

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ
ELEKTRONIKY**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Srovnání aktivních usměrňovačů

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2018/2019

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Ondřej VALTER**

Osobní číslo: **E16N0063P**

Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**

Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**

Název tématu: **Srovnání aktivních usměrňovačů**

Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Popište základní vlastnosti a topologie měničů pro napěťový pulzní usměrňovač a "Smart line module".
2. Navrhněte vhodné regulační struktury pro tyto měniče.
3. Sestavte simulační modely obou topologií s regulačními strukturami.
4. Navrhněte kritéria srovnání obou měničů.
5. Porovnejte topologie a vyhodnoťte je.

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na aktivní usměřovače používané ve výkonové elektronice. Konkrétně porovnává vlastnosti dvou typů aktivních usměřovačů, které používají jako spínací součástky výkonové tranzistory. Prvním z nich je měnič s názvem Smart Line Module, který funguje v usměřovačovém chodu jako klasický diodový usměřovač a ve střídačovém chodu vedou místo diod tranzistory. Druhým z nich je měnič s názvem Active Front End, jehož tranzistory pracují s vektorovým řízením v obou pracovních režimech a jsou spínány mnohem vyšší frekvencí. První část práce se zabývá jejich topologií a vlastnostmi. V druhé části práce je vytvořen návrh regulační struktury pro měnič Smart Line Module a popsáno vektorové řízení pro měnič Active Front End. V třetí části bylo nutné sestavit simulační modely a ty postupně odladit pro správnou funkci celého systému. Simulace byly prováděny v různých režimech, přechodných stavech, při změně spínací frekvence atd. Poslední část porovnává oba měniče podle obsahu vyšších harmonických v síťovém proudu, harmonického zkreslení proudu sítě, zvlnění napětí ve stejnosměrném meziobvodu, vlivu změn spínací frekvence a poklesů napětí v síti, ale také podle jejich dynamiky v přechodných stavech.

Klíčová slova

Napěťový pulsní usměřovač, Smart Line Module, Active Front End, vektorové řízení, harmonická analýza proudu sítě, spínací ztráty, vodivostní ztráty

Abstract

This diploma thesis is focused on active rectifiers used in power electronics. There are two types of active rectifiers, which use transistors as switching components. The first converter is called Smart Line Module. It works as a standard diode rectifier in the rectifier operation. In the recuperation mode, transistors are driven to conduct electric current in the proper way. The second converter is called Active Front End. Its transistors are driven by a vector control in both operating modes and its switching frequency is higher than by the first type of converter. The first part of this thesis focuses on topology and properties of these converters. In the second part, there a control structure was designed and the vector control was described. In the third part, there was necessary to create simulation models and debug them to the proper function of the whole system. Simulations were realized in different modes, transient states, with switching frequency changing, etc. The final part compares these converters according to the harmonic content of the network current, total harmonic distortion of the network current, voltage ripple in the DC link, influence of the switching frequency changes and network voltage drops, but also according to their dynamics in the transient states.

Key words

Voltage source rectifier, Smart Line Module, Active Front End, vector control, harmonic analysis of the network current, switching losses, conduction losses

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 24.5.2019

Bc. Ondřej Valter

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Tomáši Glasbergerovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

OBSAH	7
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	8
ÚVOD	10
1 ZÁKLADNÍ TOPOLOGIE AKTIVNÍCH USMĚRŇOVAČŮ	11
1.1 USMĚRŇOVAČ „SMART LINE MODULE”.....	11
1.1.1 Topologie měniče.....	12
1.1.2 Základní vlastnosti.....	12
1.2 NAPĚŤOVÝ PULSNÍ USMĚRŇOVAČ „ACTIVE FRONT END”.....	12
1.2.1 Topologie měniče.....	13
1.2.2 Základní vlastnosti.....	13
1.2.3 Provozní režimy.....	13
2 NÁVRH REGULAČNÍ STRUKTURY	14
2.1 REGULACE MĚNIČE SLM.....	14
2.2 REGULACE NPU.....	16
2.3 PRINCIP VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ.....	19
3 SIMULAČNÍ MODELY	24
3.1 SIMULAČNÍ MODEL PRO „SMART LINE MODULE”.....	26
3.1.1 Usměrňovačový chod.....	26
3.1.2 Střídačový chod.....	26
3.1.1 Přechod z usměrňovačového do střídačového chodu.....	31
3.2 SIMULAČNÍ MODEL PRO „ACTIVE FRONT END”.....	32
3.2.1 Usměrňovačový chod.....	32
3.2.2 Střídačový chod.....	35
3.2.3 Přechod z usměrňovačového do střídačového chodu.....	37
3.2.1 Vliv změny spínací frekvence.....	39
3.2.2 Odezva na skokovou změnu požadovaného jalového proudu.....	43
3.3 VÝPOČET SPÍNACÍCH, VODIVOSTNÍCH ZTRÁT A ÚČINNOSTI MĚNIČE.....	44
4 POROVNÁNÍ OBOU MĚNIČŮ	46
4.1 HARMONICKÁ ANALÝZA PROUDU SÍTĚ I_s	46
4.1.1 Harmonická analýza proudu sítě I_s v usměrňovačovém chodu.....	46
4.1.2 Harmonická analýza proudu sítě I_s ve střídačovém chodu.....	49
4.2 VLIV POKLESU NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ.....	49
4.3 VLIV VÝPADKU NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ.....	52
4.4 HARMONICKÉ ZKRESLENÍ PROUDU SÍTĚ.....	54
4.5 VLIV ZKRESLENÍ NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ.....	56
4.6 ÚČINNOST.....	56
4.7 KOMPENZACE JALOVÉHO VÝKONU.....	57
5 ZÁVĚR	58
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	1

