



ТЕХНИЧЕСКИ  
УНИВЕРСИТЕТ -  
СОФИЯ



ФАКУЛТЕТ ПО  
ЕЛЕКТРОННА ТЕХНИКА  
И ТЕХНОЛОГИИ

Катедра „Силова електроника“

**ДИПЛОМНА РАБОТА**

Тема: „ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ ОТ СИСТЕМА ЗА СЪХРАНЕНИЕ НА ЕНЕРГИЯ В  
ХИБРИДЕН АВТОМОБИЛ“

РЪКОВОДИТЕЛ: .....

/доц. д-р. инж. Д.Арнаудов/

ДИПЛОМАНТ:

/Тони Боровски/

спец. „Електронни системи за хибридни  
и електромобили“,

фак. номер: 901322008

София  
2026 год.

**Приложение № 2**



Катедра: Силова електроника

Заверка на студ. канцелария на ФЕТТ  
*Семестриално завършил*  
Подпись (печат): .....  
Дата: .....

Утвърждавам: *ФЕТТ*  
Декан:  
/ проф. д-р инж. Иво Илиев /

Дата на задаване: 19.05.2025 г.

Дата на предаване: 12.07.2025 г.

**ЗАДАНИЕ**  
за дипломна работа

На дипломанта: Тони Цочев Боровски

Факултетен номер: 901322008 e-mail: tborovski@tu-sofia.bg

Образователно-квалификационна степен: Магистър

Специалност: Електронни системи за хибридни и електромобили

1. Тема: Преобразувател от система за съхранение на енергия в хибриден автомобил

2. Заявител на темата: Силова електроника  
(катедра, външна организация)

3. Изходни данни:

- Автомобилна захранваща шина – номинално напрежение : 48V/DC;
- Изходна мощност 1kW;
- Суперкондензатор 24V/375F;

4. Обяснителна записка:

4.1. Литературен преглед на DC-DC преобразуватели. Преглед и основни характеристики на суперкондензори. Двупосочни преобразуватели. Преглед на силова система на хибриден автомобил с 48V DC шина.

4.2. Проектиране на система с двупосочен преобразувател и елемент за съхранение на енергия суперкондензатор.

4.3. Симулационно изследване на преобразувателя.

5. Графична част:

- Пълна принципна схема;
- Резултати от симулационни изследвания.

Дипломант: ..... Консултант: ..... Ръководител: .....  
  
/ Тони Боровски / / доц. д-р. инж. Д. Арнаудов /

Ръководител катедра  
“Силова електроника”: .....  
/доц. д-р. инж. Вл. Димитров /

## ДЕКЛАРАЦИЯ

Глава I - 48V автомобилни системи за електрическо приведение

4.1. Неприменими принципи на изследване и разработване

4.2. Техническа характеристика на 48V агрегат

Долуподписаният: **Тони Цочев Боровски**, декларирам, че съм разработил самостоятелно представената работа. Не съм използвал източници или ресурси, освен посочените. Ясно съм обозначил използваните източници, които са цитирани буквально или по смисъл, включително и публично достъпни генератори на съдържание, използващи изкуствен интелект.

Декларирам и че работата не е представяна в рамките на друга дипломна защита.

Подпись:   
Дата: 28.01.2026г.

Подпись: 

# СЪДЪРЖАНИЕ

Списък на фигураните .....	4
Списък на таблиците .....	6
Въведение .....	7
Глава I 48V автомобилни системи – възникване, развитие и приложение.....	8
I.1 Исторически преглед .....	8
I.2 Технически характеристики на 48V архитектурата.....	10
I.3 Приложения и предимства на 48V системите .....	13
Глава II DC/DC Преобразуватели .....	14
II.1 Основни типове DC/DC преобразуватели.....	14
II.2 Еднопосочни DC/DC ключови преобразуватели .....	16
II.2.1 Повишаващ-понижаващ (Buck-Boost) преобразувател.....	16
II.2.2 SEPIC преобразувател .....	18
II.2.3 Чук преобразувател .....	20
II.2.4 Zeta преобразувател.....	21
II.3 Двупосочни преобразуватели .....	23
II.3.1 Приложение.....	23
II.3.2 Мостов двупосочен преобразувател .....	24
II.3.3 Двупосочен преобразувател съставен от два полумостови двупосочни пробозувателя.....	25
II.3.4 Двупосочен паралелен понижаващ-повишаващ DC/DC преобразувател с фазово изместване (Interleaved Bidirectional Buck/Boost DC/DC Converter) .....	25
II.4 Сравнение на топологии.....	28
Глава III Проектиране на система за съхранение на енергия.....	29
III.1 Блокова схема на системата.....	29
III.2 Избор на топология .....	30
III.3 Избор на управляваща интегрална схема.....	31
III.3.1 Описание .....	31
III.3.2 Списък с взводи на управляваща схема LM5171.....	33
III.4 Избор на микроконтролер .....	36
III.4.1 Ключови системни изисквания към MCU.....	36
III.4.2 Обосновка за STM32L5x2 (STM32L552) .....	36
III.4.3 Периферии от значение за приложението .....	36
III.4.4 Описание на изводите на контролера .....	37

III.4.5	Алтернативи и аргументи .....	39
III.5	Избор на контактори .....	39
III.5.1	Архитектура на включване .....	40
III.5.2	Критерии за избор .....	40
III.5.3	Препоръчани конфигурации.....	41
III.5.4	Извод .....	41
III.6	Избор и разглеждане на ултракондензатори .....	42
III.6.1	Ултракондензатори .....	42
	<b>Глава IV Оразмеряване на силова и управляваща схема .....</b>	<b>45</b>
IV.1	Определяне на работните коефициенти на запълване.....	45
IV.2	Оразмеряване на основния дросел .....	47
IV.3	Избор на ограничаващи компоненти (токов шунт и напрежителен делител):.....	48
IV.4	Избор и оразмеряване на силовите MOSFET транзистори.....	48
IV.5	Избор на конкретен силов транзистор .....	48
IV.6	Капацитет на HV и LV страните .....	49
IV.7	Оразмеряване на управляваща схема .....	50
IV.8	Загуби в активни и пасивни компоненти, ефективност .....	54
	<b>Глава V Симулационно изследване .....</b>	<b>56</b>
V.1	LT spice симулация.....	56
V.2	PSpice симулация .....	59
V.3	TI WEBENCH Power Designer Симулация .....	60
	<b>Заключение .....</b>	<b>62</b>
	<b>Литература.....</b>	<b>64</b>
	<b>Приложение 1 – Пълна принципна схема .....</b>	<b>65</b>
	<b>Приложение 2 – ...Списък с елементи... .....</b>	<b>66</b>
	<b>Приложение 3 – ...Графики при Boost режим.....</b>	<b>72</b>
	<b>Приложение 4 – ...Графики при Buck режим... .....</b>	<b>78</b>

## СПИСЪК НА ФИГУРИТЕ

Фигура 1 Енергийни потоци в хибриден автомобил [1]	8
Фигура 2 Домейн-базирана електрическа и електронна архитектура на автомобил с централизирано управление и зонални контролери [2]	9
Фигура 3 Сравнение между 12 V и 48 V автомобилна архитектура по отношение на токове, загуби в кабелите, маса и себестойност при захранване на зонален контролен модул и електрически мотор [2]	9
Фигура 4 Сравнение между разпределена и централизирана 12 V захранваща архитектура в зонален автомобилен контролен модул [2]	11
Фигура 5 Примерна схема на 48 V автомобилна електрическа архитектура с паралелно съществуващи 12 V и 48 V шини [3]	11
Фигура 6 Взаимодействие между 48 V и 12 V системи чрез двупосочен DC/DC преобразувател [3]	11
Фигура 7 Взаимодействие между 48 V и 12 V системи чрез двупосочен DC/DC преобразувател [3]	12
Фигура 8 Линеен преобразувател [4]	15
Фигура 9 Понижаващ преобразувател [5]	15
Фигура 10 Повишаващ-понижаващ преобразувател [5]	16
Фигура 11 Синхронен повишаващ-понижаващ преобразувател [5]	16
Фигура 12 Еквивалентни схеми на Buck-Boost преобразувател при включен и изключен ключ [5]	17
Фигура 13 Токът(a) и напрежението(b) на бобината [5]	18
Фигура 14 Токът през диода(c) и през кондензатора(d) [5]	18
Фигура 15 Принципна схема на SEPIC преобразувател [6]	18
Фигура 16 Еквивалентна схема на SEPIC преобразувател при включен ключ [6]	19
Фигура 17 Времедиаграми при SEPIC преобразувател [6]	20
Фигура 18 Принцип на действие и посоки на протичане на токовете при преобразувател [5]	21
Фигура 19 Принципна схема на ZETA DC/DC преобразувател [7]	21
Фигура 20 Схема , принцип на действие и посоки на протичане на токовете [7]	22
Фигура 21 Формата на токовете през елементите в схемата [7]	22
Фигура 22 Изискване за работно напрежение на устройства по ISO21780 [2]	23
Фигура 23 Дърво на двупосични топологии, изолирани и неизолирани [3]	23
Фигура 24 Принцип на работа на мостов двупосочен DC/DC преобразувател [8]	24
Фигура 25 Двупосочен преобразувател, съставен от два последователно свързани полумостови преобразувател [8]	25
Фигура 26 Двупосочен interleaved buck-boost DC/DC преобразувател с фазово изменстване [9]	26
Фигура 27 Регулировъчна характеристика на преобразувателя в повишаващ режим [8]	27
Фигура 28 Предавателни функция (блокова) на двупосочен преобразувател с фазово изменстване [9]	27
Фигура 29 Регулировъчна характеристика на преобразувателя в понижаващ режим	28
Фигура 30 Сравнение на основни DC/DC топологии по ефективност, пулсации и сложност [3]	29
Фигура 31 Опростена блокова схема на двупосочния DC/DC преобразувател	29
Фигура 32 Блокова схема на управляващата интегрална схема LM5171 [10]	31

Фигура 33 Основни функционални блокове и периферии на LM5171 [10]	32
Фигура 34 Архитектура на включване на контакторите в 48 V системата	40
Фигура 35 Сравнение на напрежението във времето при зареждане и разреждане на акумулаторна батерия и суперкондензатор при постоянен ток [11]	42
Фигура 36 Диаграма на Рагоне, показваща съотношението между енергийна плътност и мощностна плътност за кондензатори, суперкондензатори, батерии и горивни клетки	43
Фигура 37 Принципна схема на силова част	45
Фигура 38 Изходни данни [12]	46
Фигура 39 Коефициент на запълване от калкулатор [12]	47
Фигура 40 Калкулация на индуктор [12]	47
Фигура 41 [12]	49
Фигура 42 [12]	50
Фигура 43 [12]	50
Фигура 44	50
Фигура 45 [12]	51
Фигура 46 [12]	51
Фигура 47 [12]	51
Фигура 48 [12]	52
Фигура 49 [12]	52
Фигура 50 [12]	53
Фигура 51 [12]	53
Фигура 52 [12]	53
Фигура 53 [12]	54
Фигура 54 Симулационен модел на двуфазен interleaved понижаващо-повишаващ (buck-boost) DC/DC преобразувател с фазово изместване и двупосочен поток на енергия	56
Фигура 55 Времедиаграма в режим на понижаване	56
Фигура 56	57
Фигура 57	57
Фигура 58	58
Фигура 59	58
Фигура 60 Първа част от схема за тестване на динамика на схемата	59
Фигура 61	59
Фигура 62	60

## **СПИСЪК НА ТАБЛИЦИТЕ**

Таблица 1.....	28
Таблица 2 [10] .....	32
Таблица 3.....	33
Таблица 4.....	36
Таблица 5.....	39
Таблица 6.....	41
Таблица 7.....	49
Таблица 8.....	49
Таблица 9.....	49
Таблица 10.....	49
Таблица 11 [13] .....	55

## ВЪВЕДЕНИЕ

Автомобилната индустрия се намира в период на дълбока трансформация, в основата на която стои процесът на електрификация. Нарастващите изисквания за намаляване на вредните емисии, въвеждането на все по-строги регулатции от типа на EURO 6/7 и CAFE стандартите, както и стремежът за подобряване на горивната ефективност и динамиката на автомобилите налагат прилагането на нови технологии. Докато изцяло електрическите превозни средства са бъдещето, тяхното масово въвеждане е свързано с редица предизвикателства като висока цена, ограничения в пробега и необходимост от изграждане на мащабна инфраструктура за зареждане. В този контекст 48V mild-hybrid системите се оформят като междинно, но изключително ефективно решение, което позволява на производителите да постигнат значително намаление на разхода на гориво и емисии, без да увеличават прекомерно себестойността на автомобила.

Традиционната 12V електрическа архитектура, използвана в автомобилите от десетилетия, постепенно достига физическите си граници. При мощности над 3–4 kW необходимите токове надвишават 250–300 ампера, което води до сериозни загуби, окабеляване с увеличено сечение и ограничения върху възможността за внедряване на нови мощни електрически консуматори. С въвеждането на 48V системи тези ограничения се преодоляват – при четири пъти по-високо напрежение загубите намаляват шестнадесетократно, а мощността, която може да бъде управлявана безопасно, нараства до 15–20 kW. Освен това 48V остава под регулаторно определената граница от 60V DC за „безопасно ниско напрежение“, което позволява интеграция без необходимост от скъпни мерки за високо напрежение.

Приложенията на тази архитектура вече се виждат в редица модели на водещи производители. Mercedes-Benz използва своята система EQ Boost, Audi въвежда 48V електрически компресори за елиминиране на турбо-лага, а BMW прилага ISG (Integrated Starter Generator) за плавно стартирание на двигателя и възстановяване на енергия при спиране. Реалните резултати показват икономия на гориво от 8 до 15%, по-добра динамика и по-плавна работа на системите Start-Stop.

Ключова роля в тези системи има енергийният буфер, който трябва да осигурява както кратковременни високи мощности при ускорение, така и ефективно усвояване на енергия при рекуперация. Литиево-йонните батерии предлагат висока енергийна плътност (около 200 Wh/kg), но ограничена мощностна плътност (1–5 kW/kg) и ограничен брой цикли на зареждане и разреждане (2000–5000). Това ги прави по-подходящи за дългосрочно съхранение, но не и за бързи импулсни товари. Суперкондензаторите, от друга страна, имат значително по-ниска енергийна плътност, но предлагат изключителна мощностна плътност (до 100 kW/kg), практически неограничен експлоатационен живот (над 500 000 цикъла), много ниско вътрешно съпротивление и широк работен температурен диапазон от -40°C до +65°C. Това ги прави идеални за поемане на върхови товари и за бърза рекуперация на енергия, особено при градско шофиране, където често се редуват ускорения и спирания.

В практиката най-доброто решение е комбинирането на литиево-йонна батерия с малък капацитет (0,5–1 kWh), която осигурява стабилно енергозахранване, и модул от суперкондензатори (100–200 Wh), който поема върховите натоварвания и облекчава

батерията. Така се постига оптимален баланс между енергийна и мощностна плътност, ефективност и дълготрайност.

Съчетаването на 48V системи със суперкондензатори се превръща в ключова стъпка за масовото навлизане на mild-hybrid автомобилите. Тези системи не само намаляват разхода на гориво и емисиите, но и подобряват динамиката, комфорта и надеждността на автомобила. В същото време те са икономически достъпни и позволяват на производителите да отговорят на регулаторните изисквания, без да натоварват прекомерно крайната цена за потребителя. Това прави 48V архитектурата не просто временно, а стратегически устойчиво решение в прехода към бъдещата електрификация на автомобилния транспорт.

## Глава I 48V автомобилни системи – възникване, развитие и приложение

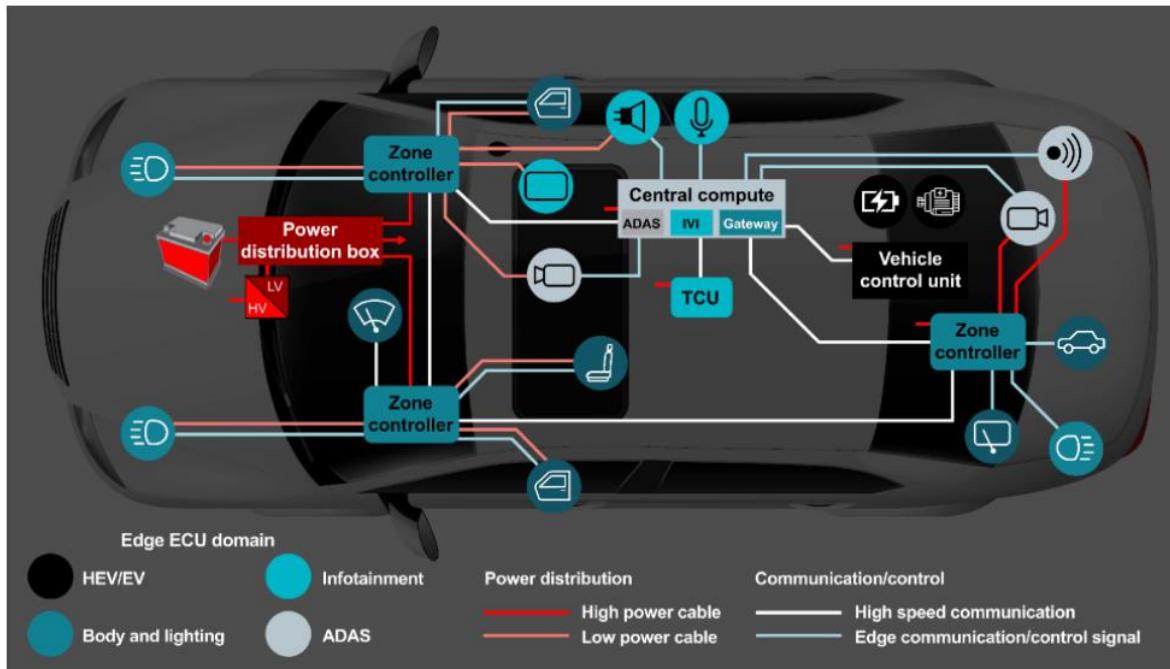


Фигура 1 Енергийни потоци в хибриден автомобил [1]

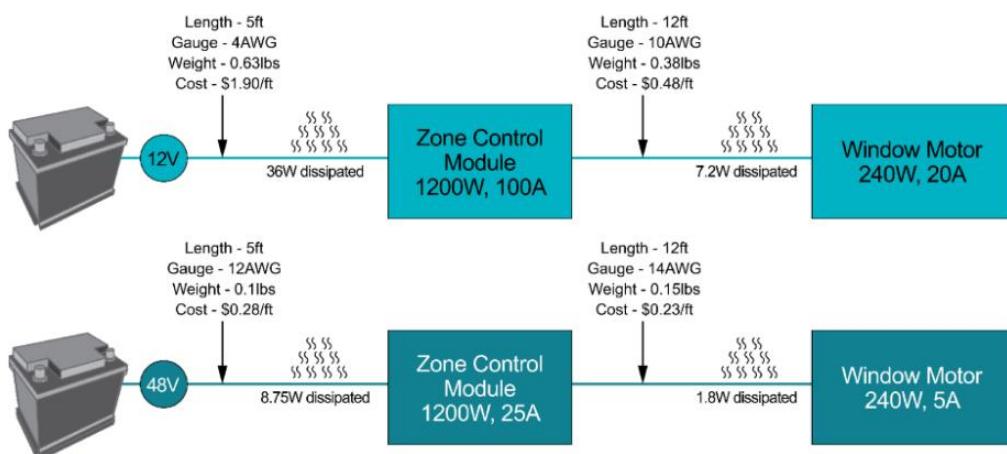
### I.1 Исторически преглед

На фигура 1 е показано схематично представяне на енергийните потоци в хибриден автомобил, показващо връзката и преобразуването между химична, електрическа, механична и термична енергия, както и ролята на управлението на енергията. Развитието на автомобилната електрическа система винаги е било тясно свързано с нарастващите изисквания към безопасността, комфорта и екологичните показатели на превозните средства. В самото начало автомобилите са използвали 6-волтова електрическа система, която е била напълно достатъчна за ограничения по онова време консуматори като запалителната уредба, осветлението и клаксона. С разширяването на функционалността на автомобилите и навлизането на нови електрически системи през 50-те и 60-те години постепенно се утвърждава 12V стандарт, който се запазва като доминиращ в индустрията повече от половина век. През следващите десетилетия натоварването върху 12-волтовата мрежа нараства значително. Появата на системи като електрически стъклa, отопление на седалки, климатична инсталация, системи за сигурност и електронно управление на двигателя довежда до рязко увеличаване на консумираната мощност. При такова напрежение пиковите режими често изискват токове, достигащи 200–250 ампера, което поражда сериозни технически предизвикателства. Високите токове увеличават загубите в проводниците, налагат използването на по-големи сечения и водят до повишаване на теглото на окабеляването, което се отразява негативно върху ефективността на автомобила. В

допълнение се появяват ограничения при внедряването на нови консуматори, изискващи кратковременни, но много високи мощности.



**Фигура 2 Домейн-базирана електрическа и електронна архитектура на автомобил с централизирано управление и зонални контролери [2]**



**Фигура 3 Сравнение между 12 V и 48 V автомобилна архитектура по отношение на токове, загуби в кабелите, маса и себестойност при захранване на зонален контролен модул и електрически мотор [2]**

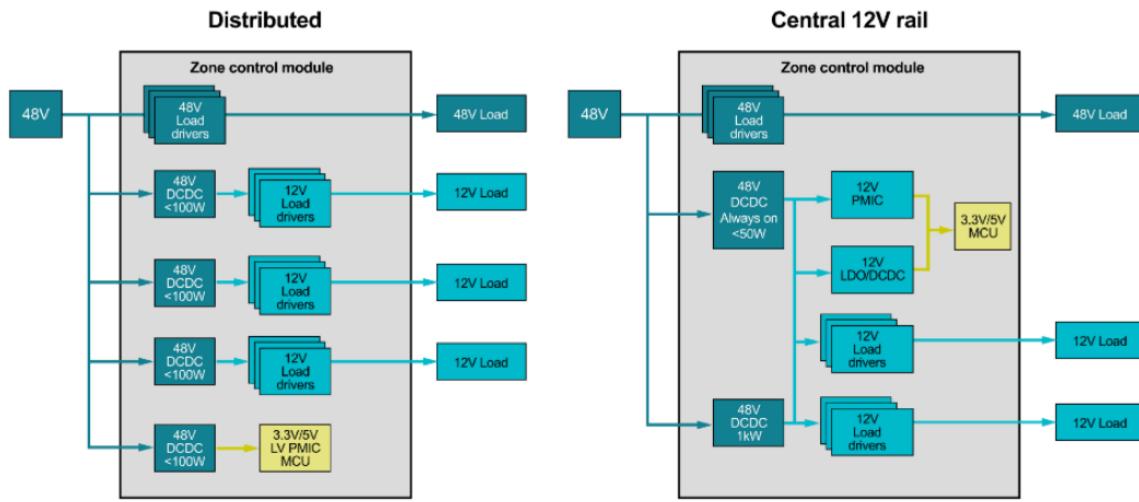
**Фигура 2** е пример за модерна домейн-базирана Е/Е архитектура на автомобил, при която зонални контролери управляват локални товари, а централен изчислителен блок осъществява координация, комуникация и управление на функциите ADAS, инфотеймънт и силови подсистеми. Още в края на 90-те години става ясно, че 12V системата е достигнала практически своите физически граници. Именно поради това около 2000 г. редица водещи автомобилни производители и доставчици на компоненти, сред които Daimler, BMW и

Bosch, започват да проучват концепцията за 42V електрическа архитектура. Тя е базирана на тройно по-високо напрежение спрямо номиналните 14V и е предвиждала обслужване на консуматори с по-голяма мощност и ефективност. Въпреки демонстрираните предимства, преходът към 42V не се реализира масово. Основните причини са свързани с високата цена на новите компоненти, липсата на стандартизация и недостатъчно силен пазарен стимул за промяна в онзи период.

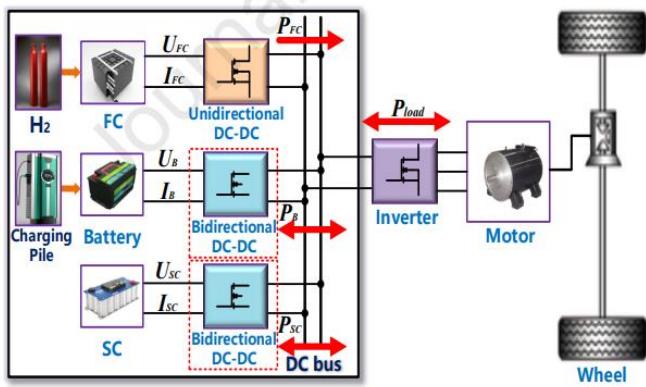
Ситуацията се променя значително през второто десетилетие на XXI век, когато все по-строгите регуляторни изисквания за намаляване на емисиите на CO<sub>2</sub> и необходимостта от повишаване на горивната ефективност поставят индустрията под силен натиск. В този контекст 48V архитектурата се очертава като оптимално решение. Изборът на именно това напрежение не е случаен. От една страна, то е достатъчно високо, за да позволи пренос на значителни мощности при умерени токове, а от друга страна остава под границата от 60V постоянен ток, която според международните стандарти IEC и ISO се счита за безопасно ниско напрежение (SELV). Това означава, че системите могат да бъдат внедрявани без необходимост от специални мерки за електрическа безопасност, каквито се изискват при високоволтовите хибриди с напрежения от 200 до 400V. Благодарение на тези предимства 48V системите създават основа за внедряване на редица инновации като интегрирани стартер-генератори, електрически турбокомпресори, активни стабилизатори и електрически климатични компресори. По този начин те се превръщат в преходна технология, която запълва празнината между класическите 12V автомобили и високоволтовите пълни хибриди и електромобили. **Фигура 3** показва сравнителен анализ на 12 V и 48 V захранване в автомобилна зонална архитектура, демонстриращ намаляване на токовете от 100 A на 25 A и съответно редуциране на топлинните загуби, масата и цената на окабеляването при използване на 48 V система.

## I.2 Технически характеристики на 48V архитектурата

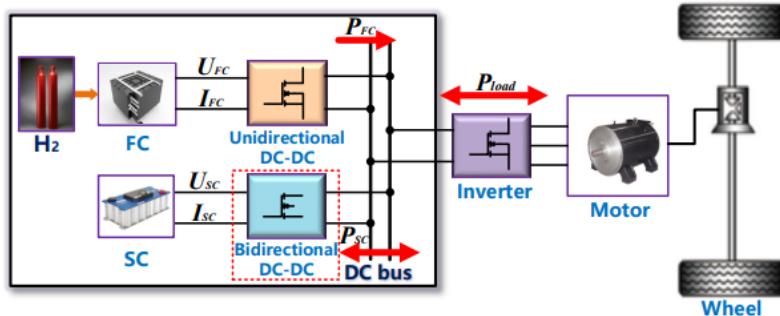
48-волтовата електрическа архитектура представлява еволюционна стъпка спрямо традиционната 12V система, която е използвана в автомобилостроенето повече от половин век. Основната ѝ цел е да осигури по-висока мощностна способност и енергийна ефективност, като същевременно запази съвместимост с вече съществуващата 12V инфраструктура. Това я прави привлекателна както за производителите, така и за потребителите, тъй като съчетава предимствата на новата технология с относително ниски разходи за интеграция. На Фигура.4 е показано схематично сравнение на два подхода за захранване на 12 V консуматори в зонален контролен модул – разпределена архитектура с множество локални DC/DC преобразуватели и централизирана архитектура с обща 12 V шина.



