

Západočeská univerzita v Plzni
Fakulta elektrotechnická

DISERTAČNÍ PRÁCE

Ing. Bedřich Bednář

Plzeň, 2019



**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
ZÁPADOČESKÉ UNIVERZITY
V PLZNI**

Disertační práce

**k získání akademického titulu doktor v oboru
Elektronika**

Ing. Bedřich Bednář

**Modulární koncepce trakčního pohonu se vstupním
vysokonapět'ovým měničem a středofrekvenčním
transformátorem**

Školitel: Doc. Ing. Pavel Drábek, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem disertační práci vypracoval samostatně a použil jsem prameny, které cituji a uvádím v seznamu literatury. V předložené vědecké práci jsou použity obvyklé vědecké postupy.

V Plzni, datum

.....

podpis

Poděkování

Na tomto místě bych chtěl poděkovat panu doc. Ing. Pavlu Drábkovi, Ph.D. za vedení mé práce. Mé poděkování patří též doc. Ing. Martinu Pittermannovi, Ph.D. za odbornou spolupráci jakožto konzultant - specialista.

Prohlášení řešitele projektu

Tato práce vznikla za podpory projektu MŠMT LO1607 RICE-NETESIS - nové technologie a koncepce pro inteligentní průmyslové systémy, a dále s podporou Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci grantů SGS-2018-009.

Potvrzuji, že Ing. Bednář Bedřich je hlavním autorem částí, které jsou představeny v této práci.

V Plzni, datum 15. 11. 2019

.....

podpis

Abstrakt

Předkládaná disertační práce seznamuje s navrhovanou topologií trakčního pohonu složeného z několika separátních buněk výkonového obvodu. Práce popisuje modulární koncepci trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem s využitím maticového měniče a pulsního usměrňovače. Důvodem rozdělení topologie do několika separátních buněk je napěťová variabilita koncepce měniče.

Vzhledem k velkému množství spínaných prvků je řízení měničů rozloženo mezi DSP signálový procesor a FPGA.

Jeden stupeň této trakční topologie se skládá z primárního měniče – přímého měniče kmitočtu => maticového měniče, dále pak středofrekvenčního transformátoru a napěťového pulsního usměrňovače.

V této práci je navrhovaná topologie popsána teoreticky, simulačně i experimentálně.

Klíčová slova

Středofrekvenční transformátor – MFT, maticový měnič, DSP, FPGA, napěťový pulsní usměrňovač

Abstract

The presented PhD thesis introduces the proposed topology of traction drive composed of several separate cells of the power traction converter. This work describes modular topology of traction converter with medium-frequency transformer using matrix converter and voltage-source active rectifier. The reason for dividing the topology into several separate cells is the voltage variability of the traction converter concept.

Due to the large number of switching elements, the power converters control is distributed between the DSP signal processor and the FPGA.

One cell of this traction topology consists of a primary converter - a direct frequency converter => matrix converter, a medium-frequency transformer and a voltage-source active rectifier.

In this work, the proposed topology is described in theory, simulation and experiment.

Keywords

Medium-frequency transformer - MFT, matrix converter, DSP, FPGA, voltage-source active rectifier

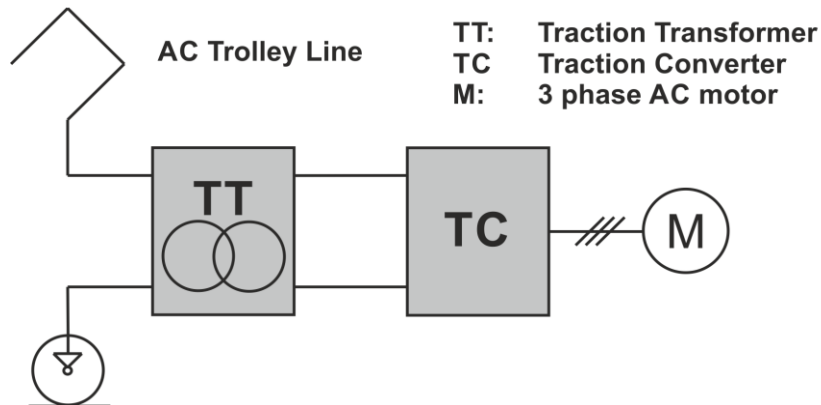
Obsah

1	ÚVOD.....	1
2	ANALÝZA SOUČASNÉHO STAVU POZNÁNÍ TRAKČNÍCH POHONŮ	3
2.1	TOPOLOGIE ZALOŽENÁ NA M^2LC	3
2.2	TRAKČNÍ POHON SE STŘEDOFREKVENČNÍM TRANSFORMÁTOREM A NEPŘÍMÝMI MĚNIČI KMITOČTU NA PRIMÁRNÍ STRANĚ MFT	6
2.3	TRAKČNÍ POHON SE STŘEDOFREKVENČNÍM TRANSFORMÁTOREM A PŘÍMÝMI MĚNIČI KMITOČTU NA PRIMÁRNÍ STRANĚ MFT	6
2.4	NÁVAZNOST NA PŘEDCHÁZEJÍCÍ PRÁCE	8
3	CÍLE PRÁCE	9
4	TRAKČNÍ POHON SE STŘEDOFREKVENČNÍM TRANSFORMÁTOREM – NAVRHOVANÁ TOPOLOGIE SE SEPARÁTNÍMI MFT.....	11
5	MATICOVÉ MĚNIČE.....	13
5.1	ZAPOJENÍ MATICOVÉHO MĚNIČE	13
5.2	SPÍNACÍ KOMBINACE MATICOVÉHO MĚNIČE.....	14
5.3	KOMUTACE MATICOVÉHO MĚNIČE	15
	5.3.1 <i>Komutace podle znalosti polarity vstupního napětí MM.....</i>	15
	5.3.2 <i>Komutace podle znalosti polarity výstupního proudu MM</i>	17
	5.3.3 <i>Kombinovaný algoritmus komutace</i>	18
5.4	VLIV SPÍNACÍ FREKVENCE NA STŘEDOFREKVENČNÍ TRANSFORMÁTOR.....	22
6	NAPĚŤOVÉ PULSNÍ USMĚRŇOVAČE	31
6.1	SPÍNACÍ STAVY PULSNÍHO USMĚRŇOVAČE	31
6.2	METODY ŘÍZENÍ 1-F NAPĚŤOVÝCH PULSNÍCH USMĚRŇOVAČŮ	35
	6.2.1 <i>Dvouhodnotová regulace „hysterezní“</i>	36
	6.2.2 <i>Přímé řízení proudu při použití PWM modulace</i>	50
6.3	POROVNÁNÍ DVOUHODNOTOVÉ REGULACE A PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ PROUDU PŘI POUŽITÍ PWM MODULACE	59
6.4	BALANCOVÁNÍ VSTUPNÍCH KONDENZÁTORŮ	62
7	IMPLEMENTACE ŘÍDICÍCH ALGORITMŮ	65
7.1	DSP	65

7.1.1	<i>Volba komutace Maticového měniče</i>	66
7.1.2	<i>Spínání napěťového pulsního usměrňovače</i>	66
7.2	FPGA	66
7.2.1	<i>Entita maticového měniče MM</i>	67
7.2.2	<i>Entita pulsního usměrňovače PU</i>	67
7.3	TESTOVÁNÍ FPGA	68
7.3.1	<i>Testování entity pro spínání MM</i>	68
7.3.2	<i>Testování entity pro spínání PU</i>	71
8	EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ ČINNOSTI	72
8.1	USTÁLENÉ STAVY MĚNIČE – JEDNA BUŇKA	73
8.2	USTÁLENÉ STAVY MĚNIČE – DVĚ BUŇKY	75
8.3	DYNAMICKÉ STAVY MĚNIČE – JEDNA BUŇKA	76
8.3.1	<i>Start měniče</i>	76
8.3.2	<i>Skoková změna zatížení</i>	76
8.3.3	<i>Skoková změna napětí zdroje</i>	77
8.4	DYNAMICKÉ STAVY MĚNIČE – DVĚ BUŇKY	78
8.4.1	<i>Start měniče</i>	78
8.4.2	<i>Skoková změna zatížení</i>	79
8.4.3	<i>Skoková změna napětí zdroje</i>	80
8.5	BALANCOVÁNÍ VSTUPNÍCH KONDENZÁTORŮ	81
8.6	PROSTŘEDKY PRO REALIZACI EXPERIMENTŮ	83
9	ZÁVĚR	89
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURA	92
	SEZNAM PUBLIKACÍ A VÝSTUPŮ STUDENTA VZTAHUJÍCÍCH SE K DISERTAČNÍ PRÁCI	93
	OSTATNÍ PUBLIKACE A VÝSTUPY STUDENTA	97

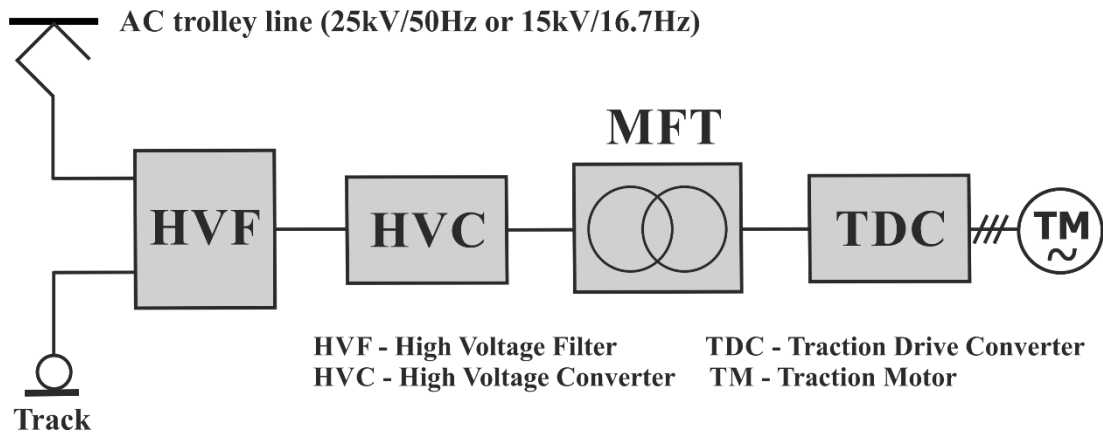
1 Úvod

Významným limitujícím faktorem pro vícesystémová trakční vozidla velkých výkonů, je požadavek splnit maximální nápravový tlak (například dnes v Evropě nejvýkonnější lokomotivy 6,4 MW jsou omezeny maximální hmotností 4 x 22,5 t). Klasické uspořádání trakčního vozidla užívá nízkofrekvenční transformátor a trakční měnič. Nízkofrekvenční trakční transformátor (tj. obvyklých 50 Hz, nebo dokonce v německy mluvících zemích 16,7 Hz) tedy představuje výraznou část hmotnosti celého vozidla. V případě potřeby zvýšení instalovaného výkonu hnacího vozidla (např. pro potřeby vysokorychlostního provozu s velkou tažnou silou) je nutné významně zredukovat hmotnost elektrické výzbroje. Součástí elektrické výzbroje vozidel střídavé trakce je trakční transformátor. Hmotnost tohoto transformátoru je silně závislá na frekvenci. Pro vozidla určená k provozu na síti 15 kV / 16,7 Hz a pro vícesystémová vozidla určená pro síť 25 kV / 50 Hz i 15 kV / 16,7 Hz je nutno použít těžký trakční transformátor. Zjednodušené schéma vozidla s klasickým trakčním transformátorem je zobrazeno na Obr. 1.1.



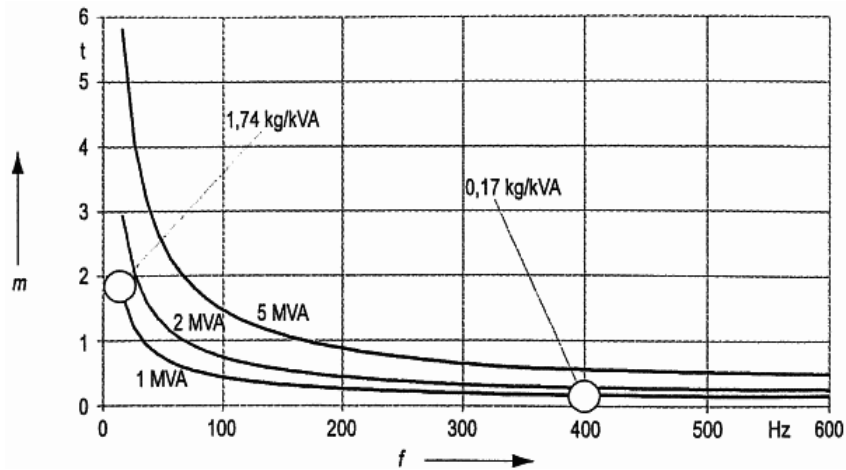
Obr. 1.1 - Zjednodušené schéma vícesystémového trakčního vozidla s transformátorem na 50 Hz (16,7 Hz)

Jednou z možných cest významného snížení hmotnosti trakčního transformátoru je použití středofrekvenčního transformátoru. Zjednodušené blokové schéma je na Obr. 1.2. Výhoda trakční výzbroje s MFT oproti klasickému trakčnímu transformátoru na 50 / 16,7 Hz je hlavně ve velikosti magnetického obvodu, tím několikanásobně klesne jeho hmotnost. Aby bylo možné MFT použít, je nutné zvýšit frekvenci napájecího napětí transformátoru. Toho lze dosáhnout vložením výkonových měničů přímo na primární (vysokonapěťovou) stranu trakčního transformátoru.



Obr. 1.2 - Zjednodušené schéma vícesystémového trakčního vozidla se středofrekvenčním transformátorem

Na Obr. 1.3 je znázorněna závislost hmotnosti trakčního transformátoru na pracovní frekvenci. Je třeba zmínit, že tato charakteristika platí pro magnetické jádro standardního trakčního transformátoru vyrobeného z transformátorových plechů. Pro použití ještě vyšších frekvencí se předpokládá využití materiálů na bázi feritů. V grafu jsou znázorněny 3 hodnoty instalovaného výkonu (1, 2 a 5 MVA) a jsou zde označeny dva body pro pracovní frekvenci 16,7 Hz a 400 Hz.



Obr. 1.3 - Závislost mezi hmotností trakčního transformátoru m [tuny] a pracovní frekvencí f [Hz] pro několik příkladů instalovaného výkonu. Obrázek převzat z [1]

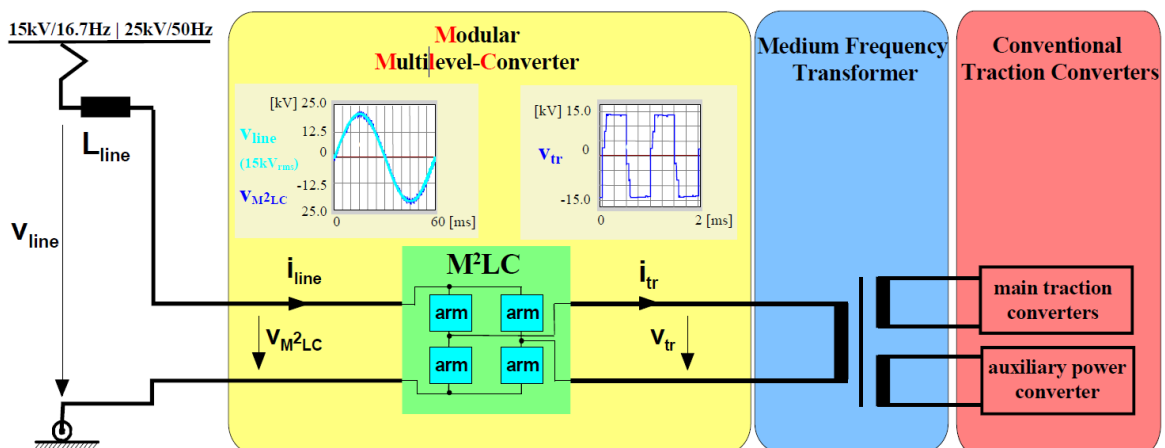
Vyšší provozní frekvence vstupních vn měničů umožňuje použití středofrekvenčního transformátoru, který oproti transformátoru na trolejovou frekvenci 16,7 Hz přináší významný pokles hmotnosti.

2 Analýza současného stavu poznání trakčních pohonů

Způsobů jak řešit koncepci trakčního pohonu se středofrekvenčním transformátorem (MFT) existuje několik. Tato kapitola popisuje tři varianty MFT trakčních topologií. V podkapitole 2.1 je popsána M^2LC koncepce, která je detailněji popsána ve zprávě [A33]. Další podkapitola 2.2 velmi stručně seznamuje s podobou MFT koncepce s nepřímými měniči kmitočtu na primární straně MFT. Na konci této kapitoly (podkapitola 2.3) je popsána koncepce s přímými měniči kmitočtu na primární straně MFT.

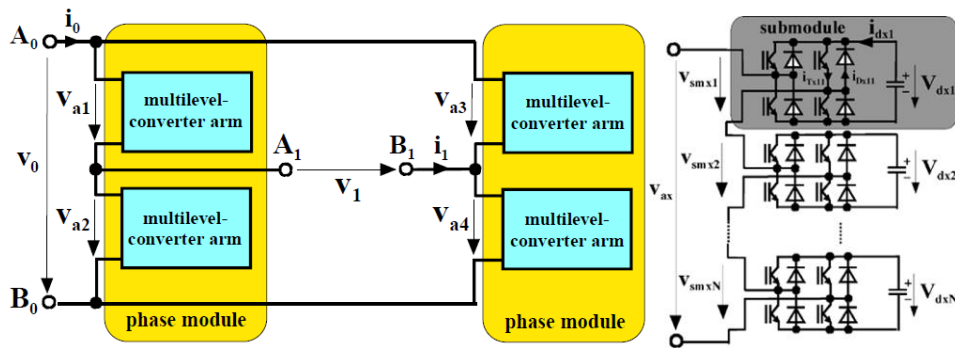
2.1 Topologie založená na M^2LC

Koncepce trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem založená na topologii M^2LC - literatura [1], [3] a [4]. Ve schématu na Obr. 2.1 je zobrazena topologie M^2LC topologie pro trakční vozidlo střídavé trakce 15kV/16.7 Hz, je zde vidět absence kondenzátoru „C“ ve vstupním filtru oproti topologii s maticovým měničem (kondenzátory jsou obsaženy v jednotlivých modulech měniče). Výkonový měnič je připojen k trakční troleji pouze přes vstupní indukčnost (pro omezení vlivu parametrů troleje). Sekundární strana měniče je připojena ke středofrekvenčnímu transformátoru. Vstupní sinusové napájecí napětí o $f = 16,7$ Hz je rozštěřeno na 1 kHz na sekundární straně měniče M^2LC a napájí středofrekvenční transformátor.



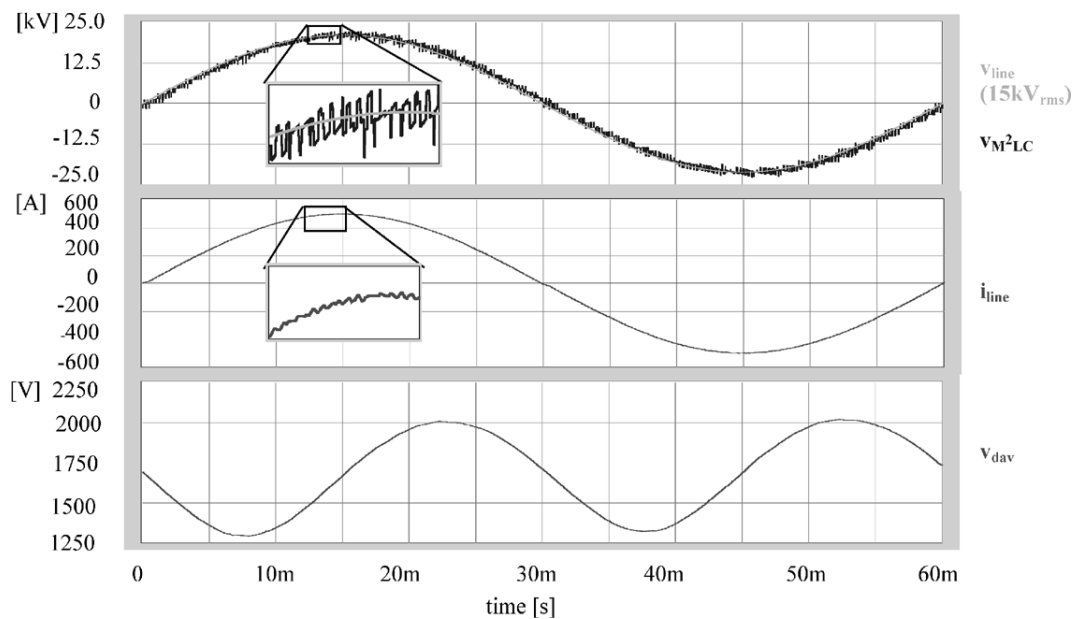
Obr. 2.1 - koncept trakčního měniče pracujícího na troleji 15 kV/16.7 Hz [3]

Jednofázový M^2LC se skládá ze 4 totožných bloků „arm“, které se skládají z N identických submodulů, které jsou tvořeny z plných H-můstků s paralelně připojenými kondenzátory C ke každému můstku, jak je patrné z Obr. 2.2.



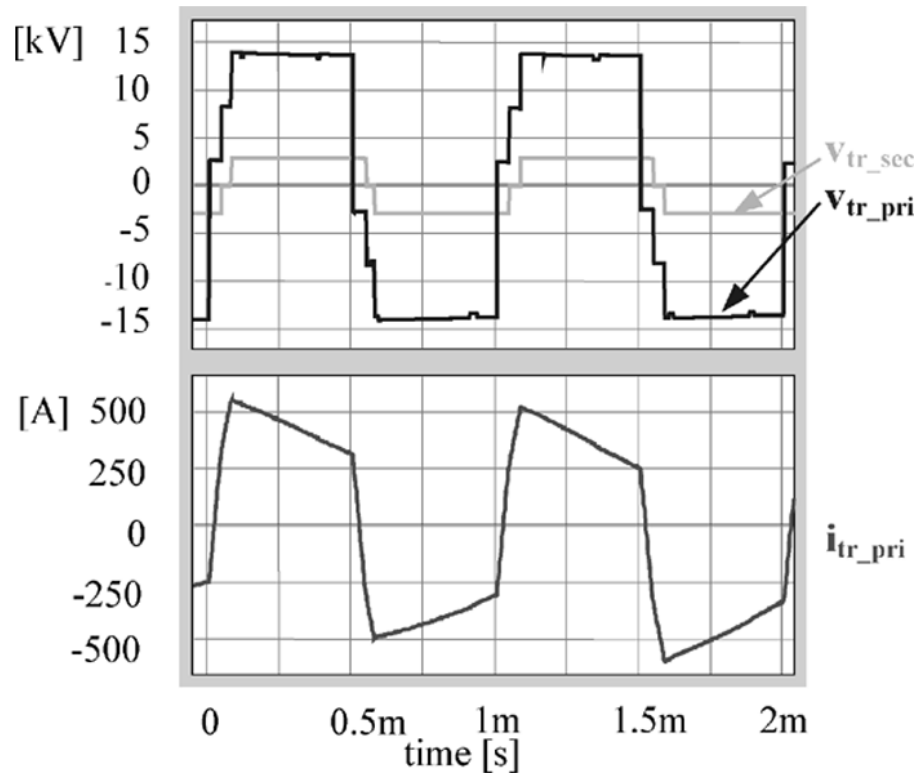
Obr. 2.2 - M2LC - vlevo AC/AC 1-f M2LC topologie, vpravo je zobrazení poskládání několika modulů do jednoho ramene „arm“ [3]

Na Obr. 2.3 jsou zobrazeny nasimulované průběhy napětí na vstupu měniče (horní průběh V_{line}), uprostřed odebíraný proud ze sítě (I_{line}) 15 kV / 16,7 Hz při výkonu 5 MW. Dolní průběh znázorňuje zvlnění napětí na výstupních kondenzátorech V_{dav} . Z uvedeného lze konstatovat že, napětí V_{line} a proud I_{line} má díky velkému počtu hladin měniče velmi malé zvlnění.



Obr. 2.3 - Simulační výsledky MMLC pro výkon 5 MW na 15 kV/16,7 Hz troleji [3]

Simulační průběh na Obr. 2.4 ukazuje napětí a proudy na primární straně transformátoru a napětí na sekundární straně transformátoru při zatížení 5 MW. Ideální průběh by měl být obdélníkového tvaru.



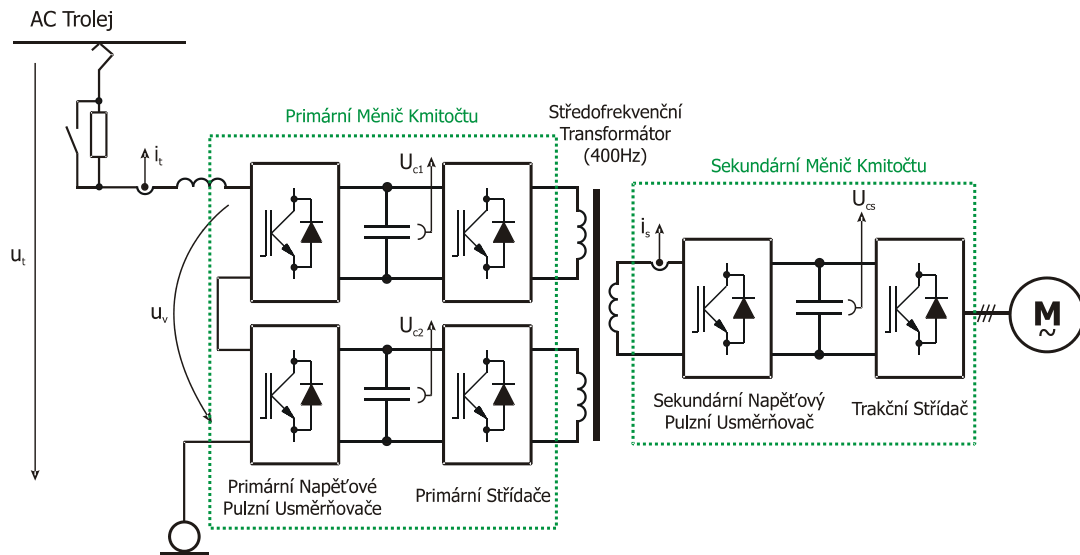
Obr. 2.4 - Simulační výsledky průběhů proudu a napětí na MFT v MMLC [3]

Zhodnocení M^2LC topologie

Topologie přímého měniče kmitočtu založeného na M^2LC topologii se zdá být perspektivní. Předložené simulační průběhy ukazují na velmi dobrý odběr proudu ze sítě. Experimentální výsledky bohužel nebyly volně zveřejněny, nicméně reálné aplikace postavené na této topologii jsou již známy.

2.2 Trakční pohon se středofrekvenčním transformátorem a nepřímými měniči kmitočtu na primární straně MFT

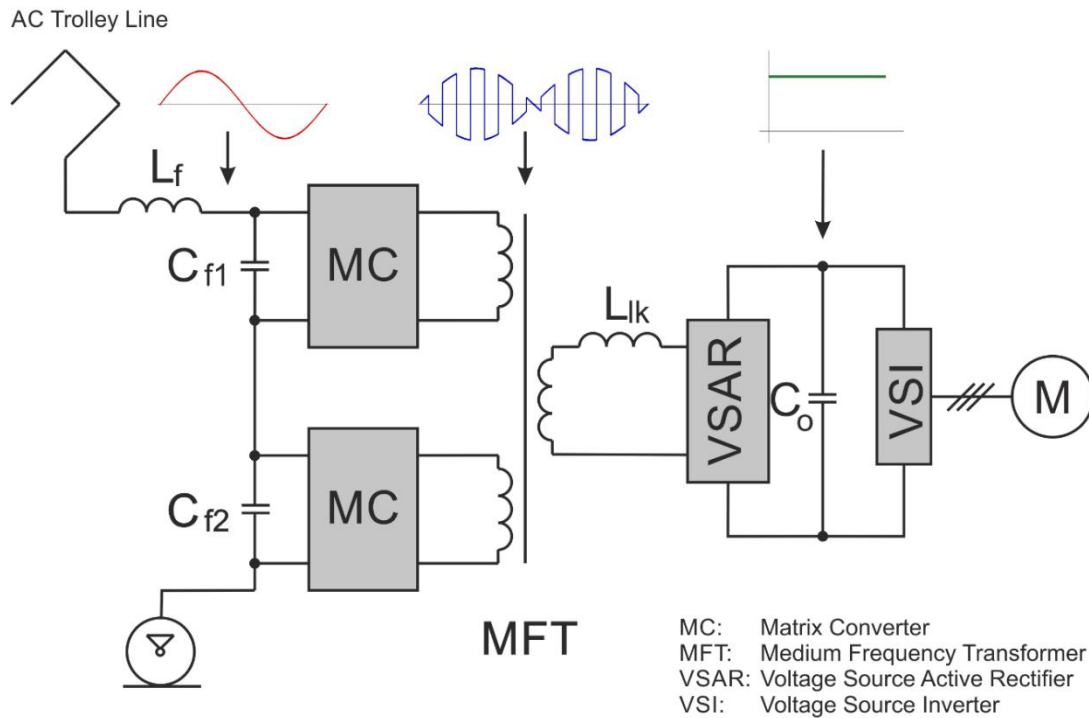
Další perspektivní topologií používající středofrekvenční transformátor je topologie s 1-fázovými nepřímými měniči kmitočtu na primární straně transformátoru. Zmíněnou topologií se zabývá práce [7], kde jsou použity pro zvýšení frekvence do MFT vysokonapěťové kaskádně spojené nepřímé měniče kmitočtu, jak je zobrazeno na Obr. 2.5.



Obr. 2.5 - Konfigurace navrženého laboratorního prototypu trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem a nepřímými měniči kmitočtu na primární straně MFT [7]

2.3 Trakční pohon se středofrekvenčním transformátorem a přímými měniči kmitočtu na primární straně MFT

Blokové schéma topologie trakčního měniče s MFT a maticovými měniči na vstupu je zobrazeno na Obr. 2.6. Trolejové napětí je přivedeno na vstupní filtry, ze kterých jsou napájeny primární maticové měniče (MM). MM zvýší vstupní kmitočet napájecího napětí na frekvenci 400Hz. Takto upravené napětí je přivedeno na vstup středofrekvenčního transformátoru. Středofrekvenční transformátor pracuje s rozstřídaným průběhem napětí o vyšším kmitočtu se sinusovou obálkou 100Hz. Na sekundární straně transformátoru je připojen napěťový pulzní usměrňovač.



Obr. 2.6 - Blokové schéma – maticový měnič, středofrekvenční transformátor, pulsní usměrňovač

Tato koncepce využívá pro vyrovnávání napětí na primární straně MFT magnetickou vazbu transformátoru na primární straně. Jelikož je použit společný transformátor s několika primárními vinutími rozdělující vstupní trolejové napětí (v laboratorním modelu bylo vyzkoušeno rozdělení na dva). Jelikož je použit transformátor se sdíleným magnetickým jádrem, tak magnetický tok Ψ protékající společným magnetickým obvodem zajistí přirozené vyvažování napětí na primárních vinutích. Tedy se využívá přirozené balancování napětí na kondenzátorech vstupního filtru bez nutnosti speciálního balancovacího algoritmu.

2.4 Návaznost na předcházející práce

Tato práce navazuje na disertační práce [8] a [9], ve kterých byla již problematika využití maticových měničů jakožto primárních měničů pro vozidla těžké trakce zkoumána. Obě tyto práce vycházely z topologie v předešlé kapitole 2.3.

Prvotním cílem práce [8] bylo zprovoznění celého systému, dále práce zkoumala možnost rozvážení napětí na kondenzátorech vstupního filtru pomocí transformátorové vazby při nestejných hodnotách kapacity. V neposlední řadě se práce zabývala problematikou regulace fázového posunu trolejového proudu vůči napětí sítě pomocí spínání pulsního usměrňovače.

Práce [9] doplňuje předešlou práci o návrh vstupního filtru a zhodnocení vhodnosti regulace fáze odebíraného proudu pomocí vkládání nulových vektorů do spínání maticových měničů, které se ale ukázalo jako méně vhodné, než regulace fáze pomocí řízení sekundárního pulsního usměrňovače. Dále je v této práci doplněna problematika spínání maticového měniče v okolí síťového napětí blízkého nule.

Předkládaná práce, na rozdíl od zmíněných prací [8] a [9], využívá modulární topologii separátních buněk (kapitola 4). Práce doplňuje problematiku řízení maticových měničů o řízení s kombinovaným výběrem komutace. Předešlé práce využívaly buď komutaci založenou na znalosti polarit vstupního napětí, nebo komutaci založenou na znalosti polarit výstupního proudu. Tato problematika bude podrobněji popsána v kapitole 5.3.3.

Pro řízení maticových měničů byl s ohledem na optimální sycení magnetického jádra transformátoru byl vytvořen algoritmus s proměnnou spínací frekvencí maticového měniče popisovaný v kapitole 5.4.

Z důvodu použití koncepce bez samobalancování magnetické vazby od magnetické vazby společného transformátoru použité v [8] a [9], bylo v této práci nutné řešit problematiku balancování napětí na kondenzátorech vstupního filtru viz kapitola 6.4.

Dále je v této práci využito „floatového“ signálového procesoru, DSP interface a FPGA procesoru. To bylo nezbytné vzhledem k velkému množství spínaných součástek v navrhované nové topologii trakčního měniče, která je zde také řešena.

3 Cíle práce

S ohledem na nevýhody vyplývající z použití společného středofrekvenčního transformátoru (složitá konstrukce, ovlivňování vinutí vlivem parazitních vazeb, komplikované zástavbě, možnosti výměny a technologické problémy s izolací) si tato práce klade za cíl navrhnout modulární topologii se separátními středofrekvenčními transformátory.

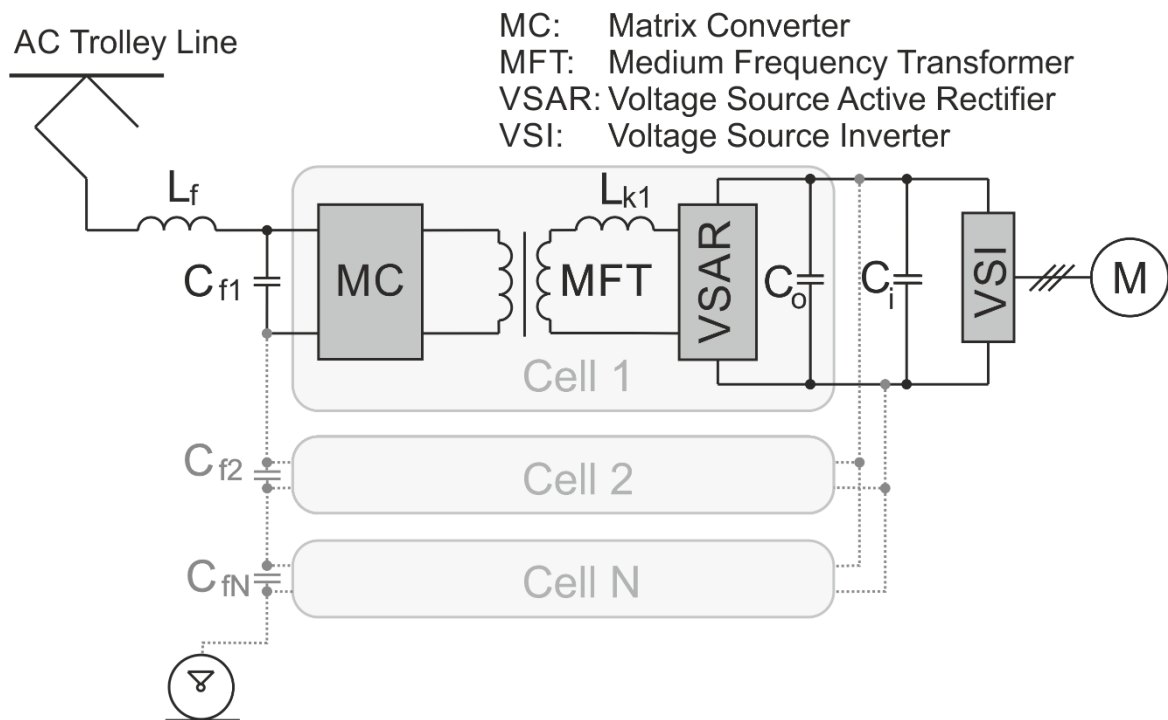
Z důvodu absence magnetické vazby mezi jednotlivými buňkami navrhované topologie je nutné řešit problematiku balancování kondenzátorů vstupního filtru. Pro ověření funkčnosti navrhované topologie bude vytvořen matematický a fyzikální model. Pro popisovanou modulární topologii výkonového obvodu budou navrženy řídicí a regulační algoritmy, které budou implementovány do vhodného řídicího hardware s ohledem na možnost velkého množství řízených výkonových polovodičových součástek (DSP jako nadřazená řídicí jednotka, a podřízené řídicí jednotky na bázi FPGA pro řízení jednotlivých buněk a vhodný komunikační rozhraní mezi nimi).

V rámci možností budou do těchto řídicích algoritmů implementována další rozšíření, to konkrétně z hlediska použití kombinovaného výběru komutace, změna spínací frekvence z hlediska optimálního sycení magnetického jádra transformátoru a porovnání variant řízení pulsního usměrňovače.

Vytyčené základní cíle:

- Navrhnout modulární topologii se středofrekvenčním transformátorem.
- Navrhnout a realizovat algoritmy pro balancování napětí kondenzátorů.
- Sestavit matematický model pro simulaci pohonu.
- Sestavit fyzikální model v laboratoři.
- Vytvořit algoritmus pro kombinovaný výběr komutace.
- Navrhnout řízení s optimalizací spínací frekvencí.
- Implementovat algoritmy řízení do DSP.
- Implementovat algoritmy spínacích sekvencí do FPGA.
- Propojit řízení procesorů DSP a FPGA.
- Zrealizovat algoritmy řízení pulsních usměrňovačů.

Řešením uvedených problémů předpokládáme použití modulární koncepce zobrazenou na Obr. 3.1.



Obr. 3.1 - Obecné blokové schéma nové modulární koncepce trakčního pohonu s MFT

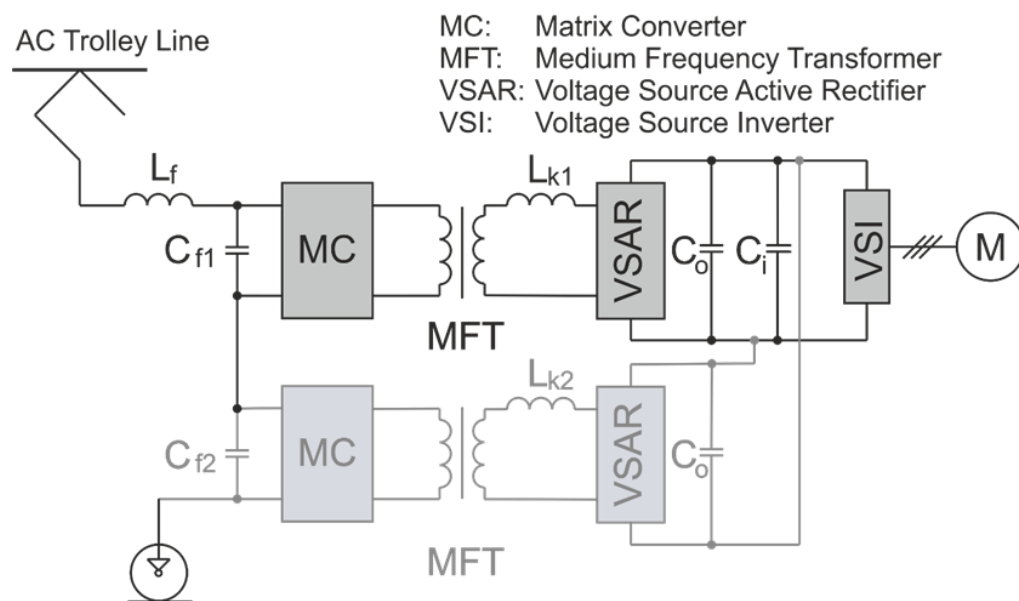
4 Trakční pohon se středofrekvenčním transformátorem – Navrhovaná topologie se separátními MFT

Koncepce trakčního pohonu se separátními MFT (Obr. 3.1) je zcela modulární ve srovnání s koncepcí s jedním MFT dle Obr. 2.6. Součástí každého modulu je jak vstupní část (MC, se vstupním filtračním kondenzátorem), výstupní část (PU atd.), tak i středofrekvenční transformátor MFT. Tato topologie umožňuje rekonfiguraci trakčního měniče, například podle požadovaného vstupního napětí. Schéma na Obr. 4.1. dále umožňuje paralelní či sério-paralelní spojení výstupů sekundárních pulzních usměrňovačů dle požadovaného výstupního napětí v DC meziobvodu a dle převodu MFT. V případě požadavku na vyšší napěťovou zatížitelnost na vstupu lze doplnit schéma o další modulární buňku.

Tato koncepce disponuje výhodou modulárnosti uspořádání, což mimo jiné klade menší nároky na napěťovou odolnost a finální realizaci oproti uspořádání s jedním MFT. Jednotlivá buňka se izoluje na provozní napětí buňky, nikoli na napětí troleje např. 25 kV. Umožňuje hmotnostně a prostorově kompaktní provedení několika menších transformátorů místo jednoho velkého transformátoru. To umožňuje modulární „stavebnicovou“ konstrukci zařízení. Další výhodou této topologie je oddělení nechtěných vazeb a jednodušší zajištění symetrického chování. U topologie s jedním společným vícevinutovým transformátorem roste složitost jeho realizace a nelze plně zajistit symetrické parametry mezi jednotlivými vinutími navzájem.

Nevýhodou topologie se separátními MFT je ovšem potřeba rozšířit řídicí algoritmy o vyrovnávání napětí na vstupech jednotlivých buněk, napětí na kondenzátorech vstupního filtru. Rovnoměrné rozložení napětí troleje na kondenzátorech ($C_{f1} - C_{fN}$) vstupních filtrů zabezpečuje, že vysoké napájecí trolejové napětí je rovnoměrně rozloženo na vstupy jednotlivých modulárních buněk. Nerovnoměrné rozložení napájecího napětí mezi jednotlivé buňky by mohlo vést k napěťovému průrazu polovodičových součástek na primárních maticových měničích.

Ověření navrhované modulární koncepce bude provedeno na úrovni dvou separátních buněk. Tomu odpovídá následující blokové schéma na Obr. 4.1.



