

# DIPLOMOVÁ PRÁCE

Impulzní měnič s dvojitým a trojitým aktivním můstkem

Autor práce: **Martin Novák**  
Vedoucí práce: **Ing. Václav Koucký, CSc.**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2023/2024

# ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Ing. Martin NOVÁK, Ph.D.**  
Osobní číslo: **E22N0020K**  
Studijní program: **N0714A060017 Aplikovaná elektrotechnika**  
Téma práce: **Impulzní měnič s dvojitým a trojitým aktivním můstkem**  
Zadávající katedra: **Katedra elektroniky a informačních technologií**

## Zásady pro vypracování

1. Prostudujte možnosti měničů s dvojitým a s trojitým aktivním můstkem pro měnič s několika vstupy/výstupy.
2. Navrhněte architekturu měniče a ověřte jeho vlastnosti simulací.
3. Navrhněte a realizujte funkční vzorek měniče s výkonem alespoň stovek W.
4. Ověřte požadované vlastnosti a parametry funkčního vzorku měniče.
5. Zhodnotte dosažené výsledky.

## **Abstrakt**

Tato diplomová práce se zabývá návrhem, výrobou a experimenty s izolovaným měničem s dvojitým resp. trojitým aktivním můstkem. Měnič je koncipovaný pro napětí až 48 V a výkony do 500 W s primárním použitím ve fotovoltaice. V případě trojitého aktivního můstku (TAB - Triple Active Bridge) je myšlenka taková, že jedno vinutí transformátoru resp. jeden z můstků bude připojené k fotovoltaice, druhé k akumulátoru a třetí na stranu zátěže. V práci je nejprve vytvořena a popsána simulace měniče s dvojitým můstkem (DAB - Dual Active Bridge) v LTSpice, následuje simulace DAB a TAB v Simscape s ohledem na řízení. Poté je popsán hardwarový návrh měniče a jeho testy. Po otestování první verze následovala vylepšená verze a opět její testování. V režimu DAB bylo dosaženo při napětí 48 V výkonu 555 W, příkon 609 W, účinnost 91,1%. V režimu TAB bylo při napětí 48 V dosaženo výkonu 386 W a účinnosti 93,7 %. V režimu TAB bylo těchto hodnot dosaženo bez chladičů výkonových prvků, jenom s pasivním chlazením. Z provedených experimentů vyplývá, že výkonové možnosti navrženého měniče jsou mnohem větší. Na závěr práce jsou uvedené nápady pro další využití a rozvoj měniče.

## **Klíčová slova**

dvojitý aktivní můstek, trojitý aktivní můstek, GaN, izolovaný měnič, hardwarový návrh

## **Abstract**

This diploma thesis deals with the design, production and experiments of an isolated converter with double or triple active bridge. The inverter is designed for voltages up to 48 V and outputs up to 500 W with primary use in photovoltaics. In the case of a triple active bridge (TAB), the idea is that one winding of the transformer or one of the bridges will be connected to photovoltaics, the second to the battery and the third to the load side. The work first creates and describes the simulation of a converter with a double bridge (DAB - Dual Active Bridge) in LTSpice, followed by the simulation of DAB and TAB in Simscape with regard to control. Then the hardware design of the inverter and its tests are described. After the first version was tested, an improved version follows and its testing is presented. In DAB mode, a power of 555 W, power consumption 609W, efficiency 91.1% was achieved at a voltage of 48V. In TAB mode, a power of 386 W and an efficiency of 93.7 % was achieved at a voltage of 48 V. In TAB mode, these values were achieved without cooling of the transistors, without any heatsink, only with passive cooling. The performed experiments show that the performance capabilities of the designed converter are much greater. At the end of the work, ideas for further use and development of the converter are presented.

## **Keywords**

dual active bridge, triple active bridge, GaN, isolated converter, hardware design

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu práce, ing. Kouckému, za cenné diskuze při práci. Děkuji své rodině za podporu.

# Obsah

<b>1</b>	<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Přehled současného stavu</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Cíle práce</b>	<b>15</b>
<b>4</b>	<b>Celkové uspořádání měniče</b>	<b>16</b>
<b>5</b>	<b>Simulace měniče</b>	<b>17</b>
5.1	Simulace DAB měniče . . . . .	17
5.2	Struktura regulační smyčky . . . . .	19
5.3	Generátor PWM s proměnnou fází pro DAB . . . . .	21
5.4	Celkové simulační schéma měniče . . . . .	25
5.5	Výsledky simulace . . . . .	26
5.5.1	Rozběh obvodu . . . . .	26
5.5.2	Změna zátěže - zvětšení odebíraného proudu . . . . .	28
5.5.3	Změna zátěže - zmenšení odebíraného proudu . . . . .	28
5.5.4	Zkrat na výstupu . . . . .	29
5.5.5	Odstranění zkratu na výstupu . . . . .	30
5.6	Nastavení simulace . . . . .	31
5.7	Napěťové a proudové regulátory . . . . .	32
5.8	Závěr k simulaci . . . . .	33
<b>6</b>	<b>Simulace v Simscape</b>	<b>34</b>
6.1	Simulace DAB . . . . .	34
6.2	Simulace TAB . . . . .	36
<b>7</b>	<b>Hardwarový návrh měniče</b>	<b>39</b>
7.1	Budič tranzistoru . . . . .	41
7.1.1	Volba komponent pro budič . . . . .	41
7.2	Galvanické oddělení . . . . .	43
7.3	Moduly půlmůstků . . . . .	43

## OBSAH

7.4	Návrh transformátoru měniče . . . . .	43
<b>8</b>	<b>Měření na desce půlmůstku</b>	<b>46</b>
8.1	Půlmůstky zatížené transformátorem . . . . .	50
8.2	Měření termokamerou . . . . .	51
8.3	Měření na zátěži z SMD odporů . . . . .	52
<b>9</b>	<b>Experimentální ověření</b>	<b>54</b>
9.1	Měření spínací frekvence DC/DC měniče . . . . .	54
9.2	Měření vlastností měniče . . . . .	54
9.3	Změna uspořádání desek měniče . . . . .	58
9.4	Přidání kondenzátorů na desku . . . . .	59
9.5	Problém s galvanickým oddělením . . . . .	60
9.6	Měření účinnosti . . . . .	61
<b>10</b>	<b>Hardwarový návrh měniče - desky V11</b>	<b>64</b>
10.1	Funkce procesoru na desce půlmůstku . . . . .	66
10.1.1	Komunikační protokol . . . . .	68
10.1.2	Popis funkce procesoru na desce půlmůstku . . . . .	69
10.2	Hlavní řídicí deska . . . . .	69
10.3	Generování PWM pro půlmůstky z hlavní desky . . . . .	70
<b>11</b>	<b>Experimentální ověření desky V11</b>	<b>72</b>
11.1	Měření vlastností měniče . . . . .	73
11.1.1	Výsledky měření . . . . .	74
11.1.2	Závěry z měření . . . . .	77
<b>12</b>	<b>Dvojitý aktivní můstek - Dual Active Bridge (DAB)</b>	<b>78</b>
12.1	Popis DAB . . . . .	78
12.2	Postup oživení a otestování desek a DAB . . . . .	83
12.3	Výsledky měření . . . . .	85
12.4	Průběžné závěry z měření . . . . .	92
<b>13</b>	<b>Řídicí deska</b>	<b>99</b>
13.1	Generování PWM . . . . .	99
13.2	Řídicí deska . . . . .	101
13.3	Uživatelské rozhraní . . . . .	102

## *OBSAH*

<b>14 Trojitý aktivní můstek - Tripple Active Bridge (TAB)</b>	<b>103</b>
14.0.1 TAB - výsledky měření . . . . .	104
14.0.2 TAB - vyhodnocení výsledků . . . . .	109
<b>15 TAB s akumulátory</b>	<b>110</b>
<b>16 Závěr</b>	<b>113</b>
<b>17 Možnosti budoucího rozvoje</b>	<b>114</b>
<b>Literatura</b>	<b>115</b>



## **Seznam zkratek**

TAB	Triple Active Bridge
DAB	Dual Active Bridge
SMC	Sliding Mode Control
THD	Total Harmonic Distortion
MPPT	Maximum Power Point Tracking
ZVS	Zero Voltage Switching
PCB	Printed Circuit Board
PLL	Phase Locked Loop
DMA	Direct Memory Access
UPS	Uninterruptible power supply

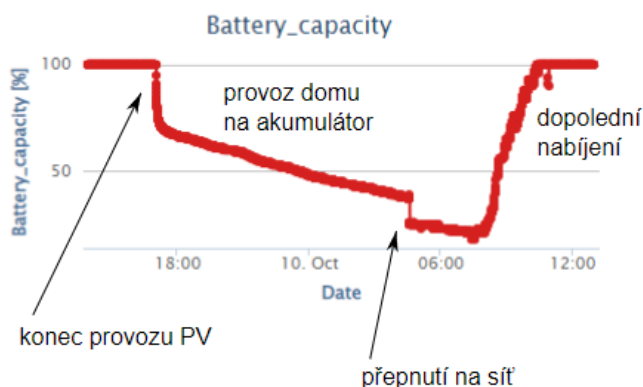
# 1 Úvod

V této diplomové práci se budu věnovat měniči s dvojitým resp. s trojitým můstkem. Původní motivací pro tuto práci mi byl měnič pro mou fotovoltaickou elektrárnu, s jehož vlastnostmi jsem nebyl spokojený. Zejména s jeho vlastní spotřebou cca 50W. Proto jsem chtěl pochopit i další struktury měničů. Také jsem si chtěl vyzkoušet práci s rychlými tranzistory GaN, navrhnout desky s nimi a ověřit experimentálně.

Fotovoltaické elektrárny patří mezi jednu z mých zálib. Na podzim 2021 jsem na svém domě zprovoznil fotovoltaickou elektrárnu s výkonem 2,2 kWp, s bateriovým úložištěm (48 V, 180 Ah). Elektrárna je vybavena hybridním měničem Axpert-VM-III (max. 5000 W) [1], který kombinuje sledování maximálního bodu výkonu (MPPT - Maximum Power Point Tracking), nabíječ baterie a měnič z 48 Vdc na 230 Vac. Panely byly tenkovrstvé CIGS. Elektrárna napájí veškeré rozvody v domě, pracuje v ostrovním režimu. V případě nedostatečného nabití akumulátorů, např. při zatažené obloze, je měnič nastaven na automatické přepnutí na síť. Měnič nedodává energii do sítě, pouze do akumulátorů resp. přímo do připojených spotřebičů.

Jednou z vlastností, které jsem si všiml, je relativně velká vlastní spotřeba měniče. I při nulové zátěži, s odpojeným výstupem, odebírá měnič z akumulátoru cca 50 W. A to i v případě, že je dům přepnut na napájení ze sítě. V manuálu měniče je toto uvedeno jako "Idle power < 50W". To znamená, že dochází k dalšímu vybíjení akumulátoru a také jeho dalšímu cyklování, tj. opotřebení.

Změřená kapacita akumulátoru je znázorněna na obrázku 1.1. Vlastní spotřeba měniče není vůbec zanedbatelná. Pokud uvažuji situaci, že nabíjení z fotovoltaiky se ukončí v cca 18 hod, a začíná přibližně v 9 hod ráno (zakrytí panelů stromy v okolních zahradách), jedná se o 15 hodin, kdy je vše napájené z akumulátoru. Je patrný čas ukončení nabíjení z fotovoltaiky okolo 18 hod, následuje vybíjení akumulátoru klidovou spotřebou domu (cca 150 W) a dále přepnutí na síť při poklesu kapacity pod nastavenou hladinu. Ráno je viditelné zahájení nabíjení a postupný nárůst stavu nabití.



Obr. 1.1 Časový průběh kapacity akumulátoru v průběhu noci

Při vlastní spotřebě měniče 50 W se spotřebuje 1200 Wh denně jen na provoz měniče. Při ročním nepřetržitém provozu se jedná o 438 kWh potřebných na krytí vlastní spotřeby měniče. Výše popsaná elektrárna ročně vyrobí cca 2000 kWh, takže přibližně 22 procent vyrobené energie spotřebuje měnič na svůj provoz.

Jak práce postupovala, soustředil jsem se spíše na hledání a řešení problémů než na svou původní myšlenku postavit si takový měnič sám. Ke změně směru mě vedla také přestavba mé elektrárny na podstatně větší výkon (7,6 kWp), takže stavba měniče pro každý panel, jak jsem měl původně ve vizi, se ukázala jako obtížná.

Soustředil jsem se tedy zejména na podrobné odladění mnou vytvořených desek, v několika variantách, generování řídicích signálů a podrobné otestování. Testy i měření jsem provedl ve variantě dvojitého i trojitého můstku.

Práce je organizovaná následovně. Po přehledu současného stavu se budu věnovat simulaci měniče, abych lépe pochopil průběhy signálů a vlastnosti zapojení. Věnovat se budu výhradně měniči s galvanickým oddělením. Simulaci provedu v LTSpice, simulaci s ohledem na řízení v Simscape Electrical. Dále se budu věnovat hardwarovému návrhu s podrobným měření a experimentálním ověřením. Výsledky měření jsou rozdělené na dvojitý a trojitý můstek.

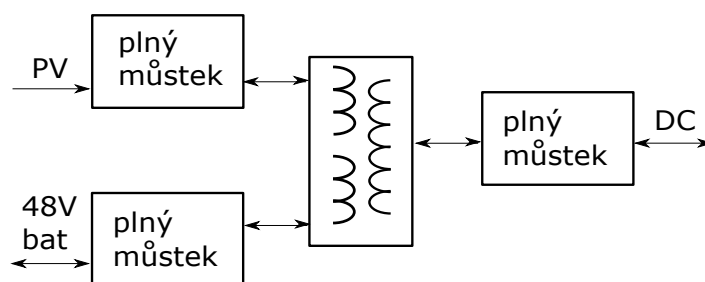
Na závěr budou shrnuté výsledky a popsání možnosti dalšího rozvoje.

## 2 Přehled současného stavu

V této kapitole budou popsány vybrané literární zdroje, které jsem použil jako úvod do problematiky a pro získání přehledu v oblasti. Zaměřím se zejména na články z časopisů a konferencí IEEE v oblasti fotovoltaiky a pohonů. Struktura, na kterou jsem se především soustředil, se v literatuře nazývá Triple Active Bridge (TAB) - trojitý aktivní (řízený) můstek. Jedná se o rozšíření topologie Dual Active Bridge (DAB) - dvojitý aktivní (řízený) můstek. V dalším textu budu používat zkratky TAB resp. DAB.

Tyto struktury se používají v případech, kdy je cílem realizovat např. DC/DC nebo DC/AC měnič, v mnoha případech obousměrný, s galvanicky izolovanými částmi. V některých případech se jedná o rezonanční měniče, v jiných o měniče s tvrdým spínáním (hard switching). V případě DAB obsahuje struktura dva vstupy/výstupy, v případě TAB se jedná o tři vstupy/výstupy, s tím, že je možné řízením měnit směr toku energie mezi jednotlivými vstupy/výstupy. Struktury mohou obecně obsahovat všechny můstky plně řízené. Pak je možný libovolný směr toku energie. Další možností je, že některé můstky jsou neřízené a energie pak může procházet jen jedním směrem. Toto zjednodušuje řízení. Měníče DAB a TAB jsou obecně náročnější na řízení než klasické měniče, neboť je nutné řídit větší množství tranzistorů.

Moje aktuální představa o struktuře měniče je ukázaná na obrázku 2.1. V mém případě se napětí na straně "sítě" bude pohybovat kolem 48 V, v případě skutečného síťového napájení by to bylo 325 V (napětí v DC meziobvodu), na straně akumulátoru v rozsahu 40 až 58 V (16x LiFePO4) a na straně fotovoltaických panelů pravděpodobně kolem 90 V. V ideálním případě cílím na výkon cca 5 kW. Pokud nebude možné tohoto výkonu dosáhnout, tak alespoň na řádově stovky wattů, aby bylo možné odzkoušet vlastnosti. Konstrukce by měla být modulární, tj. necílím na jednu kompaktní desku, ale na vzájemně různě propojitelné moduly.



Obr. 2.1 Předpokládaná struktura měniče

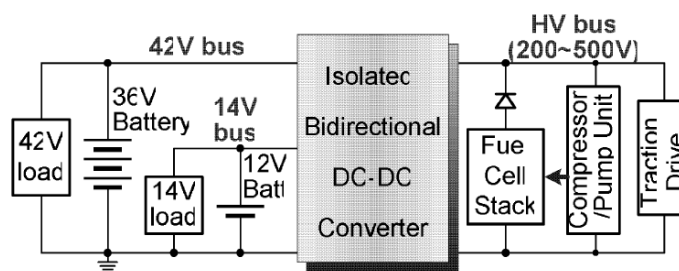
V článku [2] je popsán oboustranný TAB DC/DC měnič pro hybridní vozidlo s palivovým článkem. Měnič konvertuje napětí z vysokonapěťové DC sběrnice (200 až 500 V) na napětí palubní sítě 42 V a 14 V. Měnič se skládá ze dvou půlmůstků a vysokofrekvenčního transformátoru. Je minimalizován počet spínačů a jejich ovládacích obvodů. V popsaném měniči jsou využity parazitní kapacity spínačů a rozptylová indukčnost transformátoru pro měkké spínání, tj. nejsou použity žádné přídavné spínače nebo pasivní součástky pro provoz v rezonančním režimu. Dále je zmíněna možnost zvýšení výkonu měniče použitím vzájemně prokládaného

spínání při zapojení více pól můstků paralelně. Simulační a experimentální výsledky jsou ukázané s výkonem 4,5 kW u dvoufázového prokládaného zapojení. Struktura měniče je znázorněná na obrázku 2.2. Trakční pohon a palivový článek je na vysokonapěťové sběrnici (200 až 500 Vdc), TAB měnič vyrábí napětí pro palubní síť 42 V a 14 V.

Jedním z cílů uvedeného návrhu bylo minimalizovat počet spínačů a k nim příslušných budicích obvodů. Řízení napětí mezi vysokonapěťovou (HV) a nízkonapěťovou (LV) částí je dosaženo změnou střidy, spínací frekvence a fázovým posunem pulzů. Další výhodou uvedenou v článku je, že nejsou potřebné přídavné součástky pro práci v rezonančním režimu, protože se využívá parazitní kapacity spínačů a rozptylové indukčnosti transformátoru. V článku je také popsáno řízení toku energie změnou fázového úhlu mezi primární (HV) a sekundárními stranami.

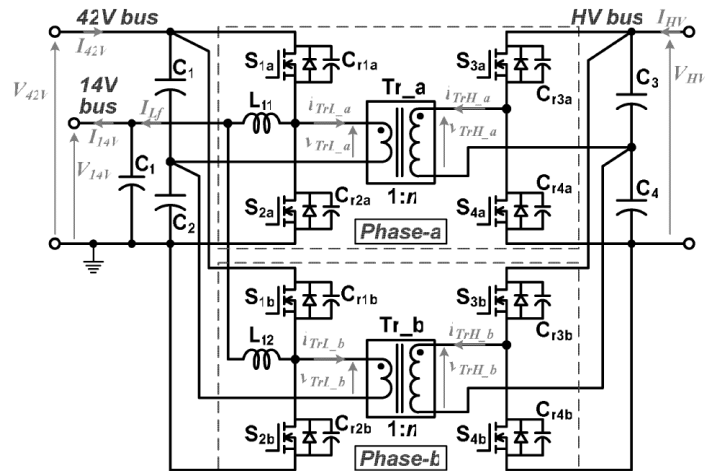
Nicméně je také zmíněno, že pro omezení okruhových proudů a pro zvýšení účinnosti měniče je nutné udržovat tento fázový posuv malý. Také jsou zmíněné protichůdné požadavky na rozptylovou indukčnost. S ohledem na řízení fáze je zmíněno, že je nutné rozptylovou indukčnost transformátoru zmenšit. Práce v rezonančním režimu naopak vyžaduje rozptylovou indukčnost zvětšit. Zapojení popisovaného měniče je ukázané na obrázku 2.3. Je patrné, že se jedná o půlmůstky, magnetické obvody transformátorů jsou oddělené, fáze A a fáze B jsou dvě paralelně pracující větve měniče (pro zvětšení výkonu), pracující v prokládaném režimu.

Článek dále zmiňuje, že bylo dosaženo výkonu 4,5 kW a také uvádí parametry použitého jádra. Bylo použito jádro E64/10/50-3C9 (výrobce Ferroxcube), s efektivním průřezem jádra  $519\text{mm}^2$ . Vinutí na LV straně má jeden závit, jmenovitá magnetická indukce  $B$  je 0,225 T, vinutí na HV straně má 8 závitů, spínací frekvence je 40 kHz a rozptylová indukčnost je  $0,16\ \mu\text{H}$ . Spínače na HV straně jsou CoolMOS MOSFETy (obchodní označení firmy Infineon Technologies), na LV straně se jedná o nespécifikované "standardní" MOSFETy. Měnič je vodou chlazený, s rozměry chladiče 30,5 x 27,9 cm. Řízení zajišťuje DSP Ti TMS320F1812. Dosažená účinnost je špičkově cca 96 procent, v širokém rozsahu výstupního výkonu se pohybuje nad 94 procenty. Vzhledem k výkonu 4,5 kW a napětím se jedná po podobné hodnoty, jako u měniče, který bych chtěl realizovat v této práci.



Obr. 2.2 Struktura TAB DC/DC měniče pro hybridní automobil - převzato z [2]

Článek [3] popisuje rezonanční TAB měnič, použitý jako mikroměnič pro individuální solární panely. Článek se zabývá strukturou měniče a také způsoby řízení. Měnič je sestavený jako rezonanční, s galvanickým oddělením a se společným magnetickým obvodem všech tří DC/DC měničů. Topologie měniče je ukázaná na obrázku 2.4.

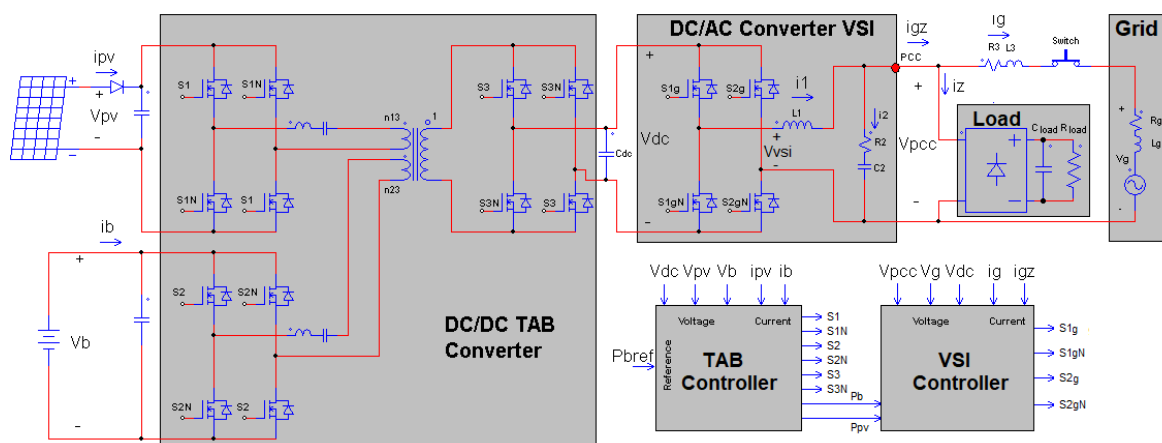


Obr. 2.3 Zapojení obousměrného prokládaného TAB DC/DC měniče pro hybridní automobil - převzato z [2]

Rezonanční obvod je sériový, LC, přičemž rezonance je použito u měniče z fotovoltaických panelů a měniče pro akumulátor. Část na straně stejnosměrného meziobvodu, před DC/AC měničem na straně zátěže a sítě, je s tvrdým spínáním. Jedná se o měnič typu TAB, který napájí DC/AC jednofázový měnič.

Článek také popisuje problematiku použití elektrolytických kondenzátorů, resp. problémy s nimi. Elektrolyty mají vysokou kapacitu, ale může u nich být problém s životností a proto nebyly elektrolytické kondenzátory pro tento měnič použity. Dále se článek věnuje popisu řízení měniče. Je použito kaskádní řízení, regulace probíhá ve třech smyčkách. Popsaný měnič pracuje ve dvou režimech, s připojením na síť a nebo v ostrovním režimu. Okrajově je zmíněna technika Sliding Mode Control (SMC), která ale podle autorů neposkytuje příliš kvalitní výsledek a zvyšuje harmonické zkreslení (Total Harmonic Distortion (THD)) napětí injektovaného do sítě. Proto článek zmiňuje použití dvoustupňové regulace, která také zabezpečuje sledování bodu maximálního výkonu (Maximum Power Point Tracking (MPPT)). Je také uvedena možnost využití faktu, že cykly dodávaného napětí se opakují a vzájemně se jenom málo mění (při ustáleném odběru). Proto je možné "vylepšit" další periodu dodávaného napětí, pokud vím, jak řízení probíhá v současné periodě a jaká vzniká odchylka. Nemusí se pak jednat o klasické zpětnovazební řízení, kdy reagujeme až na poruchu nebo změnu žádané hodnoty, ale o kombinaci zpětnovazebního a dopředného řízení. Režimy řízení se liší podle toho, jestli je měnič připojený přímo k síti nebo pracuje v ostrovním režimu. V ostrovním režimu musí být TAB měnič řízený jako napěťový měnič. Řízenou veličinou je napětí v meziobvodu před DC/AC měničem. Při připojení k síti ale TAB měnič musí pracovat jako řízený proudový zdroj, který dodává konstantní výkon (event. s daným účínkem) a DC/AC měnič řídí tvar dodávaného proudu. V článku je popsán návrh struktury regulačního systému. Výpočet probíhá s frekvencí 50 kHz. Na závěr je uvedeno srovnání s/bez PFC, při výkonu DC/DC měniče 100 W. Bohužel článek uvádí pouze simulační výsledky, experiment není uveden.

Chování a řízení TAB měniče ve stavu magnetické saturace je popsáno v článku [4]. Autoři popisují ochranu před nadproudem při saturaci magnetického obvodu a dále rychlé řízení pro zotavení z tohoto stavu. Zapojení měniče

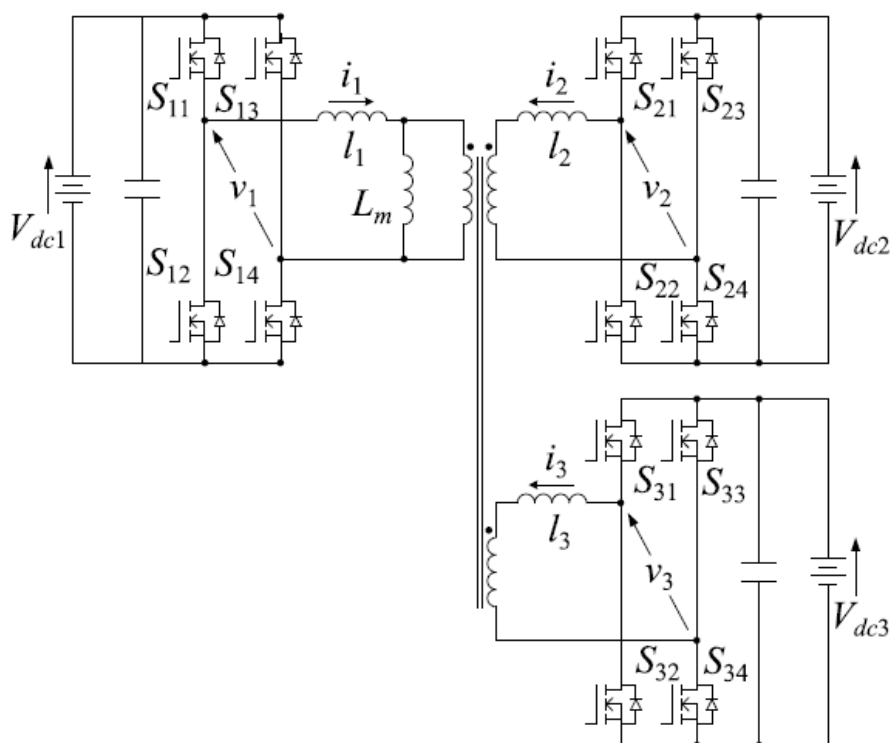


Obr. 2.4 Topologie TAB měniče pro fotovoltaiku, vlevo DC/DC měnič, vpravo DC/AC měnič a řízení - převzato z [3]

z článku je ukázané na obrázku 2.5. Jedná se o tři plné můstky, s tvrdým spínáním, tj. bez rezonance. Všechny tři měniče sdílí jeden magnetický obvod, vysokofrekvenční transformátor. Je také citován článek s řízením tohoto měniče, včetně vzájemného od vazbení, který bude popsán dále. Článek se zaměřuje na problém magnetické saturace jádra a následnému nadproudu, který by v krajním případě mohl vést až ke zničení obvodů. Proto je pozornost soustředěna na řízení, které mohou tomuto stavu zabránit a obnovit schopnost řízení během několika cyklů. Výsledky jsou ukázány na experimentu, s výkonem 2kW. Opět se tedy jedná o podobné výkony, jako v mnou řešeném měniči. V článku jsou také uvedeny hodnoty napětí (300 V na jednotlivých vstupech/výstupech, poměr závitů 1:1:1). V tom se naopak liší od mnou uvažované struktury. Co považuji za přínosné, jsou uvedené hodnoty rozptylových indukčností transformátoru ( $8,4 \mu H$ ) a spínací frekvence 100 kHz. Je také uvedeno, že magnetizační indukčnost transformátoru je 1.5 mH. Experimenty byly provedené s výkony 1 kW + 1 kW na vinutí č. 2 a 3. Podrobně jsou rozvedené jednotlivé režimy řízení a časové průběhy při spínání. Pokud vyvstane potřeba můj měnič řídit podobným způsobem, uvádí článek podrobně časové průběhy spínání tranzistorů a jednotlivé režimy činnosti.

Velice inspirující byl článek [5], který se věnuje struktuře DAB, s využitím GaN tranzistorů a použití rozptylové indukčnosti transformátoru v rezonanční struktuře měniče. S ohledem na malé spínací ztráty GaN tranzistorů (ve srovnání s IGBT a MOSFET) bych se chtěl této technologii v práci věnovat. Článek popisuje měnič pro automobilové aplikace s výkonem 3.7kW a srovnává klasickou DAB topologii s topologií CLLC. Je částečně využita parazitní kapacita drain - source spínačů. Struktury využívají spínání v nule napětí, dále budu používat označení Zero Voltage Switching (ZVS). Obě struktury, popisované v článku, jsou znázorněné na obrázku 2.6. Je také uvedeno, že v můstkovém zapojení dosahují tyto měniče lepší účinnosti než u půl můstkového zapojení, vzhledem k menším proudům tranzistorů a z toho plynoucími menšími vodivostními ztrátami.

Důležitá informace je, že struktura CLLC je řízena spínací frekvencí, zatímco DAB je řízen pomocí řízení fázového posunu. Zmíněny jsou způsoby řízení "single phase shift - SPS" a "triple phase shift - TPS". Obě



Obr. 2.5 Struktura TAB měniče - převzato z [4]

popsané struktury umožňují ZVS. DAB ale není schopen ZVS v oblasti malého zatížení, zatímco u CLLC funguje ZVS i při částečné zátěži. V obou strukturách je omezujícím faktorem parazitní kapacita tranzistorů, která na jednu stranu dovoluje rezonanční běh, na druhou stranu omezuje rozsah, kde k rezonanci může docházet. V oblasti rezonančního chodu je vysoká účinnost, je proto žádoucí měnič v této oblasti provozovat.

Článek dále rozebírá vliv spínací frekvence a možnost integrace rezonanční indukčnosti přímo do transformátoru. Jsou porovnány dva případy, měnič s malou a měnič s vysokou spínací frekvencí. U měniče s malou spínací frekvencí je uvedeno, že vzhledem k použitým GaN HEMT tranzistorům, které mají relativně vysokou parazitní kapacitu, je schopnost ZVS ztracena při vysoké spínací frekvenci. Proto se pro tento typ prvků jeví malá spínací frekvence jako výhodná. Na druhou stranu malá spínací frekvence vede na velké hodnoty rezonanční indukčnosti, která pak nemůže být integrována přímo v transformátoru. Optimální pracovní bod CLLC měniče leží na rezonanční frekvenci. Pokud se vzdálíme od rezonanční frekvence, zvětšují se proudy a ztráty měniče. V oblasti malé zátěže a malého výstupního napětí je nutné použít vysokou spínací frekvenci, která ale bude omezená na nějakou maximální hodnotu. Z toho plyne, že výstupní výkon CLLC měniče nemůže poklesnout pod určitou minimální hodnotu. Pro snížení spínacích ztrát tranzistorů na sekundární straně je nutné použít synchronního usměrnění. Toto je obzvláště důležité při použití GaN tranzistorů, které mají poměrně vysoký úbytek napětí v závěrném směru, cca 4V, vzhledem k vlastnostem "vnitřní" diody.

S ohledem na minimalizaci velikosti pasivních součástek autoři zvolili spínací frekvenci 500 kHz. To také



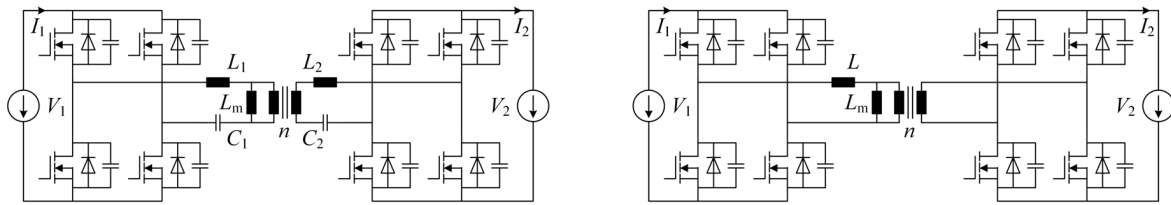
umožnilo integraci potřebných indukčností přímo do transformátoru - využití rozptylové indukčnosti transformátoru jako rezonanční indukčnosti. Popsaný měnič pracuje s napětím 400 V resp. 250 až 450 V na druhém vinutí, s výkonem 3,7 kW. Výkonově se tedy opět podobá měniči, který chci stavět. V mém případě se napětí na straně sítě bude pohybovat kolem 325 V, na straně akumulátoru cca 48 V a na straně fotovoltaických panelů cca 100 V. Na jedné straně měniče se tedy pohybují v podobných hodnotách jako v článku, na druhé straně měniče bude mé napětí cca 10x menší. To povede na jiný výběr tranzistorů na různých vstupech/výstupech měniče.

Autoři článku použili tranzistory GaN Systems GS66516B (650 V, 60 A). Protože je nutné minimalizovat parazitní indukčnosti na plošném spoji (Printed Circuit Board (PCB)), je deska navržena jako osmivrstvá, s tím že v jednotlivých sousedních vrstvách proud vede vždy opačným směrem. Tím dojde k minimalizaci plochy smyčky a zmenšení parazitních indukčností. Situaci znázorňuje obrázek 2.7. Mezi tranzistory půlmůstku je kondenzátor meziobvodu (keramický). Teplo je odváděné skrz desku termálními prokvy na spodní stranu desky (tento tranzistor má chlazení směrem do desky, směrem opačným má velký tepelný odpor). Celý popsáný měnič je realizován jako prototypové zařízení, jednotlivé můstky, transformátor, filtry atd. jsou samostatné desky. Stejným způsobem, bych chtěl realizovat i svůj měnič. Je pak možné rychle měnit konfiguraci a provádět modifikace při vývoji.

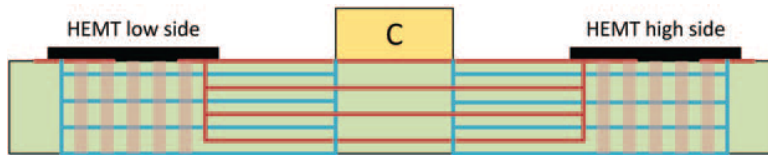
Článek dále uvádí hodnoty parazitních indukčností ( $7,3 \mu H$ ), magnetizační indukčnosti ( $655 \mu H$ , resp.  $292 \mu H$ , resp.  $494 \mu H$  - v závislosti na verzi - viz. dále) a ochranné doby spínačů (80 ns). Z důvodů rozšíření oblasti ZVS použili autoři TPS modulaci. Odkazují se na analýzu [6] a popis s optimalizací spínání s ohledem na minimalizaci efektivního proudu indukčností a dosažení širokého rozsahu ZVS. Parazitní kapacity a ochranné mrtvé doby mají vliv na oblast ZVS, nicméně určení tohoto rozsahu výpočtem je velmi komplikované. Proto autoři rozsahy ZVS určili experimentálně.

GaN tranzistory mají malé spínací ztráty, a umožňují tedy vysoké spínací frekvence. Proto je možné použít malé hodnoty pasivních komponentů. Sériová (rezonanční) indukčnost je integrovaná přímo jako součást transformátoru. V článku jsou popsány tři verze transformátoru. Materiál jádra všech verzí je 3F36 (výrobce Ferroxcube). Ve verzi 1 je vinutí ze splétaného vodiče (450 vodičů, 0,05mm) 16/16 závitů, jednovrstvé vinutí. Ve verzi 2 se jedná o splétaný vodič (2250 vodičů, 0,05 mm), 9/9 závitů, 3 závity na vrstvu. Verze 3 používá stejný vodič jako verze 1 (450 vodičů, 0,05mm), ale s dvěma vodiči spojenými paralelně, 12/12 závitů, 3 závity na vrstvu. U verze 1 je použito jádro typu PQ40/40, verze 2 a 3 používají jádro typu PQ50/50. Uvedené údaje mi pomohou s výběrem jádra pro můj měnič. Článek dále podrobně uvádí výpočet ztrát transformátoru, čímž se v části přehledu současného stavu nebudu zabývat.

Je uvedena maximální dosažená účinnost 98,6% a účinnostní mapy měniče pro různé výstupní napětí a proudy. Je také uvedeno porovnání SPS a TPS modulace, kdy je dosaženo účinnosti 98,74%. Dále jsou srovnávány jednotlivé verze transformátoru z teplotního hlediska. Měření teplot bylo provedeno po 1 hodině zatěžování výkonem 3,7 kW. Teplota jednotlivých verzí transformátoru se výrazně liší, nejnižší teplotu mělo vinutí verze 3 ( $66,5^{\circ}C$ ), nejvyšší verze 1 ( $97,7^{\circ}C$  - už po 30 minutách, kdy byl experiment ukončen). Na závěr autoři uvádějí, že účinnost popsáného měniče je 98,74%, výrazně více než u jiného, srovnatelného, CLLC měniče [7] (96%).



Obr. 2.6 Topologie rezonančního CLLC DAB měniče (vlevo)  
- DAB měnič (vpravo) - převzato z [5]

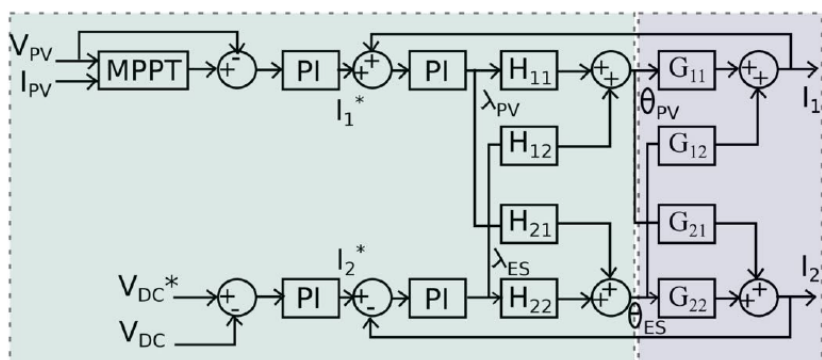


Obr. 2.7 Struktura desky půlmůstku GaN měniče, modrá a červená barva vyznačuje směr proudu v sousedních vrstvách, vedení proudu v opačných směrech minimalizuje parazitní indukčnosti - převzato z [5]

Pro mou práci jsem si z tohoto článku odnesl závěr, že velice záleží na návrhu transformátoru a částečně také na zvoleném typu modulace. Nicméně vliv modulace není tak podstatný jako návrh transformátoru.

Článek [8] popisuje TAB měnič pro fotovoltaické aplikace s bateriovým úložištěm. Autoři popisují, že tento typ měniče poskytuje galvanické oddělení a zvyšuje výkonovou hustotu, protože integruje tři měniče do jednoho zařízení. Jeden měnič je pro fotovoltaiku, druhý pro akumulátor a třetí na straně zátěže. Přenos energie je možný libovolně mezi kterýmikoliv vstupy/výstupy měniče. Dále je zmíněno, že tato struktura je také vhodná pro záložní zdroje Uninterruptible power supply (UPS) nebo elektromobily, kde se dá použít např. s akumulátorem a palivovým článkem. Je diskutován algoritmus řízení, který využívá několik vnořených smyček. Také je zmíněna nutnost synchronizace měniče na síť, k tomu se využívá fázového závěsu (Phase Locked Loop (PLL)). Na detaily použití PLL je odkázáno do dalšího článku [9]. Řízení toku výkonu je prováděno řízením fázových úhlů napětí mezi jednotlivými měniči, resp. vinutími transformátoru. Transformátor je třívinutí ový, na společném magnetickém obvodu. Měnič je s tvrdým spínáním, nikoliv rezonanční. Na síťové straně navazuje na DC/DC měnič další měnič s napěťovým meziobvodem, který vyrábí AC napětí pro síť a zajišťuje s ní synchronizace. Tento měnič není v článku nijak detailněji popisován. Z hlediska návrhu řízení je zajímavé, že je v článku ukázáno vzájemné odvázení vlivů řízení jednotlivých částí měniče. Jedná se o matice (bloky) označené H v blokovém diagramu řízení na obrázku 2.8. V tomto diagramu je v levé části zobrazena struktura regulace. Vpravo je soustava, tj. měniče. Matice G představují vzájemné vazby mezi měniči. Z hlediska řízení se jedná o kaskádní strukturu.

V článku je dále diskutováno řízení DC/AC měniče na síťové straně. Zde je zajímavé, že je použit třífázový měnič s napěťovým meziobvodem a jeho řízení je provedeno v souřadnicovém systému dq. Jedná se tedy o podobné řízení jako se používá například pro vektorové řízení pohonů. Řízení pracuje následovně. Jsou měřena

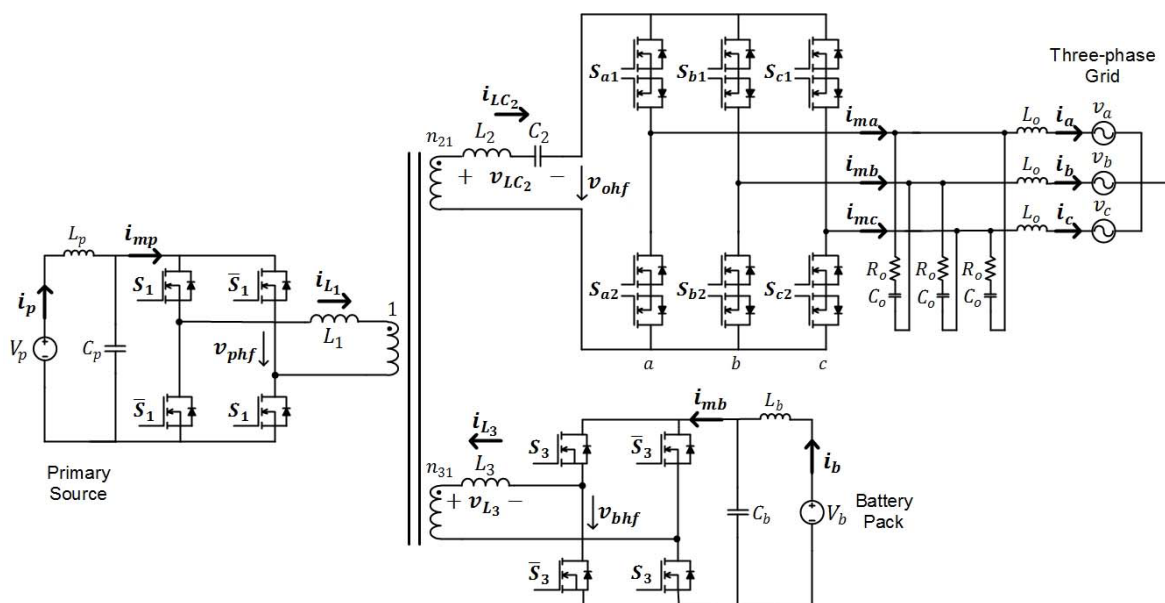


Obr. 2.8 Struktura řízení TAB měniče, vlevo řízení, vpravo soustava (měniče) - převzato z [8]

napětí na síti, jejich fáze je zjištěna pomocí PLL. Pak je provedena transformace z třífázového systému a-b-c do dvoufázového systému dq. Díky tomu veličiny, dříve střídavé, jsou transformovány na stejnosměrné a je možné použít jednoduchou strukturu s PI regulátory. Regulátor v ose d reguluje činný výkon a regulátor v ose q reguluje jakový výkon. V článku je také zmíněna problematika saturace magnetického obvodu v případě náhlé změny fázového úhlu. Je odkázáno na článek [10], kde je toto řešeno. Experiment byl realizován s SiC moduly 1200V/60A C2M0040120D a 1700V/50A. DC/AC měnič je postaven na IGBT. Spínací frekvence TAB byla 25 kHz, DC/AC měniče 20 kHz. Za cenné považuji také udané hodnoty indukčností transformátoru TAB měniče a to  $70 \mu H$ ,  $100 \mu H$  a  $140 \mu H$ . Článek bohužel nikde nezmiňuje výkon, vzhledem v použití modulů a napětím ho odhaduji na minimálně jednotky kW, možná i nižší desítky kW.

Článek [11] ukazuje TAB měnič s přímo integrovaným DC/AC měničem na síťové straně. Není tedy použit další měnič, ale je přímo vyráběno třífázové napětí na síťové straně. Měnič využívá společný magnetický obvod všech tří měničů, viz. schéma na obrázku 2.9. Měnič pro fotovoltaiku je jednosměrný, ostatní měniče jsou obousměrné. DC/AC měnič je rezonanční, maticový. Ve srovnání s ostatními, dříve zmíněnými strukturami, je výhodou menší počet součástek (spínače, pasivní součásti). Je ale složitější řízení. V článku jsou ukázané pouze simulační výsledky (PSIM) pro výkon 1 kW. Experiment není uvedený. Spínací frekvence je 50 kHz, napětí na DC měničích (PV i akumulátor) je shodné, 120 V. Jsou uvedené hodnoty kapacit a indukčností (včetně rozptylových), tj. hodnoty v článku jsou využitelné pro simulaci. Tento článek mě zaujal hlavně maticovým měničem na DC/AC straně.

Čistě řízením TAB měniče se zabývá článek [12]. Článek se zabývá modulací SPS (již bylo zmíněno dříve). S ohledem na návrh řízení se článek věnuje podrobně modelu systému pro malé signály, pro okolí pracovního bodu je pak provedena linearizace a navržen regulátor. Vzhledem k tomu, že existuje vzájemné ovlivnění měničů mezi sebou, je pozornost věnována odvazbení v regulační struktuře. Použitý TAB měnič má stejnou strukturu jako v dříve zmíněných případech. Magnetický obvod je společný pro všechna tři vinutí. Tento článek považuji za užitečný zejména z hlediska detailního popisu odvazbovací struktury. Jsou diskutovány tři možnosti - "ideální odvazbení", zjednodušené a  $GH = I$  odvazbení. Zjednodušené odvazbení používá zjednodušený,

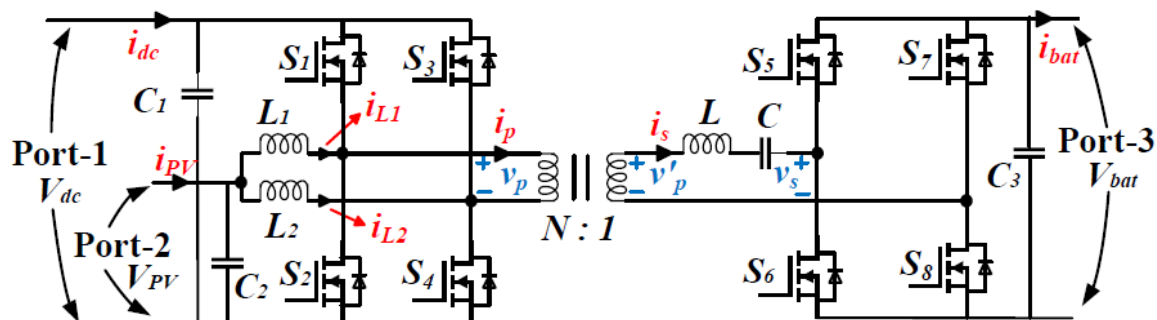


Obr. 2.9 TAB měnič s maticovým DC/AC měničem na síťové straně - převzato z [11]

neúplný, blokový diagram, ale zjednodušuje přenosové funkce. Metoda GH = I využívá rovnosti, že součin matic  $G$  a  $H$  je jednotková diagonální matice. Je zmíněno, že se jedná o nejpoužívanější způsob odvazbení u TAB měničů. Napětí a výkony uvedené v článku (simulační výsledky, žádný experiment) jsou 1200/1300/1200 V (primár, sekundár, terciár), výkony 75/150/75 kW. Spínací frekvence je 20kHz. Pro mé účely se jedná o velké napětí a výkony.

Tříportovým měničem se zabývá článek [13], kde je popsán rezonanční měnič pro nabíjení elektromobilu. V článku je diskutován DC-DC-DC měnič. Na jednom portu je připojena fotovoltaika, na druhém akumulátory a na třetím usměrněné napětí ze sítě. Měnič má oproti předchozím jinou strukturu, ukázanou na obrázku 2.10. Pokud je energie dodávána z fotovoltaiky do sítě, pracuje měnič jako zvyšující, bez galvanického oddělení, s prokládaným spínáním ve dvou větvích. Při práci ze sítě do akumulátoru se jedná o galvanicky oddělený přenos, s využitím rezonance. Při provozu z fotovoltaiky do akumulátoru je kombinován zvyšující měnič a galvanickým oddělením. Principiálně se jedná o kombinaci DAB a zvyšujícího měniče. V článku je zmíněno několik způsobů modulací, s tím, že modulace SPS způsobuje vysoké ztráty na tranzistorech v oblasti malých zátěží. Dále je zmíněna modulace Dual Phase Shift (DPS) a TPS. Poslední způsob modulace je preferovaný autory pro dosažení širokého rozsahu práce v rezonančním režimu a zmenšení ztrát i při malé zátěži. Pro podrobnější rozbor je odkázáno na další článek stejných autorů [14]. V článku jsou udány hodnoty indukčnosti a kapacit v měniči, je tedy možné je eventuálně použít pro simulace. Udaný výkon je 16 kW, což je mimo mnou plánovaný výkonový rozsah.

