

Západočeská univerzita v Plzni

FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ

DISERTAČNÍ PRÁCE

PLZEŇ, 2012

Ing. Miroslav Los

Západočeská univerzita v Plzni

Fakulta elektrotechnická

DISERTAČNÍ PRÁCE

k získání akademického titulu doktor
v oboru

Elektronika

Ing. Miroslav Los

**Využití přímých měničů kmitočtu pro trakční
pohony**

Školitel: prof. Ing. František Vondrášek, CSc.

Datum státní doktorské zkoušky: 1.7.2009

Datum odevzdání práce: 28.3.2012

V Plzni, 2012

Poděkování

V úvodu své práce bych chtěl poděkovat svému školiteli prof. Ing. Františku Vondráškovi, CSc. a školiteli specialistovi doc. Ing. Pavlu Drábkovi, Ph.D. za odborné vedení, trpělivost a ochotu poskytovanou při konzultacích. Také bych chtěl poděkovat ostatním kolegům za jejich odborné rady. Nemalé díky patří i prof. Ing. Zdeňku Peroutkovi, Ph.D. za pomoc se začátky programování DSP a za programové části, které mi poskytl a doc. Ing. Bohumilu Skalovi, Ph.D. za pomoc s výpočty středofrekvenčního transformátoru.

Tato disertační práce vznikla s podporou Evropského fondu pro regionální rozvoj (ERDF) a Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0094: Regionální inovační centrum elektrotechniky (RICE) a za podpory projektu GAČR 102 / 09 / 1164.

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě disertační práci zpracovanou v rámci doktorského studia na Fakultě elektrotechnické, katedře Výkonové elektroniky a elektromechaniky, Západočeské univerzity v Plzni. Prohlašuji, že jsem disertační práci vypracoval samostatně s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu použité literatury, který je součástí této práce.

.....
Ing. Miroslav Los

Anotace

Práce se zabývá problematikou snižování hmotnosti trakční výzbroje vícesystémových vozidel pro vyšší rychlosti. Snižování hmotnosti se zde dosahuje použitím středofrekvenčního trakčního transformátoru namísto klasického trakčního transformátoru na 50 Hz (16,7 Hz). Středofrekvenční transformátor vychází v porovnání s klasickým několikanásobně lehčí, vyžaduje však zvýšení frekvence napětí na vstupu trakčního transformátoru. Frekvence je zvyšována pomocí přímého měniče kmitočtu (maticového měniče) připojeného na primární (vysokonapěťovou) stranu transformátoru přímo ve vozidle. Z důvodu vysokého napěťového namáhání je v práci řešen i problém sériového řazení maticových měničů. Na sekundární straně transformátoru je umístěn napěťový pulzní usměrňovač a 3f střídač. Práce tedy vytváří podklady pro řízení trakčních pohonů pomocí sériově spojených jednofázových maticových měničů, středofrekvenčního transformátoru a sekundárního pulzního usměrňovače. Práce je rozdělena na 3 hlavní části. První část popisuje zapojení a možnosti řízení maticového měniče a pulzního usměrňovače. V druhé části byla provedena analýza parametrů vstupního filtru jednofázového maticového měniče pro dané metody řízení. Naznačuje možnost návrhu optimálních parametrů vstupního filtru pro zvolenou variantu řízení. Třetí část řeší řízení sekundárního pulzního usměrňovače v kombinaci se sériově řazenými maticovými měniči. Jsou zde popsány možnosti snížení obsahu vyšších harmonických trolejového proudu a možnosti řízení jeho fázového posunu vůči napětí.

Klíčová slova

maticový měnič, vstupní filtr, středofrekvenční transformátor, trakční vozidlo

Abstract

This work deals with the reduction of the traction equipment. Weight reduction is achieved here using medium-frequency traction transformer instead of the conventional 50 Hz (16.7 Hz) traction transformer. Medium-frequency transformer is several minor than conventional, but it requires increasing the frequency of voltage at the input of traction transformer. Frequency is increased by direct frequency converters (matrix converters) connected to the primary (HV) side of the transformer in the vehicle. Due to the high voltage, the serial connection of matrix converters is solved in this work. The voltage source active rectifier and 3 phase inverter are placed on the secondary side of the transformer. The work creates a basis for control of traction drives with series-connected single-phase matrix converters, medium-frequency transformer and secondary active rectifier. The work is divided into 3 main parts. The first part describes the internal connection and control capabilities of matrix converters and active rectifiers. In the second part an analysis of input filter parameters of single-phase matrix converter has been made for selected control methods. This analysis offers the finding of the optimal parameters of the input filter for the selected control method. The third part is about control of the secondary active rectifier in combination with serial connected matrix converters. It describes ways to reduce high harmonic content of trolley current and deals with capabilities of control of phase shift of the trolley current against voltage.

Keywords

matrix converter, input filter, medium-frequency transformer, traction vehicle

Anmerkung

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Reduktion der Ausrüstung durch den Einsatz von Mittelfrequenztransformatoren anstatt der althergebrachten 50 Hz (16.7 Hz) Spannungsumwandler. Der Mittelfrequenztransformator ist wesentlich kleiner als die konventionellen Modelle, verlangt aber eine Erhöhung der Frequenz in den Spannungstransformator eingehenden Voltzahl. Die Frequenz wird durch einen Direkt-Frequenzkonverter (Matrixumwandler) erhöht der mit der Hauptseite (HV) des Transformators im Fahrzeug verbunden ist. Hinsichtlich der hohen Spannung wird die Serienschaltung von Matrixkonvertern in dieser Arbeit behandelt. Der Aktiv Gleichrichter und Dreiphasen-Wechselrichter sind an der untergeordneten Seite des Transformators angebracht. Diese Ausarbeitung stellt die Basis für die Kontrolle der Laufwege der Spannung bei in Serie geschalteten Einzelphasen-Matrixkonvertern, Mittelfrequenz-Transformatoren und sekundär geschalteten Gleichrichtern. Diese Ausarbeitung ist in drei Teile gegliedert. Der erste Teil beschreibt die interne Vernetzung und die Kontrollmöglichkeiten der Matrixkonvertern und der Aktiv Gleichrichtern. Im zweiten Teil findet eine Analyse der Eingangfilterparameter der Einzelphasen-Matrixkonvertern statt und wie es um die wählbaren Kontrollmethoden bestellt ist. Diese Analyse dient dem Auffinden der optimalen Parameter für den Eingangfilter für die ausgewählten Kontrollmechanismen. Der dritte Teil handelt von der Kontrolle des sekundären Aktiv Gleichrichter in Kombination mit in Serie geschalteten Matrixkonvertern. Es werden Mittel und Wege beschrieben die harmonischen Oberschwingungen im Fahrzeug zu reduzieren und beschäftigt sich mit Möglichkeiten der momentan möglichen Kontrolle der Phasenverschiebung im Wagen.

Schlüsselwörter

Matrixkonvertern, Eingangfilter, Mittelfrequenztransformator, Zugfahrzeug

Obsah

Seznam zkratk a symbolů.....	9
1 Úvod.....	11
1.1 Středofrekvenční transformátor – volba frekvence.....	12
1.2 Reálné možnosti zvýšení frekvence napájecího napětí.....	12
1.3 Maticový měnič – obecné pojmy.....	13
1.4 Nepřímé měniče kmitočtu.....	14
1.5 Modulární víceúrovňové měniče MMLC.....	15
1.6 Měnič typu SPARC.....	16
2 Současný stav řešení problému.....	18
2.1 Použití nepřímých měničů kmitočtu.....	19
2.2 Použití měničů typu MMLC.....	21
2.3 Použití maticových měničů kmitočtu.....	23
3 Cíle práce.....	26
4 Možnosti řízení maticového měniče	28
4.1 Řízení maticového měniče podle smyslu výstupního proudu	28
4.2 Řízení maticového měniče podle polaroty vstupního napětí.....	30
4.3 Vyhodnocení polaroty vstupního napětí (smyslu výstupního proudu).....	31
4.4 Obdélníkové řízení maticového měniče.....	32
4.5 Řízení fázového posunu vstupního proudu vkládáním nulových vektorů.....	32
5 Možnosti řízení pulzního usměrňovače.....	34
5.1 PWM referenční řízení úhlu ϵ	34
5.2 PWM s PIR regulátorem.....	35
5.3 Dvouhodnotová regulace.....	36
5.4 Delta modulace.	37
6 Vstupní filtr maticového měniče.....	39
6.1 Hrubý návrh vstupního filtru maticového měniče.....	39
6.2 Aspekty ovlivňující zvlnění vstupního proudu a řiditelnost maticového měniče.....	51
6.3 Návrh parametrů vstupního filtru pomocí simulace.....	55
7 Experimentální ověření činnosti maticového měniče.....	62
7.1 Popis funkce programu pro DSP.....	62
7.2 Výsledky simulací a laboratorních experimentů bez návrhu vstupního filtru pomocí postupu uvedeného v kap. 6.....	63
7.3 Výsledky simulací a laboratorních experimentů s optimálně navrženým filtrem	67
7.4 Harmonická analýza vstupního proudu modelu bez sekundárního pulzního usměrňovače....	72
8 Pohon s maticovými měniči a pulzním usměrňovačem.....	74
8.1 Pohon s jedním maticovým měničem.....	74
8.2 Pohon se sériově řazenými maticovými měniči.....	75
8.3 Vliv nesymetrického navinutí primárních cívek středofrekvenčního transformátoru na rozvážení primárních proudů.....	75
8.4 Vyrovnání nesymetrického navinutí transformátoru pomocí kondenzátorů vstupního filtru ..	87
8.5 Řízení pohonu se sériově řazenými maticovými měniči.....	88
8.6 Přednabíjení kondenzátoru sekundárního pulzního usměrňovače.....	91
9 Měření na fyzikálním modelu trakčního měniče se sériově spojenými maticovými měniči, středofrekvenčním transformátorem a pulzním usměrňovačem.....	94
9.1 Měření na střídavém programovatelném zdroji.....	94
9.2 Měření při provozu na síti.....	99
9.3 Vyhlazení trolejového proudu pomocí vkládání nulových vektorů.....	100
9.4 Závislost na indukčnosti troleje.....	103

9.5 Regulace fázového posunu trolejového proudu.....	105
9.6 Harmonická analýza vstupního proudu modelu se sekundárním pulzním usměřovačem...	109
10 Závěr.....	113
Použitá literatura.....	115
Seznam autorových prací.....	117
Přílohy.....	119

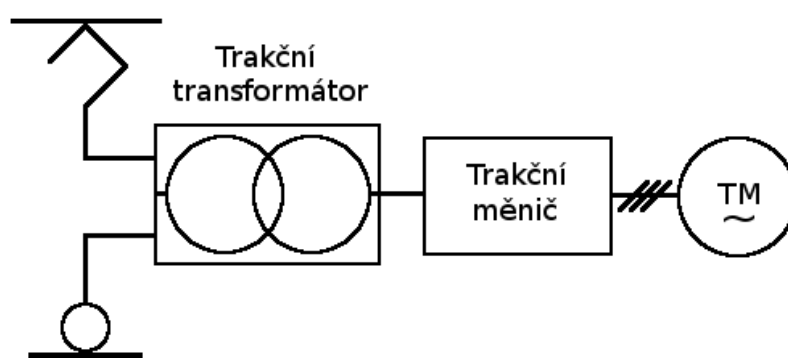
Seznam zkratek a symbolů

MM	maticový měnič
PU	pulzní usměřovač
NV	nulové vektory
in1,in2	vstupní svorky maticového měniče
out1,out2	výstupní svorky maticového měniče
MM1–4	spínače maticového měniče
PU1–4	spínače pulzního usměřovače
Ch1–4	kanály osciloskopu
s,sa,sb	stav sepnutí maticového měniče
φ, f_i, f_a	fázové posunutí trolejového proudu vůči trolejovému napětí
u_1	napájecí napětí
i_1	vstupní proud
i_z	proud do zátěže
u_{in}	napětí na vstupu maticového měniče
u_{Cf}, u_{Cfa}, u_{Cfb}	napětí na kondenzátoru vstupního filtru
u_C	součet napětí na kondenzátorech vstupního filtru
$i_{1MMa}, i_{1MMb}, i_{1MM}$	proud na vstupní straně maticových měničů
i_{1tr}	proud tekoucí primárním vinutím transformátoru
i_{2tr}, i_{1PU}	proud tekoucí sekundárním vinutím transformátoru
u_{2MM}, u_{1tr}	napětí na výstupu maticového měniče, resp. primáru transformátoru
u_{2PU}	napětí na kondenzátoru pulzního usměřovače
L, L_f	indukčnost vstupního filtru
L_t	indukčnost troleje
L_{PU}	vstupní indukčnost pulzního usměřovače

C_f	kondenzátor vstupního filtru
R_f	odpor vinutí indukčnosti vstupního filtru
L_z	indukčnost zátěže
R_z	odpor zátěže
L_σ	rozptylová indukčnost transformátoru s indukčností PU
C	celková kapacita sériového uspořádání kondenzátorů vstupního filtru
f_{rez}, ω_{rez}	rezonanční kmitočet (úhlový) vstupního filtru
f_1, ω_1	kmitočet (úhlový) trolejového napětí
f_σ, ω_σ	kmitočet (úhlový) střídavé složky 800 Hz
k	poměr ω_σ ku rezonanční frekvenci vstupního filtru
f_{MM}	spínací frekvence maticových měničů
i_σ	střídavá složka 800 Hz
i_C	proud tekoucí kondenzátory vstupního filtru
u_C	napětí na sériovém uspořádání kondenzátorů vstupního filtru
N_1	počet závitů primárního vinutí středofrekvenčního transformátoru
N_2	počet závitů sekundárního vinutí středofrekvenčního transformátoru
δ_α	strmost nárůstu proudu i_{1MM} při přepnutí MM bez vkládání NV
δ_β	strmost nárůstu proudu i_{1MM} při sepnutí nulového vektoru
t_{nv}, t_{nvopt}	doba (optimální) sepnutí nulového vektoru
Q_0	náboj přijatý kondenzátory vstupního filtru při přepnutí MM s NV
$Q(t_{vn} = 0)$	náboj přijatý kondenzátory vstupního filtru při přepnutí MM bez NV
n	počet modulů maticových měničů v sériovém uspořádání
P	odebíraný příkon
$\Delta i_{1\%}$, poměrné zvlnění	poměrný rozkmit trolejového proudu oproti základní harmonické
$i_{1(1)}, i_{1MM(1)}, i_{1\sigma(1)}$	průběhy základních harmonických proudů $i_1, i_{1MM}, i_{1\sigma}$

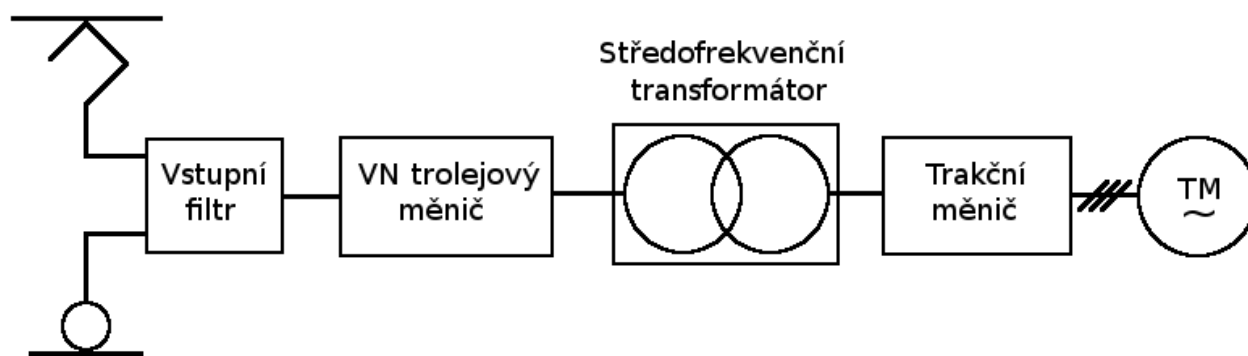
1 Úvod

Důležitým faktorem expresních trakčních vozidel pro vyšší rychlosti (nad 200 km / h) a bimodálních vozidel je jejich hmotnost. Ta je limitována zejména maximálním nápravovým tlakem. V dnešní době je problém tuto mez dodržet a k výrobě vozidel musí být použity speciální odlehčené materiály. 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 vícetřídová vozidla určená pro síť 25 kV / 50 Hz i 15 kV / 16,7 Hz je nutno použít velký trakční transformátor. Zjednodušené schéma tohoto vozidla ukazuje obr. 1.1.



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

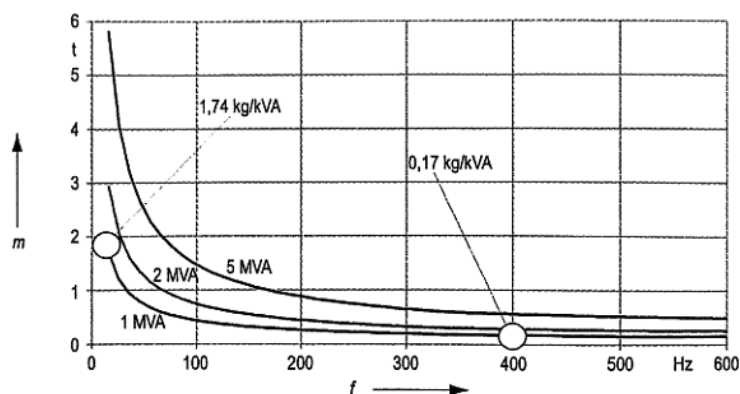
Zvýšením frekvence napětí na primární straně transformátoru můžeme dosáhnout možnosti použití středofrekvenčního transformátoru. Výhoda středofrekvenčního transformátoru oproti transformátoru na 50 Hz (16,7 Hz) je hlavně ve velikosti magnetického obvodu, který je potřeba výrazně menší. Tím několikanásobně klesne jeho hmotnost. Zvýšení frekvence lze dosáhnout vložením frekvenčních měničů přímo do vozidla na primární (vysokonapěťovou) stranu trakčního transformátoru.



Obr. 1.2: Zjednodušené schéma vícetřídového trakčního vozidla se středofrekvenčním transformátorem.

1.1 Středofrekvenční transformátor – volba frekvence

Pro nízké kmitočty vychází velký trakční transformátor, který má v porovnání s klasickými distribučními transformátory menší účinnost. Na obr. 1.3 je znázorněn vliv frekvence napájecího napětí na hmotnost trakčního transformátoru z trafo-plechů. Z obrázku je zřejmé, že zvýšení frekvence z 16,7 Hz na 400 Hz dovoluje snížit hmotnost transformátoru cca o 90 %. Dalším zvyšováním frekvence již nedochází k velkému snížení hmotnosti. Současně dojde k nárůstu spínacích ztrát. Při požadavku ještě většího snížení hmotnosti transformátoru by jeho jádro muselo být vyrobené z feritů či nově vyvinutých amorfních materiálů pro jádra transformátorů a měnič by musel obsahovat rezonanční obvody pro snížení spínacích ztrát. Tyto materiály jsou navíc křehké, což s sebou přináší další problémy při použití v trakčních vozidlech. Po zvážení těchto hledisek byla zvolena frekvence 400 Hz s jádrem transformátoru z trafo-plechů.



Obr. 1.3: Vliv kmitočtu na hmotnost jednofázového trakčního transformátoru pro 16,7 Hz vyrobeného z trafo-plechů (obrázek převzat z [7]).

1.2 Reálné možnosti zvýšení frekvence napájecího napětí

Zvýšení frekvence napájecího napětí lze dosáhnout předřazeným vysokonapěťovým měničem na primární straně transformátoru. Existují různé varianty návrhů těchto měničů. Zvláště velkým problémem je umístění měniče na stranu trolejového vysokého napětí (25 kV), přičemž ani zatím nejmodernější spínací součástky nejsou schopny odolávat takovému napěťovému namáhání. Měniče jsou proto navrženy na nižší napětí a jejich jednotlivé moduly jsou sériově uspořádány. Sekundární měnič na nízkonapěťové straně transformátoru je pak sestaven z napěťového pulzního usměrňovače a napěťového střídače. Následuje výčet vhodných variant zapojení vstupního primárního měniče.

- Maticové měniče 2 / 2.
- Nepřímé měniče kmitočtu.

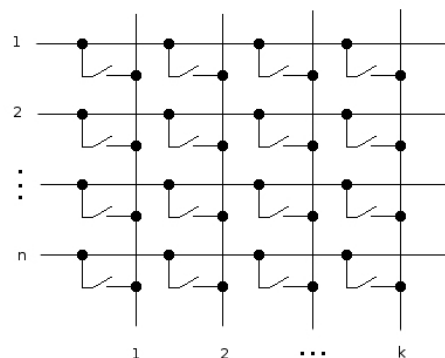
- Modulární víceúrovňové měniče MMLC (Modular MultiLevel Converter).
- Měniče typu SPARC (Serial and Paralel Auto Regulated Configuration).

1.3 Maticový měnič – obecné pojmy

Varianta primárního VN měniče s maticovým měničem je tématem této disertační práce, proto jsou v této podkapitole uvedeny pouze základní informace týkající se těchto měničů.

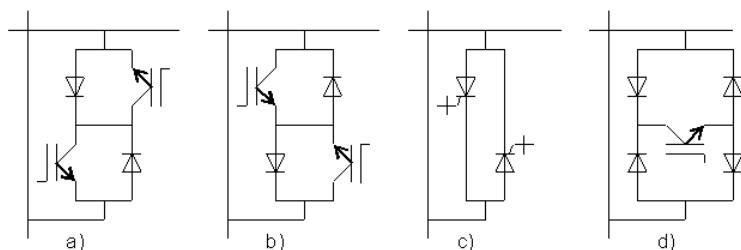
Maticový měnič je přímý měnič kmitočtu. Nabízí plně „křemíkové“ řešení pro AC-AC přeměnu. Neobsahuje tedy žádný meziobvod s akumulacním prvkem. Vhodným řízením lze dosáhnout nulového (nebo nastaveného)

fázového posunu mezi vstupním napájecím napětím a vstupním proudem. Navíc počet vstupních fází nemusí být stejný jako počet fází výstupních. Lze je proto použít i pro přizpůsobení 2 sítí (například při potřebě čtyřvodičového napájecího systému, napájeného z třífázového generátoru). Na obr. 1.4 je zobrazeno obecné zapojení maticového měniče pro n vstupních fází a k výstupních.



Obr. 1.4: Obecné zapojení maticového měniče z n na k fází.

Výstupní napětí se utváří připojováním vstupních vodičů přímo k výstupním. Jednotlivé propojovací body lze realizovat pomocí IGBT tranzistorů, popř. pomocí vypínatelných tyristorů (IGCT, GTO), nebo tranzistorů se zpětně blokující schopností (RB IGBT). Problematika komutace mezi větvemi bude popsána dále. Na



Obr. 1.5: Možné varianty propojovacích bodů (obrázek převzat z [9]).

obr. 1.5 jsou zobrazeny realizace propojovacích bodů:

- Dva anti-sériové IGBT moduly. Zapojení jsou identická, jediný rozdíl je v zapojení jejich driverů.
- Vypínatelné součástky se zpětně blokující schopností (IGCT, GTO, RB IGBT).
- IGBT uprostřed jednofázového diodového můstku. Nejjednodušší varianta, ale nelze u ní řídit směr proudu, což působí problémy s komutací a maticový měnič musí obsahovat výstupní filtr sestavený z kondenzátorů, obdobně jako na straně vstupní. Navíc zde proud protéká vždy třemi prvky, což má za následek větší vodivostní ztráty.

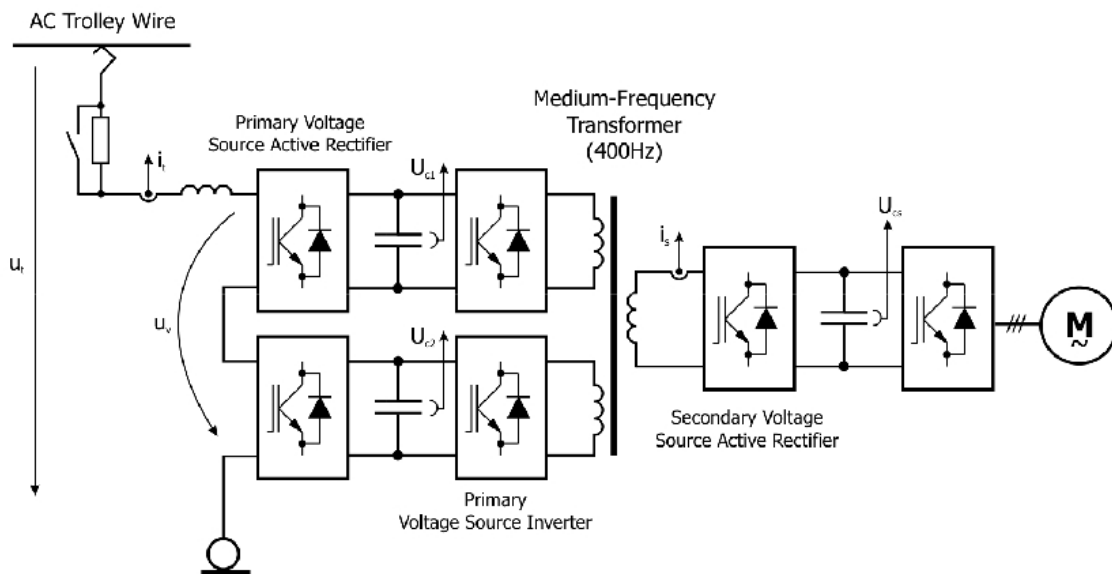
Nejpoužívanější variantou sestavení propojovacích bodů jsou varianty a) a b). Z obrázku jejich zapojení je zřejmé, že k realizaci jednofázového (resp. 2 / 2) maticového měniče je zapotřebí 8 vypínatelných součástek (2 vypínatelné součástky na propojovací bod, 4 propojovací body). Pro možnost použití na napětí 25 kV, při přepočtu na maximální hodnotu, přičtení povolené tolerance a dvojnásobné napěťové rezervy vychází i s 6,5 kV IGBT potřeba cca 13 sériově spojených modulů. Dohromady tedy $13 \times 8 = 104$ prvků.

1.4 Nepřímé měniče kmitočtu

Nepřímé měniče kmitočtu jsou všeobecně známou variantou. V tomto případě se jedná opět o sériové spojení cca třinácti měničů. Jako usměrňovače lze použít diodový můstek, nebo pulzní usměrňovač. Použití diodového můstku je levnou variantou – vyžaduje polovinu spínacích součástek na měnič. Zřejmou nevýhodou je neřiditelnost proudu odebíraného z troleje a napětí meziobvodu. Diodový můstek odebírá z troleje velké množství harmonických. Oproti tomu pulzní usměrňovač nabízí odebírání harmonického proudu s regulovaným fázovým posunem a řízení napětí meziobvodu. Vhodným řízením lze dosáhnout potlačení vyšších harmonických [22]. Při sériovém spojení více měničů je možné jejich postupné řízení, čímž lze zmenšit zkreslení vstupního proudu a snížit spínací frekvenci. Pulzní usměrňovač umožňuje rekuperaci, ale v ČR (na rozdíl např. od Maďarska) není zatím rekuperace do střídavé troleje povolena (krom zkušebního provozu na úsecích Horní Dvořiště – České Budějovice a Břeclav – Brno – Svitavy). Cílem správy železniční dopravní cesty (SŽDC) je však vytvoření takových podmínek v síti, aby se rekuperace do střídavé troleje stala běžným provozním stavem.

Jednofázová soustava 15 kV / 16,7 Hz je oddělena od distribuční sítě a jednotlivé úseky jsou propojeny a tvoří vní síť, kterou vlastní dráha. Není zde tedy problém s rekuperací.

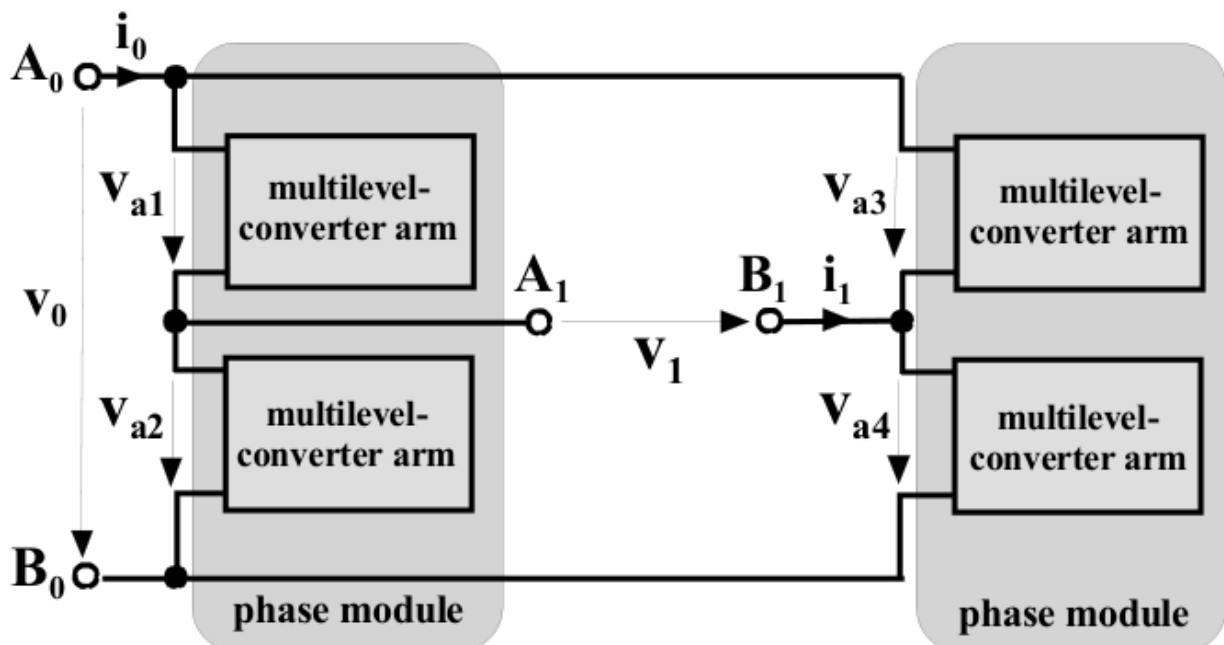
Při použití pulzního usměrňovače je zapotřebí 8 spínacích součástek na měnič (4 na usměrňovač a 4 na střídač). Tedy stejný počet jako u varianty s maticovými měniči. U tohoto zapojení je navíc možnost zapojení střídače pouze jako půlmůstku, kdy je druhý konec vinutí připojen ke kapacitnímu děliči. Potřebný počet spínacích součástek tím klesne na $13 \times (4+2) = 78$. Tímto zapojením však snížíme napětí primárních cívek transformátoru na polovinu. Při stejném odebíraném výkonu by musely být součástky dimenzovány na dvojnásobný proud. Principiální schéma pohonu trakčního vozidla se středofrekvenčním transformátorem a nepřímými měniči kmitočtu je na obr. 1.6.



Obr. 1.6: Principiální schéma prototypu trakčního vozidla se středofrekvenčním transformátorem a nepřímými měniči kmitočtu. Obrázek převzat z [22].

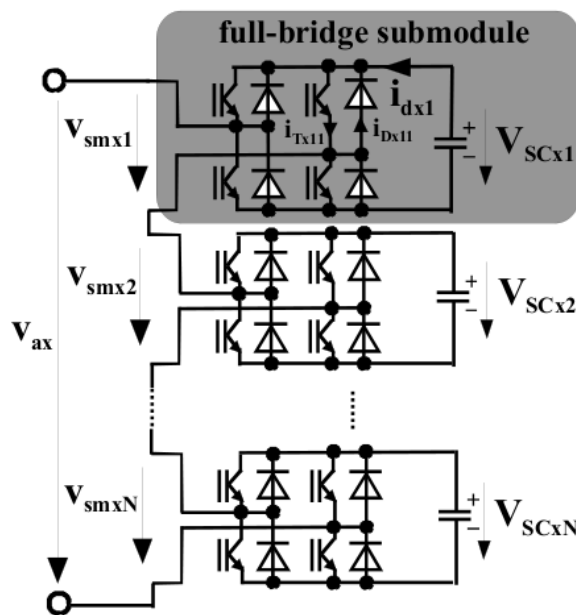
1.5 Modulární víceúrovňové měniče MMLC

MMLC (M2LC) měniče jsou variantou přímého měniče kmitočtu pro vysoká napětí. Obsahují však akumulční kondenzátory. Z obr. 1.7 a 1.8 je dobře vidět zapojení a funkce MMLC měniče.



Obr. 1.7: Topologie jednofázového AC / AC MMLC měniče. Obrázek převzat z [17].

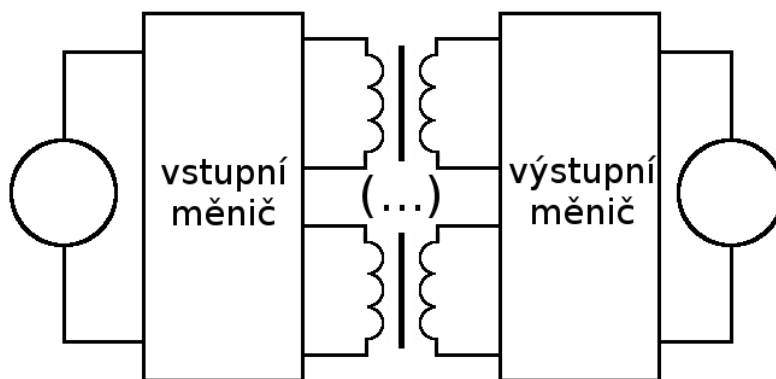
Připojováním kondenzátorů jednotlivými můstků můžeme řídit výstupní napětí mezi vývody A1 a B1. Je zřejmé, že toto zapojení dovoluje rekuperaci a řízení fázového posunu vstupního proudu. Podstatnou výhodou oproti předcházejícím možnostem je potřeba pouze jednoho primárního vinutí transformátoru (resp. dvou vysokonapěťových průchodek). Nabízí se zde tedy možnost sestavení měniče z ještě více modulů ze součástek pro nižší napětí. Nevýhodou tohoto měniče je vyšší počet spínacích součástek (v porovnání s předchozími variantami). Tento počet je závislý na požadovaném výstupním napětí měniče.



Obr. 1.8: Detail jednoho ramena MMLC měniče. Obrázek převzat z [17].

1.6 Měnič typu SPARC

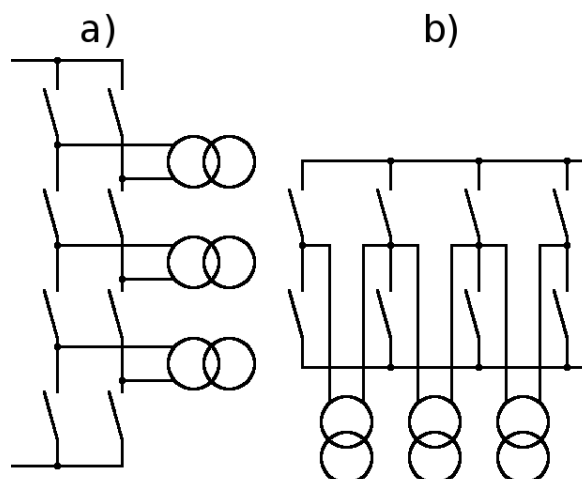
Měniče typu SPARC (Serial and Parallel Auto Regulated Configuration) umožňují řízené sériové, popř. paralelní řazení vinutí transformátoru. Na obr. 1.9 je naznačeno obecné schéma technologie SPARC. Měniče na obou stranách umožňují připínat vinutí transformátoru ke vstupu (výstupu).



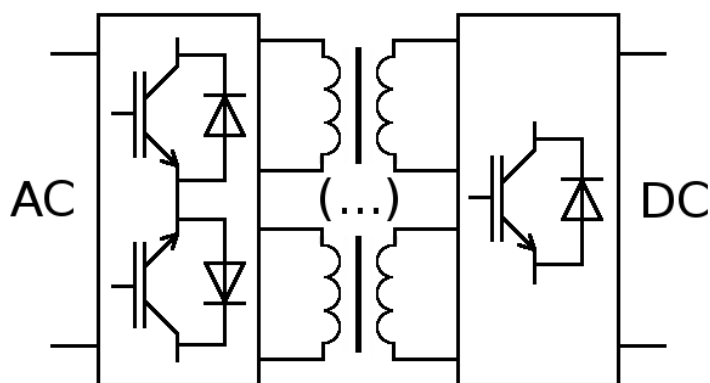
Obr. 1.9: SPARC – obecné schéma. Obrázek převzat z [18].

Možné zapojení prvků měniče lze nalézt na obr. 1.10. Je zřejmé, že vertikální řazení umožňuje sériové spojování vinutí. Horizontální uspořádání naopak povoluje paralelní řazení vinutí. Vertikální uspořádání je tedy vhodné pro rozložení vysokého napětí na více prvků, horizontální pak

na rozložení velkých proudů. Pro aplikaci trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem bude tedy vhodné primární vinutí zapojit do vertikálního řazení a sekundární vinutí do horizontálního. Jako spínače je vhodné použít na primární stranu obousměrné spínací prvky dle kap. 1.3. Na sekundární stranu lze použít pouze diody, ovšem se stejnými problémy jako u nepřímých měničů (kap. 1.4) – bez možnosti regulace a rekuperace. Vhodnější je osadit sekundární stranu spínacími prvky dle obr. 1.11. Počet spínacích prvků je zde opět stejný jako u variant s nepřímými měniči a s maticovými měniči.



Obr. 1.10: Možné uspořádání měniče SPARC. a) vertikální uspořádání. b) horizontální uspořádání. Obrázek převzat z [18].

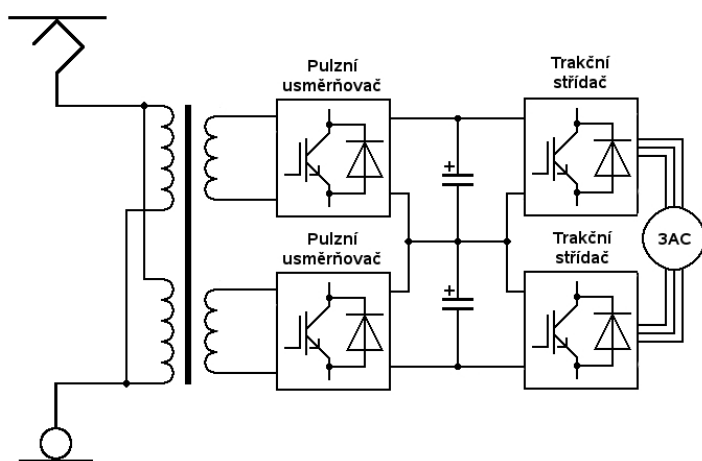


Obr. 1.11: Schéma SPARC měniče pro trakční vozidlo. Obrázek převzat z [18].

Dle bilanční zprávy společnosti Faiveley (autory topologie SPARC) je tato metoda celosvětově patentována. Nutno podotknout, že cílem společnosti je spíše aplikace těchto systémů pro statické měniče klimatizačních jednotek než jako primárního měniče lokomotiv.

2 Současný stav řešení problému

V současnosti se pro moderní trakční pohony provozované na střídavé troleji používá zapojení s transformátorem na 25 kV / 50 Hz, případně na 15 kV / 16,7 Hz pro vozidla využívající trolejovou napájecí síť v SRN, Rakousku atd. Největší pozornost je věnována obzvláště vozidlům s možností provozu na obou sítích. Na obr. 2.1 je zobrazeno principiální schéma výkonové části pohonu moderní vícesystémové lokomotivy. Obsáhlejší blokové schéma viz přílohy 1 a 2.



Obr. 2.1: Principiální schéma pohonu moderní vícesystémové lokomotivy.

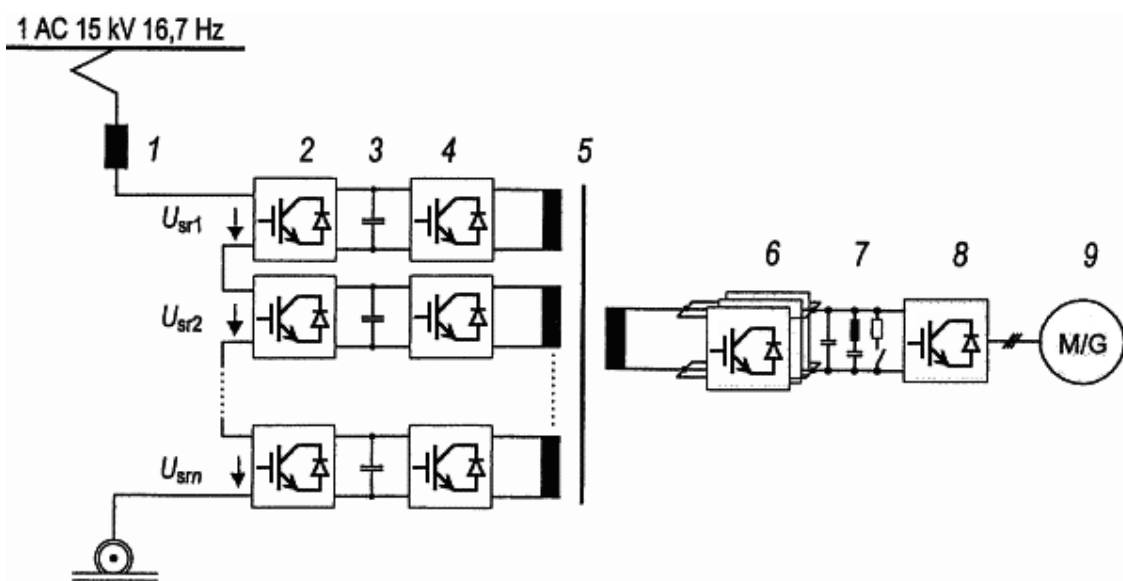
dvojitým vinutím asynchronního motoru (viz příloha 1), které zde působí podobně jako transformátor a nedovolí různá napětí na těchto prvcích. V případě různých napětí na kondenzátorech jimi tečou vyrovnávací proudy a napětí jsou jimi vyrovnána na stejnou hladinu.

Další snahou, jak modernizovat vybavení trakčních vozidel, je minimalizace hmotnosti a rozměrů trakčního transformátoru. Trakčním transformátorem prochází výkon několika MW, je tedy zřejmé, že dosahuje poměrně značných rozměrů a hmotnosti. Minimalizace těchto parametrů lze dosáhnout například použitím supravodivého transformátoru, nebo zvýšením vstupní frekvence. Porovnání vhodnosti použití jednotlivých variant transformátorů nabízí práce [6]. Použití středofrekvenčního transformátoru se jeví jako lepší varianta. Přináší však s sebou potřebu frekvenčního měniče na straně vysokého napětí. V současné době je dobře zvládnuta technologie řízení nepřímých měničů kmitočtu, které se jeví jako vhodnou variantou pro toto použití. Jejich nevýhodou je však potřeba stejnosměrného meziobvodu. Aby bylo možno z troleje odebírat harmonický proud ve fázi s napětím a s možností rekuperace, musí být usměrňovač tohoto měniče koncipován jako napěťový pulzní usměrňovač, což přináší potřebu dalších vysokonapěťových polovodičových spínacích prvků.

Pro vyhlazení vstupního proudu a možnost řízení napájecího napětí trakčních střídačů je použito pulzních usměrňovačů. Pro snížení spínací frekvence jsou pulzní usměrňovače spínány s přesazeným řízením. Pulzní usměrňovače jsou schopny zajistit prakticky harmonický průběh vstupního proudu s účinnkem blížícím se jedné. Stejněměrné rozložení napětí na obou kondenzátorech může být zajištěno

2.1 Použití nepřímých měničů kmitočtu

V institutu elektrických strojů, pohonů a trakce technické univerzity Braunschweig (Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig) byl vyroben prototyp demonstračního modelu (15 kV, 1,1 MW, 400 Hz) lokomotivy se středofrekvenčním transformátorem, s nepřímými měniči. V demonstračním modelu byly použity 3,3 kV IGBT. Pro schopnost provozu na napětí 15 kV byl primární měnič sestaven z 16 modulů. Celkem bylo tedy zapotřebí $8 \times 16 = 128$ IGBT. Schéma zapojení je na obr. 2.2.



Obr. 2.2: Principiální schéma demonstračního modelu 1,1 MW / 15 kV, se středofrekvenčním transformátorem (400 Hz). Obrázek převzat z [7].

1 filtrační tlumivka

2 primární vysokonapěťové pulzní usměrňovače

3 kondenzátor stejnosměrného meziobvodu

4 primární vysokonapěťové střídače

5 středofrekvenční transformátor 400 Hz

6 sekundární pulzní usměrňovače

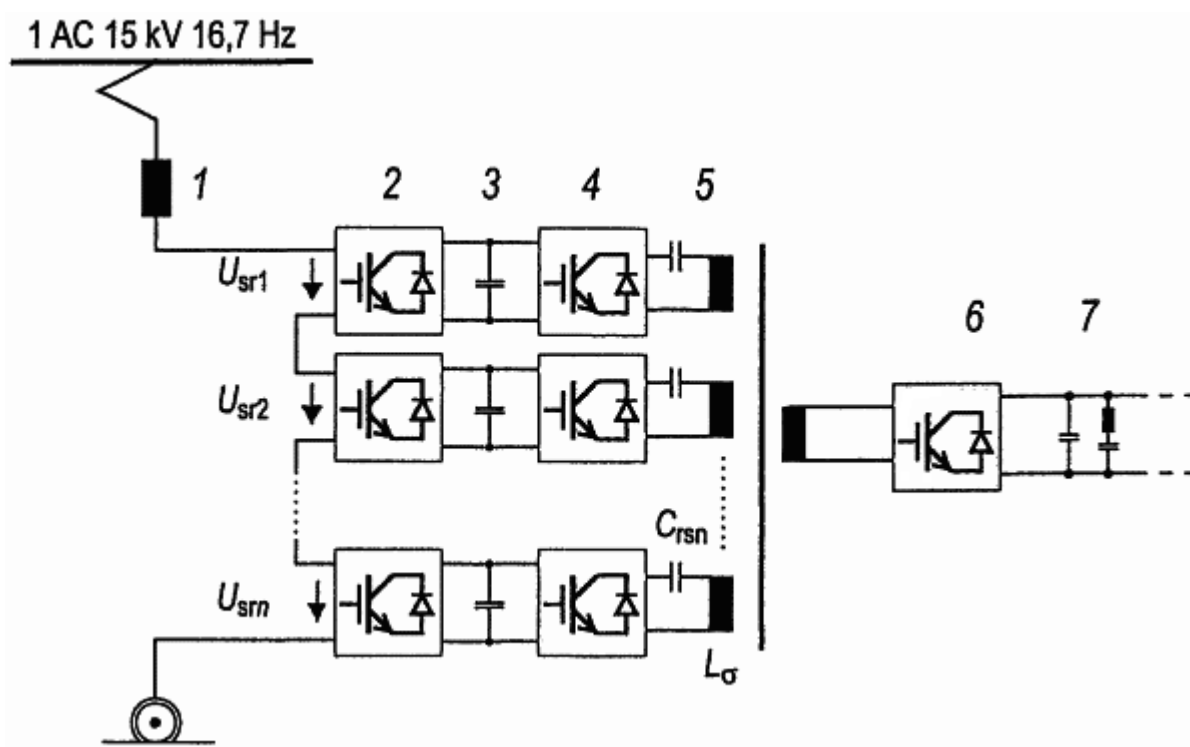
7 stejnosměrný meziobvod složený z kondenzátoru, filtru 2. harmonické a měniče brzdového odporu

8 trakční střídač

9 trakční motor

Na základě tohoto modelu byl poté v tomto institutu vyvinut prototyp trakčního vozidla 1,5 MW / 15 kV. Pro snížení počtu vinutí transformátoru (snížení počtu primárních modulů) z 16 na 8 byly použity IGBT na 6,5 kV. Pro ušetření počtu tranzistorů byl střídač zapojen jako půlmůstek, pouze ze 2 tranzistorů (viz kap. 1.4). Bylo zde tedy zapotřebí $8 \times 6 = 48$ IGBT. Byl zde použit

transformátor s feritovým jádrem a frekvence byla zvýšena na 4,5 kHz. To s sebou přináší nutnost snížení spínacích ztrát zajištěním měkké komutace (pomocí rezonančního obvodu). Zapojení bylo proto rozšířeno o rezonanční kondenzátory. Rezonanční vazba je vytvořena mezi těmito kondenzátory a rozptyly transformátoru. Výsledné schéma zapojení je na obr. 2.3. Firma Alstom uvažovala o přestavbě diesellových jednotek Lirex na elektrický pohon v této topologii. Na přestavbu jsou vytvořeny plány, avšak zatím nebyly realizovány.



Obr. 2.3: Principiální schéma prototypu trakčního vozidla 1,5 MW / 15 kV se středofrekvenčním transformátorem (4,5 kHz) a rezonančními obvody. Obrázek převzat z [7].

1 filtrační tlumivka

2 primární vysokonapěťové pulzní usměrňovače

3 kondenzátor stejnosměrného meziobvodu

4 primární vysokonapěťové střídače

5 rezonanční kondenzátory + středofrekvenční transformátor 4,5 kHz

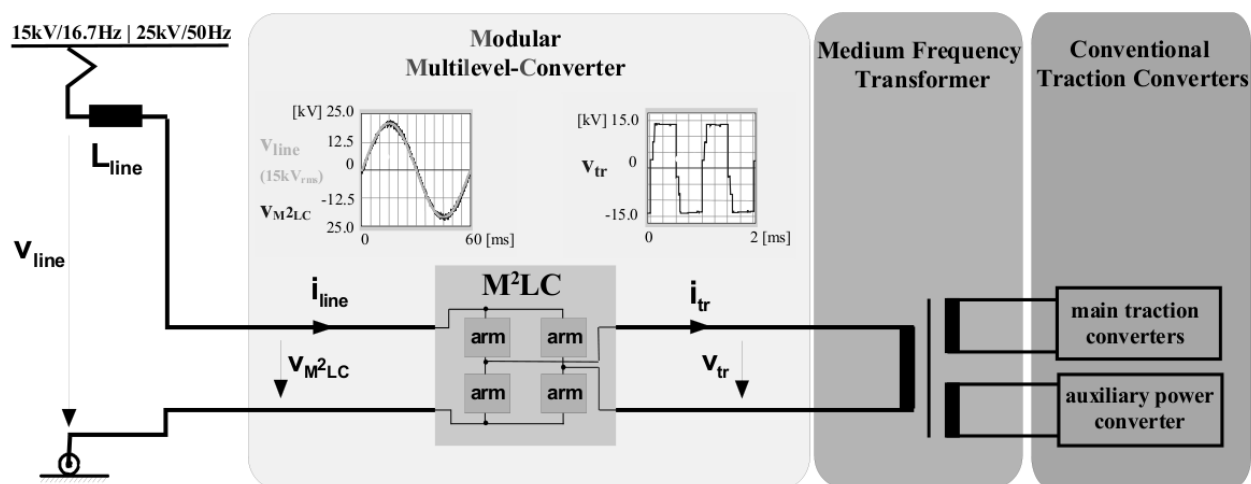
6 sekundární pulzní usměrňovač

7 stejnosměrný meziobvod složený z kondenzátoru, filtru 2. harmonické a měniče brzdného odporu

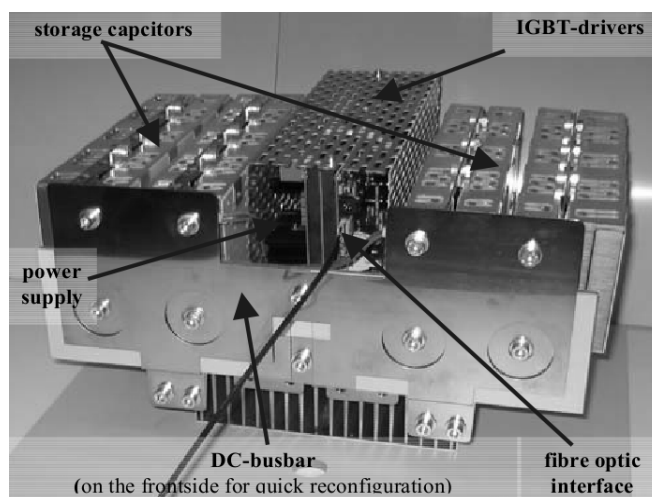
2.2 Použití měničů typu MMLC

Další variantou, jak zvednout frekvenci napájecího napětí transformátoru, je použití modulárních víceúrovňových měničů (MMLC). Tyto měniče se zdají být použitelným řešením. Mají dobré chování měniče vzhledem k napájecí síti v ustálených i přechodových stavech. Na straně napájecí sítě tedy nejsou zapotřebí žádné pasivní LC filtry, ani filtry na druhou harmonickou (používané zejména v meziobvodu pulzního usměrňovače). Navíc stačí 2 vývody primárního vinutí transformátoru. Obsahují však více spínacích prvků a je zde potřeba akumulacních DC kondenzátorů v modulech. Podrobněji se touto problematikou zabývají práce [11] a [17].

Na obr. 2.4 je znázorněno schéma návrhu trakčního vozidla s MMLC měničem. Na Universität der Bundeswehr München v Německu byl následně sestaven prototypu 17úrovňového (DC / 3f AC) MMLC měniče o výkonu 2 MW s konvenčními 1,2 kV IGBT chlazenými vzduchem. Vyhovující hodnoty kondenzátorů jednotlivých můstků v ramenech dle obr. 1.8 jsou v rozmezí 0,6 - 4,8 mF, 850 V. Je zřejmé, že toto schéma dovoluje široké přeskládávání jednotlivých modulů a je vhodné pro trakční aplikace. Na obr. 2.5 je zobrazen jeden modul tohoto měniče a na obr. 2.6 měnič samotný.



Obr. 2.4: Zapojení MMLC měniče do obvodu trakční lokomotivy se středofrekvenčním transformátorem. Obrázek převzat z [17].



Obr. 2.5: Jeden modul plného můstku MMLC měniče 1,2 kV s akumulacími kondenzátory, budičem a optickým interface. Obrázek převzat z [17].



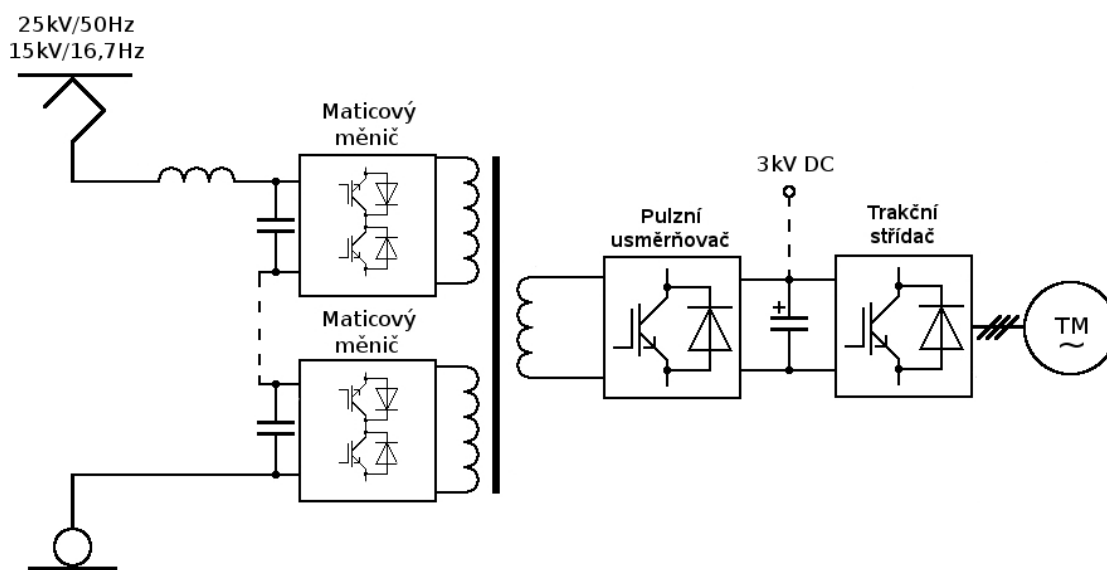
Obr. 2.6: Prototyp 17úrovňového (DC / 3f AC) MMLC měniče o výkonu 2 MW s konvenčními 1,2 kV IGBT chlazenými vzduchem. Obrázek převzat z [17].

2.3 Použití maticových měničů kmitočtu

Další možností sestavení primárního vysokonapěťového měniče je maticový měnič. Problematika maticových měničů ze 3 fází na 3 je v současné době dobře zvládnuta a tyto měniče jsou dnes již běžně používány v praxi. Např. práce [14] se zabývá návrhem elektrického pohonu 4 kW s maticovým měničem 3 / 3 pro průmyslové použití. Práce [15] se zabývá návrhem pohonu s maticovým měničem s přímým řízením momentu. Práce [16] pojednává o použití maticového měniče 3 / 3 pro připojení generátoru větrné turbíny.

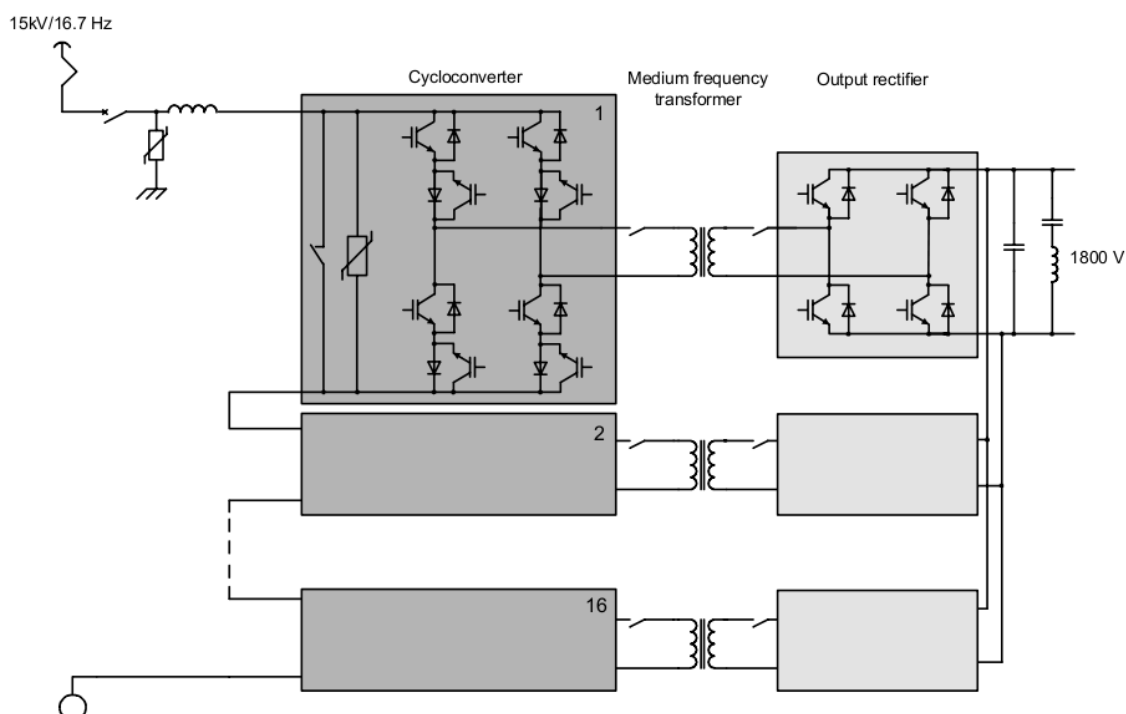
Z uvedených příkladů je zřejmé, že problematika maticových měničů 3 / 3 byla řešena v mnoha odvětvích a jejich řízení dosahuje dobrých výsledků. Vhodné jsou například pro přímé řízení momentu, kdy umožňují výběr z více stavových vektorů. Jejich nevýhodou je potřeba většího množství spínacích součástek. Pro maticový měnič 3 / 3 je zapotřebí 18 tranzistorů. Zapouzdřené součástky pro maticové měniče navíc nejsou běžně dostupné.

Trakční pohony mají k dispozici pouze jednofázové napájení. V úvahu tedy připadá maticový měnič z jedné fáze na jednu. Navrhované principiální schéma pohonu moderní lokomotivy pro střídavou napájecí soustavu s maticovým měničem je zobrazeno na obr. 2.7. Použitím jednofázových maticových měničů se nezmění počet potřebných vysokonapěťových spínacích součástek oproti variantě s nepřímým měničem s pulzním usměrňovačem (pro jednofázový maticový měnič je jich potřeba 8, stejně jako pro pulzní usměrňovač s napěťovým střídačem). Dochází však k odstranění stejnosměrného meziobvodu. Problematika pohonů s maticovým měničem však doposud nebyla detailně prostudována a zbývá tedy vyřešit problémy spjaté s jejich návrhem a řízením.