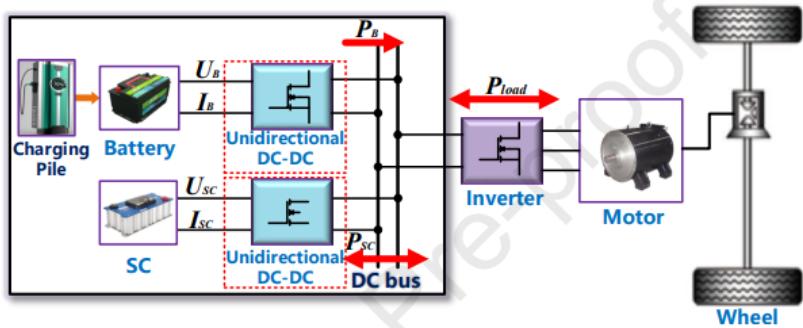
Фигура 4 Сравнение между разпределена и централизирана 12 V захранваща архитектура в зонален автомобилен контролен модул [2]



Фигура 5 Примерна схема на 48 V автомобилна електрическа архитектура с паралелно съществуващи 12 V и 48 V шини [3]



Фигура 6 Взаимодействие между 48 V и 12 V системи чрез двупосочен DC/DC преобразувател [3]



**Фигура 7 Взаимодействие между 48 V и 12 V системи чрез двупосочен DC/DC преобразувател [3]**

Разглежданата система (Фигури 5,6,7) представлява хибридна система за съхранение и управление на енергия (Hybrid Energy Storage System – HESS), съставена от горивна клетка, литиево-йонна батерия и суперкондензаторен модул, свързани към общ DC шин чрез съответните DC-DC преобразуватели, като системата захранва инвертор и електрически тягов двигател. Горивната клетка е основният източник на енергия в системата и осигурява базовата мощност за движение на превозното средство, но поради своята бавна динамика и невъзможност да приема енергия е свързана към DC шината чрез еднопосочен DC-DC преобразувател, който регулира тока и стабилизира нейното работно напрежение. Батерията е предназначена да осигурява и акумулира енергия при променливи режими на работа, поради което е свързана чрез двупосочен DC-DC преобразувател, позволяващ както отдаване на енергия към DC шината при високи натоварвания, така и зареждане при наличие на излишна енергия. Суперкондензаторният модул изпълнява функцията на бърз енергиен буфер и поема високите пикове на мощност при ускорение и рекуперативно спиране, като благодарение на много ниското си вътрешно съпротивление и високата допустима скорост на заряд и разряд той може да реагира значително по-бързо от батерията; поради това и той е свързан към DC шината чрез двупосочен DC-DC преобразувател. При нормален режим на движение горивната клетка подава основната част от необходимата мощност към DC шината, а батерията и суперкондензаторът компенсират малките динамични отклонения и поддържат стабилно напрежение. При рязко ускорение или високо натоварване, когато изискваната мощност надвишава възможностите на горивната клетка, батерията и суперкондензаторът започват да отдават енергия към DC шината, като суперкондензаторът покрива бързата динамична компонента, а батерията осигурява допълнителната енергия за по-дълъг интервал. При рекуперативно спиране електродвигателят работи като генератор и връща енергия към DC шината, която първоначално се поема от суперкондензатора поради високата му допустима мощност, а след това се насочва към батерията за дългосрочно съхранение, докато горивната клетка остава изключена от този процес. По този начин хибридната структура позволява оптимално разпределение на енергийните потоци между източниците, намалява токовите пикове в батерията, повишава ефективността на системата и удължава експлоатационния живот на всички енергийни компоненти.

Най-важната характеристика на 48V архитектурата е способността ѝ да пренася значително по-големи мощности при по-ниски токове. Ако при 12V системата практическата граница на мощността е приблизително 3–4 kW, при 48V тя достига стойности от 15 до 20 kW за кратковременни режими. Това позволява захранване на мощнни електрически консуматори без необходимост от прекомерно увеличаване на напречното сечение на кабелите. На практика при едно и също ниво на мощност 48V системата намалява

електрическите загуби около шестнадесет пъти в сравнение с 12V. Това е ключово предимство, което дава възможност за по-компактно, леко и ефективно окабеляване.

Друго важно преимущество е фактът, че напрежението от 48V остава в рамките на т.нар. безопасно ниско напрежение (SELV – Safety Extra Low Voltage). Международните стандарти определят границата за безопасен постоянен ток на 60V, което означава, че системата може да се внедрява без допълнителни и скъпоструващи мерки за защита от токов удар. Това я отличава от високоволтовите хибридни и електрически превозни средства, където напреженията от 200V до 400V изискват комплексни решения за изолация, мониторинг и защита.

48V системата обикновено функционира в тясна връзка със съществуващата 12V архитектура. Двете напрежения съществуват паралелно и се свързват чрез двупосочен DC/DC преобразувател. По този начин се осигурява гъвкаво управление на енергията – 48V шината може да поема високомощностните консуматори и да възстановява енергия чрез регенеративно спиране, докато 12V системата продължава да захранва традиционните товари като осветление, мултимедия и електронни модули за управление.

Сред най-характерните приложения на 48V архитектурата са интегрираните стартер-генератори (ISG) с мощност до 15 kW, които позволяват бързо и плавно стартиране на двигателя и подпомагат ускорението чрез електрически въртящ момент. Други ключови консуматори са електрическите турбокомпресори с мощност до 10 kW, активните стабилизатори на окачването, електрическите компресори за климатичните системи и мощните електрически усилватели на волана. Общото между тези приложения е необходимостта от кратковременни, но високомощностни енергийни импулси, каквито 12V системата не може да осигури ефективно.

Съществено място в тази архитектура заема енергийният буфер. За разлика от пълните хибриди и електромобили, които разчитат основно на литиево-йонни батерии с голям капацитет, 48V системите използват по-компактни и по-евтини решения, съчетаващи литиево-йонни клетки с висока енергийна плътност и/или суперкондензатори с изключителна мощностна плътност. По този начин се постига оптимален баланс между способността за бързо отдаване и възстановяване на енергия и необходимия експлоатационен живот.

В обобщение 48V архитектурата съчетава висока ефективност, безопасност и сравнително ниски разходи за внедряване. Тя не замества изцяло високоволтовите системи, а по-скоро ги допълва, предоставяйки междинна стъпка в процеса на електрификация на автомобилите. Това я прави стратегически важна технология за прехода от класическите автомобили с вътрешно горене към бъдещите напълно електрически превозни средства.

### I.3 Приложения и предимства на 48V системите

Внедряването на 48V архитектурата в автомобилната индустрия е мотивирано от необходимостта да се посрещнат едновременно нарастващите енергийни потребности на съвременните превозни средства и все по-строгите екологични изисквания. Тази система позволява захранването на редица нови консуматори и функции, които трудно или изобщо не могат да бъдат реализирани в рамките на традиционната 12V мрежа.

Едно от най-значимите приложения на 48V системите е интегрираният стартер-генератор (ISG). Той съчетава функциите на стартер и алтернатор, като позволява бързо, плавно и практически незабележимо стартиране на двигателя след стоп-старт цикъл. Освен

това ISG може да подпомага двигателя при ускорение, осигурявайки електрически въртящ момент до 15 kW, което значително подобрява динамиката и намалява разхода на гориво. Системата допринася и за ефективното регенеративно спиране, като възстановява значителни количества енергия, която при конвенционалните автомобили се губи под формата на топлина.

Друго ключово приложение е електрическият турбокомпресор, познат още като e-Booster. Той елиминира ефекта на „турбо-дупка“, като осигурява моментално повишаване на налягането при ниски обороти. За да се постигне това, е необходима мощност от порядъка на 7 до 10 kW, каквато 12V системата не може да осигури без сериозни загуби и осъкъпяване на окабеляването.

48V архитектурата позволява и внедряването на активни системи за стабилизация на окачването. Тези решения регулират поведението на автомобила в реално време, като компенсират страничното накланяне в завои и подобряват както стабилността, така и комфорта на возене. Подобни системи изискват бързи и мощни задвижвания, които могат да работят ефективно именно при по-високо напрежение.

Към приложенията се добавят и електрическите компресори за климатичните системи, електрическите помпи за охлаждане и високоефективните усилватели на волана. Всички те се възползват от по-високата мощностна способност и намалените загуби, характерни за 48V системата.

Наред с конкретните технически реализации, 48V архитектурата носи редица стратегически предимства. Тя позволява намаляване на разхода на гориво и емисиите на CO<sub>2</sub> с приблизително 8 до 15%, без да се стига до драстично осъкъпяване на автомобила, каквото е характерно за пълните хибриди и електромобилите. Благодарение на по-ниското напрежение системата не изисква специални мерки за изолация и защита, което допълнително намалява разходите и опростява производството. Съществуващата 12V инфраструктура продължава да функционира паралелно чрез двупосочни DC/DC преобразуватели, което гарантира съвместимост и постепенно внедряване без необходимост от радикални промени.

В резултат 48V системите се позиционират като оптимален компромис между традиционните решения и високоволтовите електрически архитектури. Те осигуряват значителни подобрения в ефективността, динамиката и безопасността, като същевременно запазват относително ниска цена и висока надеждност. Поради това мнозина специалисти разглеждат 48V технологията като преходен, но изключително важен етап по пътя към пълната електрификация на автомобилния транспорт.

## Глава II DC/DC Преобразуватели

### II.1 Основни типове DC/DC преобразуватели

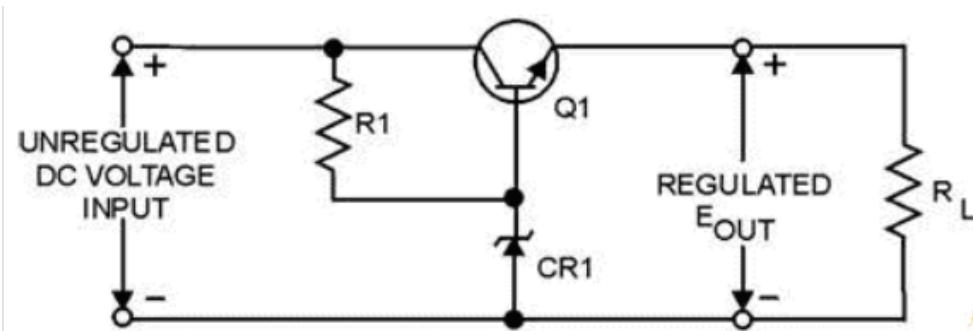
Когато става въпрос за електрически и електронни вериги, важно е да има захранване, тъй като то осигурява точното количество напрежение и ток, за да направи веригата да работи, без да надвишава правилните граници и да я изгаря или издухва. В тази връзка има два много често срещани типа захранване, линеен (фиг.1) и ключов режим (фиг.2). Основната разлика между двете е начинът на работа. Линейните захранващи устройства осигуряват постоянно напрежение по всяко време, докато мощността, осигурена от ключов режим на захранване, постоянно варира. Изключващото захранване работи чрез постоянно

включване и изключване на източника; скоростта на която се диктува от необходимото напрежение на изхода.

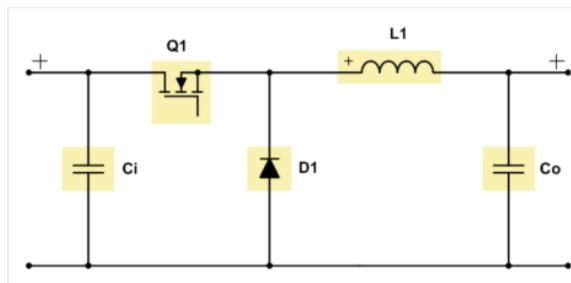
Линейното захранване често се използва поради своята простота. Линейни регулатори съществуват в пакети ИС, които се нуждаят само от изправен източник на напрежение, за да работят. За сравнение захранването с комутационен режим е много сложно и изиска шепа интегрални схеми, както и индуктори.

Основното предимство на захранването с комутиран режим пред линейното захранване е ефективността. Линейното захранване работи почти като разделител на напрежение, който постоянно променя съпротивлението за регулиране на изходното напрежение. Токът, който влиза в него, е същият като тока, който излиза от него и разликата между входа и изхода се губи. Захранването с ключов режим няма такива загуби, защото електричеството се съхранява главно в кондензатори. Напрежението на захранващото устройство с комутиран режим постоянно се колебае в много минутно количество и веригата използва това трептене, за да прецени кога да се свърже и изключи от източника.

Основният недостатък на електрозахранването в комутационен режим в сравнение с линейното захранване е шумът. Колебанията на напрежението и постоянното свързване и изключване от източника създават твърде много електрически шум, който може да попречи на други близки електроника. За борба с този шум често е необходимо адекватно екраниране. Линейните захранвания също създават известно количество шум, но не толкова, колкото произведеното от комутируеми захранващи устройства.



Фигура 8 Линеен преобразувател [4]

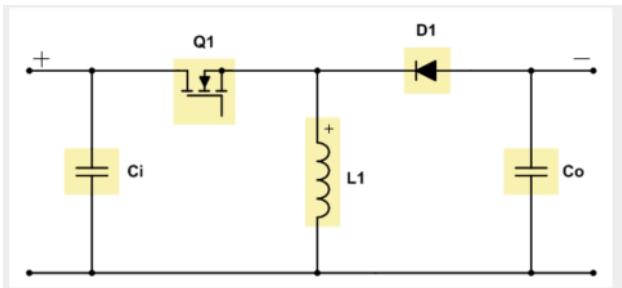


Фигура 9 Понижаващ преобразувател [5]

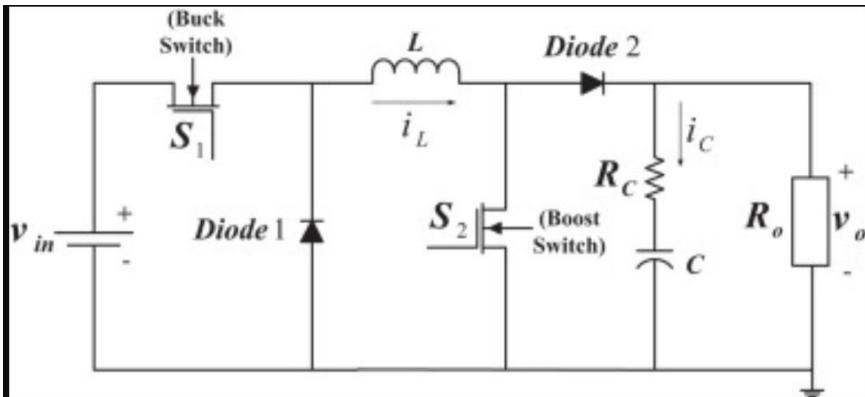
## II.2 Еднопосочни DC/DC ключови преобразуватели

Преобразователите се делят на няколко вида: повишаващи, понижаващи и повишаващо-понижаващи. Като всеки от тях може да бъде галванично разделен от изходната верига и по този начин да бъде защитена от при евентуална повреда (късо съединение или пренапрежение в останалата част на веригата).

За изпълнението на заданието трябва да се използва топология която позволява понижаване или повишаване на входното напрежение. На пръв поглед изглежда, че Buck-Boost топологията би свършила работа. Трябва да се има предвид, че при този тип топология изходното напрежение е инвертирано. За да се избегне този ефект, може да се сложи още един ключов транзистор или да се подбере друга топология – например SEPIC.



Фигура 10 Повишаващ-понижаващ преобразувател [5]



Фигура 11 Синхронен повишаващ-понижаващ преобразувател [5]

### II.2.1 Повишаващ-понижаваш (Buck-Boost) преобразувател

Основна разновидност на основния превключващ преобразувател е повишаващо-понижаващия преобразувател. При него изходното напрежение може да бъде по-високо или по-ниско от входното.

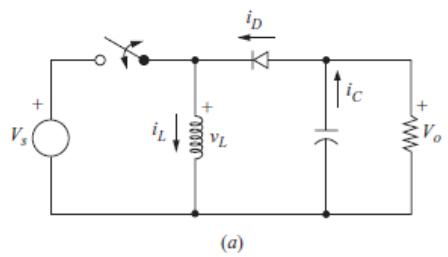
Приемаме, че:

1. Схемата работи в установен режим
2. Токът на индуктивността е непрекъснат.
3. Кондензаторът е достатъчно голям, при което се приема, че изходното напрежение е константа.
4. Ключа е затворен за време  $D T$  и отворен за  $(1-D) T$ .
5. Компонентите са идеални.

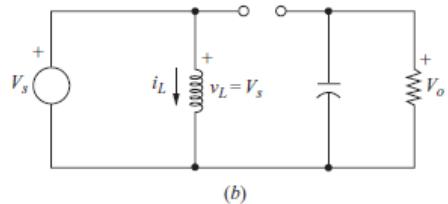
Когато ключът е затворен токът пропада от захранващия източник през индуктивността, като се приема, че е константен.

Диодът не провежда и е запущен, а във веригата на товара има кондензатор който поддържа изходното напрежение.

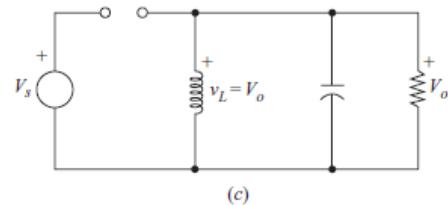
Когато ключът е отворен, токът в индуктивността не може да се промени мигновено, в резултат на което диодът се отпуска и контура на тока е в индуктивност- товар - диод.. Еквивалентни схеми в двата случая са показани на следващата страница.



(a)

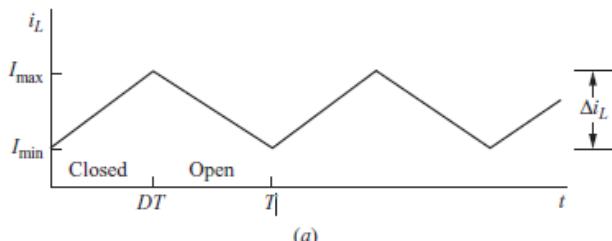


(b)

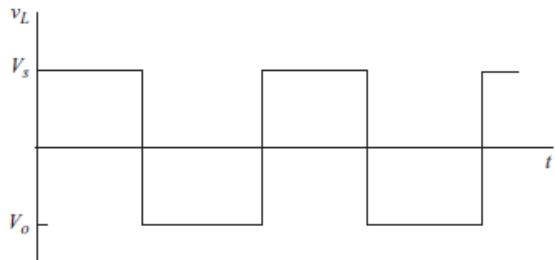


(c)

**Фигура 12 Еквивалентни схеми на Buck-Boost преобразувател при включен и изключен ключ [5]**

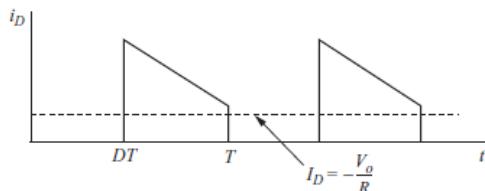


(a)

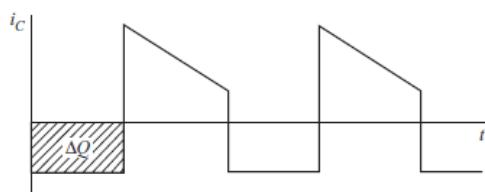


(b)

Фигура 13 Токът(a) и напрежението(b) на бобината [5]



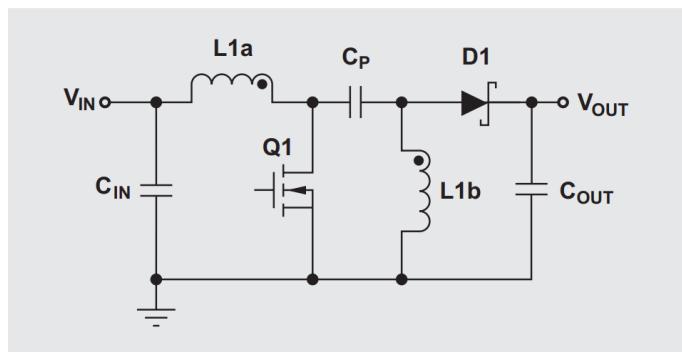
(c)



(d)

Фигура 14 Токът през диода(c) и през кондензатора(d) [5]

## II.2.2 SEPIC преобразувател



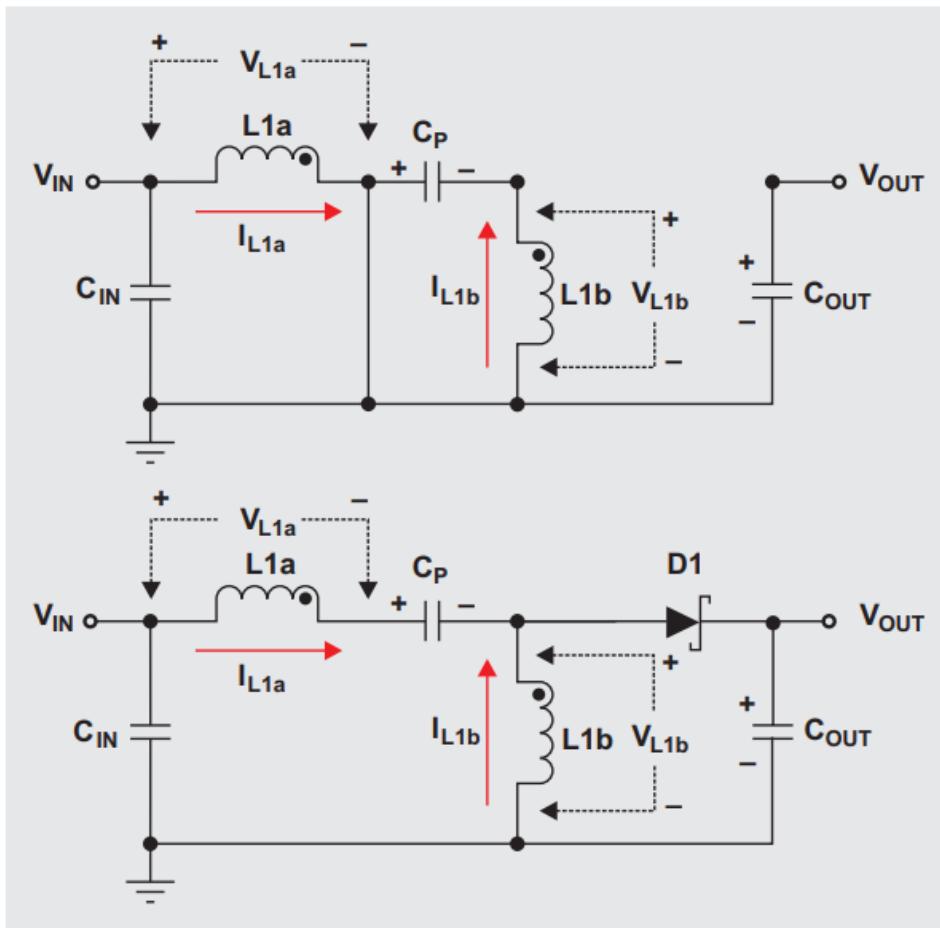
Фигура 15 Принципна схема на SEPIC преобразувател [6]

Начинът на работа на SEPIC преобразувателя е следният:

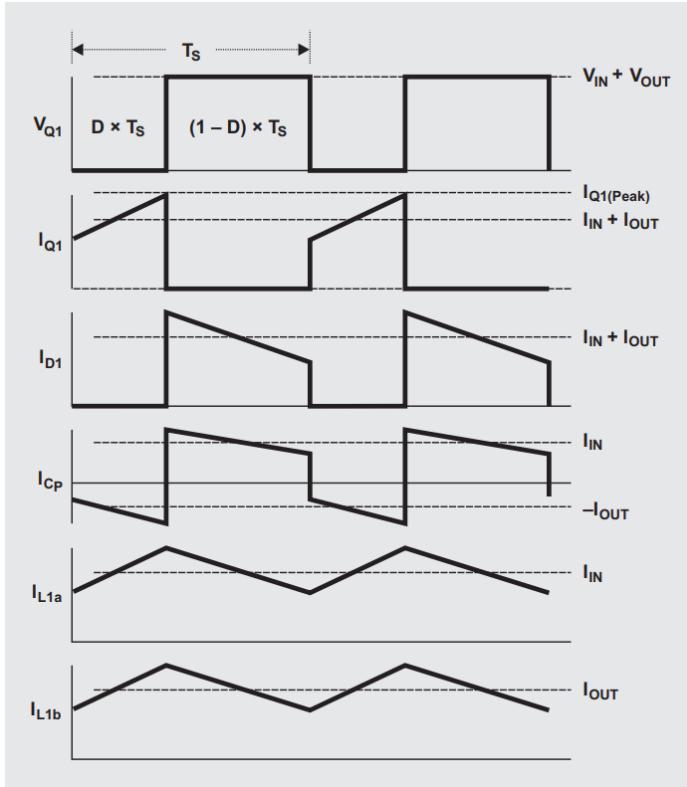
Сепик преобразувателя е подобен на „Чук“ името му идва от single-ended primary inductance converter (SEPIC). Напрежението на изхода може да бъде по-голямо или по-малко от това на входа без да бъде с обратна полярност като при ЧУК преобразователя. За да се изчисли връзката между входните и изходните напрежение се приема, че:

1. И двете бобини са много големи и токовете в тях са постоянни.
2. Двета кондензатора са много големи и напреженията през тях са постоянни.
3. Схемата работи в установен режим, което означава, че формата на напрежението и тока са периодични.
4. За съотношение на D, ключът е затворен за време  $DT$  и отворен за  $(1-D)T$
5. Транзисторът и диода са идеални.

Токът в индуктивността се приема, че не спада до нула, което е характерно при непрекъснат режим на работа.



Фигура 16 Еквивалентна схема на SEPIC преобразувател при включен ключ [6]

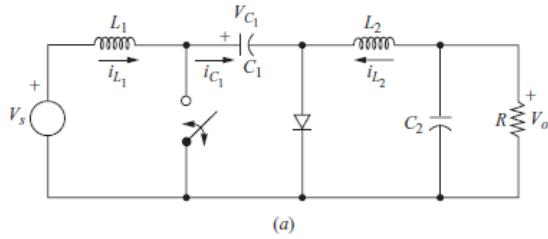


Фигура 17 Времедиаграми при SEPIC преобразувател [6]

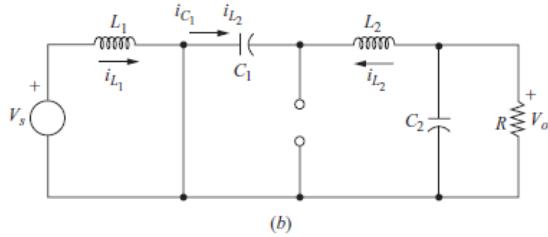
### II.2.3 Чук преобразувател

Топологията на преобразувателя на Чук е показана на (фиг.17). Напрежението на изхода може да бъде по-голямо или по-малко от това на входа и има обратна полярност. Индуктора на входа позволява консумирането на постоянен ток от захранващия източник, което намалява електромагнитните смущения. За разлика от предишните преобразувателни топологии, където преобразуването на енергия е свързано с индуктор, преобразуването тук зависи на кондензатор  $C1$ .

