (7) показує, що при використанні такого алгоритму комутації силових ключів полярність вихідної напруги V_{OUT} буде завжди співпадати із полярністю вхідної V_{IN} ($\text{sign}(V_{IN}) = \text{sign}(V_{OUT})$), оскільки тривалість жодного з етапів перетворення t_1 та t_2 не може приймати негативне значення. Крім того, вихідна напруга V_{OUT} не може бути більшою за вхідну напругу V_{IN} ($V_{OUT} \leq V_{IN}$), оскільки максимальне значення дробу у правій частині формули (7) не може перевищувати одиницю ($t_1/(t_1 + t_2) \leq 1$). Слід зауважити, що

вихідна напруга V_{OUT} буде максимальною за умови, коли $t_1 > 0$ і $t_2 = 0$, тобто коли схема постійно знаходиться у стані з номером 11, у якому вхід перетворювача через дросель $L1$ з'єднується із виходом і ніякого переміщення енергії через магнітне поле дроселя $L1$ не відбувається.

Алгоритм комутації, який забезпечує тільки підвищення вхідної напруги

Якщо вхідну напругу V_{IN} потрібно тільки підвищувати, тоді цикл перетворення може складатися з двох етапів (рис. 3), перший з яких ($i = 1$) відповідає стану схеми із номером 10, а другий ($i = 2$) – стану із номером 11 (див. табл. 1).

На першому етапі циклу перетворення ($i = 1$) ключі $S1$ та $S4$ замкнені, а $S2$ та $S3$ – розімкнені. У цьому випадку, до обвитки дроселя $L1$, відповідно до другого закону Кирхгофа та обраних на рис. 3 позитивних напрямків напруг, прикладено напругу $u_{L1}(t) = V_{IN}$, під дією якої магнітний потік зміниться на величину $\Delta\Phi_{L1}$:

$$\Delta\Phi_{L1} = \frac{1}{N_L} \int_{t_{ПОЧ1}}^{t_{КІН1}} u_{L1}(t) dt = \frac{V_{IN}}{N_L} t_1. \quad (8)$$

