

# Аналіз потужності втрат джерела живлення для контактної мікрозварювання

Карбівська<sup>f</sup> Т. О., ORCID [0000-0003-4340-2889](https://orcid.org/0000-0003-4340-2889)

Кожушко<sup>f</sup> Ю. В., ORCID [0000-0002-4045-4088](https://orcid.org/0000-0002-4045-4088)

Бондаренко<sup>s</sup> О. Ф., к.т.н., доц., ORCID [0000-0002-4276-1145](https://orcid.org/0000-0002-4276-1145)

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" ROR [00syn5v21](https://orcid.org/00syn5v21)

Київ, Україна

**Анотація**—Проведено аналіз складових потужності втрат в основних функціональних блоках джерела живлення для контактної мікрозварювання – зарядному пристрої та формувачі імпульсів струму. Розглянуто альтернативну топологію побудови формувача імпульсів струму – топологію перетворювача з розділеним П-подібним фільтром. Також, проведено імітаційне моделювання схем функціональних блоків джерела живлення для контактної мікрозварювання за допомогою середовища LTSpice, і виконано порівняння отриманих результатів із результатами аналітичних розрахунків. Отримані результати показали, що на високих частотах 200...500 кГц підвищується значимість втрат потужності в магнітних елементах та збільшується їх вплив на загальну ефективність подібних схем, що свідчить про необхідність врахування цих складових потужності втрат при проведенні практичних розрахунків.

**Ключові слова** — контактне мікрозварювання; ємнісний накопичувач; зворотноходовий перетворювач; формувач імпульсів струму; потужність втрат; перетворювач з розділеним П-подібним фільтром; Split-π перетворювач.

## I. ВСТУП

Контактне мікрозварювання є ефективною технологією отримання нероз'ємних з'єднань, що широко використовується в електронній промисловості, приладобудуванні, медицині і т.п. [1].

Енергоспоживання зварювальних установок має специфічний характер, а саме споживання значної потужності короткотривалими імпульсами у порівнянні з паузами між ними. Ці особливості енергоспоживання можуть бути причиною негативного впливу джерел живлення для контактної мікрозварювання на промислову мережу [2], [3].

До джерел живлення для контактної мікрозварювання висувається ряд вимог, а саме: висока енергоефективність та електромагнітна сумісність, висока точність формування імпульсів зварювального струму, надійність, масо-габаритні показники [2]. Покращення масо-габаритних показників може бути досягнуто за рахунок підвищення робочої частоти перетворювачів джерела живлення. Однак такий крок призводить до додаткових втрат в елементах перетворювачів.

Для мінімізації впливу на мережу джерела живлення розробляють за топологією Energy Storage. Відповідно до цієї топології зарядний пристрій повинен забезпечити необхідну амплітуду та форму зарядного струму, гальванічну розв'язку з промисловою мережею, споживання з мережі струму, форма якого наближена до синусоїдальної. У якості накопичувача енергії

використовують акумуляторні батареї, суперконденсатори, або їх комбінації [3].

Формувач імпульсів забезпечує необхідну форму та амплітуду вихідного струму, що визначається системою керування відповідно до особливостей навантаження [2].

На рис. 1 зображено топологію джерела живлення для контактної мікрозварювання з проміжним накопиченням енергії. При цьому формувач імпульсів струму представлено у вигляді однієї комірки, проте допускається використання  $n$ -кількості комірок, які паралельно з'єднуються між собою і працюють в режимі Interleaved mode, що дає можливість отримати в навантаженні зварювальний струм необхідної форми та амплітуди [2].

На даний час існує достатня кількість робіт, присвячених оцінці втрат у зворотноходовому [4], [5] та понижуючому [6], [7] перетворювачі. Проте часто в таких роботах нехтують деякими складовими втрат, в тому числі втратами в індуктивних елементах. За потреби врахування останніх, часто оцінку виконують на етапі відпрацювання конструкторських рішень, тобто здійснюють вимірювання на експериментальних зразках. Аналіз показав, що відсутні роботи, в яких би виконувалась детальна оцінка потужності втрат в джерелах живлення для контактної мікрозварювання.

Таким чином, метою даної роботи є аналіз складових та уточнена оцінка потужності втрат джерела живлення для контактної мікрозварювання.