Seznam symbolů a zkratek

$\cos \varphi_1$	Účinitík [-]
C_{ss}	Kapacita kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu [mF]
D	Deformační výkon [VAd]
f	Frekvence sítě [Hz]
f_m	Frekvence modulačního signálu [Hz]
f_s	Spínací frekvence [Hz]
h	Číslo harmonické [-]
\dot{i}_s	Vektor proudu sítě [A]
i_{sd}, I_{sd}	Jalová složka proudu sítě [A]
I_{sd}^*	Požadovaná jalová složka proudu sítě [A]
I_{sdmax}	Maximální hodnota jalové složky proudu sítě [A]
I_{smax}	Maximální hodnota proudu sítě [A]
i_{sq}, I_{sq}	Činná složka proudu sítě [A]
I_{sq}^*	Požadovaná hodnota činné složky proudu sítě [A]
I_z	Proud zátěže [A]
L_s	Indukčnost vedení [mH]
P	Činný výkon [W]
P_{cond}	Vodivostní ztráty [W]
P_{lost}	Celkový ztrátový výkon měniče [W]
P_{ss}	Výkon zátěže [W]
P_{sw}	Spínací ztráty [W]
P_{switch}	Ztrátový výkon modulu IGBT a diody [W]
Q	Jalový výkon [VAR]
R_s	Činný odpor [Ω]
$THDi$	Harmonické zkreslení proudu sítě [-]
u_a, u_b, u_c	Okamžité hodnoty napětí fáze a, b, c [V]
u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}	Okamžité hodnoty sdružených napětí sítě [V]
U_c	Napětí stejnosměrného meziobvodu [V]
U_c^*	Požadované napětí stejnosměrného meziobvodu [V]
u_d	Okamžitá hodnota složky napětí v ose d [V]
u_{da}	Okamžitá hodnota napětí anodové skupiny [V]
u_{dk}	Okamžitá hodnota napětí katodové skupiny [V]

\mathbf{u}_L	Vektor napětí na indukčnosti [V]
U_m	Amplituda napětí sítě [V]
U_n	Jmenovité sdružené napětí sítě [V]
u_q	Okamžitá hodnota složky napětí v ose q [V]
\mathbf{u}_R	Vektor napětí na rezistoru [V]
u_{ra}, u_{rb}, u_{rc}	Okamžité hodnoty řídicích napětí fází a, b, c [V]
\mathbf{u}_s	Vektor napětí sítě [V]
U_{s1}, U_{s2}, U_{s3}	Ěfektivní hodnoty fázových napětí sítě [V]
u_{sd}	Okamžitá hodnota jalové složky napětí sítě [V]
u_{sdff}	Vypočtená okamžitá „feedforward“ jalová složka napětí sítě [V]
u_{sq}	Okamžitá hodnota činné složky napětí sítě [V]
u_{sqff}	Vypočtená okamžitá „feedforward“ činná složka napětí sítě [V]
\mathbf{u}_v	Vektor napětí pulsního usměrňovače [V]
u_{vd}	Okamžitá hodnota jalové složky vektoru \mathbf{u}_v [V]
u_{vq}	Okamžitá hodnota činné složky vektoru \mathbf{u}_v [V]
u_α	Okamžitá hodnota složky napětí v ose α [V]
u_β	Okamžitá hodnota složky napětí v ose β [V]
γ	Poloha požadovaného vektoru napětí v systému α, β [°]
ε	Řídicí úhel pulsního usměrňovače [°]
η	Účinnost měniče [-]
ϑ	Poloha osy d v systému α, β [°]
ϑ_u	Poloha vektoru \mathbf{u}_s v systému α, β [°]
φ	Úhel mezi napětím a proudem sítě [°]
ω	Úhlová frekvence sítě [s^{-1}]
AFE	Active Front End
d, q	Rotující souřadný systém
j	Imaginární jednotka
SLM	Smart Line Module
α, β	Stojící souřadný systém