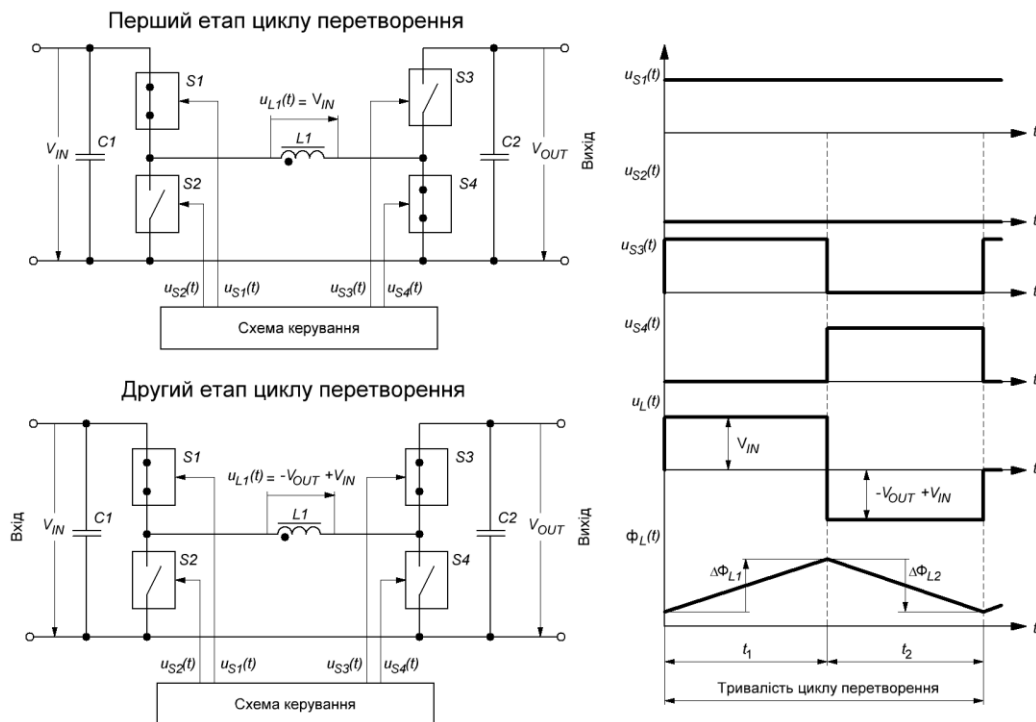


Рис. 3. Принцип роботи силової частини при реалізації алгоритму комутації, що забезпечує тільки підвищення вхідної напруги

Стан схеми на другому етапі циклу перетворення ($i = 2$), коли ключі $S1$ та $S3$ замкнені, а $S2$ та $S4$ – розімкнені, нічим не відрізняється від розглянутого вище стану схеми на першому етапі алгоритму комутації ключів, який забезпечує тільки пониження вхідної напруги. Тому формула, за якою можна обчислити зміну величини магнітного потоку $\Delta\Phi_{L2}$ буде відрізнятися від формули (4) лише індексами:

$$\Delta\Phi_{L2} = \frac{1}{N_L} \int_{t_{ПОЧ2}}^{t_{КІН2}} u_{L2}(t) dt = \frac{-V_{OUT} + V_{IN}}{N_L} t_2. \quad (9)$$

Оскільки у даному випадку цикл перетворення також складається із двох етапів ($N_E = 2$), то формулу (3) також можна переписати у вигляді, ідентичному формулі (6). Після підстановки у формулу (6) формул (8) та (9) отримаємо співвідношення, яке буде зв'язувати вхідну та вихідну напруги перетворювача із параметрами циклу перетворення:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{t_1 + t_2}{t_2}. \quad (10)$$

Аналіз формули (10) показує, що при використанні такого алгоритму комутації силових ключів полярність вихідної напруги V_{OUT} також буде завжди співпадати із полярністю вхідної V_{IN} ($\text{sign}(V_{IN}) = \text{sign}(V_{OUT})$), оскільки тривалість жодного з етапів перетворення t_1 та t_2 не може приймати негативне значення. Крім того, вихідна напруга V_{OUT} не може бути меншою за вхідну напругу V_{IN} ($V_{OUT} \geq V_{IN}$), оскільки максимальне значення дробу у правій частині формули (10) не може бути меншим за одиницю ($(t_1 + t_2)/t_2 \geq 1$).

Слід зауважити, що вихідна напруга V_{OUT} буде мінімальною за умови, коли $t_1 = 0$ і $t_2 > 0$, тобто коли схема постійно знаходиться у стані з номером 11, у якому вхід перетворювача через дросель $L1$ з'єднується із виходом і ніякого переміщення енергії через магнітне поле дроселя $L1$ не відбувається.

Алгоритм комутації, який забезпечує як пониження, так і підвищення вхідної напруги

Комбінація двох розглянутих вище алгоритмів комутації силових ключів, теоретично, може забезпечити вихідну напругу V_{OUT} будь-якої величини – як більшу, так і меншу за вхідну напругу V_{IN} . Проте на практиці забезпечити точну стабілізацію вихідної напруги V_{OUT} у діапазоні, коли вхідна напруга приблизно дорівнює вхідній ($V_{OUT} \approx V_{IN}$) при використанні розглянутих вище алгоритмів неможливо. Як видно з формули (7), для того щоб незначно зменшити вхідну напругу, необхідно щоб силова частина перетворювача на другому етапі перетворення знаходилась впродовж нескінченно малого проміжку часу ($t_2 \rightarrow 0$). Так само, аналіз формули (10) показує, що для того, щоб незначно збільшити вхідну напругу необхідно, щоб силова частина перетворювача на першому етапі перетворення так само знаходилась впродовж нескінченно малого проміжку часу ($t_1 \rightarrow 0$). Проте усі існуючі напівпровідникові електронні компоненти мають кінцевий час переходу із одного стану в інший, що обмежує діапазон регулювання напруги. На практиці мінімальна тривалість стану напівпровідникового компонента, у якому через нього протікає або не протікає електричний струм, у більшості випадків, не буває меншою за 5 % від тривалості циклу перетворення, що може бути критичним для деяких застосунків.