Využitím GaN tranzistorů se zabývá článek [7]. Zde se jedná o rezonanční CLLC měnič s výkonem 3,6 kW pro automobilové aplikace. Je popsáno, že využití měniče je pro konverzi konstantního napětí 400 V na napětí baterie, které se pohybuje v rozmezí 265 až 475 V. Resonanční frekvence je 180 kHz. V měniči je



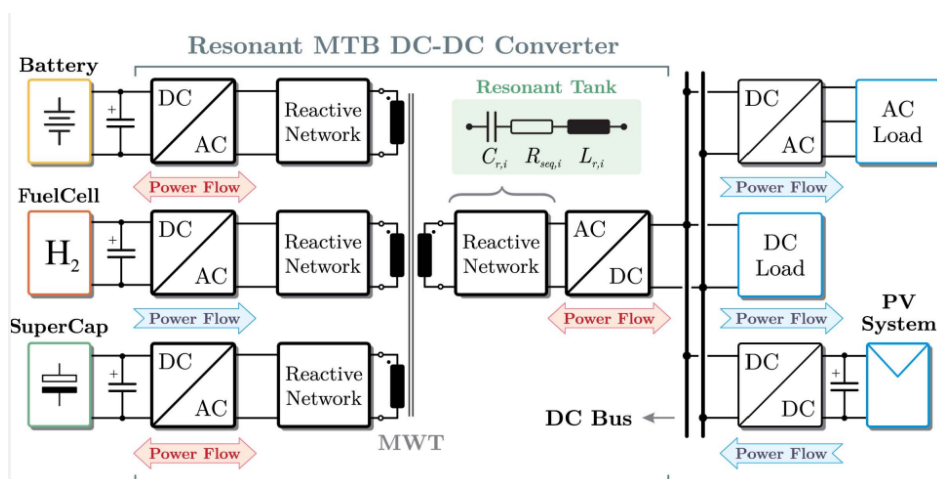
Obr. 2.10 Tříportový měnič s portem pro fotovoltaiku, akumulátor a síťové napájení - převzato z [13]

využit tranzistor GS66516B, a je popsána nutnost synchronního řízení "usměrňovače", protože tento GaN tranzistor má v závěrném směru velký úbytek napětí, větší než 4 V. Nefunguje tedy jako dobrá dioda, pokud by nebyl spínaný. V článku je diskutováno několik možností, jak detekovat průchod proudem nulou, od použití proudového transformátoru, přes měření úbytku napětí na odporu až po měření napětí na  $R_{ds}$  tranzistoru. Autoři zvolili měření proudu na odporu. Tento signál je zpracován do dvouhodnotového signálu rychlým operačním zesilovačem s malou hysterezí. Signál je dále galvanicky izolován rychlým optronem. Tento logický signál je dále používán pro řízení měniče. Je zdůrazněna nutnost použít součástky (operační zesilovač a optron) s velmi malým zpožděním, vzhledem k rychlosti GaN tranzistorů. Autoři uvádějí dosaženou účinnost 94,4 resp. 96 procenta (podle zátěže a spínací frekvence). Vzhledem k tomu, že se jedná pouze o simulaci a nejsou uvedeny vůbec žádné experimentální výsledky, považují tyto výsledky za přinejmenším diskutabilní.

Přehledem AC/DC měničů a modulačních strategií se zabývá přehledový článek [15]. V článku jsou diskutovány různé topologie měničů a jejich výhody a nevýhody. V podstatě se jedná o měniče struktury DAB, buď jednofázové nebo třífázové. Článek ukazuje principy zapojení a hlavní řídicí signály měničů jako časové průběhy. Je diskutována také kompenzace účinníku. Článek dělí měniče do dvou skupin, podle umístění indukčnosti na primární a nebo na sekundární straně. Jsou také samostatně diskutované rezonanční struktury. Na závěr je diskutován poměr ztrát v měniči - spínací ztráty, ztráty v mědi a železe transformátoru a dalších - pro různé topologie měniče. Protože se jedná o přehledový článek (review paper) cituje přes 100 různých dalších článků, které se dají použít pro získání dalších podrobností.

V článku [16] je popsán víceportový rezonanční DC/DC měnič s aktivně řízenými indukčnostmi. Jedná se o zajímavou myšlenku, kde vlastnosti měniče, jeho rezonanční frekvence, je řízena změnou indukčnosti jednotlivých vinutí. To je provedené stejnosměrným sycením přídatným měničem na každém vinutí. Tento koncept ukazuje obrázek 2.11. Měnič dovoluje pracovat s více zdroji energie a řídit výkon z nich. Jedná se o akumulátor, palivový článek, super kondenzátor a fotovoltaiku. Měnič je postavený jako rezonanční, rezonanční frekvence jednotlivých vinutí je možné měnit, koncept změny je ukázaný na obrázku 2.11.

Z hlediska samotného návrhu měniče s GaN tranzistory je užitečná aplikační poznámka [17]. Zabývá se

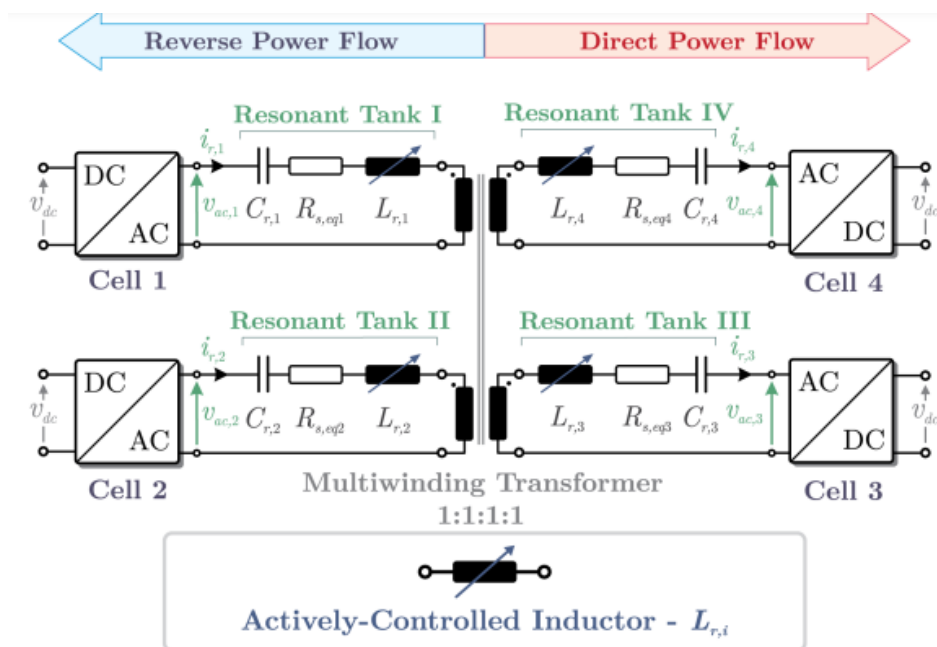


Obr. 2.11 Koncept víceportového DC/DC měniče, převzato z [16]

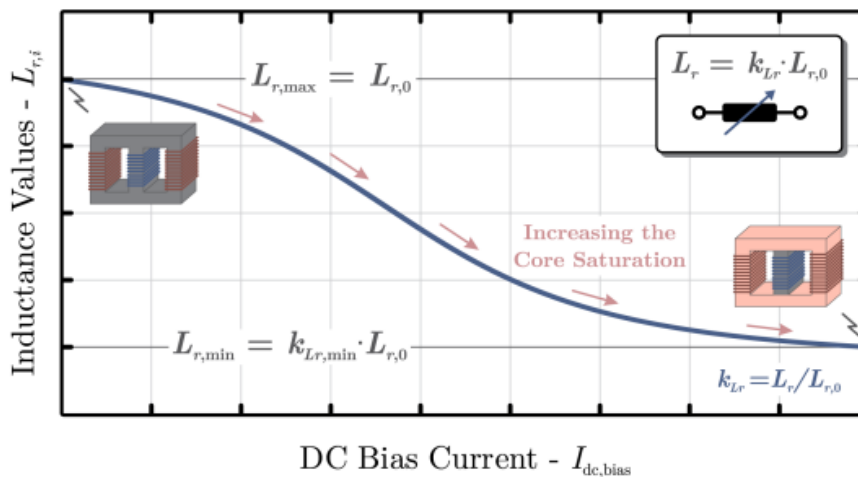
zásadami při návrhu desky s obvodem NCP51820, což je budič pro 650 V půlmůstky s rychlostí ( $dV/dt$ ) až 200 V/ns. Jsou popsány zásady umístění součástek a vedení spojů, což je pro GaN kritické. Je třeba minimalizovat parazitní indukčnosti na desce. Pokud to GaN tranzistor poskytuje, je doporučeno použít "Kelvinovo", tj. čtyřvodičové zapojení pro řídicí elektrodu (gate). Dále je popsána nutnost velice pečlivého návrhu desky plošného spoje, vedení spojů mezi budičem a tranzistorem a spínaného proudu.

#### Hlavní závěry z rešerše:

- TAB měnič může, ale nemusí využívat rezonanci
- rezonance může být využita jen na některých částech měniče
- v případě dostatečně vysoké rezonanční frekvence je možné rezonanční indukčnost integrovat do transformátoru a nebo využít jeho rozptylové indukčnosti
- magnetický obvod všech tří vinutí může být společný
- je nutné ošetřit případ saturace magnetického obvodu
- je vhodné použít synchronizaci se sítí, např. pomocí PLL
- v případě třífázového DC/AC měniče je výhodné regulovat v dq souřadnicovém systému



(a)



(b)

Obr. 2.12 Koncept řízení rezonance víceportového DC/DC měniče, a) 4 portový měnič, transformátor je "aktivně řízená indukčnost", b) změna indukčnosti se stejnosměrným sycením, převzato z [16]

### 3 Cíle práce

- Prostudovat možnosti měničů s dvojitým a s trojitým aktivním můstkem pro měnič s několika vstupy/výstupy
- Navrhnout architekturu měniče
- Na simulaci měniče vyzkoušet vlastnosti DAB zapojení, simulace DAB a TAB z hlediska řízení
- Navrhnout měnič s několika vstupy/výstupy (fotovoltaika, akumulátor, "sítě") s GaN tranzistory
- Navrhnout uživatelské rozhraní pro ovládání experimentu
- Experimentálně ověřit s výkony alespoň stovky W

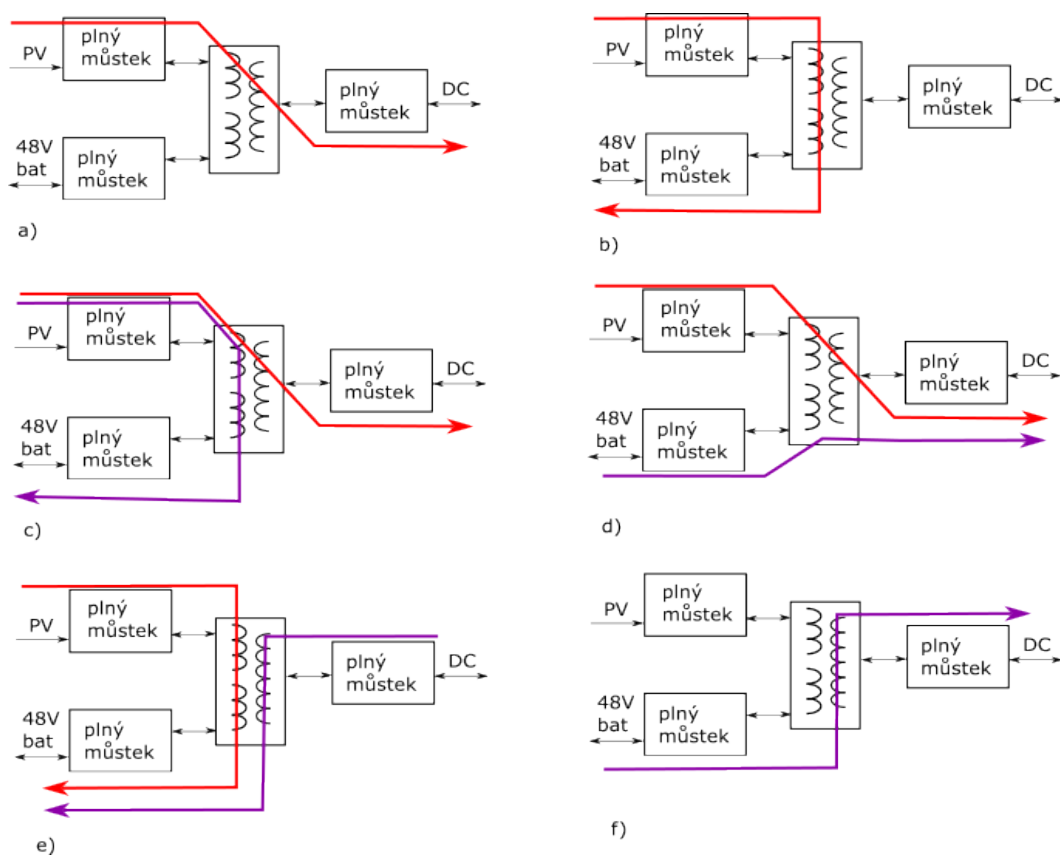
**Globální cíle návrhu:** experimentální zjištění účinnosti a ověření vlastností měniče v různých konfiguracích



## 4 Celkové uspořádání měniče

Měnič budu koncipovat jako galvanicky oddělený měnič s třemi plnými můstky. Tyto můstky budou postavené z modulů půlmůstků. Blokově je celkové uspořádání měniče ukázané na obrázku 4.1. Obrázek zároveň ukazuje možné toky energie, a) energie pouze z fotovoltaiky do meziobvodu, odtud dále do síťového měniče. b) energie z fotovoltaiky pouze do akumulátoru. c) energie z fotovoltaiky do meziobvodu a zároveň do akumulátorů. d) energie z fotovoltaiky do meziobvodu, z akumulátorů také do meziobvodu. e) energie z fotovoltaiky do akumulátoru, zároveň dobíjení i ze sítě. f) do meziobvodu energie z akumulátoru (provoz v noci)

Toky energie jsou řízené vzájemnými fázovými posuny mezi řídicími signály můstků.



Obr. 4.1 Blokové uspořádání měniče se znázorněním toku energie. a) energie pouze z fotovoltaiky do meziobvodu, odtud dále do síťového měniče. b) energie z fotovoltaiky pouze do akumulátoru. c) energie z fotovoltaiky do meziobvodu a zároveň do akumulátorů. d) energie z fotovoltaiky do meziobvodu, z akumulátorů také do meziobvodu. e) energie z fotovoltaiky do akumulátoru, zároveň dobíjení i ze sítě. f) do meziobvodu energie z akumulátoru (provoz v noci)

## 5 Simulace měniče

V této části nejprve popíši simulaci DAB měniče, bez řízení. To popíši samostatně a na konec obě části spojím. Simulace měniče mi umožní pochopit jeho fungování a v budoucnu navrhnout řízení.

### 5.1 Simulace DAB měniče

Nejprve jsem sestavil simulaci DAB měniče. Jedním z důvodů bylo, že jsem chtěl pochopit a vyzkoušet si funkci tohoto typu měniče, s kterým jsem neměl zatím zkušenosti. Schéma v LTSpice je na obrázku 5.1. V tomto místě musím podotknout, že schéma ukazuje strukturu měniče, ale neobsahuje všechny prvky pro úspěšnou simulaci. Ty popíši na závěr kapitoly. Schéma uvedené na obrázku 5.1 je funkční, ale simulace funguje jen pro některé nastavení simulace. O tom se také zmíním dále.

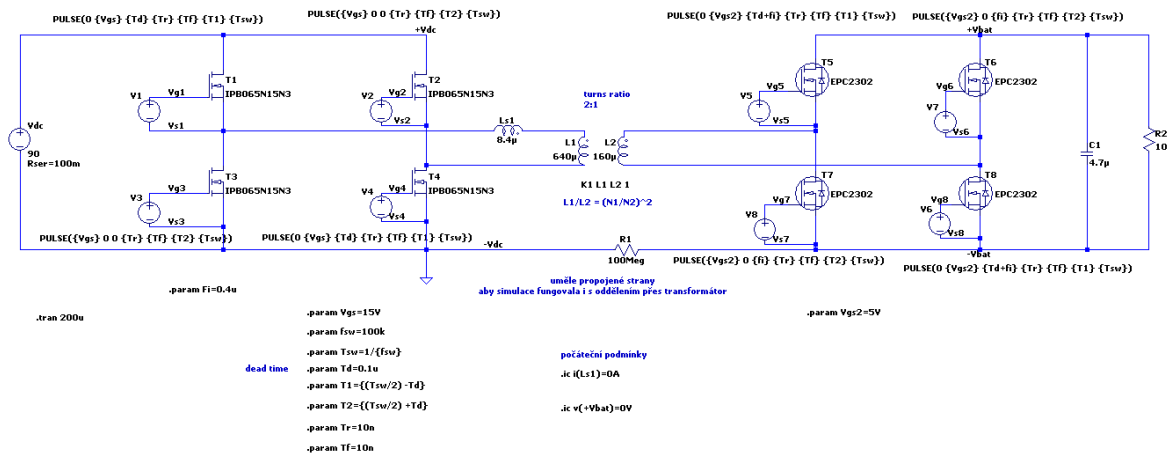
Protože svůj hardware chci stavět s technologií GaN, zvolil jsem tranzistory EPC2302 (100 V, 101 A, 1.8 mΩ). Důvodů bylo několik: vhodné parametry pro mou aplikaci, aktuální dostupnost u distributora Digikey a dostupný simulační model pro SPICE. Alternativou byly GaN tranzistory GaN systems, kde je k dispozici tranzistor na napětí 650 V. Nicméně jsem se nechtěl pouštět rovnou do více neznámých najednou, do pro mě neznámé topologie DAB a do většího napětí. Při větším napětí, resp. du/dt (časové změně napětí) očekávám mnohem větší problémy s rušením.

Zapojení jsem v této fázi koncipoval v podstatě jako nabíječku akumulátorů (LiFePO<sub>4</sub>, 16s), s jmenovitým napětím  $16 \cdot 3,2V = 51.2V$ . Napětí se může pohybovat v rozsahu  $16 \cdot 2,5V = 44.8V$  až  $16 \cdot 3,65V = 58,4V$ . Napájení zajišťují CIGS panely, s jmenovitým napětím 90 V. V mé reálné aplikaci jsou panely připojené přes regulátor, v simulaci jsem použil pro jednoduchost zdroj napětí 90 V. V simulaci také nebudu řešit správné nabíjení, proud bude odebírat jednoduchá odporová zátěž.

Tranzistory T1 až T4 v obrázku 5.1 tvoří plný můstek, který spíná proud transformátorem L1, L2, LS1, kde L1 a L2 jsou magnetizační indukčnosti a LS1 je rozptylová indukčnost. Tranzistory jsou typu IPB065N15N3, výrobce Infineon (150 V, 130 A, 6,5 mΩ). Parametry transformátoru jsem použil z [4], kde se výkonově jednalo o podobnou aplikaci s těmito parametry: výkon 2 kW, spínací frekvence 100 kHz, rozptylová indukčnost transformátoru  $8,4 \mu H$ , magnetizační indukčnost transformátoru 1.5 mH. Jiný ale bude v mém případě poměr závitů (v [4] je 1:1:1). V simulaci je trafo simulováno jako dvě spřažené indukčnosti, převodový poměr je vyjádřený poměrem indukčností  $L1/L2 = (N1/N2)^2$ . V mém případě je převodový poměr 2:1, tomu odpovídají i hodnoty indukčností v simulaci.

Z hlediska simulace jsou důležité počáteční podmínky, a to nulový proud v transformátoru na počátku simulace a nulové napětí +Vbat (výstup DAB měniče). Zátěž je simulována pouze odporem R2, napětí je filtrováno kondenzátorem C1. Aby byly definovány země ve všech částech obvodu, je trafo překlenuto odporem R1 s velkou hodnotou, 100M.

Detail začátku simulace je zobrazený na obrázku 5.2. První dva průběhy zobrazují Vgs napětí tranzistorů T1

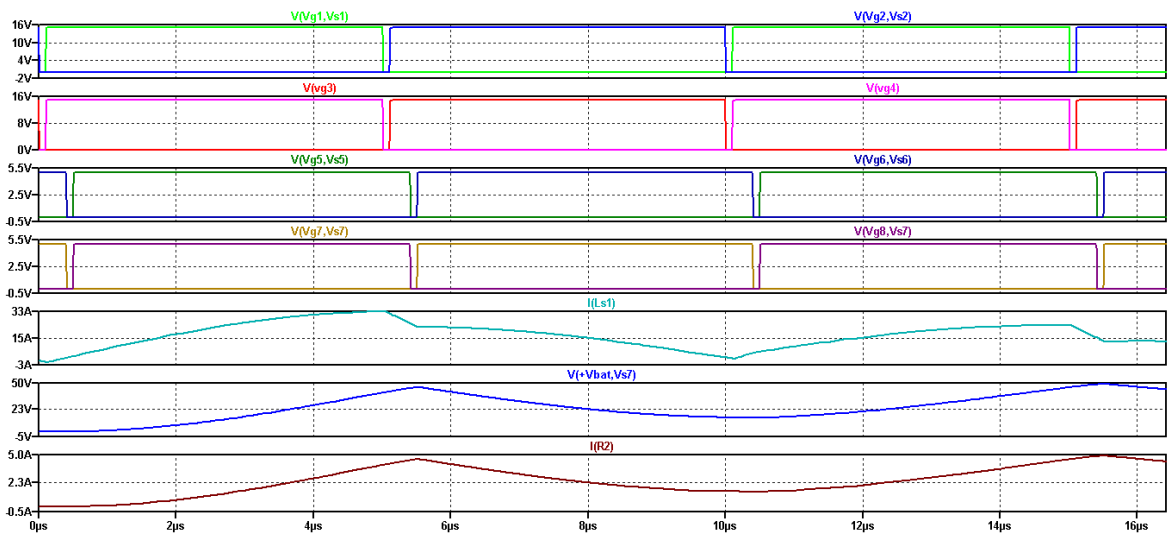


Obr. 5.1 Měnič DAB v LTSpice

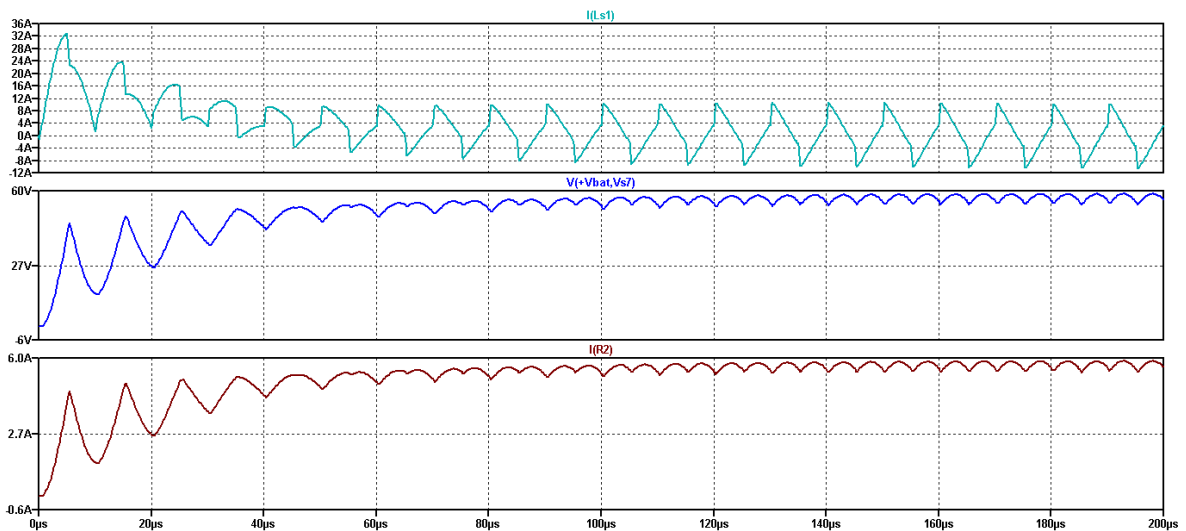
až T4. Amplituda napětí je 15 V, střída 50 procent. Druhý a třetí graf zobrazuje napětí Vgs tranzistorů T5 až T8. Pro použité GaN tranzistory je amplituda 5 V, střída opět 50 procent. Toto napětí je fázově posunutě oproti řídicímu napětí tranzistorů T1 až T4. Fázovým posunem se reguluje dodávaný výkon z jedné strany měniče na druhou. V simulaci nastavuji fázový posun parametrem `.param Fi`, např. `.param Fi=0.4u`. Frekvenci, mrtvou dobu, dobu náběhu a dobu sestupu (rise and fall time) nastavuji parametricky. Pátý je průběh proudu indukčností Ls1, následují napětí a proud na zátěži, odporu R2.

Výsledek simulace do času uspokojivého ustálení napětí zátěže je ukázaný na obrázku 5.3, bez řídicích pulzů. Na proudu primárním vinutím transformátoru  $I(L_s)$  je patrné, že v okamžiku spuštění nastane proudová špička, jak nabíhá výstupní napětí. Také je patrné, že v okamžiku rozběhu měniče má tento proud stejnosměrnou složku. Mohlo by tedy dojít k přesycení jádra. Proto v realitě bude potřeba pomalejší rozběh, "soft start", aby se měnič rozběhl sice pomaleji, ale bez rizika přesycení jádra.

Jak je z obrázku 5.3 patrné, dojde k ustálení výstupního napětí za přibližné 140  $\mu s$ , výstupní napětí se pohybuje mezi 54 a 58 V. Zvlnění by bylo možné snížit zvětšením kapacity C1. Z důvodů zrychlení simulace jsem snížil standardně nastavenou přesnost simulace v LTSpice.



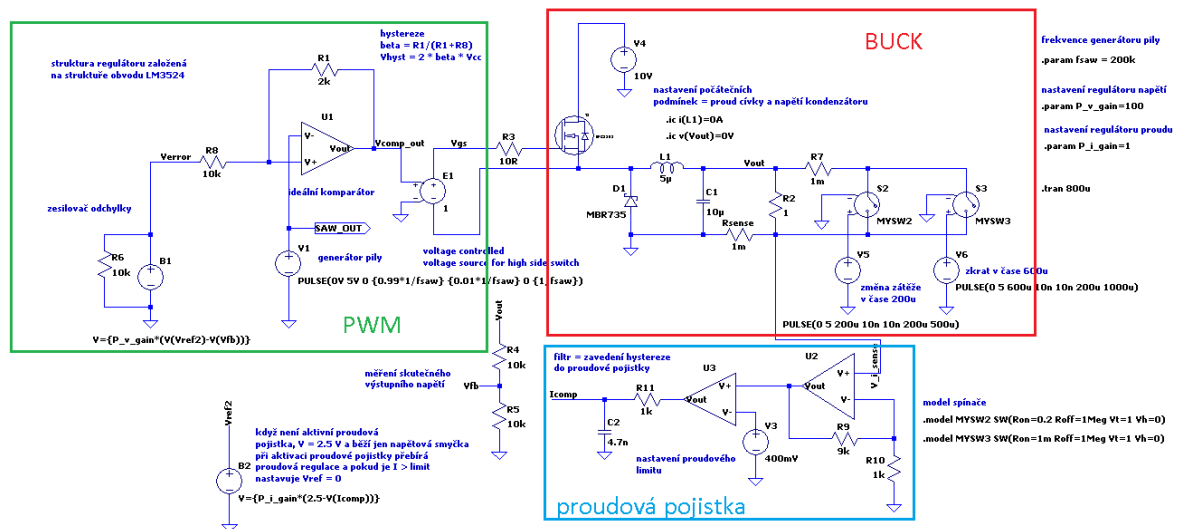
Obr. 5.2 Detail začátku simulace DAB měniče, odshora: Vgs T1 až T4, Vgs T5 až T8, proud primárním vinutím transformátoru, napětí zátěže, proud zátěže R2, vše pro fázový posuv  $0.4 \mu s$  (.param Fi=0.4u)



Obr. 5.3 Simulace DAB měniče do času ustálení výstupního napětí, odshora: proud primárním vinutím transformátoru, napětí zátěže, proud zátěže R2, vše pro fázový posuv  $0.4 \mu s$  (.param Fi=0.4u)

## 5.2 Struktura regulační smyčky

Pro vyzkoušení struktury regulační smyčky jsem si udělal nejprve jednodušší simulaci snižujícího měniče (buck), abych regulační smyčky vyzkoušel na jednodušším obvodu. Schéma simulace je ukázané na obrázku 5.4. Při tvorbě struktury regulační smyčky jsem se inspiroval strukturou v obvodu LM3524. Struktura regulace je kaskádní, s napěťovou smyčkou a jí nadřazenou smyčkou proudovou, která funguje jako proudová pojistka.



Obr. 5.4 Regulační smyčky snižujícího měniče, pro ověření struktury regulace

PWM je generováno ideálním komparátorem U1 s hystezí. Ten porovnává pilovitý signál ze zdroje V1 s požadavkem ze zdroje B1. Zdroj B1 funguje jako proporcionální regulátor, jeho výstup je úměrný regulační odchylce, spočítané jako rozdíl referenčního napětí Vref2 a skutečného napětí na výstupu (Vout přes dělič na Vfb). Zisk regulátoru je nastaven parametricky konstantou "P\_v\_gain". V případě, že není aktivovaná proudová pojistka, tj. proud je pod nastavenou mezí, je referenční napětí v napěťové smyčce 2,5 V.

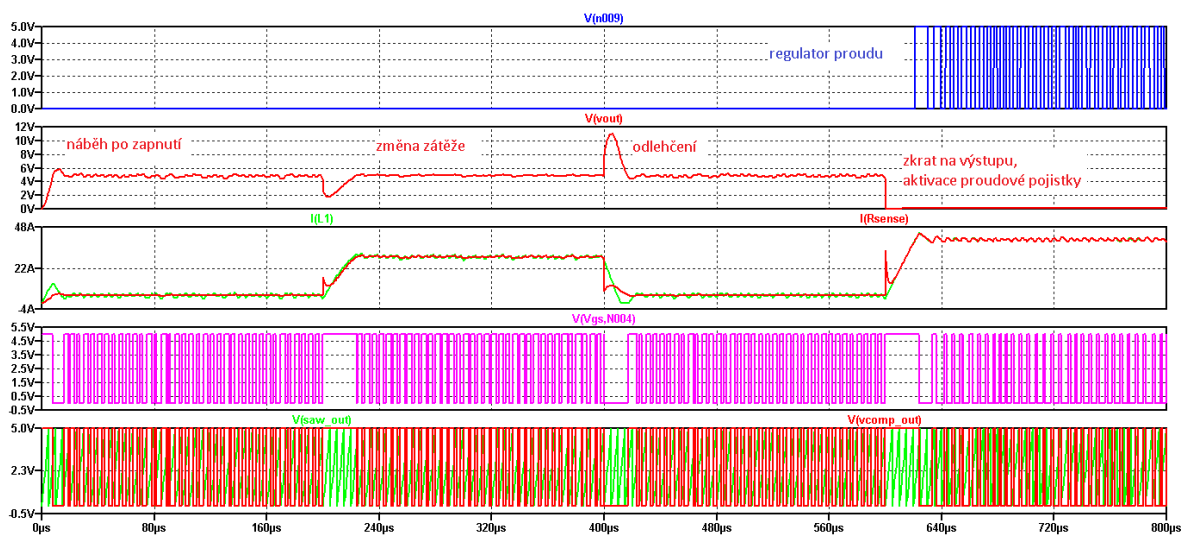
Proud je měřen jako úbytek napětí na odporu Rsense. Změřené napětí je zesíleno zesilovačem U2. Komparátor U3 porovná změřený proud s nastaveným limitem. Pokud je proud zátěží větší, než nastavený limit, je výstupní napětí na úrovni "high" a proudový limit je aktivován. RC článek R11 a C2 slouží pro zavedení malého zpoždění do proudové smyčky. Regulátor proudu je napěťový zdroj B2, jeho výstupní napětí je úměrné rozdílu mezi 2,5 V (napěťová reference) a napětí na výstupu komparátoru U3. Není-li tedy proudový limit aktivní, je na výstupu zdroje B2 napětí 2,5 V. Je-li proudový limit aktivní, je na výstupu zdroje B2 napětí cca 2,5 V - 5 V, a tím vlastně dojde k vypnutí PWM pulzů. Pulzy zůstanou vypnuté tak dlouho, dokud proud neklesne pod nastavenou hodnotu v proudové smyčce. Okolo toho proudu je pak proud regulován. Regulátor proudu je proporcionální, se ziskem "P\_i\_gain".

Funkce regulační smyčky je ukázána na obrázku 5.5. Na začátku dochází k nabíhání výstupního napětí Vout. Napětí naroste na požadovaných 5 V.

V čase 200 $\mu$ s dojde ke změně zátěže z 1  $\Omega$  na 0,16  $\Omega$  připnutím spínače S2. Po poklesu výstupního napětí regulátor napětí doreguluje zpět na žádaných 5 V.

V čase 400 $\mu$ s je zátěž vrácena zpět na 1 Ohm, je patrný velký překmit výstupního napětí.

V čase 600 $\mu$ s je výstup zkratován spínačem S3. Proud naroste, dojde k aktivaci proudové pojistky. Výstup proudového komparátoru (napětí V(n009)) ukazuje, jak se regulátor proudu zapíná a vypíná. Na průběhu proudu je patrné, jak je proud regulovaný na nastavenou hodnotu.



Obr. 5.5 Signály při regulaci snižujícího měniče, shora: výstup proudového komparátoru - je patrná aktivace proudové pojistky v čase  $600 \mu\text{s}$ , výstupní napětí buck regulátoru, napětí na řídicí elektrodě tranzistoru, výstup generátoru pily a komparátoru, který generuje PWM

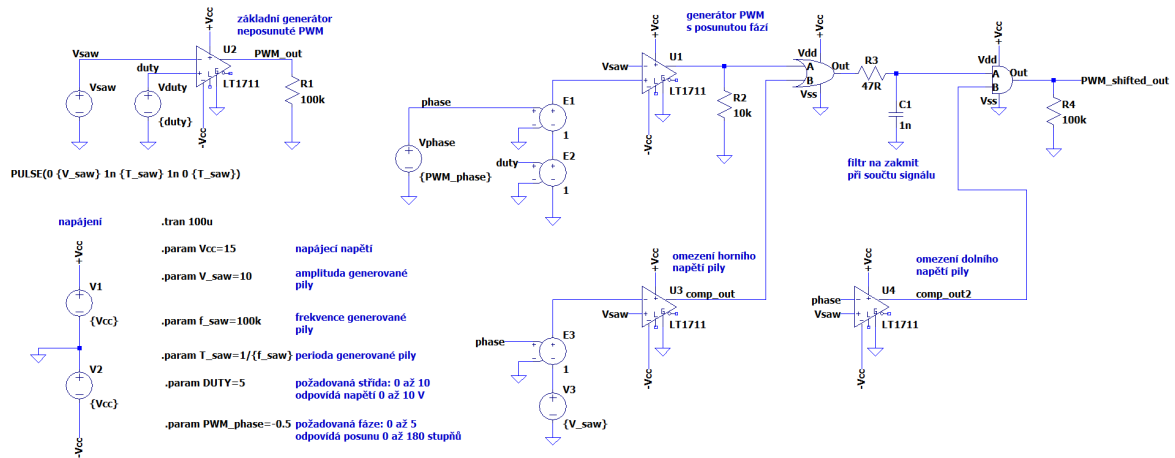
### 5.3 Generátor PWM s proměnnou fází pro DAB

V této části jsem se věnoval simulaci obvodu pro generování PWM s nastavitelnou fází. Právě řízením fáze mezi PWM signály na primární a sekundární straně transformátoru je možné regulovat dodávaný výkon.

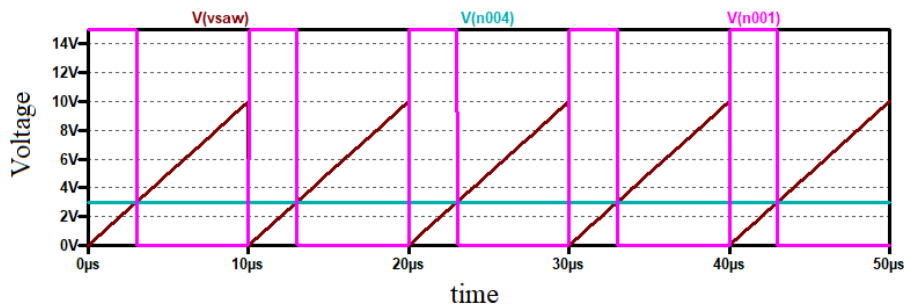
Nejprve jsem sestavil zjednodušenou verzi tohoto generátoru, schéma je ukázané na obrázku 5.6. Tato verze využívá některá zjednodušení odvodu, které umožňuje simulace v LTSpice. Simulace je provedená parametricky, je tedy možné v textových polích nastavovat frekvenci PWM generátoru, amplitudu generované pily, požadovanou střihu signálu a vzájemný fázový posun.

Základní generátor neposunuté PWM je realizovaný komparátorem U2. Na jeho invertující vstup je přiveden pilovitý signál  $V_{saw}$  s nastavitelnou frekvencí a amplitudou. Na neinvertující vstup je přivedeno stejnosměrné napětí  $V_{duty}$ . Jeho velikostí se nastavuje požadovaná střída obou generovaných PWM signálů. Měřítka je zvoleno tak, aby napětí  $V_{duty} = 5V$  odpovídala střída 50 procent. Obvod generuje střihu v rozsahu 5 až 95 procent, menší ani větší střihu negeneruje. Napájecí napětí všech obvodů generátoru jsem zvolil  $\pm 15V$ .

Komparátor U1 má na svůj invertující vstup přivedený stejný pilovitý signál  $V_{saw}$  jako komparátor U2. Na neinvertující vstup komparátoru je přivedeno napětí, které vznikne jako součet dvou stejnosměrných napětí  $V_{duty}$  a  $V_{phase}$ . Součet zajišťuje sériové zapojení dvou napětím řízených napěťových zdrojů E1 a E2 (v LTSpice typ Voltage Dependent Voltage Source). Napětí  $V_{phase}$  je stejnosměrné, jeho velikostí se nastavuje požadovaná fáze proti druhému PWM signálu. Při  $V_{phase} = 0V$  je fáze nulová, při  $V_{phase} = \pm 5V$  je fáze 180 resp. -180 stupňů. Komparátor tedy fakticky porovnává pilovité napětí  $V_{saw}$  s napětím, jehož velikost se mění s požadovanou fází. Když je např. napětí  $V_{duty} = 5V$  (střída 50 procent) a napětí  $V_{phase} = -2V$ , je požadovaná komparační úroveň 3 V, a komparátor U1 generuje pulzy, které začínají stejně jako z U2, ale mají menší střihu.



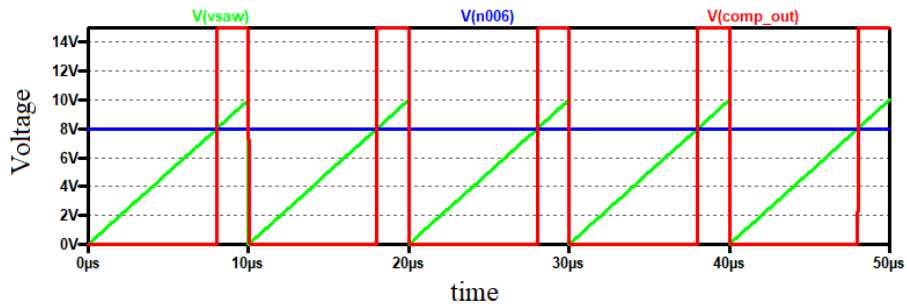
Obr. 5.6 Schéma PWM generátoru s nastavitelnou fází

Obr. 5.7 Signály na komparátoru U1, pro  $V_{phase} = -2V$ 

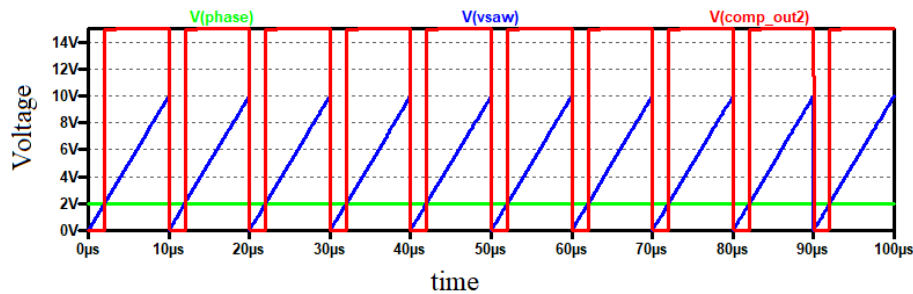
Signály na komparátoru U1 jsou znázorněné na obrázku 5.7.

Jak je patrné, signál z U1 tedy končí ve správném okamžiku, který by měl mít fázově posunutý signál, který chceme, ale nezačíná správně. Úpravu signálu na správný začátek zajišťuje komparátor U3. Ten porovnává napětí  $V_{saw}$ , tentokrát na neinvertujícím vstupu, se stejnosměrným napětím na vstupu invertujícím. To vznikne jako součet napětí  $V_{phase}$  a stejnosměrného napětí o velikosti amplitudy pily  $V3$ . Pro výše zmíněný případ  $V_{phase} = -2V$  a amplitudu pily 10 V, je tedy napětí na invertujícím vstupu 8 V. Komparátor U3 tedy generuje výstupní napětí, pokud  $V_{saw}$  je větší než  $V_{phase} + V3$ . Signály jsou ukázané na obrázku 5.8. Jinými slovy, komparátor U3 generuje signál, který končí se začátkem náběhu pilovitého signálu a jehož šířka je doplňkem k chybějící šířce signálu z U1.

Hradlo OR sčítá (binárně) signál z komparátorů U1 a U3. Na jeho výstupu je filtr typu dolní propust, protože v okamžiku kdy signál z U1 klesal a signál z U3 stoupal, docházelo ke generování velice krátkého, nežádoucího, pulzu. Hodnoty filtru nejsou v simulaci proměnné s frekvencí, pro výrazně jinou frekvenci PWM by bylo nutné



Obr. 5.8 Signály na komparátoru U3, pro  $V_{phase} = -2V$  a  $V_3 = 10V$



Obr. 5.9 Signály na komparátoru U4, pro  $V_{phase} = +2V$

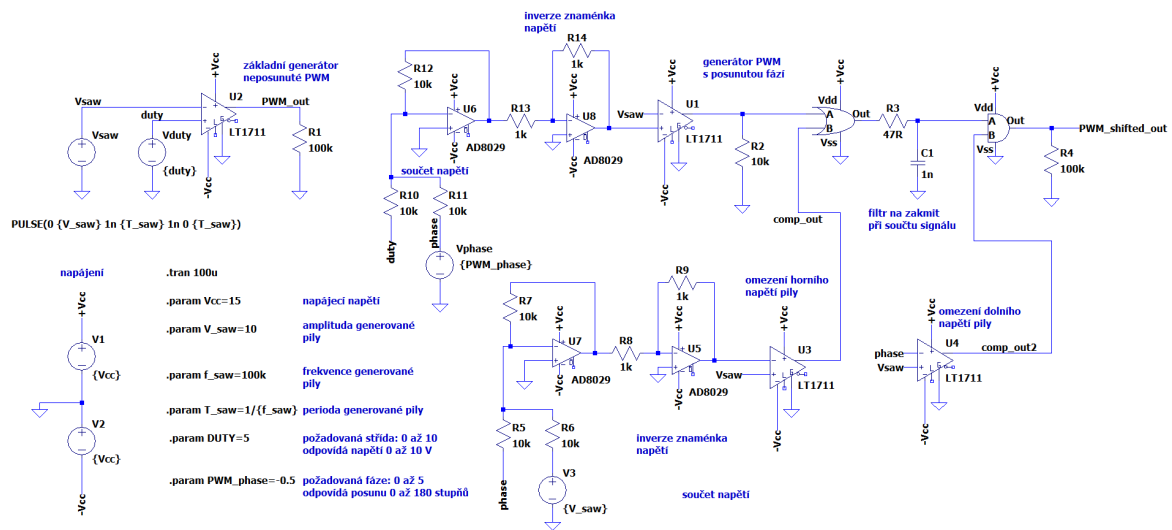
nastavit jiné hodnoty.

Část obvodu, složená z U1 a U3, generuje korektně signál fázově posunutý před hlavní PWM signál, tj. pro zadané záporné hodnoty napětí  $V_{phase}$ . V tom případě fázově posunutá pila začíná před hlavní pilou, tj. pulz začíná před hlavní pilou zleva (ve směru času). Nicméně v případě zadání požadovaného fázového posunu na druhou stranu se generuje pulz kratší než by bylo třeba. Toto napravuje komparátor U4. Ten porovnává napětí  $V_{saw}$  a zadané stejnosměrné napětí  $V_{phase}$ . Když je zadána kladná fáze, ve smyslu kladného napětí  $V_{saw}$ , generuje U4 úroveň high, pokud  $V_{saw} > V_{phase}$ . Pro případ napětí  $V_{phase} = 2V$  jsou signály ukázané na obrázku 5.9.

Výstup U4 je dále hradlem AND vynásoben filtrováním signálem z výše zmíněného hradla OR. Výstup hradla AND je logický součin dvou signálů. Pokud je zadáno  $V_{phase} > 0$  výstupní signál "PWM shifted out" se tak vlastně zkracuje oproti tomu co generuje U1 OR U3 a signál má správnou délku. Pokud je zadáno  $V_{phase} < 0$  výstupní signál U4 je trvale high a po vynásobení se tedy "PWM shifted out" rovná přímo U1 OR U3.

Po zprovoznění výše popsaného obvodu, jsem schéma regulační části dále modifikoval, tak aby mnohem více odpovídalo skutečnému zapojení, tak jak by se realizovalo ze součástek. Pro zjednodušení jsem ponechal části jako generování pily a stejnosměrných napětí. Ty je možné realizovat jednoduše, pilu např. pomocí obvodu 555 s následným operačním zesilovačem. Nahradil jsem ale operace specifické (a jednoduše realizovatelné v LTSpice), jako jsou součty napětí. Modifikovaný obvod je ukázaný na obrázku 5.10. Vysvětlím funkci nových částí, funkce ostatních obvodů je stejná jak již bylo popsáno.



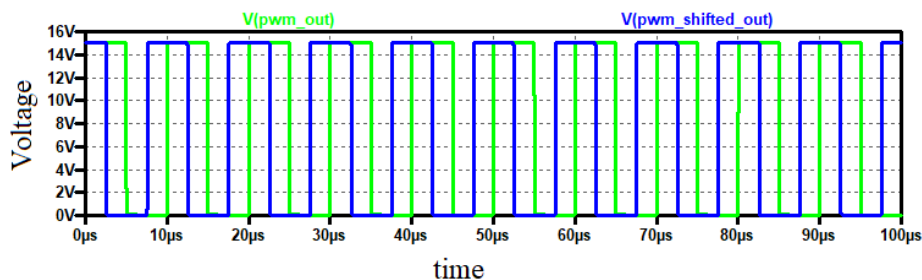


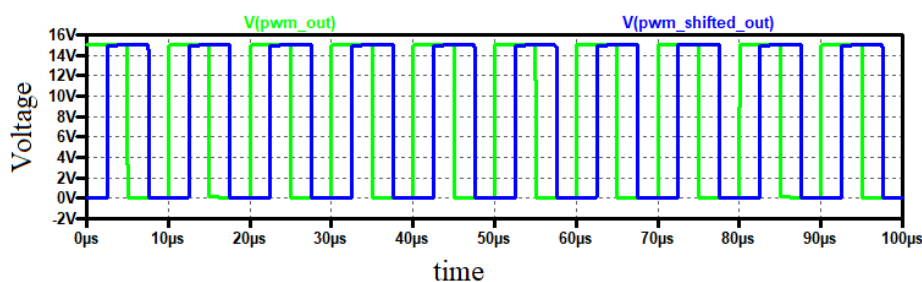
Obr. 5.10 Modifikovaný PWM generátor s nastavitelnou fází

Součtové napětí  $V_{phase} + V3$ , potřebné na vstupu komparátoru U3, je vytvořeno součtovým invertujícím zesilovačem U7, se zesílením 1. Protože U7 invertuje znaménko signálu, je signál invertován zpět zesilovačem U5 (zisk 1). Zvolen byl obvod AD8029, zejména kvůli relativně velké rychlosti přeběhu (slew rate)  $60 \text{ V}/\mu\text{s}$  [18].

Podobné zapojení generuje součtové napětí  $V_{phase} + V_{duty}$  pro komparátor U1. Součet provádí invertující zesilovač U6, se zesílením 1. Protože U6 invertuje znaménko signálu, je signál invertován zpět zesilovačem U8 (zisk 1).

Ukázky výstupního signálu s nastavitelnou fází jsou ukázané na obrázku 5.11, pro zadanou hodnotu  $V_{phase} = -2.5\text{V}$ , tj. pro posun vlevo. Pro zadanou hodnotu  $V_{phase} = +2.5\text{V}$ , tj. posun vpravo, jsou signály ukázané na obrázku 5.12.

Obr. 5.11 Generované PWM signály, pro zadanou hodnotu  $V_{phase} = -2.5\text{V}$ , tj. pro posun vlevo



Obr. 5.12 Signály na komparátoru U4, pro zadanou hodnotu  $V_{phase} = +2.5V$ , tj. posun vpravo

#### 5.4 Celkové simulační schéma měniče

Celkové schéma DAB, včetně řízení, je znázorněné na obrázku 5.13. Oproti dříve popsanému jsem musel doplnit mnoho dalších součástek, aby bylo možné simulaci vůbec spustit. Bez nich simulace fungovala jenom při některém nastavení, mnohem častěji ale skončila chybou konvergence.

K odporu R1 (100Meg), který překlenuje transformátor, jsem paralelně připojil kondenzátor C1 (100p). Obě součástky jsou nezbytné pro správnou simulaci i na galvanicky oddělené straně obvodu a simulují parazitní vlastnosti skutečného transformátoru.

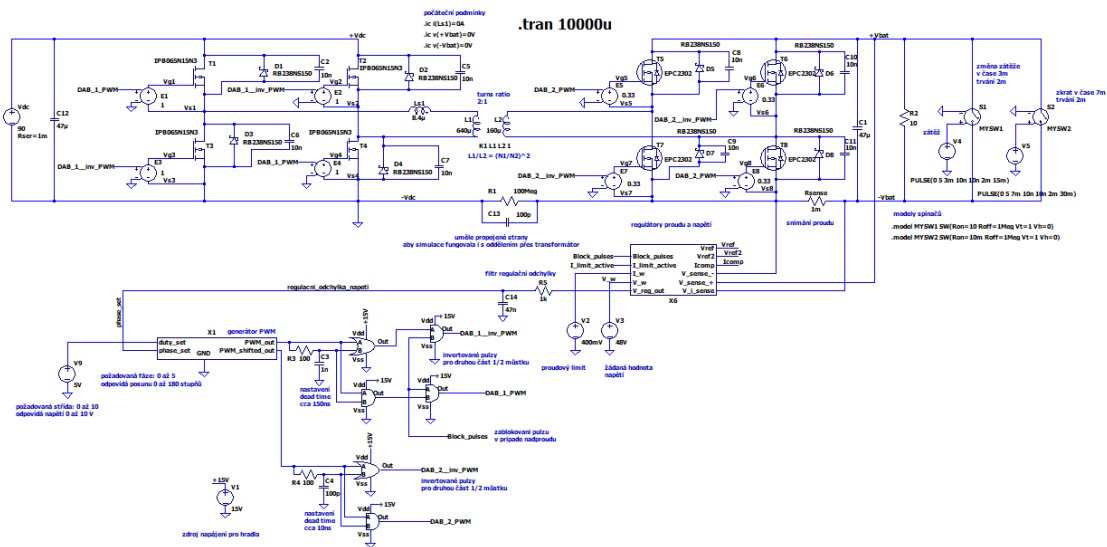
Dále jsem ke každému tranzistoru přidal paralelně diodu a kondenzátor. Úmyslně jsem použil na obě strany stejnou Schottky diodu, RB238NS150 (150 V, 40 A). Na straně napětí 48 V by se určitě dala nalézt dioda lépe přizpůsobená menšímu napětí.

Zátěž DAB je realizovaná odporem R2. Na výstup se připojují přes spínače S1 a S2 další zátěže. V čase 3 ms se sepne spínač S1, jeho odpor je v sepnutém stavu nastavený na 10 Ohm. Dojde tedy ke zdvojnásobení odběru oproti R2. V čase 5 ms se S1 odepne. Je tedy možné zjistit reakci regulační smyčky na zvětšení a zmenšení zátěže.

V čase 7 ms se sepne spínač S2. Jeho odpor je nastavený na 10 mOhm, jedná se tak v podstatě o zkrat na výstupu. Doba sepnutí je opět 2ms, pak se S2 rozezne. Zjistíme tak reakci proudové ochrany a její zotavení při odstranění zkratu.

Proud zátěže je měřen jako úbytek napětí na odporu Rsense. Společně s výstupním napětím jsou oba tyto signály zavedeny do regulátorů, blok X6. Tomu se budu podrobněji věnovat samostatně. Z důvodů ladění simulace jsem vyvedl i některé vnitřní signály regulátoru. Regulátor je dříve popsany blok regulátorů, který je mírně upravený. Podrobněji se mu budu věnovat dále. Dalším vstupem regulátorů je žádaná hodnota napětí (48 V) a proudový limit (zdroj V2). Výstupem regulátoru je požadovaný fázový posun mezi oběma PWM signály. Pokusy jsem zjistil, že pro mé parametry obvodu výstupnímu napětí 48V odpovídá zadaný požadavek cca 400 mV. Napětí regulátoru filtruji RC článkem R5,C14.