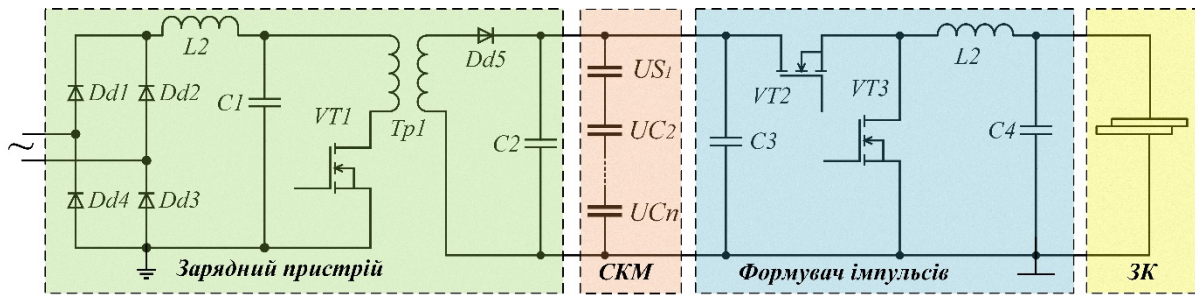


Рис. 1 Топологія джерела живлення з проміжним накопиченням енергії (СКМ – суперконденсаторний модуль, ЗК – зварювальний контакт)

ТАБЛИЦЯ 1 РОЗРАХУНКОВІ ФОРМУЛИ ДЛЯ АНАЛІЗУ СКЛАДОВИХ ВТРАТ В ДЖЕРЕЛІ ЖИВЛЕННЯ

Розрахунок потужності втрат		
Компонент	Розрахункові формули	Параметри
Діод	Статичні втрати у прямому напрямку	$I_d$ – середньоквадратичне значення струму; $R_s$ – еквівалентний послідовний опір;
	$P_{VD} = I_d^2 R_s + I_{out} U_f$	$U_f$ – пряме падіння напруги;
Конденсатор	Динамічні втрати	$I_{out}$ – вихідний струм;
	$P_{dyn} = 0.5 U_{rev} I_d f \tau_d$	$U_{rev}$ – напруга на діоді у зворотному напрямку; $f$ – частота перемикання; $\tau_d$ – ефективний час життя дірок в базі діоду.
Транзистор MOSFET	Статичні втрати	$I_d$ – середньоквадратичне значення струму;
	$P_{cond} = I_d^2 R_{DS(on)} \gamma$	$R_{DS(on)}$ – опір відкритого каналу; $\gamma$ – коефіцієнт заповнення імпульсів.
Трансформатор/дросьель	Динамічні втрати	$I_d$ – струм стоку;
	$P_{dyn} = U_{in} f (I_d t_a + 0.5 Q_{rr})$	$t_a$ – час зворотного відновлення; $Q_{rr}$ – заряд зворотного відновлення; $U_{in}$ – напруга стік-вигтік.
	Втрати в осерді	$B$ – магнітна індукція; $f$ – частота перемикання;
	$P_{core} = k f^\alpha B^\beta V$	$k, \alpha, \beta$ – параметри матеріалу за Штейнмецом; $V$ – об'єм осердя.
Трансформатор/дросьель	Втрати в обмотці	$I_d$ – середньоквадратичне значення струму;
	$P_{Lw} = I_d^2 R_{DC}$	$R_{DC}$ – еквівалентний послідовний опір;
	Втрати за рахунок вихрових струмів	$B$ – магнітна індукція; $f$ – частота перемикання;
$P_{Tre} = k_e f^2 B^2 V_c$	$k_e$ – коефіцієнт вихрових струмів (залежить від параметрів матеріалу); $V$ – об'єм осердя.	

## II. АНАЛІЗ СКЛАДОВИХ ВТРАТ В ДЖЕРЕЛІ ЖИВЛЕННЯ

За основу для аналізу складових втрат в джерелі живлення було використано схему на рис. 1. Загальні втрати запропонованої схеми визначаються як сума втрат в окремих блоках.

Найбільша частина загальних втрат зарядного пристрою пов'язана з динамічними втратами в напівпровідникових елементах і втратами провідності, що спричиняються паразитними опорами [4], [7].

Більшість теоретичних підходів до розрахунку втрат в індуктивних елементах силових схем базуються на застосуванні рівняння Штейнмеца, яке визначає залежність потужності втрат від об'єму осердя, частоти комутації та індукції в магнітопроводі [5].