Obr. 4.1 - Blokové schéma trakčního pohonu s MFT se dvěma separátními buňkami

5 Maticové měniče

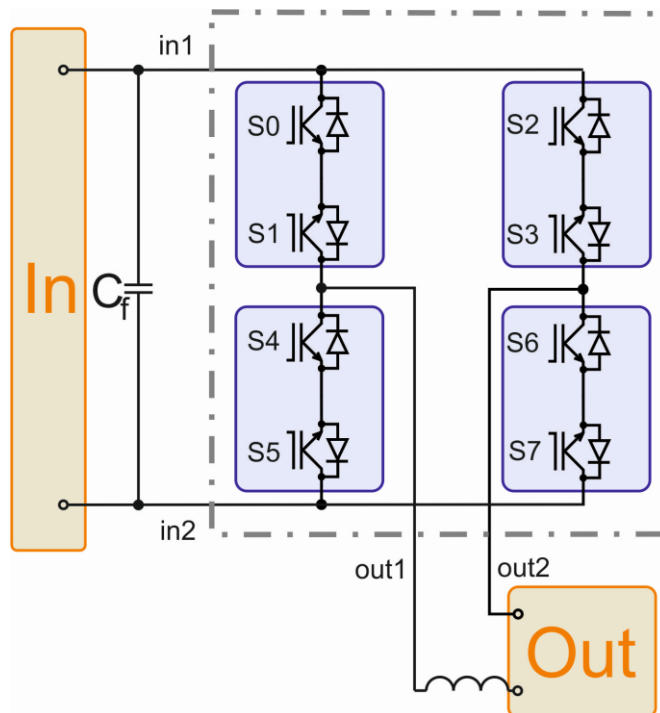
Maticové měniče (anglicky matrix converter) se objevují v odborné literatuře od osmdesátých let minulého století, problematice se věnují i [5] a [5][6]. Princip těchto měničů spočívá ve spínacím algoritmu, podle kterého se na výstupní fáze měniče připojují přímo fáze vstupní, a tím se vytváří průběh napětí (proudu) přímo ze vstupního napětí (proudu). V současnosti se tyto měniče objevují převážně v aplikacích spojených s obnovitelnými zdroji energie, převážně ve vícefázových variantách. V této práci je vzhledem k trakční aplikaci využita jednofázová varianta tohoto měniče.

5.1 Zapojení maticového měniče

Zapojení maticového měniče je zobrazeno na Obr. 5.1. Na vstupu MM je umístěn kondenzátor, který slouží jako vstupní filtr a rozděluje napětí troleje na nižší hodnoty pro jednotlivé buňky. Na výstupu MM se nachází indukivní zátěž. Z toho vyplývá, že je nutné respektovat tyto pravidla:

- Vstupní svorky nelze zkratovat
- Výstupní svorky nelze rozpojit

Z těchto pravidel pak vychází spínací kombinace pro řízení MM.



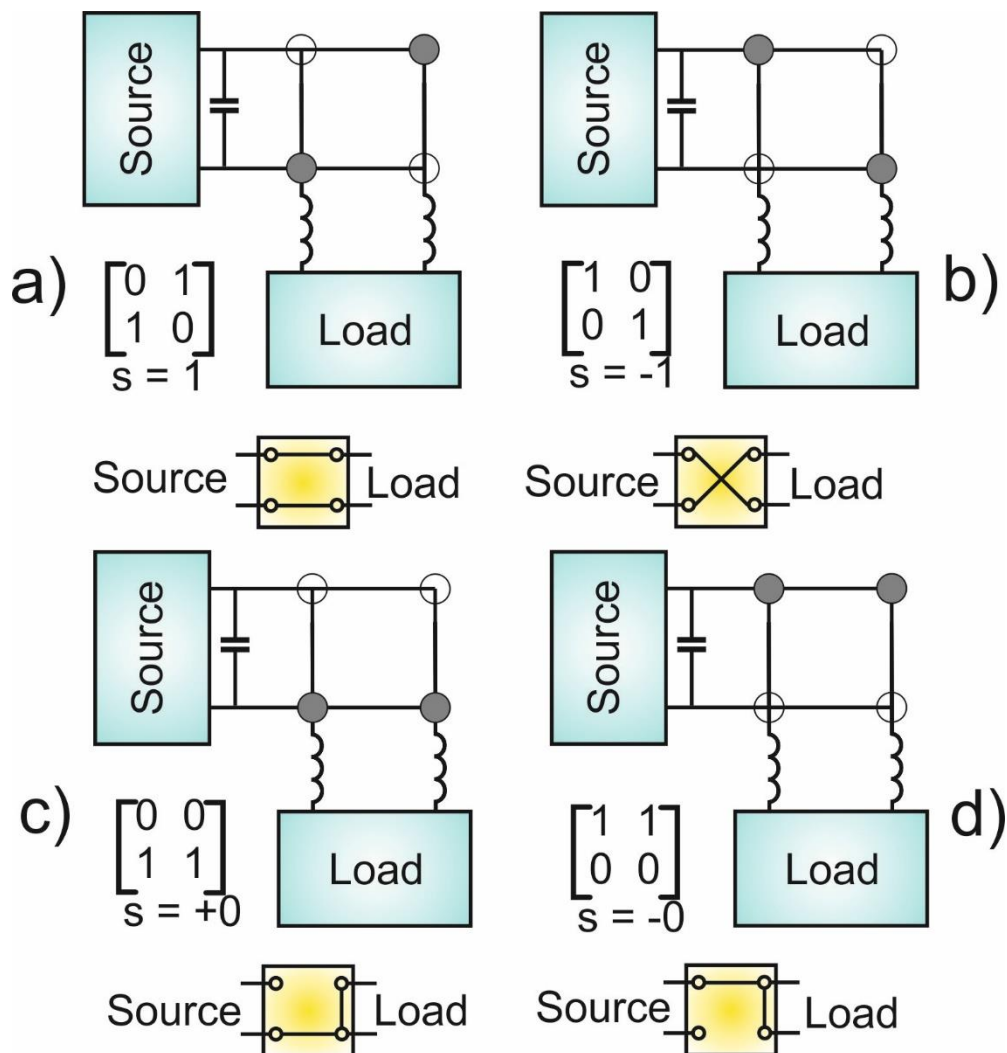
Obr. 5.1 - Topologie 1-fázového maticového měniče

5.2 Spínací kombinace maticového měniče

Na Obr. 5.2 jsou zobrazeny možné spínací kombinace pro jednofázový maticový měnič.

Stabilní spínací stavy jsou pouze:

- **Stav 1** – sepnuty tranzistory 0, 1, 6, 7 (vstup připojen přímo na výstup)
- **Stav -1** – sepnuty tranzistory 2, 3, 4, 5 (vstup připojen na výstup s opačnou polaritou)
- **Stav 0** – sepnuty tranzistory 0, 1, 2, 3, případně 4, 5, 6, 7 (vstup rozpojen a výstup zkratován – tzv. nulový vektor)



Obr. 5.2 - Spínací kombinace pro jednofázový maticový měnič

5.3 Komutace maticového měniče

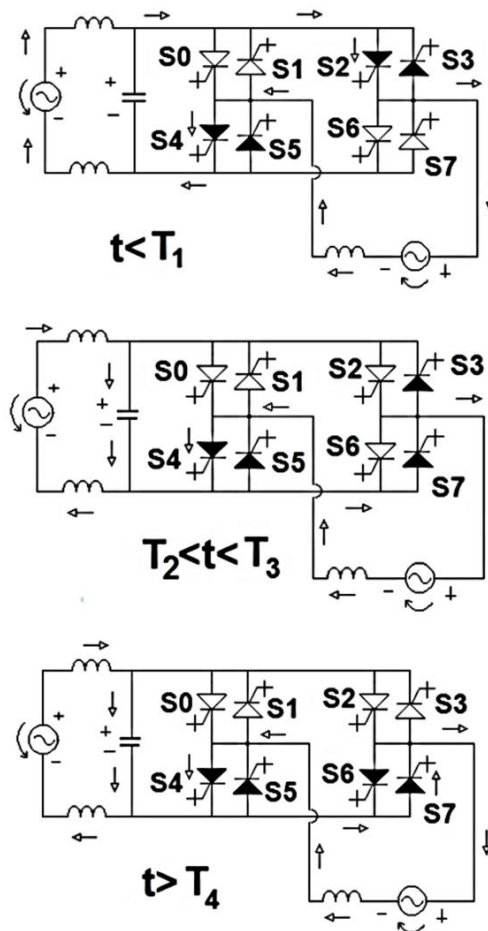
Přepínání jednotlivých větví MM probíhá postupným přecházením mezi spínacími polohami. Přepínání jednotlivých stavových vektorů se však musí provádět pomocí přechodových stavů, aby byla dodržena pravidla nezkratování vstupních svorek a nerozpojení výstupních (kapacitní vstup a induktivní výstup). Přepínání mezi polohami, tzv. komutace MM, probíhá postupným zapínáním prvků, které budou použity, vypínáním prvků, jejichž zapnutí by znamenalo zkrat. Lze použít spínání (komutaci) podle znalosti smyslu výstupního proudu nebo podle polaritě vstupního napětí, případně kombinací těchto dvou.

5.3.1 Komutace podle znalosti polaritě vstupního napětí MM

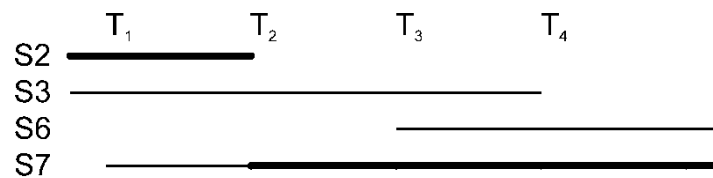
Průběh komutace založené na znalosti polaritě vstupního napětí je zobrazen na Obr. 5.3. Detailní pohled na spínací sekvenci pro kladný výstupní proud je pak zobrazen na Obr. 5.4 (tlustá čára znamená uzavřený spínač, kterým prochází proud, tenká čára ukazuje uzavřený spínač, ale bez protékajícího proudu).

Obr. 5.5 znázorňuje stejný stav polaritě vstupního napětí jako Obr. 5.4, ale opačný výstupní proud. Pro obě polaritě výstupního proudu je možné použít stejné řídicí signály pro jednotlivé spínače. Porovnáme-li Obr. 5.4 a Obr. 5.5, pak je vidět rozdíl průtoku proudu skrze prvky. Což jest analogií k death-time napěťového střídače.

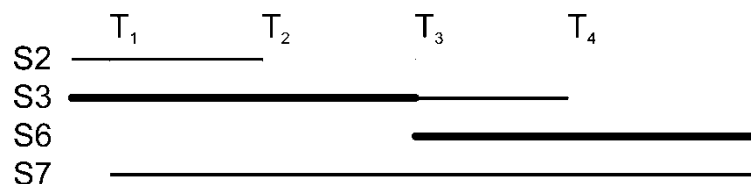
Chybné rozpoznání polaritě vstupního napětí může nastat při nízké skutečné hodnotě vstupního napětí. Tato chyba může zapříčinit zkrat napájecího napětí přes prvky S3 a S7, v časovém intervalu $t \in (T1 ; T4)$, proto je výhodnější využít komutační algoritmus podle polaritě výstupního proudu.



Obr. 5.3 - Komutace založená na znalosti polarity vstupního napětí
(kladné vstupní napětí a kladný výstupní proud)



Obr. 5.4 - Komutace založená na znalosti polarity vstupního napětí
(kladné vstupní napětí a kladný výstupní proud jako v Obr. 4.3)

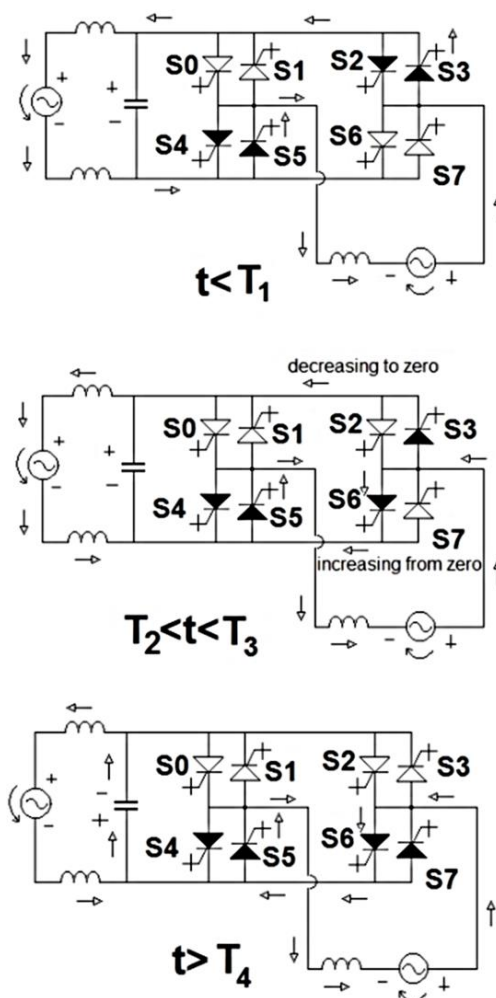


Obr. 5.5 - Komutace založená na znalosti polarity vstupního napětí
(kladné vstupní napětí a záporný výstupní proud)

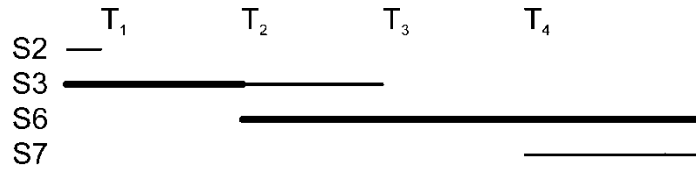
5.3.2 Komutace podle znalosti polarity výstupního proudu MM

Komutační algoritmus založen na znalosti polarity výstupního proudu, je popsán na Obr. 5.6. Podrobnosti o spínací sekvenci jsou zobrazeny na Obr. 5.7 (kladné vstupní napětí) a Obr. 5.8 (záporné vstupní napětí).

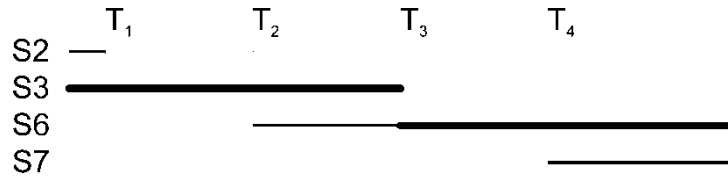
Chybné rozpoznání polarity výstupního proudu může způsobit rozpojení proudu protékajícího přes indukčnost zátěže.



Obr. 5.6 - Komutace založená na znalosti polarity výstupního napětí
(kladné vstupní napětí a záporný výstupní)



Obr. 5.7 - Komutace založená na znalosti polarity výstupního proudu (kladné vstupní napětí a záporný výstupní proud jako v situaci na Obr. 5.6)



Obr. 5.8 - Komutace založená na znalosti polarity výstupního proudu (záporné vstupní napětí a záporný výstupní proud)

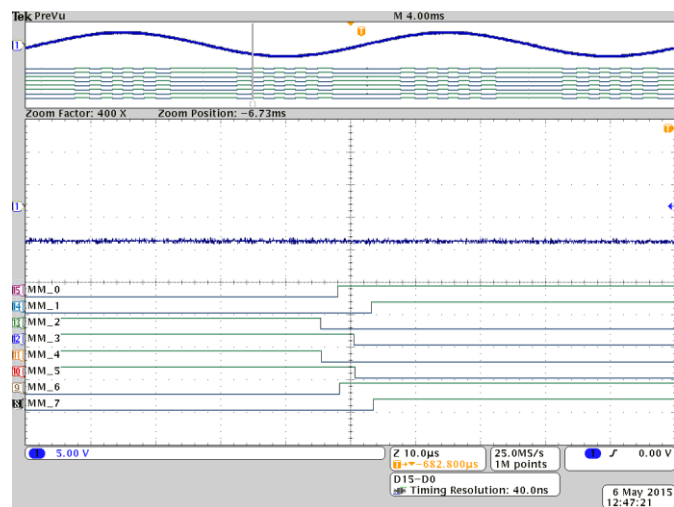
5.3.3 Kombinovaný algoritmus komutace

Kompletní přepínání tranzistorů založené na kombinovaném komutačním algoritmu se řídí podle **Tabulka 1**. V tabulce jsou vypsány komutační kroky jak pro komutaci podle znalosti výstupního proudu MM, ale i pro komutaci závislé na znalosti vstupního napětí MM. Tabulka určuje jak přepnutí z kladného výstupního napětí MM na záporné, tak i obráceně. Písmenka „a“ až „e“ vyjadřují krok komutace, přičemž „a“ je původní stav přepnutí a „e“ znázorňuje budoucí stav přepnutí. Modrá (-) a červená (+) barva znázorňuje polarity napětí a proudů.

Tabulka 1 Komutační kroky maticového měniče pro 4 krokovou komutaci

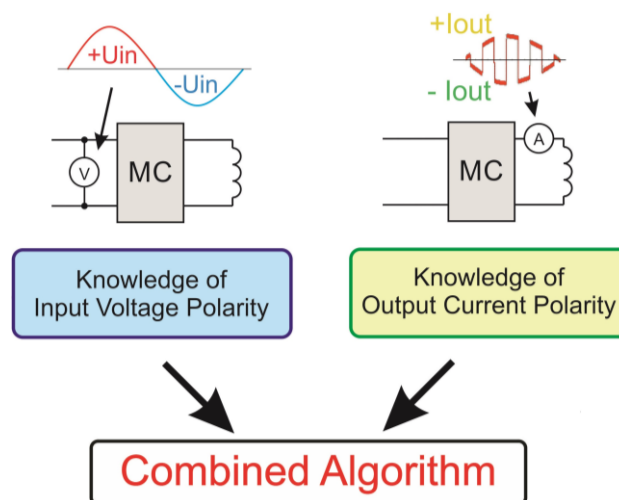
Regime 1 Commutation according to knowledge of the MC input voltage polarity						Regime 2 Commutation according to knowledge of the MC output current polarity																																								
		+1 => -1					-1 => +1							+1 => -1					-1 => +1																											
		a	b	c	d	e			a	b	c	d	e			a	b	c	d	e			a	b	c	d	e																			
+U _{in}	S0	x	x					S0					x	x	+I _{out}	S0	x	x	x				S0					x	x	x	+I _{out}	S0	x	x	x				S0					x	x	x
	S1	x	x	x	x			S1		x	x	x	x			S1	x								S1					x																
	S2				x	x	x	x	S2	x	x					x	S2	x							x	S2	x																			
	S3		x	x	x	x	x	x	S3	x	x	x	x			S3		x	x	x						S3	x	x	x																	
	S4				x	x			S4	x	x					x	S4	x							x	S4	x																			
	S5		x	x	x	x	x	x	S5	x	x	x	x			S5		x	x	x						S5	x	x	x																	
	S6	x	x						S6					x		x		S6	x	x	x						S6			x		x	x													
S7	x	x	x	x				S7		x	x	x	x		S7	x								x	S7					x																
-U _{in}	S0	x	x	x	x			S0		x	x	x	x	-I _{out}	S0	x						S0								-I _{out}	S0	x						S0								
	S1	x	x					S1					x		x		S1									S1					x	x														
	S2		x	x	x	x	x	x	S2	x	x	x	x			S2	x	x	x					x	S2	x	x	x																		
	S3				x	x	x	x	S3	x	x					x	S3	x								S3	x																			
	S4		x	x	x	x	x	x	S4	x	x	x	x			S4		x	x	x						S4	x	x	x																	
	S5				x	x			S5	x	x					x	S5	x							x	S5	x																			
	S6	x	x	x	x				S6		x	x	x		x		S6	x									S6						x													
S7	x	x						S7					x	x		S7	x	x	x					x	S7			x	x	x																

Na základě této tabulky je implementován stavový automat, který je použit jak pro simulace navrhované topologie, tak na fyzickém laboratorním modelu, kde je implementován do FPGA procesoru. Samotným výběrem komutace se zabývá DSP procesor, který obstarává měření všech potřebných veličin a zároveň obsahuje důležité rozhodovací algoritmy. Ověření správné činnosti spínání na laboratorním modelu je zobrazeno Obr. 5.9. Jedná se o stav komutace založené na rozpoznání polaritě vstupního napětí. Zvětšený detail na komutaci odpovídá stavu záporného napájecího napětí (modrý sinusový průběh = U_{in}). Všechny varianty komutací, byly nejprve ověřeny při napájení z laboratorního zdroje na sníženém napětí.



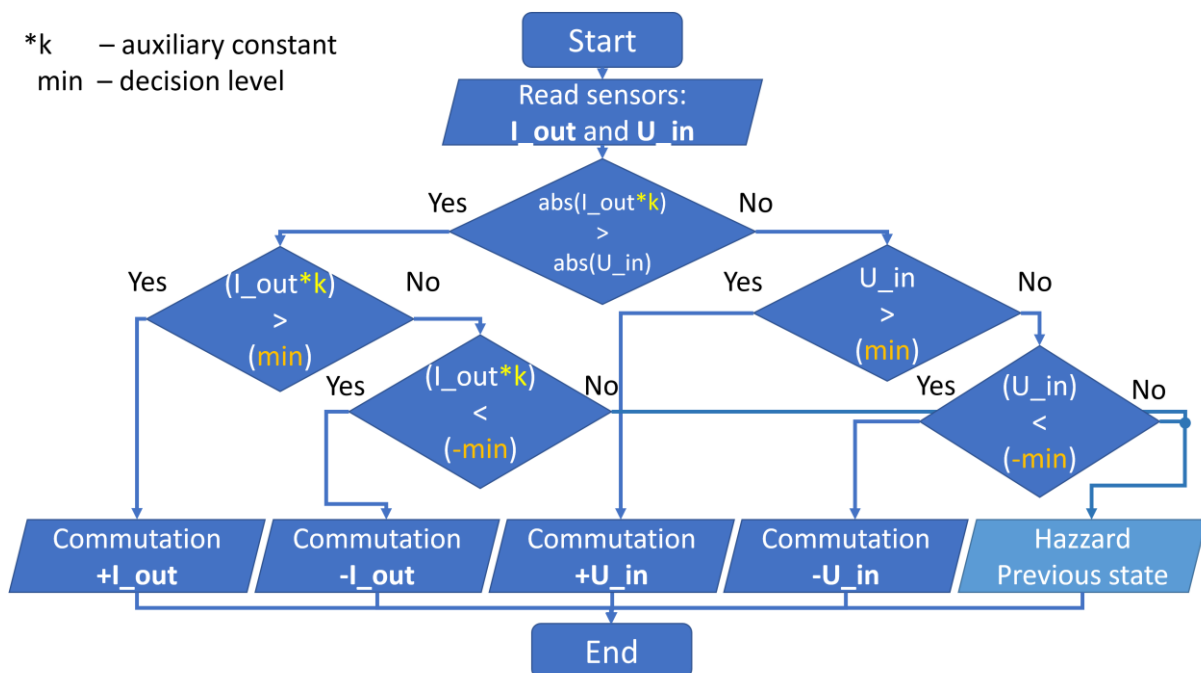
Obr. 5.9 - Ověření rozpoznání komutace podle polaritě vstupního napětí

Výše popsané základní komutační algoritmy mají různé spínací sekvence a je možno je kombinovat. Obr. 5.10 znázorňuje místa měřených veličin potřebných k volbě komutace.



Obr. 5.10 - Kombinovaná metoda výběru komutace MM

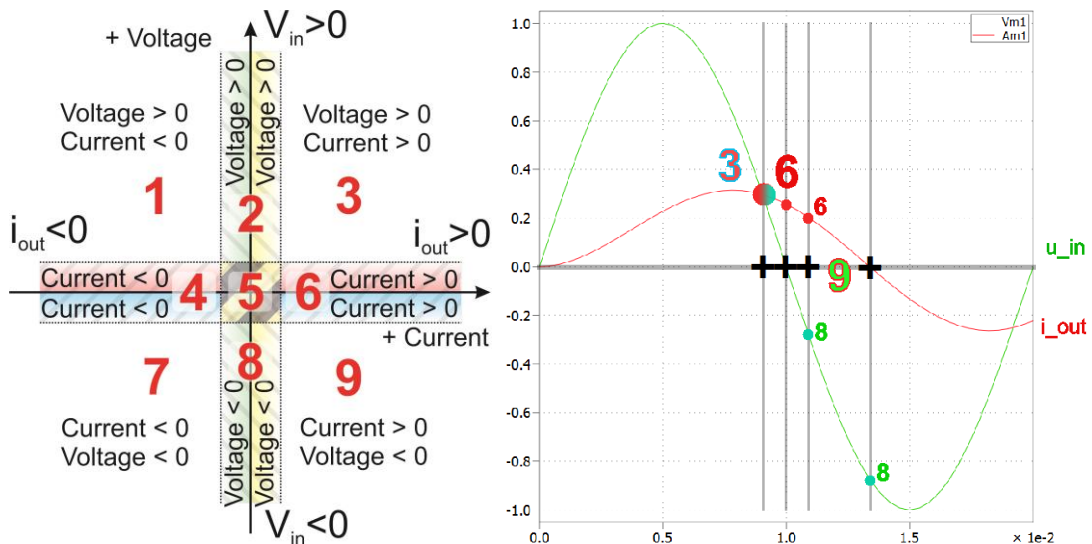
Celý proces u kombinovaného algoritmu výběru vhodné komutační metody je zjednodušen na Obr. 5.11, kde je zobrazen stavový diagram popisující průběh výběru. Po přečtení hodnot proudu a napětí dojde k jejich porovnání. Velký význam zde má pomocná konstanta, jejíž velikostí lze ovlivnit význam hodnoty proudu a upřednostnit tak volbu na základě znalosti polarity výstupního proudu, která je příznivější oproti komutaci podle znalosti vstupního napětí. Jak vyplývá z Obr. 5.12, pokud jsou hodnoty proudu i napětí nedostatečné ke spolehlivé identifikaci stavu, zůstane vybrán poslední použitý komutační stav.



Obr. 5.11 - Stavový diagram algoritmu pro kombinovaný výběr komutace MM

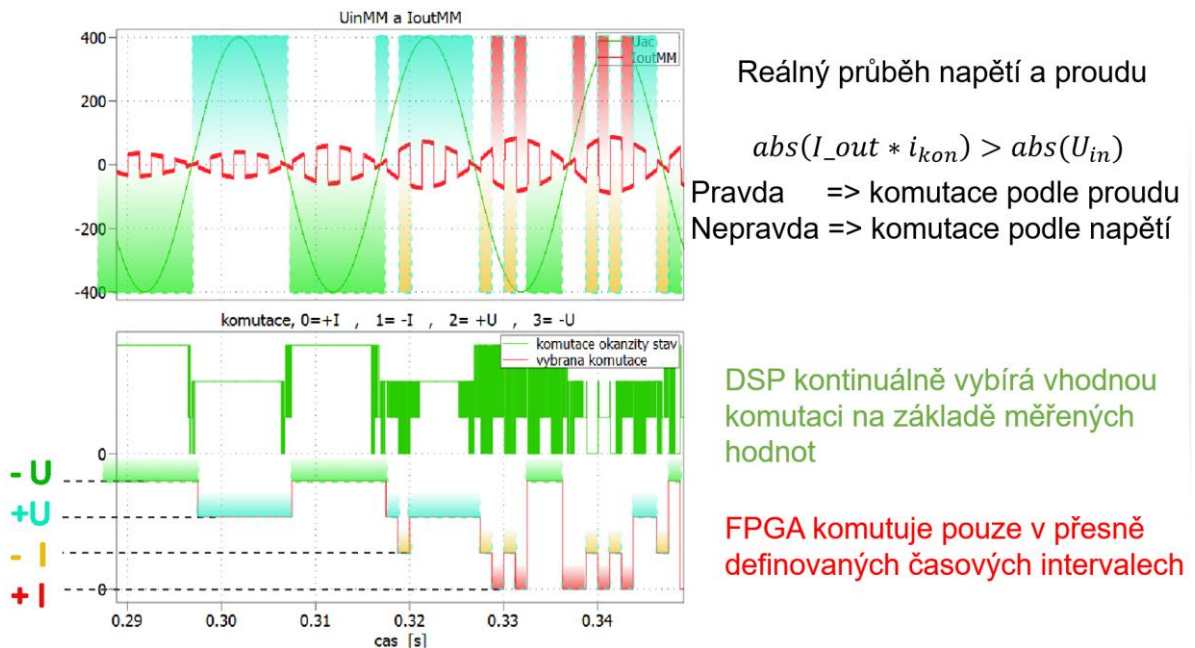
Obr. 5.12 ukazuje princip kombinovaného algoritmu (tj. preferovaný způsob komutace). Pravá část obrázku ukazuje teoretický průběh za účelem snadnějšího vysvětlení dále popisovaných oblastí. V oblastech 2 a 8 je velmi malý proud, a proto je nejprve komutováno na základě znalosti polarity vstupního napětí. V oblastech 4 a 6 (nízké napětí) komutace probíhá na základě znalostí polarity výstupního proudu. V oblastech 1, 3, 7 nebo 9 je možné vybrat komutaci na základě znalostí polarity proudu nebo napětí.

Prostřední oddíl 5 je problematický, protože proud i napětí jsou velmi nízké (detekce polarity může způsobit nebezpečí). Detailní průběh této oblasti je vysvětlen na Obr. 5.14. Kde časy $t1$ a $t2$ vyznačují místa, kde dochází k výběru komutace. V těchto oblastech je již velikost měřených veličin dostatečná.

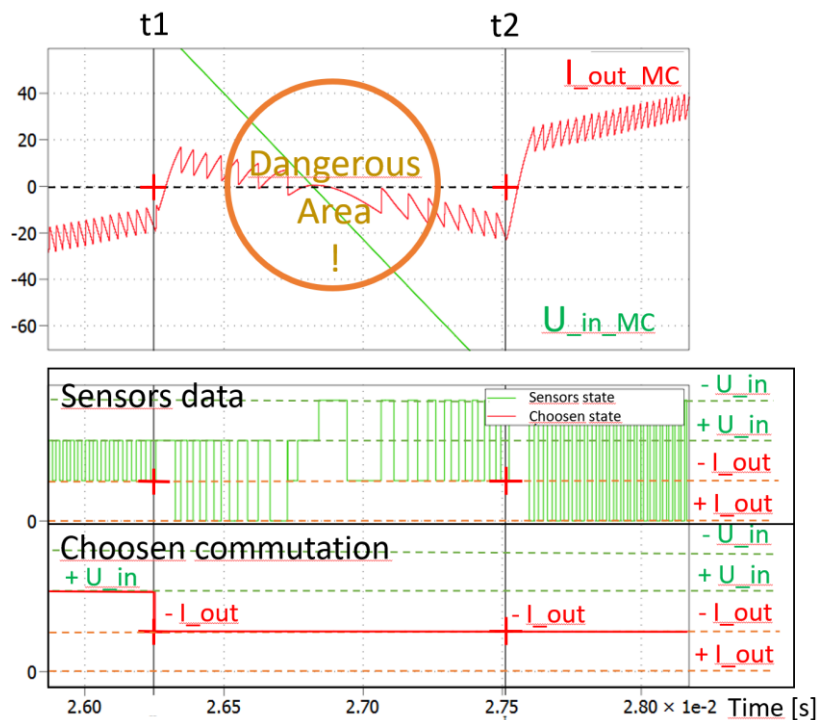


Obr. 5.12 - Kombinovaný algoritmus komutace – vyznačení oblastí, kde je vhodnější použít algoritmus komutace podle proudu nebo algoritmus komutace dle napětí.

Na Obr. 5.13 je zobrazena aplikace kombinovaného algoritmu volby komutace. Jsou zde zobrazeny průběhy napětí a proudu na maticovém měniči. Proud v první části nemá dostatečnou velikost a je tedy upřednostňována komutace založená na znalosti polarit vstupního napětí (zeleně a modře vyznačené oblasti). Hodnota proudu se postupně zvyšuje a algoritmus tak postupně začíná upřednostňovat komutace podle znalosti výstupního proudu (červeně a žlutě zvýrazněné oblasti).



Obr. 5.13 - Ověření činnosti kombinovaného algoritmu volby komutace



Obr. 5.14 - Nebezpečná oblast volby komutace

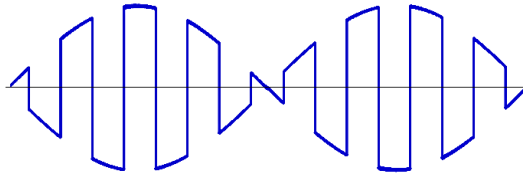
5.4 Vliv spínací frekvence na středofrekvenční transformátor

Vyšší provozní frekvence způsobuje zmenšení rozměrů magnetického obvodu transformátoru a tím snížení jeho hmotnosti při zachování hodnoty magnetického sycení, jak je patrné z Obr. 1.3. Na druhou stranu velmi vysoká frekvence významně zvyšuje poklesy napětí v MFT vlivem indukčnosti a výkonové ztráty v měniči (spínací ztráty), v MFT (vířivé proudy, hysterezní ztráty) a ztráty na vedení (skin efekt). Musíme zavést speciální konstrukci MFT (železné jádro).

Řízení s optimalizací spínací frekvence maticového měniče

Pokud by byla použita stejná šířka napěťových pulsů vstupujících do středofrekvenčního transformátoru (Obr. 5.15), pak by s ohledem na proměnnou velikost amplitudy těchto pulsů byla proměnná i napěťová plocha těchto pulsů. Tato napěťová plocha (tj. integrace napětí v čase – tj. tzv. napěťové množství na indukčnosti) odpovídá změnám magnetického toku. To by pak vedlo na to, že v okolí amplitudy sinusoidy vstupního „trolejového“ napětí by docházelo k velkým změnám toku (tj. hrozí zde nebezpečí, že by se středofrekvenční transformátor magneticky přesycoval). Pro malé okamžité hodnoty vstupního „trolejového“ napětí (a zejména v okolí průchodu nulou) by bylo dosahováno jen nepatrných změn magnetického toku – tj. středofrekvenční transformátor by pak nebyl dostatečně magneticky

využit (tj. okamžité hodnoty mg. toku by byly nízké, proto není vhodné zde realizovat „tak časté spínání“ polovodičů maticového měniče).



Obr. 5.15 - Teoretické výstupní napětí z MM, které je na vstupu MFT

Protože „vysokonapěťový“ maticový měnič má časově proměnnou hodnotu velikosti výstupního napětí. To znamená, že konstantní frekvence není optimální a naopak by bylo vhodné vždy přizpůsobit aktuální hodnotu spínací frekvence v závislosti na aktuální skutečné hodnotě vstupního „trolejového“ napětí tak, aby se dosáhlo optimálního přenosu výkonu s co nejmenší spínací frekvencí, bez přesycení magnetického jádra středofrekvenčního transformátoru.

Aktuální hodnota indukovaného napětí u_{ind} v středofrekvenčním transformátoru je dána derivací magnetického toku Ψ :

$$u_{ind} = \frac{d\Psi}{dt} \quad (1)$$

Pro vhodný časový interval platí rovnice (2):

$$\Delta\Psi = \int_{t_1}^{t_2} u_{ind} dt \quad (2)$$

Uvažujme obecnou hodnotu „průměrné hodnoty“ spínací frekvence f_{SwAv} . Pak pro počet přepínacích instancí během jedné periody T_{Troll} (vstupní „trolejové“ frekvence), zavedme „průměrný poměr“ q mezi těmito frekvencemi:

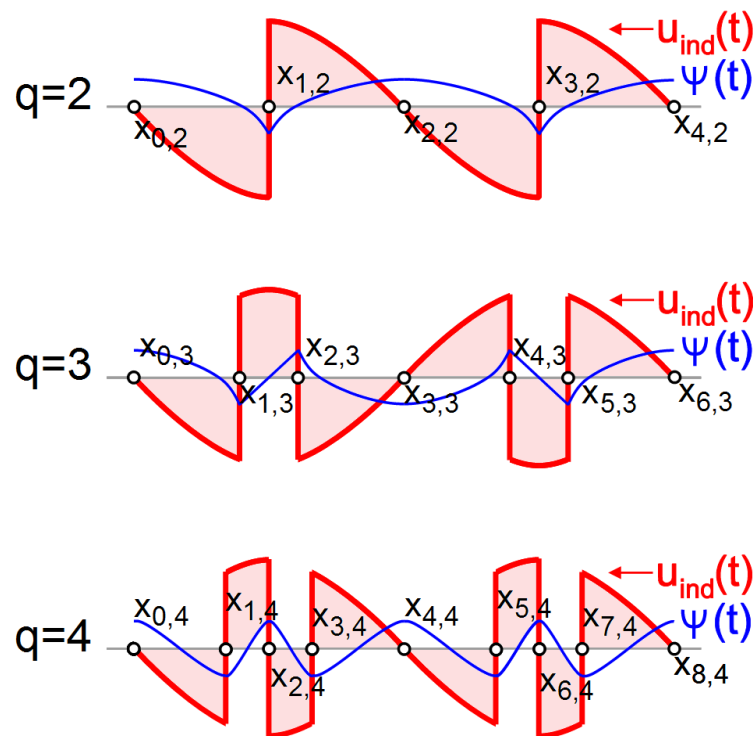
$$q = f_{SwAv} / f_{Troll} = T_{Troll} / T_{Sw} = f_{Sw} \cdot T_{Troll} \quad (3)$$

Tato hodnota „ q “ vyjadřuje průměrný poměr a měla by být konstantní a celočíselná v celém pracovním režimu. Předpokladem je synchronizované spínání maticového měniče

s trolejovým napětím a v každé periodě T_{Troll} vstupní (trolejové) frekvence stejný průběh napětí z maticového měniče do středofrekvenčního transformátoru.

Označíme-li pořadí přepnutí během jedné periody napájecího (trolejového) napětí pak získáme první index „ j “. Index „ q “ vyjadřuje zvolenou průměrnou hodnotu mezi spínací frekvencí f_{SwAv} a vstupní trolejovou frekvencí dle (3).

Tímto způsobem označme časové intervaly stavu sepnutí maticového měniče, odpovídající změny magnetického toku $\Delta\Psi_{j,q}$, odpovídající okamžiky komutace $t_{j,q}$ a těmto okamžikům odpovídající úhly $x_{j,q}$. Popisované děje lze tak názorně vyjádřit pomocí Obr. 5.16 (pro velmi nízké frekvence spínání maticového měniče). Praktické příklady reálného použitelného „průměrného poměru“ q jsou uvedeny na konci kapitoly na Obr. 5.17 a) – c).



Obr. 5.16 - Názorný příklad pro vysvětlení průběhů napětí a magnetického toku v transformátoru (a pro označení optimálních úhlů pro přepnutí maticového měniče) pro různé hodnoty průměrné spínací frekvence pro nízké hodnoty q

Při použití lichých pořadových čísel intervalů (například pro $j = 1, 3, \dots$) požadujeme například pokles mg. toku Ψ (tj. záporné napětí v MFT) a použití sudých pořadových čísel (například pro sudá $j = 2, 4, \dots$) pro nárůst mg. toku:

$$\begin{aligned}
-\Delta\Psi_{1,q} &= \Delta\Psi_{2,q} = -\Psi_{3,q} = \Delta\Psi_{4,q} = -\Delta\Psi_{5,q} = \\
&= \Delta\Psi_{6,q} = \dots = \pm\Delta\Psi_{j,q} = \text{const.}
\end{aligned} \tag{4}$$

Pro sinusové vstupní napětí a aktuální spínací kombinaci maticového měniče $s(t) = s_j = \pm 1$ vyplývá obecně $j = 1, 2, 3, 4, \dots, 2 \cdot q$:

$$\begin{aligned}
\Delta\Psi_{j,q} &= \int_{t_{j-1,q}}^{t_{j,q}} u_{ind} dt = \int_{t_{j-1,q}}^{t_{j,q}} U_A s(t) \cdot \sin(\omega \cdot t) dt = \\
&= \int_{x_{j-1,q}}^{x_{j,q}} U_A s(x) \cdot \sin(x) \frac{dx}{\omega} = s_j \cdot \frac{U_A}{\omega} \cdot \int_{x_{j-1,q}}^{x_{j,q}} \sin(x) dx = \\
&= s_j \cdot \frac{U_A}{\omega} \cdot [\cos(x_{j-1,q}) - \cos(x_{j,q})]
\end{aligned} \tag{6}$$

Užitím času $t_{1,q}$ pro první přepínání maticového měniče tak, aby byl v maximální vzdálenosti od průchodu napájecího „trolejového“ napětí nulou, lze omezit problémy s problematickou komutací jednofázového maticového měniče při nulovém vstupním napětí. Tímto je navíc první změna polarit realizována tímto průchodem napájecího „trolejového“ napětí nulou (tj. tímto je realizována jedna změna polarit napětí v středofrekvenčním transformátoru „zdarma navíc“ bez přepínání maticového měniče).

Tento první interval tak tedy začíná při průchodu napájecího „trolejového“ napětí nulou:

$$x_{0,q} = 0 \tag{7}$$

Pro standardní elektrická vozidla (tj. kde je použit jen „nízkofrekvenční“ transformátor na „trolejovou“ frekvenci bez měniče kmitočtu na primární straně $s = -1$ a $q = 1$):

$$\begin{aligned}
\Delta\Psi_{1,1} &= -\frac{U_A}{\omega} \int_{x_{0,1}=0}^{x_{1,1}=\pi} \sin(x) dx = -\frac{U_A}{\omega} [\cos(0) - \cos(\pi)] = \\
&= -2 \cdot \frac{U_A}{\omega} = -T_{Sw} \cdot \frac{U_A}{\pi} = -\frac{T_{Troll} \cdot U_A}{1 \cdot \pi}
\end{aligned} \tag{8}$$

Vysokonapěťový maticový měnič umožňuje zvýšení frekvence vstupující do středofrekvenčního transformátoru (tj. poměr q), tím sníží hodnotu sycení magnetického toku.

Snížení magnetického pole v MFT (tj. první lichá čísla $j < q + 1$, spínací kombinace maticového měniče MC je $S_j = -1$):

$$\Delta\Psi_{1,q} = \Delta\Psi_{3,q} = \Delta\Psi_{5,q} = \frac{\Delta\Psi_{1,1}}{q} = -\frac{T_{Troll} \cdot U_A}{q \cdot \pi} \quad (9)$$

Z rovnic (9), (6) a z (4) vyplývá:

$$\frac{1}{q} = \frac{\cos(x_{j-1,q}) - \cos(x_{j,q})}{2} \quad (10)$$

$$\cos(x_{j,q}) = \cos(x_{j-1,q}) - \frac{2}{q} \quad (11)$$

Začátek prvního záporného napěťového pulsu určuje rovnice (7) pro pozici $x_{0,q}=0$ a konec tohoto pulsu je určen rovnicí (7).

$$x_{1,q} = \arccos\left(1 - \frac{2}{q}\right) \quad (12)$$

Pro ostatní lichá čísla pořadí intervalu j lze vyjádřit obecný vztah.

$$x_{j,q} = \arccos\left(1 - \frac{2 \cdot j}{q}\right) \quad (13)$$

Pro zvětšení magnetického toku v středofrekvenčním transformátoru (tj. pro první sudé číslo $j < q + 1$ je spínací kombinace maticového měniče $s_j = 1$):

$$\Delta\Psi_{2,q} = \Delta\Psi_{4,q} = \Delta\Psi_{6,q} = -\Delta\Psi_{1,q} = +\frac{T_{Troll} \cdot U_A}{q \cdot \pi} \quad (14)$$

Tyto výsledky vedou na stejný výsledek jako rovnice (11) a výsledná rovnice (13). Obecného důkazu platnosti vztahu (13) pro všechny hodnoty okamžiků přepínání maticového měniče (tj. pro $j = 0, 1, 2, 3, 4, \dots, q, q+1$), může být dosaženo metodou úplné matematické indukce (viz následující dva kroky důkazu).

Prvním krokem důkazu úplnou matematickou indukcí je pak dokázat platnost dokazovaného vztahu (13) alespoň pro první (nebo nultou) hodnotu pořadí intervalu j . Například lze použít vztah (7) pro nultou hodnotu pořadí intervalu (tj. pro $j = 0$). A podobně lze případně i lze použít vztah (12) pro první hodnotu pořadí intervalu (tj. pro $j = 1$). Dosazením do dokazovaného vztahu (13) za $j = 0$ vyjde stejná hodnota jako dle vztahu (7). A dosazením do stejného vztahu (13) za $j = 1$ vyjde stejná hodnota jako dle vztahu (12).

