

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Trakční měnič se středofrekvenčním transformátorem

Originál (kopie) zadání BP/DP

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá simulací trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. V první části jsou uvedeny výhody středofrekvenčního transformátoru a následně je proveden přehled trakčních měničů se středofrekvenčním transformátorem. Hlavní část této práce se zabývá vytvořením simulačního modelu trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem a ověřením jeho vlastností ve vybraných stavech. Chování trakčního měniče bylo analyzováno pomocí simulačního prostředí Matlab/Simulink s knihovnou Plecs.

Klíčová slova

Trakční měnič, Napěťový pulzní usměrňovač, Primární jednofázový napěťový pulzní usměrňovač, Středofrekvenční transformátor, Simulace, Simulační model, PR regulátor, Měkká komutace.

Abstract

This diploma thesis deals with the simulation of a traction converter with medium-frequency transformer. In the first part are presented advantages of a medium-frequency transformer and then is an overview of traction converter with medium-frequency transformer. The main part of this thesis deals with the created of the simulation model of the traction converter with medium-frequency transformer and verification of its properties in selected states. The behaviour of traction converter was analysed by the simulation at the Matlab/Simulink-Plecs software.

Key words

Traction converter, Voltage-source active rectifier, Primary single-phase voltage-source active rectifier, Medium-frequency transformer, Simulation, Simulation model, PR controller, Soft commutation.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 18.5.2017

Bc. Michal Poláček

Poděkování

Rád bych poděkoval zejména mému vedoucímu diplomové práce panu Ing. Vojtěchovi Blahníkovi, Ph.D. za odborné a metodické vedení v průběhu tvorby práce. Dále pak děkuji mým rodinným příslušníkům a přátelům za podporu při tvorbě této diplomové práce.

Obsah

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
ÚVOD	12
1 CÍLE PRÁCE A METODIKA ŘEŠENÍ.....	13
2 POROVNÁNÍ ZTRÁT A HMOTNOSTÍ TRANSFORMÁTORŮ	14
3 USPOŘÁDÁNÍ TRAKČNÍHO MĚNIČE.....	15
3.1 KLASICKÉ USPOŘÁDÁNÍ TRAKČNÍHO MĚNIČE	15
3.2 USPOŘÁDÁNÍ TRAKČNÍHO MĚNIČE SE STŘEDOFREKVENČNÍM TRANSFORMÁTOREM.....	15
4 PŘEHLED TOPOLOGIÍ TRAKČNÍCH MĚNIČŮ SE STŘEDOFREKVENČNÍM TRANSFORMÁTOREM.....	17
4.1 TRANSFORMÁTOR S VYŠŠÍM POČTEM PRIMÁRNÍCH VINUTÍ	17
4.2 TOPOLOGIE S MODULÁRNÍM VÍCEÚROVNĚVÝM MĚNIČEM	18
4.3 MODULÁRNÍ USPOŘÁDÁNÍ TRAKČNÍHO MĚNIČE	19
4.4 VARIANTA S PŘÍMÝM MĚNIČEM FREKVENCE NA PRIMÁRNÍ STRANĚ TRANSFORMÁTORU.....	20
5 SIMULAČNÍ MODEL VÝKONOVÉHO OBVODU TRAKČNÍHO MĚNIČE SE STŘEDOFREKVENČNÍM TRANSFORMÁTOREM.....	21
5.1 PRIMÁRNÍ JEDNOFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ PULZNÍ USMĚRŇOVAČ.....	22
5.1.1 <i>Navržená modulace primárního napětového pulzního usměrňovače</i>	<i>24</i>
5.1.2 <i>Regulace primárního napětového pulzního usměrňovače</i>	<i>24</i>
5.1.3 <i>Navržená regulace jednofázového pulzního usměrňovače s přímou regulací proudu na střídavé straně měniče</i>	<i>26</i>
5.2 JEDNOFÁZOVÝ MĚKCE KOMUTOVANÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ SE STŘEDOFREKVENČNÍM TRANSFORMÁTOREM	27
5.2.1 <i>Měkké spínání</i>	<i>29</i>
5.3 SEKUNDÁRNÍ NAPĚŤOVÝ PULZNÍ USMĚRŇOVAČ S TRAKČNÍM STŘÍDAČEM.....	30
6 SIMULAČNÍ VÝSLEDKY TRAKČNÍHO MĚNIČE VE VYBRANÝCH STAVECH	31
6.1 NEZATÍŽENÝ STAV TRAKČNÍHO MĚNIČE	31
6.2 ZATÍŽENÝ TRAKČNÍ MĚNIČ	34
6.3 PŘECHOD TRAKČNÍHO MĚNIČE Z MOTORICKÉHO DO GENERÁTORICKÉHO CHODU	36

6.4	FILTRACE 2. HARMONICKÉ NAPĚTÍ VE STEJNOSMĚRNÉM MEZIIOBVODU	38
7	EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ JEDNOFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE.....	40
	ZÁVĚR	45
	SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	47
	PŘÍLOHY.....	1

Seznam symbolů a zkratk

C_{filtr}	velikost kapacity sériového rezonančního filtru
C_1	kapacita kondenzátoru ss obvodu primárního pulzního usměřovače
C_2	kapacita kondenzátoru ss obvodu sekundárního pulzního usměřovače
C_r	kapacita rezonančního kondenzátoru
DSP	digitální signálový procesor
e_i	regulační odchylka
$F_{\text{rez_reg}}$	přenos rezonančního regulátoru
$f_{\text{spín_PU}}$	spínací frekvence tranzistorů napět'ového pulzního usměřovače
i_1	okamžitá hodnota vstupního proudu středofrekvenčního transformátoru
i_2	okamžitá hodnota výstupního proudu středofrekvenčního transformátoru
I_m	požadovaná velikost amplitudy proudu (výstup z PI regulátoru napětí)
I_{m_max}	horní omezení požadované amplitudy proudu
I_{m_min}	dolní omezení požadované amplitudy proudu
i_t	okamžitá hodnota proudu na střídavé straně napět'ového pulzního usm.
i_w	okamžitá hodnota požadovaného proudu
I_z	stejnsměrný zdroj proudu
K_{P_PI}	proporcionální zesílení proporčně-integračního regulátoru
K_{P_PR}	proporcionální zesílení proporčně-rezonančního regulátoru
K_r	rezonanční zesílení regulátoru
L	indukčnost vstupní tlumivky

L_{filtr}	velikost indukčnosti sériového rezonančního filtru
$L_{1\sigma}$	rozptylová indukčnost primárního vinutí středofrekvenčního transformátoru
$L_{2\sigma}$	rozptylová indukčnost sekundárního vinutí středofrekvenčního transformátoru
L_m	magnetizační indukčnost středofrekvenčního transformátoru
mod	modulační signál
P	proporční regulátor
PI.....	proporčně-integrační regulátor
PR.....	proporčně-rezonanční regulátor
PWM.....	pulzně šířková modulace
R	odpor vstupní tlumivky
R.....	rezonanční regulátor
R_{filtr}	velikost odporu sériového rezonančního filtru
s.....	Laplaceův operátor
ss	stejnoseměrný
u_1	okamžitá hodnota vstupního napětí středofrekvenčního transformátoru
u_2	okamžitá hodnota výstupního napětí středofrekvenčního transformátoru
u_{AC}	efektivní hodnota napájecího napětí
U_{C1}	napětí ve ss primárního napěťového pulzního usměrňovače
U_{C2}	napětí ve ss sekundárního napěťového pulzního usměrňovače
U_{cw}	požadovaná hodnota napětí
u_p	akční veličina proporčního regulátoru

- u_r akční veličina rezonančního regulátoru
- u_v okamžitá hodnota napětí na střídavých svorkách napěťového pulzního usm.
- u_{v_mod} modulační signál vstupující do PWM
- u_{v_PR} korekční signál (výstup z PR regulátoru proudu)
- ε úhel mezi napětími $\overline{U_t}$ a $\overline{U_v}$
- τ_i integrační časová konstanta
- ω_0 úhlová rychlost základní harmonické

Úvod

V oblasti nových topologií trakčních měničů pro vícesystémová vozidla, vozidla bimodální (tj. kombinace drážního a tramvajového vozidla) a vozidla napájená ze střídavé troleje se klade stále větší důraz na snižování hmotnosti a rozměrů elektrické výzbroje. Jednou z variant, jak zredukovat hmotnost vozidla, je nahrazení klasického transformátoru transformátorem středofrekvenčním, který je lehčí a menší. Použití středofrekvenčního transformátoru v elektrické trakci vede na změnu elektrické výzbroje trakčního měniče. Transformátor není připojen přímo na trolej jako u klasické topologie, ale na troleji je připojen vysokonapěťový frekvenční měnič, který zvýší frekvenci napájecího napětí středofrekvenčního transformátoru.

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na sestavení simulačního modelu trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. Jedním z hlavních bodů této práce je provést přehled topologií trakčních měničů se středofrekvenčním transformátorem, dále sestavit simulační model trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem a ověřit vlastnosti modelu ve vybraných stavech. Simulační model byl vytvořen v prostředí Matlab/Simulink s využitím speciální knihovny Plecs.

V kapitole 2 jsou uvedeny důvody použití středofrekvenčního transformátoru v oblasti problematiky trakčních měničů. Dále v kapitole 3 je porovnání uspořádání trakčního měniče s klasickým transformátorem, a transformátorem středofrekvenčním. V kapitole 4 je proveden přehled topologií trakčních měničů se zaměřením na použití středofrekvenčního transformátoru. Kapitola 5 se zabývá sestavením a popisem simulačního modelu trakčního střídače, návrhem modulace a regulace trakčního měniče. Simulační výsledky trakčního měniče ve vybraných stavech jsou prezentovány v kapitole 6.

1 Cíle práce a metodika řešení

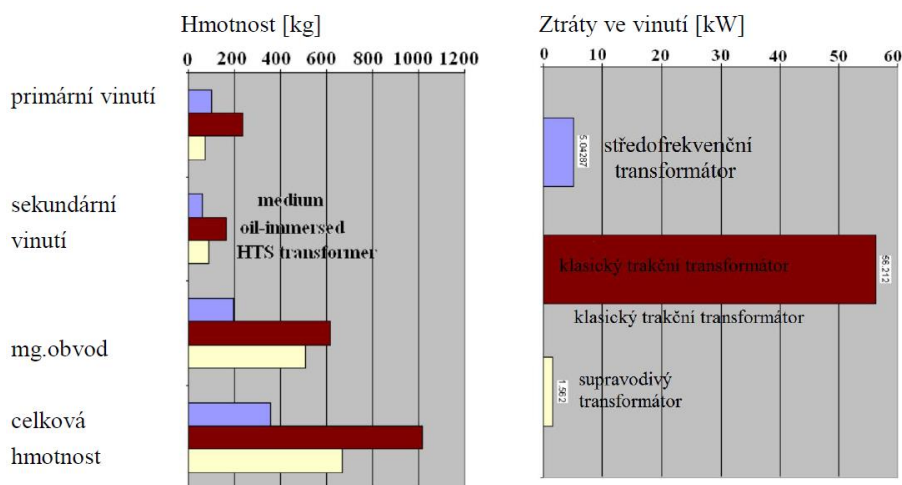
Cílem diplomové práce je sestavit simulační model trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. Dále navrhnout vhodnou regulaci trakčního měniče a následně ověřit chování trakčního měniče ve vybraných stavech.

Na začátku práce je provedeno porovnání ztrát a hmotností transformátorů s ohledem na velikost pracovní frekvence transformátoru, z čehož vyplývají důvody použití středofrekvenčního transformátoru v oblasti trakčních měničů. Následně jsou porovnány a blíže popsány uspořádání trakčního měniče s klasickým transformátorem, a transformátorem středofrekvenčním. V dalším kroku je proveden přehled topologií trakčních měničů využívající středofrekvenční transformátor.

Hlavní část práce se zabývá sestavením simulačního modelu trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. Nejprve byla vybrána konkrétní topologie trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. Jako jedno z vhodných řešení simulačního modelu trakčního měniče, byla vybrána topologie měniče se středofrekvenčním transformátorem, využívající nepřímý frekvenční měnič na primární straně středofrekvenčního transformátoru. Dále byla navržena regulace primárního napětového pulzního usměrňovače. Simulační model byl rozdělen do několika podkapitol, zabývajících se podrobnějším rozбором jednotlivých částí trakčního měniče. V poslední části jsou prezentovány a blíže popsány simulační výsledky trakčního měniče ve vybraných stavech.

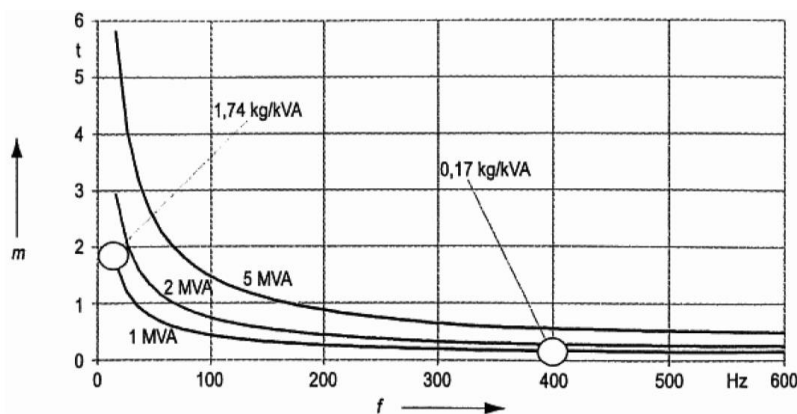
2 Porovnání ztrát a hmotností transformátorů

Porovnáním ztrát a hmotností transformátorů se zabývá literatura [1]. Vychází zde z matematického modelu trakčního transformátoru 1 MVA, 50Hz. Pro tento model se uvádí hmotnostní a ztrátové poměry středofrekvenčního transformátoru s pracovní frekvencí 400Hz, klasického transformátoru s frekvencí 50Hz a supravodivého transformátoru. Z Obr. 1 je především vidět výrazný rozdíl ve ztrátách ve vinutí zkoumaných transformátorů.



Obr. 1: Srovnání hmotnosti a ztrát trakčního transformátoru 1MVA realizovaného jako středofrekvenční transformátor 400Hz, klasický transformátor 50Hz a supravodivý transformátor. Obrázky převzaty z [1].

Dále v [3] je pro orientační představu uveden graf závislosti hmotnosti transformátoru na uvažované pracovní frekvenci transformátoru, Obr. 2. Z grafu je patrný pokles hmotnosti transformátoru přibližně na desetinu při srovnání transformátoru s pracovní frekvencí 400Hz a transformátoru s frekvencí 16,7Hz. Při porovnání s transformátorem na 50Hz je pokles hmotnosti cca na čtvrtinu. Přibližný pokles hmotnosti je uváděn pro křivku výkonu 1MVA.