Úvod

Diplomová práce se zabývá aktivními usměrňovači používanými ve výkonové elektronice v napájecích jednotkách pro nepřímé frekvenční měniče. Například firma Siemens vyvíjí tyto napájecí jednotky pod názvy Simovert Masterdrives a Sinamics. Siemens nabízí mnoho typů, využívající jako výkonové spínače i tyristory, já se v této práci zabývám pouze aktivními usměrňovači, které využívají jako výkonové polovodičové spínače IGBT tranzistory. Jako první je to usměrňovač s názvem Smart Line Module, dále jen SLM a jako druhý měnič s názvem Active Front End, dále jen AFE neboli také napěťový pulsní usměrňovač. Napěťové pulsní usměrňovače se používají v případě, že požadujeme schopnost systému rekuperovat elektrickou energii, odebírat ze sítě proud s minimálním obsahem vyšších harmonických atd. Vhodné řízení měniče AFE nám také umožní regulovat/kompenzovat jalový výkon odebíraný ze sítě. Dále také můžeme ovlivnit vznik vyšších harmonických složek proudu sítě pomocí spínací frekvence a zajistit tak téměř sinusový proud sítě. Cíl práce je popsat základní vlastnosti obou těchto měničů a navrhnout pro ně vhodné regulační struktury. Dále sestavit simulační modely obou měničů a simulovat tak jejich chování. Jako poslední pak navrhnout kritéria k porovnání měničů a vyhodnotit je.

1 Základní topologie aktivních usměrňovačů

Aktivní usměrňovače napájené střídavou třífázovou sítí se skládají z šesti vhodně řízených výkonových polovodičových spínačů. Za nimi následuje stejnosměrný meziobvod tvořený kondenzátorem. Ten ve většině případů napájí střídač, který následně dodává energii do spotřebiče, většinou motoru. Oba mnou zkoumané měniče mají stejnou topologii obvodu, ale jejich řízení probíhá odlišným způsobem. [1]

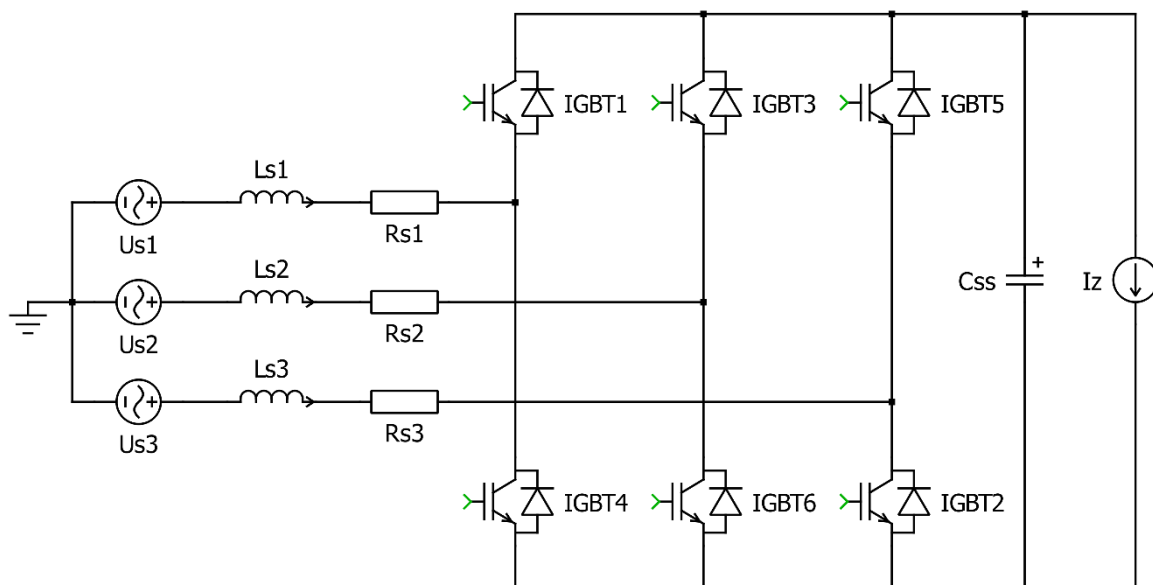
1.1 Usměrňovač „Smart Line Module”