За результатами аналізу методик для розрахунку потужності втрат на елементах перетворювачів джерела живлення [8]–[12] було визначено і впорядковано необхідні для розрахунку рівняння у вигляді

табл. 1. Далі на основі цих формул будуть отримані розрахункові залежності і побудовано графіки залежності потужності втрат від частоти перемикання напівпровідникових елементів формувача імпульсів струму та зарядного пристрою.

## III. ПЕРЕТВОРЮВАЧ З РОЗДІЛЕНИМ П-ПОДІБНИМ ФІЛЬТРОМ В ЯКОСТІ ФОРМУВАЧА ІМПУЛЬСІВ СТРУМУ

Альтернативним варіантом реалізації формувача імпульсів струму джерела живлення для контактного мікрозварювання є двонаправлений перетворювач, так званий Split-ri converter або перетворювач з розділеним П-подібним фільтром. Базову топологію цього перетворювача, яка наведена на рис. 2, запропонував у 2004 році Тимоті Річард Крокер (англ. Timothy Richard Crocker) [13]. Ця топологія має низку переваг. Перш за все слід відзначити, що вона дозволяє реалізувати протікання струму у обох напрямках, тобто є двонаправленою. Також комірки такого перетворювача можна підключати паралельно з перетворювачами іншого типу, або з такими ж перетворювачами, тому на їх основі можна будувати багатофазні системи, де розміри та вартість



компонентів можуть відігравати значну роль. Ще однією перевагою є те, що цей перетворювач може формувати вихідну напругу як вище, так і нижче відносно вхідної напруги [14].

Оскільки у формувачі імпульсів струму можлива ситуація, коли напруга на вході, тобто на проміжному накопичувачі енергії, буде нижче за вихідні, то властивість перетворювача з розділеним П-подібним фільтром як підвищувати, так і понижувати вихідну напругу може бути корисною. Також, можливість паралельного підключення перетворювача дасть змогу реалізувати багатофазну систему формувача імпульсів струму зі ступінчастим формуванням кривої зварювального струму. Відповідно, даний перетворювач розглядається як альтернативне рішення для побудови формувача імпульсу струму для контактного мікрозварювання. Слід зазначити, що для такого перетворювача відсутні методики для оцінки потужності втрат, які можна було б легко адаптувати до особливостей джерела живлення для контактного мікрозварювання. Тому задача визначення складових потужності втрат так само є актуальною.

По своїй суті, перетворювач з розділеним П-подібним фільтром – це комбінація підвищуючого та понижуючого перетворювачів з конденсатором, розташованим між ними. Перетворювач може працювати в трьох режимах – режимі підвищення вихідної напруги, режимі пониження вихідної напруги та у режимі стабілізації без зміни рівня напруги на виході. У режимі пониження транзистор S1 ввімкнений, а транзистор S2 вимкнений протягом усього періоду. Транзистори S3, S4 працюють в режимі ключів у протифазі один відносно одного, як у синхронному понижуючому перетворювачі. У режимі підвищення транзистор S3 ввімкнений, а S4 вимкнений протягом усього періоду. Транзистори S1 і S2 працюють в режимі ключів у протифазі один відносно одного, як і в синхронному підвищуючому перетворювачі flyback. Режим стабілізації без зміни рівня вихідної напруги можна використовувати, коли вихідна та вхідна напруга мають бути однаковими за рівнем. Під час цього режиму транзистори S1, S4 працюють у протифазі по відношенню до транзисторів S2, S3. Відмінністю режиму стабілізації є те, що жоден транзистор не залишається ввімкненим протягом усього періоду. Це може бути корисним при використанні потужних схем перетворювачів, і формувач імпульсів струму для контактного мікрозварювання не є виключенням [15], [16].