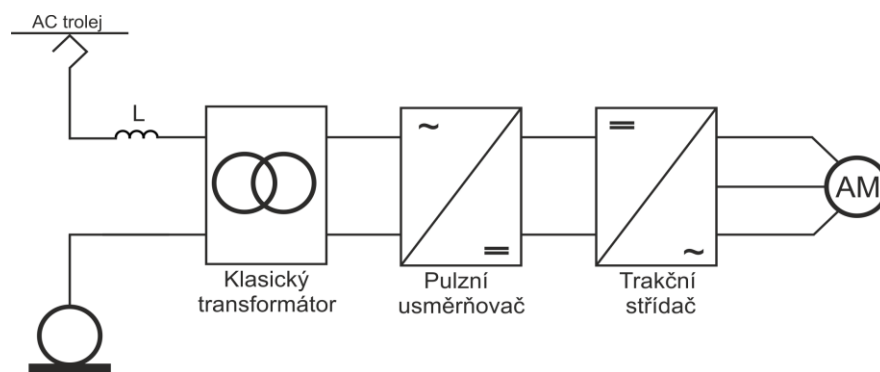
Obr. 2: Závislost hmotnosti trakčního transformátoru na pracovní frekvenci. Obrázek převzat z [3].

3 Uspořádání trakčního měniče

Použitím středofrekvenčního transformátoru v elektrické trakci je potřeba změnit klasickou topologii elektrické výzbroje. Z tohoto důvodu je v této kapitole porovnáno klasické uspořádání trakčního měniče s uspořádáním měniče se středofrekvenčním transformátorem.

3.1 Klasické uspořádání trakčního měniče

Na Obr. 3 lze vidět klasické uspořádání trakčního měniče pro střídavou trolej. Jedná se o uspořádání pohonu, kde vstupní střídavé trolejové napětí je upraveno klasickým transformátorem na požadované vstupní napětí měniče. Jako měnič je v tomto případě použit nepřímý měnič kmitočtu (spojení pulzního usměrňovače s trakčním střídačem). Nevýhodou tohoto uspořádání je poměrně vysoká hmotnost transformátoru, protože je napájen z nízkofrekvenčního trolejového napětí (tj. frekvence 50Hz, případně 16,7Hz). Toto klasické spojení trakčního měniče je využito například u třísystémové lokomotivy typu Škoda 109 E, kde hmotnost trakčního transformátoru činí 15,2 tun z celkové hmotnosti lokomotivy 87,6 tun.

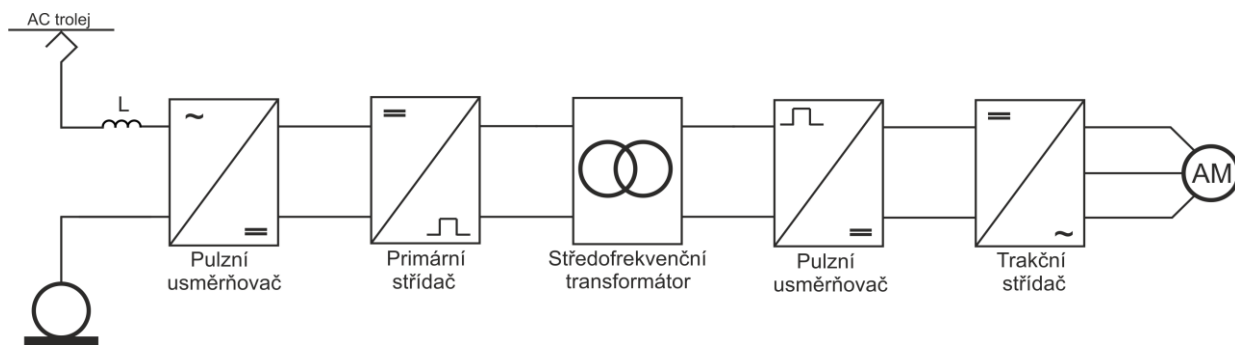


Obr. 3: Klasické uspořádání trakčního měniče

3.2 Uspořádání trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem

Na Obr. 4 je uvedeno řešení trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem pracujícího na vyšší frekvenci oproti klasickému transformátoru. Vstupní trolejové napětí je zde upraveno na požadovanou hodnotu a frekvenci pro transformátor primárním nepřímým frekvenčním měničem (spojení pulzního usměrňovače a střídače). Středofrekvenční transformátor zajišťuje galvanické oddělení vstupu a výstupu a případně upravuje velikost napětí. Dále výstupní napětí ze středofrekvenčního transformátoru je vhodně upraveno

výstupním nepřímým měničem kmitočtu dle požadavku zátěže, v našem případě se jedná o trakční motor. Jak už bylo uvedeno, výhoda této relativně složité konfigurace je zejména v redukci hmotnosti a objemu trakčního transformátoru. Toto uspořádání však také vede ke značnému množství problémů, které jsou uvedeny v [2]. Jedním, z hlavních problémů, se týká vstupního vysokonapětového měniče, který je v tomto případě napájen přímo z troleje. Problémy týkající se vysokonapětového měniče jsou blíže popsány např. v [3], [4], [5].



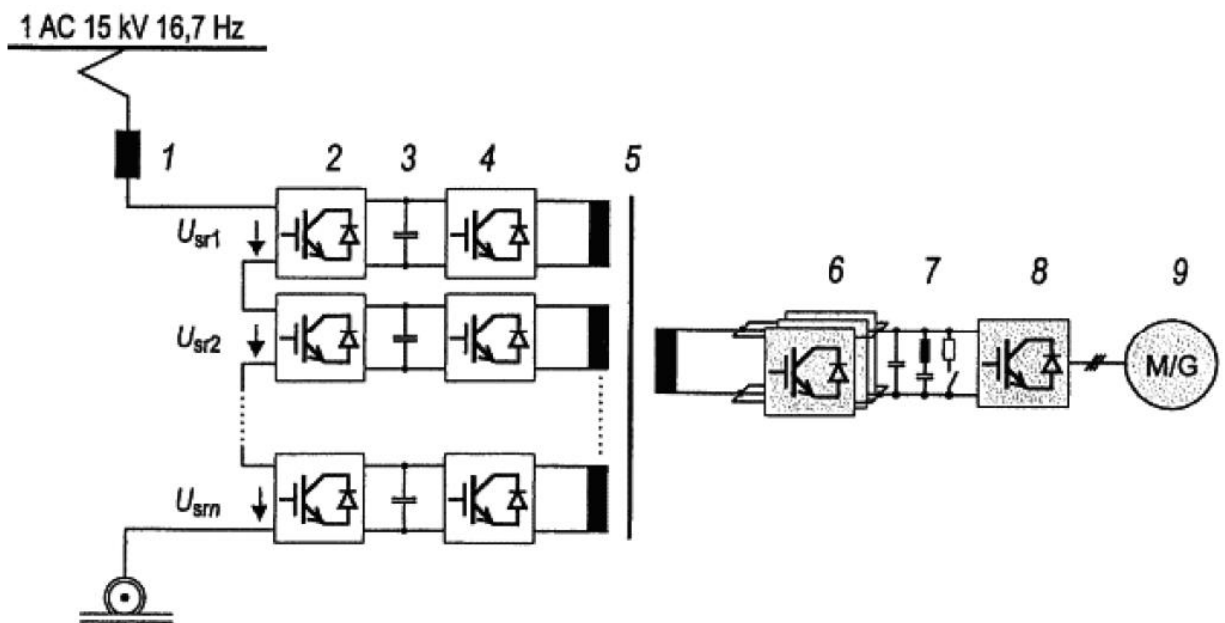
Obr. 4: Uspořádání trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem

4 Přehled topologií trakčních měničů se středofrekvenčním transformátorem

V této kapitole je uveden stručný přehled možných variant trakčního měniče s využitím středofrekvenčního transformátoru.

4.1 Transformátor s vyšším počtem primárních vinutí

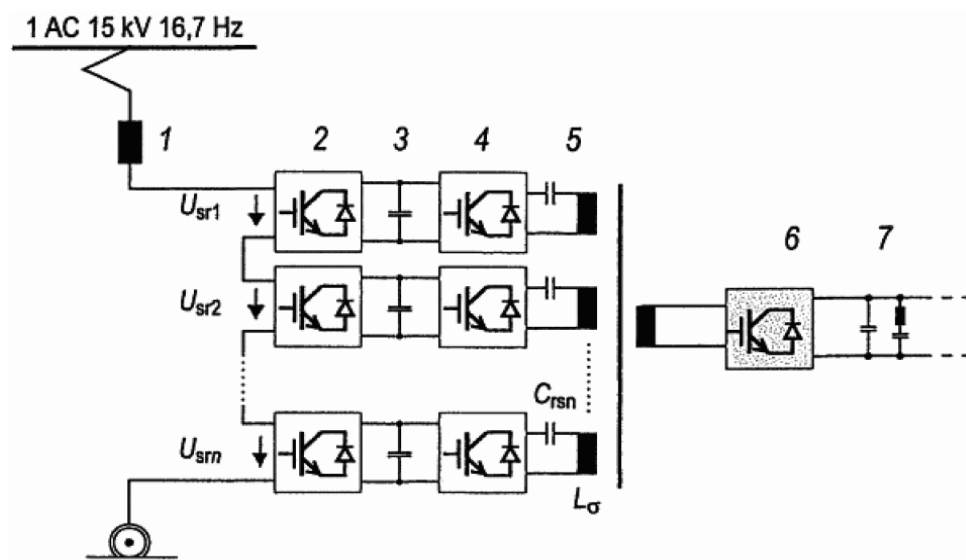
V literatuře [3] je uvedeno jedno z možných uspořádání trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. Jedná se o topologii měniče, kde je použit transformátor s vyšším počtem oddělených primárních vinutí, na kterých jsou připojeny sériově spojené nepřímé frekvenční měniče (napět'ový pulzní usměrňovač a napět'ový střídač). Na sekundární straně je pouze jedno vinutí, na kterém jsou paralelně připojeny pulzní usměrňovače, které napájí stejnosměrný meziobvod trakčního střídače. Principiální zapojení trakčního měniče je vidět na *Obr. 5*.



Obr. 5: Příklad uspořádání trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. Obrázek převzat z [3].

Uvažovaná frekvence středofrekvenčního transformátoru u tohoto spojení je zvolena cca 400Hz. Volba této frekvence je vhodná jak z hlediska úspory hmotnosti transformátoru, tak i z hlediska jeho jednoduché realizace, téměř jako „klasického“ transformátoru. Další výhodou je použití standardního provedení měniče z hlediska dynamiky a spínacích ztrát polovodičových prvků.

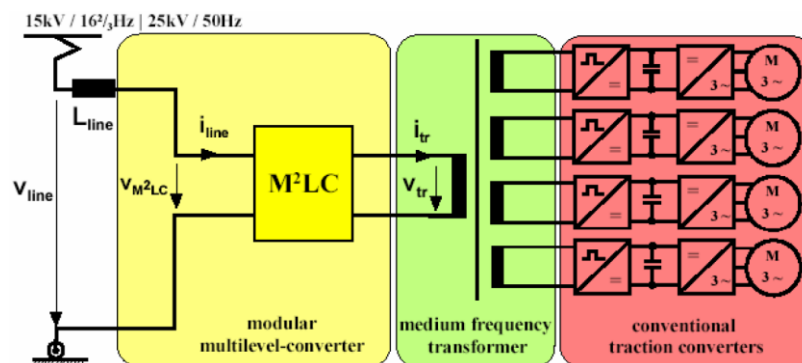
Dále je v literatuře [3] uvedena modifikace zkoumaného měniče pro pracovní frekvenci středofrekvenčního transformátoru 4500Hz. Pro takto zvolenou frekvenci je však nutné uvažovat speciální konstrukci transformátoru a zvýšení spínacích ztrát polovodičových prvků z hlediska měniče. Z tohoto důvodu je zde uvažováno snížení spínacích ztrát měniče pomocí rezonančních obvodů, které tvoří kondenzátory C_{rsn} a rozptylové indukčnosti středofrekvenčního transformátoru L_{σ} . Zapojení trakčního měniče s měkkou komutací je k vidění na *Obr. 6*.



Obr. 6: Trakční měnič se středofrekvenčním transformátorem s měniči s měkkou komutací. Obrázek převzat z [3].

4.2 Topologie s modulárním víceúrovňovým měničem

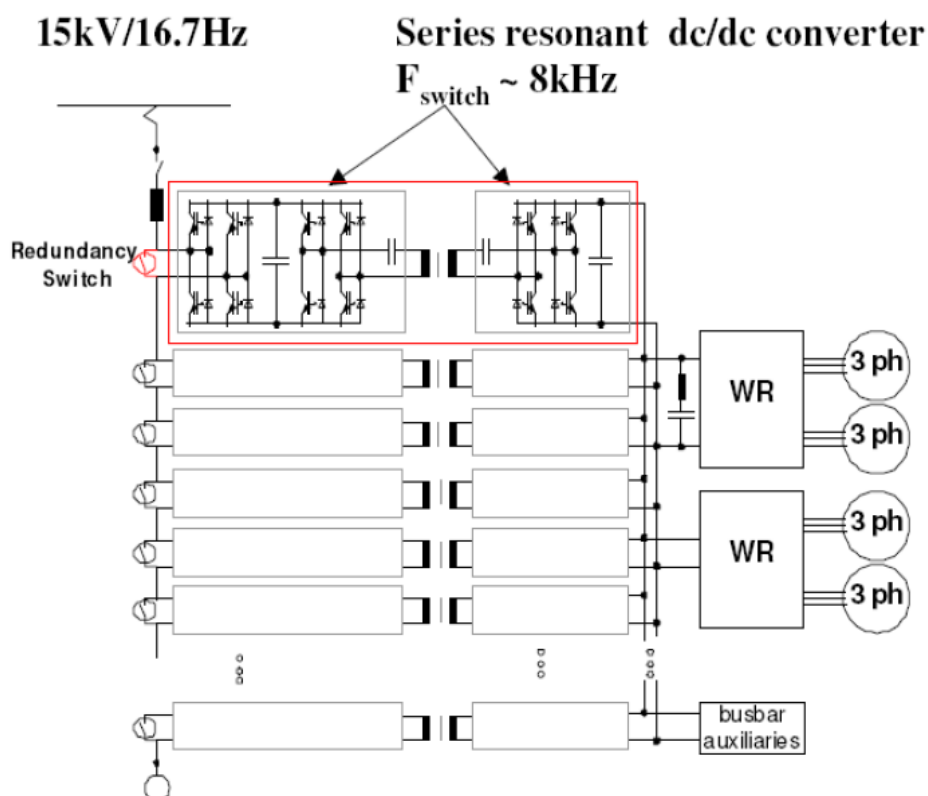
V práci [6] byla zvolena topologie měniče s modulárním víceúrovňovým měničem na primární straně transformátoru, který má v tomto případě pouze jedno primární vinutí. Na sekundární straně transformátoru jsou připojeny nepřímé měniče kmitočtu (každý měnič je připojen přes samostatné sekundární vinutí transformátoru), které napájí trakční pohony. Každý trakční pohon je tedy samostatně připojen přes samostatné sekundární vinutí transformátoru, to je patrné z *Obr. 7*.



Obr. 7: Trakční měnič se středofrekvenčním transformátorem – modulární víceúrovňový měnič na primární straně transformátoru. Obrázek převzat z [6].

4.3 Modulární uspořádání trakčního měniče

Varianta tzv. modulárního uspořádání pohonu je uvedena v literatuře [5]. V této práci se jedná o topologii, kde je použito několik menších vzájemně izolovaných středofrekvenčních transformátorů. Každý transformátor je napájen nepřímým měničem kmitočtu, a jednotlivé primární měniče jsou pospojovány do série. Sekundární strana každého transformátoru je připojena k napětovému pulznímu usměrňovači. Stejnoseměrné obvody jednotlivých usměrňovačů jsou spojeny do společného filtračního obvodu, který slouží k napájení trakčního střídače. Schéma zapojení je uvedeno na Obr. 8.