V usměrňovačovém chodu není tento měnič řízen a pracuje jako klasický třífázový šestipulsní diodový usměrňovač s vnější komutací. Výkonové schéma je zobrazené na obrázku 1. Po připojení k síti je nutné mít na vstupu připojené rezistory, které omezí přednabíjecí proud měniče. Po nabití kondenzátoru meziobvodu jsou tyto odpory odpojeny. Měnič odebírá ze sítě proud nesinusového tvaru a má tedy velké harmonické zkreslení proudu. Napětí v DC meziobvodu U_c je zvlněné dle rovnice (1) při konstantní zátěži. Dále je závislé na kolísání napětí sítě a zatížení proudem I_z . Nelze ho regulovat, a tudíž při jeho zatížení napětí poklesne. Na vstupu je pro spolehlivou funkci potřebná tlumivka. [1]

$$U_c = \sqrt{2} \cdot U_n \quad (1)$$

V rekuperačním chodu jsou v činnosti tranzistory IGBT, ale bez pulsně šířkové modulace. Vedou šestipulsně stejně tak jako diodový můstek a jejich spínání musí být synchronizováno s napájecím napětím sítě. Tato jednotka není schopna kompenzovat ani jalový ani deformační výkon a taktéž ani kolísání napětí v síti. Při činnosti měniče ve střídačovém chodu jsou generovány napěťové špičky kvůli komutaci. Toto řízení zajišťuje dobrou dynamiku pohonu. Jak je vidět ze simulace na obrázku 19, měnič umí přejít z usměrňovačového do střídačového chodu během jedné periody napájecího napětí. [1]

1.1.1 Topologie měniče



Obr. 1 Výkonové schéma pro měnič SLM a AFE

1.1.2 Základní vlastnosti

- Nesinusový proud sítě a velké $THDi$
- U_c je závislé na zatížení a kolísání napětí sítě
- Možnost rekuperace
- Není možné kompenzovat Q ani D

1.2 Napěťový pulsní usměrňovač „Active Front End”

Tento typ měniče pracuje na principu třífázového pulsního usměrňovače napěťového typu s IGBT tranzistory. Tranzistory jsou spínány pomocí pulsně šířkové modulace, a to v usměrňovačovém i ve střídačovém chodu. Usměrňovač pracuje ve zvyšovacím režimu. Napětí stejnosměrného meziobvodu je tedy vyšší než amplituda napájecího napětí sítě a lze jej regulovat. Pokud napětí sítě kolísá v rozumných mezích (bude zkoumáno v simulaci), je napětí na kondenzátoru na tomto kolísání téměř nezávislé. Jeho regulaci umožňuje regulátor napětí U_c . Měnič využívá vektorového řízení, díky kterému lze odděleně regulovat činnou a jalovou složku proudu ze sítě. Křivka proudu může dosáhnout téměř sinusového tvaru s minimálním počtem vyšších harmonických. Lze tedy regulovat systém tak, že budeme například kompenzovat jalový výkon. Napájecí jednotka umí pracovat v režimu konstantního jalového výkonu $Q = \text{konst.}$, nebo konstantního účinníku $\cos \varphi_I = \text{konst.}$

[1]

1.2.1 Topologie měniče

Tento měnič je topologicky shodný s měničem SLM. Má ovšem složitější strukturu řízení, která bude popsána později.

1.2.2 Základní vlastnosti

- Sinusový proud sítě a malé $THDi$
- Lze řídit $\cos \varphi_I$ v rozsahu (-0,8 až 0,8)
- U_c není téměř závislé na zatížení a kolísání napětí sítě a lze jej regulovat
- Možnost rekuperace
- Lze kompenzovat Q i D

Účinník $\cos \varphi_I$ lze dle [1] řídit v rozsahu (-0,8 až 0,8). Dle mé simulace, kdy jsem zadal $I_{smax}=50$ A, $I_{sd}^*=50$ A a $I_z=20$ A jsem dosáhnul $\cos \varphi_I=0,57$.