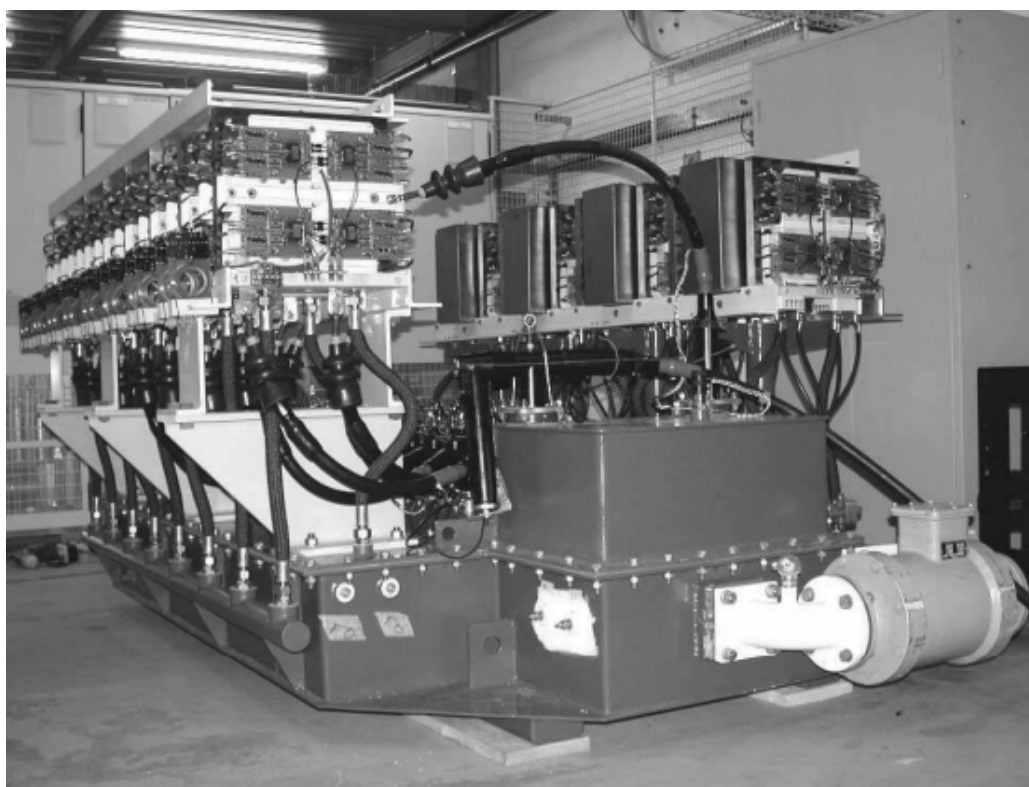


Obr. 2.7: Navrhované principiální schéma pohonu moderní vícesystémové lokomotivy.

Trochu jinou metodou trakčního vozidla s maticovými měniči je zapojení se separátními transformátory. Schéma zapojení je na obr. 2.8. Na základě tohoto schématu byl firmou ABB sestrojen prototyp 1,2 MVA se 3,3 kV prvky na obou stranách. Jako vstupní filtr byla použita pouze indukčnost a kondenzátory byly vloženy až za maticové měniče. Specialitou tohoto zapojení je i převod transformátorů 1:1. Frekvence je 400 Hz. Transformátory jsou zde tedy použity ke galvanickému oddělení a umožňují propojení sekundárních měničů. Nevýhody tohoto zapojení jsou ve složitějším chladicím systému a menším ušetření hmotnosti transformátoru v porovnání s metodou řešenou v této práci. Výhodou je možnost jednoduššího elektrického propojení (vysokonapěťové průchodky transformátoru) a celkového uspořádání vozidla.



Obr. 2.8: Trakční vozidlo s maticovými měniči a separátními transformátory. Obrázek převzat z [19].



Obr. 2.9: Prototyp trakčního vozidla 1,2 MVA s maticovými měniči a separátními transformátory. Obrázek převzat z [19].

Tab. 2.1: Tabulka ztrát a váhy transformátoru: distribuční (PT), trakční (TT) a 16 transformátorů 400 Hz trakčního vozidla 1,2 MVA se separátními transformátory (MF). Tab. převzata z [19].

	Core weight	Copper weight	Core losses	Copper losses	Total losses
PT	100 %	100 %	100 %	100 %	100 %
TT	48 %	61 %	100 %	456 %	445 %
MF	36 %	17 %	400 %	124 %	132 %

3 Cíle práce

V rámci zkoumání aplikace maticových měničů ve vozidlech těžké trakce byly na katedře výkonové elektroniky a elektromechaniky řešeny 2 disertační práce. Disertační práce [1] se zabývá řízením modelu trakčního měniče s maticovými měniči ve stejné topologii jako předkládaná disertační práce. V práci [1] byla zkoumána možnost rozvážení napětí na kondenzátorech vstupního filtru pomocí transformátorové vazby při nestejných hodnotách kapacity. Dále byl kladen důraz na zprovoznění celého systému a byla zde zkoumána možnost regulace fázového posunu trolejového proudu vůči napětí pomocí spínání pulzního usměřovače. Vstupním filtrem se uvedená práce nezabývala, jeho parametry byly určeny na základě experimentů. V práci nebyla řešena problematika vkládání nulových vektorů do řízení maticových měničů, ani možnosti omezení vyšších harmonických trolejového proudu. Problémem přepínání maticových měničů v okolí nuly napětí a proudu se práce též nezabývala.

Prvotním cílem předkládané disertační práce bylo zkoumání možnosti regulace fázového posunu trolejového proudu vůči napětí pomocí vkládání nulových vektorů do spínání maticových měničů. Tedy regulace fázového posunu pomocí vhodného řízení maticových měničů. Tato metoda se později ukázala jako méně vhodná a řízení fáze bylo realizováno pomocí sekundárního pulzního usměřovače.

Předkládaná disertační práce navazuje na práci [1] a doplňuje ji řešením problému spínání v okolí nuly napětí a proudu a studováním významu a účinku použití nulových vektorů. Dále byl proveden rozbor vstupního filtru maticových měničů a navržena metoda optimální volby prvků vstupního filtru maticového měniče. Práce se také zabývá snižováním obsahu vyšších harmonických složek trolejového proudu pomocí vhodného řízení pulzního usměřovače a pomocí vhodného řízení maticových měničů.

Práce neřeší návrh vstupní indukčnosti sekundárního pulzního usměřovače L_{PU} a kondenzátoru DC meziobvodu C_{PU} . Tento návrh je detailně řešen v práci [24]. V předkládané disertační práci byly prvky navrženy s respektem závěrů práce [24].

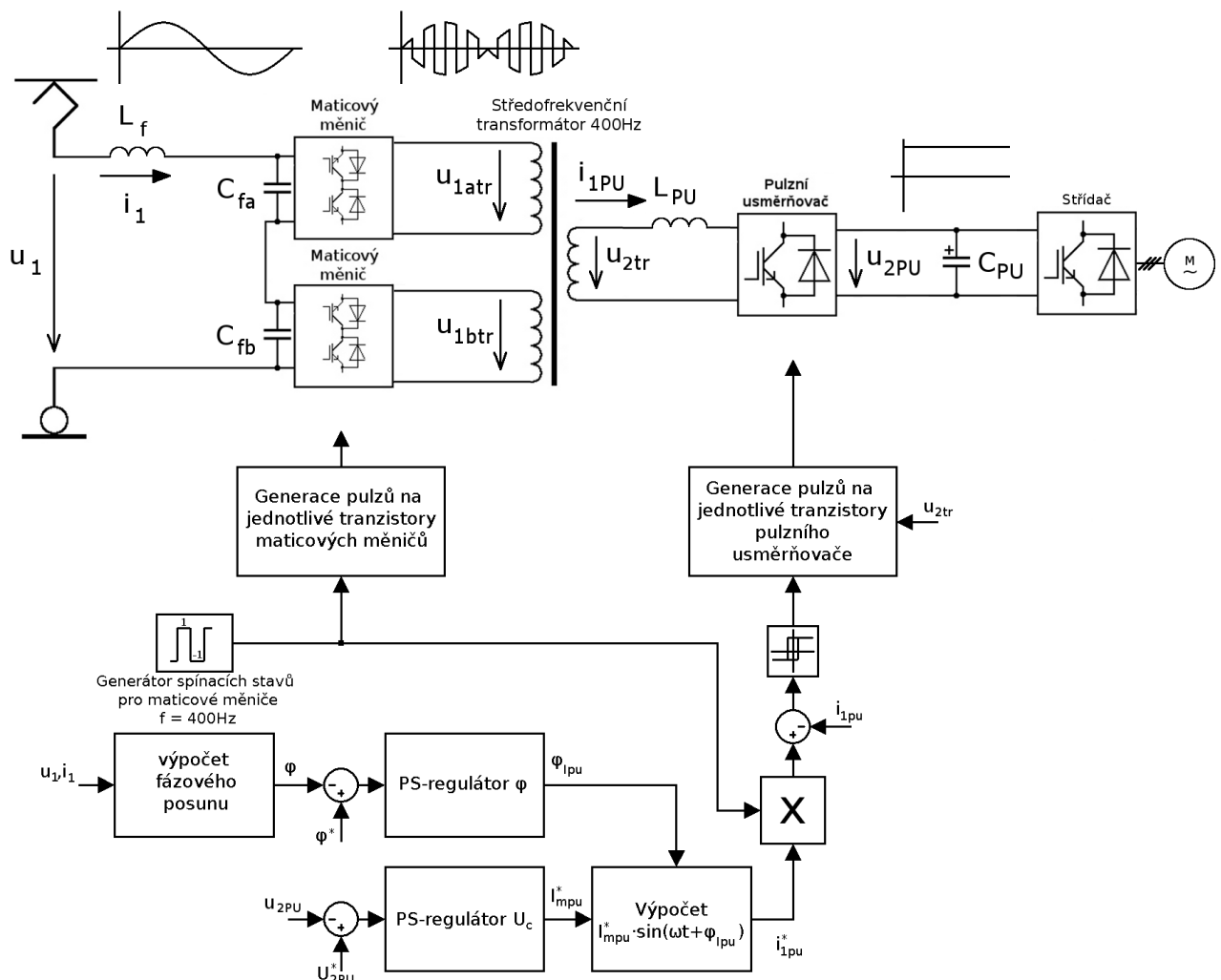
Vytyčené základní cíle:

- Sestavení funkčního modelu pohonu trakčního vozidla s maticovými měniči, středofrekvenčním transformátorem a pulzním usměřovačem.
- Vytvoření simulačního modelu celého zapojení.
- Navržení optimálního vstupního filtru maticového měniče při řízení fázového posunu

vstupního proudu oproti napětí.

- Naprogramování a odladění algoritmů řízení maticového měniče.
- Naprogramování a odladění algoritmů řízení pulzního usměrňovače.
- Implementace algoritmů řízení do DSP.
- Otestování parametrů vstupního filtru a metody řízení na simulačním modelu maticového měniče, realizovaném na PC a na fyzikálním modelu, realizovaném v laboratoři.

Základní princip řešení dané úlohy je na obr. 3.1. Sinusové trolejové napětí je rozstrídáno maticovými měniči na frekvenci 400 Hz. Fázové posunutí trolejového proudu a jeho amplituda jsou řízeny sekundárním pulsním usměrňovačem na základě požadované fáze a požadovaného napětí na výstupu pulzního usměrňovače U_{2PU} . Maticové měniče jsou řízeny obdélníkově. Pulsní usměrňovač je řízen s dvouhodnotovou regulací proudu tak, aby na vstupní straně maticových měničů vycházel proud blízký harmonickému.



Obr. 3.1: Silové a zjednodušené řídicí schéma pohonu s maticovými měniči.

4 Možnosti řízení maticového měniče

Základní topologie zapojení maticového měniče do obvodu je na obr. 3.1. Na vstupu maticového měniče je umístěn vstupní LC filtr, na výstupu induktivní zátěž.

Na obr. 4.1 je zakresleno vnitřní zapojení maticového měniče. Je ovšem nutné si uvědomit, že na vstupu měniče je kondenzátor vstupního filtru a na výstupu induktivní zátěž. Vstupní svorky tedy nelze zkratovat a výstupní naopak rozpojit. Přepínání větví probíhá postupným přecházením mezi spínacími polohami. Stabilní spínací stavy jsou pouze:

- $s = 1$ sepnuty tranzistory 0, 1, 6, 7 (dle obr. 4.1), kdy vstup je připojen přímo na výstup,
- $s = -1$ sepnuty tranzistory 2, 3, 4, 5, kdy je vstup připojen na výstup s opačnou polaritou,
- $s = 0$ sepnuty tranzistory 0, 1, 2, 3, případně 4, 5, 6, 7, kdy je vstup odpojen a výstup zkratován (tzv. nulový vektor).

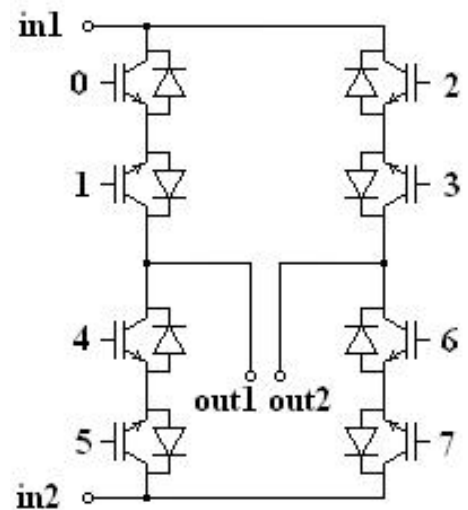
Napětí u_{out} lze určit jako

$$u_{out} = s \cdot u_{in}, \quad s \in \{-1, 0, 1\} \quad (4.1)$$

Přepínání jednotlivých stavových vektorů se však musí provádět pomocí přechodných stavů, aby byla dodržena pravidla nezkratování vstupních svorek a nerozpojení výstupních (kapacitní vstup a induktivní výstup). Tyto přechodové stavy nelze chápat jako klasické „mrtvé časy“. V principu se jedná o přípravu na komutaci, komutaci samotnou (která je velmi rychlá) a na přípravu měniče pro opačný smysl výstupního proudu nebo opačnou polaritu vstupního napětí. Přepínání mezi polohami probíhá postupným zapínáním prvků, které budou použity, a vypínáním prvků, jejichž zapnutí by znamenalo zkrat. Lze použít spínání podle smyslu výstupního proudu nebo polaritu vstupního napětí.

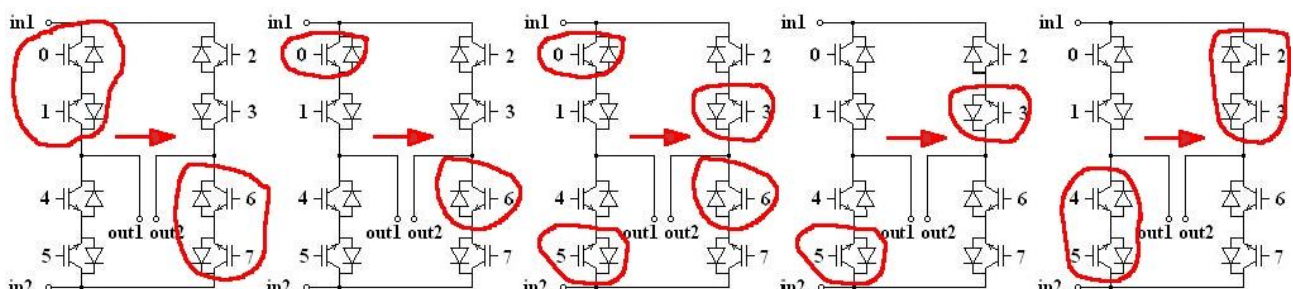
4.1 Řízení maticového měniče podle smyslu výstupního proudu

Obr. 4.2 znázorňuje přepnutí z polohy $s = 1$ do polohy $s = -1$ bez použití nulových vektorů. Je zde ukázána komutace řízená pouze smyslem výstupního proudu, nezávislá na polaritě vstupního napětí maticového měniče. V první řadě musí být správně určen smysl výstupního proudu. Poté dochází k „vypnutí“ nepoužívaných tranzistorů (1 a 7), aby nemohlo dojít ke zkratování vstupních svorek



Obr. 4.1: Vnitřní zapojení maticového měniče.

(například cestou tranzistorů 1 a 5 a zpětných diod u tranzistorů 0 a 4). Dalším krokem je umožnění nové cesty proudu v požadované větvi (tranzistory 3 a 5), aby nemohlo dojít k „utrnutí“ výstupního proudu (následkem vypnutí tranzistorů 0 a 6 bez předchozího zapnutí tranzistorů 3 a 5). Následuje vypnutí zbylých tranzistorů v původní větvi (0 a 6). Tím je proud nucen použít novou cestu (přes tranzistory 3 a 5) a napětí na zátěži změni svoji polaritu, jestliže se tak nestalo již sepnutím tranzistorů 3 a 5. Dále jsou sepnuty zbylé tranzistory nové větve (2 a 4) pro umožnění průtoku proudu v opačném smyslu. Přepnutí z polohy $s = -1$ do polohy $s = 1$ by při tomto smyslu proudu probíhalo stejnými polohami, pouze v opačném sledu. Přepínání mezi ostatními polohami a pro opačný smysl proudu by probíhalo obdobně.

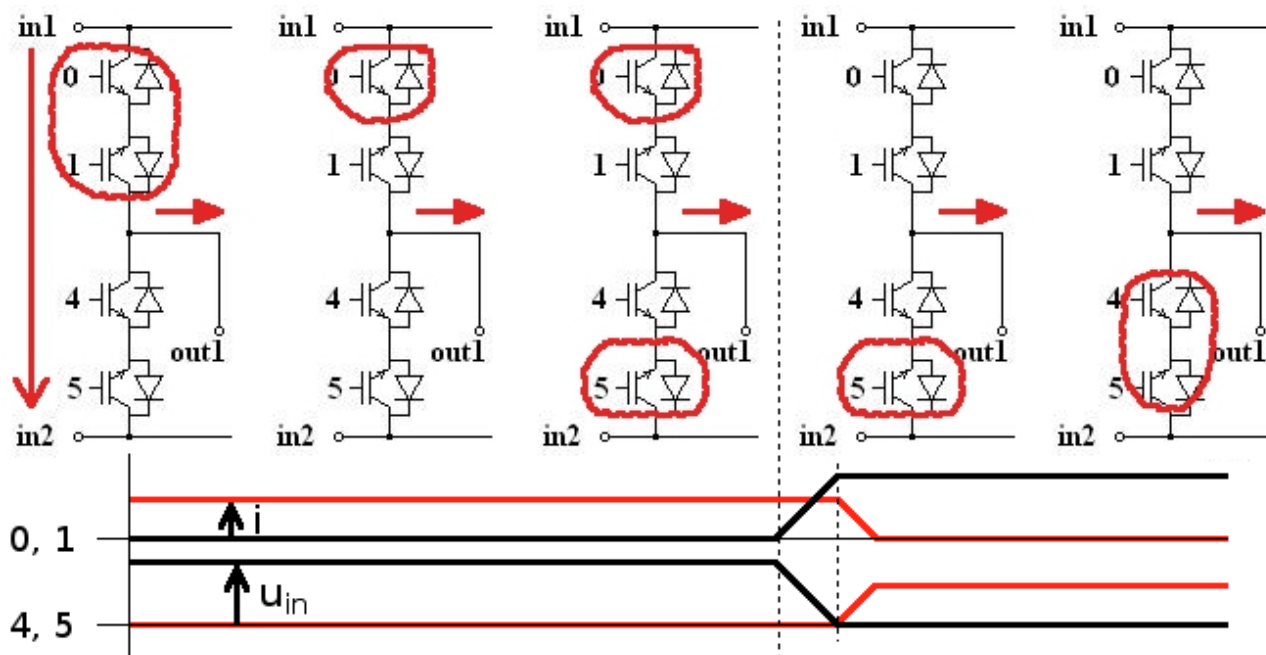


Obr. 4.2: Postupné přepínání spínacích poloh pro přepnutí z polohy $s = 1$ do polohy $s = -1$. Spínání podle smyslu výstupního proudu. Sepnuty jsou zvýrazněné prvky.

Spínání levé větve (tranzistory 0, 1, 4, 5) je zcela nezávislé na spínání větve pravé (tranzistory 2, 3, 6, 7). Celou situaci je možno ještě zjednodušit jejich odděleným řízením. To je výhodné zejména při řízení s nulovými vektory (stav $s = 0$), kdy je přepínána pouze jedna větev měniče a druhá zůstává ve stabilní poloze. Celkový počet možných spínacích poloh se tím tedy výrazně sníží, což umožňuje zrychlení a zpřehlednění řídicího programu při „stavovém“ programování.

Při detailnějším pohledu na princip tohoto řízení můžeme porovnat spínací ztráty maticového měniče s nepřímými měniči. Pro popis spínacích ztrát bude použit obr. 4.3 s označením horních prvků (tranzistory 0, 1) a spodních prvků (tranzistory 4, 5). Předpokládejme kladnou polaritu napětí u_{in} . Napětí na sepnutém prvku a náboj PN přechodů budou zanedbány. Pro první 3 situace bude napětí na horních prvcích nulové a na spodních bude napětí u_{in} . Proud protéká pouze horními prvky. Při vypínání tranzistoru 0 dochází nejprve k nárůstu napětí na horních prvcích (resp. na tranzistoru 0) a poklesu napětí na prvcích spodních (resp. na diodě 4). Po nárůstu napětí na horních prvcích na hodnotu u_{in} a poklesu napětí na spodních prvcích na 0, se otevírá dioda 4 a proud obvodu je přebírán spodními prvky. Proud horními prvky klesá na 0 a všechnen proud bude nakonec protékat pouze spodními prvky. Při předpokladu opačné polarity napětí by komutace vypadala podobně, pouze by proběhla už při zapnutí tranzistoru 5. Prvky maticového měniče jsou tedy

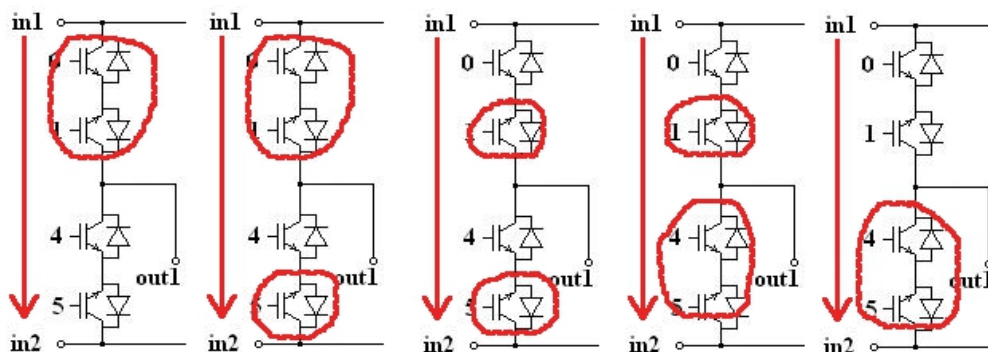
zapínány měkkou komutací a vypínány tvrdou, nebo naopak. Jedná se o podobný stav jako u nepřímých měničů kmitočtu s pulzním usměrňovačem.



Obr. 4.3: Postupné přepínání spínacích poloh pro oddělené řízení pravé a levé větve. Spínání podle smyslu výstupního proudu. Sepnuty jsou zvýrazněné prvky.

4.2 Řízení maticového měniče podle polaroty vstupního napětí

Přepínání spínacích poloh podle napětí lze také rozdělit na levou a pravou větev, obdobně jako pro řízení podle smyslu proudu. Nejprve se sepne prvek, který by mohl vést (tranzistor 5). Poté se vypne prvek, který již nepotřebujeme (tranzistor 0). Následuje zapnutí druhého tranzistoru, který má vést (tranzistor 4) a vypnutí druhého tranzistoru, který vést nemá (tranzistor 1).



Obr. 4.4: Postupné přepínání spínacích poloh pro oddělené řízení pravé a levé větve. Spínání podle polaroty vstupního napětí. Sepnuty jsou zvýrazněné prvky.

4.3 Vyhodnocení polaritý vstupního napětí (smyslu výstupního proudu)

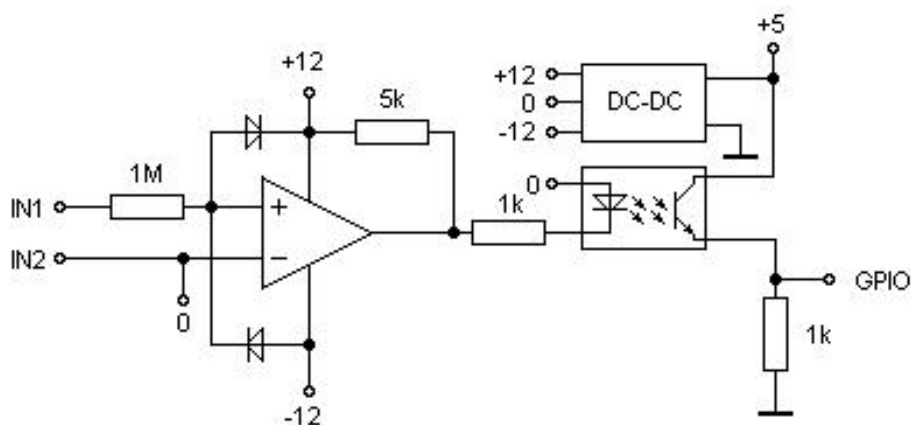
Přesné vyhodnocení polaritý napětí a smyslu proudu je důležitou součástí spínání. Při chybném vyhodnocení smyslu výstupního proudu u řízení podle smyslu proudu, dojde k rozpojení výstupních svorek a vzniku přepětí. Při špatně vyhodnocené polaritě napájecího napětí při řízení podle napětí dojde ke spojení vstupních svorek. Následkem je vyzkratování kondenzátoru vstupního filtru. Problematické je zejména vyhodnocení polaritý v okolí průchodu signálů nulou. Při relativně velkém vstupním napětí je vhodné spínat podle napětí a při relativně velkém výstupním proudu je vhodnější spínání podle proudu. Problém nastává při současném průchodu napětí i proudu nulou. To může nastávat kolem průchodů napájecího napětí nulou nebo při kmitání napětí na kondenzátorech vstupního filtru. Možnou metodou je v takové situaci nespínat vůbec, např. v práci [1], [3] je použito řízení maticového měniče bez vkládání nulových vektorů, s řízením podle polaritý výstupního proudu, s vynecháním přepnutí v 0 napětí. Tento způsob řízení je však možný pouze bez vkládání nulových vektorů (viz dále) a za určitých zjednodušených podmínek.

„Utržení“ i malého induktivního proudu způsobí značná přepětí, která jsou nebezpečná pro polovodičové prvky. Při spínání maticového měniče v blízkosti průchodu vstupního napětí i výstupního proudu nulou je proto vhodnější zvolit řízení podle vstupního napětí, protože zkratování kondenzátoru vstupního filtru, nabitého na napětí kolem 0V nezpůsobí prakticky žádné obtíže. Kondenzátor je navíc zkratován přes 4 polovodičové prvky, což omezuje vybíjecí proud.

Při zapojení měření pomocí čidla napětí, jehož výstup je zapojen na vstup AD převodníku procesoru, dochází k značnému dopravnímu zpoždění. Signál je navíc zarušen. Rušení je možno potlačit filtrací signálu numerickým filtrem v procesoru, což však přináší další zpoždění.

Problém lze vyřešit analogovým detektorem polaritý, jehož výstup je připojen na GPIO pin procesoru. Schéma zapojení je na obr. 4.5.

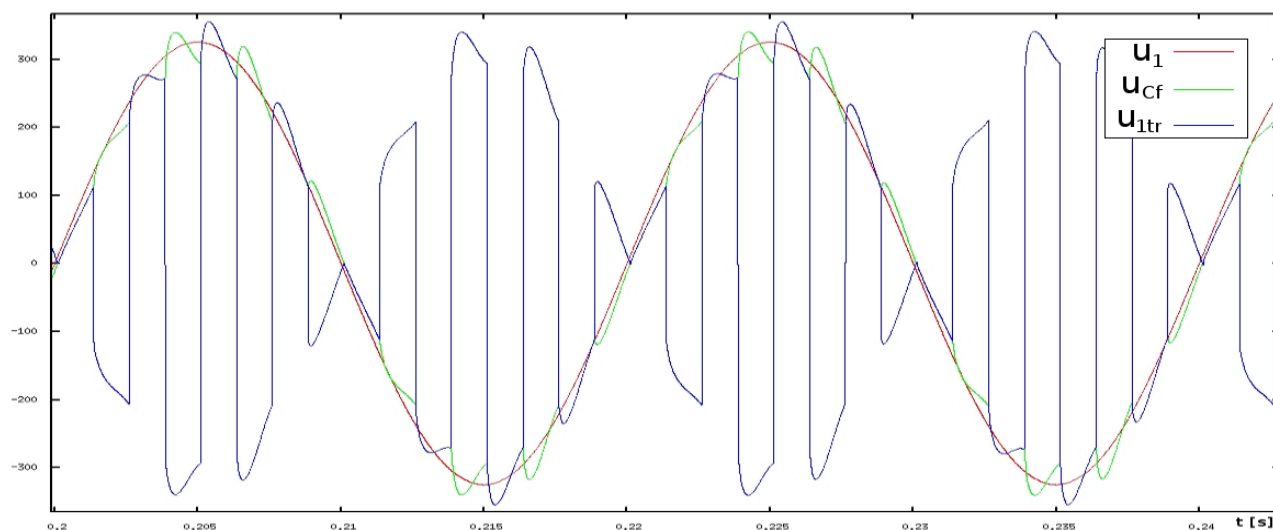
Vstupní signál je oříznut na ± 12 V a zaveden do komparátoru. Výstup komparátoru je zaveden přes optron na GPIO vstup procesoru. Napájecí obvod je oddělen pomocí DC-DC měniče.



Obr. 4.5: Schéma zapojení detektoru polarity napětí.

4.4 Obdélníkové řízení maticového měniče

Jedná se o nejjednodušší metodu řízení maticového měniče. Střídají se zde pouze stavy sepnutí „1“ a „-1“. Na výstup je tedy připojováno napětí kondenzátoru vstupního filtru buď přímo, nebo v opačné polaritě. Frekvence spínání je 400 Hz. Průběhy napětí jsou zobrazeny na obr. 4.6.

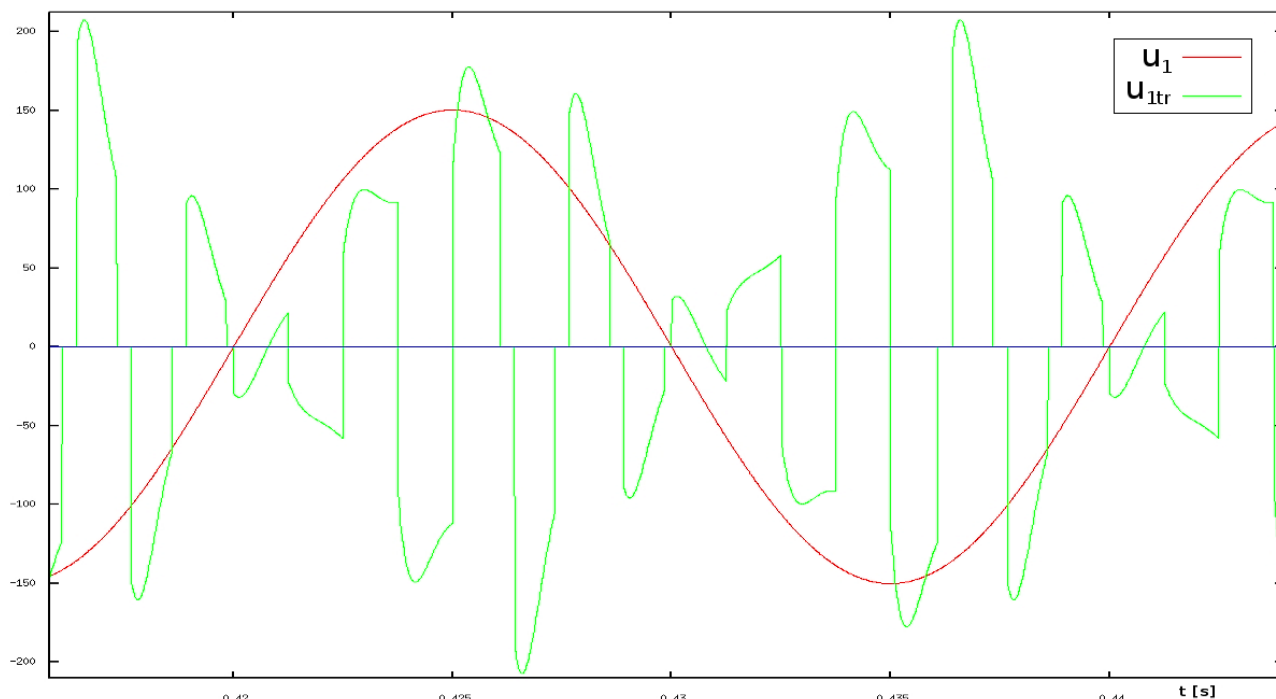


Obr. 4.6: Průběh vstupního trolejového napětí u_1 , napětí na kondenzátorech vstupního filtru u_{Cf} a výstupního napětí maticového měniče u_{1tr} při obdélníkovém řízení maticového měniče.

4.5 Řízení fázového posunu vstupního proudu vkládáním nulových vektorů

Pomocí vkládání nulových vektorů lze řídit fázový posun vstupního proudu oproti vstupnímu trolejovému napětí (dále fáze). Nulovými vektory omezujeme růst, nebo pokles vstupního proudu. Fáze se řídí vkládáním vektorů buď na začátek, nebo na konec půlvlny trolejového napětí. Na obr. 4.7 je zobrazeno řízení fáze z induktivního charakteru na nulu. Je zde znázorněn průběh vstupního trolejového napětí a výstupního napětí maticového měniče. Průběhy

jsou fázově posunuty o napětí na indukčnosti vstupního filtru. Pro regulaci fáze kapacitního charakteru na nulu by se nulové vektory vkládaly z opačného konce půlplny trolejového napětí (tedy ze začátku).



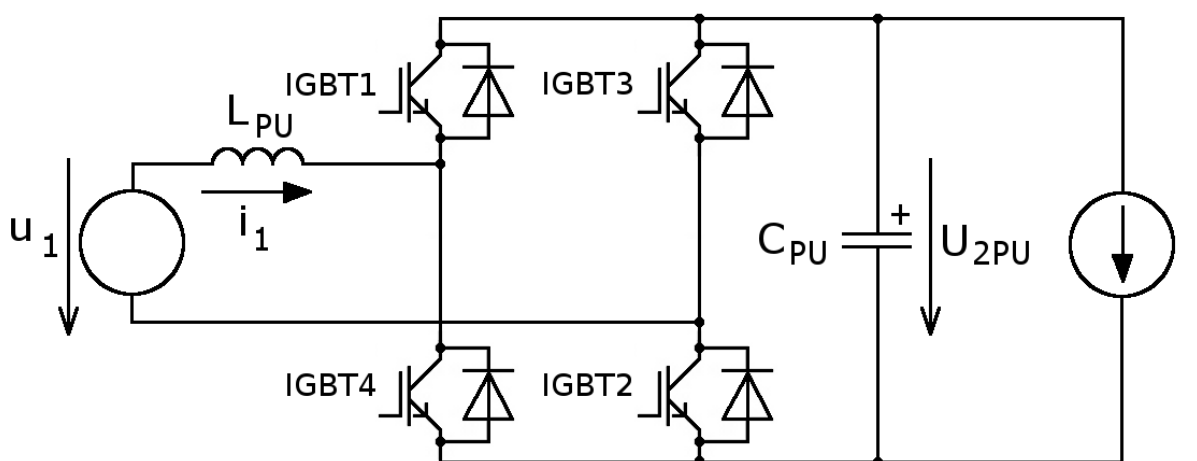
Obr. 4.7: Průběh vstupního trolejového napětí u_1 a výstupního napětí maticového měniče u_{1tr} při řízení fáze vkládáním nulových vektorů.

Při sepnutí nulového vektoru dojde k odpojení vstupního obvodu a zkratování výstupů maticového měniče. Energie naakumulovaná v indukčnosti vstupního filtru L_f se může vybit jedině do kondenzátoru filtru C_f . Nabitý kondenzátor záhy energii vrací zpět. Průběh vstupního proudu tedy začne kmitat rezonanční frekvencí filtru namodulované na 50 Hz složku dodávanou zdrojem do vstupního filtru. Na rozdíl od metod využívajících řízení fázového posunu vstupního proudu pomocí sekundárního měniče, metoda řízení fáze pomocí vkládání nulových vektorů vyžaduje poměrně velké hodnoty prvků vstupního filtru, které jsou navíc závislé na mnoha faktorech. Správné navržení parametrů vstupního filtru je proto klíčovým faktorem pro zmenšení zvlnění vstupního proudu, způsobené vkládáním nulových vektorů. Návrhem optimálních parametrů vstupního filtru se podrobněji zabývá kap. 6.

5 Možnosti řízení pulzního usměrňovače

Pulzní usměrňovač byl připojen na sekundární stranu transformátoru (viz obr. 3.1) pro možnost regulace napájecího napětí sekundárních trakčních střídačů u_{2PU} a pro možnost řízení vstupního trolejového proudu i_1 harmonického a s nastaveným fázovým posunem φ .

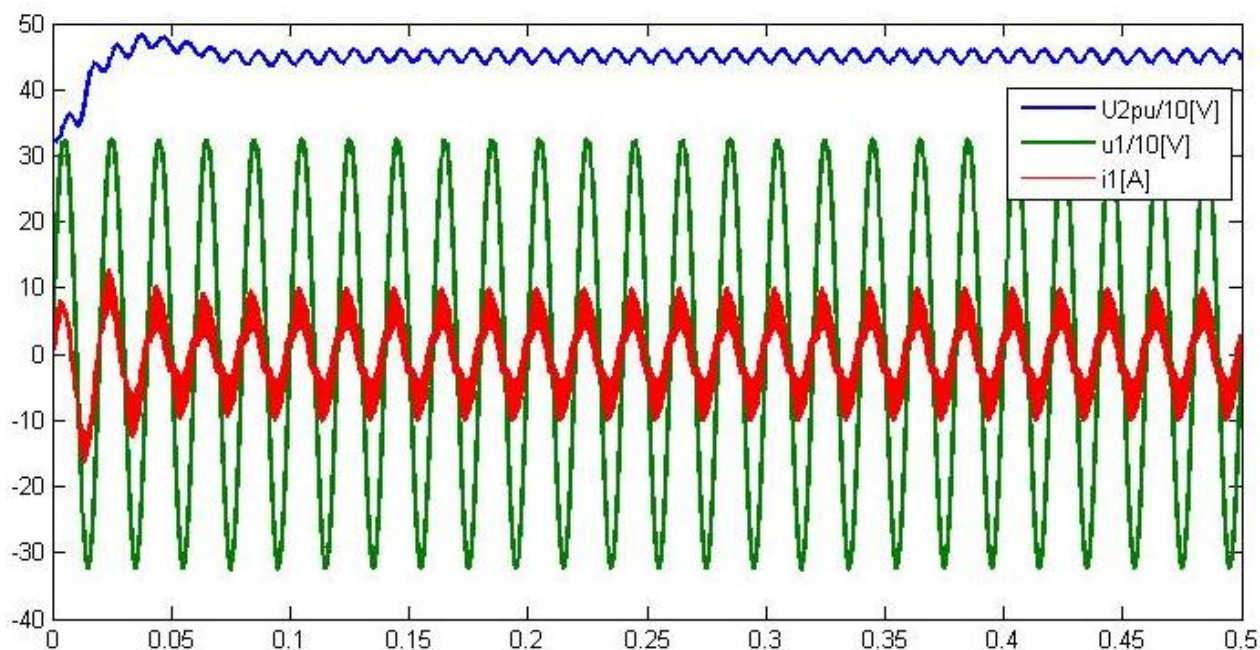
Vezmeme-li v úvahu prakticky obdélníkový průběh napětí s obálkou sinusovky 50 Hz na vstupu pulzního usměrňovače, pak je zřejmé, že bude zapotřebí speciální metody řízení tohoto usměrňovače. V této kapitole bude uveden přehled nejpoužívanějších metod řízení pulzního usměrňovače, s pojednáním o vhodnosti pro danou aplikaci. Pro všechny tyto metody bylo použito schéma zapojení dle obr. 5.1.



Obr. 5.1: Simulační schéma zapojení samotného pulzního usměrňovače do obvodu.

5.1 PWM referenční řízení úhlu ε

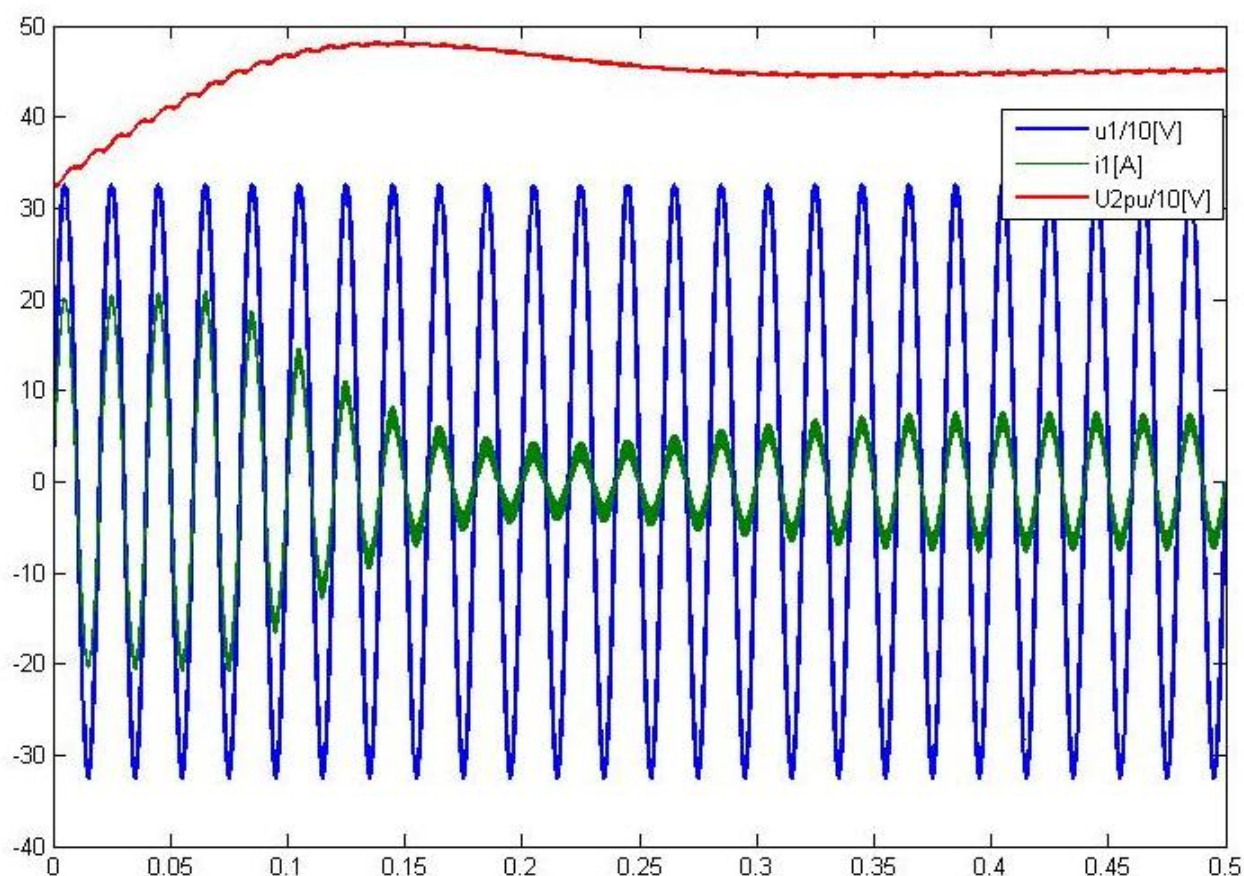
PWM referenční řízení úhlu ε je jedním z nejjednodušších řízení PU. Je však vhodné spíše pro systémy s menší dynamikou. V dynamických systémech se může při tomto způsobu řízení vyskytnout ve střídavém obvodu stejnosměrná složka proudu, která je způsobena změnami požadovaného úhlu ε a tedy i fázového posunu u_v . Další nevýhodou je, že tento způsob řízení lze použít pouze pro harmonické zdroje napájení. Pro námi požadovanou aplikaci je proto nevhodný.



Obr. 5.2: PWM referenční řízení úhlu ε – rozběh při zatížení.

5.2 PWM s PIR regulátorem

Jedná se o robustnější, poměrně jednoduché řízení. Jsou při něm vyřešeny problémy rychlých změn. Regulační algoritmus navíc není příliš ovlivňován rozkmitem napětí na kondenzátoru stejnosměrného obvodu a soustředí se převážně na 1. harmonickou odebíraného proudu. Přidáním bloků (prakticky celých regulátorů) na regulaci vyšších harmonických lze navíc dosáhnout řízení potlačující tyto složky. Tato problematika je naznačena v práci [22]. Stejně jako řízení úhlu ε je však tento způsob regulace použitelný pouze pro harmonické průběhy.

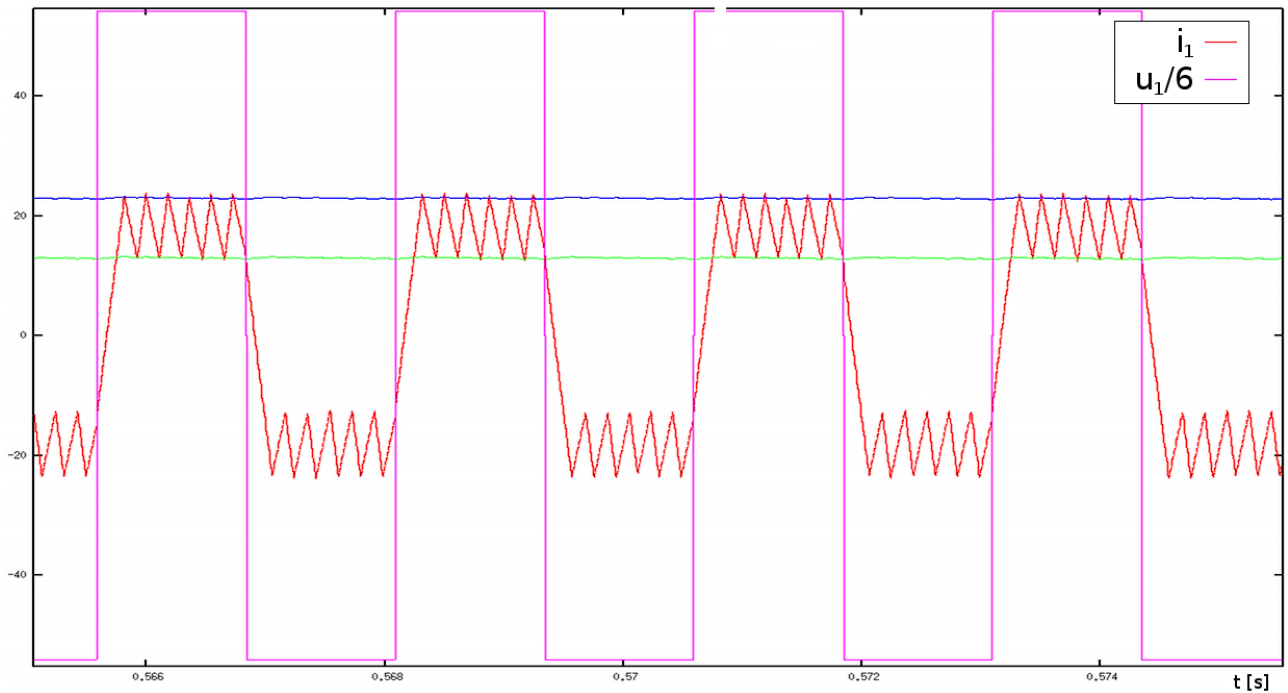


Obr. 5.3: PWM s PIR regulátorem – rozběh při zatížení.

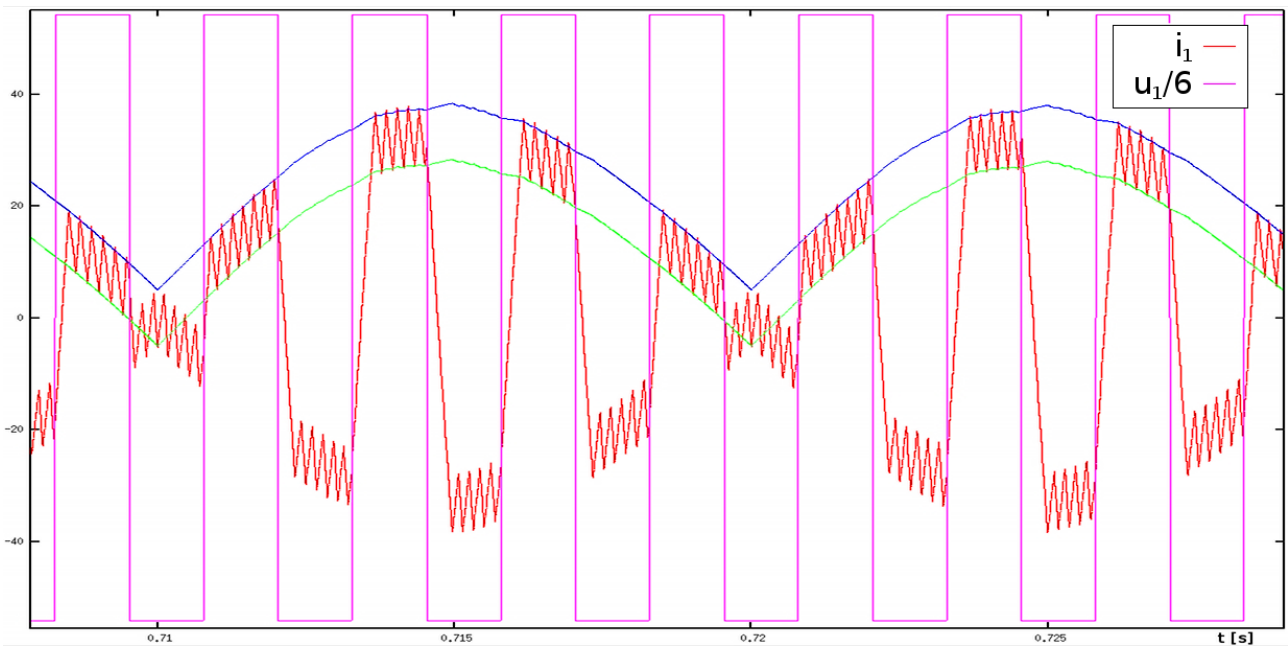
5.3 Dvuhodnotová regulace

Dvuhodnotová regulace využívá přímé regulace proudu a umožňuje odebírat požadovaný tvar proudu i při nepříznivém průběhu napětí. Pro danou aplikaci jsou tyto vlastnosti velmi potřebné. Nevýhodou tohoto řízení je proměnná spínací frekvence. To je zvláště v trakčních aplikacích velkou překážkou. Tato metoda je také velice náročná na vzorkovací frekvenci procesoru. Při malé vzorkovací frekvenci dochází ke značným překmitnutím proudu mimo stanovené meze. Strmost proudu ve směru k horní mezi navíc není stejná jako k mezi spodní. To způsobuje nesymetrické překmitnutí mezí. Pro kladnou polaritu tedy proud překračuje spodní mez více než horní, pro zápornou naopak. To způsobí posunutí kladné půlplny proudu dolů a posunutí záporné půlplny nahoru.

Na níže uvedených průbězích je vidět dobré udržení vstupního proudu v požadovaných mezích při nesinusovém napájecím napětí. Na obr. 5.4 je vidět požadavek na obdélníkový proud. Na obr. 5.5 je vidět požadavek na obdélníkový proud s obálkou 50 Hz. Tento průběh proudu je vyžadován při řízení pulzního usměrňovače napájeného pomocí maticového měniče.



Obr. 5.4: Dvouhodnotová regulace. Obdélníkový požadavek na proud při obdélníkovém napájení.

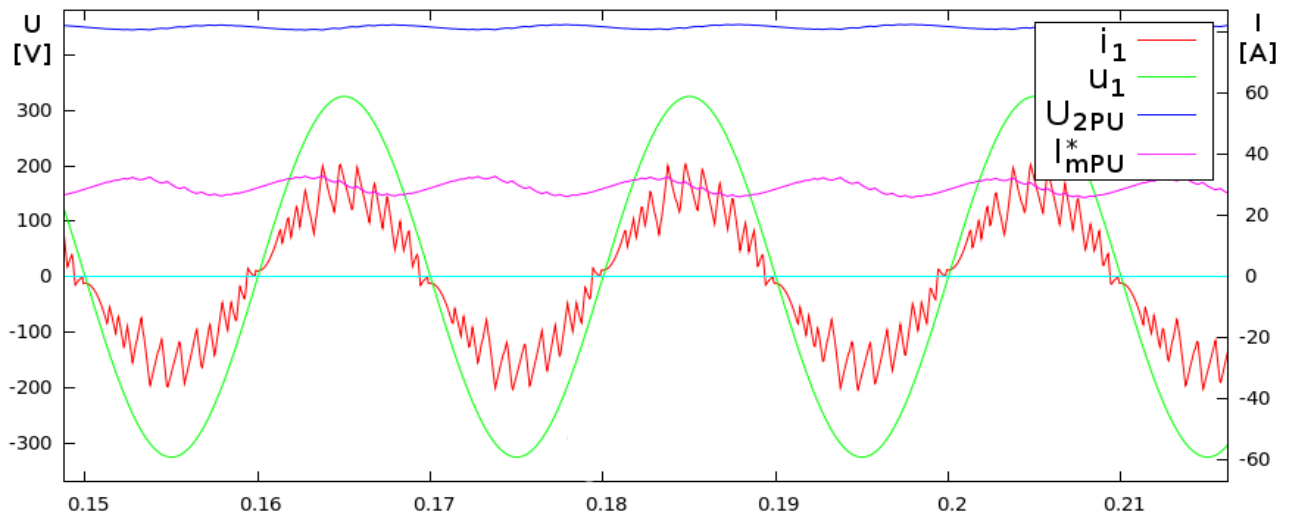


Obr. 5.5: Dvouhodnotová regulace. Obdélníkový požadavek na proud se sinus obálkou 50 Hz při obdélníkovém napájení.

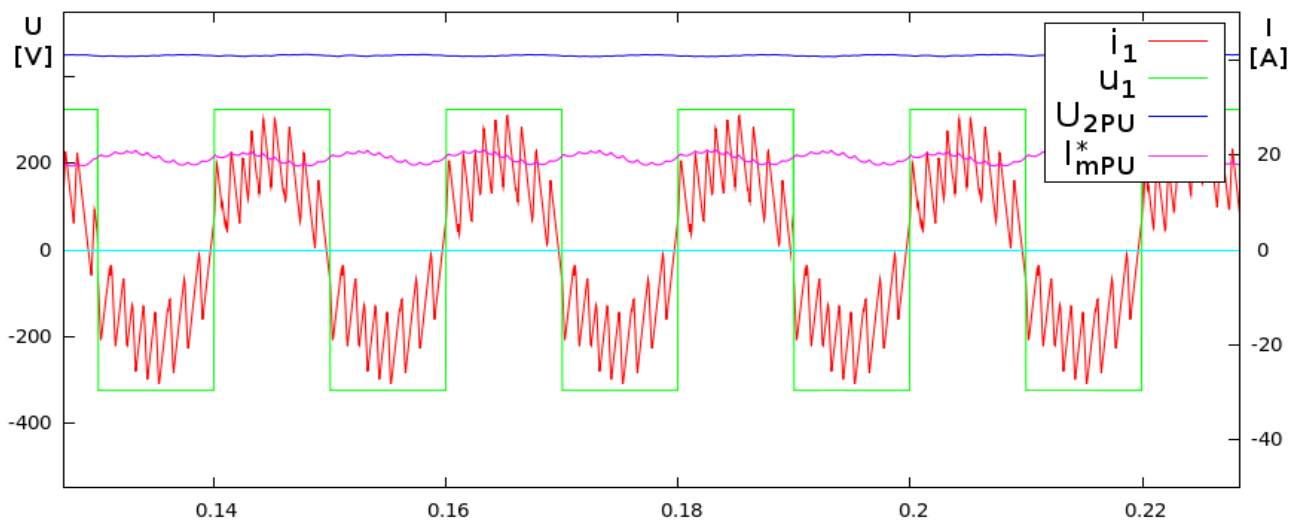
5.4 Delta modulace.

Tato metoda spojuje vlastnosti PWM modulace s dvouhodnotovou. Udržuje konstantní spínací frekvenci, využívá přímé regulace proudu a umožňuje odebírat požadovaný tvar proudu i při nepříznivém průběhu napětí. Je proto vhodným řízením pro tuto aplikaci. V rychlých přechodových stavech má však mnohem horší dynamiku než dvouhodnotové řízení. Pro správnou funkci tedy

vyžaduje mnohem vyšší spínací frekvenci. Na obr. 5.6 je vidět sinusový průběh proudu při sinusovém napájecím napětí. Na obr. 5.7 je zobrazen stejný požadavek při obdélkovém napájení. Je zde dobře vidět, že u tohoto řízení již dochází k značným překmitnutím proudu. To je způsobeno špatným rozhodováním v určitých stavech a následným požadavkem na konstantní spínací frekvenci. Tyto překmitnutí lze částečně omezit predikční smyčkou, ale ani potom nelze dosáhnout řízení proudu v relativně přesně stanovených mezích, jako je tomu u dvouhodnotového řízení.



Obr. 5.6: Delta modulace. Sinusový požadavek na proud při sinusovém napájení. $P = 4,5 \text{ kW}$.



Obr. 5.7: Delta modulace. Sinusový požadavek na proud při obdélkovém napájení. $P = 4,5 \text{ kW}$.

6 Vstupní filtr maticového měniče

Koncepce vstupního filtru použitého v této práci obsahuje indukčnost vstupního filtru L_f a filtrační kondenzátory C_{fa} , C_{fb} na straně před měničem (viz obr. 3.1). Na napájecí soustavu maticového měniče je nahlíženo jako na napěťový zdroj a na výstup maticového měniče jako na proudový. Vstupní svorky proto nelze zkratovat a výstupní rozpojit. Existují i koncepce s kondenzátory na druhé straně maticového měniče, tedy mezi maticovým měničem a středofrekvenčním transformátorem. V této koncepci je na síť nahlíženo jako na proudový zdroj. Tato koncepce vyžaduje větší vyhlazovací indukčnost. Práce se dále zabývá první variantou filtru, ale níže popsaná metoda návrhu filtru může být použita pro obě varianty.

Vstupním filtrem maticového měniče je prakticky netlumený LC obvod. Je zřejmé, že tento filtr bude mít velké tendence kmitat. Problematikou kmitání vstupního filtru maticového měniče se zabývá např. Práce [20], kde je omezení kmitů řešeno připojováním tlumících odporů. To je jednak nevhodné a na trolejovém napětí navíc složité. Dobrou volbou prvků filtru v kombinaci s robustním řízením měničů lze kmity filtru výrazně potlačit.