PWM signály pro oba můstky generuje blok X1. Jeho funkci jsem popsal již dříve. Na výstupu X1 generuji ochrannou dobu pro spínání tranzistorů (dead time) RC článkem a k němu připojeným hradlem AND a OR.



Obr. 5.13 Celkové schéma DAB, včetně řízení

Ochranná doba je pro každý můstek zvolená jiná. Pro tranzistory IPB065N15N3 jsem zvolil cca 150 ns, pro tranzistory EPC2302 jsem zvolil cca 10 ns. Mám experimentálně ověřeno, že tranzistory EPC2302 spínají za zhruba 10 ns.

Dvě další hradla AND dovolují zablokovat pulzy i do prvního můstku v případě aktivace proudového limitu. To je řízeno signálem "block\_pulses" z regulátoru. Blokace pulzů druhého můstku probíhá automaticky uvnitř PWM generátoru.

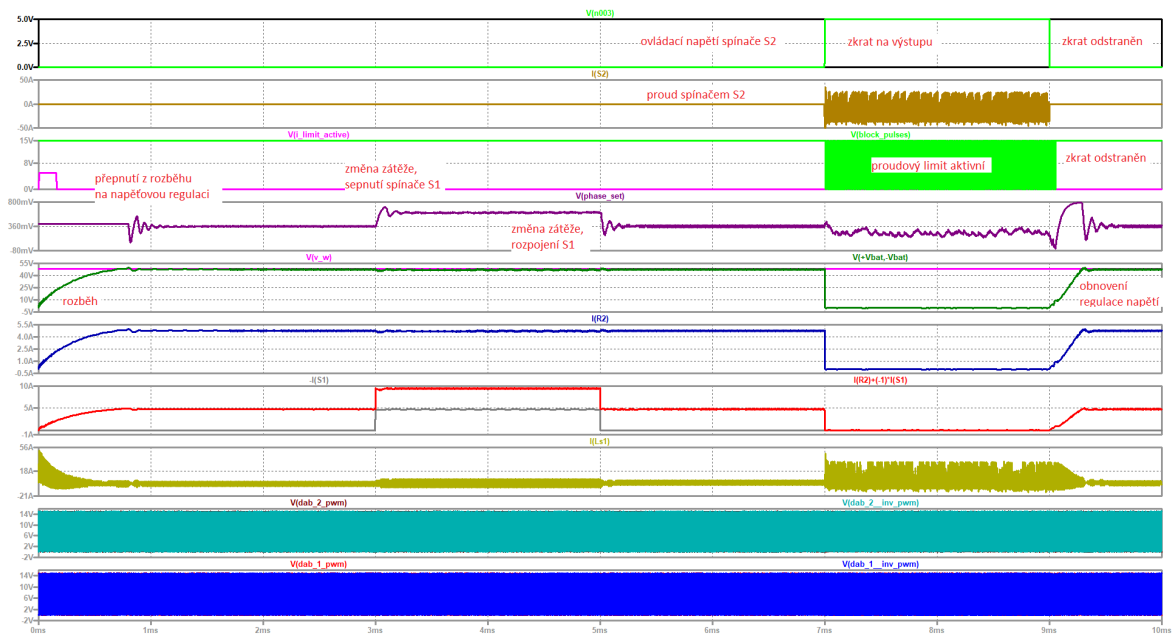
Pulzy jsou přivedeny na napětím řízené napěťové zdroje u každého tranzistoru, které simulují buďiče.

## 5.5 Výsledky simulace

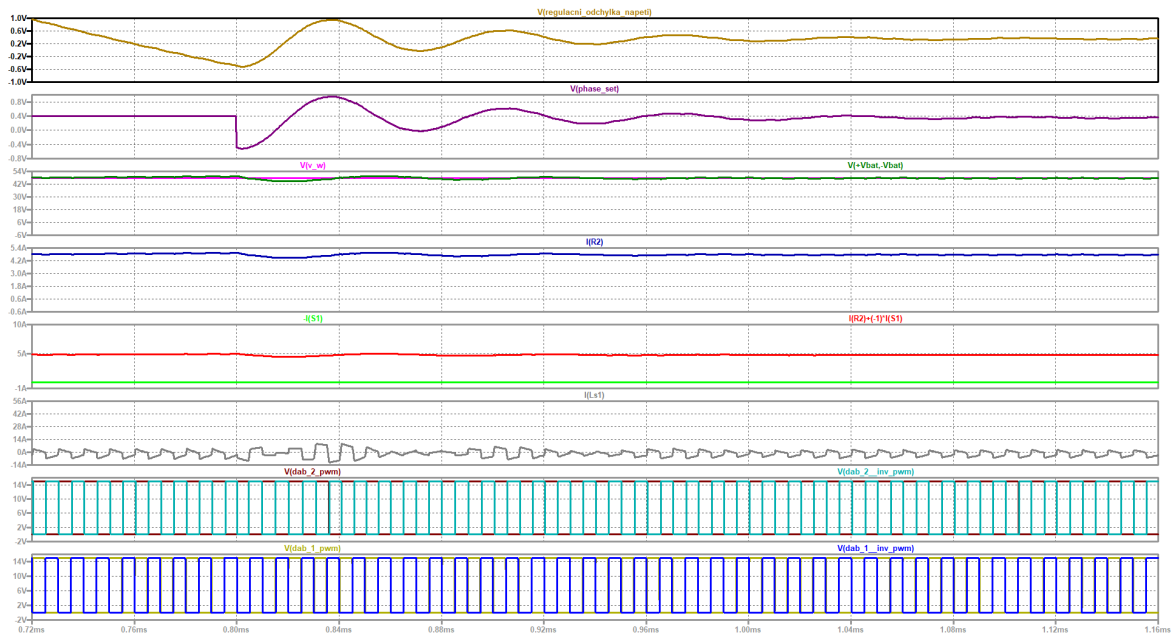
Výsledky simulace jsou nejprve ukázané v celkovém přehledu na obrázku 5.14.

### 5.5.1 Rozběh obvodu

Obvod se rozbíhá z nulového výstupního napětí. Je patrný náběh výstupního napětí +Vbat -Vbat. Pro rozběh je v regulátoru nastavena pevná doba  $800 \mu s$ . V čase  $800 \mu s$  dojde k přepnutí, k aktivaci napěťové regulační smyčky. To je patrné jako zákmit na výstupním napětí regulátoru V(phase.set). Na napětí +Vbat -Vbat se přepnutí projeví mírným zvlněním. Detail okamžiku přepnutí je na obrázku 5.15. Je patrné, že před přepnutím byla nastavená pevná hodnota požadované fáze, V(phase.set) = 400 mV, po přepnutí je aktivní regulační smyčka. Regulační odchylka napětí se snižuje a ustaluje. Spínač S1 není aktivní, proto je jeho proud nulový.



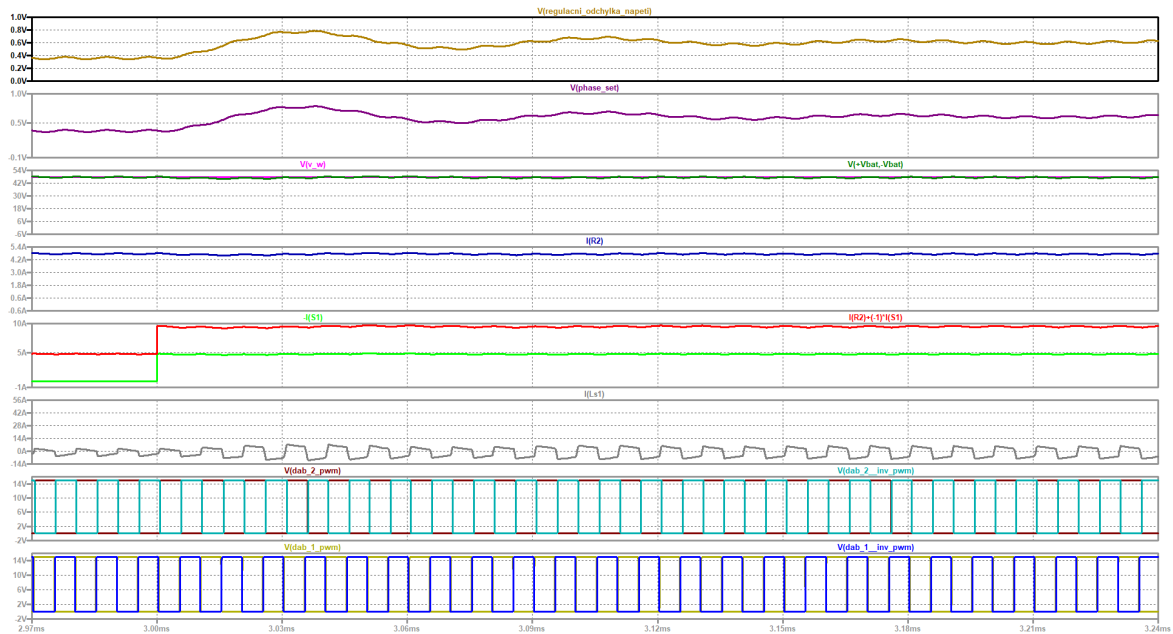
Obr. 5.14 Výsledky simulace, shora: ovládací napětí spínače S2 (zapíná/vypíná zkrat na výstupu), proud spínačem S2, signál proudového limitu, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků



Obr. 5.15 Výsledky simulace - detail přepnutí po rozběhu, shora: regulační odchylka napětí, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků

### 5.5.2 Změna zátěže - zvětšení odebíraného proudu

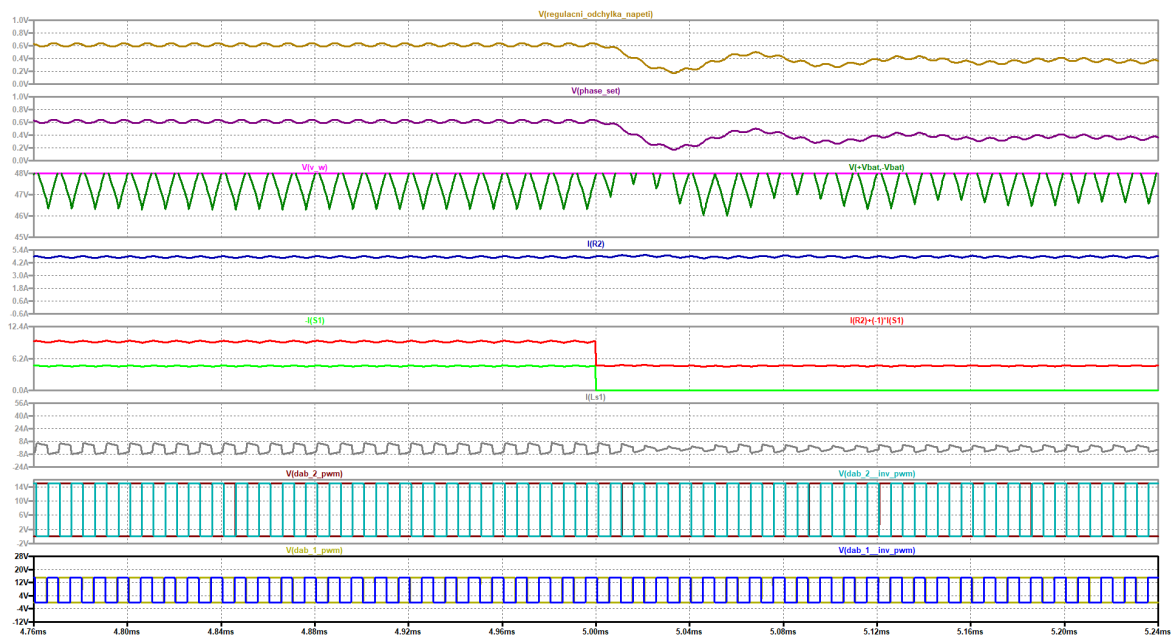
V čase 3ms dojde ke změně zátěže sepnutím spínače S1. Proud zátěže se zvětší na dvojnásobek, protože S1 má stejný odpor jako R2. Detail je ukázaný na obrázku 5.16. Regulátor napětí zareaguje změnou požadované fáze, napětí  $V(\text{phase\_set})$  se zvětší. Jsou patrné zákmity, k ustálení dojde za cca  $240 \mu\text{s}$ . Na výstupním napětí se změna zátěže projeví krátkodobým poklesem napětí. Na pulsech můstků je patrná změna fázového posunu. Výstupní napětí má zvlnění cca 1,5 V.



Obr. 5.16 Výsledky simulace - detail po změně zátěže, shora: regulační odchylka napětí, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků

### 5.5.3 Změna zátěže - zmenšení odebíraného proudu

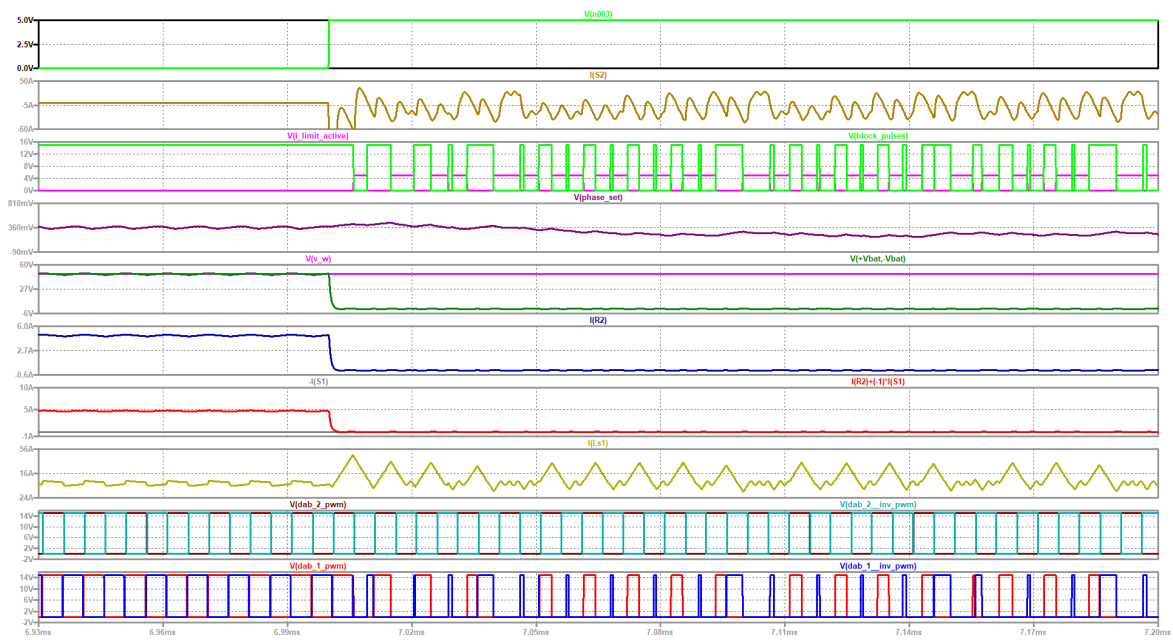
V čase 5 ms dojde k odlehčení, spínač S1 se rozezne, zátěž je opět jen odpor R2. Detail je ukázaný na obrázku 5.17. Regulátor napětí zareaguje změnou požadované fáze, napětí  $V(\text{phase\_set})$  se zmenší. Jsou patrné zákmity, k ustálení dojde za cca  $240 \mu\text{s}$ . Na výstupním napětí se změna zátěže projeví krátkodobým zvětšením napětí o cca 2 V. Na pulsech můstků je patrná změna fázového posunu.



Obr. 5.17 Výsledky simulace - detail po změně zátěže, odlehčení, shora: regulační odchylka napětí, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků

#### 5.5.4 Zkrat na výstupu

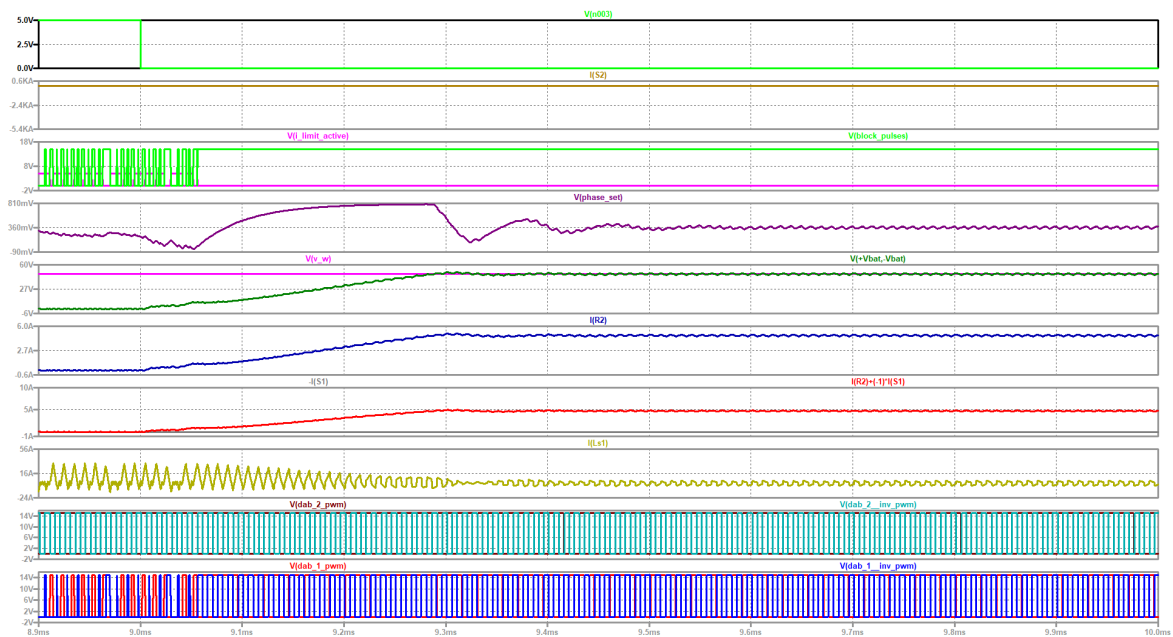
V čase 7 ms je sepnut spínač S2, dojde ke zkratu na výstupu. Detail je ukázaný na obrázku 5.18. Výstupní napětí klesne téměř k nule, proud naroste a dojde k aktivaci proudové regulace. Proudový regulátor začne blokovat některé pulzy na můstku 1 tak, aby byla regulována hodnota výstupního proudu. Proud transformátorem naroste. Velikost proudu je regulovatelná napětím  $I_w$  na vstupu regulátoru.



Obr. 5.18 Výsledky simulace - detail: začátek zkratu, shora: ovládací napětí spínače S2 (zapíná/vypíná zkrat na výstupu), proud spínačem S2, signál proudového limitu, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků

### 5.5.5 Odstranění zkratu na výstupu

V čase 9 ms je zkrat odstraněn, spínač S2 se rozeplul. Detail je ukázaný na obrázku 5.19. Zhruba 50  $\mu\text{s}$  trvá než proud klesne, pak je deaktivována proudová ochrana. Pulzy můstku 1 již nejsou blokovány, vrátí se k normálu. Výstupní napětí nabíhá, napěťová regulace funguje. Požadované výstupní napětí 48 V je obnoveno za cca 300  $\mu\text{s}$  po odstranění zkratu.

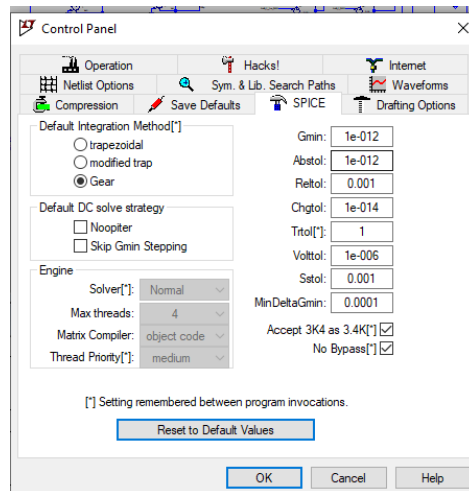


Obr. 5.19 Výsledky simulace - detail: začátek zkratu, shora: ovládací napětí spínače S2 (zapíná/vypíná zkrat na výstupu), proud spínačem S2, signál proudového limitu, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků

## 5.6 Nastavení simulace

Pro simulaci se ukázalo jako velice podstatné nastavení. Bez dále uvedených úprav docházelo k problémům s konvergencí a nebo simulace trvala velice dlouho. S nastavením uvedeným na obrázku 5.20 trvá simulace přibližně 15 minut. Použitý HW: AMD Ryzen 7 2700x, 8 jader, 3.7 GHz, 96GB RAM, soubory simulace na SSD disku. Výsledná velikost dat ze simulace 10 ms byla 1GB.

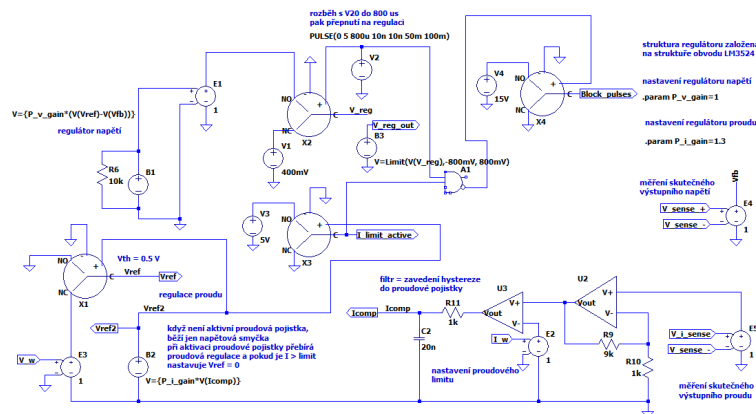




Obr. 5.20 Použité nastavení simulace

## 5.7 Napěťové a proudové regulátory

V jedné z předchozích podkapitol jsem popsal funkci regulátorů napětí a proudů. Oproti dříve vedenému bylo nutné provést drobné úpravy, které popíši v této části. Schéma je ukázané na obrázku 5.21.



Obr. 5.21 Finální struktura regulátorů napětí a proudu

Změřené výstupní napětí vstupuje do napětím řízeného napěťového zdroje E4. Jeho výstup se dále používá v regulaci. Pokud je aktivní jenom napěťová regulace, je vypočítána regulační odchylka, zdroj B1 funguje jako proporcionalní regulátor. Při rozběhu obvodu je na dobu  $800 \mu\text{s}$  (experimentálně zjištěno) vypnuta napěťová regulace a nastavena žádaná hodnota napětí  $V_{\text{phase}} = 400\text{mV}$ . Přepnutí provádí spínač X2 (vlastní model). Výstupní napětí  $V_{\text{phase}}$  je zdrojem B3 a funkcí limit omezeno na  $\pm 800\text{mV}$ .

Výstupní proud je měřený odporem  $R_{\text{sense}}$ , napětí na něm je zesíleno a filtrováno, jak již bylo dříve popsáno. Když není aktivní proudová pojistka, běží jen napěťová smyčka. Při aktivaci proudové pojistky přebírá proudová regulace a pokud je  $I$  větší než nastavený limit, nastavuje  $V_{\text{ref}} = 0$ . Proudový proporcionalní regulátor je zdroj B2. Pokud je jeho výstup menší než  $0,5\text{V}$ , dostává regulátor napětí požadavek na žádanou hodnotu napětí. Pokud

je výstup B2 větší než 0,5 V tj. je aktivována proudová pojistka, je zadán požadavek na nulové výstupní napětí. Přepnutí provádí přepínač X1. Zároveň je vyroben signál "I\_limit\_active", který indikuje, že došlo k aktivaci proudového limitu. Hradlo A1 společně s přepínačem X4 pak vytvoří signál pro blokování pulzů můstku. Jak proud začne klesat a zmenší se pod nastavenou hodnotu, jsou pulzy opět aktivovány, proud narůstá a celý cyklus se opakuje.

### 5.8 Závěr k simulaci

V této kapitole jsem si vyzkoušel simulaci Dual Active Bridge. Simulace mi umožnila porozumět funkci obvodu a způsobu regulace. Vzhledem k tomu, že obvod je spínaný, simulace trvá relativně dlouho. Simulovat 10 ms běhu obvodu trvá přibližně 15 minut.

Jak jsem ukázal na grafech a detailech průběhů, regulace napětí a proudu je funkční. Určitě by bylo možné její kvalitu vylepšit. Regulátory jsem udělal pouze proporcionální, kvalitu regulace by bylo pravděpodobně možné zlepšit integrační a derivační složkou.

Regulace je v simulaci provedená analogově. V případě reálného hardware bych regulátory realizoval číslicově, v mikroprocesoru. Stejně tak PWM signály budu generovat přímo procesorem.

## 6 Simulace v Simscape

### 6.1 Simulace DAB

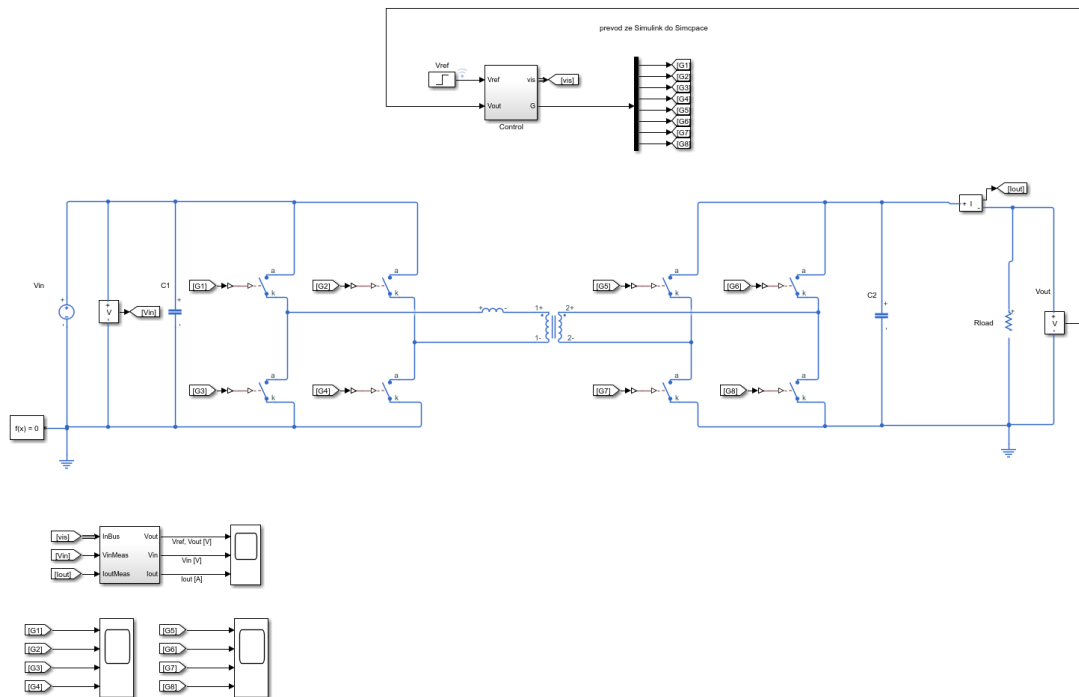
Simulaci jsem provedl v Simulinku, resp. Simscape. Schéma koncepčně vychází z modelového příkladu v Simscape, je ale na úrovni součástek. Model bych chtěl dále rozšířit na tři měniče a vyzkoušet si zde řízení. V ideálním případě by pak mohlo být možné takto předem vyzkoušené řízení "překlopit" přímo do řídicí desky. Schéma je na obrázku 6.1. Pro tuto simulaci jsem použil stejné parametry (kapacita kondenzátorů, indukčnosti) jako v simulaci v LTSpice. Tranzistory jsou modelované jako ideální spínače, nikoliv jako reálné součástky. Výsledky simulace jsou ukázané na obrázku 6.2. Vref je žádaná hodnota výstupního napětí, Vout je skutečné výstupní napětí, Vin je vstupní napětí, Iout je výstupní proud (odporem Rload). Simulace začíná nulovým výstupním napětím Vout. Regulátor v čase 0,05 s dosáhne žádané hodnoty 20 V. V čase 0,15 s dojde ke změně žádané hodnoty na 30 V, regulátor dorovná na tuto hodnotu. Nastavené parametry simulace a regulátorů jsou uvedené v příloženém výpisu.

Hlavní cíle této simulace je vyzkoušet řízení měniče a od vazbení regulace jednotlivých větví můstků.

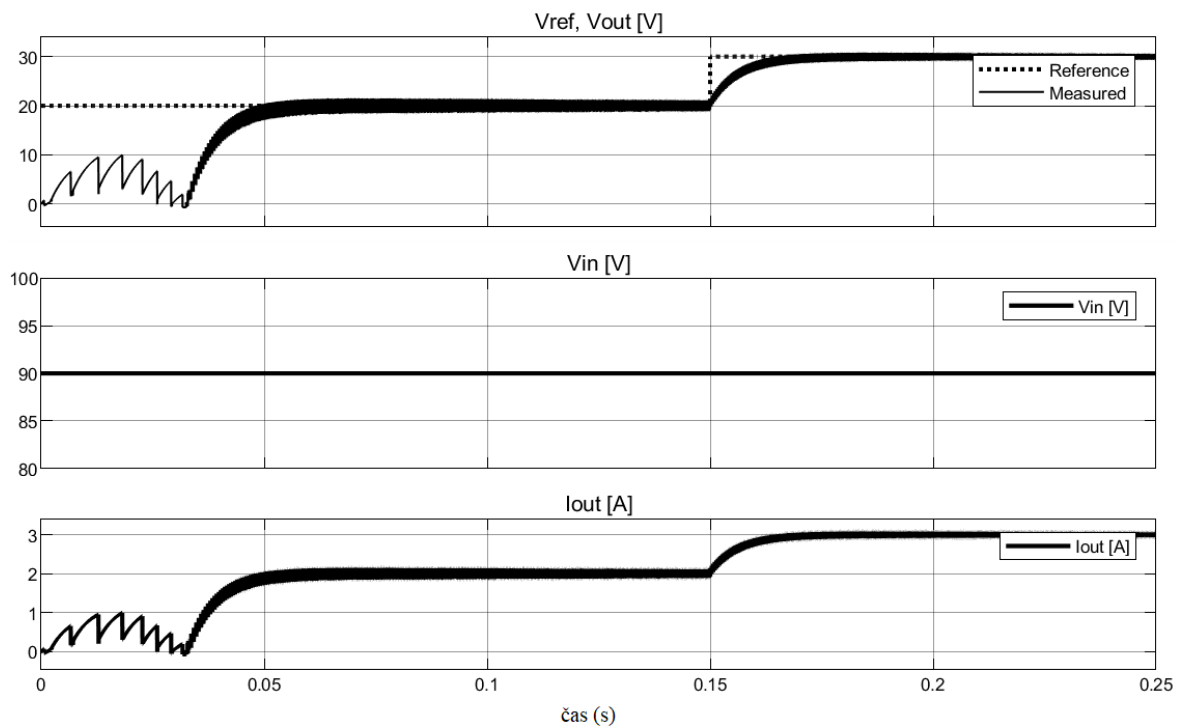
```

1 %% System Parameters
2 Vin = 90;           % Input voltage [V]
3 % Transformer
4 L   = 8.4e-6;      % Inductance [H]
5 TL1 = 640e-6;     % Transformer inductance L1 [H]
6 TL2 = 160e-6;     % Transformer inductance L2 [H]
7 Tk  = 0.9;        % Transformer coupling coefficient k\in[0,1]
8
9 C1  = 475e-6;     % Input capacitance [F]
10 C2  = 475e-6;    % Output capacitance [F]
11 Rload = 10;      % Load resistance [Ohm]
12
13 %% Control Parameters
14 fsw = 100e3;
15 Tsc = 1/fsw;     % Sample time for inner control loop [s]
16 Ts  = Tsc/20;   % Fundamental sample time [s]
17
18 Kp  = 0.005;     % Controller proportional gain
19 Ki  = 0.8;       % Controller integrator gain speed

```



Obr. 6.1 Blokové schéma v Simulink - řízení DAB v Simscape

Obr. 6.2 Výsledky simulace DAB v Simscape.  $V_{ref}$  - žádaná hodnota výstupního napětí,  $V_{out}$  - skutečné výstupní napětí,  $V_{in}$  - vstupní napětí,  $I_{out}$  - výstupní proud (odporem  $R_{load}$ )

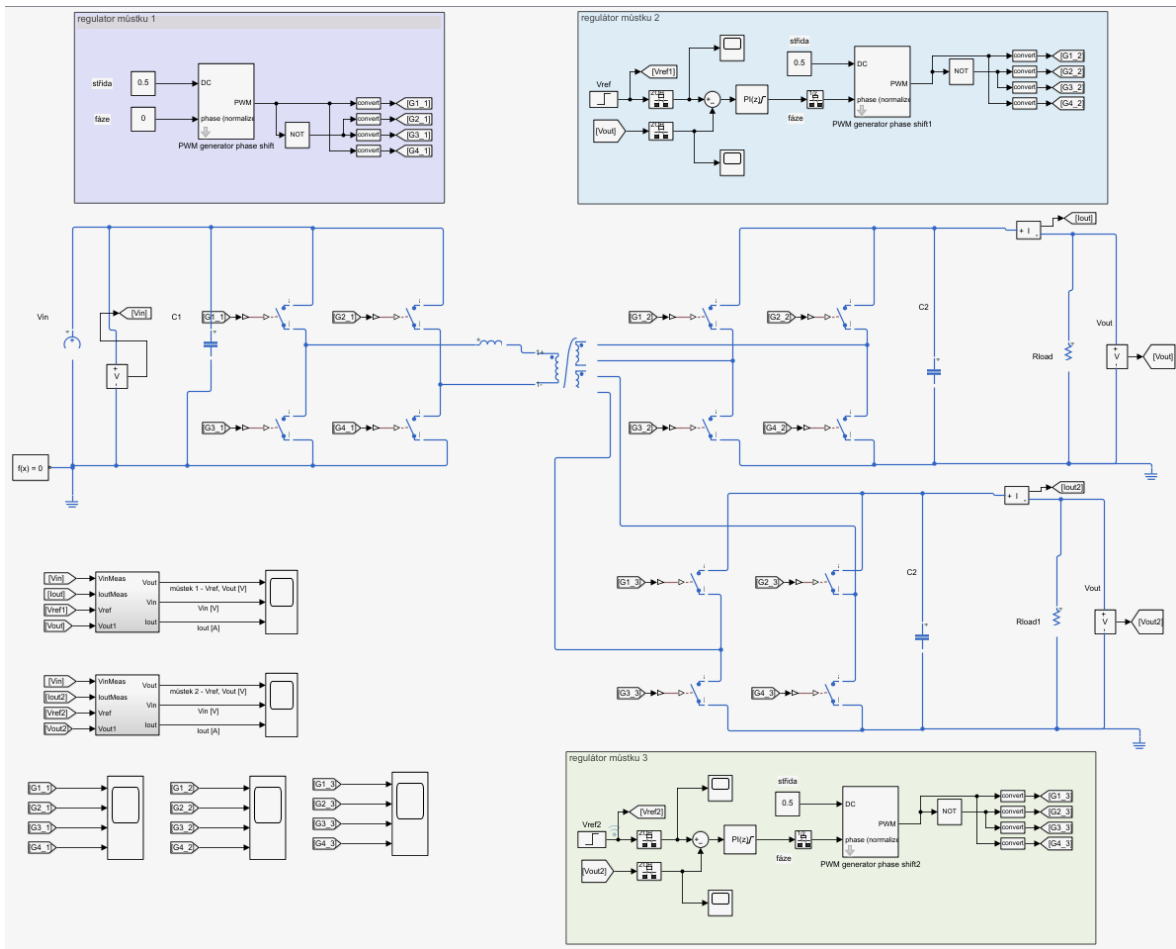
## 6.2 Simulace TAB

Výše popsanou strukturu jsem rozšířil na tři plné můstky, TAB (Tripple Active Bridge). Transformátor je zde simulovaný jako nelineární magnetický obvod ale bez hystereze. Blokový diagram v Simscape je na obrázku 6.3, výsledky jsou na obrázku 6.4 pro výstupní můstek číslo 1 resp. na obrázku 6.5 pro výstupní můstek číslo 3. Každý výstupní můstek má úmyslně nastavenou jinou zátěž a jiné žádané hodnoty výstupního napětí, aby bylo možné ověřit funkčnost řízení. Žádaná hodnota výstupního napětí můstku 1 začíná na 20 V, v čase 0,15 s se změní na 30 V. Žádaná hodnota výstupního napětí můstku 2 začíná na 15 V, v čase 0,15 s se změní na 45 V. Na obrázku 6.3 jsou také podrobněji rozkreslené regulátory všech můstků. Parametry simulace a regulátorů jsou uvedené v příslušném výpisu.

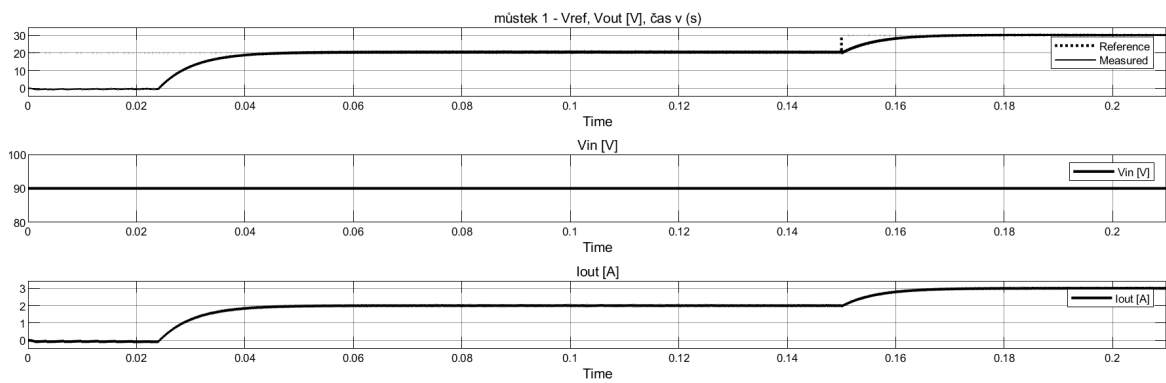
```

1 %% System Parameters
2 Vin = 90;           % Input voltage [V]
3
4 % Transformer
5 L   = 8.4e-6;      % Inductance [H]
6 TL1 = 640e-6;     % Transformer inductance L1 [H]
7 TL2 = 160e-6;     % Transformer inductance L2 [H]
8 TL3 = 160e-6;     % Transformer inductance L3 [H]
9
10 Tk  = 0.9;        % Transformer coupling coefficient k[in[0,1]]
11
12 C1  = 475e-6;     % Input capacitance [F]
13 C2  = 475e-6;     % Output capacitance [F]
14 C3  = 475e-6;     % Output capacitance [F]
15
16 Rload = 10;       % Load resistance [Ohm]
17 Rload2 = 20;     % Load resistance [Ohm]
18
19 %% Control Parameters
20 fsw = 100e3;
21 Tsc = 1/fsw;      % Sample time for inner control loop [s]
22 Ts  = Tsc/20;    % Fundamental sample time [s]
23
24
25 Kp  = 0.005;     % Controller proportional gain
26 Ki  = 0.8;       % Controller integrator gain speed

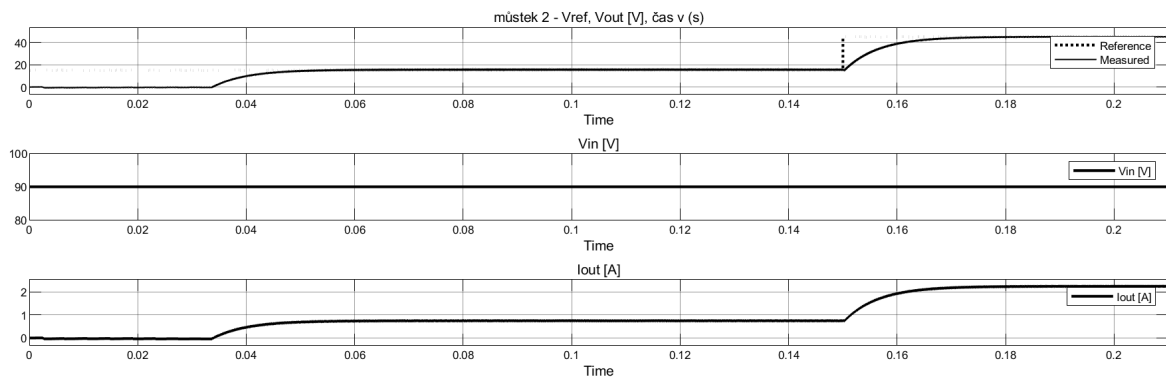
```



Obr. 6.3 Blokové schéma v Simulink - řízení TAB v Simscape



Obr. 6.4 Výsledky simulace TAB v Simscape. Výstupní můstek 1,  $V_{ref}$  - žádaná hodnota výstupního napětí,  $V_{out}$  - skutečné výstupní napětí,  $V_{in}$  - vstupní napětí,  $I_{out}$  - výstupní proud (odporem  $R_{load}$ )



Obr. 6.5 Výsledky simulace TAB v Simscape. Výstupní můstek 2, Vref - žádaná hodnota výstupního napětí, Vout - skutečné výstupní napětí, Vin - vstupní napětí, Iout - výstupní proud (odporem Rload)

## 7 Hardwarový návrh měniče

Měnič jsem postavil jako modulární, každý půlmůstek bude samostatná deska. Tento způsob jsem zvolil z důvodů výroby. Desky budu vyrábět v JLCPCB (Čínský výrobce), kde 10 kusů desky velikosti 100x100 mm stojí 5 USD. Deska bude čtyřvrstvá.

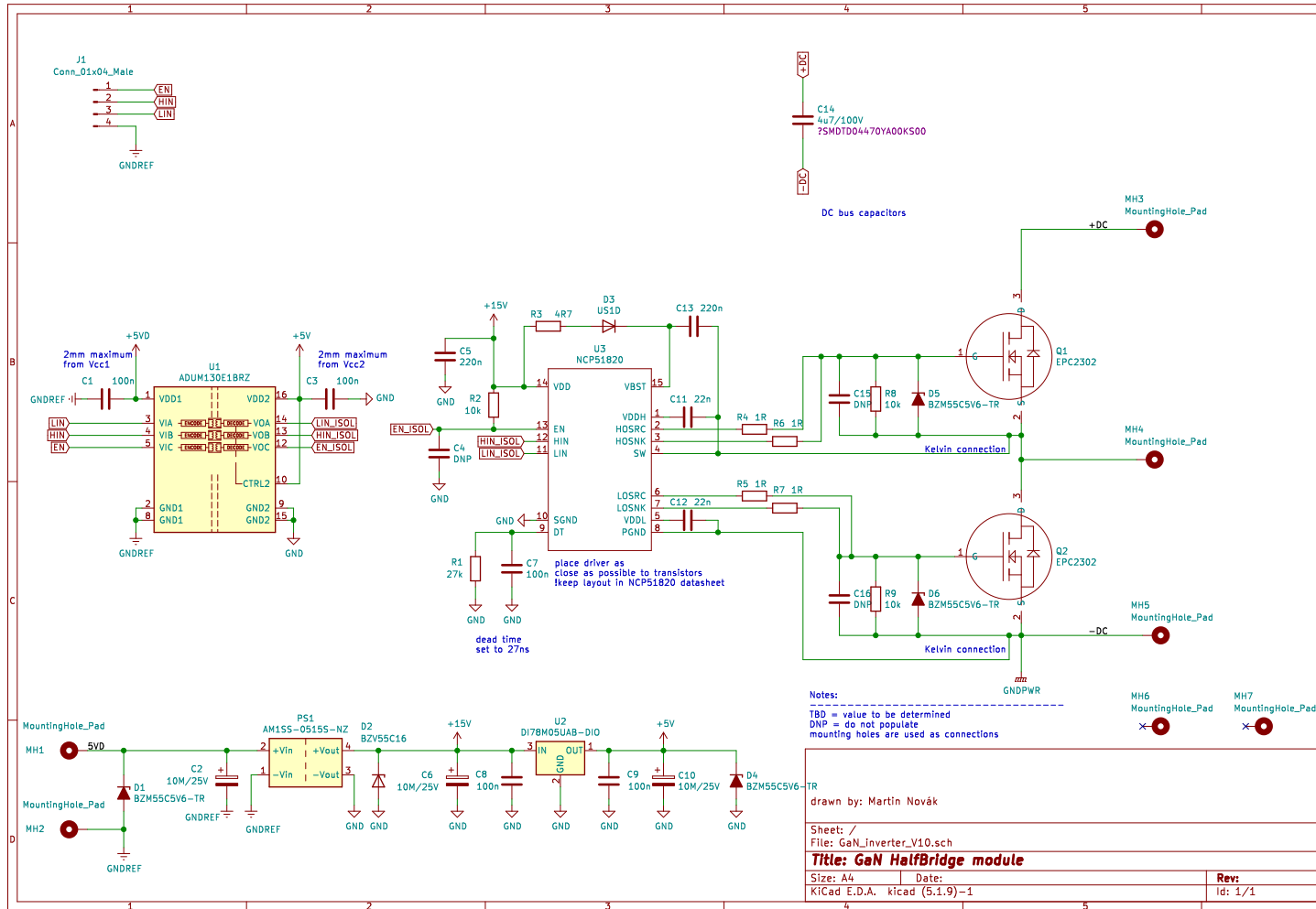
Další důvod je snazší ladění, protože budu ladit vždy jen modul půlmůstku a nikoliv složitější desku, kde by byly všechny součástky pohromadě.

Desky půlmůstků tedy budou samostatné, k nim bude další deska řízení. Pro řízení využiji hotovou vývojovou desku s procesorem STM32. Transformátory budou externí, nebudou na desce půlmůstku. Všechny desky budou na společné nosné desce, např. dřevěné, aby se vše dalo přenášet. Pochopitelně se jedná o funkční vzorek, produkční verze by byla nejlépe zabudovaná v kovovém krytu.

Desku půlmůstků jsem založil na GaN tranzistoru EPC2302 (100 V, trvalý proud 101 A,  $R_{ds(on)}$  1.8 Ohm max.) [19]. K tomu jsem použil budič pro GaN tranzistory NCP51820 [20]. Od začátku jsem modul koncipoval s galvanickým oddělením, i když podle katalogového listu NCP51820 to není nutné. Pokud bude moje koncepce funkční chci použít stejnou desku, jen s jinými tranzistory pro vyšší napětí, i na části pro síťové napětí. Proto od počátku pracuji s galvanickým oddělením řídicích signálů.

Celé schéma je ukázané na obrázku 7.1. Dále budu komentovat jednotlivé části schématu, jak a proč jsem je navrhl.

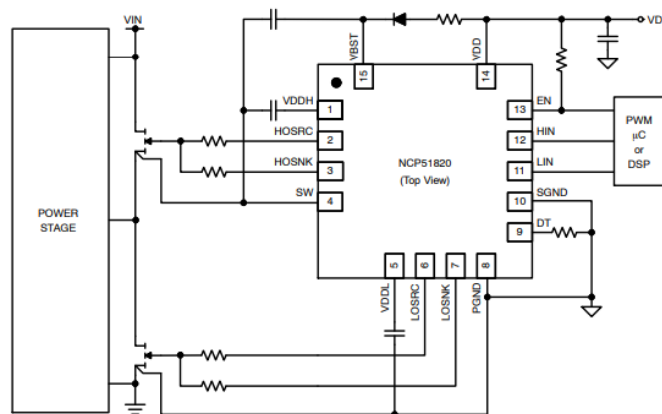




Obr. 7.1 Schéma zapojení měniče

## 7.1 Budič tranzistoru

Obvod NCP51820 je vysokorychlostní budič GaN tranzistorů. Jedná se o kompletní budič půlmůstku s integrovanými budiči pro horní a spodní tranzistor. Umí pracovat s napětím do 650 V. Dosahovaná doba náběhu je až 1 ns, do řídicí elektrody tranzistoru umí dodávat až 1 A resp. 2 A odebírat při vypínání. Další vlastnosti zahrnují zablokování při poklesu napětí, nastavitelnou ochrannou dobu, teplotní ochranu a další. Použil jsem typické zapojení uvedené v katalogovém listu [20].



Obr. 7.2 Typické zapojení obvodu NCP51820, převzato z [20]

### 7.1.1 Volba komponent pro budič

#### Kondenzátor $C_{vdd}$ , v mém schématu C5

Tento kondenzátor má mít podle katalogového listu kapacitu větší než 100 nF, keramika. Zvolil jsem 220 nF/50 V. Napěťově je podle katalogového listu třeba minimálně 2x Vdd.

#### Bootstrap napájení

Obvod vyrábí vnitřně napájení pro ovládání horního tranzistoru půlmůstku. Externě jsou třeba tři komponenty, dioda  $D_{bst}$ , omezovací odpor  $R_{hbst}$  a kondenzátor  $C_{vbst}$ . Vstup  $V_{bst}$  vstupuje do interního napěťového regulátoru který vyrábí napětí  $V_{ddh}$ .

Minimální kapacitu kondenzátoru jsem určil následovně [20]:

$$C_{BST} = \frac{Q_G}{\Delta V_{BST}} = \frac{23nC}{15 - 1.5 - 1 \cdot 1.0[V]} = 1.9nF \quad (7.1)$$

kde  $Q_G$  je celková kapacita řídicí elektrody GaN tranzistoru (3200 pF) a  $\Delta V_{BST}$  je  $V_{dd} - V_{pp} - N \times V_f$ , které má být podle katalogového listu větší než 6 V.  $V_{dd}$  je napájecí napětí,  $V_{pp}$  je povolený úbytek napětí (typicky méně než 10 procent  $V_{dd}$ ),  $N$  je celkový počet sériově zapojených bootstrap diod a  $V_f$  je úbytek na diodě.

S ohledem na lepší filtraci a lepší odolnost proti šumu, jak je uvedeno v katalogovém listu, jsem zvolil podstatně větší kapacitu a sice 220 nF. Další důvod pro tuto volbu bylo použití stejné součástky jako je Cvdd.

Výpočet špičkového nabíjecího proudu Cbst

$$I_{PK} = C_{BST} \cdot \frac{dV}{dt} = C_{BST} \cdot \frac{\Delta V_{BST} \cdot f_{SW}}{D_{MAX}} = 220n \cdot \frac{12.5V \cdot 100k}{0.99} = 0.28A \quad (7.2)$$

kde  $D_{MAX}$  je maximální střída signálu pro dolní tranzistor a  $f_{SW}$  je spínací frekvence.

Spínací frekvenci jsem zvolil pro tuto fázi návrhu 100 kHz, střídu  $D_{MAX}$  budu uvažovat 0.99. Reálně je v režimu DAB i TAB střída 50%. Zvolená dioda US1D má trvalý proud 1A, blokovací napětí je 140 V. Velikost rezistor Rbst má být v rozsahu 1 až 10 Ohm. Zvolil jsem 4R7. Zde je třeba poznamenat, že výpočet proudu podle uvedené rovnice nebere v úvahu omezovací odpor Rbst. Skutečný proud bude tedy menší. Nejhorší možný případ z hlediska proudu nastane při spuštění, tedy pokud je Cvbst kompletně vybitý. Pak bude špičkový proud roven

$$I = \frac{V_{dd} - V_F}{R_{HBST}} = \frac{15 - 1}{4R7} = 3A \quad (7.3)$$

Maximální špičkový proud diodou US1D je 30 A [21].

#### **Interní regulace napětí na straně horního tranzistoru**

Obvod obsahuje interní LDO regulátor, výstup je 5.2 V. Velikost kondenzátoru Cvhd se volí tak, že Cvsbs je alespoň 10x větší než Cvhd. Proto jsem zvolil 22 nF.