Druhým krokem důkazu úplnou matematickou indukcí je pak dokázat, že pokud platí dokazovaný vztah (13) pro předcházející hodnoty pořadí intervalu ($j - 1$), pak by měl platit i pro následující hodnotu pořadí intervalu j . K tomu lze použít rekurentního vztahu (11), tedy pro každou následující hodnotu pořadí intervalu j lze použít rekurentní (11) kam dosadíme vztah (13) pro předcházející hodnotu pořadí intervalu ($j - 1$).

Tedy:

$$\begin{aligned} \cos(x_{j,q}) &= \cos(x_{j-1,q}) - \frac{2}{q} = \cos\left(\arccos\left(1 - \frac{2 \cdot (j-1)}{q}\right)\right) - \frac{2}{q} = \\ &= \left(\left(1 - \frac{2 \cdot (j-1)}{q}\right)\right) - \frac{2}{q} = 1 - \frac{2 \cdot (j)}{q} \end{aligned} \quad (15)$$

Vztah (15) tedy ukazuje stejný výsledek jako (13) - tedy platící nejen pro hodnotu pořadí intervalu ($j-1$) ale dokonce i pro následující hodnotu pořadí intervalu j .

Tab. 2 ukazuje vyčíslení obecného vztahu (13) pro několik hodnot „průměrného poměru“ q mezi frekvencí v středofrekvenčním transformátoru a vstupní „trolejovou“ frekvencí (vynesené hodnoty jsou uvedeny pro větší názornost ve stupních, jsou uvedeny hodnoty jen pro první půlperiodu vstupní „trolejové“ frekvence tj. od 0° do 180°).

Vlevo je tabulka odpovídající optimálním úhlům $x_{i,q}$ přepínání mezi jednotlivými intervaly stavů sepnutí maticového měniče (pro zadání tabulky „okamžiků“ optimálních přepnutí jako konstanty pro 1. mikropočítač DSP řídicí maticové měniče).

Vpravo je tabulka odpovídající délkám těchto intervalů (z nichž je zajímavý výrazný nepoměr mezi velmi úzkými pulsy v okolí amplitudy napájecího „trolejového“ napětí a velmi širokými pulsy na kraji – odpovídající okolí průchodů nulou od sinusovky napájecího „trolejového“ napětí).

Jsou zde zvýrazněny řádky „průměrného poměru“ q , které odpovídají praktickým stavům s „průměrnou spínací frekvencí maticového měniče“ 400 Hz a se vstupní trolejovou frekvencí 50 Hz nebo 16,66. Hz.

Uvedené teoretické úvahy byly implementovány do řídicího algoritmu laboratorního fyzikálního modelu pohonu – viz například výsledky zobrazené na Obr. 5.17 b), c) a d), (v závěru této kapitoly). Tyto průběhy jsou tedy grafickou interpretací tabulky Tabulka 2 a rozšířením průběhů pro nízké hodnoty „průměrného poměru“ q (ukázaného na Obr. 5.16).

Obr. 5.17 a), b) a c) ukazují vstupní ("trolejové") napětí u_{input} , vstupní proud i_{input} Z „troleje“ vstupní napětí středofrekvenčního transformátoru MFT u_{MFT} a řídicí signály pro IGBT do maticového měniče pro různé hodnoty „průměrného poměru“ q frekvencí. Měřené napětí má malé zvlnění a oscilace (během komutace), protože indukčnost na výstupní straně maticového měniče způsobuje jen pomalou změnu proudu.

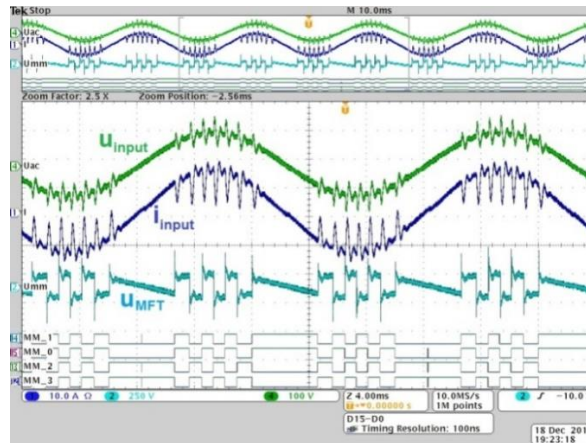
Obr. 5.17 a) a c) obsahují sudý poměr q a je zřejmé, že vstupní napětí MFT u_{MFT} během poloviny periody začíná a končí s opačnou polaritou (např. začíná + napětí, končí - napětí).

Obr. 5.17 b) představuje lichý počet poměru q a vstupní napětí MFT u_{MFT} během poloviny periody začíná a končí se stejnou polaritou (např. začíná kladné napětí, končí záporné napětí).

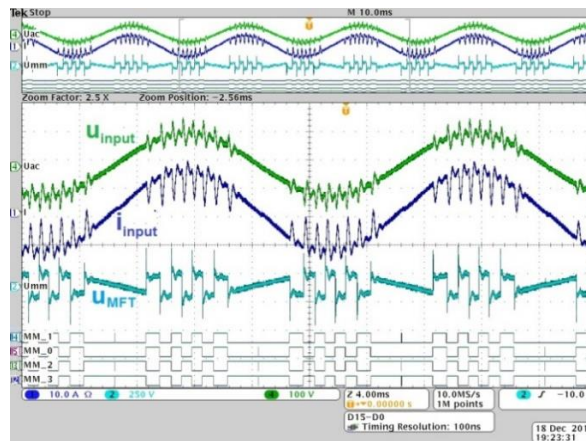
Tabulka 2 - Úhly komutace a délky jednotlivých intervalů při optimálním mg.sycení (ve stupních).

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	
0	180																								
1	0	180																							
2	0	90	180																						
3	0	70,52878	109,4712	180																					
4	0	60	90	120	180																				
5	0	53,1301	78,46304	101,537	126,8699	180																			
6	0	48,18969	70,52878	90	109,4712	131,8103	180																		
7	0	44,41531	64,62307	81,78679	98,21321	115,3769	135,5847	180																	
8	0	41,40962	60	75,52249	90	104,4775	120	138,5904	180																
9	0	38,94244	56,25101	70,52878	83,62063	96,37937	109,4712	123,749	141,0576	180															
10	0	36,8699	53,1301	66,42182	78,46304	90	101,537	113,5782	126,8699	143,1301	180														
11	0	35,0968	50,4788	62,96431	74,71338	84,78409	95,21591	105,8266	117,0357	129,5212	144,9032	180													
12	0	33,53731	48,18969	60	70,52878	80,40593	90	99,59407	109,4712	120	131,8103	146,4427	180												
13	0	32,20423	46,18694	57,42103	67,38014	76,65764	85,58827	94,41173	103,3424	112,6199	122,579	133,8131	147,958	180											
14	0	31,0272	44,41531	55,1501	64,62307	73,99845	81,78679	90	98,21321	106,6015	115,3769	124,8499	135,5847	146,9973	180										
15	0	29,92643	42,83343	53,1301	62,18186	70,52878	78,46304	86,1745	93,82255	101,537	109,4712	117,8181	126,8699	137,1666	150,0736	180									
16	0	28,95502	41,40962	51,31781	60	67,97569	75,52249	82,81924	90	97,18076	104,4775	112,0243	120	128,6822	138,5904	151,045	180								
17	0	28,07249	40,11917	49,67978	58,03428	65,68426	72,89536	79,83575	86,62771	93,37229	100,1642	107,1046	114,3157	121,9657	130,3202	139,8808	151,9275	180							
18	0	27,26604	38,94244	48,18969	56,25101	63,6122	70,52878	77,16041	83,62063	90	96,37937	102,8396	109,4712	116,3878	123,749	131,8103	141,0576	152,734	180						
19	0	26,52535	37,86365	46,82645	54,62346	61,72629	68,38173	74,74248	80,91528	86,98304	93,01696	99,08472	105,2575	111,6183	118,2737	125,3765	133,1736	142,1364	153,4746	180					
20	0	25,84193	36,8699	45,573	53,1301	60	66,42182	72,5424	78,46304	84,26083	90	95,73917	101,537	107,4576	113,5782	120	126,8699	134,427	143,1301	154,1581	180				
21	0	25,20877	35,95057	44,41531	51,75338	58,41186	64,62307	70,52878	76,22585	81,78679	87,2706	92,7294	98,21321	103,7741	109,4712	115,3769	121,5881	128,9666	135,5847	144,0494	154,7912	180			
22	0	24,61998	35,0968	43,34176	50,4788	56,94427	62,96431	68,67631	74,17338	79,52432	84,78409	90	95,21591	100,4757	105,8266	111,3337	117,0357	123,0557	129,5212	136,6582	144,9032	155,38	180		
23	0	24,07061	34,30115	42,34261	49,29429	55,58261	61,42812	66,96432	72,28107	77,44414	82,50528	87,50809	92,49191	97,49472	102,5559	107,7189	113,0357	118,5719	124,4174	130,7057	137,6574	145,6988	155,9294	180	
24	0	23,55646	33,55731	41,40962	48,18969	54,31467	60	65,37568	70,52878	75,52249	80,40593	85,21981	90	94,78019	99,59407	104,4775	109,4712	114,6243	120	125,6853	131,8103	138,5904	146,4427	156,4435	180

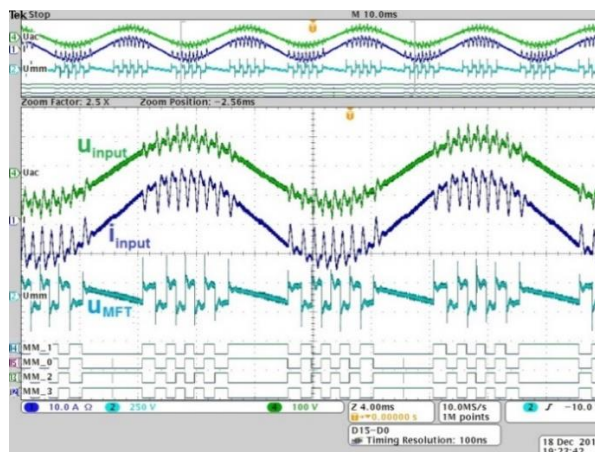
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	
0	180																								
1	0	180																							
2	0	90	180																						
3	0	70,52878	109,4712	180																					
4	0	60	90	120	180																				
5	0	53,1301	78,46304	101,537	126,8699	180																			
6	0	48,18969	70,52878	90	109,4712	131,8103	180																		
7	0	44,41531	64,62307	81,78679	98,21321	115,3769	135,5847	180																	
8	0	41,40962	60	75,52249	90	104,4775	120	138,5904	180																
9	0	38,94244	56,25101	70,52878	83,62063	96,37937	109,4712	123,749	141,0576	180															
10	0	36,8699	53,1301	66,42182	78,46304	90	101,537	113,5782	126,8699	143,1301	180														
11	0	35,0968	50,4788	62,96431	74,71338	84,78409	95,21591	105,8266	117,0357	129,5212	144,9032	180													
12	0	33,53731	48,18969	60	70,52878	80,40593	90	99,59407	109,4712	120	131,8103	146,4427	180												
13	0	32,20423	46,18694	57,42103	67,38014	76,65764	85,58827	94,41173	103,3424	112,6199	122,579	133,8131	147,958	180											
14	0	31,0272	44,41531	55,1501	64,62307	73,99845	81,78679	90	98,21321	106,6015	115,3769	124,8499	135,5847	146,9973	180										
15	0	29,92643	42,83343	53,1301	62,18186	70,52878	78,46304	86,1745	93,82255	101,537	109,4712	117,8181	126,8699	137,1666	150,0736	180									
16	0	28,95502	41,40962	51,31781	60	67,97569	75,52249	82,81924	90	97,18076	104,4775	112,0243	120	128,6822	138,5904	151,045	180								
17	0	28,07249	40,11917	49,67978	58,03428	65,68426	72,89536	79,83575	86,62771	93,37229	100,1642	107,1046	114,3157	121,9657	130,3202	139,8808	151,9275	180							
18	0	27,26604	38,94244	48,18969	56,25101	63,6122	70,52878	77,16041	83,62063	90	96,37937	102,8396	109,4712	116,3878	123,749	131,8103	141,0576	152,734	180						
19	0	26,52535	37,86365	46,82645	54,62346	61,72629	68,38173	74,74248	80,91528	86,98304	93,01696	99,08472	105,2575	111,6183	118,2737	125,3765	133,1736	142,1364	153,4746	180					
20	0	25,84193	36,8699	45,573	53,1301	60	66,42182	72,5424	78,46304	84,26083	90	95,73917	101,537	107,4576	113,5782	120	126,8699	134,427	143,1301	154,1581	180				
21	0	25,20877	35,95057	44,41531	51,75338	58,41186	64,62307	70,52878	76,22585	81,78679	87,2706	92,7294	98,21321	103,7741	109,4712	115,3769	121,5881	128,9666	135,5847	144,0494	154,7912	180			
22	0	24,61998	35,0968	43,34176	50,4788	56,94427	62,96431	68,67631	74,17338	79,52432	84,78409	90	95,21591	100,4757	105,8266	111,3337	117,0357	123,0557	129,5212	136,6582	144,9032	155,38	180		
23	0	24,07061	34,30115	42,34261	49,29429	55,58261	61,42812	66,96432	72,28107	77,44414	82,50528	87,50809	92,49191	97,49472	102,5559	107,7189	113,0357	118,5719	124,4174	130,7057	137,6574	145,6988	155,9294	180	
24	0	23,55646	33,55731	41,40962	48,18969	54,31467	60	65,37568	70,52878	75,52249	80,40593	85,21981	90	94,78019	99,59407	104,4775	109,4712	114,6243	120	125,6853	131,8103	138,5904	146,4427	156,4435	180



a) Průměrný poměr frekvencí $q=8$
(vstupní frekvence 50Hz a průměrná spínací frekvence 400Hz),



b) Průměrný poměr frekvencí $q=9$
(vstupní frekvence 50Hz a průměrná spínací frekvence 450Hz),



c) Průměrný poměr frekvencí $q=10$
(vstupní frekvence 50Hz a průměrná spínací frekvence 500Hz)

Obr. 5.17 - Průměrný poměr frekvencí

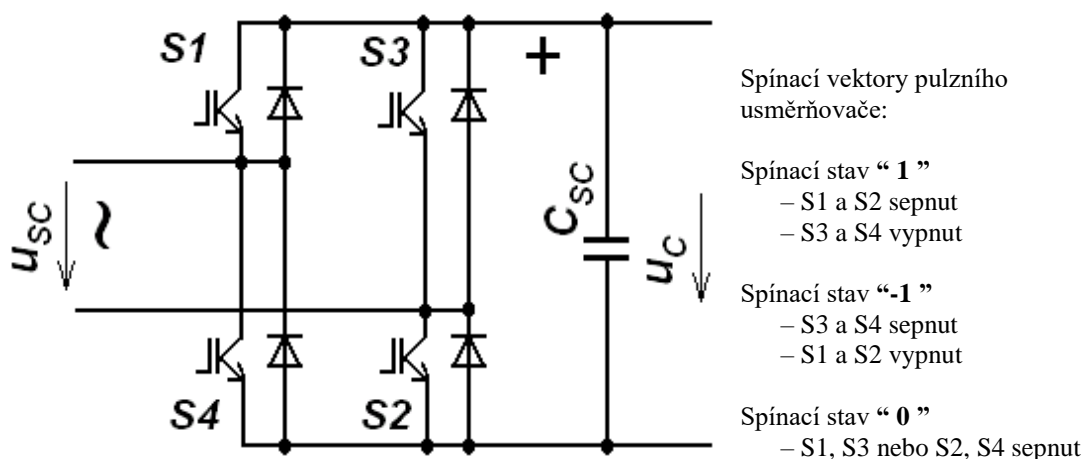
6 Napěťové pulsní usměrňovače

Napěťové pulsní usměrňovače (NPU) jsou topologicky shodné s napěťovými střídači. Rozdíly jsou především v řízení, protože u napěťového pulzního usměrňovače se řídí hodnota napětí ve stejnosměrném obvodu a střídavý proud je regulován vzhledem k napětí střídavého zdroje. Nejčastěji se jednofázový napěťový pulsní usměrňovač používá v elektrické trakci jako vstupní aktivní usměrňovač, který napájí trakční střídač. Ve jmenovaném případě je napětí na střídavé straně sinusové s konstantním kmitočtem a amplitudou.

V navrhované topologii je na střídavé straně NPU napětí jak s proměnným kmitočtem (od 250 Hz do 750 Hz), tak i s proměnnou amplitudou napětí (0 V až stovky V). Průběhy napětí jsou popsány v kapitole 5.4, kde jsou na Obr. 5.15 zobrazeny. Průběh napětí je také naznačen na Obr. 6.2 ve zjednodušené topologii MM a NPU. Na stejnosměrné straně NPU je zapojen kapacitor se stabilizovaným napětím. O stabilizaci napětí se stará řízení pulsního usměrňovače, které zajišťuje odběr harmonického proudu na střídavé straně buď ve fázi nebo v případě střídačového chodu v protifázi. Napěťový pulsní usměrňovač tedy umožňuje obousměrný přenos energie.

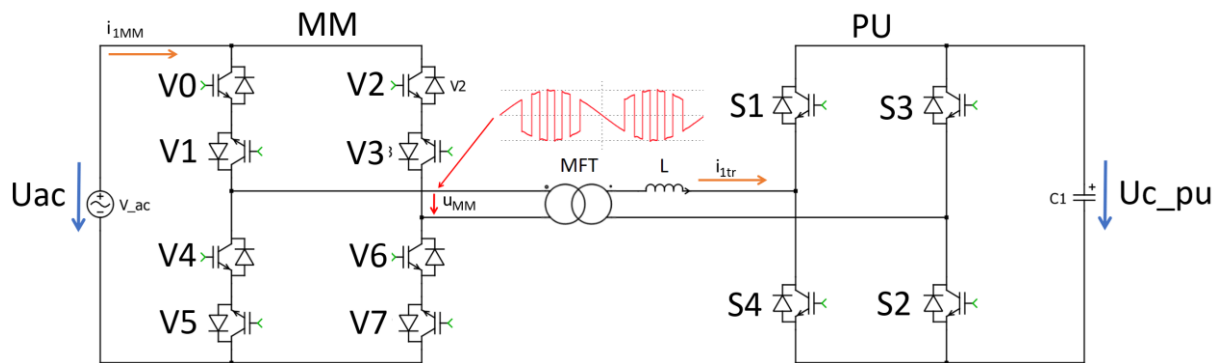
6.1 Spínací stavy pulsního usměrňovače

Aktivní stavy pulsního usměrňovače jsou principiálně tři a jsou rozepsány v pravé části Obr. 6.1.



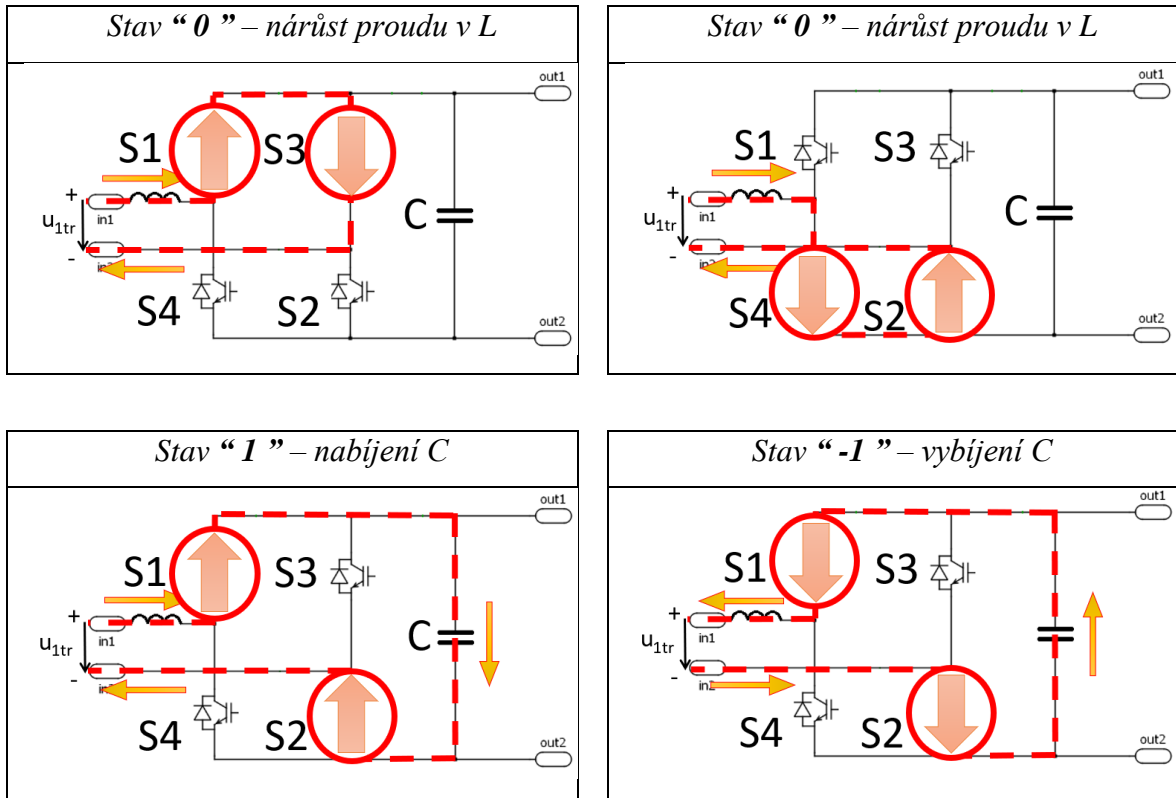
Obr. 6.1 - Zjednodušené obvodové schéma sekundárního pulzního usměrňovače a přehled spínacích stavů [12]

Sestava NPU v aplikaci s maticovým měničem na straně sítě a středofrekvenčním transformátorem na střídavé straně napěťového pulsního usměrňovače je zobrazena na Obr. 6.2 a v tomto zjednodušeném zapojení je naznačen průběh napětí na vstupních svorkách MFT (označeno jako U_{MM} (výstupní napětí maticového měniče)). Napětí U_{MM} je na vstupu NPU ještě zvlněno vlivem indukčnosti L a indukčnosti samotného MFT. Při vhodném spínání však nemá toto zvlnění dramatický vliv na funkčnost sestavy.

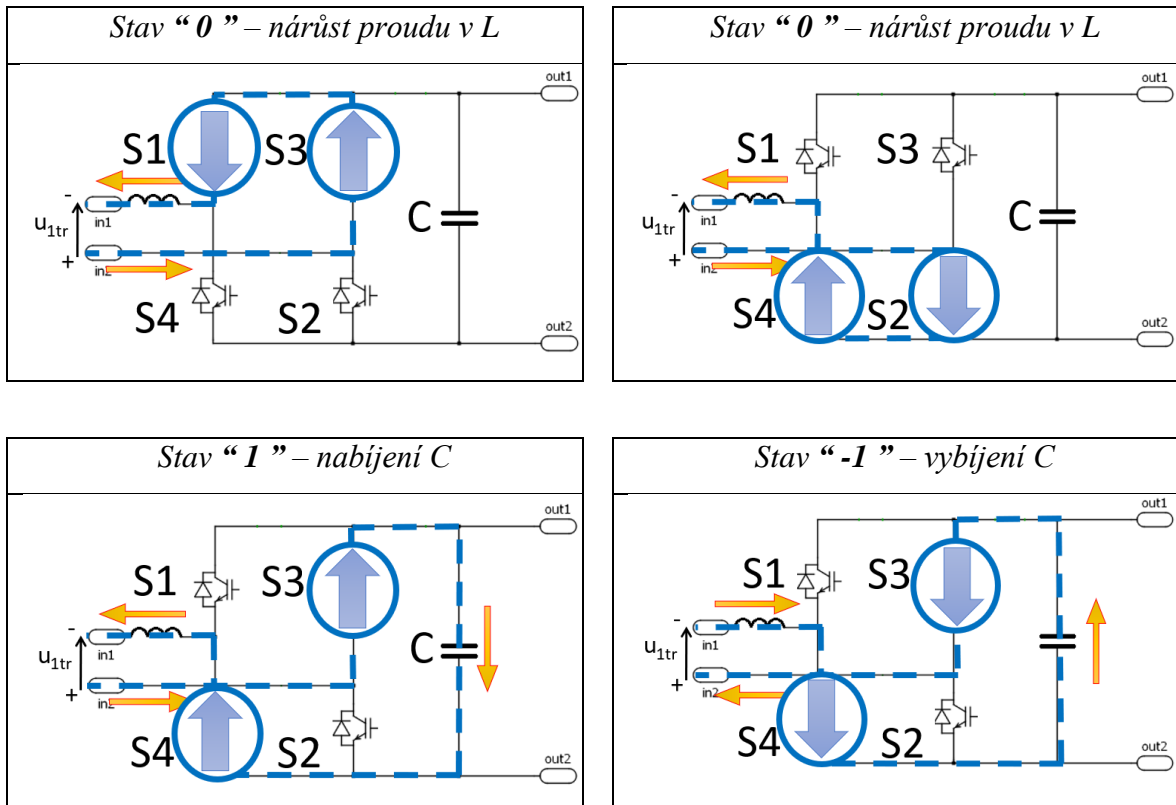


Obr. 6.2 - Zjednodušené schéma zapojení NPU ve spojení s MM a MFT

Aktivní stavy popsané u Obr. 6.1 jsou sice jen tři, nicméně spínací kombinace NPU je možné rozebrat až na osm spínacích stavů, které jsou detailně rozebrány na Obr. 6.3 a Obr. 6.4. Vzhledem ke změnám polarit vstředního napětí NPU jsou tyto stavy rozkresleny, jak pro kladou (červeně na Obr. 6.3), tak pro zápornou (modře na Obr. 6.4) polaritu vstředního napětí.



Obr. 6.3 - Přehled spínacích stavů NPU pro kladnou polaritu vstupního napětí

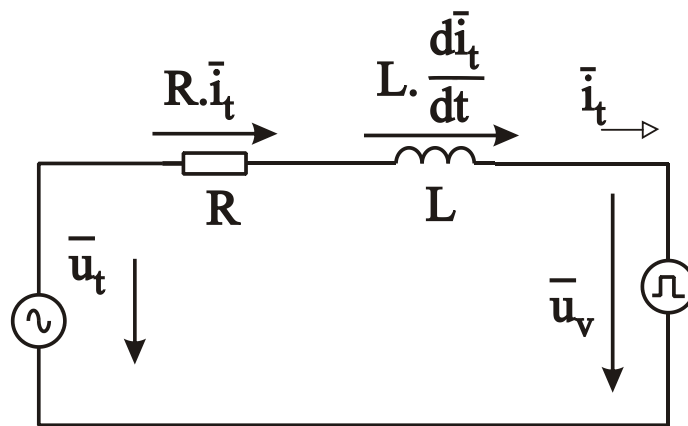


Obr. 6.4 - Přehled spínacích stavů NPU pro zápornou polaritu vstupního napětí

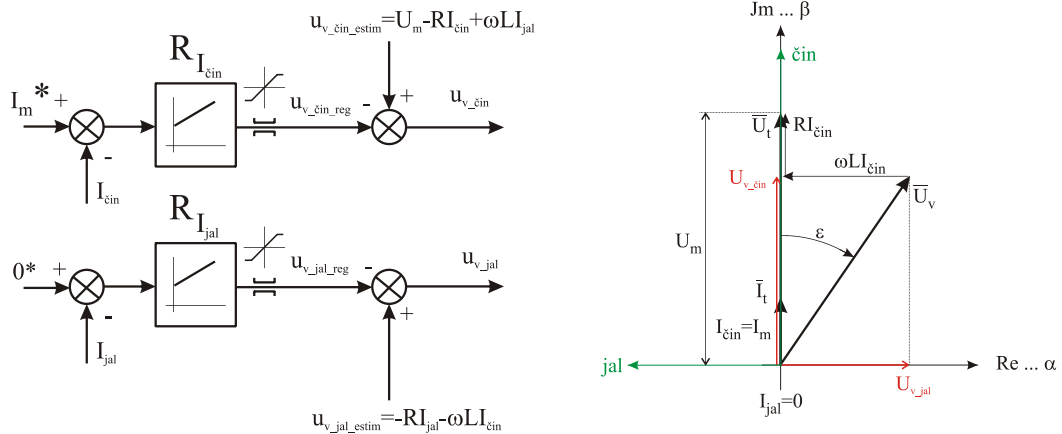
6.2 Metody řízení 1-f napěťových pulsních usměrňovačů

Pro regulaci jednofázového NPU je možné použít větší počet metod řízení. Asi nejpoužívanější metodou pro obdobnou problematiku je dvouhodnotová regulace, která je použita v pracích [7], [8] a [9] a je detailně rozebrána i v této práci v kapitole 6.2.1. Jedná se o jednoduchou a velice robustní metodu řízení, která ale nepracuje s konstantní spínací frekvencí. Proto byla otestována i druhá varianta řízení, která využívá proporčně rezonanční (PR) regulátor a zajišťuje přímé řízení proudu s konstantní frekvencí, avšak bylo nutné metodu značně poupravit pro využití v tomto specifickém případě viz kapitola 6.2.2.

V odborných pracích je možné nalézt i další možné metody řízení jednofázových pulsních usměrňovačů. Metoda využívající tzv. Vektorové řízení, vychází z náhradního obvodového schématu Obr. 6.6 pro výkonový obvod na střídavé straně NPU. Tento obvod se dá popsat pomocí rovnice, která je následně převedena do rotujícího souřadného systému spráženého s napětím střídavého zdroje. Pak je možné odděleně řídit činnou a jalovou složku proudu jak je vidět na Obr. 6.7. Tato metoda patří mezi základní způsoby regulace pro třífázové měniče, avšak je již méně běžná u jednofázových, protože transformace na prostorový vektor je v případě jednofázových soustav zatížena chybou a zpožděním.



Obr. 6.6 - Náhradní schéma výkonového obvodu na střídavé straně napěťového pulsního usměrňovače [7]



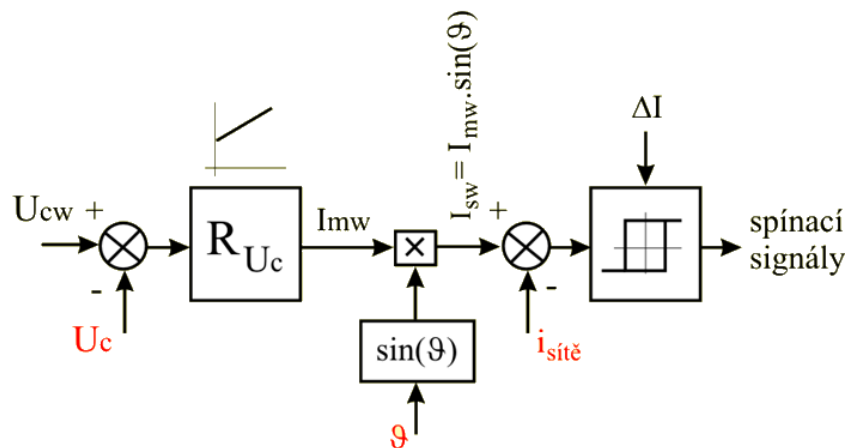
Obr. 6.7 - Princip regulace činné a jalové složky proudu [7]

Jako další metodu lze zmínit metodu vycházející z matematického modelu pulzního usměrňovače (tzv. řízení úhlu ε). Detailnější popis řízení je možné nalézt v [7] a [12] jedná se o jednoduché řízení s konstantní spínací frekvencí, které však vykazuje horší chování v přechodových stavech.

Dalšími možnými metodami pro řízení jsou například prediktivní řízení [13], ale jedná se spíše o řízení, které nebyly otestovány na úrovni vyšších výkonů.

6.2.1 Dvuhodnotová regulace „hysterezní“

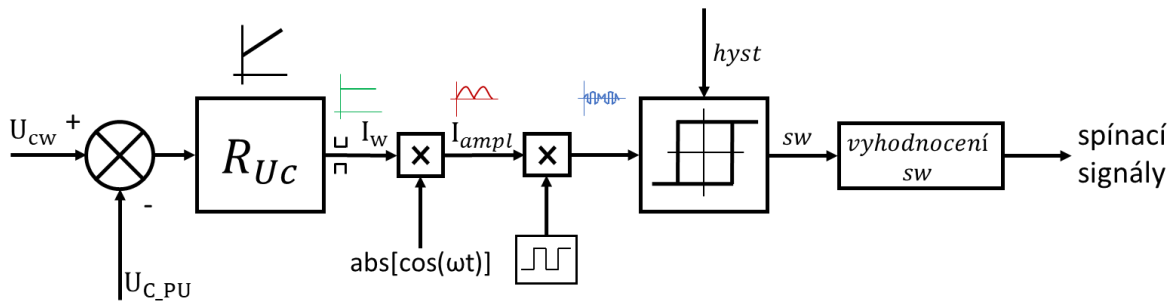
Tato metoda regulace sleduje přímo odchylky řízeného proudu (v tomto případě proud na vstupu NPU) od požadované hodnoty. Regulační struktura je zobrazena na Obr. 6.8.



Obr. 6.8 - Regulační struktura dvuhodnotové regulace proudu sítě [11]

Hysterezní metoda řízení je díky své jednoduchosti a robustnosti vhodná pro aplikaci v navrhované topologii s MM a MFT. Proto byla použita v pracích [8] a [9]. Použitá regulační struktura dvuhodnotové regulace je zobrazena na Obr. 6.9. Pro regulaci napětí na

kondenzátoru „ U_{c_pu} “ je použit PI regulátor. Výstupem regulátoru je amplituda požadované hodnoty proudu „ I_{scw} “, která je následně použita pro výpočet požadovaného proudu NPU „ i_{sc} “ a podle zvolené hystereze Δi , jsou vyhodnoceny spínací kombinace a poslány řídicí signály pro tranzistory NPU. Vzhledem k tomu, že počet spínacích kombinací NPU je omezen, lze tedy pro zjednodušení spínací kombinace „očíslovat“ (sw) a příslušnému číslu poté přiřadit spínací signály. Tento proces probíhá v závěrečném bloku „vyhodnocení sw “.

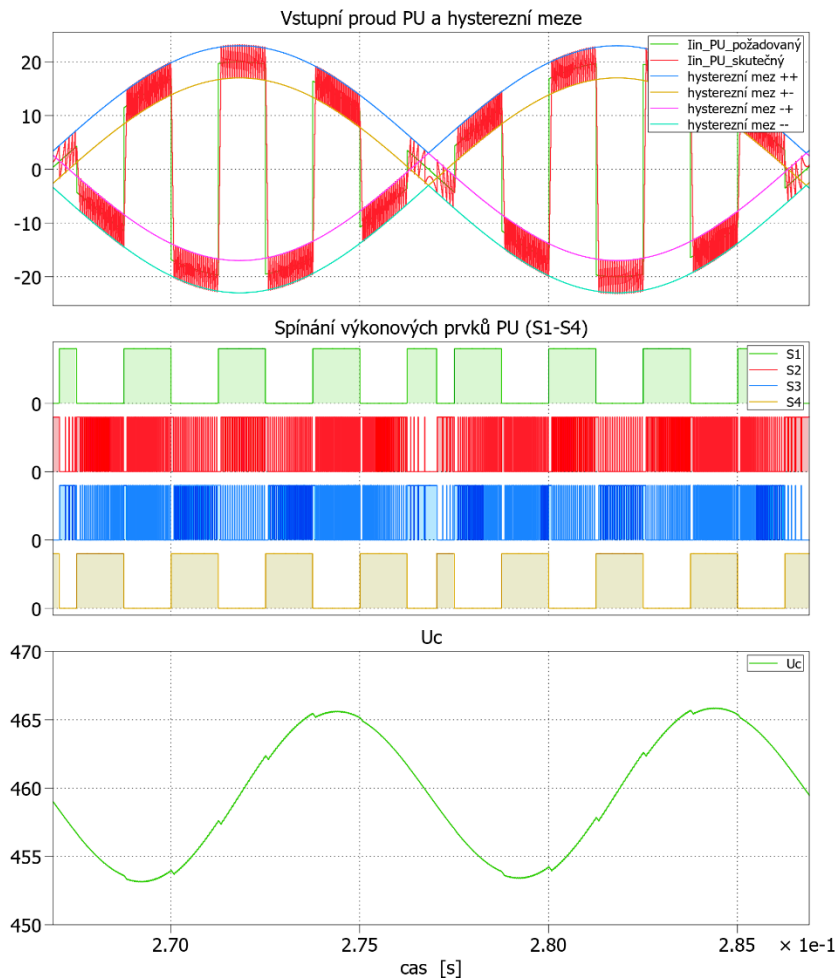


Obr. 6.9 - Navrhnutá regulační struktura dvouhodnotové regulace

Na Obr. 6.10 je zobrazena jedna perioda frekvence sítě (50 Hz) při hysterezním řízení v ustáleném stavu. Nutno poznamenat, že napětí a proud sítě jsou ve fázi. V horní části je dobře patrný průběh vstupního proudu NPU ($i_{in_PU_skutečný}$), který kopíruje tvar napájecího napětí NPU neboli výstupní napětí z maticového měniče. V tomto případě byla mez hystereze nastavena na 6 A. S menší hodnotou hystereze již docházelo k velmi vysokým spínacím frekvencím. S ohledem na spínací prvky není vhodné frekvenci zvyšovat, ačkoli vyšší spínací frekvence má příznivější průběhy na odebíraný proud sítě (menší zvlnění). Vliv na spínací frekvenci má také amplituda sinové obálky hysterezních mezí, což je hlavně patrné v oblastech kolem průchodů nulou, kde je frekvence poměrně nízká vzhledem ke zbylé části periody. Dalším faktorem ovlivňujícím frekvenci spínání má hodnota samotné vstupní indukčnosti.

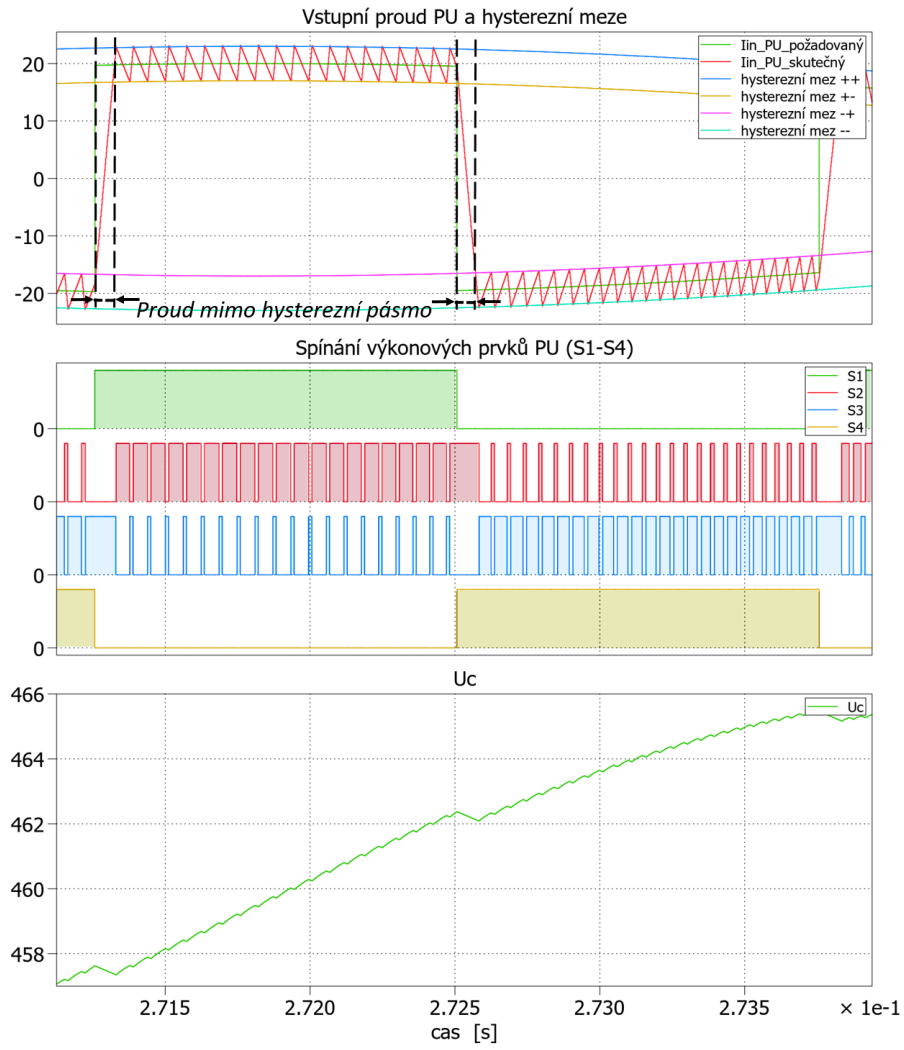
Ve střední části Obr. 6.10 jsou zobrazeny řídicí signály pro tranzistory NPU. Stojí za povšimnutí, že prvky $S1$ a $S4$ jsou střídány podle polaroty vstupního napětí NPU. Prvky $S2$ a $S3$ jsou spínány na základě pohybu proudu mezi hysterezními mezemi.

Třetí průběh v Obr. 6.10 je průběh napětí na kondenzátoru „ U_c “ na výstupu NPU. Průběh usměrněného napětí „ U_c “ má frekvenci střídavé složky 100 Hz. Napětí „ U_c “ je fázově posunuté vůči napětí sítě, což je způsobeno nedostatkem energie během průchodů napájecího napětí nulou.