1.2.3 Provozní režimy

Existují dvě varianty provozních režimů tohoto měniče. Umožňují regulovat buďto na konstantní účinník $\cos \varphi_I$ nebo na konstantní jalový výkon Q . [1]

- Regulace na konstantní účinník

V tomto režimu při zvětšování zátěže roste jak činná, tak i jalová složka proudu sítě lineárně a účinník první harmonické proudu sítě je tím pádem konstantní $\cos \varphi_I = \text{konst.}$

- Regulace na konstantní jalový výkon

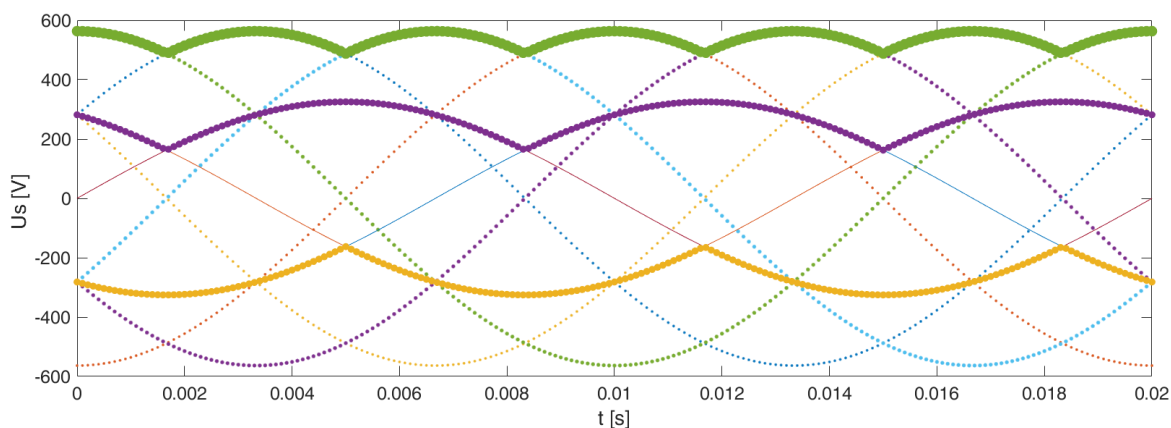
V tomto režimu je možné nastavit a regulovat konstantní jalový výkon $Q = \text{konst.}$ Toho dosáhneme tím, že při vektorovém řízení nastavíme požadovaný jalový výkon I_{sd}^* na určitou hodnotu. Při zatížení se poté mění pouze činná složka proudu sítě a jalová zůstává konstantní. Tím pádem se mění účinník první harmonické $\cos \varphi_I$. Právě tuto variantu jsem simuloval ve svých modelech. [1]

2 Návrh regulační struktury

Tato část práce se zabývá návrhem regulační struktury pro oba měniče. Dále je zde popsán princip vektorového řízení, které je využíváno u měniče AFE.

2.1 Regulace měniče SLM

Třífázový usměrňovač v můstkovém spojení obsahuje 6 diod. Ty jsou rozdělené do dvou komutačních skupin, a to anodové a katodové, které komutují nezávisle na sobě. Jedna perioda se skládá z šesti taktů. Během každého taktu vedou vždy dvě diody. Každá dioda vede proud 120° elektrických. Rozdíl napětí anodové (u_{da}) a katodové (u_{dk}) skupiny je pak usměrněné napětí u_d . Na následujícím grafu vidíme jednu periodu napájecího napětí sítě. Jsou zde zobrazena tři fázová napětí, tři sdružená napětí, napětí anodové a katodové skupiny a usměrněné napětí. Z usměrněného napětí u_d (horní obrys grafu) je patrné, kdy je nutné spínat jednotlivé tranzistory tak, aby bylo dosaženo spínání tranzistorů stejně tak jako diod u usměrňovače. [2]