6.1 Hrubý návrh vstupního filtru maticového měniče

Byla provedena hrubá analýza vstupního filtru maticového měniče. Maticové měniče jsou zapojeny v sériovém uspořádání a používají stejné řízení. Proud protékající prvním maticovým měničem (primárním vinutím a) je přibližně roven proudu protékající druhým maticovým měničem (primárním vinutím b), jak je naznačeno na obr. 6.1. Pro proudy protékající primární vinutí transformátoru je možno napsat vztah:

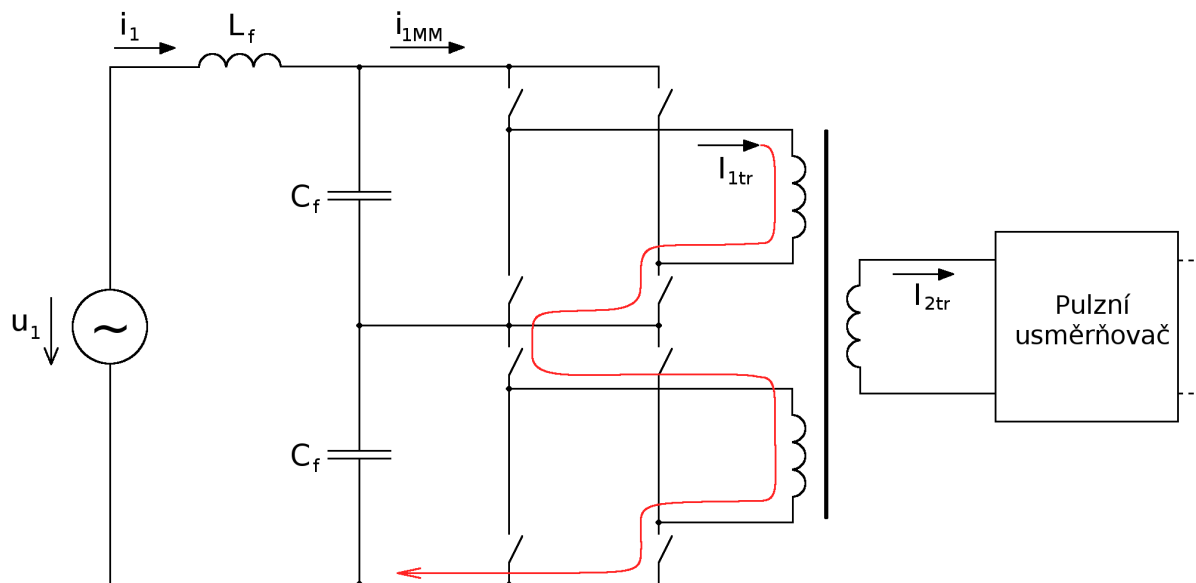
$$I_{1tra} = I_{1trb} = I_{1tr} \quad (6.1)$$

Proud protékající primárními vinutími transformátoru I_{1tr} lze určit ze vztahu:

$$n N_1 I_{1tr} = N_2 I_{2tr} \quad (6.2)$$

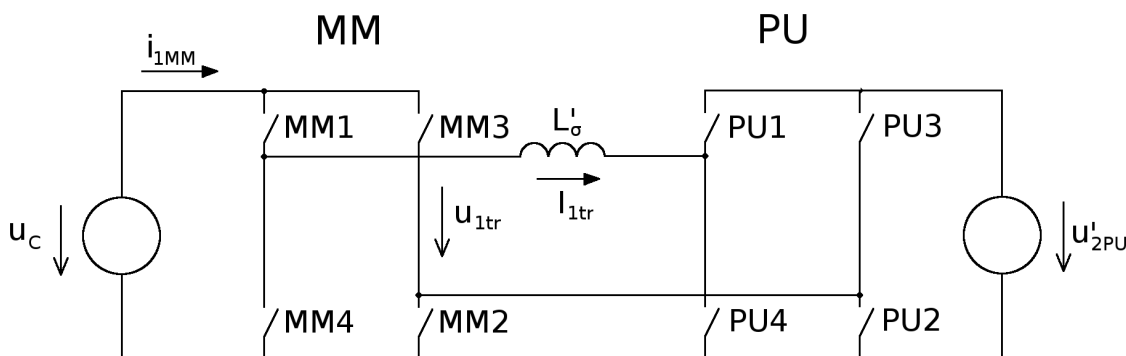
kde n je počet stupňů maticových měničů. V našem případě $n = 2$. Pak lze tedy napsat:

$$I_{1tr} = \frac{N_2}{2N_1} I_{2tr} \quad (6.3)$$



Obr. 6.1: Zjednodušené schéma měniče pohonu vozidla s maticovými měniči.

Maticové měniče mají stejné řízení. Schéma z obr. 6.1 je možno pro popis spínání upravit dle obr. 6.2.

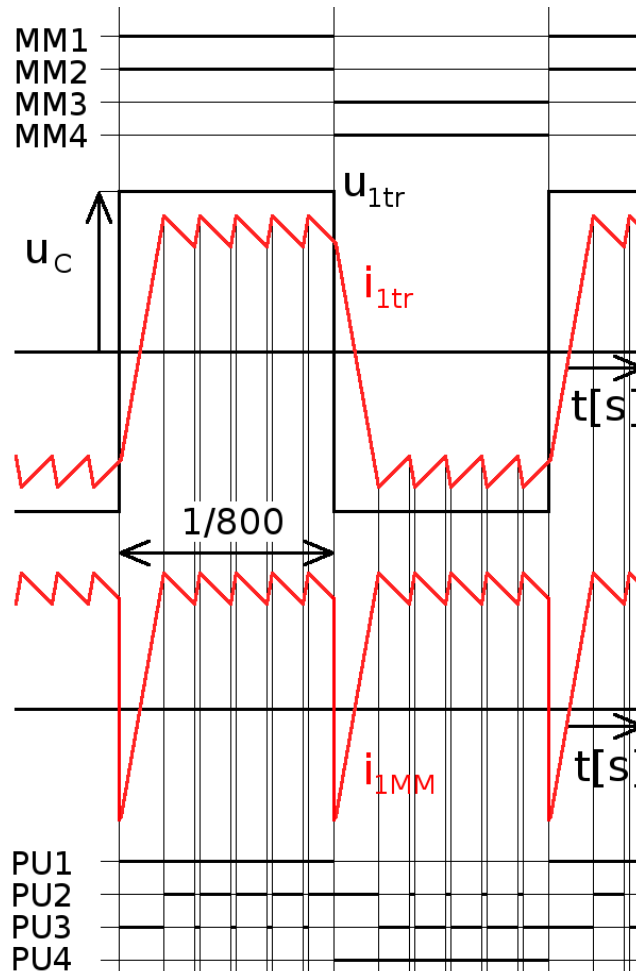


Obr. 6.2: Upravené schéma měniče pohonu vozidla s maticovými měniči pro popis spínání MM a PU.

Jestliže budeme maticové měniče řídit pouze obdélníkovým řízením bez použití nulových vektorů, tedy používat pouze stavy „1“ a „-1“, tak se při přepnutí maticových měničů mezi polohami „1“ a „-1“ energie nahromaděná v indukčnostech transformátoru a v indukčnosti pulzního usměrňovače vybijí do kondenzátorů vstupního filtru. Proud tekoucí do maticových měničů po jejich přepnutí změní svůj smysl. Pulzní usměrňovač nastaví požadavek na opačný smysl proudu a proud do maticových měničů rychle změní svůj smysl na původní. Je zřejmé, že k této situaci dochází při každém přepnutí maticového měniče. Základní harmonická střídavé složky proudu $i_{1\sigma}$ tedy bude mít dvojnásobnou frekvenci, než je spínací frekvence maticových měničů f_{MM} . Tato situace je dobře viditelná ze zjednodušeného spínacího diagramu na obr. 6.3. Reálný spínací diagram musí při spínání zajistit stejné rozložení ztrát na všech tranzistorech. Oscilogram s průběhem tohoto proudu je na obr. 9.19.

$$f_{\sigma} = 2f_{MM} = 800 \text{ Hz}$$

(6.4)

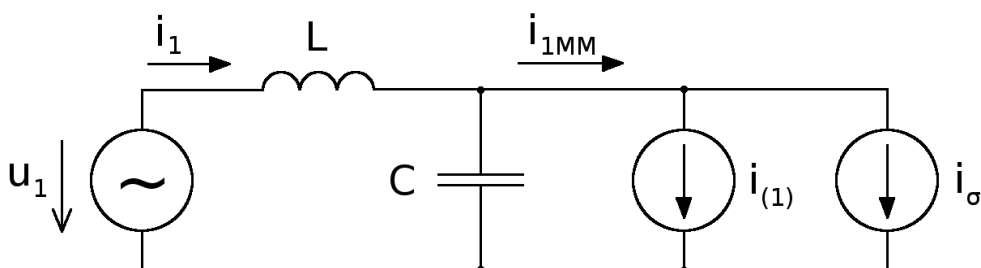


Obr. 6.3: Zjednodušený spínací diagram pro vozidlo s MM a PU dle zapojení na obr. 6.2.

S předpokladem stejných proudů oběma maticovými měniči a stejných kondenzátorů vstupního filtru lze přijmout náhradní schéma dle obr. 6.4. V něm je:

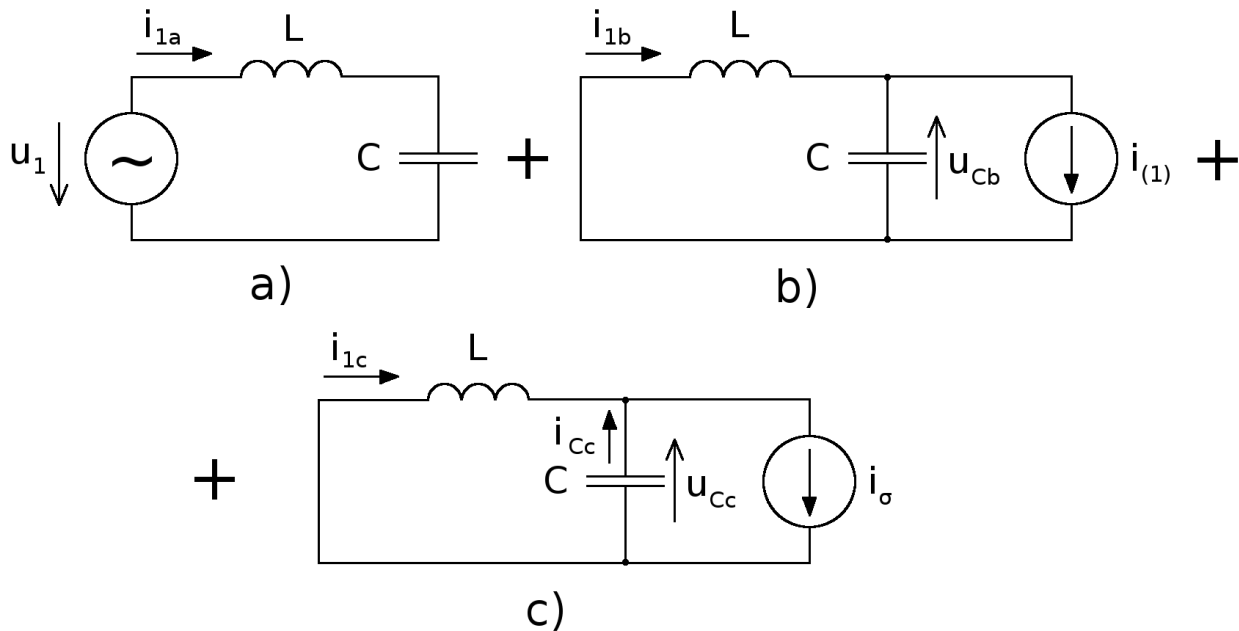
$$L = L_f \tag{6.5}$$

$$C = \frac{C_f}{n} = \frac{C_f}{2} \tag{6.6}$$



Obr. 6.4: Náhradní schéma pohonu s maticovými měniči.

Schéma na obr. 6.4 lze řešit metodou superpozice. Náhradní schéma lze rozdělit na 3 dílčí schémata dle obr. 6.5.



Obr. 6.5: Rozdělení náhradního schéma z obr. 6.4 na dílčí schémata.

Ad a)

Z dílčího náhradní schéma na obr. 6.5 a) lze určit velikost složky i_{1a} . Snahou je vybrat takovou kombinaci prvků L a C , aby byl tento proud co nejmenší. Velikost proudu i_{1a} lze určit ze vztahu:

$$\hat{I}_{1a} = \frac{\hat{U}_1}{j(\omega_1 L - \frac{1}{\omega_1 C})} = j\hat{U}_1 \frac{\omega_1 C}{1 - \omega_1^2 LC} \quad (6.7)$$

kde symbol „^“ značí fázor příslušné veličiny, ω_1 je úhlový kmitočet trolejového napětí.

$$\omega_1 = 2\pi f_1 \quad (6.8)$$

Ad b)

Z dílčího náhradní schématu na obr. 6.5 b) lze určit velikost základní harmonické vnučené složky vstupního proudu. Je snahou, aby vnučená složka $i_{(1)}$ dobře prošla do sítě.

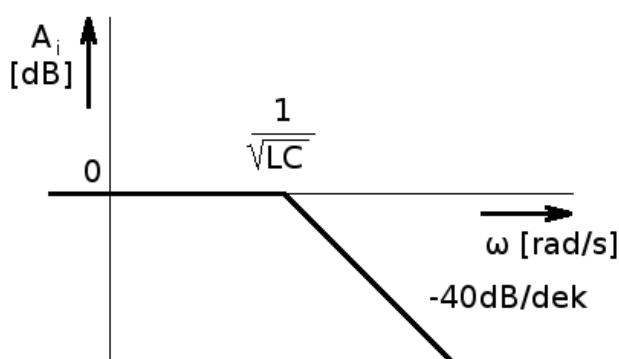
$$\hat{U}_{Cb} = \frac{\hat{I}_{(1)}}{\hat{Y}_{LC}} = \frac{\hat{I}_{(1)}}{j(\omega_1 C - \frac{1}{\omega_1 L})} \quad (6.9)$$

$$\hat{I}_{1b} = \hat{U}_{Cb} \hat{Y}_L = \hat{U}_{Cb} \frac{1}{j\omega_1 L} = -\frac{\hat{I}_{(1)}}{\omega_1^2 LC - 1} \quad (6.10)$$

$$\frac{\hat{I}_{1b}}{\hat{I}_{(1)}} = \frac{1}{1 - \omega_1^2 LC} \quad (6.11)$$

ze vztahu (6.11) lze určit proudové zesílení A_i a nakreslit amplitudovou frekvenční charakteristiku.

$$A_i = 20 \log \frac{|\hat{I}_{1b}|}{|\hat{I}_{(1)}|} \quad (6.12)$$



Obr. 6.6: Amplitudová frekvenční charakteristika A_i .

Z amplitudové charakteristiky na obr. 6.6 je zřejmé, že pro úhlovou frekvenci napájecího napětí vyšší než rezonanční frekvenci vstupního filtru dochází k potlačování vnučené složky $i_{(1)}$. Pro dobrý průchod $i_{(1)}$ vstupním filtrem je nutné splnit podmínku:

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} > 2\pi f_1 \quad (6.13)$$

Ad c)

Dílčí náhradní schéma na obr. 6.5 c) řeší střídavou složku 800 Hz, která je vytvářena důsledkem spínání maticového měniče v kombinaci s pulzním usměrňovačem. Je snahou tuto složku co nejvíce omezit.

$$\hat{U}_{Cc(1)} = \frac{\hat{I}_{\sigma(1)}}{\hat{Y}_{LC}} = \frac{\hat{I}_{\sigma(1)}}{j(\omega_\sigma C - \frac{1}{\omega_\sigma L})} \quad (6.14)$$

$$\hat{I}_{1c(1)} = \hat{U}_{Cc(1)} \hat{Y}_L = \frac{\hat{I}_{\sigma(1)}}{j(\omega_\sigma C - \frac{1}{\omega_\sigma L})} \frac{1}{j\omega_\sigma L} \quad (6.15)$$

$$\frac{\hat{I}_{1c(1)}}{\hat{I}_{\sigma(1)}} = \frac{1}{1 - \omega_{\sigma}^2 LC} \quad (6.16)$$

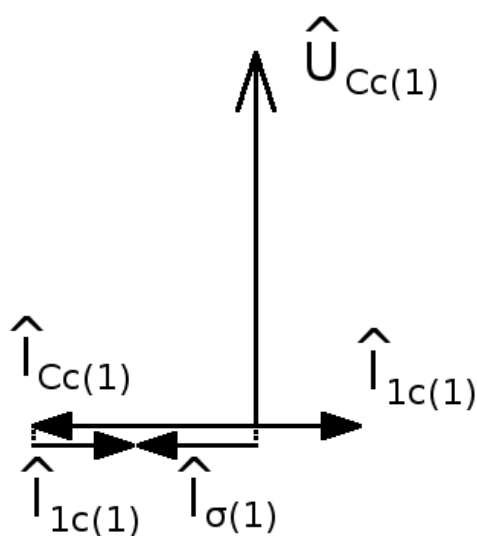
$$A_i = 20 \log \frac{|\hat{I}_{1c(1)}|}{|\hat{I}_{\sigma(1)}|} \quad (6.17)$$

Ze vztahů (6.16) a (6.17) je patrné, že amplitudová charakteristika zesílení střídavé složky 800 Hz bude mít stejný tvar jako charakteristika na obr. 6.6. Při hodnotách rezonanční frekvence vstupního filtru nižších než 800 Hz dochází k útlumu složky $i_{\sigma(1)}$. Pro potlačení složky 800 Hz musí být splněna podmínka:

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} < 2\pi f_{\sigma} = 2\pi 2f_{MM} \quad (6.18)$$

Podle schématu obr. 6.5 c) platí:

$$\hat{I}_{Cc(1)} = \hat{I}_{\sigma(1)} - \hat{I}_{1c(1)} \quad (6.19)$$



Obr. 6.7: Fázorový diagram pro schéma dle obr. 6.5 c).

Z fázorového diagramu na obr. 6.7 je zřejmé, že složka proudu i_{1c} zvětšuje střídavou složku procházející větví kondenzátoru C. Je zde proto snaha tuto složku potlačit. Tedy aby:

$$\frac{|\hat{I}_{1c(1)}|}{|\hat{I}_{Cc(1)}|} \rightarrow 0 \quad (6.20)$$

Dále lze odvodit závislost:

$$\hat{I}_{Cc(1)} = \hat{U}_{Cc(1)} \hat{Y}_c \quad (6.21)$$

Po dosazení vztahu (6.14) do (6.21) vychází:

$$\hat{I}_{Cc(1)} = \frac{\hat{I}_{\sigma(1)}}{j(\omega_{\sigma}C - \frac{1}{\omega_{\sigma}L})} j\omega_{\sigma}C \quad (6.22)$$

$$\hat{I}_{Cc(1)} = \frac{\omega_{\sigma}^2 LC}{\omega_{\sigma}^2 LC - 1} \hat{I}_{\sigma(1)} \quad (6.23)$$

Úpravou vztahu (6.15) lze určit:

$$\hat{I}_{1c(1)} = -\frac{\hat{I}_{\sigma(1)}}{\omega_{\sigma}^2 LC - 1} \quad (6.24)$$

Zavede-li se:

$$\omega_{\sigma} = k \omega_{rez} = \frac{k}{\sqrt{LC}} \quad (6.25)$$

pak lze odvodit následující závislost

$$|\hat{I}_{1c(1)}| = |\hat{I}_{\sigma(1)}| \frac{1}{k^2 - 1} \quad \text{kde } k > 1 \quad (6.26)$$

$$|\hat{I}_{Cc(1)}| = |\hat{I}_{\sigma(1)}| \frac{k^2}{k^2 - 1} \quad (6.27)$$

$$\frac{|\hat{I}_{1c(1)}|}{|\hat{I}_{Cc(1)}|} = \frac{1}{k^2} \quad (6.28)$$

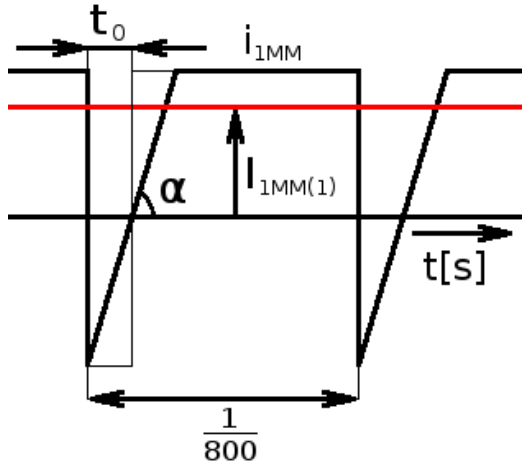
Ze vztahu (6.28) vyplývá:

$$\frac{|\hat{I}_{1c(1)}|}{|\hat{I}_{Cc(1)}|} < 0,1 \quad \text{pro } k > 3,2 \quad (6.29)$$

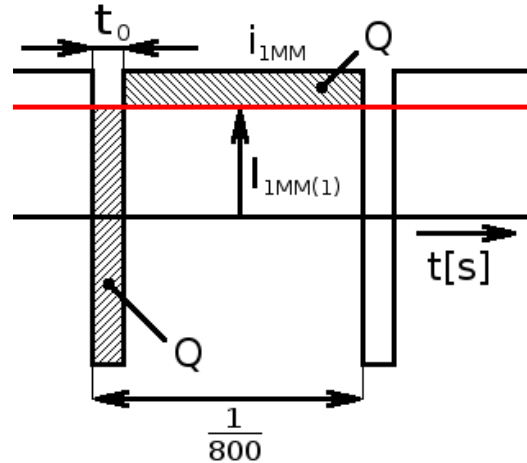
Pro efektivní potlačení 800 Hz složky proudu je vhodné volit rezonanční frekvenci vstupního filtru ω_{rez} alespoň $3 \times$ menší než ω_{σ} . Při splnění této podmínky je možno složku $I_{1c(1)}$ zanedbat.

Velikost kondenzátoru vstupního filtru lze vypočítat ze znalosti průběhu vstupního proudu maticových měničů i_{IMM} . Největší rozkmit proudu i_{IMM} a střídavé složky napětí na kondenzátoru

kolem základní harmonické bude v okolí amplitudy proudu i_{1MM} . Jestliže vstupní filtr vyhovuje pro stav, kdy $i_{1MM} = I_{1MMmax}$, pak vyhovuje i pro menší hodnoty proudu i_{1MM} . Pro výpočet lze průběh proudu upravit dle obr. 6.8. Tento průběh je možno ještě zjednodušit dle obr. 6.9.



Obr. 6.8: Upravený průběh proudu i_{1MM} pro výpočet kapacity kondenzátoru vstupního filtru.



Obr. 6.9: Zjednodušený průběh proudu i_{1MM} pro výpočet kapacity kondenzátoru vstupního filtru.

Kapacitu kondenzátoru lze určit ze vztahu:

$$C = \frac{Q}{\Delta u_C} \quad (6.30)$$

Kde Δu_C je rozkmit střídavé složky napětí kondenzátoru kolem základní harmonické.

Z obr. 6.9 je možno určit Q :

$$Q \doteq 2 t_0 I_{1MM(1)} \quad (6.31)$$

Z obr. 6.8 lze přibližně vypočítat t_0 . Použitá indukčnost pulzního usměrňovače L_{PU} je několiknásobně větší, než rozptyly transformátoru. Pro hrubý výpočet lze tedy rozptyly transformátoru zanedbat a počítat pouze s L'_{PU} (L_{PU} přepočítaná na primární stranu transformátoru). Ve standardních vícesystémových trakčních vozidlech s pulzním usměrňovačem bývá tato indukčnost často tvořena pouze rozptyly transformátoru, které jsou záměrně větší než pro vozidla střídavé trakce bez PU. Detailním návrhem L_{PU} se zabývá práce [24].

$$t_0 \doteq \frac{I_{1MM(1)} L'_{PU}}{U_C} \quad (6.32)$$

V práci je použit transformátor $2 \times 450 / 700$ V. Poměry vstupního a výstupního napětí jsou voleny:

$$U_{Cmax} \doteq 0,75 U'_{2PU} \quad (6.33)$$

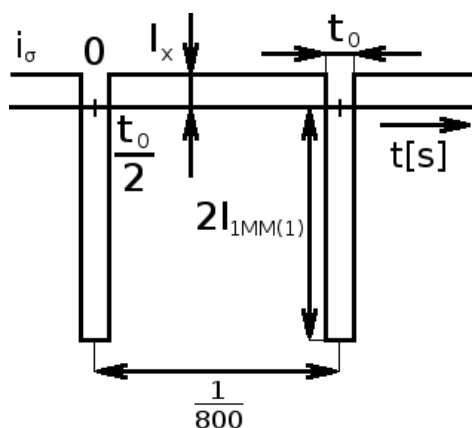
Při respektování převodu transformátoru a po dosazení vztahu (6.33) do (6.32) lze napsat:

$$t_0 \doteq \frac{I_{1MM(1)} L_{PU} \left(\frac{n N_1}{N_2} \right)^2}{0,75 U_{2PU} \left(\frac{n N_1}{N_2} \right)} \doteq \frac{1,7 I_{1MM(1)} L_{PU}}{U_{2PU}} \quad (6.34)$$

Pro zvolené parametry vychází při požadovaném maximálním poměrném rozkmitu napětí na kondenzátoru filtru 10 %:

$$t_0 \doteq 9 \cdot 10^{-5} \text{ s} \Rightarrow C \doteq 15 \mu \text{ F} \Rightarrow C_f \doteq 30 \mu \text{ F}$$

Z rozdílu průběhů i_{1MM} a $I_{1MM(1)}$ lze vypočítat amplitudu základní harmonické střídavé složky 800 Hz $I_{\sigma(1)max}$. Základní harmonickou lze určit pomocí Fourierovy řady z přibližného průběhu proudu i_σ zobrazeného na obr. 6.10.



Obr. 6.10: Přibližný průběh proudu i_σ .

Proud I_x lze vypočítat z podmínky rovností ploch nad časovou osou a z ploch pod ní. Platí:

$$2 I_{1MM(1)} t_0 = I_x \left(\frac{1}{800} - t_0 \right) \Rightarrow I_x = 2 I_{1MM(1)} \frac{800 t_0}{1 - 800 t_0} \quad (6.35)$$

Ze stejné podmínky plyne, že střední hodnota tohoto průběhu je rovna 0. Při volbě $t = 0$ ve středu záporného pulzu podle obr. 6.10 vychází $i_\sigma(t)$ jako funkce sudá. Amplituda základní harmonické proudu $i_{\sigma(1)}$ je:

$$I_{\sigma(1)max} = \frac{2}{T} \int_0^T i_\sigma(t) \cos(\omega_\sigma t) dt \quad (6.36)$$

$$I_{\sigma(1)max} = \frac{4 I_{1MM(1)}}{(800 t_0 - 1) \pi} \sin(800 \pi t_0) \quad (6.37)$$

Při $t_0 \doteq 9 \cdot 10^{-5} \text{ s}$ je $I_{\sigma(1)max} \doteq 0,3 I_{1MM(1)}$.

Rozkmit střídavé složky proudu i_l kolem své základní harmonické Δi_l je přibližně možno určit ze vztahu (6.26):

$$\Delta i_1 \doteq 2 |\hat{I}_{1c(1)}| = 2 I_{\sigma(1)max} \frac{1}{k^2 - 1} \quad (6.38)$$

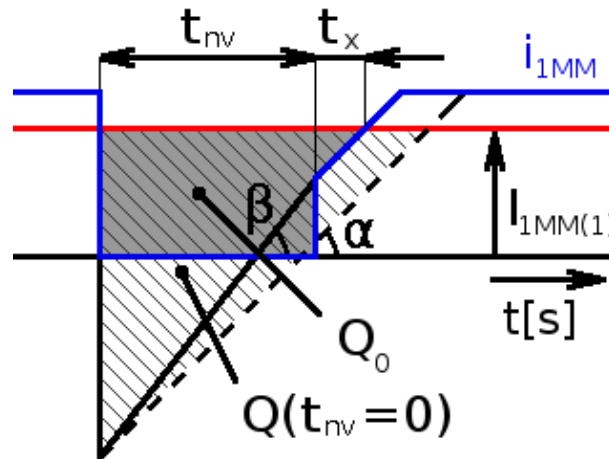
Pro žádanou velikost Δi_l lze určit k . Při znalosti k je možno určit L , známe-li C .

Pro námi zvolené parametry a požadovaný rozkmit vstupního proudu $\Delta i_1 = 0,1 I_{1MM(1)}$ vychází $k \doteq 2,5$. Pro splnění podmínky (6.29) je nutno zvolit $k = 3,2$. Úpravou vzorce (6.25) lze vypočítat L :

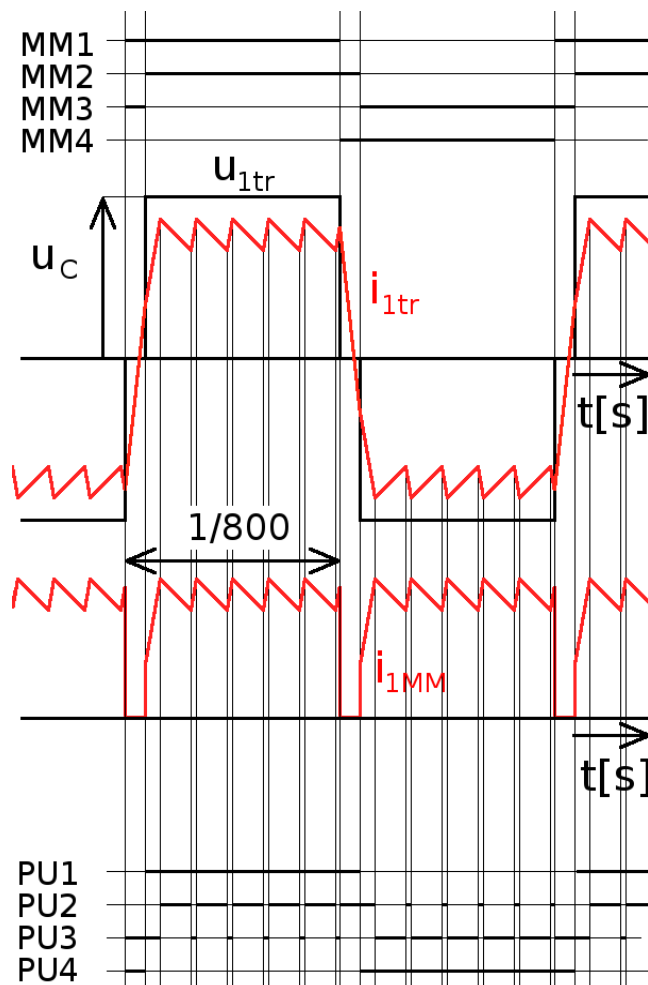
$$L = \frac{k^2}{\omega_\sigma^2 C} \quad (6.39)$$

Po dosazení lze určit $L = L_f = 14 \text{ mH}$.

Další možností, jak snížit nároky na vstupní filtr maticového měniče, je metoda vkládání nulových vektorů. Na rozdíl od metody řízení fázového posunu proudu pomocí vkládání NV (kap. 4.5) jsou zde, výrazně kratší, nulové vektory vkládány při každém přepnutí maticového měniče. Komutace maticového měniče ze stavu „1“ do stavu „-1“ a naopak, vždy na chvíli prochází stavem sepnutí „0“. Sekundární pulzní usměrňovač mezitím změnil polaritu požadovaného sekundárního proudu a proud tekoucí indukčností pulzního usměrňovače i_{2tr} překomutuje ve stavu $s = 0$ a nevybije se do kondenzátorů vstupního filtru. Kondenzátory vstupního filtru prochází pouze proud i_l . Při přepínání pouze mezi polohami „1“ a „-1“ je změna polarity proudu tekoucího transformátorem I_{1tr} urychlována napětím u_C . Ve stavu $s = 0$ je urychlováno napětím u'_{2PU} . Změna polarity proudu I_{1tr} bude proto rychlejší. Situace je znázorněna na obr. 6.11, kdy po čas t_{nv} byl sepnut nulový vektor. Na obr. 6.12 je zobrazen spínací diagram tohoto řízení.



Obr. 6.11: Upravený průběh proudu i_{1MM} s nulovými vektory.



Obr. 6.12: Zjednodušený spínací diagram pro vozidlo s MM a PU dle zapojení na obr. 6.2. Spínání s vkládáním nulových vektorů.

Z obr. 6.11 lze určit strmost nárůstu proudu i_{1tr} při řízení bez vkládání nulových vektorů δ_α a strmost nárůstu proudu i_{1tr} při sepnutí nulového vektoru δ_β .

$$\delta_{\alpha} = \frac{U_C}{L_{PU}^1} \quad (6.40)$$

Při zavedení vztahu (6.33) do (6.40) lze určit:

$$\delta_{\alpha} = \frac{0,75 U_{2PU}^1}{L_{PU}^1} \quad (6.41)$$

$$\delta_{\beta} = \frac{U_{2PU}^1}{L_{PU}^1} \quad (6.42)$$

Přibližně také platí vztah:

$$t_{nv} \delta_{\beta} + t_x \delta_{\alpha} = 2 I_{1MM(1)} \quad (6.43)$$

Dosazením vztahů (6.41) a (6.42) do (6.43) lze vypočítat t_x :

$$t_x = \frac{4(2 I_{1MM(1)} L_{PU}^1 - U_{2PU}^1 t_{nv})}{3 U_{2PU}^1} \quad (6.44)$$

Z obr. 6.11 lze určit náboj Q_0 :

$$Q_0 = I_{1MM(1)} t_{nv} + \frac{1}{2} t_x (2 I_{1MM(1)} - t_{nv} \delta_{\beta}) \quad (6.45)$$

$$Q_0 = \frac{8 I_{1MM(1)}^2 L_{PU}^2 - 5 I_{1MM(1)} L_{PU}^1 U_{2PU}^1 t_{nv} + 2 U_{2PU}^2 t_{nv}^2}{3 L_{PU}^1 U_{2PU}^1} \quad (6.46)$$

Pomocí derivace vztahu (6.46) lze najít extrémy funkce $Q_0 = f(t_{nv})$:

$$\frac{dQ_0}{dt_{nv}} = \frac{4 U_{2PU}^1 t_{nv} - 5 I_{1MM(1)} L_{PU}^1}{3 L_{PU}^1} = 0 \quad (6.47)$$

$$t_{nvopt} = \frac{5 I_{1MM(1)} L_{PU}^1}{4 U_{2PU}^1} \quad (6.48)$$

$$\frac{d^2 Q_0}{dt_{nv}^2} = \frac{4 U_{2PU}^1}{3 L_{PU}^1} > 0 \quad (6.49)$$

Ze vztahů (6.48), (6.49) plyne, že funkce $Q_0 = f(t_{nv})$ má minimum v bodě $t_{nv} = t_{nvopt}$. Dosazením vztahu (6.48) do (6.46) lze vypočítat velikost Q_0 při $t_{nv} = t_{nvopt}$.

$$Q_{0min} = \frac{13}{8} \frac{I_{1MM(1)}^2 L_{PU}^1}{U_{2PU}^1} \quad (6.50)$$

Z obr. 6.11 lze určit velikost náboje při řízení bez vkládání nulových vektorů $Q(t_{nv} = 0)$:

$$Q(t_{nv}=0) = \frac{8}{3} \frac{I_{1MM(1)}^2 L_{PU}'}{U_{2PU}'} \quad (6.51)$$

Porovnáním vztahů (6.50) a (6.51) vychází:

$$Q_{0min} \doteq 0,6 Q(t_{nv}=0) \quad (6.52)$$

Ze vztahu (6.52) je vidět, že tato metoda spínání maticového měniče má zásadní vliv na velikost prvků vstupního filtru a na snížení harmonického zkreslení vstupního trolejového proudu.

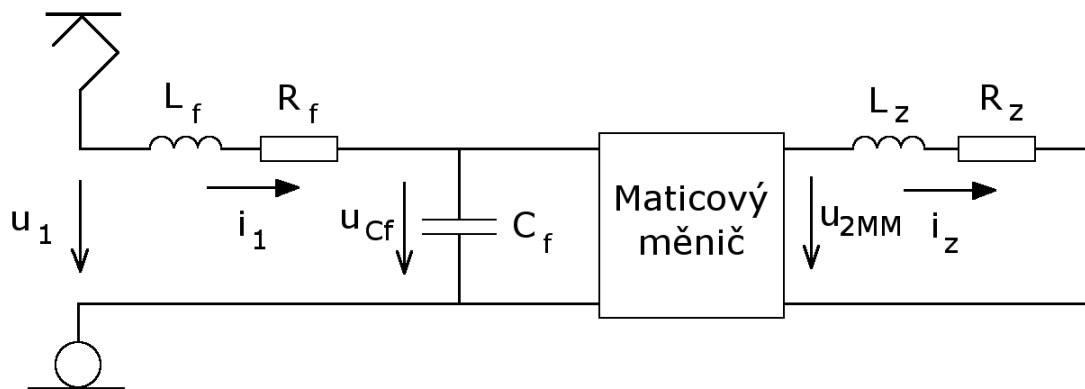
Další možností řízení pulzního usměřovače je spínání s pomocí napětí kondenzátoru PU u_{2PU} , kdy je maticový měnič řízen bez vkládání nulových vektorů a po každém přepnutí mezi polohami „1“ a „-1“ je sepnuta taková kombinace tranzistorů PU, při které dojde k sériovému spojení napětí U_C a U'_{2PU} . Po nárůstu proudu na požadovanou hodnotu dojde k přepnutí na řídicí algoritmus dle obr. 6.3. Při přepínání poloh maticových měničů je využito napětí na obou kondenzátorech. Tím je dosaženo rychlejšího přechodu proudu i_{1tr} , tedy i nižších nároků na velikost prvků vstupního filtru. Strmost nárůstu proudu při tomto řízení je:

$$\delta_y = \frac{U_C + U'_{2PU}}{L_{PU}'} \quad (6.53)$$

Velikost náboje ušetřeného touto metodou je však nižší v porovnání s výše uvedenou variantou vkládání nulových vektorů.

6.2 Aspekty ovlivňující zvlnění vstupního proudu a říditelnost maticového měniče

Z předcházející kapitoly je zřejmé, že spínání pulzního usměřovače zrychluje přechody proudu i_{1MM} při přepínání maticových měničů. Tím se snižuje velikost náboje, který musí pojmout kondenzátory vstupního filtru a snižují se tím i nároky na velikost prvků vstupního filtru. V další části bude řešena možnost návrhu vstupního filtru maticového měniče pro zapojení dle obr. 6.13, tedy pouze jeden modul maticového měniče, bez středofrekvenčního transformátoru a sekundárního pulzního usměřovače. Simulace byly prováděny v jazyce C a ověřovány v Matlabu (Simulink, Plecs) a experimentálně. Grafy byly vykresleny v programu Gnuplot. Při výpočtech nebyl zahrnut vliv přechodných spínacích poloh řešený v kap. 4, protože z hlediska simulací nemá význam (jak již bylo řečeno, samotná komutace je velmi rychlá). Dále nebyl zahrnut vliv úbytků na tranzistorech. Odpor R_f je pouze vlastním odporem indukčnosti L_f a byl volen podle naměřeného odporu (cca 0,5 Ω).



Obr. 6.13: Simulační schéma zapojení maticového měniče do obvodu.

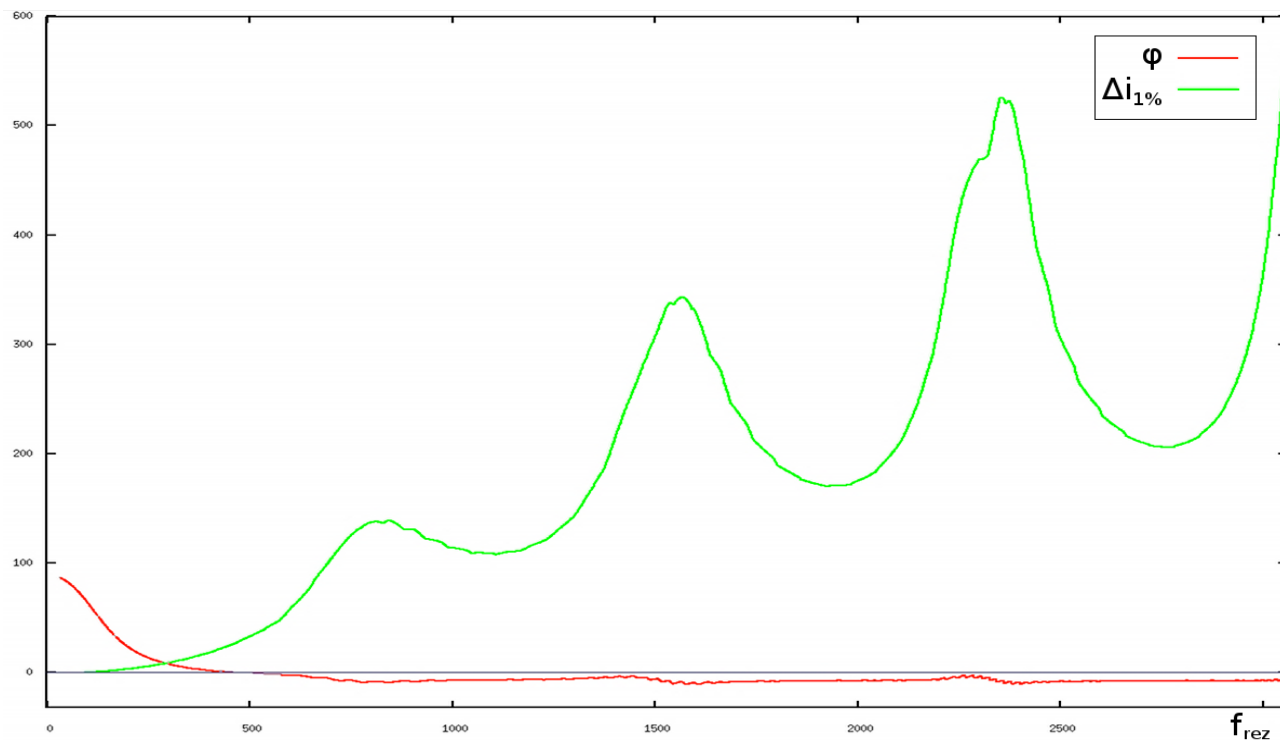
Kmitání vstupního proudu kolem základní harmonické způsobuje nejen odebrání vyšších harmonických, ale také značná přepětí na kondenzátorech vstupního filtru. Je zde proto velká snaha o potlačení těchto kmitů. Pokud budeme brát v úvahu zapojení bez sekundárního měniče, pak je jediným zdrojem kmitů vstupní LC filtr. Velikost prvků vstupního filtru je závislá na mnoha faktorech:

- Rezonanční frekvence vstupního filtru
- Požadované zatížení
- Možná změna indukčnosti filtru
- Metoda řízení

Při hodnotách rezonančního kmitočtu filtru blízcích se dvojnásobkům spínací frekvence maticového měniče (2×400 Hz) roste zvlnění vstupního proudu (myšlen je rozkmit proudu kolem základní harmonické). Rezonanční frekvenci filtru je proto nutno volit minimálně $3 \times$ menší než dvojnásobek spínací frekvence, jinak hrozí velké kmitání vstupního proudu a omezení říditelnosti fáze. Větší indukčnost filtru potlačuje zvlnění proudu, ale zvýší velikost zvlnění na kondenzátoru vstupního filtru, čímž může dojít naopak k nárůstu zvlnění vstupního proudu. Podobný vliv má i změna zátěže. Dále musíme vzít v potaz, že součástí indukčnosti vstupního filtru je i indukčnost troleje. To platí zejména v sítích 50 Hz (v sítích 16,7 Hz je výsledná reaktance nižší). Indukčnost troleje je cca 1 mH / km. Maximální délky napájených úseků v ČR jsou cca do 60 km. Musíme tedy brát v úvahu indukčnost troleje v rozmezí 0–30 mH. Další významný aspekt, se kterým je nutno počítat, je i samotná metoda řízení.

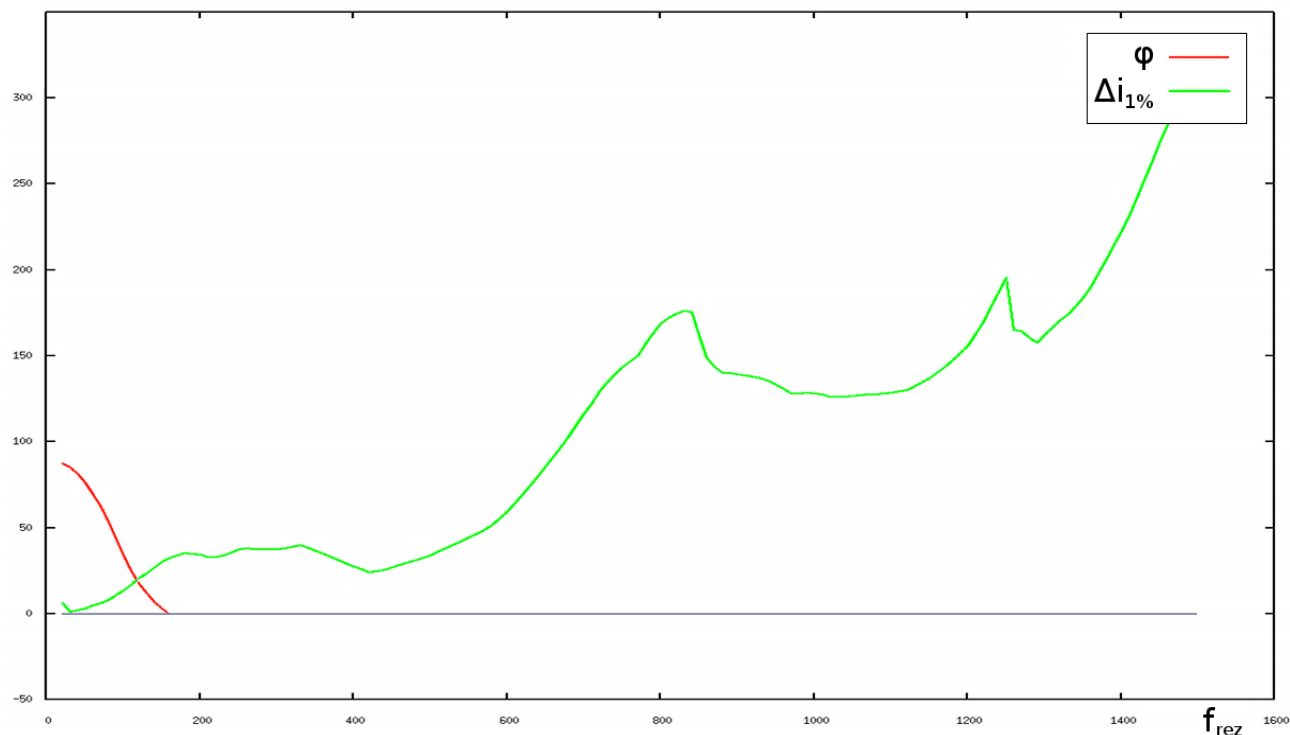
Na obr. 6.14 je zobrazen průběh zvlnění vstupního proudu a fáze v závislosti na rezonanční frekvenci vstupního filtru. Pro simulaci byla použita pevná hodnota kapacity kondenzátoru vstupního filtru. Při hodnotách rezonančního kmitočtu filtru blízcích se dvojnásobkům spínací

frekvence maticového měniče dosahují vyšší harmonické proudy větších hodnot než 1. harmonická. Na obr. 6.15 je tento průběh zobrazen při řízení fáze pomocí vkládání nulových vektorů. Je zde vidět možnost regulování fáze i pro vyšší rezonanční frekvence vstupního filtru, ovšem zvlnění proudu pro vyšší rezonanční frekvence zůstává stále neúnosné. Na obr. 6.16 je zobrazeno zvlnění vstupního proudu a fáze pro sníženou zátěž.



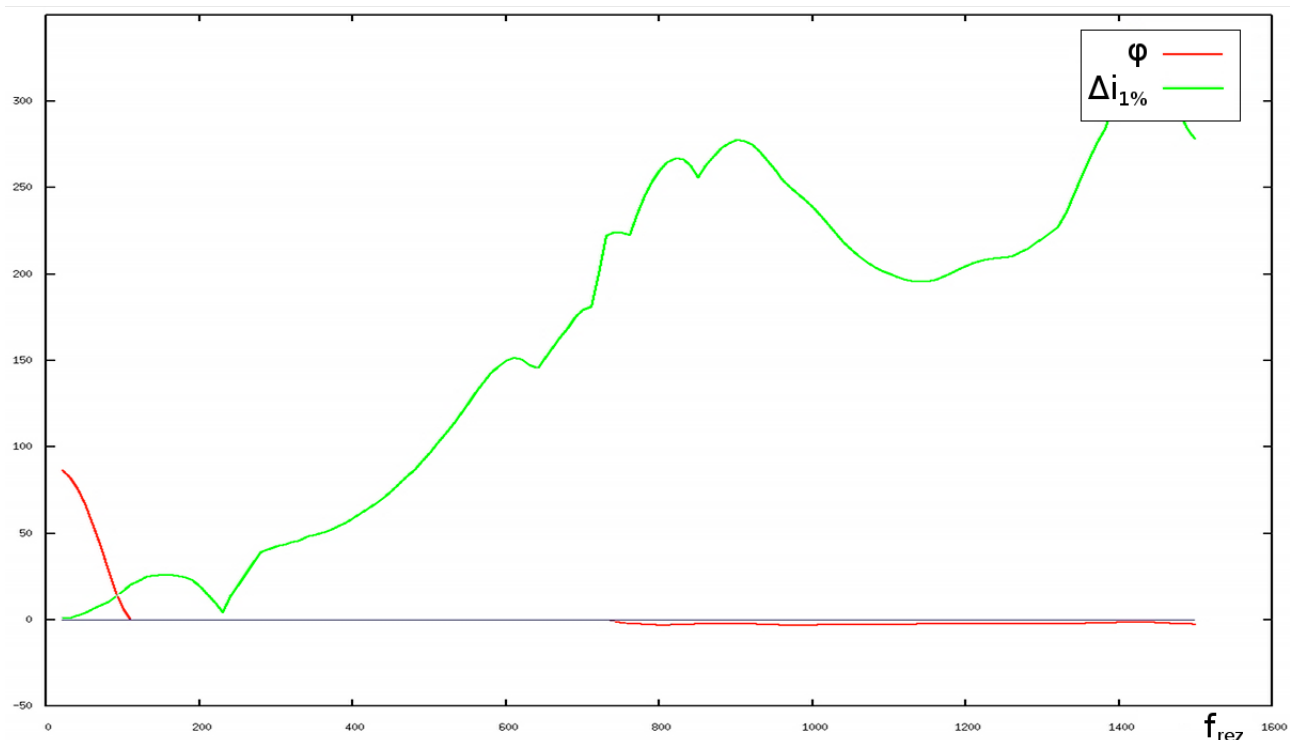
Obr. 6.14: Závislost poměrného zvlnění vstupního proudu a jeho fázového posunu vůči napětí na frekvenci vstupního filtru. Obdélkové řízení bez vkládání nulových vektorů.

Parametry simulace: f_{rez} proměnná cca 0–3 kHz, $C_f = 20 \mu F$, $P = 1,7 \text{ kW}$.



Obr. 6.15: Závislost poměrného zvlnění vstupního proudu a jeho fázového posunu vůči napětí na frekvenci vstupního filtru. Obdélkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů.

Parametry simulace: f_{rez} proměnná cca 0–1,5 kHz, $C_f = 20 \mu F$, $P = 1,7 \text{ kW}$.



Obr. 6.16: Závislost poměrného zvlnění vstupního proudu a jeho fázového posunu vůči napětí na frekvenci vstupního filtru. Obdélkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů.

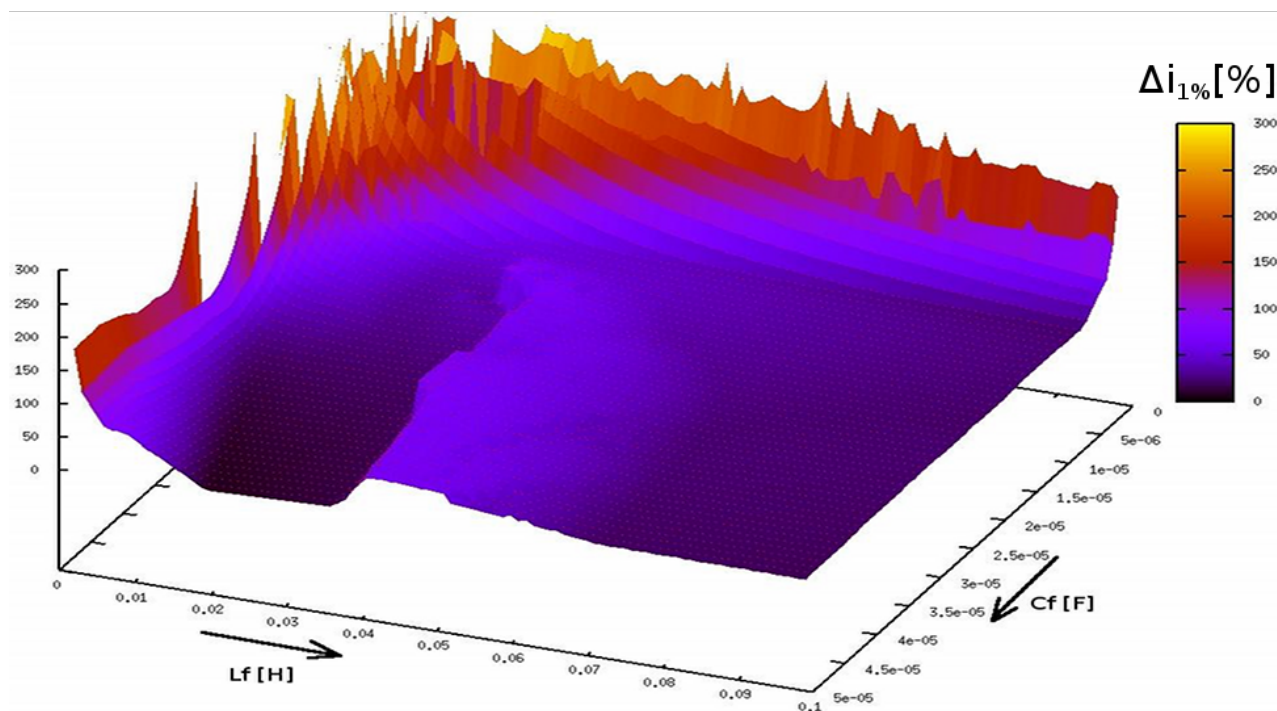
Parametry simulace: f_{rez} proměnná cca 0–1,5 kHz, $C_f = 20 \mu F$, $P = 1 \text{ kW}$.

6.3 Návrh parametrů vstupního filtru pomocí simulace

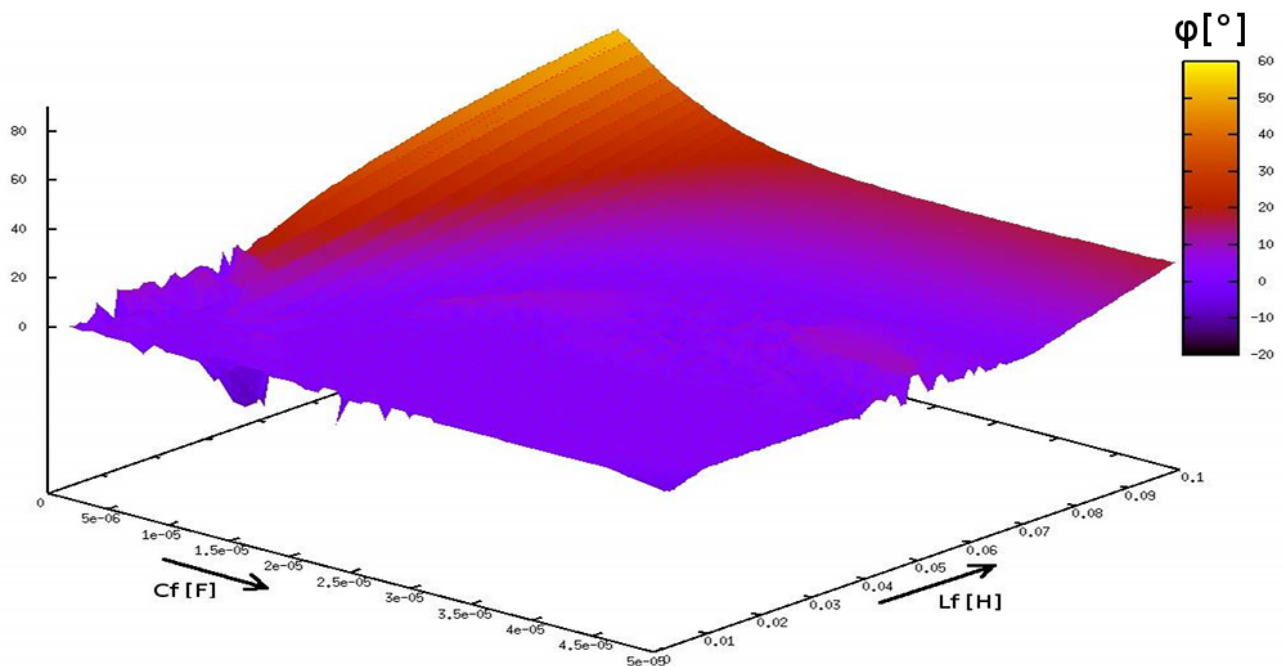
Z předcházejících průběhů je vidět, že vhodná volba prvků vstupního filtru má zásadní vliv na říditelnost fáze i na velikost zvlnění vstupního proudu.

Zobrazením závislosti zvlnění vstupního proudu na velikosti prvků vstupního filtru do 3D grafu, lze získat lepší představu potřebných parametrů filtru. Na osy x a y je vhodné umístit hodnoty indukčnosti a kapacity vstupního filtru a na osu z zvlnění vstupního proudu nebo fázový posun mezi trolejovým napětím a proudem.

Na obr. 6.17 je zobrazen vliv zvlnění vstupního proudu na parametrech filtru při řízení pomocí vkládání nulových vektorů. Tento průběh je potřeba porovnat s průběhem závislosti fáze na prvcích vstupního filtru na obr. 6.18. Snahou je najít takovou kombinaci prvků vstupního filtru, při kterých je nejmenší zvlnění vstupního proudu (z obr. 6.17) a zároveň je zde říditelná fáze (z obr. 6.18).

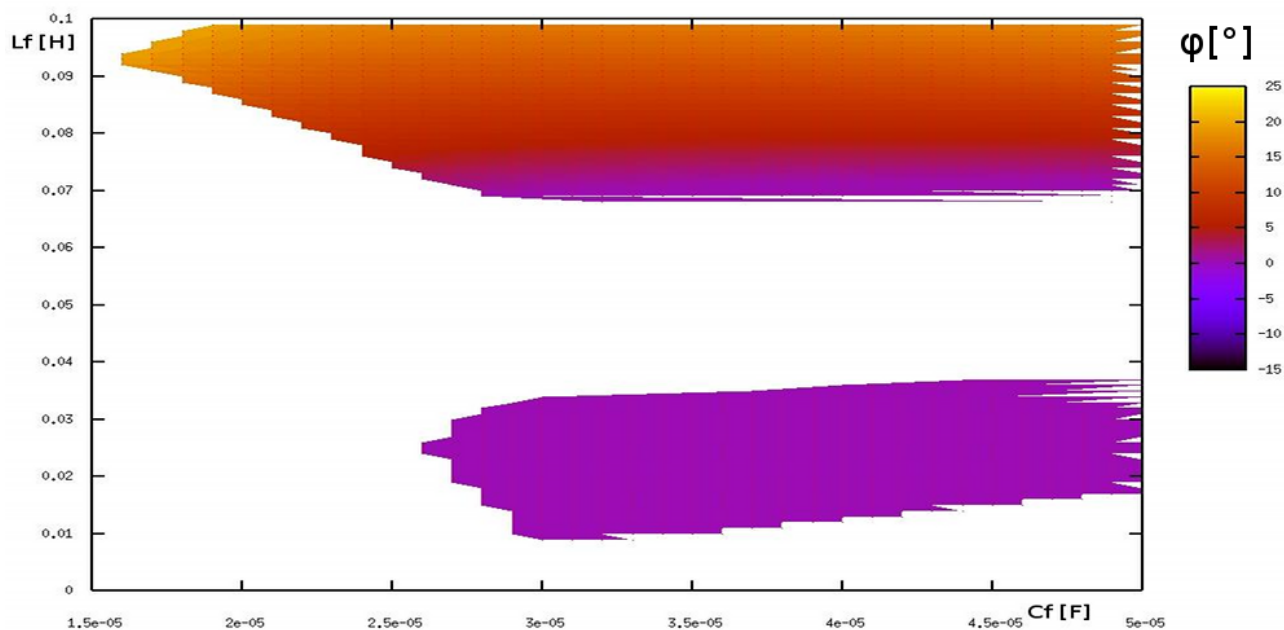


Obr. 6.17: Závislost poměrného zvlnění vstupního proudu na velikosti prvků vstupního filtru. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. $P = 1700 \text{ W}$ v říditelné oblasti.



Obr. 6.18: Závislost fázového posunu vstupního proudu vůči vstupnímu napětí na velikosti prvků vstupního filtru. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. $P = 1700 \text{ W}$ v říditelné oblasti.