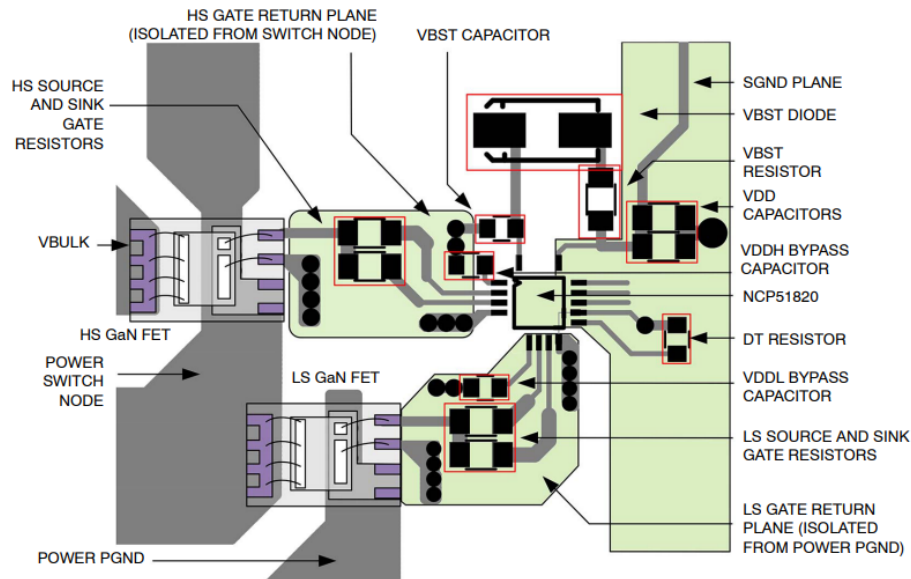
Nevyužil jsem "active clamp", což obvod také umožňuje, jak je ukázáno na obrázku 26 v [20].

#### **Ochranná doba**

Obvod poskytuje několik režimů pro nastavení ochranné doby proti současnému sepnutí horního a dolního tranzistoru půl můstku. Podrobné informace jsou uvedené v katalogovém listu [20]. Ochranná doba je lineárně závislá na hodnotě odporu Rdt, v rozmezí 25 kOhm až 200 kOhm je to 25 ns až 200 ns. Nastavil jsem ochrannou dobu na 27 ns. Pokud by řídicí signály byly bez ochranné doby nebo byla kratší než nastavená, použije se obvodem nastavená hodnota. Pokud budou mít řídicí signály ochrannou dobu delší, použije se ochranná doba z řídicích signálů.

#### **Rozložení součástek na desce plošného spoje**

Při tvorbě svého plošného spoje jsem se držel doporučeného rozložení součástek v okolí budiče. To pochází z katalogového listu [20]. To je ukázáno na obrázku 7.3.



Obr. 7.3 Doporučené umístění součástek okolo budiče NCP51820, převzato z [20]

## 7.2 Galvanické oddělení

Pro galvanické oddělení řídicích signálů jsem zvolil obvod ADUM130E1BRZ [22]. Jedná se o tří-kanálový oddělovací obvod pro vysokorychlostní signály. Obvod je na principu technologie iCoupler, což je monolitický integrovaný vzduchový transformátor integrovaný na čipu. Udávaná rychlost signálu je až 150 MBps. Každá strana obvodu má své vlastní, oddělené napájení 5V. Kromě blokovacích kondenzátorů, v rozmezí 10 nF až 100 nF nejsou třeba žádné další vnější součástky. Důležitý pro mě byl malý rozptyl náběžných hran (jitter), který je udávaný 630 ps.

## 7.3 Moduly půlmůsteků

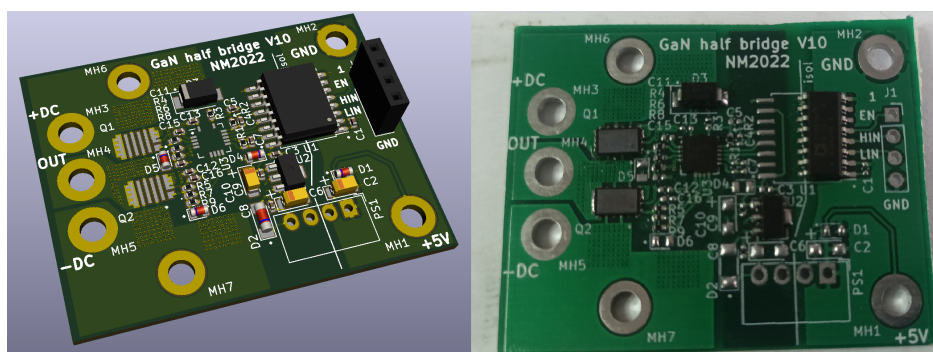
Modul jsem navrhl jako galvanicky oddělený půlmůstek s driverem, tranzistory EPC 100 V, 101 A, pulsně 408 A. Parametry tranzistoru jsou vhodné pro stranu akumulátoru (napětí 48 V, max. 58 V).

Moduly jsou navrženy jako stohovatelné, tj. v případě potřeby je možné je sešroubovat k sobě pomocí vodivých distančních sloupků a spojit je tak paralelně. Také je možné spojit vodivě jen DC napájení a vytvořit tak třífázový můstek.

## 7.4 Návrh transformátoru měniče

V této podkapitole se budu věnovat výpočtu transformátoru pro měnič. Počáteční parametry jsem odhadl takto:

- sycení  $B = 0.25 \text{ T}$
- frekvence  $f = 100 \text{ kHz}$



Obr. 7.4 Modul půlmůstku - vlevo vizualizace v KiCAD, vpravo osazený první prototyp

- účinnost  $\eta = 0.85$
- proudová hustota  $J = 2 \text{ A/mm}^2$
- konstanta vyjadřující poměr Fe a Cu,  $kg = 1$  (doporučený interval 1 až 1,15)

Výkon sekundárních vinutí  $S_s$  jsem v této fázi volil 500 VA při napětí  $U_2 = 48 \text{ V}$ . Napětí primárního vinutí  $U_1$  uvažuji také 48 V. Budu uvažovat obdélníkové napětí na transformátoru.

Příkon primárního vinutí  $S_p$  je s uvažováním účinnosti

$$S_p = \frac{S_s}{\eta} = \frac{500}{0.85} = 588 \text{ VA} \quad (7.4)$$

Potřebný průřez jádra  $A_c$  je

$$A_c = \sqrt{\frac{kg \cdot S_p}{B \cdot f \cdot J}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 588}{0.25 \cdot 100000 \cdot 2}} = 108 \text{ mm}^2 \quad (7.5)$$

Potřebný počet závitů sekundárního vinutí  $N_2$  (v této fázi uvažuji pouze jedno sekundární vinutí) je

$$N_2 = \frac{U_2}{2 \cdot \pi \cdot B \cdot f \cdot A_c} = \frac{48}{2 \cdot \pi \cdot 0.25 \cdot 100000 \cdot 108 \cdot 10^{-6}} \approx 3 \quad (7.6)$$

Potřebný počet závitů primárního vinutí  $N_1$  je

$$N_1 = \frac{U_1}{2 \cdot \pi \cdot B \cdot f \cdot A_c} = \frac{48}{2 \cdot \pi \cdot 0.25 \cdot 100000 \cdot 108 \cdot 10^{-6}} \approx 3 \quad (7.7)$$

Průřez vodiče sekundárního vinutí  $A_{w2}$

$$A_{w2} = \frac{I_2}{J} = \frac{10.4}{2} = 5.2 \text{ mm}^2 \quad (7.8)$$

Průřez vodiče primárního vinutí  $A_{w1}$

$$A_{w2} = \frac{I1}{J} = \frac{10.4}{2} = 6.1mm^2 \quad (7.9)$$

Jádro jsem zvolil toroidní, typ TX36/23/10-3C94, výrobce Ferroxcube, objednáací číslo Digikey 1779-1579-ND [23]. Vzhledem k potřebné ploše jádra 64.9 mm<sup>2</sup> jsem slepil tři kusy jádra k sobě. Jádro jsem použil z důvodů skladové dostupnosti u Digikey kde jsem objednával i součástky na měnič. Materiál 3C94 je podle katalogového listu [24] určený pro transformátory do frekvence až 300 KHz. Při frekvenci 100 kHz jsou udané ztráty [24] cca 600 kW/m<sup>3</sup>, při objemu třech kusů jádra  $3 \cdot 5820mm^2$  je odhad ztrát v jádře  $3 \cdot 5820mm^2 \cdot 600kW/m^3 = 10.5W$ .

Tab. 7.1 Parametry jádra TX36/23/10-3C94, počáteční permeabilita 2300, převzato z [23]

vnější průměr [mm]	37.15	efektivní plocha jádra [mm <sup>2</sup> ]	64.9
vnitřní průměr [mm]	22.05	efektivní délka [mm]	89.7
výška [mm]	10.92	efektivní objem [mm <sup>3</sup> ]	5820

## 8 Měření na desce půlmůstku

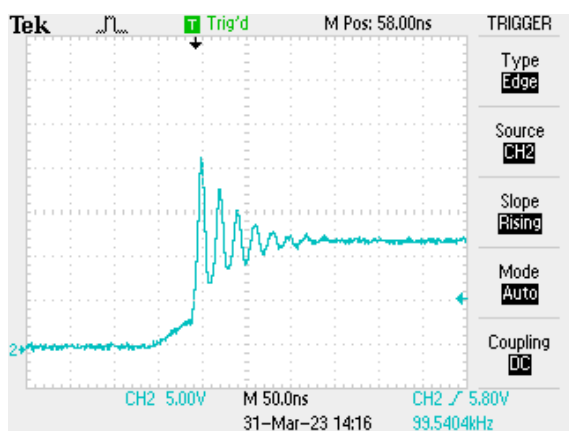
Po osazení součástek a oživení desek jsem přikročil k měření základních vlastností. Především mě zajímala rychlosti spínání a úbytky napětí na tranzistorech. Nejprve jsem prováděl odděleně měření spínání dolního a horního tranzistoru. Použil jsem schéma zapojení podle obrázku 8.1. Půlmůstek byl napájen signálem z funkčního generátoru. Měření pro frekvenci 100 kHz, na spodním tranzistoru, je ukázané na obrázku 8.2. Detaily náběžné a sestupné hrany jsou na obrázku 8.3 resp. obrázku 8.4. Pro horní tranzistor, pro frekvenci 1 kHz, na obrázku 8.5. Detaily náběžné a sestupné hrany jsou na obrázku 8.6 resp. obrázku 8.7.

Z měření vyplynulo, že doba sepnutí spodního tranzistoru je cca 155 ns, doba rozepnutí cca 71 ns. U horního tranzistoru je doba sepnutí cca 10 ns a doba rozepnutí cca 80 ns.

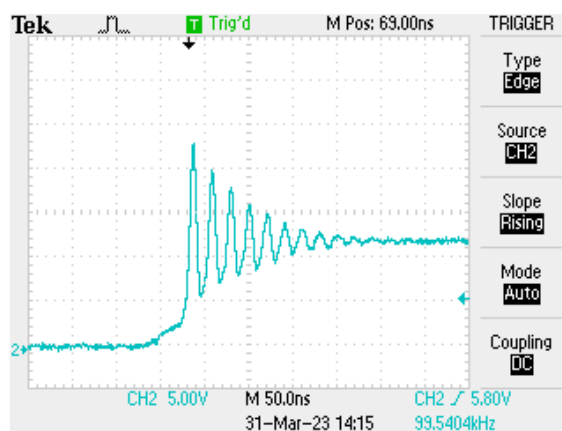
Použité přístroje:

- proudová sonda Tektronix A622 (DC až 100 kHz)
- osciloskop RTB2004
- generátor OWON AG1022
- napájení ze zdroje Manson HCS-3604,  $V_{dc} = 12\text{ V}$ ,
- zátěž odporem 10 Ohm

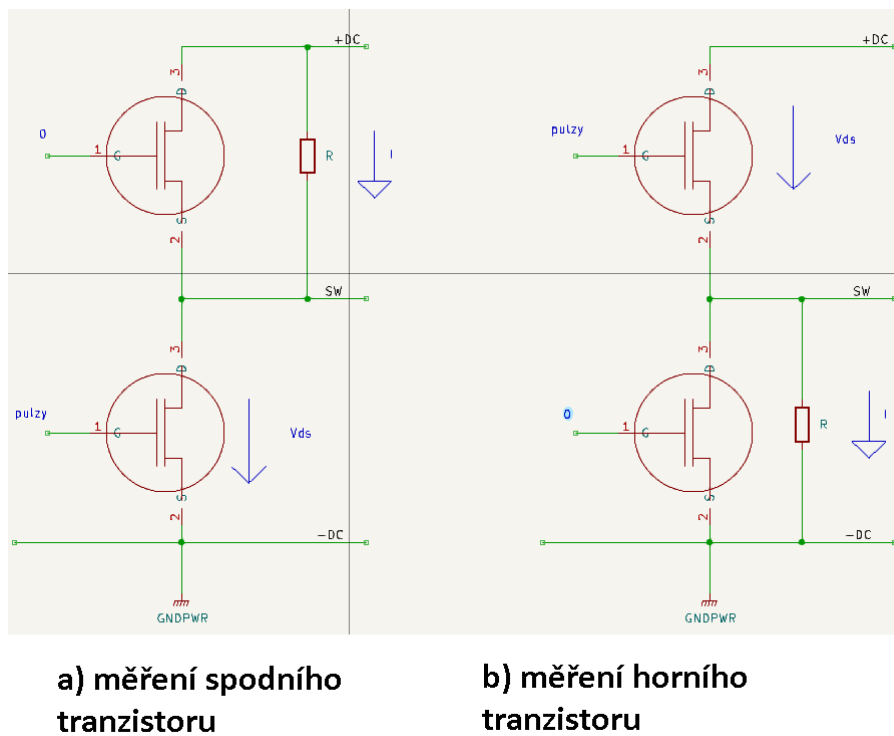
Dále jsem měřil, jestli se doby sepnutí a rozepnutí liší mezi jednotlivými kusy půlmůstků. Pro ilustraci uvádím jen výběr z výsledků, celkem jsem měřil na dvou deskách, na všech tranzistorech vždy rozepnutí a sepnutí. Z měření plyne, že oba kusy půlmůstků se chovají stejně, doba sepnutí je cca 5 ns, doba rozepnutí cca 50 ns. Při rozepnutí se s ohledem na indukčnosti použitého zatěžovacího odporu objevují překmity.



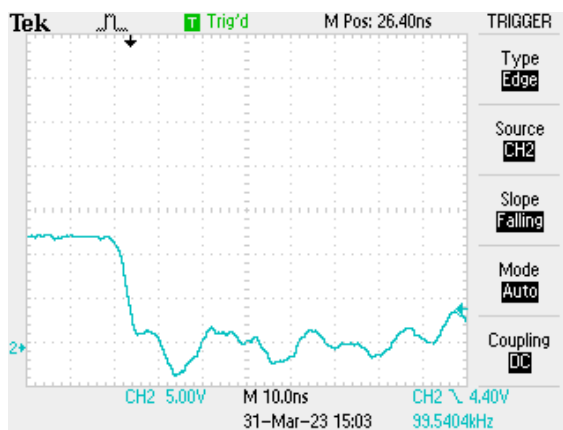
Obr. 8.8 půlmůstek 1 - rozepnutí dolního tranzistoru



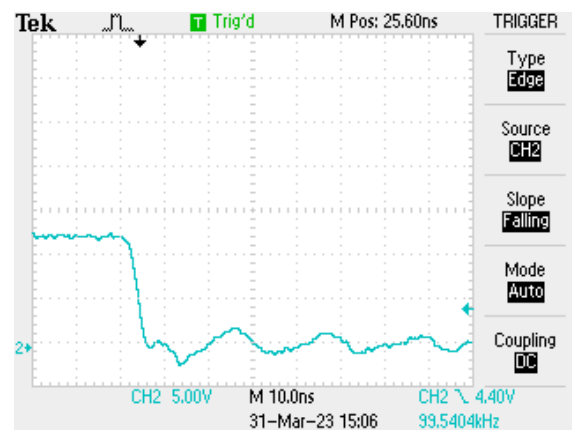
Obr. 8.9 půlmůstek 1 - rozepnutí horního tranzistoru



Obr. 8.1 Schema zapojení pro měření doby spínání dolního (a) a horního (b) tranzistoru

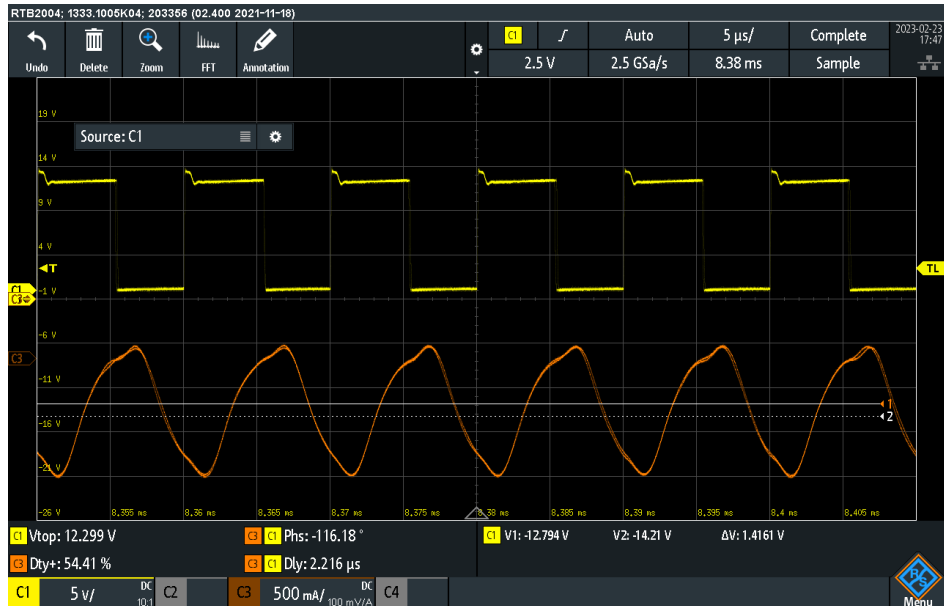


Obr. 8.10 půlmůstek 2 - sepnutí dolního tranzistoru

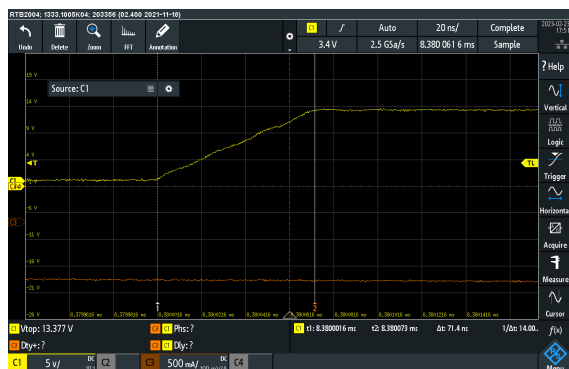


Obr. 8.11 půlmůstek 2 - sepnutí horního tranzistoru

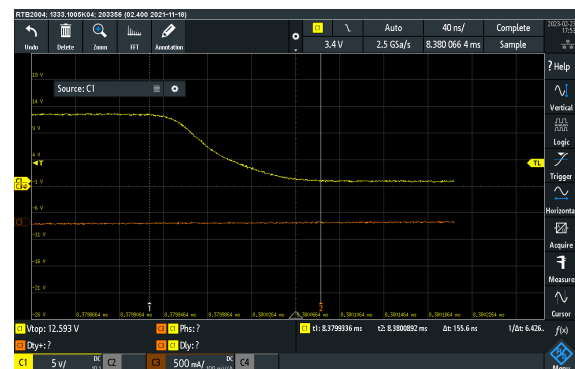




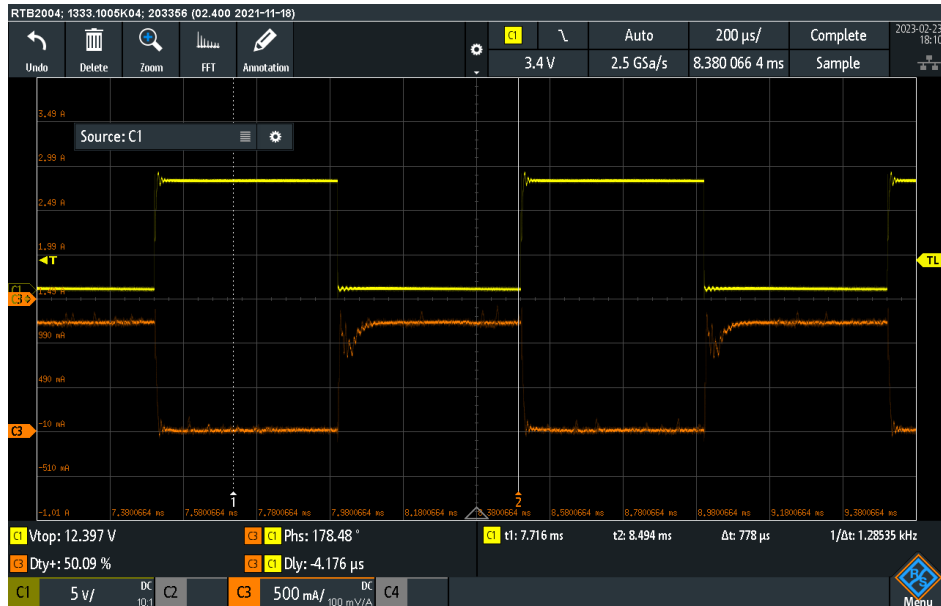
Obr. 8.2 Spínaný jen spodní tranzistor, 100 kHz, ch1 - Vds, ch2 - proud odporem zátěže



Obr. 8.3 detail náběžné hrany Vds z obrázku 8.2



Obr. 8.4 detail sestupné hrany Vds z obrázku 8.2



Obr. 8.5 Spínaný jen horní tranzistor, 1 kHz, ch1 - Vds, ch2 - proud odporem zátěže



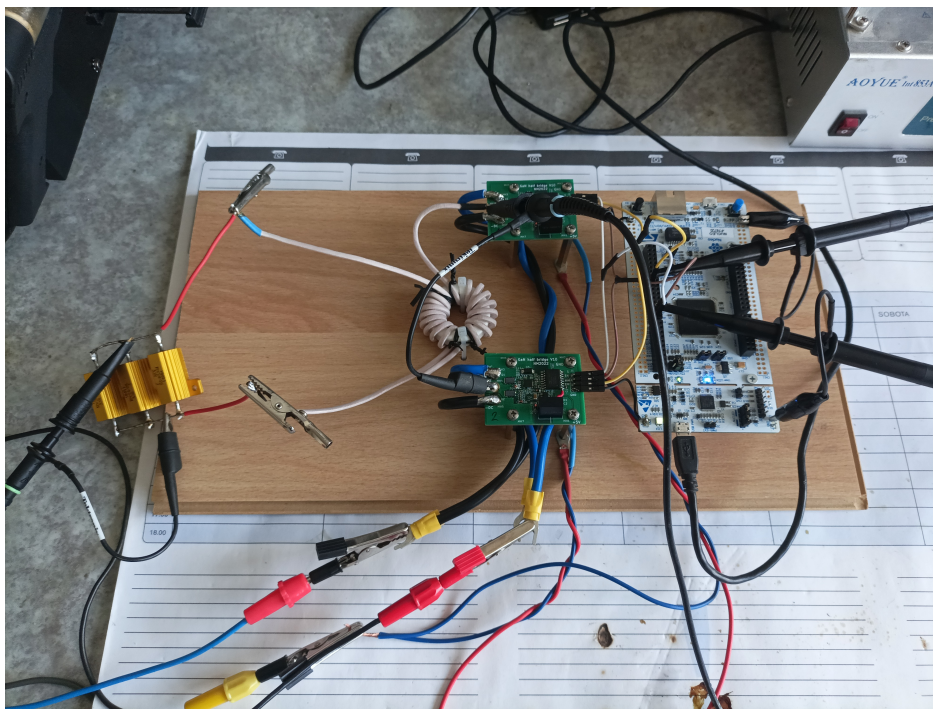
Obr. 8.6 detail náběžné hrany Vds z obrázku 8.5



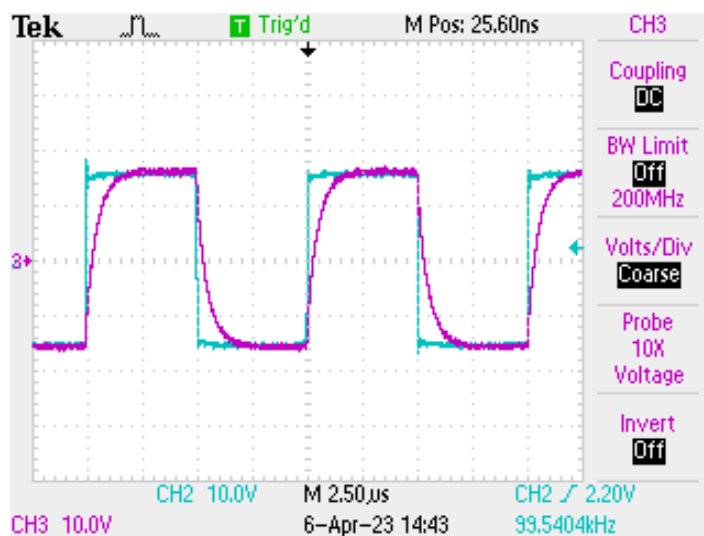
Obr. 8.7 detail sestupné hrany Vds z obrázku 8.5

### 8.1 Půlmůstky zatížené transformátorem

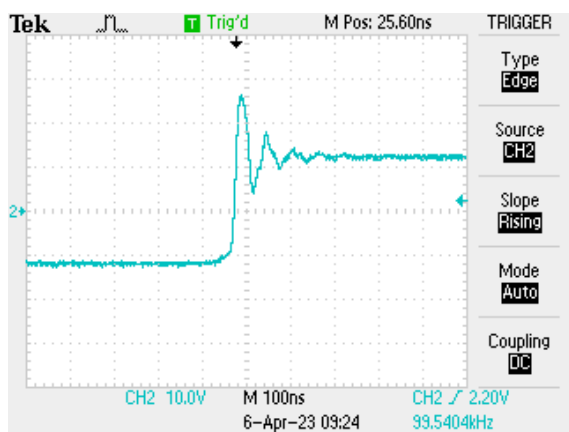
Další měření jsem provedl na transformátorové zátěži. Dva půlmůstky, zapojené dohromady jako H můstek, napájí primární vinutí transformátoru. Sekundární vinutí transformátoru je zatížené odporovou zátěží. Jako odporovou zátěž jsem používal různé kombinace odporů, některé byly vinuté, některé SMD, tedy zátěže s různou indukčností. Pulzy generovala vývojová deska s procesorem STM32F767. Všechny desky jsem umístil na dřevěnou destičku, aby zapojení bylo kompaktní a přenositelné. Pracoviště je ukázané na obrázku 8.12. Zde byly konkrétně použité tři paralelně řazené drátové odpory 33R/25W (typ RX24-25). Měřil jsem při různých napětích a proudech, vybrané výsledky uvádím na obrázku 8.13. Je zde ukázáno měření s transformátorem, se zátěží 10R při napětí Vdc 15 V a proudu zátěží 1 A. Modrá je výstup můstku, fialová napětí zátěže. Detaily náběžné a sestupné hrany výstupního napětí trafa uvádím na obrázku 8.14 resp. obrázku 8.15.



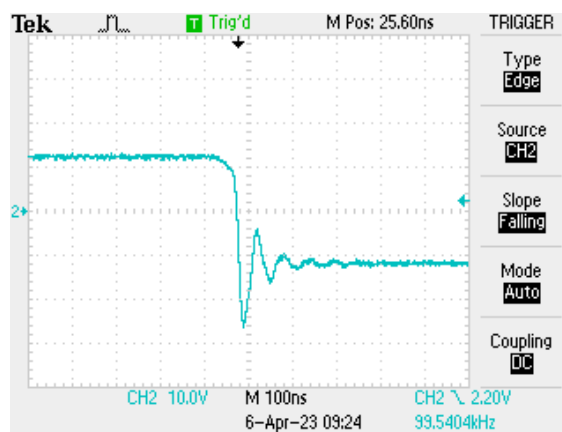
Obr. 8.12 Foto přípravku



Obr. 8.13 Měření s transformátorem, zátěž 10R - Vdc 15 V  
1 A - modrá výstup můstku - fialová napětí zátěže



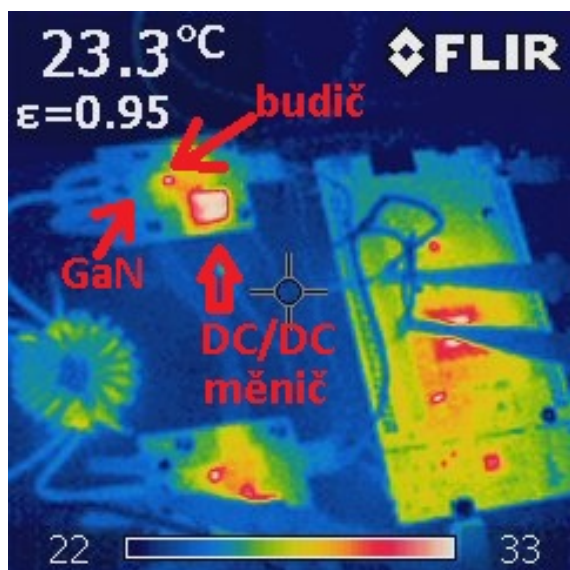
Obr. 8.14 napětí na výstupu trafo - detail náběžná hrana



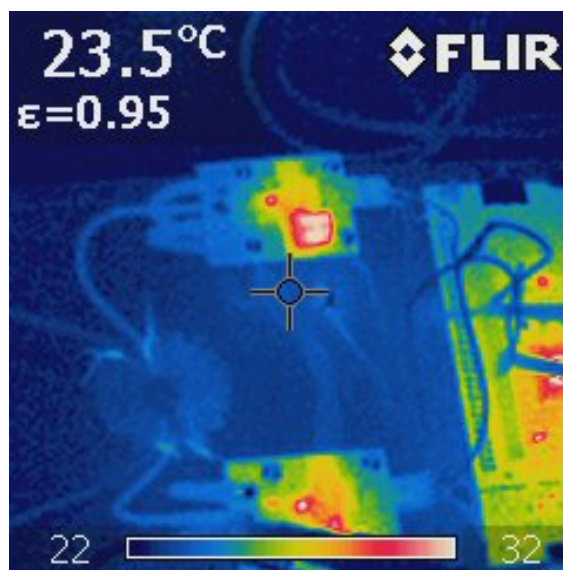
Obr. 8.15 napětí na výstupu trafo - detail sestupná hrana

## 8.2 Měření termokamerou

Dále mě zajímala teplota všech součástí na desce při různých výkonech. Zde jsem si vědom toho, že všechny součásti nebo deska nemají stejnou emisivitu, nicméně mi nešlo o kvantitativní ale spíše o kvalitativní měření. Měřil jsem pro různé napětí ve stejnosměrném meziobvodu v rozsahu 15 až 48 V a pro různé zatěžovací odpory. Pro příkon ze zdroje cca 172 W je měření na obrázku 8.16, pro příkon ze zdroje cca 60 W s jinou zátěží je měření na obrázku 8.17. Celkem jsem měření prováděl šest. Ze všech měření vyplynulo, že GaN tranzistory se oproti ostatním součástkám na desce téměř nezahřívají. Jejich teplota byla kolem 22°C. Teplota budiče byla kolem 33°C, nejvíce hřál napájecí DC/DC měnič.



Obr. 8.16 Teplota komponent pro  $R_l = 10 \text{ Ohm}$ ,  $V_{dc} = 48 \text{ V}$ ,  $I_{dc} = 3.6 \text{ A}$



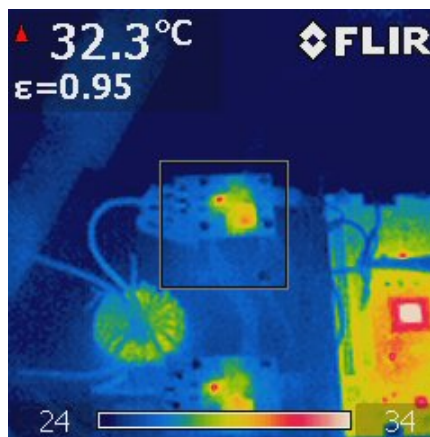
Obr. 8.17 Teplota komponent pro  $R_l = 8 \times \text{paralelně } 47 \text{R}$  k tomu paralelně  $3 \times 33 \text{R}$ ,  $\text{Ohm}$ ,  $V_{dc} = 24 \text{ V}$ ,  $I_{dc} = 2.6 \text{ A}$

### 8.3 Měření na zátěži z SMD odporů

Tento typ zátěže jsem zvolil z důvodu mnohem menší parazitní indukčnosti oproti dříve použitým vinutým odporům. Jednalo se o SMD odpory, každý 1R, celkem 10 odporů v sérii v deseti paralelních větvích. Měření jsem provedl celkem dvanáct, pro různá napětí, proudy a konfigurace odporů. Pro ilustraci uvádím vybraná čtyři měření, vždy s příslušejícím obrázkem z termokamery. Zajímavé mi přijdou zejména větší přenášené výkony, zaměřím se tedy na ně.



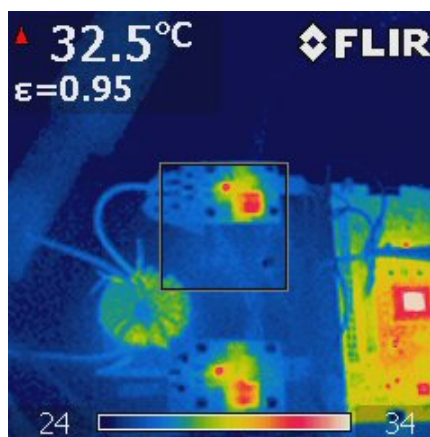
Obr. 8.18  $V_{dc} = 36\text{ V}$ ,  $I_{dc} = 4,6\text{ A}$  (proud odebíraný z DC zdroje v meziobvodu), Ch1 - pulzy z STM, Ch2 - výstupní napětí trafo (= napětí na odporové zátěži), Ch3 - proud zátěže. zátěž odpor SMD, 1R0, 5 větví (v každé 10 odporů v sérii), dvě větve v sérii, celkový odpor 4R



Obr. 8.19 Snímek z termokamery pro  $V_{dc} = 36\text{ V}$ ,  $I_{dc} = 4,6\text{ A}$  (proud odebíraný z DC zdroje v meziobvodu)



Obr. 8.20  $V_{dc} = 48\text{ V}$ ,  $I_{dc} = 6,1\text{ A}$  (proud odebíraný z DC zdroje v meziobvodu), Ch1 - pulzy z STM, Ch2 - výstupní napětí trafo (= napětí na odporové zátěži), Ch3 - proud zátěže. zátěž odpor SMD, 1R0, 5 větví (v každé 10 odporů v sérii), dvě větve v sérii, celkový odpor 4R



Obr. 8.21 Snímek z termokamery pro  $V_{dc} = 6\text{ V}$ ,  $I_{dc} = 4,6\text{ A}$  (proud odebíraný z DC zdroje v meziobvodu)

## 9 Experimentální ověření

Během experimentů s deskou se objevily problémy. Zejména se jednalo o velice časté, náhlé, poruchy budicího obvodu. Při některých napětích v stejnosměrném meziobvodu se objevovalo občasně pískání, které ale při dalším zvyšování napětí někdy zmizelo. Občas docházelo k náhlému selhání celého obvodu, které se projevilo tak, že půlmůstky přestaly spínat, z napájecího zdroje netekl proud. Budicí obvod přestal náhle fungovat. Projevilo se to tak, že jeho napájecí napětí bylo nulové. Přitom ale napájecí DC/DC měnič fungoval, po odpájení budicího obvodu z desky se napětí vrátilo zpět. Po výměně budicího obvodu za jiný kus deska opět fungovala. Toto se mi stalo asi 10x, z toho v jednom případě byla nutná i výměna GaN tranzistorů. Ve všech ostatních případech stačilo vyměnit jen budicí obvod na desce. Proto jsem dělal podrobné měření na desce a měl různé hypotézy proč by k poruchám mohlo docházet. Ty postupně popíši dále.

### 9.1 Měření spínací frekvence DC/DC měniče

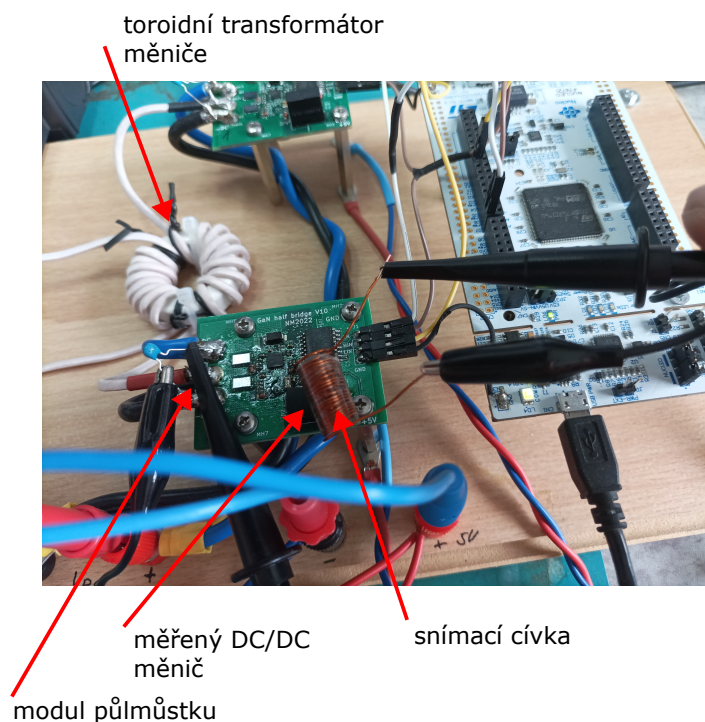
Jednou z hypotéz proč dochází k popsaným problémům bylo, že by spínací frekvence DC/DC měniče napájecího budič tranzistorů byla podobná zvolené spínací frekvenci můstků. (100 kHz) a obvody se mohly navzájem rušit. V katalogovém listu měniče AM1SS-0515S-NZ je uvedena spínací frekvence v rozsahu 100 až 300 kHz. Proto byla skutečná spínací frekvence změřena. Pro měření byla navinuta cívka z měděného smaltovaného vodiče, průměr 0,6 mm, 20 závitů na průměru 8mm. Tato snímací cívka pak byla připojena k osciloskopu, přiblížena k DC/DC měniči a měřeno napětí a spektrum. Umístění cívky u DC/DC měniče je na obrázku 9.1. Během tohoto měření nebyl GaN měnič v provozu, bylo odpojeno napájení stejnosměrného meziobvodu. Průběh indukovaného napětí ve snímací cívce u DC/DC měniče je na obrázku 9.2, spektrum tohoto napětí je na obrázku 9.3.

Měření ukázalo, že v tomto zapojení s odběrem do budiče je spínací frekvence cca 120 kHz, tedy skutečně poměrně blízko frekvenci celého obvodu.

Spínací frekvence se nejspíše mění se zátěží. Stejný typ DC/DC měniče existuje ještě s příponou JZ (M1SS-0515S-JZ), ten má pevnou spínací frekvenci 270 kHz. Proto pro další verzi desky plánuji využít tento DC/DC měnič s pevnou frekvencí, aby se potenciálně snížila pravděpodobnost zarušení napájecího DC/DC měniče od spínání GaN tranzistorů. Nejsem ale schopen se svým vybavením skutečně ověřit, jestli dochází nebo nedochází k zarušení DC/DC měniče.

### 9.2 Měření vlastností měniče

Měnič byl napájen z laboratorního zdroje (Manson HCS-3604, 1 až 60 Vdc, max. 15 A) a zatěžován do sady SMD odporů (1R, 10ks v sérii, 10 paralelních větví). Na odporech bylo měněno jejich propojování a tím i hodnota zatěžovacího odporu. Měřeno bylo vstupní napětí V1, vstupní proud I1, výstupní napětí V2, vstupní proud I2. Schéma zapojení je na obrázku 9.4. Všechny měřené hodnoty jsou efektivní hodnoty, počítané osciloskopem.



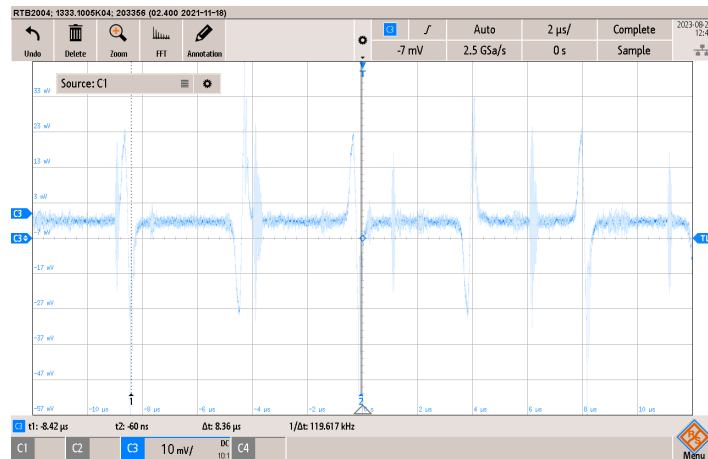
Obr. 9.1 Měření spínací frekvence napájecího DC/DC měniče

Výsledky měření jsou uvedené v tabulce 9.1. Při některých napětích v meziobvodu (napětí  $V_{dc}$ ) se projevovalo kmitání, jeho frekvence se měnila. Proto jsem v tomto okamžiku od dalšího měření upustil, a věnoval se jeho odstranění. Problém se projevoval jako pískání, jeho frekvence se měnila se zatěžovacím odporem - viz. poznámka v tabulce. Vše se projevovalo jako "vlnky" na proudu  $I_1$ . Při zvyšování napětí  $V_{dc}$  se pískání projevovalo někdy více, někdy méně, při některých hodnotách  $V_{dc}$  zcela zmizelo. Pro ilustraci uvádím průběhy na obrázku 9.5 a obrázku 9.6, bezproblémový průběh je na obrázku 9.7. Jak jsem již zmínil, při zvyšování napětí  $V_{dc}$  opět někdy pískání zmizelo a obvod fungoval až do maximálního napětí  $V_{dc}$  48 V.

#### Použité přístroje:

- osciloskop Rohde & Schwarz RTB2004
- 2x proudová sonda Tektronix A622 (DC až 100 kHz, 0 až 70 A rms)
- laboratorní zdroj Manson HCS-3604, 1 až 60 Vdc, max. 15A





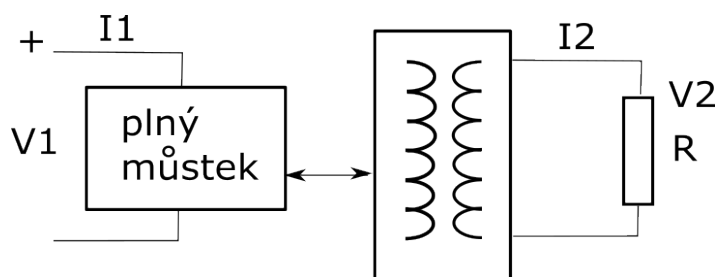
Obr. 9.2 Průběh indukovaného napětí ve snímací cívce u napájecího DC/DC měniče



Obr. 9.3 Spektrum indukovaného napětí ve snímací cívce u napájecího DC/DC měniče



Obr. 9.5 Průběhy napětí a proudů při měření vlastností, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, vypočítané hodnoty vše efektivní hodnoty, měřeno při  $V_{dc} = 12 \text{ V}$ ,  $R_L = 3.3 \text{ Ohm}$ , viditelné "vlnky" na I1, bez slyšitelného pískání.



Obr. 9.4 Schéma zapojení při měření vlastností měniče. R je odporová zátěž z SMD odporů

Tab. 9.1 Měření vlastností měniče č.1

RL (Ohm)	Vdc (V)	V1 (V)	I1 (A)	V2 (V)	I2 (A)	poznámka
3.3	5	4.97	0.75	3.13	0.98	
3.3	12	12	1.62	6.53	2.01	kmity na $f = 11$ kHz, slyšitelné pískání
2	5	4.9	0.78	2.2	1.1	
2	12	12	1.59	5	2.5	"vlnky" na I1, bez pískání
1	5	5	0.62	1.3	1.25	"vlnky" na I1, bez pískání
1	12	12	1.44	3.07	2.98	vlnky s frekvencí 6.6 kHz, slyšitelné pískání



Obr. 9.6 Průběhy napětí a proudů při měření vlastností, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, vypočítané hodnoty vše efektivní hodnoty, měřeno při Vdc 12 V, RL = 1 Ohm, slyšitelné pískání na frekvenci 6,6 kHz



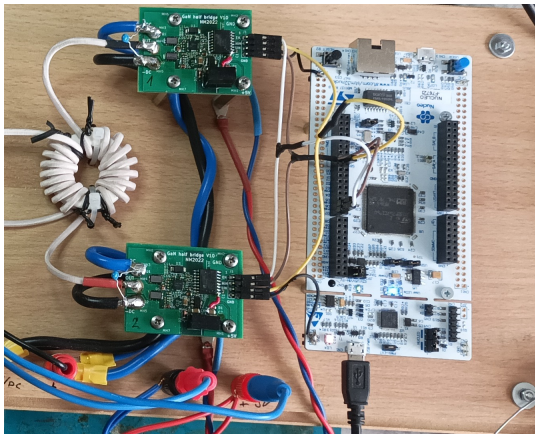
Obr. 9.7 Průběhy napětí a proudů při měření vlastností, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, vypočítané hodnoty vše efektivní hodnoty, měřeno při  $V_{dc} = 5 \text{ V}$ ,  $R_L = 3.3 \text{ Ohm}$ , průběh bez problémů

### 9.3 Změna uspořádání desek měniče

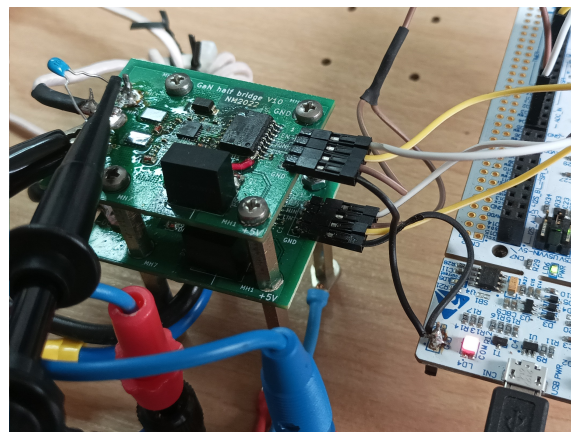
Původně jsem obě desky půlmůstků uspořádal vedle sebe a transformátor mezi nimi, z důvodů snadné přístupnosti obou modulů a všech součástek na nich. To se mnohokrát osvědčilo, protože tranzistory a budiče jsem v této fázi pokusů vyměňoval mnohokrát. Uspořádání je ukázané na obrázku 9.8.

Od začátku návrhu jsem ale počítal s tím, že desky bude možné namontovat nad sebe. Kovové distanční sloupky a montážní díry na desce slouží zároveň jako vodivé propojky a propojují meziobvod a 5V napájení celé desky. Proto jsem chtěl vyzkoušet, jak se změna uspořádání projeví na popsanych problémech. Při uspořádání desek nad sebou jsou výrazně menší plochy proudových smyček, problémy s kmitáním by se tedy měly zmenšit. Nové uspořádání je ukázané na obrázku 9.9.

Změřené průběhy před a po jsou na obrázku 9.10 resp. obrázku 9.11. U desek vedle sebe je patrné kmitání vstupního proudu. Po přemístění desek nad sebe, obrázek 9.11 je kmitání odstraněné. Všechny ostatní parametry jsou stejné, pouze jsem přemístil desky nad sebe, vše ostatní zůstalo stejné.



Obr. 9.8 Uspořádání pólů vedle sebe, lepší přístup k součástkám



Obr. 9.9 Uspořádání pólů nad sebou, menší plochy smyček proudů



Obr. 9.10 Průběhy napětí a proudů, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, měřeno při Vdc 9 V, RL 3,3 Ohm, slyšitelné pískání, uspořádání pólů vedle sebe



Obr. 9.11 Průběhy napětí a proudů, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, měřeno při Vdc 9 V, RL 3,3 Ohm, žádné pískání, uspořádání pólů nad sebou

#### 9.4 Přidání kondenzátorů na desku

Po změně uspořádání modulů jsem dále zvyšoval napětí v meziobvodu. Pískání a kmity se opět objevily při napětí Vdc 12 V. Měly ale jiný charakter, nebyly tak trvalé, objevovaly se občas a s jinou frekvencí než dříve. Do stejnosměrného meziobvodu jsem proto přidal elektrolytický kondenzátor 470M/100 V s malým ESR (Hitano CE 470u/100 VIT HIT-EXR 18x32 RM7,5) a provedl opětovné měření pro srovnání před a po. Průběhy bez připojeného kondenzátoru se stejnými ostatními parametry jsou na obrázku 9.11. Průběhy s připojeným kondenzátorem jsou na obrázku 9.12. Při srovnání obrázku 9.11 s obrázkem 9.12 je patrné, že průběh vstupního proudu (Ch2) je jiný. S připojeným kondenzátorem je více vyhlazený, nemá tak ostré přechody. Také vstupní napětí je jiné. Má menší zvlnění a jiný tvar průběhu. Na výstupním napětí a proudu nepozoruji žádné změny. Také efektivní hodnoty všech veličin jsou téměř totožné. Na tomto měření nejsou patrné žádné kmity. Nicméně stále slyším občasné písknutí. Na osciloskopu se objeví jenom občas, problkne. Zachycený kmit je ukázaný na obrázku 9.13.

Dále jsem začal opět měřit vlastnosti měniče. Výsledky jsou shrnuté v tabulce 9.2. V obou případech je vstupní



Obr. 9.12 Průběhy napětí a proudů, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, měřeno při Vdc 9 V, RL 3,3 Ohm, s **kon-** Obr. 9.13 Průběhy napětí a proudů, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, měřeno při Vdc 12 V, RL 3,3 Ohm, s **denzátorem 470M v meziobvodu**, průběhy bez kondenzátoru **konzdátorem 470M v meziobvodu**, **zachycený podezřelý kmit** se stejnými ostatními parametry jsou na obrázku 9.11

proud i výstupní napětí větší než při měření v tabulce 9.1. Při zvyšování napětí Vdc na 24 V došlo opět k poruše měniče, ale žádné slyšitelné pískání se v průběhu neobjevilo. Porucha se projevila tak, že celý obvod najednou přestal odebírat proud z meziobvodu. Měřením jsem zjistil, že opět nefunguje budič tranzistorů, nemá napájecí napětí. Po odletování se ale napájecí napětí vrátí, napájecí část tedy není poškozená, ale je poškozený samotný driver. Po jeho výměně začal jeden modul půlmůstku fungovat. Druhý modul nefungoval ani po výměně driveru. Začal jsem tedy hledat další problémy.

Tab. 9.2 Měření vlastností měniče č.2

RI (Ohm)	Vdc (V)	V1 (V)	I1 (A)	V2 (V)	I2 (A)	poznámka
3.3	5	4.97	1.08	3.19	1.00	bez pískání
3.3	12	11.94	2.03	7.63	2.38	bez pískání

## 9.5 Problém s galvanickým oddělením

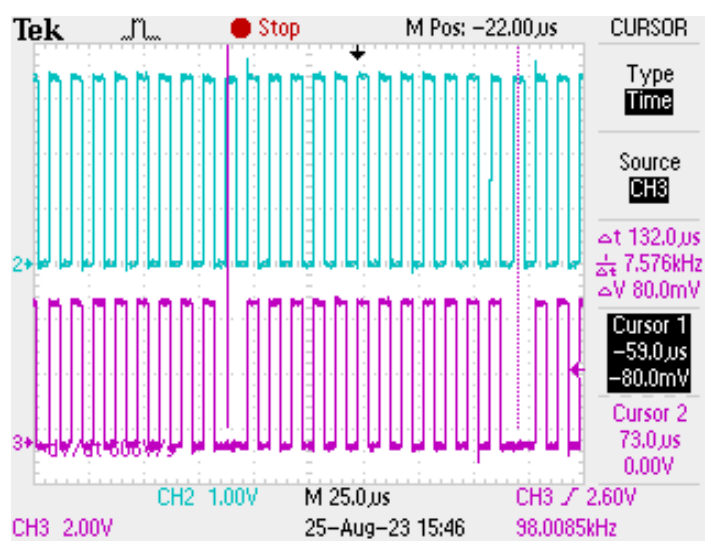
Po výše popsané poruše jsem nechal na nefunkčním modulu driver tranzistorů neosazený a prováděl jsem měření přímo na výstupu obvodu pro galvanické oddělení řídicích signálů - obvod ADUM130E1BRWZ, ve schématu U1. Jedná se o transformátorové galvanické oddělení s údajně velmi velkou odolností proti rušení a magnetickým polím. Obvod jsem zvolil proto, že má tři kanály které jsem potřeboval.