Коли вимоги електроживлення електронної схеми вимагають точної стабілізації вихідної напруги, а вхідна напруга джерела первинного живлення може бути як більшою, так і меншою за вхідну, тоді слід використовувати алгоритм комутації, у якому цикл перетворення складається із двох етапів, які відповідають станам схеми із номерами 7 та 10 (див. табл. 1) (рис. 4).

Нехай на першому етапі перетворення ($i = 1$) схема знаходиться у стані з номером 10. Цей стан нічим не відрізняється від розглянутого вище першого етапу перетворення алгоритму, який використовується тільки для підвищення вхідної напруги. Тому зміна величини магнітного потоку $\Delta\Phi_{L1}$ може бути обчислена за формулою (8).

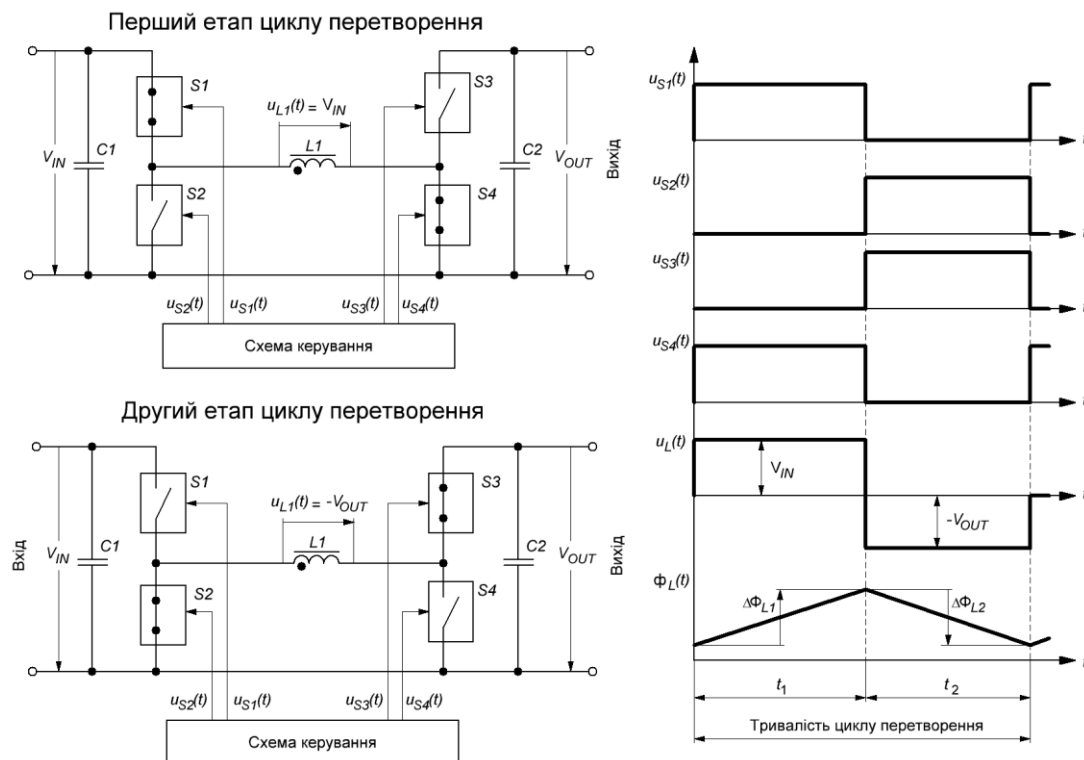


Рис. 4. Принцип роботи силовій частини при реалізації алгоритму комутації, що забезпечує як пониження, так і підвищення вхідної напруги

На другому етапі перетворення ($i = 2$) схема знаходиться у стані з номером 7. Цей стан нічим не відрізняється від розглянутого вище другого етапу перетворення алгоритму, який використовується тільки для пониження вхідної напруги. Тому зміна величини магнітного потоку $\Delta\Phi_{L1}$ може бути обчислена за формулою (5).