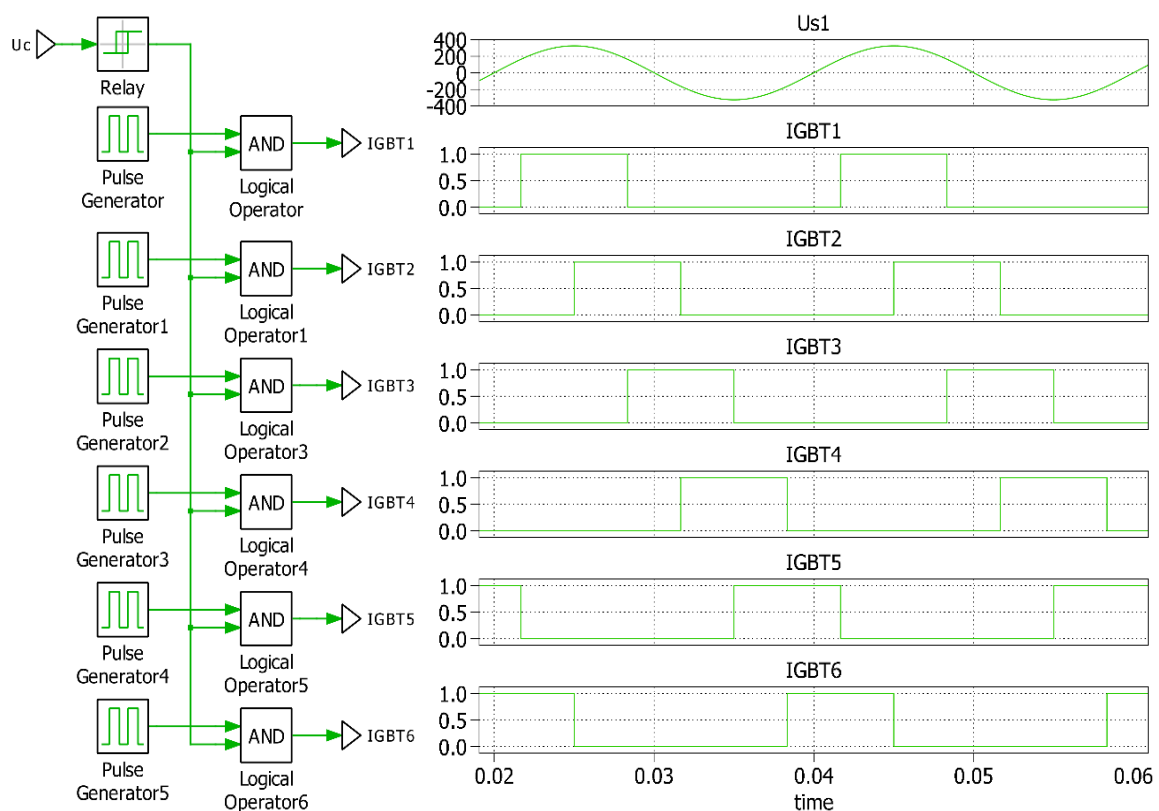


Obr. 2 Graf fázových napětí u_a, u_b, u_c (plná čára), sdružených napětí u_{ab}, u_{bc}, u_{ca} (tečkovaná slabá čára), napětí u_{da} a u_{dk} (tečkovaná tlustá čára), usměrněného napětí u_d (horní obrys)

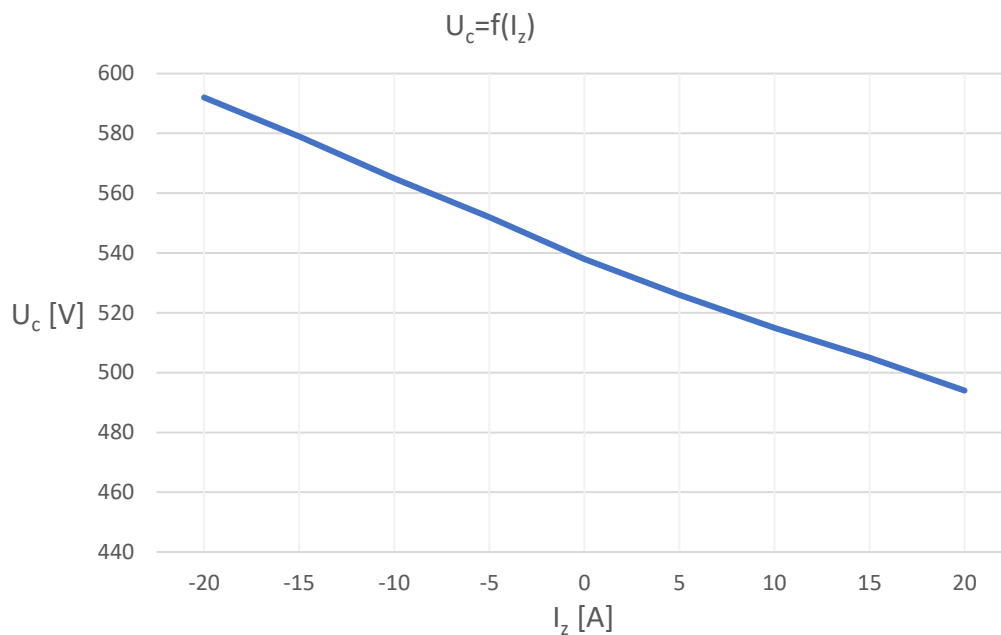
Na obr.3 vlevo je zobrazené schéma logického řízení. To funguje tak, že pokud je signál na sepnutí tranzistoru v logické úrovni 1 a zároveň měřené napětí na kondenzátoru U_c naroste nad hysterezní mez, která je stanovena 563 ± 10 V a lze ji měnit je tento zapínací signál propuštěn skrz logický člen AND dále až na tranzistor, a ten může sepnout. Pokud ale klesne napětí U_c pod hysterezní mez, spínací pulzy na tranzistory jsou zablokovány a místo nich vedou diody.