Měřením jsem zjistil, že pulzy na signálu pro spodní tranzistor (ve schématu signál LIN) jsou před i za oddělovačem v pořádku. Na signálu pro horní tranzistor (ve schématu signál HIN) se ale objevuje občasné vynechávání pulzů. Měření jsem prováděl osciloskopem Tektronix s galvanicky oddělenými kanály. Zpětně jsem zjistil, že toto vynechávání pulzů se objevuje i na ostatních deskách, které fungovaly. Vstupní signál je v pořádku, výstupní signál na tomto kanálu občas vynechává. Měřil jsem i napájecí napětí a signál enable v okamžiku vynechání pulzu, ale není na nich vidět žádná změna, jsou to hladké stejnosměrné signály, jejich úroveň se nemění. Oddělovač je zablokovaný kondenzátory podle doporučení výrobce (doporučuje 0,01u až 0,1u), použil jsem 0,1u, vzdálenost ke kondenzátorům je cca 1 mm, pak další cca 1 mm do ploch s rozlitou měď

GND a VCC (čtyřvrstvá deska). Stejnoseměrný meziobvod je vypnutý, budič tranzistorů odpájený. Nemůže se tedy jednat o rušení od meziobvodu. Pokud se mi podařilo vynechání zachytit (nevynechává pravidelně) frekvence byla kolem 7,5 kHz. Podobná frekvence se už dříve objevila.

Problém se mi nepodařilo odstranit. Nepomohla ani výměna za jiný kus, zkoušel jsem čtyři obvody, všechny se chovaly stejně. Proto jsem oddělovač z desky kompletně odstranil a signály jsem připojil přímo. V této chvíli galvanické oddělení signálů nepotřebuji, ale v budoucnu budu muset najít náhradu. Pravděpodobně se vrátím k tradičnímu optickému oddělení.

Připájel jsem zpět drivery (na obou modulech půlmůstků), propojil přímo řídicí signály na driver (bez galvanického oddělení). Vynechávání pulzů zmizelo. Proto jsem začal opět měřit účinnost.



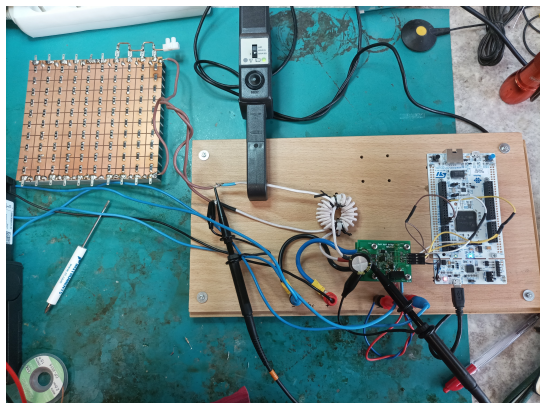
Obr. 9.14 Signál před oddělovačem Ch1, signál za Ch2, **patrné vynechávání signálů na výstupu oddělovače ADUM130E1BRWZ**

## 9.6 Měření účinnosti

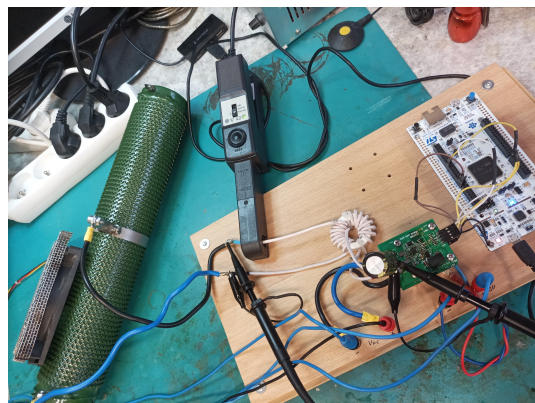
Po předchozím odstranění galvanického oddělovače zmizely problémy s vynecháváním pulzů a zmizela frekvence 7,5 kHz, která se občas objevovala. Měření účinnosti jsem provedl opět se sadou SMD odporů (hodnoty  $R_L$  2 a 3,3 Ohm) a s vinutým odporem 750 W, 14 Ohm. Použitá sada SMD odporů je na obrázku 9.15, SMD odpory jsem při větších výkonech chladil ventilátorem. Měření s vinutým odporem je na obrázku 9.16. Vinutý odpor má mnohem větší indukčnosti a tím pádem větší impedanci, proudy odporem jsou tedy výrazně menší. Výsledky jsou uvedené v tabulce 9.3. Měření proběhlo bez problémů až do plného napětí 48 V. Největší výkon v zátěži byl 307 W při účinnosti 80,8 procenta, nejvyšší účinnost byla 91,3 procenta pro  $V_{dc}$  48 V,  $R_L$  2 Ohm a výkonu do zátěže 258 W.

Výsledek měření temokamerou při 48 V,  $R_L$  3,9 Ohm je ukázaný na obrázku 9.17. Maximální teplota je 37°C, tranzistory jsou zřetelné, ale mají stejnou teplotu jako napájecí DC/DC měnič. V pozadí je transformátor, s

teplotou jádra kolem 30°C.



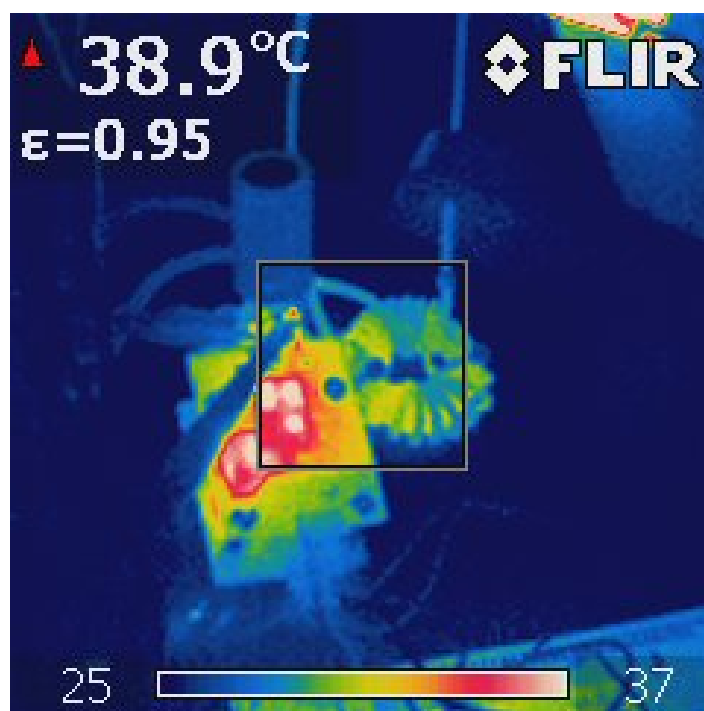
Obr. 9.15 Sada SMD odporů (celkem 3R) při měření účinnosti



Obr. 9.16 Vinutý odpor 14 Ohm při měření účinnosti

Tab. 9.3 Měření účinnosti měniče, měření číslo 3

Rl (Ohm)	Vdc (V)	V1 (V)	I1 (A)	V2 (V)	I2 (A)	eta (%)	P2 (W)	poznámka
2	5	4.98	1.07	2.39	1.19	57.5	3	SMD odpory
2	12	11.94	1.95	5.74	2.86	74.4	16	SMD odpory
2	24	23.8	3.5	11.47	5.8	83.9	67	SMD odpory
2	36	35.87	5.05	17.18	8.7	86.6	149	SMD odpory
2	48	47.84	6.67	22.49	11.47	91.3	258	SMD odpory
3.3	5	4.98	1.1	3.18	0.99	53.4	3	SMD odpory
3.3	12	11.94	2.07	7.69	2.39	70.5	18	SMD odpory
3.3	24	23.8	3.72	15.35	4.84	79.9	74	SMD odpory
3.3	36	35.73	5.36	22.98	7.22	82.5	166	SMD odpory
3.3	48	47.7	7.04	30.73	9.98	80.8	307	SMD odpory
14	5	5	0.55	4.28	0.24	57.5	1	drátový odpor
14	12	12	0.74	10.31	0.53	74.4	5	drátový odpor
14	24	23.95	1.08	20.7	1.08	83.9	22	drátový odpor
14	36	36	1.41	31.09	1.61	86.6	50	drátový odpor
14	48	47.97	1.76	41.6	2.16	91.3	90	drátový odpor



Obr. 9.17 měření termokamerou při  $V_{dc} 48 \text{ V}$ ,  $I_2 = 8.5 \text{ A}$ ,  
výkon do zátěže  $277 \text{ W}$



## 10 Hardwarový návrh měniče - desky V11

Na základě problémů s deskou, které jsem popsal výše, jsem se rozhodl udělat novou verzi. Tu jsem nazval V11. V této kapitole popíši pouze odlišnosti oproti předchozí verzi. Na desku jsem také doplnit další komponenty a vylepšení, které mě napadly při práci s předchozí deskou. Celkové schéma zapojení desky V11 je na obrázku 10.2. Render desky V11 je na obrázku 10.1.

Hlavní změny jsou:

- Odstranitelné propojení mezi GND a GNDPWR rezistorem 0R
- iCoupler ADUM130E1BRWZ nahrazen optrony
- všechny vstupy mají pull-down rezistory
- všechna napájecí napětí mají signalizační LED
- DC/DC měnič je typ s pevnou frekvencí
- kaskáda kondenzátorů v meziobvodu
- na desku přidán mikroprocesor STM32
- sériová komunikace (signály RxD a TxD)
- meziobvod a vývod SW osazen transily a varistory
- HW a SW blokování signálu Enable budiče
- separátní DC/DC měnič místo bootstrap diody
- připravený digitální výstup z desky

Podrobněji k některým výše uvedeným změnám:

### **iCoupler ADUM130E1BRWZ nahrazen optrony**

Jak jsem popsal v předchozích kapitolách, objevily se s tímto obvodem problémy s vynecháváním některých pulzů. Výrobce, Analog Devices, odmítl poskytnout technickou podporu. Také na jejich firemním fóru zůstal můj problém nezodpovězený. Na příčinu se mi přijít nepodařilo. Proto jsem nahradil obvod ADUM130E1BRWZ, který pracuje na principu transformátoru, klasickým řešením s optrony. Jedná se sice o mnohem dražší řešení, navíc zabírající podstatně více místa na desce, ale slibuji si od toho vyřešení problému s vynecháváním pulzů.

**všechna napájecí napětí mají signalizační LED**

Toto vylepšení dovolí vidět na první pohled, která napětí na desce jsou. Signalizační LED mají každá jinou barvu, takže jsou snadno odlišitelné. Nebude tak třeba měření pokud dojde k výpadku některého napájecího napětí, jak se např. stávalo při poruše budiče jak jsem popsal dříve.

**DC/DC měnič je typ s pevnou frekvencí**

Od tohoto kroku si slibuji odstranění potenciálního problému s podobnou frekvencí DC/DC měniče a frekvencí mých půlmůstků. DC/DC měnič, který jsem vybral, má frekvenci 270 kHz, která je dostatečně daleko od mnou uvažovaných 100 kHz. Otázkou zůstává dostupnost tohoto typu, aktuálně DC/DC měnič v této verzi není nikde dostupný.

**kaskáda kondenzátorů v meziobvodu**

Důležitou změnou je kaskáda kondenzátorů v stejnosměrném meziobvodu. Na původní desce jsem měl jen fóliový kondenzátor 4M7, což se ukázalo jako nedostatečné. Nová deska počítá se stejným fóliovým kondenzátorem, k němu s elektrolytickým 470M s malým ESR a třemi keramickými.

**na desku přidán mikroprocesor STM32**

Na desku jsem přidal mikroprocesor STM32. Jeho využití popíši v samostatné části, zde stručně. Procesor bude

- měřit proud fáze a meziobvodu
- měřit napětí meziobvodu
- měřit teplotu poblíž tranzistorů
- blokovat signál Enable v případě nadproudu, přepětí, teploty nebo jiné poruchy
- posílat po opticky oddělené lince změřené hodnoty hlavnímu procesoru

**meziobvod a vývod SW osazen transily a varistory**

Na desku jsem připravil plochy pro varistory a transily. Je možné je použít nebo nechat neosazené. Bude to záležet na chování desky při testech.

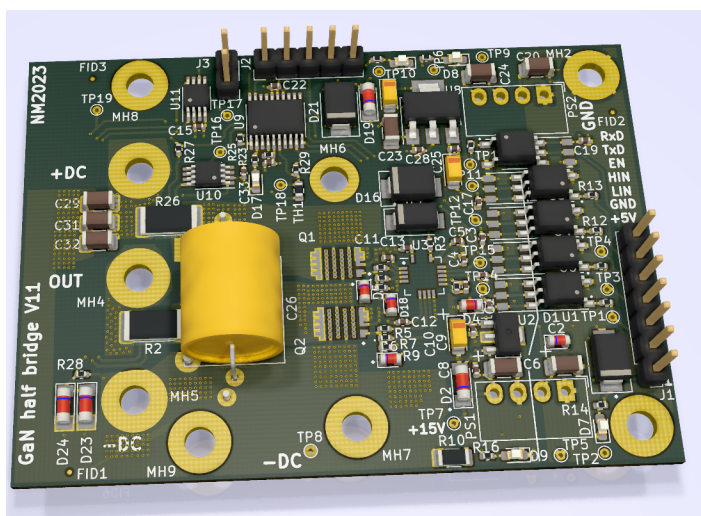
**separátní DC/DC měnič místo bootstrap diody**

Místo bootstrap diody je možné použít separátní DC/DC. Osadí se buď bootstrap dioda D3 nebo DC/DC měnič PS2.

**připravený digitální výstup z desky**

Na desce je připravený konektor pro jeden digitální signál, který může ovládat procesor. Zvažuji např. ovládání

relé, které v případě příliš vysokého napětí v meziobvodu odpojí celý meziobvod. Nebo v případě vysoké teploty sepne ventilátor. Využil jsem volný pin na mikroprocesoru. Jeho využití bude záležet na budoucích potřebách.

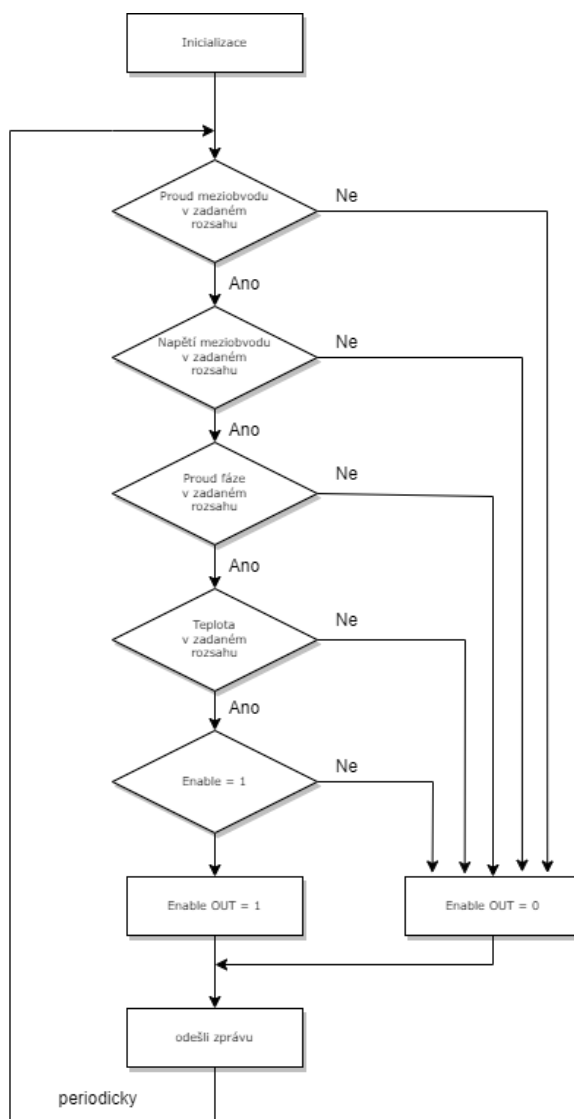


Obr. 10.1 Render desky V11

### 10.1 Funkce procesoru na desce půlmůstku

Procesor na desce půlmůstku mi dovolil přidat další funkce, jako např. měření proudu v meziobvodu a ve fázi, reakci na nadproudy, měření napětí v meziobvodu, měření teploty. Procesor nebude zasahovat do PWM signálů pro ovládání tranzistorů. Ty jdou přímo z hlavní desky. Procesor je pouze dovoluje monitorovat. Přímou ovládaný je Enable signál. Ten jde z hlavní desky přes tento procesor dále do budiče. V případě problému na desce může procesor Enable zablokovat. Například v případě nadproudu ve fázi, vysoké teploty apod. Odblokování se provede buď zapnutím/vypnutím napájení a nebo posláním příkazu. Komunikace probíhá po opticky oddělené sériové lince. Vývojový diagram programu v procesoru na desce půlmůstku je na obrázku 10.3. Komunikační protokol popíši v samostatné sekci. Procesor bude posílat periodicky, např. 1x za sekundu změřené hodnoty a svůj stav hlavní desce. Typ procesoru jsem zvolil STM32F070F6Px. Jediný důvod pro volbu tohoto typu byl dostatečný počet pinů a to, že jsem je měl už nakoupené z minulých projektů.





Obr. 10.3 Vývojový diagram programu na desce půlmůstku

### 10.1.1 Komunikační protokol

Vzájemnou komunikaci desky půlmůstku s hlavní řídicí deskou budu realizovat tímto jednoduchým protokolem. Data budou přenášena po opticky oddělené sériové lince a odesílána periodicky. Protože procesor na desce půlmůstku slouží pro detekci poruch, ale PWM signály přichází z hlavní desky, stačí malá frekvence zpráv. Předpokládám, že bude postačovat 1x za sekundu. Komunikační protokol směrem do hlavní desky je v tabulce 10.1. Směrem z hlavní desky do desky půlmůstku je v tabulce 10.2. **Jediná v současnosti podporovaná operace je nulování chyby, s kódem 0x01.**

Tab. 10.1 Komunikační protokol směrem do hlavní desky - periodické zprávy

startovací znak	číslo půlmůstku	chybový kód	proud meziobvodu	napětí meziobvodu	proud fáze	teplota
uint8 - 0xAA	uint8 - 0 až 255	uint8 - 0 až 255	int16 - I*10 [A]	uint8 - U[V]	int16 - I*10 [A]	uint8 - T[°C]

Tab. 10.2 Komunikační protokol z hlavní desky do desky půlmůstku

startovací znak	číslo půlmůstku	požadovaná operace
uint8 - 0xDD	uint8 - 0 až 255	uint8 - 0 až 255

### 10.1.2 Popis funkce procesoru na desce půlmůstku

Funkce procesoru jsou následující:

- Načítá signál ENABLE z hlavní řídicí desky a po zpracování ho posílá na budič půlmůstku
- měření proud v meziobvodu, proudu ve fázi, napětí v meziobvodu, teploty desky
- odesílání měřených hodnot do hlavní řídicí desky

Program v hlavní smyčce pouze bliká uživatelskou LED, aby bylo vidět, že běží. Všechny další funkce jsou udělané jako přerušování nebo jako Direct Memory Access (DMA). Jako DMA běží měření všech analogových kanálů a teploty procesoru. Externí přerušování na sestupnou a náběžnou hranu načítá signál EN ISOL a podle toho nastavuje výstupní signál EN ISOL OUT. V případě detekce poruchového stavu (nadproud, přepětí, podpětí atd.) dojde k zablokování signálu EN ISOL OUT.

## 10.2 Hlavní řídicí deska

Jako hlavní řídicí desku použiji desku STM NUCLEO. Deska bude generovat PWM signály pro všechny můstky. Pro všechny předchozí experimenty jsem použil desku NUCLEO-F767ZI. Nicméně tato deska se neukázala jako vhodná pro více než dva plné můstky. Umožňuje sice generovat komplementární PWM signály na více kanálech, a vzájemně je synchronizovat, je to ale možné jednoduše jen na dvou nezávislých časovačích. Protože plánuji finálně použít plné můstky celkem tři, musel jsem hledat jiné řešení. Srovnal jsem tedy vlastnosti aktuálně dostupných desek abych vybral desku vhodnou. Hlavními kritérii při výběru byl pro mě počet časovačů, které dovedou generovat komplementární PWM. Jistě by šlo vše generovat softwarově, ale dám přednost hardwarovému generování. Další kritéria byly počet USART/UART pro komunikaci, počet a rozlišení kanálů AD převodníku. Dostupná velikost paměti programu a dat a hodinová frekvence procesoru nejsou podle mého názoru pro tuto aplikaci příliš důležité, při výběru jsem tedy nekladal na tyto parametry velký důraz. Kromě výše uvedeného byla maximální prioritou aktuální dostupnost desky NUCLEO. Porovnání procesorů je uvedené v

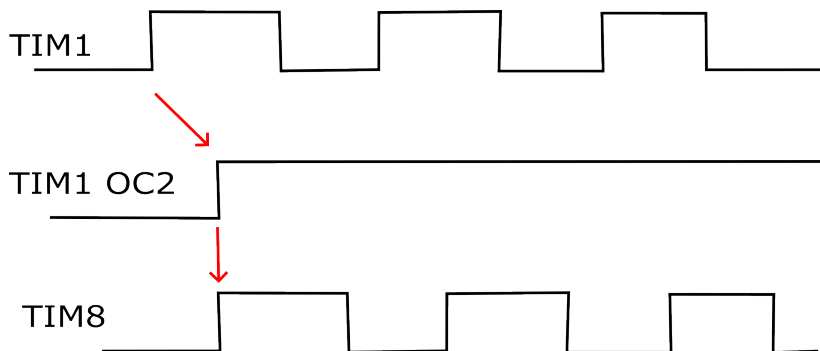
tabulce 10.3. Pro vývoj jsem měl k dispozici několik desek s různými procesory. Z nich byla s ohledem na počet komplementárních kanálů vhodná jen F051, zakoupil jsem si tedy další, F303. Tato deska má šest časovačů, které hardwarově generují komplementární signály. Z mnou prohledaných procesorů STM32 to bylo nejvíce. Cena byla 20 USD (Digikey).

Tab. 10.3 Porovnání procesorů pro hlavní desku. Italicou vyznačené desky jsem měl k dispozici pro vývoj. Zvolená deska je STM32F303

Procesor	Počet časovačů s komplementárními PWM	Počet USART	Rozlišení ADC	RAM (KB)	Flash (KB)	Max. hodiny (MHz)	vhodné
<i>STM32F407VGT6</i>	2 (TIM1, TIM8)	6	A/D 16x12b	192	1M	168	NE
<i>STM32F446RET6</i>	2 (TIM1, TIM8)	6	A/D 16x12b	128	512	180	NE
<i>STM32F446ZET6U</i>	2 (TIM1, TIM8)	6	A/D 16x12b	128	512	180	NE
<i>STM32F767ZIT6</i>	2 (TIM1, TIM8)	8	A/D 24x12b	512	2M	216	NE
<i>STM32F750N8H6</i>	2 (TIM1, TIM8)	8	A/D 24x12b	320	64	216	NE
<i>STM32F051R8T6</i>	4 (TIM1, TIM15, TIM16, TIM17)	2	A/D 19x12b	8	64	48	ANO
STM32F429ZIT6	2 (TIM1, TIM8)	8	A/D 24x12b	256	2M	180	NE
STM32F750N8H6	2 (TIM1, TIM8)	8	A/D 24x12b	320	64	216	NE
STM32L496AGI6	5 (TIM1, TIM8, TIM15, TIM16, TIM17)	5	A/D 24x12b	320	1M	80	ANO
STM32L562QEI6Q	5 (TIM1, TIM8, TIM15, TIM16, TIM17)	6	A/D 16x12b	256	512	110	ANO
STM32H745XIH6	5 (TIM1, TIM8, TIM15, TIM16, TIM17)	8	A/D 36x16b	1M	2M	240/480	ANO
STM32H750XBH6	5 (TIM1, TIM8, TIM15, TIM16, TIM17)	8	A/D 36x16b	1M	128	480	ANO
STM32F769NIH6	2 (TIM1, TIM8)	8	A/D 24x12b	512	2M	216	ANO
<b><i>STM32F303ZET6</i></b>	<b><i>6 (TIM1, TIM8, TIM20, TIM15, TIM16, TIM17)</i></b>	<b><i>5</i></b>	<b><i>A/D 40x12b</i></b>	<b><i>80</i></b>	<b><i>512</i></b>	<b><i>72</i></b>	<b><i>ANO</i></b>
STM32G431KBT6U	5 (TIM1, TIM8, TIM15, TIM16, TIM17)	4	A/D 11x12b	32	128	170	ANO
STM32F072RBT6	4 (TIM1, TIM15, TIM16, TIM17)	4	A/D 19x12b	16	128	48	ANO
STM32H745ZIT6	5 (TIM1, TIM8, TIM15, TIM16, TIM17)	8	A/D 23x16b	1M	2M	240/480	ANO

### 10.3 Generování PWM pro půlmůstky z hlavní desky

Pro generování PWM signálů z hlavní desky jsem se inspiroval v [25]. Potřebuji generovat dva, možná v budoucnu tři, vzájemně posunuté PWM signály. Princip ukáží na obrázku 10.4. Časovač TIM1 bude master, bude generovat komplementární PWM signál. V okamžiku náběžné hrany na výstupu TIM1 se spustí komparátor. Porovnává se s hodnotou nastavenou v TIM1 Output Compare. Při překročení se nastaví signál ITR0, který spustí časovač TIM8. Rozšířením na více časovačů lze generovat i více vzájemně posunutých signálů. Časovač TIM1 umí hardwarově generovat přímo i PWM pro tři fáze.



Obr. 10.4 Princip generování fázově posunutého PWM

Na desce jsem využil piny pro generování komplementárních PWM signálů. Používám několik časovačů. Časovač TIM1 umožňuje generování tří fázového PWM, mohl bych v budoucnu využít. Od něj synchronizují časovač TIM8 a TIM15, které generují fázově posunutý PWM signál. Jak jsem využil piny na desce je shrnuté v tabulce 10.4.

Tab. 10.4 Využití pinů na desce NUCLEO-303ZE

<b>signál</b>	<b>port</b>	<b>konektor.pin</b>
TIM1.CH1	PC0	CN11.38
TIM1.CH1N	PA7	CN12.15
TIM1.CH2	PC1	CN11.36
TIM1.CH2N	PE10	CN12.47
TIM1.CH3	PC2	CN11.35
TIM1.CH3N	PB1	CN12.24
TIM8.CH1	PC6	CN12.4
TIM8.CH1N	PC10	CN11.1
TIM15.CH1	PF9	CN11.56
TIM15.CH1N	PA1	CN11.30
LD1 (Zelená LED)	PB0	
LD2 (Modrá LED)	PB7	
LD3 (Červená LED)	PB14	

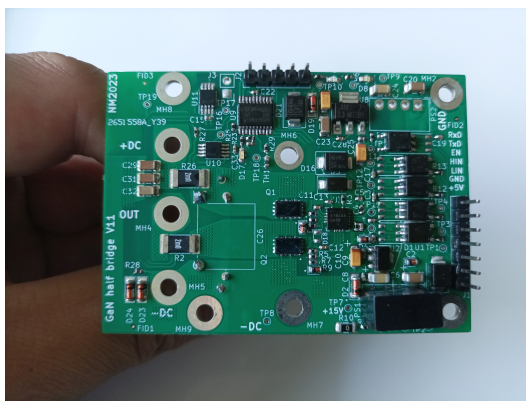


## 11 Experimentální ověření desky V11

Po dokončení výroby desky V11 jsem desky oživil. Oživil jsem čtyři moduly pŕlmŕstku, celkem jsem nechal vyrobit 10 kusŕ plošného spoje. Ostatní desky jsem zatím nemŕl potŕebu oživovat. Pŕi oživování jsem použil na desce pŕipravenŕ testovací body. Jedinŕm problŕmem, kterŕy na desce byl, bylo to, že stabilizátor pro 3,3 V, kterŕy jsem vybral dodatečně, až pŕi objednávce výroby, mŕl jiné pořadí pinŕ, než ten kterŕy jsem uvedl ve schématu (nebyl zrovna dostupnŕ). Po výmŕně za stejnŕ typ jako na desce V10 byla všechna napájecí napŕtí opŕt v pořádku.

Dále jsem naprogramoval procesor na desce pŕlmŕstku tak, aby mŕřil napŕtí, proudy a teplotu a posílal data po sŕriovŕ lince do hlavnŕho procesoru. Tento procesor se také stará o signál ENABLE pro budič pŕlmŕstku. Jeho ovládání jsem také naprogramoval.

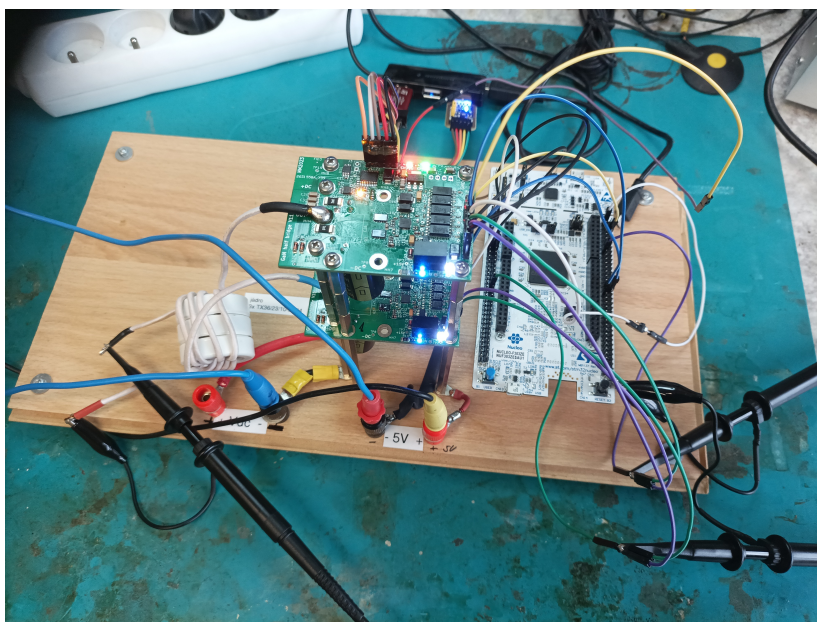
Osazená deska V11 z obou stran je ukázaná na obrázku 11.1 a obrázku 11.2. Celŕy pŕípravek s obŕma pŕlmŕstkami a hlavnŕ deskou NUCLEO F303 je na obrázku 11.3. Blokovŕ zapojení pŕípravku je na obrázku 11.4



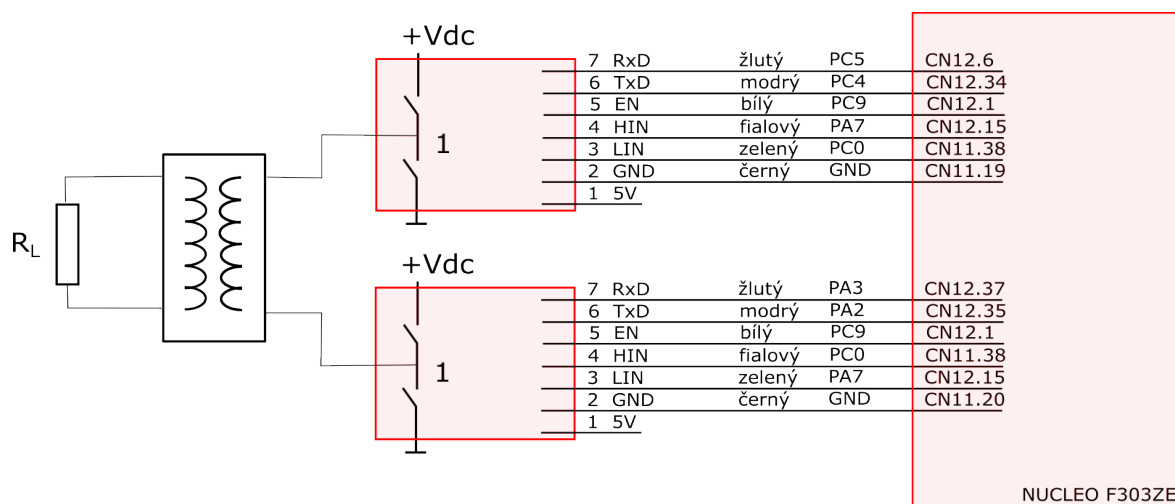
Obr. 11.1 Osazená deska pŕlmŕstku V11 - horní strana



Obr. 11.2 Osazená deska pŕlmŕstku V11 - spodní strana



Obr. 11.3 Přípravek s oběma půlmůstky desky V11 a hlavní řídicí deskou NUCLEO F303



Obr. 11.4 Blokové zapojení přípravku

### 11.1 Měření vlastností měniče

Tato kapitola shrnuje měření vlastností desky V11. Schéma zapojení bylo stejné jako u desky V10, proto ho znovu neuvádím.

Výstupní výkon byl počítán osciloskopem, jako součin okamžité hodnoty napětí a proudu na výstupu z transformátoru, ze součinu pak osciloskop počítal jeho efektivní hodnotu, tj. efektivní hodnotu výkonu. Na rozdíl od předchozích měření jsem si uložil i data z osciloskopu, ne jen pouze snímky obrazovky. V případě potřeby tedy mohou další veličiny dopočítat. Výsledky jsou uvedené v tabulkách 11.1, 11.2, 11.3. Vybrané

průběhy pak v obrázcích 11.5,11.6,11.8.

### Použité přístroje:

- osciloskop Rohde & Schwarz RTB2004
- 2x proudová sonda Tektronix A622 (DC až 100 kHz, 0 až 70 A rms)
- laboratorní zdroj Manson HCS-3604, 1 až 60 Vdc, max. 15 A

#### 11.1.1 Výsledky měření

Tab. 11.1 Měření desky V11, zátěž  $R = 3R3$ ,  $f_{pwm} = 100$  kHz

Vdc (V)	Idc (A)	Pout (W)	eta (%)
5	0,9	3,2	71
12	2	19,2	80
24	4	77	80
48	8,1	292	75



Obr. 11.5 Průběhy napětí a proudů při měření účinnosti, Ch1 - pulzy z STM horní tranzistor, Ch2 - pulzy z STM dolní tranzistor, Ch3 -  $V_2$ , Ch4 -  $I_2$ , Math - vypočítaný součin okamžitých hodnot  $V_2$  a  $I_2$ , tj. okamžitý výkon, M1 - vypočítaná okamžitá hodnota výkonu dodaného do zátěže. měřeno při Vdc 48 V,  $R_L = 3.9$  Ohm,  $f_{pwm} = 100$  kHz.

Tab. 11.2 Měření desky V11, zátěž  $R = 1R3$ ,  $f_{pwm} = 100$  kHz

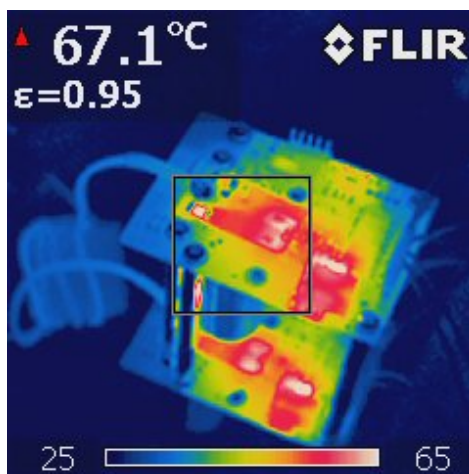
Vdc (V)	Idc (A)	Pout (W)	eta (%)
5	0,9	3,8	84,4
12	2,2	20,8	78,8
24	4,4	82	77,7
48	9,2	330	74,7



Obr. 11.6 Průběhy napětí a proudů při měření účinnosti, Ch1 - pulzy z STM horní tranzistor, Ch2 - pulzy z STM dolní tranzistor, Ch3 -  $V_2$ , Ch4 -  $I_2$ , Math - vypočítaný součin okamžitých hodnot  $V_2$  a  $I_2$ , tj. okamžitý výkon, M1 - vypočítaná okamžitá hodnota výkonu dodaného do zátěže. měřeno při  $V_{dc}$  48 V,  $R_L = 1.3$  Ohm,  $f_{pwm} = 100$  kHz.

Tab. 11.3 Měření desky V11, zátěž  $R = 1R2$ ,  $f_{pwm} = 66$  kHz

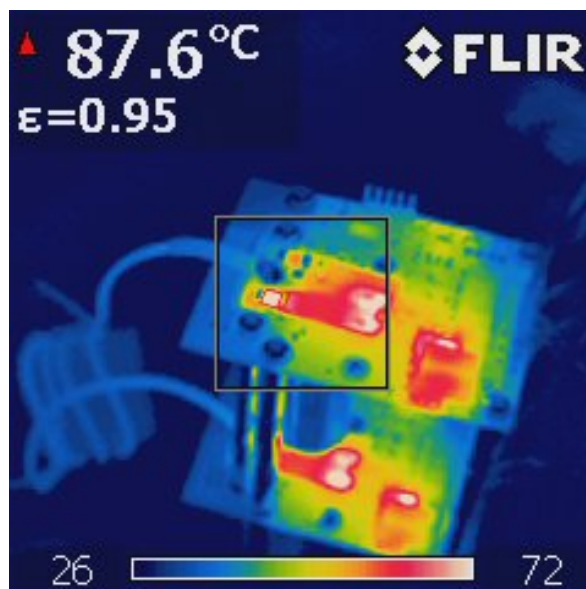
Vdc (V)	Idc (A)	Pout (W)	eta (%)
5	1,5	4,8	64
12	3,9	29	72
24	6,9	118	71,3
48	13,8	523	79



Obr. 11.7 Obrázek z termokamery při  $V_{dc}$  48 V,  $R_L = 1.3$  Ohm,  $f_{pwm} = 100$  kHz, výkon dodávaný do zátěže 330 W. Ve středu desky jsou tranzistory půlmůstku, vpravo je napájecí DC/DC měnič. Vlevo na desce je snímací odpor pro měření proudu ve fázi.



Obr. 11.8 Průběhy napětí a proudů při měření účinnosti, Ch1 - pulzy z STM horní tranzistor, Ch2 - pulzy z STM dolní tranzistor, Ch3 - V2, Ch4 - I2, Math - vypočítaný součin okamžitých hodnot V2 a I2, tj. okamžitý výkon, M1 - vypočítaná okamžitá hodnota výkonu dodaného do zátěže. měřeno při  $V_{dc}$  48 V,  $R_L = 1.2$  Ohm,  $f_{pwm} = 66$  kHz.



Obr. 11.9 Obrázek z termokamery při  $V_{dc}$  48 V,  $R_L = 1.2$  Ohm,  $f_{pwm} = 66$  kHz, výkon dodávaný do zátěže 523 W. Ve středu desky jsou tranzistory půlmůstku, vpravo je napájecí DC/DC měnič. Vlevo na desce je snímací odpor pro měření proudu ve fázi.

### 11.1.2 Závěry z měření

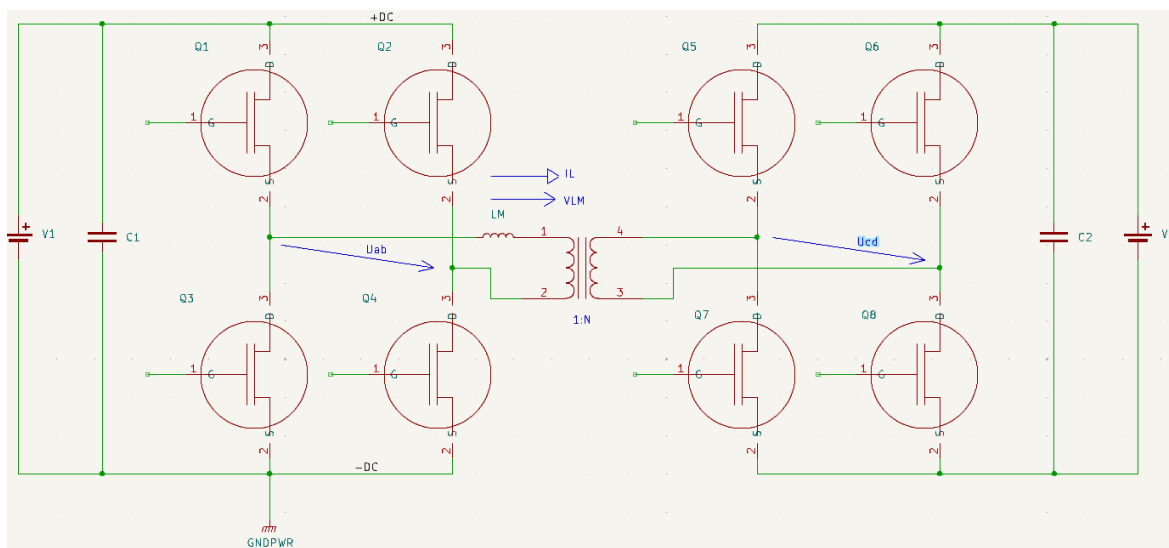
Měření jsem provedl pro různé hodnoty zátěže a pro různou spínací frekvenci. Dosáhl jsem výstupního výkonu 523 W, při spínací frekvenci 66 kHz. Stejná zátěž, při spínací frekvenci 100 kHz odebírala výkon 330 W. Dodávaný výkon je tedy závislý na spínací frekvenci. S narůstající frekvencí roste reaktance zátěže a transformátoru a klesá tedy schopnost přenést větší výkon.

## 12 Dvojitý aktivní můstek - Dual Active Bridge (DAB)

### 12.1 Popis DAB

Dvojitý aktivní můstek - Dual Active Bridge (DAB) je zapojení ukázané na obrázku 12.1. Jedná se o zapojení používané v dnešní době např. v nabíjecích stanicích pro elektromobily [6]. Mezi výhody patří například široký rozsah napětí, možnost provedení s galvanickým oddělením, obousměrnost, možnost spínání napětí v nule.

Pro popis funkce použijí příklad zapojení se dvěma zdroji napětí, jedním v každé větvi můstku.



Obr. 12.1 DAB s napěťovými zdroji v obou větvích

DAB se skládá ze dvou plných můstků. V mém případě bude každý plný můstek složený ze dvou desek půlmůstku. Budu se zabývat pouze variantou DAB s transformátorem, i když DAB může být i bez transformátoru. Vlevo jsou půlmůstky 1 a 2, vpravo půlmůstky 3 a 4. Tranzistory Q1 a Q4 spínají ve fázi, tranzistory Q2 a Q3 v protifázi. Mezi Q1 a Q3 je krátká ochranná doba. Vzhledem k rychlosti použitých tranzistorů jsem jí ve svých modulech nastavil na 27 ns, pro zjednodušení vysvětlení funkce DAB jí nebudu uvažovat. Transformátor má poměr počtu závitů obecně 1:N, v mém případě 1:1. Indukčnost  $L_M$  je magnetizační a rozptylová indukčnost transformátoru.

Základní způsob řízení DAB je spínání všech tranzistorů se střídou 50 procent. Existují i další způsoby řízení, např. Extended Phase Shift (EPS), Dual Phase Shift (DPS) a Triple Phase Shift (TPS), viz. např. článek [6], kterými se pro účely tohoto vysvětlení nebudu zabývat.

Všechny dále popisované průběhy znázorním v obrázku 12.2. Tranzistory Q1 a Q4 spínají ve fázi, tranzistory Q2 a Q3 také ve fázi. Q1 spíná proti Q3 v protifázi. Tím je na transformátor připojováno napětí  $V_1$  ve střídající se polaritě. Napětí mezi uzly A a B ( $V_{AB}$ ) je obdélníkové. Indukčností  $L_M$  začne procházet proud.

Tranzistory Q5 až Q8 v pravém můstku spínají stejně jako v levém můstku, tj. střídá 50 procent. Spínají ale

s nastavitelným fázovým posunem  $\phi$ . Pro kladné  $\phi$  jsou průběhy ukázané v obrázku 12.2, pro záporné  $\phi$  jsou průběhy ukázané v obrázku 12.3.

Nejprve pro kladné  $\phi$ . Tranzistory Q5 (a Q8) a Q6 (a Q7) spínají proti Q1 se zpožděním. Napětí  $V_{DC}$  je tedy také obdélníkové, s amplitudou  $\pm V_2$  ale vůči  $V_{AB}$  fázově posunuté. V čase nula v obrázku 12.2 je tedy na  $L_M$  kladné napětí  $V_{AB}$  a záporné napětí  $V_{CD}$ . Proud  $I_L$  narůstá díky tomu s velkou strmostí. Když sepne Q5, zmenší se rozdíl napětí na  $L_M$ , protože  $V_{CD}$  je nyní kladné. Pokud je  $V_{CD} < V_{AB}$  proud  $I_L$  dále narůstá, ale s menší strmostí. Dále přepne  $V_{AB}$  polaritu, proud  $I_L$  klesá s velkou strmostí, protože  $V_{AB}$  je nyní záporné a  $V_{DC}$  kladné. Poslední krok je přepnutí na  $V_{DC}$  také záporné, proud  $I_L$  dále klesá, ale s malou strmostí. Tyto cykly se opakují. Jak je na obrázku 12.2 patrné, střední hodnota proudu  $I_L$  je kladná, energie prochází v zapojení zleva doprava, tj. ze zdroje V1 do zdroje V2.

Pro záporné  $\phi$  jsou průběhy na obrázku 12.3. Pravý půlmůstek nyní spíná dříve než levý. Průběhy jsou obdobné s tím, že nyní je střední hodnota proudu záporná, energie přechází ze zdroje V2 do zdroje V1. Fází  $\phi$  je tedy možné regulovat směr i velikost proudu mezi zdroji V1 a V2.

Varianta bez napětí V2, jen s odporovou zátěží velikosti  $R_L$  je ukázaná na obrázku 12.4. Toto zapojení používám v průběhu testování DAB, zátěžný odpor  $R_L$  je realizován sadou SMD odporů.

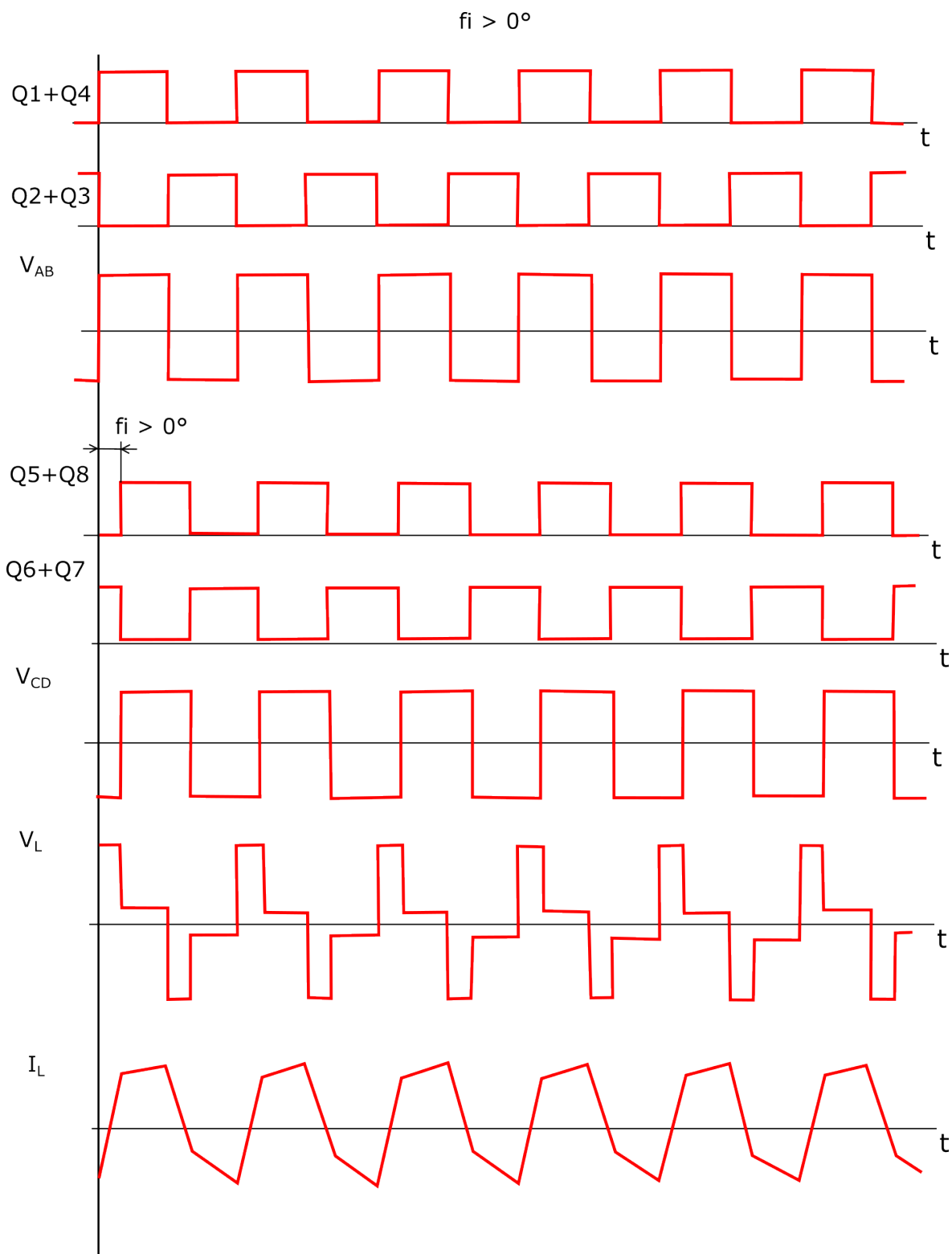
Na závěr bych chtěl ještě zmínit zapojení na obrázku 12.5. Jedná se opět o DAB, ale na levé straně je aktivní usměrňovač s kompenzací účinku (Power Factor Correction - PFC), na pravé straně je napětí V2. Napětí V2 může být například akumulátor. Řízením fáze mezi můstky lze dosáhnout přenosu energie ze sítě do V2, tj. akumulátor řízeně nabíjet. Při záporném fázovém posunu naopak akumulátor přes DAB dodává energii do sítě, vstupní řízený usměrňovač nyní pracuje jako střídač. Tuto topologii bych chtěl také ve své práci dále použít.