Obr. 6.10 - Dvouhodnotová regulace pulsního usměrňovače – 1 perioda U_{ac} (ustálený stav)

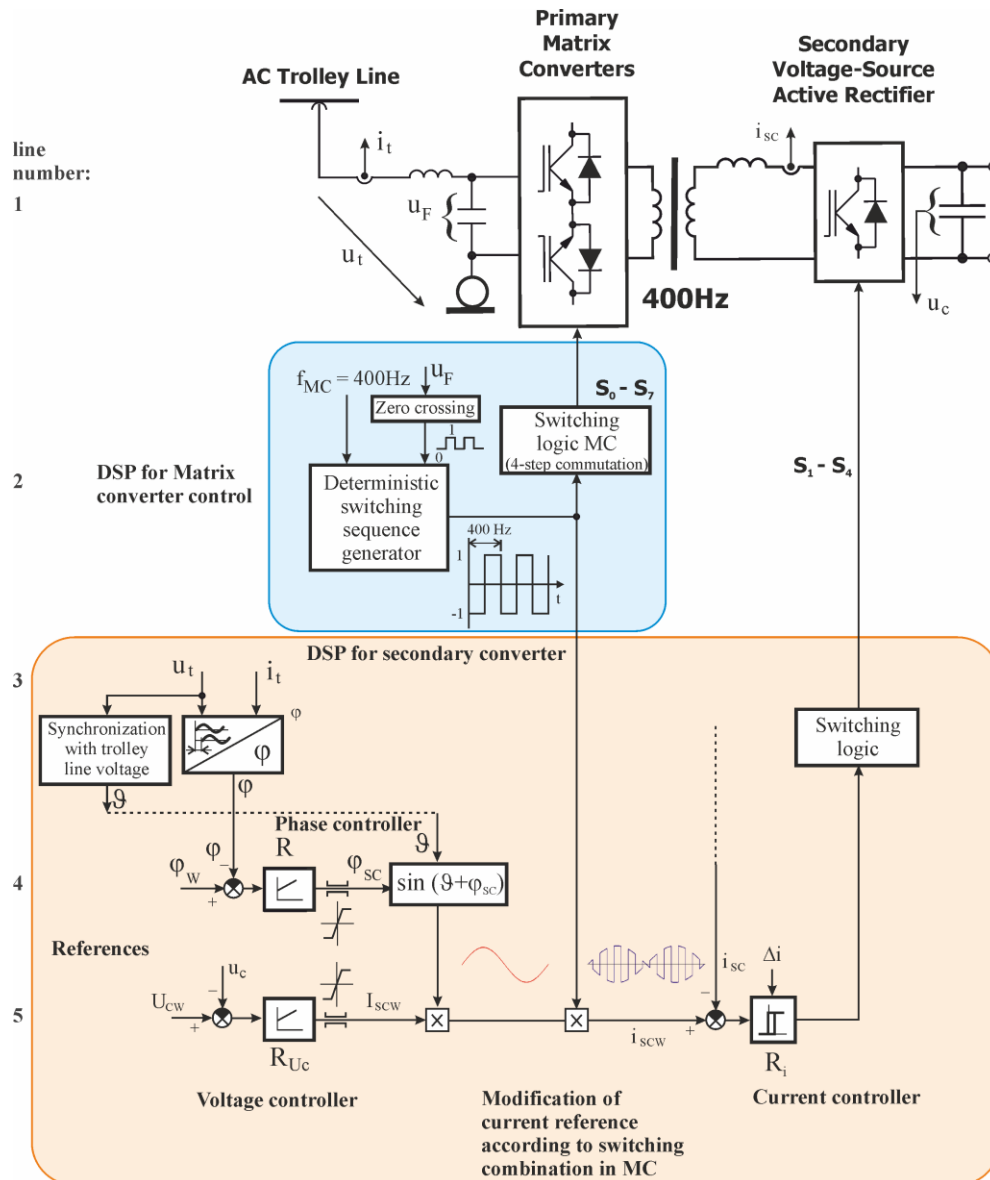
Stejné rozvržení průběhů je na Obr. 6.11. Na rozdíl od předchozího je zde zobrazena jedna perioda výstupního napětí maticového měniče „ U_{mm} “. Na tomto měřítku časové osy je detailně vidět již v úvodu této kapitoly popisovaný princip činnosti NPU. Jsou zde dobře patrné nárůsty napětí na kondenzátoru „ U_c “ během spínacích vektorů „ 1 “. Současně s nárůstem napětí „ U_c “ klesá vstupní proud NPU „ I_{in_PU} “ a naopak při nulových vektorech „ 0 “. Logika spínání NPU je relativně komplikovaná, neboť řeší střídání stavových vektorů v hysterezním pásmu, ale i v oblastech, kde je proud mimo toto pásmo. Tato oblast nastává při skokových změnách během střídání polarit požadovaného proudu (změně polarit napájecího napětí NPU) a je vyznačena v horní části Obr. 6.11.



Obr. 6.11 - Dvouhodnotové řízení pulsního usměřovače – Detail

Navržená regulační metoda řízení sestavy MM a PU s odběrem sinového proudu

Navržená struktura řízení prototypu měniče je zobrazena na Obr. 6.12. Použité řízení umožňuje odběr sinusového proudu s libovolně volitelným fázovým posuvem vůči napětí troleje (aktuálně je požadováno, aby proud byl ve fázi s napětím). Primární maticový měnič je řízen obdélníkově s frekvencí 400 Hz a hlavní část regulace zajišťuje sekundární pulzní usměrňovač.



Obr. 6.12 - Výkonový obvod pohonu s regulačním obvodem při obdélníkovém řízení maticového měniče, regulace fáze pulzním usměrňovačem

Sekce 1.

Ukazuje výkonový obvod a čidla napětí a proudů.

Sekce 2.

Na základě synchronizace s napětím u_F (v tomto případě, při průchodu nulou, je spínán primární maticový měnič s frekvencí 400 Hz). Spínací algoritmus obsahuje tzv. čtyřkrokovou komutaci. Viz kapitola 5.3.

Sekce 3.

Obsahuje synchronizační blok pro napětí troleje a proud troleje, dále pak počítá fázový posuv napětí proti proudu φ .

Sekce 4.

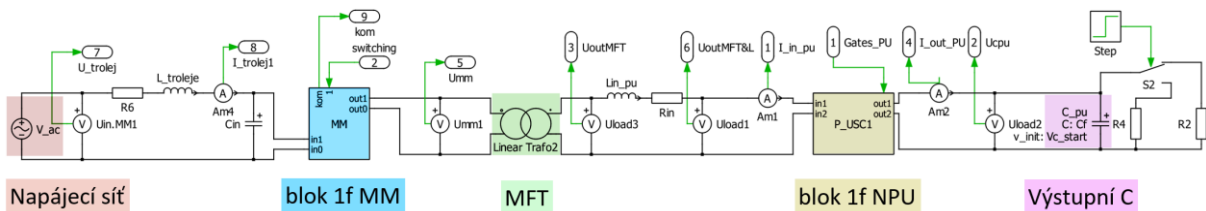
Zajišťuje řízení fázového posunu proudu vůči napětí troleje za pomoci PI regulátoru (aktuální požadavek je $\varphi_w=0^\circ$), výstupem je sinusový signál fázově posunutý vůči napětí troleje (o úhel φ_{sc}).

Sekce 5.

Zde je realizována regulace napětí sekundárního PU za pomoci PI regulátoru a proudová regulace PU za pomoci hysterezního řízení. Výstupními signály je ovládáno přímo spínání sekundárního PU.

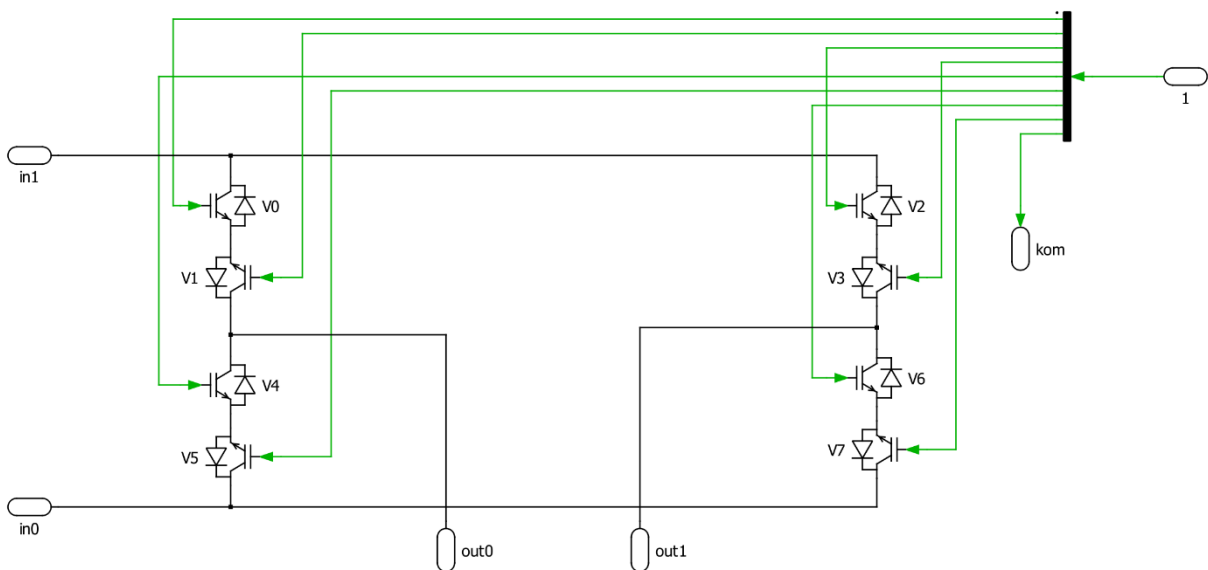
Popis simulačního programu v prostředí Simulink – Plecs

Výkonový obvod simulované sestavy je zobrazen na Obr. 6.13. Jako náhrada napájecí sítě je použit standardní střídavý zdroj s možností snadných úprav velikosti napájecího napětí (červená). Na vstupních svorkách subsystému maticového měniče (modrá) se nachází indukčnost představující indukčnost troleje a kondenzátor vstupního filtru. Zelenou barvou je zvýrazněn středofrekvenční transformátor. Na vstupu subsystému NPU (žlutá) je přidána indukčnost „ Lin_{pu} “ jelikož samotná indukčnost MFT není dostatečná pro správnou funkci NPU. K výstupním svorkám NPU je připojen kondenzátor „ C_{pu} “ (fialová). Zátěž je pro jednoduchost pouze odporová. Aby však bylo možné vyzkoušet dynamické stavy, je zde použit přepínač dvou variant zatížitelnosti.

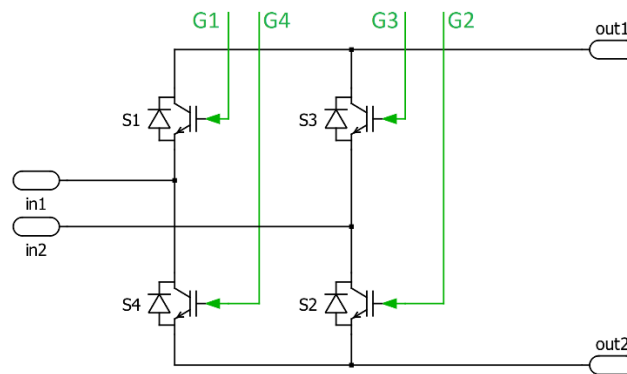


Obr. 6.13 - Zjednodušený výkonový obvod v prostředí Plecs

Vnitřní zapojení subsystému maticového měniče je zobrazeno na Obr. 6.14. Obdobně je vytvořen i subsystém pro pulzní usměrňovač, který je zobrazen na Obr. 6.15.



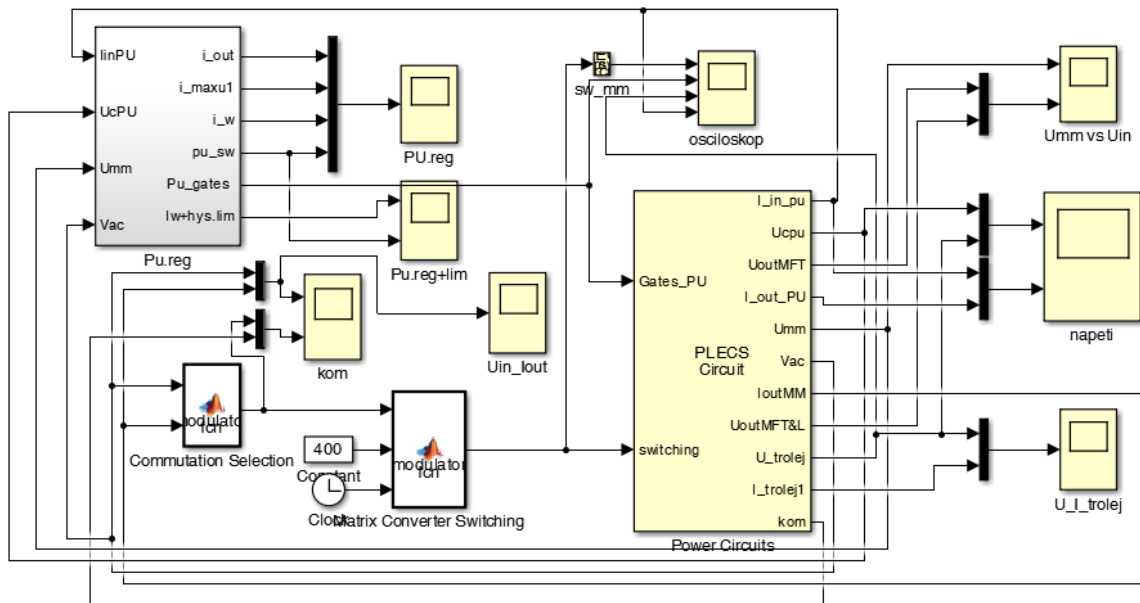
Obr. 6.14 - Vnitřní zapojení subsystému 1f MM

Obr. 6.15 - Vnitřní zapojení subsystému *I_fMM*

V prostředí Plecs byl tedy vytvořen výkonový obvod, nicméně k vytvoření řídicích struktur samotné prostředí Plecs nepostačuje. K vytvoření řídicích signálů bylo tedy využito nadstavbové prostředí Simulink.

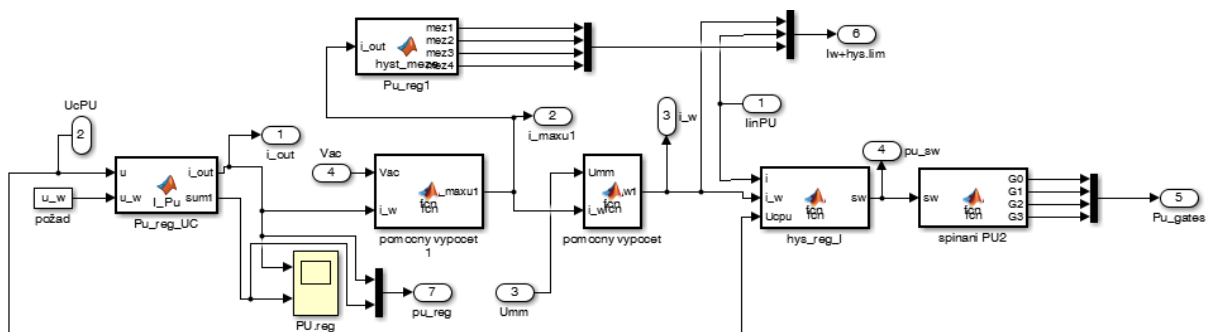
Popis simulačního programu v prostředí Matlab – Simulink

Za účelem vytvoření řídicích signálů pro výkonové obvody bylo nutné použít toolboxu Plecs, tedy Simulink. Na Obr. 6.16 je zobrazeno rozdělení mezi řídicí a výkonovou částí simulace. Bloky, které jsou vybarveny žlutou barvou, náleží do prostředí Plecs. Zbylé bloky jsou již nadstavbové Matlab funkce, integrované do grafického prostředí Simulink. Matlab funkce umožňují softwarové programování vlastních funkcí jednotlivých bloků. To je velmi výhodné obzvláště při přenášení kódů do experimentálního modelu. Pro vytvoření řídicích signálů pro spínání maticového měniče jsou použity dva bloky „*matlab fcn*“. První blok obsahuje kombinovaný výběr komutace, v bloku druhém, je vyřešen stavový automat spínání komutačních sekvencí pro všechny druhy komutace viz kapitola 5.3.



Obr. 6.16 - Konceptní schéma v prostředí Simulink

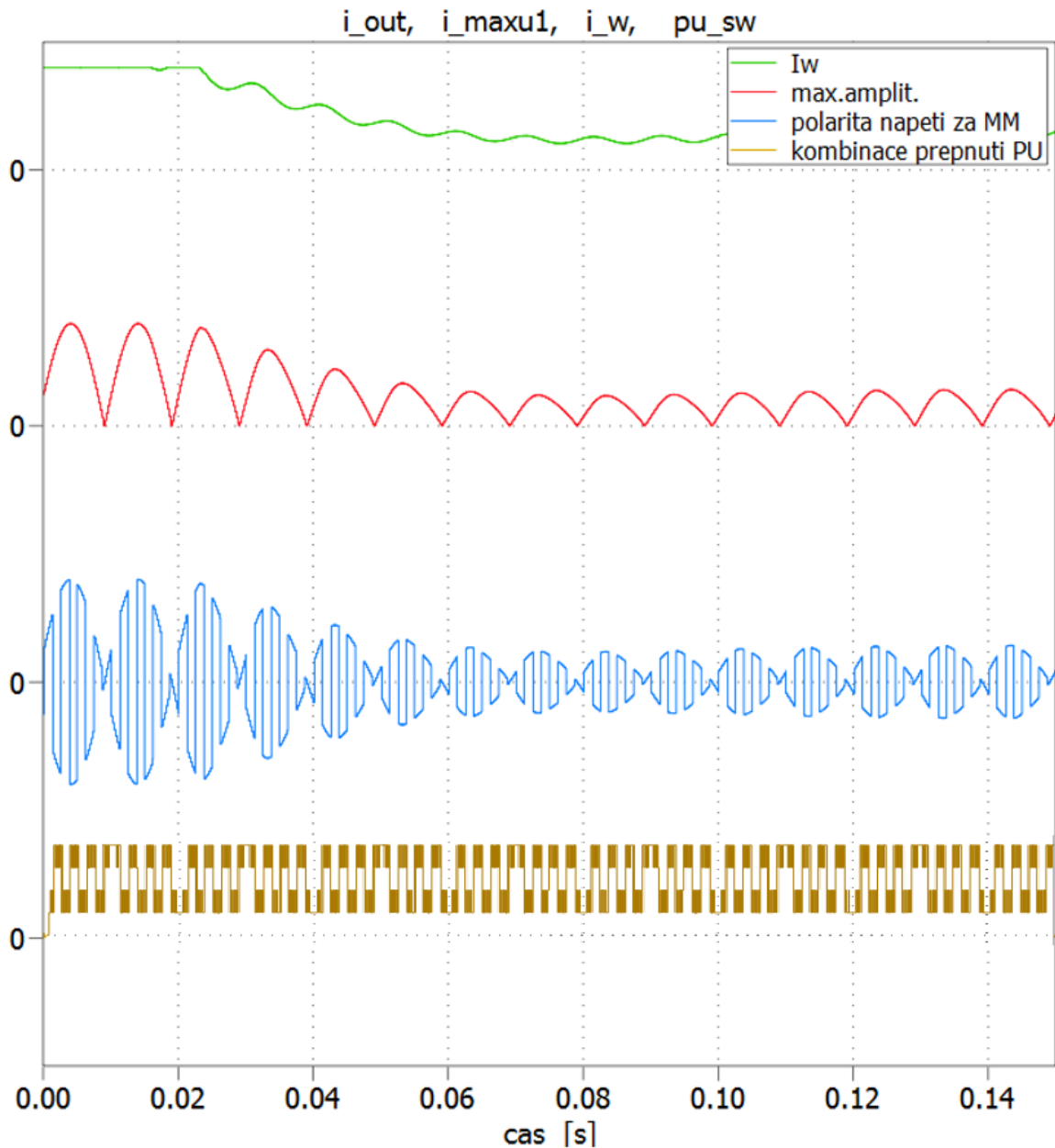
Z Obr. 6.16 je vidět že k vytvoření řídicích signálů pro NPU je použit subsystém „*Pu.reg*“, který obsahuje hned několik bloků „*matlab fcn*“ zobrazených na Obr. 6.17. V této části se nachází kompletní řešení PI regulátoru.



Obr. 6.17 - Realizace PI regulátoru v prostředí Simulink

Průběh jednotlivých funkcí všech bloků subsystému „*Pu.reg*“ z Obr. 6.17 je zobrazen na Obr. 6.18. Hodnota teoreticky požadovaného proudu (zelená) je následně přepočítána podle aktuální velikosti amplitudy napájecího napětí (červená). Další blok však tuto hodnotu ještě přeměňuje podle polaroty vstupního napětí na PU (modrá). Vzhledem k omezenému množství spínacích vektorů NPU je v posledním bloku vyhodnocen příslušný vektor sepnutí (žlutá). Tato metodika byla již naznačena u Obr. 6.9. V posledním bloku již vznikají samotné

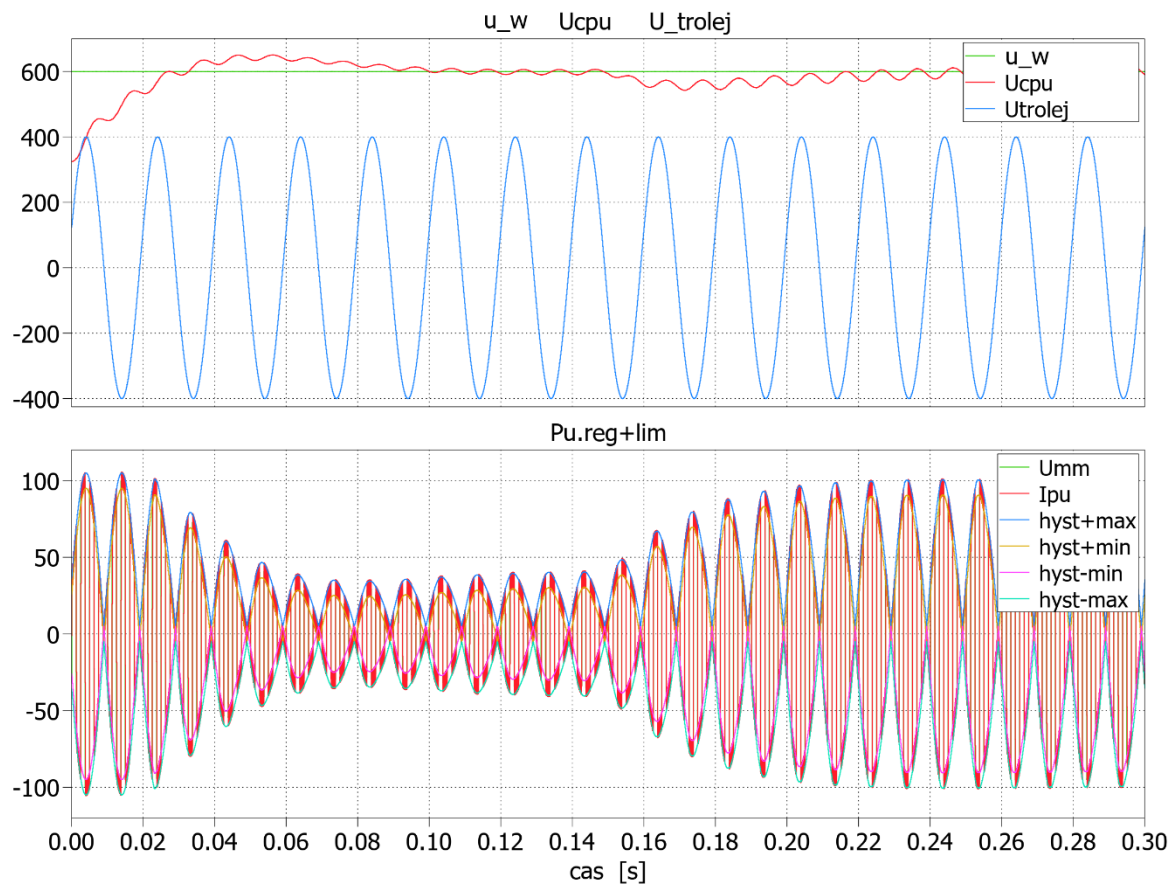
signály pro $S1-S4$, které vedou na výstup subsystem, odkud jsou propojeny do bloku prostředí PLECS.



Obr. 6.18 - Průběh požadavku na proud přes jednotlivé funkční bloky regulátorů

Simulace přechodových stavů

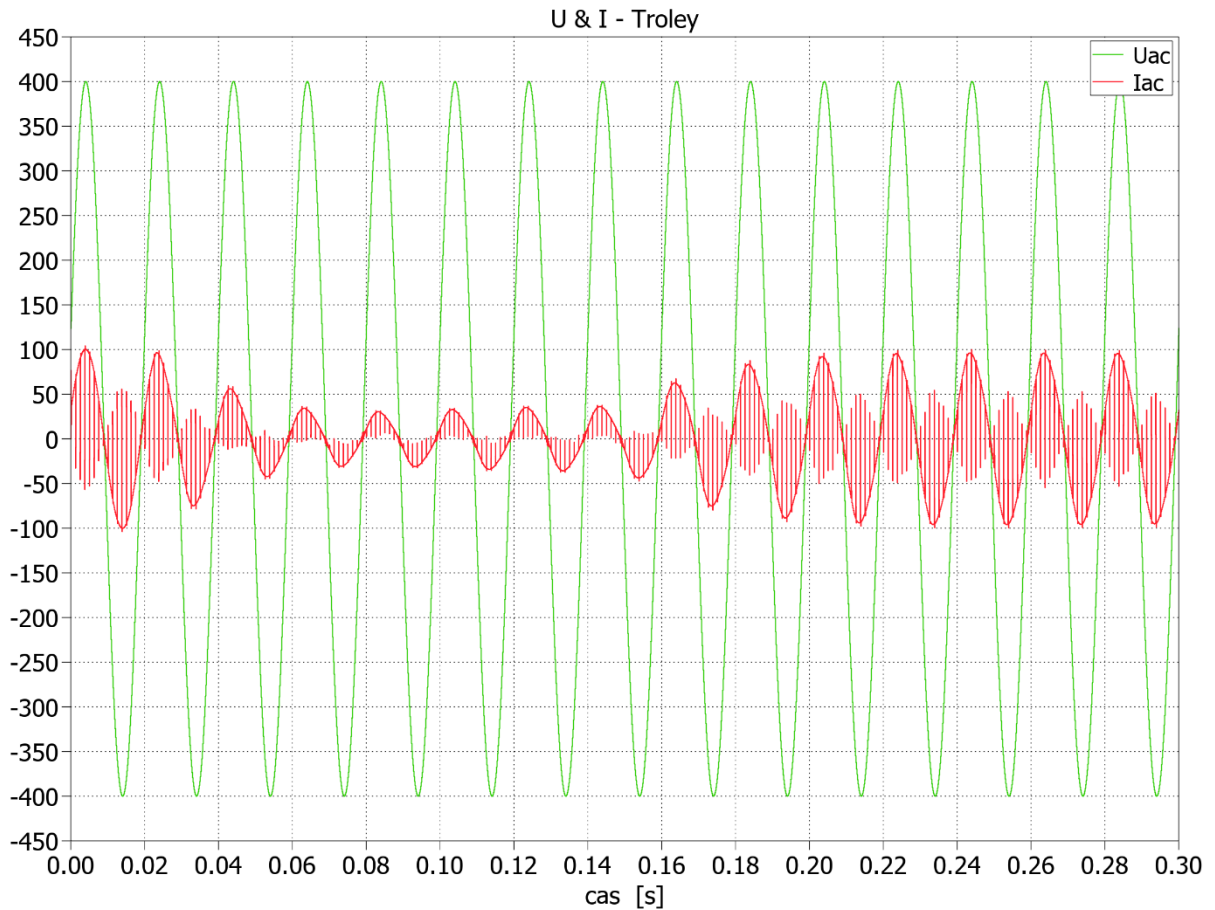
Aby bylo možné posoudit naladění regulátoru, je simulace nastavená na skokovou změnu zátěže v čase 0.15 s. Průběh je zobrazen na Obr. 6.19.



Obr. 6.19 - simulace přechodových stavů

Na začátku simulace je kondenzátor NPU přednabit „ U_{cpu} “ (červená) na hodnotu odpovídající velikosti napětí, které by odpovídalo usměrněnému napětí na diodovém usměrňovači. Na tuto hodnotu by se na reálném modelu kondenzátor přednabíjel s omezeným proudem. Jakmile je však kondenzátor přednabit, poté může začít spínání NPU. Dále je v horní části Obr. 6.19 zobrazena požadovaná hodnota napětí (zelená) na 600 V. Napětí sítě je zobrazeno modře.

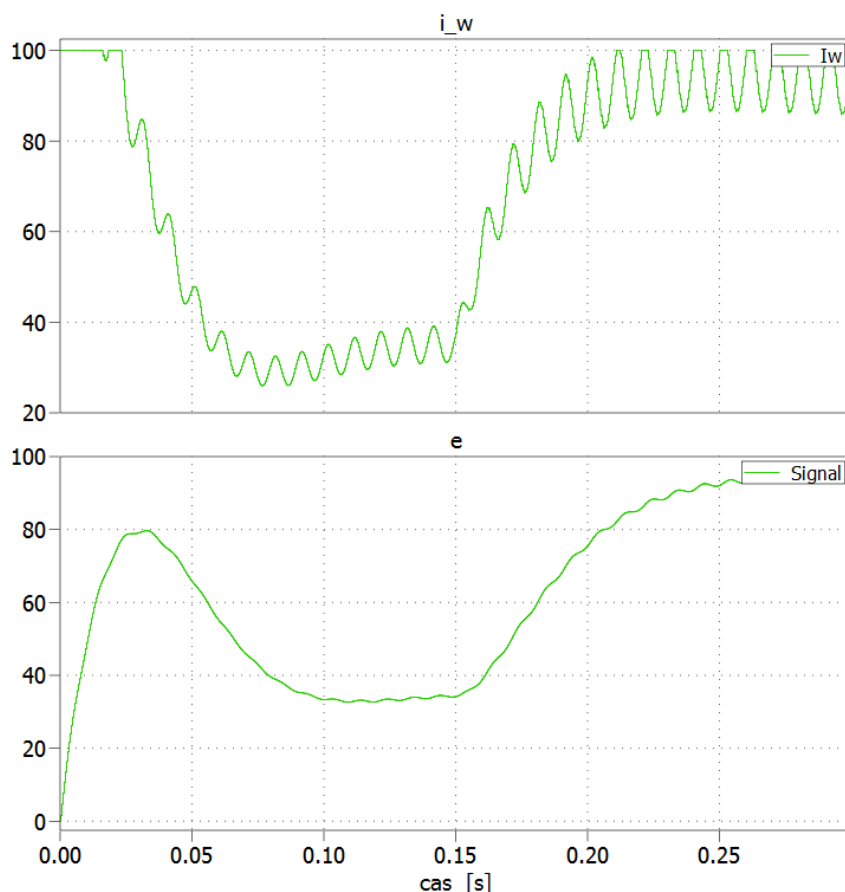
Spodní část Obr. 6.19 ukazuje proud regulátoru a hysterezní meze. Na počátku je požadován maximální proud, který je omezen na 100 A. Po dosažení požadovaného napětí kondenzátoru U_{CPU} 600 V již není nutné dále odebírat vysoký proud a regulátor meze omezí pod 50 A což je vidět od času 0,06 s. Na průbězích je dobře patrné drobné zvlnění požadovaného napětí na kondenzátoru (horní červený průběh), které je způsobeno velikostí zátěže a požadavkem na sinový odběr proudu trolejí (známý problém druhé harmonické v meziobvodu měničů s 1-f usměrňovačem). Průběh napětí a proudu troleje je zobrazen na Obr. 6.20.



Obr. 6.20 - Napětí a proud trolejového vedení během přechodového děje

V době kolem průchodu napájecího napětí nulou, je i odebíraný proud nulový, v tomto okamžiku není možné udržet požadované napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače. Odebíraný proud je ovlivněn a zvlněn frekvencí spínání maticového měniče, a to vlivem komutací.

Průběh požadavku proudu i_w spolu s regulační odchylkou e přes regulátor během simulace přechodového děje je zobrazen na Obr. 6.21.



Obr. 6.21 - Velikost požadovaného proudu a regulační odchylky během simulace přechodového děje

Do doby než je dosaženo požadovaného napětí je regulátor nasycen a proud omezen na 100 A. Po nabití kondenzátoru proud klesá, odběr se ustálí na výkon zhruba 6 kW, po cca 6-ti periodách napájecího napětí (v čase 0,15 s) dojde ke změně zátěže a odběr vzroste na 12 kW. Z průběhu tohoto přechodového děje lze konstatovat, že regulátor je nastaven dostatečně a k ustálení hodnot dochází zhruba po třech periodách napájecího napětí. Parametry zvolené pro simulaci hysterezního regulátoru jsou vypsány v Tabulka 3.

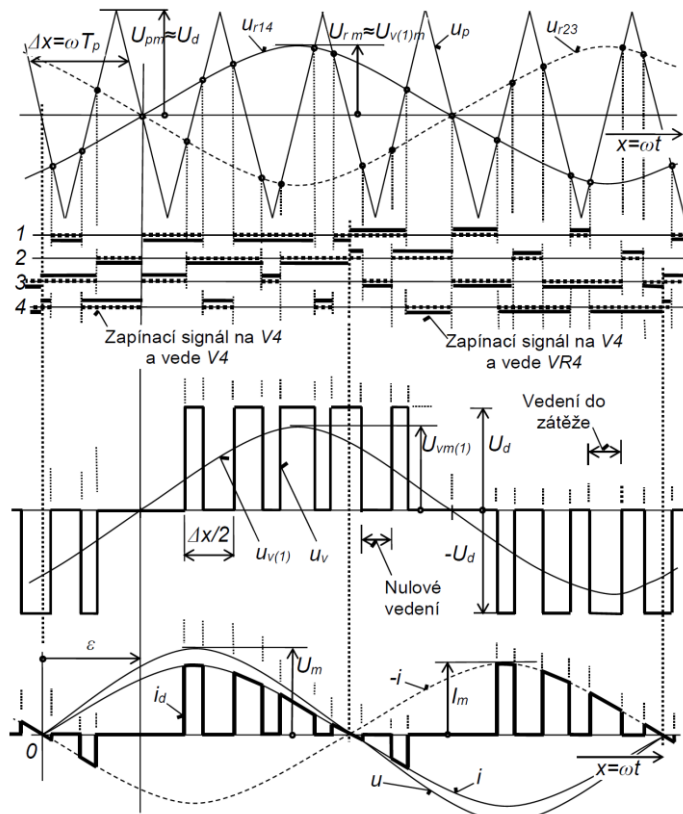
Tabulka 3 - Výpis parametrů použitých pro simulaci hysterezního regulátoru.

Parametry pro simulaci dvouhodnotová regulace				
obecný popis:	název v simulaci	hodnota:	jednotka:	poznámka:
Napětí sítě	v_ac	400	V (v amplitudě)	
Omezení proudu	i_max	100	A	
Požadované napětí na kondenzátoru	u_w	600	V	
Počáteční napětí na kondenzátoru	Vc_start	325	V	
Zatěžovací odpor	R_Load	60	Ω	pro 6 kW
Zatěžovací odpor	R_Load	30	Ω	pro 12 kW
Indukčnost MFT		0,05	mH	
Odpor vnutí MFT		50	m Ω	
Převod MFT		1:1	-	
Indukčnost na vstupu PU	L2	80	μ H	
<i>nastavení regulátoru:</i>				
Integrační konstanta	Tiu	20	ms	
Proporční konstanta	ku	500	ms	

Pozn.: Při parametrech z Tabulka 3 ještě není regulátor plně odladěn a dochází zde k mírným překmitům. V dalším textu budou parametry dále upravovány.

6.2.2 Přímé řízení proudu při použití PWM modulace

Princip řízení jednofázového pulsního usměrňovače při komparační PWM je zobrazen na Obr. 6.22. Vybraný úsek spínání je pro usměrňovačový chod. Ve spínacím diagramu jsou tečkovaně značeny zapínací signály. Plnou čarou nad zapínacími signály jsou vyznačeny oblasti vedení vypínatelné součástky a plnou čarou pod zapínacími signály je značeno vedení proudu zpětnou diodou. Spínací diagram je odvozen od komparace dvou modulačních signálů u_{r14} a u_{r23} s pilovitým signálem u_p . Modulační signály jsou harmonické a synchronizované s napájecím napětím. Zároveň jsou tyto signály navzájem opačné, což je praktické z hlediska programového řešení ($u_{r14} = -u_{r23}$). Řízeny jsou amplitudy těchto signálů U_{rm} a jejich úhel zpoždění ε za napětím u . Signál u_{r14} obstarává spínání součástek V1 a V4, obdobně signál u_{r23} obstarává spínání součástek V2 a V3. Číslování součástek vychází ze schématu Obr. 6.1. Jak již bylo popsáno v úvodu kapitoly, i u komparačního spínání dochází periodicky ke střídání vedení do zátěže a ke stavu nulového vedení, kde je na krátkou dobu zkratován vstup. Průběh napětí na střídavé straně u_v má tři hadiny ($U_d, 0, -U_d$).

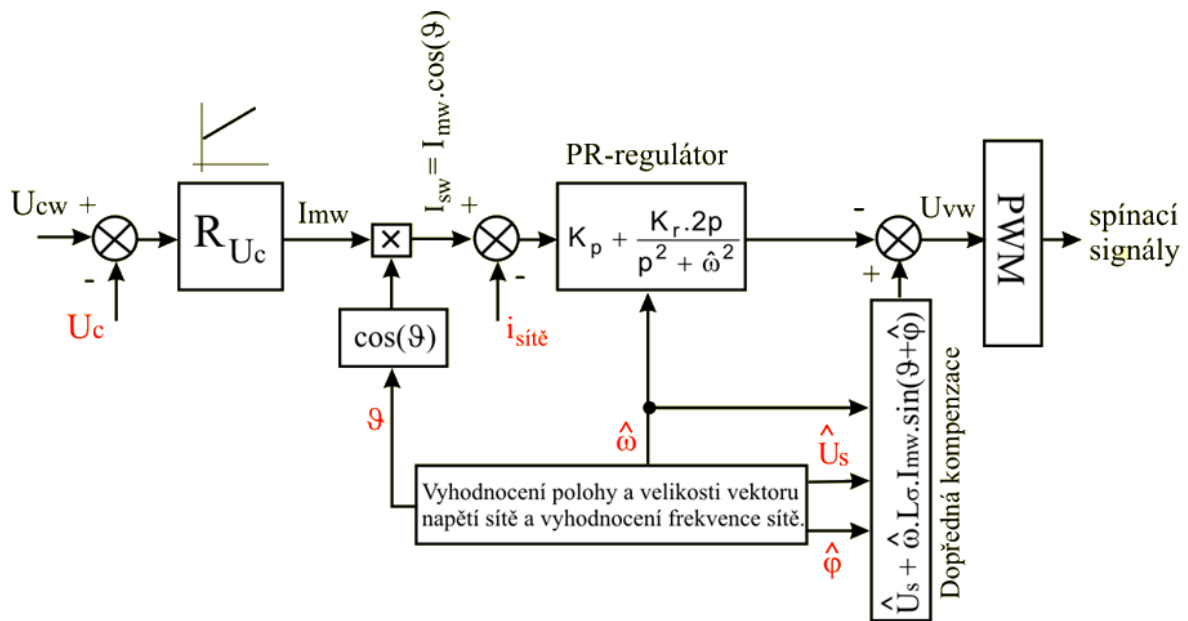


Obr. 6.22 - Proudové a napěťové poměry jednofázového napěťového pulsního usměrňovače při komparační PWM [12]

Hloubka modulace m_A je definována poměrem říditelné amplitudy záhladní harmonické na střídavé straně ku maximální možné její hodnotě viz vztah (15).

$$m_A = \frac{U_{rm}}{U_{pm}} = \frac{U_{v(1)m}}{U_d} \rightarrow 0 \leq m_A \leq 1 \quad (15)$$

Na Obr. 6.23 je zobrazena regulační struktura pro jednofázový NPU, kde regulovanou veličinou je výstupní napětí na kondenzátoru (U_C) a proud odebíraný ze střídavého zdroje ($i_{sítě}$).



Obr. 6.23 - Regulační struktura s matematickým modelem a komparační PWM [11]

Základní rovnice použitých regulátorů jsou vyjádřeny v rovnicích (16) až (21).

Regulační odchylka e ze vztahu (16).

$$e_U = U_{C\omega} - U_C \quad (16)$$

Přenos PI regulátoru (17).

$$\frac{U_{PI}}{e_u} = K_p \frac{1 + \tau_i}{p \cdot \tau_i} \quad (17)$$

Akční zásah PI regulátoru (18).

$$I_{poz} = K_p e_U + \int K_I e_U dt \quad (18)$$

Přenos R regulátoru (19).

$$\frac{U_R}{e_i} = \frac{K_r \cdot 2p}{p^2 + \omega^2} \quad (19)$$

Akční zásah PR regulátoru vychází z integrodiferenciální rovnice (20).

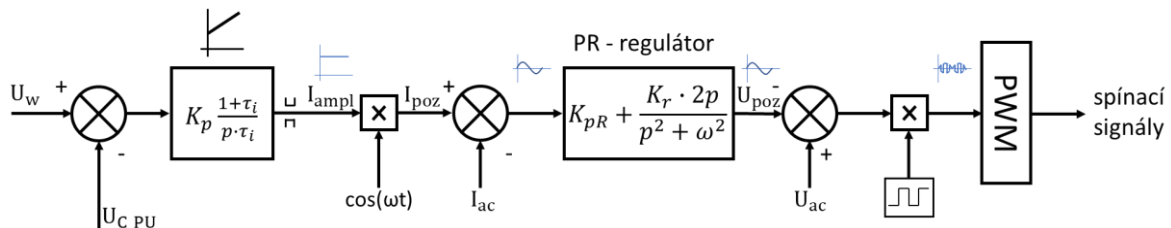
$$\frac{dU_R}{dt} = K_R \omega e_i - \omega^2 \int U_R dt \quad (20)$$

Aby bylo možné zrealizovat PR regulátor v DSP je nutné převedení (20) do integrálního stavu (21).

$$U_R = K_R \omega \int e_i dt - \omega^2 \int [\int U_R dt] dt \quad (21)$$

Představená regulace využívá k regulaci napětí PI regulátor (obdobně jako v předchozím případě), výstupem je požadovaná hodnota amplitudy proudu (I_{mw}). Z této hodnoty je vypočtena požadovaná hodnota proudu I_{sw} . Rozdílem požadované hodnoty proudu I_{sw} a skutečné hodnoty proudu $i_{sité}$ je regulační odchylka e_i , která vstupuje do proudového regulátoru. Proudový regulátor je typu PR (proporcionálně rezonanční) a výstupem je regulační zásah, ten je odečten od hodnoty dopředné kompenzace (výsledek matematického modelu). Výsledný signál U_{vw} je následně použit pro PWM modulátor, který zajišťuje konstantní spínací frekvenci proudu pulzního usměrňovače.

Aby mohla být regulační struktura s PR regulátorem použita, bylo nutné provést úpravy podle Obr. 6.24.