Підставивши співвідношення (5) та (8) у формулу (6), отримаємо:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{t_1}{t_2}. \quad (11)$$

Аналіз формули (11) показує, що при використанні такого алгоритму комутації силових ключів полярність вихідної напруги V_{OUT} , як і в попередніх алгоритмах, буде співпадати із полярністю вхідної V_{IN} ($\text{sign}(V_{IN}) = \text{sign}(V_{OUT})$). А от співвідношення вхідної та вихідної напруг буде залежати від співвідношення тривалостей етапів перетворення. Якщо тривалість першого етапу перетворення t_1 буде більше за тривалість другого етапу t_2 ($t_1 > t_2$), тоді вихідна напруга V_{OUT} буде більша за вхідну V_{IN} ($V_{OUT} > V_{IN}$). Якщо тривалість першого етапу перетворення t_1 буде менша за тривалість другого етапу t_2 ($t_1 < t_2$), тоді вихідна напруга V_{OUT} буде менша за вхідну V_{IN} ($V_{OUT} < V_{IN}$). Якщо ж тривалість обох етапів буде однаковою ($t_1 = t_2$), тоді і вихідна напруга буде дорівнювати вхідній ($V_{OUT} = V_{IN}$). Слід відзначити, що у останньому випадку тривалість обох етапів перетворення може бути якою завгодно ($t_1 = t_2$, $t_1 > 0$, $t_2 > 0$), що усуває обмеження на точність регулювання напруги у діапазоні $V_{OUT} \approx V_{IN}$, притаманне розглянутим вище алгоритмам.

Алгоритм з трьома етапами перетворення

Розглянемо цикл перетворення, який складається із трьох етапів, які відповідають усім активним станам схеми (стани із номерами 7, 10 та 11, див. табл. 1). Нехай першим етапом ($i = 1$) буде стан із номером 10, впродовж якого магнітний потік у дроселі зміниться на величину $\Delta\Phi_{L1}$, яку можна обчислити за формулою (8) (Рис. 5). На другому етапі перетворення ($i = 2$) схема знаходиться у стані із номером 10, впродовж якого магнітний потік дроселя зміниться на величину $\Delta\Phi_{L2}$, яку можна обчислити за формулою (5). На третьому етапі перетворення ($i = 3$) схема знаходиться у стані із номером 7, впродовж якого магнітний потік дроселя зміниться на величину $\Delta\Phi_{L3}$, яку можна обчислити за формулою (12), яка відрізняється від формул (4) та (9) лише індексом:

$$\Delta\Phi_{L3} = \frac{1}{N_L} \int_{t_{\text{поч3}}}^{t_{\text{кін3}}} u_{L3}(t) dt = \frac{-V_{OUT} + V_{IN}}{N_L} t_3; \quad (12)$$

де $t_3 = t_{\text{кін3}} - t_{\text{поч3}}$ – тривалість третього етапу перетворення; $t_{\text{поч3}}$, $t_{\text{кін3}}$ – відповідно, час початку та кінця третього етапу перетворення.