Velikost přenášeného výkonu  $P$  přes DAB je možné vypočítat jako [26]:

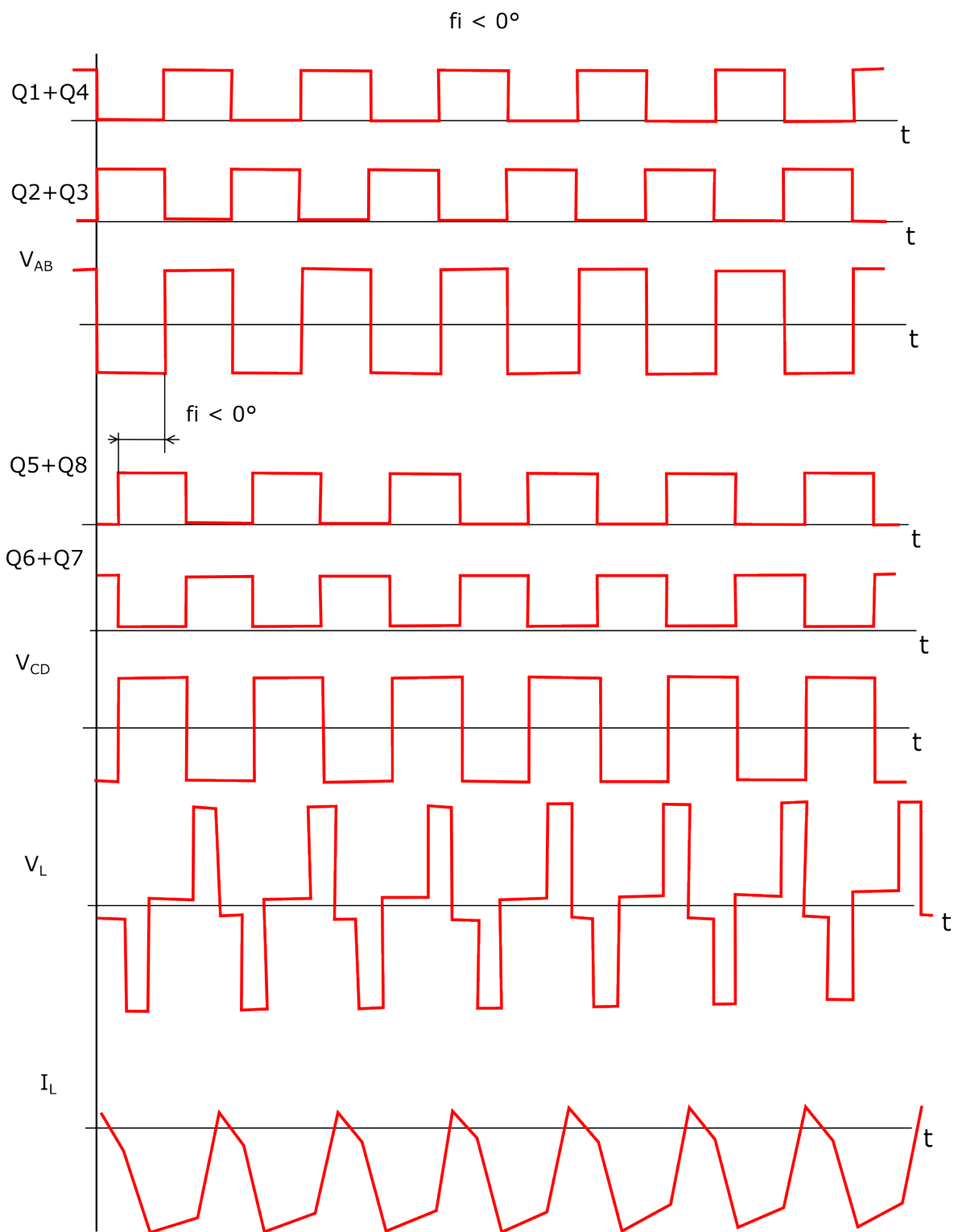
$$P = \frac{m \cdot V_{in} \cdot V_{out} \phi (\pi - \phi)}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot f_{sw}} \quad (12.1)$$

kde  $m$  je převodový poměr transformátoru,  $V_{in}$  je vstupní napětí,  $V_{out}$  je výstupní napětí,  $\phi$  je fázový posuv v radiánech mezi PWM signály levého a pravého můstku,  $L$  je celková indukčnost tj. součet magnetizační a rozptylové indukčnosti transformátoru viděná z primární strany a  $f_{sw}$  je spínací frekvence PWM

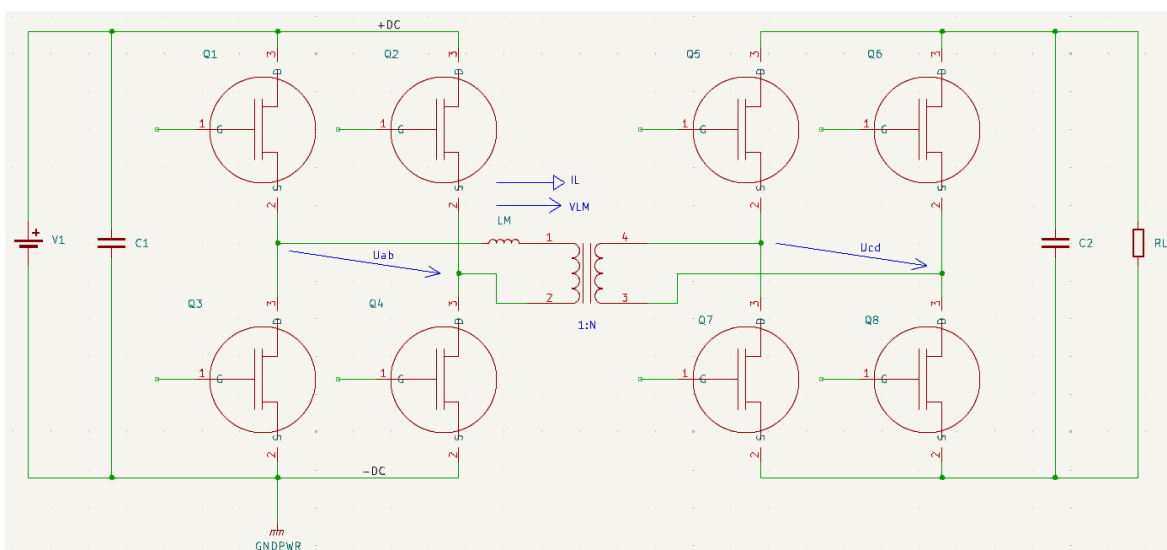




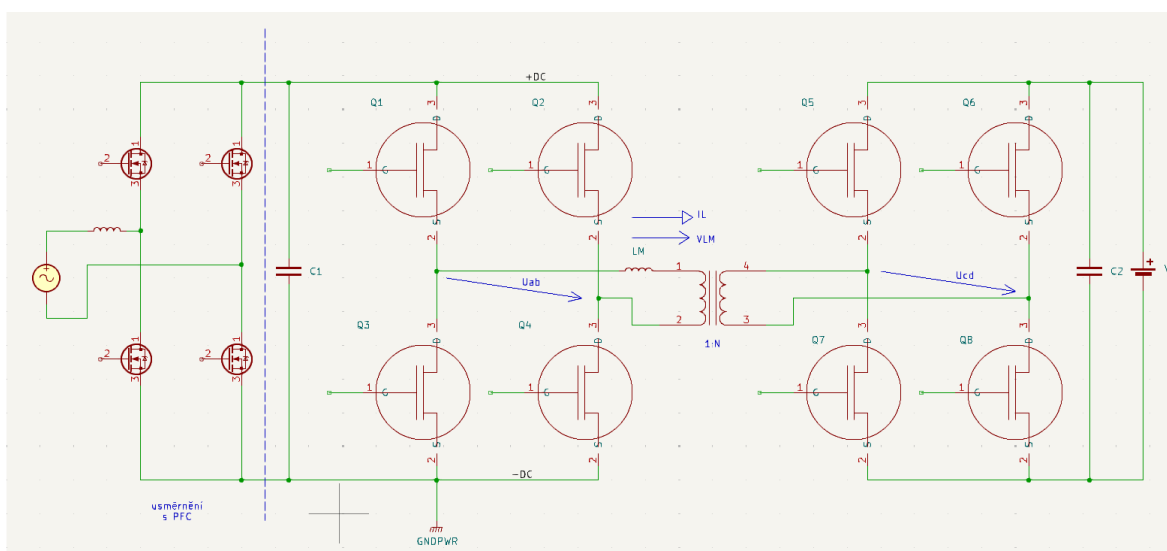
Obr. 12.2 DAB s napěťovými zdroji v obou větvích - kladný fázový posun  $\phi$ , průběhy napětí a proudů



Obr. 12.3 DAB s napětovými zdroji v obou větvích - záporný fázový posun  $\phi$ , průběhy napětí a proudů

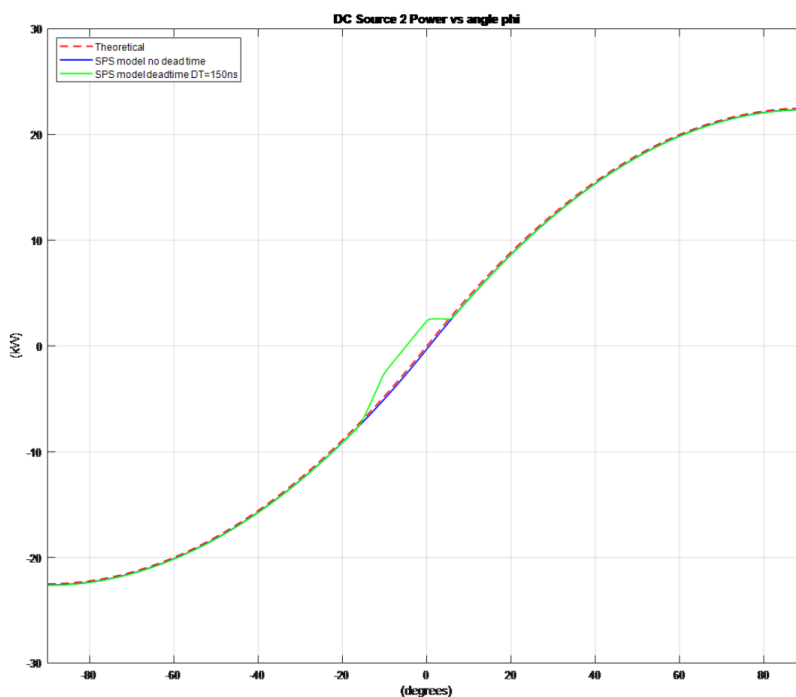


Obr. 12.4 DAB s R zátěží



Obr. 12.5 DAB s aktivním vstupním usměřovačem a PFC

Jak je patrné z rovnice 12.1, závisí přenášený výkon na fázovém posunu mezi PWM na obou můstcích. Rovnice 12.1 ovšem neuvažuje ochrannou dobu. Při jejím uvažování vzniká v oblasti malého fázového posunu odchylka, znázorněná na obrázku 12.6. Z grafu plyne, že i pro případ přenosu výkonu jen jedním směrem je potřeba umět generovat i záporný fázový posuv.



Obr. 12.6 závislost přenášeného výkonu DAB v závislosti na fázovém posunu mezi můstkem - převzato z [27]

## 12.2 Postup oživení a otestování desek a DAB

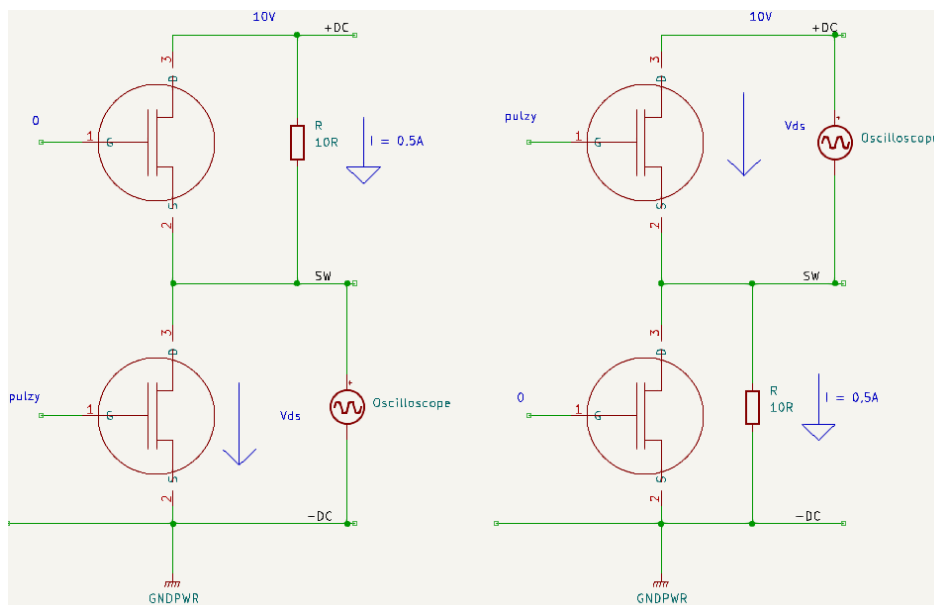
### Použité přístroje:

- osciloskop Rohde & Schwarz RTB2004
- osciloskop Tektronix TPS2024B (s galvanicky oddělenými kanály)
- laboratorní zdroj Manson HCS-3604, 1 až 60 Vdc, max. 15 A
- SMD rezistor (drátový) 10R, typ SMW5W100hm

Pro jednodušší oživení více kusů desek půlmůstků jsem si připravil systematický postup. Ten mi výrazně usnadnil hledání eventuální poruchy na deskách, když jsem DAB oživoval.

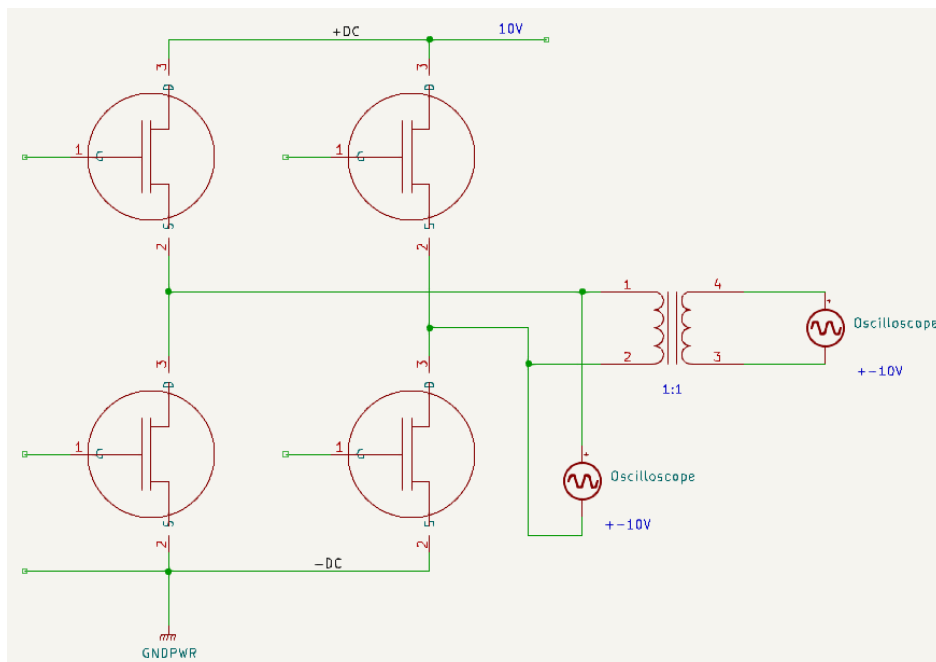
- (1) změřit napětí mezi TP5 a TP2 = 5 V
- (2) změřit napětí mezi TP8 a TP7 = 15 V
- (3) změřit napětí mezi TP8 a TP9 = 5 V
- (4) změřit napětí mezi TP8 a TP10 = 3,3 V
- (5) připojit pulzy z STM (z hlavní řídicí desky)

- (6) změřit osciloskopem pulzy na TP1 a TP3. Pulzy mají střídu 50 procent, amplitudu 3,3 V, **pulzy jsou v protifázi**
- (7) všechna následující měření jsou na osciloskopu s galvanicky oddělenými kanály nebo s diferenciální napěťovou sondou
- (8) TP14 = pulzy stejné jako na TP1
- (9) TP15 = pulzy stejné jako na TP3
- (10) naprogramovat procesor na desce půlmůstku
- (11) změřit napětí na kondenzátoru C4, pin 1 (Enable z procesoru) = 3,3 V
- (12) na osciloskopu změřit pulzy na gate Q1 = pulzy
- (13) na osciloskopu změřit pulzy na gate Q2 = pulzy
- (14) připojit +DC -DC 10 V
- (15) připojit na výstup desky půlmůstku odpor 10R (SMD odpor SMW5W10Ohm). Připojit odpor proti +DC a pak proti -DC. V obou případech je odebíraný proud ze zdroje 0,5 A. Proud není 1A kvůli indukčnosti odporu, jedná se o vinutý drátový odpor.
- (16) ověřit osciloskopem pulzy na tranzistoru Q1 a Q2 s připojeným odporem - viz. schéma zapojení na obrázku 12.7



Obr. 12.7 schéma pro testování výstupu desky půlmůstku

- (17) připojit transformátor - viz. schéma zapojení na obrázku 12.8. Změřit napětí na vstupu transformátoru = pulzy  $\pm 10V$ . Změřit napětí na výstupu transformátoru = pulzy  $\pm 10V$ .



Obr. 12.8 schéma pro testování transformátoru a DAB

- (18) ověřit na osciloskopu, že můstky 1 a 3 spínají ve fázi  
 (19) ověřit na osciloskopu, že můstky 2 a 4 spínají ve fázi

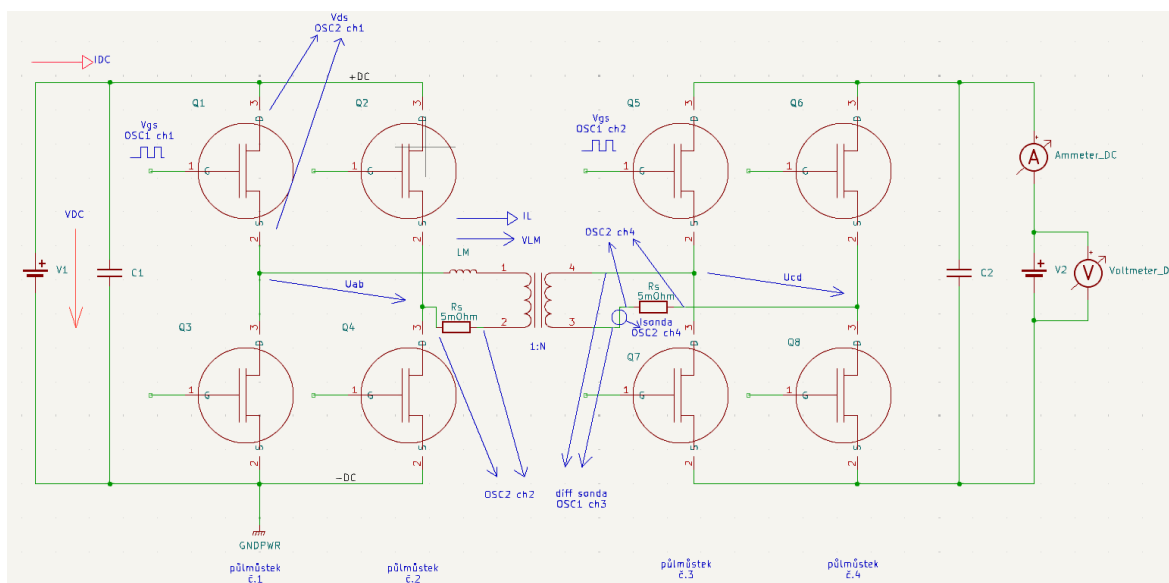
### 12.3 Výsledky měření

#### Použité přístroje:

- osciloskop Rohde & Schwarz RTB2004, kanály připojené takto: Ch1 - pulzy vrchní tranzistor půlmůstek 1, Ch2 - pulzy vrchní tranzistor půlmústek 3, Ch3 - napětí na sekundárním vinutí trafo (měřeno diferenciální napěťovou sondou), Ch4 - proud sekundárním vinutím trafo (měřeno proudovou sondou), Math - Ch3 x Ch4 = okamžitý výkon sekundárním vinutím
- osciloskop Tektronix TPS2024B (s galvanicky oddělenými kanály), kanály: Ch1 - napětí na primáru trafo, Ch2- napětí na snímacím odporu 5mOhm v primárním vinutí, Ch3 - napětí na sekundáru trafo, Ch4 - napětí na snímacím odporu 5mOhm v sekundárním vinutí
- laboratorní zdroj Manson HCS-3604, 1 až 60 V dc, max. 15 A
- 2x multimetr Keysight 34465A

- proudová sonda I-prober 520 (10 A, šířka pásma 5MHz)
- diferenciální napěťová sonda TA042 (1:100, šířka pásma 100MHz)
- Odporová zátěž, SMD odpory, celkem 3R9 (10 x 4R7 v sérii, 12 paralelních větví)

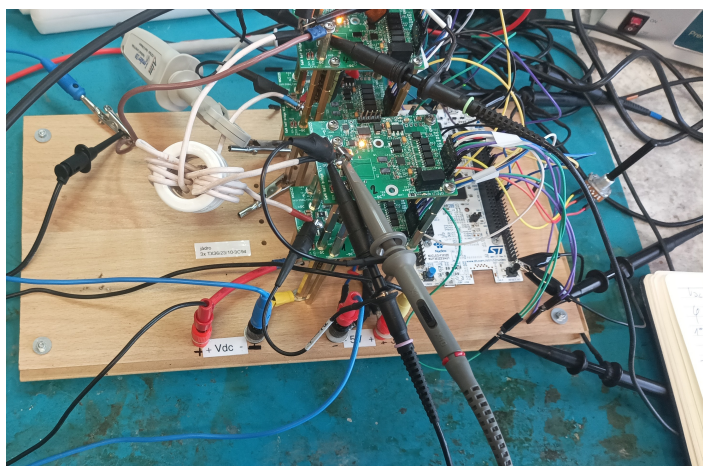
Všechna dále popsaná měření jsem provedl v zapojení podle schématu na obrázku 12.9. Osciloskopem č. 1 jsem měřil signály PWM generované z hlavní desky NUCLEO a dále proudovou sondou proud sekundárem a diferenciální napěťovou sondou napětí na sekundáru. Druhým osciloskopem s galvanicky oddělenými kanály jsem měřil napětí a proudy na primáru a sekundáru trafo, abych viděl případné kmitání na tranzistorech. Multimetry Keysight jsem měřil napětí a proud do odporové zátěže. Osciloskopem jsem ověřil, že měřené napětí a proud je stejnosměrný (resp. s malým zvlněním). Multimetr Keysight 34465A je TrueRMS. Pracoviště při měření DAB je ukázané na obrázku 12.10. Protože se mé výkony do zátěže pohybují řádově v nižších stovkách wattů, chladím zatěžovací odpor do vody, viz. obrázek 12.11. Odebíraný příkon měřím přímo na napájecím zdroji, jsou to tedy hodnoty jen s malou přesností ve srovnání s multimetry. Více multimetrů Keysight jsem ale neměl pro měření k dispozici.



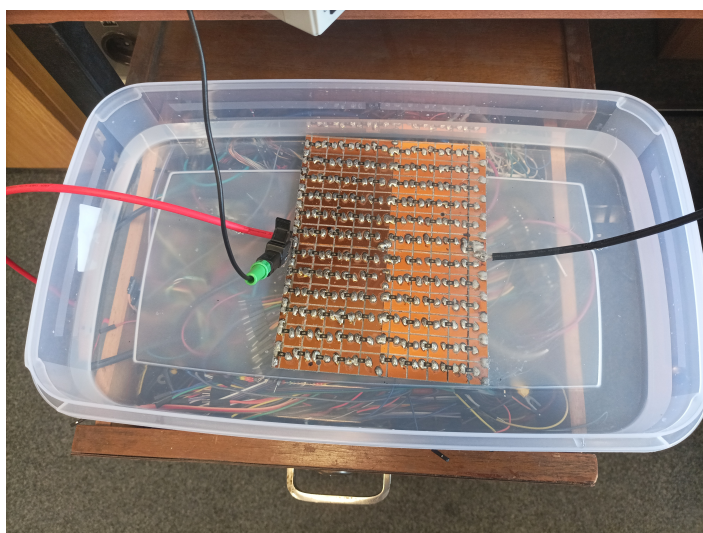
Obr. 12.9 schéma zapojení při měření DAB

Výsledky pro různé napájecí napětí v meziobvodu a různé hodnoty fáze mezi PWM signály obou můstků uvádím v tabulkách 12.1, 12.2, 12.3, 12.4. Pro napětí 48 V jsem v tuto chvíli změřil jen jednu hodnotu, tranzistory na deskách se začaly při 48 V přehřívat. Všechna předchozí měření byla bez jakéhokoliv chladiče na deskách. Pro 48 V bude nutné nejprve vyřešit chladič, deska je na jeho montáž připravená.

Jako příklad průběhů z měření uvádím měření při  $V_{dc} = 24 \text{ V}$ ,  $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{load} = 3R9$ , kdy jsem se dostal na příkon 266 W, výkon do zátěže 240 W. Průběhy jsou na obrázku 12.12. Pro některé výkony jsem kontroloval teplotu termokamerou. Deska nebyla natřená barvou s definovanou emisivitou, měření teploty jsou



Obr. 12.10 Experiment při měření DAB



Obr. 12.11 Experiment při měření DAB - vodou chlazený zatěžovací odpor

tedy spíše orientační. Pro stejné měření jako na obrázku 12.12 jsem nechal vše běžet přibližně 20 minut při příkonu 266 W a výkonu do zátěže 240 W. Záznamy z termokamery jsou na obrázku 12.13 (cca 1 minutu po zapnutí), obrázku 12.14 (cca 5 minut po zapnutí) a obrázku 12.15 (20 minut po zapnutí).

Měření pro Vdc 48 V je ukázané na obrázku 12.16, termogram na obrázku 12.17. Je patrné přehřívání tranzistorů. Tranzistory se přehřívají, protože i při malém průměrném výkonu prvky protéká relativně vysoký proud, i když průměrná hodnota výkonu je malá. Moduly půlmůsteků bude třeba osadit chladičem. Okamžitá hodnota proudu je na obrázku 12.16, Ch4.



Tab. 12.1 Změřené vlastnosti DAB pro  $V_{dc_{in}} = 5 \text{ V}$ ,  $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{load} = 3R_9$ 

$\phi$ [°]	<b>Idc in</b> [A]	<b>Vdc out</b> [V]	<b>Idc out</b> [A]	<b>Pin [W]</b>	<b>Pout [W]</b>	<b>eta [%]</b>
1	0.2	1	0.25	1	0.25	25.0
15	0.5	2.97	0.75	2.5	2.23	89.1
27	1	4.34	1.1	5	4.77	95.5
52	2.2	6.37	1.62	11	10.32	93.8
93	3.2	7.27	1.85	16	13.45	84.1

Tab. 12.2 Změřené vlastnosti DAB pro  $V_{dc_{in}} = 12 \text{ V}$ ,  $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{load} = 3R_9$ 

$\phi$ [°]	<b>Idc in</b> [A]	<b>Vdc out</b> [V]	<b>Idc out</b> [A]	<b>Pin [W]</b>	<b>Pout [W]</b>	<b>eta [%]</b>
1	0.4	2.35	0.6	4.8	1.41	29.4
13	1	6.46	1.64	12	10.59	88.3
23	2	9.34	2.38	24	22.23	92.6
37	3.6	12.57	3.2	43.2	40.22	93.1
57	5.9	15.77	4	70.8	63.08	89.1
91	7.6	17.26	4.39	91.2	75.77	83.1

Tab. 12.3 Změřené vlastnosti DAB pro  $V_{dc_{in}} = 24 \text{ V}$ ,  $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{load} = 3R_9$ 

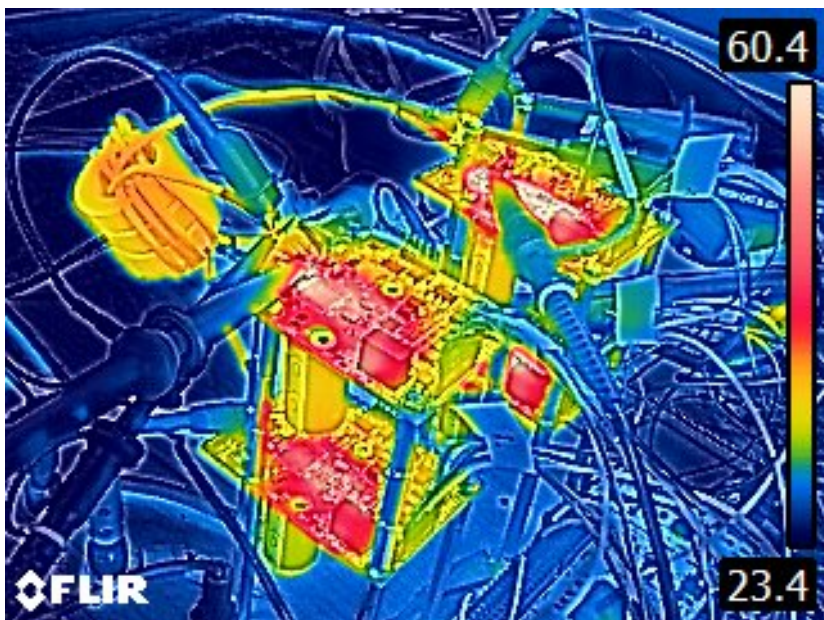
$\phi$ [°]	<b>Idc in</b> [A]	<b>Vdc out</b> [V]	<b>Idc out</b> [A]	<b>Pin [W]</b>	<b>Pout [W]</b>	<b>eta [%]</b>
1	0.8	4.66	1.18	19.2	5.50	28.6
9	4.5	10.22	2.6	108	26.57	24.6
16	2.5	14.62	3.72	60	54.39	90.6
24	4.1	19	4.85	98.4	92.15	93.6
38	7.3	25.25	6.44	175.2	162.61	92.8
55	11.1	30.64	7.82	266.4	239.60	89.9

Tab. 12.4 Změřené vlastnosti DAB pro  $V_{dc_{in}} = 48 \text{ V}$ ,  $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{load} = 3R_9$ . Změřena jen jedna hodnota, tranzistory se přehřívají, bude třeba vyřešit nejprve chlazení.

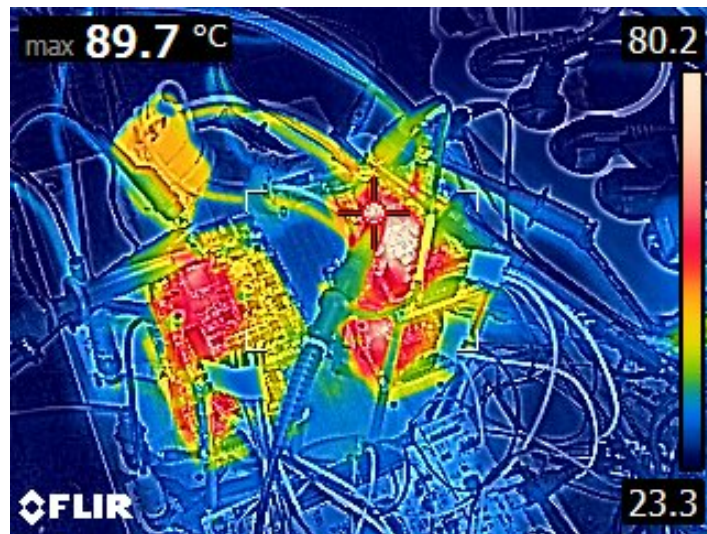
$\phi$ [°]	<b>Idc in</b> [A]	<b>Vdc out</b> [V]	<b>Idc out</b> [A]	<b>Pin [W]</b>	<b>Pout [W]</b>	<b>eta [%]</b>
1	2	9.55	2.44	48	23.30	48.5



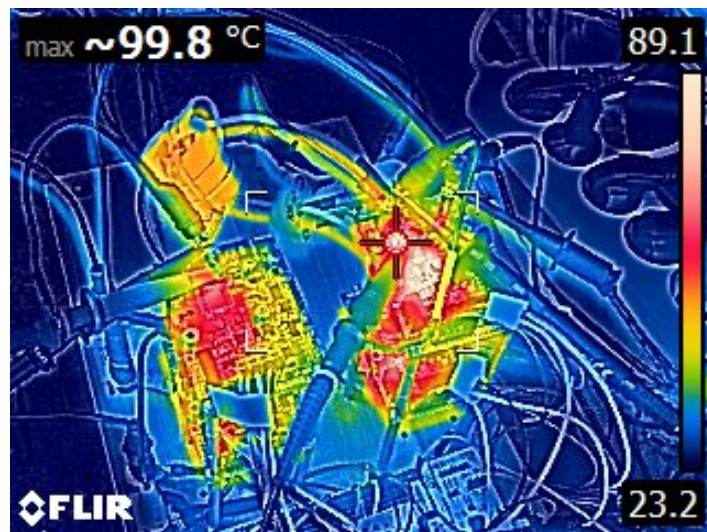
Obr. 12.12 průběhy při  $V_{dc} = 24 \text{ V}$ ,  $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{load} = 3R_9$ , kanály: Ch1 - pulzy vrchní tranzistor půlmůstek 1, Ch2 - pulzy vrchní tranzistor půlmůstek 3, Ch3 - napětí na sekundárním vinutí trafo (měřeno diferencíální napěťovou sondou), Ch4 - proud sekundárním vinutím trafo (měřeno proudovou sondou), Math -  $Ch3 \times Ch4 =$  okamžitý výkon sekundárním vinutím



Obr. 12.13 Termogram měniče při  $V_{dc} = 24 \text{ V}$ ,  $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{load} = 3R_9$ , příkon 266 W, výkon do zátěže 240 W, měřeno cca 1 minutu po zapnutí



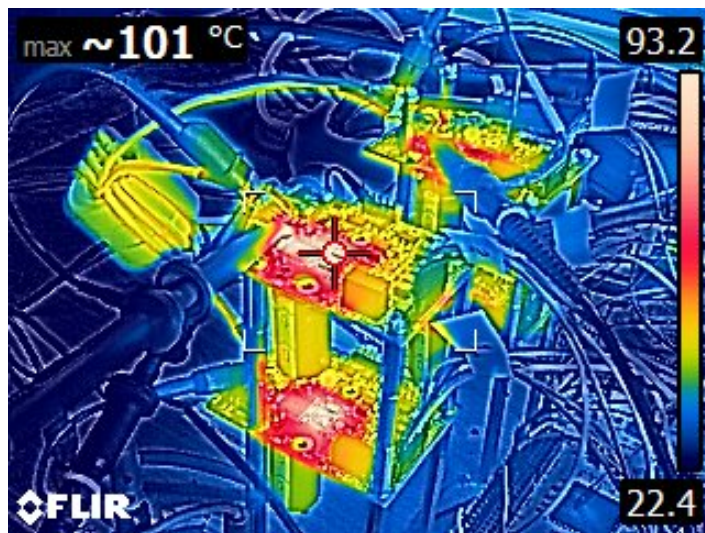
Obr. 12.14 Termogram měniče při  $V_{dc} = 24 \text{ V}$ ,  $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{load} = 3R_9$ , příkon 266 W, výkon do zátěže 240 W, měřeno cca 5 minut po zapnutí



Obr. 12.15 Termogram měniče při  $V_{dc} = 24 \text{ V}$ ,  $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{load} = 3R_9$ , příkon 266 W, výkon do zátěže 240 W, měřeno cca 20 minut po zapnutí



Obr. 12.16 průběhy při  $V_{dc} = 48 \text{ V}$ ,  $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{load} = 3R_9$ , kanály: Ch1 - pulzy vrchní tranzistor půlmůstek 1, Ch2 - pulzy vrchní tranzistor půlmůstek 3, Ch3 - napětí na sekundárním vinutí trafo (měřeno diferencíální napěťovou sondou), Ch4 - proud sekundárním vinutím trafo (měřeno proudovou sondou), Math -  $\text{Ch3} \times \text{Ch4} =$  okamžitý výkon sekundárním vinutím



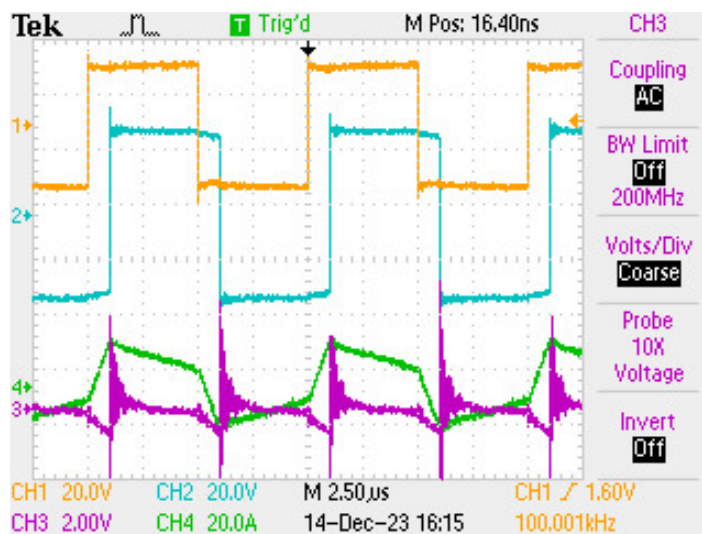
Obr. 12.17 Termogram měniče při  $V_{dc} = 48 \text{ V}$ ,  $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$ ,  $R_{load} = 3R_9$ , měřeno cca 1 minut po zapnutí. Je patrná velmi vysoká teplota tranzistorů

### 12.4 Průběžné závěry z měření

Během výše popsaných experimentů docházelo k přehřívání tranzistorů a také k občasným poruchám. Ty se projeví náhodným zničením tranzistorů. K tomu docházelo při napětí ve stejnosměrném meziobvodu větším než přibližně 30 V. Nicméně ne vždy. Podařilo se mi naměřit i některé průběhy při napětí 48 V.

Jedna z možností bylo přehřívání tranzistoru, jak bylo již výše zmíněno. Proto jsem všechny moduly opatřil chladičem. Montáž nebyla mechanicky jednoduchá, protože tranzistory mají tak malou výšku nad deskou, že okolní součástky je převyšují. Zvažoval jsem několik variant, od keramických podložek, přes termální hmoty až po frézování vlastního chladiče. Podstatné vlastnosti termálních hmot, které jsem měl k dispozici uvádím v tabulce 12.5. S ohledem na špatné tepelné vlastnosti při potřebné tloušťce materiálu (2mm) jsem termální hmoty zavrhl. Použil jsem korundovou podložku a také vlastní chladič s výstupkem pro tranzistor.

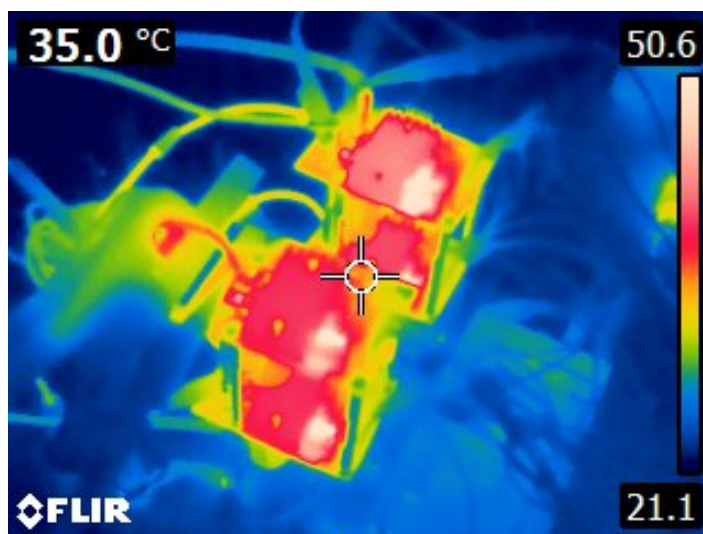
Chladiče jsem namontoval na všechny moduly a výše popsaná měření jsem opakoval. Uvedu jen některé vybrané výsledky. Obrázek 12.18 uvádí měření DAB s vstupním výkonem 235 W, při vstupním napětí 24 V. Po zhruba 20 minutách provozu je teplota chladiče cca 35, viz. obrázek 12.19. Nejteplejší místo je napájecí DC/DC měnič, který má cca 50.



Obr. 12.18 Měření DAB,  $V_{dc}$  24 V,  $I_{dc}$  9,8 A,  $f_i$  = 33deg,  $V_{out}$  = 29,2 V,  $I_{out}$  = 8 A, Ch1 - Vtrafo primar, vinutí .1 1, Ch2 - V trafo sekundar, vinutí .2 2 , Ch3 - Vdc out, Ch4 - I trafo primar

Tab. 12.5 Srovnání tepelných vlastností tepelných podložek a hmot

Název	Tepelná vodivost (W/mK)	tloušťka(mm)	plocha (mm <sup>2</sup> )	Teplotní odpor (K/W)
Thermal gap filler 228.6 228.6 x 2.54mm	1,2	2	15	111,1
korundová podložka pod tranzistor	28	3	15	7,1
AOS 247FISCHER ELEKTRONIK	25	1	15	2,7
MULTICOMP PRO MP008845	25	2	15	5,3
UNI-HOME IND. CORP. SB-1000D	7	2	15	19,0



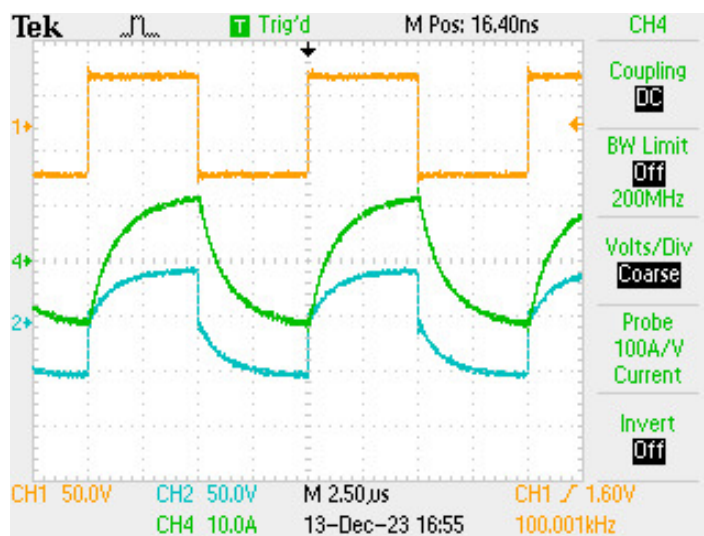
Obr. 12.19 Termogram při měření DAB, nejteplejší místo je napájecí DC/DC měnič,  $V_{dc}$  24 V,  $I_{dc}$  9,8 A,  $f_i = 33\text{deg}$ ,  $V_{out} = 29,2$  V,  $I_{out} = 8$  A

Jako druhý příklad uvádím měření pro případ, kdy půlmůstky číslo 1 a 2 napájely pouze transformátor, na sekundáru trafa byla připojená odporová zátěž (vodou chlazená) velikosti 3R9. Měření bylo provedeno při napájecím napětí 48 V, vstupní proud byl 6,9 A. Změřené průběhy jsou na obrázku 12.20. Snímek z termokamery je ukázaný na obrázku 12.21. Zde je změřená také teplota jádra transformátoru, která je kolem 50°C. Tranzistory, resp. chladiče mají teplotu menší. Největší teplotu má opět napájecí DC/DC měnič.

Montáží chladiče jsem vyřešil problém s vysokou teplotou tranzistorů. Nicméně problém s občasným zničením tranzistorů se objevoval stále. Po diskuzích s vedoucím práce jsem se rozhodl vyzkoušet přidat Schottky diody paralelně k tranzistorům. Nicméně ani toto nepomohlo.

Další možnou hypotézou proč by ke zničení mohlo docházet bylo, že tranzistory nejsou rovnoměrně připájené k desce. Každý tranzistor má několik vývodů drain a source. Pokud by byl proud různými částmi tranzistoru různý, mohlo by dojít k lokálnímu přehřátí a zničení. S pomocí vedoucího práce se podařilo zajistit zrentgenování desek. Byly rentgenované celkem čtyři desky, dvě vadné a dvě funkční. Cílem bylo je srovnat z hlediska pájení. Ukázka rentgenu funkční desky je na obrázku 12.22. Je sice patrné, že některé prokovy v pájecích ploškách pod vývody jsou zaplněné pájkou více, některé méně, z hlediska množství pájky ale nešlo o významné rozdíly. Mezi funkčními a poškozenými deskami nebyly žádné rozdíly. Hypotéza o lokálním přehřátí z důvodů někde chybějící pájky se také nepotvrdila.

Při dalších experimentech jsem udělal následující úpravy na deskách. Zvětšil jsem dead time na max., tj. 200 ns, zvětšil jsem odpory na gate, jen pro zapínání, z 1R na 4R7. Dále jsem také během experimentů měřil spektrum spektrálním analyzátozem RIGOL DSA815 a sondou blízkého magnetického pole, kterou jsem si za tím účelem vyrobil. Poloha sondy viz. foto na obrázku 12.23. Sonda byla položena nad půlmůstkem č. 4. Smyslem bylo odhalit případné oscilace při vyšších napětích. Měření jsem provedl celkem sedm, při různých



Obr. 12.20 Měření s odporovou zátěží 3R9, Vdc 48 V, Idc 6,9 A, Ch1 - Vtrafo primar, vinutí .1 1, Ch2 - V trafo sekundar, vinutí .2 2 = napětí na zátěži 3R9, Ch4 - I sekundar = proud do zátěže

Tab. 12.6 Měření DAB při 48 V

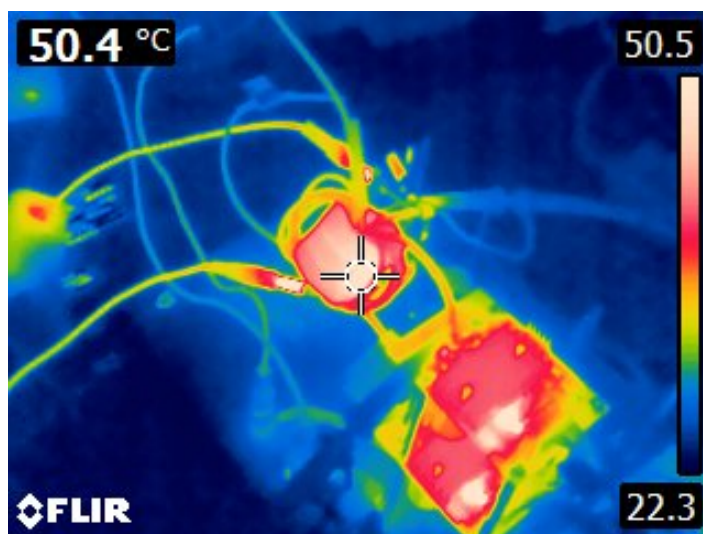
$\phi_1$ [°]	Vdc [V]	Idc [A]	Vout [V]	Iout [A]	Pin [W]	Pout1 [W]	eta [%]
10	12	2	9,45	2,4	24,0	22,7	94,5
10	24	4	18,9	4,8	96,0	90,7	94,5
10	48	8	37,6	9,7	384,0	364,7	95,0

napětích. Obrázek 12.24 ukazuje změřené spektrum, když bylo vypnuté napájení desek půlmůstků. Je to tedy pro mě reference, pozadí. Obrázek 12.25 ukazuje spektrum se zapnutými deskami půlmůstků, ale s vypnutým meziobvodem. Obrázek 12.26 ukazuje spektrum při Vdc = 24 V, Idc = 6,2 A,  $\phi_1 = 28$  deg, Vout = 23 V, Iout = 5,9 A, tj. při vstupním výkonu 149 W. Obrázek 12.27 ukazuje spektrum při Vdc = 48 V, Idc = 8 A,  $\phi_1 = 4$  deg, Vout = 37 V, Iout = 7,5 A, tj. vstupním výkonu 384 W. Je patrné, že spektrum sice reaguje na velikost napětí a přenášeného výkonu, na některých frekvencích dojde ke zvětšení amplitudy, na některých ale zase dojde ke snížení. Žádné výrazně jiné frekvence se při různých napětích neobjevily.

Po provedení výše popsaných úprav se zatím poruchy tranzistorů neobjevily. Provedl jsem měření na napětí 48 V, které trvalo asi 2 minuty. Pak jsem měření z důvodů teploty tranzistorů kolem 94°C raději ukončil. Tranzistory v tomto případě byly EPC2302 na půlmůstku 1 a 2 a EPC2304 (větší Rds(on)) na půlmůstku 3 a 4. Měření je ukázané na obrázku 12.28, 12.29, 12.30, 12.31.

Dále uvádím další, delší měření, po výměně za tranzistory EPC2302 na všech deskách. Obrázek 12.32 ukazuje průběhy řídicích signálů a proudu trafo. Obrázek 12.33 ukazuje teploty desek a trafo po 20 minutách s provozem při vstupním výkonu 384 W. Výsledky shrnuje tabulka 12.6. Průběh teploty můstku číslo 4 je ukázaný na obrázku 12.34.

Dále jsem provedl měření s jiným fázovým posunem  $\phi_1$ , tj. s jiným dodávaným výkonem do zátěže. Výsledky



Obr. 12.21 Termogram při měření s odporovou zátěží, nejteplejší místo je napájecí DC/DC měnič, Vdc 48 V, Idc 6,9 A

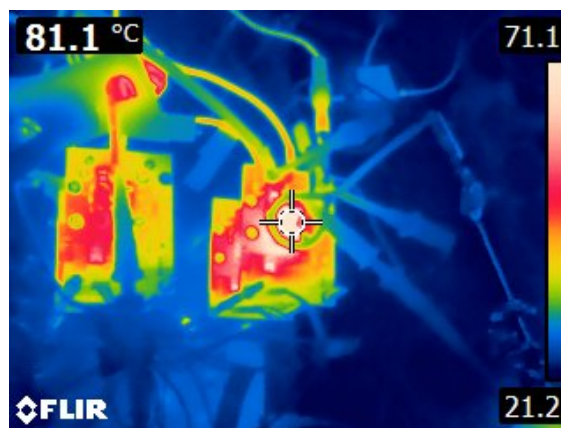
Tab. 12.7 Měření DAB při 48V,  $\phi_1 = 23\text{deg}$

$\phi_1$ [°]	Vdc [V]	Idc [A]	Vout [V]	Iout [A]	Pin [W]	Pout1 [W]	eta [%]
23	12	2,8	11,26	2,4	33,6	27	80,4
23	24	5,6	22,41	5,6	134,4	125,5	93,4
23	48	11,6	47	10,8	556,8	507,6	91,2
23	48	12,7	53,4	10,4	609,6	555,4	91,1

ukazuje tabulka 12.7. Bylo dosaženo vstupního výkonu 609 W při teplotě tranzistorů po 10 minutách od zapnutí 81 °C (bez chladiče). Průběhy signálů při tomto výkonu ukazuje obrázek 12.35, průběhy teplot ukazuje obrázek 12.36.