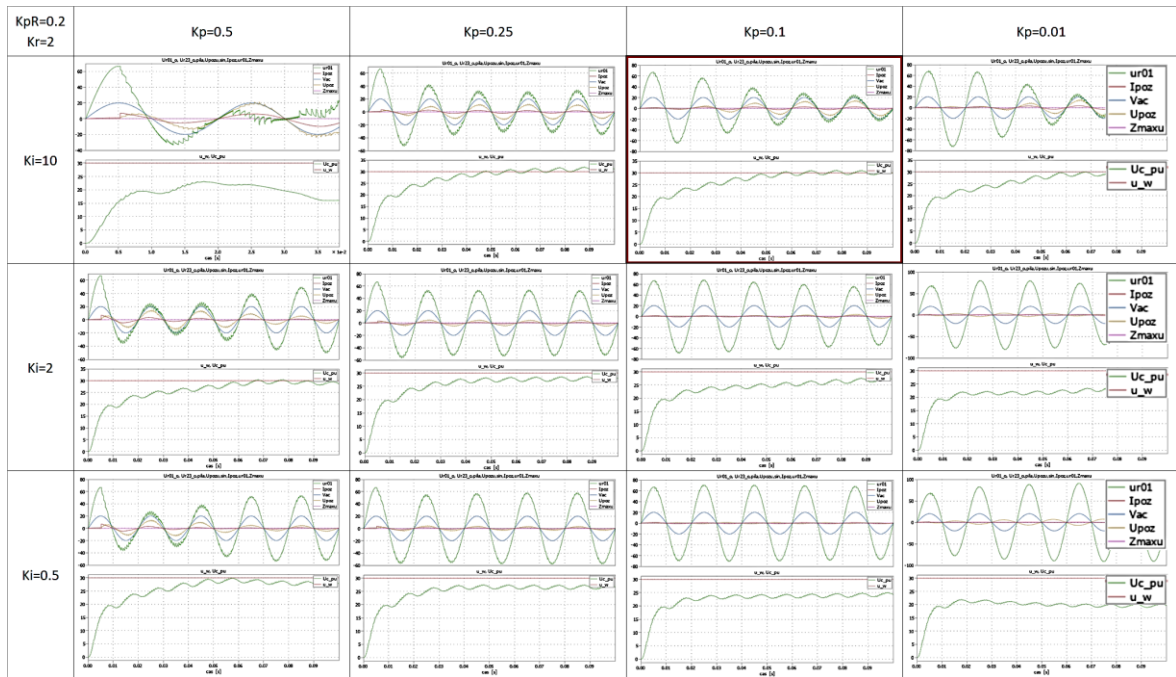


Obr. 6.24 - Regulační struktura s přímým řízením proudu využívající PR regulátor

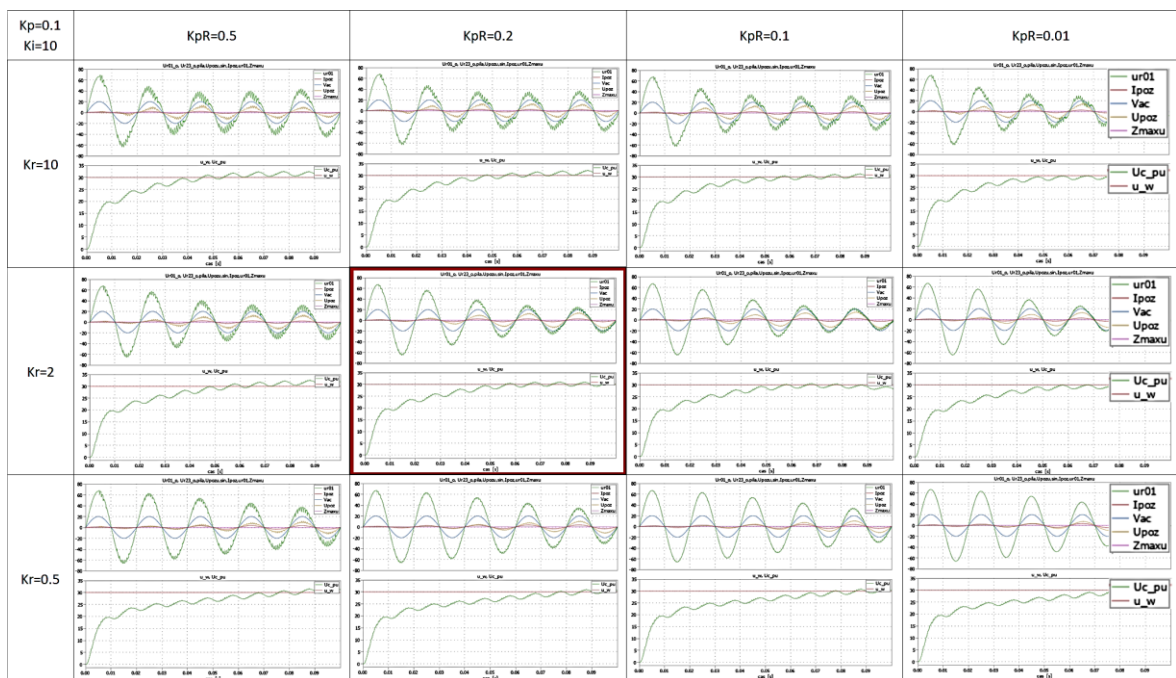
Simulace s PR regulátorem v prostředí Simulink – Plecs

Zjednodušený výkonový obvod simulované sestavy byl již popsán v úvodní části kapitoly a je zobrazen na Obr. 6.13.

Pro zvolení vhodných parametrů regulátorů bylo otestováno několik variant naladění regulátorů. Výsledky chování pro testované hodnoty konstant PI regulátoru jsou zobrazeny na Obr. 6.25. Ve sloupcích jsou různé proporční konstanty K_p , na řádcích jsou různé integrační konstanty K_i . Chování PR regulátoru pro různé konstanty K_{pR} a K_r je zobrazeno na Obr. 6.26. Ve sloupcích jsou různé K_{pR} , na řádcích jsou různá K_r . Během změn konstant PI regulátoru (K_p a K_i) jsou pevně nastaveny konstanty PR regulátoru (K_{pR} a K_r) a naopak. Zvýrazněny jsou perspektivní varianty konstant regulátorů. Vybrané varianty byly použity pro prvotní experimentální testy na fyzikálním modelu.

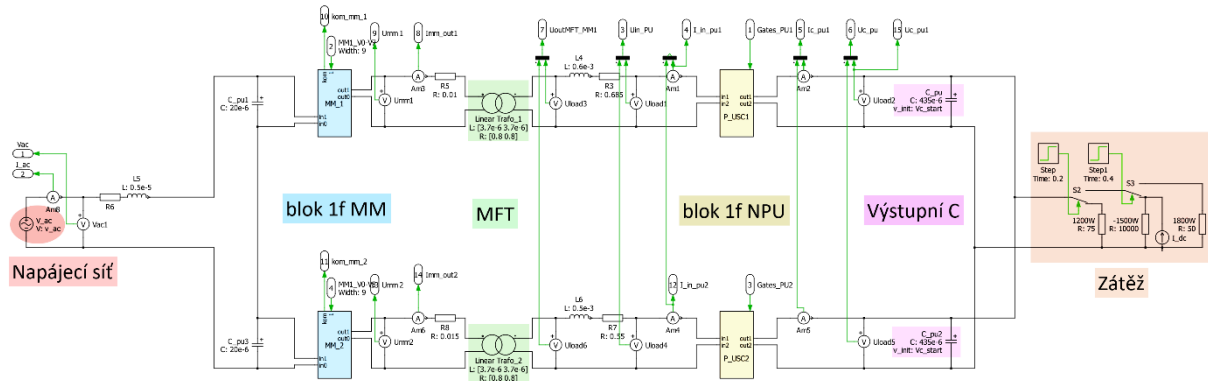


Obr. 6.25 – Prvotní volba konstant pro PI regulátor



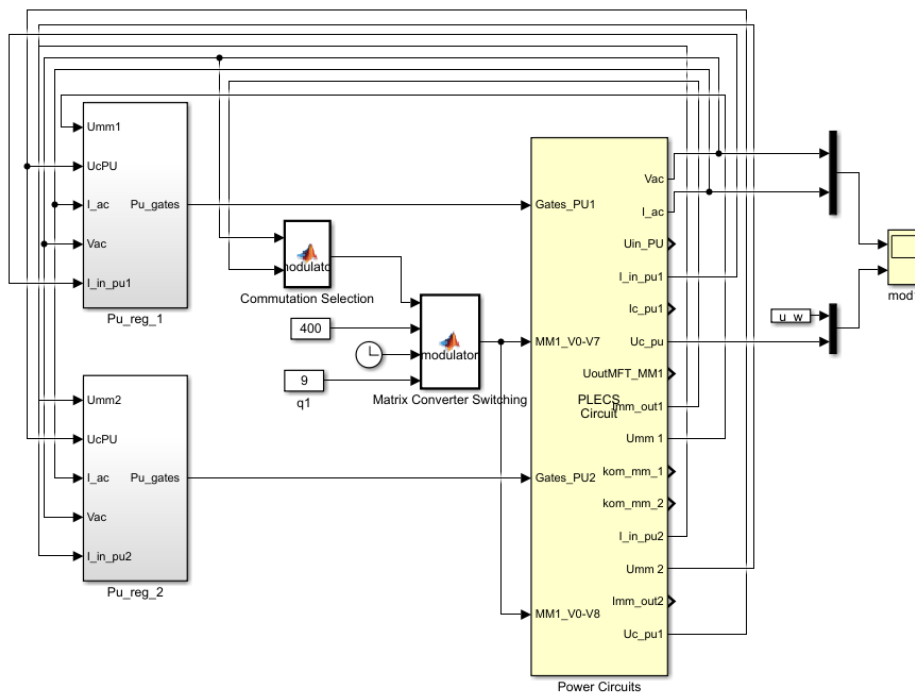
Obr. 6.26 - Prvotní volba konstant pro PR regulátor

K testování modulární topologie byl vytvořen výkonový obvod zobrazený na Obr. 6.27 složený ze dvou do série zapojených buněk z původního již odladěného zapojení zobrazeného na Obr. 6.13. Obr. 6.27 je zobrazen v plné velikosti v příloze č.1.



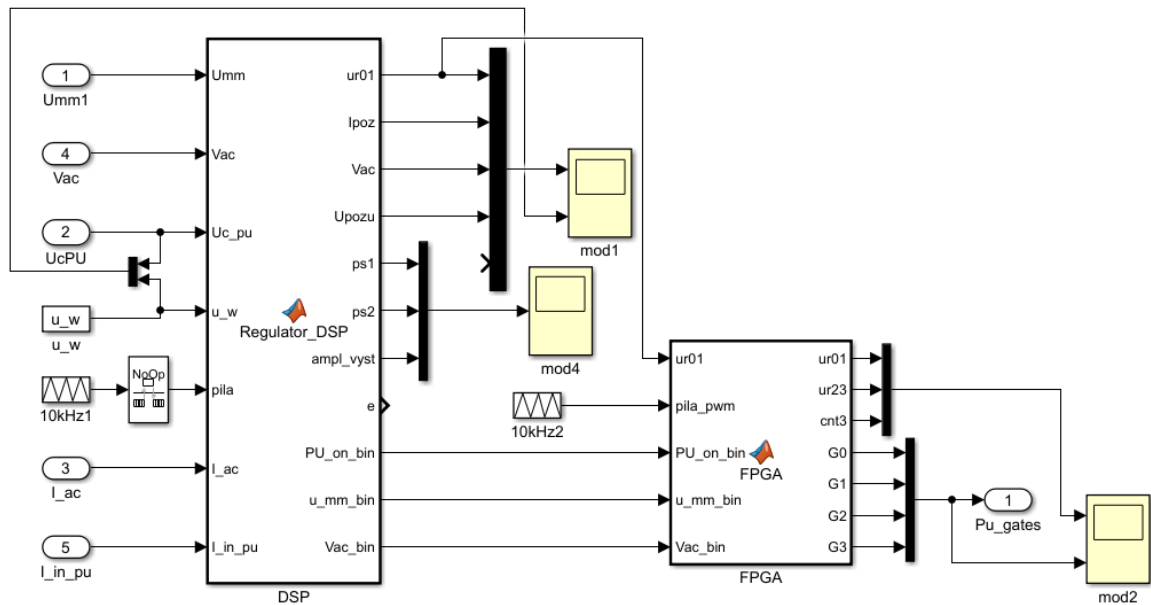
Obr. 6.27 - Zjednodušený výkonový obvod pro testování dvou separátních buněk nové navrhované topologie

Na Obr. 6.28 je zobrazeno rozdělení mezi řídicí a výkonovou částí simulace. Na rozdíl od předchozí varianty na Obr. 6.16 je zde oddělené řízení pro separátní topologii. Prakticky jde pouze o oddělené řízení NPU, aby bylo možné doplnit řízení o balancování jednotlivých buněk. Pro řízení maticových měničů není potřeba generovat zvláštní signály a lze je řídit společně. Každý NPU má tedy vlastní regulátory i řídicí signály a ty jsou generovány odděleně v blocích ve schématu na Obr. 6.28 označeny *Pu_reg_1* a *Pu_reg_2*.



Obr. 6.28 - Konceptní schéma separátní topologie

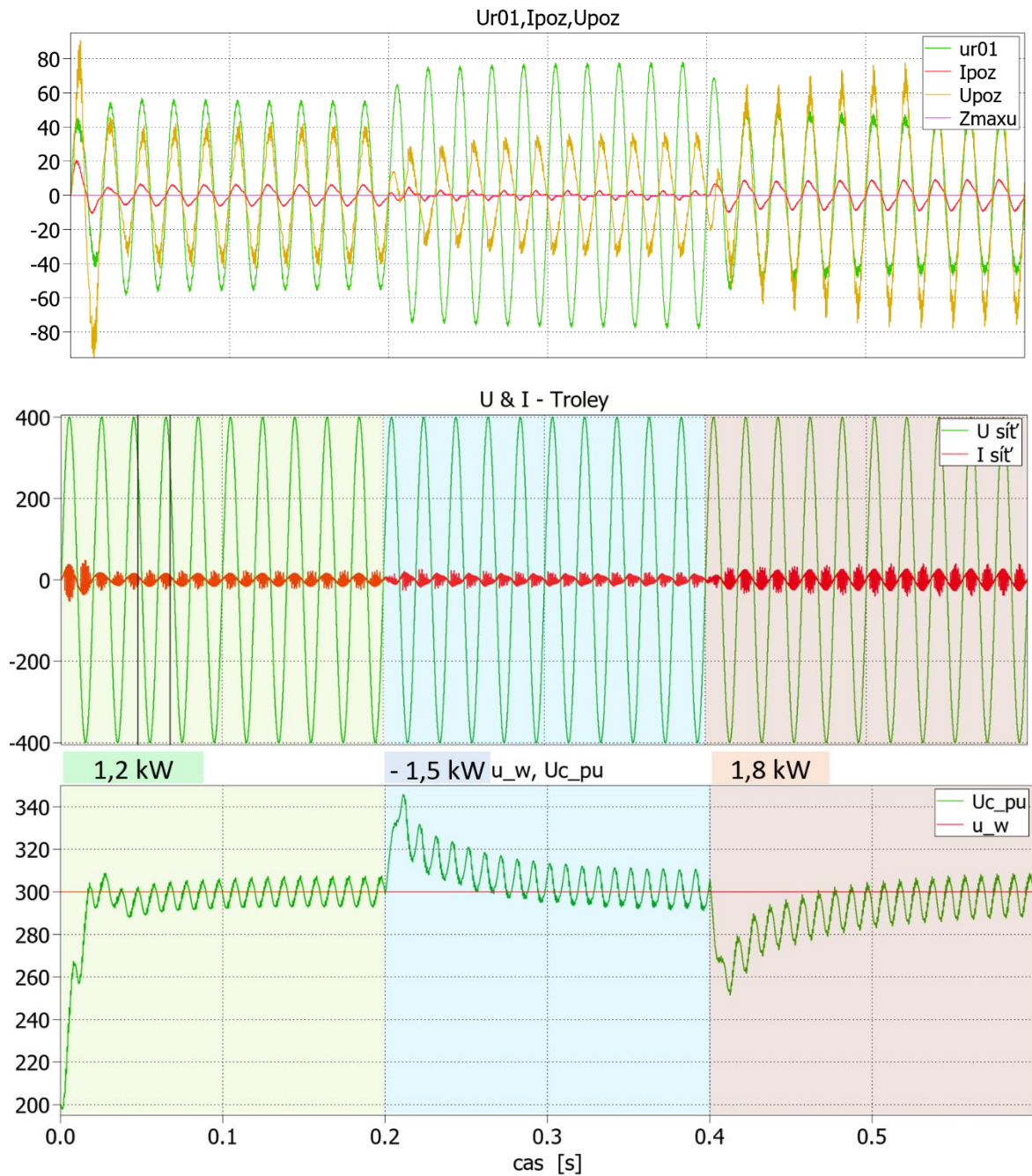
Vnitřní struktura těchto bloků je zobrazena na Obr. 6.29. Uvnitř se nachází dvě Matlab funkce, které reprezentují na fyzikálním modelu oddělené zpracování ve dvou oddělených procesorech DSP a FPGA. Důvody pro využití dvou procesorů budou rozebrány v následující kapitole. Výhodou rozdělení i v simulaci je napodobení chování předávání informací na fyzikálním modelu.



Obr. 6.29 - Realizace regulátorů pro 1 NPU v prostředí Simulink

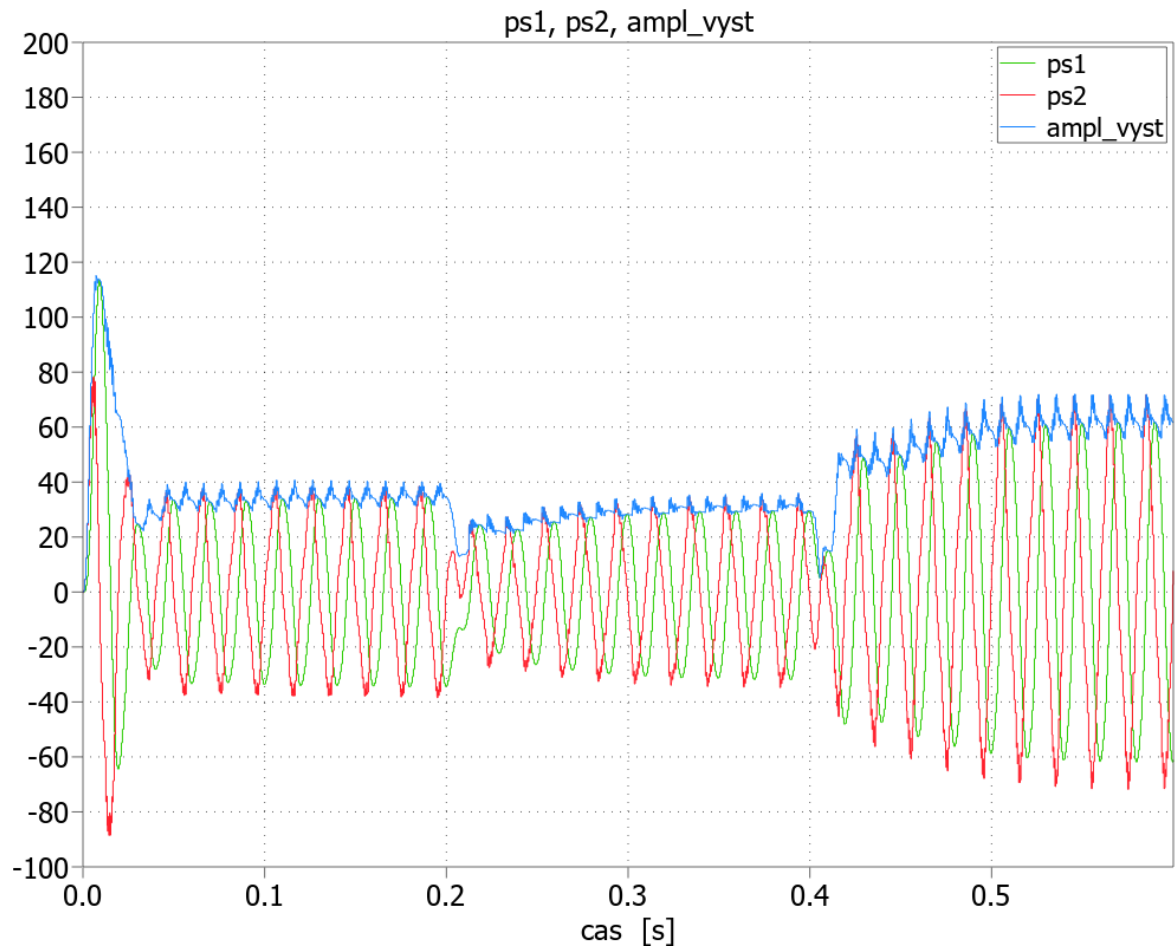
Simulace přechodových stavů jedné buňky navrhované separátní topologie

Na Obr. 6.30 je zachycen přechodový děj, start měniče při zatížení 1,2 kW, následný přechod do generátorického režimu (v čase 0,2 s) na -1,5 kW. V poslední části (v čase 0,4 s) měnič skokově přešel do motorického režimu 1,8 kW. Regulované napětí U_{cpu} je bez problémů regulováno na požadovanou hodnotu U_{c_w} (300V). V horní části Obr. 6.30 jsou zobrazeny regulační zásahy regulátorů, v prostřední části je zobrazeno napětí a proud sítě, ve spodní části je pak požadované, skutečné napětí na kondenzátoru během celého přechodového děje testované sekvence. Vlastnosti napěťové smyčky lze vylepšit použitím feed-forward (dopředné kompenzace) přičtené k výstupu z regulátoru napětí.



Obr. 6.30 - simulace přechodových dějů na 2 separátních buňkách

Na Obr. 6.31 jsou vidět vnitřní stavy sumací PR regulátoru (ps1 a ps2) a výsledná amplituda akčního zásahu regulátoru, což dokumentuje správné chování PR regulátoru proudu.



Obr. 6.31 - vnitřní stavy sumací PR regulátoru

Hodnoty nastavení regulátorů a parametry modelu, které byly použity při simulačním testu regulace s přímým řízením proudu při použití PWM modulace, jsou uvedeny v Tabulka 4.

Tabulka 4 - Výpis parametrů použitých pro simulaci s komparačním řízením

parametry pro simulaci				
komparační metoda regulace				
obecný popis:	název v simulaci	hodnota:	jednotka:	poznámka:
Počet separátních buněk	<i>n</i>	2	-	
Napětí sítě	<i>v_ac</i>	400	V (v amplitudě)	
Omezení proudu	<i>i_max</i>	50	A	
Požadované napětí na kondenzátoru	<i>u_w</i>	300	V	
Počáteční napětí na kondenzátoru	<i>Vc_start</i>	200	V	
Zatěžovací odpor 1	<i>R_Load</i>	75	Ω	Zátěž 1200 W
Zatěžovací odpor 2	<i>R_Load</i>	50	Ω	Zátěž 1800 W
Proudový zdroj	<i>I_dc</i>	5	A	Generátorycký režim
Indukčnost MFT1		3,70E-06	H	
Odpor vnutí MFT1		0,8	Ω	
Indukčnost MFT2		3,70E-06	H	
Odpor vnutí MFT2		0,8	Ω	
Převod MFT		1:1	-	
Odpor troleje	<i>R6</i>	0,6	Ω	
Indukčnost troleje	<i>L5</i>	5,00E-06	H	
Indukčnost na vstupu PU1	<i>L4</i>	6,00E-04	H	
Indukčnost na vstupu PU2	<i>L6</i>	5,00E-04	H	
Odpor vinutí indukčnosti L4	<i>R3</i>	0,685	Ω	
Odpor vinutí indukčnosti L6	<i>R7</i>	0,55	Ω	
Kapacita vstupního filtru 1	<i>Cf1</i>	20E-06	F	
Kapacita vstupního filtru 2	<i>Cf2</i>	20E-06	F	
Kapacita výstupního C	<i>C_pu1</i>	435E-06	F	
Kapacita výstupního C	<i>C_pu2</i>	435E-06	F	
<i>Nastavení PI regulátoru:</i>				
Integrační konstanta	<i>Ki</i>	5	s	
Proporční konstanta	<i>Kp</i>	250	ms	
<i>Nastavení PR regulátoru:</i>				
Proporční konstanta	<i>KpR</i>	500	ms	
Proporční konstanta	<i>Kr</i>	10	s	

6.3 Porovnání dvouhodnotové regulace a přímého řízení proudu při použití PWM modulace

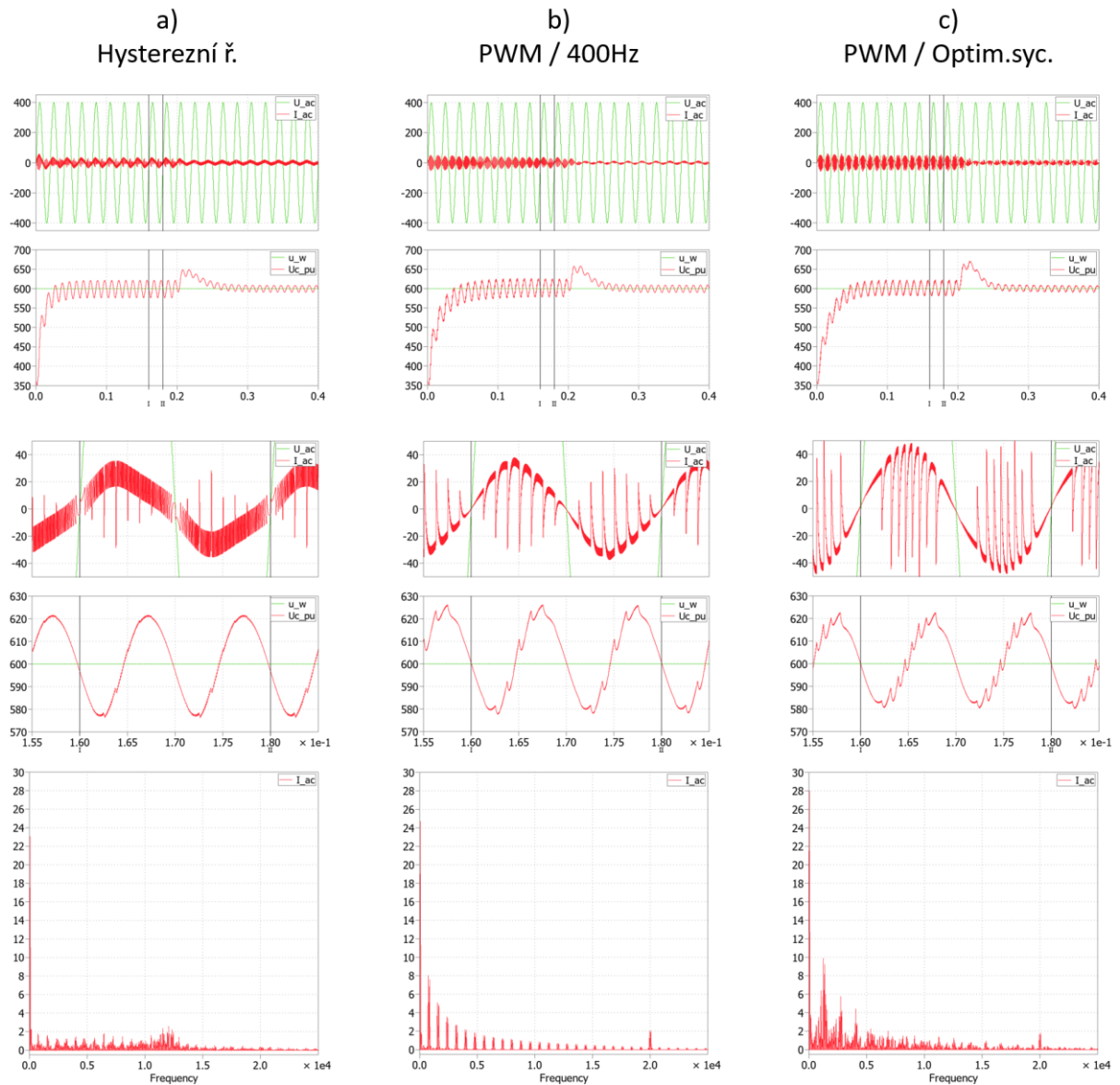
Jak je patrné ze spínacího diagramu na Obr. 6.5 na první pohled v obou metodách není mnoho rozdílů. Řízení PU je v principu stejné. U obou metod nejprve spínací kombinací vzroste proud skrze indukčnost na vstupu PU (Stav „1“ a „2“), a poté je tento proud uvolněn za účelem nabití kapacity na výstupu PU (Stav „3“).

Pokud uvážíme hledisko spínacích ztrát prvků NPU, pak je na první pohled patrné, že u metody dvoustavové hysterezní metody není namáhání všech čtyř spínačů stejné. Je zde vidět, že spínače $S0$ a $S1$ jsou střídány se změnou polarit vstupního napětí a spínače $S2$ a $S3$ jsou střídány při každé změně směru mezi růstem proudu skrz induktor a následným nabíjením kondenzátoru C . Zatímco u metody komparační (třístavová metoda) jsou spínače po celou spínací sekvenci střídány pravidelně. Je tedy daleko více vyrovnáno namáhání všech prvků měniče. I u dvouhodnotového řízení lze zvolit třístavovou metodu, tak že prvky jsou spínány stejně často. Tento třístavový způsob spínání pro dvouhodnotové řízení je aplikován v [7], avšak vede na značně složitější logiku spínání, zejména při přechodu mezi polaritami. Při použití PWM modulace vychází třístavová metoda spínání zcela přirozeně bez dodatečných úprav logiky spínání.

Dalším hlediskem, na které je třeba dát zřetel, je spínací kmitočet obou druhů řízení. Tento kmitočet se projeví na zvlnění síťového proudu a zároveň na spínacích ztrátách výkonových prvků. U metody hysterezní je spínací kmitočet ovlivněn aktuální velikostí zátěže, ale také šířkou hysterezního pásma. Spínací frekvence je pak tedy velmi proměnná což vede k velkému harmonickému rušení na odebíraném proudu. U metody komparační je použita PWM s pevně nastavenou frekvencí.

Velikost hystereze přímo ovlivňuje spínací frekvenci. Větší pásmo hystereze = menší spínací frekvence a naopak. Větší spínací frekvence znamená menší zvlnění proudu sítě, ale i větší nároky na rychlost měření a na spínací ztráty výkonových prvků.

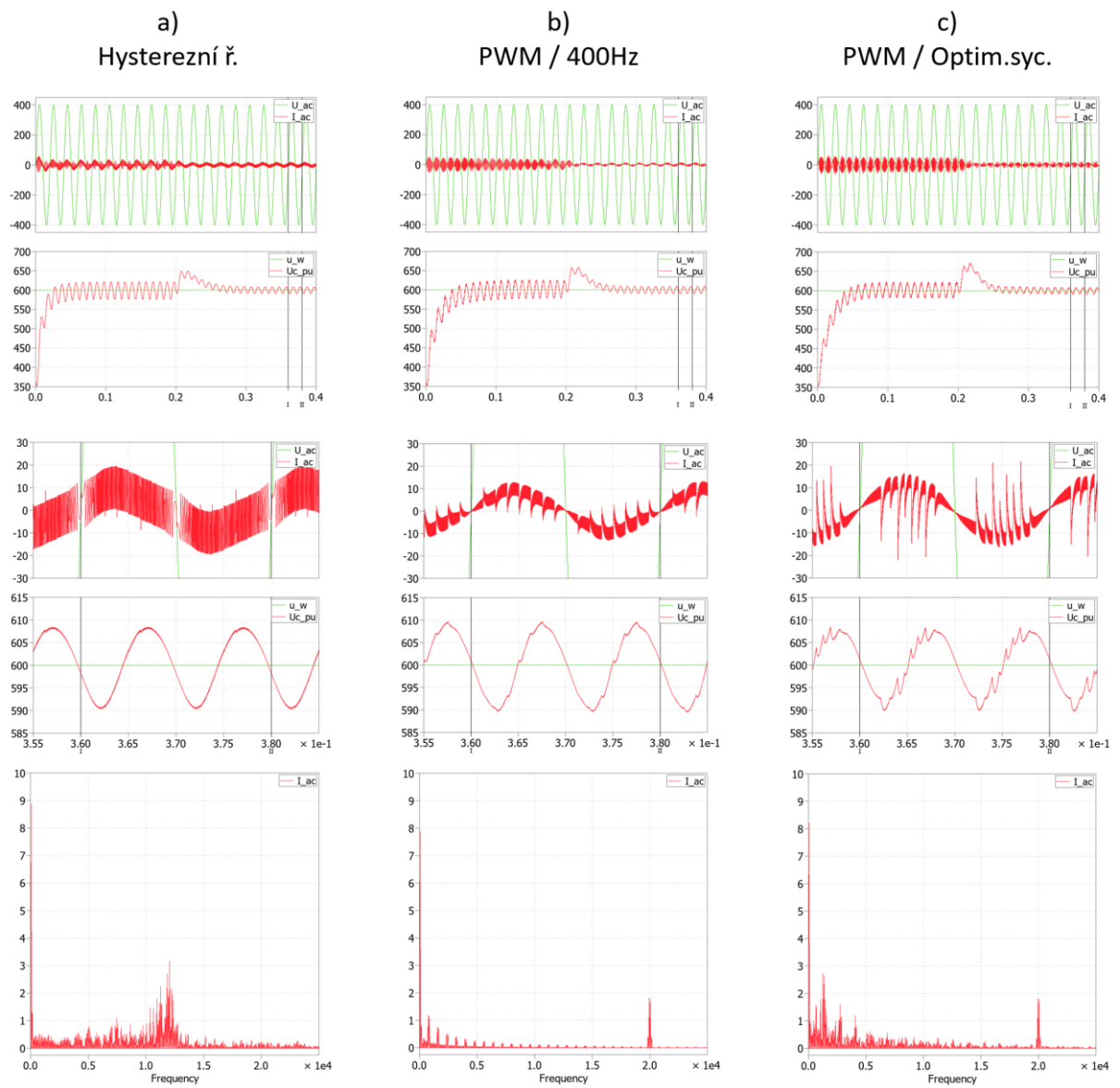
V této práci byla metoda hysterezního řízení testována pouze na jedné buňce navrhované separátní topologie a to jen simulačně. Experimentálně byla již ověřena na pracovišti KEV v pracích [8] a [9]. Pro experimentální část práce byla zvolena komparační metoda řízení prvků NPU.



Obr. 6.32 - Porovnání metod řízení při zátěži 3600W

Na Obr. 6.32 a Obr. 6.33 jsou výsledky spektrální analýzy proudu odebíraného z troleje pro tři testované metody řízení NPU. Analýza spektra proudu je obzvláště delikátním problémem v případě aplikace pohonu do drážního vozidla (nebezpečí ovlivnění bezpečného chování kolejových obvodů zabezpečovacího zařízení). Na Obr. 6.32 je analyzován průběh proudu pro zatížení 3600 W a na Obr. 6.33 je analyzován průběh proudu pro zatížení 1440 W. V případě hysterezního řízení vychází frekvenční spektrum proudu v širokém rozsahu, což je zejména vidět při zatížení 1440 W Obr. 6.33 a). Poměrně široký rozsah frekvenčního spektra proudu vychází i pro PWM metodu s optimálním sycením transformátoru ve sloupci c) na Obr. 6.32 a Obr. 6.33. Chceme-li se jednoduchým způsobem vyhnout problematickým frekvencím, pak se jeví jako nejvhodnější způsob řízení metodou

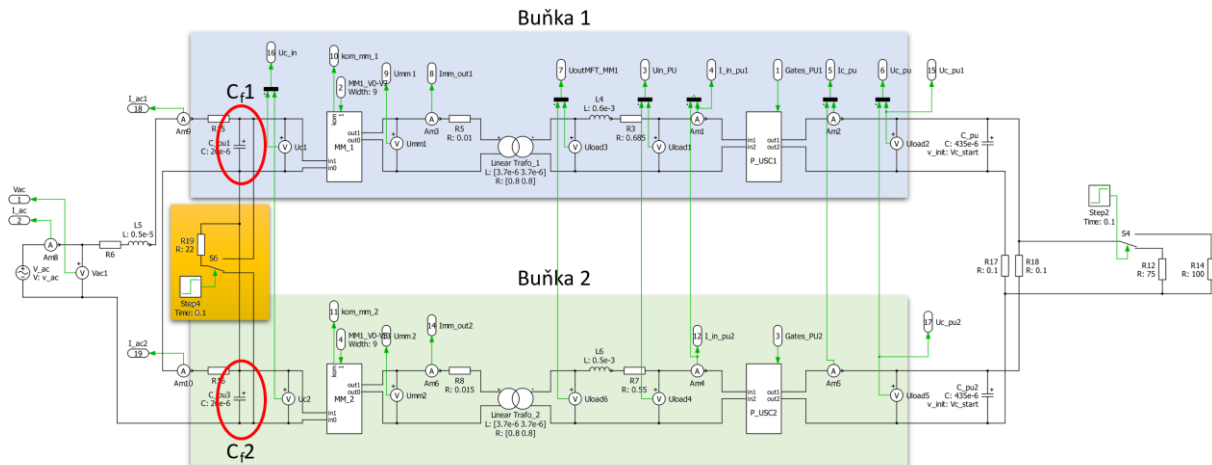
PWM při konstantním kmitočtu ve sloupci b) na Obr. 6.32 a Obr. 6.33. V tomto případě je možné změnou spínací frekvence posouvat výsledné spektrum proudu.



Obr. 6.33 - Porovnání metod řízení při zátěži 1440W

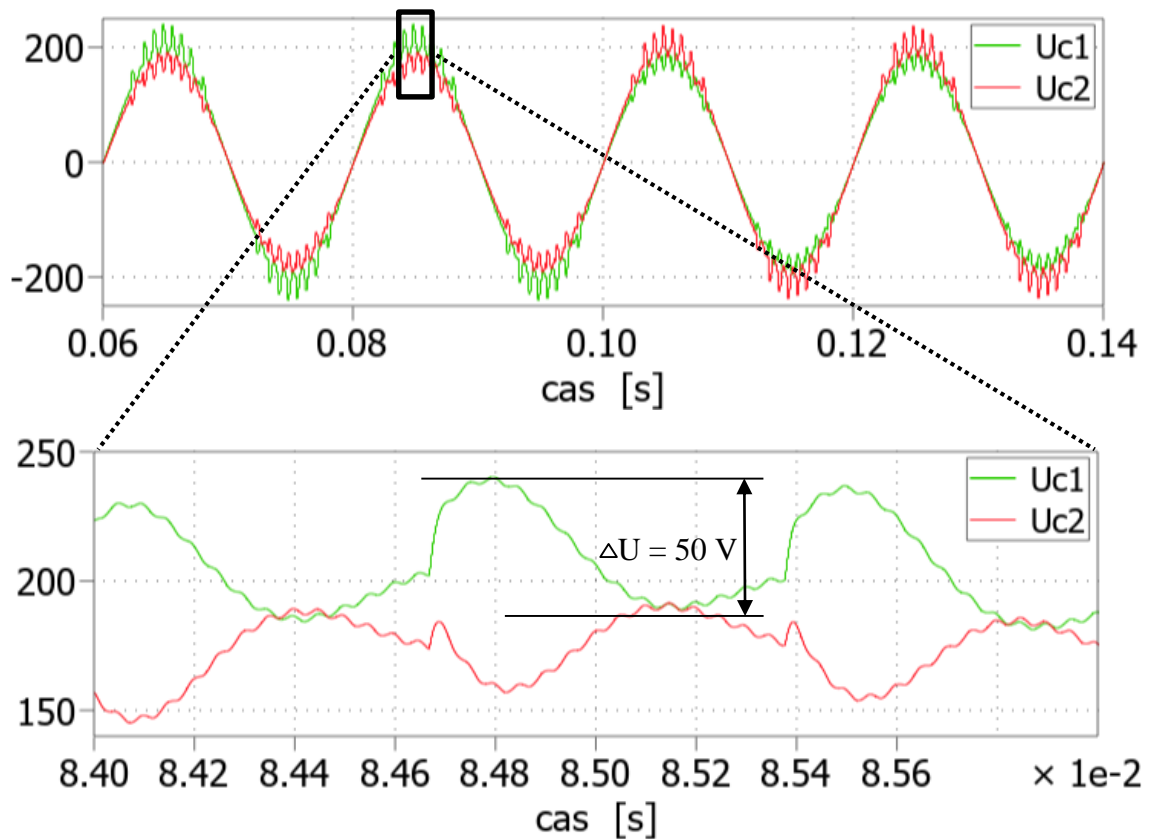
6.4 Balancování vstupních kondenzátorů

Na rozdíl od topologie s jedním společným MFT popsaným v kapitole 2.3, kde je využito magnetické vazby jednoho transformátoru pro balancování kapacit vstupních filtrů magnetické vazby jednoho transformátoru, tak je pro navrhovanou topologii vhodné balancovat tyto kapacity aktivně (na Obr. 6.34 se jedná o kapacity C_{f1} a C_{f2} v červeném kroužku). Obr. 6.34 je zobrazen v plné velikosti v příloze č. 2.



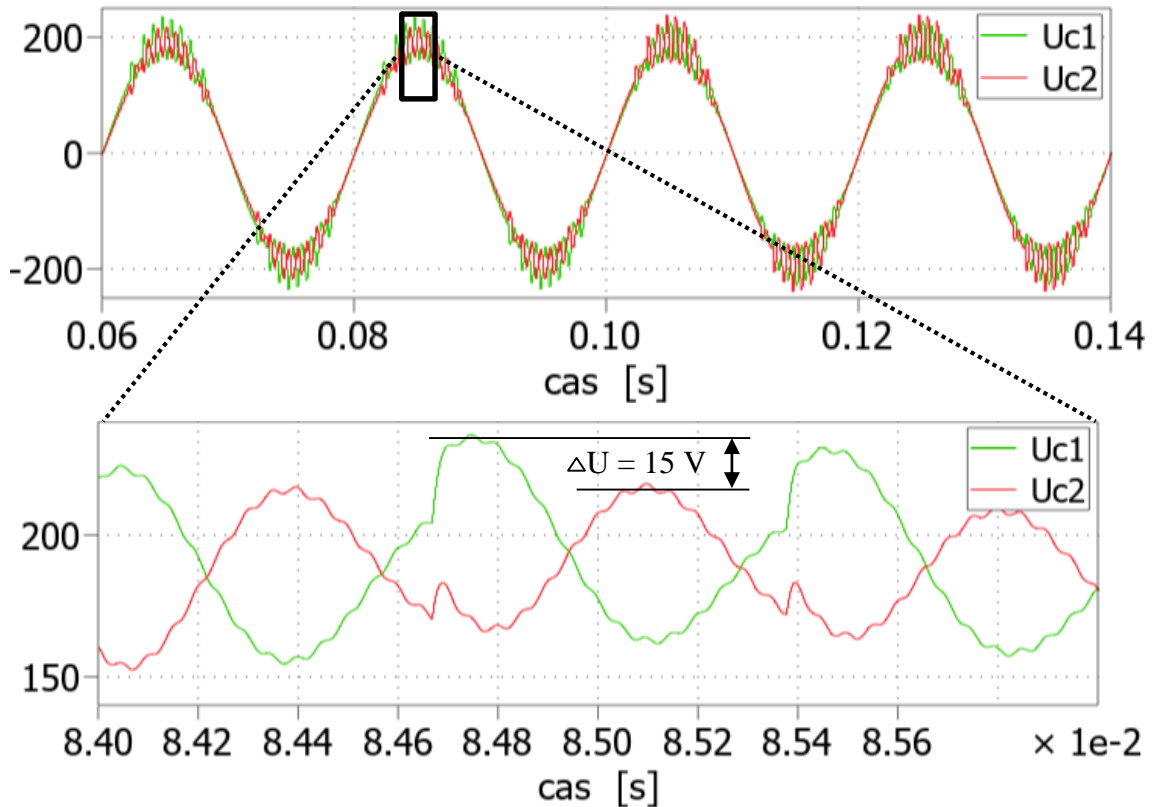
Obr. 6.34 - Simulace rozvážení výkonu na separátních buňkách

Dojde-li k rozdílnému zatížení buněk, tak rozložení napětí na vstupních kapacitách (U_{c1} a U_{c2}) začne být nerovnoměrné, jak je zobrazeno na Obr. 6.35. Průběhy odpovídají zapojení podle Obr. 6.34, kde jsou kondenzátory vstupního filtru zapojeny do série tedy ze zdroje (trolej 400 V) je napětí na vstupních filtrech poloviční (2 kondenzátory do série). Z průběhu je patrné, že více zatížená větev má napětí o něco nižší než větev méně zatížená. Během prvních dvou period byla více zatížená buňka 2. V čase 0.1 s dochází k přepnutí více zatížená buňky 2. Po další dvě periody je pak zatížena více buňka 1. Zatížení buněk je realizováno pomocí odporu (žlutě vyznačeno v Obr. 6.34) paralelně připojeného na vstup jednotlivých buněk (paralelně na balancovaný kondenzátor). Hodnota odporu odpovídá cca 800 W zátěže navíc, přičemž výstupní zatížení obou buněk je 1200 W (600 W / 1 buňka). Příkladné zatížení buněk se projevuje na maximálních amplitudách napětí na vstupních filtrech C_{f1} a C_{f2} . Je nutné podotknout, že k částečnému balancování dochází přirozeně díky paralelně spojeným výstupům buněk na straně zátěže, ale i díky synchronnímu způsobu řízení obou NPU.