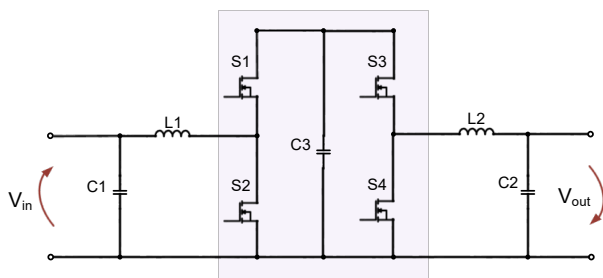


Рис. 2 Базова топологія перетворювача з розділеним П-подібним фільтром

Для даної топології можна провести аналогію з синхронним підвищуючим і понижуючим перетворювачами, у яких зворотний діод замінено синхронним транзистором MOSFET. Синхронний транзистор ввімкнений таким чином, що струм протікає не від стоку до витоку, а навпаки, що дозволяє запобігти проходженню наскрізних струмів через паразитний діод транзистора. Таке рішення дозволяє зменшити потужність статичних втрат у схемі, оскільки опір відкритого каналу транзистора менший за опір діода у стані провідності. Однак, зі зростанням частоти перемикання, зростають динамічні втрати за рахунок перемикання транзистора. Результати досліджень характеристик схем перетворювачів з синхронним транзистором наведені в [2], [6], [7], [10] та інших. Необхідно відзначити, що вони знайшли широке практичне застосування в сучасній перетворювальній техніці.

#### IV. Оцінка потужності втрат за допомогою ІМІТАЦІЙНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

Оцінку потужності втрат в основних функціональних елементах силової частини джерела живлення було виконано за допомогою імітаційного моделювання. Необхідно зазначити, що наведені результати є справедливими для структури джерела живлення, коли кожен функціональний вузол утворено однією коміркою. Вихідні дані для аналізу втрат в зарядному пристрої, формувачі імпульсів струму на основі перетворювача зі зниженням напруги, а також – перетворювача з розділеним П-подібним фільтром наведено в табл. 2, табл. 3 і табл. 4, відповідно.

ТАБЛИЦЯ 2 ВИХІДНІ ДАНІ ТА ПАРАМЕТРИ КОМПОНЕНТІВ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ ПОТУЖНОСТІ ВТРАТ ЗАРЯДНОГО ПРИСТРОЮ

Зарядний пристрій					
Вихідні дані		Параметри компонентів			
$U_{ax}$ , В	230	D2	GSD2004W-V	Tr1	core N87 ferrite EFD-25
$U_{aux}$ , В	5	D3	DFLZ33	C1, C3	Maxwell 300Ф 2.5B
$I_{aux}$ , А	5	D1	PDS760	M3	Si7802DN
$f$ , кГц	50...500				

ТАБЛИЦЯ 3 ВИХІДНІ ДАНІ ТА ПАРАМЕТРИ КОМПОНЕНТІВ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ ПОТУЖНОСТІ ВТРАТ ФОРМУВАЧА ІМПУЛЬСІВ НА ОСНОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЗІ ЗНИЖЕННЯМ НАПРУГИ

Перетворювач зі зниженням напруги			
Вихідні дані		Параметри компонентів	
$U_{ax}$ , В	5	C1	4.7 мкФ, 35В
$U_{aux}$ , В	2	Q1	IP7004N03L
$I_{aux}$ , А	100	Q2	IP7004N03L
$f$ , кГц	50...500	L1	SK-28M (TOHO Zinc) тороїдальної форми
$t_{om}$ , мкс	0.416	C2	4.7 мкФ, 35В



ТАБЛИЦЯ 4 ВИХІДНІ ДАНІ ТА ПАРАМЕТРИ КОМПОНЕНТІВ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ ПОТУЖНОСТІ ВТРАТ ПЕРЕТВОРЮВАЧА З РОЗДІЛЕНИМ П-ПОДІБНИМ ФІЛЬТРОМ

Перетворювач з розділеним П-подібним фільтром			
Вихідні дані		Параметри елементів	
$U_{вх}, B$	5	$C1, C2, C3$	4.7 мкФ
$U_{вих}, B$	2.5	$L1, L2$	0.16 мкГн
$I_{вих}, A$	100	$M1-M4$	ИРТ004N03L
$f, кГц$	50...500	$t_{он}, мкс$	0.5

Для моделювання було використано середовище LTspice. Модель зарядного пристрою, формувача імпульсів на основі перетворювача зі зниженням напруги, а також – перетворювача з розділеним П-подібним фільтром наведено на рис. 3, 4 і 5, відповідно.

При побудові моделей використано вихідні дані табл. 2, 3 і 4. Параметри джерел імпульсів керування у моделях –  $V2$  на рис. 3,  $V2, V3$  на рис. 4, та  $V2-V5$  на рис. 5 – було встановлено відповідно до частоти імпульсів керування, яка змінювалась в діапазоні 50...500 кГц, а також коефіцієнту заповнення імпульсів керування 40 % (50 % для схеми перетворювача з розділеним П-подібним фільтром).