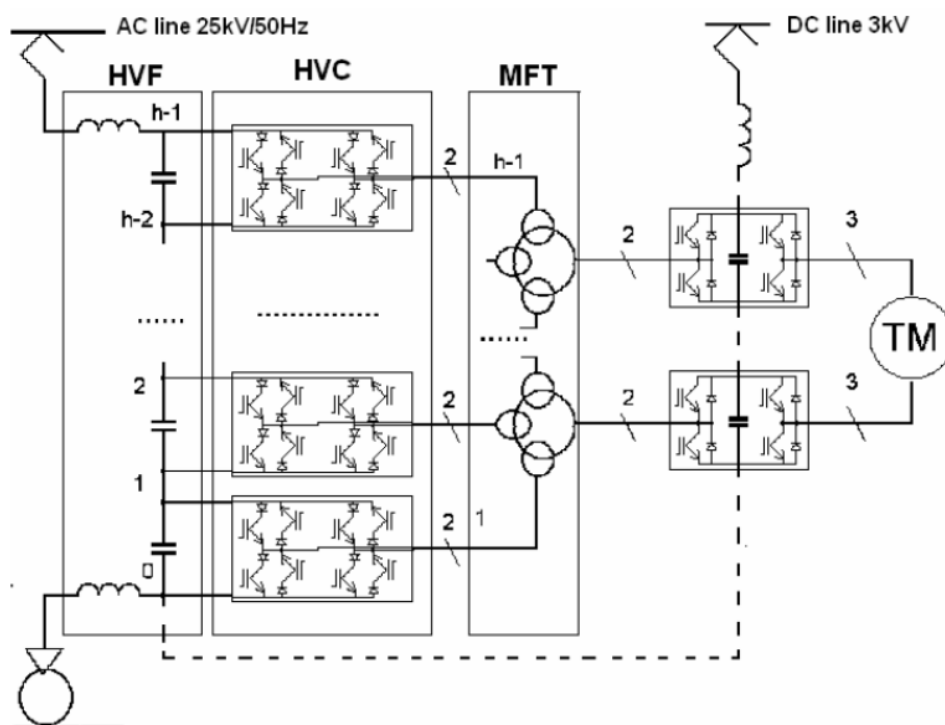


Obr. 8: Modulární uspořádání trakčního měniče. Obrázek převzat z [5].

Tato topologie disponuje několika výhodami. Jsou jimi např. možnost kompaktního provedení několika menších transformátorů, místo použití jediného velkého transformátoru. Dále možnost stavebnicové konstrukce, která umožňuje jednoduchého odpojení poškozeného modulu a případné jeho jednodušší výměny. Další výhody tohoto uspořádání jsou uvedeny v [2].

4.4 Varianta s přímým měničem frekvence na primární straně transformátoru

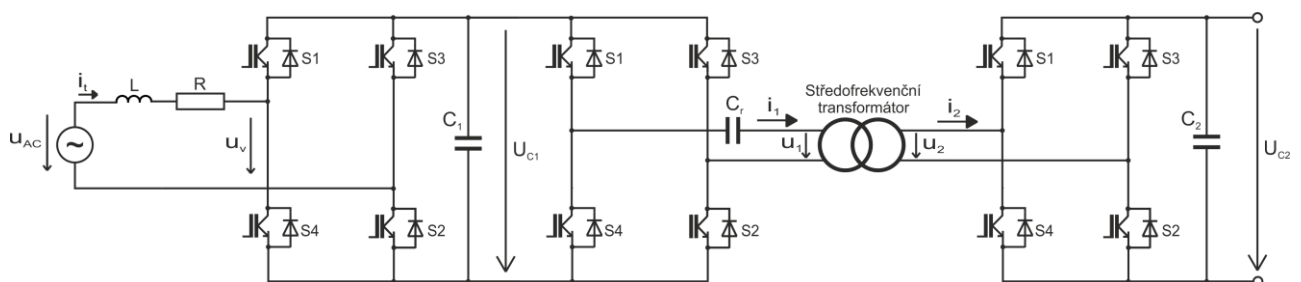
V literatuře [7] je uvedena další možná topologie trakčního měniče. Tato topologie se vyznačuje tím, že jako primární měniče jsou zde použity přímé měniče frekvence, které jsou řazeny sériově. Na sekundární straně středofrekvenčního transformátoru je použit nepřímý měnič kmitočtu s napěťovým pulzním usměrňovačem. Principiální schéma zapojení je vidět na Obr. 9.



Obr. 9: Trakční měnič s přímými měniči kmitočtu na primární straně středofrekvenčního transformátoru. Obrázek převzat z [7].

5 Simulační model výkonového obvodu trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem

Simulační model výkonového obvodu byl vytvořen v prostředí Matlab/Simulink/Plecs. Ze simulačního modelu prezentovaného na *Obr. 10* je patrné, že se jedná o topologii, kde je napájen primární nepřímý měnič kmitočtu (spojení napět'ového pulzního usměrňovače s napět'ovým střídačem) zdrojem napětí u_{AC} . Tento měnič kmitočtu, s výstupní frekvencí 8 kHz, napájí středofrekvenční transformátor, jehož sekundární vinutí je připojeno na sekundární nepřímý měnič kmitočtu (spojení napět'ového pulzního usměrňovače s trakčním střídačem). Trakční střídač již slouží k napájení trakčních motorů trakčního vozidla. Parametry simulačního modelu jsou prezentovány v Tab. 1. Níže jsou uvedeny podkapitoly, zabývající se podrobnějším rozbohem jednotlivých částí trakčního měniče a způsobu jeho řízení.



Obr. 10: Simulační model výkonového obvodu trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem

Tab. 1: Parametry simulačního modelu trakčního měniče

Efektivní hodnota napájecího napětí	$u_{AC} = 848,5 \text{ V}, 50\text{Hz}$
Indukčnost vstupní tlumivky	$L = 3 \text{ mH}$
Odpor vstupní tlumivky	$R = 0,1 \text{ } \Omega$
Kapacita kondenzátoru ss obvodu primárního pulzního usměrňovače	$C_1 = 3 \text{ mF}$
Kapacita rezonančního kondenzátoru	$C_r = 6 \text{ } \mu\text{F}$
Rozptylové indukčnosti středofrekvenčního transformátoru	$L_{1\sigma}, L_{2\sigma} = 20 \text{ } \mu\text{H}$
Odpory vinutí středofrekvenčního transformátoru	$R_1, R_2 = 0,01 \text{ } \Omega$
Převod středofrekvenčního transformátoru	$p = 1$
Magnetizační indukčnost středofrekvenčního transformátoru	$L_m = 1 \text{ mH}$
Kapacita kondenzátoru ss obvodu sekundárního pulzního usměrňovače	$C_2 = 1,5 \text{ mF}$

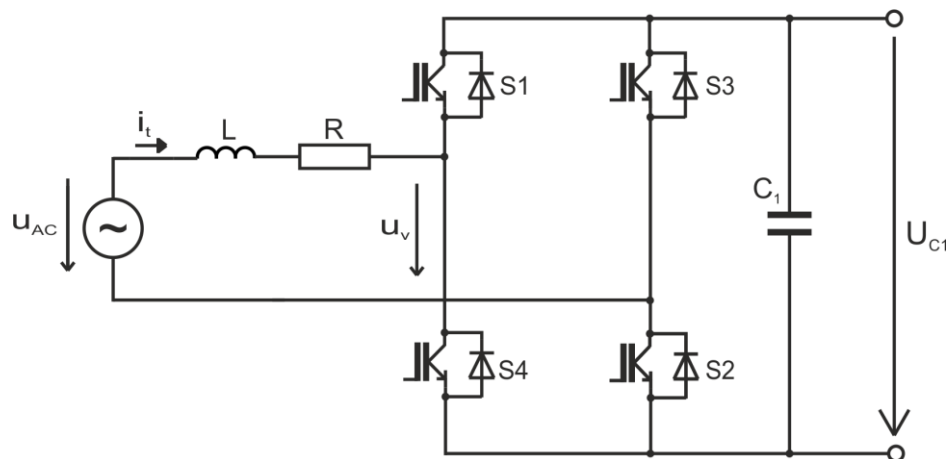
5.1 Primární jednofázový napěťový pulzní usměrňovač

Nespornou výhodou obecně pulzních usměrňovačů oproti usměrňovačům s vnější komutací je schopnost odebírat ze sítě téměř sinusový proud ve fázi s napájecím napětím, a tedy omezit odběr jalového výkonu usměrňovače. Dále umožňují rekuperaci energie. Těchto kladných vlastností lze dosáhnout vhodným řízením usměrňovače.

Schéma zapojení jednofázového napěťového pulzního usměrňovače je vidět na *Obr. 11*. Prakticky se toto schéma neliší od jednofázového napěťového střídače. Ze schématu na *Obr. 11* platí pro fázor napájecího napětí a fázor 1. harmonické proudu vztah:

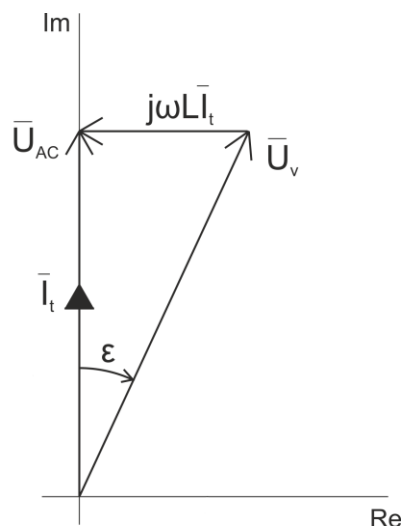
$$\bar{U}_{v(1)} = \bar{U} - j\omega L \bar{I}_{(1)}$$

Rovnice 1: Vztah 1. harmonické průběhu u_v dle *Obr. 11*



Obr. 11: Schéma zapojení jednofázového napětového pulzního usměrňovače

Na Obr. 12 je uveden fázorový diagram střídavé strany usměrňovače pro případ, že je napětí i proud napájecího zdroje ve fázi a usměrňovač pracuje v usměrňovačovém chodu.

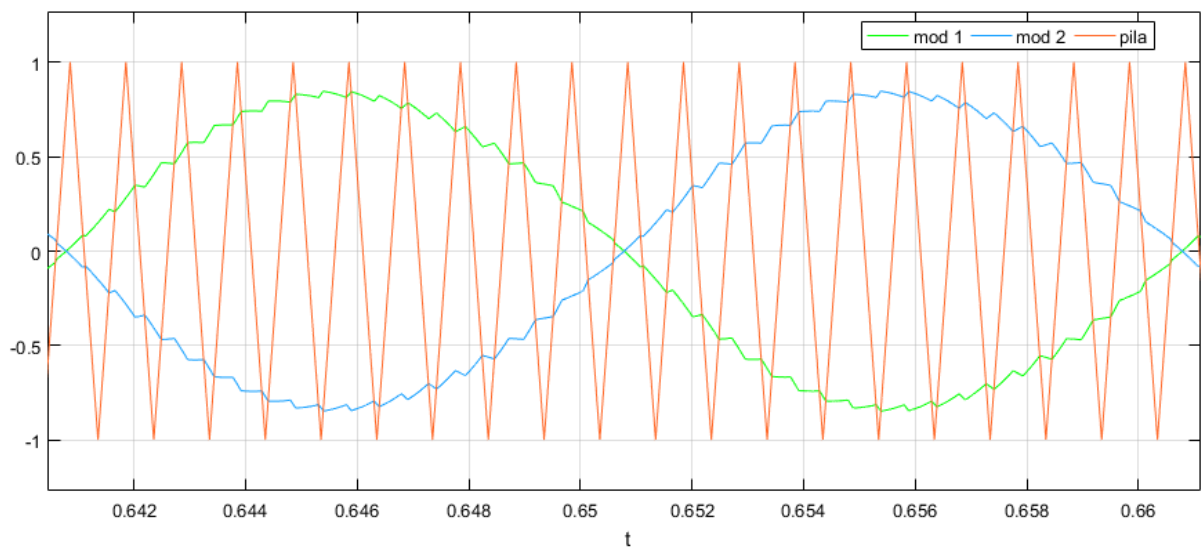


Obr. 12: Fázorový diagram napětového pulzního usměrňovače v usměrňovačovém chodu

Při řízení usměrňovače pomocí PWM založené na koincidenci pilového signálu se sinusovým (modulačním) signálem se periodicky střídají dva stavy. Při vedení do zátěže (kondenzátor se nabíjí) jsou sepnuty součástky S1, S2, při kladné polaritě napětí, nebo S3, S4, při záporné polaritě napětí. Druhým stavem je tzv. nulové vedení, kde jsou sepnuty součástky S1, S3 nebo S4, S2. Při nulovém vedení je zkratován napětový zdroj a proud je omezen pouze indukčností L.

5.1.1 Navržená modulace primárního napětového pulzního usměrňovače

Primární pulzní usměrňovač je řízen pomocí PWM, která využívá dvou modulačních signálů posunutých o 180° , *Obr. 13*. Modulační signál 1 (mod 1) řídí první větev pulzního usměrňovače (součástky S1, S4), modulační signál 2 (mod 2) zajišťuje řízení druhé větve pulzního usměrňovače (součástky S3, S2). Tímto docílíme pravidelného střídání nulových vedení a rovnoměrného rozložení zatížení jednotlivých výkonových součástek.



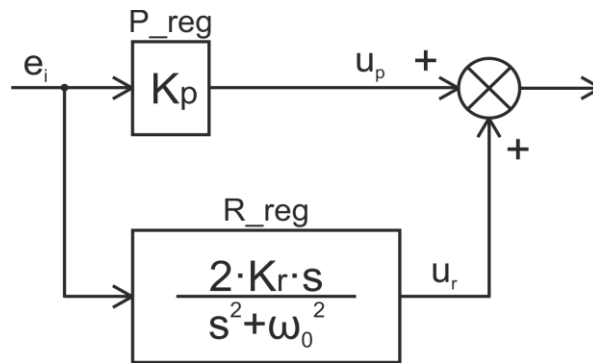
Obr. 13: Navržená PWM pro primární napětový pulzní usměrňovač

5.1.2 Regulace primárního napětového pulzního usměrňovače

Možné způsoby regulace napětového pulzního usměrňovače jsou blíže popsány v práci [8]. V práci je zkoumána regulace založená na regulaci úhlu ε , regulace založená na PR regulátoru, regulace vycházející ze statického modelu výkonového obvodu a regulace založená na vektorovém řízení napětového pulzního usměrňovače. Jsou zde porovnány simulační výsledky s experimentálním měřením jednotlivých regulací a také jsou zde uvedeny výhody a nevýhody možných regulací napětového pulzního usměrňovače.

Pro regulaci primárního napětového pulzního usměrňovače byla vybrána regulace pomocí proporčně rezonančního regulátoru (PR). Tento způsob regulace je založen na přímé regulaci proudu odebíraného z troleje. Regulace proudu je zajištěna pomocí proporčně rezonančního regulátoru, kde hlavně rezonanční regulátor (R_{reg}) zajišťuje, aby odebíraný proud byl ve fázi s napájecím napětím. Proporčně rezonanční regulátor je složen

z proporčního regulátoru (P_reg) a rezonančního regulátoru (R_reg). Do každého z regulátorů vstupuje regulační odchylka e_i a výstupem je akční veličina, dána součtem dílčích akčních veličin (u_p a u_r) vycházejících z P a R regulátoru. Blokové schéma PR regulátoru je k vidění na Obr. 14.