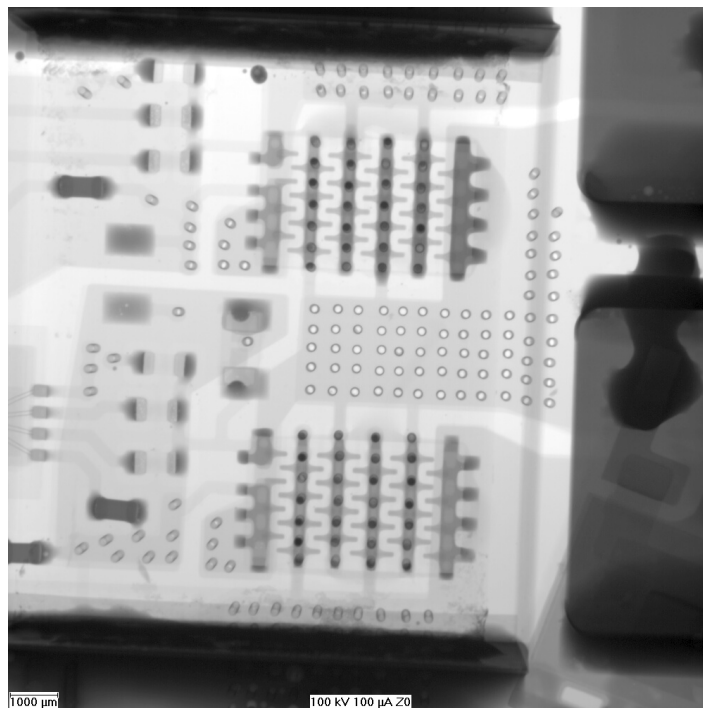


Obr. 12.35 Měření DAB,  $\phi_1 = 23 \text{ deg}$ , Pin = 609,6W, Vdc 48 V, Idc 12,7 A, Vout 53,4 V, Iout 10,4 A, Ch1 = TIM1 Ch1, Ch2 = TIM1 Ch1N, Ch3 = TIM1 Ch3, Ch4 = Itrafa

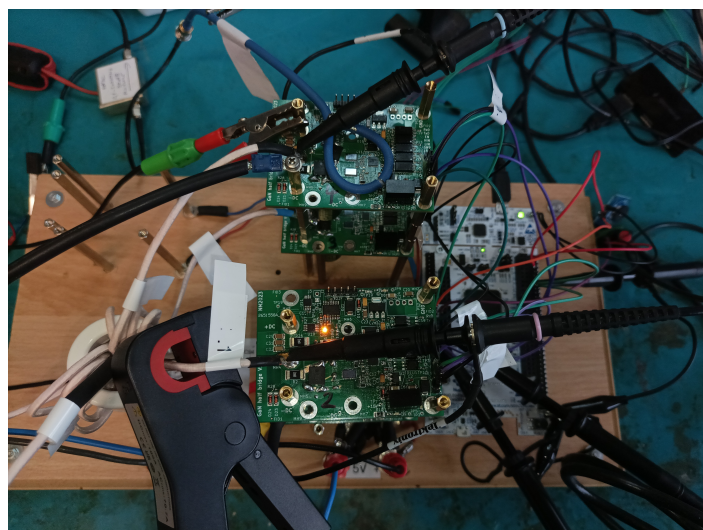


Obr. 12.36 Teploty na DAB, po 10 minutách od zapnutí výkonu, při  $\phi_1 = 23 \text{ deg}$ , Pin = 609,6 W, Vdc 48 V, Idc 12,7 A, Vout 53,4 V, Iout 10,4 A



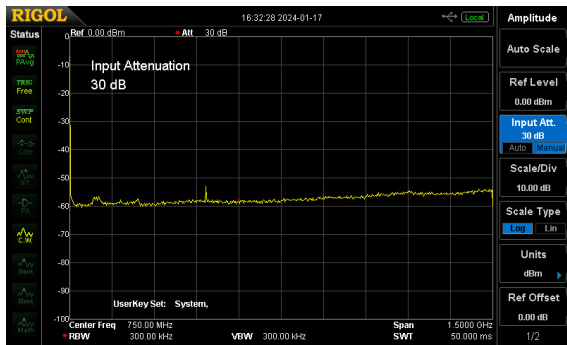


Obr. 12.22 Rentgenový snímek desky č. 4 (funkční deska), patrné zaplnění pájkou některých prokůvů pod tranzistorem

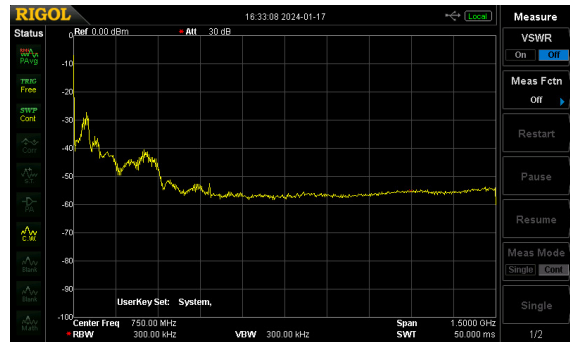


Obr. 12.23 Poloha sondy (nad půlmůstkem číslo 4) blízkého magnetického pole při odstraňování problémů na desce

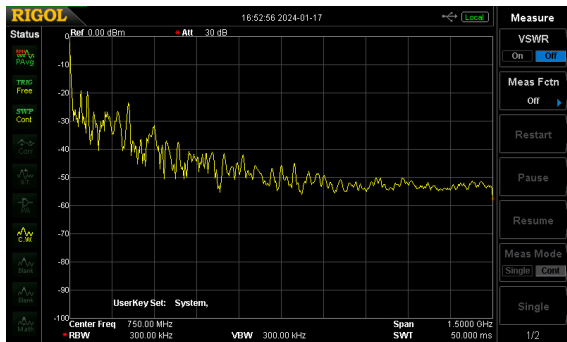
## 12 DVOJITÝ AKTIVNÍ MŮSTEK - DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)



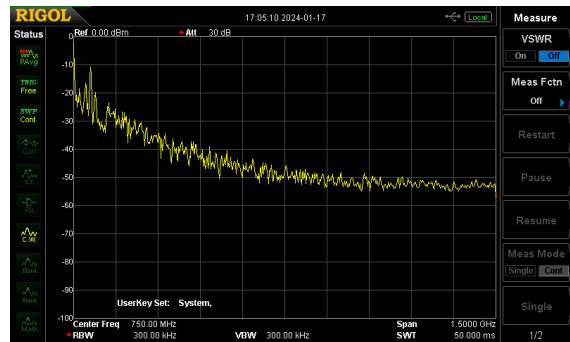
Obr. 12.24 Spektrální analýza, ze sondy blízkého mg. pole nad půlmůstkem číslo 4, vypnuté napájení desek půlmůsteků - reference pro srovnání s ostatním měřením



Obr. 12.25 Spektrální analýza, ze sondy blízkého mg. pole nad půlmůstkem číslo 4, zapnuté napájení desek půlmůsteků



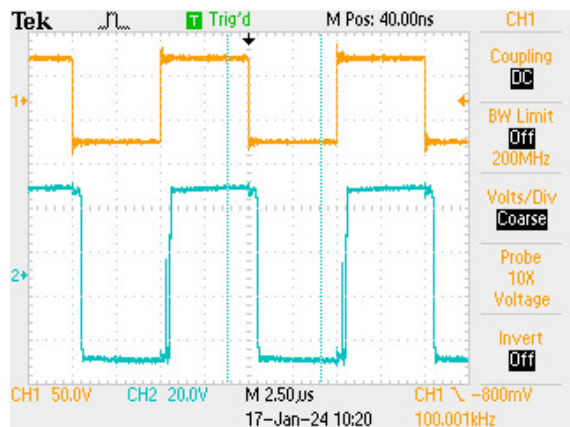
Obr. 12.26 Spektrální analýza, ze sondy blízkého mg. pole nad půlmůstkem číslo 4,  $V_{dc} = 24\text{ V}$ ,  $I_{dc} = 6,2\text{ A}$ ,  $\phi_i = 28\text{ deg}$ ,  $V_{out} = 23\text{ V}$ ,  $I_{out} = 5,9\text{ A}$



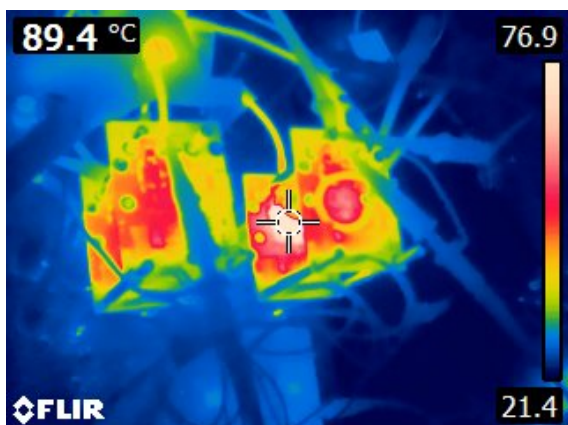
Obr. 12.27 Spektrální analýza, ze sondy blízkého mg. pole nad půlmůstkem číslo 4,  $V_{dc} = 48\text{ V}$ ,  $I_{dc} = 8\text{ A}$ ,  $\phi_i = 4\text{ deg}$ ,  $P_{in} = 384\text{ W}$ ,  $V_{out} = 37\text{ V}$ ,  $I_{out} = 7,5\text{ A}$



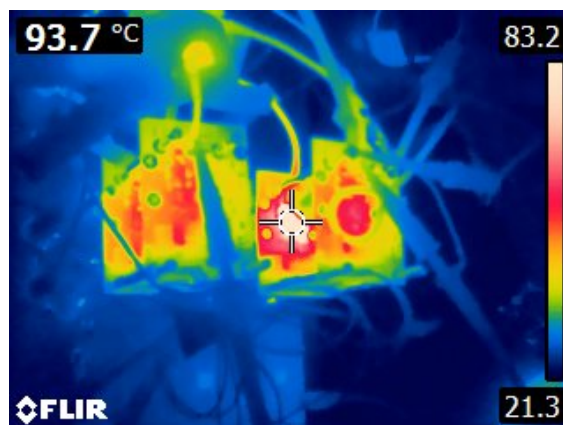
Obr. 12.28 Provoz DAB,  $V_{dc} = 48\text{ V}$ ,  $I_{dc} = 8\text{ A}$ ,  $\phi_i = 4\text{ deg}$ ,  $V_{out} = 37\text{ V}$ ,  $I_{out} = 7,5\text{ A}$ , Ch1 = TIM1 Ch1, Ch2 = TIM1 Ch1N, Ch3 = TIM1 Ch3, Ch4 = Itrafa



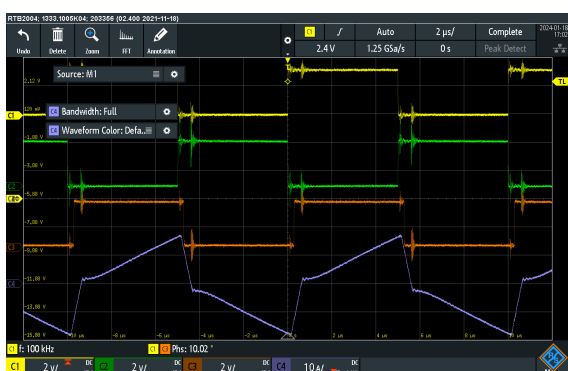
Obr. 12.29 Provoz DAB,  $V_{dc} = 48\text{ V}$ ,  $I_{dc} = 8\text{ A}$ ,  $\phi_i = 4\text{ deg}$ ,  $V_{out} = 37\text{ V}$ ,  $I_{out} = 7,5\text{ A}$ , Ch1 = V půlmůstky 1 a 2 (primár trafa), Ch2 = V půlmůstky 3 a 4 (sekundár trafa)



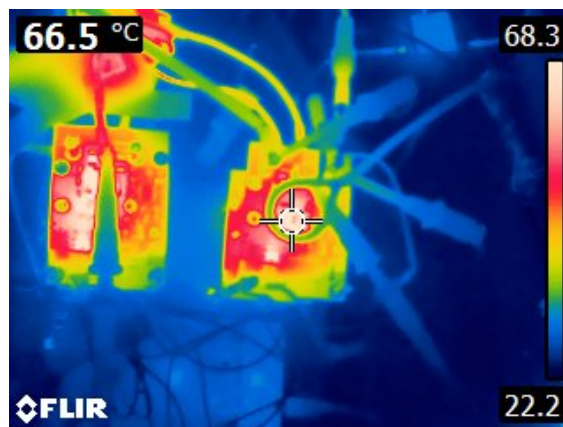
Obr. 12.30 Teploty DAB po cca 1 minutě, půlmůstky 1 a 2 tranzistory EPC2302 (vlevo), půlmůstky 3 a 2 tranzistory EPC2304 (vpravo), Vdc = 48 V, Idc = 8 A, fi = 4 deg, Vout = 37 V, Iout = 7,5 A



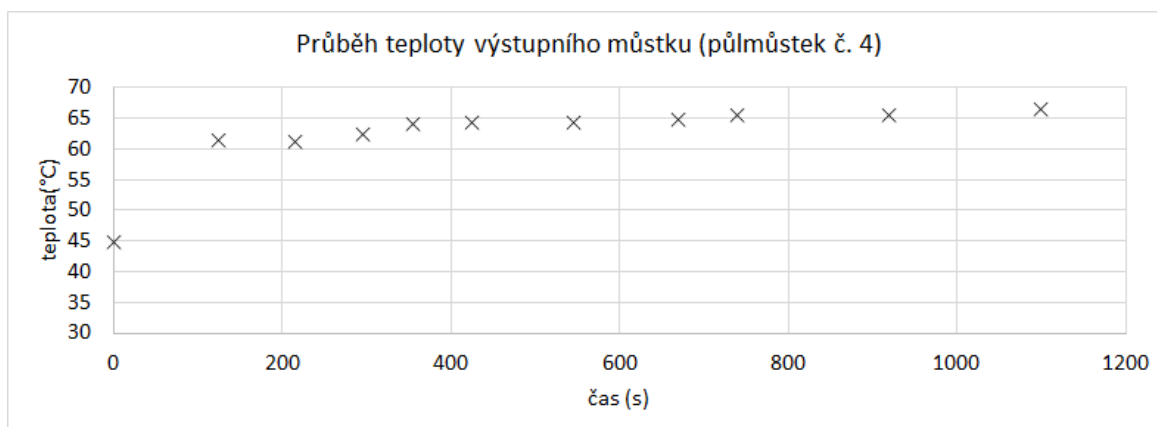
Obr. 12.31 Teploty DAB po cca 2 minutách, půlmůstky 1 a 2 tranzistory EPC2302 (vlevo), půlmůstky 3 a 2 tranzistory EPC2304 (vpravo), Vdc = 48 V, Idc = 8 A, fi = 4 deg, Vout = 37 V, Iout = 7,5 A



Obr. 12.32 Měření DAB, fi1 = 10 deg, Vdc 48 V, Idc 8 A, Vout 37,6 V, Iout 9,7 A, Ch1 = TIM1 Ch1, Ch2 = TIM1 Ch1N, Ch3 = TIM1 Ch3, Ch4 = Itrafa



Obr. 12.33 Teploty na DAB při fi1 = 10 deg, Vdc 48 V, Idc 8 A, Vout 37,6 V, Iout 9,7 A



Obr. 12.34 Průběh teplot DAB, vše bez chladičů, při fi1 = 10 deg, Vdc 48 V, Idc 8 A, Vout 37,6 V, Iout 9,7 A

## 13 Řídicí deska

Jako řídicí desku jsem použil hotový kit s procesorem STM32F303. Tato deska generuje PWM signály a komunikuje s deskami půlmůstků a s deskou uživatelského rozhraní.

### 13.1 Generování PWM

Generování PWM pro moduly půlmůstků jsem provedl následujícím způsobem. Využívám pokročilé časovače (advanced timers) procesoru STM32. Používám časovače TIM1 a TIM8. Každý časovač umí generovat několik PWM signálů, nicméně protože jsem potřeboval generovat komplementární PWM, tj. vzájemně opačné signály pro horní a spodní tranzistor, využil jsem přímo režim, který tyto signály umí hardwarově generovat. V tomto režimu se generuje signál např. CH1 a k němu invertovaný signál CH1N. Je možné nastavit ochrannou dobu (dead time). Čítač TIM1 a TIM8 umí sice generovat několik těchto komplementárních signálů (více než dva), ale z důvodů, které popíši dále, mohu využít pouze dva signály z každého časovače. Proto jsem musel použít více časovačů.

V DAB resp. TAB zapojení mám dva resp. tři plné můstky. Pro každý půlmůstek potřebuji generovat dva PWM signály. V můstku 1 generuji PWM signál, ten budu označovat jako referenční. Signály půlmůstků 2 a 3 budou vůči signálům půlmůstku 1 fázově posunuté s tím, že potřebný fázový posun může obecně být kladný i záporný. Všechny signály budu generovat se střídou 50 procent.

Abych mohl generovat větší fázové posuny, použil jsem režim pro centrované PWM (center aligned PWM). Princip ukazuji na obrázku 13.1. Funguje následovně. Časovač pracuje s hodinovým signálem 72MHz. Po eventuálním předdělení se zvyšuje obsah čítače. Předděličku kmitočtu nepoužívám. Čítač počítá nahoru od nuly do hodnoty v registru ARR. Při dosažení nastavené hodnoty v registru ARR začne počítat směrem dolů. Při dosažení nuly začne počítat opět nahoru. Číslo v čítači tedy připomíná pilu - viz. obrázek 13.1.

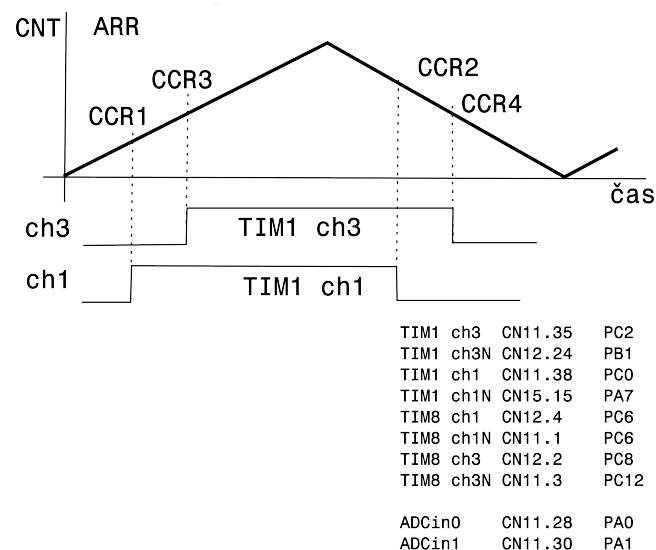
Používám centrované PWM, mód 1, asymetrický mód 1. V tomto režimu je výstupní pin např. u kanálu 1 v úrovni HIGH, pokud aktuální hodnota čítače je větší než číslo v registru CCR1, když čítač počítá nahoru. Při počítání dolů je výstup v úrovni HIGH, když je číslo v registru čítače větší než obsah registru CCR2. Jinak řečeno, registr CCR1 určuje, kdy se signál CH1 zapíná a registr CCR2 určuje, kdy se signál CH1 vypíná. V tomto režimu časovače se tedy využívají jak kanál 1 (TIMx CCR1) tak i kanál 2 (TIMx CCR2) pro ovládání jednoho signálu. Z toho plyne, že musím mít zapnutý a nakonfigurovaný jak kanál 1 tak i kanál 2, i když PWM generuji jenom na kanálu 1. Obdobně pracuje kanál 3 resp. 4, s registry CCR3 a CCR4.

Změnou hodnot registrů CCRx se nastavuje kdy se oba kanály zapínají a vypínají. Hodinový signál používám maximální možný, 72 MHz. Hodnota ARR je 360, tj. frekvence PWM je  $72 \text{ MHz} / 360 / 2 = 100 \text{ kHz}$ . Dvěma dělíme proto, že obsah čítače je pila. Počáteční obsah všech registrů CCRx nastavuji na 180, což odpovídá střídě 50 procent. Změnu fáze signálů vůči sobě pak provádím změnou registrů CCR1 a CCR2 pro jeden signál a CCR3 a CCR4 pro druhý PWM signál. Např. pokud by byla hodnota  $CCR1 = 10$ ,  $CCR2 = 350$ , a  $CCR3 =$

350 a  $CCR4 = 10$ , byl by fázový posun téměř 180 stupňů. Při změně registrů je nutné vždy zachovat konstantní střídu, proto rozdíl např.  $CCR1$  a  $CCR2$  musí být vždy roven 180 (pro mou konkrétní volbu  $ARR$  a hodinového signálu). Pokud by byla potřeba jiná střída, je možné měnit i tu, změnou rozdílu  $CCR1$  a  $CCR2$ , resp. obdobných registrů u dalších kanálů.

V popsaném režimu centrováného, asymetrického PWM je nicméně možné pracovat jen s celkem dvěma kanály v časovači. Tedy např.  $TIM1$  umí generovat dva takové signály, pro další kanály potřebuji další časovač. Proto jsem použil ještě  $TIM8$ , který má stejné vlastnosti jako  $TIM1$ .

Bylo nutné vyřešit vzájemnou synchronizaci  $TIM1$  a  $TIM8$ , aby PWM nebylo mezi čítači fázově posunuté. To jsem udělal jednoduše tak, že jsem udělal nastavitelné zpoždění mezi spuštěním  $TIM1$  a spuštěním  $TIM8$ . Jedná se o zpoždění řádově jednotky mikrosekund. Pro tak malé zpoždění jsem použil časovač  $TIM2$ , s nastaveným rozlišením cca 14ns. Nejprve tedy nakonfiguruji a spustím  $TIM1$ , pak čekám cca 5,9 mikrosekundy (experimentálně změřená hodnota na osciloskopu) a pak nakonfiguruji a spustím  $TIM8$ .



Obr. 13.1 Princip generování centrováného, asymetrického PWM. Dole použité kanály a piny

U  $TIM1$  je řízení fáze mezi  $CH1$  a  $CH3$  relativně jednoduché, ukazují ho na následující části kódu, kde požadovaná fáze je v proměnné "phase\_shift\_bridge\_1". **Dosahované rozlišení s kterým je možné fázi nastavit je 1 stupeň.**

```

1   TIM1->CCR1 = 180 - phase_shift_bridge_1;
2   TIM1->CCR2 = 180 + phase_shift_bridge_1;
3   TIM1->CCR3 = 180 + phase_shift_bridge_1;
4   TIM1->CCR4 = 180 - phase_shift_bridge_1;

```

U TIM8 je ovládání složitější. Principiálně se fáze nastavuje mezi TIM8 CH1 a TIM8 CH3. Chci ale, aby hlavní PWM pro můstek 1 byl TIM1 CH1. Proto jsem udělal synchronizaci i mezi TIM1 a TIM8. Pokud se mění žádaná fáze na TIM1 CH3, ale nemá se měnit fáze na TIM8 CH3 vůči TIM1 CH1, je třeba také posouvat TIM8 CH1. To provádím takto:

```

1   TIM8->CCR1 = 180 - phase_shift_bridge_1 ; //TIM8 CH1 is kept the same
    as TIM1 CH1
2   TIM8->CCR2 = 180 + phase_shift_bridge_1 ;
3   TIM8->CCR3 = 180 - phase_shift_bridge_2_with_correction_1;
4   //TIM8->CCR3 = 180 + phase_shift_bridge_2 - phase_shift_bridge_1;
5   TIM8->CCR4 = 180 + phase_shift_bridge_2_with_correction_1;

```

Hodnota korekce se počítá podle hodnoty "phase\_shift\_bridge\_1" a "phase\_shift\_bridge\_2". V následujícím výpisu je i ukázka omezení maximální resp. minimální hodnoty fáze na max/min 160°. Zbytek do 180° je mnou zvolená rezerva.

```

1   phase_shift_bridge_2_with_correction_1 = phase_shift_bridge_1 -
    phase_shift_bridge_2;
2   if (phase_shift_bridge_2_with_correction_1 > 160)
3   {
4       phase_shift_bridge_2_with_correction_1 = 160;
5   }
6   if (phase_shift_bridge_2_with_correction_1 < -160)
7   {
8       phase_shift_bridge_2_with_correction_1 = -160;
9   }

```

## 13.2 Řídicí deska

V tuto chvíli tedy ovládání dvou fázových posunů pro TAB funguje ve smyčce takto:

- načtu dva analogové vstupy, napětí ze dvou potenciometrů = žádaná hodnota obou fází
- ošetřím limity na max. 160 stupňů, vypočítám potřebné hodnoty všech registrů CCR
- nastavím všechny registry CCR
- odešlu po UART hodnoty analogových vstupů do PC

Program jsem udělal tak, že v hlavní nekonečné smyčce běží jen výpočet a nastavení požadované fáze. PWM je generováno hardwarově časovači. Analogové vstupy jsou načítány bez účasti procesoru přes DMA. Odesílání dat po UART je také přes DMA. Hlavní smyčka tedy není zdržována ničím jiným a lze jí bez problémů rozšířit o algoritmus zpětnovazebního řízení např. požadovaného výkonu

### 13.3 Uživatelské rozhraní

Pro grafické uživatelské rozhraní (GUI) jsem použil samostatnou desku s grafickým dotykovým displejem, konkrétně STM32F7508-DK. Uživatelské rozhraní jsem vytvořil v prostředí TouchGFX Designer. V jednoduchém grafickém rozhraní lze nastavovat požadované fázové posuny pro režim TAB. Deska posílá nastavené fázové úhly po sériové lince do desky, která generuje PWM. Tento přístup jsem zvolil proto, že deska s uživatelským rozhraním nemá dostatek HW PWM kanálů a naopak u desky, kde je dostatek PWM kanálů, není dostupná deska včetně grafického displeje. GUI je ukázané na obrázku 13.2.

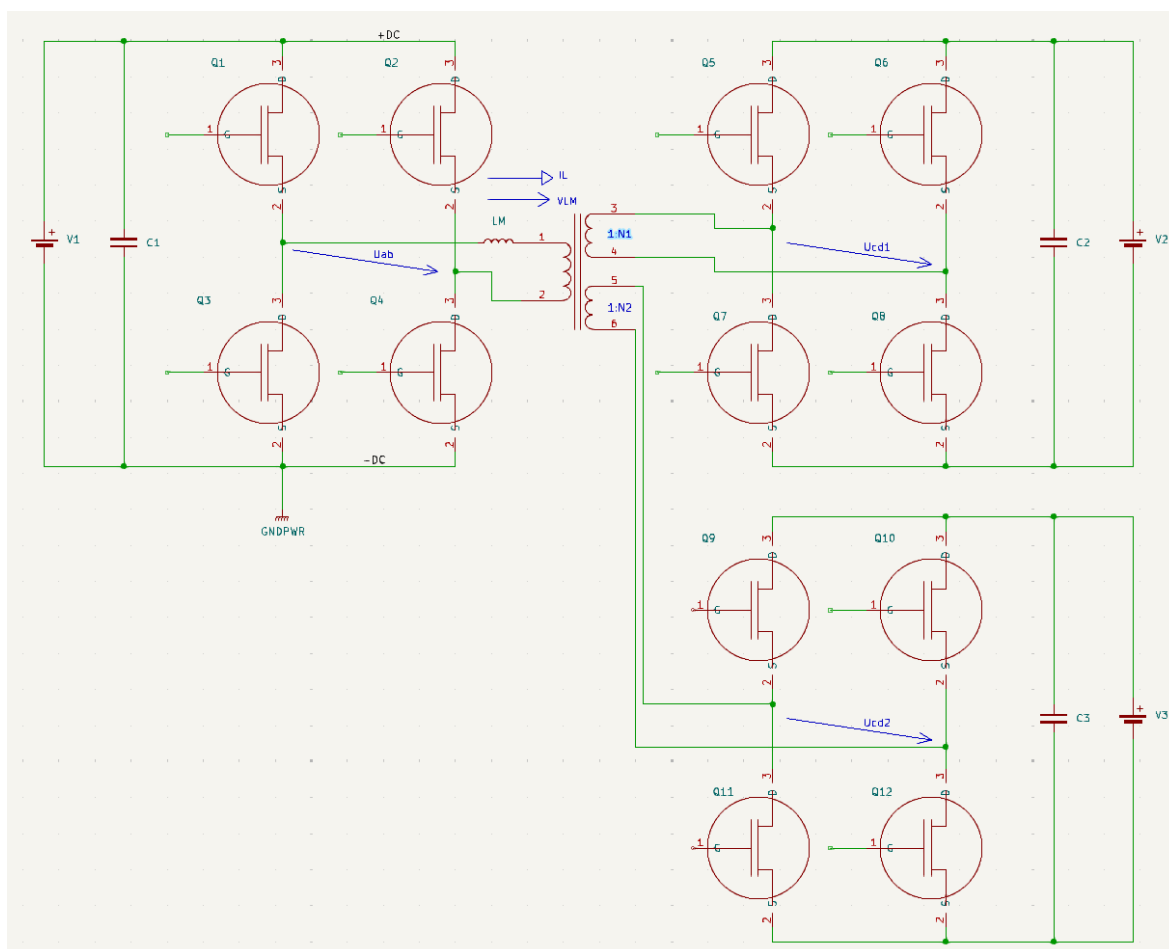


Obr. 13.2 Vytvořené grafické uživatelské rozhraní pro měření TAB, nastavují se žádané hodnoty fázových posunů

## 14 Trojitý aktivní můstek - Tripple Active Bridge (TAB)

Zapojení s trojitým aktivním můstkem (dále jen TAB) se skládá ze třech plných můstků. Je ukázané na obrázku 14.1. Funkce je analogická dříve popsanému DAB, s tím že nyní se řídí fázové posuny mezi třemi můstky.

Lze tak dosáhnout přenosu energie z libovolného můstku do libovolného jiného můstku, v obou směrech. V mém případě mě budou zajímat v tuto chvíli jen přenosy z můstku vlevo (půlmůstky 1 a 2) do půlmůstků vpravo (půlmůstky 3 a 4 resp. půlmůstky 5 a 6).



Obr. 14.1 TAB s napěťovými zdroji ve třech větvích

Tabulka 14.1 uvádí využití časovačů a pinů na řídicí desce. Pro generování signálů s fázovým posunem používám již dříve uvedený postup s časovači.

Žádaná hodnota fáze, pro každý výstupní můstek nezávisle, se nastavuje analogovým napětím na vstupech řídicí desky ADC IN1 a ADC IN2.



Tab. 14.1 Využití pinů na desce NUCLEO-303ZE v zapojení TAB

signál	port	konektor.pin
TIM1_CH1	PC0	CN11.38
TIM1_CH1N	PA7	CN12.15
TIM1_CH3	PC2	CN11.35
TIM1_CH3N	PB1	CN12.24
TIM8_CH1	PC6	CN12.4
TIM8_CH1N	PC10	CN11.1
TIM8_CH3	PC8	CN12.2
TIM8_CH3N	PC12	CN11.3
ADC_IN1	PA0	CN11.28
ADC_IN2	PA1	CN11.30
LD1 (Zelená LED)	PB0	
LD2 (Modrá LED)	PB7	
LD3 (Červená LED)	PB14	

#### 14.0.1 TAB - výsledky měření

Zde uvádím vybrané výsledky měření, pro V<sub>dc</sub> 12 V. Obrázek 14.2 ukazuje řídicí signály. Jedná se o jeden řídicí signál v každém plném můstku. Kanál 1 ukazuje signál pro půlmůstky 1 a 2. Plný můstek složený z těchto půlmůstků je "hlavní", fázové posuny ostatních můstků jsou řízené vůči němu. Ve všech případech je střída signálu 50 procent. Kanál 2 ukazuje signál pro půlmůstky 3 a 4, kanál 3 ukazuje signál pro půlmůstky 5 a 6. Kanál 4 pak ukazuje signál, který je negovaný proti signálu na kanálu 3. Je zavedený do opačných tranzistorů v můstku. Obdobné negované signály jsou generovány i pro všechny ostatní signály. Vše je generováno HW procesoru.

Obrázek 14.3 ukazuje průběhy napětí v režimu TAB. Můstek číslo 1 (napětí na trafu 1 .1 tj. kanál 1) je napájecí, oba další můstky jsou spotřebiče a mají připojenou odporovou zátěž. Řízen je fázový posun, hodnoty fázových posunů a napětí jsou uvedené v popisu obrázku. Je odebrán výkon jen z vinutí V34. Kanál 4 ukazuje výstupní (usměrněné) napětí připojené na odporovou zátěž.

V zapojení TAB jsem provedl cca 100 různých měření, pro různá napájecí napětí a pro různé fázové posuny. Napájecí napětí jsem nastavoval na laboratorním zdroji. Pro konstantní napájecí napětí jsem nastavoval různé fázové posuny pro oba výstupní můstky, ke kterým byla připojena odporová zátěž.

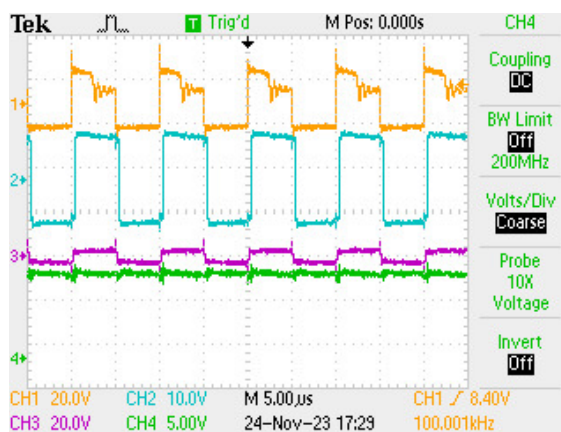
Jako ilustraci výsledků uvádím obrázek 14.4, kde jsou průběhy výstupního napětí na vinutí V1 při napájecím napětí V<sub>dc</sub>=24 V v závislosti na fázovém posunu. Vpravo je vynesena také závislosti napětí V2 při změně úhlu  $\phi_2$ .

Obrázek 14.5 ukazuje výstupní napětí normalizované k vstupnímu DC napětí, pro různé hodnoty vstupního napájecího napětí, v závislosti na nastavovaném fázovém posunu  $\phi_1$ . Je patrné, že výstupní napětí s fázovým posunem roste, s velkou nelinearitou zejména okolo počátku. Ta je způsobena ochrannou dobou tranzistorů a vyplývá také ze simulace uvedené v předchozích kapitolách.

Obrázek 14.6 ukazuje příkon pro různé hodnoty vstupního napájecího napětí a fázového posunu, oba výstupní

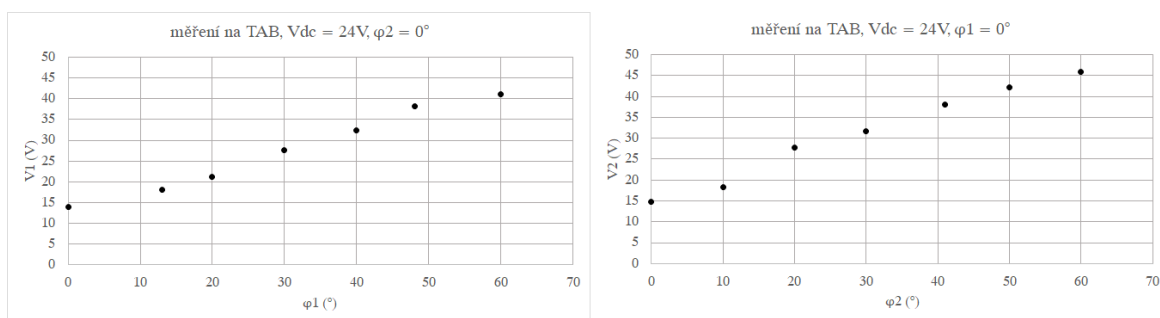


Obr. 14.2 Měření TAB,  $\phi_1 = 12 \text{ deg}$ ,  $\phi_2 = 0 \text{ deg}$ ,  $V_{dc} 12 \text{ V}$ ,  $I_{dc} 3,1 \text{ A}$ ,  $V_{34} 9,6 \text{ V}$ ,  $I_{34} 2,48 \text{ A}$ ,  $V_{56} 2,4 \text{ V}$ ,  $I_{56} 0,1 \text{ A}$ , Ch1 - pulzy TIM1 ch1, Ch2 - pulzy TIM1 ch3, Ch3 - pulzy TIM8 ch3, Ch4 - pulzy TIM8 ch3N



Obr. 14.3 Měření TAB,  $\phi_1 = 12 \text{ deg}$ ,  $\phi_2 = 0 \text{ deg}$ ,  $V_{dc} 12 \text{ V}$ ,  $I_{dc} 3,1 \text{ A}$ ,  $V_{34} 9,6 \text{ V}$ ,  $I_{34} 2,48 \text{ A}$ ,  $V_{56} 2,4 \text{ V}$ ,  $I_{56} 0,1 \text{ A}$ , Ch1 - Vtrafo 1 .1 Ch2 - Vtrafo 2 .2 Ch3 - Vtrafo 3 .3 Ch4 - V pŮlmŮstek 3 a 4 out

mŮstky pŕipojeně na odporovou zĀtěž 3R9 resp. 7R8. Fázově posuny byly nastavovaně v rozsahu 0 až 90°, nicměně u napĀjecěho napětě 24 V a 48 V jěž bylo nutně uěhel věrazně omezit, protoěe bylo dosaěeno maximĀlněho proudu pouěitěho napĀjecěho zdroje (15 A). Pŕěkon a pŕenĀšeněy věkon dosahuje stovek W. Věstupněy věkon na sekundĀrněm vinutěy je ukĀzaněy na obrĀzku 14.7.

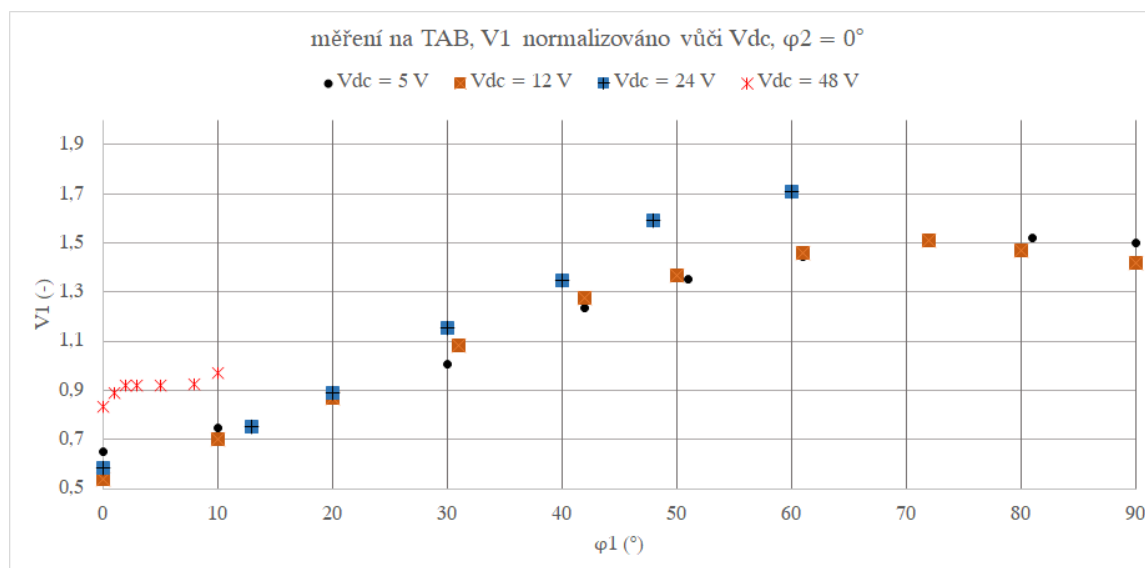


Obr. 14.4 Měření TAB, vlevo: zĀvislost věstupněho napětěy V1 (napětěy na pŮlmŮstcěch 3 a 4) na fázověm posunu, fázověy posun na druhěm sekundĀrněm vinutěy 0°. Vpravo: zĀvislost věstupněho napětěy V2 (napětěy na pŮlmŮstcěch 5 a 6) na fázověm posunu, fázověy posun na druhěm sekundĀrněm vinutěy 0°

ObrĀzek 14.8 ukĀzuje pŕuběhy napětěy a proudŮy pŕi měření TAB, pŕi  $V_{dc}=48 \text{ V}$ ,  $I_{dc}=8,6 \text{ A}$ ,  $P_{in}=412 \text{ W}$ ,  $P_{out}=386 \text{ W}$ , oba věstupněy mŮstky pŕipojeně na odporovou zĀtěž 3R9 resp. 7R8, Ch1 - řědicěy signĀl pŮlmŮstcŮ 1 a 2 (TIM1 Ch1), ch2 - řědicěy signĀl pŮlmŮstcŮ 3 a 4 (TIM1 Ch3), ch3 - řědicěy signĀl pŮlmŮstcŮ 5 a 6 (TIM8 Ch3), ch4 - Itrafa.

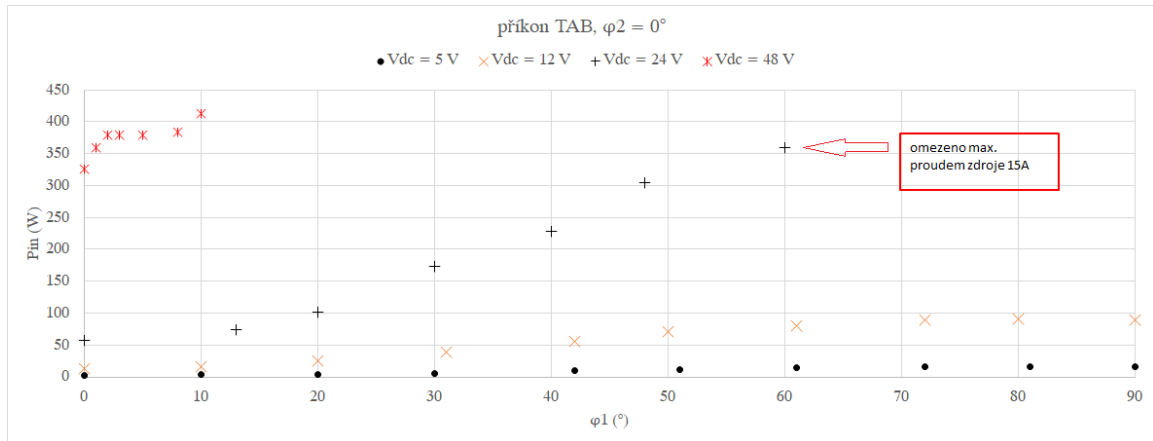
K tomu pŕěsluěy obrĀzek 14.9, kterěy zobrazuje v tom saměm okaměziku napětěy na trafu.

ObrĀzek 14.10 ukĀzuje pŕuběhy śinnosti celěho TAB zapojeněy pro rŮzněy hodnoty napĀjecěho napětěy. Nastavovaně byl fázověy śhel  $\phi_1$ . Je uvaěovĀna celkovĀ śinnost měnicěy, tj. ze zahrnutěm věkonu na obou věstupněch vinutěch.

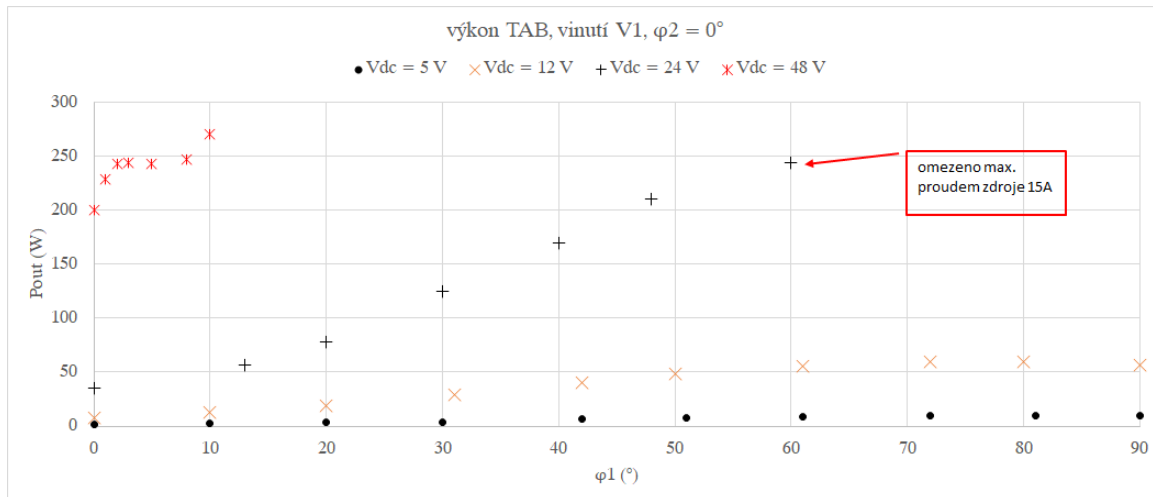


Obr. 14.5 Měření TAB, výstupní napětí normalizované k vstupnímu DC napětí, pro různé hodnoty vstupního napájecího napětí

Je patrné, že účinnost se mění výrazně s fázovým úhlem. Pro větší úhly se pro všechna napájecí napětí snižuje. Pro napětí 48 V byl experiment omezen dostupným napájecím zdrojem na 15 A na malé fázové úhly. Pro napětí 48 V to bylo do cca  $10^\circ$ , pro napětí 24 V to bylo do cca  $60^\circ$ . **Bylo dosaženo výkonu ve stovkách W při účinnosti mezi 90 a 94 procenty.**



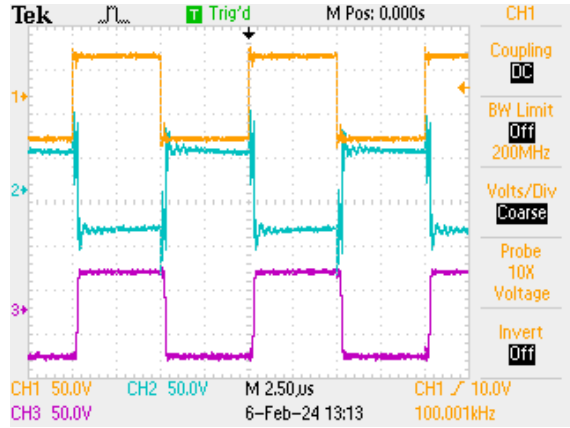
Obr. 14.6 Měření TAB, příkon pro různé hodnoty vstupního napájecího napětí a fázového posunu, oba výstupní můstky připojené na odporovou zátěž 3R9 resp. 7R8



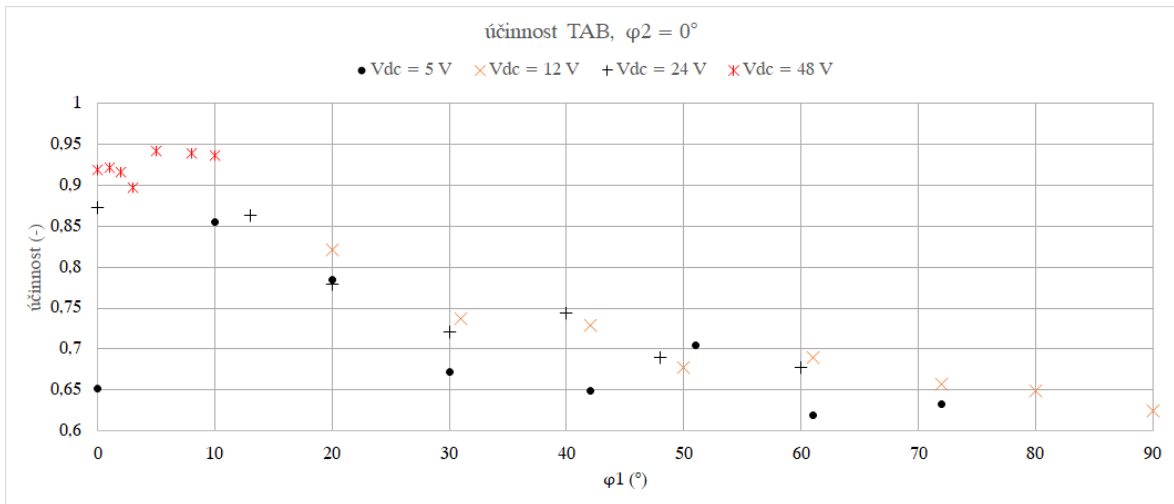
Obr. 14.7 Měření TAB, výkon na sekundárním vinutí pro různé hodnoty vstupního napájecího napětí a fázového posunu, oba výstupní můstky připojené na odporovou zátěž 3R9 resp. 7R8



Obr. 14.8 Měření TAB, při  $V_{dc}=48$  V,  $I_{dc}=8,6$  A,  $P_{in}=412$  W,  $P_{out}=386$  W, oba výstupní můstky připojené na odporovou zátěž 3R9 resp. 7R8, Ch1 - řídicí signál půlmůstků 1 a 2 (TIM1 Ch1), ch2 - řídicí signál půlmůstků 3 a 4 (TIM1 Ch3), ch3 - řídicí signál půlmůstků 5 a 6 (TIM8 Ch3), ch4 - Itrafa



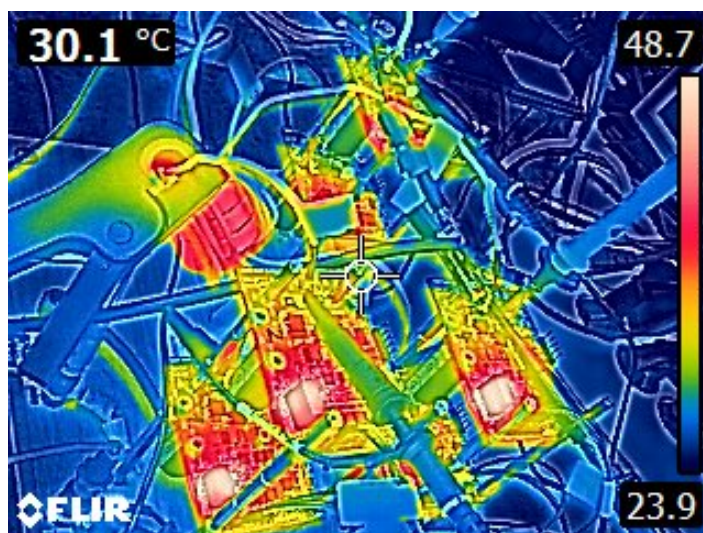
Obr. 14.9 Měření TAB, při  $V_{dc}=48$  V,  $I_{dc}=8,6$  A,  $P_{in}=412$  W,  $P_{out}=386$  W, oba výstupní můstky připojené na odporovou zátěž 3R9 resp. 7R8, Ch1 = V trafa primár, Ch2 = V trafa sekundár, Ch3 = V trafa terciár



Obr. 14.10 Účinnost TAB, při různých napájecích napětích a fázových úhlech

### 14.0.2 TAB - vyhodnocení výsledků

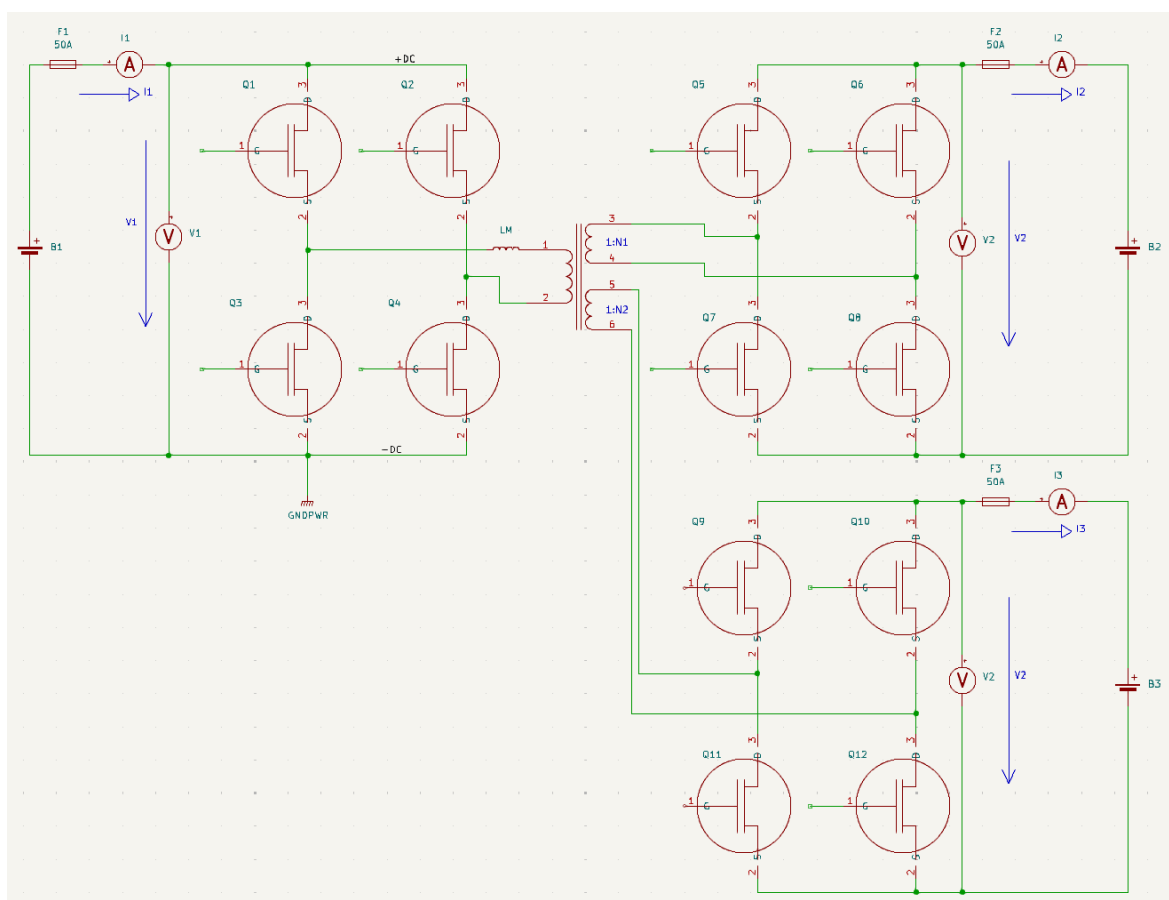
Jak je ukázáno na předchozích výsledcích v této kapitole, je zapojení funkční pro všechna testovaná napětí, tj. až do 48 V. Bylo dosaženo výkonu ve stovkách wattů, který je měničem přenášený. Větší výkony nebyly testovány. Při napětí 24 V již bylo dosaženo maximálního proudu zdroje 15 A, který byl k dispozici pro napájení. Při napětí 48 V se pro příkon větší než 410 W začaly objevovat problémy s rušením. Pravděpodobně měnič zarušil při tomto výkonu své řídicí signály. Proto jsem větší výkony netestoval. Všechny uvedené testy byly prováděné bez chladičů na tranzistorech. Rozložení teplot při  $V_{dc}=48$  V,  $I_{dc}=8,6$  A,  $P_{in} = 412$  W po cca 2 minutách provozu na výkonu je ukázané na obrázku 14.11. Účinnost dosahovala při malých fázových posunech (do  $10^\circ$ ) při napětí 48 V hodnot v rozmezí 90 až 94 procent. S rostoucím fázovým posunem účinnost ve všech případech klesala. Z měření teploty plyne, že z hlediska teploty se při napětí 48 V a výkonu řádově stovek W začíná stávat slabým místem zapojení jeho transformátor. Ten byl ale navržený pro výkony ve stovkách W. Moduly můsteků byly všechny bez chladiče. S chladiči by byl dosažitelný výkon mnohem vyšší. S ohledem na nastávající problémy s rušením při výkonech nad 400 W jsem ale větší výkony netestoval.