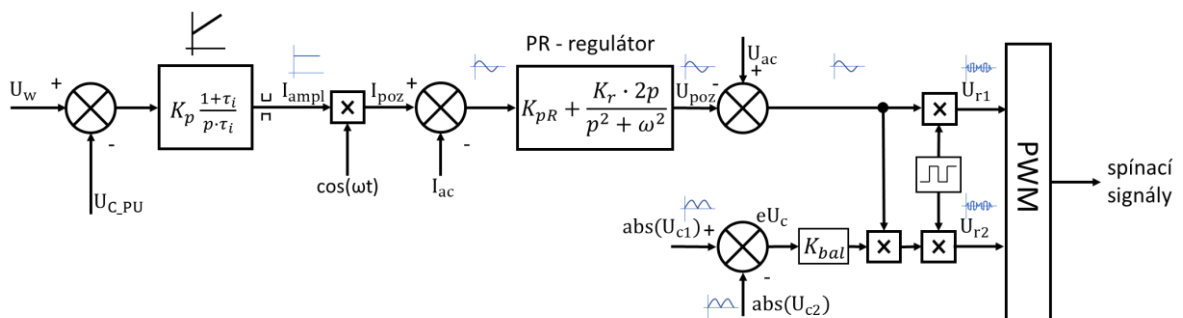
Obr. 6.35 - Rozdíl napětí na kondenzátorech vstupního filtru bez balancování

Nerovnoměrné rozložení napětí na vstupních kapacitách lze ovlivnit tzv. aktivním balancováním. Princip aktivního balancování spočívá ve změně odebíraného výkonu jednotlivých buněk tak, aby při poklesu napětí na vstupu buňky došlo k jejímu „odlehčení“. Zároveň buňka, na které bylo napětí vyšší, bude více zatížena. Na Obr. 6.36 je zobrazeno stejné nerovnoměrné zatížení jednotlivých buněk jako na Obr. 6.35, ale s použitím popisovaného aktivního balancování. Je zde patrné, že amplitudy napětí obou kondenzátorů mají rozkmit pouhých 15 V (7,5 % celkové amplitudy 200 V), na rozdíl od varianty bez balancování, kde byl rozkmit až 50 V (25 % celkové amplitudy 200 V).



Obr. 6.36 - Rozdíl napětí na kondenzátorech vstupního filtru s aktivním balancováním

Regulační struktura přímého řízení proudu využívající PR regulátor doplněná o balancování jednotlivých buněk je zobrazena na Obr. 6.37. Na rozdíl od regulační struktury na Obr. 6.24 je zde navíc část vyhodnocující rozdíl mezi napětími U_{c1} a U_{c2} , vyjádřený pomocí eU_c . Do bloku PWM poté vstupují dva komparační signály U_{r1} a U_{r2} upravené tak, aby napětí na kondenzátorech vstupního filtru bylo vyvážené.



Obr. 6.37 - Regulační struktura s přímým řízením proudu využívající PR regulátor doplněná o balancování jednotlivých buněk

7 Implementace řídicích algoritmů

Jak již bylo zmíněno v úvodní kapitole, vzhledem k velkému množství spínaných prvků v této topologii, bylo nutné rozdělit řízení mezi DSP signálový procesor a FPGA. Oba tyto procesory jsou obsaženy v MLC interfacu [10], který je zobrazen na Obr. 7.1. Pro reálný trakční měnič na trolejové napětí 25 kV, za předpokladu použití současných polovodičových prvků na 6,5 kV by bylo nutné řídit až 14 buněk, tedy 168 tranzistorů (12 prvků / 1buňka).

1 Buňka je složena z:

8 tranzistorů v MM
4 tranzistory v PU



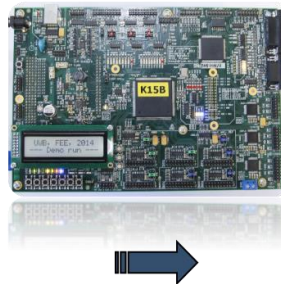
14 Buňek :

168 Tranzistorů

Nutnost nasazení MLC interface pro řízení celé struktury

MLC Interface obsahuje:

- Signálový DSP procesor
- FPGA hradlové pole



- 48 PWM Vývodů
+16 volitelných výstupů
- 24 analogových vstupů pro měření
- Možnost rozšíření

Obr. 7.1 - MLC interface pro řízení navrhované topologie

Nejdříve byly řídicí algoritmy odzkoušeny simulačně v prostředí Matlab – Simulink – Plecs s využitím C funkcí Matlabu, tak aby bylo dosaženo co největší podobnosti struktury kódu s programováním v DSP a FPGA.

7.1 DSP

Část programu obsažena v DSP procesoru obstarává obsluhu AD vstupů (součástí MLC interfacu) na které jsou připojeny měřené veličiny. Aby bylo možné měřené veličiny připojit do MLC, bylo nejprve nutné upravit hladiny pomocí měřicí karty [14], která umožňuje převedení napětí a proudů na hladiny přípustné pro AD vstupy. Dále obstarává vyhodnocování změřených údajů.

7.1.1 Volba komutace Maticového měniče

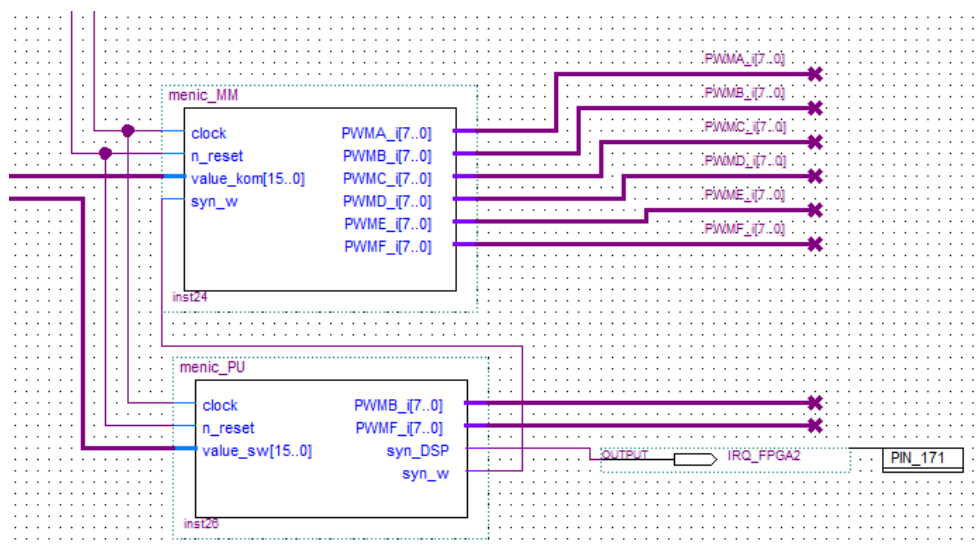
Na základě naměřených údajů DSP dále určuje komutační stav pro MM. Volba komutace závisí na polaritě napájecího napětí troleje nebo na velikosti výstupního proudu MM. DSP vybere vhodnou metodu komutace a tuto hodnotu uloží. Perioda sepnutí závisí na zvolené spínací frekvenci, která je nyní 400 Hz. Aby nedošlo ke změně volby komutace během probíhající komutace, blokuje algoritmus další změnu, dokud není předchozí komutace dokončena. Výstupem tohoto bloku DSP je vybraná spínací kombinace -- adresa 0x00000020 pro FPGA.

7.1.2 Spínání napěťového pulsního usměrňovače

Dále je v DSP vyhodnoceno spínání pulsního usměrňovače. Tato část algoritmu obsahuje měření odběru proudu ze sítě, PI regulátor U_c a výstupem je pak spínací kombinace, která je opět přenesena do FPGA -- adresa 0x00000022.

7.2 FPGA

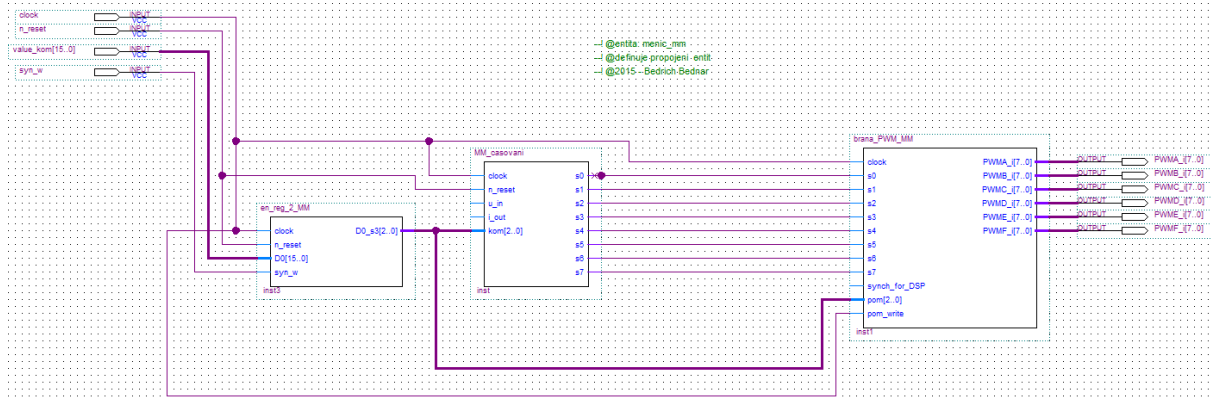
Do části FPGA je přenesena stavová logika. Po odeslání požadavku na synchronizaci mezi DSP a FPGA jsou přečteny adresy 0x00000020 a 0x00000022. Na těchto adresách jsou obsaženy pokyny z DSP, kde bylo předtím rozhodnuto o správném sepnutí MM i PU. Entity v FPGA jsou naprogramovány na vyhodnocení informace o přepnutí a dále se starají o správné časování spínání tranzistorů obou měničů tak, aby nedošlo k nežádoucím stavům. Propojení jednotlivých entit je zobrazeno na Obr. 7.2.



Obr. 7.2 - FPGA entity MM a PU

7.2.1 Entita maticového měniče MM

Tato entita obstarává správné spínání maticového měniče. Na Obr. 7.3 je zobrazeno blokové zapojení entity MM a jsou zde zobrazeny použité vstupy / výstupy MLC interface.



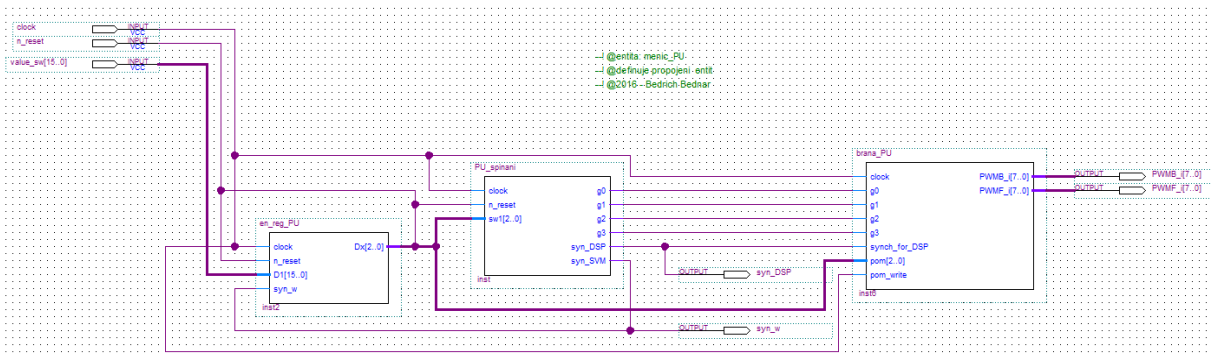
Obr. 7.3 - Entita maticového měniče v FPGA

První blok obsahuje vyčítání hodnot. Druhý blok – MM_casovani obsahuje stavové funkce a třetí blok obstarává propojení stavových signálů z bloku „MM_casovani“ s fyzickými výstupy na MLC interface.

7.2.2 Entita pulsního usměrňovače PU

Tato entita obstarává spínání pulsního usměrňovače a synchronizaci s DSP, která obstarává data pro spínací stavy. Na Obr. 7.4 je opět zobrazeno blokové zobrazení entity a použité vstupy / výstupy.

První blok obsahuje vyčítání hodnot. Druhý blok – PU_spinani obsahuje stavové funkce a třetí blok obstarává propojení stavových signálů z bloku „PU_spinani“ s fyzickými výstupy na MLC interface.



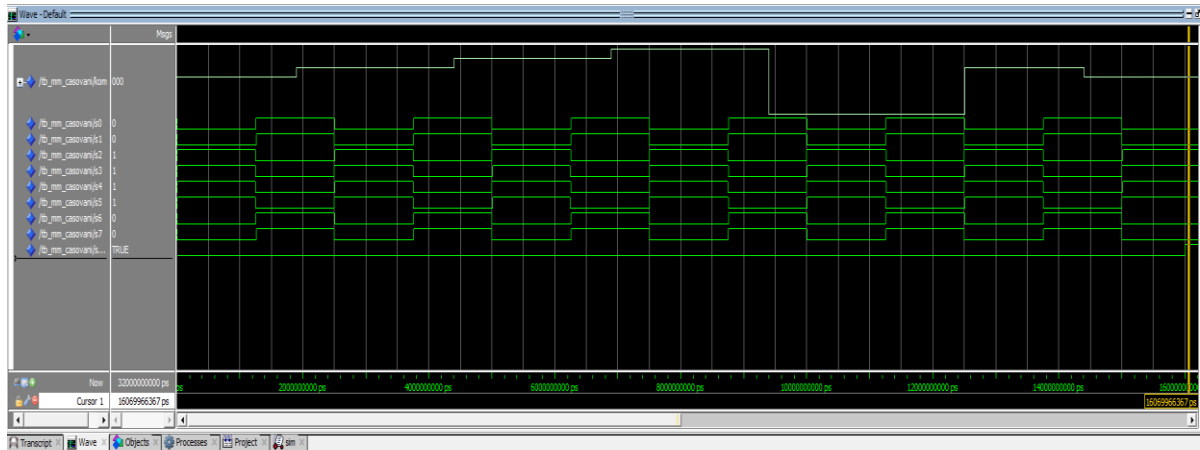
Obr. 7.4 - Entita pulsního usměrňovače v FPGA

7.3 Testování FPGA

Pro ověření správné činnosti algoritmů byl vytvořen testbench v prostředí Modelsim. Zde byly nastaveny změny stavů na vstupech jednotlivých entit a výsledné průběhy porovnány s požadavky.

7.3.1 Testování entity pro spínání MM

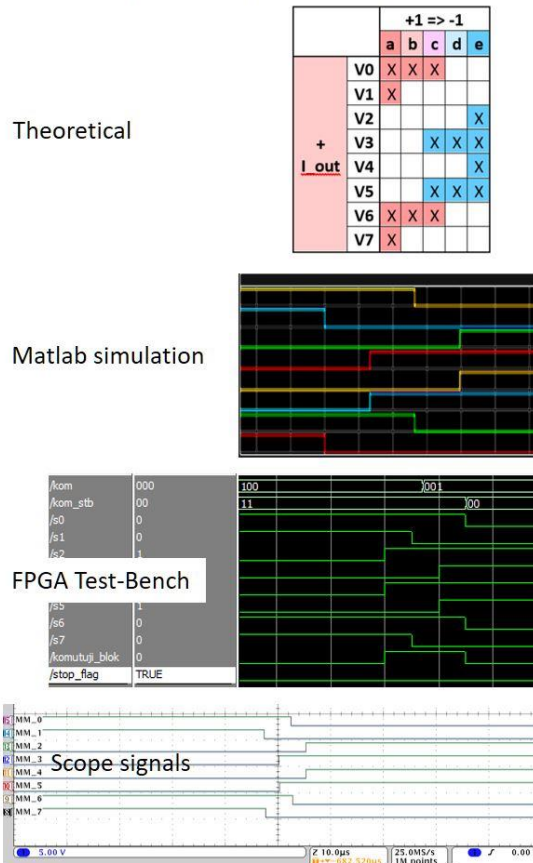
Na Obr. 7.5 je znázorněn celkový testovaný průběh pro MM.



Obr. 7.5 - Testbench entity maticového měniče

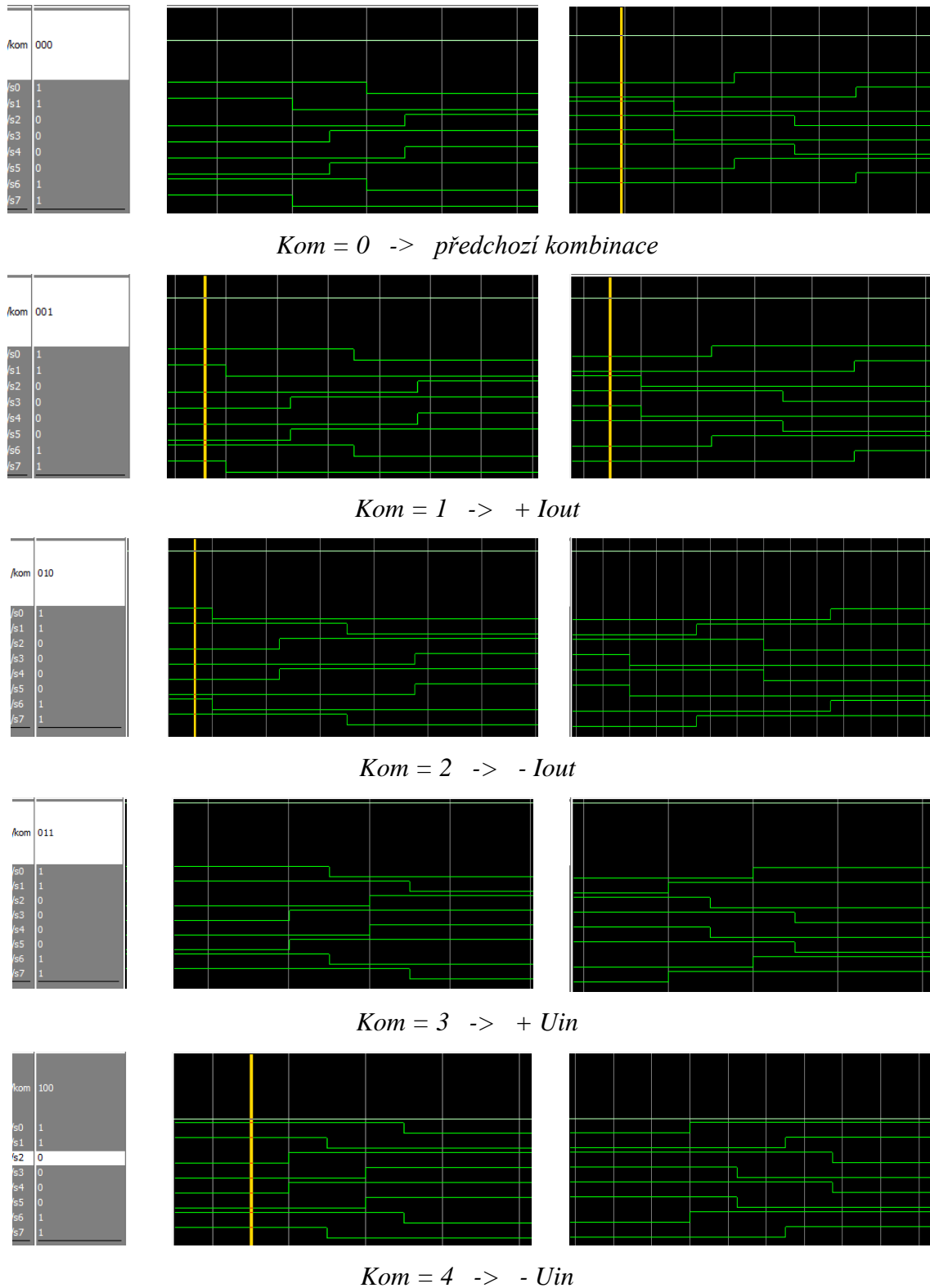
Na Obr. 7.6 lze porovnat požadovanou funkci vpravo s výstupem ze simulace Modelsimu a s průběhem z Matlabu. Spínání tranzistorů na všech snímcích je totožné.

Switching based on positive output current



Obr. 7.6 - Ověření správné funkce spínání MM, a) teoreticky, b) Matlab, c) Modelsim, d) experiment

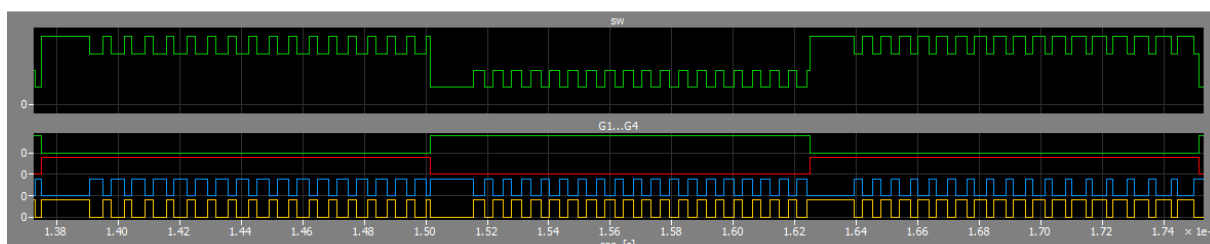
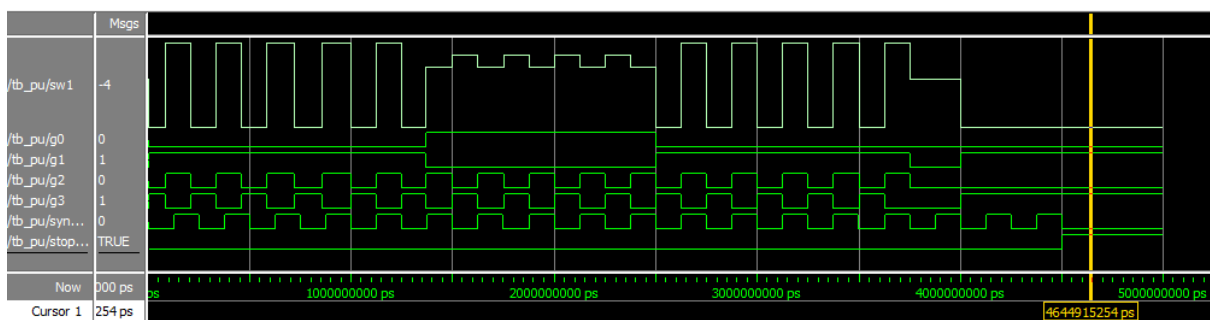
Dále byly otestovány všechny druhy komutace podle Tabulka 1 a porovnány na Obr. 7.7. Při hodnotě vstupu „kom“ = 0 zůstává předešlá kombinace. Jedná se o stav, kdy nelze spolehlivě určit komutaci.



Obr. 7.7 - Ověření správných spínacích stavů MM v FPGA – Modelsim

7.3.2 Testování entity pro spínání PU

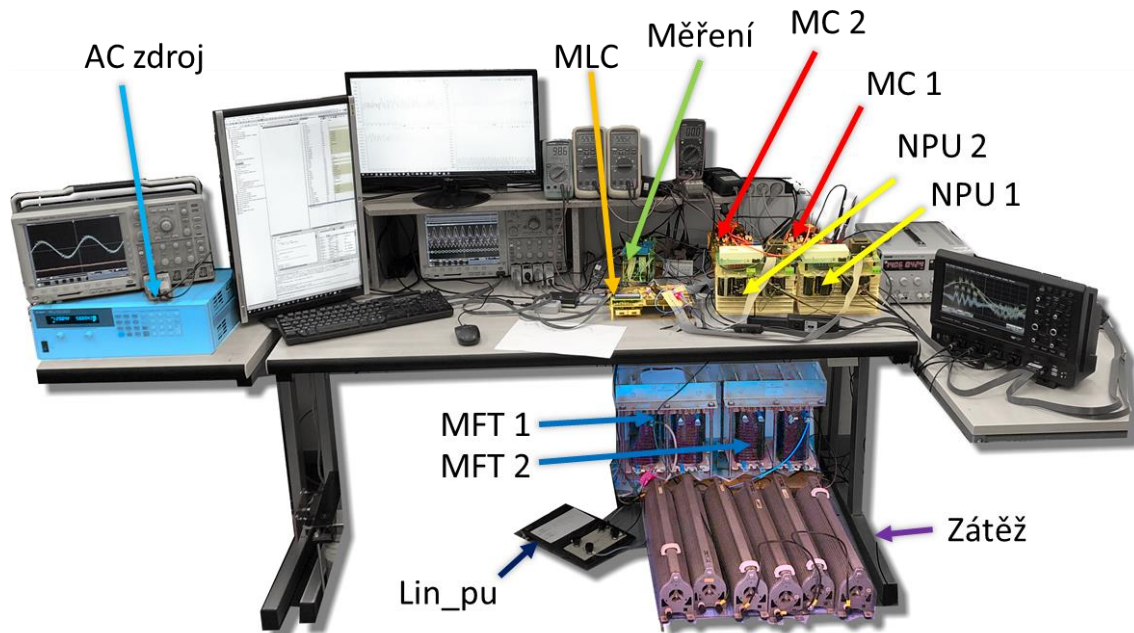
Pro otestování správné činnosti entity pro spínání pulsního usměrňovače byl naprogramován testbench simulující reálný stav spínání a ten je porovnán se stavem, ze simulace z Matlabu - Obr. 7.8 (nahore testbench pro FPGA, dole simulace v Matlabu). Testována byla dvoustavová metoda spínání. Vektor přepnutí je vybrán nadřazeným regulátorem a uložen do proměnné „sw“. Průběh výběru vychází z metody popsané, v kapitole 6.2.1 a odpovídá regulačnímu schématu na Obr. 6.9.



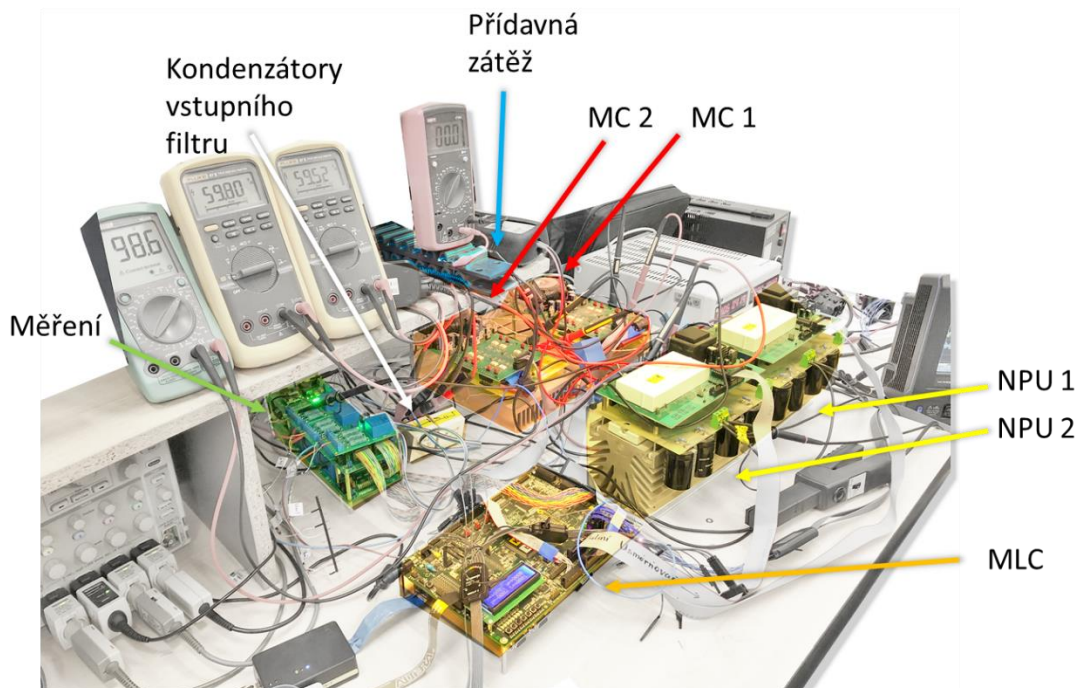
Obr. 7.8 - Ověření činnosti PU v FPGA - Modelsim

8 Experimentální ověření činnosti

Pro návrh nové topologie bylo nutné vyvinout nové testovací stanoviště, které je vyobrazeno na Obr. 8.1 a Obr. 8.2 Toto stanoviště se skládá z několika částí. Umístění hlavních komponent je barevně vyznačeno a označeno šipkami s popisem.



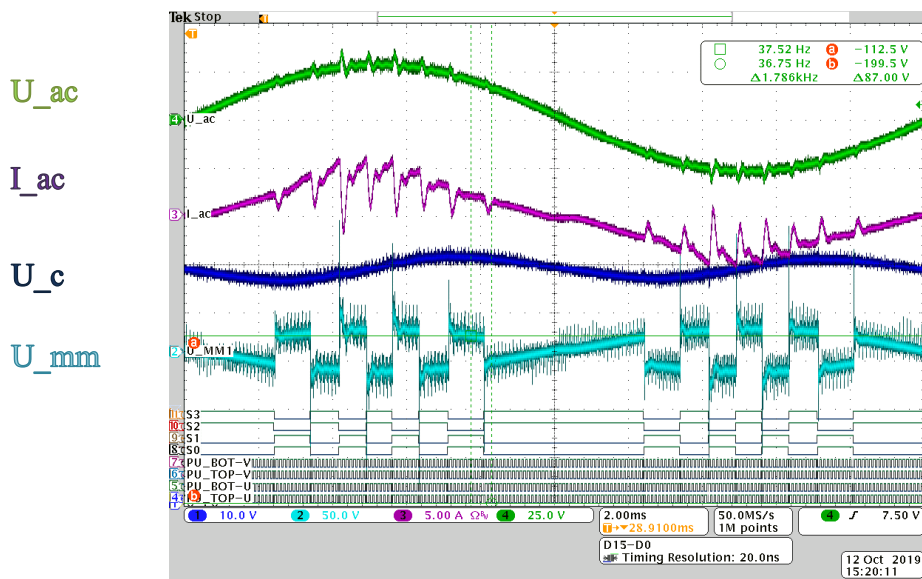
Obr. 8.1 - Laboratorní model topologie se separátními transformátory – celé stanoviště



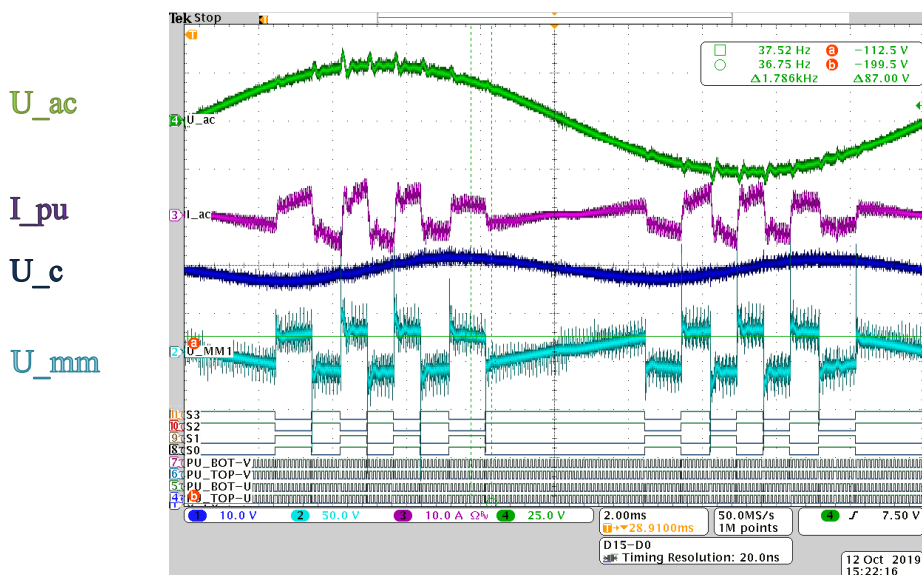
Obr. 8.2 - Laboratorní model topologie se separátními transformátory – měniče

8.1 Ustálené stavy měniče – jedna buňka

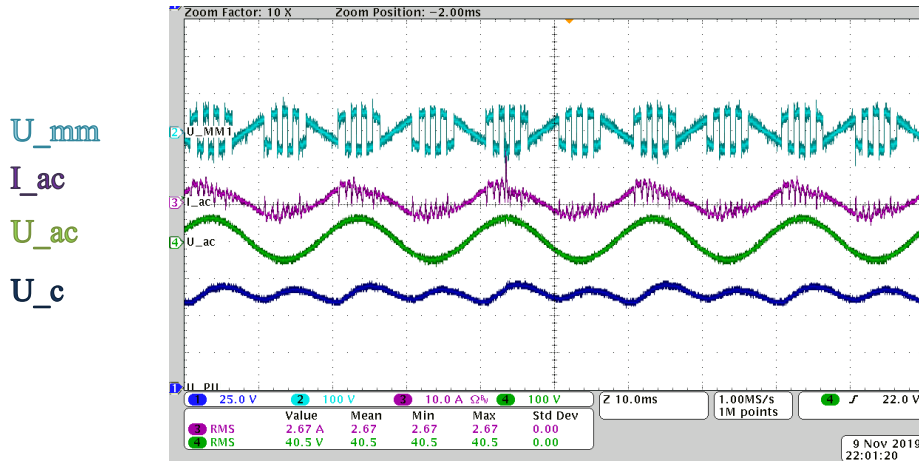
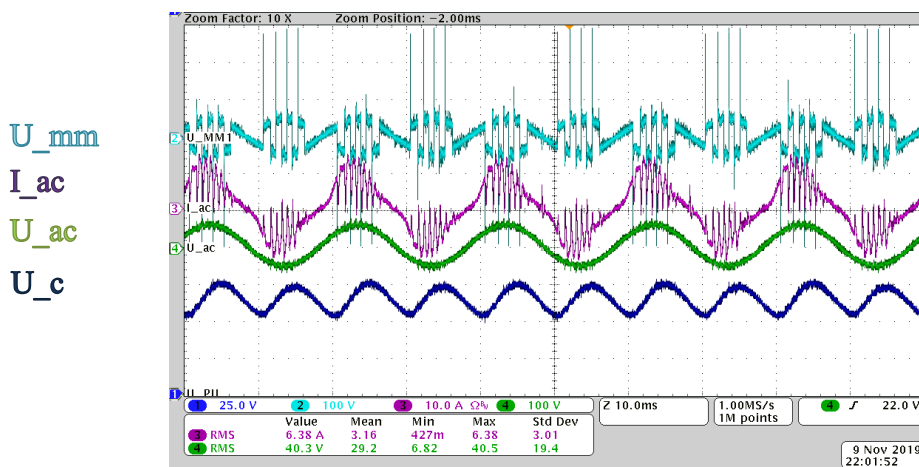
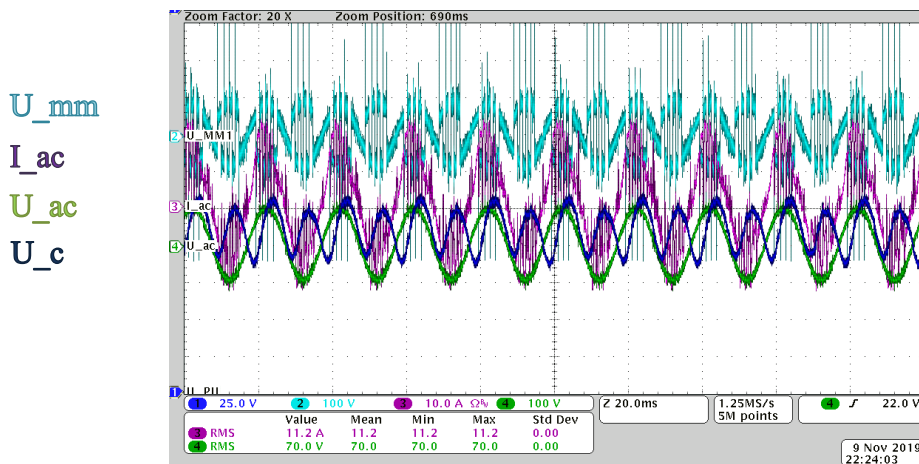
Nejprve byl model otestován pouze s jednou buňkou podle schématu na Obr. 6.13. Ustálené stavy napětí a proudů včetně řídicích signálů jsou zobrazeny na Obr. 8.3 a Obr. 8.4, rozdíl těchto dvou oscilogramů je v zobrazení proudu sítě I_{ac} a v proudu pulsním usměřovačem I_{pu} . Řídicí signály maticového měniče jsou značeny S0-S3 a řídicí signály pulsního usměřovače jsou označeny zkratkou PU - BOT/TOP - U/V. Na modelu jedné buňky bylo otestováno několik variant zatížení. Vybrané oscilogramy na Obr. 8.5, Obr. 8.6 a Obr. 8.7 představují 100 W, 250 W a 785 W.



Obr. 8.3 - Průběh napětí a proudů + spínání MM a PU



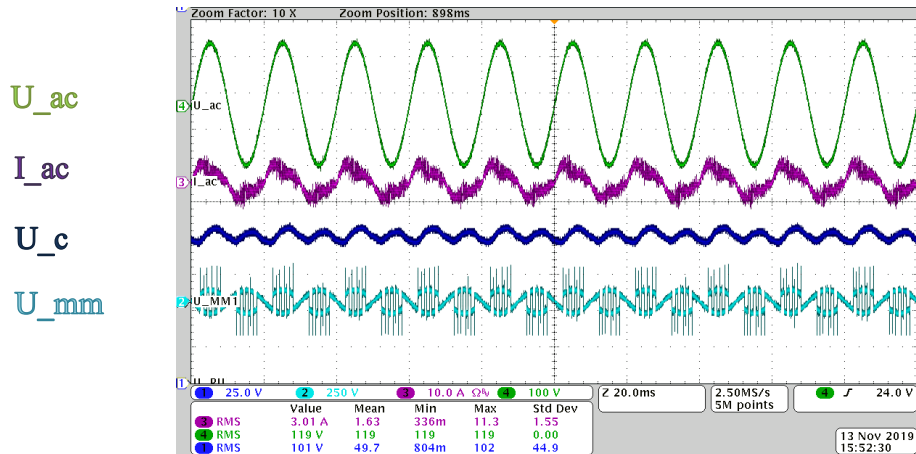
Obr. 8.4 - Průběh napětí, proudů a spínání MM a PU

Obr. 8.5 - Ustálený stav jedné buňky / $U_{ac}=40,5V$, $I_{ac}=2,67A$, $U_c=75V$, $P=100W$ Obr. 8.6 - Ustálený stav jedné buňky / $U_{ac}=40,3V$, $I_{ac}=6,38A$, $U_c=75V$, $P=250W$ Obr. 8.7 - Ustálený stav jedné buňky / $U_{ac}=70$, $I_{ac}=11,2A$, $U_c=100V$, $P=785W$

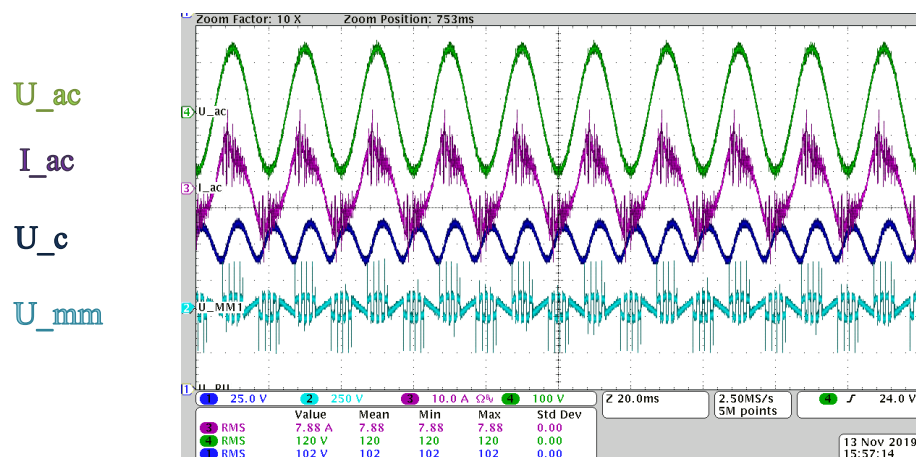
Z naměřených průběhů lze konstatovat, že chování měniče odpovídá předpokládanému chování, tj. proud sítě má sinusový průběh a je ve fázi s napětím sítě. Napětí na kondenzátoru NPU je zvlněné s druhou harmonickou frekvence sítě.

8.2 Ustálené stavy měniče – dvě buňky

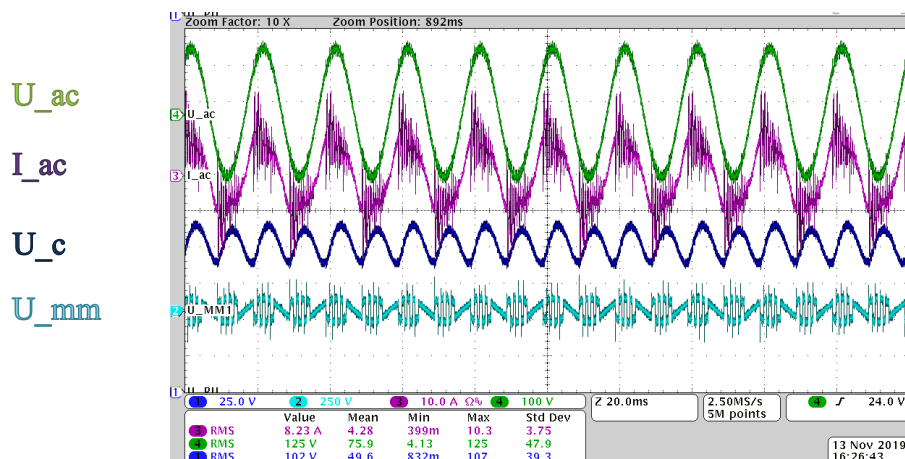
Ustálené stavy pro dvě buňky jsou zobrazeny na Obr. 8.8, Obr. 8.9 a Obr. 8.10 a představují výkony 360 W, 950 W a 1030 W. Pro řízení dvou buněk je použit stejný řídicí algoritmus doplněný o balancování měničů (v tomto případě se neprojeví). Průběhy jsou proto podobné jako průběhy v předešlé kapitole, ale bylo zde možné požadovat větší výkon sestavy.