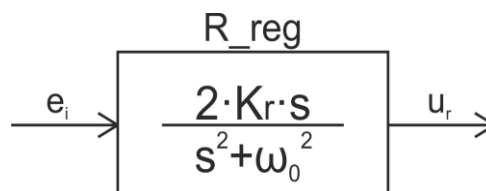
Obr. 14: Blokové schéma proporčně rezonančního regulátoru

Rezonanční regulátor slouží k regulaci harmonického průběhu požadované veličiny s konstantní frekvencí. Regulátor se chová jako filtr typu pásmová propust laděný na předem definovanou frekvenci. Výstupní veličinou z rezonančního regulátoru je vždy harmonický signál s právě definovanou konstantní frekvencí. Přenos rezonančního regulátoru je dán vztahem:

$$F_{rez_reg} = \frac{2 \cdot K_r \cdot s}{s^2 + \omega_0^2},$$

Rovnice 2: Přenos rezonančního regulátoru

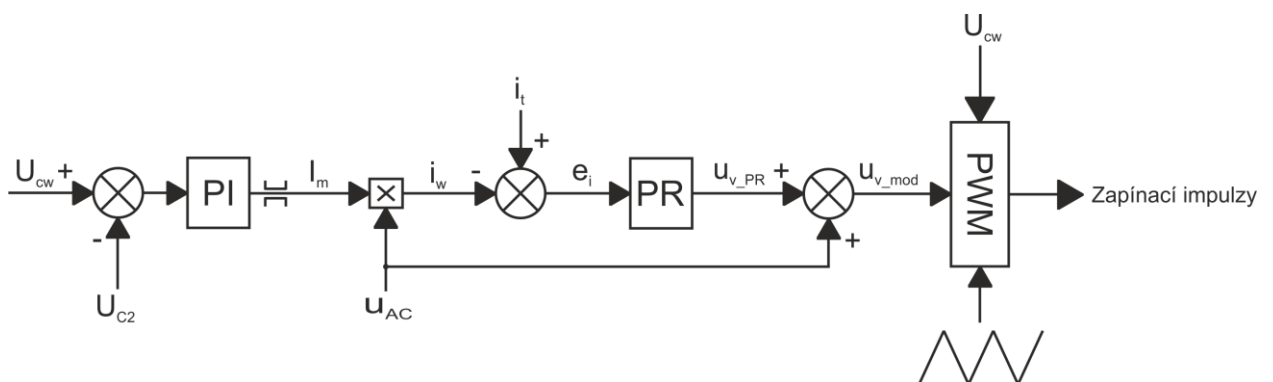
kde K_r je rezonanční zesílení regulátoru, ω_0 je úhlová rychlost základní harmonické napájecího zdroje a s je Laplaceův operátor. Za předpokladu řízení proudové smyčky pulzního usměrňovače vstupuje do rezonančního regulátoru regulační odchylka proudu e_i a výstupem je akční veličina u_r , Obr. 15.



Obr. 15: Blok rezonančního regulátoru

5.1.3 Navržená regulace jednofázového pulzního usměrňovače s přímou regulací proudu na střídavé straně měniče

Navržené regulační schéma je uvedeno na *Obr. 16*. Napětí ve ss obvodu pulzního usměrňovače je řízeno pomocí PI regulátoru, do kterého vstupuje regulační odchylka dána rozdílem velikostí požadovaného napětí U_{cw} a skutečného napětí U_{C2} . Zpětná vazba skutečného napětí U_{C2} vstupující do PI regulátoru, je vyvedena ze ss obvodu sekundárního pulzního usměrňovače. Takto vyvedenou zpětnou vazbou je zajištěna přesná regulace stejnosměrného napětí v tomto ss obvodu, která je požadována z hlediska napájení trakčního střídače. Výstupem regulátoru napětí je požadovaná velikost amplitudy proudu I_m na střídavé straně pulzního usměrňovače. Vynásobením amplitudy proudu I_m a podělením napájecího napětí zdroje u_{AC} s amplitudou 1, je vypočtena okamžitá hodnota požadovaného proudu i_w . Rozdílem okamžité hodnoty požadovaného proudu i_w a skutečné měřené hodnoty proudu i_t je regulační odchylka e_i , která vstupuje do PR regulátoru. Výstupem PR regulátoru je korekční signál u_{v_PR} , který je sečten s napájecím napětím u_{AC} , které je zde použito jako dopředný signál. Součtem těchto dvou signálů je získán modulační signál u_v , který následně vstupuje do bloku PWM. Z bloku PWM vystupují jednotlivé zapínací impulzy na tranzistory napěťového pulzního usměrňovače.



Obr. 16: Navržené regulační schéma jednofázového napěťového pulzního usměrňovače

Použité nastavení regulátorů v simulačním modelu:

PI regulátor napětí:

Požadovaná hodnota výstupního napětí:	$U_{cw} = 1500 \text{ V}$
Proporcionální zesílení:	$K_{P_PI} = 0,5$
Integrační časová konstanta:	$\tau_i = 0,07 \text{ s}$
Horní omezení proudu I_m :	$I_{m_max} = 500 \text{ A}$
Dolní omezení proudu I_m :	$I_{m_min} = -500 \text{ A}$

PR regulátor proudu:

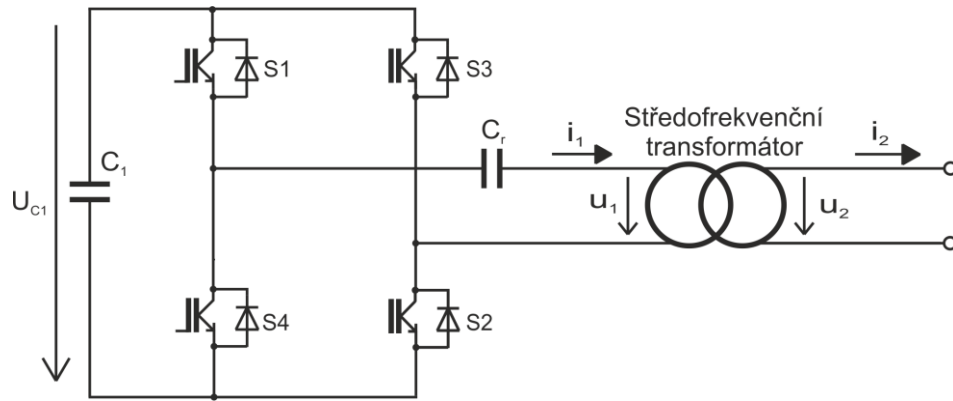
Proporcionální zesílení:	$K_{P_PR} = 1,5$
Rezonanční zesílení:	$K_R = 300$

Velikost spínací frekvence IGBT tranzistorů:

Spínací frekvence pulzního usměrňovače:	$f_{spín_PU} = 1 \text{ kHz}$
---	--------------------------------

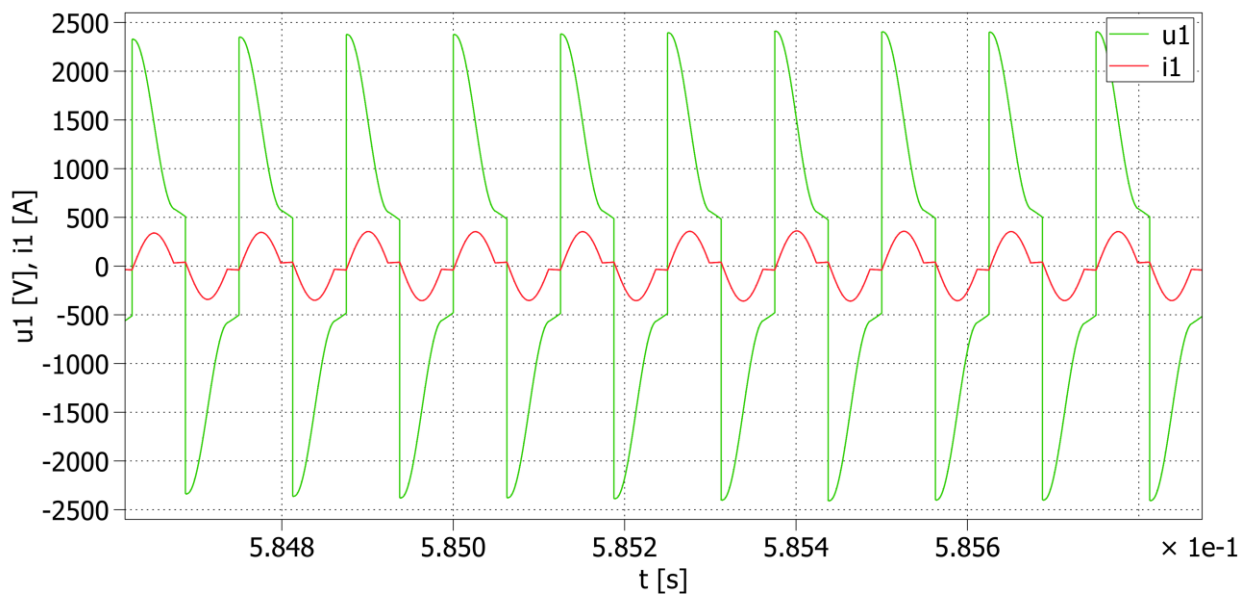
5.2 Jednofázový měkce komutovaný napět'ový střídač se středofrekvenčním transformátorem

Schéma spojení napět'ového střídače se středofrekvenčním transformátorem je k vidění na *Obr. 17*. Střídač je napájen ze ss meziobvodu (kondenzátoru C_1) primárního napět'ového pulzního usměrňovače. Na výstupních svorkách střídače je připojen středofrekvenční transformátor, který dále napájí diodový usměrňovač, viz. kapitola 5.3. Pro řízení napět'ového střídače v můstkovém spojení, bylo použito obdélníkové řízení se spínací frekvencí 8 kHz. Princip tohoto řízení je podrobně vysvětlen v literatuře [9]. Středofrekvenční transformátor je napájen obdélníkovým napětím s amplitudou 1500 V a frekvencí 8 kHz, jak je vidět na *Obr. 18*. Průběh vstupního napětí není ideálně obdélníkové, protože je ovlivněno použitým rezonančním obvodem, zajišťující měkké spínání. Kondenzátor C_r s rozptylovou indukčností středofrekvenčního transformátoru tvoří rezonanční obvod, který zajišťuje měkké spínání napět'ového střídače. Pojem měkké spínání a varianty měkkého spínání jsou blíže vysvětleny v kapitole 5.2.1.

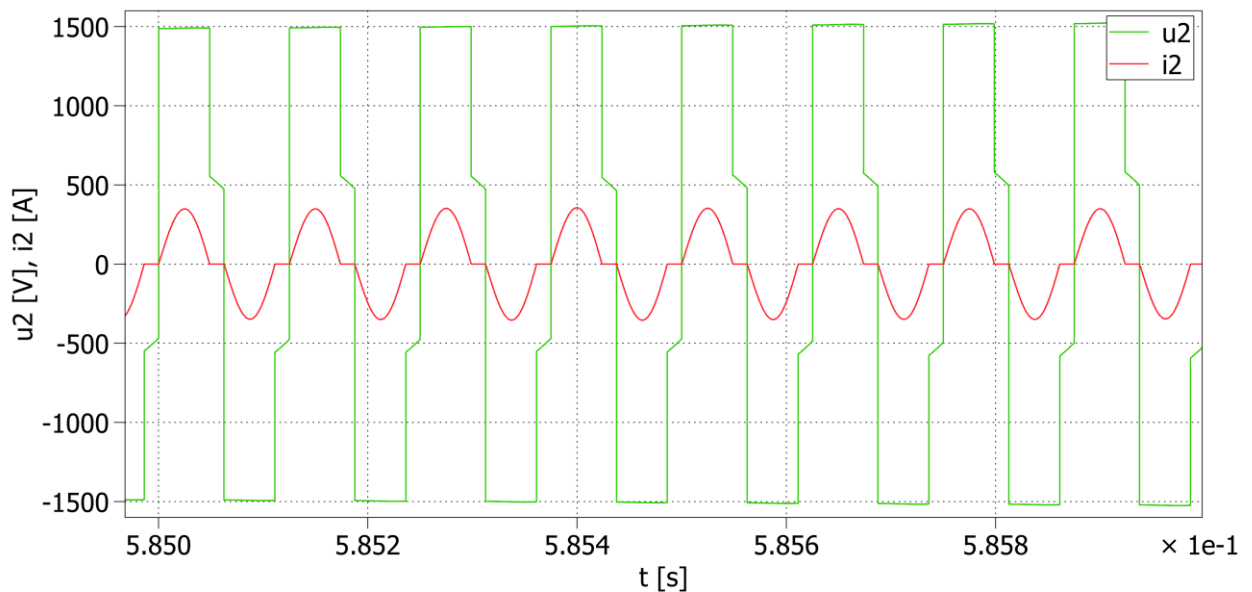


Obr. 17: Schéma zapojení napětového střídače se středofrekvenčním transformátorem

Simulační výsledky vstupních a výstupních napětí a proudů středofrekvenčního transformátoru jsou prezentovány na Obr. 18 a Obr. 19. Ze simulačních výsledků, je velmi pěkně vidět měkká komutace střídače, tzn., že v době komutace střídače je proud blízky nule. Z Obr. 18, je vidět, že průběh vstupního napětí není ideálně obdélníkový, protože je ovlivněn použitým rezonančním obvodem, zajišťujícím měkké spínání.