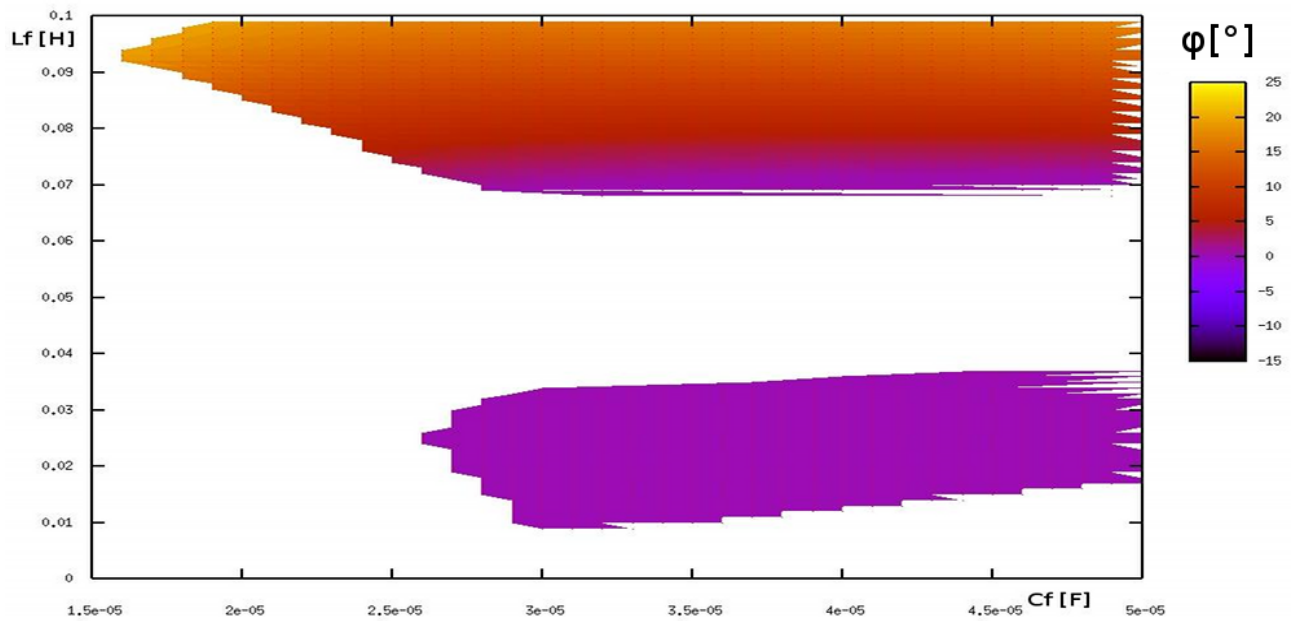
Z těchto grafů je ovšem těžké rozeznat vhodné prvky obvodu. Vhodnější variantou je zobrazení tohoto grafu jako 3D mapy (průmět do os x a y , osa z je zobrazena pouze pomocí barevných odstínů). Dalším postupem pro zvolení vhodných parametrů filtru je porovnání obou grafů. Výběr bude zaměřen na oblasti, kde je co nejmenší zvlnění vstupního proudu a zároveň zde regulační algoritmus dokáže uregulovat fázi na 0 pomocí vkládání nulových vektorů. Jestliže navíc bereme v úvahu, že posunutí fáze o více než $\pm 20^\circ$ od nastavené požadované hodnoty se nedá považovat za říditelnou a rozkmit vstupního proudu vůči 1. harmonické o více než 25 % je již značně veliký, můžeme tyto prvky odfiltrovat a zúžit si tím možnost výběru pouze na vhodné kandidáty, jak je vidět na obr. 6.19.



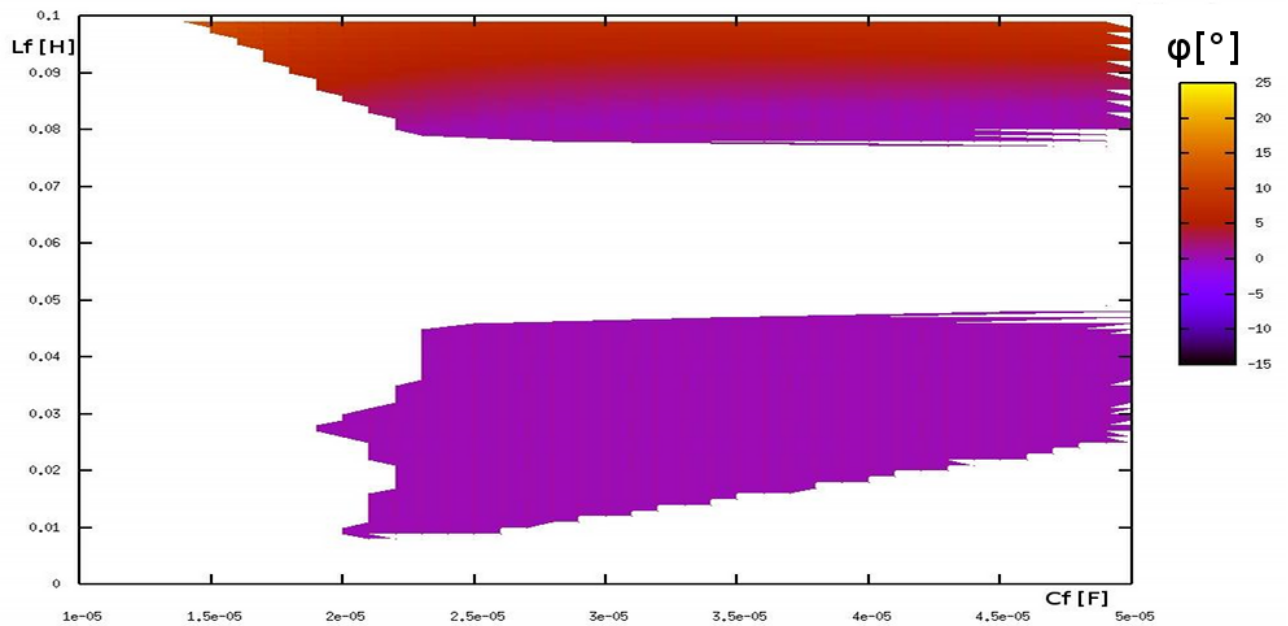
Obr. 6.19: Závislost fázového posunu vstupního proudu vůči napětí na velikosti prvků vstupního filtru. Obdélkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. Zobrazeny pouze prvky s fází menší než $\pm 20^\circ$ a zvlněním vstupního proudu pod 25 %.

Z předcházejících průběhů můžeme zvolit vhodné parametry filtru na základě požadované možnosti řízení fáze. Splnění požadavku nulového fázového posunu trolejového proudu vůči napětí odpovídají fialové oblasti na obr. 6.19. Získané znalosti o říditelných oblastech je poté třeba aplikovat na graf závislosti zvlnění vstupního proudu na velikostech prvků vstupního filtru a vybrat kombinaci prvků s nejmenším zvlněním při současné možnosti regulace fáze na 0° . Tím lze dosáhnout návrhu optimálních parametrů filtru pro námi zvolenou variantu vkládání nulových vektorů. Je ovšem třeba brát v potaz, že takto navržený filtr je optimální pouze pro jednu velikost výstupní zátěže. Chceme-li tedy navrhnout optimální filtr pro různá zatížení, musíme postup výběru vhodných prvků opakovat i pro nižší zatížení. Ve výsledku musíme vybrat parametry filtru, pro které se budeme, pro námi požadovaný rozsah zatížení, pohybovat v oblasti říditelnosti fáze, zároveň při co nejmenším zvlnění vstupního proudu. Přednost je samozřejmě kladena na výběr vhodných prvků pro vyšší zatížení. Pro nižší zatížení si můžeme dovolit větší poměrné zvlnění vstupního proudu.

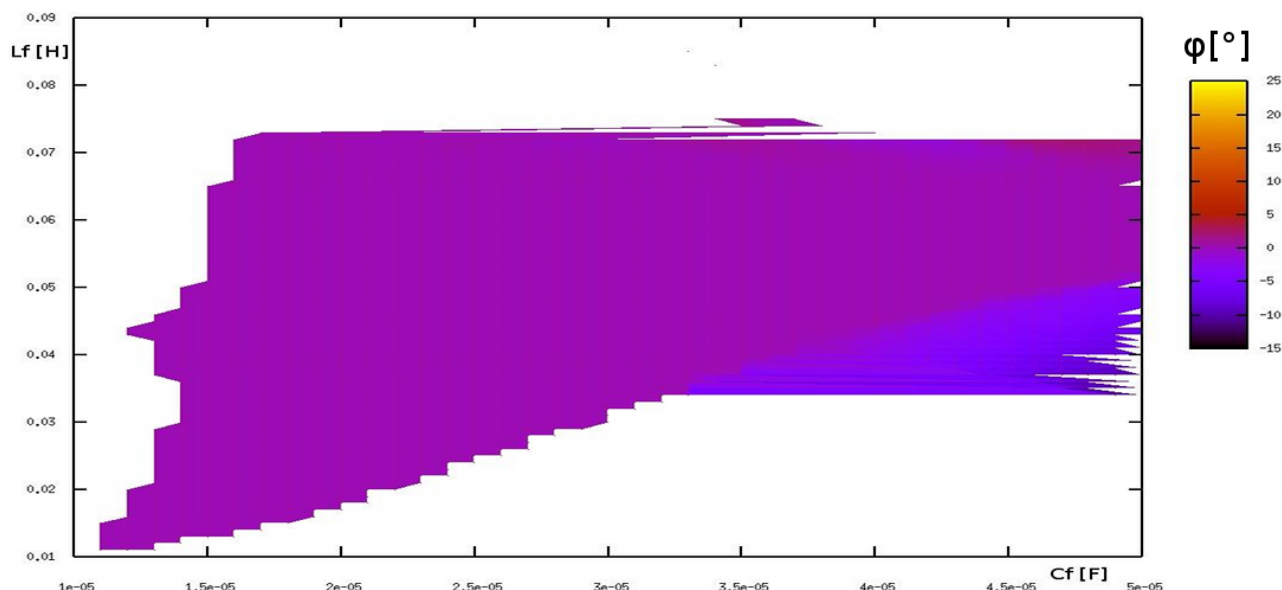
Jak již bylo řečeno v úvodu, navrhované zařízení má význam zvláště v trakčních pohonech. Musíme tedy brát v úvahu, že součástí indukčnosti filtru L_f je i indukčnost troleje, která je závislá na vzdálenosti vozidla od napájecího úseku. To má za následek poměrně velkou změnu indukčnosti vstupního filtru L_f . Dalším důležitým faktorem při výběru je proto co největší rozsah indukčnosti filtru L_f pro který je nízké zvlnění vstupního proudu a správné řízení fáze. Následují charakteristiky pro požadovanou říditelnost fáze ve výkonové oblasti 500-1700 W.



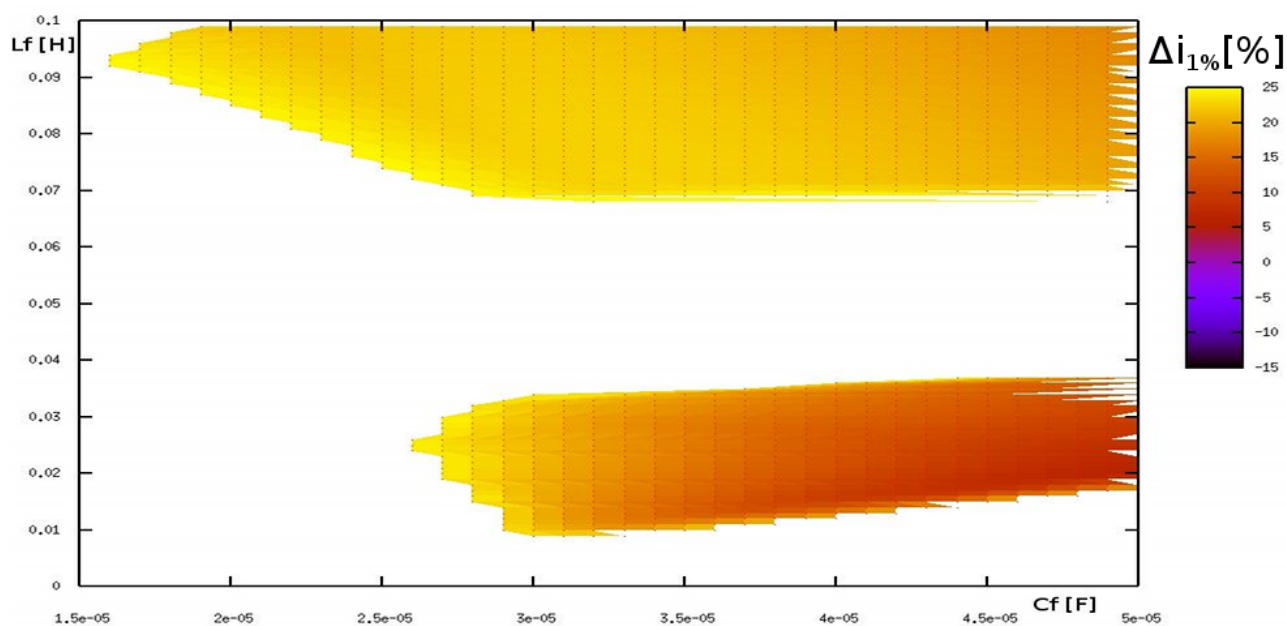
Obr. 6.20: Závislost fázového posunu vstupního proudu vůči napětí na velikosti prvků vstupního filtru. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. Zobrazeny pouze prvky s fází menší než $\pm 20^\circ$ a zvlněním vstupního proudu pod 25 %. $P = 1700 \text{ W}$ v říditelné oblasti.



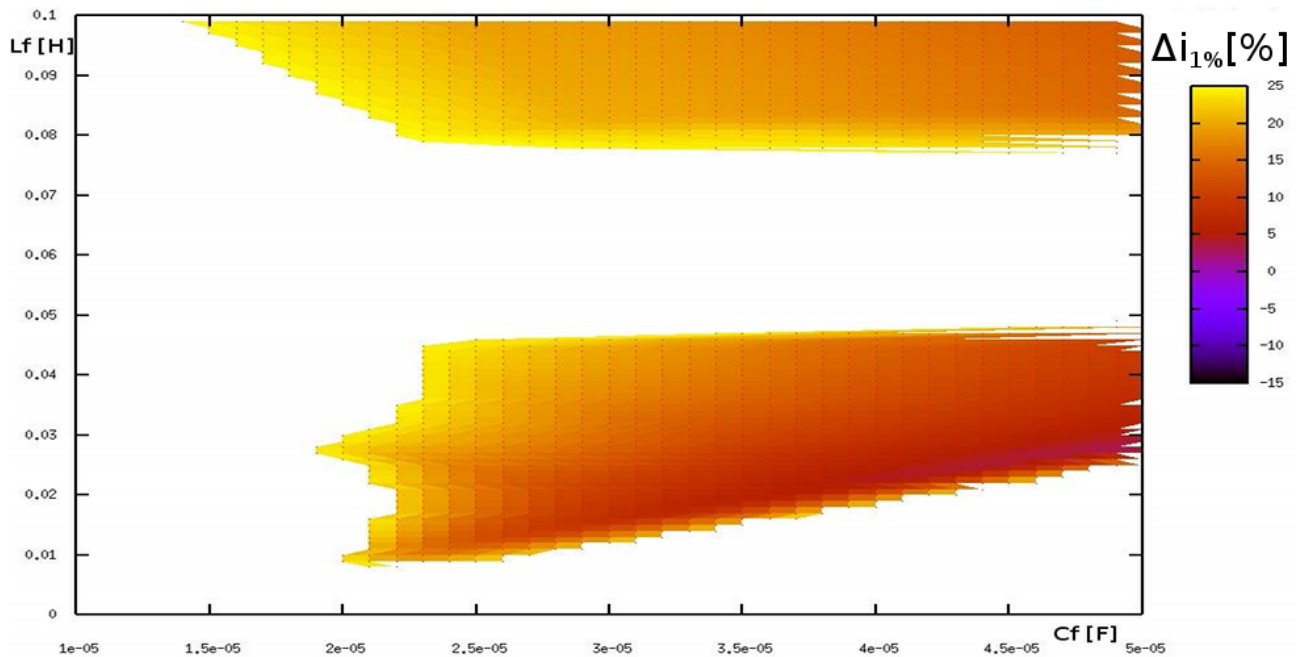
Obr. 6.21: Závislost fázového posunu vstupního proudu vůči napětí na velikosti prvků vstupního filtru. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. Zobrazeny pouze prvky s fází menší než $\pm 20^\circ$ a zvlněním vstupního proudu pod 25 %. $P = 1300 \text{ W}$ v říditelné oblasti.



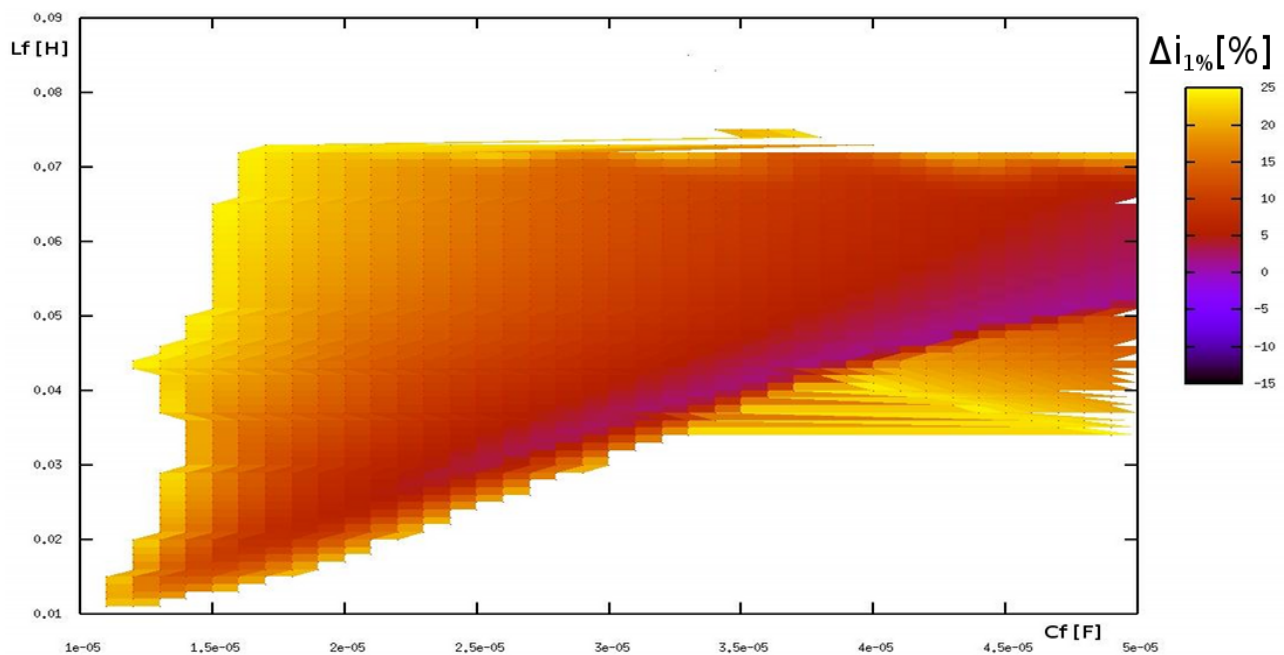
Obr. 6.22: Závislost fázového posunu vstupního proudu vůči napětí na velikosti prvků vstupního filtru. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. Zobrazeny pouze prvky s fází menší než $\pm 20^\circ$ a zvlněním vstupního proudu pod 25 %. $P = 500$ W v říditelné oblasti.



Obr. 6.23: Závislost poměrného zvlnění vstupního proudu na velikosti prvků vstupního filtru. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. Zobrazeny pouze prvky s fází menší než $\pm 20^\circ$ a zvlněním vstupního proudu pod 25 %. $P = 1700$ W v říditelné oblasti.



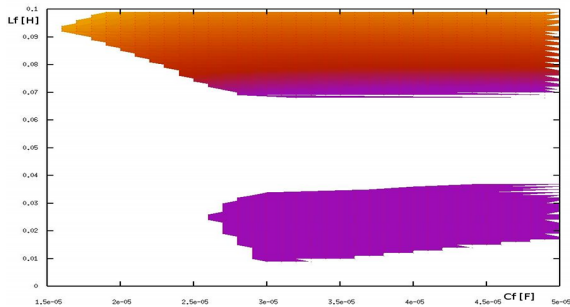
Obr. 6.24: Závislost poměrného zvlnění vstupního proudu na velikosti prvků vstupního filtru. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. Zobrazeny pouze prvky s fází menší než $\pm 20^\circ$ a zvlněním vstupního proudu pod 25 %. $P = 1300 \text{ W}$ v říditelné oblasti.



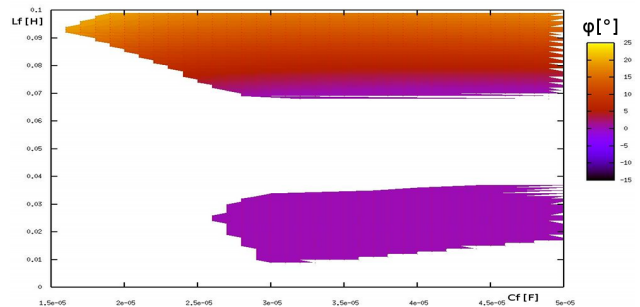
Obr. 6.25: Závislost poměrného zvlnění vstupního proudu na velikosti prvků vstupního filtru. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. Zobrazeny pouze prvky s fází menší než $\pm 20^\circ$ a zvlněním vstupního proudu pod 25 %. $P = 500 \text{ W}$ v říditelné oblasti.

Změna odebíraného výkonu je dána opravdu změnou zatížení a ne pouze změnou napájecího napětí. Při změnách pouze vstupního napětí u_1 se charakteristiky poměrného zvlnění a fázového posunu na hodnotách filtru nezmění. Při stejné zátěži, s vyšším napětím, tečou obvodem větší proudy, ale jejich změny jsou urychlovány větším napětím a přechodové stavy jsou dány časovou konstantou obvodu, která je nezávislá na napětí. Na obr. 6.26a a b je porovnání výstupů simulací.

U obou byl použit obvod se stejnými hodnotami vstupního filtru. Rozdílná byla pouze napájecí napětí a výkon. Je zde dobře vidět, že průběhy jsou naprosto shodné.

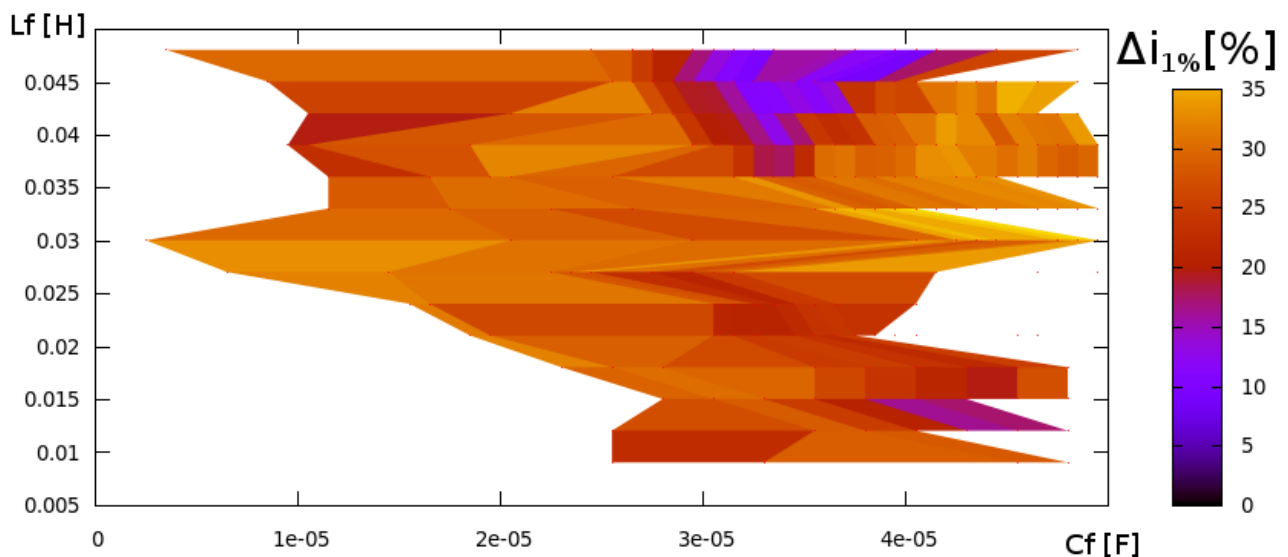


Obr. 6.26a: Závislost fázového posunu vstupního proudu vůči napětí na velikosti prvků vstupního filtru. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. Zobrazeny pouze prvky s fází menší než $\pm 20^\circ$ a zvlněním vstupního proudu pod 25 %. $P = 1700$ W v říditelné oblasti, $U_{1ef} = 230$ V.



Obr. 6.26b: Závislost fázového posunu vstupního proudu vůči napětí na velikosti prvků vstupního filtru. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. Zobrazeny pouze prvky s fází menší než $\pm 20^\circ$ a zvlněním vstupního proudu pod 25 %. $P = 170$ kW v říditelné oblasti, $U_{1ef} = 2,3$ kV.

Dále byl proveden návrh vstupního filtru pro zapojení podle obr. 3.1. Velikost napětí u_1 pro simulace i následná měření byla volena 230 V. Velikost odebíraného výkonu byla volena 500 W, což při přepočtu k trolejovému napětí 25 kV odpovídá maximálnímu výkonu 6 MW.



Obr. 6.27: Závislost poměrného zvlnění vstupního proudu na velikosti prvků vstupního filtru pro zapojení dle obr. 3.1. Zobrazeny pouze prvky s poměrným zvlněním vstupního proudu pod 35 %. $P = 500$ W v říditelné oblasti.

7 Experimentální ověření činnosti maticového měniče

Pro ověření činnosti maticového měniče bylo použito stejné zapojení jako pro simulace, tedy zapojení z obr. 6.13. Měření bylo prováděno na fyzikálním modelu maticového měniče sestaveného z IGBT modulů SEMITOP SK60GM123 na 1200 V a 60 A. Maticový měnič byl řízen digitálním signálovým procesorem (DSP) TMS320F2812. Program pro DSP byl napsán v jazyce C v pevné řádové čáře a přeložen v programu Code Composer Studio. Velikost fázového posunutí 1. harmonické vstupního proudu a napětí byla vypočítávána v DSP a posílána přes USB port do počítače, kde byly zobrazeny patřičné průběhy pomocí programu Labview. Veličiny maticového měniče byly měřeny LEM čidly LV20-P a LA55-P. Výstupy těchto čidel byly přes patřičný interface zavedeny na vstup AD převodníku procesoru. Signálový vstup driveru maticového měniče byl připojen na výstupní bránu procesoru.

7.1 Popis funkce programu pro DSP

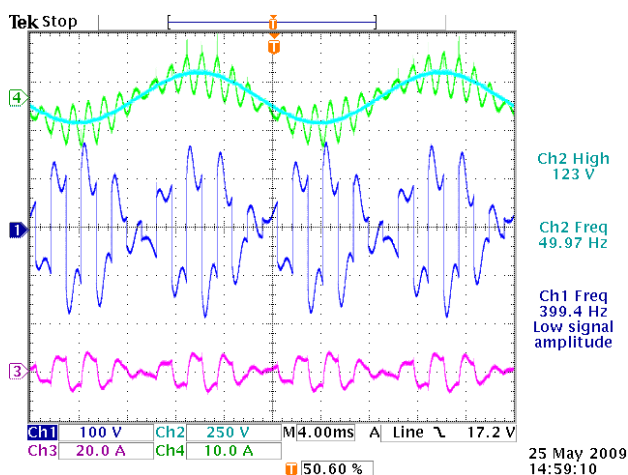
Převod AD převodníku je spouštěn signálem od časovače. Po ukončení převodu dojde k vyvolání přerušování od převodníku a příslušné registry jsou zaplněny novými hodnotami. Signál od AD převodníku je zarušen, je proto vhodné sestavit numerické filtry pro převedené veličiny. Vstupní napětí a proud jsou filtrovány numerickým filtrem typu pásmová propust. Tím lze odstranit zarušení AD převodníku a offset čidel. Výstupní proud nemůže být efektivně filtrován, protože přepínání mezi jednotlivými polohami je přímo závislé na okamžité polaritě výstupního proudu (viz dále). Filtrace zavádí do výpočtu dopravní zpoždění, které může způsobit např. špatné odečtení výstupního proudu a následně špatné určení spínacího vektoru při metodě spínání pomocí výstupního proudu maticového měniče. To může zapříčinit „přetrhnutí“ výstupního induktivního proudu a následnou destrukci prvků maticového měniče. Je zde použit rychlý čtyřhodnotový filtr typu plovoucí průměr, který způsobí pouze nepatrné dopravní zpoždění a odstraní velkou část rušení AD převodníku. Pro rychlejší vyhodnocování polarity proudu by mohly být použity speciální drivery určené pro maticové měniče. Podrobněji je tato problematika řešena v [21]. Ze získaných veličin je následně v přerušování od časovače provedena synchronizace s napájecí soustavou a vypočítána hodnota fázového posunu φ . Ta je následně poslána přes USB port do počítače, případně může být poslána přes DA převodník na osciloskop s nastavenou dlouhou časovou základnou. Dále je z hodnoty φ pomocí PS regulátoru vypočítána potřebná délka nulového vektoru. Ta může být kladná, nebo záporná. Z polarity výstupu regulátoru se určí, mají-li se nulové vektory vkládat na začátek, nebo na konec půlplny trolejového napětí. Dále je generován požadavek na

spínání obdélníkového řízení, který může být záhy přepsán požadavkem na nulový vektor v místě, kde mají být tyto vektory vkládány. Podle velikosti okamžitých hodnot vstupního napětí a výstupního proudu je rozhodnuto o přepnutí podle napětí, nebo podle proudu. Následně je spuštěna funkce generující postupné spínání přechodových poloh dle požadavku.

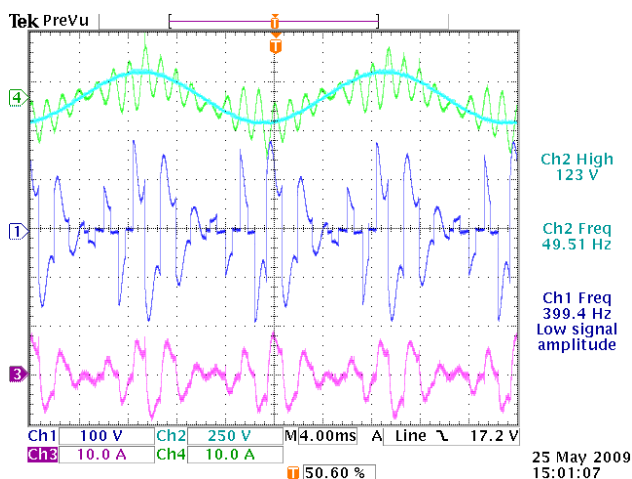
7.2 Výsledky simulací a laboratorních experimentů bez návrhu vstupního filtru pomocí postupu uvedeného v kap. 6

Následují průběhy vstupního napětí a proudu pro řízení bez nulových vektorů a pro řízení s nulovými vektory. Měření bylo prováděno na zátěži sestavené z indukčnosti a z bloků výkonových odporů dle obr. 6.13.

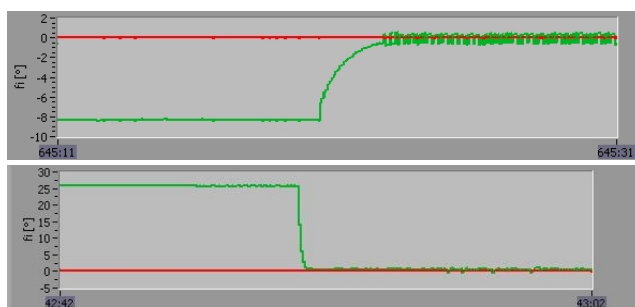
Pro prvotní testování činnosti MM byly parametry vstupního filtru počítány hrubým výpočtem. Tyto parametry se ukázaly jako nevyhovující. Na obr. 7.1 a 7.2 jsou znázorněny průběhy veličin pro nevhodně navržené parametry filtru.



Obr. 7.1: Průběhy vstupních a výstupního napětí a proudů pro nevhodně navržené parametry vstupního filtru. Ch1: výstupní napětí u_{2MM} , Ch2: vstupní napětí u_1 , Ch3: výstupní proud i_2 , Ch4: vstupní proud i_1 . $P = 400 \text{ W}$, $\varphi = -8^\circ$. Řízení bez vkládání nulových vektorů, bez návrhu vstupního filtru pomocí postupu uvedeného v kap. 6.



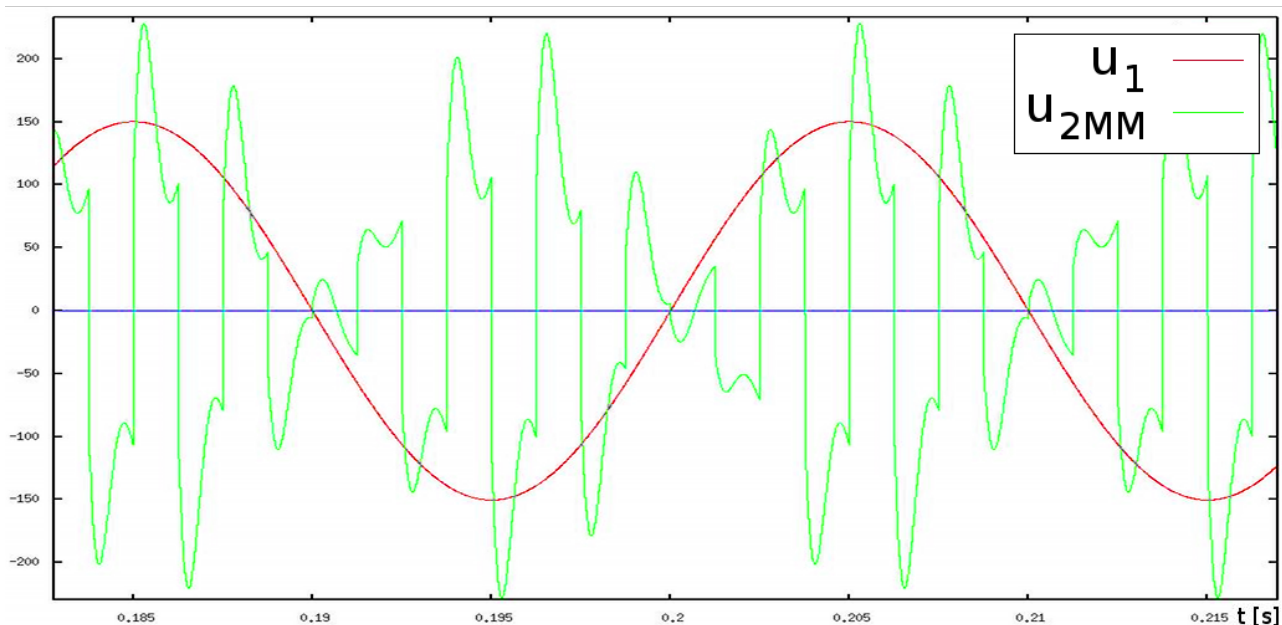
Obr. 7.2: Průběhy vstupních a výstupního napětí a proudů pro nevhodně navržené parametry vstupního filtru. Ch1: výstupní napětí u_{2MM} , Ch2: vstupní napětí u_1 , Ch3: výstupní proud i_2 , Ch4: vstupní proud i_1 . $P = 400 \text{ W}$, $\varphi = 0^\circ$. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů, bez návrhu vstupního filtru pomocí postupu uvedeného v kap. 6.



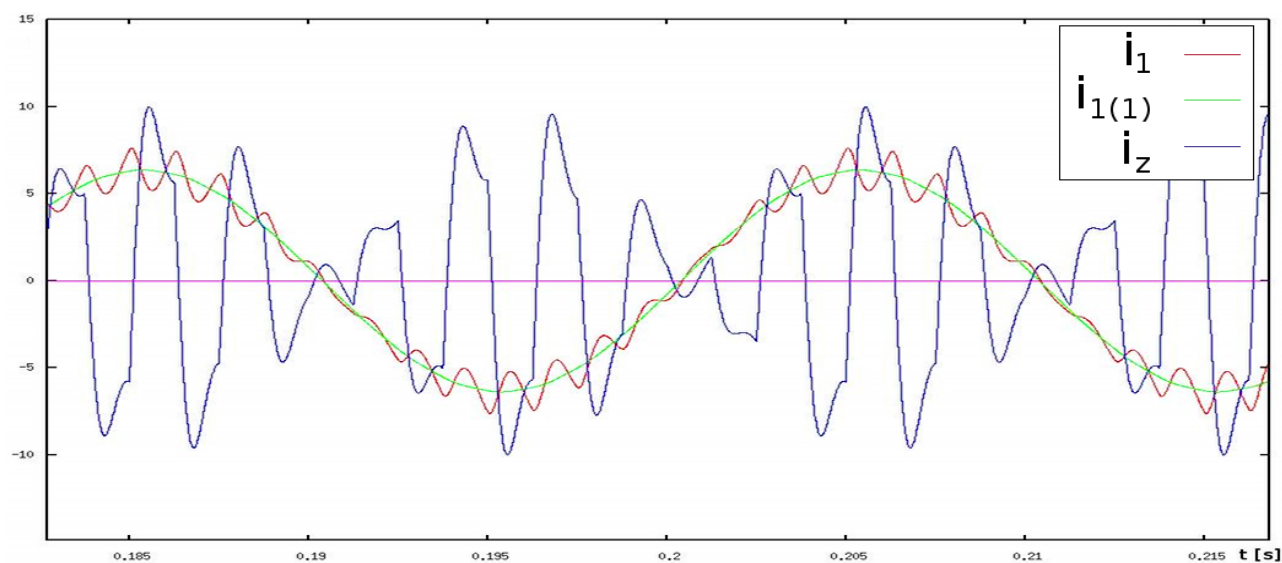
Obr. 7.3: Průběh fáze při zapnutí regulačního algoritmu řízení fáze vkládáním nulových vektorů pro nevhodně navržené parametry vstupního filtru. $P = 400 \text{ W}$. Regulace ze záporných hodnot φ .

Obr. 7.4: Průběh fáze při zapnutí regulačního algoritmu řízení fáze vkládáním nulových vektorů pro nevhodně navržené parametry vstupního filtru. $P = 400 \text{ W}$. Regulace z kladných hodnot φ .

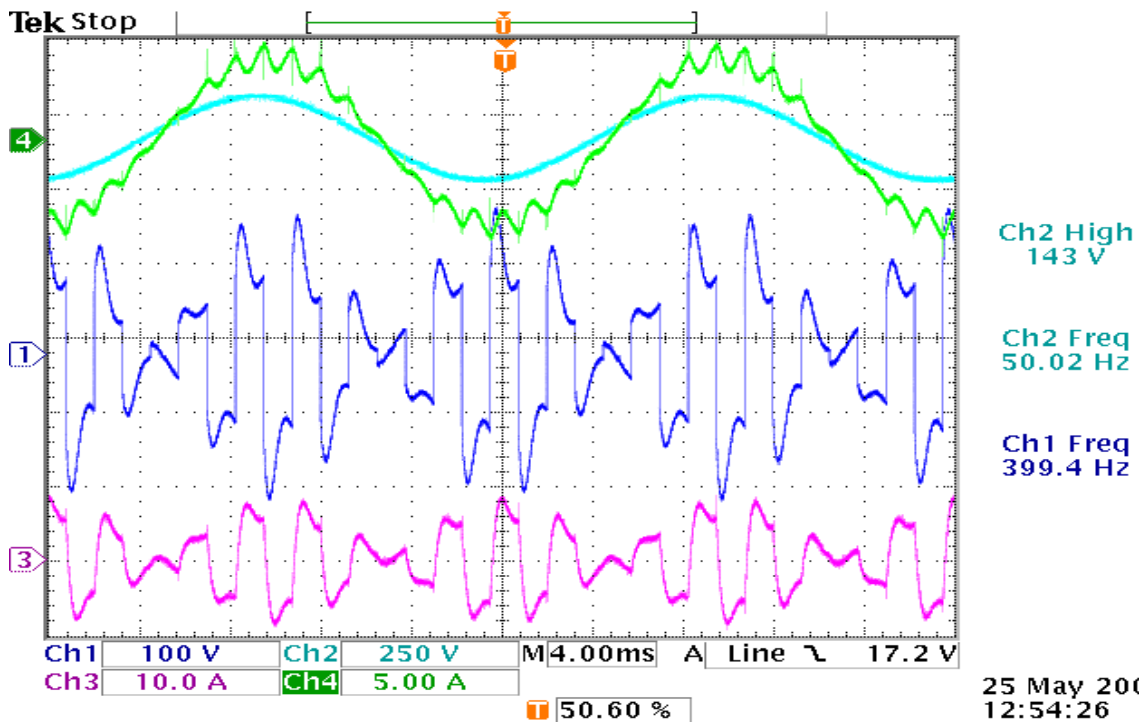
Takový rozkmit vstupního proudu kolem základní harmonické je pro danou aplikaci naprosto nevhodný. Hodnoty prvků vstupního filtru byly proto vypočítány dle postupů uvedených v [2]. Simulace a oscilogramy jsou na obr. 7.5–7.10.



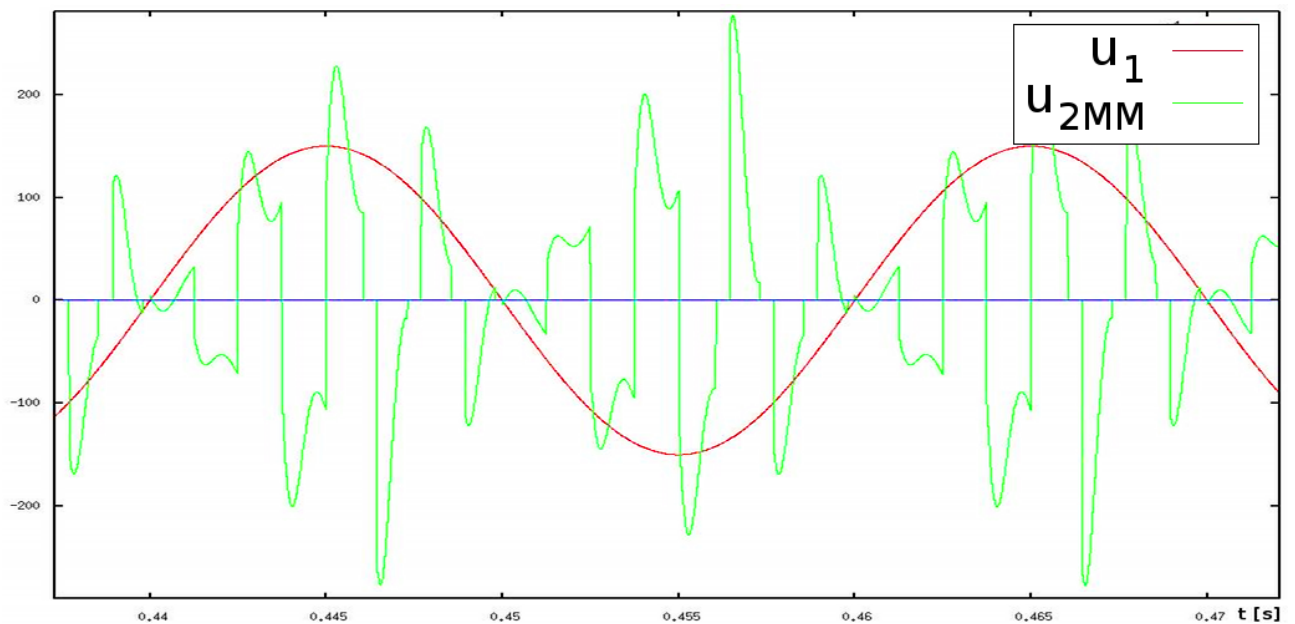
Obr. 7.5: Simulace průběhů vstupního a výstupního napětí. $L_f = 12 \text{ mH}$, $C_f = 15 \text{ }\mu\text{F}$, $P = 350 \text{ W}$, $\varphi = 9^\circ$. Řízení bez vkládání nulových vektorů, bez návrhu vstupního filtru pomocí postupu uvedeného v kap. 6.



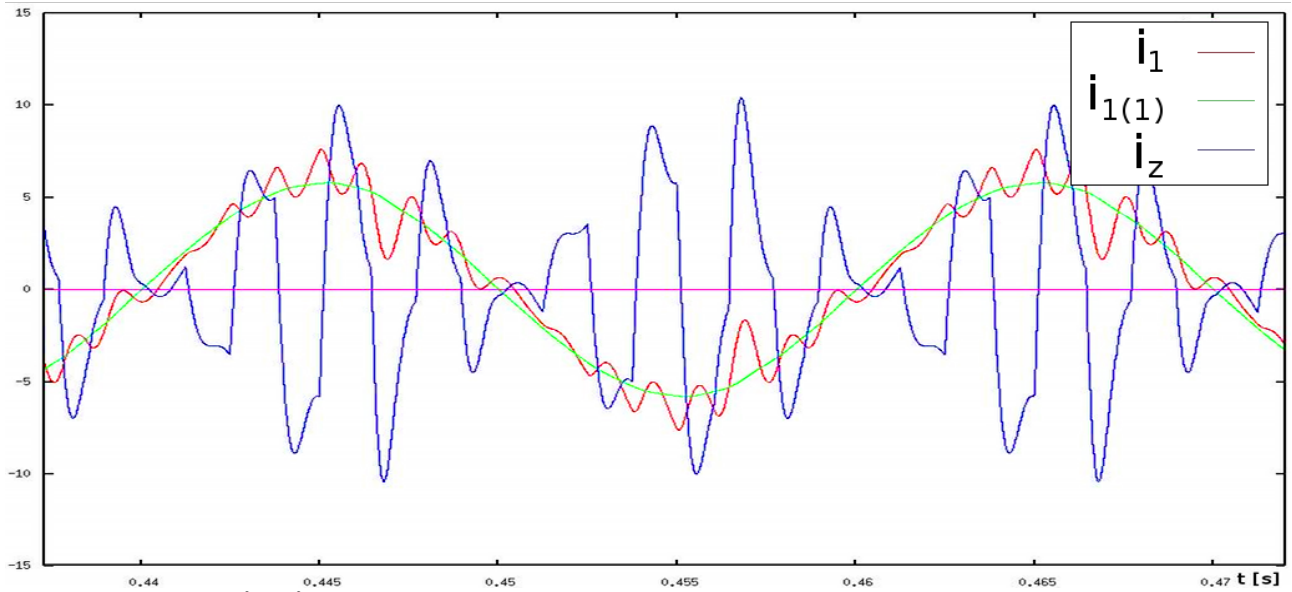
Obr. 7.6: Simulace průběhů vstupního a výstupního proudu. $L_f = 12 \text{ mH}$, $C_f = 15 \text{ }\mu\text{F}$, $P = 350 \text{ W}$, $\varphi = 9^\circ$. Řízení bez vkládání nulových vektorů, bez návrhu vstupního filtru pomocí postupu uvedeného v kap. 6.



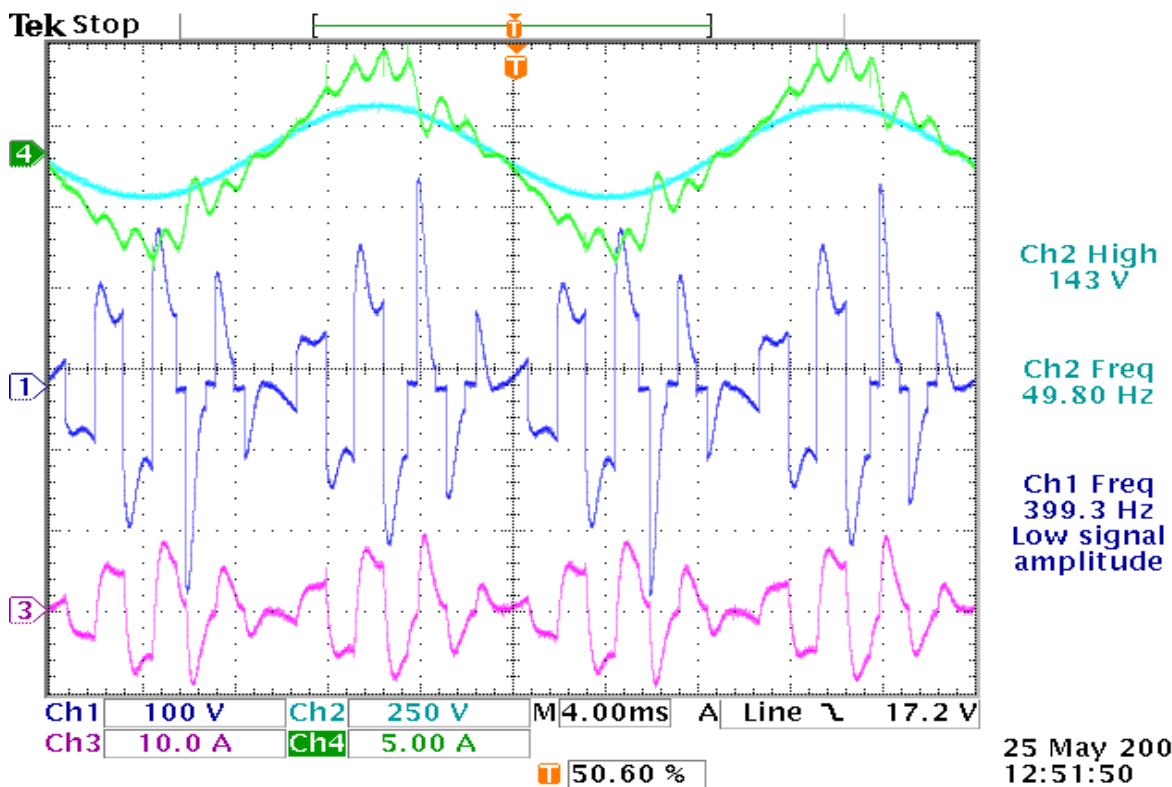
Obr. 7.7: Průběhy vstupních a výstupního napětí a proudů. Ch1: výstupní napětí u_{2MM} , Ch2: vstupní napětí u_1 , Ch3: výstupní proud i_z , Ch4: vstupní proud i_1 . $L_f = 12$ mH, $C_f = 15$ μ F, $P = 350$ W, $\varphi = 9^\circ$. Řízení bez vkládání nulových vektorů, bez návrhu vstupního filtru pomocí postupu uvedeného v kap. 6.



Obr. 7.8: Simulace průběhů vstupního a výstupního napětí. $L_f = 12$ mH, $C_f = 15$ μ F, $P = 350$ W, $\varphi = 0^\circ$. Obdélkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů, bez návrhu vstupního filtru pomocí postupu uvedeného v kap. 6.



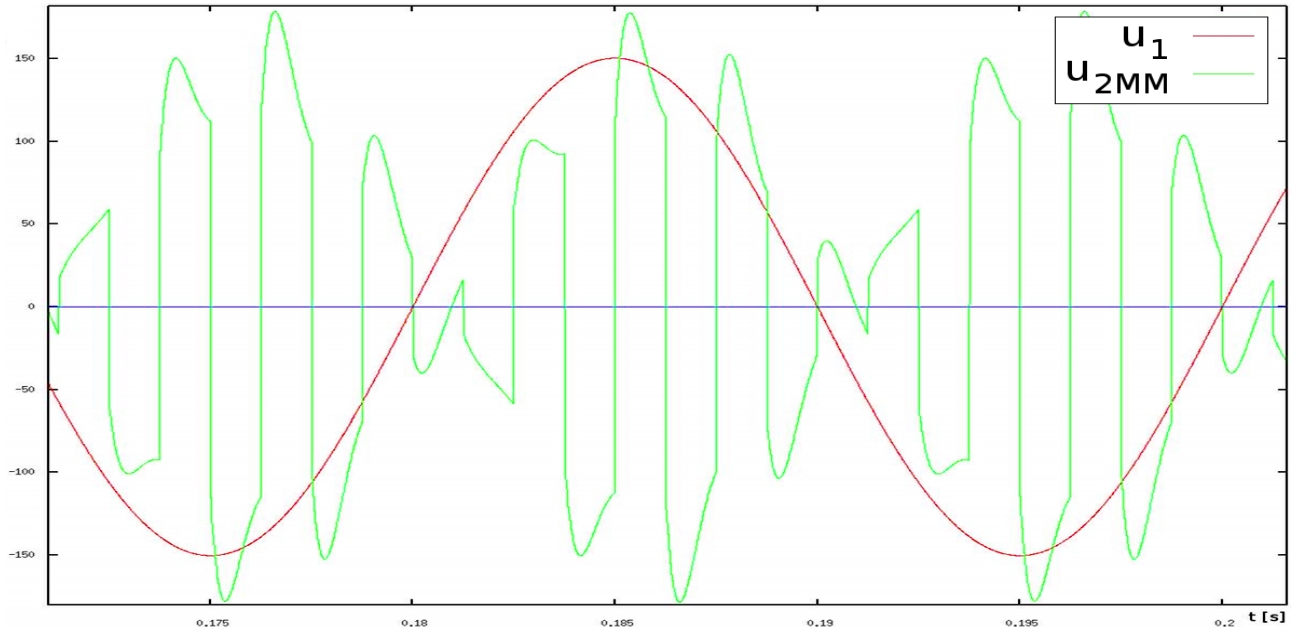
Obr. 7.9: Simulace průběhů vstupního a výstupního proudu. $L_f = 12 \text{ mH}$, $C_f = 15 \text{ } \mu\text{F}$, $P = 350 \text{ W}$, $\varphi = 0^\circ$. Obdélkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů, bez návrhu vstupního filtru pomocí postupu uvedeného v kap. 6.



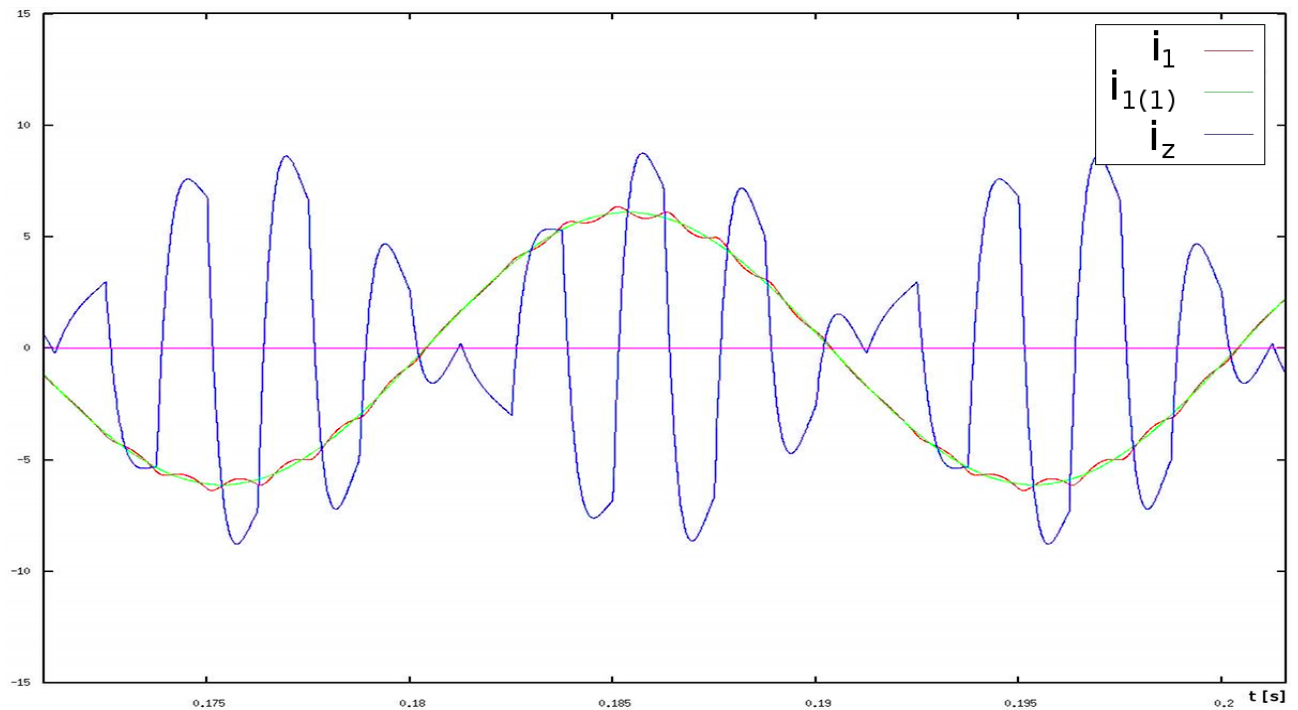
Obr. 7.10: Průběhy vstupních a výstupního napětí a proudů. Ch1: výstupní napětí u_{2MM} , Ch2: vstupní napětí u_1 , Ch3: výstupní proud i_z , Ch4: vstupní proud i_1 . $L_f = 12 \text{ mH}$, $C_f = 15 \text{ } \mu\text{F}$, $P = 350 \text{ W}$, $\varphi = 9^\circ$. Obdélkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů, bez návrhu vstupního filtru pomocí postupu uvedeného v kap. 6.

7.3 Výsledky simulací a laboratorních experimentů s optimálně navrženým filtrem

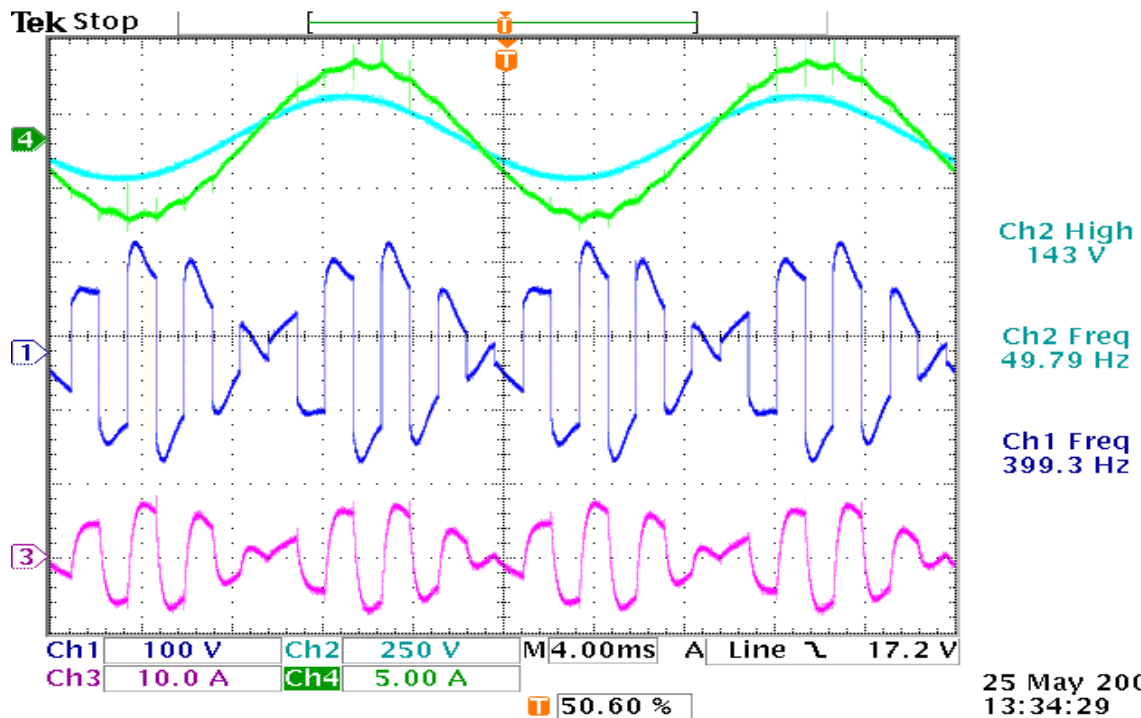
Následující měření a simulace byly provedeny na stejné zátěži, pouze prvky vstupního filtru byly upraveny tak, aby splňovaly všechny předpoklady z kapitoly 6. Z průběhů je vidět rapidní zmenšení zvlnění vstupního proudu.



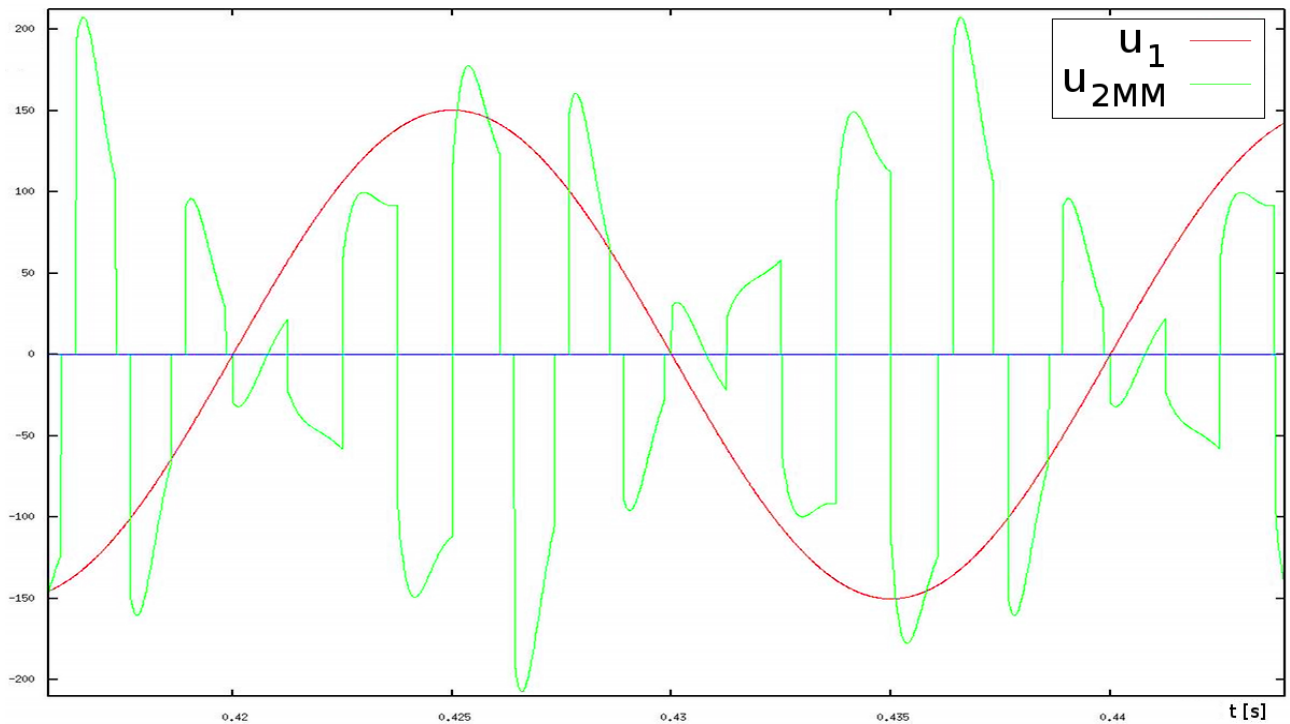
Obr. 7.11: Simulace průběhů vstupního a výstupního napětí. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \text{ } \mu\text{F}$, $P = 350 \text{ W}$, $\varphi = 11^\circ$. Řízení bez vkládání nulových vektorů.