У моделі зарядного пристрою (рис. 3) діодний міст і вхідний фільтр було представлено у вигляді джерела постійної напруги, що несуттєво знизило точність оцінки втрат але дозволило суттєво спростити процес моделювання. Також в моделі зарядного пристрою ємність вихідного суперконденсаторного модуля враховано в масштабі, оскільки врахування фактичних значень ємності вимагає невиправдано великої тривалості процесу моделювання, і, відповідно, ускладнює цей процес.

Залежності ККД від частоти імпульсів керування отримано двома шляхами – аналітичним, за формулами табл. 1 та за допомогою імітаційної моделі. Отримані залежності наведено на рис. 6 (а-в). Тут переривчаста крива 1 це залежність ККД у відповідних схемах, обчислена аналітичним шляхом, без врахування потужності втрат в індуктивних елементах. Крива 2 – також отримана аналітичним шляхом – показує залежності ККД у схемах з урахуванням потужності втрат в індуктивних елементах. Переривчастою кривою 3 показано залежності ККД в схемах, які отримано в результаті імітаційного моделювання з урахуванням потужності втрат в індуктивних елементах.

Отримані результати узгоджуються з тим, що втрати в індуктивних елементах прямо пропорційні частоті перемикання і максимальній амплітуді магнітної індукції [8]. З побудованих залежностей ККД (рис. 6 а-в) видно, що при збільшенні частоти перемикання напівпровідникових елементів схем, втрати потужності в індуктивних елементах мають суттєвий вплив на ККД та енергоефективність джерела живлення, і, відповідно, ними не можна нехтувати при виконанні аналізу енергоефективності в джерелах живлення для контактного мікрозварювання.

Аналіз отриманих залежностей для кожної з досліджуваних частин джерела живлення показав наступне. У всьому діапазоні зміни частоти керування залежність ККД у схемах з урахуванням потужності втрат в індуктивних елементах (крива 2) має однаковий характер із ККД в схемах, які отримано в результаті імітаційного моделювання з урахуванням потужності втрат в індуктивних елементах (крива 3), хоча необхідно відзначити наявність систематичної похибки. Наявність цієї похибки можна пояснити тим, що елементи імітаційної моделі враховують більшу кількість параметрів реальних приладів, і, відповідно, створюють додаткові складові втрат в порівнянні з розрахунковою моделлю. Без врахування систематичної похибки відхилення кривої 2 від кривої 3 не перевищує 5%, що є прийнятним для подібних розрахунків і свідчить про можливість використання отриманих залежностей на практиці.

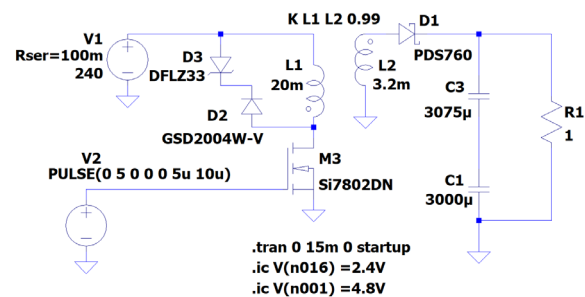


Рис. 3 Модель зарядного пристрою в середовищі LTspice

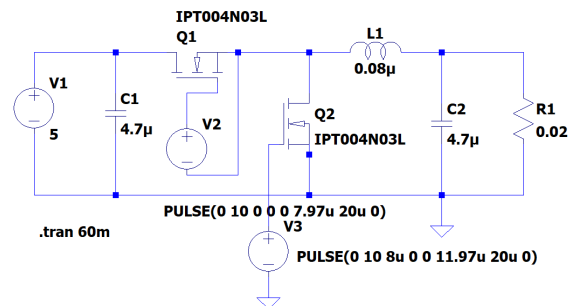


Рис. 4 Модель формувача імпульсів на основі перетворювача зі зниженням напруги в середовищі LTspice

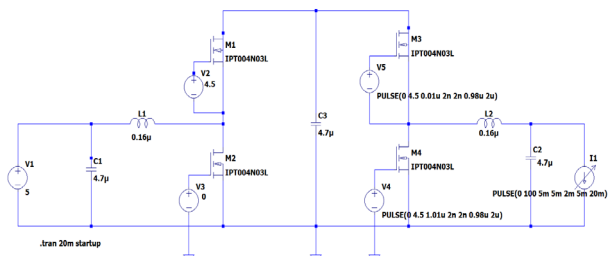


Рис. 5 Модель формувача імпульсів на основі перетворювача з розділеним П-подібним фільтром у середовищі LTspice