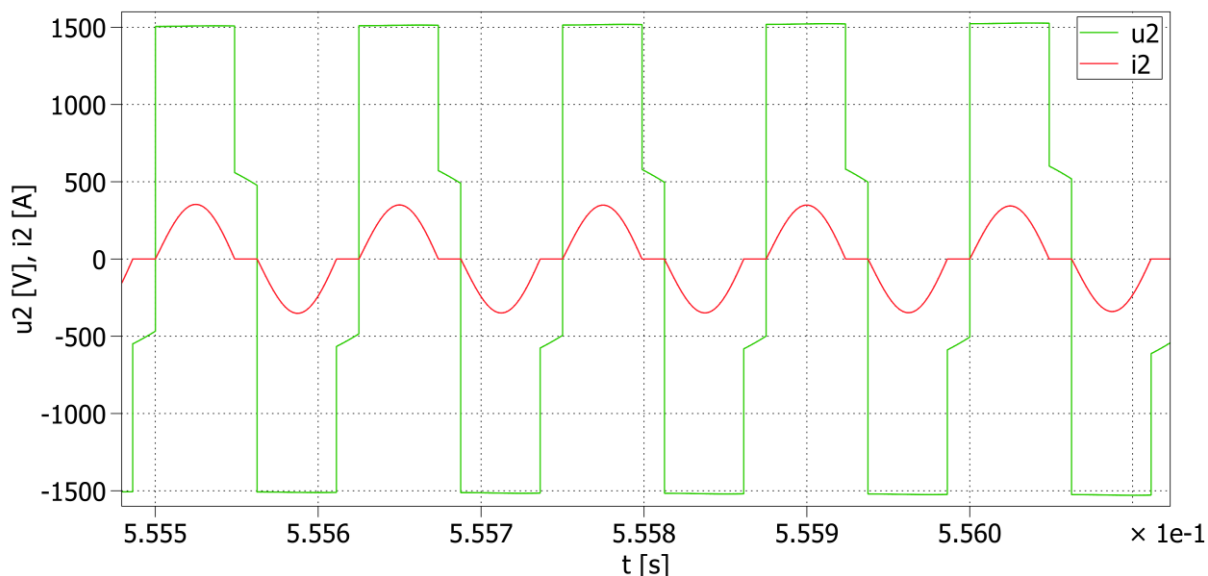
Obr. 18: Simulace – průběh vstupního napětí a proudu středofrekvenčního transformátoru



Obr. 19: Simulace – průběh výstupního napětí a proudu středofrekvenčního transformátoru

5.2.1 Měkké spínání

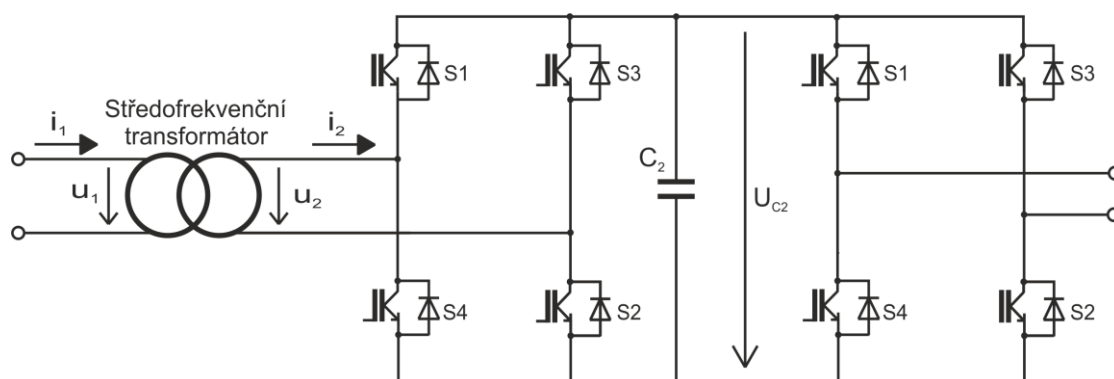
Redukovat spínací ztráty měničů lze tzv. měkkým spínáním. Jedná se o jev, při kterém jsou výkonové spínací součástky měničů spínané při nulovém napětí (ZVS - zero voltage switching), nebo nulovém proudu (ZCS - zero current switching). Tímto dochází k podstatnému snížení spínacích ztrát měniče a vyšší životnosti výkonových součástek. Dále má tento jev také kladný vliv na elektromagnetickou interferenci. K dosažení ZVS nebo ZCS se využívá zejména rezonančních obvodů. V simulačním modelu, je použita varianta měkkého spínání v nule proudu. Rezonanční obvod zajišťující měkké spínání tvoří kapacita C_r a rozptylová indukčnost transformátoru L_σ . Ukázka simulačního výsledku měkké komutace napěťového střídače je k vidění na Obr. 20. Z obrázku je velmi dobře vidět, že v okamžiku komutace příslušné větve napěťového střídače je proud nulový. Okamžitý výkon v tomto okamžiku je nulový a tímto dochází ke snížení spínacích ztrát polovodičových součástek.



Obr. 20: Simulace - měkká komutace napětového střídače

5.3 Sekundární napětový pulzní usměrňovač s trakčním střídačem

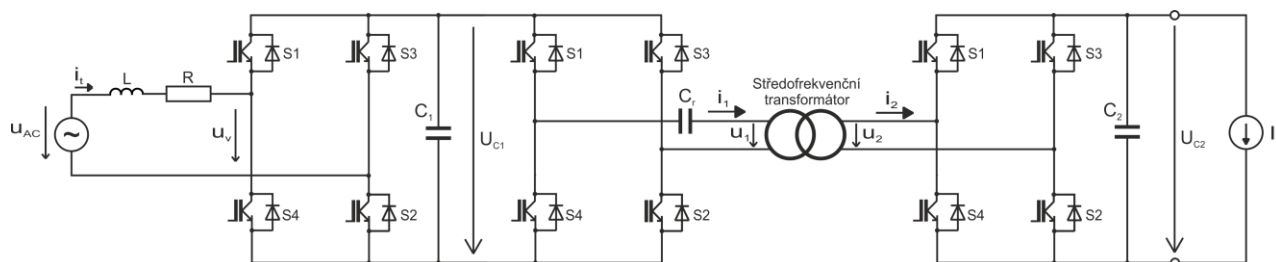
Jako poslední část celého trakčního měniče za středofrekvenčním transformátorem tvoří sekundární pulzní usměrňovač, ss meziobvod a trakční střídač, který napájí trakční motory, *Obr. 21*. Na místě sekundárního pulzního usměrňovače, by za předpokladu toku energie pouze z trakčního vedení do trakčních motorů, postačil diodový usměrňovač. Z důvodu požadavku rekuperace energie, je zde připojen napětový pulzní usměrňovač, který při motorickém režimu, především z důvodu snížení ztrát usměrňovače, pracuje jako diodový usměrňovač (neřízený pulzní usměrňovač) a při generátorickém chodu jako napětový střídač. Trakční střídač a jeho řízení není součástí simulačního modelu trakčního měniče a tato práce se dále nezabývá jeho problematikou. Ve schématu je uveden pouze pro představu celého spojení trakčního měniče.



Obr. 21: Schéma zapojení středofrekvenčního transformátoru se sekundárním nepřímým měničem kmitočtu

6 Simulační výsledky trakčního měniče ve vybraných stavech

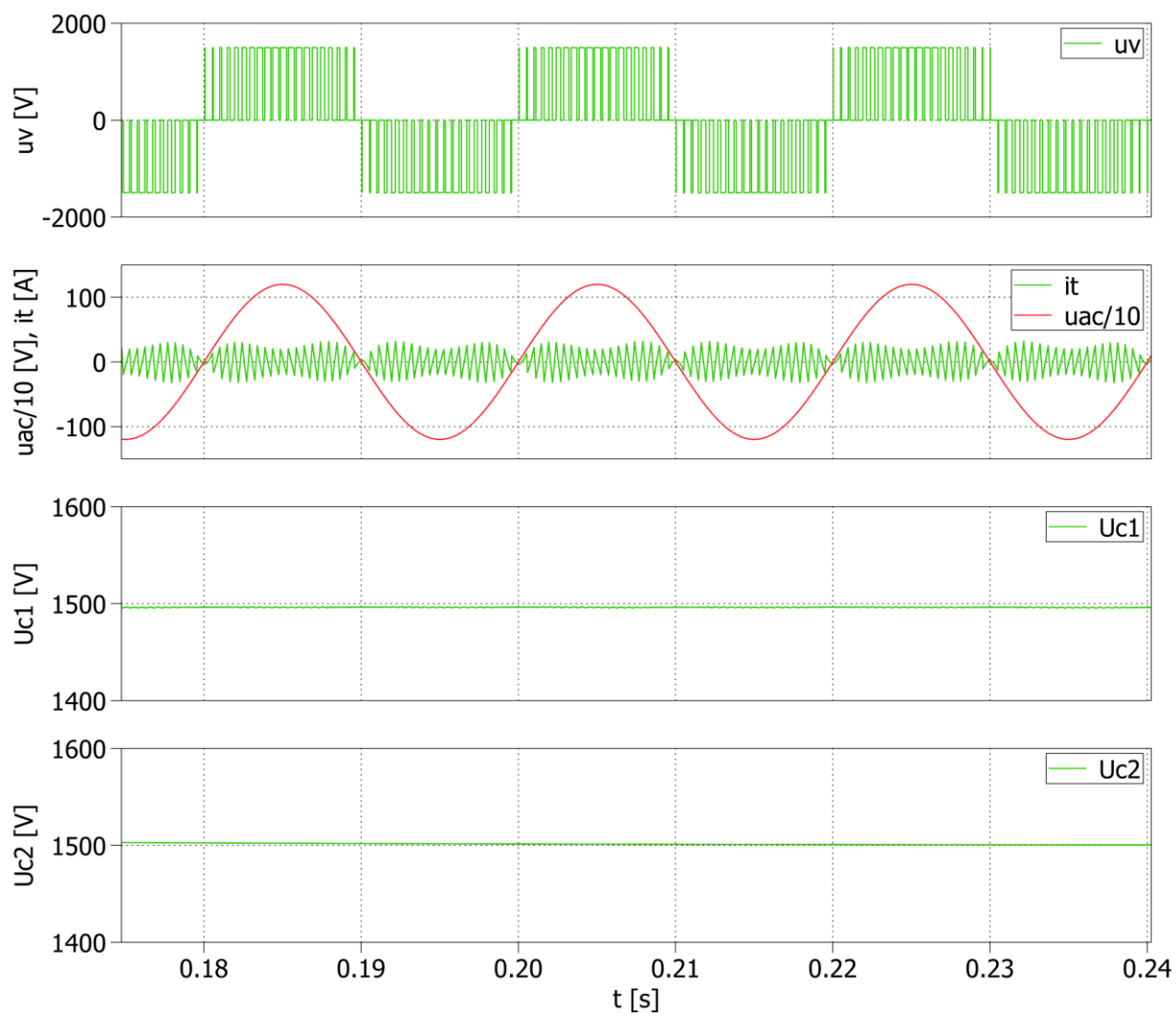
V této kapitole jsou prezentovány a blíže popsány simulační výsledky zkoumaného trakčního měniče ve vybraných stavech. Všechny popisované veličiny korespondují s označením dle *Obr. 22*.



Obr. 22: Simulační model zkoumaného trakčního měniče

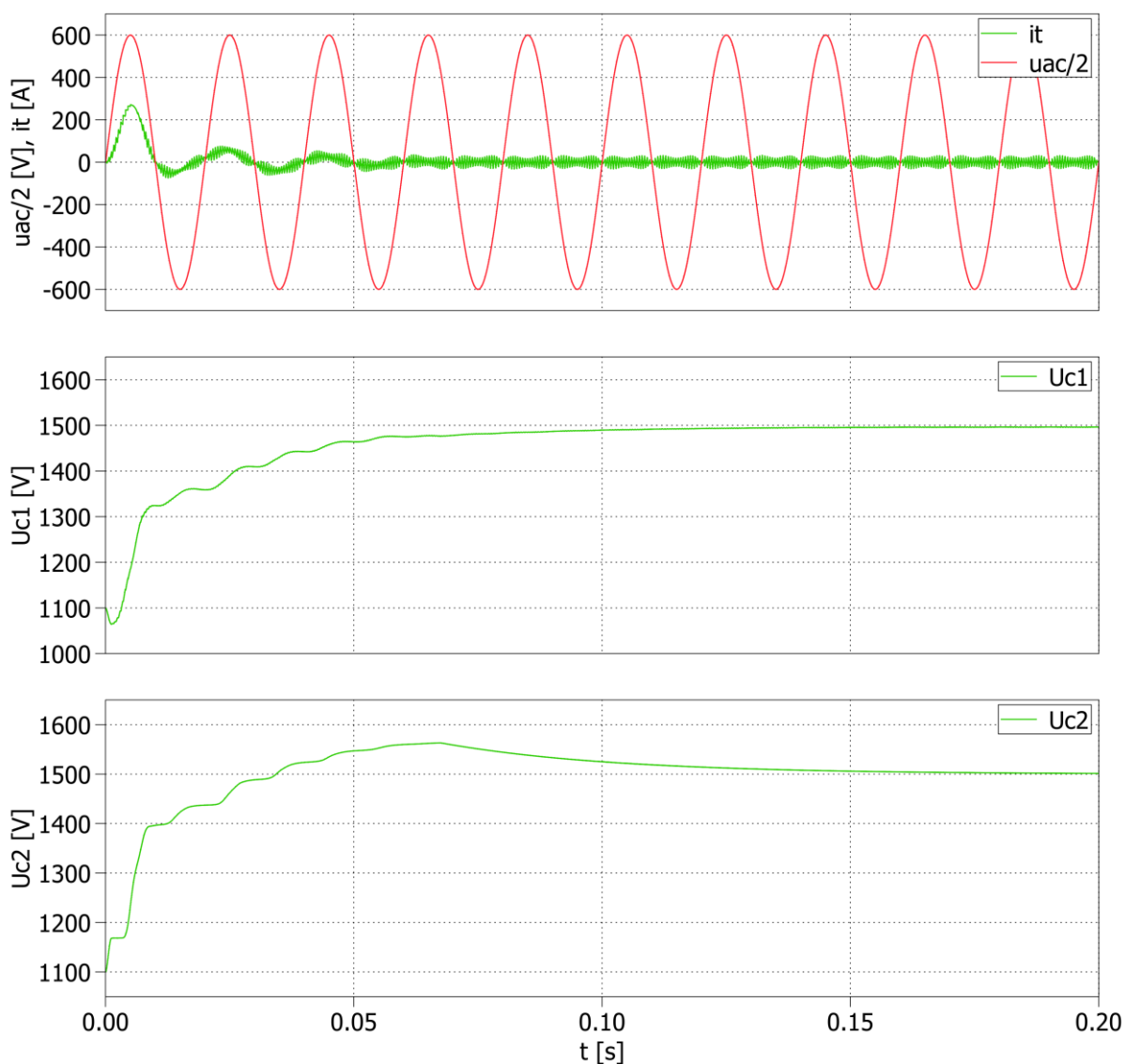
6.1 Nezatížený stav trakčního měniče

Simulace nezatíženého měniče v ustáleném stavu je uvedena na *Obr. 23*. Odebíraný proud ze sítě je v tomto stavu velice zkreslený, ale dosahuje malých hodnot z důvodu nezatíženého měniče. Amplituda napájecího napětí z důvodu měřítka je zde 10krát menší. Napětí na kondenzátorech U_{C1} a U_{C2} ve ss obvodech pulzních usměrňovačů je konstantní s hodnotou 1500 V dle požadované hodnoty U_{cw} v regulační struktuře.



Obr. 23: Simulace – ustálený stav, nezatížený měnič

Na Obr. 24, je vidět start řízení primárního pulzního usměrňovače při nulovém zatížení měniče. Simulační výsledky jsou zde uvedeny s předpokladem přednabití kondenzátorů ve ss obvodech pulzních usměrňovačů na 1100 V. Při startu měniče, naroste amplituda proudu i_t zhruba na hodnotu 250 A z důvodu nabíjení kondenzátorů na požadovanou hodnotu 1500 V. Překmitnutí napětí na kondenzátoru U_{C2} je způsobeno nastavením parametrů regulátorů.