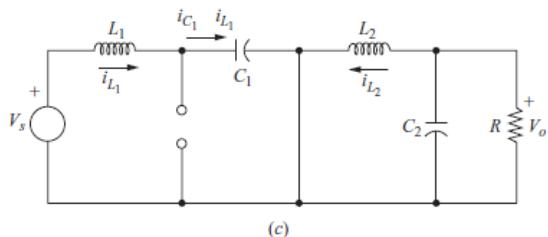
- | Анализът  | започва | с | тези | предположения: |
|---|---------|---|------|----------------|
| 1. И двете бобини са много големи и токовете в тях са постоянни.  |         |   |      |                |
| 2. Двета кондензатора са много големи, при което техните напрежения не се изменят много в процеса на работа на схемата. |         |   |      |                |
| 3. Схемата работи в установен режим, което означава, че формата на напрежението и тока са периодични.                   |         |   |      |                |
| 4. Времето за което е затворен ключът е $DT$ и отворен за $(1 - D) T$ .   |         |   |      |                |
| 5. Транзисторът и диода са идеални.   |         |   |      |                |



(a)



(b)

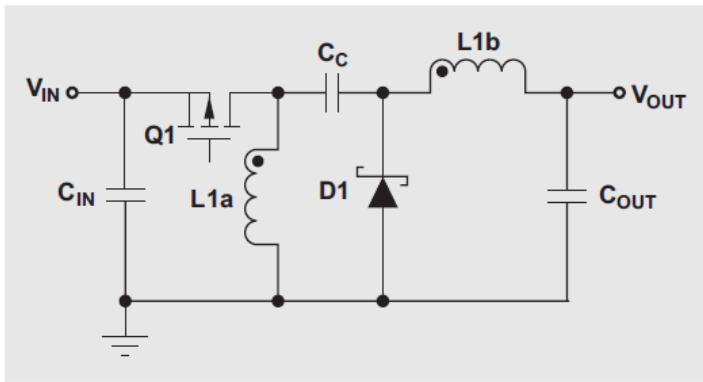


(c)

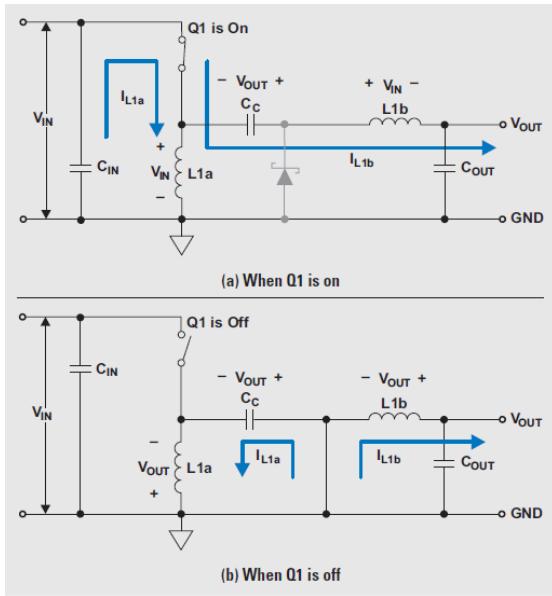
Фигура 18 Принцип на действие и посоки на протичане на токовете при Сик преобразувател [5]

#### II.2.4 Zeta преобразувател

Подобно на СЕПИК преобразуватела, топологията ЗЕТА преобразуватела осигурява положително изходно напрежение от входното напрежение, което може да бъде по-голямо или по-малко от входното. ЗЕТА преобразувателя също се нуждае от две бобини и серия от кондензатори. За разлика от СЕПИК преобразуватела, който е конфигуриран с стандарт повишаващ преобразувател, ЗЕТА преобразуватела е базиран на понижаващ преобразувател, като на схемата е показан вариант с PMOS транзистор, при който управлението е по-просто тъй като той се може да се управлява спрямо масата. ЗЕТА преобразуватела е друга опция за регулиране на нерегулируемо входно-захранване. За намаляване размерите на платката може да се използва магнитно свързан индуктор. Това е и схемата, която е избрана да бъде проектирана в тази разработка.



Фигура 19 Принципна схема на ZETA DC/DC преобразувател [7]

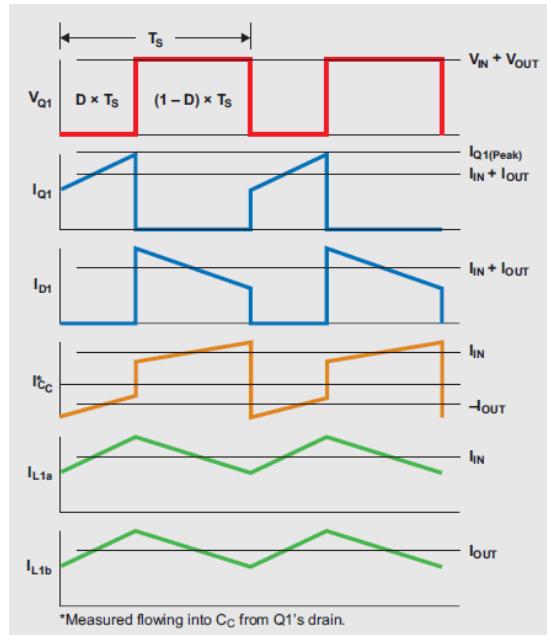


*Фигура 20 Схема , принцип на действие и посоки на протичане на токовете [7]*

Когато транзистора е отпущен токът пропада както е показано на фигура 21. От една страна се натрупва енергия в двете индуктивности, и се черпи от входния източник и кондензатора CC.

Когато транзистора е запущен токовете текат по описания начин със сините линии. Тогава натрупаната енергия в L1a се пренася в товара и кондензатора Cc, а от L1b поддържа напрежението в товара.

Във всеки един момент през полупроводниковите елементи тече сумата на двата тока през индуктивностите, но пък за сметка на това изходният филтър на схемата е по-малък, тъй като изходния ток не е импулсен.



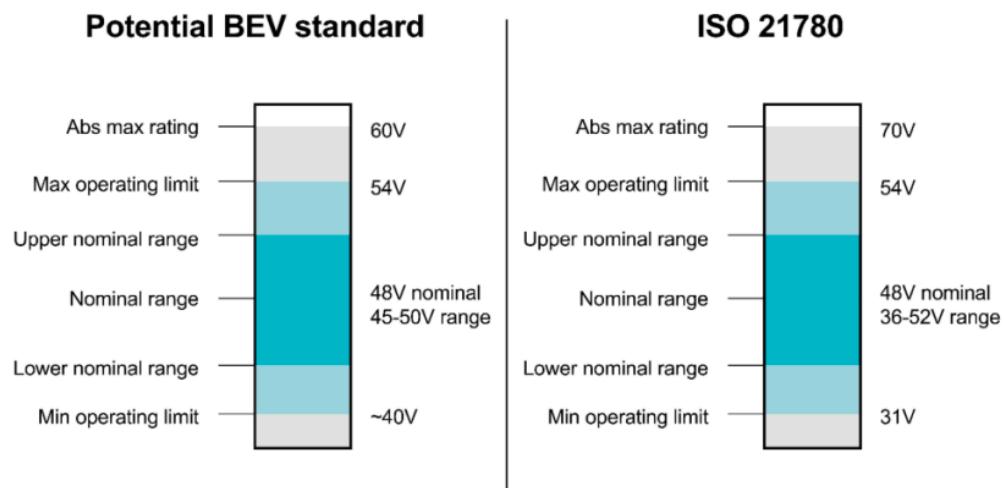
*Фигура 21 Формата на токовете през елементите в схемата [7]*

## II.3 Двупосочни преобразуватели

### II.3.1 Приложение

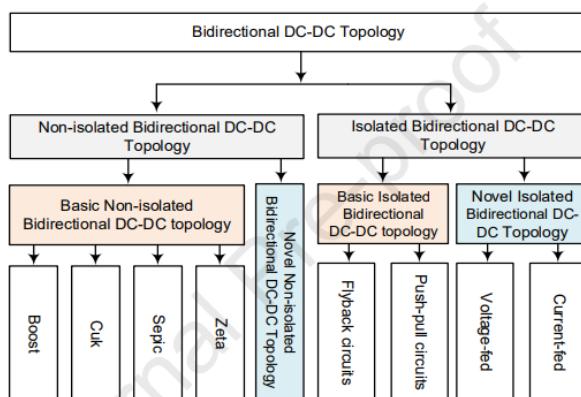
В системите с възобновяеми източници на енергия, като фотоволтаични панели, горивни клетки, ветрогенератори и други, двупосочните преобразуватели играят ключова роля за управлението и съхранението на енергията. Те позволяват прехвърлянето на енергията между различни устройства за съхранение, например от акумулаторна батерия към суперкондензатор и обратно.

Тези преобразуватели осигуряват двупосочен поток на енергия, като реализират както зареждане, така и разреждане на суперкондензатори. При разреждане преобразувателят гарантира подаването на ток и напрежение с параметри, подходящи за захранване на товара, като по този начин се осигурява стабилна работа на хибридната енергийна система.



Фигура 22 Изискване за работно напрежение на устройства по ISO21780 [2]

Блоковата схема на двупосочен преобразувател е показана на фигура 1.10. Тя илюстрира свързването на акумулаторна батерия и суперкондензатор, като преобразувателят осигурява съвместната им работа. В хибридните системи такъв подход позволява комбиниране на предимствата на двете технологии: акумулаторите осигуряват висока енергийна плътност за дългосрочно съхранение, а суперкондензаторите предлагат висока мощност и бърза реакция при краткотрайни натоварвания.

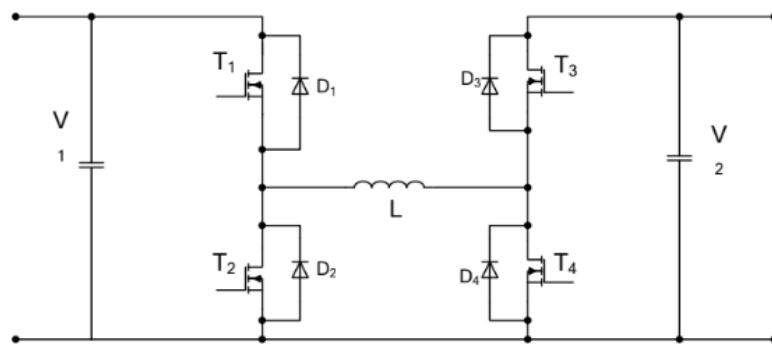


Фигура 23 Дърво на двупосочни топологии, изолирани и неизолирани [3]

### II.3.2 Мостов двупосочен преобразувател

Вариант на двупосочен преобразувател е показан на фигура 26.

Схемата е съставена от мостов понижаващ – повишаващ двупосочен преобразувател. Схемата позволява да се прехвърля енергия от единият към другият източник, в която и да е посока. Когато схемата работи в понижаващ режим и се прехвърля енергия от V1 към V2.



Фигура 24 Принцип на работа на мостов двупосочен DC/DC преобразувател [8]

Принципът на работа е следният. Първоначално са задействани транзисторите T1 и T4. Токът протича през тях и през дросела. В дросела се натрупва цялата енергия от източника V1. След това транзисторът T4 се запушва и се отпуска транзисторът T3. Така цялата натрупана енергия в дросела се добавя към енергията, която се консумира от източника V1 и се предава към V2 [40].

Предимства на схемата:

Използват се бързодействащи MOS – транзистори, благодарение на които схемата може да работи с по – високи честоти;

Падовете на напрежение върху приборите са много малки;

Поради това, че схемата е мостова може да се използва за големи мощности.

Недостатъци на схемата:

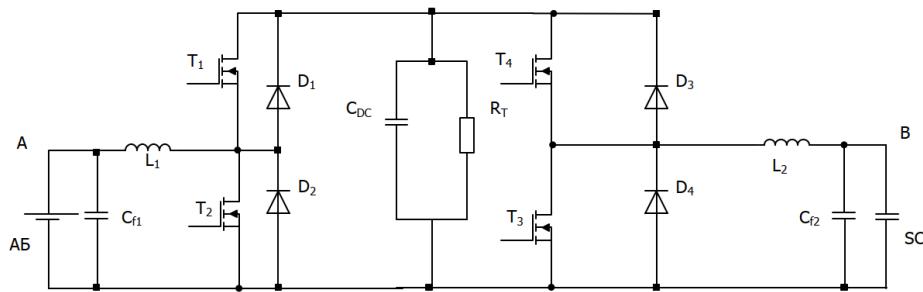
Системата за управление не трябва да допуска едновременна работа на всички транзистори, а само да задейства точно определените транзистори за съответният режим;

Не може да се използва за прекалено големи мощности, поради спецификата на транзисторите

### П.3.3 Двупосочен преобразувател съставен от два полумостови двупосочни преобразувателя

Следващ вариант на двупосочен преобразувател е показан на фигура 1.16.

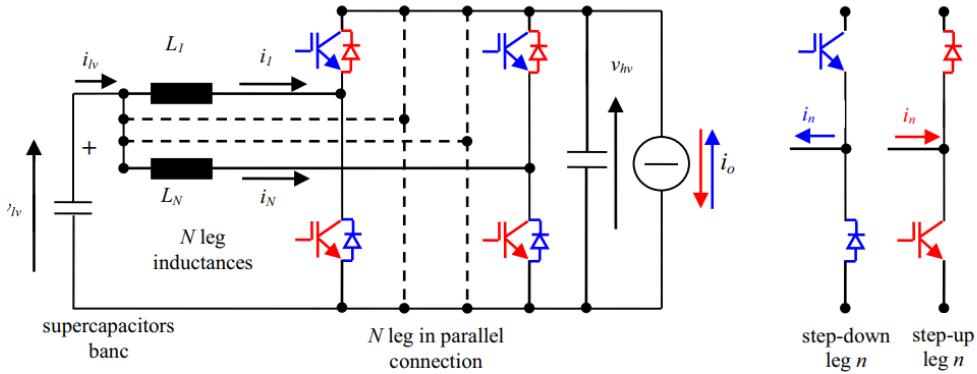
Той е съставен от два последователно свързани полумостови двупосочни преобразувателя, като между тях е разположен товара. За да може схемата да работи като управляем (контролиран) повишаващ/понижаващ преобразувател, е необходимо напрежението на CDC да е по – голямо от това на акумулаторната батерия и суперкондензатора.



*Фигура 25 Двупосочен преобразувател, съставен от два последователно свързани полумостови преобразувател [8]*

### П.3.4 Двупосочен паралелен понижаващ-повишаващ DC/DC преобразувател с фазово изместване (Interleaved Bidirectional Buck/Boost DC/DC Converter)

Двупосочен паралелен понижаващ-повишаващ DC/DC преобразувател с фазово изместване представлява едностепенен DC/DC преобразувател, способен да понижава и повишава напрежение, като осигурява двупосочен пренос на енергия между две шини. Топологията е особено подходяща за автомобилни 48 V ↔ 24 V системи с ултракондензаторен буфер, където са необходими високи токове, ниски пулсации и бърза динамична реакция при рекуперация и подпомагане на върхови натоварвания. „Interleaved“ означава паралелна работа на няколко идентични фази с фиксирано фазово изместване, което води до намалени пулсации и по-добро термично разпределение.



Фигура 26 Двупосочен interleaved buck-boost DC/DC преобразувател с фазово изместване [9]

Всяка фаза от фазово измествената архитектурата съдържа два синхронни полумоста, свързани към високоволтовата и нисковолтовата шина, и общ дросел между тях. Енергийната връзка между шините се осъществява чрез дросела и шинните кондензатори, като всеки полумост периодично превключва, за да предаде енергия в желаната посока. Чрез подходящо управление на ключовете се реализира понижаващ или повишаващ режим, без промяна в полярността на изходното напрежение.

#### Режим „Buck“ (високоволтова към нисковолтова шина)

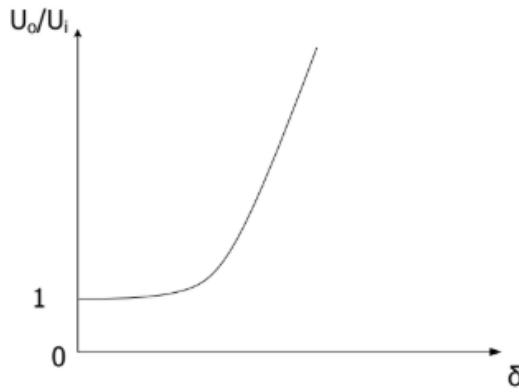
В понижаващ режим високоволтовият полумост играе ролята на източник, а нисковолтовият полумост – на синхронен изправител. По време на проводимостта на горния ключ на HV-полумоста дроселът се насища с енергия, след което тази енергия се предава към нисковолтовата шина, докато LV-полумостът осигурява път за тока с минимални загуби. Управлението поддържа стабилен ток през дросела и стабилно напрежение на нисковолтовата шина.

#### Режим „Boost“ (нисковолтова към високоволтова шина)

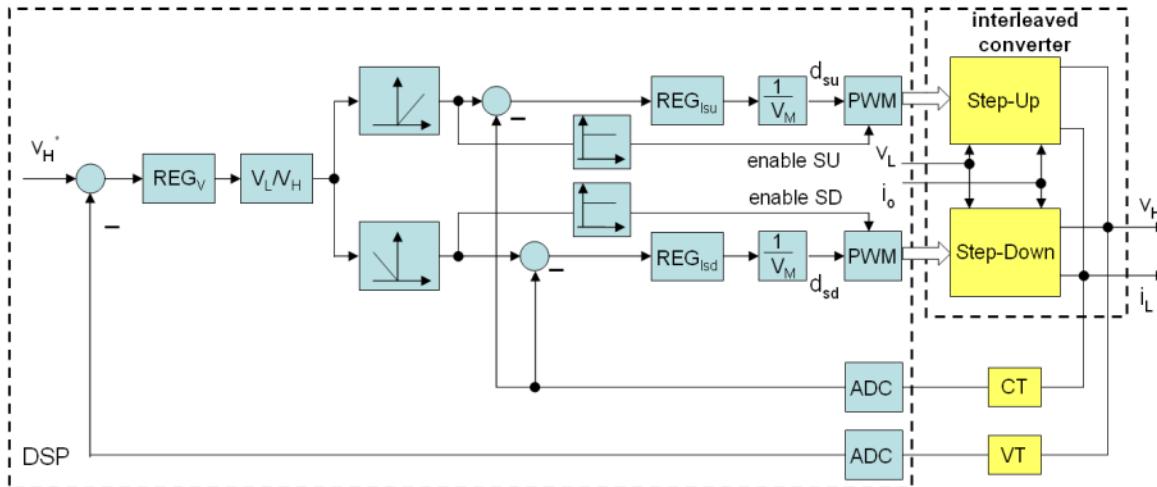
В повишаващ режим нисковолтовият полумост действа като източник, който зарежда дросела, след което енергията се прехвърля към високоволтовата шина чрез синхронно управление на HV-полумоста. По този начин се поддържа повищено напрежение на високоволтовата шина при запазване на високата ефективност.

Двупосочността се реализира изцяло чрез софтуерния и хардуерен контрол, без промяна в самата силова схема. Посоката на енергийния поток се определя от знака на зададената токова референция и от избора кои полумостове да бъдат активни в съответните интервали. Смяната на посоката изисква координиран преход на контролерите и плавни наклони на зададените величини, за да се избегнат токови скокове и нежелани динамични ефекти.

Работата на няколко фази с фазово изместване води до частична компенсация на пулсациите в шинните токове. Когато токовите вълнообрази на фазите се сумират във времето, пулсациите на общия ток към кондензаторите намаляват, което позволява използване на по-малки капацитети за същата допустима пулсация на напрежението. Допълнително interleaving-ът разпределя термичното натоварване между фазите и улеснява мащабирането на мощността чрез добавяне на фази.



Фигура 27 Регулировъчна характеристика на преобразувателя в повишаващ режим [8]



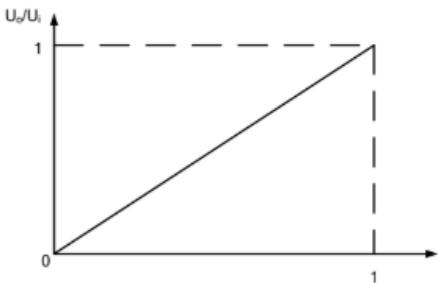
Фигура 28 Предавателни функция (блокова) на двупосочен преобразувател с фазово изместяване [9]

Най-често преобразувателят работи при непрекъснат ток през дросела, което осигурява ниски върхови токове и добра ефективност. При малки товари може да възникне прекъснат режим, при който се наблюдават по-високи върхове и различна динамика. Реалните характеристики на компонентите – съпротивлението на отворен канал на MOSFET-ите, еквивалентното серийно съпротивление и индуктивност на кондензаторите, както и мъртвото време и капацитивните ефекти при превключване – влияят върху загубите, нагряването и електромагнитната съвместимост.

Широко използвана е архитектурата с вътрешен токов контур и външен напреженов контур. Вътрешният контур принуждава средният ток през дросела на всяка фаза да следва зададена референция, докато външният контур регулира шинното напрежение или поддържа ограничение по ток според режима на работа. При многофазна работа се използват механизми за балансиране, които изравняват токовете на фазите и предотвратяват термично небалансиране.

Синхронната комутация и разпределението на тока в няколко фази допринасят за висока ефективност и по-ниски загуби в проводим и превключвателен режим. Равномерното натоварване улеснява охлаждането и намалява локалните горещи точки върху платката.

Намалените пулсации и работа в принуден PWM режим подобряват електромагнитната съвместимост, като допълнителни ползи се постигат чрез минимизиране на токовите бримки, компактно разположение на шинните кондензатори и споделени референтни пътища за токовите датчици.

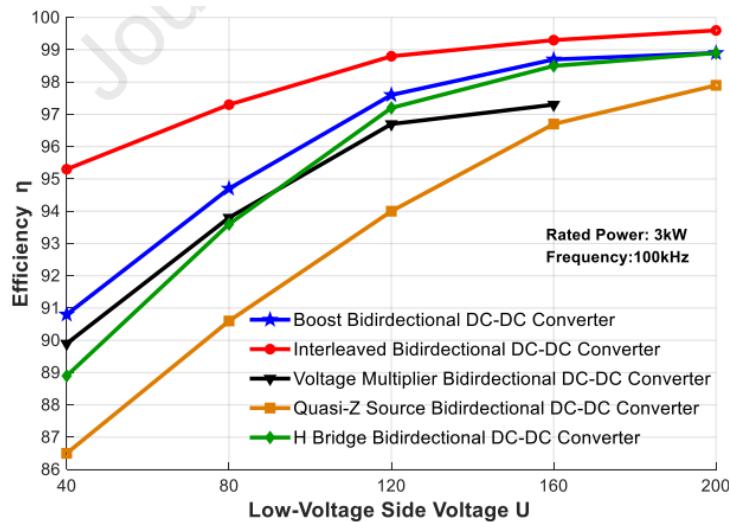


*Фигура 29 Регулировъчна характеристика на преобразувателя в понижаващ режим*

#### II.4 Сравнение на топологии

Топология	Двупосочност	Ефективност	Ripple	Сложност	Подходяща за 1 kW
2-фазен interleaved buck-boost	Да	95–98%	Много нисък	Средна	Да
4-switch buck-boost (1 фаза)	Да	93–97%	Среден	Ниска	Да
SEPIC	Не (основно еднопосочна)	88–94%	Среден	Средна	По-скоро не
ZETA	Не (основно еднопосочна)	88–94%	Нисък на изхода	Средна	По-скоро не
Ćuk	Не, инвертираща	88–93%	Нисък	Средна	Не
Split-Pi	Да	94–97%	Нисък	Средна	Да (алтернатива)
DAB (изолиран)	Да	95–98%	Много нисък	Висока	Да, ако трябва изолация

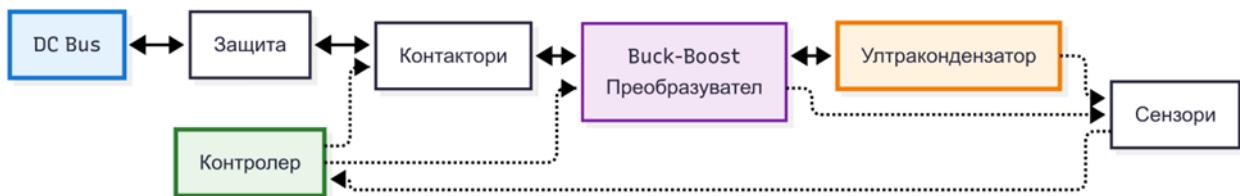
*Таблица 1*



Фигура 30 Сравнение на основни DC/DC топологии по ефективност, пулсации и сложност [3]

## Глава III Проектиране на система за съхранение на енергия

### III.1 Блокова схема на системата



Фигура 31 Опростена блокова схема на двупосочния DC/DC преобразувател

Системата използва двупосочен поток на мощността между автомобилната DC шина и ултракондензаторната банка чрез buck-boost топология. Системният контролер управлява двуфазния PWM преобразувател и осигурява безопасност чрез контакторна логика. Сензорите за напрежение, ток и температура осигуряват обратна връзка за оптимално управление и защита на системата.

### **III.2 Избор на топология**

Избраната двупосочна понижаващо–повишаваща топология с фазово изместване (Interleaved Bidirectional Buck-Boost DC/DC Converter) представлява подходящото техническо решение за изискванията на стандарт ISO 21780, който дефинира диапазон на работно напрежение 36–52 V за автомобилни 48-волтови системи. Основното предимство на тази топология е възможността за пълноценна работа в целия диапазон на напреженията, като се осигурява както зареждане на ултракондензаторния блок до номиналното напрежение от 24 V, така и двупосочно прехвърляне на енергия между шината и устройството за съхранение. Въвеждането на паралелна (interleaved) конфигурация с две фази, работещи при  $180^\circ$  фазово изместване, осигурява редица допълнителни предимства. Най-същественото от тях е намаляването на пулсациите на токовете във входа и изхода. При двуфазна работа пулсиращите компоненти на тока се компенсират частично, в резултат на което ефективната честота на пулсациите се удвоява. Например, при честота на превключване 200 kHz на всяка фаза, системата проявява характеристики, еквивалентни на 400 kHz от гледна точка на пулсациите. Това води до намалени изисквания към филтриращите кондензатори и подобreno качество на изходното напрежение. В практическите приложения редукцията на необходимия капацитет може да достигне 40–60% в сравнение с еднофазни реализации.

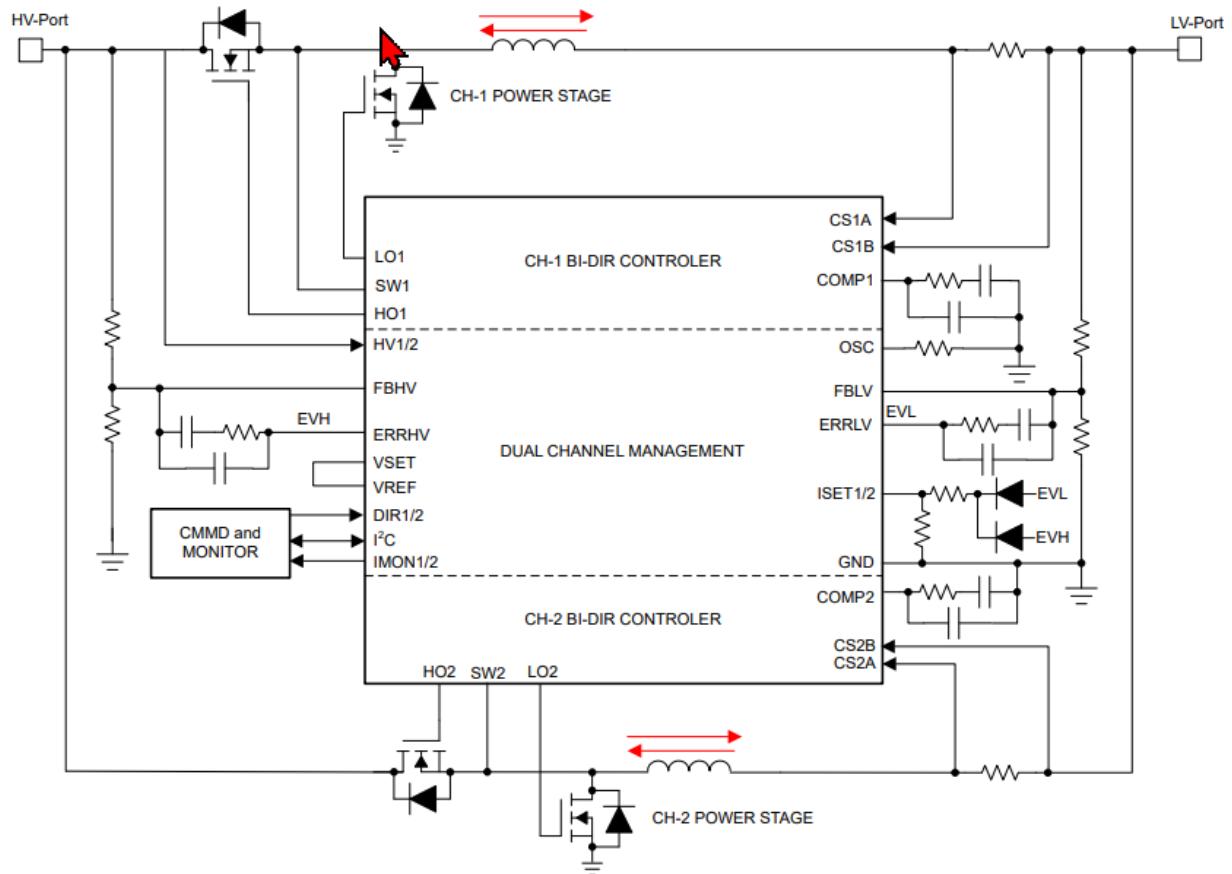
Друг съществен аспект на interleaved архитектурата е по-благоприятното термично разпределение. При номинална мощност 1 kW натоварването се разделя равномерно между двете фази, като всяка поема приблизително 500 W. Това намалява термичните загуби в отделните силови компоненти, подобрява надеждността и улеснява управлението на топлоотвеждането.