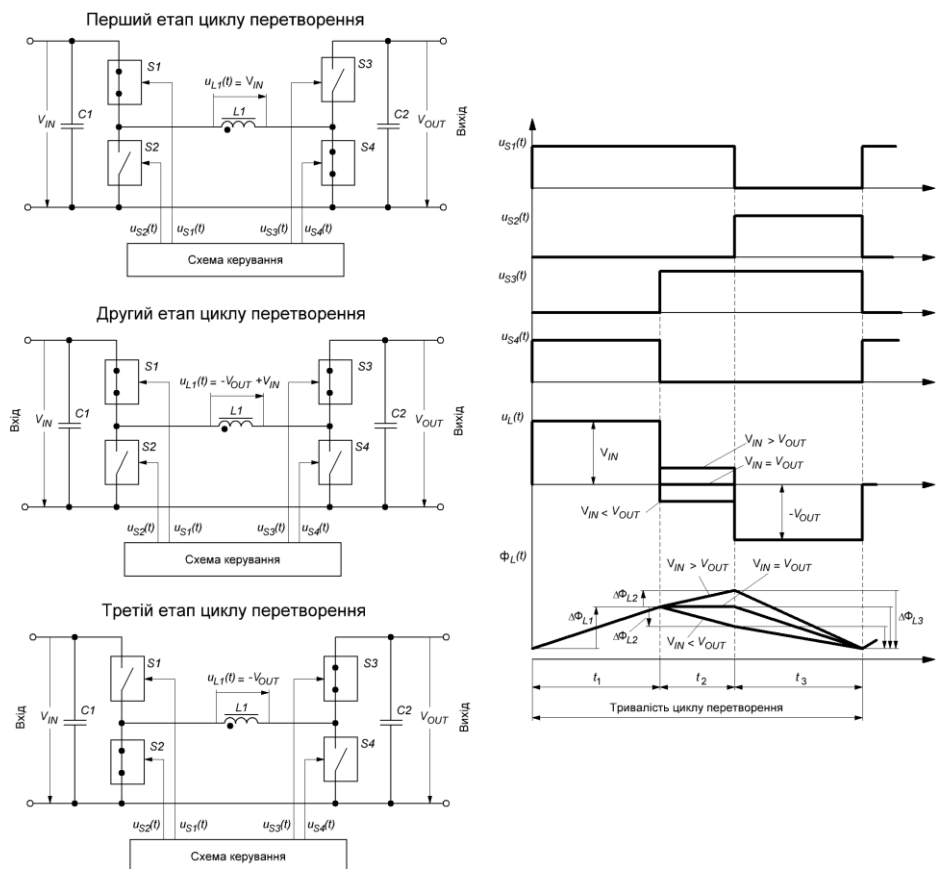


Рис. 5. Принцип роботи силової частини при реалізації алгоритму комутації із трьома етапами перетворення

Оскільки у даному випадку цикл перетворення складається із трьох етапів ($N_E = 3$), то формула (3) буде мати вигляд:

$$\sum_{i=1}^{N_E} \Delta\Phi_{Li} = \Delta\Phi_{L1} + \Delta\Phi_{L2} + \Delta\Phi_{L3} = 0. \quad (13)$$

Підставивши співвідношення (5), (8) та (12) у формулу (13), отримаємо:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{t_1 + t_2}{t_3 + t_2}. \quad (14)$$

Аналіз формули (14) показує, що співвідношення вхідної V_{IN} та вихідної V_{OUT} напруг у даному випадку залежить від співвідношення першого t_1 та третього t_3 етапів циклу перетворення. Якщо тривалість першого етапу буде більша за тривалість третього ($t_1 > t_3$), то вихідна напруга V_{OUT} буде більша за вхідну V_{IN} ($V_{OUT} > V_{IN}$). Якщо тривалість першого етапу перетворення t_1 буде менша за тривалість третього етапу t_3 ($t_1 < t_3$), тоді вихідна напруга V_{OUT} буде менша за вхідну V_{IN} ($V_{OUT} < V_{IN}$). Якщо ж тривалість обох етапів буде однаковою ($t_1 = t_3$), тоді і вихідна напруга буде дорівнювати вхідній ($V_{OUT} = V_{IN}$).