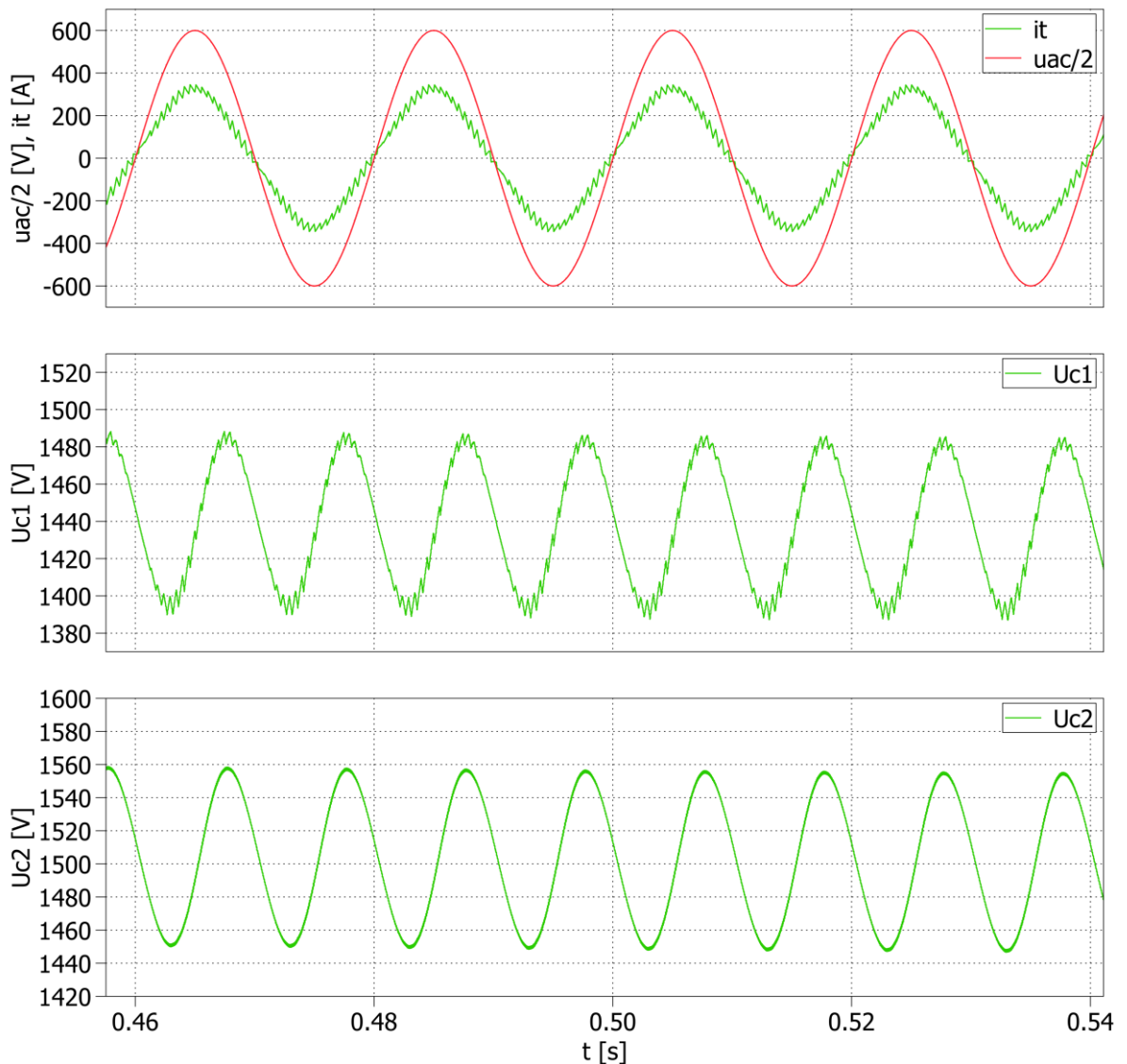


Obr. 24: Simulace – start řízení pulzního usměrňovače při nulovém zatížení

6.2 Zatížený trakční měnič

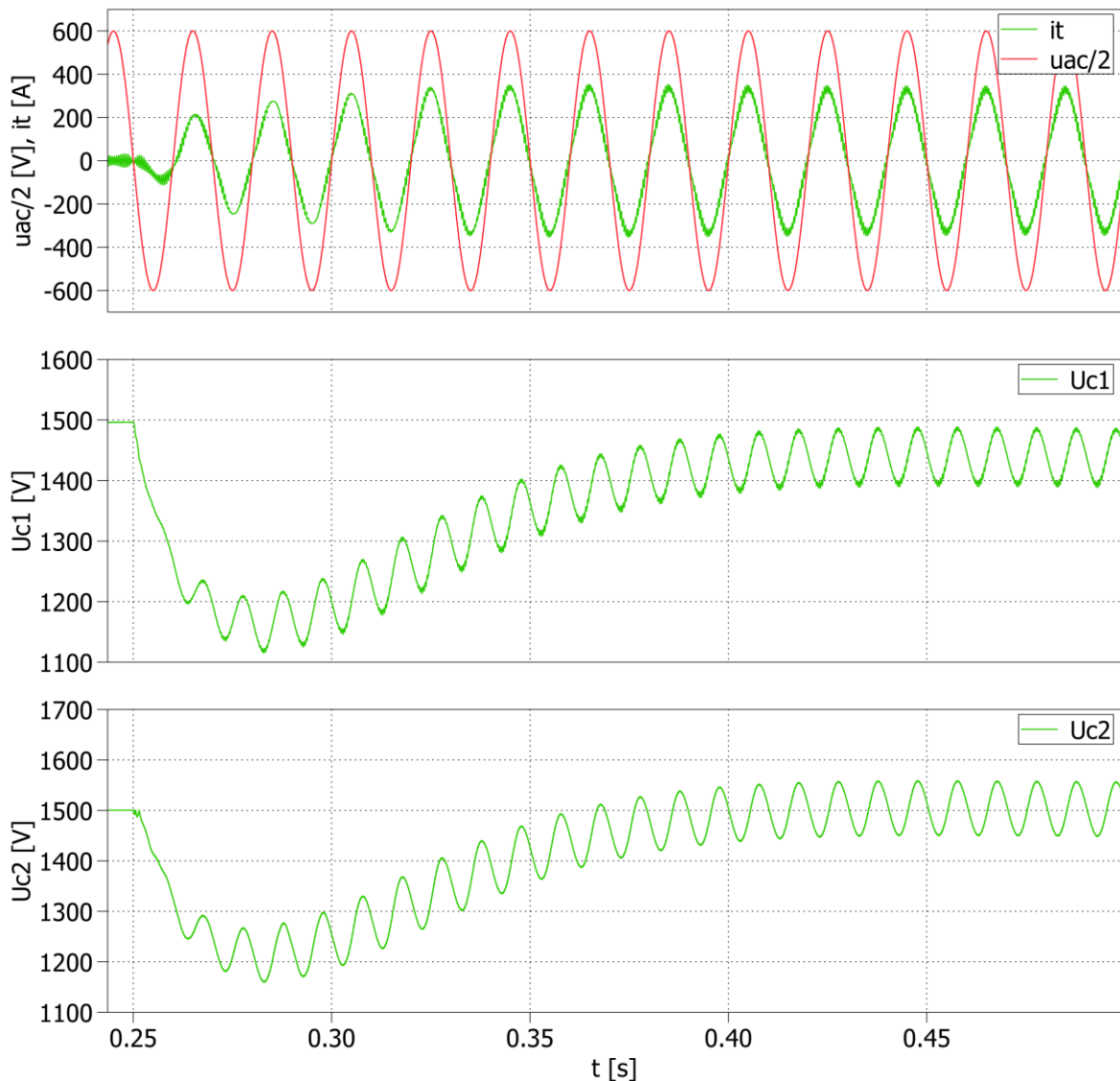
Jako zátěž je připojen paralelně ke kondenzátoru ve ss obvodu sekundárního pulzního usměrňovače stejnosměrný proudový zdroj s hodnotou $I_z = 120$ A. Ustálený stav zatíženého měniče je k vidění na *Obr. 25*. Ze simulace je velmi dobře vidět funkce PR regulátoru, který zajistí, že napětí a proud jsou ve fázi. Dále výhoda, jednak samotného pulzního usměrňovače s použitím vhodné regulace, je odběr téměř sinusového průběhu proudu z napájecí sítě. Tyto vyjmenované důsledky mají velmi pozitivní vliv na odběr jalového výkonu z napájecí sítě. Velikost zvlnění proudu je dána jednak velikostí indukčnosti L na vstupu primárního pulzního usměrňovače, a dále volbou velikosti spínací frekvence primárního pulzního usměrňovače.

Při porovnání průběhů napětí U_{C1} a U_{C2} je vidět, že napětí U_{C2} kmitá kolem požadované hodnoty 1500 V, kdežto napětí U_{C1} kmitá kolem nižší hodnoty ve srovnání s požadovanou hodnotou. Právě z těchto průběhů napětí je viditelný princip regulace, kde do zpětné vazby regulátoru napětí vstupuje právě napětí U_{C2} , viz. *Obr. 16*. Tímto je zajištěna přesná regulace napětí U_{C2} ve ss obvodu sekundárního pulzního usměrňovače, která je požadována z důvodu napájení trakčního střídače. Z průběhu U_{C2} , je také viditelné poměrně velké zvlnění napětí. Zvlnění napětí je nepříznivé, vzhledem k řízení trakčního střídače, který je z tohoto ss obvodu napájen. Zvlnění napětí na kondenzátoru je dáno tím, že v okamžiku průchodu napájecího napětí u_{AC} a sinusového proudu i_t nulou, je okamžitá hodnota výkonu nulová (viz. vztah pro okamžitou hodnotu výkonu $p = u \cdot i$). Okamžitý výkon se mění s dvojnásobnou frekvencí oproti frekvenci napájecí sítě. Tento důsledek vede ke zvlnění napětí na kondenzátoru s dvojnásobnou frekvencí v porovnání s frekvencí napájecí sítě, *Obr. 25* průběh U_{C1} a U_{C2} .



Obr. 25: Simulace – zatížený měnič $I_z = 120A$, ustálený stav

Na Obr. 26, je vidět chování měniče při skokové změně zatížení ve ss obvodu sekundárního pulzního usměrňovače stejnosměrným zdrojem proudu z 0 A na 120 A. Ze simulačních výsledků je vidět, že v okamžiku připojení zátěže narůstá proud i_t , který je díky vhodné regulaci téměř okamžitě sinusový a ve fázi s napájecím napětím. Z průběhů napětí U_{c1} a U_{c2} , je patrný velký pokles napětí v okamžiku zatížení měniče. K ustálení napětí na požadované hodnotě dojde zhruba za 0,15 s.

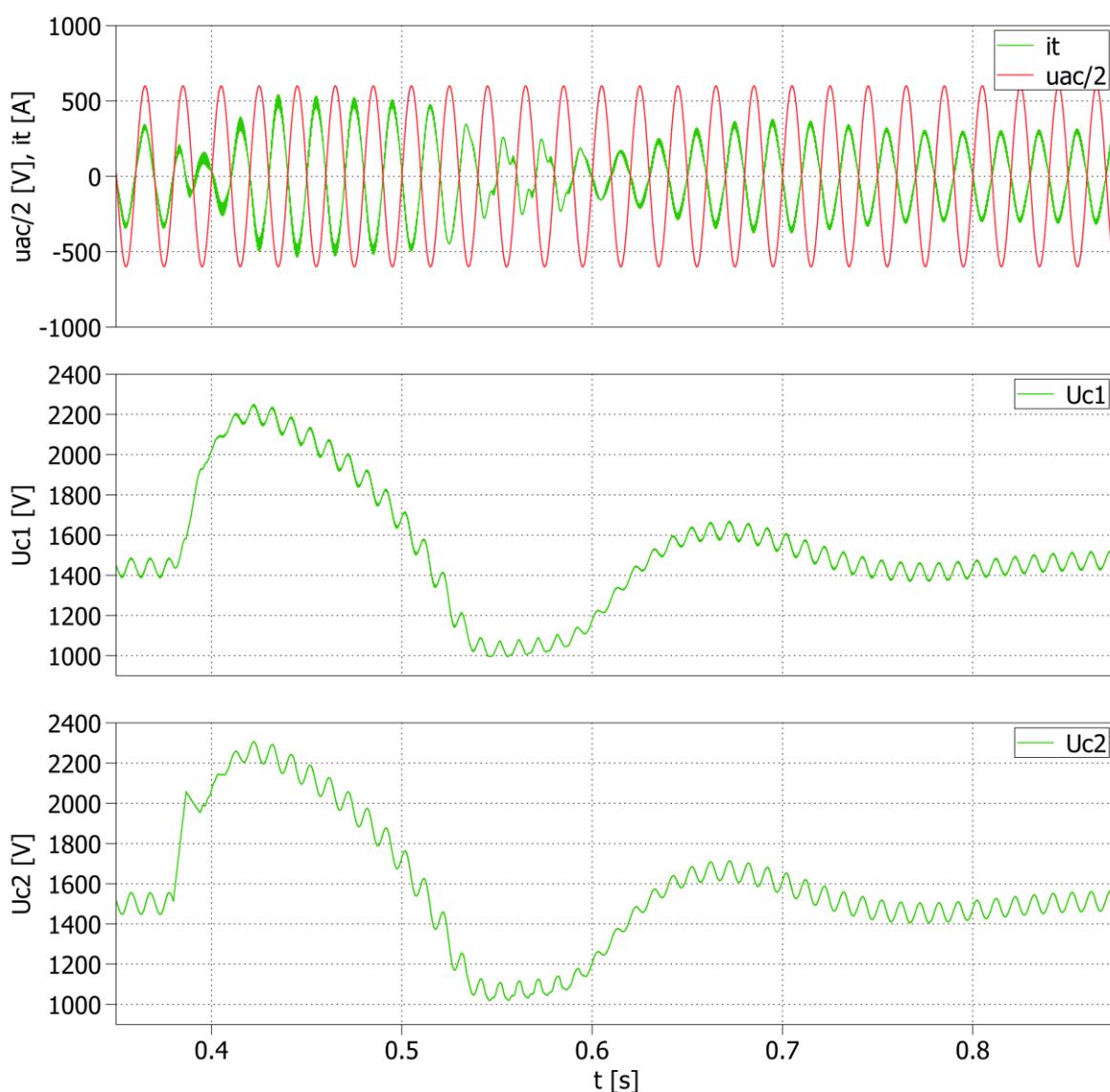


Obr. 26: Simulace – skoková změna zatížení ve ss obvodu měniče z $I_z = 0 \rightarrow 120$ A

6.3 Přechod trakčního měniče z motorického do generátorického chodu

Z důvodu požadavku rekuperace energie z trakčních motorů do trolejového vedení, bylo analyzováno chování trakčního měniče při přechodu z motorického do generátorického stavu. Simulace byla provedena pro nepředpokládaný stav, kdy měnič přechází z plného motorického zatížení ($I_z = 120$ A) do plného generátorického zatížení ($I_z = -120$ A). Simulační výsledky jsou k vidění na Obr. 27. Proud i_t v čase 0,38 s, kdy došlo ke skokové změně zatížení, začal narůstat v opačné polaritě s velikostí amplitudy rovné proudovému omezení. K ustálení proudu došlo zhruba za 0,35 s. Napětí na kondenzátorech ve ss obvodech pulzních usměrňovačů v prvním okamžiku strmě narůstá až na hodnotu 2,2 kV, protože kondenzátory jsou nabíjeny proudovým zdrojem do doby, než zapůsobí regulátor napětí. Po zásahu

regulátoru napětí dojde k zákmitu napětí a poté k ustálení na požadované hodnotě. Z průběhu napětí U_{C2} na kondenzátoru, lze posoudit kvalitu navržené regulace, která je schopna za poměrně krátkou dobu dosáhnout požadované hodnoty napětí i pro takto velkou skokovou změnu zatížení. Nicméně velikost překmitu napětí 2,2 kV, by mohla být fatální, z důvodu poškození polovodičových součástek. Stejně tak okamžik, kdy napětí klesne na hodnotu 1 kV, proud prochází neřízeně přes zpětné diody tranzistorů, což je nežádoucí. Proud se v tomto okamžiku nedá řídit a je deformovaný. Tento stav byl však testován pouze pro posouzení dynamických vlastností regulace, protože nelze předpokládat v reálných podmínkách takto velkou skokovou změnu zatížení.