Na obr.3 vpravo je jako první zobrazené napájecí napětí v první fázi U_{s1} a pod ním se nachází spínací signály pro jednotlivé tranzistory s frekvencí spínání $f_s=50\text{ Hz}$. Spínání tranzistorů je synchronizováno s napájecím napětím sítě. Signál na první tranzistor IGBT1 je zpožděn za signálem U_{s1} o 30° elektrických a jeho délka je 120° elektrických, vede tedy třetinu periody. Ostatní spínací signály na tranzistory jsou stejné, ovšem posunuté vždy o 60° elektrických oproti předcházejícímu signálu. Tím je dosaženo, že tranzistory pracující ve střídačovém chodu fungují vlastně jako diody pro daný směr proudu.

Na obr.4 je zobrazen graf závislosti napětí kondenzátoru na zatěžovacím proudu. Je vidět, že v usměrňovačovém chodu se při zatížení napětí kondenzátoru snižuje, naopak při rekuperaci se napětí kondenzátoru zvyšuje se zatížením. Výsledný tvar tohoto grafu bude záviset na parazitních parametrech reálného obvodu.

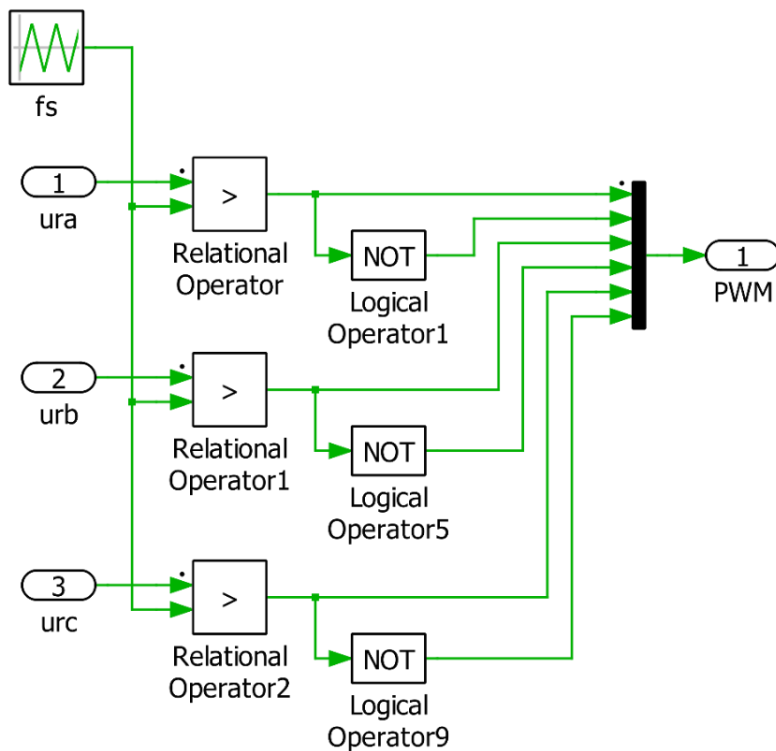


Obr. 3 Vlevo logické řízení a vpravo spínání tranzistorů měniče SLM ve střídačovém chodu