Головною відмінністю цього алгоритму комутації силових ключів є наявність другого етапу перетворення з тривалістю t_2 впродовж якого змінюється величина магнітного потоку у дроселі $L1$ $\Delta\Phi_{L2}$ буде залежати від співвідношення вхідної та вихідної напруг. Якщо вхідна напруга буде більша за вихідну ($V_{IN} > V_{OUT}$), то знак зміни величини магнітного потоку буде такий самий, як і на першому етапі ($\text{sign}(\Delta\Phi_{L2}) = \text{sign}(\Delta\Phi_{L1})$). У іншому випадку, коли вхідна напруга буде менша за вихідну ($V_{IN} < V_{OUT}$), то знак зміни величини магнітного потоку буде такий самий, як і на третьому етапі ($\text{sign}(\Delta\Phi_{L2}) = \text{sign}(\Delta\Phi_{L3})$). А у випадку, коли вхідна напруга буде дорівнювати вхідній ($V_{IN} = V_{OUT}$), то магнітний потік на цьому інтервалі змінюватися не буде ($\Delta\Phi_{L2} = 0$).

Наявність другого етапу перетворення дозволяє збільшити точність регулювання вихідної напруги у випадках, коли вихідна напруга повинна дорівнювати вхідній ($V_{OUT} \approx V_{IN}$). Оскільки, відповідно до формули (14), збільшення тривалості другого етапу перетворення t_2 , яка входить і в чисельник, і в знаменник дробу формули (14), призведе до наближення значення дробу до одиниці (якщо $t_2 \rightarrow \infty$, то $(t_1 + t_2)/(t_3 + t_2) \rightarrow 1$). Таким чином, при використанні цього алгоритму комутації грубе регулювання вихідної напруги може забезпечуватися шляхом регулювання співвідношення t_1/t_3 , а точне – шляхом регулювання тривалості другого етапу перетворення t_2 .

ВИСНОВКИ З ДАНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ І ПЕРСПЕКТИВИ ПОДАЛЬШИХ РОЗВІДОК У ДАНОМУ НАПРЯМІ

Отримані формули (7), (10), (11) та (14) дозволяють зв'язати величини вхідної V_{IN} та вихідної V_{OUT} напруг неінвертувального понижувально-підвищувального перетворювача електричної енергії із чотирма силовими ключами із тривалостями етапів його циклу перетворення $t_1 - t_3$. Як видно з проведеного аналізу, у даній схемі можуть використовуватися чотири основні алгоритми комутації силових ключів, за допомогою яких можна як тільки збільшувати або тільки зменшувати вхідну напругу, так і забезпечувати будь-яке співвідношення вхідної та вихідної напруг. Особливо цікавими, з практичної точки зору, є два останні алгоритми комутації, які забезпечують будь-яке співвідношення вхідної та вихідної напруг, оскільки використовувати зазначену вище схему лише тільки для підвищення або лише тільки для пониження вхідної напруги нецільово через існування більш простих та дешевших схем – понижувальної та підвищувальної відповідно.

Література

1. Zehendner M, Ulmann M. Power Topologies Handbook. Texas Instruments. 2016. 196 с.
2. Kadatskui A.F., Rusu A.P. Determination of the necessary inductor core dimensions for switching electrical energy converters. *Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова*. Одеса, 2018. №1. С.125–135.
3. Кадацький О.Ф., Русу О.П. Аналіз електричних та магнітних процесів у дроселях імпульсних перетворювачів електричної енергії. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі (ТКЕА)*. Одеса, 2016. №6. С.17–29.
4. BUCK-BOOST REGULATED D.C. TO D.C. POWER SUPPLY. United States Patent US4549254. 1985. 10р.
5. Application note AN954: A Unique Converter Configuration provides step-up/down functions. Motorola Semiconductor. 1985. 4 p.
6. Application note AN2389. An MCU-based low cost non-inverting buck-boost converter for battery chargers. STMicroelectronics. 2007. 16 p.
7. MAX20343/MAX20344. Ultra-Low Quiescent Current, Low Noise 3.5W Buck-Boost Regulator. Maxim Integrated Products. 2021. 43 p.
8. ISL81401, ISL81401A – 40V 4-Switch Synchronous Buck-Boost Controller. Renesas, 2022. 47 p.
9. MP4247 – 36V, 100W, Buck-Boost Converter with Integrated Low-Side MOSFETs and I²C Interface. Monolithic Power. 2022. 42 p.