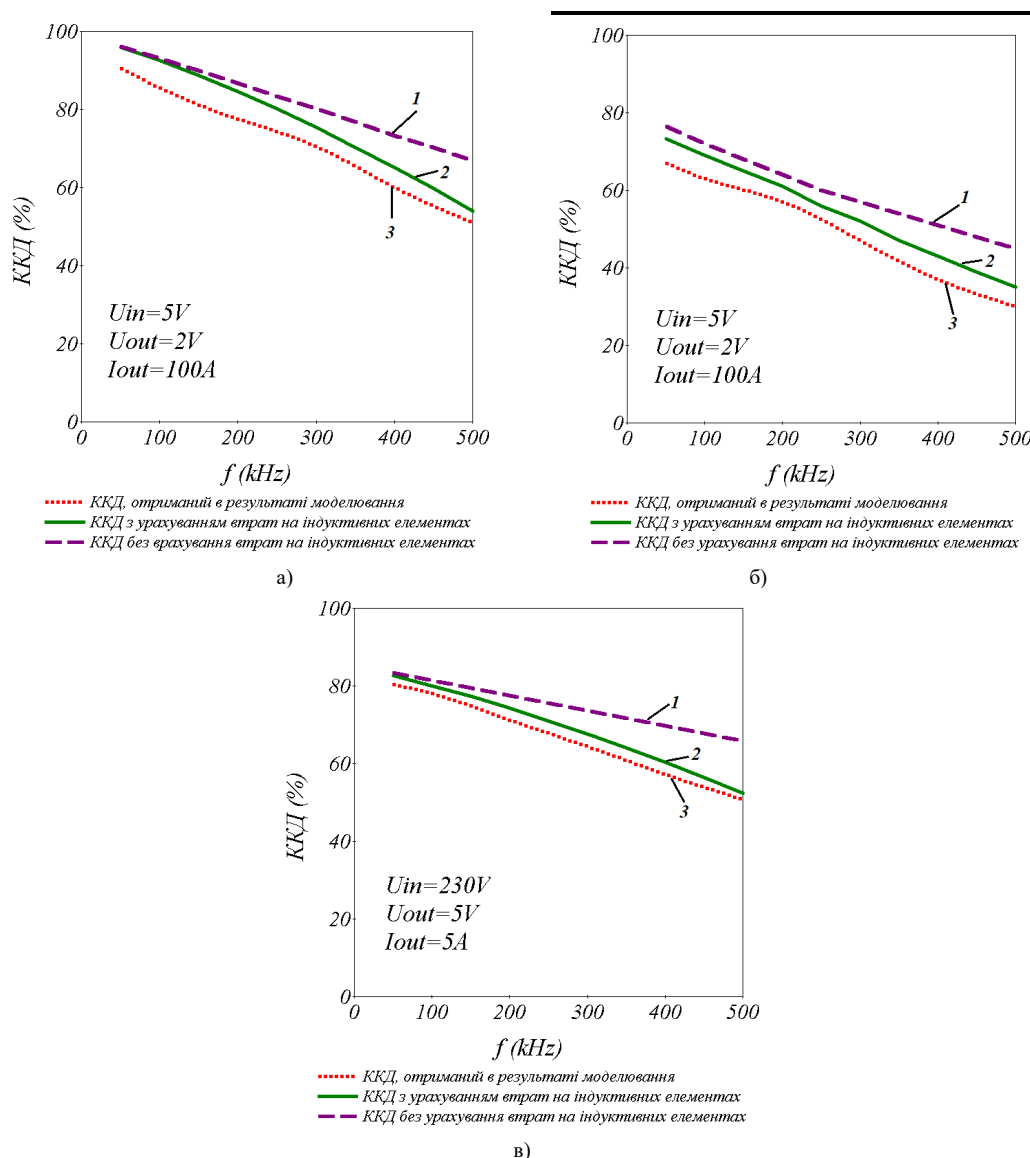


Рис. 6 Залежності ККД від частоти формувача імпульсів струму на основі перетворювача зі зниженням напруги (а), на основі перетворювача з розділеним П-подібним фільтром (б) та у зарядному пристрої (в)

### ВИСНОВКИ

Таким чином в роботі проведено аналіз складових потужності втрат джерела живлення для контактного мікрозварювання. За допомогою імітаційного моделювання для структури джерела живлення, коли кожен функціональний вузол утворено однією коміркою, уточнено оцінку потужності втрат в основних складових силової частини джерела живлення для контактного мікрозварювання.