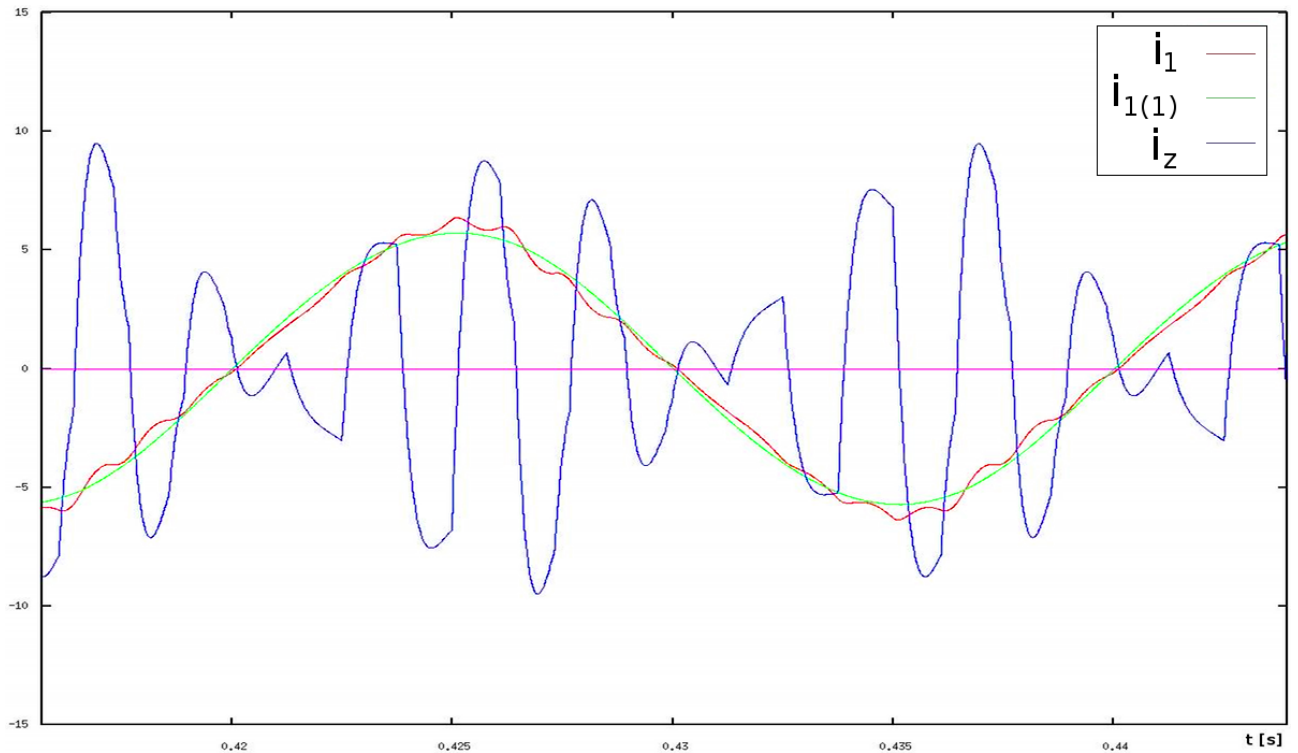
Obr. 7.12: Simulace průběhů vstupního a výstupního proudu. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \text{ } \mu\text{F}$, $P = 350 \text{ W}$, $\varphi = 11^\circ$. Řízení bez vkládání nulových vektorů.



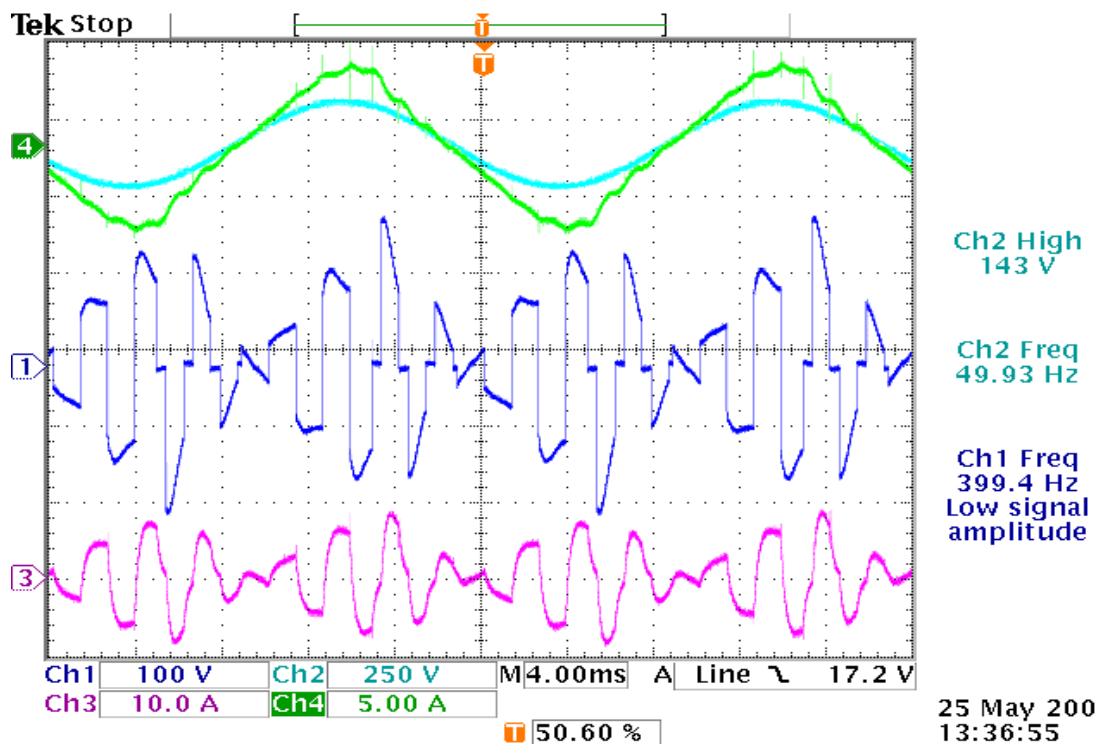
Obr. 7.13: Průběhy vstupních a výstupního napětí a proudů. Ch1: výstupní napětí u_{2MM} , Ch2: vstupní napětí u_1 , Ch3: výstupní proud i_z , Ch4: vstupní proud i_1 . $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \text{ } \mu\text{F}$, $P = 350 \text{ W}$, $\varphi = 11^\circ$. Řízení bez vkládání nulových vektorů.



Obr. 7.14: Simulace průběhů vstupního a výstupního napětí. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \text{ } \mu\text{F}$, $P = 350 \text{ W}$, $\varphi = 0^\circ$. Obdélkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů.



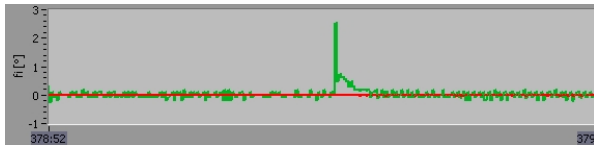
Obr. 7.15: Simulace průběhů vstupního a výstupního proudu. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \text{ }\mu\text{F}$, $P = 350 \text{ W}$, $\varphi = 0^\circ$. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů.



Obr. 7.16: Průběhy vstupních a výstupního napětí a proudů. Ch1: výstupní napětí u_{2MM} , Ch2: vstupní napětí u_1 , Ch3: výstupní proud i_z , Ch4: vstupní proud i_1 . $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \text{ }\mu\text{F}$, $P = 350 \text{ W}$, $\varphi = 0^\circ$. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů.



Obr. 7.17: Průběh fáze při zapnutí regulačního algoritmu řízení fáze vkládáním nulových vektorů. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \mu\text{F}$, $P = 350 \text{ W}$.

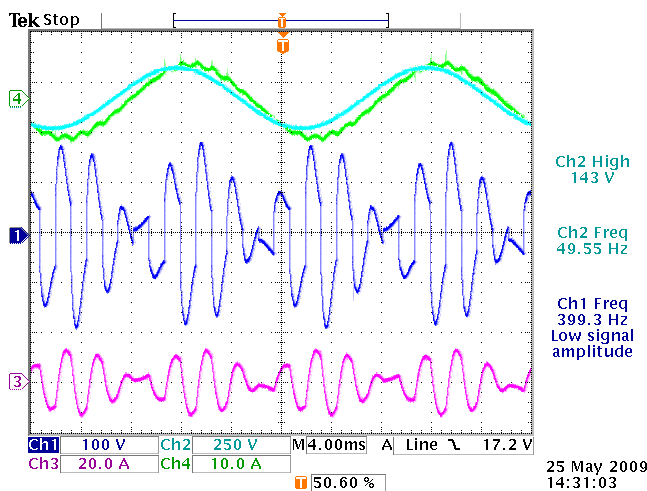


Obr. 7.18a: Průběh fáze při skokové změně napájecího napětí z $U_{1ef} = 20 \text{ V}$ na $U_{1ef} = 100 \text{ V}$. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \mu\text{F}$, $P(U_{1ef} = 20 \text{ V}) = 15 \text{ W}$, $P(U_{1ef} = 100 \text{ V}) = 350 \text{ W}$.

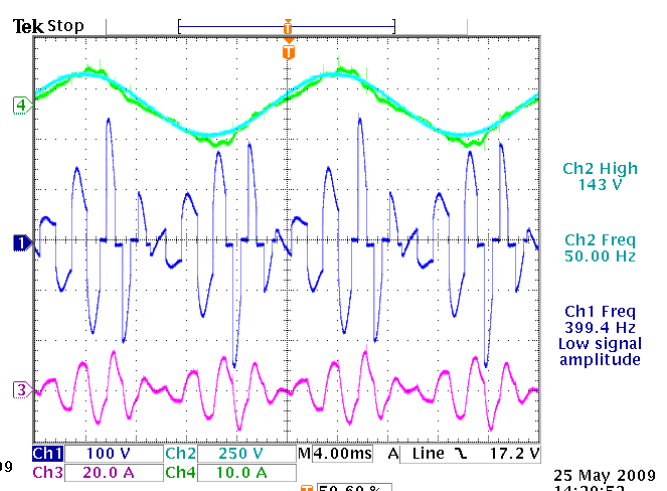


Obr. 7.18b: Průběh fáze při skokové změně napájecího napětí z $U_{1ef} = 100 \text{ V}$ na $U_{1ef} = 20 \text{ V}$. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \mu\text{F}$, $P(U_{1ef} = 20 \text{ V}) = 15 \text{ W}$, $P(U_{1ef} = 100 \text{ V}) = 350 \text{ W}$.

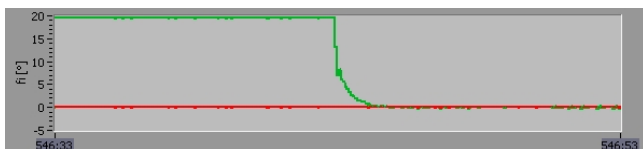
Následují ještě průběhy pro měření na výkonu 500 W. Je zde dobře patrná možnost řízení fáze při poměrně malém zvlnění vstupního proudu.



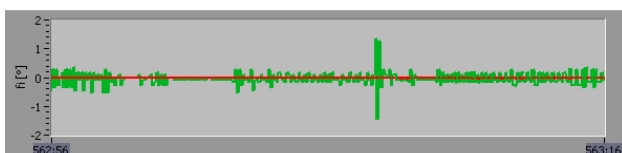
Obr. 7.19: Průběhy vstupních a výstupního napětí a proudů. Ch1: výstupní napětí u_{2MM} , Ch2: vstupní napětí u_1 , Ch3: výstupní proud i_z , Ch4: vstupní proud i_1 . $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \mu\text{F}$, $P = 500 \text{ W}$, $\varphi = 20^\circ$. Řízení bez vkládání nulových vektorů.



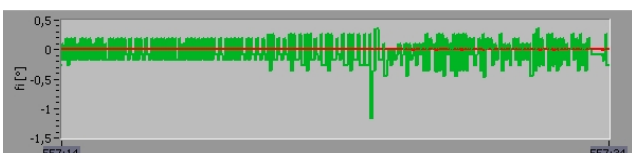
Obr. 7.20: Průběhy vstupních a výstupního napětí a proudů. Ch1: výstupní napětí u_2 , Ch2: vstupní napětí u_1 , Ch3: výstupní proud i_z , Ch4: vstupní proud i_1 . $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \mu\text{F}$, $P = 500 \text{ W}$, $\varphi = 0^\circ$. Obdélkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů.



Obr. 7.21: Průběh fáze při zapnutí regulačního algoritmu řízení fáze vkládáním nulových vektorů. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \mu\text{F}$, $P = 500 \text{ W}$.

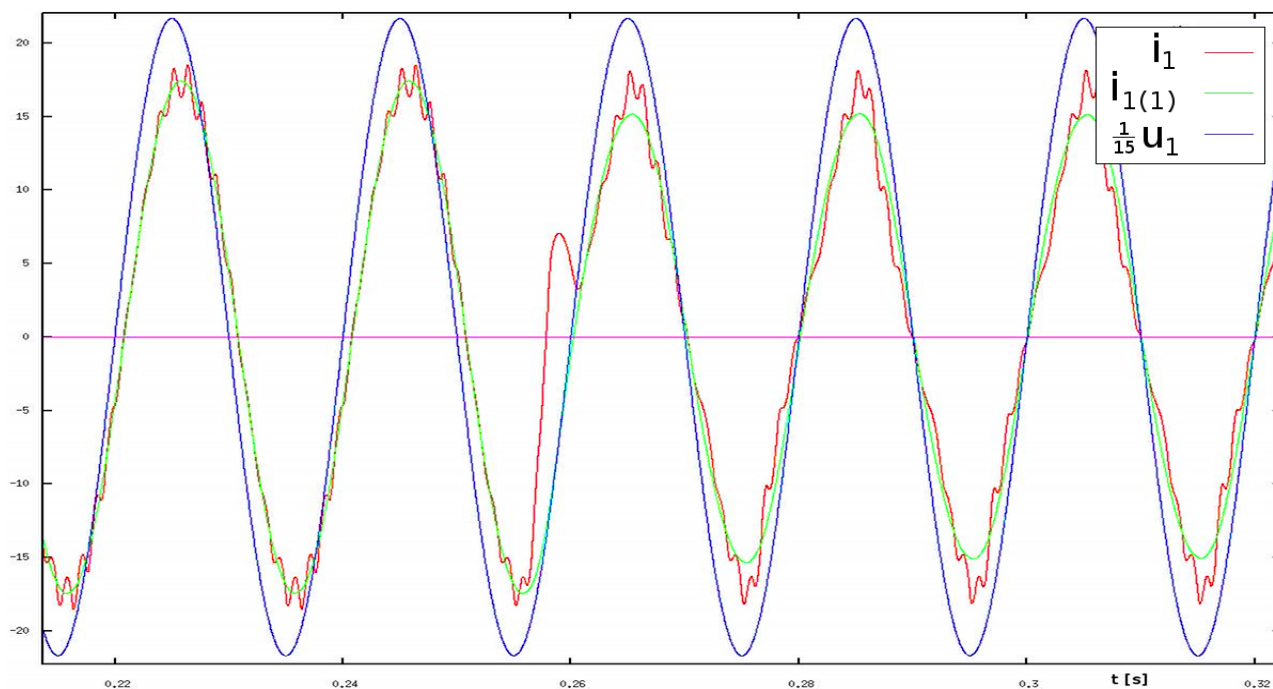


Obr. 7.22a: Průběh fáze při skokové změně napájecího napětí z $U_{1ef} = 20 \text{ V}$ na $U_{1ef} = 108 \text{ V}$. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \mu\text{F}$, $P(U_{1ef} = 20 \text{ V}) = 17 \text{ W}$, $P(U_{1ef} = 108 \text{ V}) = 500 \text{ W}$.

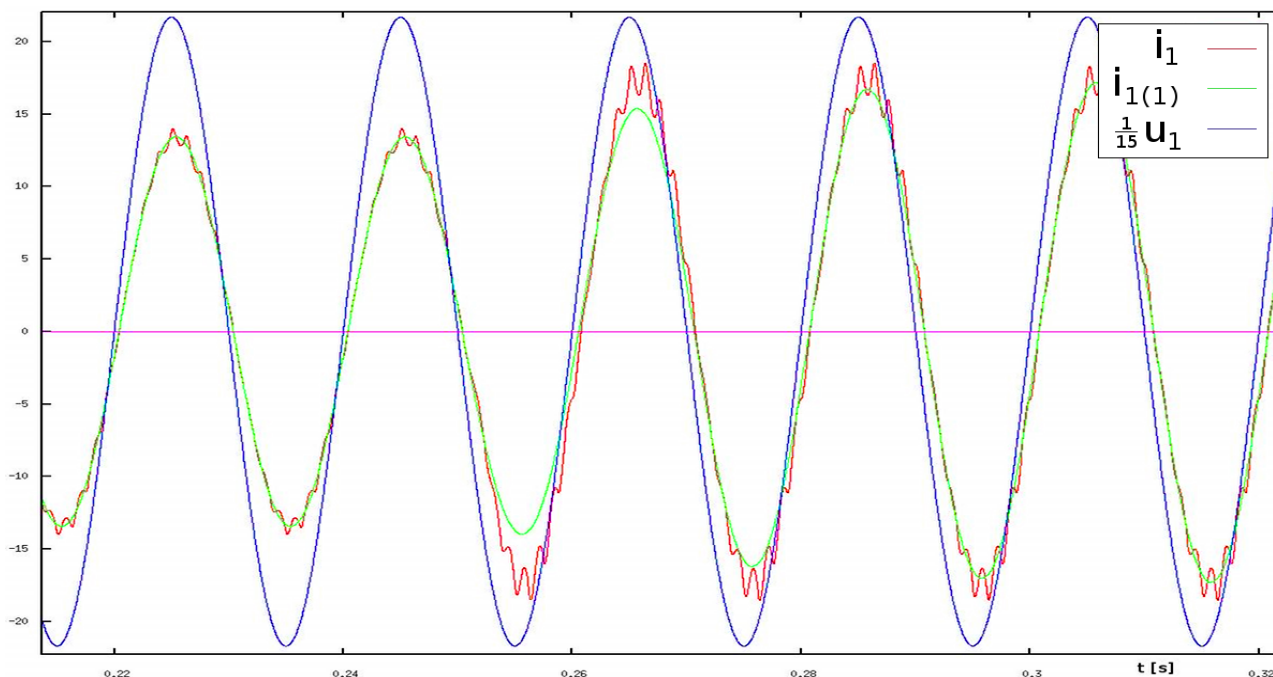


Obr. 7.22b: Průběh fáze při skokové změně napájecího napětí z $U_{1ef} = 108 \text{ V}$ na $U_{1ef} = 20 \text{ V}$. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \mu\text{F}$, $P(U_{1ef} = 20 \text{ V}) = 17 \text{ W}$, $P(U_{1ef} = 108 \text{ V}) = 500 \text{ W}$.

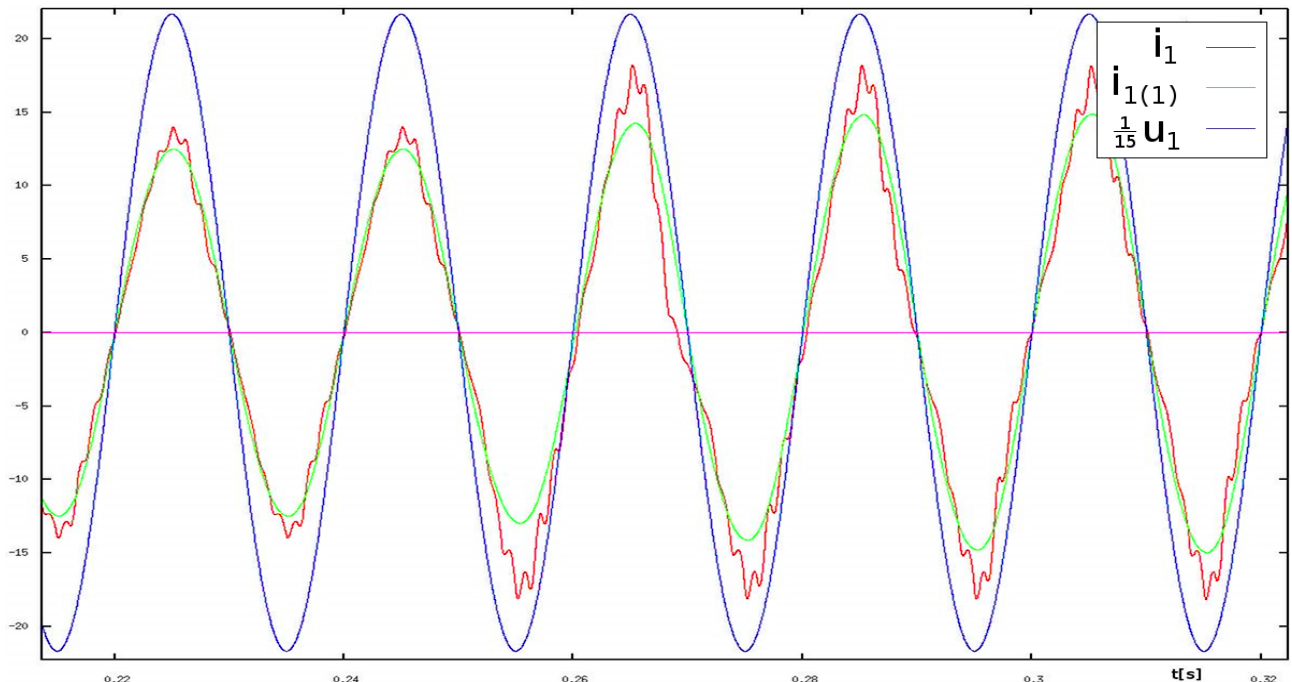
Dále jsou uvedeny simulace přechodových stavů.



Obr. 7.23: Simulace průběhů vstupního napětí u_1 a vstupního proudu i_1 při řízení bez nulových vektorů a s nulovými vektory. Do času 0,25 s je MM řízen obdélníkově bez vkládání nulových vektorů. V čase 0,25 s je zapnut regulační algoritmus pro řízení fáze. $L_f = 24$ mH, $C_f = 30$ μ F, $P = 1700$ W.



Obr. 7.24: Simulace průběhů vstupního napětí u_1 a vstupního proudu i_1 při skokové změně zátěže z 1,3 kW na 1,7 kW v čase 0,25 s. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů.



Obr. 7.25: Simulace průběhů vstupního napětí u_1 a vstupního proudu i_1 při skokové změně zátěže z 1,3 kW na 1,7 kW v čase 0,25 s. Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů.

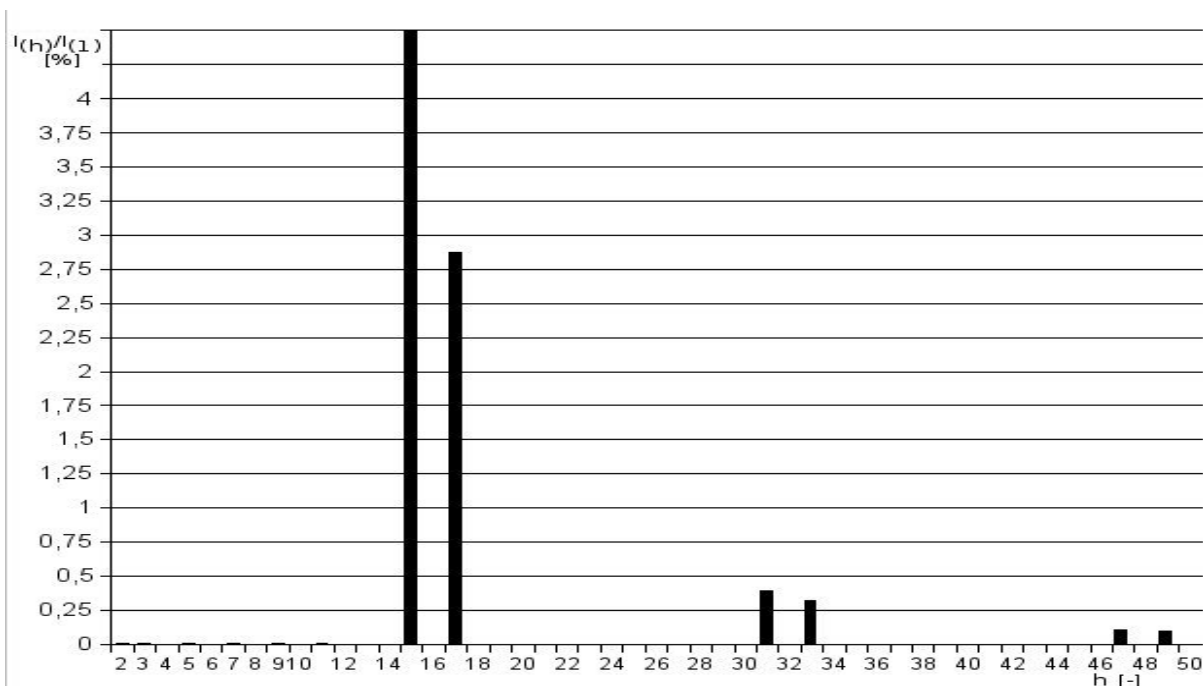
7.4 Harmonická analýza vstupního proudu modelu bez sekundárního pulzního usměrňovače

Na obr. 7.26 je zobrazena harmonická analýza pro řízení bez regulace fáze pomocí nulových vektorů. Je vidět, že obsahuje pouze harmonické řádu $h \pm 1$, kde

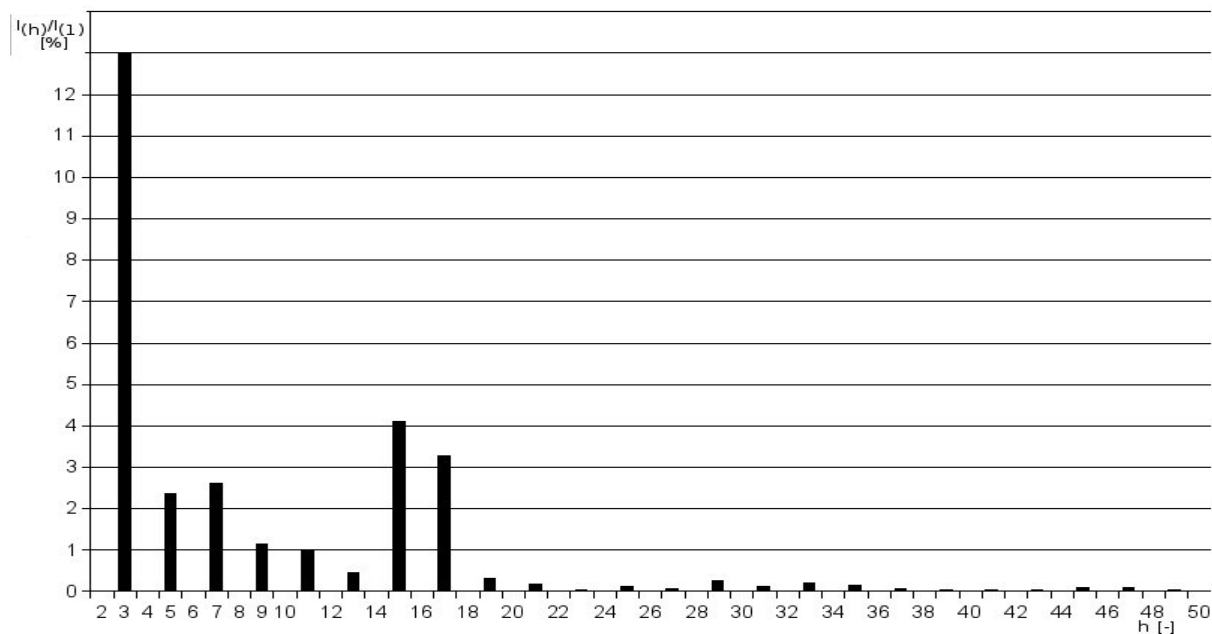
$$h = 2n \frac{f_{MM}}{f_1}, n = 0, 1, 2, \dots \quad (7.1)$$

Začneme-li řídit fázový posun trolejového proudu pomocí vkládání nulových vektorů (obr. 7.27), začnou se ve spektru projevat i harmonické nižších řádů. Zvláště problematická by mohla být velká složka 3. harmonické, která je způsobena principem řízení fázového posunu vstupního proudu vkládáním nulových vektorů. Je zřejmé, že tato metoda regulace fáze není příliš vhodná pro trakční aplikace. Uvedený postup návrhu vstupního filtru však může být použit i pro jiné metody řízení a zapojení maticového měniče a pro jiné varianty maticového měniče (např. MM 3 / 3).

V práci je dále regulace fáze řešena výhradně pomocí sekundárního pulzního usměrňovače, vstupní filtr je však navrhován uvedenou metodou.



Obr. 7.26: Harmonická analýza vstupního proudu i_1 . MM řízen obdélníkově, bez vkládání nulových vektorů. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \text{ } \mu\text{F}$, $P = 1700 \text{ W}$.



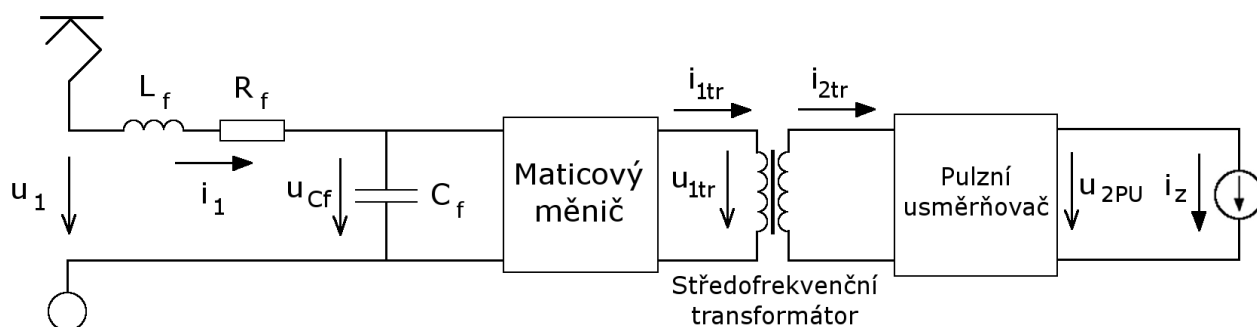
Obr. 7.27: Harmonická analýza vstupního proudu i_1 . Obdélníkové řízení s regulací fáze vkládáním nulových vektorů. $L_f = 24 \text{ mH}$, $C_f = 30 \text{ } \mu\text{F}$, $P = 1700 \text{ W}$.

8 Pohon s maticovými měniči a pulzním usměrňovačem

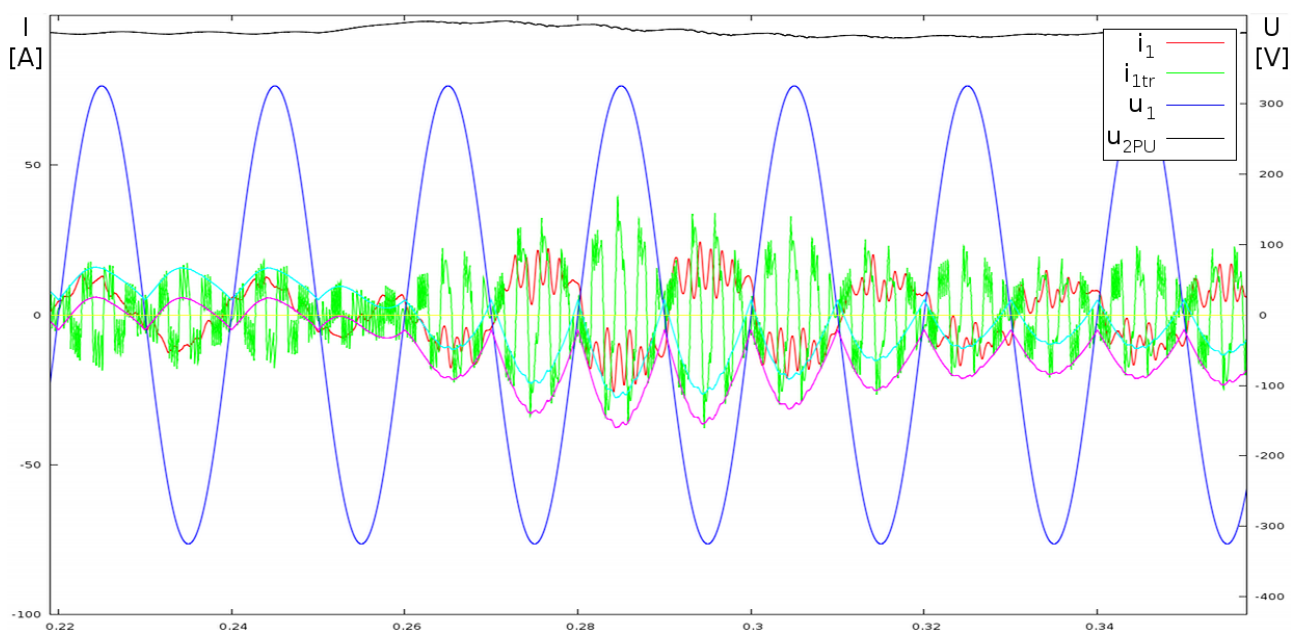
Po odladění řídicích algoritmů pro primární i sekundární měnič je možné jejich spojení. Další část této práce se zabývá vzájemnou spoluprací maticových měničů na primární straně transformátoru a pulzního usměrňovače na straně sekundární.

8.1 Pohon s jedním maticovým měničem

V první fázi byla provedena simulace zapojení maticového měniče s pulzním usměrňovačem připojeným za transformátor. Na obr. 8.1 je zobrazeno schéma zapojení této soustavy. Maticový měnič je řízen obdélníkově s frekvencí 400 Hz. Pulzní usměrňovač je řízen dvouhodnotově s frekvencí kolem 4 kHz. Na obr. 8.2 jsou zobrazeny průběhy veličin při požadavku na rekuperaci.



Obr. 8.1: Simulační schéma zapojení pulzního usměrňovače do obvodu s maticovým měničem. V zapojení je vstupní LC filtr, maticový měnič, transformátor a pulzní usměrňovač s proudovou zátěží.



Obr. 8.2: Simulační průběhy napětí a proudů pro obvod s maticovým měničem a pulzním usměrňovačem. Maticový měnič řízen obdélníkově s frekvencí 400 Hz, pulzní usměrňovač řízen dvouhodnotově s frekvencí kolem 4 kHz. V čase 0,25 s došlo k požadavku na rekuperaci 2 kW.

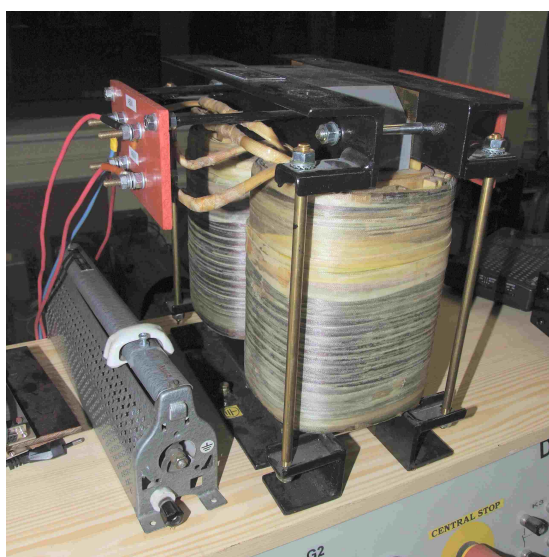
8.2 Pohon se sériově řazenými maticovými měniči

Vývoj vysokonapěťových IGBT dosáhl napěťové úrovně 6,5 kV. Tyto tranzistory jsou však poměrně drahé a navíc pomalejší (spínací frekvence kolem 500 Hz) než prvky na 3,3 kV.

Aby bylo možno maticové měniče provozovat jako primární měnič na síti 25 kV, je zapotřebí sériového spojení součástek, nebo celých měničů. Sériové spojení měničů s sebou může nést komplikace s jejich vzájemnou spoluprací, především s rozvážením napětí na kondenzátorech vstupního filtru. Zbylá část práce se proto zabývá pohonem se sériově řazenými maticovými měniči, připojenými ke středofrekvenčnímu transformátoru s dvěma primárními vinutími a jedním sekundárním, ke kterému je připojen pulzní usměrňovač. Je zde tedy použit systém značení vinutí transformátoru jako primární a,b + sekundární, nikoliv systém značení primární, sekundární, terciární.

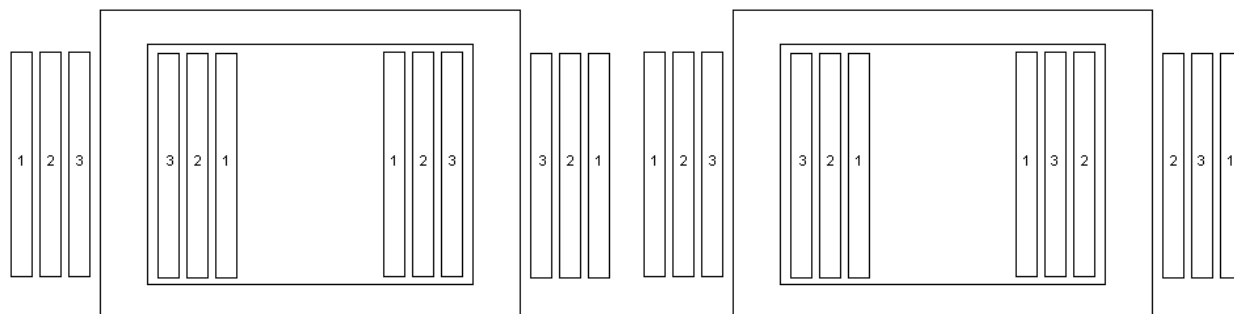
8.3 Vliv nesymetrického navinutí primárních cívek středofrekvenčního transformátoru na rozvážení primárních proudů

Dalším zkoumaným faktorem byl vliv nesymetrického navinutí primárních cívek středofrekvenčního transformátoru (resp. nesymetrické navinutí z pohledu rozložení rozptylových toků) na rozvážení jimi tekoucích proudů. Jedná se o stav, kdy jsou primární cívky navinuty na obou sloupcích transformátoru ve stejném pořadí, bez jejich transpozice. Tím dochází k nesymetrickému rozložení rozptylových toků a tedy i rozptylových indukčností (resp. indukčností odpovídajících rozptylům v náhradním schématu). Průběhy byly naměřeny na středofrekvenčním transformátoru $2 \times 450 \text{ V} / 700 \text{ V} / 400 \text{ Hz}$.



Obr. 8.3: Měřený středofrekvenční transformátor $2 \times 450 \text{ V} / 700 \text{ V} / 400 \text{ Hz}$.

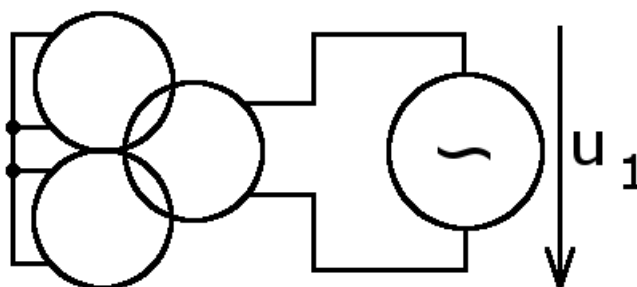
Na obr. 8.4 je zobrazeno navinutí transformátoru s nesymetricky a se symetricky rozloženými rozptylovými toky. Pro symetrické rozložení je předpokládán stejný počet závitů na obou sloupcích.



Obr. 8.4a: Trojvinuťový transformátor s nesymetricky rozloženými rozptylovými toky pro obě primární vinutí.

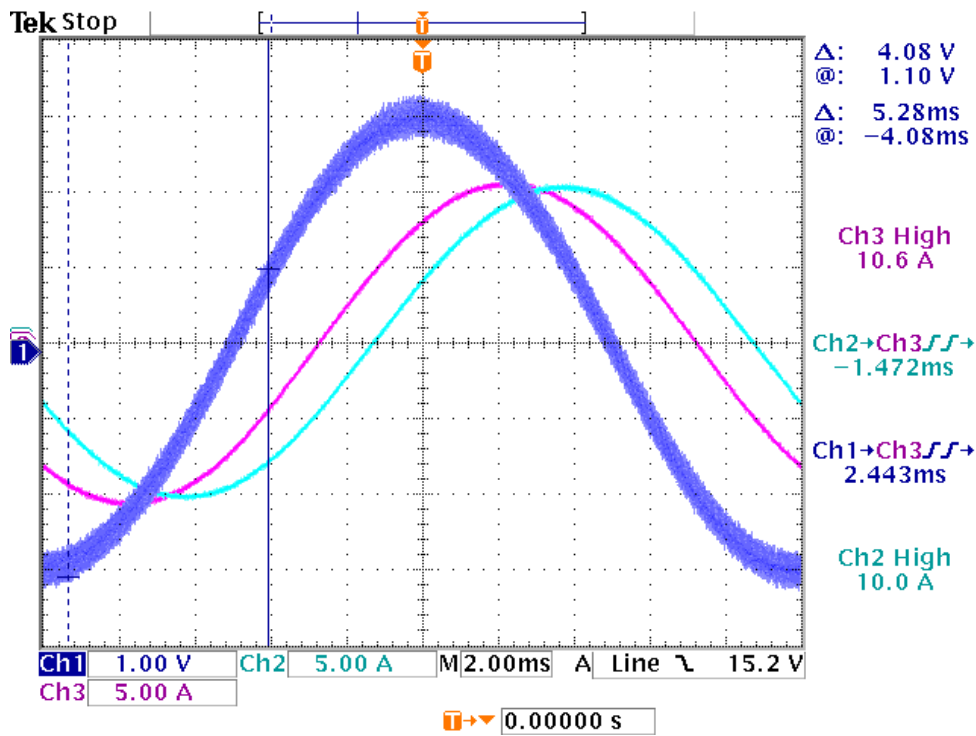
Obr. 8.4b: Trojvinuťový transformátor se symetricky rozloženými rozptylovými toky pro obě primární vinutí.

Pro zkoumání vlivu nesymetrického rozložení rozptylových toků byl transformátor měřen dle zapojení na obr. 8.5. Primární vinutí transformátoru byla na svorkách zkratována a vzájemně propojena a sekundární vinutí bylo napájeno regulovatelným zdrojem o různé frekvenci.



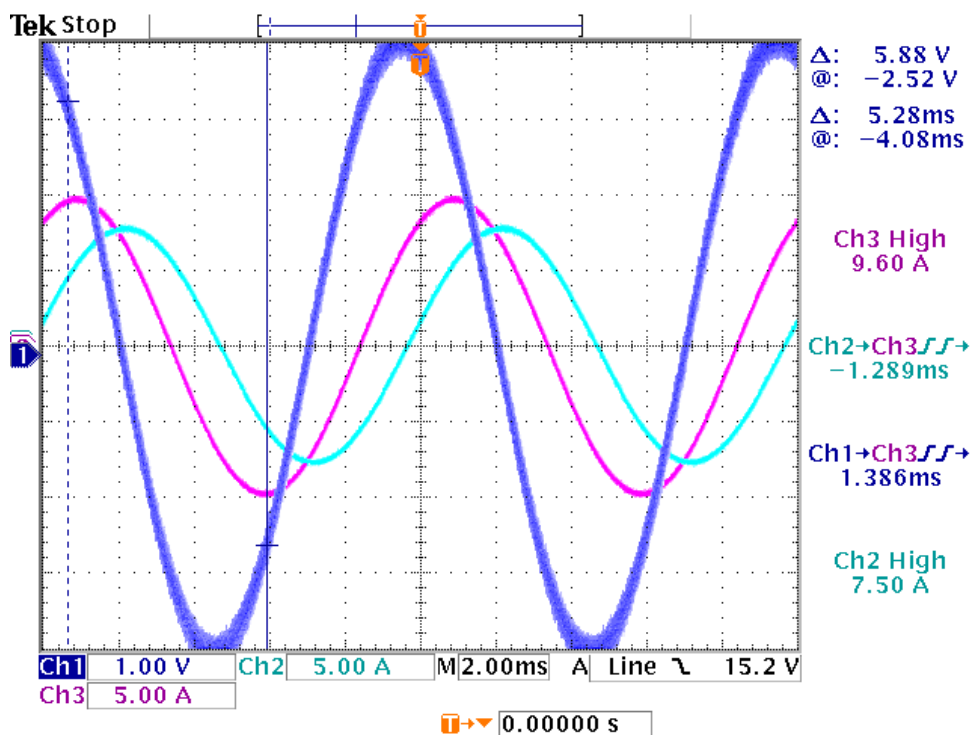
Obr. 8.5: Zapojení trojvinuťového, středofrekvenčního transformátoru pro měření vlivu nesymetrického rozložení rozptylových toků. Primární vinutí spojena a zkratována, sekundární vinutí napájeno.

Následují průběhy napětí zdroje a proudy v cívkách primárních vinutí pro různé hodnoty frekvence napájecího napětí. Z průběhů je patrné, že při zvyšování frekvence dochází ke zvětšování nesymetrie mezi proudy v cívkách primárního vinutí. To je dáno růstem rozdílu jejich rozptylových reaktancí.



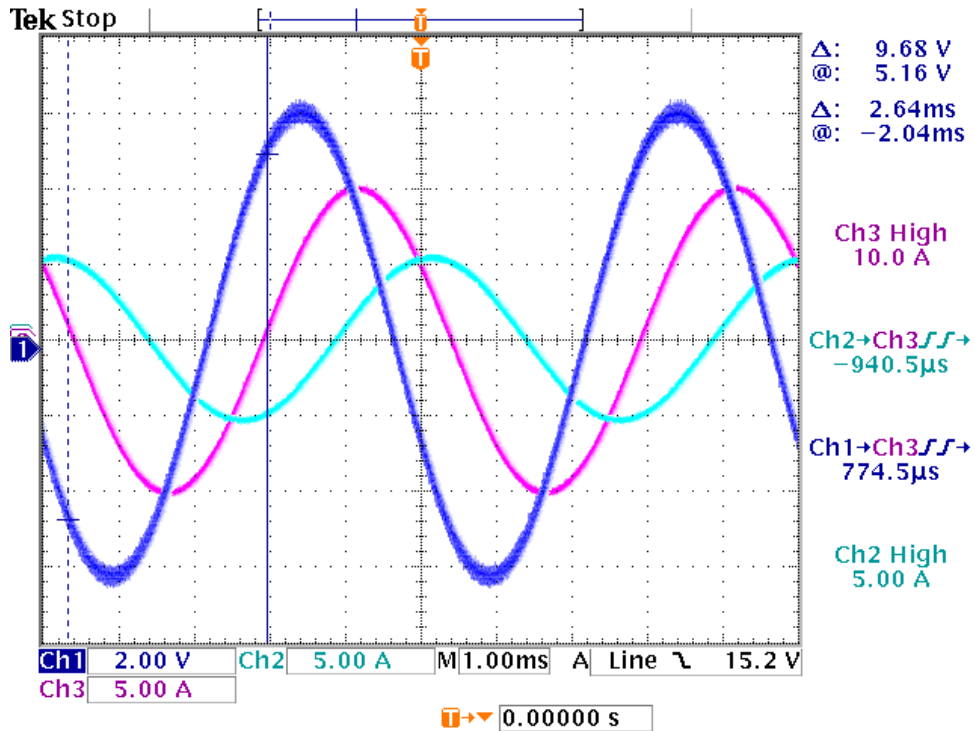
Obr. 8.6: Měření vlivu nesymetrického navinutí primárních cívek transformátoru, $f = 50$ Hz.

Ch1: napětí napájecího zdroje u_1 . Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a} , i_{1b} .



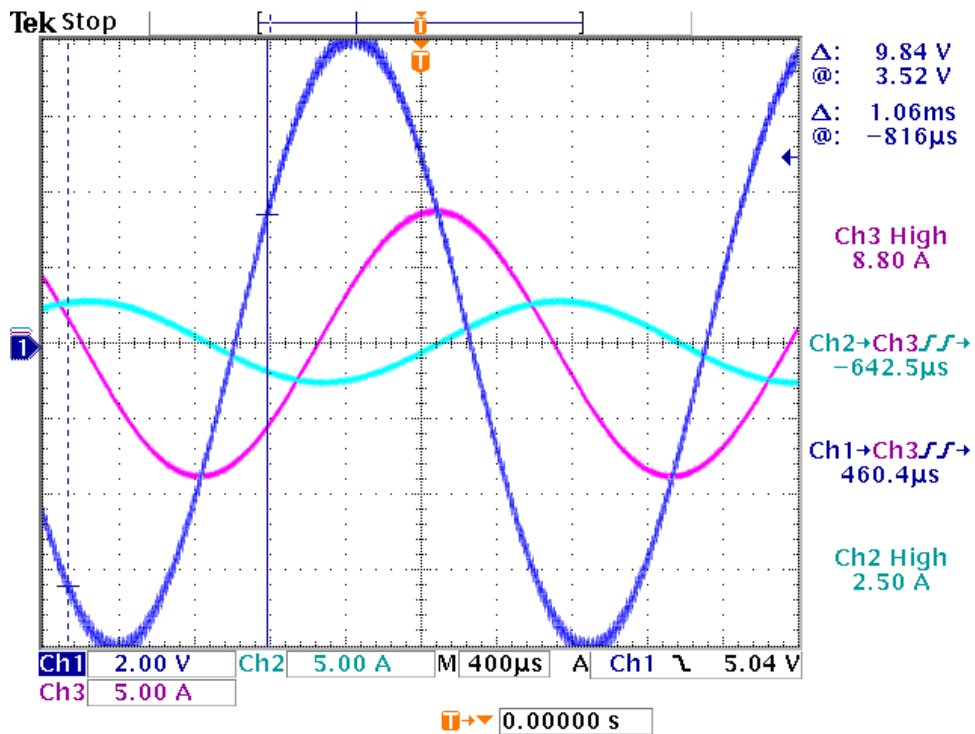
Obr. 8.7: Měření vlivu nesymetrického navinutí primárních cívek transformátoru, $f = 100$ Hz.

Ch1: napětí napájecího zdroje u_1 . Ch2, Ch3: primární proudy i_{1a} , i_{1b} .



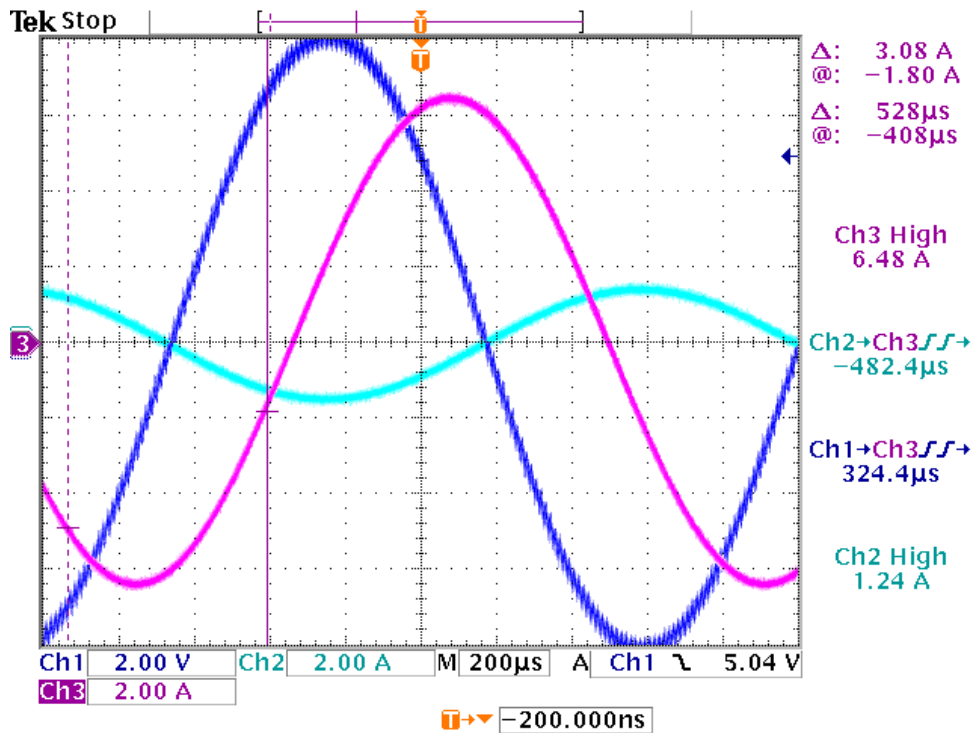
Obr. 8.8: Měření vlivu nesymetrického navinutí primárních cívek transformátoru, $f = 200$ Hz.

Ch1: napětí napájecího zdroje u_1 . Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a} , i_{1b} .



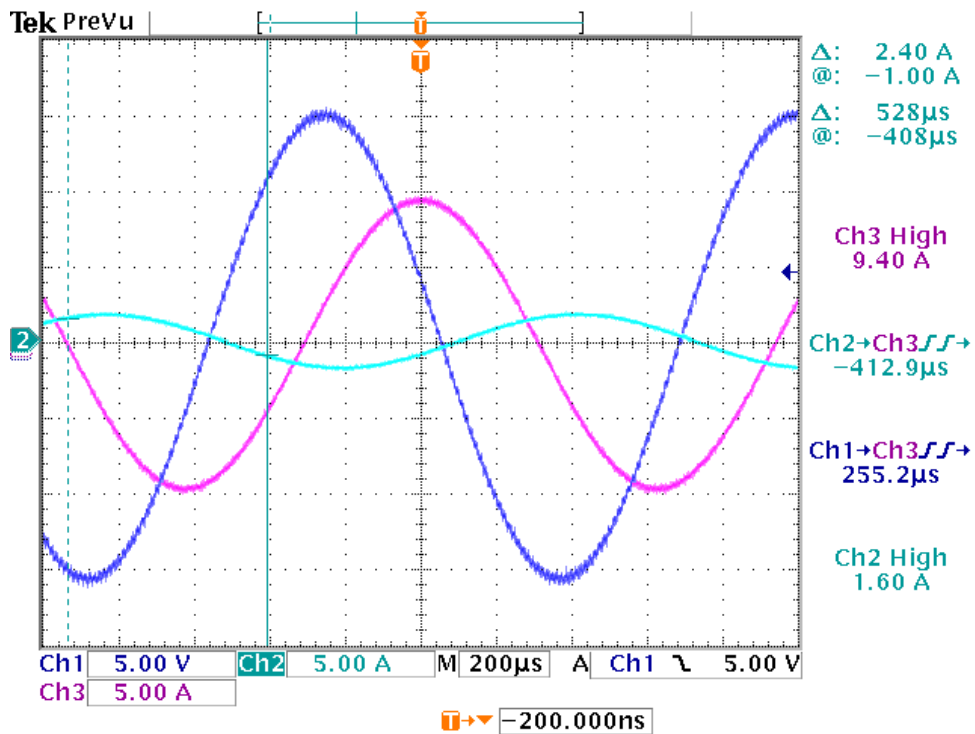
Obr. 8.9: Měření vlivu nesymetrického navinutí primárních cívek transformátoru, $f = 400$ Hz.

Ch1: napětí napájecího zdroje u_1 . Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a} , i_{1b} .



Obr. 8.10: Měření vlivu nesymetrického navinutí primárních cívek transformátoru, $f = 600$ Hz.

Ch1: napětí napájecího zdroje u_1 . Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a} , i_{1b} .

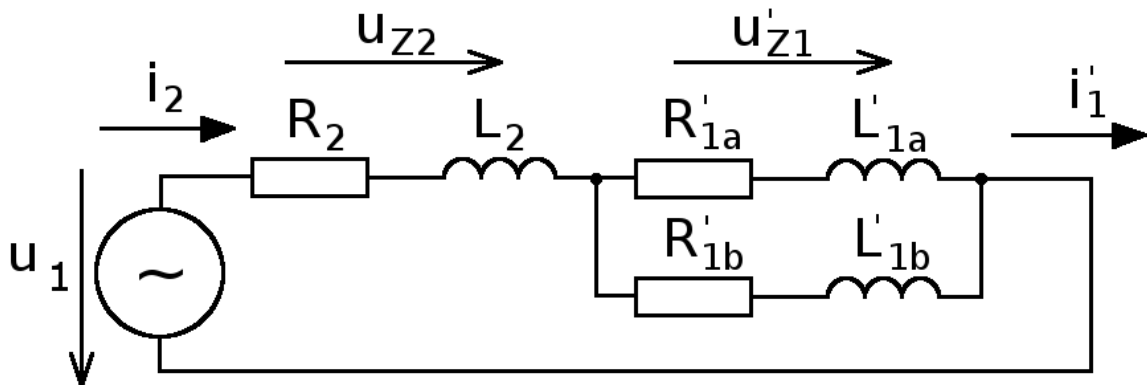


Obr. 8.11: Měření vlivu nesymetrického navinutí primárních cívek transformátoru, $f = 800$ Hz.

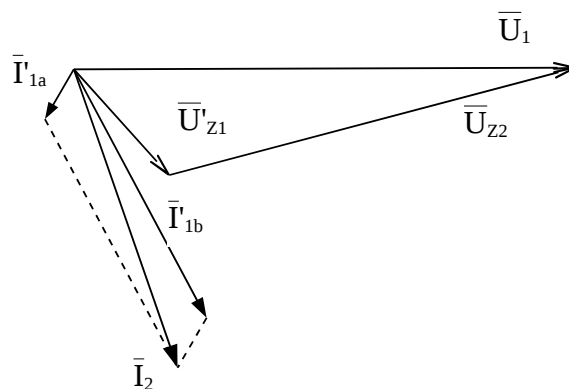
Ch1: napětí napájecího zdroje u_1 . Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a} , i_{1b} .

Z předchozích průběhů je patrný velký rozdíl mezi proudy primárních vinutí. Pro vyšší frekvence je fázový posuv jednoho z proudů dokonce větší než 90° . To je dáno magnetickými

vazbami transformátoru (fázový posun tohoto proudu vůči napětí na rozptylové reaktanci náhradního schématu je menší než 90°). Velkou měrou je tento stav zapříčiněn nesymetrickým rozložením rozptylových reaktancí. Lépe je tento stav vidět z příslušného náhradního schématu (obr. 8.12) a fázorového diagramu (obr. 8.13). Při vyšších frekvencích dochází k velkému rozdílu mezi primárními rozptyly a také mezi rozptylovými reaktancemi primárních vinutí a sekundárního. Při ještě vyšších frekvencích se začínají projevovat i parazitní kapacity.