Съществено предимство е и подобреното електромагнитно съвместимо поведение (EMC). Фазовото изместване води до спектрално разпределение на енергията на превключване, като намалява амплитудата на хармониците и улеснява постигането на съответствие с автомобилните EMC стандарти като CISPR 25.

От гледна точка на управление, въпреки че interleaved архитектурата изисква по-сложна синхронизация, наличието на специализирани контролери, като например LM5170-Q1, значително улеснява реализацията. Тези интегрални схеми предлагат вградена поддръжка за двуфазна работа с фазово изместване и осигуряват ефективно управление на двупосочния енергиен поток.

### III.3 Избор на управляваща интегрална схема

Изборът на интегрална схема за Interleaved Bidirectional Buck-Boost DC/DC Converter е основна задача на дизайна. Нека да разгледаме LM5171 на TI.



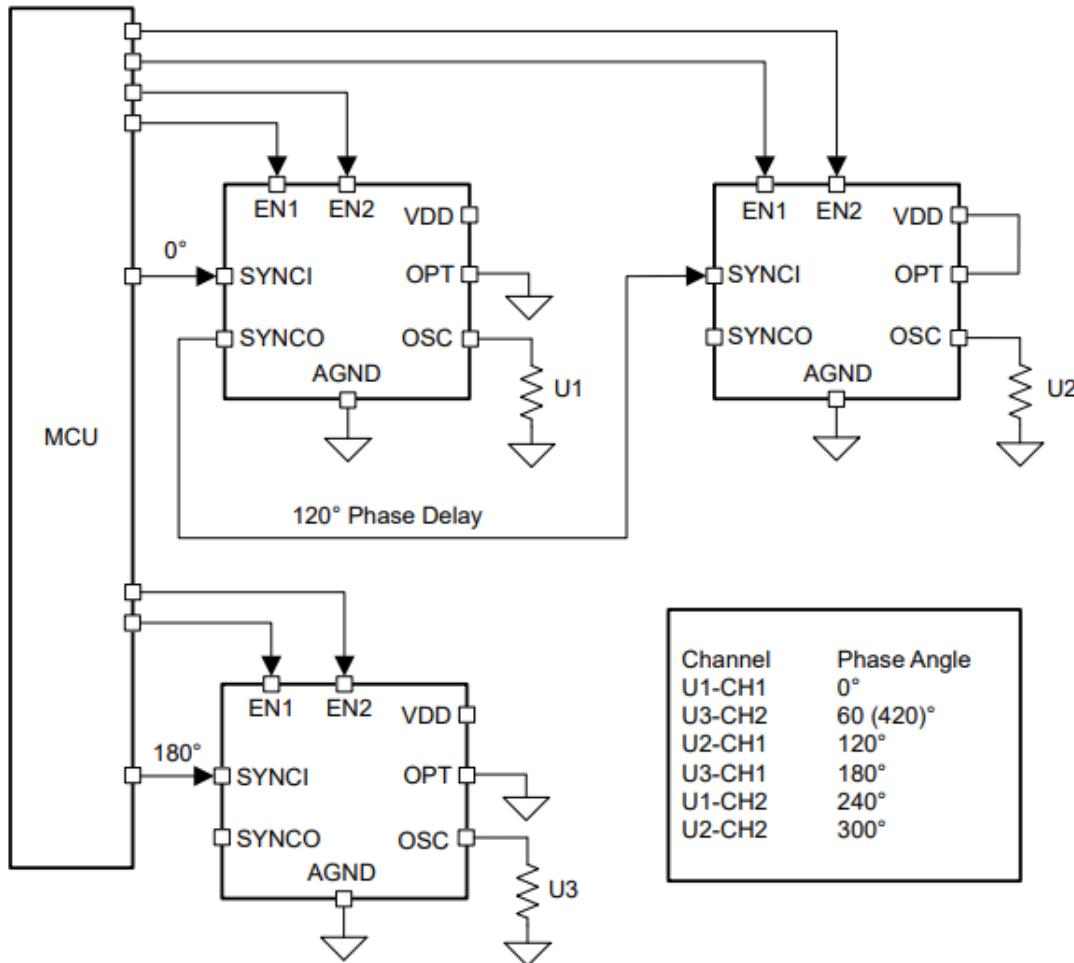
Фигура 32 Блокова схема на управляващата интегрална схема LM5171 [10]

#### III.3.1 Описание

LM5171 е контролер, предназначен за управление на двуканални двупосочни DC/DC преобразуватели, като например системи с двойни батерии. Чипът осигурява високоволтови и високоточни измервателни елементи, необходими за надеждна работа на такива приложения. Контролерът поддържа многофазна паралелна работа с балансирано разпределение на тока между отделните фази. Освен това, всеки от двета канала може да функционира независимо в двупосочен режим, което прави LM5171 универсално решение – той може да работи като многофазен buck/boost преобразувател или като отделен buck или boost контролер. Интегрираните диференциални усилватели за измерване на ток и специализираните токови монитори за всеки канал постигат типична точност около 1%. Вградените драйвери за MOSFET транзистори с изходен ток до 5 А позволяват управление на няколко паралелно свързани ключа, с цел повишаване на мощността на канал. Работният

режим може да бъде динамично конфигуриран – между режим на емуляция на диод (DEM) и форсиран PWM режим (FPWM).

Идеален е за зададените входни данни, като има управление по I2C и множество защити и мониторинг. Блоковата схема може да се види в приложението. Може вържат паралелно още звена и фази



Фигура 33 Основни функционални блокове и периферии на LM5171 [10]

### 5.3 Recommended Operating Conditions

Over the recommended operating junction temperature range of  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $150^{\circ}\text{C}$  (unless otherwise specified)<sup>(1)</sup>

		MIN	NOM	MAX	UNIT
HV-Port (HV1, HV2)	Buck Mode	3	80	80	V
HV-Port (HV1, HV2)	Boost Mode	3	80	80	V
LV-Port	Buck Mode	0	75	75	V
LV-Port	Boost Mode	1	75	75	V
VCC	Applicable External Voltage to VCC Pin	9.5	12	12	V
T <sub>J</sub>	Operating Junction Temperature <sup>(2)</sup>	-40	150	150	°C
F <sub>osc</sub>	Oscillator Frequency	50	1000	1000	kHz
F <sub>EX_CLK</sub>	Synchronization to External Clock Frequency (Minimal 50kHz)	0.8x F <sub>osc</sub>	1.2x F <sub>osc</sub>	1.2x F <sub>osc</sub>	kHz
F <sub>EX_CLK</sub>	SYNCI Pulse	50	0.8/ F <sub>osc</sub>	0.8/ F <sub>osc</sub>	ns
t <sub>DT</sub>	Programmable Dead Time Range	15	200	200	ns

Таблица 2 [10]

	<b>LM5171</b>	<b>Бележка</b>
Диапазон напрежения ( $48\text{ V} \leftrightarrow 24\text{ V}$ )	Да	HV/LV портове покриват диапазона.
Двупосочност (buck $\leftrightarrow$ boost)	Да	DIR пинове за избор на посока.
Честота $\sim 200\text{ kHz}$	Да	Програмируема ( $\approx 50\text{ kHz} - 1\text{ MHz}$ ).
Интерлийвинг 2 фази	Да	Вградено фазово изместване/синхр.
Gate драйвери за MOSFET	Да	Полумостови, пиков ток $\sim 5\text{ A}$ .
CC/CV контрол	Да	Average current mode + външен V-loop.
Нисък ripple при 2 фази	Да	180° интерлийвинг намалява пулсациите.
Защити (OVP/UVLO/OTP/ILIM)	Да	Вградени компаратори/логика.
Light-load режим	Да	DEM/FPWM (избираем).
Диагностика/мониторинг ток	Да	Диф. токови усилватели + IMON.

*Таблица 3*

### III.3.2 Списък с възводи на управляваща схема LM5171

Pin	Име	Тип	Описание
1	VREF	P	Изход на вътрешен опорен източник 3.5 V
2	FBLV	I	Инвертиращ вход на усилвателя за нисковолтовия port
3	ERRLV	O	Изход на усилвателя за грешка на LV
4	IMON2	O	Монитор на тока на канал 2
5	CSA2	I	Положителен вход на токовия сензор CH2

6	CSB2	I	Отрицателен вход на токовия сензор CH2
7	ISET2	I	Задаване на тока на канал 2
8	COMP2	O	Изход на гм усилвателя за канал 2
9	SS/DEM2	I	Плавен старт и режим DEM/FPWM за канал 2
10	EN2	I	Разрешаване на канал 2
11	DIR2	I	Посока на мощността за канал 2
12	VDD	P	5V вътрешно захранване
13	HV2	I	Високоволтов вход за канал 2
14	HB2	I	Bootstrap захранване за канал 2
15	HO2	O	High-side драйвер CH2
16	SW2	P	Превключващ възел CH2
17	LO2	O	Low-side драйвер CH2
18	PGND	G	Силова маса
19	VCC	P	Bias захранване
20	LO1	O	Low-side драйвер CH1
21	SW1	P	Превключващ възел CH1
22	HO1	O	High-side драйвер CH1
23	HB1	I	Bootstrap захранване за CH1
24	HV1	I	Високоволтов вход за CH1
25	LDODRV	O	Управление на външен MOSFET за LDO
26	DIR1	I	Посока на мощността за канал 1

27	EN1	I	Разрешаване на канал 1
28	SS/DEM1	I	Плавен старт и режим DEM/FPWM за канал 1
29	COMP1	O	Изход на gm усилвателя за канал 1
30	ISET1	I	Задаване на тока на канал 1
31	CSB1	I	Отрицателен вход на токовия сензор CH1
32	CSA1	I	Положителен вход на токовия сензор CH1
33	IMON1	O	Монитор на тока на канал 1
34	ERRHV	O	Изход на усилвателя за грешка на HV
35	FBHV	I	Инвертиращ вход на усилвателя за HV
36	OVP	I	Зашита от пренапрежение
37	SDA	I/O	I2C линия за данни
38	SCL	I	I2C такт
39	SYNCO	O	Изход за синхронизация
40	SYNCI	I	Вход за синхронизация
41	OPT	I	Избор на многофазен режим
42	OSC	I	Настройка на осцилатора
43	AGND	G	Аналогова маса
44	CFG	I	Конфигурация на I2C и IMON
45	UVLO	I	Разрешаване и защита от ниско напрежение
46	DT/SD	I	Мъртво време и авариен стоп

47	IPK	I	Пиково ограничение на тока
48	VSET	I	Референция за напрежение

Таблица 4

### III.4 Избор на микроконтролер

Целта е избор на енергоефективен микроконтролер с необходимата периферия за тясно-времево управление на силова електроника (двупосочен interleaved buck-boost), надеждни измервания (ток/напрежение/температура), комуникации (CAN-FD, UART, SPI/I<sup>2</sup>C) и безопасност, при работа в автомобилна среда. STM32L5x2 предлага баланс между производителност, ниска консумация и усъвършенствани защитни механизми.

#### III.4.1 Ключови системни изисквания към MCU

- Генериране на висококачествени PWM сигнали с допълнителни (complementary) изходи и управляем dead-time за 4 полумоста  $\times$  2 фази (общо 8 гейт сигнала).
- Прецизни АЦП измервания (многоканални, паралелни/синхронизирани), DMA трансфер и нисък шум.
- Бързи прекъсвания и ниско джитър на управляващия контур (вътрешен токов + външен напреженов контур).
- Вградени аналогови помощни блокове (компаратори/операционни усилватели) за кондициониране и защити.
- Автомобилни интерфейси и диагностика: CAN-FD, множество I<sup>2</sup>C/SPI/UART, SDMMC при нужда.
- Достатъчен флаш/OЗУ за регулатори, филтри, протоколи и логика за безопасност.

#### III.4.2 Обосновка за STM32L5x2 (STM32L552)

STM32L5x2 (ядро Arm Cortex-M33 с TrustZone) съчетава ултра-ниска консумация с модерни възможности за сигурност (изолиран доверен домейн, защита на памет и периферии), достатъчна производителност за управляващи алгоритми и богата периферия, полезна за силова електроника. Налични са 48–144 пинови корпуси и опция с вграден DC/DC регулатор (SMPS), което повишава енергийната ефективност при по-високи честоти на работа.

#### III.4.3 Периферии от значение за приложението

- Таймери от „advanced“ клас (напр. TIM1/TIM8) с complementary изходи, dead-time, break-входове и хардуерен захват/синхронизация — подходящи за управление на полумостове и защита от shoot-through.
- Два 12-битови АЦП с висока скорост и хардуерно oversampling; поддръжка на DMA за безнатоварващи измервания и синхронизирани тригери от таймери.

- Вградени ЦАП, операционни усилватели и компаратори за аналогови функции (офсети, мониторинг, бързи хардуерни прагови защити).
- Богати комуникации: CAN-FD за автомобилна шина, множество SPI/I<sup>2</sup>C/UART/USART, USB FS при нужда от сервис/логиране.
- Ниски консумации в Stop/VBAT режими и бързи времена за събуждане, полезни при ниско натоварване и дежурни режими.

Съпоставка „изискване ↔ реализация“

- PWM за 8 гейт сигнала (две фази × четири полумоста): реализуемо чрез advanced таймери с complementary изходи и отделни канали; налични break-входове за хардуерно изключване.
- Измерване на ток/напрежение: двата АЦП позволяват паралелно/интерлийнато семплиране и тригване от таймери; DMA освобождава CPU.
- Бързи прекъсвания и нисък джитър: приоритети на NVIC и хардуерни тригери от таймери осигуряват детерминирано време.
- Комуникации: CAN-FD за диагностика и командване; SPI/I<sup>2</sup>C за сензори, драйвери и памети.
- Безопасност и сигурност: TrustZone, защита на паметта, крипто акселератори (в L562), както и хардуерни break-пътища към таймерите.

Инструменти и екосистема

STM32CubeIDE/STM32CubeMX ускоряват конфигурацията на часовници, таймери, АЦП и DMA. Достъпни са HAL/LL драйвери, FreeRTOS интеграция и богата документация/примери. Налични са Nucleo/Discovery платки (напр. Nucleo-L552ZE-Q) за бързо прототипиране и отладка (вграден ST-LINK, USB virtual COM).

#### **III.4.4      Описание на изводите на контролера**

Pin №	Pin name	Кратко описание
1	VBAT	RTC и backup захранване
2	PC13	GPIO / Tamper
3	PC14-OSC32_IN	LSE вход 32.768 kHz
4	PC15-OSC32_OUT	LSE изход
5	PH0-OSC_IN	HSE вход
6	PH1-OSC_OUT	HSE изход
7	NRST	Хардуерен reset

8	VSS	Маса
9	VDD	Цифрово захранване
10	PA0	GPIO / ADC / TIM2_CH1
11	PA1	GPIO / ADC / TIM2_CH2
12	PA2	GPIO / USART2_TX
13	PA3	GPIO / USART2_RX
14	PA4	GPIO / SPI1_NSS / ADC
15	PA5	GPIO / SPI1_SCK
16	PA6	GPIO / SPI1_MISO
17	PA7	GPIO / SPI1_MOSI
18	PB0	GPIO / ADC
19	PB1	GPIO / ADC
20	PB2	GPIO
21	PB10	GPIO / I2C2_SCL / USART3_TX
22	PB11	GPIO / I2C2_SDA / USART3_RX
23	VSS	Маса
24	VDD	Цифрово захранване
25	PB12	GPIO / SPI2_NSS
26	PB13	GPIO / SPI2_SCK
27	PB14	GPIO / SPI2_MISO
28	PB15	GPIO / SPI2_MOSI
29	PC6	GPIO / TIM3_CH1
30	PC7	GPIO / TIM3_CH2
31	PC8	GPIO / TIM3_CH3
32	PC9	GPIO / TIM3_CH4

33	VSSA	Аналогова маса
34	VDDA	Аналогово захранване
35	PA8	GPIO / TIM1_CH1 / MCO
36	PA9	GPIO / USART1_TX
37	PA10	GPIO / USART1_RX
38	PA11	GPIO / USB_DM
39	PA12	GPIO / USB_DP
40	PA13	SWDIO
41	VSS	Маса
42	VDD	Цифрово захранване
43	PA14	SWCLK
44	PB3	SWO / GPIO
45	PB4	GPIO
46	PB5	GPIO
47	PC0	GPIO / ADC
48	PC1	GPIO / ADC

Таблица 5

### III.4.5 Алтернативи и аргументи

STM32L452 (Cortex-M4) е близък по периферия и с добър енергиен профил, но серията L5 добавя TrustZone и обновени аналогови/сигурностни възможности. STM32G4 предлага HRTIM и е отличен за много високочестотни/многофазни инверторни задачи; за 200 kHz клас с фокус върху ниска консумация и сигурност, STM32L5x2 е по-балансиран избор. Ако бъде изискана по-висока пътност на PWM каналите, комбинация TIM1+TIM8 покрива нуждите.

STM32L5x2 (STM32L552) удовлетворява изискванията за управление на двупосочен interleaved buck-boost преобразувател и периферии в 48 V ↔ 24 V система. Комбинацията от ниска консумация, подходящи таймери, АЦП с DMA, богати комуникации и функции за сигурност прави този микроконтролер надеждна и мащабируема основа за дипломния проект и последващо продуктово развитие.

### III.5 Избор на контактори

### III.5.1 Архитектура на включване



**Фигура 34 Архитектура на включване на контакторите в 48 V системата**

- Главен контактор на положителния полюс на 48 V шината (опционално и на отрицателния за двустранно изключване).
- Паралелен „precharge“ път: резистор за ограничаване на тока при зареждане на шинните кондензатори + малък HV контактор/реле (precharge). Последователност: затваря се precharge, изчаква се достигане на ~90–98% от шинното напрежение, затваря се главният контактор, след което precharge се отваря.
- Препоръчителни помощни контакти за диагностика (aux) и измерване на пад на напрежение за детекция на заваряване.

### III.5.2 Критерии за избор

- Номинален постоянен ток ( $\geq 2 \times$  над очаквания непрекъснат товар за термален запас).
- Способност за прекъсване на DC ток (DC interrupt) и живот при включване/изключване под товар.
- Напрежение на контактите:  $\geq 60\text{--}100$  VDC за комфортен запас при 48 V система и преходни процеси.
- Херметично уплътняване (IP67/IP69K) и устойчивост на вибрации/удари.
- Напрежение и управление на бобината (12/24/48 V), наличие на „economizer“/PWM за ниска поддържаща мощност.
- Вградена защита на бобината (супресор). Някои модели забраняват външен диод (вграден транзорб).
- Ориентация на тока през силовите клеми, ако производителят изисква определена посока за най-добро изключване.
- Наличие на сертификации и автомобилни препоръки.

Компонент	Роля	Номинален ток	Напряж. контакти	Бобина	Бележки

TE / Kilovac EV200	Главен контактор	$\approx$ 500 A (carry)	до 900 VDC	9–36 VDC (економайзер)	Херметичен, доказан в EV; голям запас.
Sensata / Gigavac GV200	Главен контактор	$\approx$ 500 A (carry)	до $\approx$ 800 VDC	12/24 VDC (вграден супресор)	Херметичен; указание за посока A1→A2.
Albright SW80 серия	Главен контактор (икономичен)	100–125 A	до 48–60 VDC (без blowouts)	12/24/48 VDC	Отворен корпус; за защитени среди.
Song Chuan MV023	Главен контактор (компактен)	150 A	до 200 VDC	12–48 VDC	Компактен; подходящ за 48 V системи.
Gigavac P195 (MiniTACTOR)	Precharge контактор	до $\approx$ 80 A	до 1200–1500 VDC	12/24/48 VDC	Малък, херметичен; идеален за precharge.
TE Mini K HV (Precharge)	Precharge реле	до $\approx$ 20 A precharge	до 450 VDC	12/24 VDC	Леко, специализирано за precharge.

Таблица 6

### III.5.3 Препоръчани конфигурации

- Висока надеждност (over-spec): Главен EV200 или GV200 + Precharge P195. Подходящо при тежки условия, честа комутация и висок резерв.
- Балансирана цена/обем: Главен MV023 (или Albright SW80 при защитена среда) + Precharge P195 или TE Mini K HV.
- Двустранно изключване: два главни контактора (плюс/минус) + един precharge път към положителния полюс.

### III.5.4 Извод

- Gigavac/Sensata: серия GV200 (главен), P195 MiniTACTOR (precharge), насоки за проектиране на precharge.
- TE Connectivity / KILOVAC: серия EV200 (главен), Mini K HV precharge релета; ръководства и каталози.

- Albright SW80: икономична алтернатива за 48 V системи (без херметизация; за защитени среди).

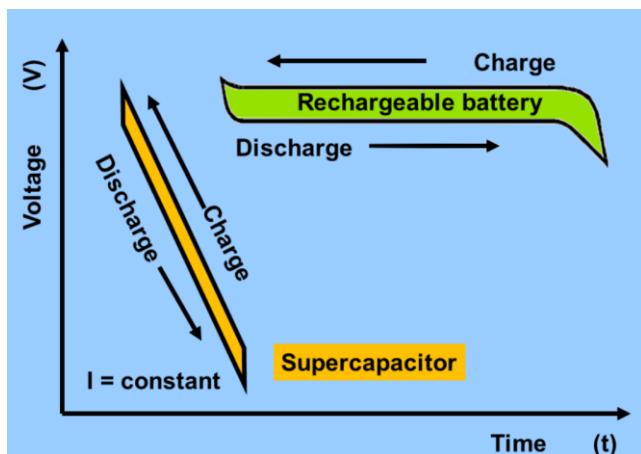
### III.6 Избор и разглеждане на ултракондензатори

#### III.6.1 Ултракондензатори

##### III.6.1.1 Разглеждане

Ултракондензаторите (UC, supercapacitors, EDLC) са електрохимични кондензатори с много голяма специфична капацитивност, изключително ниско вътрешно съпротивление (ESR) и много голяма допустима пикова и непрекъсната мощност. Те запълват нишата между класическите кондензатори и акумулаторните батерии: имат по-ниска енергийна плътност от Li-ion, но многократно по-голяма мощност и здравина към цикли и токови удари, което ги прави подходящи за рекуперация, буфериране на върхови товари и бърз заряд/разряд.

Основната енергия се съхранява в електричния двоен слой на голяма развита повърхност (активен въглерод). Типичната максимална клетъчна напреженовна стойност е 2.7–3.0 V. Поради ограничено напрежение UC-клетките се свързват последователно за по-високо системно напрежение и често паралелно за по-голям ток и по-ниско ESR.



*Фигура 35 Сравнение на напрежението във времето при зареждане и разреждане на акумулаторна батерия и суперкондензатор при постоянноен ток [11]*

Полезната енергия между два прага  $V_1$  и  $V_2$  е:

$$\Delta E = 1/2 \cdot C \cdot (V_2^2 - V_1^2) \quad (1)$$

За разлика от батерия, напрежението на UC е силно зависимо от заряда, затова SOC може да се оценява (първо приближение) като:

$$SOC(V) = (V^2 - V_{\min}^2) / (V_{\max}^2 - V_{\min}^2) \quad (2)$$

Моментната мощност при ток  $I$  е:

$$P = V \cdot I \quad (3)$$

Вътрешните загуби са:

$$P_{\text{loss}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot ESR \quad (4)$$

Температурният прираст приблизително:

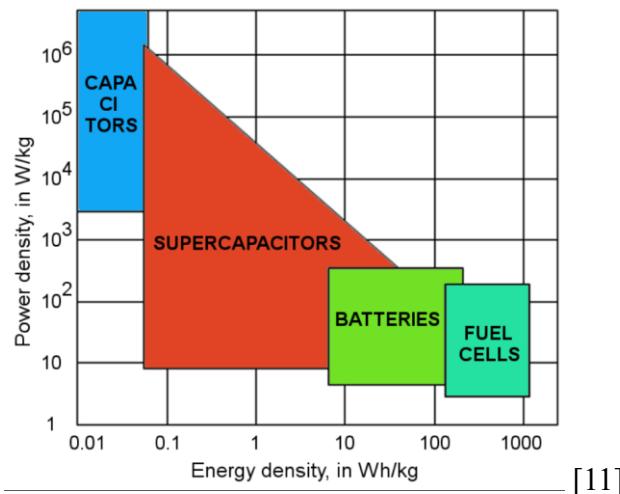
$$\Delta T \approx P_{\text{loss}} \cdot R_{\text{th}} \quad (5)$$

Допустимият непрекъснат ток се ограничава от ESR и топлоотвеждането.

При токова пулсация  $\Delta I$  с честота  $f_{\text{sw}}$  напреженовата пулсация върху капацитета е приблизително:

$$\Delta V_C \approx \Delta I / (C \cdot 2\pi \cdot f_{\text{sw}}) \quad (5) \text{ (малосигнално приближение),}$$

а върху ESR — мигновено:  $\Delta V_{\text{ESR}} = \Delta I \cdot \text{ESR} \quad (6)$ . При интерлийвинг на две фази пулсациите на шинния ток се сумират частично в противофаза и значимо намаляват изискванията към C.