Отримані результати показали, що на високих частотах 200...500 кГц підвищується значимість втрат потужності в магнітних елементах та збільшується їх вплив на загальний ККД подібних схем, що свідчить про необхідність врахування цих складових потужності втрат при проведенні практичних розрахунків.

Потужність втрат в перетворювачі з розділеним П-подібним фільтром є вищою за потужність втрат у перетворювачі зі зниженням напруги у всьому діа-

пазоні досліджуваних частот. За таких умов доцільність топології перетворювача з розділеним П-подібним фільтром як альтернативи – є сумнівною. Але вбачається, що використання нової елементної бази, нестандартні підходи до оптимізації під час конструювання багатокоміркової структури можуть забезпечити у порівнянні з перетворювачем зі зниженням напруги співмірну, або навіть меншу, потужність втрат. З урахуванням інших переваг топології перетворювача з розділеним П-подібним фільтром, доцільним буде спрямувати подальші зусилля на всебічний аналіз таких перетворювачів і їх модифікацій як основи для побудови формувача імпульсів струму для контактного мікрозварювання.

### ПОДЯКА

Роботу виконано за підтримки Міністерства освіти і науки України (ДБ № 0119U100189 та № 0120U101285).



## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- [1] H. Zhang and J. Senkara, *Resistance welding: fundamentals and applications*. Boca Raton, FL: CRC/Taylor & Francis, 2006, ISBN: 9780849323461.
- [2] O. Bondarenko *et al.*, “Modular Power Supply for Micro Resistance Welding,” *Electr. Control Commun. Eng.*, vol. 12, no. 1, pp. 20–26, Jul. 2017, DOI: [10.1515/eccc-2017-0003](https://doi.org/10.1515/eccc-2017-0003).
- [3] I. Pentegov, V. Sydorets, I. Bondarenko, O. Bondarenko, and P. Safronov, “Estimation of supercapacitor efficiency in use for resistance welding,” in *2015 16th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, 2015, pp. 142–145, DOI: [10.1109/CPEE.2015.7333360](https://doi.org/10.1109/CPEE.2015.7333360).
- [4] A. Capitaine, G. Pillonnet, T. Chailloux, F. Khaled, O. Ondel, and B. Allard, “Loss analysis of flyback in discontinuous conduction mode for sub-mW harvesting systems,” in *2016 14th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, 2016, pp. 1–4, DOI: [10.1109/NEWCAS.2016.7604810](https://doi.org/10.1109/NEWCAS.2016.7604810).
- [5] C. Larouci, J.-P. Keradec, J.-P. Ferrieux, L. Gerbaud, and J. Roudet, “Copper losses of flyback transformer: search for analytical expressions,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 3, pp. 1745–1748, May 2003, DOI: [10.1109/TMAG.2003.810411](https://doi.org/10.1109/TMAG.2003.810411).
- [6] A. V. Peterchev and S. R. Sanders, “Digital loss-minimizing multimode synchronous buck converter control,” in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, pp. 3694–3699, DOI: [10.1109/PESC.2004.1355129](https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355129).
- [7] Y. Chen, P. Asadi, and P. Parto, “Comparative analysis of power stage losses for synchronous Buck converter in Diode Emulation mode vs. Continuous Conduction Mode at light load condition,” in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 1578–1583, DOI: [10.1109/APEC.2010.5433442](https://doi.org/10.1109/APEC.2010.5433442).
- [8] C. R. Sullivan, J. H. Harris, and E. Herbert, “Core loss predictions for general PWM waveforms from a simplified set of measured data,” in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 1048–1055, DOI: [10.1109/APEC.2010.5433375](https://doi.org/10.1109/APEC.2010.5433375).
- [9] Z. Ivanovic, B. Blanus, and M. Knezic, “Power loss model for efficiency improvement of boost converter,” in *2011 XXIII International Symposium on Information, Communication and Automation Technologies*, 2011, pp. 1–6, DOI: [10.1109/ICAT.2011.6102129](https://doi.org/10.1109/ICAT.2011.6102129).
- [10] M. I. Mihaie, “Toward the ‘ideal diode’ using power MOSFET in full wave synchronous rectifiers for low voltage power supplies,” in *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2008, pp. 1384–1387, DOI: [10.1109/SPEEDHAM.2008.4581138](https://doi.org/10.1109/SPEEDHAM.2008.4581138).
- [11] F. Fiorillo, C. Beatrice, O. Bottauscio, and E. Carmi, “Eddy-Current Losses in Mn-Zn Ferrites,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 1, pp. 1–9, Jan. 2014, DOI: [10.1109/TMAG.2013.2279878](https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2279878).
- [12] G. Veksler, *Rozrakhunok elektrozhivyl'nykh prystroyiv [Calculation of power supply devices]*. Kyiv: Technika, 1970.
- [13] T. R. Crocker, “Power converter and method for power conversion,” U.S. Patent 20040212357 A1, 2004.
- [14] M. Singhai, N. Pilli, and S. K. Singh, “Modeling and analysis of split-Pi converter using State space averaging technique,” in *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2014, pp. 1–6, DOI: [10.1109/PEDES.2014.7042109](https://doi.org/10.1109/PEDES.2014.7042109).
- [15] S. A. Khan, N. K. Pilli, and S. K. Singh, “Hybrid Split Pi converter,” in *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2016, pp. 1–6, DOI: [10.1109/PEDES.2016.7914370](https://doi.org/10.1109/PEDES.2016.7914370).
- [16] A. Alzahrani, P. Shamsi, and M. Ferdowsi, “Single and interleaved split-pi DC-DC converter,” in *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2017, pp. 995–1000, DOI: [10.1109/ICRERA.2017.8191207](https://doi.org/10.1109/ICRERA.2017.8191207).