Obr. 14.11 Měření TAB, teploty při  $V_{dc}=48$  V,  $I_{dc}=8,6$  A,  $P_{in} = 412$  W. Měření po cca 2 minutách provozu na výkonu

## 15 TAB s akumulátory

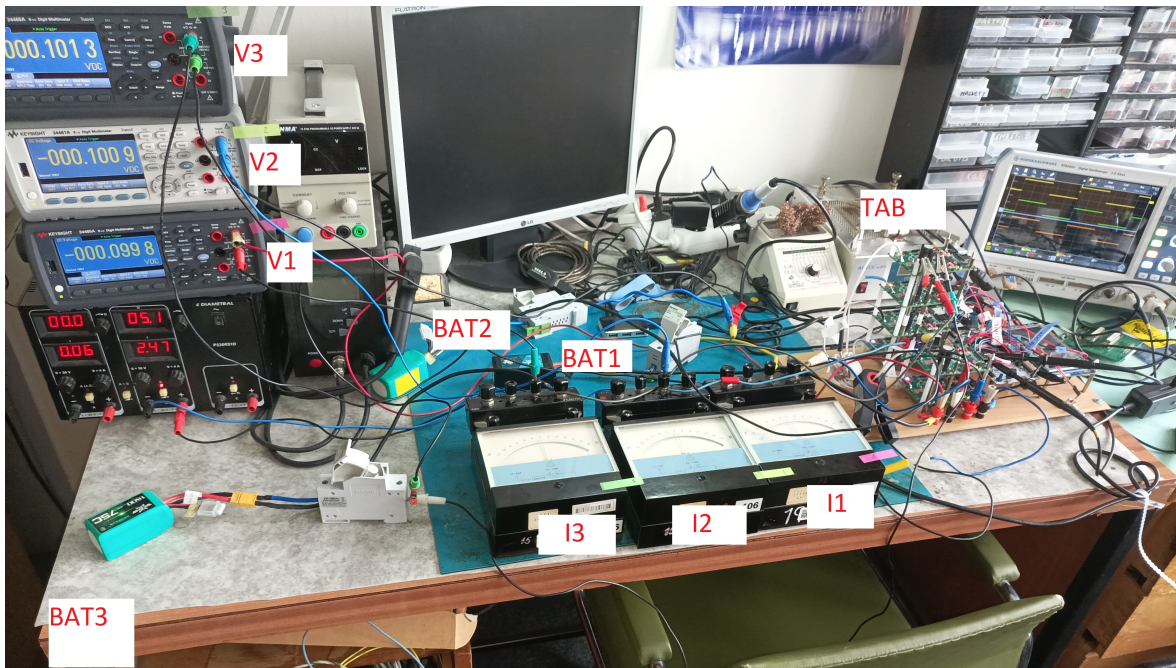
Jako další experiment jsem provedl měření TAB se třemi akumulátory. Je tak možné ukázat předávání energie na libovolný port, mezi libovolnými zdroji. Schéma zapojení experimentu je na obrázku 15.1, foto experimentu pak na obrázku 15.2. Provedl jsem tři měření, v kterých jsem nastavoval různé fázové posuny ve spínání můstků. V prvním jsem nastavoval fázi  $\varphi_{i1}$ , fáze  $\varphi_{i2}$  zůstala konstantní, nulová. V druhém jsem nastavoval fázi  $\varphi_{i2}$ , fáze  $\varphi_{i1}$  zůstala konstantní, nulová. V třetím měření jsem nastavil fázi  $\varphi_{i2}$  na konstantní, ale nenulovou, hodnotu a nastavoval jsem fázi  $\varphi_{i1}$ . Nastavováním fází se měnil směr proudu, např. z akumulátoru B1 do akumulátorů B2 a B3, nebo z akumulátoru B2 do B1, apod.



Obr. 15.1 Schéma zapojení TAB, akumulátory ve třech větvích

Výsledky měření jsou ukázané na obrázcích 15.3 až 15.8. Měření jsem provedl nejprve pro konstantní úhel  $\varphi_{i2}$ , s proměnným úhlem  $\varphi_{i1}$ , obrázky 15.3 a 15.4, dále s konstantním úhlem  $\varphi_{i1}$ , s proměnným úhlem  $\varphi_{i2}$ , obrázky 15.5 a 15.6 a nakonec s konstantním, ale nenulovým, úhlem  $\varphi_{i2}$  a s proměnným  $\varphi_{i1}$ , obrázky 15.7 a 15.8.

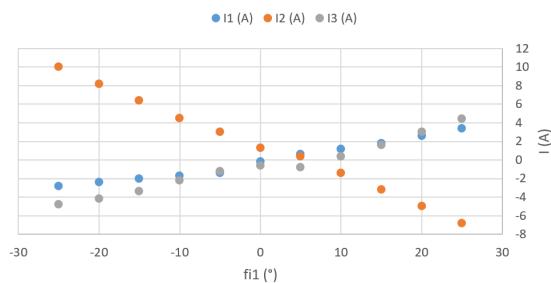
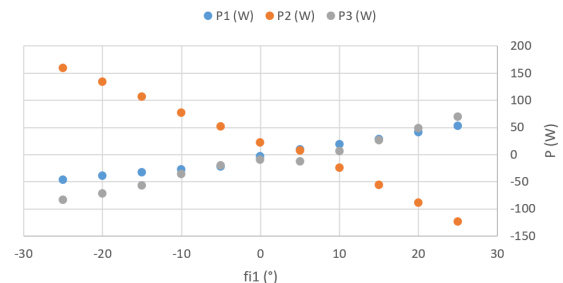
Je patrné, že změny proudů a výkonů na fázovém posunu jsou téměř lineární, proud i výkon mění směr. Tím



Obr. 15.2 Experiment s TAB, akumulátory ve třech větvích

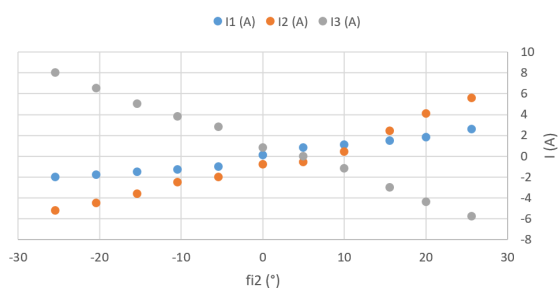
je ukázáno, že výkon lze změnou fázového posunu přesouvat mezi různými porty měniče. Např. na obrázku 15.3 je patrné, že proud  $I_2$  začíná jako kladný, v tom okamžiku jsou proudy  $I_1$  a  $I_3$  záporné, výkon je tedy dodáván z baterií 3 a 1 do baterie 2. Naopak při  $\varphi_1 = +25^\circ$  je proud  $I_2$  záporný a ostatní proudy kladné, baterie 2 tedy dodává do baterií 1 a 3. Dále např. na obrázku 15.8 při  $\varphi_1 = -15^\circ$  je situace, kdy baterie 1 dodává výkon do baterií 2 a 3.

Provedené experimenty prokázaly, že energii je možné vhodným řízením fázových posunů předávat z libovolného portu měniče na libovolný jiný port. Měření jsem prováděl do výkonů cca 150W, teplota desek půlmístků (tranzistorů) nepřesáhla  $70^\circ\text{C}$ . Experimenty byly prováděné bez chladičů tranzistorů. Termogram je ukázán na obrázku 15.9.

Změna proudu na třech portech měniče  
v závislosti na úhlu  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2 = 0^\circ$ Změna výkonu na třech portech měniče  
v závislosti na úhlu  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2 = 0^\circ$ Obr. 15.3 Měření TAB s akumulátory, závislost proudů na fázovém posunu  $\varphi_1$ , fázový posun  $\varphi_2 = 0^\circ$ Obr. 15.4 Měření TAB s akumulátory, závislost výkonů na fázovém posunu  $\varphi_1$ , fázový posun  $\varphi_2 = 0^\circ$

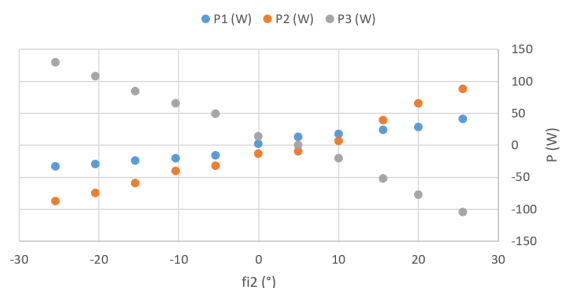


Změna proudu na třech portech měniče  
v závislosti na úhlu  $\varphi_2$ ,  $\varphi_1 = 0^\circ$



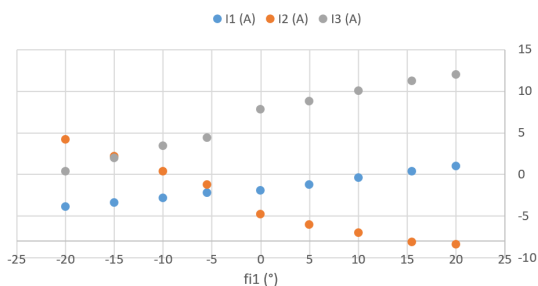
Obr. 15.5 Měření TAB s akumulátory, závislost proudů na  
fázovém posunu  $\varphi_2$ , fázový posun  $\varphi_1 = 0^\circ$

Změna výkonu na třech portech měniče  
v závislosti na úhlu  $\varphi_2$ ,  $\varphi_1 = 0^\circ$



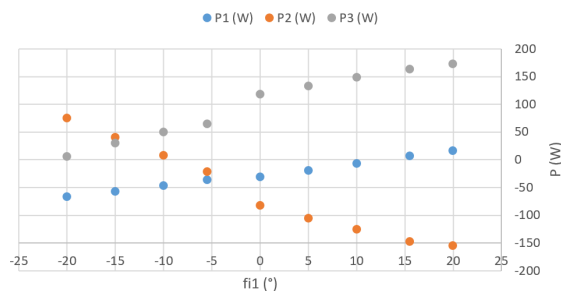
Obr. 15.6 Měření TAB s akumulátory, závislost výkonů na  
fázovém posunu  $\varphi_2$ , fázový posun  $\varphi_1 = 0^\circ$

Změna proudu na třech portech měniče  
v závislosti na úhlu  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2 = -25,4^\circ$

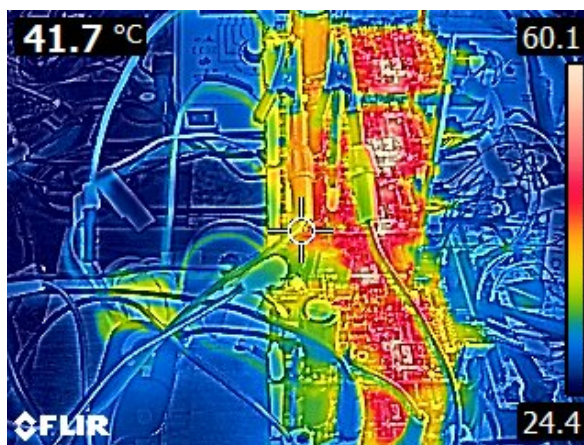


Obr. 15.7 Měření TAB s akumulátory, závislost proudů na  
fázovém posunu  $\varphi_1$ , fázový posun  $\varphi_2 = -25,4^\circ$

Změna výkonu na třech portech měniče  
v závislosti na úhlu  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2 = -25,4^\circ$



Obr. 15.8 Měření TAB s akumulátory, závislost výkonů na  
fázovém posunu  $\varphi_1$ , fázový posun  $\varphi_2 = -25,4^\circ$



Obr. 15.9 Experiment s TAB, akumulátory ve třech větvích,  
teploty můstků a transformátoru, po cca 10 minutách běhu na  
výkonu 150 W

## 16 Závěr

V této diplomové práci jsem se věnoval dvojitému, resp. trojitému aktivnímu můstku, vše v izolované variantě. Má původní představa byla postavit si takový měnič pro svou fotovoltaickou elektrárnu. Nicméně vzhledem k její přestavbě na vyšší výkon (z 2.2 na 7.6 kWp) jsem v průběhu práce tuto myšlenku opustil. Věnoval jsem se pak převážně návrhu hardwaru a jeho testování.

V práci jsem se nejprve věnoval simulaci měniče DAB, tak abych pochopil jeho činnost, řízení a mohl navrhnout vlastní desky s prvky GaN. Hardwarový návrh jsem provedl ve dvou variantách, které v práci popisují.

U první verze desek se objevila celá řada problémů. Jednalo se například o časté ničení výkonových tranzistorů, problémy s budiči a galvanickým oddělením atd. Proto jsem udělal další verzi, označenou jako V12. S tou byl design úspěšný, dosáhl jsem výkonů ve stovkách W, což bylo mým cílem. Měnič pracuje při napětí až do 48 V. Limitujícím faktorem je maximální napětí tranzistorů GaN, které jsem použil, a to 100 V. Během experimentů jsem zkoušel i tranzistory 150 V resp. 200 V, které ale mají horší vlastnosti a vyšší ztráty.

Řízení jsem realizoval na vývojových deskách STM32, s různými typy procesorů. Řídicí deska generuje PWM signály, její ovládání je z druhé desky s dotykovým displejem.

Během experimentálního ověření jsem prokázal funkčnost měniče s režimu DAB i TAB do výkonu cca 550 W, resp. 386 W v režimu TAB.

## 17 Možnosti budoucího rozvoje

Jak experimenty ukázaly, potenciál navrženého měniče z hlediska výkonu je daleko větší, než zmíněných cca 550 W. Teplota měniče, bez chladičů tranzistorů, v režimu TAB byla při výkonu 386 W po několika minutách stále cca 50°C. Nicméně s ohledem na limity mého napájecího zdroje (max. 15 A, 60 V) jsem větší výkony nemohl testovat.

Měnič je možné dále rozvíjet těmito směry:

- **Vyšší výkony.** To by vyžadovalo jiný transformátor. Mnou navržený a vyrobený byl právě na cca 500 W.
- **Jednofázový resp. třífázový výstup.** Mnou navržené moduly půlmůsteků jsou stohovatelné, je tedy možné vytvořit plný resp. třífázový můstek a generovat jednofázové nebo třífázové napětí. S ohledem na už tak velký rozsah této práce jsem se prakticky touto možností nezabýval, nicméně použitá řídicí deska STM umožňuje generování HW signálů pro třífázové PWM bez jakýchkoliv změn zapojení.
- **tranzistory na vyšší napětí.** GaN prvky například na 650 V resp. 900 V existují, principiálně by mělo být možné použít stejné zapojení a stejné řízení. Z důvodů omezeného rozpočtu na realizaci jsem se dalšími variantami desek nezabýval.
- **signály přes optické vlákno.** Mám vymyšlenou a částečně vyzkoušenou variantu přenosu řídicích pulzů a všech potřebných signálů přes jedno optické vlákno. Na desky by bylo připojené pouze napájení a jedno optické vlákno pro přenos všech signálů vlnovým multiplexem.

## Literatura

- [1] S.R.O. OSTROVNÍ ELEKTRÁRNY. *Kombi měnič Axpert VM III 48V 5000W PF1*. 2022. URL: <https://www.ostrovni-elektrarny.cz/?kombi-menic-axpert-vm-iii-48v-5000w-pf1-p570010> (cit. 10. 10. 2022).
- [2] Gui-Jia Su a Lixin Tang. „A Bidirectional, Triple-Voltage DC-DC Converter for Hybrid and Fuel Cell Vehicle Power Systems“. In: *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 2007, s. 1043–1049. DOI: 10.1109/APEX.2007.357644.
- [3] Frank A. Moreno et al. „A grid-tied power factor corrector microinverter without electrolytic capacitor by the control of voltage in a DC-link for a non-linear load“. In: *2017 14th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*. 2017, s. 1–6. DOI: 10.1109/ICEEE.2017.8108891.
- [4] Kazuma Suzuki et al. „Continuous Power Transfer Control of Triple Active Bridge Converter during Magnetic Saturation“. In: *2022 11th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*. 2022, s. 96–100. DOI: 10.1109/ICRERA55966.2022.9922735.
- [5] K. Siebke, M. Giacomazzo a R. Mallwitz. „Design of a Dual Active Bridge Converter for On-Board Vehicle Chargers using GaN and into Transformer Integrated Series Inductance“. In: *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*. 2020, s. 1–8. DOI: 10.23919/EPE20ECCEurope43536.2020.9215962.
- [6] Carlos Calderon et al. „General Analysis of Switching Modes in a Dual Active Bridge with Triple Phase Shift Modulation“. In: *Energies* 11.9 (2018). ISSN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en11092419. URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/11/9/2419>.
- [7] Thorben Schobre, Konstantin Siebke a Regine Mallwitz. „Design of a GaN based CLLC converter with synchronous rectification for on-board vehicle charger“. In: *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*. 2019, s. 1–5.
- [8] Viju Nair R. et al. „Integrating Photovoltaics and Battery Energy Storage to Grid Using Triple Active Bridge and Voltage Source Converters“. In: *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2020, s. 3691–3696. DOI: 10.1109/IECON43393.2020.9255053.
- [9] Vinod John a Abhijit Kulkarni. „Design of synchronous reference frame phase-locked loop with the presence of dc offsets in the input voltage“. In: *IET Power Electronics* 8 (říj. 2015). DOI: 10.1049/iet-pe1.2014.0878.
- [10] Ritwik Chattopadhyay et al. „One switching cycle current control strategy for triple active bridge phase-shifted DC-DC converter“. In: *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. 2017, s. 1–8. DOI: 10.1109/IAS.2017.8101785.

- [11] Jherson Andrade et al. „Modified triple active bridge DC/AC three-phase converter with a series-resonant LC circuit on the AC-side“. In: *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. 2017, s. 1–6. DOI: 10.1109/SPEC.2017.8333612.
- [12] Hui Cao et al. „Novel Power Decoupling Methods for Three-Port Triple-Active-Bridge Converters“. In: *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2022, s. 1833–1837. DOI: 10.1109/APEC43599.2022.9773403.
- [13] Md Safayatullah et al. „A Three-Port DC-DC-DC Converter based on Dual Active Bridge Series Resonant Topology for Electric Vehicle DC Fast Charging Applications“. In: *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2022, s. 1–7. DOI: 10.1109/ECCE50734.2022.9947971.
- [14] Md Safayatullah a Issa Batarseh. „Small Signal Model of Dual Active Bridge Converter for Multi-Phase Shift Modulation“. In: *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2020, s. 5960–5965. DOI: 10.1109/ECCE44975.2020.9235381.
- [15] Fengjiang Wu et al. „Overview of Single-Stage High-Frequency Isolated AC–DC Converters and Modulation Strategies“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 38.2 (2023), s. 1583–1598. DOI: 10.1109/TPEL.2022.3210745.
- [16] Thiago Pereira et al. „Self-Tuning Multiport Resonant DC/DC Converter Based on Actively-Controlled Inductors for Hybrid Storage System Integration“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 38.4 (2023), s. 4787–4804. DOI: 10.1109/TPEL.2022.3232188.
- [17] OnSemi. *NCP51820 GaN Driver, PCB Design and Layout AND9932/D*. 2019. URL: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9932-D.PDF> (cit. 30.01.2023).
- [18] Analog Devices. *AD8029 Low-Power High-Speed Rail-to-Rail Input/Output Op-Amp*. 2012. URL: [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8029\\_8030\\_8040.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8029_8030_8040.pdf) (cit. 03.05.2023).
- [19] EPC - Efficient Power Conversion. *EPC2302 - Enhancement Mode Power Transistor*. 2012. URL: <https://epc-co.com/epc/products/gan-fets-and-ics/epc2302> (cit. 01.09.2023).
- [20] OnSemi. *High Speed Half-Bridge Driver for GaN Power Switches NCP51820*. 2012. URL: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncp51820-d.pdf> (cit. 01.09.2023).
- [21] Diodes Incorporated. *1.0A SURFACE MOUNT ULTRA-FAST RECTIFIER*. 2014. URL: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds16008.pdf> (cit. 01.09.2023).
- [22] Analog Devices. *3.0 kV RMS/3.75 kV RMS Triple-Channel Digital Isolators*. 2015. URL: [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM130D\\_130E\\_131D\\_131E.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM130D_130E_131D_131E.pdf) (cit. 01.09.2023).
- [23] Digikey. *Ferrite Core Toroid TX36/23/10-3C94*. 2023. URL: <https://www.digikey.com/en/products/detail/ferroxcube/TX36-23-10-3C94/8021293> (cit. 28.09.2023).

- [24] Ferroxcube. *3C94 Material specification*. 2008. URL: <https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3c94.pdf> (cit. 28.09.2023).
- [25] Controlers tech. *How to generate 3 phase PWM*. 2017. URL: <https://controllerstech.com/stm32-timers-6-timer-synchronization-generate-3-phase-pwm/> (cit. 09.09.2023).
- [26] Rawad Zgheib, Innocent Kamwa a Kamal Al-Haddad. „Comparison between isolated and non-isolated DC/DC converters for bidirectional EV chargers“. In: *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. 2017, s. 515–520. DOI: 10.1109/ICIT.2017.7913285.
- [27] Mathworks. *Dual Active Bridge Converter DC/DC Converter*. 2023. URL: <https://www.mathworks.com/help/sps/ug/power-converters-dab-1ph.html> (cit. 02.11.2023).

## Seznam obrázků

1.1	Časový průběh kapacity akumulátoru v průběhu noci . . . . .	1
2.1	Předpokládaná struktura měniče . . . . .	3
2.2	Struktura TAB DC/DC měniče pro hybridní automobil - převzato z [2] . . . . .	4
2.3	Zapojení obousměrného prokládaného TAB DC/DC měniče pro hybridní automobil - převzato z [2] . . . . .	5
2.4	Topologie TAB měniče pro fotovoltaiku, vlevo DC/DC měnič, vpravo DC/AC měnič a řízení - převzato z [3] . . . . .	6
2.5	Struktura TAB měniče - převzato z [4] . . . . .	7
2.6	Topologie rezonančního CLLC DAB měniče (vlevo) - DAB měnič (vpravo) - převzato z [5] . . . . .	9
2.7	Struktura desky půlmůstku GaN měniče, modrá a červená barva vyznačuje směr proudu v sousedních vrstvách, vedení proudu v opačných směrech minimalizuje parazitní indukčnosti - převzato z [5] . . . . .	9
2.8	Struktura řízení TAB měniče, vlevo řízení, vpravo soustava (měniče) - převzato z [8] . . . . .	10
2.9	TAB měnič s maticovým DC/AC měničem na síťové straně - převzato z [11] . . . . .	11
2.10	Tříportový měnič s portem pro fotovoltaiku, akumulátor a síťové napájení - převzato z [13] . . . . .	12
2.11	Koncept víceportového DC/DC měniče, převzato z [16] . . . . .	13
2.12	Koncept řízení rezonance víceportového DC/DC měniče, a) 4 portový měnič, transformátor je "aktivně řízená indukčnost", b) změna indukčnosti se stejnosměrným sycením, převzato z [16] . . . . .	14
4.1	Blokové uspořádání měniče se znázorněním toku energie. a) energie pouze z fotovoltaiky do meziobvodu, odtud dále do síťového měniče. b) energie z fotovoltaiky pouze do akumulátoru. c) energie z fotovoltaiky do meziobvodu a zároveň do akumulátorů. d) energie z fotovoltaiky do meziobvodu, z akumulátorů také do meziobvodu. e) energie z fotovoltaiky do akumulátoru, zároveň dobíjení i ze sítě. f) do meziobvodu energie z akumulátoru (provoz v noci) . . . . .	16
5.1	Měnič DAB v LTSpice . . . . .	18
5.2	Detail začátku simulace DAB měniče, odshora: Vgs T1 až T4, Vgs T5 až T8, proud primárním vinutím transformátoru, napětí zátěže, proud zátěže R2, vše pro fázový posuv $0.4 \mu s$ (.param Fi=0.4u) . . . . .	19

5.3	Simulace DAB měniče do času uspokojivého ustálení výstupního napětí, odshora: proud primárním vinutím transformátoru, napětí zátěže, proud zátěže R2, vše pro fázový posuv 0.4 $\mu s$ (.param Fi=0.4u) . . . . .	19
5.4	Regulační smyčky snižujícího měniče, pro ověření struktury regulace . . . . .	20
5.5	Signály při regulaci snižujícího měniče, shora: výstup proudového komparátoru - je patrná aktivace proudové pojistky v čase 600 $\mu s$ , výstupní napětí buck regulátoru, napětí na řídicí elektrodě tranzistoru, výstup generátoru pily a komparátoru, který generuje PWM . . . . .	21
5.6	Schéma PWM generátoru s nastavitelnou fází . . . . .	22
5.7	Signály na komparátoru U1, pro $V_{phase} = -2V$ . . . . .	22
5.8	Signály na komparátoru U3, pro $V_{phase} = -2V$ a $V3 = 10V$ . . . . .	23
5.9	Signály na komparátoru U4, pro $V_{phase} = +2V$ . . . . .	23
5.10	Modifikovaný PWM generátor s nastavitelnou fází . . . . .	24
5.11	Generované PWM signály, pro zadanou hodnotu $V_{phase} = -2.5V$ , tj. pro posun vlevo . . . . .	24
5.12	Signály na komparátoru U4, pro zadanou hodnotu $V_{phase} = +2.5V$ , tj. posun vpravo . . . . .	25
5.13	Celkové schéma DAB, včetně řízení . . . . .	26
5.14	Výsledky simulace, shora: ovládací napětí spínače S2 (zapíná/vypíná zkrat na výstupu), proud spínačem S2, signál proudového limitu, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků . . . . .	27
5.15	Výsledky simulace - detail přepnutí po rozběhu, shora: regulační odchylka napětí, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků . . . . .	27
5.16	Výsledky simulace - detail po změně zátěže, shora: regulační odchylka napětí, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků . . . . .	28
5.17	Výsledky simulace - detail po změně zátěže, odlehčení, shora: regulační odchylka napětí, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků . . . . .	29
5.18	Výsledky simulace - detail: začátek zkratu, shora: ovládací napětí spínače S2 (zapíná/vypíná zkrat na výstupu), proud spínačem S2, signál proudového limitu, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků . . . . .	30



5.19	Výsledky simulace - detail: začátek zkratu, shora: ovládací napětí spínače S2 (zapíná/vypíná zkrat na výstupu), proud spínačem S2, signál proudového limitu, výstupní napětí z regulátoru fáze, požadované napětí na výstupu (48 V) a skutečné výstupní napětí, proud odporem odporem R2, spínačem S1 a jejich součet, proud primárem transformátoru, pulzy obou můstků . . . . .	31
5.20	Použité nastavení simulace . . . . .	32
5.21	Finální struktura regulátorů napětí a proudu . . . . .	32
6.1	Blokové schéma v Simulink - řízení DAB v Simscape . . . . .	35
6.2	Výsledky simulace DAB v Simscape. Vref - žádaná hodnota výstupního napětí, Vout - skutečné výstupní napětí, Vin - vstupní napětí, Iout - výstupní proud (odporem Rload) . . . . .	35
6.3	Blokové schéma v Simulink - řízení TAB v Simscape . . . . .	37
6.4	Výsledky simulace TAB v Simscape. Výstupní můstek 1, Vref - žádaná hodnota výstupního napětí, Vout - skutečné výstupní napětí, Vin - vstupní napětí, Iout - výstupní proud (odporem Rload) . . . . .	37
6.5	Výsledky simulace TAB v Simscape. Výstupní můstek 2, Vref - žádaná hodnota výstupního napětí, Vout - skutečné výstupní napětí, Vin - vstupní napětí, Iout - výstupní proud (odporem Rload) . . . . .	38
7.1	Schéma zapojení měniče . . . . .	40
7.2	Typické zapojení obvodu NCP51820, převzato z [20] . . . . .	41
7.3	Doporučené umístění součástek okolo budiče NCP51820, převzato z [20] . . . . .	43
7.4	Modul půlmůstku - vlevo vizualizace v KiCAD, vpravo osazený první prototyp . . . . .	44
8.8	půlmůstek 1 - rozeptnutí dolního tranzistoru . . . . .	46
8.9	půlmůstek 1 - rozeptnutí horního tranzistoru . . . . .	46
8.1	Schema zapojení pro měření doby spínání dolního (a) a horního (b) tranzistoru . . . . .	47
8.10	půlmůstek 2 - sepnutí dolního tranzistoru . . . . .	47
8.11	půlmůstek 2 - sepnutí horního tranzistoru . . . . .	47
8.2	Spínání jen spodní tranzistor, 100 kHz, ch1 - Vds, ch2 - proud odporem zátěže . . . . .	48
8.3	detail náběžné hrany Vds z obrázku 8.2 . . . . .	48
8.4	detail sestupné hrany Vds z obrázku 8.2 . . . . .	48
8.5	Spínání jen horní tranzistor, 1 kHz, ch1 - Vds, ch2 - proud odporem zátěže . . . . .	49
8.6	detail náběžné hrany Vds z obrázku 8.5 . . . . .	49
8.7	detail sestupné hrany Vds z obrázku 8.5 . . . . .	49
8.12	Foto přípravku . . . . .	50
8.13	Měření s transformátorem, zátěž 10R - Vdc 15 V 1 A - modrá výstup můstku - fialová napětí zátěže . . . . .	51

8.14	napětí na výstupu traťa - detail náběžná hrana . . . . .	51
8.15	napětí na výstupu traťa - detail sestupná hrana . . . . .	51
8.16	Teplota komponent pro $R_l = 10 \text{ Ohm}$ , $V_{dc} = 48 \text{ V}$ , $I_{dc} = 3.6 \text{ A}$ . . . . .	52
8.17	Teplota komponent pro $R_l = 8x$ paralelně $47R$ k tomu paralelně $3x 33R$ , $\text{Ohm}$ , $V_{dc} = 24 \text{ V}$ , $I_{dc} = 2.6 \text{ A}$ . . . . .	52
8.18	$V_{dc} = 36 \text{ V}$ , $I_{dc} = 4,6 \text{ A}$ (proud odebíraný z DC zdroje v meziobvodu), Ch1 - pulzy z STM, Ch2 - výstupní napětí traťa (= napětí na odporové zátěži), Ch3 - proud zátěže. zátěž odpor SMD, $1R0$ , 5 větví (v každé 10 odporů v sérii), dvě větve v sérii, celkový odpor $4R$ . . . . .	53
8.19	Snímek z termokamery pro $V_{dc} = 36 \text{ V}$ , $I_{dc} = 4,6 \text{ A}$ (proud odebíraný z DC zdroje v meziobvodu)	53
8.20	$V_{dc} = 48 \text{ V}$ , $I_{dc} = 6,1 \text{ A}$ (proud odebíraný z DC zdroje v meziobvodu), Ch1 - pulzy z STM, Ch2 - výstupní napětí traťa (= napětí na odporové zátěži), Ch3 - proud zátěže. zátěž odpor SMD, $1R0$ , 5 větví (v každé 10 odporů v sérii), dvě větve v sérii, celkový odpor $4R$ . . . . .	53
8.21	Snímek z termokamery pro $V_{dc} = 6 \text{ V}$ , $I_{dc} = 4,6 \text{ A}$ (proud odebíraný z DC zdroje v meziobvodu)	53
9.1	Měření spínací frekvence napájecího DC/DC měniče . . . . .	55
9.2	Průběh indukovaného napětí ve snímací cívice u napájecího DC/DC měniče . . . . .	56
9.3	Spektrum indukovaného napětí ve snímací cívice u napájecího DC/DC měniče . . . . .	56
9.5	Průběhy napětí a proudů při měření vlastností, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, vypočítané hodnoty vše efektivní hodnoty, měřeno při $V_{dc} 12 \text{ V}$ , $R_L = 3.3 \text{ Ohm}$ , viditelné "vlnky" na I1, bez slyšitelného pískání. . . . .	56
9.4	Schéma zapojení při měření vlastností měniče. R je odporová zátěž z SMD odporů . . . . .	57
9.6	Průběhy napětí a proudů při měření vlastností, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, vypočítané hodnoty vše efektivní hodnoty, měřeno při $V_{dc} 12 \text{ V}$ , $R_L = 1 \text{ Ohm}$ , slyšitelné pískání na frekvenci $6,6 \text{ kHz}$ . . . . .	57
9.7	Průběhy napětí a proudů při měření vlastností, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, vypočítané hodnoty vše efektivní hodnoty, měřeno při $V_{dc} 5 \text{ V}$ , $R_L = 3.3 \text{ Ohm}$ , průběh bez problémů . . . . .	58
9.8	Uspořádání půlmůstků vedle sebe, lepší přístup k součástkám . . . . .	59
9.9	Uspořádání půlmůstků nad sebou, menší plochy smyček proudů . . . . .	59
9.10	Průběhy napětí a proudů, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, měřeno při $V_{dc} 9 \text{ V}$ , $R_L 3,3 \text{ Ohm}$ , slyšitelné pískání, <b>uspořádání půlmůstků vedle sebe</b> . . . . .	59
9.11	Průběhy napětí a proudů, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, měřeno při $V_{dc} 9 \text{ V}$ , $R_L 3,3 \text{ Ohm}$ , žádné pískání, <b>uspořádání půlmůstků nad sebou</b> . . . . .	59
9.12	Průběhy napětí a proudů, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, měřeno při $V_{dc} 9 \text{ V}$ , $R_L 3,3 \text{ Ohm}$ , s <b>kondenzátorem 470M v meziobvodu</b> , průběhy bez kondenzátoru se stejnými ostatními parametry jsou na obrázku 9.11 . . . . .	60

9.13 Průběhy napětí a proudů, Ch1 - V1, Ch2 - I1, Ch3 - V2, Ch4 - I2, měřeno při Vdc 12 V, RL 3,3 Ohm, s kondenzátorem 470M v meziobvodu, <b>zachycený podezřelý kmit</b> . . . . .	60
9.14 Signál před oddělovačem Ch1, signál za Ch2, <b>patrné vynechávání signálů na výstupu oddělovače ADUM130E1BRWZ</b> . . . . .	61
9.15 Sada SMD odporů (celkem 3R) při měření účinnosti . . . . .	62
9.16 Vinutý odpor 14 Ohm při měření účinnosti . . . . .	62
9.17 měření termokamerou při Vdc 48 V, I2 = 8.5 A, výkon do zátěže 277 W . . . . .	63
10.1 Render desky V11 . . . . .	66
10.2 Schéma zapojení měniče - deska V11 . . . . .	67
10.3 Vývojový diagram programu na desce půlmůstku . . . . .	68
10.4 Princip generování fázově posunutého PWM . . . . .	70
11.1 Osazená deska půlmůstku V11 - horní strana . . . . .	72
11.2 Osazená deska půlmůstku V11 - spodní strana . . . . .	72
11.3 Přípravek s oběma půlmůstkami desky V11 a hlavní řídicí deskou NUCLEO F303 . . . . .	73
11.4 Blokové zapojení přípravku . . . . .	73
11.5 Průběhy napětí a proudů při měření účinnosti, Ch1 - pulzy z STM horní tranzistor, Ch2 - pulzy z STM dolní tranzistor, Ch3 - V2, Ch4 - I2, Math - vypočítaný součin okamžitých hodnot V2 a I2, tj. okamžitý výkon, M1 - vypočítaná okamžitá hodnota výkonu dodaného do zátěže. měřeno při Vdc 48 V, RL = 3.9 Ohm, fpwm = 100 kHz. . . . .	74
11.6 Průběhy napětí a proudů při měření účinnosti, Ch1 - pulzy z STM horní tranzistor, Ch2 - pulzy z STM dolní tranzistor, Ch3 - V2, Ch4 - I2, Math - vypočítaný součin okamžitých hodnot V2 a I2, tj. okamžitý výkon, M1 - vypočítaná okamžitá hodnota výkonu dodaného do zátěže. měřeno při Vdc 48 V, RL = 1.3 Ohm, fpwm = 100 kHz. . . . .	75
11.7 Obrázek z termokamery při Vdc 48 V, RL = 1.3 Ohm, fpwm = 100 kHz, výkon dodávaný do zátěže 330 W. Ve středu desky jsou tranzistory půlmůstku, vpravo je napájecí DC/DC měnič. Vlevo na desce je snímací odpor pro měření proudu ve fázi. . . . .	75
11.8 Průběhy napětí a proudů při měření účinnosti, Ch1 - pulzy z STM horní tranzistor, Ch2 - pulzy z STM dolní tranzistor, Ch3 - V2, Ch4 - I2, Math - vypočítaný součin okamžitých hodnot V2 a I2, tj. okamžitý výkon, M1 - vypočítaná okamžitá hodnota výkonu dodaného do zátěže. měřeno při Vdc 48 V, RL = 1.2 Ohm, fpwm = 66 kHz. . . . .	76
11.9 Obrázek z termokamery při Vdc 48 V, RL = 1.2 Ohm, fpwm = 66 kHz, výkon dodávaný do zátěže 523 W. Ve středu desky jsou tranzistory půlmůstku, vpravo je napájecí DC/DC měnič. Vlevo na desce je snímací odpor pro měření proudu ve fázi. . . . .	76
12.1 DAB s napěťovými zdroji v obou větvích . . . . .	78

12.2	DAB s napěťovými zdroji v obou větvích - kladný fázový posun $\phi$ , průběhy napětí a proudů . . .	80
12.3	DAB s napěťovými zdroji v obou větvích - záporný fázový posun $\phi$ , průběhy napětí a proudů . . .	81
12.4	DAB s R zátěží . . . . .	82
12.5	DAB s aktivním vstupním usměrňovačem a PFC . . . . .	82
12.6	závislost přenášeného výkonu DAB v závislosti na fázovém posunu mezi můstkem - převzato z [27] . . . . .	83
12.7	schéma pro testování výstupu desky půlmůstku . . . . .	84
12.8	schéma pro testování transformátoru a DAB . . . . .	85
12.9	schéma zapojení při měření DAB . . . . .	86
12.10	Experiment při měření DAB . . . . .	87
12.11	Experiment při měření DAB - vodou chlazený zatěžovací odpor . . . . .	87
12.12	průběhy při $V_{dc} = 24\text{ V}$ , $f_{pwm} = 100\text{ kHz}$ , $R_{load} = 3R9$ , kanály: Ch1 - pulzy vrchní tranzistor půlmůstku 1, Ch2 - pulzy vrchní tranzistor půlmústku 3, Ch3 - napětí na sekundárním vinutí trafo (měřeno diferenciální napěťovou sondou), Ch4 - proud sekundárním vinutím trafo (měřeno proudovou sondou), Math - $Ch3 \times Ch4 =$ okamžitý výkon sekundárním vinutím . . . . .	89
12.13	Termogram měniče při $V_{dc} = 24\text{ V}$ , $f_{pwm} = 100\text{ kHz}$ , $R_{load} = 3R9$ , příkon 266 W, výkon do zátěže 240 W, měřeno cca 1 minutu po zapnutí . . . . .	89
12.14	Termogram měniče při $V_{dc} = 24\text{ V}$ , $f_{pwm} = 100\text{ kHz}$ , $R_{load} = 3R9$ , příkon 266 W, výkon do zátěže 240 W, měřeno cca 5 minut po zapnutí . . . . .	90
12.15	Termogram měniče při $V_{dc} = 24\text{ V}$ , $f_{pwm} = 100\text{ kHz}$ , $R_{load} = 3R9$ , příkon 266 W, výkon do zátěže 240 W, měřeno cca 20 minut po zapnutí . . . . .	90
12.16	průběhy při $V_{dc} = 48\text{ V}$ , $f_{pwm} = 100\text{ kHz}$ , $R_{load} = 3R9$ , kanály: Ch1 - pulzy vrchní tranzistor půlmústku 1, Ch2 - pulzy vrchní tranzistor půlmústku 3, Ch3 - napětí na sekundárním vinutí trafo (měřeno diferenciální napěťovou sondou), Ch4 - proud sekundárním vinutím trafo (měřeno proudovou sondou), Math - $Ch3 \times Ch4 =$ okamžitý výkon sekundárním vinutím . . . . .	91
12.17	Termogram měniče při $V_{dc} = 48\text{ V}$ , $f_{pwm} = 100\text{ kHz}$ , $R_{load} = 3R9$ , měřeno cca 1 minut po zapnutí. Je patrná velmi vysoká teplota tranzistorů . . . . .	91
12.18	Měření DAB, $V_{dc} 24\text{ V}$ , $I_{dc} 9,8\text{ A}$ , $f_i = 33\text{ deg}$ , $V_{out} = 29,2\text{ V}$ , $I_{out} = 8\text{ A}$ , Ch1 - Vtrafo primar, vinutí .1 1, Ch2 - V trafo sekundar, vinuti .2 2, Ch3 - Vdc out, Ch4 - I trafo primar . . . . .	92
12.19	Termogram při měření DAB, nejteplejší místo je napájecí DC/DC měnič, $V_{dc} 24\text{ V}$ , $I_{dc} 9,8\text{ A}$ , $f_i = 33\text{ deg}$ , $V_{out} = 29,2\text{ V}$ , $I_{out} = 8\text{ A}$ . . . . .	93
12.20	Měření s odporovou zátěží 3R9, $V_{dc} 48\text{ V}$ , $I_{dc} 6,9\text{ A}$ , Ch1 - Vtrafo primar, vinutí .1 1, Ch2 - V trafo sekundar, vinuti .2 2 = napětí na zátěži 3R9, Ch4 - I sekundar = proud do zátěže . . . . .	94
12.21	Termogram při měření s odporovou zátěží, nejteplejší místo je napájecí DC/DC měnič, $V_{dc} 48\text{ V}$ , $I_{dc} 6,9\text{ A}$ . . . . .	95

12.35	Měření DAB, <b>fi1 = 23 deg, Pin = 609,6W</b> , Vdc 48 V, Idc 12,7 A, Vout 53,4 V, Iout 10,4 A, Ch1 = TIM1 Ch1, Ch2 = TIM1 Ch1N, Ch3 = TIM1 Ch3, Ch4 = Itrafa . . . . .	95
12.36	Teploty na DAB, po 10 minutách od zapnutí výkonu, při <b>fi1 = 23 deg, Pin = 609,6 W</b> , Vdc 48 V, Idc 12,7 A, Vout 53,4 V, Iout 10,4 A . . . . .	95
12.22	Rentgenový snímek desky č. 4 (funkční deska), patrné zaplnění pájkou některých prokův pod tranzistorem . . . . .	96
12.23	Poloha sondy (nad půlmůstkem číslo 4) blízkého magnetického pole při odstraňování problémů na desce . . . . .	96
12.24	Spektrální analýza, ze sondy blízkého mg. pole nad půlmůstkem číslo 4, vypnuté napájení desek půlmůstků - reference pro srovnání s ostatním měřením . . . . .	97
12.25	Spektrální analýza, ze sondy blízkého mg. pole nad půlmůstkem číslo 4, zapnuté napájení desek půlmůstků . . . . .	97
12.26	Spektrální analýza, ze sondy blízkého mg. pole nad půlmůstkem číslo 4, Vdc = 24 V, Idc = 6,2 A, fi = 28 deg, Vout = 23 V, Iout = 5,9 A . . . . .	97
12.27	Spektrální analýza, ze sondy blízkého mg. pole nad půlmůstkem číslo 4, Vdc = 48 V, Idc = 8 A, fi = 4 deg, Pin = 384 W, Vout = 37 V, Iout = 7,5 A . . . . .	97
12.28	Provoz DAB, Vdc = 48 V, Idc = 8 A, fi = 4 deg, Vout = 37 V, Iout = 7,5 A, Ch1 = TIM1 Ch1, Ch2 = TIM1 Ch1N, Ch3 = TIM1 Ch3, Ch4 = Itrafa . . . . .	97
12.29	Provoz DAB, Vdc = 48 V, Idc = 8 A, fi = 4 deg, Vout = 37 V, Iout = 7,5 A, Ch1 = V půlmůstky 1 a 2 (primár trafo), Ch2 = V půlmůstky 3 a 4 (sekundár trafo) . . . . .	97
12.30	Teploty DAB po cca 1 minutě, půlmůstky 1 a 2 tranzistory EPC2302 (vlevo), půlmůstky 3 a 2 tranzistory EPC2304 (vpravo), Vdc = 48 V, Idc = 8 A, fi = 4 deg, Vout = 37 V, Iout = 7,5 A . . . . .	98
12.31	Teploty DAB po cca 2 minutách, půlmůstky 1 a 2 tranzistory EPC2302 (vlevo), půlmůstky 3 a 2 tranzistory EPC2304 (vpravo), Vdc = 48 V, Idc = 8 A, fi = 4 deg, Vout = 37 V, Iout = 7,5 A . . . . .	98
12.32	Měření DAB, <b>fi1 = 10 deg</b> , Vdc 48 V, Idc 8 A, Vout 37,6 V, Iout 9,7 A, Ch1 = TIM1 Ch1, Ch2 = TIM1 Ch1N, Ch3 = TIM1 Ch3, Ch4 = Itrafa . . . . .	98
12.33	Teploty na DAB při <b>fi1 = 10 deg</b> , Vdc 48 V, Idc 8 A, Vout 37,6 V, Iout 9,7 A . . . . .	98
12.34	Průběh teplot DAB, vše bez chladičů, při <b>fi1 = 10 deg</b> , Vdc 48 V, Idc 8 A, Vout 37,6 V, Iout 9,7 A . . . . .	98
13.1	Princip generování centrovaneho, asymetrického PWM. Dole použité kanály a piny . . . . .	100
13.2	Vytvořené grafické uživatelské rozhraní pro měření TAB, nastavují se žádané hodnoty fázových posunů . . . . .	102
14.1	TAB s napěťovými zdroji ve třech větvích . . . . .	103
14.2	Měření TAB, <b>fi1 = 12 deg, fi2 = 0 deg</b> , Vdc 12 V, Idc 3,1 A, V34 9,6 V, I34 2,48 A, V56 2,4 V, I56 0,1 A, Ch1 - pulzy TIM1 ch1, Ch2 - pulzy TIM1 ch3, Ch3 - pulzy TIM8 ch3, Ch4 - pulzy TIM8 ch3N . . . . .	105

14.3	Měření TAB, $\mathbf{fi1 = 12 \text{ deg}}$ , $\mathbf{fi2 = 0 \text{ deg}}$ , Vdc 12 V, Idc 3,1 A, V34 9,6 V, I34 2,48 A, V56 2,4 V, I56 0,1 A, Ch1 - Vtrafo 1 .1 Ch2 - Vtrafo 2 .2 Ch3 - Vtrafo 3 .3 Ch4 - V půlmůstek 3 a 4 out . . . . .	105
14.4	Měření TAB, vlevo: závislost výstupního napětí V1 (napětí na půlmůstcích 3 a 4) na fázovém posunu, fázový posun na druhém sekundárním vinutí 0°. Vpravo: závislost výstupního napětí V2 (napětí na půlmůstcích 5 a 6) na fázovém posunu, fázový posun na druhém sekundárním vinutí 0° . . . . .	105
14.5	Měření TAB, výstupní napětí normalizované k vstupnímu DC napětí, pro různé hodnoty vstupního napájecího napětí . . . . .	106
14.6	Měření TAB, příkon pro různé hodnoty vstupního napájecího napětí a fázového posunu, oba výstupní můstky připojené na odporovou zátěž 3R9 resp. 7R8 . . . . .	107
14.7	Měření TAB, výkon na sekundárním vinutí pro různé hodnoty vstupního napájecího napětí a fázového posunu, oba výstupní můstky připojené na odporovou zátěž 3R9 resp. 7R8 . . . . .	107
14.8	Měření TAB, při Vdc=48 V, Idc=8,6 A, Pin=412 W, Pout=386 W, oba výstupní můstky připojené na odporovou zátěž 3R9 resp. 7R8, Ch1 - řídicí signál půlmůstků 1 a 2 (TIM1 Ch1), ch2 - řídicí signál půlmůstků 3 a 4 (TIM1 Ch3), ch3 - řídicí signál půlmůstků 5 a 6 (TIM8 Ch3), ch4 - Itrafa . . . . .	108
14.9	Měření TAB, při Vdc=48 V, Idc=8,6 A, Pin=412 W, Pout=386 W, oba výstupní můstky připojené na odporovou zátěž 3R9 resp. 7R8, Ch1 = Vtrafa primár, Ch2 = V trafo sekundár, Ch3 = V trafo terciár . . . . .	108
14.10	Účinnost TAB, při různých napájecích napětích a fázových úhlech . . . . .	108
14.11	Měření TAB, teploty při Vdc=48 V, Idc=8,6 A, Pin = 412 W. Měření po cca 2 minutách provozu na výkonu . . . . .	109
15.1	Schéma zapojení TAB, akumulátory ve třech větvích . . . . .	110
15.2	Experiment s TAB, akumulátory ve třech větvích . . . . .	111
15.3	Měření TAB s akumulátory, závislost proudů na fázovém posunu $\mathbf{fi1}$ , fázový posun $\mathbf{fi2 = 0^\circ}$ . . . . .	111
15.4	Měření TAB s akumulátory, závislost výkonů na fázovém posunu $\mathbf{fi1}$ , fázový posun $\mathbf{fi2 = 0^\circ}$ . . . . .	111
15.5	Měření TAB s akumulátory, závislost proudů na fázovém posunu $\mathbf{fi2}$ , fázový posun $\mathbf{fi1 = 0^\circ}$ . . . . .	112
15.6	Měření TAB s akumulátory, závislost výkonů na fázovém posunu $\mathbf{fi2}$ , fázový posun $\mathbf{fi1 = 0^\circ}$ . . . . .	112
15.7	Měření TAB s akumulátory, závislost proudů na fázovém posunu $\mathbf{fi1}$ , fázový posun $\mathbf{fi2 = -25,4^\circ}$ . . . . .	112
15.8	Měření TAB s akumulátory, závislost výkonů na fázovém posunu $\mathbf{fi1}$ , fázový posun $\mathbf{fi2 = -25,4^\circ}$ . . . . .	112
15.9	Experiment s TAB, akumulátory ve třech větvích, teploty můstků a transformátoru, po cca 10 minutách běhu na výkonu 150 W . . . . .	112

## Seznam tabulek

7.1	Parametry jádra TX36/23/10-3C94, počáteční permeabilita 2300, převzato z [23]	45
9.1	Měření vlastností měniče č.1	57
9.2	Měření vlastností měniče č.2	60
9.3	Měření účinnosti měniče, měření číslo 3	62
10.1	Komunikační protokol směrem do hlavní desky - periodické zprávy	69
10.2	Komunikační protokol z hlavní desky do desky půlmůstku	69
10.3	Porovnání procesorů pro hlavní desku. Italicou vyznačené desky jsem měl k dispozici pro vývoj. Zvolená deska je STM32F303	70
10.4	Využití pinů na desce NUCLEO-303ZE	71
11.1	Měření desky V11, zátěž $R = 3R3$ , $f_{pwm} = 100$ kHz	74
11.2	Měření desky V11, zátěž $R = 1R3$ , $f_{pwm} = 100$ kHz	74
11.3	Měření desky V11, zátěž $R = 1R2$ , $f_{pwm} = 66$ kHz	75
12.1	Změřené vlastnosti DAB pro $V_{dc_{in}} = 5$ V, $f_{pwm} = 100$ kHz, $R_{load} = 3R9$	88
12.2	Změřené vlastnosti DAB pro $V_{dc_{in}} = 12$ V, $f_{pwm} = 100$ kHz, $R_{load} = 3R9$	88
12.3	Změřené vlastnosti DAB pro $V_{dc_{in}} = 24$ V, $f_{pwm} = 100$ kHz, $R_{load} = 3R9$	88
12.4	Změřené vlastnosti DAB pro $V_{dc_{in}} = 48$ V, $f_{pwm} = 100$ kHz, $R_{load} = 3R9$ . Změřena jen jedna hodnota, tranzistory se přehřívají, bude třeba vyřešit nejprve chlazení.	88
12.5	Srovnání tepelných vlastností tepelných podložek a hmot	92
12.6	Měření DAB při 48 V	94
12.7	Měření DAB při 48V, $\phi_1 = 23$ deg	95
14.1	Využití pinů na desce NUCLEO-303ZE v zapojení TAB	104