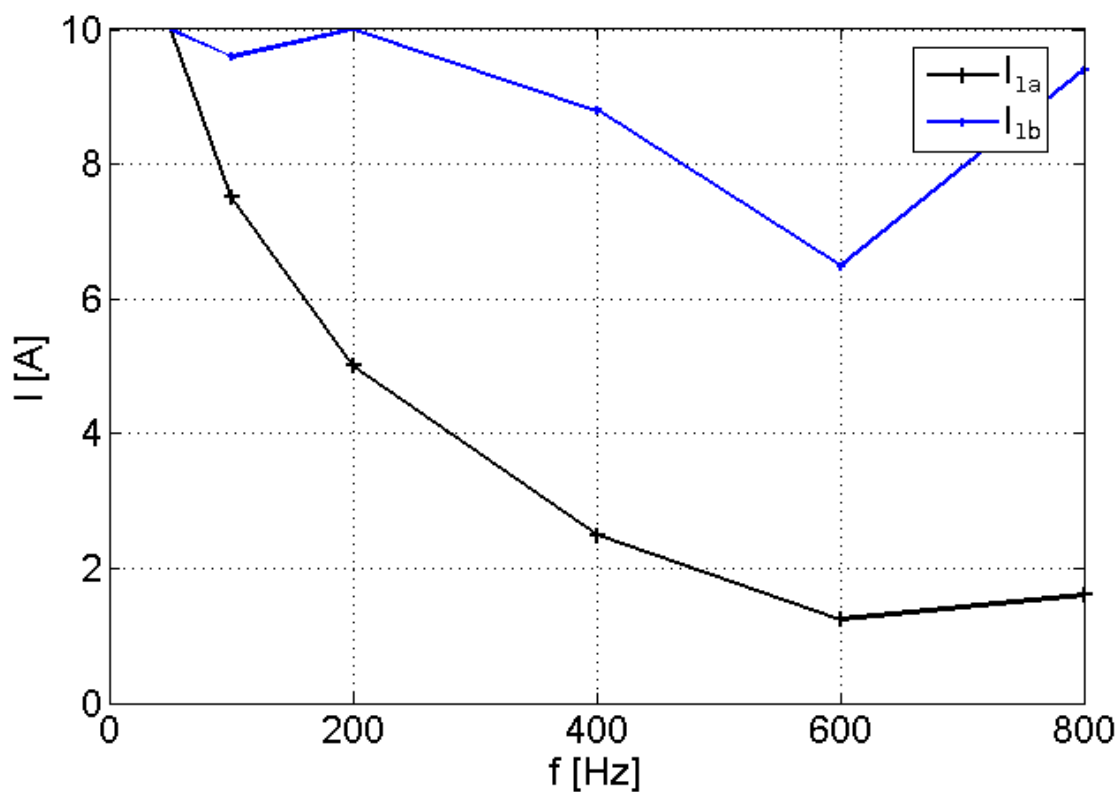


Obr. 8.12: Náhradní schéma trojvinutového, středofrekvenčního transformátoru. Primární vinutí zkratována, sekundární vinutí napájeno.

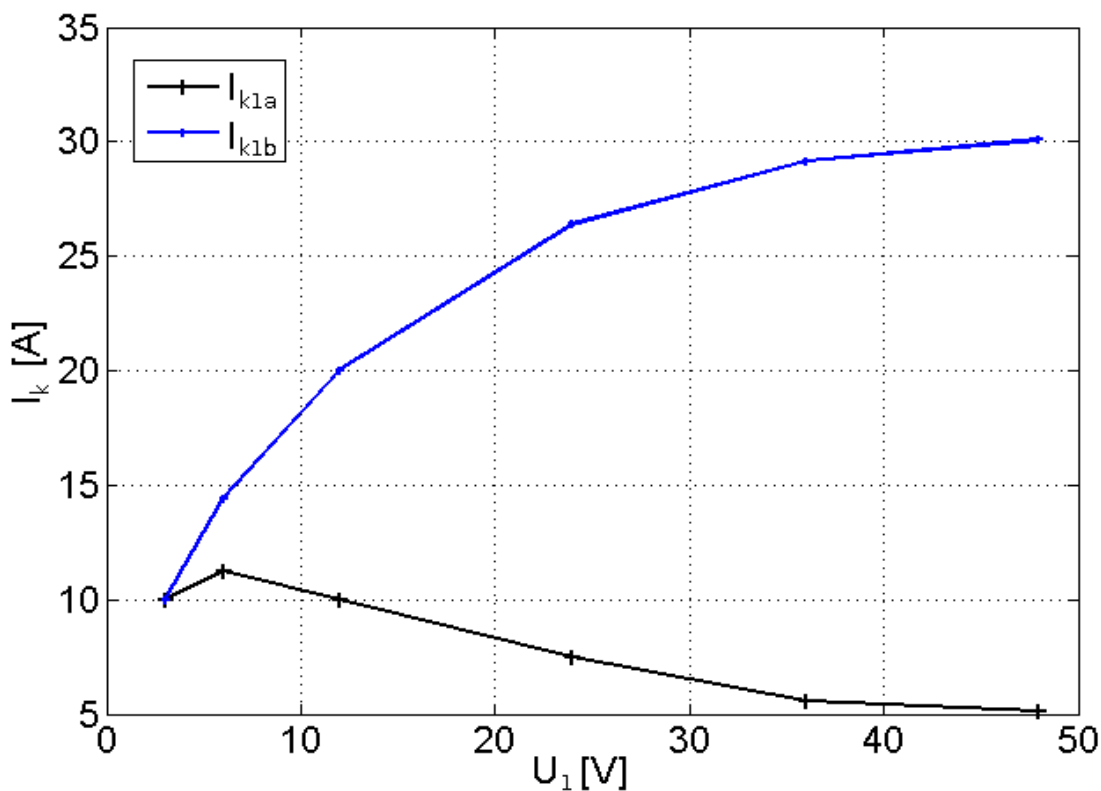


Obr. 8.13: Fázorový diagram pro vyšší frekvence trojvinutového, středofrekvenčního transformátoru s nesymetricky rozloženými rozptylovými reaktancemi. Primární vinutí zkratována, sekundární vinutí napájeno, $f = 400 \text{ Hz}$, viz obr. 8.9.

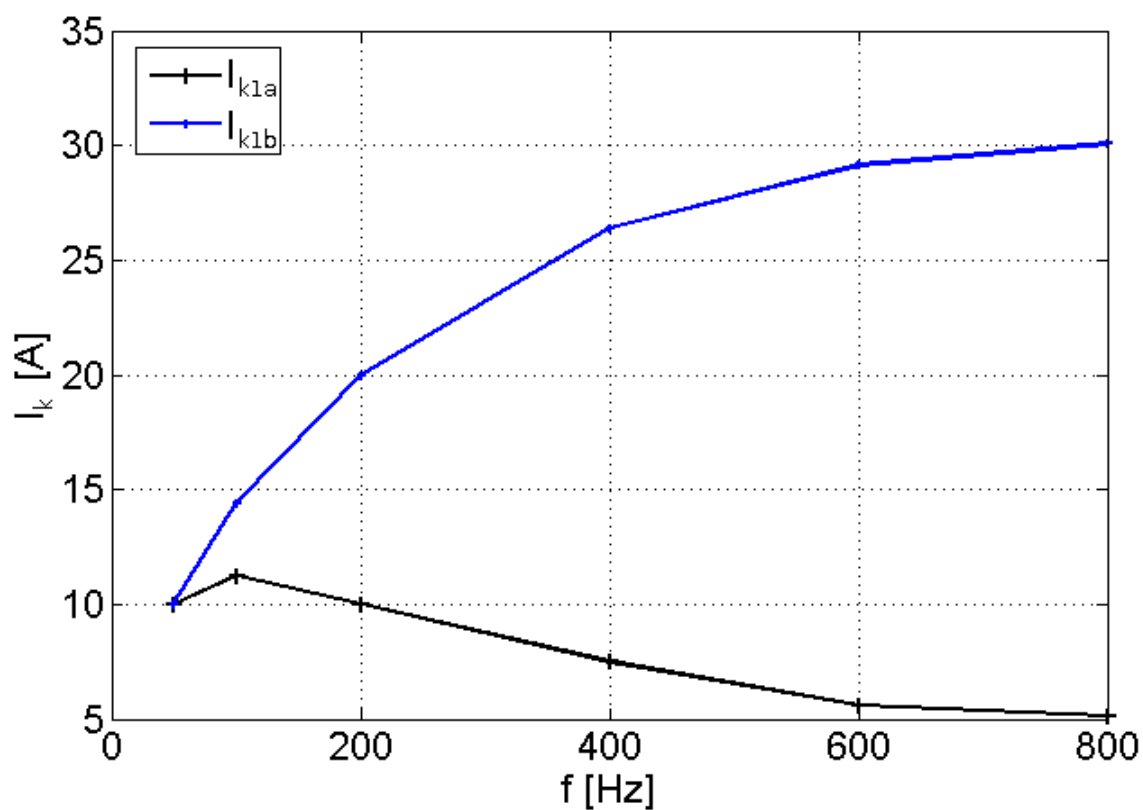
Z naměřených hodnot lze sestavit graf závislosti proudů nakrátko na frekvenci a charakteristiku nakrátko.



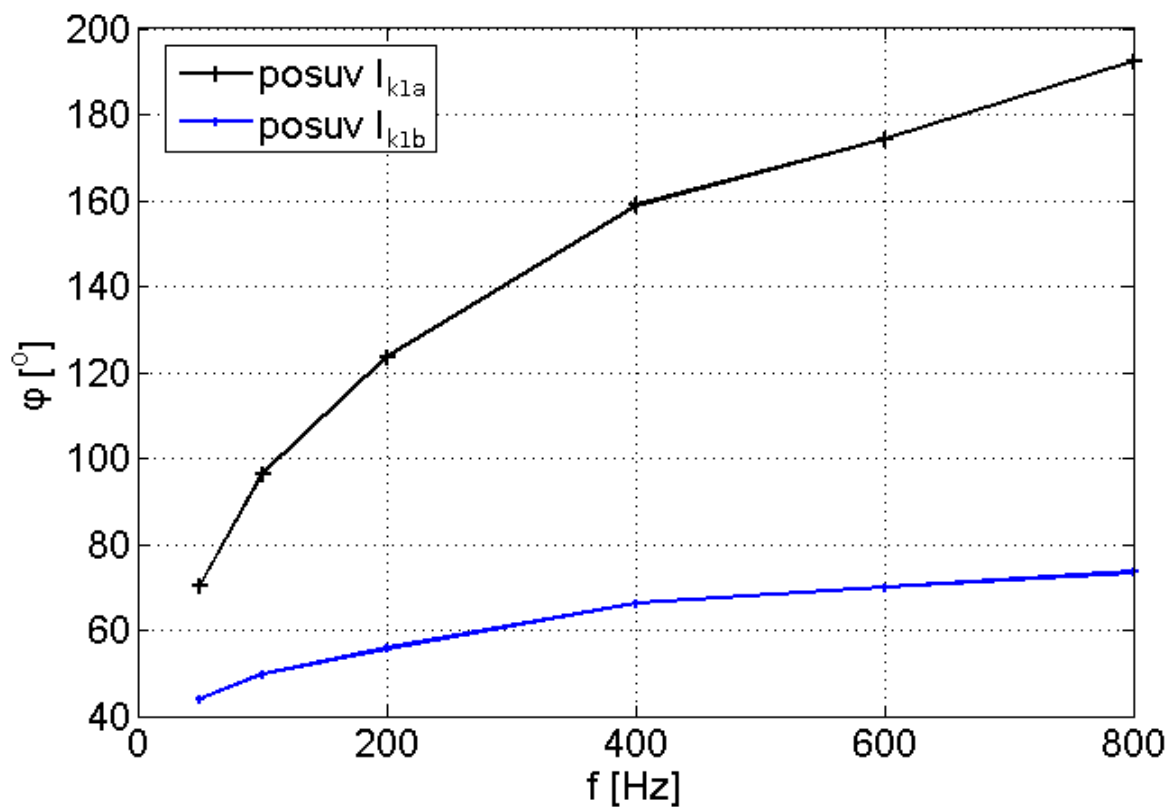
Obr. 8.14: Naměřené proudy v závislosti na frekvenci napájecího napětí.



Obr. 8.15: Charakteristiky nakrátko pro jednotlivá vinutí po přepočtu na stejné sycení.

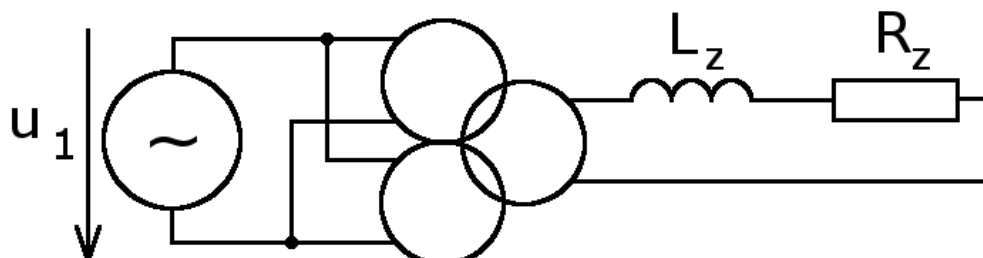


Obr. 8.16: Proudů v závislosti na kmitočtu po přepočtu na stejné sycení.

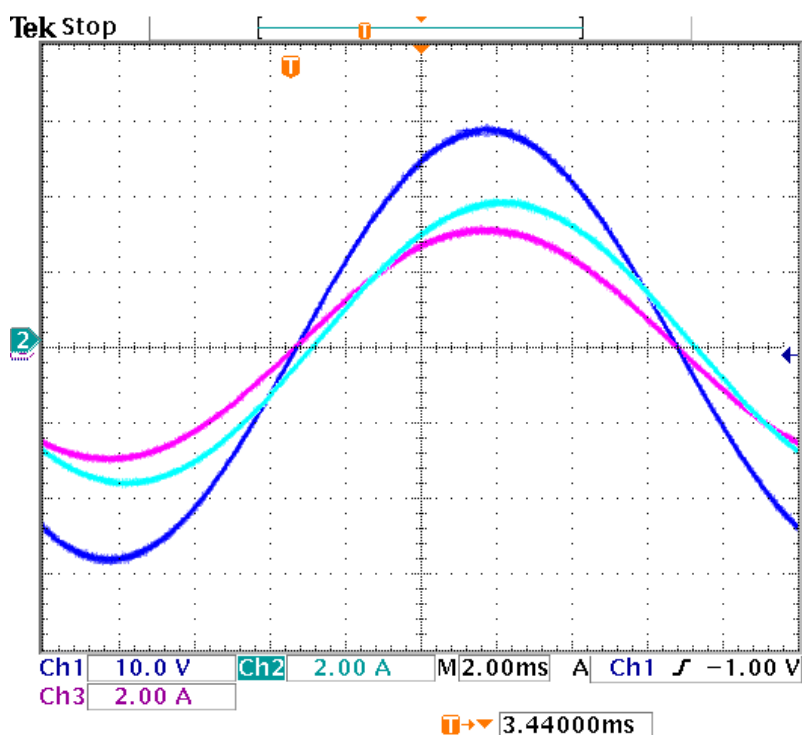


Obr. 8.17: Fázový posuv proudů vzhledem k napětí.

Dále byl zkoumán vliv nesymetrického rozložení proudů při zapojení středofrekvenčního transformátoru dle zapojení na obr. 8.18. Primární vinutí byla spojena paralelně a byl k nim připojen regulovatelný AC zdroj s proměnnou frekvencí. Na sekundární vinutí byla připojena zátěž ve formě výkonových odporů.

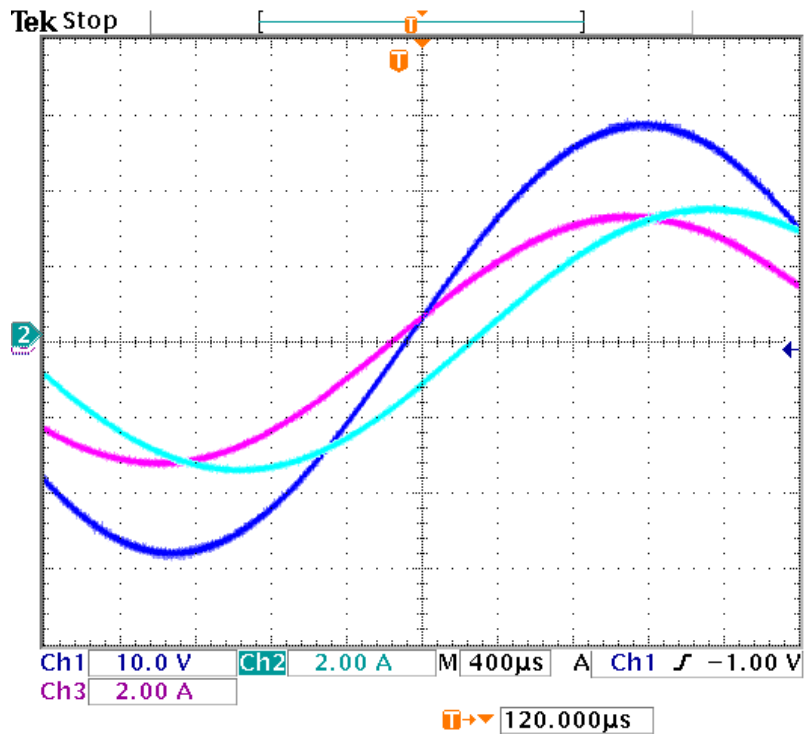


Obr. 8.18: Zapojení trojvinutového, středofrekvenčního transformátoru pro měření vlivu nesymetrického navinutí. Primární vinutí spojena paralelně ke zdroji, sekundární vinutí zatíženo RL zátěží.



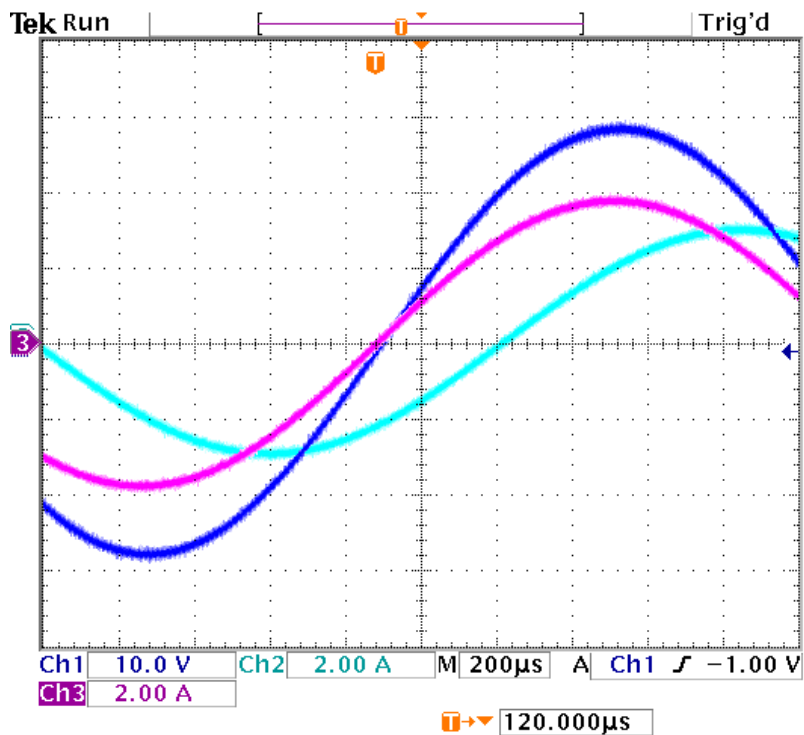
Obr. 8.19: Měření vlivu nesymetrického navinutí primárních cívek transformátoru, $f = 50 \text{ Hz}$.

Ch1: napětí napájecího zdroje u_1 . Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a} , i_{1b} .



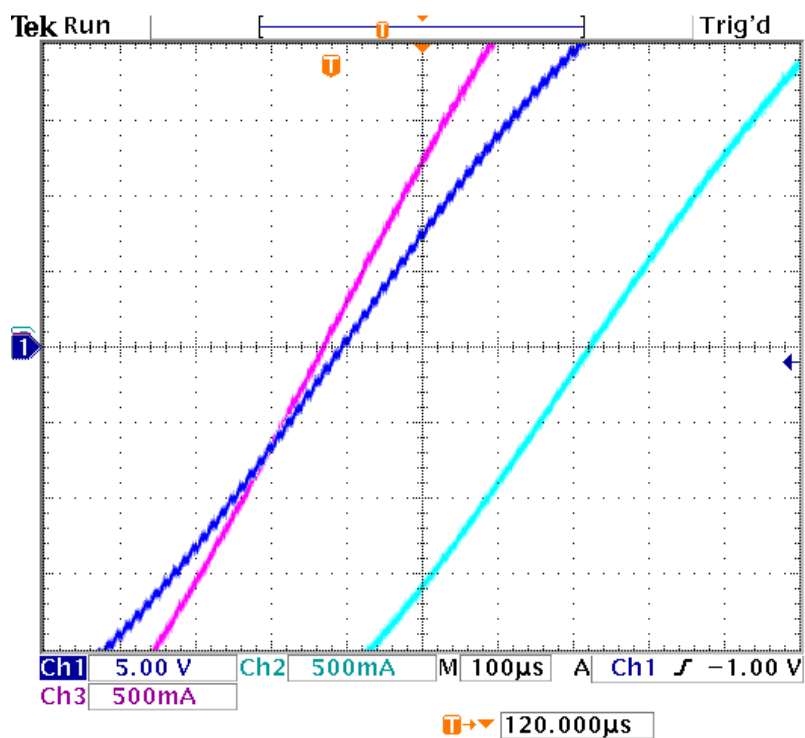
Obr. 8.20: Měření vlivu nesymetrického navinutí primárních cívek transformátoru, $f = 200$ Hz.

Ch1: napětí napájecího zdroje u_1 . Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a} , i_{1b} .



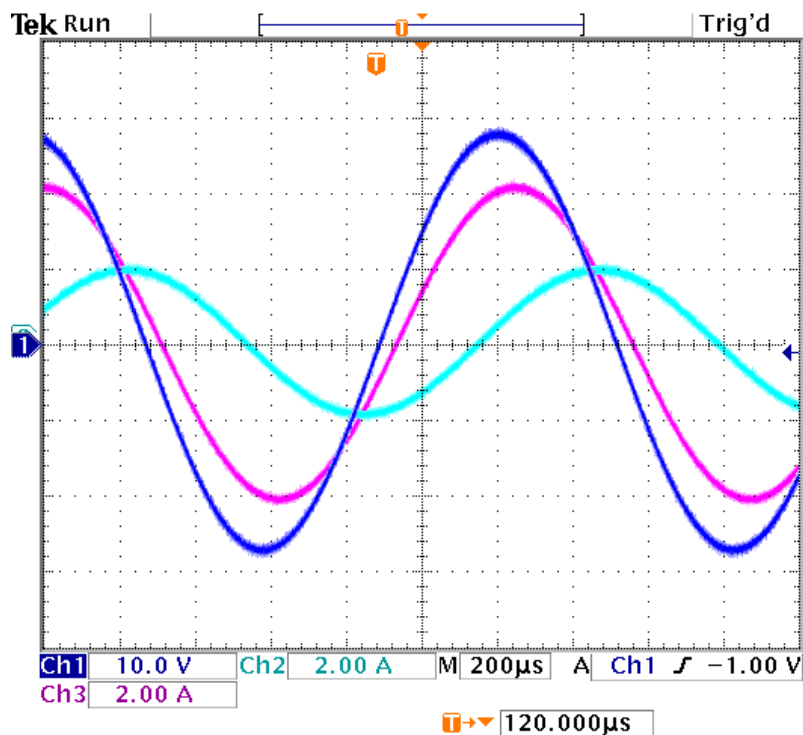
Obr. 8.21: Měření vlivu nesymetrického navinutí primárních cívek transformátoru, $f = 400$ Hz.

Ch1: napětí napájecího zdroje u_1 . Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a} , i_{1b} .



Obr. 8.22: Měření vlivu nesymetrického navinutí primárních cívek transformátoru, $f = 400$ Hz – detail průchodu nulou.

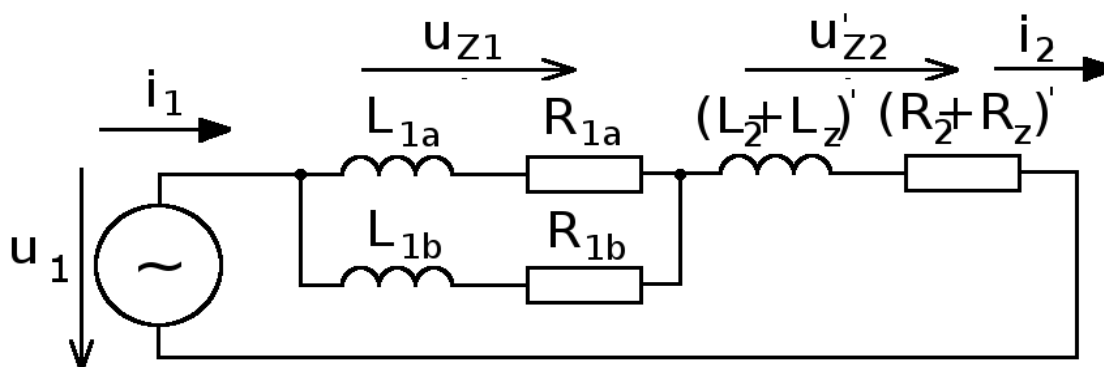
Ch1: napětí napájecího zdroje u_1 . Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a} , i_{1b} .



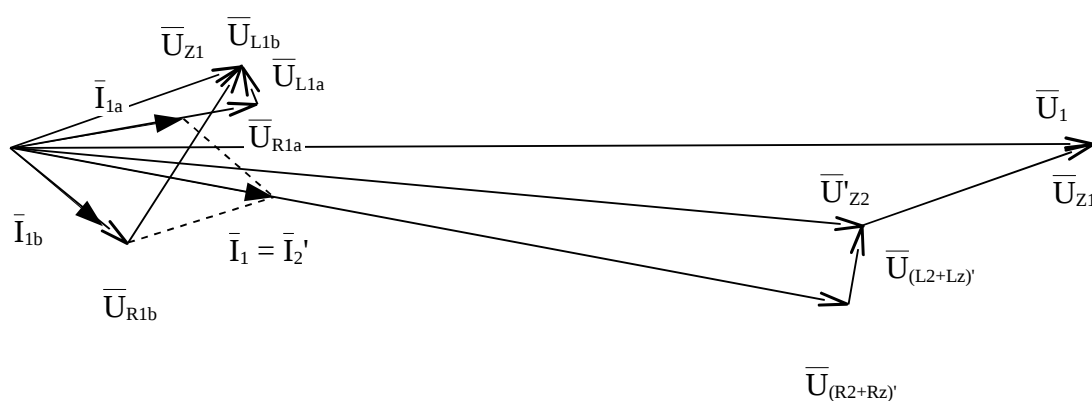
Obr. 8.23: Měření vlivu nesymetrického navinutí primárních cívek transformátoru, $f = 800$ Hz.

Ch1: napětí napájecího zdroje u_1 . Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a} , i_{1b} .

Z předcházejících průběhů je patrný velký rozdíl proudů tekoucích primárními cívkami. Pro určité frekvence dokonce jeden z fázorů proudů předbíhá napájecí napětí. Jedno z vinutí má tedy kapacitní charakter, přestože v obvodu nejsou zapojeny žádné kapacity (parazitní kapacity transformátoru jsou poměrně malé). Tento fázový předstih je dán magnetickou vazbou. Jedná se o kapacitní charakter z pohledu jednoho primárního vinutí a vůči vstupnímu napájecímu napětí. Ve skutečnosti je však třeba brát rozdíl vstupního a indukovaného napětí. Vůči tomuto rozdílu je již charakter tohoto proudu induktivní. Stejně tak součet obou proudů tekoucích do primárních vinutí (tj. proud odebíraný ze zdroje) je induktivního charakteru vůči napájecímu napětí. Lépe je tato situace viditelná z fázorového diagramu takto zapojeného transformátoru. Na obr. 8.24 je náhradní schéma transformátoru pro zapojení dle obr. 8.18, při zanedbání příčné větve. Na obr. 8.25 je pro vysvětlení principu zjednodušený fázorový diagram tohoto zapojení.



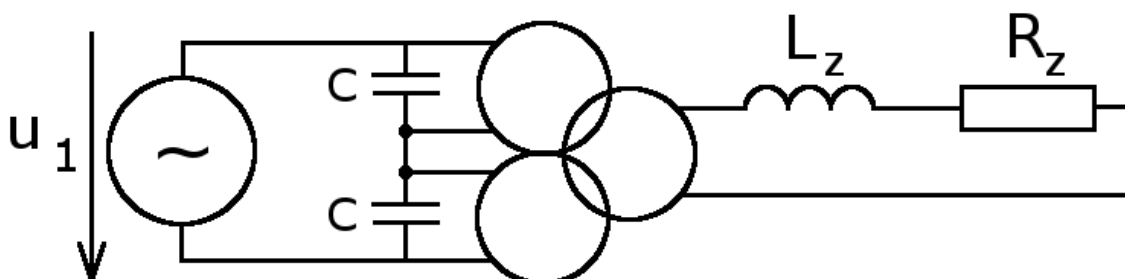
Obr. 8.24: Náhradní schéma trojvinutového, středofrekvenčního transformátoru. Primární vinutí jsou spojena paralelně a napájena, k sekundárnímu vinutí je připojena převážně odporová RL zátěž.



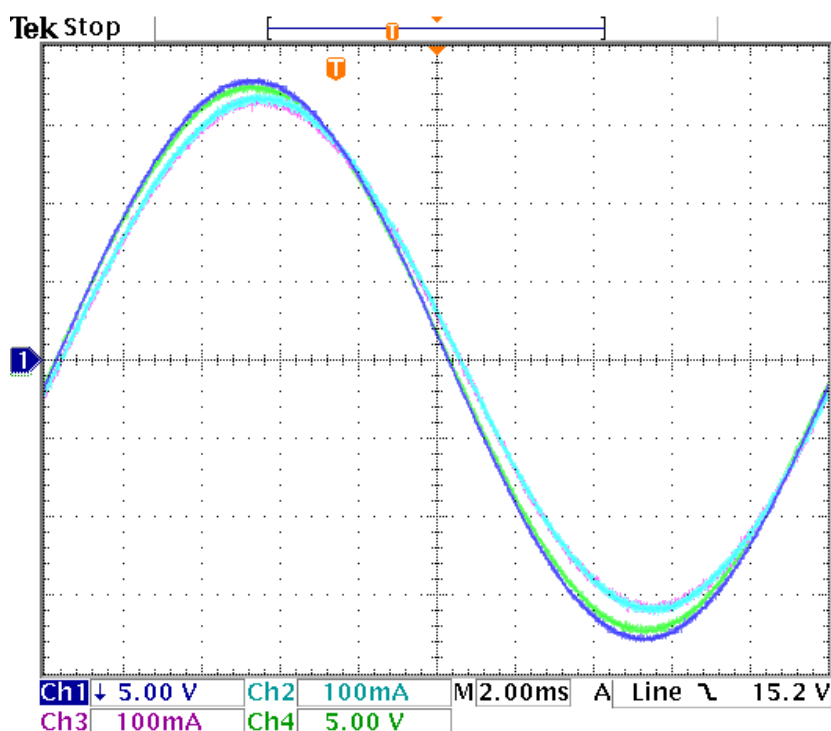
Obr. 8.25: Fázorový diagram nesouměrně navinutého trojvinutového, středofrekvenčního transformátoru. Primární vinutí jsou spojena paralelně a napájena, k sekundárnímu vinutí je připojena převážně odporová RL zátěž.

8.4 Vyrovnání nesymetrického navinutí transformátoru pomocí kondenzátorů vstupního filtru

Po připojení kondenzátorů vstupního filtru dle obr. 8.26 dojde k automatickému vyrovnávání napětí na kondenzátorech pomocí transformátorové vazby. Při nerovnoměrném rozložení proudů dojde k mírné nesymetrizaci napětí na kondenzátorech, ale k symetrizaci proudů tekoucích primárními cívkami transformátoru. Naměřené průběhy jsou na obr. 8.27, 8.28. Vyrovnáním napětí na kondenzátorech vstupního filtru se podrobně zabývá zpráva [23].

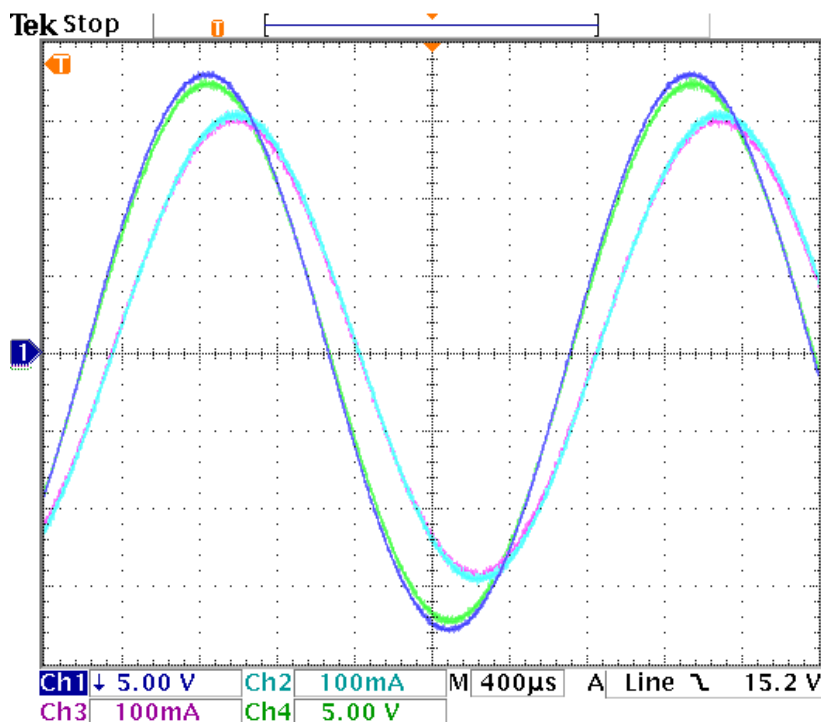


Obr. 8.26: Zapojení trojvítězového středofrekvenčního transformátoru pro měření vlivu nesymetrického navinutí s kondenzátory na primární straně.



Obr. 8.27: Vyrovnání nesymetrického navinutí transformátoru pomocí kondenzátorů vstupního filtru, $f = 50 \text{ Hz}$.

Ch1, Ch4: napětí na kondenzátorech u_{cf_a} , u_{cf_b} , Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a} , i_{1b} .



Obr. 8.28: Vyrovnání nesymetrického navinutí transformátoru pomocí kondenzátorů vstupního filtru, $f = 400$ Hz.

Ch1, Ch4: napětí na kondenzátorech u_{cfa}, u_{cfb} , Ch2, Ch3: proudy v primárních vinutích i_{1a}, i_{1b} .

8.5 Řízení pohonu se sériově řazenými maticovými měniči

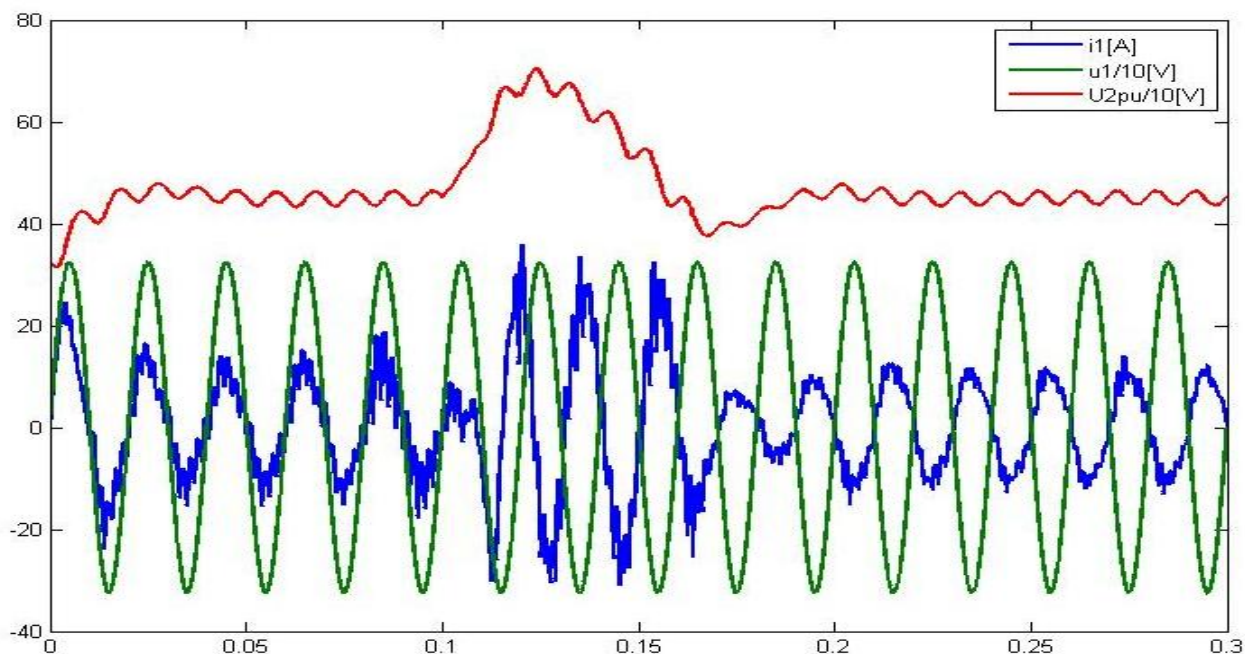
Pro možnost analyzování a vyřešení problémů spolupráce sériově spojených měničů byl použit model ze dvou sériově spojených modulů maticových měničů, středofrekvenčního transformátoru, sekundárního pulzního usměrňovače, střídače a motoru.

Pro řízení maticových měničů bylo použito obdélníkové řízení s možností zapnutí algoritmu vkládání nulových vektorů. Sekundární pulzní usměrňovač byl řízen dvouhodnotově, s možností nahrazení řízení delta modulací. Schéma zapojení a zjednodušené regulační schéma je na obr. 3.1. Kompletní simulační schéma je vloženo v přílohách. Vstupní filtr byl navrhován podle obr. 6.27.

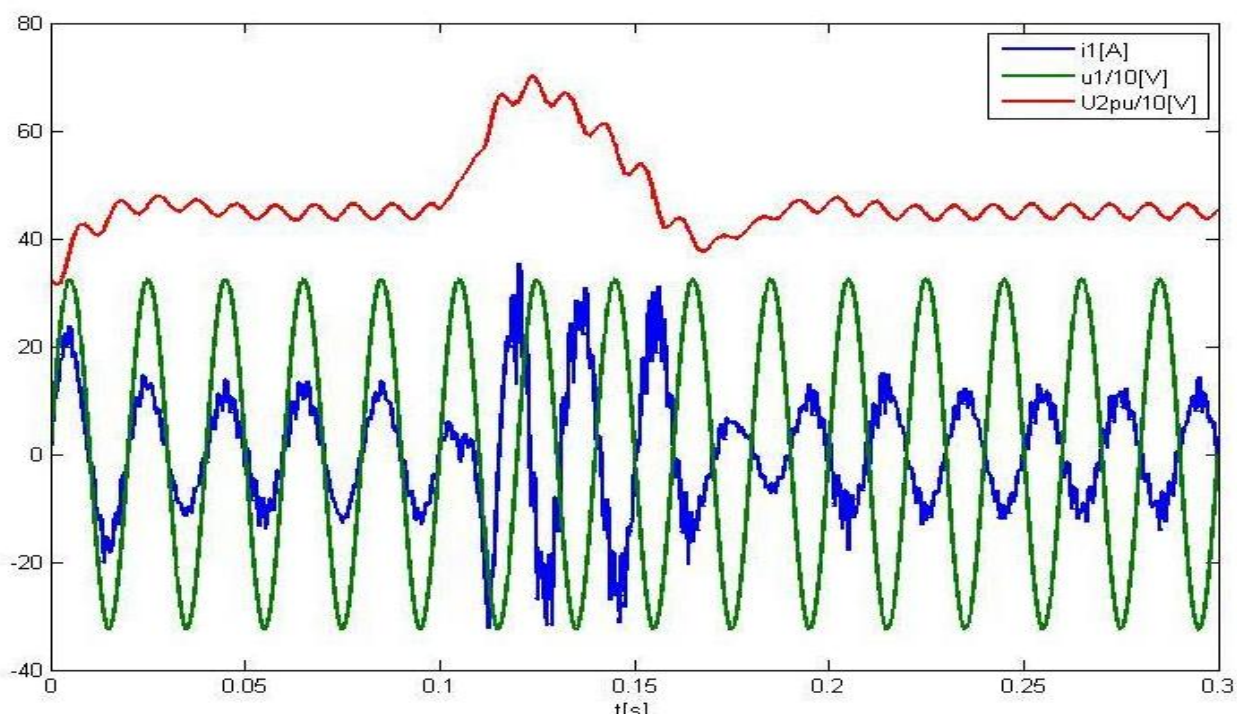
Pro omezení 3. harmonické byla do regulační smyčky pulzního usměrňovače vkládána 2. harmonická. Druhá harmonická namodulovaná na napětí meziobvodu sekundárního měniče u_{2PU} vzniká principem funkčnosti jednofázového pulzního usměrňovače a nelze ji odstranit vhodným řízením. Potlačení se provádí filtry na 2. harmonickou. Tuto složku se však podařilo odstranit z regulační smyčky, jejím přidáním v protifázi.

Na obr. 8.29 jsou průběhy veličin pro dvouhodnotové řízení pulzního usměrňovače bez přidání složky 100 Hz. Při porovnání těchto průběhů s průběhy pro dvouhodnotové řízení pulzního usměrňovače s přidáním složky 100 Hz na obr. 8.30 je vidět, že po přidání složky 100 Hz se zmenší

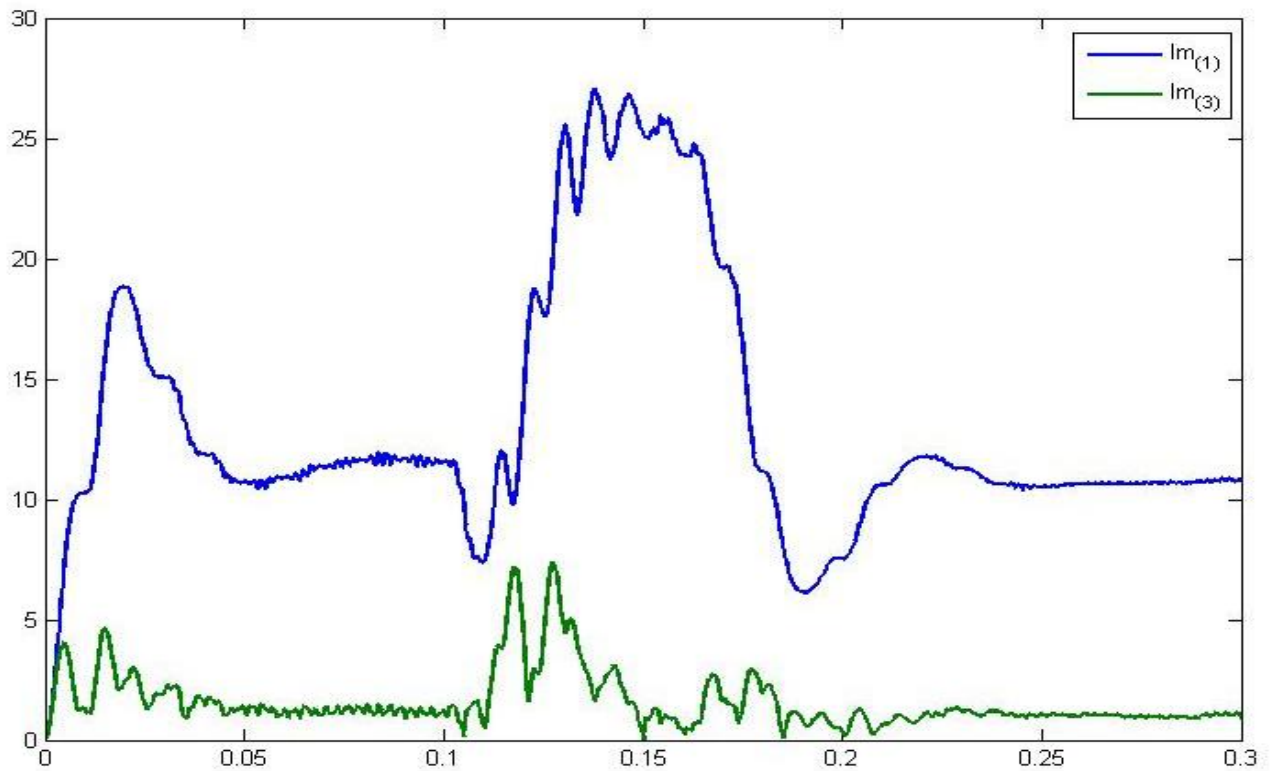
zkreslení proudu odebíraného z troleje. Detailněji je zmenšení vidět na grafech 1. a 3. harmonické pro jednotlivá řízení na obr. 8.31 a 8.32. Výstupy FFT odpovídající 1. a 3. harmonické nelze vypočítat v přechodových stavech. Důležité jsou tedy oblasti těchto grafů v ustálených stavech, kde je vidět potlačení 3. harmonické odebíraného proudu.



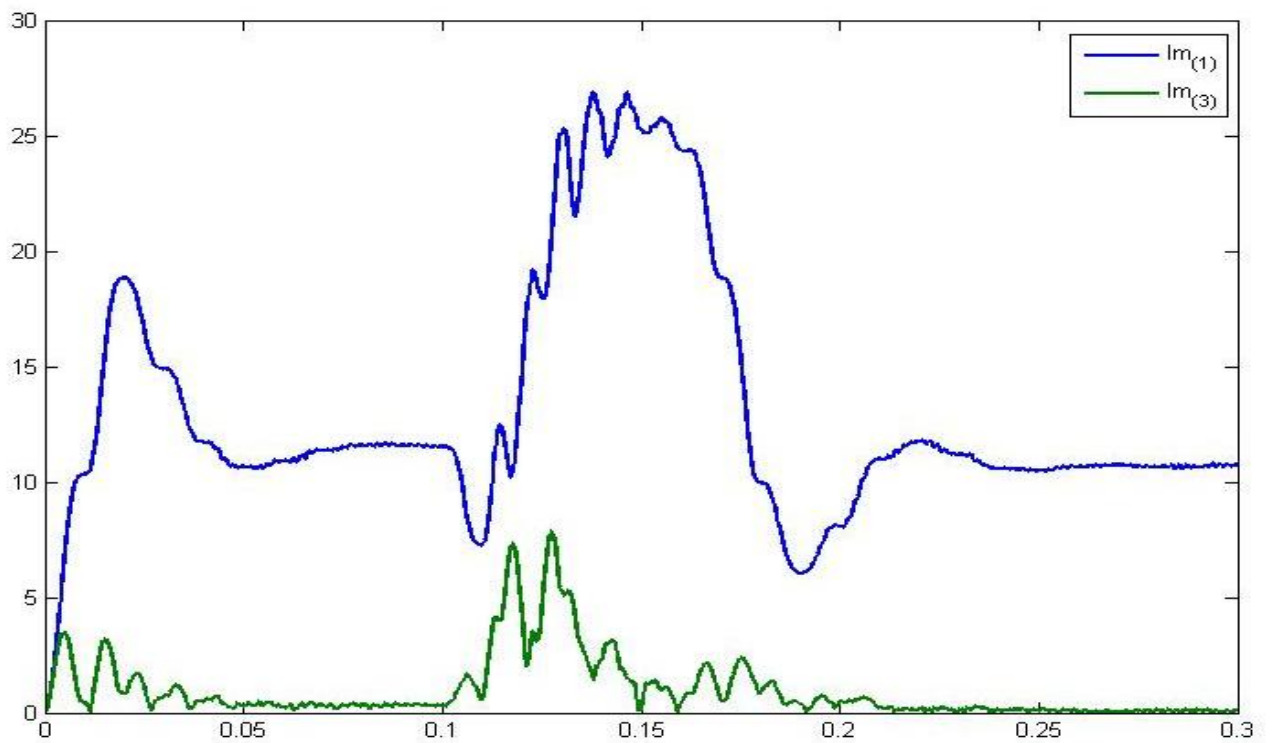
Obr. 8.29: Průběhy veličin při obdélníkovém řízení maticových měničů a dvouhodnotovém řízení pulzního usměrňovače. Skoková změna zátěže z 2 kW na -2 kW.



Obr. 8.30: Průběhy veličin při obdélníkovém řízení maticových měničů a dvouhodnotovém řízení pulzního usměrňovače s přidáním složky 100 Hz. Skoková změna zátěže z 2 kW na -2 kW.



Obr. 8.31: Průběhy 1. a 3. harmonické při obdélníkovém řízení maticových měničů a dvouhodnotovém řízení pulzního usměrňovače. Skoková změna zátěže z 2 kW na -2 kW.

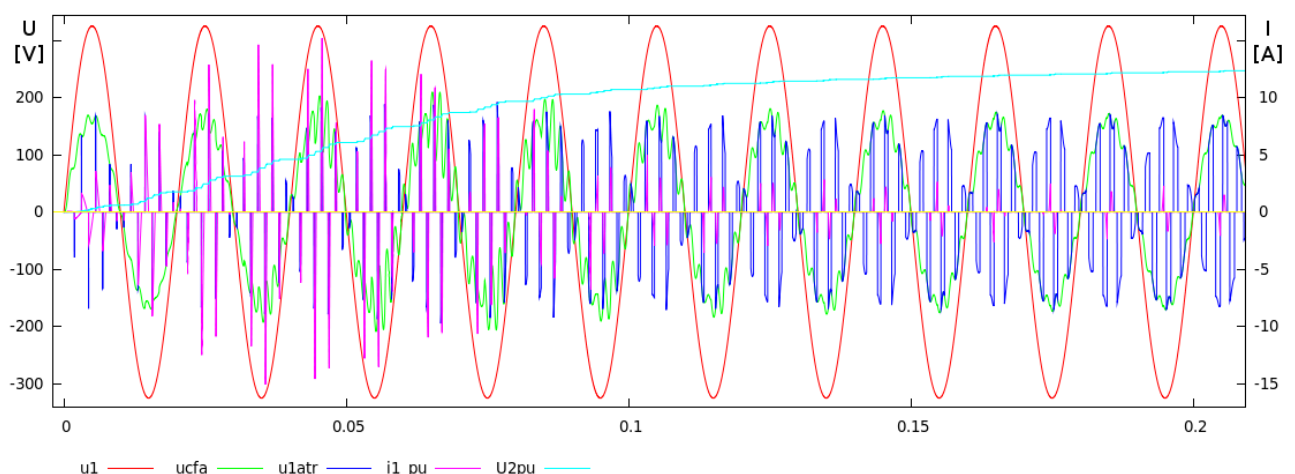


Obr. 8.32: Průběhy 1. a 3. harmonické při obdélníkovém řízení maticových měničů a dvouhodnotovém řízení pulzního usměrňovače s přidáním složky 100 Hz. Skoková změna zátěže z 2 kW na -2 kW.

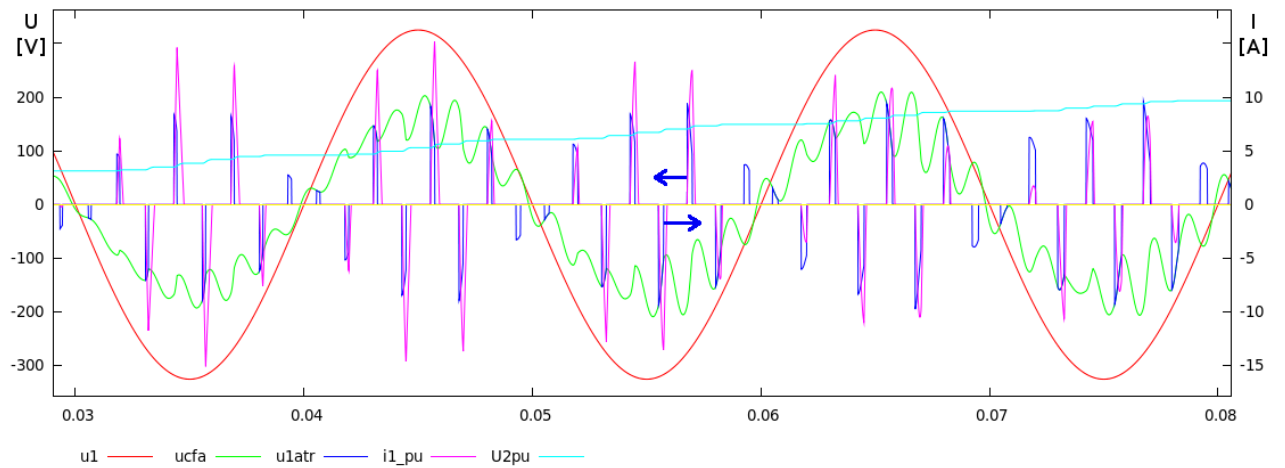
8.6 Přednabíjení kondenzátoru sekundárního pulzního usměrňovače

Vhodným řízením maticových měničů lze provést pomalé nabití kondenzátoru sekundárního pulzního usměrňovače. Jak již bylo psáno, maticové měniče jsou řízeny obdélníkově, s možností vkládání nulových vektorů. Lze tedy použít algoritmus pro nabití kondenzátoru, který prakticky nevyžaduje změnu řízení. Je zanecháno obdélníkové řízení maticových měničů s vkládáním nulových vektorů ve všech přechodech maticových měničů mezi stavy “1” a “-1”. Princip řízení spočívá v zablokování impulzů sekundárního pulzního usměrňovače a střídače a nastavení doby sepnutí nulových vektorů $1 / 800$ s. Dalším krokem je postupné pomalé snižování tohoto času až k 0 (nebo nastavené trvalé hodnotě), při kontrole dobíjení kondenzátoru. Po nabití kondenzátoru na maximální hodnotu trolejového napětí přepočtenou na sekundární stranu transformátoru následuje odblokování řídicích impulzů pro sekundární pulzní usměrňovač a řízené nabití kondenzátoru na požadovanou hodnotu. Poté lze odblokovat impulzy pro střídač. Tento postup je zobrazen na obr. 8.33. Na obr. 8.34 je pak zobrazen detailní pohled na tyto průběhy a je zde naznačeno zužování nulových vektorů.

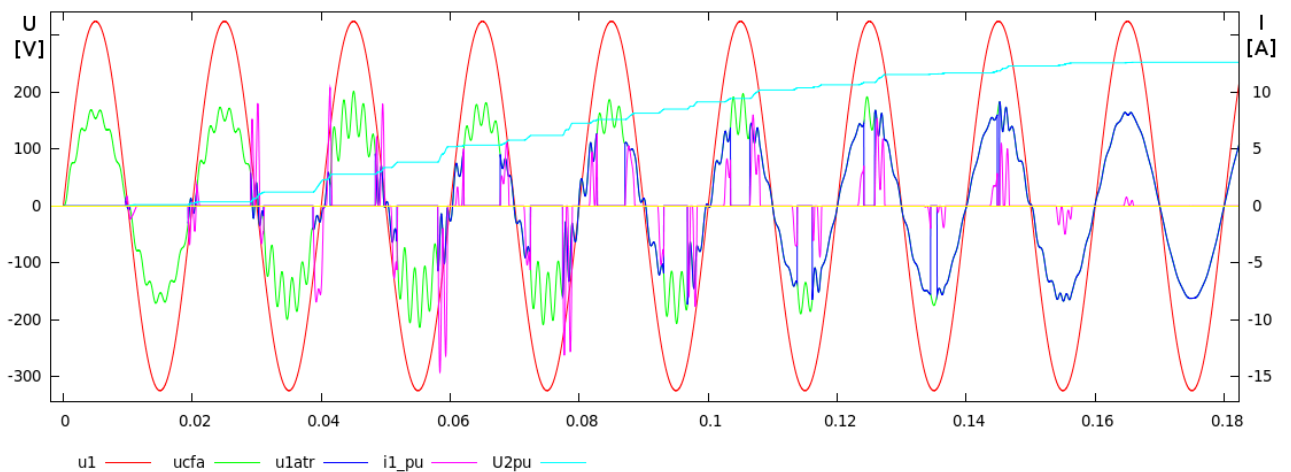
Jiná metoda je vložení nulového vektoru po celou periodu a pomalé odblokování pro větší a větší okamžité hodnoty trolejového napětí až do maximální hodnoty. Tento postup však vyžaduje úpravu řízení maticového měniče. Jsou zde využívány pouze spínací stavy “0” nebo “1”. Metoda je zobrazena na obr. 8.35. Na obr. 8.36 je zobrazen detailní pohled na průběhy a je zde naznačeno postupné odblokovávání nulových vektorů pro větší okamžité hodnoty trolejového napětí.



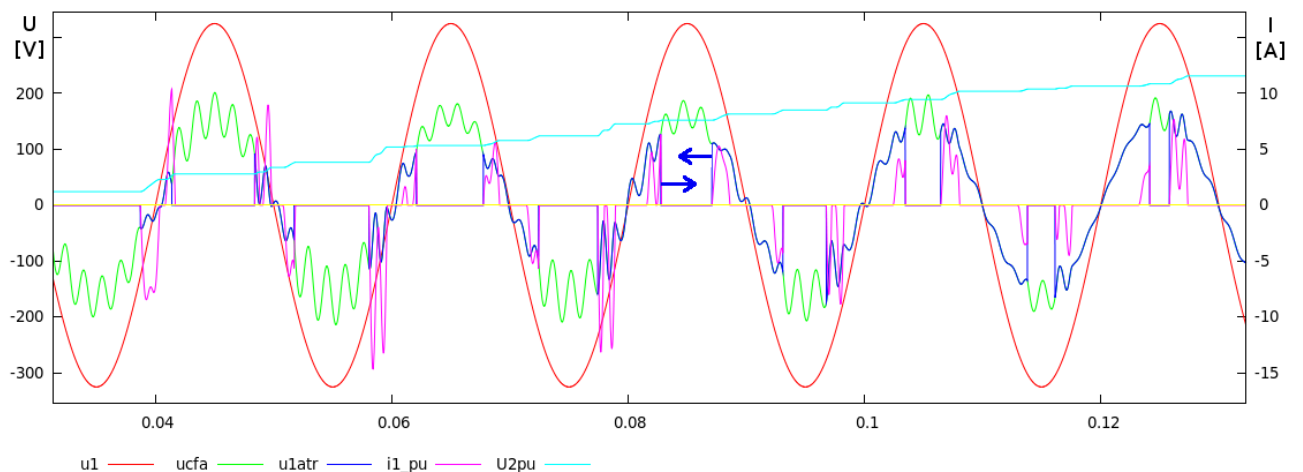
Obr. 8.33: Přednabíjení kondenzátoru sekundárního pulzního usměrňovače. Metoda 1.



Obr. 8.34: Přednabíjení kondenzátoru sekundárního pulzního usměrňovače. Metoda 1 – detail s naznačením zmenšování nulových vektorů v průběhu nabíjení.



Obr. 8.35: Přednabíjení kondenzátoru sekundárního pulzního usměrňovače. Metoda 2.

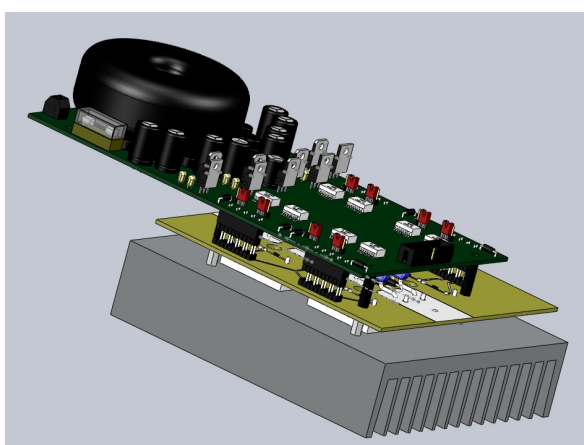


Obr. 8.36: Přednabíjení kondenzátoru sekundárního pulzního usměrňovače. Metoda 2 – detail s naznačením zmenšování nulových vektorů v průběhu nabíjení.

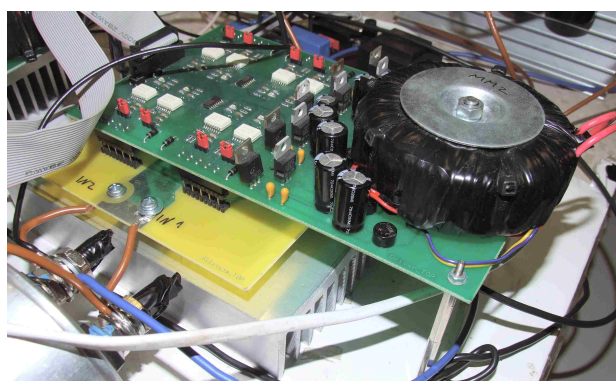
Možnost přednabíjení kondenzátoru pulzního usměrňovače lze použít pouze v kombinaci s maticovými měniči, tedy na střídavé troleji. Je proto otázkou, zda může mít tato metoda v reálném vozidle význam. Pro přednabíjení kondenzátoru PU na stejnosměrné troleji bude stále potřeba přednabíjecích odporů, které mohou být použity i při přednabíjení na střídavé troleji. Druhou možností je použití přepínacích prvků, kdy by byly maticové měniče (1-2 moduly) použity i na stejnosměrné troleji pouze pro přednabíjecí sekvenci a po nabití kondenzátoru PU by byly odpojeny. V tomto případě by vozidlo nepotřebovalo přednabíjecí odpory, ale zkomplikování zapojení by nejspíše tuto výhodu nepředčilo.