Фигура 36 Диаграма на Рагоне, показваща съотношението между енергийна плътност и мощностна плътност за кондензатори, суперкондензатори, батерии и горивни клетки

### III.6.1.2 Поектиране (банка 24 V / 375 F)

Да се оцени запасът от енергия при допустим работен диапазон 8–24 V и максимален ток 45 A:

Енергия:

$$E_{8 \rightarrow 24} = 1/2 \cdot 375 \cdot (24^2 - 8^2) = 96\,000 \text{ J} \approx 26.7 \text{ Wh.} \quad (6)$$

Време за заряд при CC = 45 A (8 → 24 V):

$$t = C \cdot \Delta V / I = 375 \cdot 16 / 45 \approx 133 \text{ s} (\approx 2.2 \text{ min}) \quad (7)$$

Средната мощност при CC е:

$$\bar{P} \approx I \cdot \bar{V} = 45 \cdot 16 = 720 \text{ W} \quad (8)$$

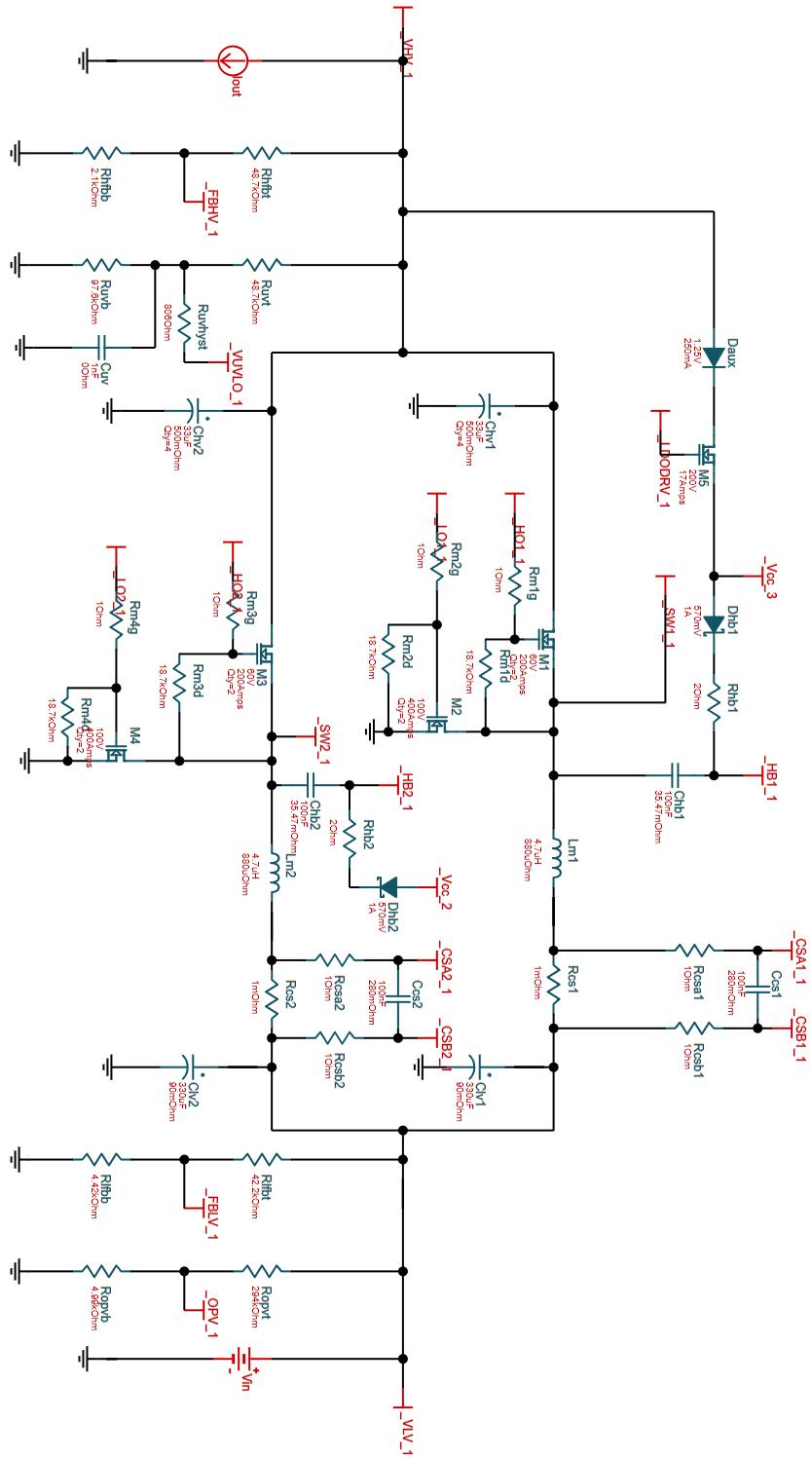
Пулсации (ориентир): ако пулсацията на ток през шинния капацитет е  $\Delta I = 5 \text{ A}_{\text{pp}}$  при  $f_{\text{sw}} = 200 \text{ kHz}$ , то

$$\Delta V_C \approx \Delta I / (2\pi f_{\text{sw}} C) \approx 5 / (2\pi \cdot 2 \cdot 10^5 \cdot 375) \approx 0.0106 \text{ V}. \text{ ESR-компонентата се добавя: } \Delta V_{\text{ESR}} = \Delta I \cdot \text{ESR} \quad (9)$$

Балансиране: при серия от 10 клетки ( $\approx 27 \text{ V}_{\text{max}}$  с  $2.7 \text{ V}/\text{cell}$ ) номиналният капацитет става  $C_{\text{tot}} = C_{\text{cell}}/10$ . За по-дълъг живот често се цели  $\leq 2.4\text{--}2.5 \text{ V}/\text{cell} \rightarrow$  избор на 10–12 клетки според дерейтинга и изискваната усвоима енергия.

## Глава IV Оразмеряване на силова и управляваща схема

### IV.1 Определяне на работните коефициенти на запълване



Фигура 37 Принципна схема на силова част

За правилното оразмеряване на силовите компоненти е необходимо първо да се определят граничните стойности на коефициента на запълване при двата основни режима на работа – понижаващ (buck) и повишаващ (boost). На Фиг.37 са показани изходни данни за регулатора, въведени в калкулатора, представен от TI.

### 1. Design Parameters

High Voltage Input Parameters	
HV Port Minimum Voltage	36 V
HV Port Nominal Voltage	48 V
HV Port Maximum Voltage	52 V
Low Voltage Port Parameters	
LV Port Minimum Voltage	16 V
LV Port Nominal Voltage	24 V
LV Port Maximum Voltage	26 V
Switching Frequency	
Selected Switching Frequency	103 kHz
Oscillator Set Resistor ( $R_{osc}$ )	40,29 kΩ
Current Range/ Number of Phases	
Total Number of Phases	2
Total LV Port Current	45 A
Total HV Port Current in Boost Mode	25 A
Calculated Sense Resistor ( $R_{cs1}, R_{cs2}$ )	2,222 mΩ
Selected Sense Resistor ( $R_{cs1}, R_{cs2}$ )	2 mΩ
Maximum Average Inductor Current Per Channel	25 A
Maximum Low Voltage Port Current	50 A

Фигура 38 Изходни данни [12]

Минимален коефициент на запълване в buck режим:

$$D_{BK\_min} = \frac{V_{LV}}{V_{HV\_max}} = \frac{24}{52} = 0.46 \quad (10)$$

Максимален коефициент на запълване в buck режим:

$$D_{BK\_max} = \frac{V_{LV}}{V_{HV\_min}} = \frac{24}{36} = 0.66 \quad (11)$$

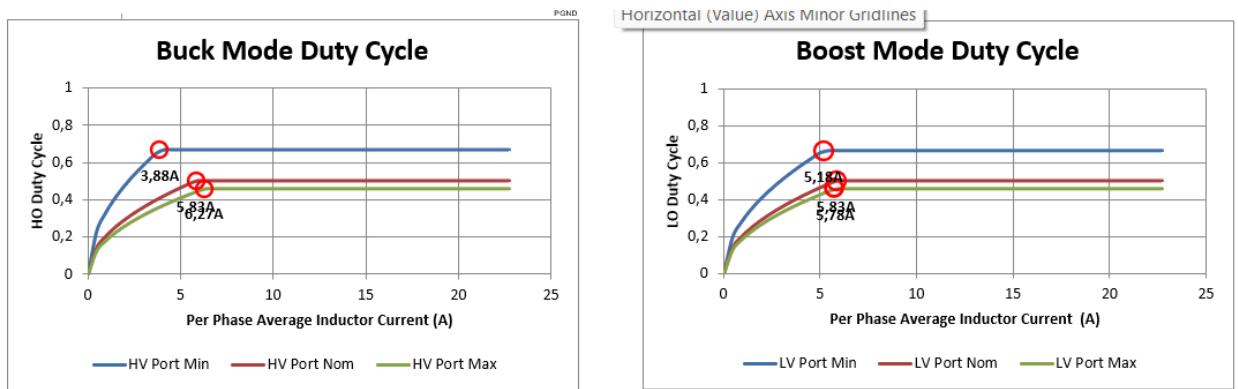
Минимален коефициент на запълване в boost режим:

$$D_{BST\_min} = \frac{V_{HV} - V_{LV\_max}}{V_{HV}} = \frac{48 - 28}{48} = 0.42 \quad (12)$$

Максимален коефициент на запълване в boost режим:

$$D_{BST\_max} = \frac{V_{HV} - V_{LV\_min}}{V_{HV}} = \frac{48 - 16}{48} = 0.66 \quad (13)$$

Получените стойности показват, че системата работи в широк диапазон на коефициента на запълване, което изисква внимателен избор на силовите елементи.



Фигура 39 Коефициент на запълване от калкулатор [12]

## IV.2 Оразмеряване на основния дросел

Минималната стойност на индуктивността се определя при най-неблагоприятния режим – минимален коефициент на запълване в buck режим и максимален ток.

$$L_m \geq \frac{V_{LV} * (1 - D_{BK\_min})}{80\% * I_{max} * F_{SW}} = \frac{24V * (1 - 0.46)}{0.8 * 25 * 100kHz} = 6,97uH \quad (14)$$

$$I_{pk-pk} = \frac{V_{LV} * (1 - D_{BK\_min})}{L_m * F_{SW}} = \frac{24V * (1 - 0.46)}{6.8uH * 100kHz} = 20A \quad (15)$$

$$I_{peak} = I_{max} + \frac{I_{pk-pk}}{2} = 35A \quad ()$$

$$I_{LM\_RMS} = \sqrt{I_{max}^2 + \frac{1}{12} * I_{pk-pk}^2} = 25A \quad (16)$$

На фиг.39 може да се сравни калкулацията спрямо поризводствения калкулатор на TI

2. Inductor Selection	
Peak-to-Peak Ripple Ratio	80 %
Calculated Inductance Value	6,97 uH
Selected Inductance Value ( $L_{M1}, L_{M2}$ )	10 uH
Inductor DCR	1 mΩ
Maximum Inductor Peak Current	28,77 A

3. Inductor Peak Current Limiting	
Current Limit Margin Above Maximum Inductor Current	5 %
Calculated Inductor Peak Current Limit	30,21 A
Selected Inductor Peak Current Limit	30 A
Calculated IPK Voltage ( $V_{IPK}$ )	1,20 V
Suggested Low-Side Resistor ( $R_{IPK1}$ )	12 kΩ
Selected Low-Side Resistor ( $R_{IPK1}$ )	12 kΩ
Suggested High-Side Resistor ( $R_{IPKT}$ )	23,000 kΩ
Selected High-Side Resistor ( $R_{IPKT}$ )	23 kΩ
Actual IPK Voltage With Selected $R_{IPK1}$ and $R_{IPKT}$	1,200 V
Actual Inductor Peak Current Limit	30,00 A

Фигура 40 Калкулация на индуктор [12]

### **IV.3 Избор на ограничаващи компоненти (токов шунт и напрежителен делител):**

Токов шунт

Максималното допустимо напрежение върху токовия шунт е 50 mV, поради което неговото съпротивление се определя като:

$$R_{CS} \leq \frac{50mV}{I_{max}} = 2,2mOhm \quad (17)$$

Настройка на токовите прагове

Напрежението за ограничение на средния ток:

$$V_{ISET\_max} = \frac{110\% * I_{max} * R_{CS}}{G_{ISET}} + 1V = \frac{110\% * 60A * 1mOhm}{0.025} + 1V = 3.64V \quad (18)$$

$$V_{IPK} = \frac{105\% * I_{peak} * R_{CS}}{G_{IPK}} + 1V = \frac{105\% * 75A * 1mOhm}{0.05} + 1V = 1.57V \quad (19)$$

### **IV.4 Избор и оразмеряване на силовите MOSFET транзистори**

Проводимите загуби в силовите транзистори се оценяват по формулата:

$$P_{Q\_cond} = \frac{1.8 * R_{DS\_ON}}{N} * I_{Q\_RMS}^2 = 2.1W \quad (20)$$

RMS токът през транзистора е:

$$I_{Q\_RMS} = \sqrt{D_{max}} * I_{max} = 48.75A \quad (21)$$

Превключвателните загуби се определят от:

$$P_{Q\_sw} = \frac{1}{2} * C_{oss} * V_{HV}^2 * F_{SW} + \frac{1}{2} * \frac{I_{peak}}{N} * V_{HV} * (\Delta t_{rise} + \Delta t_{fall}) * F_{SW} = (22)$$

### **IV.5 Избор на конкретен силов транзистор**

За реализацията на силовата схема е избран MOSFET транзистор **NVMFS6H836NL**, поради неговото ниско съпротивление на отворен канал RDS(on) и сравнително малки паразитни капацитети. Това води до намалени загуби както при проводим режим, така и при комутация, което е критично за постигане на висока ефективност и надеждна работа при автомобилни условия.

**CHARGES, CAPACITANCES & GATE RESISTANCE**

Input Capacitance	$C_{ISS}$	$V_{GS} = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}, V_{DS} = 40 \text{ V}$		1950		pF
Output Capacitance	$C_{OSS}$			250		
Reverse Transfer Capacitance	$C_{RSS}$			11		
Total Gate Charge	$Q_{G(TOT)}$	$V_{GS} = 10 \text{ V}, V_{DS} = 40 \text{ V}; I_D = 40 \text{ A}$ $V_{GS} = 4.5 \text{ V}, V_{DS} = 40 \text{ V}; I_D = 40 \text{ A}$		34		nC
Threshold Gate Charge	$Q_{G(TH)}$			3		
Gate-to-Source Charge	$Q_{GS}$			6.3		
Gate-to-Drain Charge	$Q_{GD}$			5.5		
Plateau Voltage	$V_{GP}$			3.0		
Total Gate Charge	$Q_{G(TOT)}$			16		nC

**Таблица 7**
**ON CHARACTERISTICS (Note 4)**

Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 95 \mu\text{A}$	1.2		2.0	V
Threshold Temperature Coefficient	$V_{GS(TH)}/T_J$			-5.2		mV/°C
Drain-to-Source On Resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10 \text{ V}$	$I_D = 15 \text{ A}$	5.1	6.2	mΩ
		$V_{GS} = 4.5 \text{ V}$	$I_D = 15 \text{ A}$	6.2	7.8	mΩ
Forward Transconductance	$g_{FS}$	$V_{DS} = 8 \text{ V}, I_D = 40 \text{ A}$		99		S

**Таблица 8**
**DRAIN-SOURCE DIODE CHARACTERISTICS**

Forward Diode Voltage	$V_{SD}$	$V_{GS} = 0 \text{ V}, I_S = 15 \text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	0.8	1.2	V
			$T_J = 125^\circ\text{C}$	0.66		
Reverse Recovery Time	$t_{RR}$	$V_{GS} = 0 \text{ V}, dI_S/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}, I_S = 40 \text{ A}$		42		ns
Charge Time	$t_a$			26		
Discharge Time	$t_b$			16		
Reverse Recovery Charge	$Q_{RR}$			45		nC

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

**Таблица 9**
**THERMAL RESISTANCE MAXIMUM RATINGS**

Parameter	Symbol	Value	Unit
Junction-to-Case – Steady State	$R_{\theta JC}$	1.7	°C/W
Junction-to-Ambient – Steady State (Note 2)	$R_{\theta JA}$	40.7	

\* The entire application environment impacts the thermal resistance values shown.

**Таблица 10**
**IV.6 Капацитет на HV и LV страните**
**4. Output Capacitance**

Low Voltage Port		
Selected Low Voltage Port Capacitance ( $C_{OUT\_LV}$ )	800	uF
Low Voltage Capacitance ESR	10	mΩ
High Voltage Port		
Selected High Voltage Port Capacitance ( $C_{OUT\_HV}$ )	600	uF
High Voltage Capacitance ESR	10	mΩ

**Фигура 41 [12]**

На фиг 40 са показани изчисления, посредством производственият калкулатор на TI, на капацитетите на двете шини(24V и 48V).

## IV.7 Оразмеряване на управляваща схема

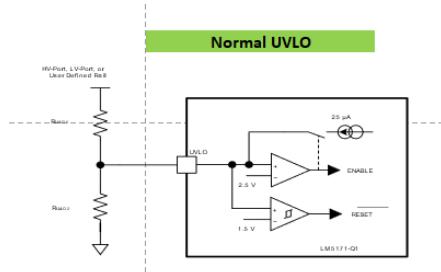
5. Soft-Start	
Constant Voltage(CV) or Constant Current(CC) control	<b>CV</b>
Output Voltage Soft Start	
Selected Output Voltage Soft-Start Time	4 ms
Selected VSET Voltage ( $V_{VSET}$ )	2 V
Suggested Low-Side Resistor ( $R_{VSETB}$ )	20 kΩ
Selected Low-Side Resistor ( $R_{VSETB}$ )	20 kΩ
Suggested High-Side Resistor ( $R_{VSETT}$ )	15 kΩ
Selected High-Side Resistor ( $R_{VSETT}$ )	15 kΩ
Actual VSET Voltage with Selected $R_{IPKB}$ and $R_{IPKT}$	2 V
Suggested Output Voltage Soft-Start Capacitor ( $C_{VSET}$ )	0,233 uF
Selected Output Voltage Soft-Start ( $C_{VSET}$ )	0,22 uF
Actual Output Voltage Soft Start Time	3,771 ms
Current Soft Start	
Selected Current Soft-Start Time	1 ms
Suggested Soft-Start Capacitor ( $C_{SS1}, C_{SS2}$ )	0,100 nF
Selected Soft-Start Capacitor ( $C_{SS1}, C_{SS2}$ )	0,1 nF
Actual Current Soft-Start Time	0,005 ms

Фигура 42 [12]

На фиг 41 са показани изчисления за плавен старт на контролера

7. Undervoltage Protection	
UVLO	
UVLO Type Selection	<b>Resistor Divider</b>
Selected UVLO Release Voltage	7,5 V
Selected Low-Side Resistor ( $R_{UVLO2}$ )	49,9 kΩ
Calculated High-Side Resistor ( $R_{UVLO1}$ )	99,8 kΩ
Selected High-Side Resistor ( $R_{UVLO1}$ )	100 kΩ
UVLO Hysteresis Type	<b>Normal</b>
Selected Amount of Hysteresis	4 V
Calculated Hysteresis Resistor ( $R_{UVLO3}$ )	19,973 kΩ
Selected Hysteresis Resistor ( $R_{UVLO3}$ )	20 kΩ
UVLO Hysteresis	2,50 V
UVLO Release Voltage Rising Edge	7,5 V
UVLO Latch Voltage Falling Edge	5,0 V
UVLO Shutdown Voltage	3,8 V

Фигура 43 [12]



Фигура 44

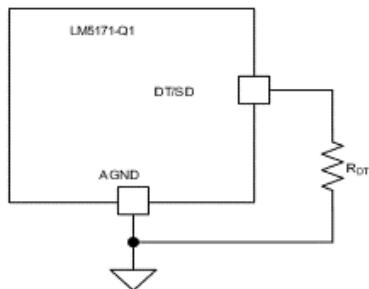
На фиг.42 са представени изчисления за защита при ниско напрежение

#### 10. MOSFET Dead Time Selection

DT/SD	
Dead Time Configuration	Programmed
Selected Programmed Dead Time	50 ns
Calculated Dead Time Resistor ( $R_{DT}$ )	19,05 kΩ
Selected Dead Time Resistor ( $R_{DT}$ )	20 kΩ
Actual Dead-Time	52,5 ns

Фигура 45 [12]

#### Programmed Dead Time

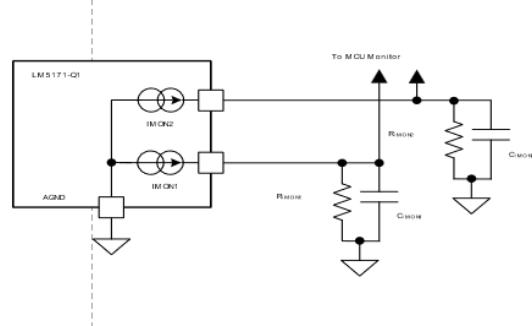


Фигура 46 [12]

Фиг. 44 и 45 показват изчисленията за мъртвото време между превключването на транзисторите

#### 9. Channel Current Monitoring

IMON1/ IMON2	
Maximum $V_{IMON}$	$V_{RCS} = 50mV$
Calculated IMON Resistor ( $R_{IMON1}, R_{IMON2}$ )	20,00 kΩ
Selected IMON Resistor ( $R_{IMON1}, R_{IMON2}$ )	20 kΩ
$V_{IMON}$ at Full Load ( $V_{RCS} = 50mV$ )	3,000 V
$V_{IMON}$ at No Load ( $V_{RCS} = 0mV$ )	1,000 V
Calculated IMON Capacitance ( $C_{IMON1}, C_{IMON2}$ )	5,00 nF
Selected IMON Capacitance ( $C_{IMON1}, C_{IMON2}$ )	4,7 nF
Delta $V_{IMON}$ at Full Load	18,1 mV
$R_{IMON} C_{IMON}$ Corner Frequency	1,69 kHz

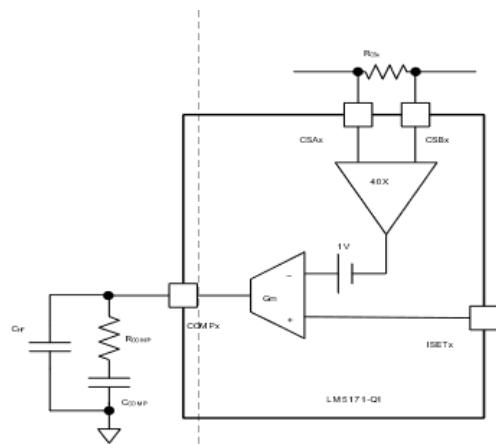


Фигура 47 [12]

На фиг. 46 е показана схема за мониторинг на тока чрез изводите IMON1 и IMON2 на LM5171-Q1, при която токът, пропорционален на напрежението върху шунта  $V_{RCS}$ , се преобразува в напрежение  $V_{IMON}$  чрез резистори  $R_{IMONR}$ . Добавените кондензатори  $C_{IMONC}$  реализират RC филтър за изглаждане на сигнала преди подаването му към АЦП на микроконтролера

## 12. Current Loop Compensation

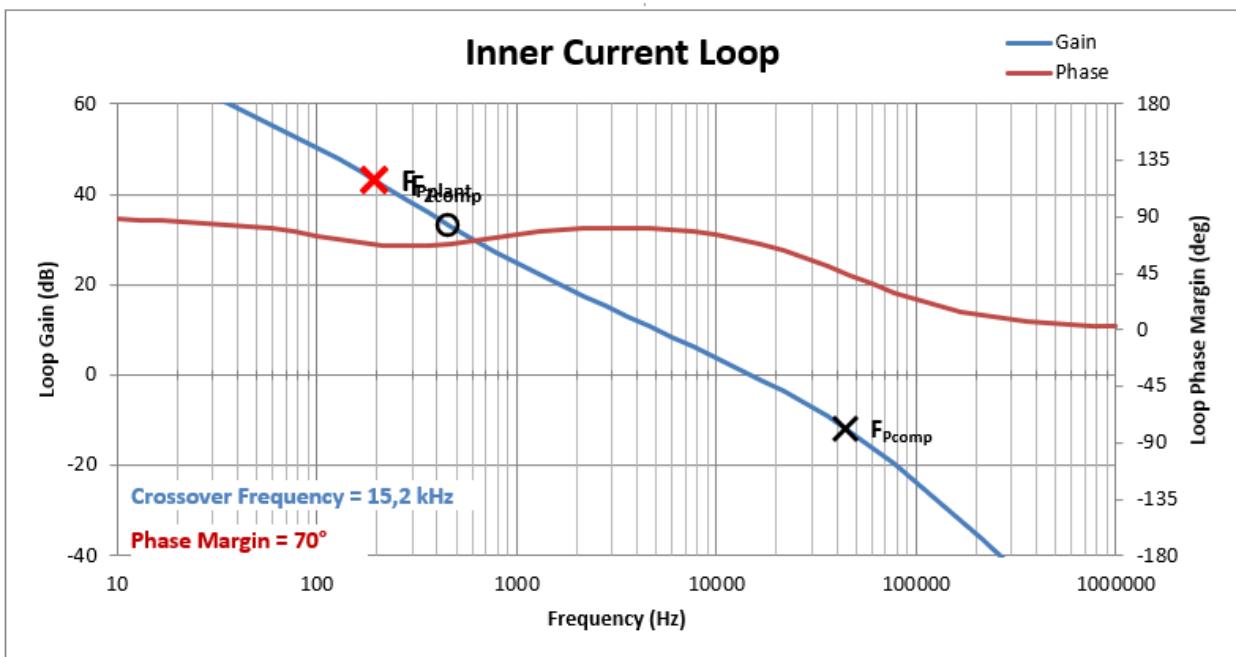
COMP1/COMP2	
Path Resistance ( $R_s$ )	10 mΩ
Suggested Loop Crossover Frequency ( $F_{co}$ )	16,401 kHz
Selected Loop Crossover Frequency ( $F_{co}$ )	15 kHz
Calculated $R_{COMP1}, R_{COMP2}$	3,347 kΩ
Selected $R_{COMP1}, R_{COMP2}$	3,6 kΩ
Calculated $C_{COMP1}, C_{COMP2}$	14,74 nF
Selected $C_{COMP1}, C_{COMP2}$	100 nF
Calculated $C_{HF1}, C_{HF2}$	0,98 nF
Selected $C_{HF1}, C_{HF2}$	1 nF
Compensation Zero Location ( $F_{zcomp}$ )	0,442 kHz
Compensation Pole Location ( $F_{pcomp}$ )	44,2 kHz



## 13. Select $R_{ISETB}$ and $R_{ISETT}$ (Shared by Buck and Boost)

$R_{ISETB}/R_{ISETT}$	
Suggested ISET Low-Side Resistor ( $R_{ISETB}$ )	3,64 kΩ
Selected ISET Low-Side Resistor ( $R_{ISETB}$ )	2,7 kΩ
Suggested ISET High-Side Resistor ( $R_{ISETT}$ )	0,267 kΩ
Selected ISET High-Side Resistor ( $R_{ISETT}$ )	1,2 kΩ

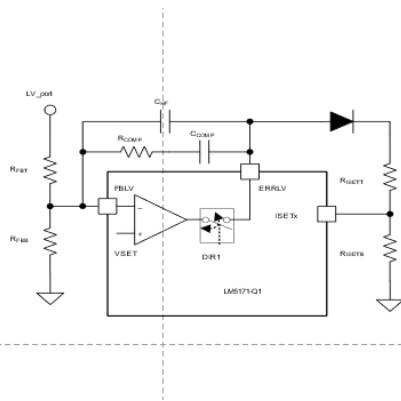
Фигура 48 [12]