Obr. 27: Simulace – přechod z motorického do generátorického chodu, skoková změna $I_z = 120 \text{ A} \rightarrow -120 \text{ A}$

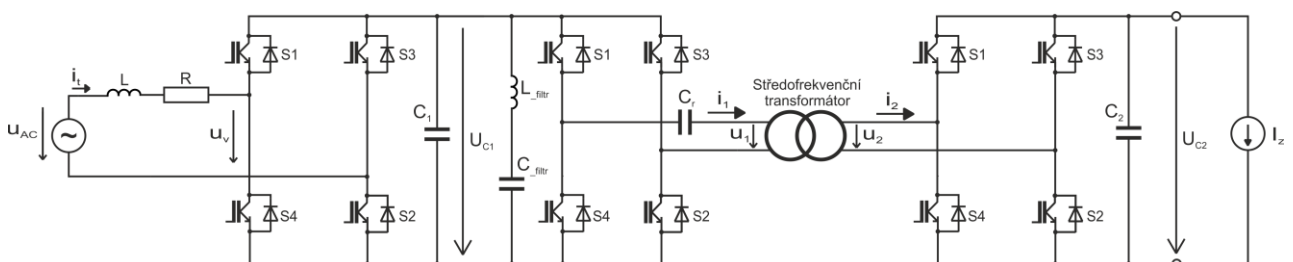
6.4 Filtrace 2. harmonické napětí ve stejnosměrném meziobvodu

V zatíženém stavu měniče dochází k poměrně velkému zvlnění napětí ve ss meziobvodu pulzního usměrňovače. Příčiny a nepříznivý vliv zvlnění napětí, byly již vysvětleny v kapitole 6.2. Možnosti, jak filtrovat napětí ve ss meziobvodu pulzního usměrňovače obsahující 2. harmonickou jsou uvedeny v [10]. Jednou z variant, je použití pasivního LC filtru na 2. harmonickou. Sériový rezonanční LC filtr, se paralelně připojuje do stejnosměrného meziobvodu napěťového pulzního usměrňovače ke kondenzátoru, Obr. 28. Při návrhu filtru bylo vycházeno z velikostí kapacit $C_{\text{filtr}} = C_1$. Indukčnost $L_{\text{filtr}} = 0,844$ mH, byla dopočítána dle Thomsonova vztahu:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

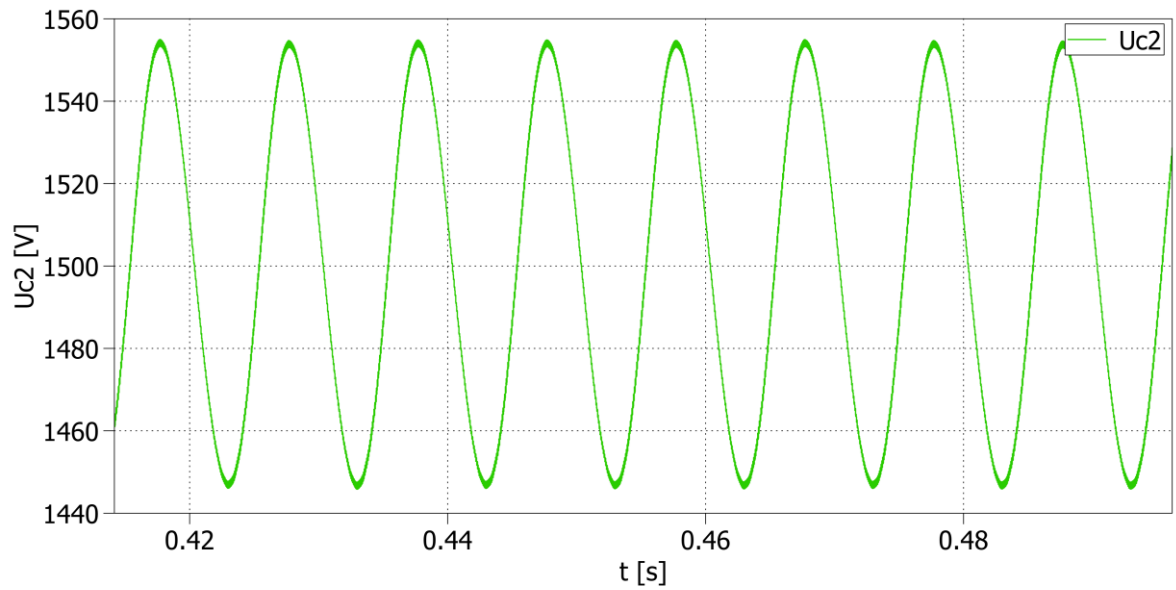
Rovnice 3: Thomsonův vztah

kde f je rezonanční frekvence, která pro 2. harmonickou je rovna 100 Hz.

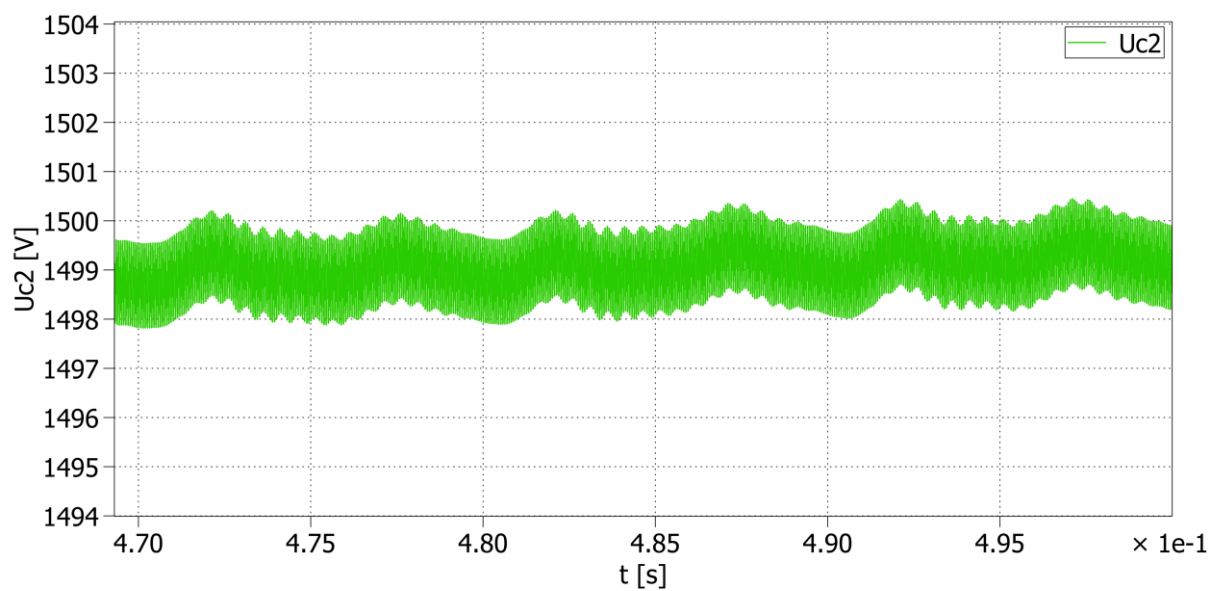


Obr. 28: Simulační model trakčního měniče s filtrem 2. harmonické

Ze simulačních výsledků uvedených níže, Obr. 29, Obr. 30, je vidět výrazné snížení zvlnění napětí U_{C2} , zhruba ze 100 V na zhruba 2 V. Jedinou nevýhodou použití filtru na 2. harmonickou, je jeho praktický návrh a poměrně složité ladění na přesně požadovanou rezonanční frekvenci.



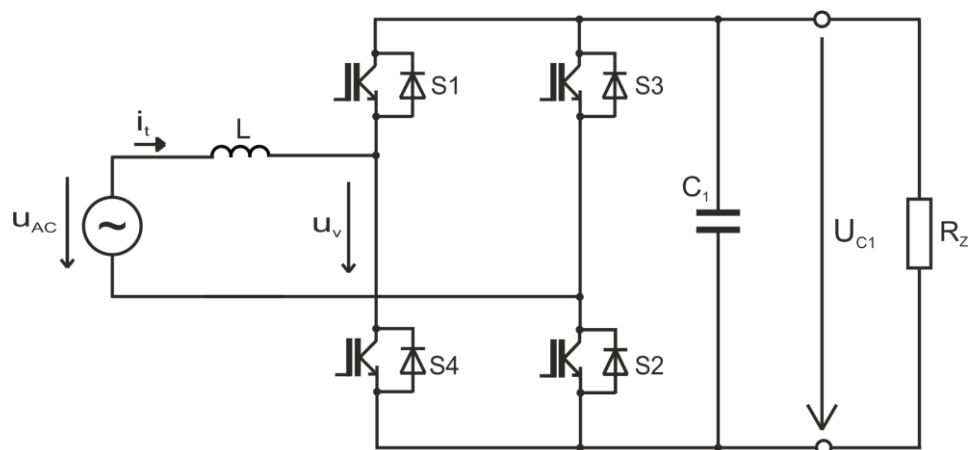
Obr. 29: Simulace – zvlnění napětí U_{C2} ve ss meziobvodu bez filtrace 2. harmonické napětí



Obr. 30: Simulace – zvlnění napětí U_{C2} ve ss meziobvodu s filtrací 2. harmonické napětí

7 Experimentální měření jednofázového napětového pulzního usměrňovače

Nad rámec zadání diplomové práce bylo provedeno experimentální měření na nízkonapětovém modelu jednofázového napětového pulzního usměrňovače. Schéma zapojení výkonové části je k vidění na *Obr. 31*. Navržená regulace pulzního usměrňovače je totožná s regulační strukturou na *Obr. 16*. Měření bylo realizováno na univerzálním čtyřfázovém měniči, jehož detailní informace je možné nalézt ve výzkumné zprávě [11]. Jako napájecí zdroj byl použit programovatelný zdroj Agilent 6813B. Řízení tranzistorů bylo zajištěno pomocí DSP Texas Instruments TMS320F28335. Průběhy jednotlivých veličin byly snímány pomocí osciloskopu Tektronix DPO 4034B.



Obr. 31: Výkonové schéma experimentálního modelu jednofázového napětového pulzního usměrňovače

Parametry experimentálního měření a použité nastavení regulátorů:

Parametry experimentu:

Efektivní hodnota napětí zdroje:	$u_{AC} = 70,71 \text{ V}$
Indukčnost vstupní tlumivky	$L = 6 \text{ mH}$
Kapacita kondenzátoru ss meziobvodu	$C_1 = 3,4 \text{ mF}$
Zátěžný odpor	$R_Z = 22 \text{ } \Omega$
Spínací frekvence IGBT tranzistorů:	$f_{spín_PU} = 1 \text{ kHz}$

PI regulátor napětí:

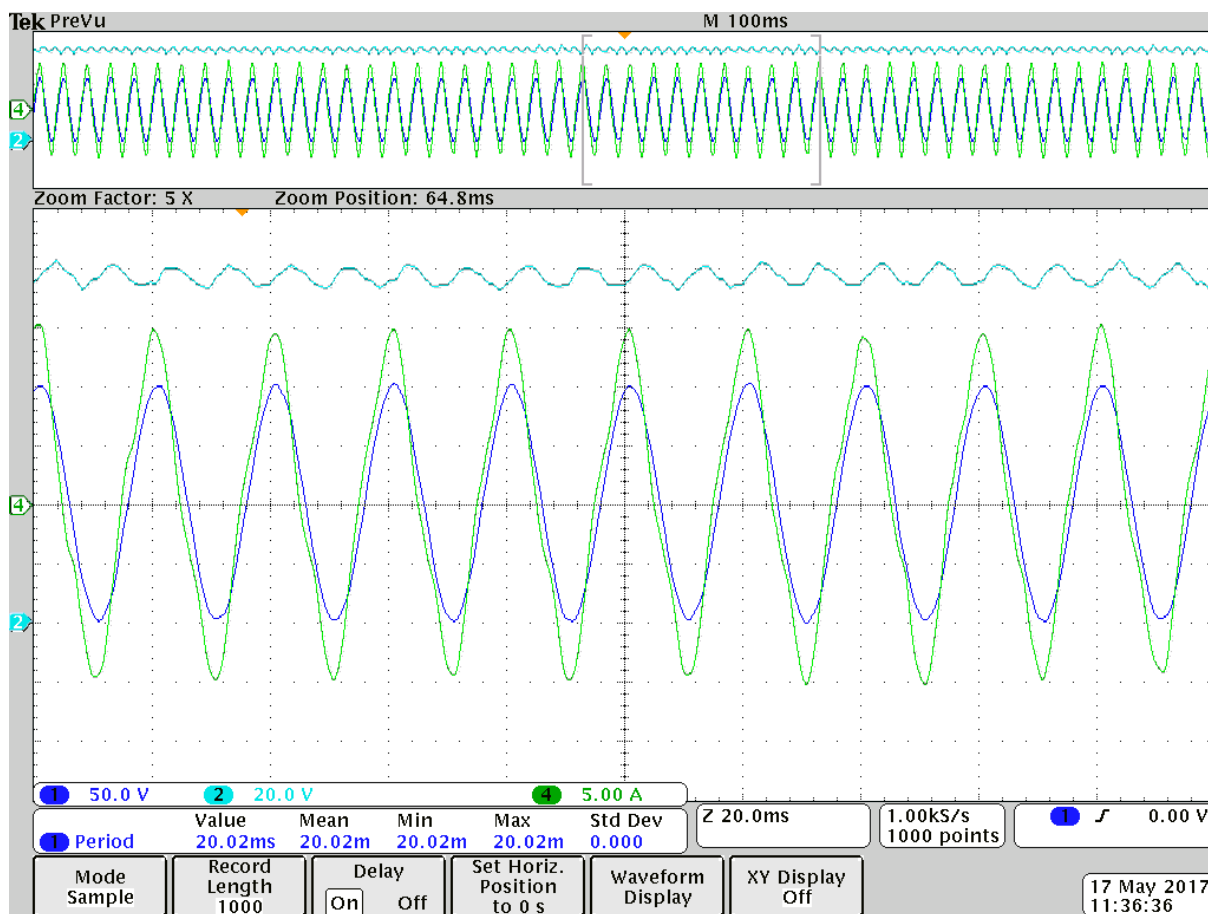
Požadovaná hodnota výstupního napětí:	$U_{cw} = 120 \text{ V}$
Proporcionální zesílení:	$K_{P_PI} = 1,5$
Integrační časová konstanta:	$\tau_i = 0,08 \text{ s}$
Horní omezení proudu I_m :	$I_{m_max} = 25 \text{ A}$
Dolní omezení proudu I_m :	$I_{m_min} = -25 \text{ A}$

PR regulátor proudu:

Proporcionální zesílení:	$K_{P_PR} = 1,5$
Rezonanční zesílení:	$K_R = 40$

Vybrané výsledky experimentálního měření jednofázového napětového pulzního usměrňovače jsou prezentovány níže na *Obr. 32 - Obr. 34*.