9 Měření na fyzikálním modelu trakčního měniče se sériově spojenými maticovými měniči, středofrekvenčním transformátorem a pulzním usměrňovačem

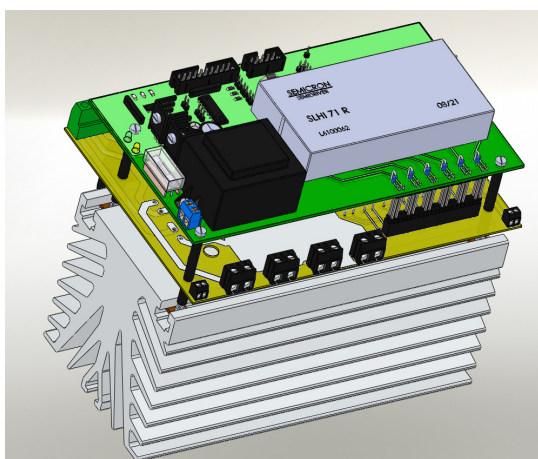
Pro realizaci fyzikálního modelu byly postaveny dva výkonové jednofázové maticové měniče, středofrekvenční transformátor, napěťový pulzní usměrňovač a trojfázový napěťový střídač. Následují nákresy a fotografie maticového měniče a pulzního usměrňovače / střídače.



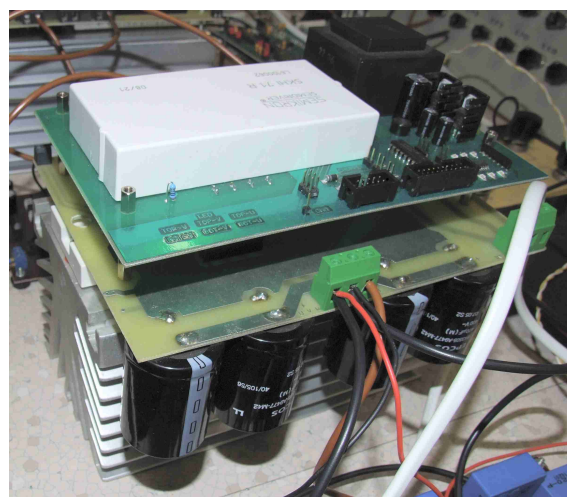
Obr. 9.1: Nákres použitého maticového měniče.



Obr. 9.2: Fotografie použitého maticového měniče.



Obr. 9.3: Nákres použitého pulzního usměrňovače / střídače.

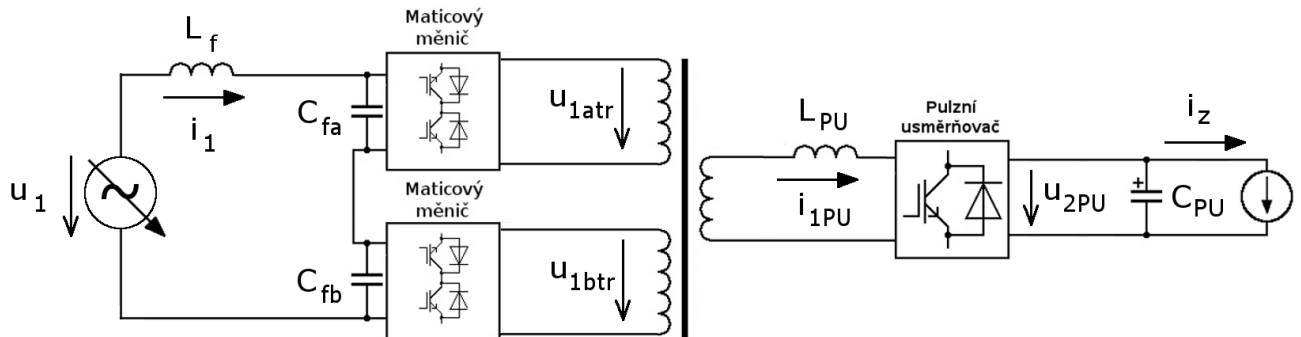


Obr. 9.4: Fotografie použitého pulzního usměrňovače / střídače.

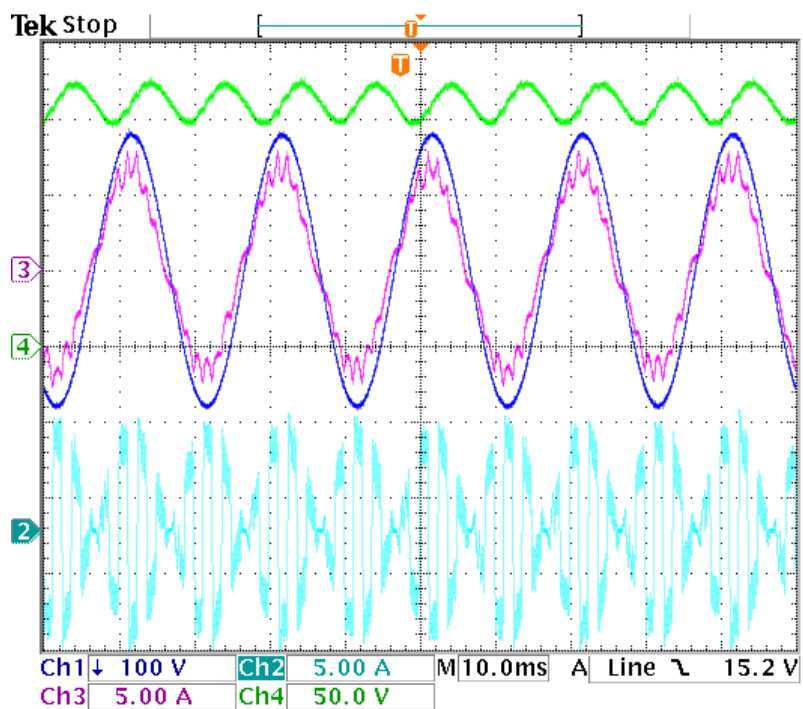
9.1 Měření na střídavém programovatelném zdroji

Celý systém byl testován na střídavém programovatelném zdroji. Ten umožňuje zkoumání chování systému při přechodových dějích napájecí soustavy a pro zkrácené průběhy.

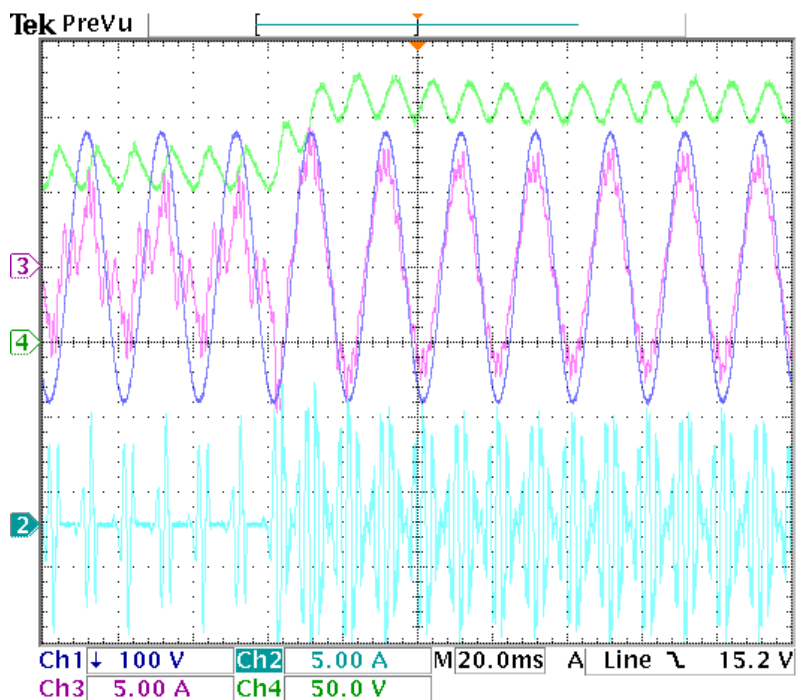
Schéma zapojení je na obr. 9.5. V první fázi byla na výstup pulzního usměrňovače vložena RL zátěž. Na obr. 9.6–9.10 jsou zobrazeny naměřené průběhy tohoto zapojení ve vybraných ustálených a přechodových stavech.



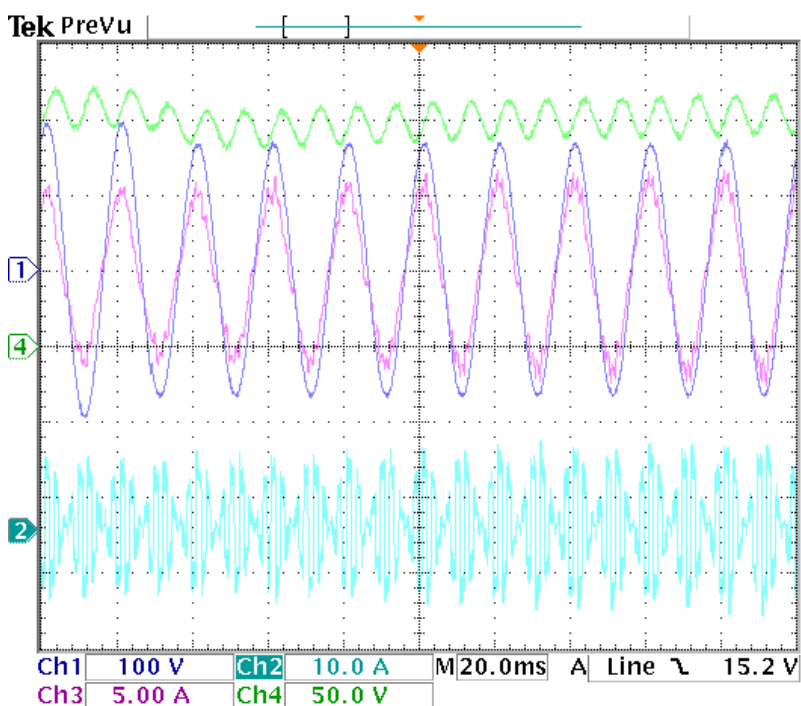
Obr. 9.5: Schéma zapojení s programovatelným zdrojem. Dva maticové měniče se vstupním filtrem, středofrekvenční transformátor a sekundární pulzní usměrňovač s proudovou zátěží.



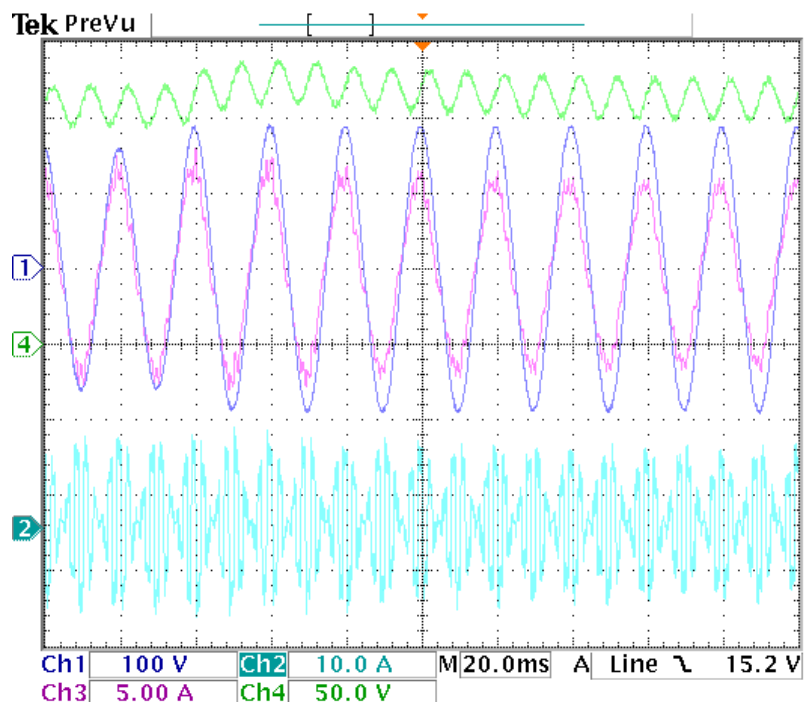
Obr. 9.6: Zátěž RL obvod. Ustálený stav. $P = 500 \text{ W}$. Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: vstupní proud pulzního usměrňovače i_{1PU} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} .



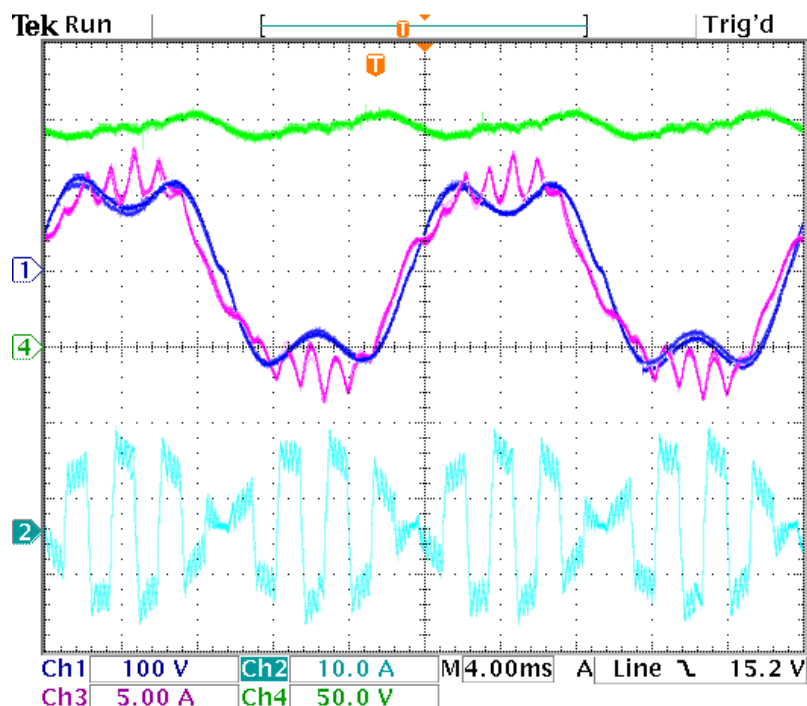
Obr. 9.7: Zátěž RL obvod. Zapnutí řízení pulzního usměrňovače. $P = 500 \text{ W}$. Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: vstupní proud pulzního usměrňovače i_{1PU} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} .



Obr. 9.8: Zátěž RL obvod. Skokové snížení napájecího napětí. $150 \text{ V} - 130 \text{ V}$. $P = 500 \text{ W}$. Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: vstupní proud pulzního usměrňovače i_{1PU} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} .

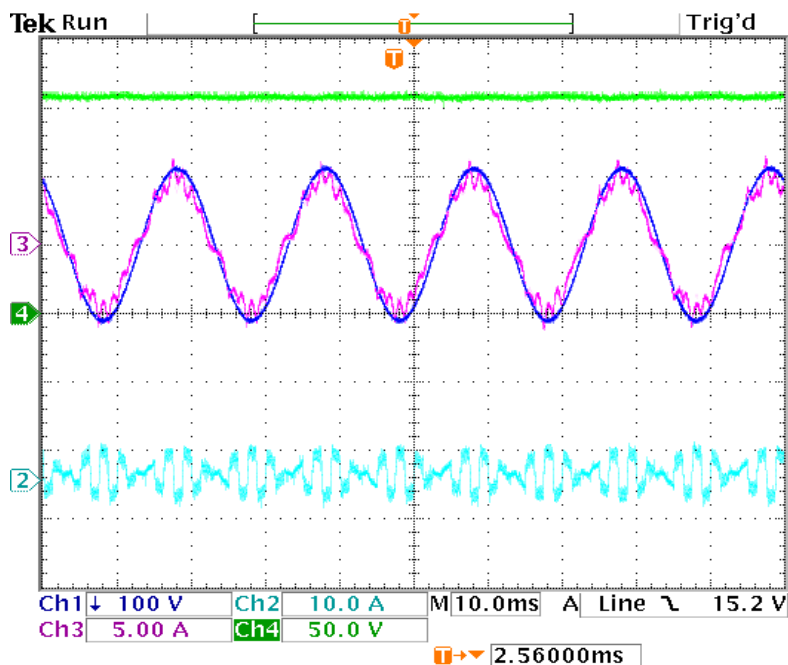


Obr. 9.9: Zátěž RL obvod. Skokové zvýšení napájecího napětí. 130 V – 150 V. $P = 500$ W. Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: vstupní proud pulzního usměrňovače i_{1PU} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} .

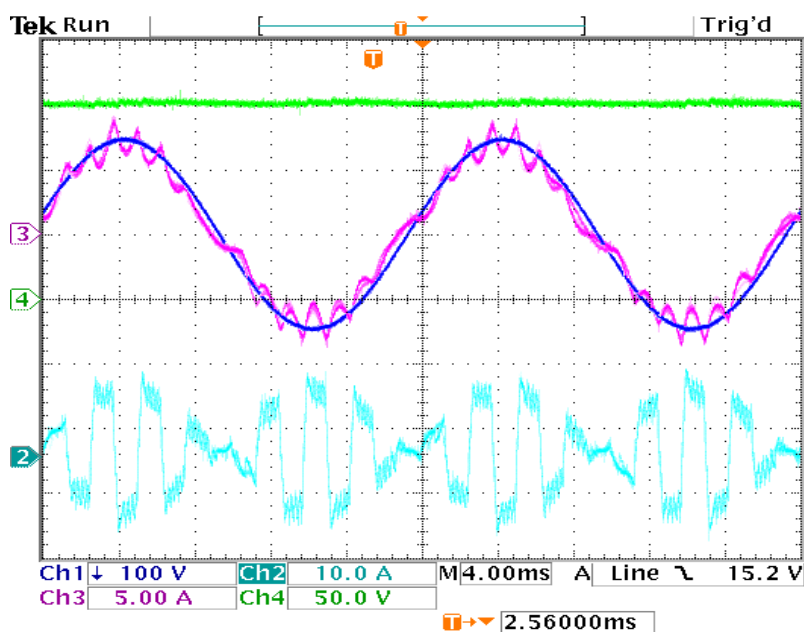


Obr. 9.10: Zátěž RL obvod. Ustálený stav. Napájecí napětí s velkou složkou 3. harmonické. $P = 500$ W. Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: vstupní proud pulzního usměrňovače i_{1PU} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} .

V další části byl na výstup pulzního usměrňovače připojen střídač s 3f asynchronním motorem s kotvou nakrátko. Použitý napájecí zdroj neumožňuje tok výkonu oběma směry, rekuperace byla proto testována až při provozu na síti.

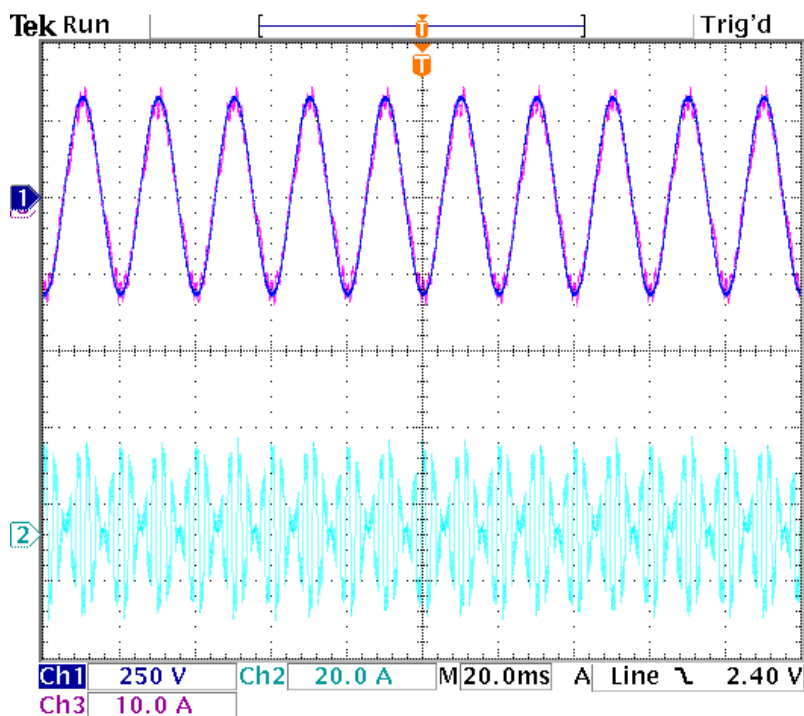


Obr. 9.11: Zátěž asynchronní motor. Ustálený stav. $P = 250 \text{ W}$.
 Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: vstupní proud pulzního usměrňovače i_{1PU} ,
 Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} .

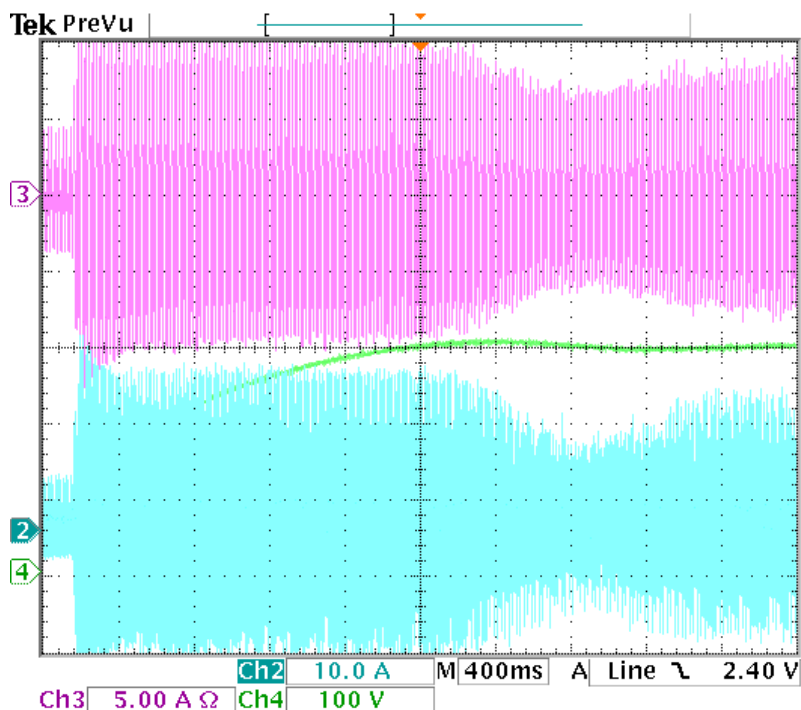


Obr. 9.12: Zátěž asynchronní motor. Ustálený stav. Detail. $P = 250 \text{ W}$.
 Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: vstupní proud pulzního usměrňovače i_{1PU} ,
 Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} .

9.2 Měření při provozu na síti



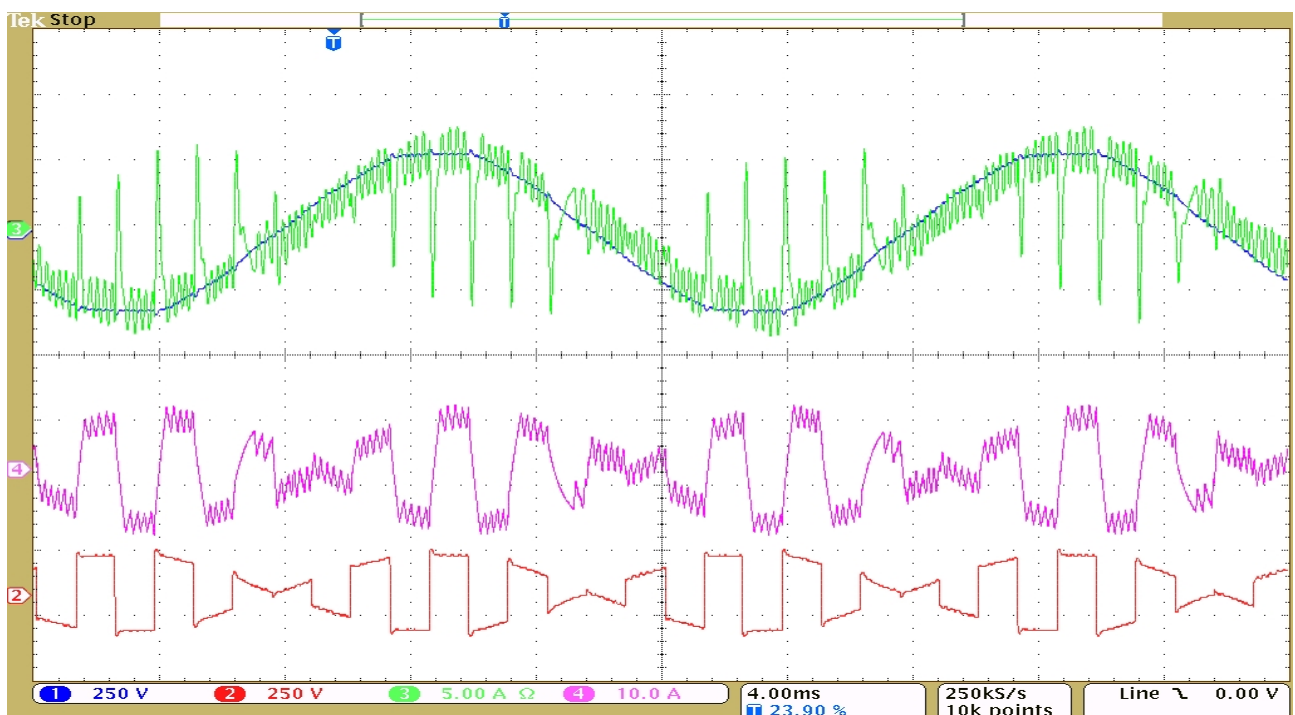
Obr. 9.13: Systém napájen ze sítě. Zátěž asynchronní motor. $P = 1,5 \text{ kW}$.
 Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: vstupní proud pulzního usměrňovače i_{1PU} ,
 Ch3: napájecí proud i_1 .



Obr. 9.14: Systém napájen ze sítě. Rozběh se zátěží typu motor.
 $P = 2 \text{ kW}$. Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: vstupní proud pulzního
 usměrňovače i_{1PU} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: napětí na kondenzátoru
 pulzního usměrňovače u_{2PU} .

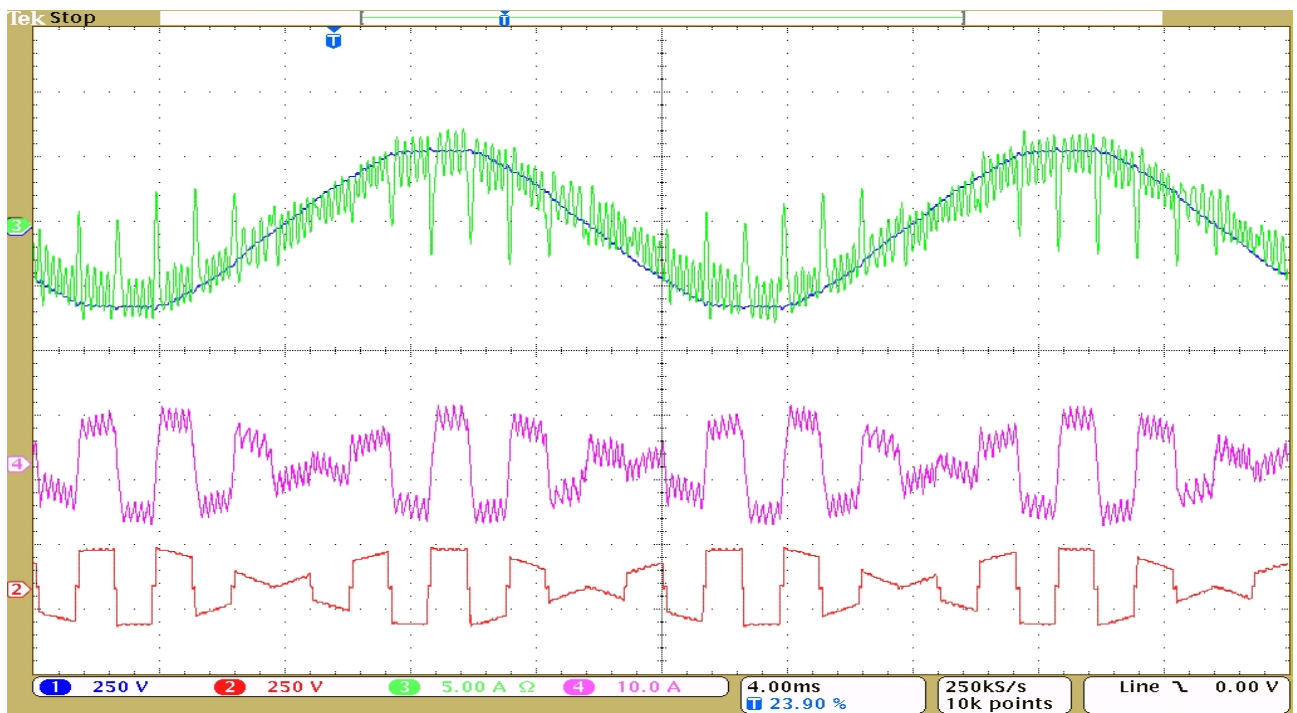
9.3 Vyhazení trolejového proudu pomocí vkládání nulových vektorů

Princip snížení zvlnění vstupního proudu pomocí vkládání nulových vektorů je popsán v kapitole 6.1. Nulové vektory jsou vkládány při každém přechodu maticového měniče mezi stavy „1“ a „-1“. Pomocí této metody je snížena hodnota náboje, který musí pojmout kapacity vstupního filtru při přepínání maticového měniče. Rozdíl je vidět na obr. 9.15 a obr. 9.16. Průběhy napětí a proudu při řízení s NV jsou navíc mnohem příznivější pro transformátor. Z oscilogramů je vidět, že systém je schopen pracovat i s nulovou vstupní indukčností. V požadované aplikaci však k tomuto stavu nedochází prakticky nikdy. Vstupní indukčnost zahrnuje i indukčnost troleje, která je proměnná se vzdáleností vozidla od napájecí stanice. Indukčnost vstupního filtru je navíc důležitá k potlačení nabíjecího proudu při připojení k troleji, např. při odskoku sběrače, a proto musí být ve vozidle umístěna vždy. Její vhodnou velikost lze určit pomocí postupů uvedených v kap. 6. Na obr. 9.19 a obr. 9.20 je vyobrazen rozdíl při řízení s vkládáním nulových vektorů a bez vkládání, s nenulovou indukčností vstupního filtru L_f . Je zde také vidět průběh proudu odebíraného maticovým měničem i_{IMM} při řízení s vkládáním nul. vektorů a bez nich.



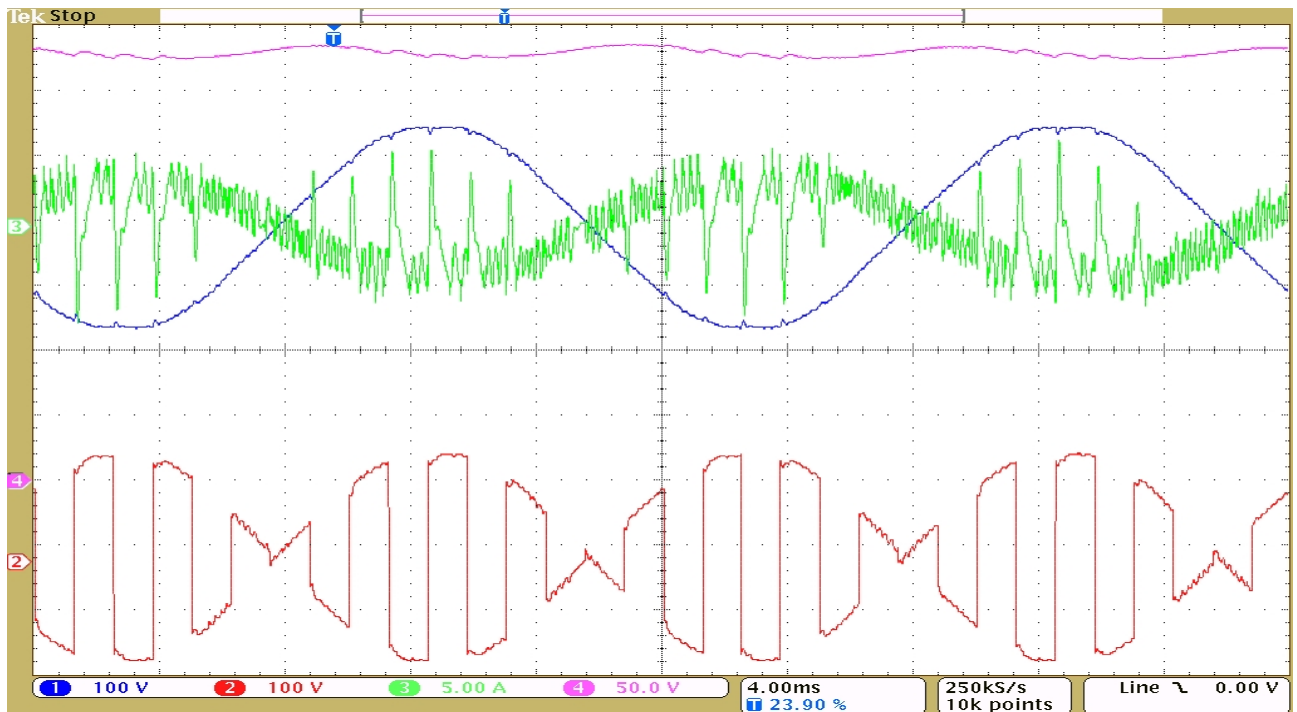
Obr. 9.15: Obdélkové řízení bez vkládání nulových vektorů. $L_f = 0$. $P = 750$ W.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na primární straně transformátoru u_{1r} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavé straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .



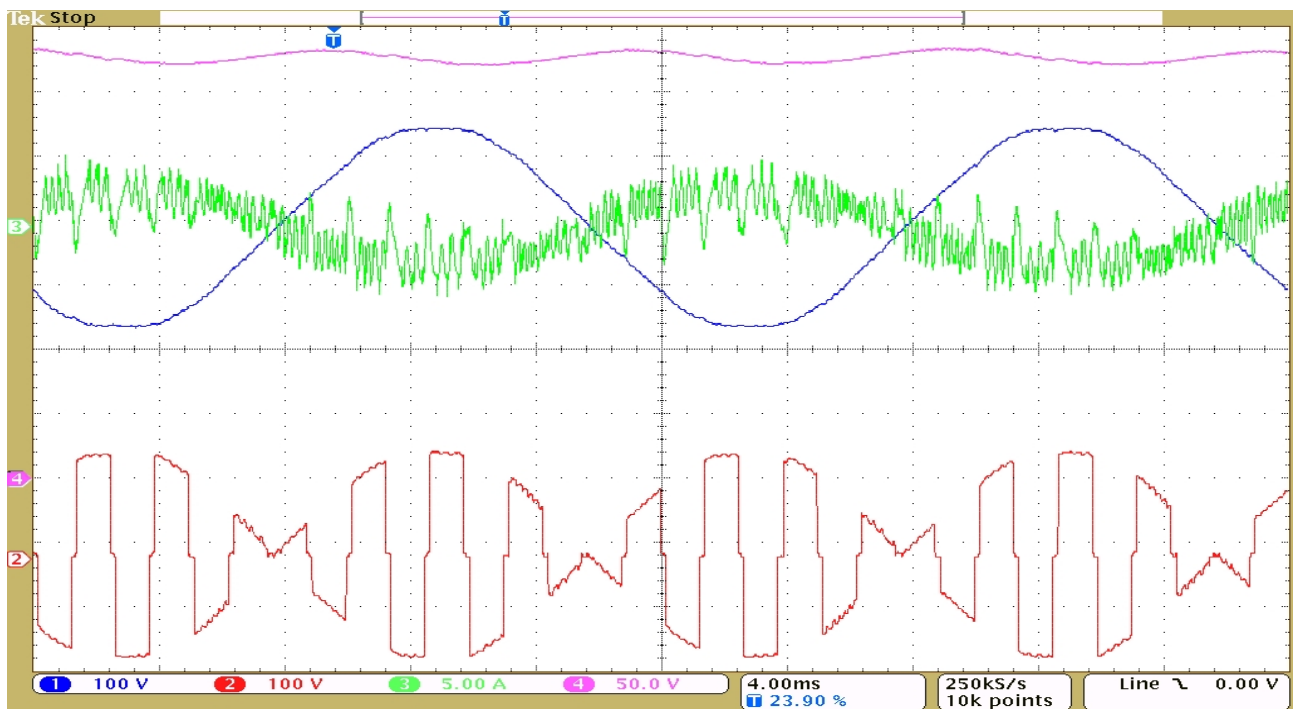
Obr. 9.16: Obdélníkové řízení s vkládáním nulových vektorů. $L_f = 0$. $P = 750$ W.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na primární straně transformátoru u_{1tr} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavé straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .



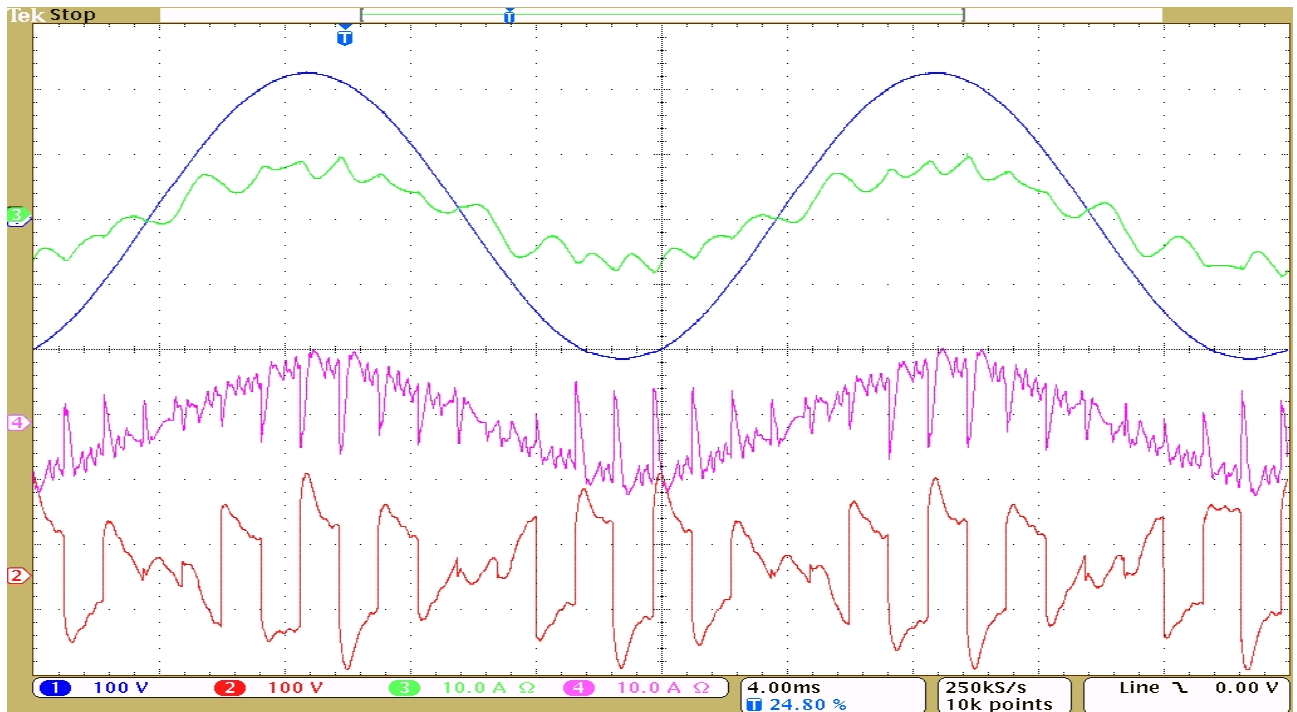
Obr. 9.17: Obdélníkové řízení bez vkládání nulových vektorů. $L_f = 0$. Generátorický chod. $P = -500$ W.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na primární straně transformátoru u_{1tr} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} .



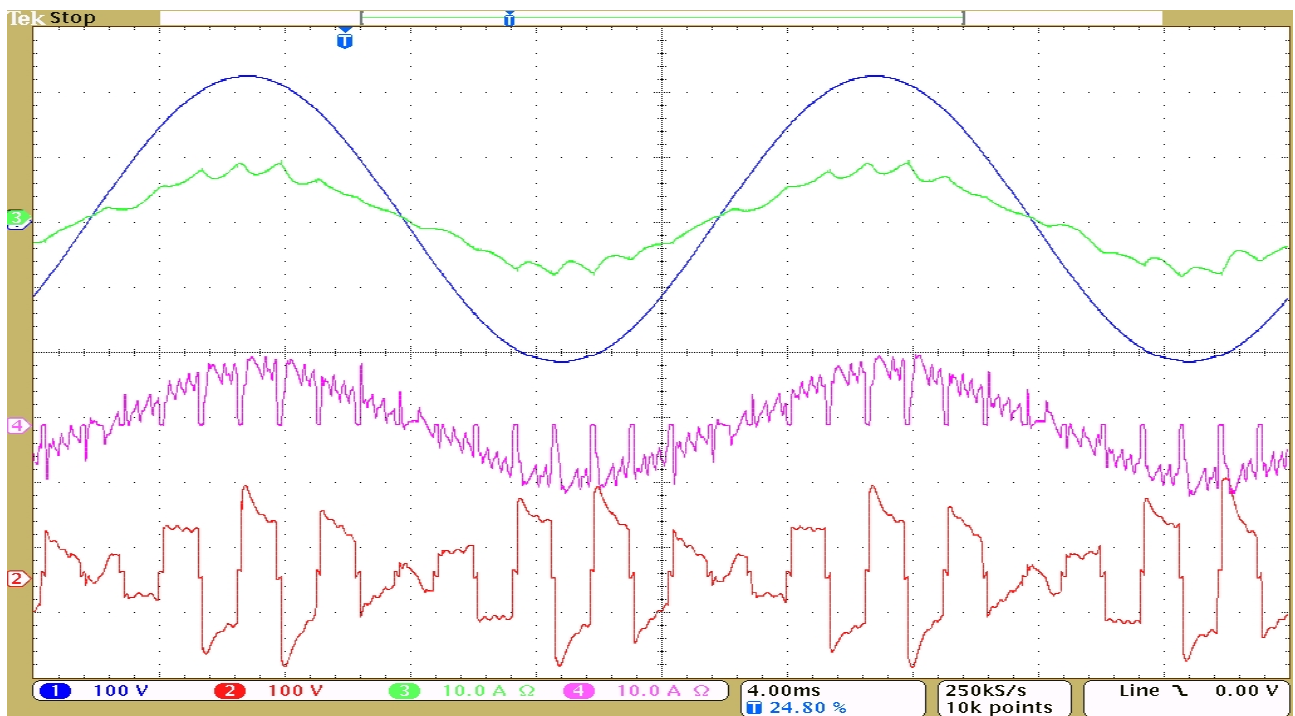
Obr. 9.18: Obdélkové řízení s vkládáním nulových vektorů. $L_f = 0$. Generátorický chod. $P = -500$ W.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na primární straně transformátoru u_{1p} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} .



Obr. 9.19: Obdélkové řízení bez vkládání nulových vektorů. $L_f = 30$ mH. $P = 1$ kW.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na primární straně transformátoru u_{1p} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud odebraný maticovým měničem i_{1MM} .



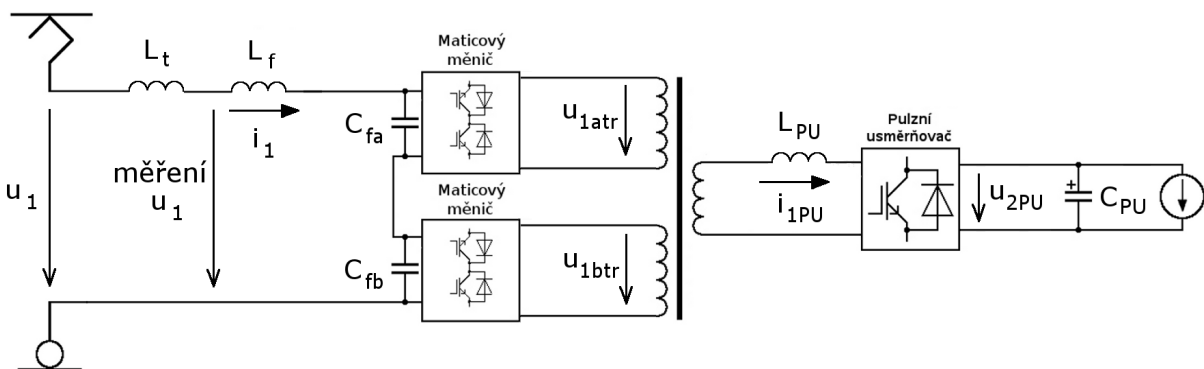
Obr. 9.20: Obdélkové řízení s vkládáním nulových vektorů. $L_f = 30 \text{ mH}$. $P = 1 \text{ kW}$.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na primární straně transformátoru u_{1tr} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud odebraný maticovým měničem i_{1MM} .

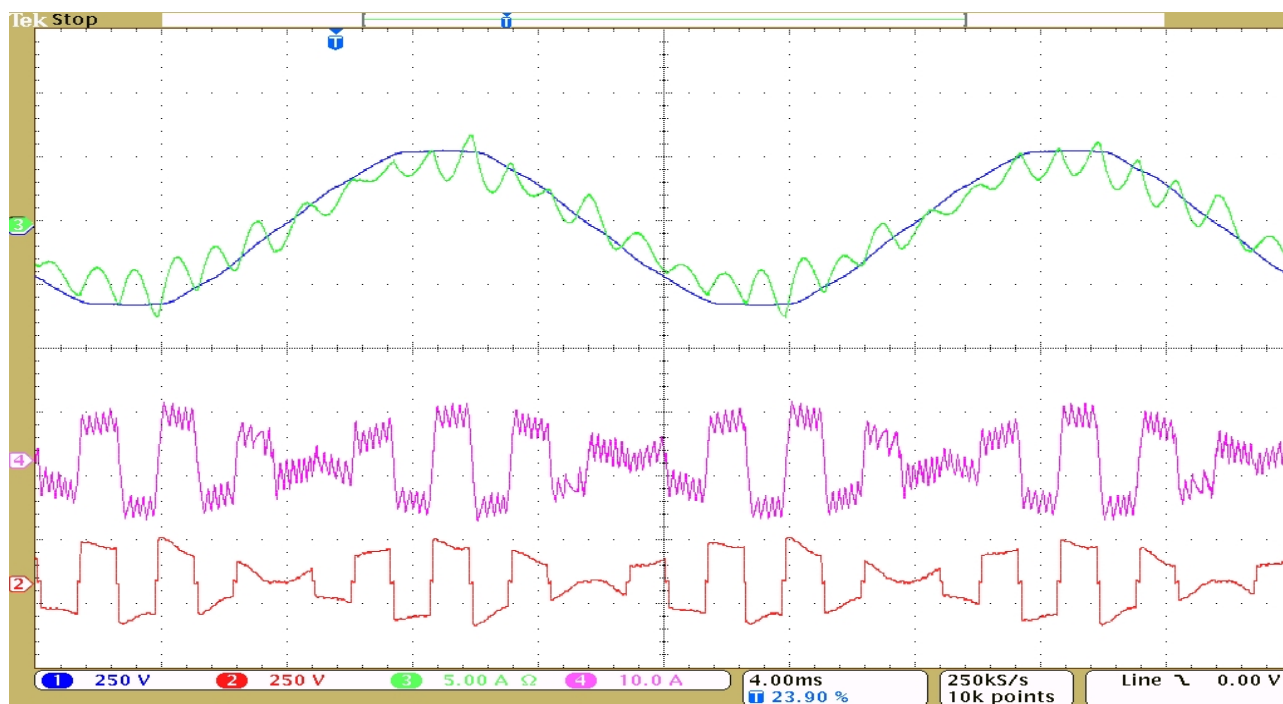
9.4 Závislost na indukčnosti troleje

Jak již bylo zmíněno v kap. 6, součástí vstupní indukčnosti je i indukčnost troleje, která je proměnná se vzdáleností vozidla od napájecí stanice. Dále byla tedy měřena odolnost řízení vůči změně indukčnosti troleje.

V reálných podmínkách nelze ve vozidle měřit napájecí napětí před indukčností troleje. Systém byl proto upraven dle obr. 9.21. Byla zde přidána indukčnost nahrazující indukčnost troleje L_t . Měření vstupního napětí pro procesor bylo přesunuto mezi indukčností troleje a vstupního filtru.

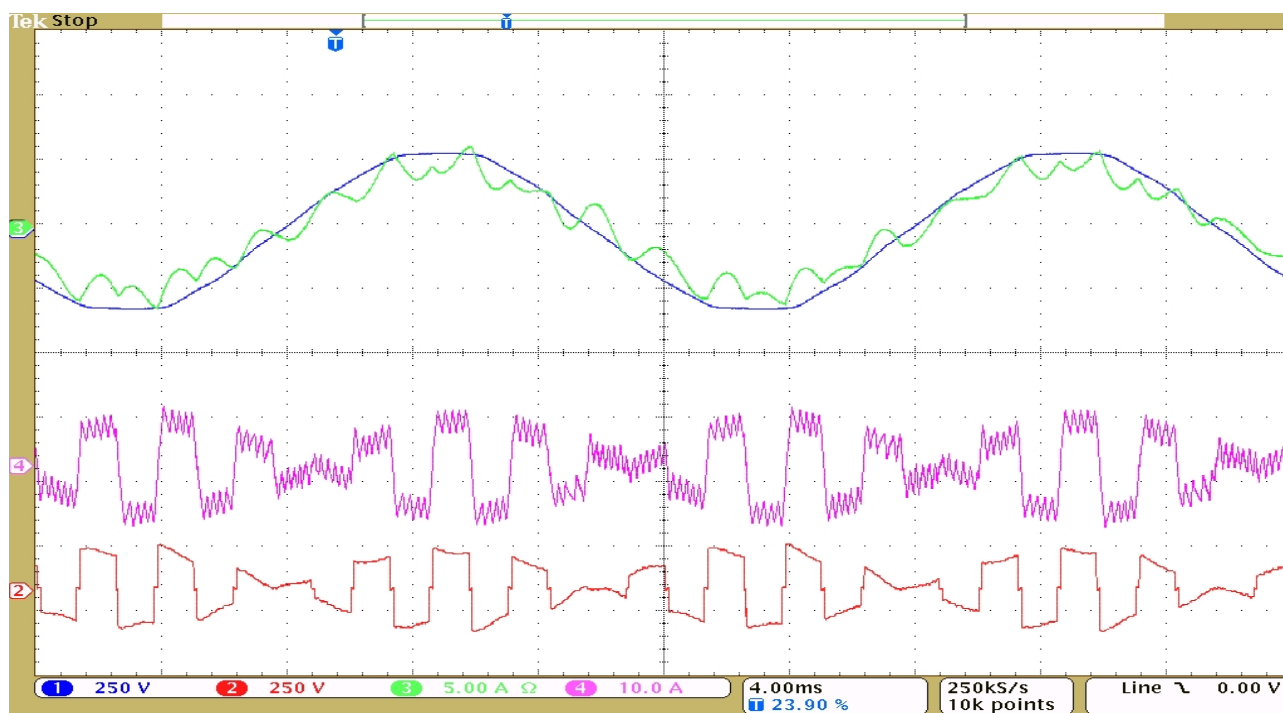


Obr. 9.21: Schéma zapojení s napájením ze sítě a rozdělením vstupní indukčnosti. Dva maticové měniče se vstupním filtrem, středofrekvenční transformátor a sekundární pulzní usměrňovač s proudovou zátěží.



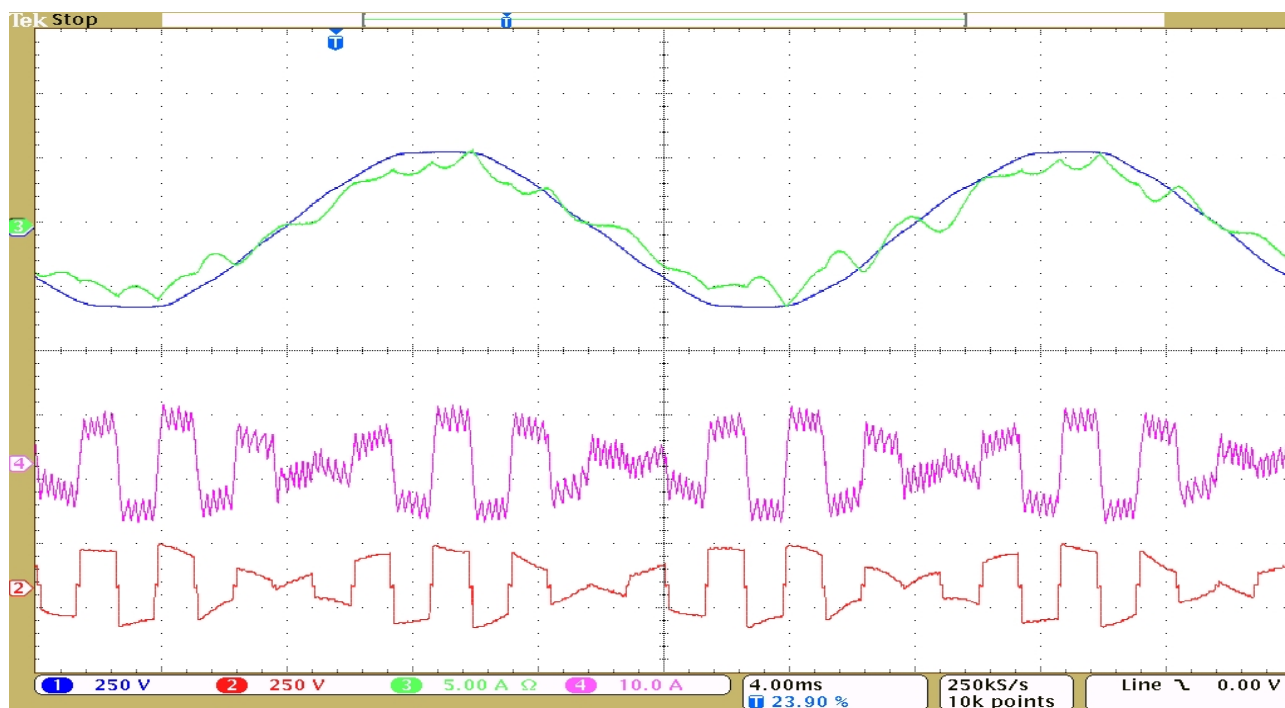
Obr. 9.22: Obdélníkové řízení s vkládáním nulových vektorů. $L_f + L_t = 5 \text{ mH}$, $P = 750 \text{ W}$.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na primární straně transformátoru u_{1P} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavé straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .



Obr. 9.23: Obdélníkové řízení s vkládáním nulových vektorů. $L_f + L_t = 15 \text{ mH}$, $P = 750 \text{ W}$.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na primární straně transformátoru u_{1P} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavé straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .

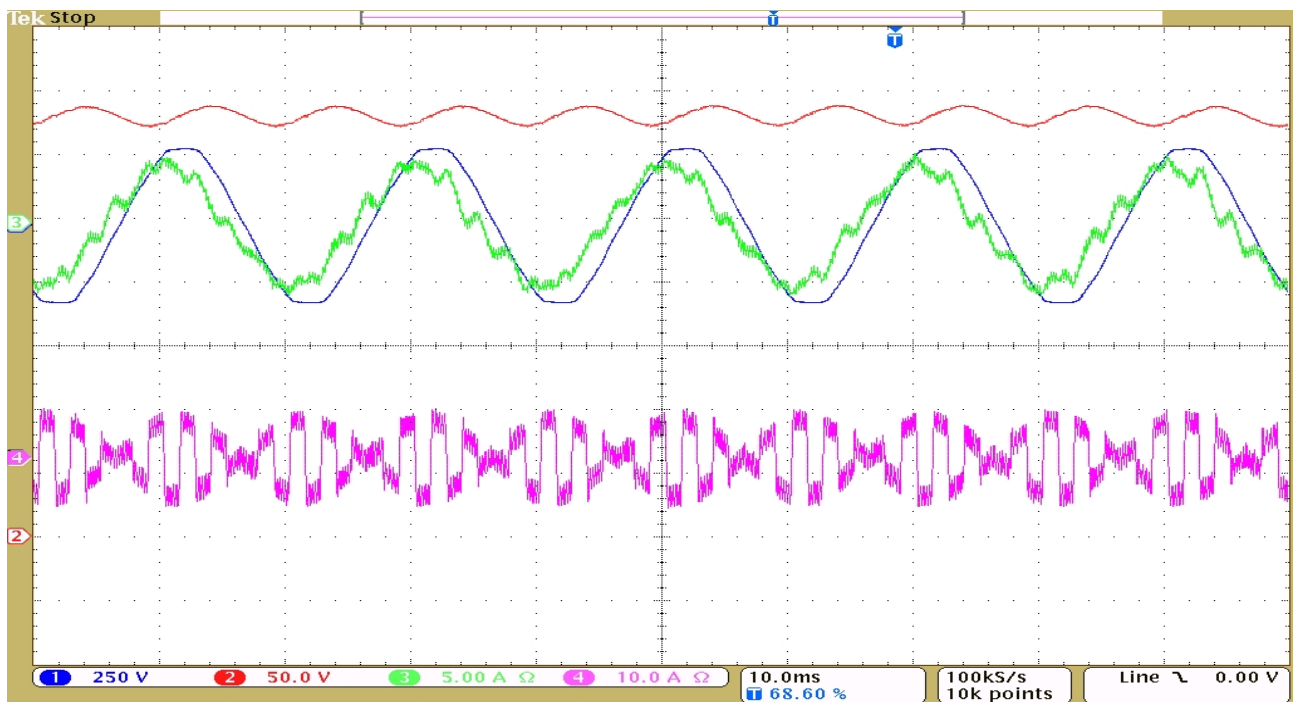


Obr. 9.24: Obdélkové řízení s vkládáním nulových vektorů. $L_f + L_t = 25 \text{ mH}$, $P = 750 \text{ W}$.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na primární straně transformátoru u_{1Pr} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavé straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .

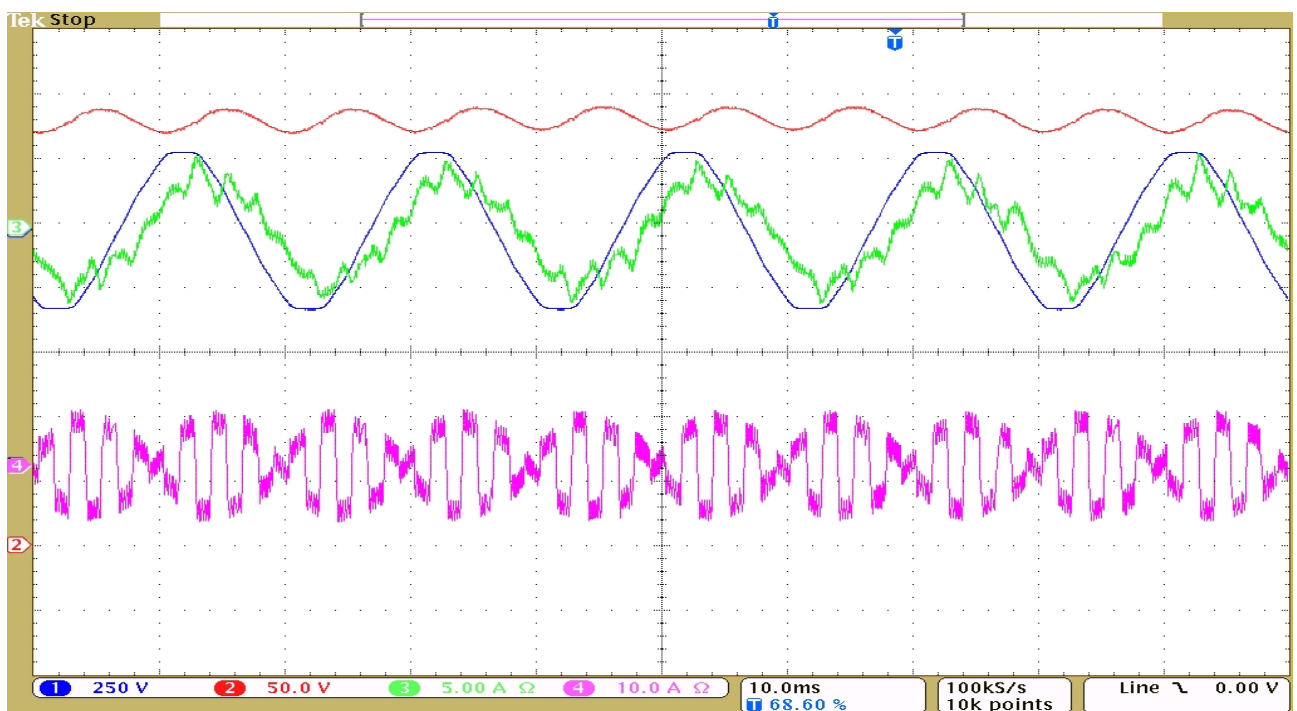
9.5 Regulace fázového posunu trolejového proudu

Regulace fázového posunu trolejového proudu vůči napětí je velice důležitá zejména v oblasti malých výkonů, kdy kondenzátory vstupního filtru způsobí odběr kapacitního proudu. To je z hlediska trakční napájecí sítě nevhodné a tato kompenzace není povolena, proto byla testována možnost řízení fázového posunu trolejového proudu pomocí pulzního usměrňovače. Z uvedených průběhů je zřejmé, že sekundární pulzní usměrňovač dovoluje řízení fáze v širokém rozsahu a při zanedbatelném vlivu na deformaci křivky vstupního proudu.