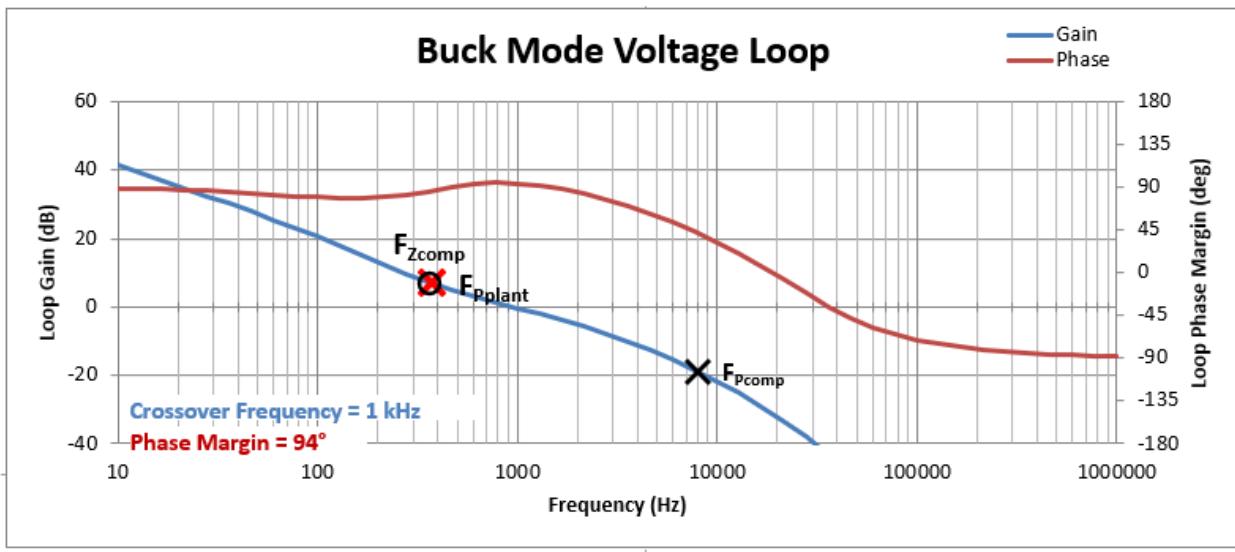
Фигура 49 [12]

#### 14. Buck Mode Voltage Loop Compensation

Buck Mode Type II Compensation	
Selected Bottom Feedback Resistor( $R_{FBB}$ )	4,42 kΩ
Suggested Top Feedback Resistor ( $R_{FBT}$ )	48,62 kΩ
Selected Resistor Top Feedback Resistor ( $R_{FBT}$ )	49 kΩ
Suggested Crossover Frequency	1,5 kHz
Selected Crossover Frequency	1,5 kHz
Calculated $R_{COMP}$ Buck	23,921 kΩ
Selected $R_{COMP}$ Buck	20 kΩ
Calculated $C_{COMP}$ Buck	21,73 nF
Selected $C_{COMP}$ Buck	22 nF
Calculated $C_{HF}$ Buck	1061 pF
Selected $C_{HF}$ Buck	1000 pF
Compensation Zero Location ( $F_{Zcomp}$ )	0,362 kHz
Compensation Pole Location ( $F_{Pcomp}$ )	7,96 kHz



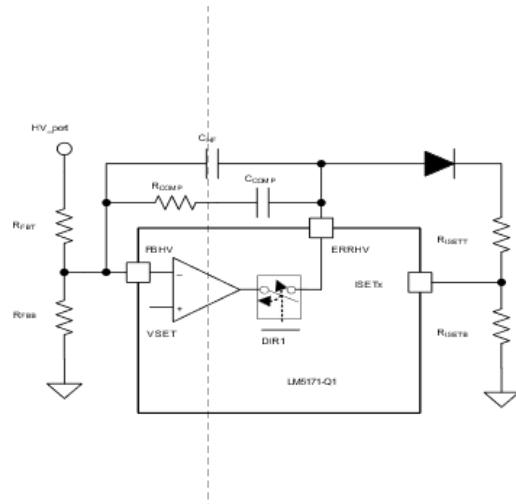
Фигура 50 [12]



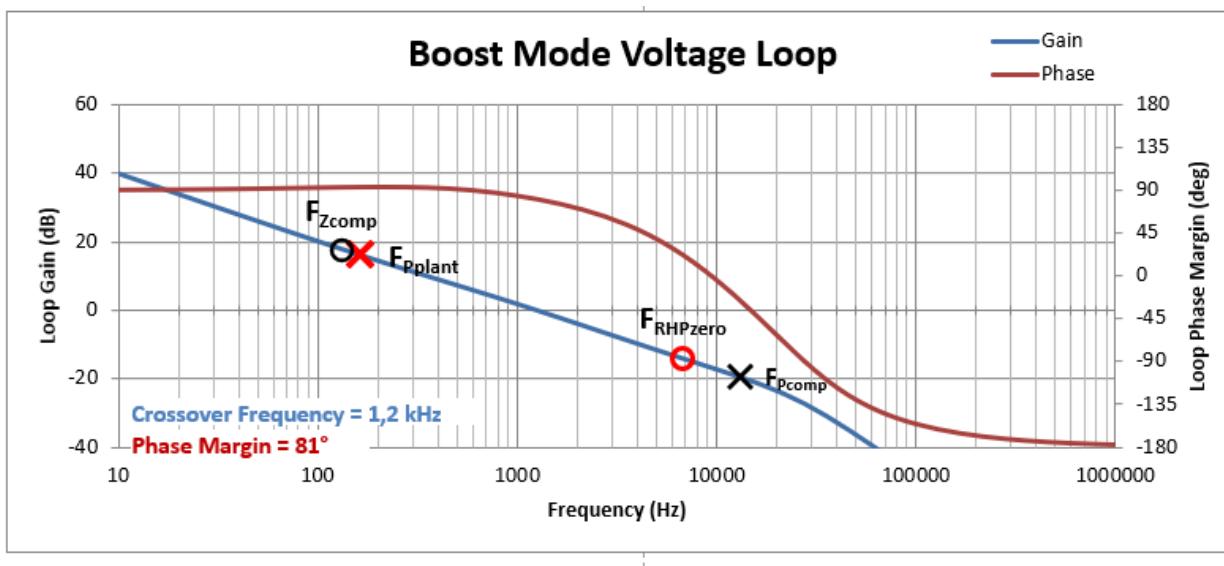
Фигура 51 [12]

#### 15. Boost Mode Voltage Loop Compensation

Boost Mode Type II Compensation	
Selected Bottom Feedback Resistor( $R_{FBB}$ )	2,1 kΩ
Suggested Top Feedback Resistor ( $R_{FBT}$ )	48,3 kΩ
Selected Resistor Top Feedback Resistor ( $R_{FBT}$ )	49,9 kΩ
Suggested Crossover Frequency	1,4 kHz
Selected Crossover Frequency	1,5 kHz
Calculated $R_{COMP}$ Boost	54,08 kΩ
Selected $R_{COMP}$ Boost	45 kΩ
Calculated $C_{COMP}$ Boost	25,733 nF
Selected $C_{COMP}$ Boost	27 nF
Calculated $C_{HF}$ Boost	270 pF
Selected $C_{HF}$ Boost	270 pF
Compensation Zero Location ( $F_{Zcomp}$ )	0,131 kHz
Compensation Pole Location ( $F_{Pcomp}$ )	13,10 kHz



Фигура 52 [12]



Фигура 53 [12]

На фиг. 48–52 са показани схемите и честотните характеристики на вътрешния токов контур и външните напреженови контури на преобразувателя, реализирани с интегралната схема LM5171-Q1. Компенсационните мрежи към изводите COMP и FB формират динамиката на управляващите контури както в режим Buck, така и в режим Boost. Чрез подходящ избор на резистори и кондензатори се задават нулите и полюсите на регулаторите, така че да се осигури желаната честота на пресичане и достатъчен фазов запас. Получените Bode диаграми показват, че токовият контур има честота на пресичане около 15 kHz, а напреженовите контури – около 1–1,5 kHz, което гарантира стабилна работа, добра динамика и устойчивост на системата при промяна на натоварването и режима на работа.

#### IV.8 Загуби в активни и пасивни компоненти, ефективност

1.	Cin IRMS	17.678 A	Capacitor	Input capacitor RMS ripple current
2.	Cin Pd	56.25 W	Capacitor	Input capacitor power dissipation
3.	Cout IRMS	17.678 A	Capacitor	Output capacitor RMS ripple current
4.	Cout Pd	78.125 W	Capacitor	Output capacitor power dissipation
5.	I lim	53.375 A	Current	Current limit threshold
6.	IC Pd	1.505 W	IC	IC power dissipation
7.	IC Tj	76.2 degC	IC	IC junction temperature
8.	IC Tolerance	10.0 mV	IC	IC Feedback Tolerance
9.	ICThetaJA	30.7 degC/W	IC	IC junction-to-ambient thermal resistance
10.	Iin Avg	51.779 A	IC	Average input current
11.	L Ipp	22.007 A	Inductor	Peak-to-peak inductor ripple current
12.	L Pd	2.546 W	Inductor	Inductor power dissipation
13.	M1 Pd	1.076 W	Mosfet	M1 MOSFET total power dissipation
14.	M1 PdCond	530.42 mW	Mosfet	M1 MOSFET conduction losses
15.	M1 PdSw	545.95 mW	Mosfet	M1 MOSFET switching losses
16.	M1 TjOP	56.909 degC	Mosfet	M1 MOSFET junction temperature
17.	M2 Pd	1.844 W	Mosfet	M2 MOSFET total power dissipation
18.	M2 PdCond	1.35 W	Mosfet	M2 MOSFET conduction losses
19.	M2 PdSw	494.25 mW	Mosfet	M2 MOSFET switching losses
20.	M2 TjOP	87.177 degC	Mosfet	M2 MOSFET junction temperature
21.	M3 Pd	1.076 W	Mosfet	M3 MOSFET total power dissipation
22.	M3 PdCond	530.42 mW	Mosfet	M3 MOSFET conduction losses
23.	M3 PdSw	545.95 mW	Mosfet	M3 MOSFET switching losses
24.	M3 TjOP	56.909 degC	Mosfet	M3 MOSFET junction temperature
25.	M4 Pd	1.844 W	Mosfet	M4 MOSFET total power dissipation

26.	M4 PdCond	1.35 W	Mosfet	M4 MOSFET conduction losses
27.	M4 PdSw	494.25 mW	Mosfet	M4 MOSFET switching losses
28.	M4 TjOP	87.177 degC	Mosfet	M4 MOSFET junction temperature
29.	Cin Pd	56.25 W	Power	Input capacitor power dissipation
30.	Cout Pd	78.125 W	Power	Output capacitor power dissipation
31.	Feedback Pd	50.846 mW	Power	Power Dissipation in Feedback Resistors
32.	IC Pd	1.505 W	Power	IC power dissipation
33.	L Pd	2.546 W	Power	Inductor power dissipation
34.	M1 Pd	1.076 W	Power	M1 MOSFET total power dissipation
35.	M1 PdCond	530.42 mW	Power	M1 MOSFET conduction losses
36.	M1 PdSw	545.95 mW	Power	M1 MOSFET switching losses
37.	M2 Pd	1.844 W	Power	M2 MOSFET total power dissipation
38.	M2 PdCond	1.35 W	Power	M2 MOSFET conduction losses
39.	M2 PdSw	494.25 mW	Power	M2 MOSFET switching losses
40.	M3 Pd	1.076 W	Power	M3 MOSFET total power dissipation
41.	M3 PdCond	530.42 mW	Power	M3 MOSFET conduction losses
42.	M3 PdSw	545.95 mW	Power	M3 MOSFET switching losses
43.	M4 Pd	1.844 W	Power	M4 MOSFET total power dissipation
44.	M4 PdCond	1.35 W	Power	M4 MOSFET conduction losses
45.	M4 PdSw	494.25 mW	Power	M4 MOSFET switching losses
46.	Rsense Pd	1.929 W	Power	LED Current Rsns Power Dissipation
47.	Total Pd	90.004 W	Power	Total Power Dissipation
48.	Feedback Pd	50.846 mW	Resistor	Power Dissipation in Feedback Resistors
49.	Rsense Pd	1.929 W	Resistor	LED Current Rsns Power Dissipation
50.	BOM Count	92	System Information	Total Design BOM count

**Таблица 11 /13/**

В табл. 13 са представени основните електрически, термични и загубни параметри на проектирания DC-DC преобразувател, получени чрез изчисленията и симулациите на силовата част. Показани са RMS токовете и загубите във входните и изходните кондензатори, загубите в дросела и MOSFET транзисторите, както и разсейваната мощност в управляващата интегрална схема.

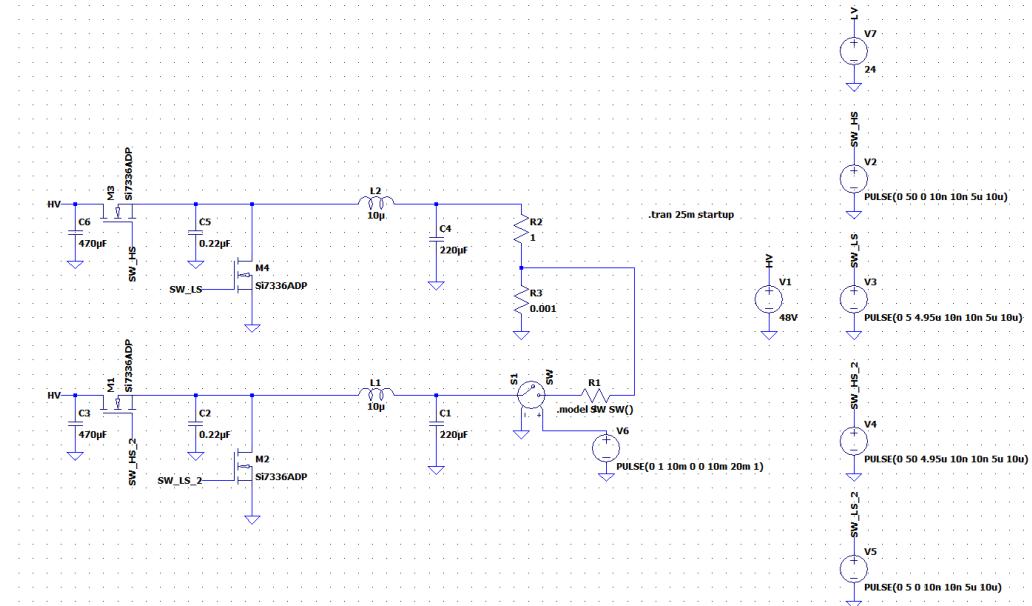
Резултатите показват, че RMS токовете във входните и изходните кондензатори са около 17.7 A, което определя изискванията към техния токов и термичен клас. Общите загуби в MOSFET транзисторите са разпределени между проводими и комутационни загуби, като максималната температура на прехода не надвишава 90 °C, което гарантира надеждна работа при зададените условия.

Интегралната схема разсейва около 1.5 W, което води до температура на прехода приблизително 76 °C при зададено термично съпротивление  $R_{0JA} = 30.7 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ . Общата разсейвана мощност в системата е около 90 W, което съответства на ефективност над 99 % при номиналната изходна мощност. Получените стойности потвърждават правилното оразмеряване на силовите елементи и термичната устойчивост на проектираната система.

В приложения 3 и 4 са представени подробни графики относно ефективността и загубите в отделните елементи, при различни входни напрежения. Представени са за снижаващ и повишаващ режим на работа.

# Глава V Симулационно изследване

## V.1 LT spice симулация

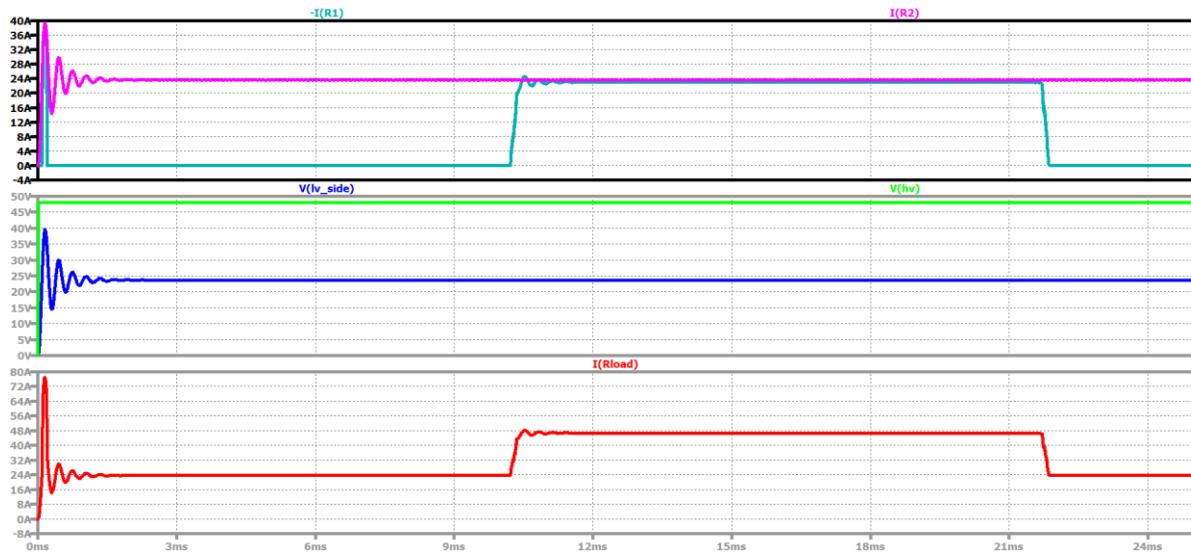


Фигура 54 Симулационен модел на двуфазен interleaved понижаващо-повишаващ (buck-boost) DC/DC преобразувател с фазово изместване и двупосочен поток на енергия

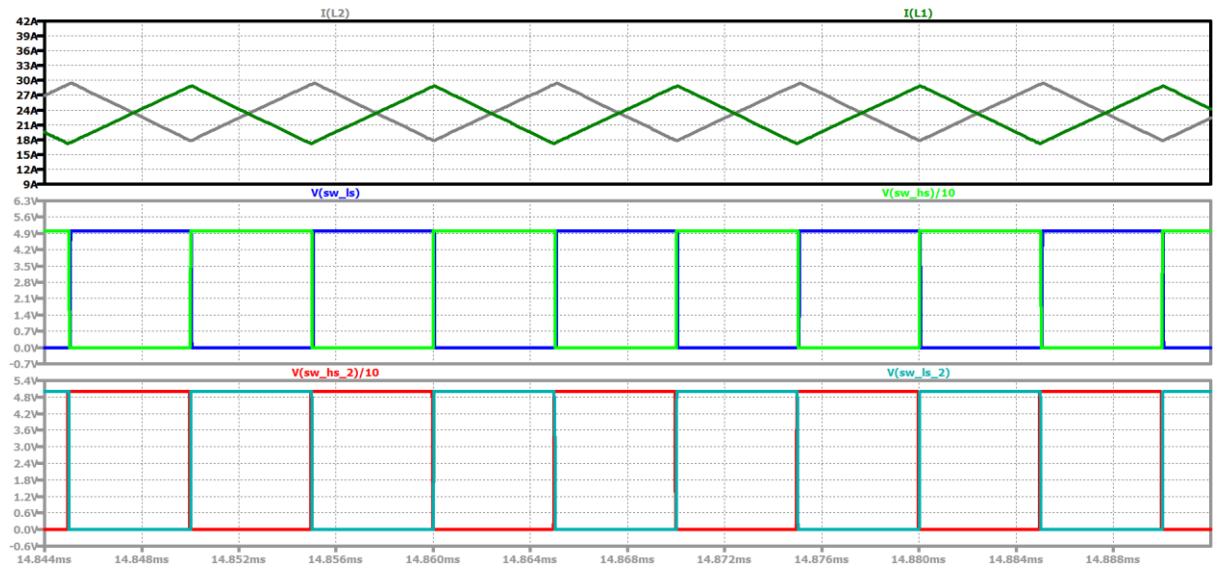
На фигура 54 е показан симулационен модел на двуфазен interleaved понижаващо-повишаващ (buck-boost) DC/DC преобразувател с фазово изместване и двупосочен поток на енергия. Показана е схема в режим на понижаване

Използва се LTSpice, като се симулира опростен модел.

На фиг. 55 са показани времевите зависимости на тока при входно напрежение 48V и работа в режим на понижаване, като на 10ms се включва и втората фаза.

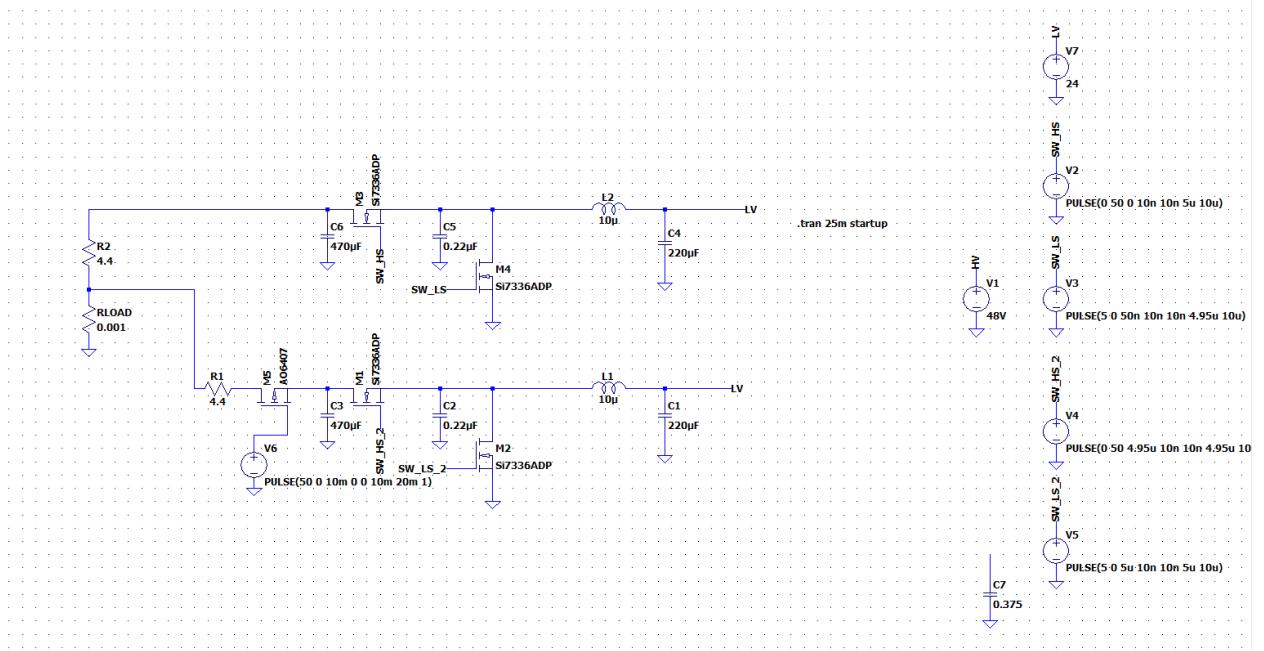


Фигура 55 Времедиаграма в режим на понижаване



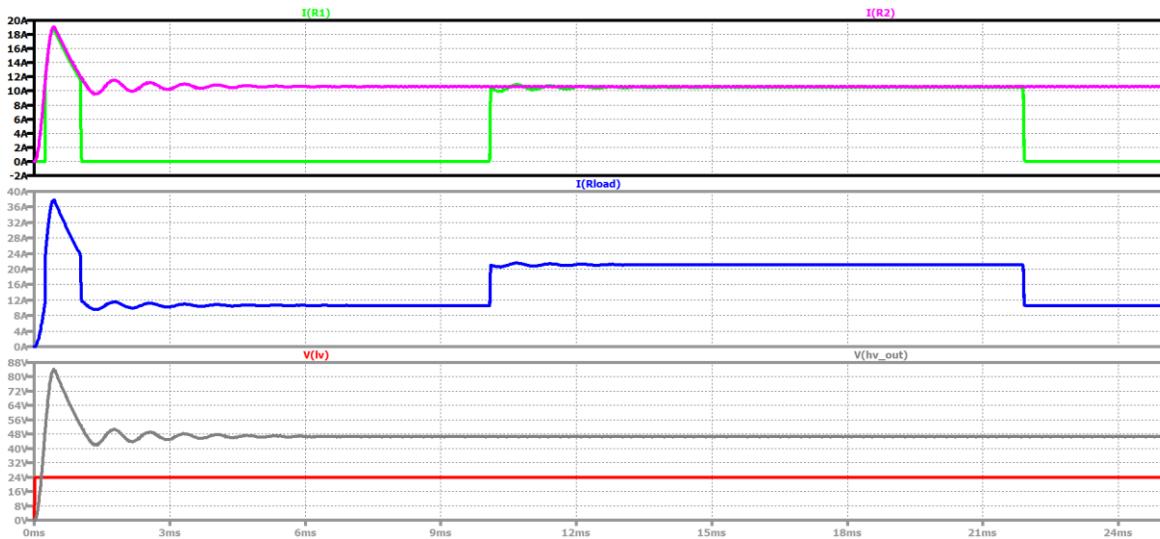
Фигура 56

На фиг. 56 е показана установената форма на тока през индуктивността и управляващите сигнали на ключовите транзистори



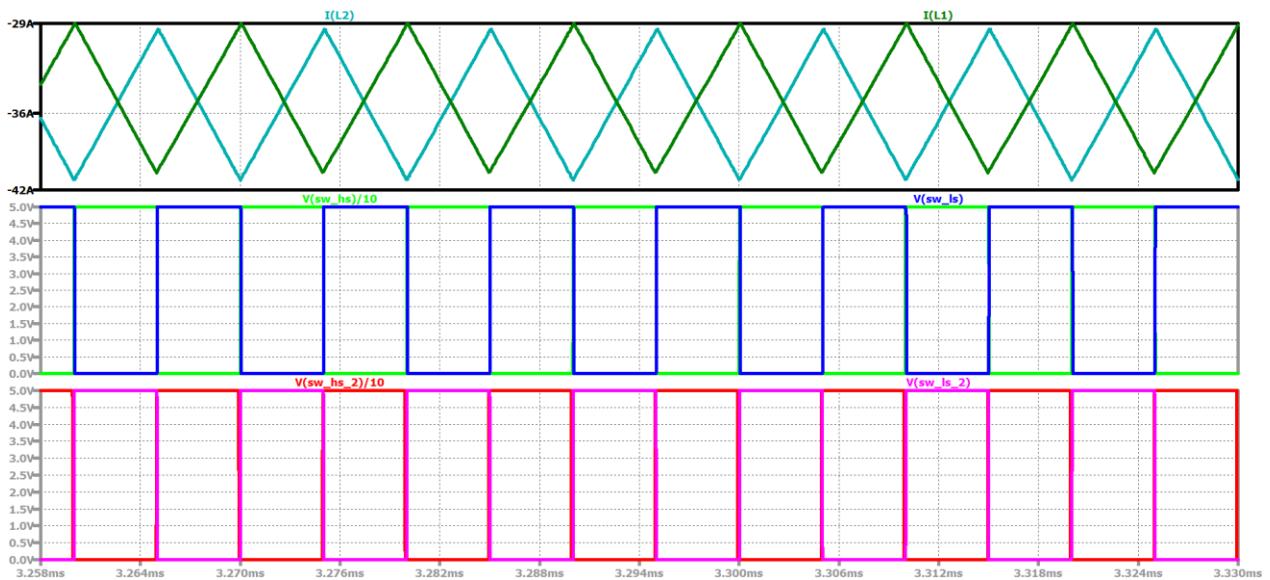
Фигура 57

На фигура 57 е показан симулационен модел на двуфазен interleaved понижаващо-повишаващ (buck-boost) DC/DC преобразувател с фазово изместване и двупосочен поток на енергия. Показана е схема в режим на повишаване



**Фигура 58**

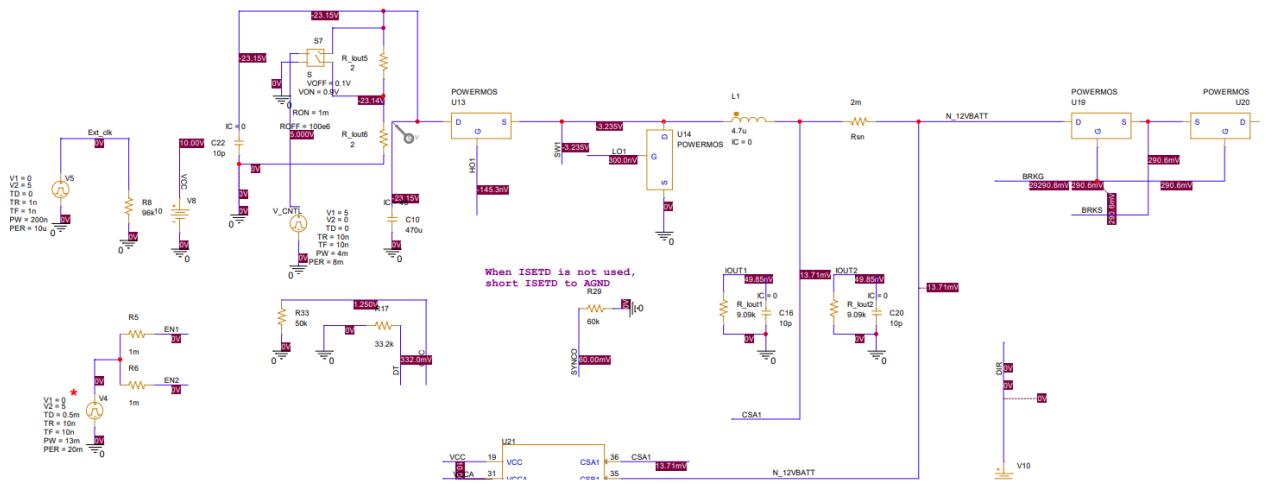
На фиг. 58 са показани времевите зависимости на тока при входно напрежение 24V и работа в режим на понижаване, като на 10ms се включва и втората фаза.