Ustálený stav měniče v zatíženém stavu je zachycen na *Obr. 32*. Z průběhů je patrné, že mezi proudem i_t a napájecím napětím u_{AC} je nepatrný fázový posun. Tento důsledek je dán nepřesností měření a latencí řízení, které jsou v simulaci zanedbány. Dále je vidět, že napětí U_{C1} kmitá kolem požadované hodnoty $U_{cw} = 100V$.



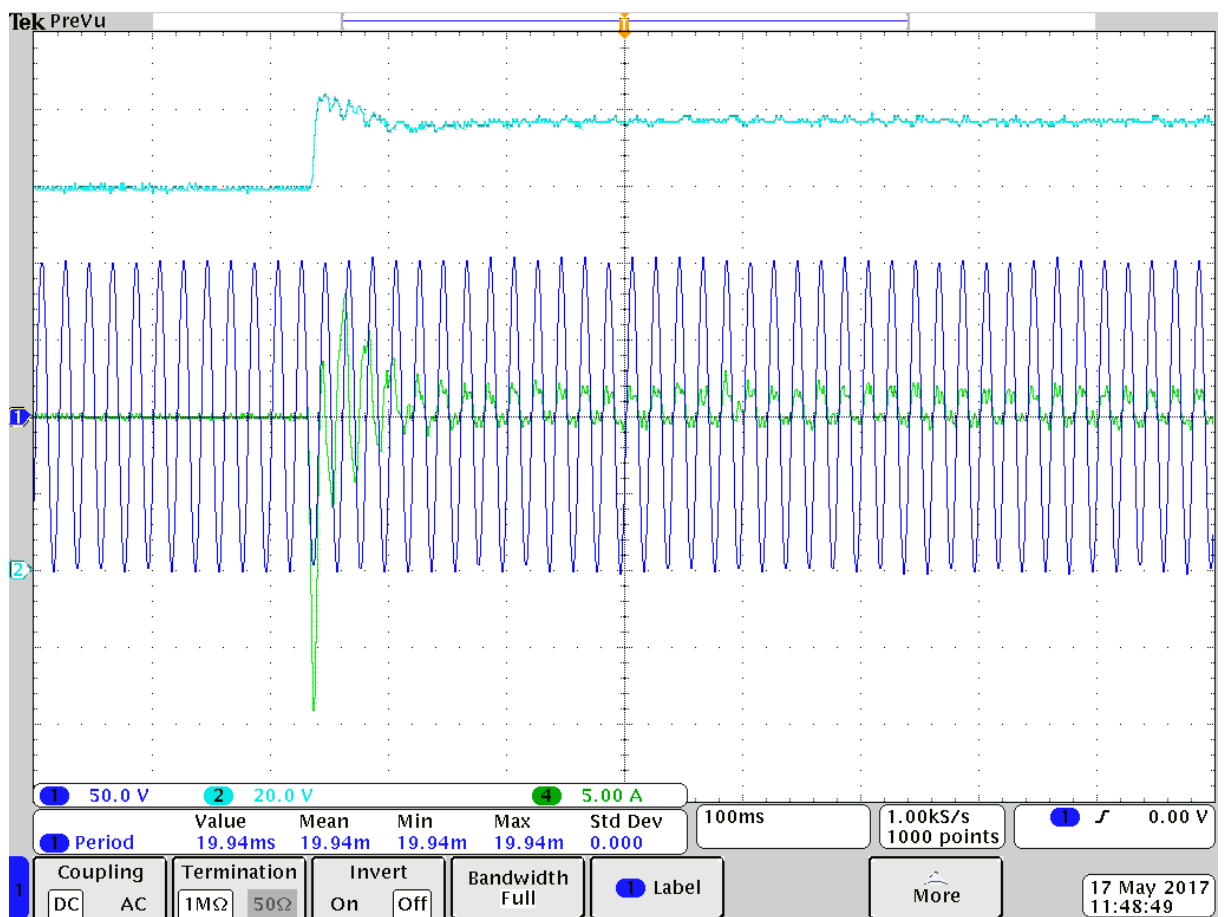
Obr. 32: Experiment – ustálený stav, zatížený měnič odporem R_Z

ch1: Napájecí napětí u_{AC} (50V/dílek),

ch2: Napětí U_{C1} (20V/dílek),

ch4: Proud i_t (5A/dílek)

Na Obr. 33 je prezentován bezproblémový start měniče při nulovém zatížení a na Obr. 34 je analyzován start zatíženého měniče odporem R_Z .

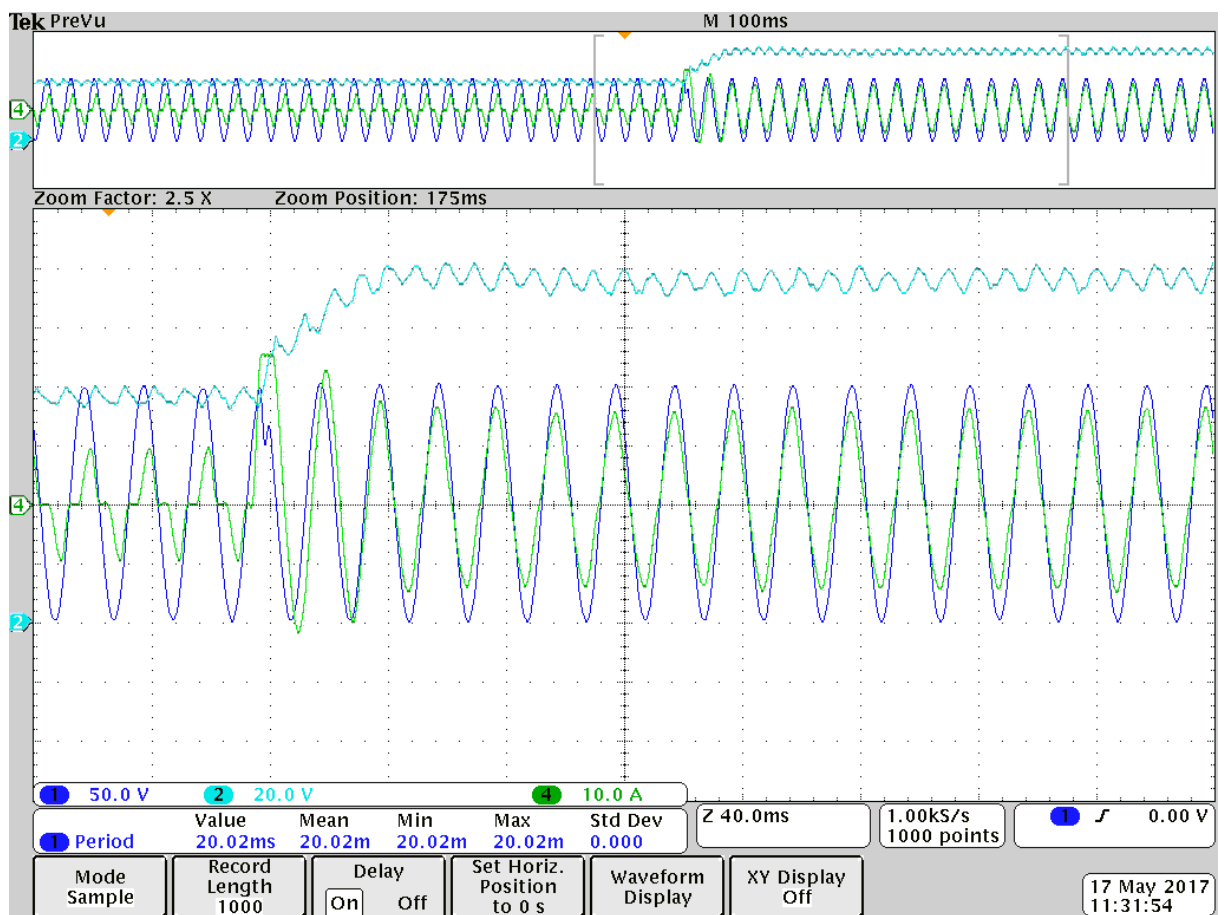


Obr. 33: Experiment – start řízení pulzního usměrňovače při nulovém zatížení

ch1: Napájecí napětí u_{AC} (50V/dílek),

ch2: Napětí U_{C1} (20V/dílek),

ch4: Proud i_t (5A/dílek)



Obr. 34: start řízení pulzního usměrňovače při zatížení odporem R_Z

ch1: Napájecí napětí u_{AC} (50V/dílek),

ch2: Napětí U_{C1} (20V/dílek),

ch4: Proud i_t (10A/dílek)

Závěr

Tato diplomová práce se zabývá problematikou trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. Nejprve byly uvedeny důvody použití středofrekvenčního transformátoru v oblasti trakčních měničů a následně bylo porovnáno uspořádání trakčního měniče s klasickým transformátorem a transformátorem středofrekvenčním. Dále byl proveden přehled topologií trakčních měničů se zaměřením na využití středofrekvenčního transformátoru. Následně byla vybrána topologie trakčního měniče, pro kterou byl vytvořen simulační model v simulačním prostředí Matlab/Simulink s knihovnou Plecs. Vlastnosti simulačního modelu byly následně otestovány a blíže popsány na konci této práce.

Hlavní pozornost v rámci této práce byla věnována vytvoření simulačního modelu vybrané topologie trakčního měniče a návržení vhodné regulace celého spojení. Jako jedno z možných spojení trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem byla vybrána topologie s nepřímým měničem kmitočtu (spojení napěťového pulzního usměrňovače s napěťovým střídačem) na vstupu trakčního měniče. Tento primární nepřímý frekvenční měnič s výstupním obdélníkovým průběhem napětí s frekvencí 8 kHz, napájí primární vinutí středofrekvenčního transformátoru. Na sekundárním vinutí středofrekvenčního transformátoru je připojen sekundární nepřímý měnič kmitočtu, spojení napěťového pulzního usměrňovače s trakčním střídačem. Tato výkonová část trakčního měniče byla vytvořena v knihovně Plecs. Následně byla navržena regulace primárního pulzního usměrňovače v prostředí Matlab/Simulink. V nastavení zesílení regulátorů se postupovalo tak, že nejprve byla vyladěna vnitřní proudová smyčka s PR regulátorem, kde se porovnávala požadovaná hodnota proudu se skutečnou hodnotou a fázový posun mezi napájecím napětím a skutečným proudem. Nejprve bylo nastaveno proporcionální zesílení PR regulátoru a následně bylo přidáno rezonanční zesílení. Po vhodném nastavení vnitřní proudové regulační smyčky se do regulační struktury přidal PI regulátor napětí. Zde se postupovalo podobně jako u PR regulátoru, kde nejprve bylo nastaveno zesílení P složky a poté se přidala integrační složka PI regulátoru. V průběhu ladění PI regulátoru napětí se porovnávala požadovaná hodnota napětí se skutečnou hodnotou napětí U_{C2} ve ss meziobvodu sekundárního napěťového pulzního usměrňovače.

Ze simulačních výsledků je patrné, že použitá regulace s vhodným nastavením zesílení vykazuje velmi dobré vlastnosti. Například pro nezatížený stav měniče (ustálený stav) je skutečné napětí U_{C2} rovno požadované hodnotě. Dále je uveden bezproblémový start měniče. V zatíženém stavu měniče je vidět, že okamžitá hodnota proudu odebíraného z napájecího zdroje napětí je téměř sinusová a ve fázi s napájecím napětím. Dále byl zkoumán stav měniče při skokové změně zatížení. Ze simulačních výsledků (skoková změna zatížení) je zřejmé, že regulace vykazuje velmi dobré dynamické vlastnosti. Dále byly dynamické vlastnosti regulace ověřeny při přechodu trakčního měniče z motorického do generátorického chodu. Simulace byla provedena pro skokovou změnu zatížení z plného motorického do plného generátorického chodu. Takto velkou skokovou změnu zatížení nelze v reálných podmínkách předpokládat, tedy jak už bylo řečeno, jednalo se hlavně o testování dynamických vlastností regulace. V poslední kroku byla řešena problematika zvlnění napětí ve ss meziobvodu pulzního usměrňovače. Jsou zde porovnány simulační výsledky zvlnění napětí bez a s filtrem 2. harmonické, kde simulační výsledky s filtrem vykazují téměř nulové zvlnění napětí ve ss meziobvodu.

Hlavní přínos této práce je vytvoření simulačního modelu a návrhu regulace trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. Za předpokladu konfigurace trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem dle *Obr. 8*, si lze vytvořený simulační model představit jako jednu buňku modulárního uspořádání. Za předpokladu napájení z trakčního vedení 25kV/50Hz a předpokládaným napětím v meziobvodu napěťového pulzního usměrňovače 1500 V by bylo potřeba sériového spojení 24 buněk. V současné době je použití této konfigurace na hladině napětí 25kV nepravděpodobné, zejména z ekonomického hlediska. Nicméně v budoucnu se dá předpokládat, že budou k dispozici polovodičové součástky s příznivějšími parametry, zejména vyšší závěrné blokovací napětí, které je v tomto případě limitující. S tímto předpokladem, by se snížil počet sériově spojených buněk a tato topologie by mohla být perspektivní z technického i ekonomického hlediska v oblasti problematiky trakčních měničů.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] Krasl M., Pechánek R., Vlk R. Traction transformer 1MVA, superconducting, oil immersed and medium frequency. In *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, Žilina 2008, roč. 7, č. 1-2, s. 191-194. ISSN: 1336-1376.
- [2] Pittermann, M.: Redukce hmotnosti trakční výzbroje vozidel pro střídavou trakční soustavu. Habilitační práce, Fakulta elektrotechnická, Západočeská univerzita v Plzni, 2016.
- [3] Victor, M.: Energieumwandlung auf AC – Triebfahrzeugen mit Mittelfrequenztransformator. *Fahrzeugtechnik* eb 103 (2005) Heft 11, str. 505 - 510.
- [4] Drábek, P., Peroutka, Z., Pittermann, M., Vondrášek, F. Vysokonapětový trakční měnič se středofrekvenčním transformátorem. XXX. konference Elektrické pohony, Plzeň, 2007.
- [5] Steiner, M., Reinold, H.: Medium Frequency Topology in Railway Applications. In: *PEDS 2003*. Aalborg, Denmark.
- [6] Glinka, M., Marquardt, R.: A new AC/AC-multilevel converter family applied to a single-phase converter. In: *PEDS 2003*. Aalborg, Denmark.
- [7] Pittermann, M., Drábek, P., Cédľ, M.: The traction drive topology using the matrix converter with middle-frequency transformer. In: *EPE-PEMC 2008*. Poznań, Poland.
- [8] Blahník, V.: Algoritmy řízení a regulace sestavy trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. Disertační práce, Fakulta elektrotechnická, Západočeská univerzita v Plzni, 2011.
- [9] Vondrášek, F.: Výkonová elektronika, svazek III. Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň, 2003.
- [10] Drábek, P., Poljak, L.: Methods for Voltage Ripple Mitigation on DC Side of Single-Phase AC/DC Converters. In *Applied Electronics, 2015 International Conference*, Pilsen, Czech Republic.
- [11] Streit, L., Zavřel, M.: Návrh čtyřfázových měničů pro modulárních vysokonapětové topologie. Výzkumná zpráva č. 22190-089-2014. Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň, 2014.

Přílohy

Fotografie 1: Postavený laboratorní model jednofázového napěťového pulzního usměrňovače