Obr. 8.8 - Ustálený stav - dvě buňky / $U_{ac}=120V$, $I_{ac}=3A$, $U_c=100V$, $P=360W$



Obr. 8.9 - Ustálený stav - dvě buňky / $U_{ac}=120V$, $I_{ac}=7,88A$, $U_c=100V$, $P=950W$



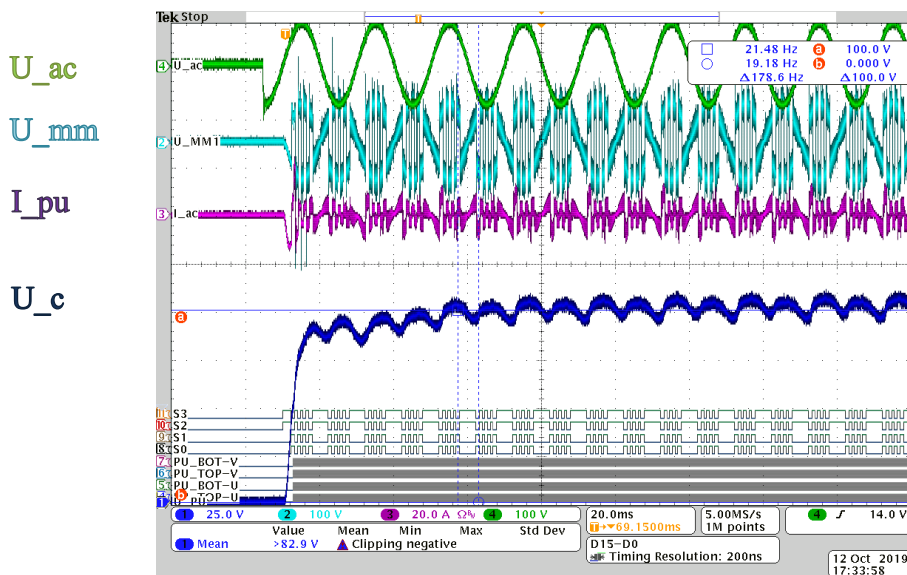
Obr. 8.10 - Ustálený stav - dvě buňky / $U_{ac}=125V$, $I_{ac}=8,23A$, $U_c=100V$, $P=1030W$

8.3 Dynamické stavy měniče – jedna buňka

K ověření správné činnosti experimentálního modelu při dynamických stavech bylo zvoleno několik „scénářů“. Nejdříve byl otestován start měniče (kapitola 8.3.1), poté skokové změny zátěže (kapitola 8.3.2) a nakonec stav se skokovou změnou napájecího napětí.

8.3.1 Start měniče

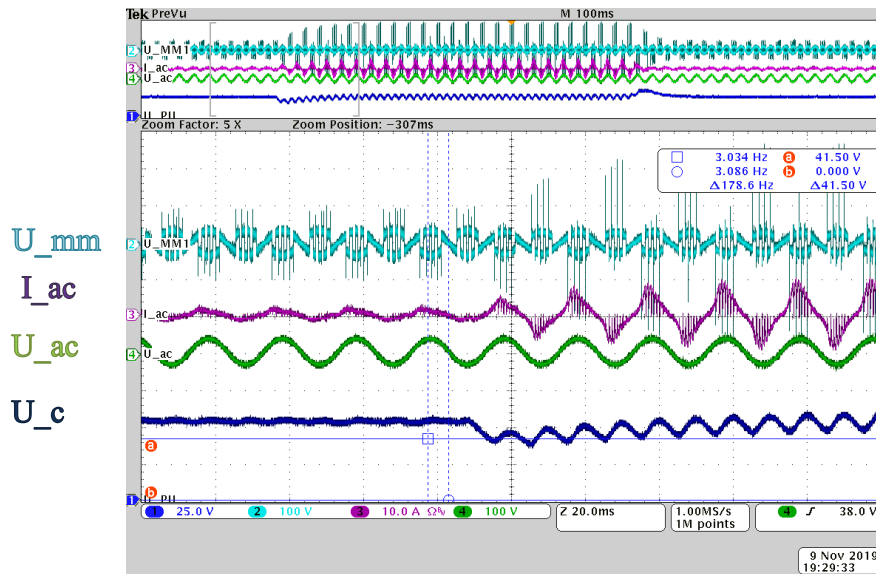
Jeden ze základních dynamických testů je spuštění měniče, které je zobrazeno na Obr. 8.11. Start měniče znamená připojení měniče k napájecímu napětí a následné řízení MM a NPU. Z uvedeného oscilogramu lze vyčíst rychlost regulátoru, kde požadované napětí bylo dosaženo za dvě periody napájecího napětí. Dále je zde vidět začátek spínání maticového měniče, které je synchronizováno s napětím sítě. Také je zde vidět zpoždění startu pulsního usměrňovače. Řízení NPU startuje ve chvíli, kdy napětí na výstupu U_c dosáhne hodnoty 60% požadovaného napětí (nabití je realizováno přes diody NPU).



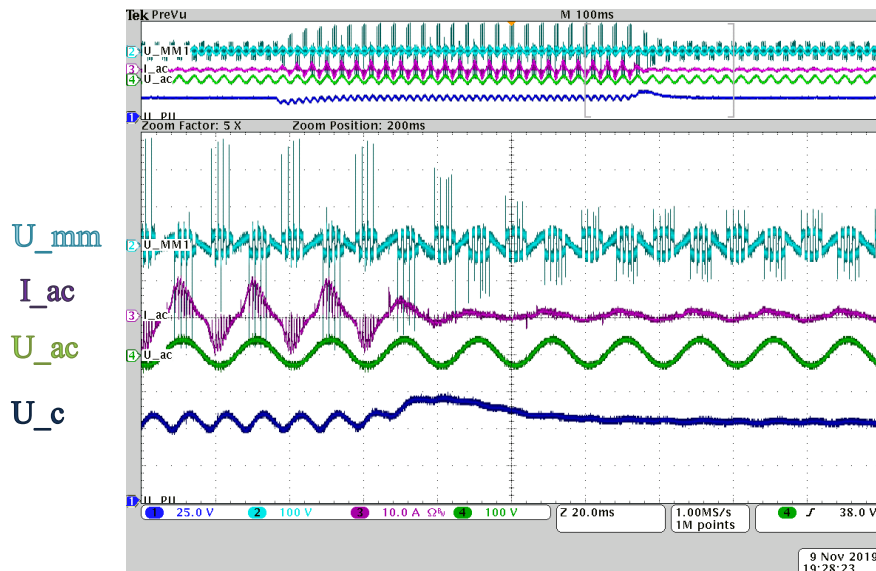
Obr. 8.11 - Start měniče s jednou buňkou

8.3.2 Skoková změna zatížení

Na Obr. 8.12 je zobrazen stav kdy na počátku zachyceného průběhu byl měnič nezatížený a poté byla připojena zátěž (250 W). Požadované napětí na kondenzátoru bylo 50 V. Z průběhu je patrné, že po zatížení měniče napětí nepatrně pokleslo a během dvou period síťového napětí bylo dorovnáno na požadovanou hodnotu. Na Obr. 8.12 je zachyceno chování měniče při odlehčení.



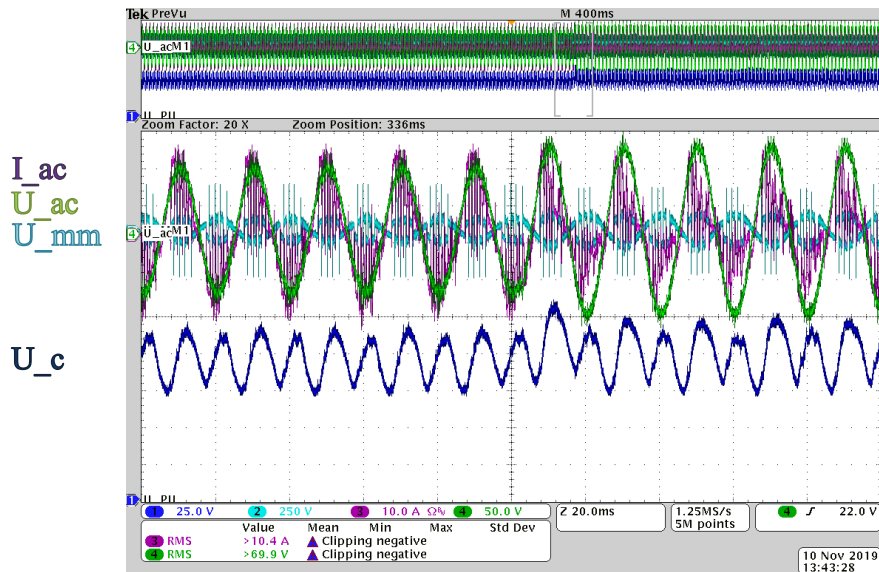
Obr. 8.12 - Změna z nezátíženého měniče na zatížený



Obr. 8.13 - Změna ze zatíženého měniče na nezátížený

8.3.3 Skoková změna napětí zdroje

Navržené řízení usměrňovače si poradí i se skokovou změnou napětí sítě zaznamenanou na Obr. 8.14. Napětí na výstupním kondenzátoru NPU rychle doregulovalo na požadovanou hodnotu 100 V.



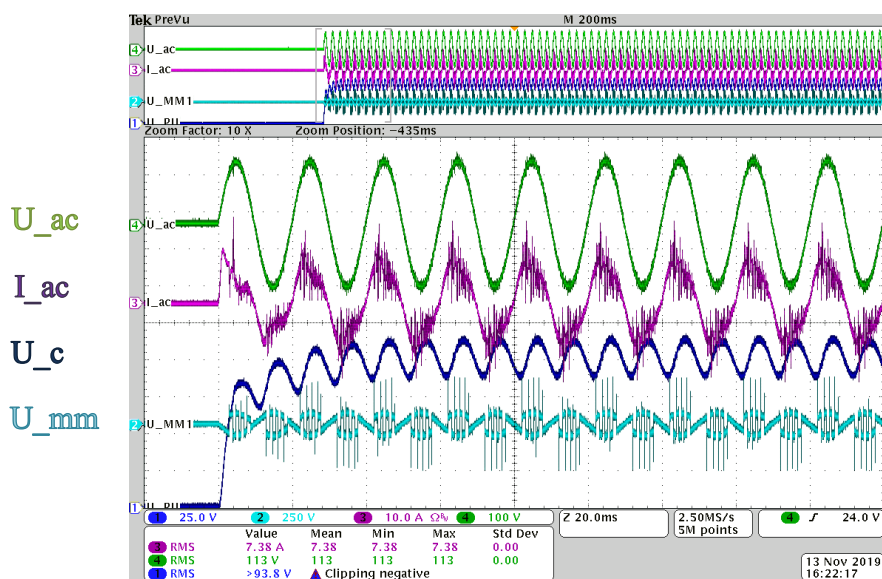
Obr. 8.14 - Skoková změna napětí sítě z $U_{ac}=60V$ na $U_{ac}=80V$, $U_c=100V$

8.4 Dynamické stavy měniče – dvě buňky

Obdobně jako u dynamických stavů s jednou buňkou popsaných v kapitole 8.3, tak pro otestování topologie se dvěma buňkami byly zvoleny „scénáře“ startu měniče (kapitola 8.4.1), skokové změny zatížení (kapitola 8.4.2) a skokové změny napětí zdroje (kapitola 8.4.3).

8.4.1 Start měniče

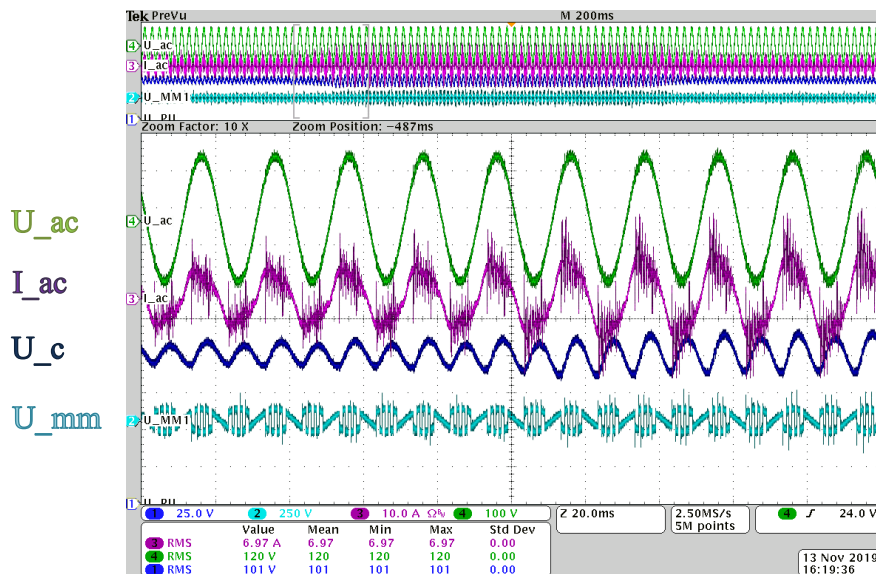
Na Obr. 8.15 je zobrazen start měniče při zatížení 850 W (po ustálení).



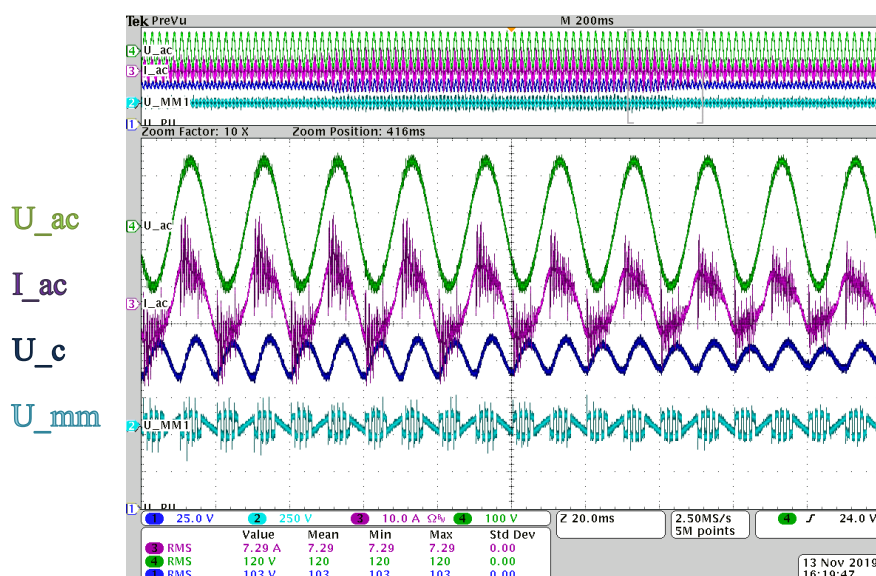
Obr. 8.15 - Start měniče se dvěma buňkami

8.4.2 Skoková změna zatížení

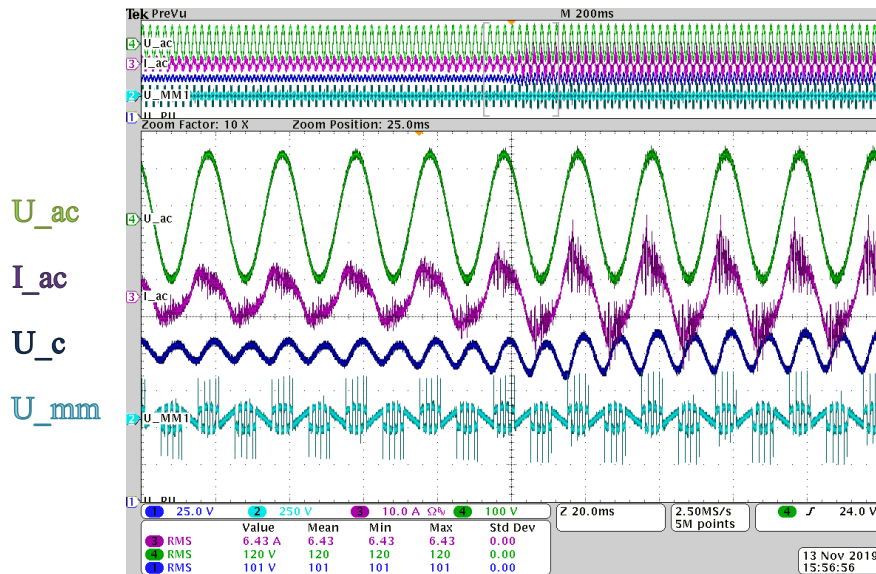
Na Obr. 8.16 a Obr. 8.17 je zobrazen dynamický průběh zátěže, při kterém byl měnič nejdříve více zatížen (z 600 W na 1000 W na Obr. 8.16) a následně byl výkon opět snížen (z 1000 W na 600 W na Obr. 8.17). Změna výkonu se projevuje kromě většího odebíraného proudu sítě také změnou rozkmitu napětí U_c . Pro sledované změny je vidět rychlá dynamika regulace. Ještě náročnější (dvojnásobná) změna odebíraného výkonu (z 500 W na 1000 W) je pak zobrazena na Obr. 8.18. Během všech změn výkonu regulátor prokázal rychlou dynamickou odezvu a nedošlo k žádnému výraznějšímu překmitu napětí U_c .



Obr. 8.16 - Změna zatížení z 600 W na 1000 W / Zatížení



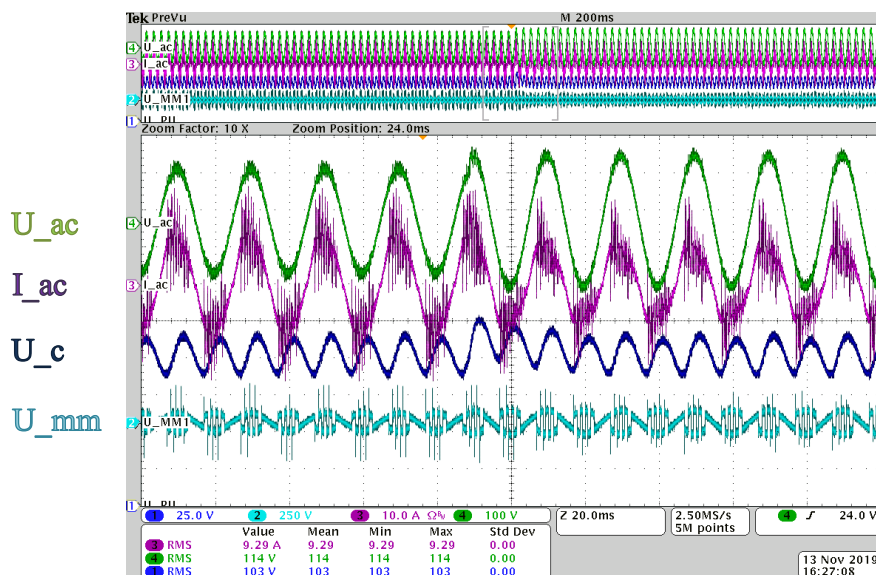
Obr. 8.17 - Změna zatížení z 1000 W na 600 W / Odtížení



Obr. 8.18 - Změna zatížení z 500 W na 1000 W / Zatížení

8.4.3 Skoková změna napětí zdroje

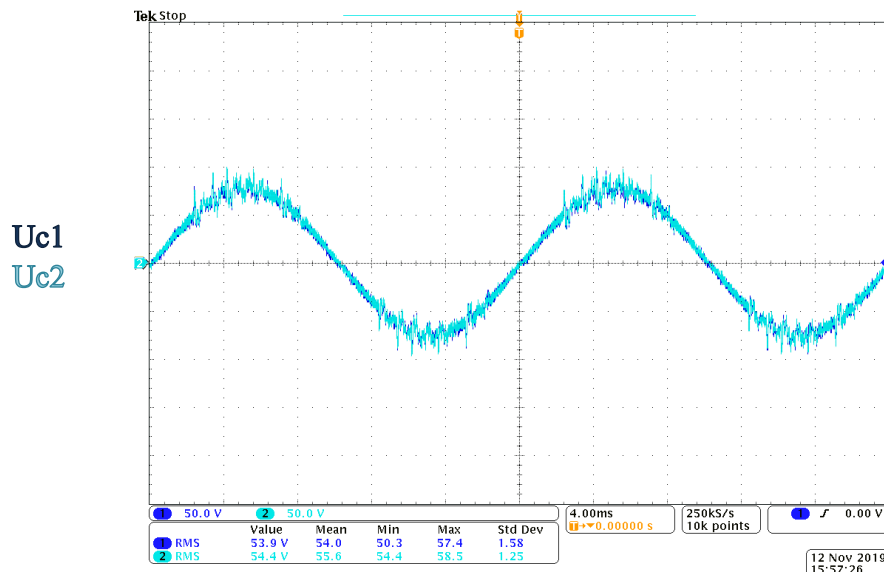
Navržené řízení usměrňovače je schopné snést i skokovou změnu napětí zdroje, takový stav je zachycen na Obr. 8.19. Změna napětí sítě byla provedena ze 100 V na 125 V. Při sledované změně napětí U_{ac} došlo k poklesu odebíraného proudu sítě I_{ac} a krátkodobému nárůstu napětí U_c , které trvalo zhruba jednu periodu napájecího napětí U_{ac} . Při tomto testu byl výkon odebíraný ze sítě 1000 W.



Obr. 8.19 - Skoková změna napětí sítě ze 100V na 125V

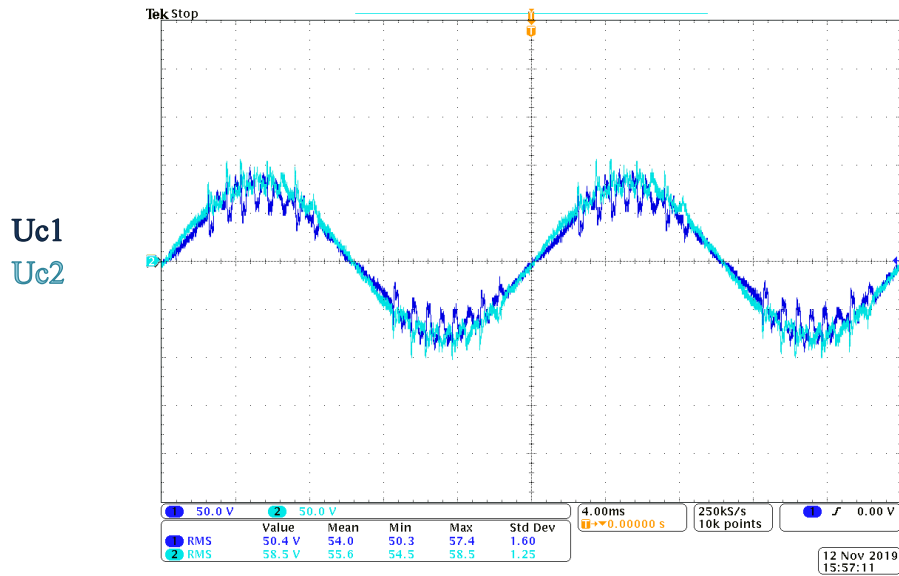
8.5 Balancování vstupních kondenzátorů

Na Obr. 8.20, Obr. 8.21 a Obr. 8.22 je zobrazeno napětí na kondenzátorech vstupních filtrů při hodnotě napětí sítě 110 V. Byl testován stav při rovnoměrném zatížení buněk viz. Obr. 8.20, kde se hodnoty napětí U_{c1} a U_{c2} překrývají. Efektivní hodnoty napětí obou buněk se liší jen minimálně ($U_{c1}=53,9$ V a $U_{c2}=54,4$ V), do značné míry se napětí kompenzují přirozeně pomocí společného výstupního DC meziobvodu.

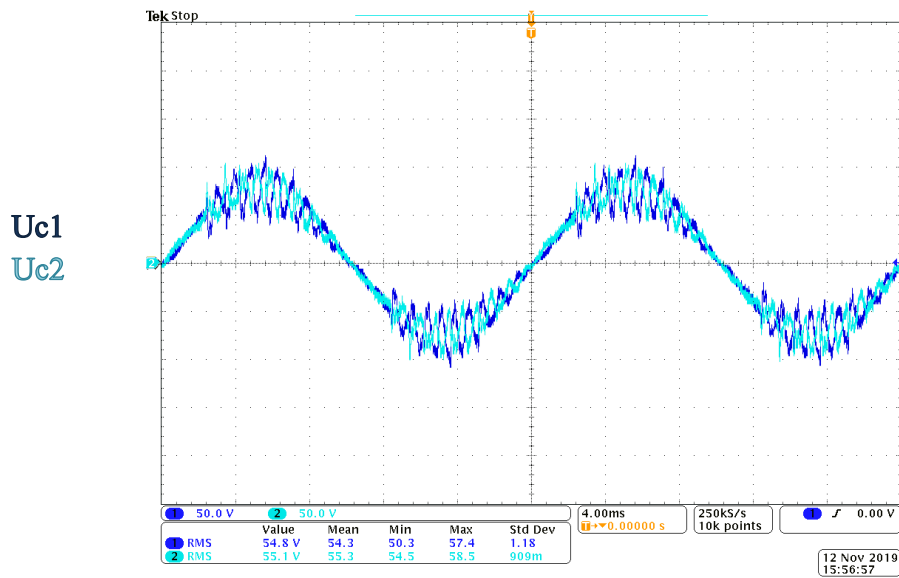


Obr. 8.20 - Napětí na kondenzátorech vstupního filtru – přirozené balancování

Dále byl testován stav během rozdílného zatížení buněk podle Obr. 6.34, který způsobí rozvážení napětí viz. Obr. 8.21. Rozdílného zatížení bylo dosaženo připojením odporu o velikosti 17Ω paralelně ke kondenzátoru vstupního filtru rozvažované buňky, což odpovídá přidanému výkonu 150 W na ovlivňovanou buňku (+33% výkonu navíc oproti buňce bez odporu). Celkový výkon obou buněk během testu byl zhruba 900 W. Efektivní hodnoty napětí obou buněk se liší o 8,1 V (14,7 %). Tento rozdíl lze kompenzovat pomocí balancování jednotlivých buněk podle regulace zobrazené na Obr. 6.37. Balancovaný průběh napětí na kondenzátorech vstupního filtru je pak zobrazen na Obr. 8.22. Efektivní hodnoty balancovaného napětí se liší pouze o 0,3 V (0,5 %).



Obr. 8.21 - Napětí na kondenzátorech vstupního filtru - nebalancováno



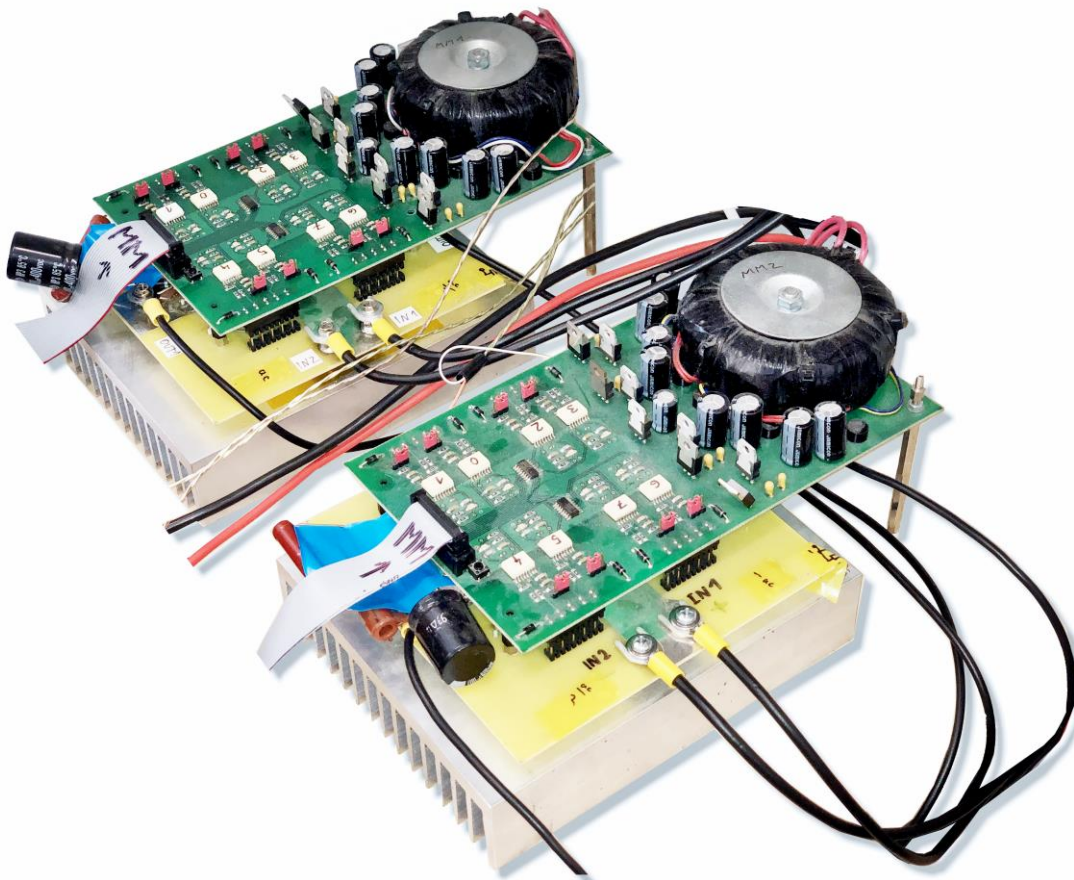
Obr. 8.22 - Napětí na kondenzátorech vstupního filtru - balancováno

8.6 Prostředky pro realizaci experimentů

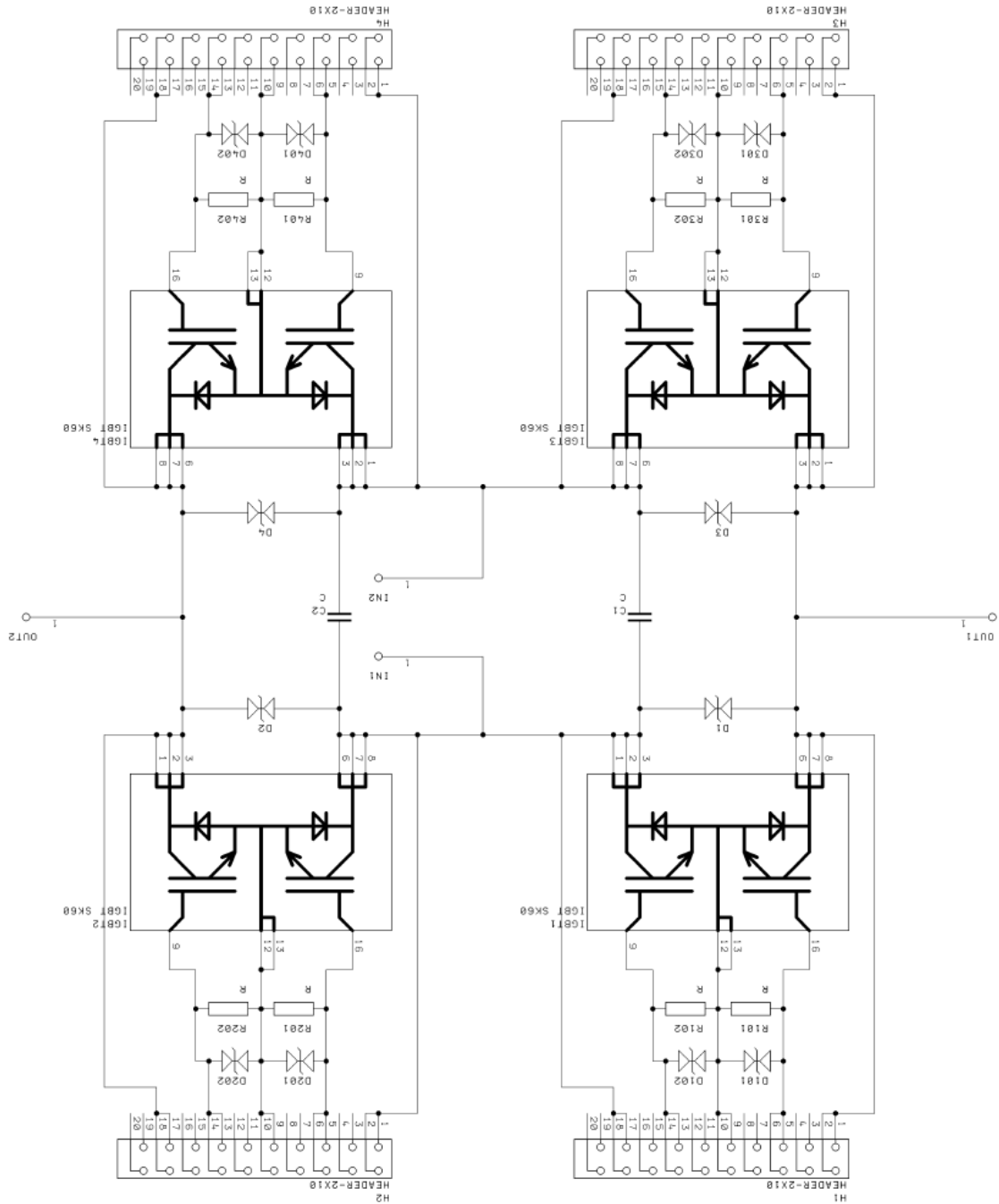
V následujících bodech se nachází seznam použitých komponent použitých pro experiment. Detailní popis prototypových komponent se nachází v odkazované literatuře zmíněný u každé položky. Zdroje a měřicí přístroje nejsou odkazovány, jelikož se jedná o běžně dostupné laboratorní vybavení.

Maticové měniče

Prototyp 1f maticového měniče [15]. Jmenovité napětí použitého výkonového IGBT modulu SEMIKRON SK 60 GM 123 je 1200 V a jmenovitá hodnota proudu je 60 A.



Obr. 8.23 - Použité prototypy maticových měničů



Obr. 8.24 - zapojení prvků MM na prototypovém měniči

Pulsní usměrňovače

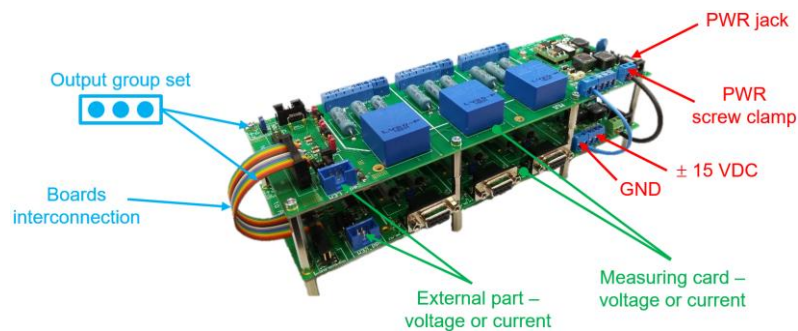
Pulsní usměrňovač byl realizován 3f napěťovým střídačem Obr. 8.25, kdy pro funkci 1f pulsního usměrňovače byly využity jen 2 větve 3f střídače [16]. Použitý výkonový modul SEMIKRON MWI 50-10 A7T je určen na jmenovité napětí V_{ce} 1200 V a jmenovitý výkon I_{c25} je 85 A.



Obr. 8.25 - Napěťové střídače použité jako PU

Měřicí karty

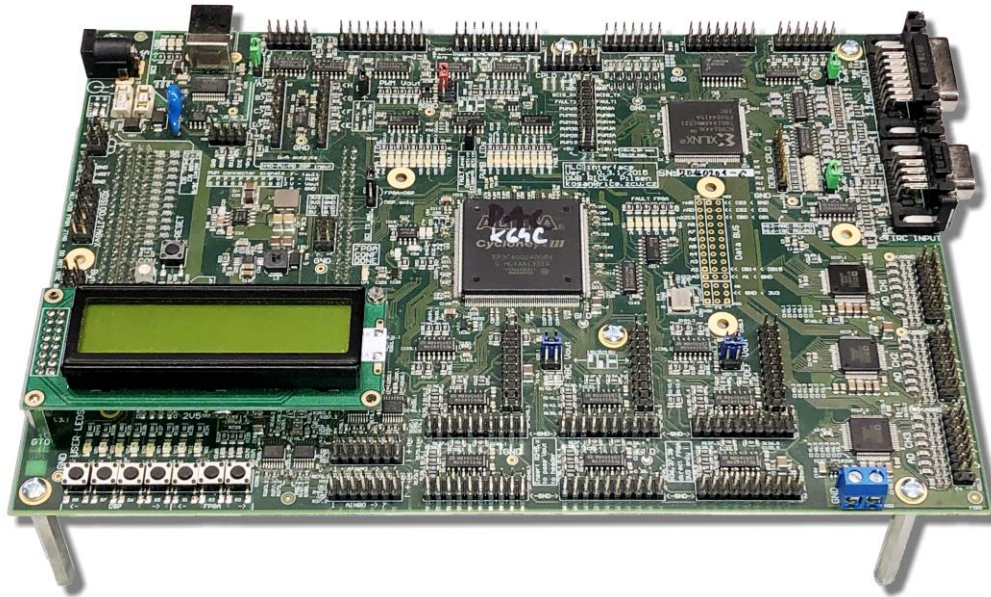
Univerzální měřicí karta pro MLC interface [14]. Tato karta umožňuje propojení několika měřicích karet najednou, na Obr. 8.26 jsou propojeny 2 - napěťová (3 napětí) a proudová (3 proudy). Pro laboratorní model byla připojena ještě jedna napěťová karta.



Obr. 8.26 - měřicí karta pro MLC interface

MLC interface

Procesory DSP a FPGA společně s AD převodníky jsou obsaženy na MLC interface (Obr. 8.27) [10].



Obr. 8.27 - MLC interface

Napájecí zdroj

Pro testy malého výkonu byl použit střídavý programovatelný zdroj Agilent 6813B (Obr. 8.28) umožňující nastavení napětí i frekvence. Parametry přístroje jsou umístěny v tabulce níže.



Parameter		Agilent 6813B
Phases:		1
Maximum Output Ratings	Power (VA):	1750 VA
	dc Power (Watts):	1350 W
	rms Voltage:	300 V
	dc Voltage:	± 425 V
	rms Current (in real-time mode):	13 A
	dc Current:	10 A
	Repetitive peak Current ² :	80 A
Non-repetitive peak Current ² (inrush):	80 A	
Crest Factor ² (current):		6

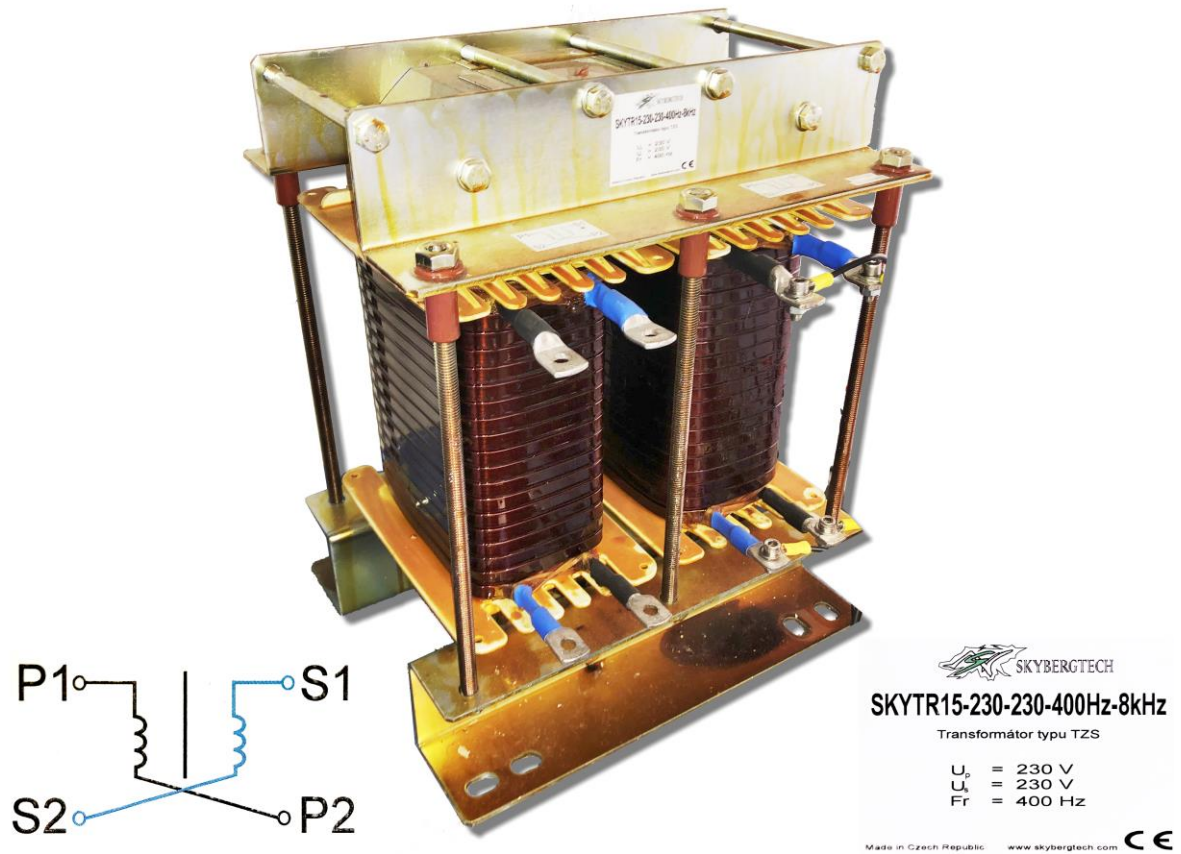
Obr. 8.28 - Napájecí zdroj Agilent 6813B + tabulka základních parametrů

Měřicí přístroje

Pro záznamy oscilogramů byly použity dva osciloskopy Tektronix MSO 4034 a MSO 4054 s možností připojení digitálních vstupů

Středofrekvenční transformátor - MFT

Pro experimenty byl použit středofrekvenční transformátor SKYTR15 (Obr. 8.29) od výrobce SKYBERGTECH navržený pro frekvence 400 Hz až 8 kHz na provozní napětí až 230 V. Převod transformátoru je 1:1



Obr. 8.29 - Středofrekvenční transformátor SKYBERGTECH SKYTR15

Tabulka 5 - Výpis parametrů použitých při experimentech

parametry pro simulaci				
komparační metoda regulace				
<i>obecný popis:</i>	<i>název v simulaci</i>	<i>hodnota:</i>	<i>jednotka:</i>	<i>poznámka:</i>
Počet separátních buněk	<i>n</i>	1 a 2	-	
Napětí sítě	<i>V_ac</i>	50 – 125	V (v amplitudě)	
Omezení proudu	<i>I_max</i>	25	A	
Požadované napětí na kondenzátoru	<i>u_w</i>	50 a 100	V	
Zatěžovací odpor 1	<i>R_Load</i>	10 - 100	Ω	
Indukčnost MFT1 a MFT2		3,70E-06	H	
Odpor vynutí MFT1		0,8	Ω	
Převod MFT		1:1	-	
Indukčnost na vstupu PU1	<i>Lk1</i>	450	μH	
Indukčnost na vstupu PU2	<i>Lk2</i>	435	μH	
Odpor vinutí indukčnosti Lk1	<i>R</i>	0,3	Ω	
Odpor vinutí indukčnosti Lk2	<i>R</i>	1	Ω	
Kapacita vstupního filtru 1	<i>Cf1</i>	20	μF	
Kapacita vstupního filtru 2	<i>Cf2</i>	20	μF	
Kapacita výstupního C	<i>C_pu1</i>	435	μF	
Kapacita výstupního C	<i>C_pu2</i>	435	μF	
<i>Nastavení PI regulátoru:</i>				
Integrační konstanta	<i>Ki</i>	5	s	
Proporční konstanta	<i>Kp</i>	25	ms	
<i>Nastavení PR regulátoru:</i>				
Proporční konstanta	<i>KpR</i>	3	s	
Proporční konstanta	<i>Kr</i>	1	ns	

9 Závěr

Předkládaná disertační práce se zabývá perspektivní koncepcí trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem a využitím přímých měničů kmitočtu (maticových měničů). Současná trakční vozidla pro střídavou trolej (25kV nebo 15kV) snižují trolejové napětí pomocí nízkofrekvenčního transformátoru (50 Hz, nebo 16,7 Hz), což zvyšuje hmotnost trakční výzbroje zejména pro moderní vozidla s velkým instalovaným výkonem. Navrhovaná koncepce využívá modulárního uspořádání n-identických buněk skládajících se z kondenzátoru vstupního filtru, vysokonapěťového jednofázového měniče, středofrekvenčního transformátoru a pulsního usměrňovače.