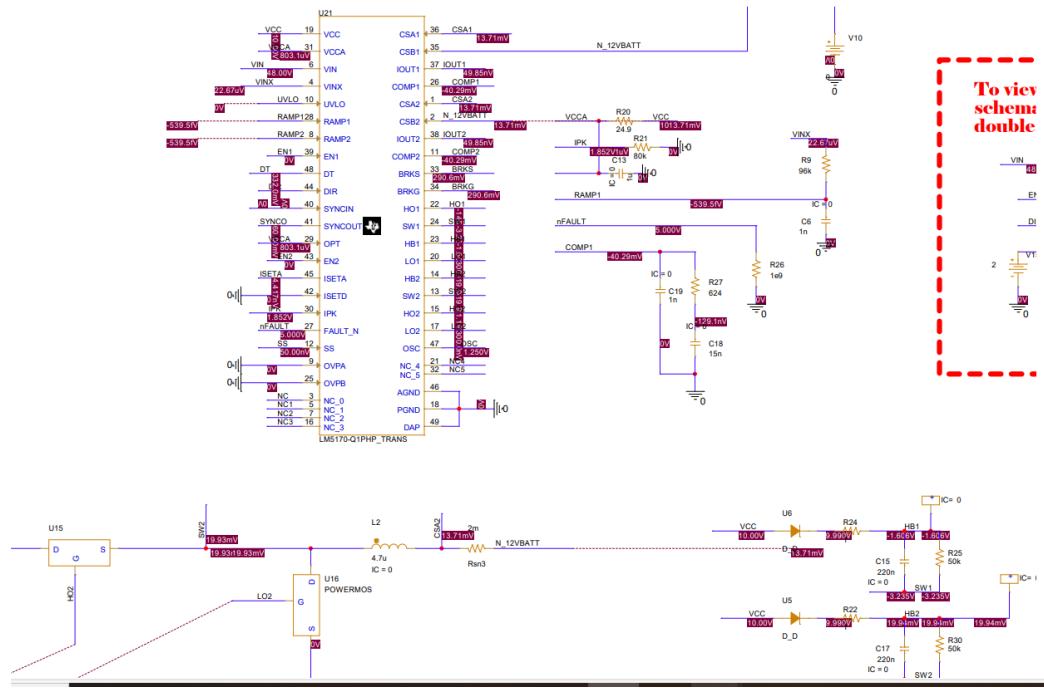
**Фигура 59**

На фиг. 59 е показана установената форма на тока през индуктивността и управляващите сигнали на ключовите транзистори

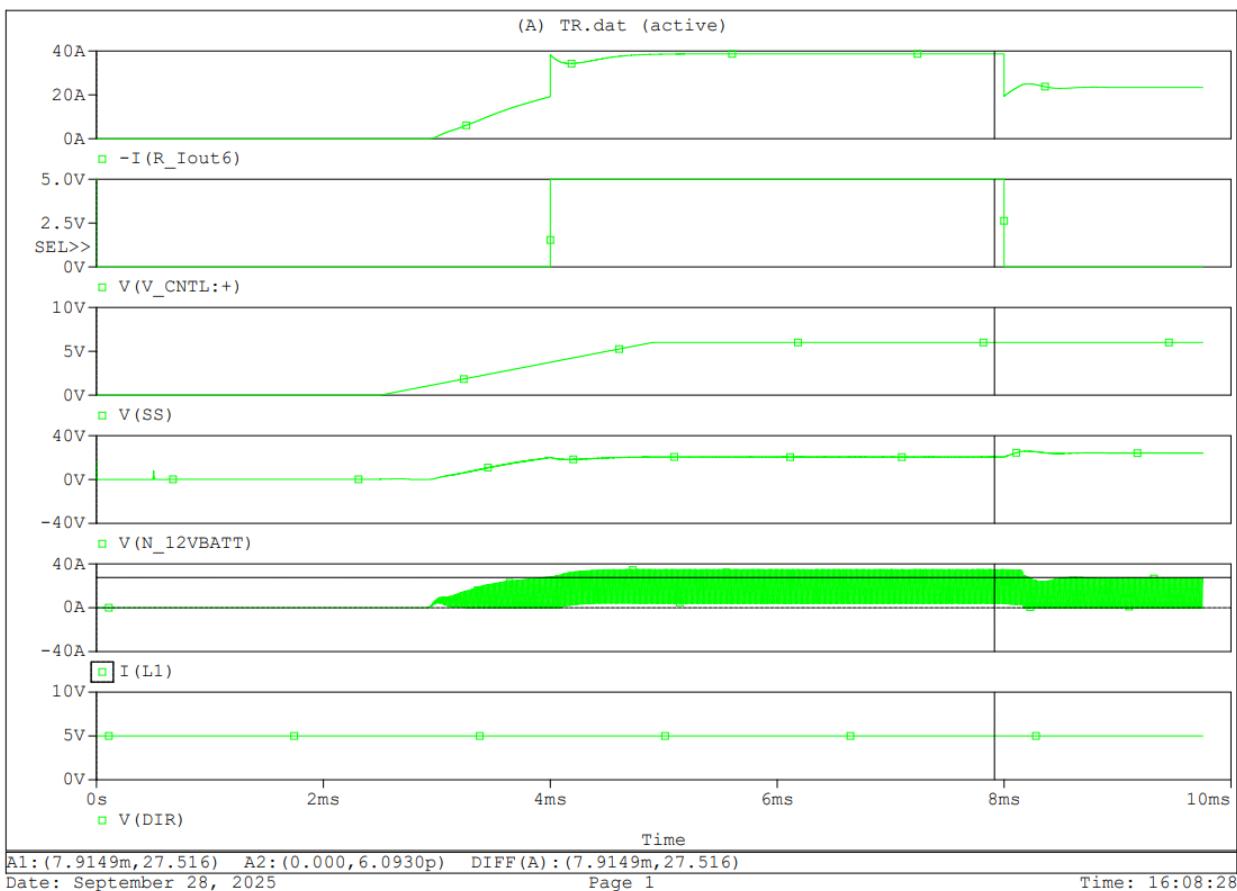
## V.2 PSpice симулация



Фигура 60 Първа част от схема за тестване на динамика на схемата



Фигура 61



**Фигура 62**

На фигури 60-61 е показана симулационна схема на подробен транзиентен модел на контролера LM5171, позволяващ изследване на преходните процеси, времедиаграмите на управляващите сигнали и влиянието на параметрите на силовите компоненти върху стабилността и ефективността на системата.

На фиг. 62 са показани симулационни резултати от транзиентния анализ(PSpice) на двуфазен interleaved двупосочен buck-boost DC/DC преобразувател с контролер LM5171, включващи:

1. токовете на изхода за първа и втора фаза, илюстриращи разпределението на тока между фазите;
2. момента на включване на втората фаза и прехода към двуфазен режим на работа;
3. изходното напрежение на системата в установен и преходен режим;
4. управляващия сигнал за избор на посоката на енергийния поток.

### V.3 TI WEBENCH Power Designer Симулация

Симулационното изследване е извършено и с помощта на средата TI WEBENCH® Power Designer, която представлява утвърден инструмент за предварително проектиране, оразмеряване и анализ на DC/DC преобразуватели на базата на реални модели на интегрални схеми и пасивни компоненти. Чрез WEBENCH са получени графиките, представени в Приложение 3 и Приложение 4, като симулациите целят да валидират работата на

двуосочния понижаващо-повишаващ DC/DC преобразувател при различни режими, характерни за 48 V автомобилна система със суперкондензаторен енергиен буфер.

В WEBENCH е конфигуриран преобразувател на базата на управляваща интегрална схема LM5171, като са въведени изходните изисквания, определени в предходните глави – диапазони на входното и изходното напрежение, максимални токове, работна честота и целева ефективност. Инструментът автоматично оразмерява силовите компоненти (индуктивности, MOSFET транзистори и шинни кондензатори) и генерира симулационен модел, който включва реалистични паразитни параметри и ограничения на компонентите.

#### WEBENCH анализ в режим „Boost“ – Приложение 3

Графиките в Приложение 3 са получени при симулация на повишаващ режим, при който преобразувателят прехвърля енергия от нисковолтовата страна към 48 V шината. Този режим имитира реален автомобилен сценарий, при който суперкондензаторният модул отдава енергия за подпомагане на ускорението или за захранване на високомощен консуматор.

В WEBENCH е променяно входното напрежение на нисковолтовата страна в диапазон, съответстващ на разреждане на суперкондензаторен модул, докато изходното напрежение на високоволтовата страна се поддържа постоянно. Допълнително е изменян товарният ток, за да се анализира реакцията на преобразувателя при различни нива на натоварване. По този начин са получени времедиаграми на токовете през индуктивността, напреженията на входа и изхода, както и пулсациите на токовете и напреженията. Резултатите демонстрират стабилна работа, непрекъснат ток през дросела и ефективно поведение на преобразувателя при повишаващ режим.

#### WEBENCH анализ в режим „Buck“ – Приложение 4

Графиките в Приложение 4 са получени при понижаващ режим на работа, при който енергията се прехвърля от 48 V шината към нисковолтовия енергиен буфер. Този режим имитира процес на зареждане на суперкондензаторите при рекуперативно спиране или при наличие на излишна енергия в системата.

В симулацията е поддържано постоянно входно напрежение на високоволтовата страна, докато изходното напрежение и ток към нисковолтовата страна са измененияни чрез настройките на WEBENCH. Анализирани са преходните процеси при стартиране на заряда, стабилизирането на изходното напрежение и поведението на токовете през силовите елементи. Получените графики показват плавна динамика без токови пикове и потвърждават правилното оразмеряване на силовите компоненти.

#### Заключение от WEBENCH симулациите

Симулационните резултати от WEBENCH потвърждават, че избраната топология и параметри на преобразувателя осигуряват стабилна и ефективна работа както в понижаващ, така и в повишаващ режим. Получените времедиаграми и характеристични криви кореспондират с теоретичните зависимости и изчисленията, представени в Глава IV, и служат като предварителна верификация на проектираното решение преди реализация на хардуерен прототип.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата дипломна работа беше разгледано проектирането и анализът на преобразувател от система за съхранение на енергия в хибриден автомобил, с фокус върху 48-волтовата автомобилна архитектура и интеграцията на ултракондензаторен енергиен буфер. Разработката обхваща както теоретичните основи и историческото развитие на 48V системите, така и детайлния анализ и избор на подходяща DC/DC топология, управляваща електроника и микроконтролерна платформа, съобразени с изискванията на съвременните автомобилни стандарти.

В първата част на работата беше показано, че традиционната 12V електрическа архитектура е достигнала своите физически и технологични граници. Нарастващият брой електрически консуматори и необходимостта от кратковременни високи мощности водят до значителни токове, загуби и увеличена маса на окабеляването. Анализът демонстрира, че 48V архитектурата представлява логична и ефективна еволюционна стъпка, която позволява пренос на значително по-големи мощности при по-ниски токове, като същевременно остава в рамките на безопасното ниско напрежение съгласно международните стандарти. Това я прави изключително подходяща за *mild-hybrid* приложения и я позиционира като стратегически важна технология в прехода към пълната електрификация на автомобилния транспорт.

В хода на разработката беше направен подробен обзор и сравнение на различни DC/DC преобразувателни топологии. Анализът показва, че еднопосочните решения като SEPIC, Ćuk и ZETA преобразувателите имат своите предимства, но не могат да отговорят напълно на изискванията за двупосочен енергиен поток, висока ефективност и ниски пулсации, характерни за автомобилни системи със съхранение и рекуперация на енергия. В резултат на това беше аргументирано избрана двупосочната interleaved buck-boost топология с фазово изместване, която съчетава висока ефективност, ниски токови пулсации, добро термично разпределение и възможност за мащабиране на мощността.

Особено внимание беше отдeleno на избора на управляваща интегрална схема и микроконтролер. Контролерът LM5171 беше анализиран като подходящо решение за управление на двупосочен многофазен преобразувател, благодарение на вградените токови усилватели, поддръжката на interleaving, гъвкавите режими на работа и богатия набор от защити. От своя страна микроконтролерът STM32L552 беше избран като балансирано решение, предлагащо достатъчна изчислителна мощност, усъвършенствани таймери за управление на силова електроника, прецизни АЦП, богати комуникационни интерфейси и съвременни механизми за сигурност. Тази комбинация позволява реализацията на надежден и мащабируем контролен алгоритъм, подходящ за реални автомобилни приложения.

В рамките на работата беше обоснована и ролята на ултракондензаторите като енергиен буфер в 48V системите. Направеният анализ показва, че въпреки по-ниската си енергийна плътност спрямо литиево-йонните батерии, ултракондензаторите предлагат изключително висока мощностна плътност, дълъг експлоатационен живот и отлични характеристики при динамични режими. Комбинирането на батерия и ултракондензатор позволява оптимално разпределение на натоварванията, като се намалява деградацията на батерията и се подобрява общата ефективност и надеждност на системата.

Симулационните изследвания потвърдиха теоретичните очаквания относно работата на двупосочния interleaved buck-boost преобразувател. Получените резултати показват

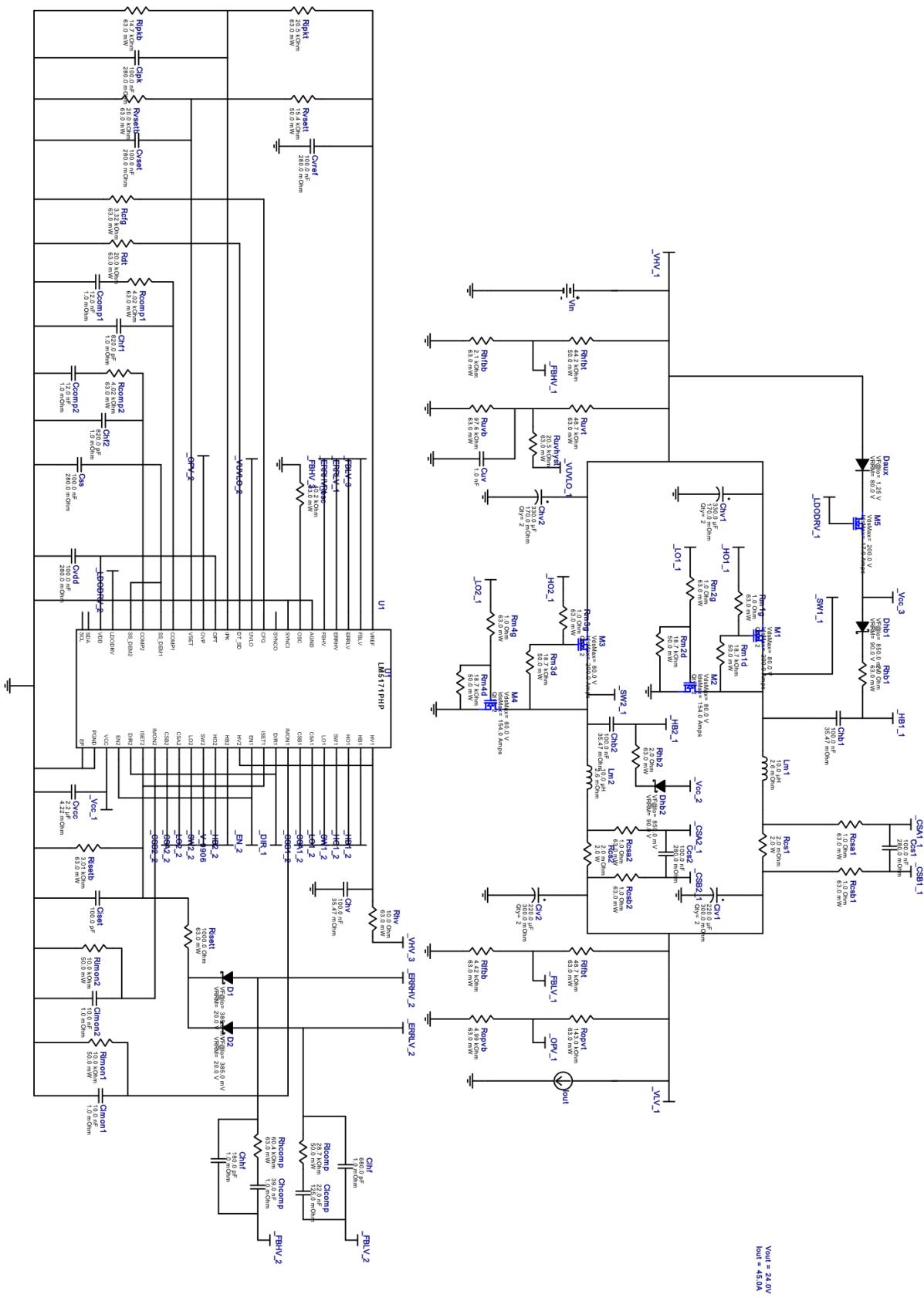
стабилно управление на напрежението и тока в двата режима на работа, ниски пулсации и добра динамична реакция при промяна на натоварването и посоката на енергийния поток. Това доказва, че избраната архитектура е подходяща за интеграция в 48V автомобилна система за съхранение и управление на енергията.

В заключение може да се обобщи, че целта на дипломната работа е постигната. Разработеното решение демонстрира как чрез правилен избор на архитектура, силова топология и управляваща електроника може да се реализира ефективна, безопасна и надеждна система за съхранение на енергия в хибриден автомобил. Представената разработка има не само учебно-теоретична стойност, но и практическа приложимост, като може да служи като основа за бъдещо разширяване – например реализация на хардуерен прототип, внедряване на по-сложни алгоритми за управление на енергията или интеграция в цялостна автомобилна Е/Е архитектура. В по-широк контекст подобни решения имат ключово значение за повишаване на енергийната ефективност, намаляване на емисиите и ускоряване на прехода към по-устойчив автомобилен транспорт.

## ЛИТЕРАТУРА

- Б. Цанева, „Лекция 1 по ЕИвХЕМ“.
- 1] M. Eaker, „48V Automotive Systems: Why,“ [Онлайн]. Available: <https://www.ti.com/lit/wp/slyy243/slyy243.pdf?ts=1769026667513>.
- 2] J. Wang, B. Wang, B. Malozyomov, N. Shchurov и J. Wang, Green Energy and Intelligent Transportation.
- 3] [Онлайн]. Available: <https://www.rfcafe.com/references/electrical/neets-modules/NEETS-Module-07-4-31-4-40.htm>.
- 4] T. Instruments, „Power Stage Designer Tool“.
- 5] Jeff Falin, „Designing DC/DC converters based on,“ Texas Instruments , [Онлайн]. Available: [https://e2echina.ti.com/cfs-file/\\_key/telligent-evolution-components-attachments/13-112-00-00-00-00-58-20/Designing-DC-DC-converters-based-on-SEPIC-topology.pdf](https://e2echina.ti.com/cfs-file/_key/telligent-evolution-components-attachments/13-112-00-00-00-00-58-20/Designing-DC-DC-converters-based-on-SEPIC-topology.pdf).
- 6] J. Falin, „Designing DC/DC converters based on Zeta Converter,“ Texas Instruments, [Онлайн]. Available: [https://www.ti.com/lit/an/slyt372/slyt372.pdf?ts=1769008787113&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/slyt372/slyt372.pdf?ts=1769008787113&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F).
- 7] Д. Арнаудов, „Лекция по ЕСЕП, Видове двупосочни преобразуватели“.
- 8] M. Carpita, „Dynamic modeling of a bidirectional DC/DC interleaved converter working in discontinuous mode for stationary and traction supercapacitor applications“.
- 9] T. Instrumnets, „LM5171 Dual Channel Bidirectional Controller datasheet,“ [Онлайн]. Available: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5171.pdf?ts=1768620403877&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FLM5171](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5171.pdf?ts=1768620403877&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FLM5171).
- 10] A. & A. A. Mohamed, „Electrochemical Battery Modeling and Simulation Based on Equivalent Electric Circuit.“.
- 11] T. Instrumnets, „LM5171 Calculator“.
- 12] T. Instruments, „Webench Designer for LM5171“.
- 13]

# ПРИЛОЖЕНИЕ 1 – ПЪЛНА ПРИНЦИПНА СХЕМА



## ПРИЛОЖЕНИЕ 2 – ...СПИСЪК С ЕЛЕМЕНТИ...

<b>Part r</b>	<b>Manufacture</b>	<b>Part Number</b>	<b>Quantit y</b>	<b>Description</b>
Clv2	Nichicon	UUD1V331MNL1GS	1	Cap: 330 $\mu$ F Total Derated Cap: 330 $\mu$ F VDC: 35 V ESR: 90 m $\Omega$ Package: 10x10
M2	Texas Instruments	CSD19535KTT	2	VdsMax: 100 V IdsMax: 400 Amps
Chv2	Chemi-Con G	EMVH630ADA330MJA0	4	Cap: 33 $\mu$ F Total Derated Cap: 130 $\mu$ F VDC: 63 V ESR: 500 m $\Omega$ Package: JA0
Ruvt	Vishay-Dale	CRCW040248K7FKED	1	Resistance: 48.7 k $\Omega$ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
U1	Texas Instruments	LM5171PHPR	1	
Ripkt	Vishay-Dale	CRCW040221K0FKED	1	Resistance: 21 k $\Omega$ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Ripkb	Yageo	RC0201FR-0712K1L	1	Resistance: 12.1 k $\Omega$ Tolerance: 1.0% Power: 50 mW
Cipk	AVX	08053C104KAT2A	1	Cap: 100 nF Total Derated Cap: 100 nF VDC: 25 V ESR: 280 m $\Omega$ Package: 0805
Rvsett	Yageo	RC0201FR-0715K4L	1	Resistance: 15.4 k $\Omega$ Tolerance: 1.0% Power: 50 mW
Rvsetb	Vishay-Dale	CRCW040220K0FKED	1	Resistance: 20 k $\Omega$ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Cvref	AVX	08053C104KAT2A	1	Cap: 100 nF Total Derated Cap: 100 nF VDC: 25 V ESR: 280 m $\Omega$ Package: 0805
Ccomp1	Kemet	C0805C153K5RACTU	1	Cap: 15 nF Total Derated Cap: 15 nF VDC: 50 V ESR: 124 m $\Omega$ Package: 0805
Chf1	MuRata	GRM033R71E821KA01D	1	Cap: 820 pF Total Derated Cap: 820 pF VDC: 25 V ESR: 1 m $\Omega$ Package: 0201
Cuv	MuRata	GRM1555C1H102JA01J	1	Cap: 1 nF Total Derated Cap: 1 nF VDC: 50 V ESR: 0 $\Omega$ Package: 0402

Cvset	AVX	08053C104KAT2A	1	Cap: 100 nF Total Derated Cap: 100 nF VDC: 25 V ESR: 280 mΩ Package: 0805
Rcomp1	Vishay-Dale	CRCW04023K74FKED	1	Resistance: 3.74 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Ropvb	Vishay-Dale	CRCW04024K99FKED	1	Resistance: 4.99 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rhfbt	Vishay-Dale	CRCW040248K7FKED	1	Resistance: 48.7 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Ruvb	Vishay-Dale	CRCW040297K6FKED	1	Resistance: 97.6 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rlfbb	Vishay-Dale	CRCW04024K42FKED	1	Resistance: 4.42 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Clv1	Nichicon	UUD1V331MNL1GS	1	Cap: 330 μF Total Derated Cap: 330 μF VDC: 35 V ESR: 90 mΩ Package: 10x10
Rhb2	Vishay-Dale	CRCW04022R00FKED	1	Resistance: 2 Ω Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Chb2	Kemet	C0805C104M5RACTU	1	Cap: 100 nF Total Derated Cap: 100 nF VDC: 50 V ESR: 35.47 mΩ Package: 0805
Lm1	Wurth Elektronik	7443640470B	1	L: 4.7 μH DCR: 880 μΩ IDC: 47.5 A
Rhv	Vishay-Dale	CRCW040210R0FKED	1	Resistance: 10 Ω Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Chv	Kemet	C0805C104M5RACTU	1	Cap: 100 nF Total Derated Cap: 100 nF VDC: 50 V ESR: 35.47 mΩ Package: 0805
M3	Texas Instruments	CSD18540Q5B	2	VdsMax: 60 V IdsMax: 200 Amps
M1	Texas Instruments	CSD18540Q5B	2	VdsMax: 60 V IdsMax: 200 Amps
Chb1	Kemet	C0805C104M5RACTU	1	Cap: 100 nF Total Derated Cap: 100 nF VDC: 50 V ESR: 35.47 mΩ Package: 0805
Rcomp2	Vishay-Dale	CRCW04023K74FKED	1	Resistance: 3.74 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW