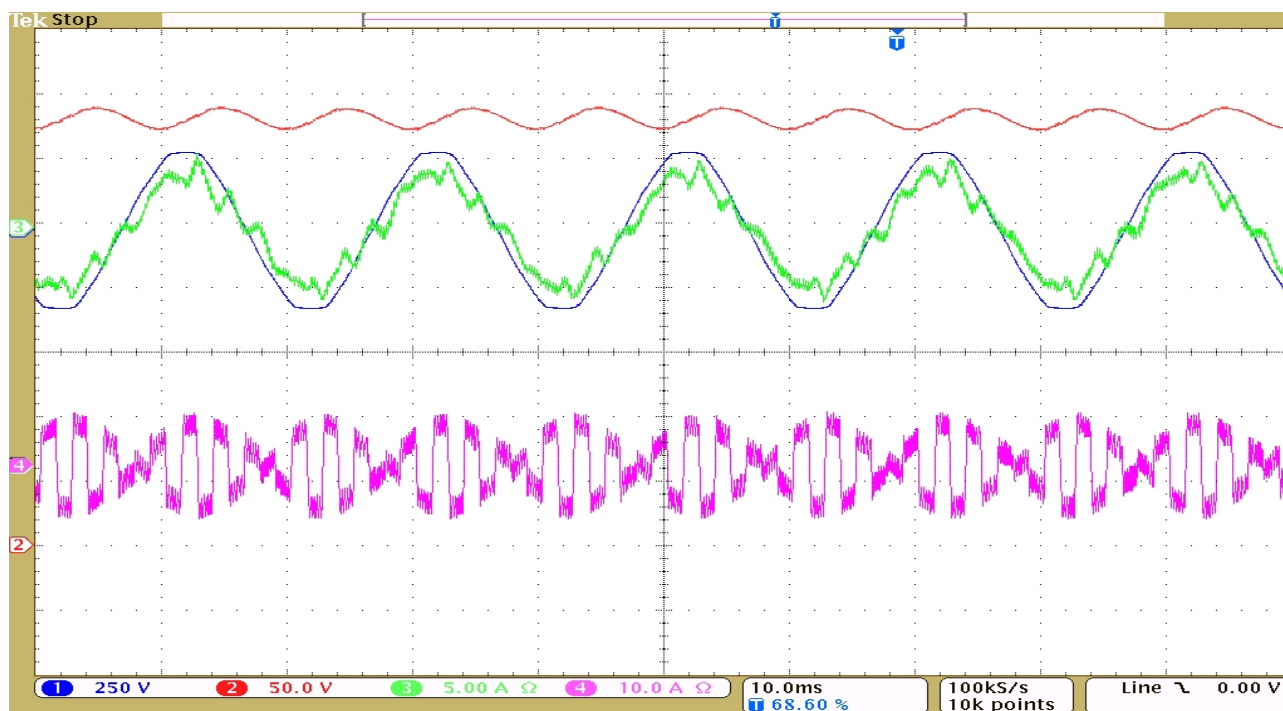
Obr. 9.25: Regulace fázového posunu trolejového proudu oproti napětí na -30° . $L_f + L_t = 10 \text{ mH}$, $P = 750 \text{ W}$.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavé straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .



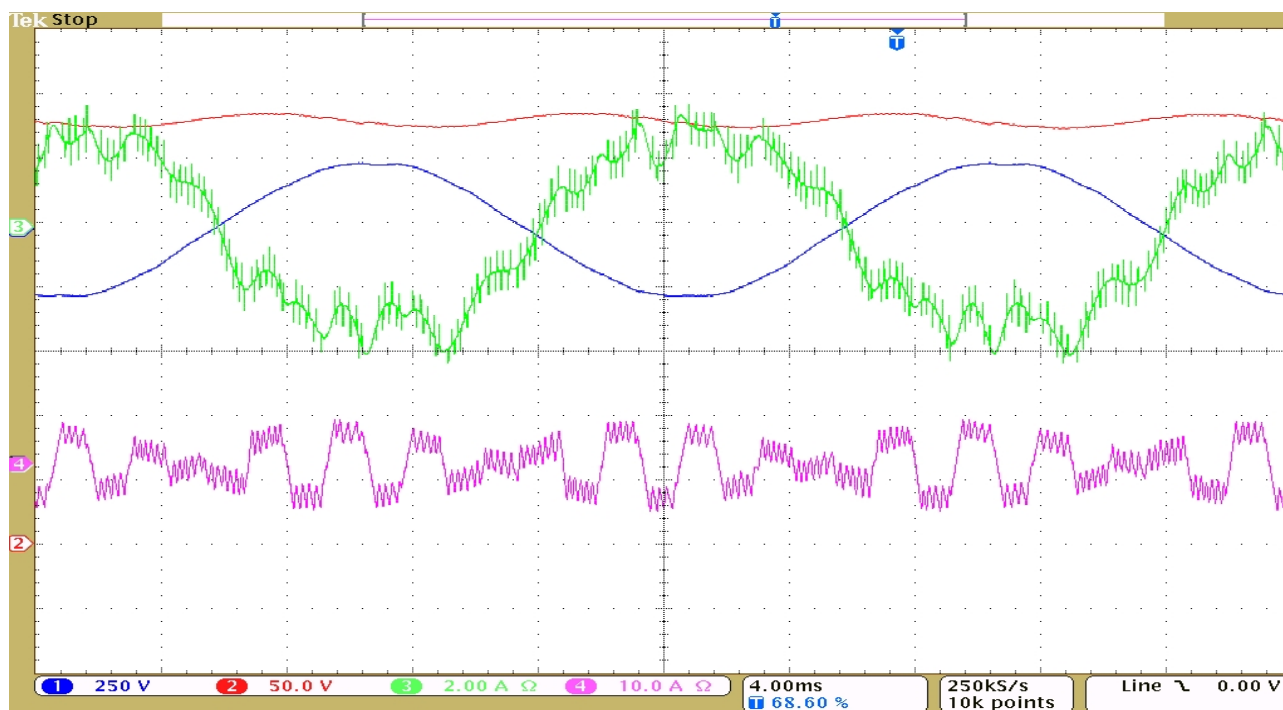
Obr. 9.26: Regulace fázového posunu trolejového proudu oproti napětí na $+30^\circ$. $L_f + L_t = 10 \text{ mH}$, $P = 750 \text{ W}$.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} , Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavé straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .



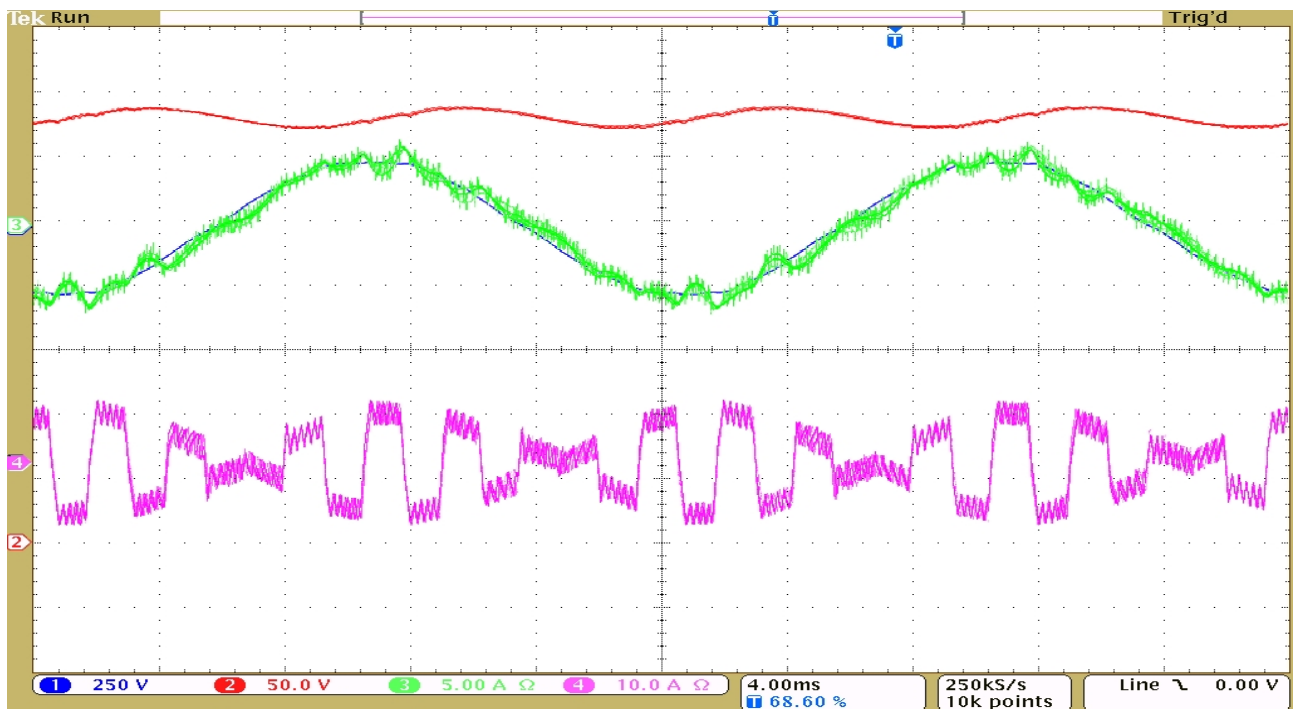
Obr. 9.27: Regulace fázového posunu trolejového proudu oproti napětí na 0° . $L_f + L_t = 10 \text{ mH}$, $P = 750 \text{ W}$.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} . Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavé straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .



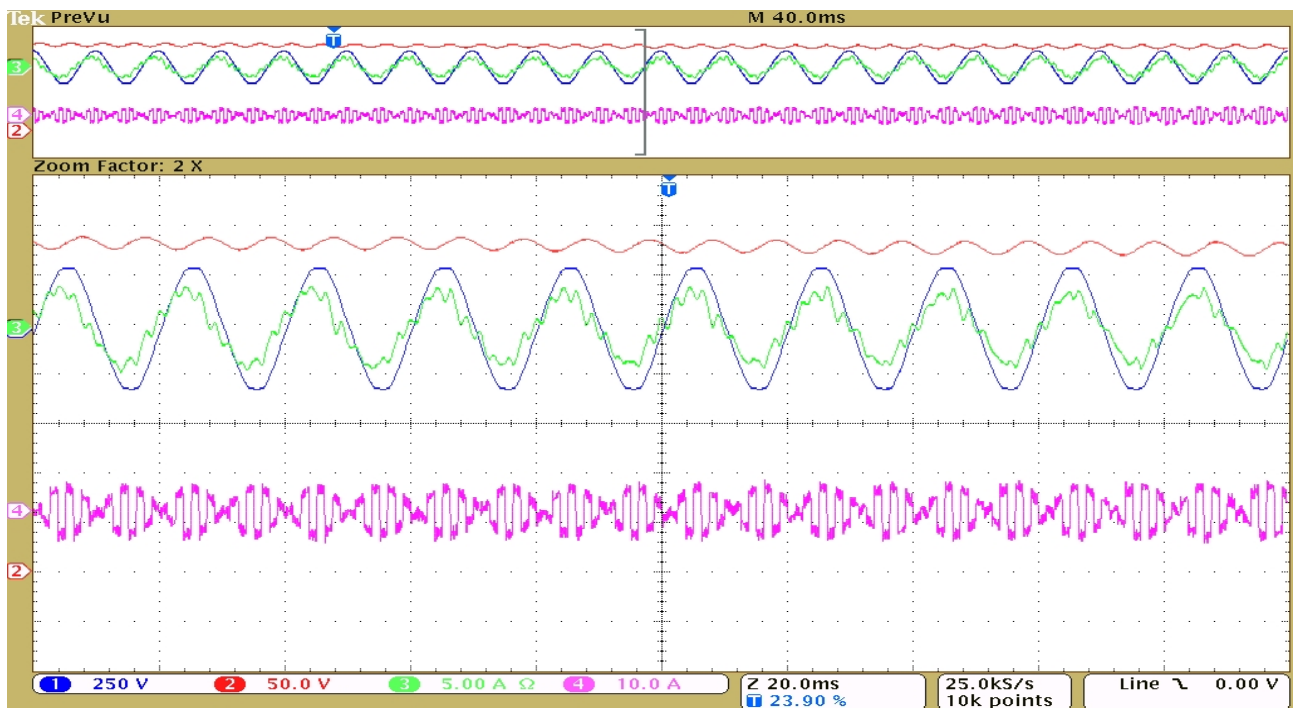
Obr. 9.28: Regulace fázového posunu trolejového proudu oproti napětí na 180° . $L_f + L_t = 10 \text{ mH}$, $P = -400 \text{ W}$.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} . Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavé straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .



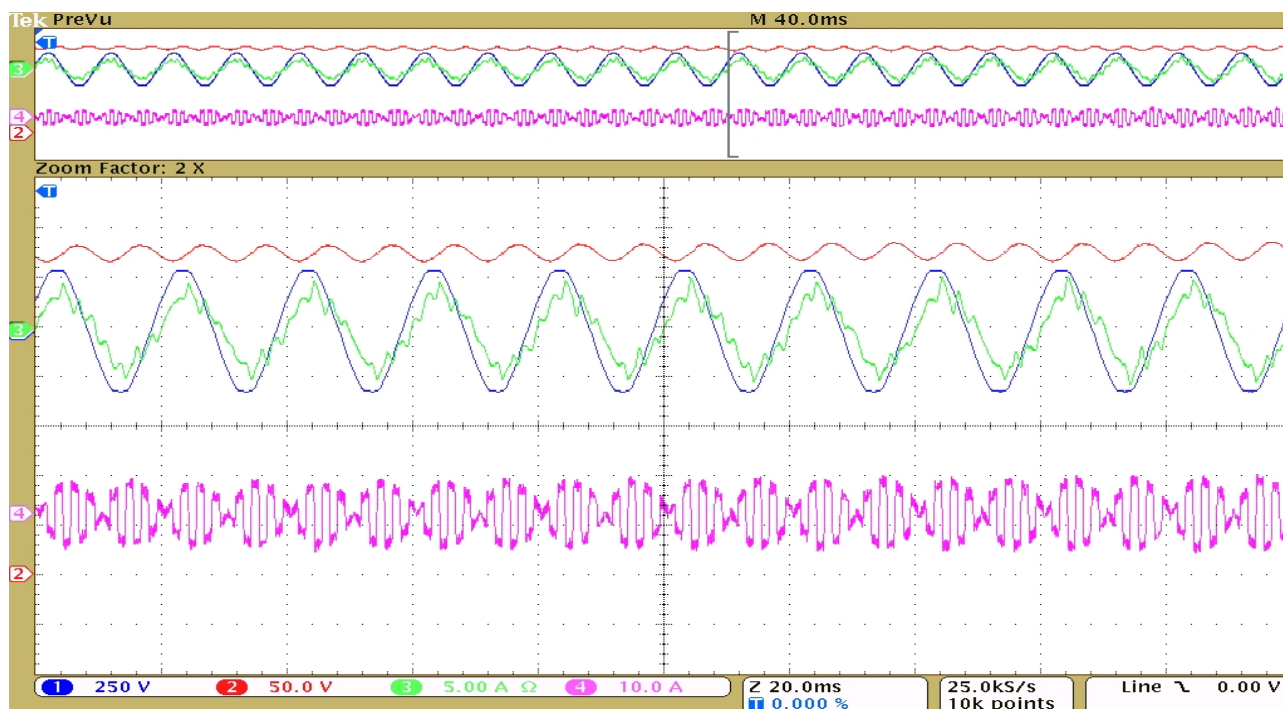
Obr. 9.29: Regulace fázového posunu trolejového proudu oproti napětí na 0° . $L_f + L_t = 30$ mH, $P = 500$ W.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} . Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavé straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .



Obr. 9.30a: Skok požadovaného fázového posunu trolejového proudu oproti napětí z -30° na $+30^\circ$. $L_f + L_t = 10$ mH, $P = 500$ W. Začátek regulace.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} . Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavé straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .



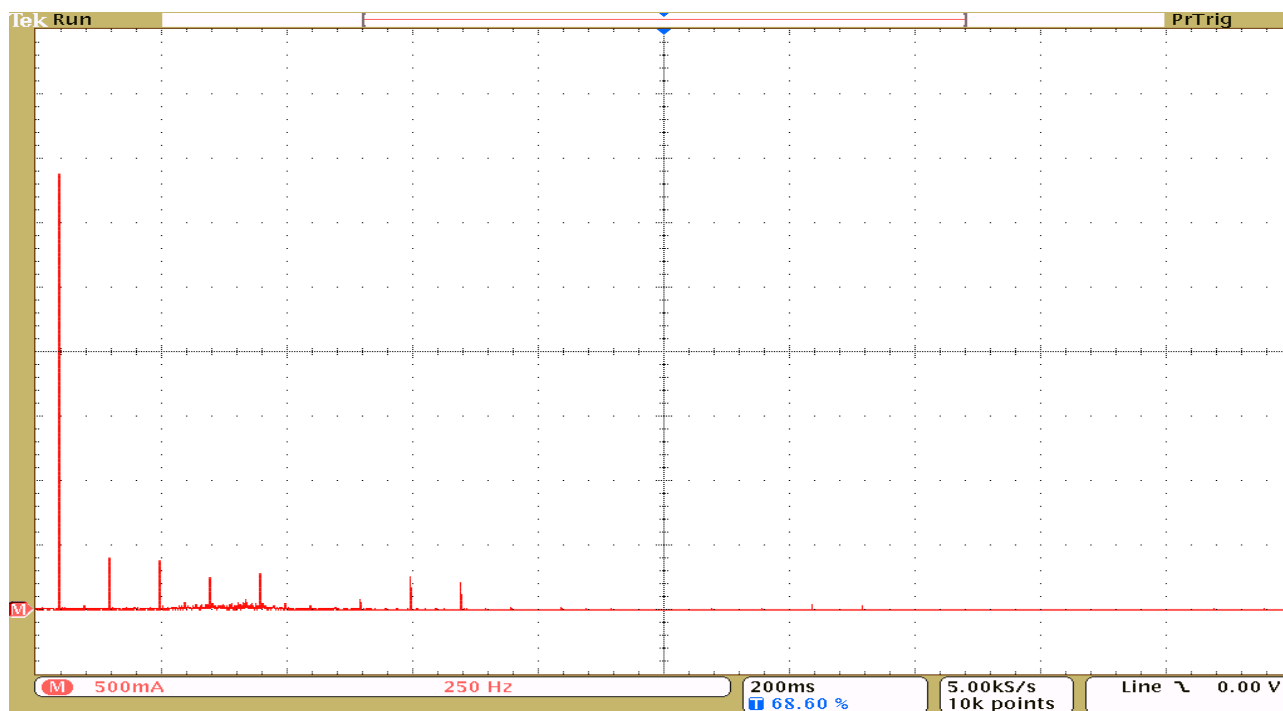
Obr. 9.30b: Skok požadovaného fázového posunu trolejového proudu oproti napětí z -30° na $+30^\circ$. $L_f + L_t = 10$ mH, $P = 500$ W. Konec regulace.

Ch1: napájecí napětí u_1 , Ch2: napětí na kondenzátoru pulzního usměrňovače u_{2PU} . Ch3: napájecí proud i_1 , Ch4: proud na střídavě straně pulzního usměrňovače i_{1PU} .

9.6 Harmonická analýza vstupního proudu modelu se sekundárním pulzním usměrňovačem

Byla provedena analýza trolejového proudu odebíraného modelem trakčního měniče při řízení fáze pomocí sekundárního pulzního usměrňovače. Byl zde také zkoumán vliv vkládání nulových vektorů na potlačení vyšších harmonických. Je zřejmé, že tato metoda bude mít zásadní vliv pro menší hodnoty indukčnosti, popř. kapacity vstupního filtru.

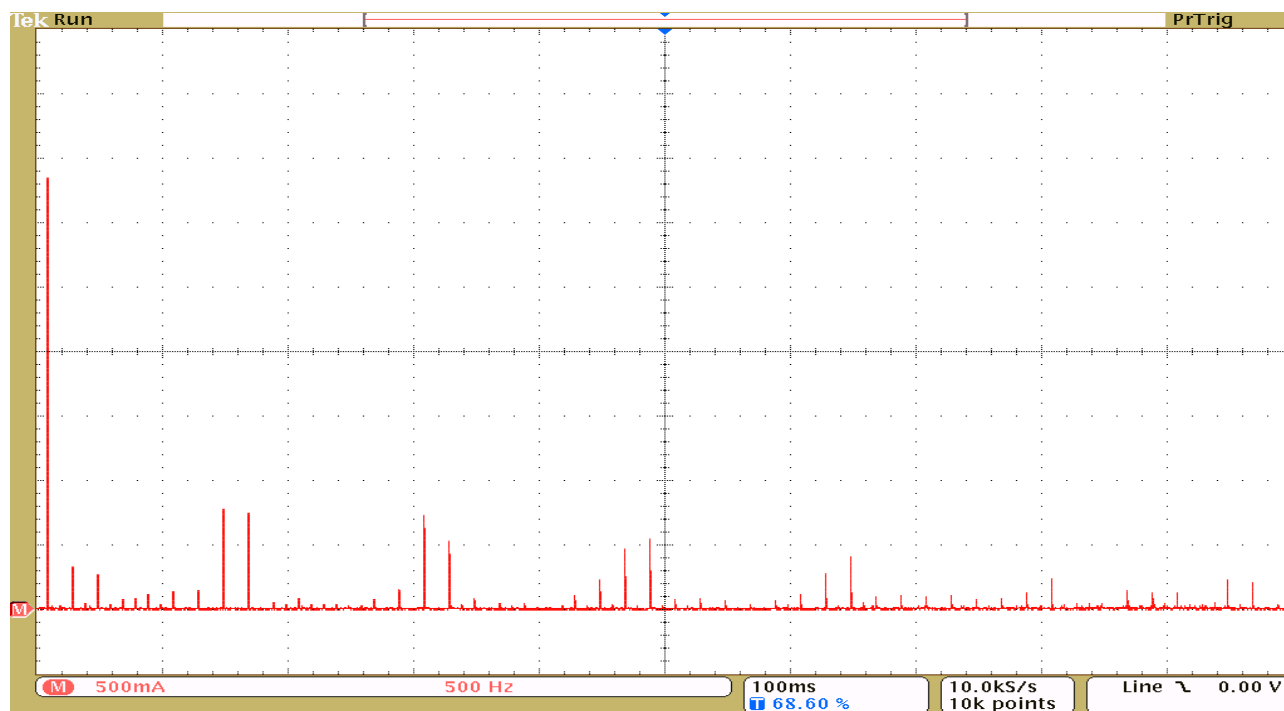
Dle norem by mělo být měřeno rušení do 50. harmonické. Měřený systém však vytváří rušení vyšších řádů harmonických, proto byly měřeny i harmonické vyšších řádů.



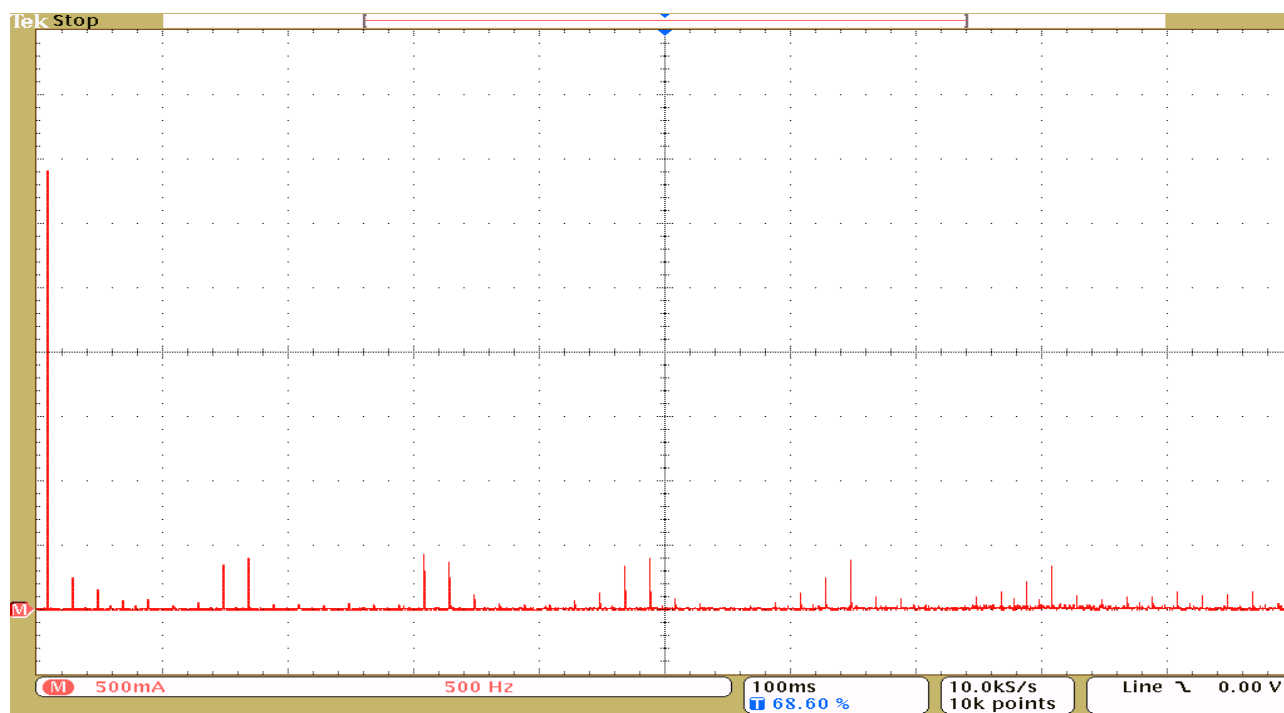
Obr. 9.31: FFT trolejového proudu do 50. harmonické. $L_f = 30$ mH, $P = 500$ W. Obdélníkové řízení maticových měničů bez vkládání nulových vektorů.



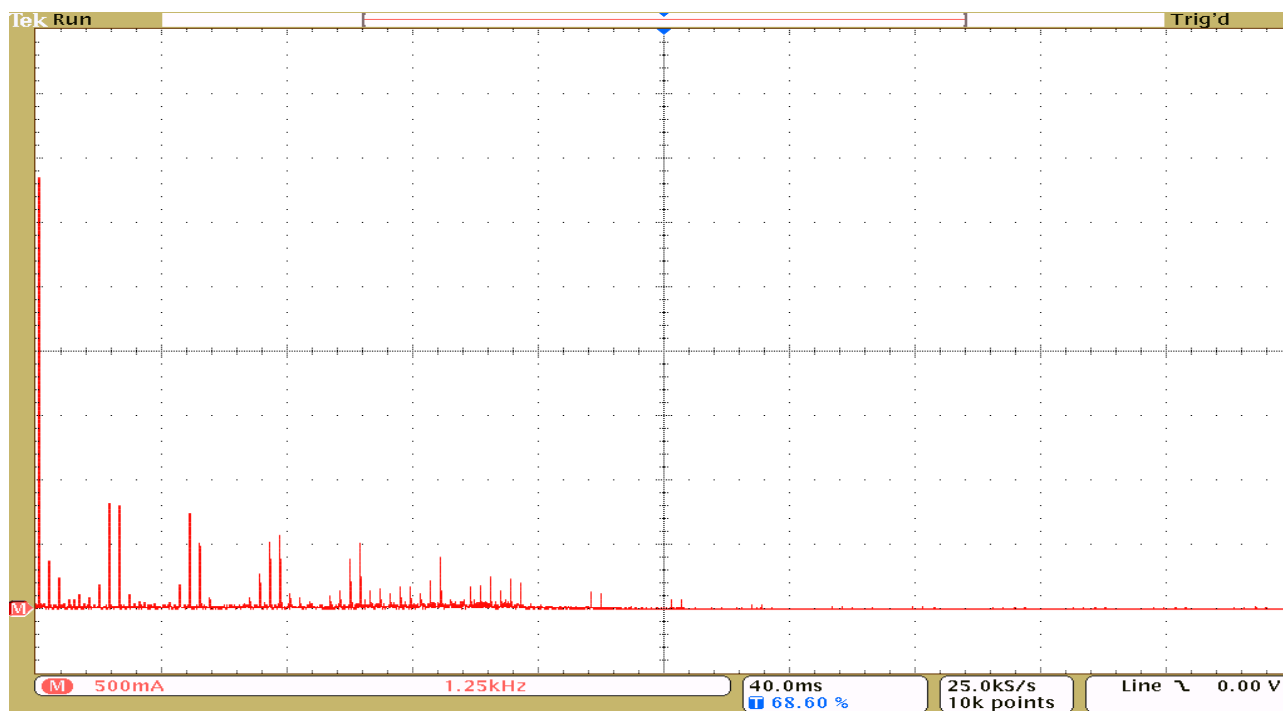
Obr. 9.32: FFT trolejového proudu do 50. harmonické. $L_f = 30$ mH, $P = 500$ W. Obdélníkové řízení maticových měničů s vyhlazením trolejového proudu pomocí vkládání nulových vektorů.



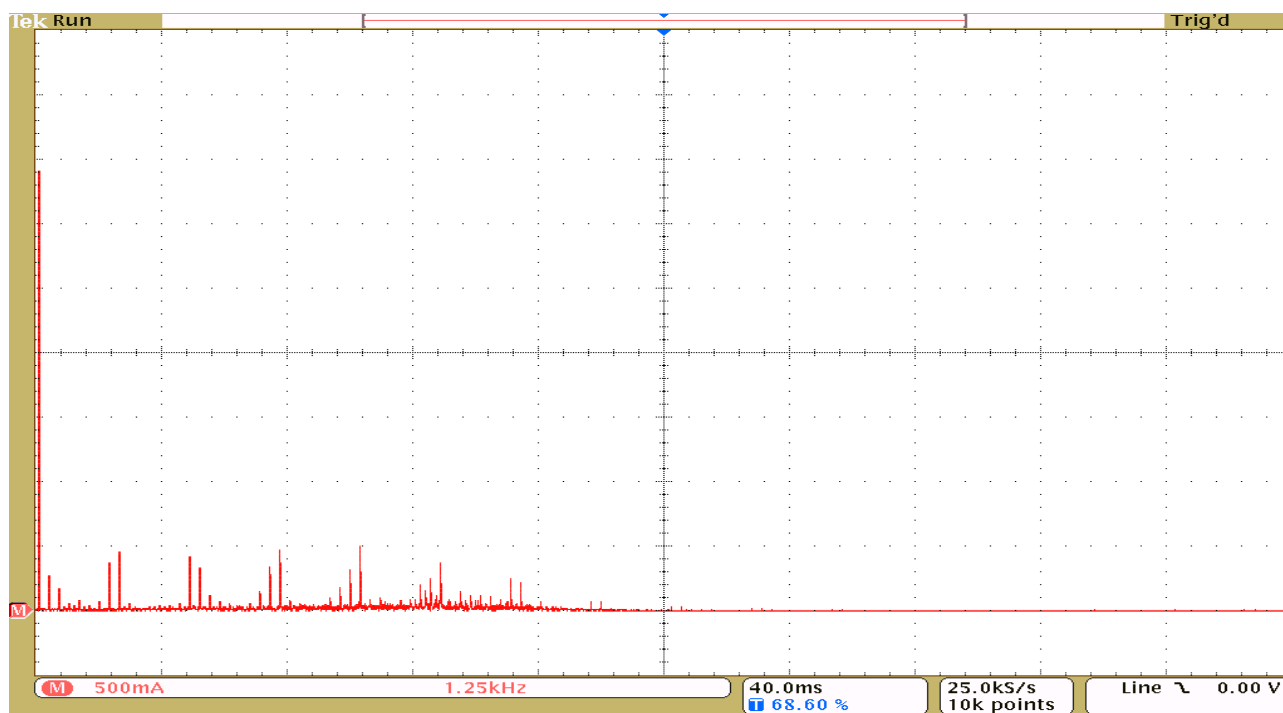
Obr. 9.33: FFT trolejového proudu do 100. harmonické. $L_f = 5$ mH, $P = 500$ W. Obdélníkové řízení maticových měničů bez vkládání nulových vektorů.



Obr. 9.34: FFT trolejového proudu do 100. harmonické. $L_f = 5$ mH, $P = 500$ W. Obdélníkové řízení maticových měničů s vyhlazením trolejového proudu pomocí vkládání nulových vektorů.



Obr. 9.35: FFT trolejového proudu do 250. harmonické. $L_f = 5$ mH, $P = 500$ W. Obdélníkové řízení maticových měničů bez vkládání nulových vektorů.



Obr. 9.36: FFT trolejového proudu do 250. harmonické. $L_f = 5$ mH, $P = 500$ W. Obdélníkové řízení maticových měničů s vyhlazením trolejového proudu pomocí vkládání nulových vektorů.

10 Závěr

Cílem práce bylo navrhnout vhodné metody řízení trakčního pohonu s maticovými měniči za účelem snížení hmotnosti trakční výzbroje. Jednofázové maticové měniče kmitočtu zde byly umístěny pro zvýšení vstupní frekvence napájecího napětí z 50 Hz (16,7 Hz) na 400 Hz, což umožňuje použití středofrekvenčního transformátoru místo klasického trakčního transformátoru.

Pozornost byla nejprve věnována řízení samotného maticového měniče. Především vyvinutí vhodných metod řízení maticových měničů a co největšímu potlačení kmitů vstupního proudu, generovaných měničem. Finální měnič má být provozován na trakční soustavě 25 kV. Hodnoty napětí dnešních IGBT tranzistorů dosahují hladiny 6,5 kV. Při použití těchto součástek by bylo zapotřebí sériového zapojení 13 měničů. V práci byl proto řešen problém sériového uspořádání měničů.

Další část práce se věnovala způsobům řízení pulzního usměrňovače a jeho vzájemné spolupráci s maticovými měniči. Velká část byla věnována potlačení vyšších harmonických trolejového proudu pomocí vhodného řízení maticových měničů a pulzního usměrňovače.

IGBT na 6,5 kV nemají ideální parametry. Jsou relativně pomalé a drahé. Do budoucna je předpokládán vývoj nových polovodičových prvků, které by měly tyto nedostatky eliminovat, např. prvky na bázi SiC. Použití prvků na vyšší napětí by snížilo počet potřebných stupňů primárních maticových měničů a zjednodušilo by se i zapojení transformátoru.

Splnění cílů práce:

Všechny cíle popsané v úvodu práce byly splněny.

- Byly naprogramovány a odladěny algoritmy řízení maticového měniče.
- Byly zvoleny a otestovány metody řízení maticového měniče „pomocí znalosti vstupního napětí“ a „pomocí znalosti výstupního proudu“.
- Bylo sestaveno měřicí stanoviště a algoritmy řízení byly implementovány do DSP.
- Byl vytvořen a ověřen simulační model celého zapojení.
- Byla prokázána použitelnost metody řízení fáze pomocí vkládání nulových vektorů.
- Byl proveden návrh optimálních parametrů vstupního filtru maticového měniče při řízení fázového posunu vstupního proudu oproti napětí.
- Parametry vstupního filtru a metody řízení byly ověřeny na reálném maticovém měniči.

Hlavní přínosy práce:

- Byl sestaven model trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem umožňujícím snížení hmotnosti trakční výzbroje.
- Byla navržena a ověřena metoda návrhu vstupního filtru maticového měniče. Tato metoda může být použita i pro jiné varianty maticových měničů (např. variantu 3 / 3).
- Byly navrženy a odladěny metody řízení maticového měniče pomocí znalosti vstupního napětí nebo znalosti vstupního proudu a tyto metody byly sloučeny v jednu řídicí metodu.
- Byla navržena a ověřena možnost řízení fázového posunu trolejového proudu oproti napětí, pomocí vkládání nulových vektorů.
- Byly navrženy a ověřeny metody potlačení vyšších harmonických, pomocí vhodného spínání pulzního usměrňovače.
- Byly navrženy a ověřeny metody potlačení vyšších harmonických, pomocí vhodného spínání maticových měničů

Perspektivní směry dalšího zkoumání spatřuji v následujících oblastech:

- Navržení modelu finálního vysokonapětového měniče 25 kV, 50 Hz / 15 kV, 16,7 Hz, vytvořeného ze sériově zapojených maticových měničů se středofrekvenčním transformátorem a pulsním usměrňovačem.
- Navržení izolačního systému tohoto měniče a vyřešení problému částečných výbojů.
- Navržení transformátoru pro toto vozidlo a vyřešení prostorového uspořádání VN průchodek primárních vinutí.
- Navržení topologie měniče využívajícího plně měkké spínání.

Použitá literatura

- [1] Cédl M.: *Trakční pohon s maticovým měničem, středofrekvenčním transformátorem a jednofázovým napětovým pulzním usměrňovačem*. Disertační práce, 2011.
- [2] Los, M.; Drábek, P.; Cédl, M. *Analýza vstupního filtru modelu 1F maticového měniče – úvodní studie*. výzkumná zpráva č. 22160-24-08, Plzeň, 2008.
- [3] Cédl M., Drábek P., Fořt J., Pittermann M., Vondrášek F.: *Základní strategie řízení speciálního trakčního měniče (přímý měnič) se středofrekvenčním transformátorem*. Výzkumná zpráva č. 22160-19-07 ZČU, Plzeň, 2008.
- [4] Vondrášek, F. *Výkonová elektronika III*. Plzeň, Západočeská univerzita, 2003. ISBN 80-7082-980-3.
- [5] Kůs V.: *Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu*. Nakladatelství Ben, Praha, 2002. ISBN 80-7300-062-8.
- [6] Krasl, M.; Vlk, R. *Trakční transformátor 1 MVA, supravodivý, olejový a středofrekvenční*. Výzkumná zpráva GaČR 102 / 05 / 0942, Plzeň, 2007.
- [7] Victor, M.: *Energieumwandlung auf AC – Triebfahrzeugen mittelfrequenztransformator*. Fahrzeugtechnik eb 103 (str. 505 – 510), ISSN 00135437, 2006.
- [8] Danzer, J. *Modely trakčního transformátoru s pulzními usměrňovači*. Výzkumná zpráva č. 22160-5-07, 20 s, Plzeň, 2007.
- [9] Drábek, P.; Fořt, J.; Piskač, L.; Pittermann, M.; Vondrášek, F. *Aktuální měničové struktury: studie možností aplikace v trakci*. Výzkumná zpráva č. 22160-09-06, Plzeň, 2006.
- [10] Komrska, T., Peroutka, Z. *Main Traction Converter with Medium-Frequency Transformer: Control of Converters around MF Transformer*. Speedam, Piscataway, IEEE (str. 1194-1198) ISBN 978-1-4244-1664-6, 2008.
- [11] Glinka M., Marquardt R.: *A New AC/AC Multilevel Converter Family*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 52, NO. 3, 2005.
- [12] Pittermann, M. *Maticový měnič - základní principy řízení prvků v měniči*. Výzkumná zpráva č. 22160-36-06, Plzeň, 2006.
- [13] Zeman, K.; Peroutka, Z.; Janda, M. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*.

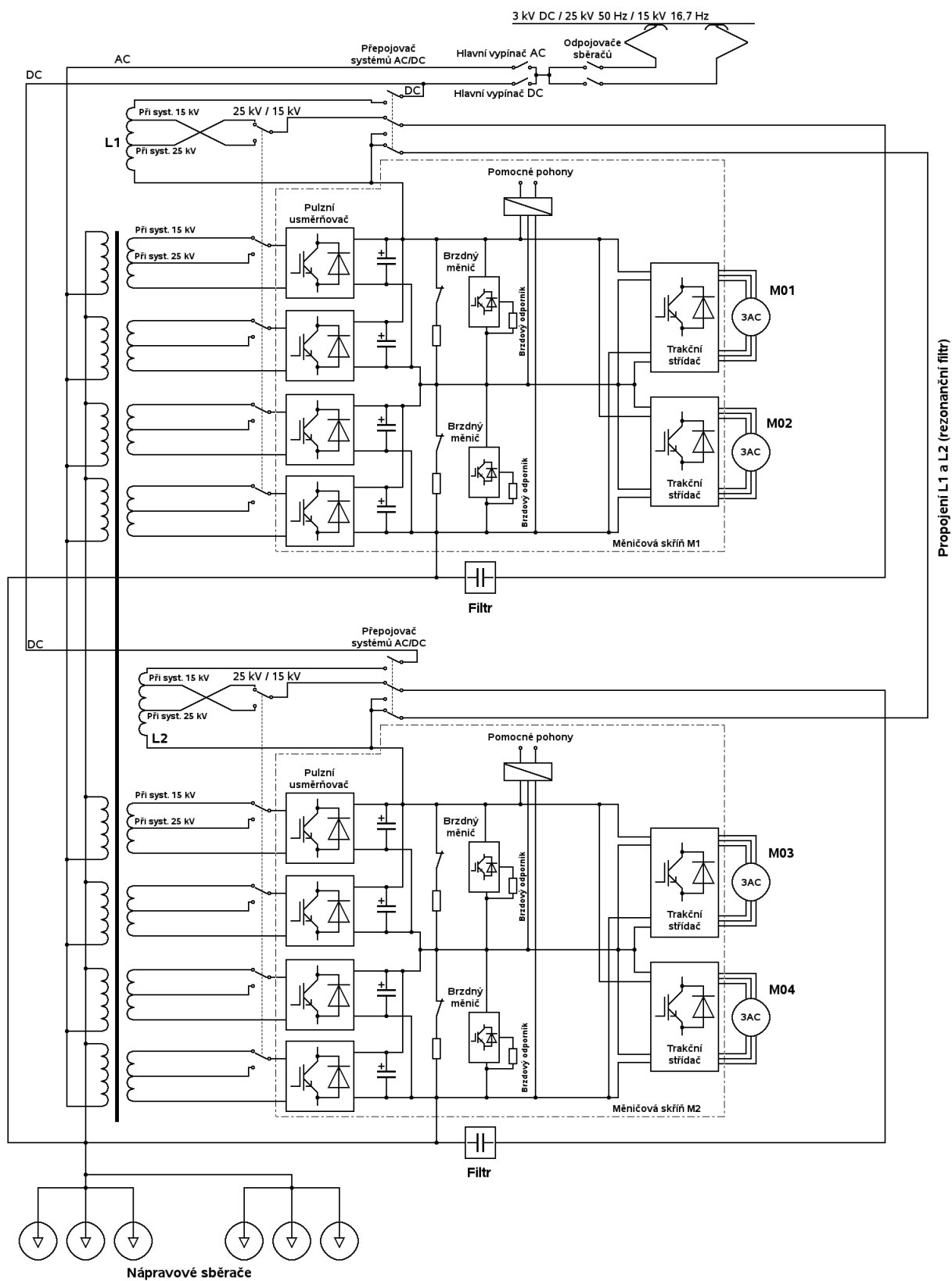
- Plzeň, Západočeská univerzita, 2004, ISBN 80-7043-350-7.
- [14] Klumpner Ch., Nielsen P., Boldea I., Blaabjerg F.: *A New Matrix Converter Motor (MCM) for Industry Applications*, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2002.
- [15] Lee K.B., Blaabjerg F.: *A modified DTC-SVM for sensorless matrix converter drives using a simple deadbeat scheme*. HAIT Journal of Science and Engineering B. Holon Academic Institute of Technology, 2005.
- [16] Nikkhajoei H., Lasseter R. H.: *Power Quality Enhancement of a Wind-Turbine Generator Under Variable Wind Speeds Using Matrix Converter*. Power Electronics Specialists Conference PESC. IEEE, 2008.
- [17] Glinka M.: *Prototype of Multiphase Modular-Multilevel-Converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage*. IEEE-PESC, Aachen, 2004.
- [18] Kalvelage G., Aubin P., Lequeu T.: *Reduction of Mass and Volume of On-Board Multi Input Voltage Converter Thanks to the SPARC Topology*. EPE, Toulouse, 2003.
- [19] Hugo N., Stefanutti P., Pellerin M.: *Power Electronics Traction Transformer*. Power Electronics and Applications, Aalborg, 2007.
- [20] Klumpner Ch., Blaabjerg F.: *The Matrix Converter Overvoltages Cause by the Input Filter* Electric Machines and Power Systems, 2000.
- [21] Empringham L., Wheeler P. Clare L.: *Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells using Novel Gate Drive Techniques*. Power Electronics Specialists Conference, 2008.
- [22] Peroutka Z., Blahník V., Žák J., Komrska T.: *Compensation of Low-Frequency Disturbances for Traction Converter with Medium-Frequency Transformer for Multi-System Suburban Units*, New York, 2010, ISBN: 978-1-4244-7856-9.
- [23] Cédl M., Drábek P., Pittermann M.: *Problematika sériového řazení vstupních kondenzátorů pro maticové měniče*. Interní výzkumná zpráva, 2009.
- [24] Molnár J., Peroutka Z., Vondrášek F.: *Trakční sestava nepřímých měničů se středofrekvenčním transformátorem - Analýza a syntéza výkonového obvodu*, Výzkumná zpráva č. 22160 – 1 – 07, Plzeň, 2007.
- [25] Danzer, J. *Trakční transformátor a pulzní usměrňovače*. 22160-1-05, 52 s, Plzeň, 2005.

Seznam autorových prací

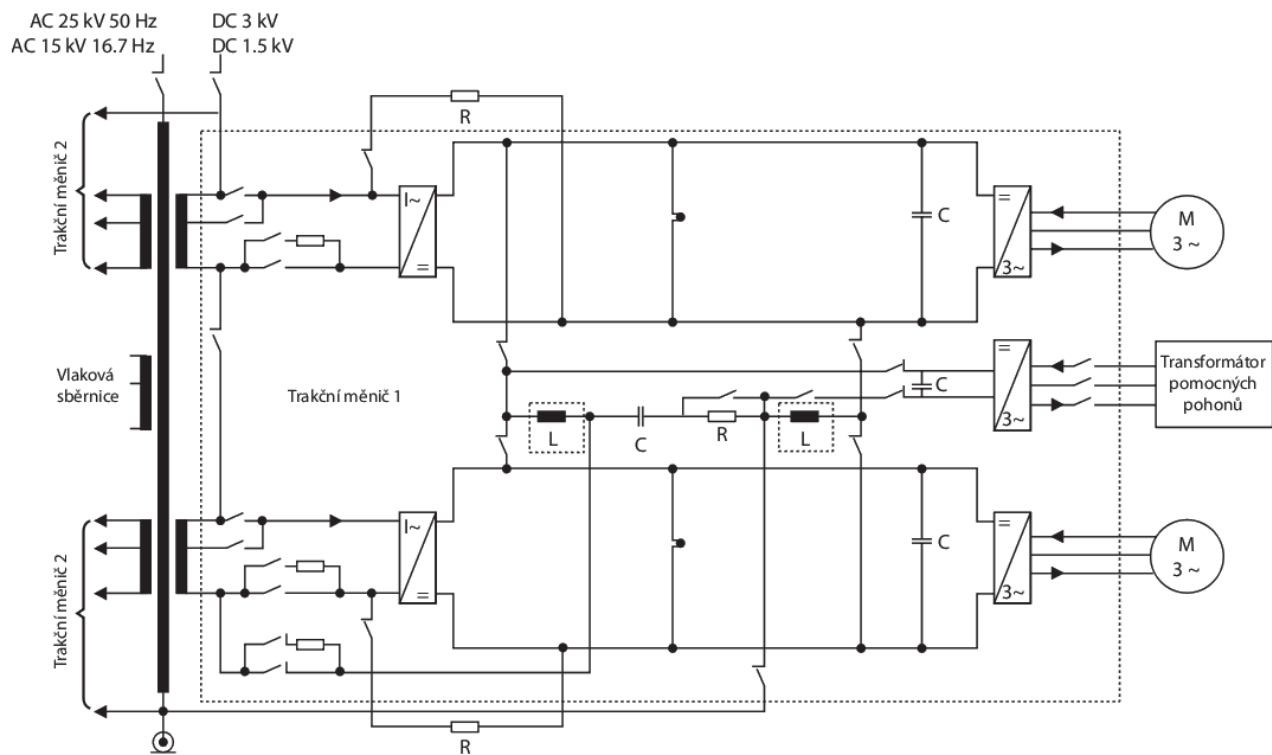
- [A1] Cédl, M., Los, M., Streit, L. Simulace trakčního pohonu se středofrekvenčním transformátorem a jednofázovým maticovým měničem. In *Elektrotechnika a informatika 2007. Část 2., Elektronika*. Plzeň, Západočeská univerzita, 2007, s. 5-8. ISBN:978-80-7043-571-7
- [A2] Cédl, M., Los, M., Streit, L. Simulace trakčního pohonu se středofrekvenčním transformátorem. In *Liberecké elektrické pohony*. Liberec, Technická univerzita, 2007, s. 200-205. ISBN:978-80-7372-272-2
- [A3] Los, M., Streit, L., Cédl, M. Řízení přímého měniče kmitočtu. In *Elektrotechnika a informatika 2007. Část 2., Elektronika*. Plzeň, Západočeská univerzita, 2007, s. 57-60. ISBN:978-80-7043-571-7
- [A4] Streit, L., Cédl, M., Los, M. Výkonový obvod přímého měniče kmitočtu. In *Elektrotechnika a informatika 2007. Část 2., Elektronika*. Plzeň, Západočeská univerzita, 2007, s. 97-100. ISBN:978-80-7043-571-7
- [A5] Drábek, P., Pittermann, M., Cédl, M., Los, M. The simulation of the traction drive with middle-frequency transformer. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2008, roč. 7, č. 1-2, s. 96-98. ISSN: 1336-1376
- [A6] Los, M., Streit, L., Cédl, M. Řízení přímého měniče kmitočtu. In *Elektrotechnika a informatika 2008. Část 2., Elektronika*. Plzeň, Západočeská univerzita, 2008, s. 75-76. ISBN:978-80-7043-701-8
- [A7] Los, M., Drábek, P., Cédl, M. *Analýza vstupního filtru modelu 1F maticového měniče - úvodní studie*. Výzkumná zpráva č. 22160-24-08, Plzeň, 2008.
- [A8] Los, M., Drábek, P. Analýza vstupního filtru trakčního měniče - varianta s 1f maticovým měničem. In *Elektrické pohony*. Praha, Český svaz vědeckotechnických společností, 2009, s. 1-7. ISBN:978-80-02-02151-3
- [A9] Skala, B., Los, M., Streit, L. Generator driven by manpower: generation of electricity is drudgery. In *Low Voltage Electrical Machines*. Brno, BUT, 2009, s. 31-32. ISBN:978-80-214-3975-7
- [A10] Los, M. Návrh optimálních parametrů vstupního filtru jednofázového maticového měniče pomocí simulace. In *Elektrotechnika a informatika 2009. Část 2., Elektronika*. Plzeň,

- Západočeská univerzita, 2009, s. 95-98. ISBN:978-80-7043-809-1
- [A11] Streit, L., Drábek, P., Los, M. The Energy Storage System with Supercapacitor. In *2010 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*. New York, IEEE, 2010, s. T9-39 – T9-43. ISBN:978-1-4244-7856-9
- [A12] Los, M., Drábek, P., Cédl, M. The control algorithms of traction drive with medium-frequency transformer and two modules of single phase matrix converters. In *2010 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*. New York, IEEE, 2010, s. T3-143 – T3-146. ISBN:978-1-4244-7856-9
- [A13] Los, M. Elektromobily a nabíjecí stanice baterií. In *Elektrické pohony*. Praha, Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Elektrické pohony, 2011, s. 1-13. ISBN:978-80-02-02308-1
- [A14] Los, M., Drábek, P. Pohon se středofrekvenčním transformátorem a maticovým měničem - parametry vstupního filtru. In *Elektrické pohony*. Praha, Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Elektrické pohony, 2011, s. 1-34. ISBN:978-80-02-02308-1
- [A15] Beneš, P., Los, M. Výukové pracoviště robotiky. In *Elektrické pohony*. Praha, Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Elektrické pohony, 2011, s. 1-5. ISBN:978-80-02-02308-1
- [A16] Los, M. *Batteries for electric vehicles*. Výzkumná zpráva č. 22160-13-11 2011. Plzeň, ŠKODA, s.r.o., 19 s.
- [A17] Los, M. *Electric cars and Battery Charge Stations*. Výzkumná zpráva č. 22160-14-11 Plzeň, ŠKODA, s.r.o., 2011. 27 s,
- [A18] Streit, L., Los, M., Drábek, P. *Stavba Teslova transformátoru s audio modulací*. Plzeň, Západočeská univerzita v Plzni, 10 s. Interní výzkumná zpráva, 2011.
- [A19] Streit, L., Los, M. *Teslův transformátor*. Funkční vzorek, 2011.
- [A20] Streit, L., Los, M. *Jednofázový střídač pracující na frekvenci 400 kHz*. Funkční vzorek, 2011.
- [A21] Los, M. *Regulovaný pohon s maticovými měniči*. Funkční vzorek, Plzeň, 2010.

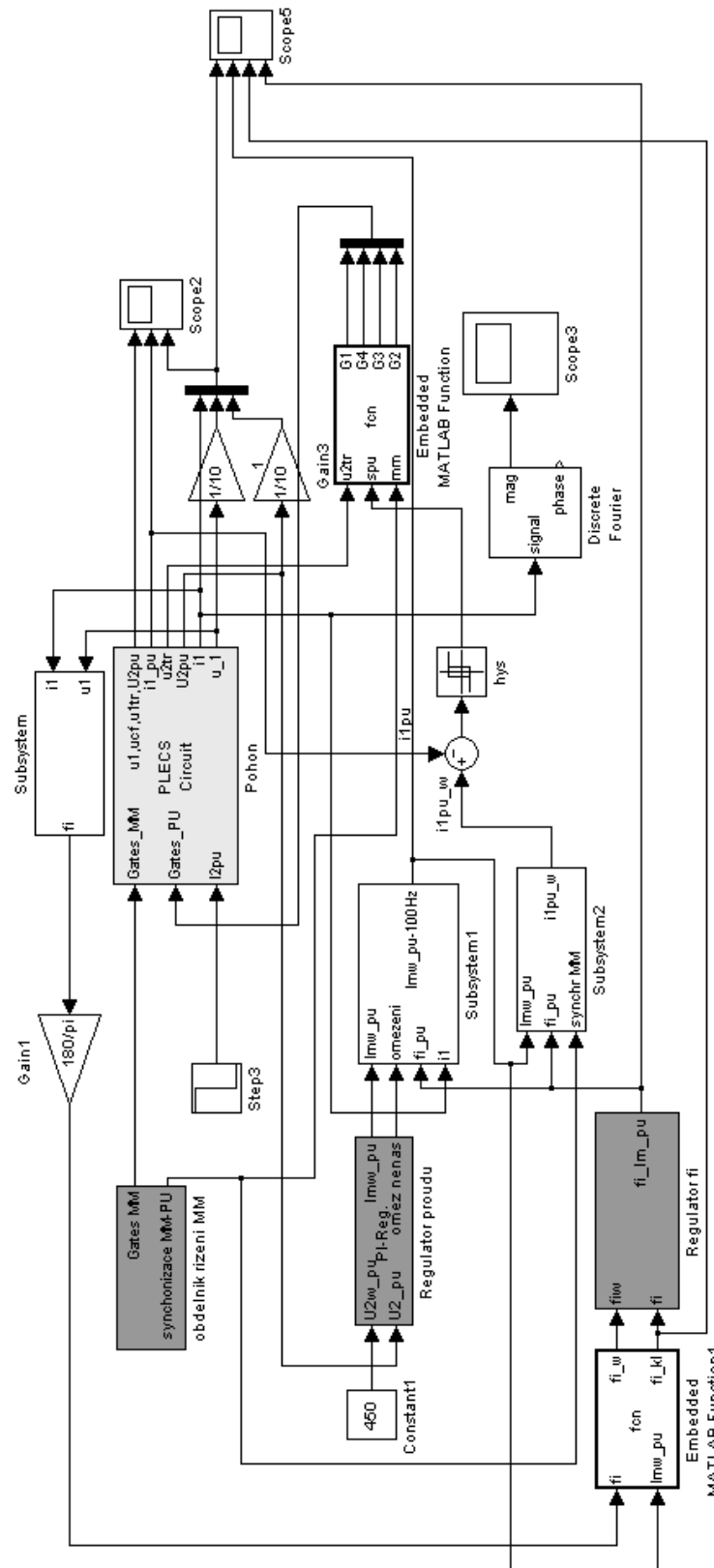
Přílohy



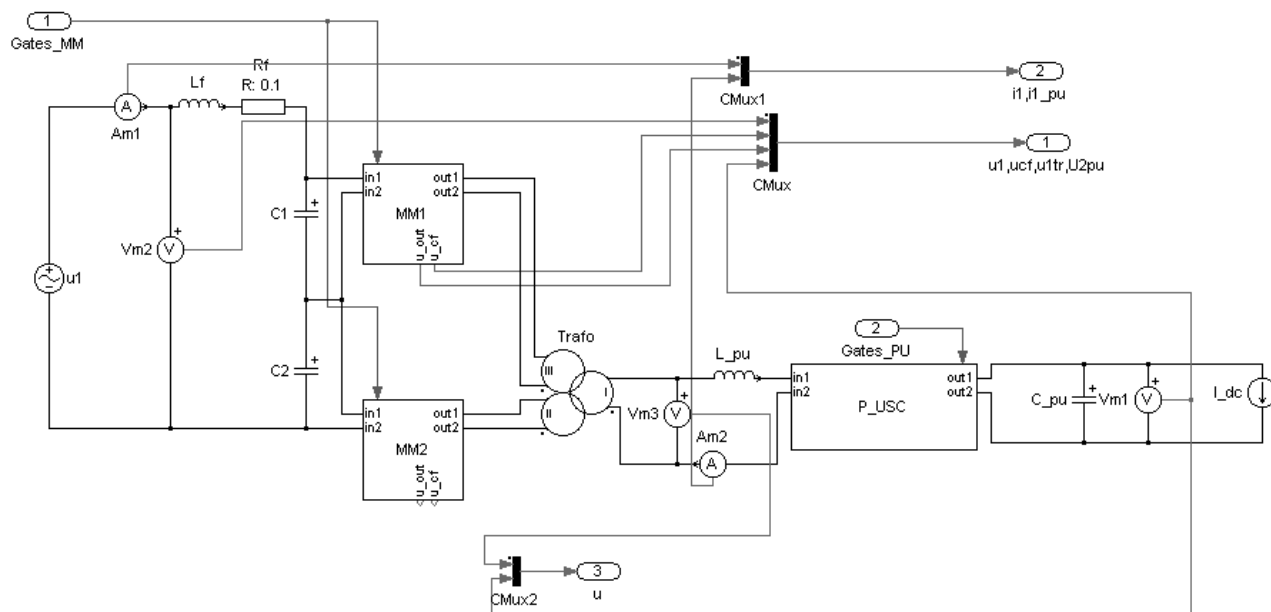
Příloha 1: Blokové schéma zapojení hlavního obvodu lokomotivy Škoda 109E.



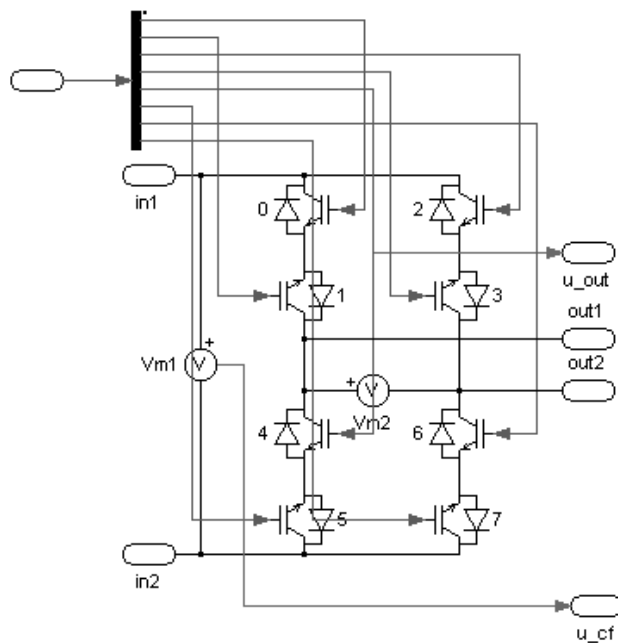
Příloha 2: Blokové schéma zapojení hlavního obvodu lokomotivy Siemens ES64U4 (pro jednu polovinu lokomotivy).



Příloha 3: Regulační schéma pro řízení pohonu s maticovým měničem a pulzním usměrňovačem.



Příloha 4: Vnitřní struktura bloku „pohon“. Simulační schéma obvodu. Dva maticové měniče se vstupním filtrem, transformátor a sekundární pulzní usměrňovač s proudovou zátěží.



Příloha 5: Vnitřní zapojení bloků „MM1“ a „MM2“.