Надійшла до редакції 28 липня 2020 року

# Analysis of Power Losses in Power Supply for Micro Resistance Welding

T. O. Karbivska<sup>f</sup>, ORCID [0000-0003-4340-2889](https://orcid.org/0000-0003-4340-2889)

Yu. V. Kozhushko<sup>f</sup>, ORCID [0000-0002-4045-4088](https://orcid.org/0000-0002-4045-4088)

O. F. Bondarenko<sup>s</sup>, PhD Assoc.Prof., ORCID [0000-0002-4276-1145](https://orcid.org/0000-0002-4276-1145)

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute" ROR [00syn5v21](https://ror.org/00syn5v21)  
Kyiv. Ukraine

**Abstract**— Analysis of particularities of technology and topologies of micro resistance welding power supply main part showed that the welding machines have special energy consumption character. Quite large energy is consumed during short pulses. This feature of energy consumption can cause the negative influence of micro resistance welding machine power supplies on a power network. To minimize this effect, the power supplies for micro resistance welding are designed according to the Energy Storage topology, which includes the obligatory elements like a charger, an energy storage, and a current pulse generator.

The analysis of power loss components in the main functional units of the power supply for micro resistance welding, charger, and current pulse generator, was carried out. The estimation of power losses in the main units of the power supply for the micro resistance welding machine was specified by simulation of the structure, in which the functional unit is formed by one cell. An alternative topology for constructing a current pulse generator was considered – a topology of Split- $\pi$  converter. Also, simulation of the circuits of the main functional units of the power supply for micro resistance welding using LTspice was performed, and the obtained results were compared with the results of analytical calculations. The obtained results showed that at high frequencies, 200... 500 kHz, the significance of power losses in magnetic elements increases, and their influence on the overall efficiency of the circuits increases, which indicates the necessity to take into account these components of power losses in practical calculations.

It was found out that the power losses in the Split- $\pi$  converter were higher than the ones in the Buck converter over the entire range of the studied frequencies. Under such conditions, the expediency of the use of the Split- $\pi$  converter topology as an alternative is questionable. At the same time, it was noted that the use of a new element base and non-standard approaches to optimization during the design of a multi-cell structure could provide equal or even lower power losses compared to the Buck converter. Given the other advantages of the topology of Split- $\pi$  converter, it is advisable to focus further efforts on a comprehensive analysis of such converters and their modifications as a basis for designing a current pulse generator for micro resistance welding.

**Keywords** — *micro resistance welding; energy storage; flyback converter; current pulse generator; power losses; Split- $\pi$  converter.*