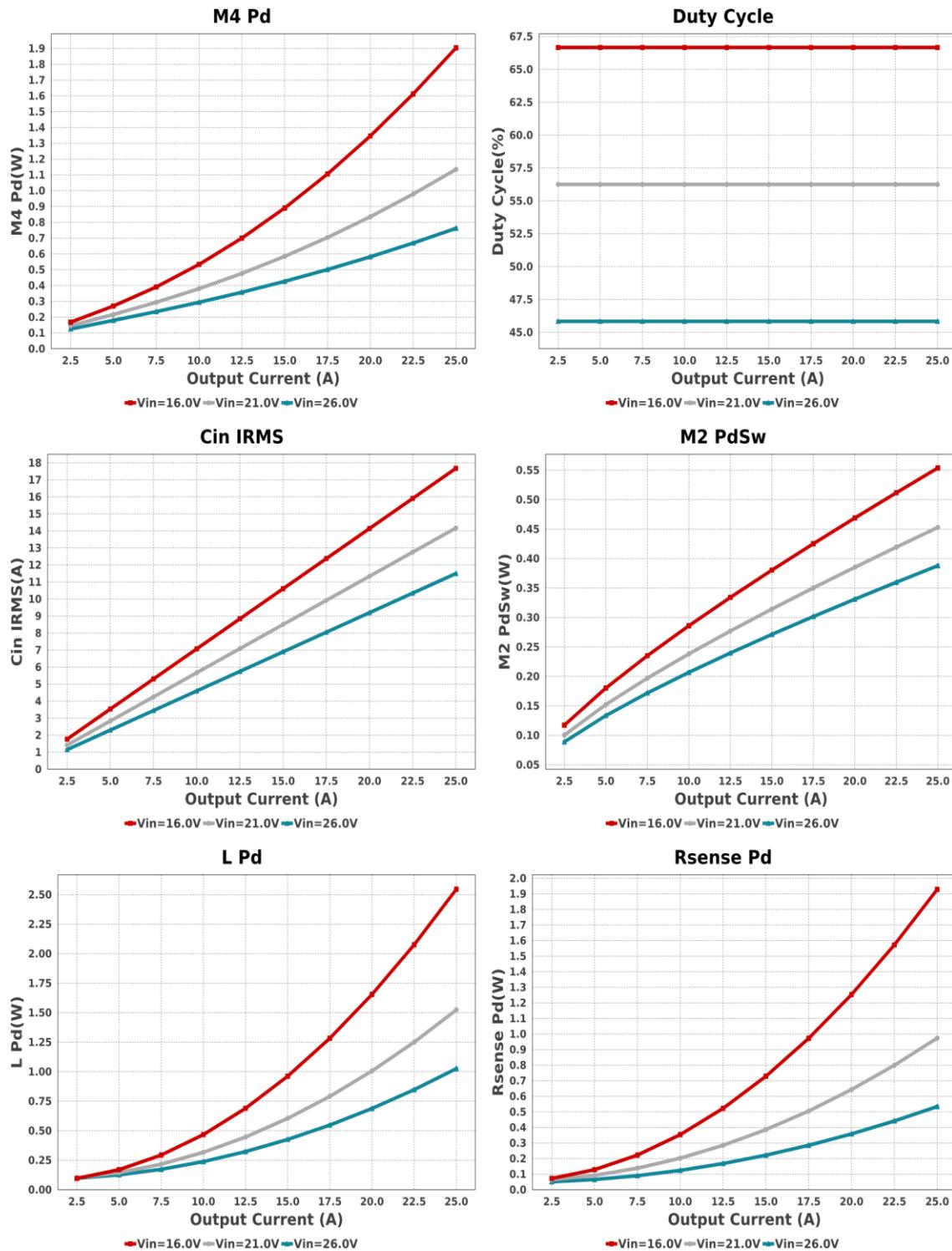
Css	AVX	08053C104KAT2A	1	Cap: 100 nF Total Derated Cap: 100 nF VDC: 25 V ESR: 280 mΩ Package: 0805
Chf2	MuRata	GRM033R71E821KA01D	1	Cap: 820 pF Total Derated Cap: 820 pF VDC: 25 V ESR: 1 mΩ Package: 0201
Rcfg	Vishay-Dale	CRCW04023K32FKED	1	Resistance: 3.32 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rdt	Vishay-Dale	CRCW040220K0FKED	1	Resistance: 20 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rlcomp	Yageo	RC0201FR-0710KL	1	Resistance: 10 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 50 mW
Clhf	MuRata	GRM033R71A222KA01	1	Cap: 2.2 nF Total Derated Cap: 2.2 nF VDC: 10 V ESR: 1 mΩ Package: 0201
Rhcomp	Vishay-Dale	CRCW04028K45FKED	1	Resistance: 8.45 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Chhf	MuRata	GRM033R71C122KA01	1	Cap: 1.2 nF Total Derated Cap: 1.2 nF VDC: 16 V ESR: 1 mΩ Package: 0201
Clcomp	Kemet	C0805C223K5RACTU	1	Cap: 22 nF Total Derated Cap: 22 nF VDC: 50 V ESR: 125 mΩ Package: 0805
Ruvhyst	Vishay-Dale	CRCW0402806RFKED	1	Resistance: 806 Ω Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Cvdd	AVX	08053C104KAT2A	1	Cap: 100 nF Total Derated Cap: 100 nF VDC: 25 V ESR: 280 mΩ Package: 0805
Chcomp	MuRata	GRM155R71A473KA01	1	Cap: 47 nF Total Derated Cap: 47 nF VDC: 10 V ESR: 1 mΩ Package: 0402
Rosc	Vishay-Dale	CRCW040240K2FKED	1	Resistance: 40.2 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rcs1	Susumu Co Ltd	RL3264SW4-001M-F-T5	1	Resistance: 1 mΩ Tolerance: 1.0% Power: 2 W
Rm1g	Vishay-Dale	CRCW04021R00FKED	1	Resistance: 1 Ω Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rm1d	Yageo	RC0201FR-0718K7L	1	Resistance: 18.7 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 50 mW

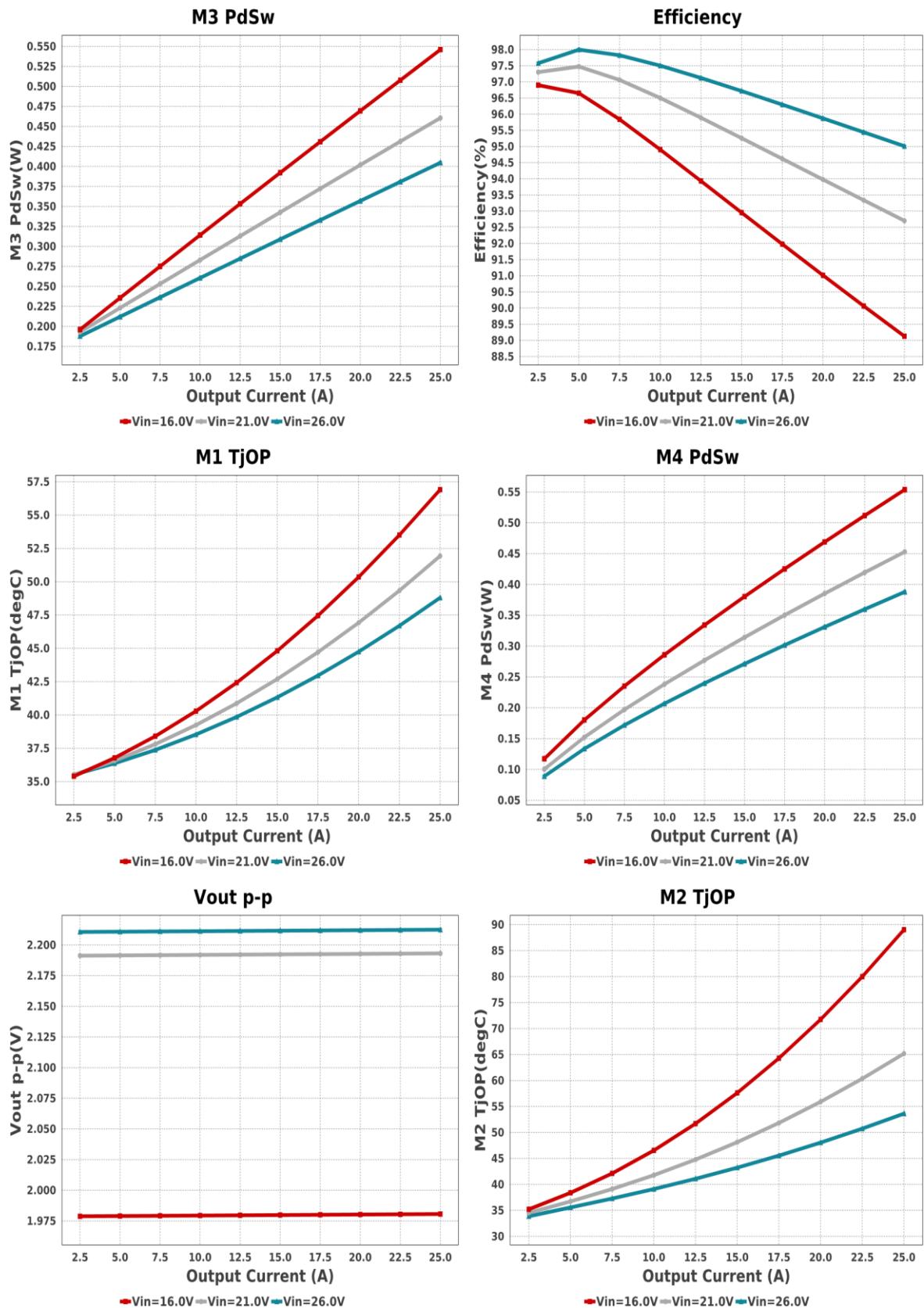
Rm2g	Vishay-Dale	CRCW04021R00FKED	1	Resistance: 1 Ω Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rm2d	Yageo	RC0201FR-0718K7L	1	Resistance: 18.7 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 50 mW
Rm3g	Vishay-Dale	CRCW04021R00FKED	1	Resistance: 1 Ω Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rm4d	Yageo	RC0201FR-0718K7L	1	Resistance: 18.7 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 50 mW
Risetb	Vishay-Dale	CRCW04023K01FKED	1	Resistance: 3.01 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Ciset	Kemet	C0201C101K3GACTU	1	Cap: 100 pF Total Derated Cap: 100 pF VDC: 10 V ESR: 0 Ω Package: 0201
Cvcc	MuRata	GRM21BR71A225KA01 L	1	Cap: 2.2 μF Total Derated Cap: 2.2 μF VDC: 10 V ESR: 4.22 mΩ Package: 0805
Rcsb2	Vishay-Dale	CRCW04021R00FKED	1	Resistance: 1 Ω Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Ccs2	AVX	08053C104KAT2A	1	Cap: 100 nF Total Derated Cap: 100 nF VDC: 25 V ESR: 280 mΩ Package: 0805
Risett	Vishay-Dale	CRCW04021K00FKED	1	Resistance: 1 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
D1	Comchip Technology	CDBK0520L-HF	1	Type: Schottky VRMM: 20 V Io: 500 mA
D2	Comchip Technology	CDBK0520L-HF	1	Type: Schottky VRMM: 20 V Io: 500 mA
Cimon1	MuRata	GRM033R71A103KA01 D	1	Cap: 10 nF Total Derated Cap: 10 nF VDC: 10 V ESR: 1 mΩ Package: 0201
Rlfbt	Vishay-Dale	CRCW040242K2FKED	1	Resistance: 42.2 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rcsb1	Vishay-Dale	CRCW04021R00FKED	1	Resistance: 1 Ω Tolerance: 1.0% Power: 63 mW

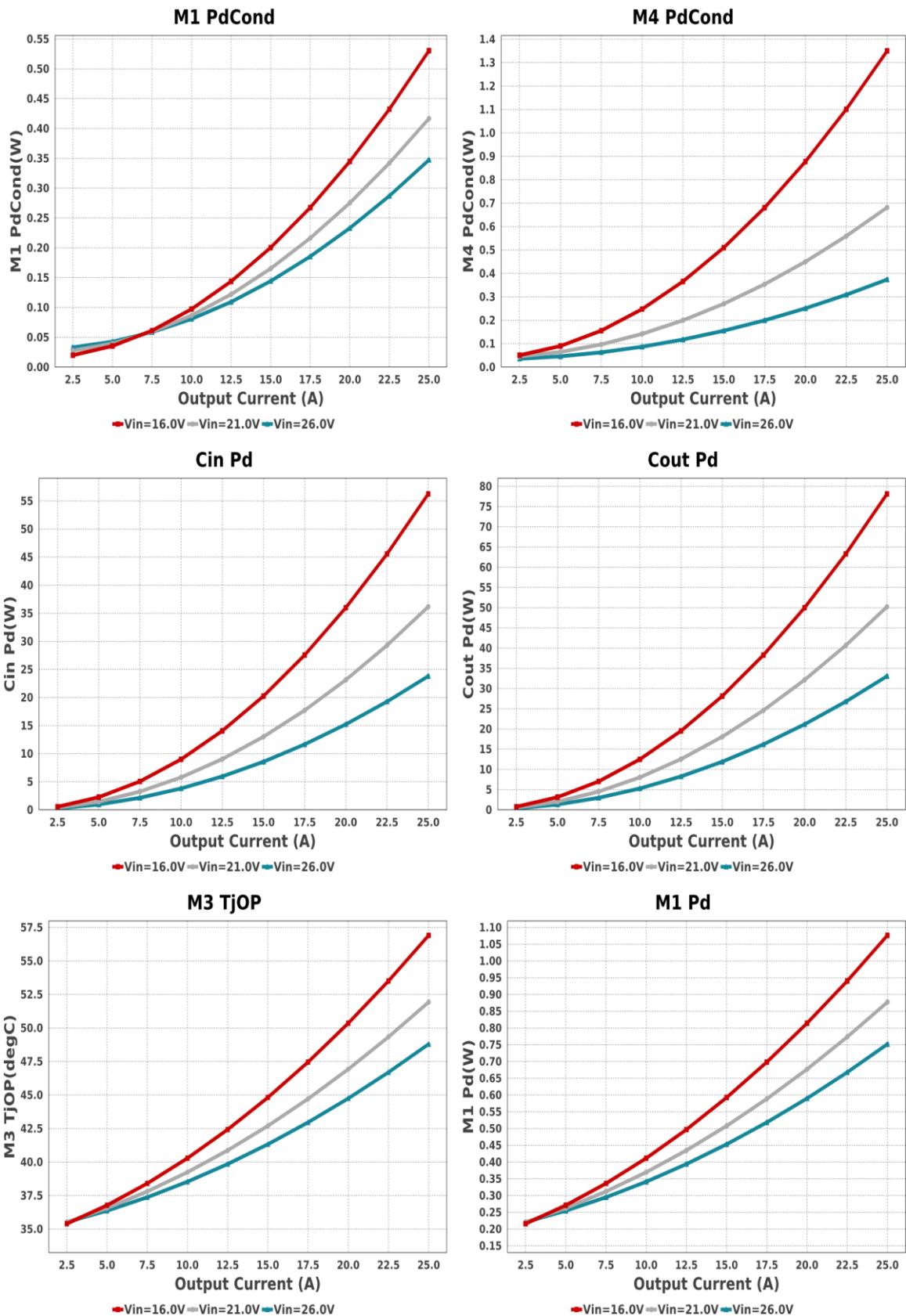
Ccs1	AVX	08053C104KAT2A	1	Cap: 100 nF Total Derated Cap: 100 nF VDC: 25 V ESR: 280 mΩ Package: 0805
Daux	Infineon Technologies	BAS1602VH6327XTSA1	1	Type: Switching VRM: 80 V Io: 250 mA
M5	Vishay-Siliconix	IRL640PBF	1	VdsMax: 200 V IdsMax: 17 Amps
Rimon2	Yageo	RC0201FR-0710KL	1	Resistance: 10 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 50 mW
Ccomp2	Kemet	C0805C153K5RACTU	1	Cap: 15 nF Total Derated Cap: 15 nF VDC: 50 V ESR: 124 mΩ Package: 0805
Ropvt	Vishay-Dale	CRCW0402294KFKED	1	Resistance: 294 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rcsa1	Vishay-Dale	CRCW04021R00FKED	1	Resistance: 1 Ω Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rimon1	Yageo	RC0201FR-0710KL	1	Resistance: 10 kΩ Tolerance: 1.0% Power: 50 mW
Cimon2	MuRata D	GRM033R71A103KA01	1	Cap: 10 nF Total Derated Cap: 10 nF VDC: 10 V ESR: 1 mΩ Package: 0201
Rcs2	Susumu Co Ltd	RL3264SW4-001M-F-T5	1	Resistance: 1 mΩ Tolerance: 1.0% Power: 2 W
Rcsa2	Vishay-Dale	CRCW04021R00FKED	1	Resistance: 1 Ω Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Dhb2	Nexperia	PMEG6010CEH 115	1	Type: Schottky VRM: 60 V Io: 1 A
Dhb1	Nexperia	PMEG6010CEH 115	1	Type: Schottky VRM: 60 V Io: 1 A
Rhb1	Vishay-Dale	CRCW04022R00FKED	1	Resistance: 2 Ω Tolerance: 1.0% Power: 63 mW

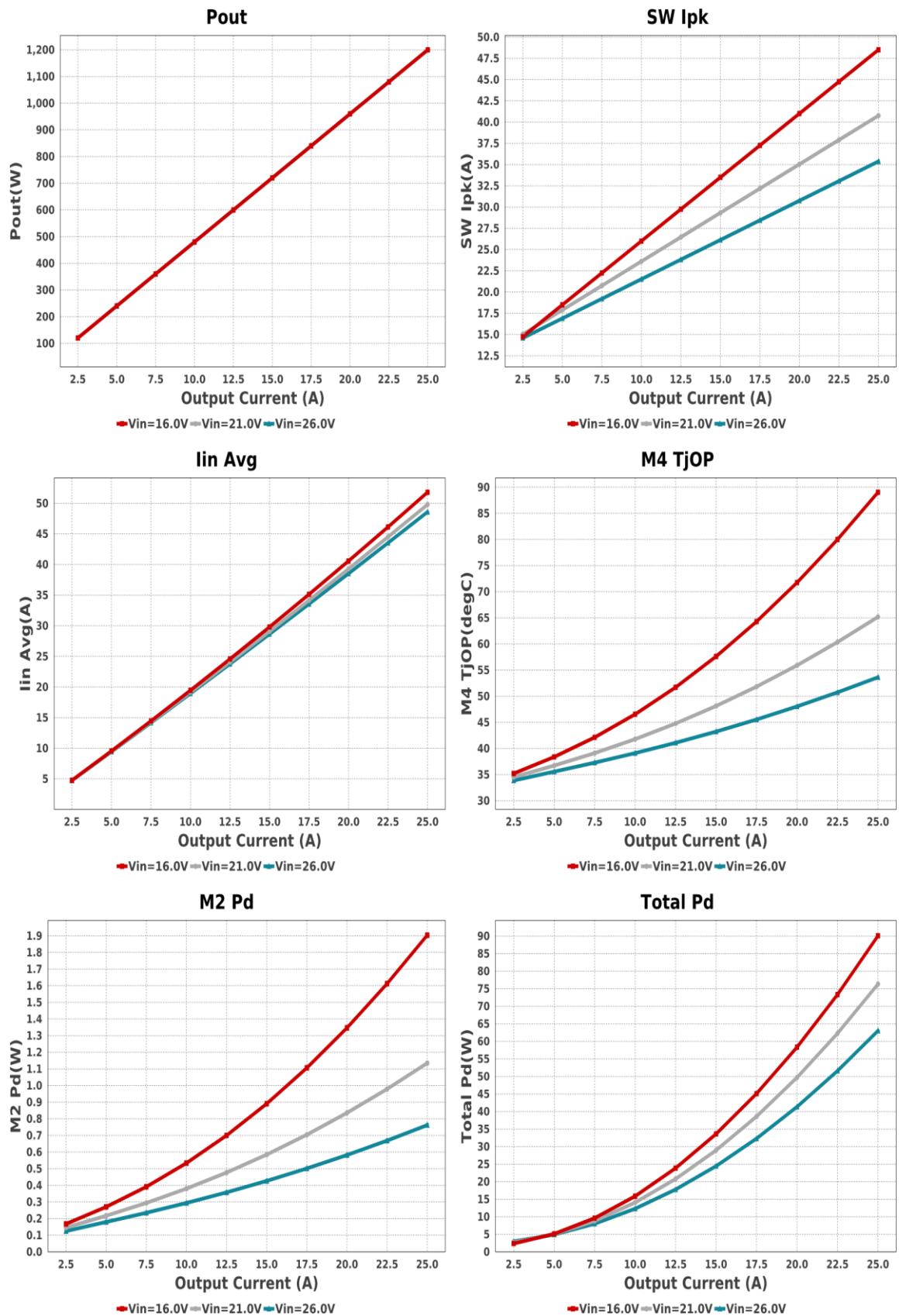
Lm2	Wurth Elektronik	7443640470B	1	L: 4.7 $\mu$ H DCR: 880 $\mu$ $\Omega$ IDC: 47.5 A
Chv1	Chem-Con	EMVH630ADA330MJA0G	4	Cap: 33 $\mu$ F Total Derated Cap: 130 $\mu$ F VDC: 63 V ESR: 500 m $\Omega$ Package: JA0
M4	Texas Instruments	CSD19535KTT	2	VdsMax: 100 V IdsMax: 400 Amps
Rm3	Yageo	RC0201FR-0718K7L	1	Resistance: 18.7 k $\Omega$ Tolerance: 1.0% Power: 50 mW
Rm4	Vishay-Dale	CRCW04021R00FKED	1	Resistance: 1 $\Omega$ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW
Rhfb	Vishay-Dale	CRCW04022K10FKED	1	Resistance: 2.1 k $\Omega$ Tolerance: 1.0% Power: 63 mW

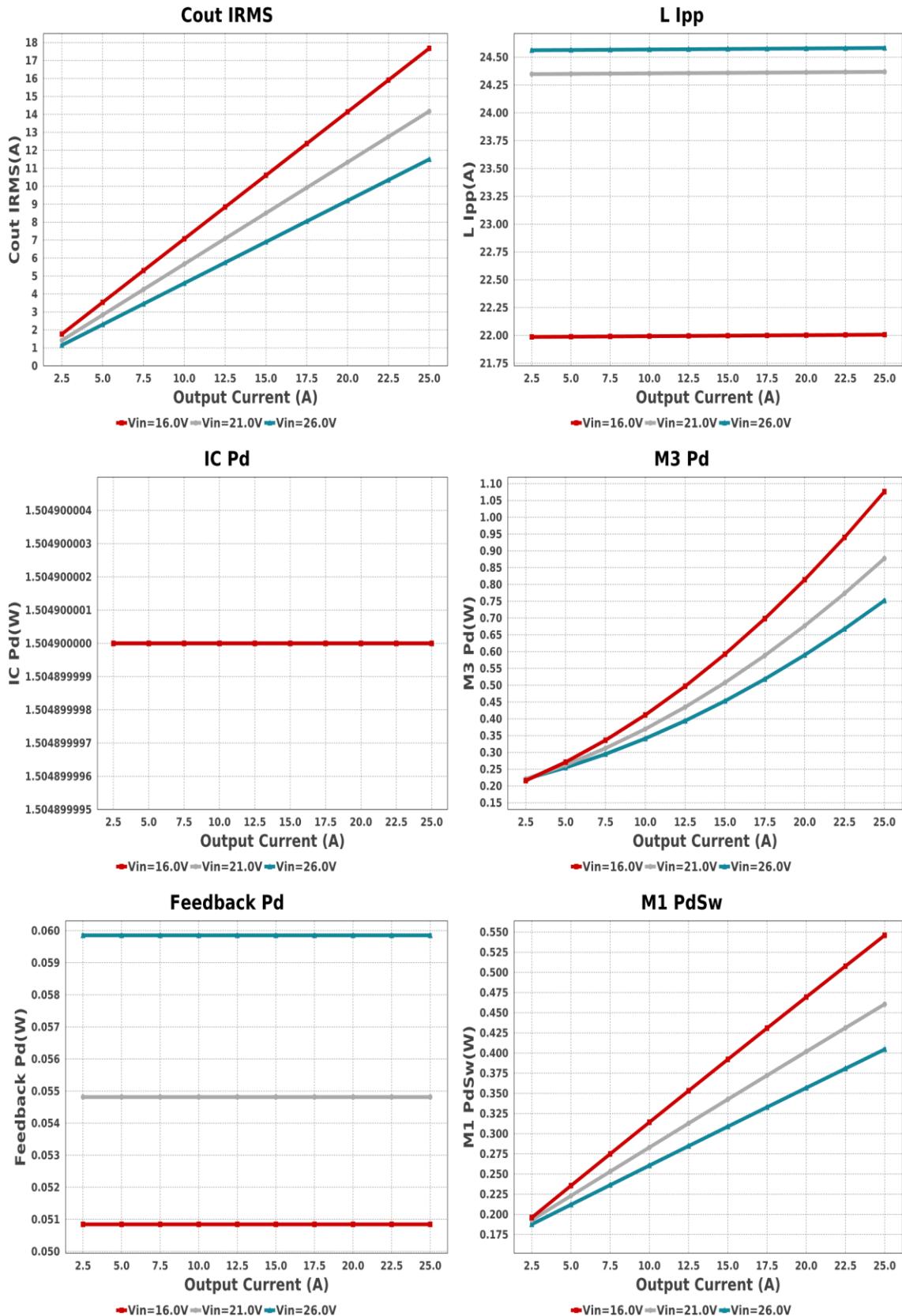
### ПРИЛОЖЕНИЕ 3 – ...ГРАФИКИ ПРИ BOOST РЕЖИМ...

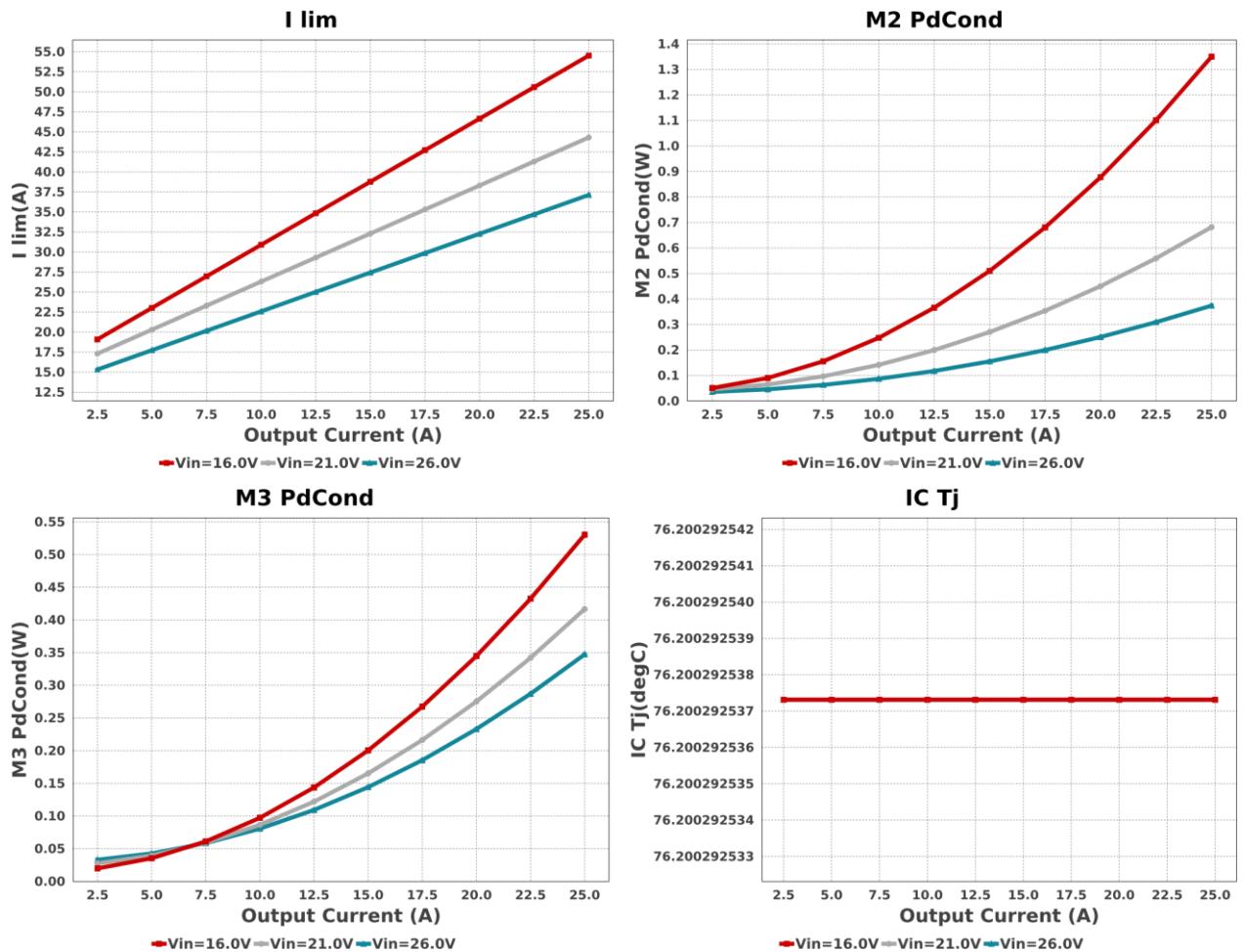












## ПРИЛОЖЕНИЕ 4 – ...ГРАФИКИ ПРИ BUCK РЕЖИМ...