10. LM5118 – Wide Voltage Range Buck-Boost Controller. Texas Instrument. 2017. 46 p.
11. Robert A. Mammano Fundamentals of Power Supply Design. . Texas Instrument. 2017. 352 p.
12. Banaei M.R. Enhanced Buck-Boost DC-DC Converter with Positive Output Voltage. *Journal of Circuits, Systems and Computers*. 29(8) DOI: <https://doi.org/10.1142/S0218126620500723>
13. Suryadi Aris, Purwandito Tulus Asmoro, Agus Sofwan. Design and Simulation Converter with Buck-boost Converter as The Voltage Stabilizer. *International Journal of Electrical, Energy and Power System Engineering*. Vol. 3, No.3 (October 12, 2020). P 77–81.
14. Callegaro L., Ciobotaru M., Pagano D.J. et al. A simple smooth transition technique for the noninverting buck-boost converter. *IEEE Trans. Power Electron*. 2018. №33 (6), pp. 4906 – 4915.
15. Xing Weng, Xiang Xiao, Weibin He, et al. Comprehensive comparison and analysis of non-inverting buck-boost and conventional buck boost converters. *The Journal of Engineering. The 14th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2018)*. J. Eng., 2019, Vol. 2019 Iss. 16, pp. 3030-3034.

References

1. Zehendner M, Ulmann M. Power Topologies Handbook. Texas Instruments. 2016. 196 c.
2. Kadatskui A.F., Rusu A.P. Determination of the necessary inductor core dimensions for switching electrical energy converters. *Naukovi pratsi ONAZ im. O.S. Popova*. Odesa, 2018. №1. S.125–135.
3. Kadatskiy A.F., Rusu A.P. Analiz elektricheskikh i magnitnykh protsessov v drosselyakh impulsnykh preobrazovateley elektricheskoy energii. *Tehnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature (TKEA)*. Odesa, 2016. #6. S.17–29.
4. BUCK-BOOST REGULATED D.C. TO D.C. POWER SUPPLY. United States Patent US4549254. 1985. 10p.
5. Application note AN954: A Unique Converter Configuration provides step-up/down functions. Motorola Semiconductor. 1985. 4 p.
6. Application note AN2389. An MCU-based low cost non-inverting buck-boost converter for battery chargers. STMicroelectronics. 2007. 16 p.
7. MAX20343/MAX20344. Ultra-Low Quiescent Current, Low Noise 3.5W Buck-Boost Regulator. Maxim Integrated Products. 2021. 43 p.
8. ISL81401, ISL81401A – 40V 4-Switch Synchronous Buck-Boost Controller. Renesas, 2022. 47 p.
9. MP4247 – 36V, 100W, Buck-Boost Converter with Integrated Low-Side MOSFETs and I²C Interface. Monolithic Power. 2022. 42 p.
10. LM5118 – Wide Voltage Range Buck-Boost Controller. Texas Instrument. 2017. 46 p.
11. Robert A. Mammano Fundamentals of Power Supply Design. . Texas Instrument. 2017. 352 p.
12. Banaei M.R. Enhanced Buck-Boost DC-DC Converter with Positive Output Voltage. *Journal of Circuits, Systems and Computers*. 29(8) DOI: <https://doi.org/10.1142/S0218126620500723>
13. Suryadi Aris, Purwandito Tulus Asmoro, Agus Sofwan. Design and Simulation Converter with Buck-boost Converter as The Voltage Stabilizer. *International Journal of Electrical, Energy and Power System Engineering*. Vol. 3, No.3 (October 12, 2020). P 77–81.
14. Callegaro L., Ciobotaru M., Pagano D.J. et al. A simple smooth transition technique for the noninverting buck-boost converter. *IEEE Trans. Power Electron*. 2018. №33 (6), pp. 4906 – 4915.
15. Xing Weng, Xiang Xiao, Weibin He, et al. Comprehensive comparison and analysis of non-inverting buck-boost and conventional buck boost converters. *The Journal of Engineering. The 14th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2018)*. J. Eng., 2019, Vol. 2019 Iss. 16, pp. 3030-3034.