Modulární topologie umožňuje použití dvojvinutových středofrekvenčních transformátorů s výhodou výhodnějšího konstrukčního umístění, jednodušší možnost výměny. Dále modulární topologie (ve srovnání s topologií společného transformátoru viz práce [8] a [9]) minimalizuje problémy parazitního ovlivňování mezi jednotlivými vinutími a technologické problémy související s realizací izolace celého vysokonapěťového zařízení. Modulární koncepce oddělených transformátorů však nemůže využívat samobalancovací schopnosti, vyplývající z magnetické vazby společného transformátoru. Proto bylo nutno řešit problematiku balancování napětí pomocí speciálního algoritmu.

Nejprve se práce zabývá stručnou analýzou trakčních měničů využívajících středofrekvenční transformátor. Kapitola 4 představuje ideu navrhované modulární koncepce využívajících identických buněk. Popis těchto buněk je realizován v kapitole 5 (aspekty maticového měniče) a v kapitole 6 (napěťový pulsní usměrňovač). Z hlediska maticového měniče je zejména představen algoritmus kombinovaného výběru komutace spínacích prvků (v kapitole 5.3.3) a modifikace okamžité hodnoty spínací frekvence s ohledem na magnetické sycení jádra středofrekvenčního transformátoru (kapitola 5.4). Z hlediska řízení napěťového pulsního usměrňovače se především dílčí podkapitoly 6.2 a 6.3 zabývají problematikou metod spínání NPU. Podkapitola 6.4 se věnuje vysvětlení principu balancování napětí kondenzátorů vstupního filtru. Simulace maticového měniče v součinnosti s pulsním usměrňovačem jsou obsaženy rovněž v kapitole 6. Kapitola 7 je věnována popisu implementace řídicích algoritmů rozdělených na nadřazené řídicí algoritmy implementované do DSP a na podřazené algoritmy spínacích sekvencí realizovaných v FPGA. V kapitole 8 jsou popsány výsledky experimentálního ověření výše uvedeného na fyzikálním modelu.

Z realizovaných měření se prokázalo, že představená varianta silového obvodu a

popsané řídicí algoritmy potvrdily svou životaschopnost. Konkrétně zde byly ověřeny navrhované algoritmy kombinovaného výběru komutace, optimálního sycení mg. jádra transformátoru, balancování napětí jednotlivých buněk a bylo vyzkoušeno chování systému na přechodové stavy.

Splnění cílů práce:

- Byla navržena nová modulární topologie se středofrekvenčním transformátorem.
- Byl navržen a realizován algoritmus pro balancování napětí kondenzátorů.
- Byl sestaven matematický model pro simulaci pohonu.
- Byl sestaven fyzikální model sníženého výkonu v laboratoři.
- Byl vyvinut kombinovaný algoritmus komutace.
- Bylo realizováno řízení s optimalizací spínací frekvence s ohledem na sycení magnetického obvodu MFT.
- Byly vytvořeny algoritmy řízení s využitím DSP - TMS320F28335.
- Byly vytvořeny algoritmy spínacích sekvencí v FPGA - Altera Cyclone III.
- Byla navržena komunikace těchto procesorů DSP a FPGA.
- Bylo realizováno několik algoritmů řízení pulsních usměrňovačů.

Hlavní přínosy práce:

- Byla realizována a ověřena nová topologie modulární struktury trakčního pohonu složená z dílčích výkonových buněk vytvořených kombinací jednofázového maticového měniče + středofrekvenčního transformátoru + pulsního usměrňovače. Pro tuto topologii bylo navrženo silové schéma, řídicí schéma, simulační model, fyzikální model v laboratoři, implementace řídicích algoritmů a série měřených testů.
- Pro možnost realizace vysokonapětového měniče s velkým počtem spínacích prvků, bylo rozděleno řízení na nadřazené řídicí algoritmy implementované do DSP a na podřazené algoritmy spínacích sekvencí realizovaných v FPGA.

- Pro komutaci mezi jednotlivými prvky maticových měničů byl vyvinut, implementován a vyzkoušen kombinovaný algoritmus komutace, který selektivně vybírá nejvhodnější komutační strategii založenou buďto na komutaci dle znalosti výstupního proudu, nebo komutaci založenou dle znalosti vstupního napětí.
- Pro optimalizaci magnetického jádra středofrekvenčního transformátoru a minimalizaci spínacích ztrát prvků, bylo navrženo a ověřeno řízení s optimalizací spínací frekvence.
- Pro řízení pulsních usměřovačů byly porovnány vlastnosti několika typů modulací, jako jsou hysterezní modulace a šířkově pulsní modulace.

Perspektivní směry dalšího zkoumání:

- Vytvoření matematického popisu trakčního měniče, který by sloužil jako základ k návrhu moderních typů řízení jako například prediktivní řízení (FSC-MPC, CCS-MPC, LQ, GPC a jiných druhů lineárních řízení).
- Aspekty pohonu v poruchových stavech (chování při vzniku velkých přepětí v troleji, rychlé změny napětí v troleji, ochrany a případně realizace překlenutí vadné buňky).
- Řešení technologických detailů realizace vysokonapětových provedení (trolej 25kV): realizace izolačního systému, vliv parazitních kapacit, částečné výboje, realizace chlazení, větší strmost napětových pulsů du/dt vlivem použití moderních vysokonapětových polovodičových součástek na bázi SiC.

Seznam použité literatury

- [1] Victor M. "Energieumwandlung auf AC - Triebfahrzeugen mit mittelfrequenztransformator," in Fahrzeugtechnik eb 103 (2005) Heft 11, pp. 505-510.
- [2] M. Glinka; R.Marquardt, „A New AC/AC-Multilevel Converter Family Applied to a Single-Phase Converter“ Munchen 2003
- [3] M. Glinka. „Prototype of Multiphase Modular-Multilevel-Converter“ Německo 2004
- [4] M. Glinka; R.Marquardt, „A New AC/AC-Multilevel Converter Family“ 2005“
- [5] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, “Matrix converters: A technology review“ IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 2, pp. 276-288, Apr. 2002.
- [6] M. Y. Lee, P. Wheeler, and C. Klumpner, “Space-vector modulated multilevel matrix converter“ IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 10, pp. 3385-3394, Oct. 2010.
- [7] Blahník, V: Algoritmy řízení a regulace sestavy trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. Disertační práce, 2011.
- [8] Cidl M.: Trakční pohon s maticovým měničem, středofrekvenčním transformátorem a jednofázovým napěťovým pulzním usměrňovačem. Disertační práce, 2011
- [9] Los, M.: Využití přímých měničů kmitočtu pro trakční pohony. Disertační práce, 2012.
- [10] Kehl, Z., KOŠAN, T.: „Manuál na připojení k FPGA v MLC interface pomocí JTAG XD100“. Výzkumná zpráva 2018
- [11] PEROUTKA, Z.: „Napěťový pulzní usměrňovač – Návrh, konstrukce a možnosti regulace“. Výukový materiál – prezentace; Plzeň. 2016
- [12] VONDRÁŠEK, František, Tomáš GLASBERGER, Jiří FOŘT, Martin JÁRA a Jan MICHALÍK. Výkonová elektronika. 3. rozšířené vydání. V Plzni: Západočeská univerzita, 2017. ISBN 978-80-261-0688-3.
- [13] M. Pastor, J. Durdik, “Comparison of MPC and PIcontroller for gridconnected cascade inverter”, Elektronika ir elektrotechnika, vol. 20, pp. 46–50, 2014
- [14] ZAVŘEL, Martin. „New measuring cards for MLC interface“ Prezentace 2019
- [15] STREIT, Luboš.: Výkonový obvod přímého měniče kmitočtu. Diplomová práce, 2007.
- [16] LOM, Antonín.: Stavba napěťového střídače s modulem IXYS. Diplomová práce, 2008.

Seznam publikací a výstupů studenta vztahujících se k disertační práci

- [A1] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., LOS, M., PITTERMANN, M. Přímý měnič kmitočtu pro trakční pohony - analýza vstupního filtru, modifikace řízení primárního měniče pomocí nulových vektorů,. In Elektrické pohony : XXXIII. konference. Praha: Česká elektrotechnická společnost , 2013. s. 1-6. ISBN: 978-80-02-02457-6
- [A2] DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., LOS, M., BEDNÁŘ, B. Traction drive with medium-frequency transformer : smoothing trolley current by inserting zero vectors. In Proceedings of IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. New York: IEEE, 2013. s. 4973-4978. ISBN: 978-1-4799-0224-8 , ISSN: 1553-572X
- [A3] DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., LOS, M., BEDNÁŘ, B. Traction drive with medium-frequency transformer - control strategy based on NULL vectors. In Elektro 2014. Neuveden: IEEE, 2014. s. 418-423. ISBN: 978-1-4799-3721-9
- [A4] BHAJANA, V., DRÁBEK, P., JÁRA, M., BEDNÁŘ, B. A novel ZCS single phase matrix converter for traction applications. In The 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14 ECCE EUROPE). Brusel: EPE Association, 2014. s. P.1-P.8. ISBN: 978-1-4799-3015-9
- [A5] BEDNÁŘ, B. Nová koncepce trakčního menice se stredofrekvencním transformátorem s využitím prímých menicu kmitoctu – maticových menicu. In Elektrotechnika a informatika 2014, část druhá, Elektronika. Plzen: Západočeská univerzita v Plzni, 2014. s. 5-8. ISBN: 978-80-261-0366-0
- [A6] DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., LOS, M., BEDNÁŘ, B. Traction drive with MFT - novel control strategy based on zero vectors insertion. In Proceedings of the 19th IFAC World Congress, 2014. Amsterdam: Elsevier, 2014. s. 11968-11973. ISBN: 978-3-902823-62-5 , ISSN: 1474-6670
- [A7] BEDNÁŘ, B., PITTERMANN, M., DRÁBEK, P. Simulace nové modulární koncepce trakčního menice se stredofrekvencním transformátorem s využitím prímých menicu kmitoctu – maticových menicu. Plzen : Západočeská univerzita, 2014. 24 s.
- [A8] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M. Nová koncepce trakčního menice se stredofrekvencním transformátorem s využitím prímých menicu kmitoctu - maticových menicu. In Elektrické pohony : XXXIV. konference (ELPO 2015).

- Plzen: Česká elektrotechnická společnost, 2015. s. 1-10. ISBN: 978-80-02-02592-4
- [A9] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M. Modifikace aktuální hodnoty spínací frekvence s ohledem na magnetické sycení středofrekvenčního transformátoru. In Elektrické pohony : XXXIV. konference (ELPO 2015). Plzen: Česká elektrotechnická společnost, 2015. s. 1-10. ISBN: 978-80-02-02592-4
- [A10] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M. Prímý menic kmitočtu pro trakční pohony : komutace 1f maticového menice v neurčitých stavech. In Elektrické pohony : XXXIV. konference (ELPO 2015). Plzen: Česká elektrotechnická společnost, 2015. s. 1-11. ISBN: 978-80-02-02592-4
- [A11] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M. Varianty realizace trakčního pohonu se středofrekvenčním transformátorem. In Elektrické pohony : XXXIV. konference (ELPO 2015). Plzen: Česká elektrotechnická společnost, 2015. s. 1-9. ISBN: 978-80-02-02592-4
- [A12] PITTERMANN, M., DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B. Switching algorithms for single phase matrix converter with input capacitance. In Proceedings of the 20th International Conference on Applied Electronics 2015 (APPEL 2015). IEEE, 2015. s. 189-192. ISBN: 978-80-261-0385-1 , ISSN: 1803-7232
- [A13] PITTERMANN, M., DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B. Control algorithms for traction drive with high voltage matrix converters and medium frequency transformer. In Proceedings of the 20th International Conference on Applied Electronics 2015 (APPEL 2015). IEEE, 2015. s. 193-196. ISBN: 978-80-261-0385-1 , ISSN: 1803-7232
- [A14] PITTERMANN, M., DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B. High voltage converter for purpose to minimizing of weight of traction transformer. In Proceedings of the 20th International Conference on Applied Electronics 2015 (APPEL 2015). IEEE, 2015. s. 197-200. ISBN: 978-80-261-0385-1 , ISSN: 1803-7232
- [A15] BEDNÁŘ, B., BLAHNÍK, V., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M. Novel control strategy of single matrix traction converter : variable switching frequency. Elektronika ir Elektrotechnika, 2015, roc. 21, c. 5, s. 13-18. ISSN: 1392-1215
- [A16] PITTERMANN, M., DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B. Single phase high-voltage matrix converter for traction drive with medium frequency transformer. In Proceedings of IECON 2015 : 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2015. s. 5101-5106. ISBN: 978-1-4799-1762-4

- [A17] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., Novel control strategy of traction converter with medium frequency transformer, 11th International Conference Elektro 2016 : proceedings IEEE, ISBN: 978-1-4673-8698-2
- [A18] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., Implementation of control algorithms for laboratory model of traction drive with high voltage matrix converters and medium frequency transformer, 11th International Conference Elektro 2016 : proceedings, IEEE, ISBN: 978-1-4673-8698-2
- [A19] V.V.Subrahman. Kumar Bhajana, DRÁBEK,P., JÁRA,M.,BEDNÁŘ,B., New modification of a single phase AC-AC matrix converter with auxiliary resonant circuits forac locomotives, Revue Roumaine des Sciences Techniques. Serie Électrotechnique et Énergétique, ISSN: 0035-4066
- [A20] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M.; Porovnání trakčních AC/AC topologií postavených na MFT - M2LC a topologie s maticovými měniči; Výzkumná zpráva, 2016
- [A21] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., Modulární koncepce trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem a maticovým měničem, Výzkumná zpráva, 2016
- [A22] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., Řízení maticového měniče – Optimalizace spínací frekvence za účelem snížení magnetického syčení MFT, Výzkumná zpráva, 2016
- [A23] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., Řízení maticového měniče – kombinovaný výběr komutace, Výzkumná zpráva, 2016
- [A24] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., The comparison of different variants of new traction drives with medium frequency transformer, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2016) : proceedings, IEEE, ISBN: 978-1-5090-2067-6
- [A25] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., Modulární koncepce trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem a maticovým měničem, Funkční vzorek, 2016
- [A26] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., Algorithm implementation of traction converter topology based on MFT and single phase matrix converter, Electrical Engineering. Archiv für Elektrotechnik, ISSN: 0948-7921
- [A27] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., Řízení jednofázových

maticových měničů z hlediska balancování napětí, Česká elektrotechnická společnost ČSVTS, Elektrické pohony : XXXVI. konference (ELPO 2019), Plzeň 2019, ISBN: 978-80-02-02860-4

- [A28] BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., PITTERMANN, M., Implementation of FPGA and DSP combined algorithms for modular single-phase matrix converter with medium frequency transformer for traction drive application, IEEE, Vancouver, 2019, ISSN: 2163-5145, ISBN: 978-1-72813-665-3

Ostatní publikace a výstupy studenta

- [B1] STREIT, L., ŠTEPÁNEK, J., BEDNÁŘ, B., KUBÍK, M., ELIS, L. Electric Kart with LiFeYPO₄ Batteries. In 2012 International Conference on Applied Electronics. Plzen: Západočeská univerzita v Plzni, 2012. s. 305-308. ISBN: 978-80-261-0038-6, ISSN: 1803-7232
- [B2] BEDNÁŘ, B. Elektrická motokára – Implementace řízení pulzního menice. In Elektrotechnika a informatika 2012. Část 2., Elektronika. Plzen: Západočeská univerzita v Plzni, 2012. s. 5-8. ISBN: 978-80-261-0119-2
- [B3] ŠTEPÁNEK, J., BEDNÁŘ, B., STREIT, L., ELIS, L. Electric Kart "FeLis" with LiFeYPO₄ Batteries. In 4th International Conference on Clean Electrical Power : Renewable Energy Resources Impact. New York: IEEE, 2013. s. 151-154. ISBN: 978-1-4673-4429-6
- [B4] BEDNÁŘ, B., STREIT, L., KOŠAN, T. Diagnostic tool for Lithium and Lead-Acid Battery. In 4th International Conference on Clean Electrical Power Renewable Energy Resources Impact. New York: IEEE, 2013. s. 84-86. ISBN: 978-1-4673-4429-6
- [B5] JANÍK, D., ŠTEPÁNEK, J., BEDNÁŘ, B. Modernizace a implementace tepelného procesu pro průmyslový lis. Plzen : KET Katedra technologií a měření, Fel, ZCU, 2013. 21 s.
- [B6] STREIT, L., ŠTEPÁNEK, J., ELIS, L., BEDNÁŘ, B. Electric Kart as a Student Project. In EPE 13 ECCE Europe. Brussel: EPE Association, 2013. s. "P.1"- "P.6". ISBN: 978-1-4799-0116-6
- [B7] BEDNÁŘ, B., KOŠAN, T. Mikrokontrolérový modul pro vývojový kit MLC interface s TMS320F2812. 2013.
- [B8] BEDNÁŘ, B., KOŠAN, T. Mikrokontrolérový modul TMS320F2812 pro MLC interface. Plzen : Západočeská univerzita, 2013. 24 s.
- [B9] BEDNÁŘ, B., STREIT, L. Diagnostický nástroj pro Li-Ion a olovené baterie. In Elektrotechnika a informatika 2013. Část 2., Elektronika. Plzen: Západočeská univerzita, 2013. s. 5-8. ISBN: 978-80-261-0232-8
- [B10] ŠTEPÁNEK, J., BEDNÁŘ, B., STREIT, L., ELIS, L. Elektrická motokára "FeLis". In Elektrotechnika a informatika 2013. Část 1. Elektrotechnika. Plzen: Západočeská univerzita, 2013. s. 151-154. ISBN: 978-80-261-0233-5

- [B11] DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B., ŠTEPÁNEK, J. Power system of a new generation : power electronic converters. Ingersoll-Rand Equipment Manufacturing Czech Republic s.r.o., výzkumná zpráva, 2013.
- [B12] DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B., ŠTEPÁNEK, J. Power system of a new generation : converter teardown. Ingersoll-Rand Equipment Manufacturing Czech Republic s.r.o., výzkumná zpráva, 2013.
- [B13] DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B., ŠTEPÁNEK, J. Power system of a new generation : modern power electronics devices overview. Ingersoll-Rand Equipment Manufacturing Czech Republic s.r.o., výzkumná zpráva, 2013.
- [B14] DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B., ŠTEPÁNEK, J. Power system of a new generation : power losses calculation of SKiiP39AC12T4V1. Ingersoll-Rand Equipment Manufacturing Czech Republic s.r.o., výzkumná zpráva, 2013.
- [B15] DRÁBEK, P., BEDNÁŘ, B., ŠTEPÁNEK, J. Vibrační test pružných kontaktu modulu MiniSKiiP. Ingersoll-Rand Equipment Manufacturing Czech Republic s.r.o., výzkumná zpráva, 2013.
- [B16] BRYCHCÍN, J., BEDNÁŘ, B., ŠTEPÁNEK, J., STREIT, L. Menic pro BLDC motor., funkční vzorek, 2015.
- [B17] STEJSKAL, M., BEDNÁŘ, B., Proudové sondy pro osciloskopy v rozsahu 500A RMS a 2-5kA RMS pro pásmo 1MHz, výzkumná zpráva, 2016.
- [B18] BEDNÁŘ, B., ŠTEPÁNEK, J., KOŠAN, T., SONNTAG, D., DOLÍVKA, V., Konstrukční dokumentace pro model výtahu řízený pomocí mikroprocesoru a PLC regulátoru, výzkumná zpráva, 2017.
- [B19] BEDNÁŘ, B., ŠTEPÁNEK, J., KOŠAN, T., SONNTAG, D., DOLÍVKA, V., Elektronika pro model výtahu řízený pomocí mikroprocesoru a PLC regulátoru, výzkumná zpráva, 2017.
- [B20] BEDNÁŘ, B., ŠTEPÁNEK, J., Analýza maximální možné proudové zatížitelnosti MOSFETového tranzistoru v pouzdře TO-247, výzkumná zpráva, 2017.
- [B21] BEDNÁŘ, B., ŠTEPÁNEK, J., KOŠAN, T., SONNTAG, D., DOLÍVKA, V., Plexisklová konstrukce modelu výtahu, výzkumná zpráva, 2017.
- [B22] BEDNÁŘ, B., ŠTEPÁNEK, J., KOŠAN, T., SONNTAG, D., DOLÍVKA, V., Řídicí elektronika pro model výtahu, výzkumná zpráva, 2017.
- [B23] POLÁČEK, L., BEDNÁŘ, B., Sada pro měření proudů, funkční vzorek 2017
- [B24] PEROUTKA, Z., KOMRSKA, T., TALLA, J., BLAHNÍK, V., STREIT, L.,

- ŠTĚPÁNEK, J., KOŠAN, T., BEDNÁŘ, B., SKALA, B., KINDL, V., POLÁČEK, L., TURJANICA, P., ŠTENGL, J., BURIAN, P., MICHALÍK, J., MOLNÁR, J., JÁRA, M., ELIS, L., Zařízení pro kompenzaci zemních poruch 22/0,4 kV 1,35 MVA, Prototyp, 2017.
- [B25] STREIT, L., BEDNÁŘ, B., Li-ion cell capacity test, MW motors, s.r.o., výzkumná zpráva 2018.
- [B26] ŠTĚPÁNEK, J., BEDNÁŘ, B., DRÁBEK, P., Verification of the current load capacity of the MOSFET transistor for low-voltage application using temperature estimation, USB Proceedings 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2019), IEEE, Vancouver, ISBN: 978-1-72813-665-3.
- [B27] KEHL, Z., BEDNÁŘ, B., SONNTAG, D., Úprava senzoru robotické třídičky barev, výzkumná zpráva 2019.

Seznam obrázků

OBR. 1.1 - ZJEDNODUŠENÉ SCHÉMA VÍCESYSTÉMOVÉHO TRAKČNÍHO VOZIDLA S TRANSFORMÁTOREM NA 50 Hz (16,7 Hz).....	1
OBR. 1.2 - ZJEDNODUŠENÉ SCHÉMA VÍCESYSTÉMOVÉHO TRAKČNÍHO VOZIDLA SE STŘEDOFREKVENČNÍM TRANSFORMÁTOREM.....	2
OBR. 1.3 - ZÁVISLOST MEZI HMOTNOSTÍ TRAKČNÍHO TRANSFORMÁTORU M [TUNY] A PRACOVNÍ FREKVENCÍ F [Hz] PRO NĚKOLIK PŘÍKLADŮ INSTALOVANÉHO VÝKONU. OBRÁZEK PŘEVZAT Z [1].....	2
OBR. 2.1 - KONCEPT TRAKČNÍHO MĚNIČE PRACUJÍCÍHO NA TROLEJI 15 kV/16.7 Hz [3].....	3
OBR. 2.2 - M2LC - VLEVO AC/AC 1-F M2LC TOPOLOGIE,	4
OBR. 2.3 - SIMULAČNÍ VÝSLEDKY MMLC PRO VÝKON 5 MW NA 15 kV/16,7 Hz TROLEJI [3]	4
OBR. 2.4 - SIMULAČNÍ VÝSLEDKY PRŮBĚHŮ PROUDU A NAPĚTÍ NA MFT V MMLC [3].....	5
OBR. 2.5 - KONFIGURACE NAVRŽENÉHO LABORATORNÍHO PROTOTYPU TRAKČNÍHO MĚNIČE SE STŘEDOFREKVENČNÍM TRANSFORMÁTOREM A NEPŘÍMÝMI MĚNIČI KMITOČTU NA PRIMÁRNÍ STRANĚ MFT [7]	6
OBR. 2.6 - BLOKOVÉ SCHÉMA – Maticový měnič, středofrekvenční transformátor, pulsní usměrňovač	7
OBR. 3.1 - OBECNÉ BLOKOVÉ SCHÉMA NOVÉ MODULÁRNÍ KONCEPCE TRAKČNÍHO POHONU S MFT	10
OBR. 4.1 - BLOKOVÉ SCHÉMA TRAKČNÍHO POHONU S MFT SE DVĚMA SEPARÁTNÍMI BUŇKAMI	12
OBR. 5.1 – TOPOLOGIE 1-FÁZOVÉHO Maticového měniče	13
OBR. 5.2 - SPÍNACÍ KOMBINACE PRO JEDNOFÁZOVÝ Maticový měnič	14
OBR. 5.3 - KOMUTACE ZALOŽENÁ NA ZNALOSTI POLARITY VSTUPNÍHO NAPĚTÍ	16
OBR. 5.4 - KOMUTACE ZALOŽENÁ NA ZNALOSTI POLARITY VSTUPNÍHO NAPĚTÍ	16
OBR. 5.5 - KOMUTACE ZALOŽENÁ NA ZNALOSTI POLARITY VSTUPNÍHO NAPĚTÍ	16
OBR. 5.6 - KOMUTACE ZALOŽENÁ NA ZNALOSTI POLARITY VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ.....	17
OBR. 5.7 - KOMUTACE ZALOŽENÁ NA ZNALOSTI POLARITY VÝSTUPNÍHO PROUDU	18
OBR. 5.8 - KOMUTACE ZALOŽENÁ NA ZNALOSTI POLARITY VÝSTUPNÍHO PROUDU	18
OBR. 5.9 - OVĚŘENÍ ROZPOZNÁNÍ KOMUTACE PODLE POLARITY VSTUPNÍHO NAPĚTÍ.....	19
OBR. 5.10 - KOMBINOVANÁ METODA VÝBĚRU KOMUTACE MM.....	19
OBR. 5.11 - STAVOVÝ DIAGRAM ALGORITMU PRO KOMBINOVANÝ VÝBĚR KOMUTACE MM. 20	

OBR. 5.12 - KOMBINOVANÝ ALGORITMUS KOMUTACE – VYZNAČENÍ OBLASTÍ, KDE JE VHODNĚJŠÍ POUŽÍT ALGORITMUS KOMUTACE PODLE PROUDU NEBO ALGORITMUS KOMUTACE DLE NAPĚTÍ.....	21
OBR. 5.13 - OVĚŘENÍ ČINNOSTI KOMBINOVANÉHO ALGORITMU VOLBY KOMUTACE.....	21
OBR. 5.14 - NEBEZPEČNÁ OBLAST VOLBY KOMUTACE.....	22
OBR. 5.15 - TEORETICKÉ VÝSTUPNÍ NAPĚTÍ Z MM, KTERÉ JE NA VSTUPU MFT.....	23
OBR. 5.16 - NÁZORNÝ PŘÍKLAD PRO VYSVĚTLENÍ PRŮBĚHŮ NAPĚTÍ A MAGNETICKÉHO TOKU V TRANSFORMÁTORU (A PRO OZNAČENÍ OPTIMÁLNÍCH ÚHLŮ PRO PŘEPNUTÍ MATICOVÉHO MĚNIČE) PRO RŮZNÉ HODNOTY PRŮMĚRNÉ SPÍNACÍ FREKVENCE PRO NÍZKÉ HODNOTY Q	24
OBR. 5.17 - PRŮMĚRNÝ POMĚR FREKVENCÍ.....	30
OBR. 6.1 - ZJEDNODUŠENÉ OBVODOVÉ SCHÉMA SEKUNDÁRNÍHO PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE A PŘEHLED SPÍNACÍCH STAVŮ [12].....	31
OBR. 6.2 - ZJEDNODUŠENÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ NPU VE SPOJENÍ S MM A MFT.....	32
OBR. 6.3 - PŘEHLED SPÍNACÍCH STAVŮ NPU PRO KLADNOU POLARITU VSTUPNÍHO NAPĚTÍ .	33
OBR. 6.4 - PŘEHLED SPÍNACÍCH STAVŮ NPU PRO ZÁPORNOU POLARITU VSTUPNÍHO NAPĚTÍ	33
OBR. 6.5 - NAPĚTÍ NA VSTUPU NPU A TOMU PŘÍSLUŠNÝ SPÍNACÍ DIAGRAM.....	34
OBR. 6.6 - NÁHRADNÍ SCHÉMA VÝKONOVÉHO OBVODU NA STRÍDAVÉ STRANĚ NAPĚŤOVÉHO PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE [7].....	35
OBR. 6.7 - PRINCIP REGULACE ČINNÉ A JALOVÉ SLOŽKY PROUDU [7].....	36
OBR. 6.8 - REGULAČNÍ STRUKTURA DVOUHODNOTOVÉ REGULACE PROUDU SÍTĚ [11].....	36
OBR. 6.9 - NAVRHNUTÁ REGULAČNÍ STRUKTURA DVOUHODNOTOVÉ REGULACE.....	37
OBR. 6.10 - DVOUHODNOTOVÁ REGULACE PULSNÍHO USMĚRŇOVAČE – 1 PERIODA UAC (USTÁLENÝ STAV).....	38
OBR. 6.11 - DVOUHODNOTOVÉ ŘÍZENÍ PULSNÍHO USMĚRŇOVAČE – DETAIL.....	39
OBR. 6.12 - VÝKONOVÝ OBVOD POHONU S REGULAČNÍM OBVODEM PŘI OBDĚLNÍKOVÉM ŘÍZENÍ MATICOVÉHO MĚNIČE, REGULACE FÁZE PULZNÍM USMĚRŇOVAČEM.....	40
OBR. 6.13 - ZJEDNODUŠENÝ VÝKONOVÝ OBVOD V PROSTŘEDÍ PLECS.....	42
OBR. 6.14 - VNITŘNÍ ZAPOJENÍ SUBSYSTÉMU 1F MM.....	42
OBR. 6.15 - VNITŘNÍ ZAPOJENÍ SUBSYSTÉMU 1F MM.....	43
OBR. 6.16 - KONCEPČNÍ SCHÉMA V PROSTŘEDÍ SIMULINK.....	44
OBR. 6.17 - REALIZACE PI REGULÁTORU V PROSTŘEDÍ SIMULINK.....	44
OBR. 6.18 - PRŮBĚH POŽADAVKU NA PROUD PŘES JEDNOTLIVÉ FUNKČNÍ BLOKY REGULÁTORŮ	

.....	45
OBR. 6.19 - SIMULACE PŘECHODOVÝCH STAVŮ	46
OBR. 6.20 - NAPĚTÍ A PROUD TROLEJOVÉHO VEDENÍ BĚHEM PŘECHODOVÉHO DĚJE	47
OBR. 6.21 - VELIKOST POŽADOVANÉHO PROUDU A REGULAČNÍ ODCHYLKY BĚHEM SIMULACE PŘECHODOVÉHO DĚJE	48
OBR. 6.22 - PROUDOVÉ A NAPĚŤOVÉ POMĚRY JEDNOFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO PULSNÍHO USMĚRŇOVAČE PŘI KOMPARAČNÍ PWM [12].....	50
OBR. 6.23 - REGULAČNÍ STRUKTURA S MATEMATICKÝM MODELEM A KOMPARAČNÍ PWM [11].....	51
OBR. 6.24 - REGULAČNÍ STRUKTURA S PŘÍMÝM ŘÍZENÍM PROUDU VYUŽÍVAJÍCÍ PR REGULÁTOR	52
OBR. 6.25 – PRVOTNÍ VOLBA KONSTANT PRO PI REGULÁTOR.....	53
OBR. 6.26 - PRVOTNÍ VOLBA KONSTANT PRO PR REGULÁTOR	53
OBR. 6.27 - ZJEDNODUŠENÝ VÝKONOVÝ OBVOD PRO TESTOVÁNÍ DVOU SEPARÁTNÍCH BUNĚK NOVÉ NAVRHOVANÉ TOPOLOGIE	54
OBR. 6.28 - KONCEPČNÍ SCHÉMA SEPARÁTNÍ TOPOLOGIE	54
OBR. 6.29 - REALIZACE REGULÁTORŮ PRO 1 NPU V PROSTŘEDÍ SIMULINK	55
OBR. 6.30 - SIMULACE PŘECHODOVÝCH DĚJŮ NA 2 SEPARÁTNÍCH BUŇKÁCH.....	56
OBR. 6.31 - VNITŘNÍ STAVY SUMACÍ PR REGULÁTORU	57
OBR. 6.32 - POROVNÁNÍ METOD ŘÍZENÍ PŘI ZÁTĚŽI 3600W	60
OBR. 6.33 - POROVNÁNÍ METOD ŘÍZENÍ PŘI ZÁTĚŽI 1440W	61
OBR. 6.34 - SIMULACE ROZVÁŽENÍ VÝKONU NA SEPARÁTNÍCH BUŇKÁCH.....	62
OBR. 6.35 - ROZDÍL NAPĚTÍ NA KONDENZÁTORECH VSTUPNÍHO FILTRU BEZ BALANCOVÁNÍ	63
OBR. 6.36 - ROZDÍL NAPĚTÍ NA KONDENZÁTORECH VSTUPNÍHO FILTRU S AKTIVNÍM BALANCOVÁNÍM	64
OBR. 6.37 - REGULAČNÍ STRUKTURA S PŘÍMÝM ŘÍZENÍM PROUDU VYUŽÍVAJÍCÍ PR REGULÁTOR DOPLNĚNÁ O BALANCOVÁNÍ JEDNOTLIVÝCH BUNĚK	64
OBR. 7.1 - MLC INTERFACE PRO ŘÍZENÍ NAVRHOVANÉ TOPOLOGIE.....	65
OBR. 7.2 - FPGA ENTITY MM A PU	66
OBR. 7.3 - ENTITA MATICOVÉHO MĚNIČE V FPGA	67
OBR. 7.4 - ENTITA PULSNÍHO USMĚRŇOVAČE V FPGA	67
OBR. 7.5 - TESTBENCH ENTITY MATICOVÉHO MĚNIČE	68
OBR. 7.6 - OVĚŘENÍ SPRÁVNÉ FUNKCE SPÍNÁNÍ MM, A) TEORETICKY, B)MATLAB,	

C)MODELSIM, D)EXPERIMENT	69
OBR. 7.7 - OVĚŘENÍ SPRÁVNÝCH SPÍNACÍCH STAVŮ MM v FPGA – MODELSIM.....	70
OBR. 7.8 - OVĚŘENÍ ČINNOSTI PU v FPGA - MODELSIM.....	71
OBR. 8.1 - LABORATORNÍ MODEL TOPOLOGIE SE SEPARÁTNÍMI TRANSFORMÁTORY – CELÉ STANOVIŠTĚ	72
OBR. 8.2 - LABORATORNÍ MODEL TOPOLOGIE SE SEPARÁTNÍMI TRANSFORMÁTORY – MĚNIČE	72
OBR. 8.3 - PRŮBĚH NAPĚTÍ A PROUDŮ + SPÍNÁNÍ MM A PU	73
OBR. 8.4 - PRŮBĚH NAPĚTÍ, PROUDŮ A SPÍNÁNÍ MM A PU	73
OBR. 8.5 - USTÁLENÝ STAV JEDNÉ BUŇKY / $U_{AC}=40,5V$, $I_{AC}=2,67A$, $U_C=75V$, $P=100W$	74
OBR. 8.6 - USTÁLENÝ STAV JEDNÉ BUŇKY / $U_{AC}=40,3V$, $I_{AC}=6,38A$, $U_C=75V$, $P=250W$	74
OBR. 8.7 - USTÁLENÝ STAV JEDNÉ BUŇKY / $U_{AC}=70$, $I_{AC}=11,2A$, $U_C=100V$, $P=785W$	74
OBR. 8.8 - USTÁLENÝ STAV - DVĚ BUŇKY / $U_{AC}=120V$, $I_{AC}=3A$, $U_C=100V$, $P=360W$.	75
OBR. 8.9 - USTÁLENÝ STAV - DVĚ BUŇKY / $U_{AC}=120V$, $I_{AC}=7,88A$, $U_C=100V$, $P=950W$	75
OBR. 8.10 - USTÁLENÝ STAV - DVĚ BUŇKY / $U_{AC}=125V$, $I_{AC}=8,23A$, $U_C=100V$, $P=1030W$	75
OBR. 8.11 - START MĚNIČE S JEDNOU BUŇKOU.....	76
OBR. 8.12 - ZMĚNA Z NEZATÍŽENÉHO MĚNIČE NA ZATÍŽENÝ	77
OBR. 8.13 - ZMĚNA ZE ZATÍŽENÉHO MĚNIČE NA NEZATÍŽENÝ	77
OBR. 8.14 - SKOKOVÁ ZMĚNA NAPĚTÍ SÍTĚ Z $U_{AC}=60V$ NA $U_{AC}=80V$, $U_C=100V$	78
OBR. 8.15 - START MĚNIČE SE DVĚMA BUŇKAMI	78
OBR. 8.16 - ZMĚNA ZATÍŽENÍ Z 600 W NA 1000 W / ZATÍŽENÍ.....	79
OBR. 8.17 - ZMĚNA ZATÍŽENÍ Z 1000 W NA 600 W / ODTÍŽENÍ	79
OBR. 8.18 - ZMĚNA ZATÍŽENÍ Z 500 W NA 1000 W / ZATÍŽENÍ.....	80
OBR. 8.19 - SKOKOVÁ ZMĚNA NAPĚTÍ SÍTĚ ZE 100V NA 125V	80
OBR. 8.20 - NAPĚTÍ NA KONDENZÁTORECH VSTUPNÍHO FILTRU – PŘIROZENÉ BALANCOVÁNÍ	81
OBR. 8.21 - NAPĚTÍ NA KONDENZÁTORECH VSTUPNÍHO FILTRU - NEBALANCOVÁNO.....	82
OBR. 8.22 - NAPĚTÍ NA KONDENZÁTORECH VSTUPNÍHO FILTRU - BALANCOVÁNO	82
OBR. 8.23 - POUŽITÉ PROTOTYPY MATICOVÝCH MĚNIČŮ.....	83

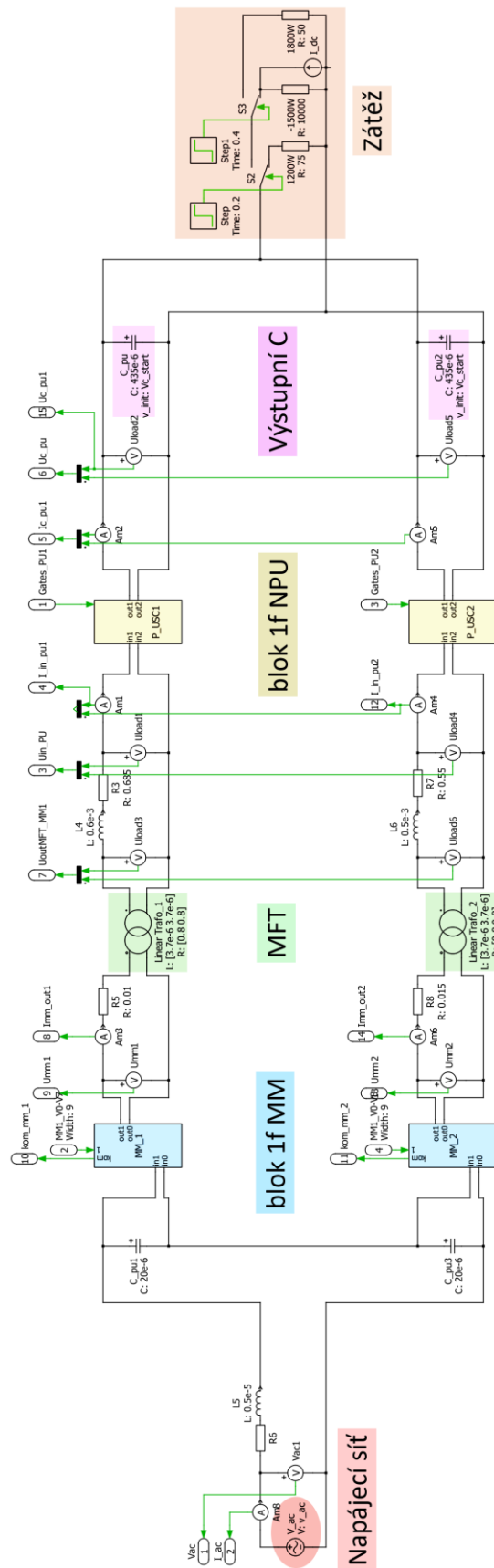
OBR. 8.24 - ZAPOJENÍ PRVKŮ MM NA PROTOTYPOVÉM MĚNIČI	84
OBR. 8.25 - NAPĚŤOVÉ STRÍDAČE POUŽITÉ JAKO PU	85
OBR. 8.26 - MĚŘICÍ KARTA PRO MLC INTERFACE	85
OBR. 8.27 - MLC INTERFACE	86
OBR. 8.28 - NAPÁJECÍ ZDROJ AGILENT 6813B + TABULKA ZÁKLADNÍCH PARAMETRŮ.....	86
OBR. 8.29 - STŘEDOFREKVENČNÍ TRANSFORMÁTOR SKYKERGTECH SKYTR15.....	87

Seznam symbolů a zkratk

<i>zkratka</i>	<i>význam</i>	<i>Meaning</i>
AD vstupy	Analogové a digitální vstupy	Analog/Digital Inputs
C_{fn}	Kondenzátor vstupního filtru maticového měniče	MC Input Filter Capacitor
C_o	Kondenzátor pulsního usměrňovače	VSAR Capacitor
C_{SC}	Kondenzátor sekundárního měniče	Capacitor of Secondary Converter
HVC	Vysokonapěťový měnič	High Voltage Converter
HVF	Vysokonapěťový filtr	High Voltage Filter
I_{ac}	Proud sítě	Traction Line Current
in1, in2	Vstupní svorky maticového měniče	Input Terminals of MC
L_F	Indukčnost vstupního filtru maticového měniče	Inductance of Input Filter of the MC
L_{PU}, L_{LI}	Vstupní indukčnost pulzního usměrňovače	Input Inductance of VSAR
$M = TM$	Trakční motor	Traction Motor
$M^2LC = MMLC$	Modulární vícehladinový měnič	Modular Multi-Level Converter
MFT	Středofrekvenční transformátor	Medium Frequency Transformer
$MM = MC$	Maticový měnič	Matrix Converter
$NPU = PU = VSAR$	Napěťový pulsní usměrňovač	Voltage Source Active Rectifier
out1, out2	Výstupní svorky maticového měniče	Output Terminals of MC
$S_0 - S_3$	Spínače (vypínatelné součástky) pulsního usměrňovače	Switches of VSAR
TC	Trakční měnič	Traction Converter
TDC	Měnič trakčního pohonu	Traction Drive Converter
TT	Trakční transformátor	Traction Transformer
U_{ac}	Napětí sítě	Traction Line Voltage

U_{MM}	Výstupní napětí maticového měniče (vstupní napětí na MFT)	Output Voltage of MC
$u_c = U_{c_pu}$	Napětí na kondenzátoru pulsního usměrňovače	Capacitor voltage of VSAR
U_{SC}	Napětí sekundárního měniče	Voltage of Secundar Converter
$V_0 - V_7$	Vypínatelné součástky maticového měniče	Switches of MC
v_n	Vysokonapěťový	High Voltage
VSI	Napěťový střídač	Voltage Source Inverter
$\varphi, f_i, \text{fáze}$	Fázové posunutí trolejového proudu vůči trolejovému napětí	Phase Delay
Ψ	Spřažený magnetický tok	Coupled Magnetic Flux

Příloha č.1



Příloha č.2