Obr. 4 Závislost napětí v meziobvodu U_c na proudu zátěže I_z

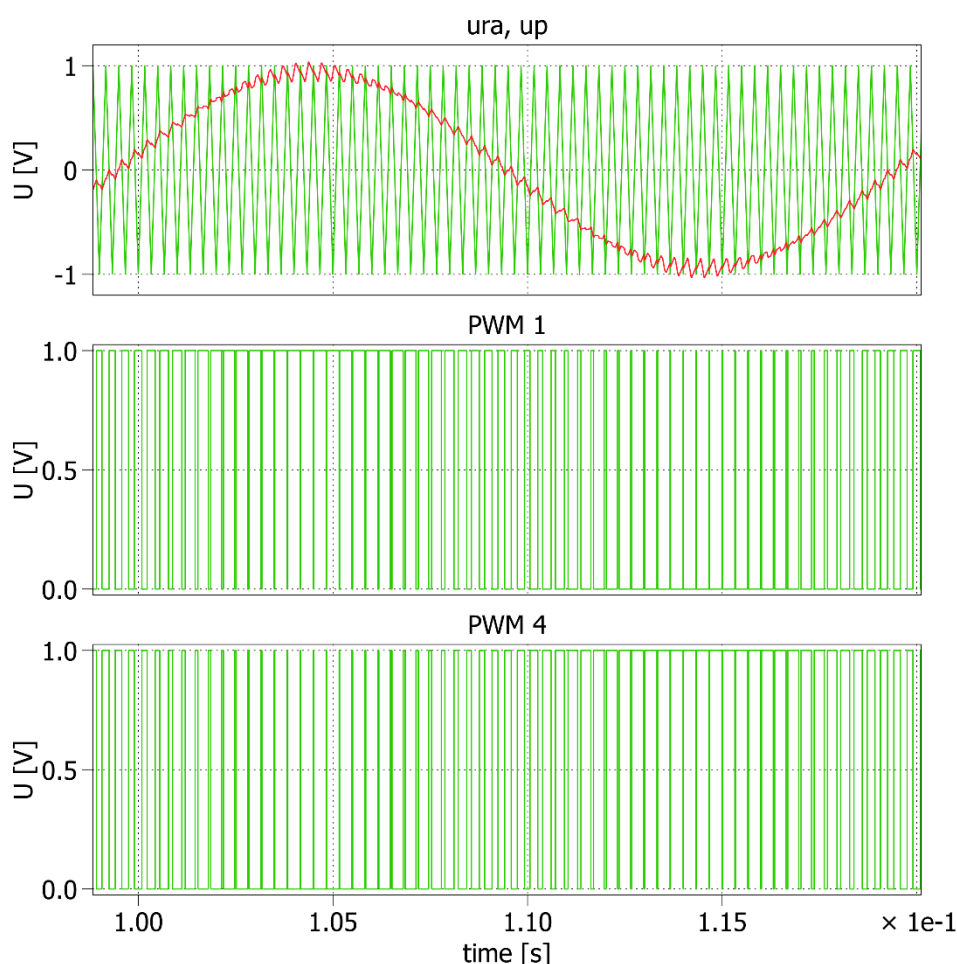
2.2 Regulace NPU

Měnič pracuje s pulsně šířkovou modulací, která je generována v bloku s názvem modulátor viz. následující obrázek.



Obr. 5 Logické řízení v bloku modulátor u měniče AFE

Do modulátoru vstupují tři vstupní řídicí signály u_{ra} , u_{rb} a u_{rc} generované z bloku dq/3f transformace, která je součástí vektorového řízení na obrázku 9. Uvnitř modulátoru se porovnává řídicí signál s pilovým trojúhelníkovým signálem v rozsahu hodnot -1 až 1 a frekvencí f_s . Výsledný signál je vysílán na horní tranzistor, negovaný signál je vysílán na spodní tranzistor ve stejné větvi.

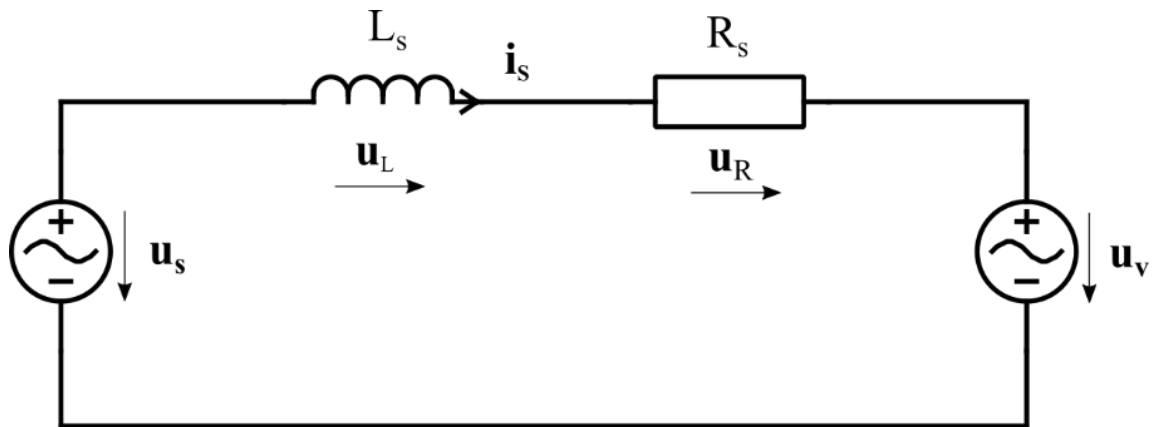


Obr. 6 Princip pulsně šířkové modulace měniče AFE při $f_s=3kHz$

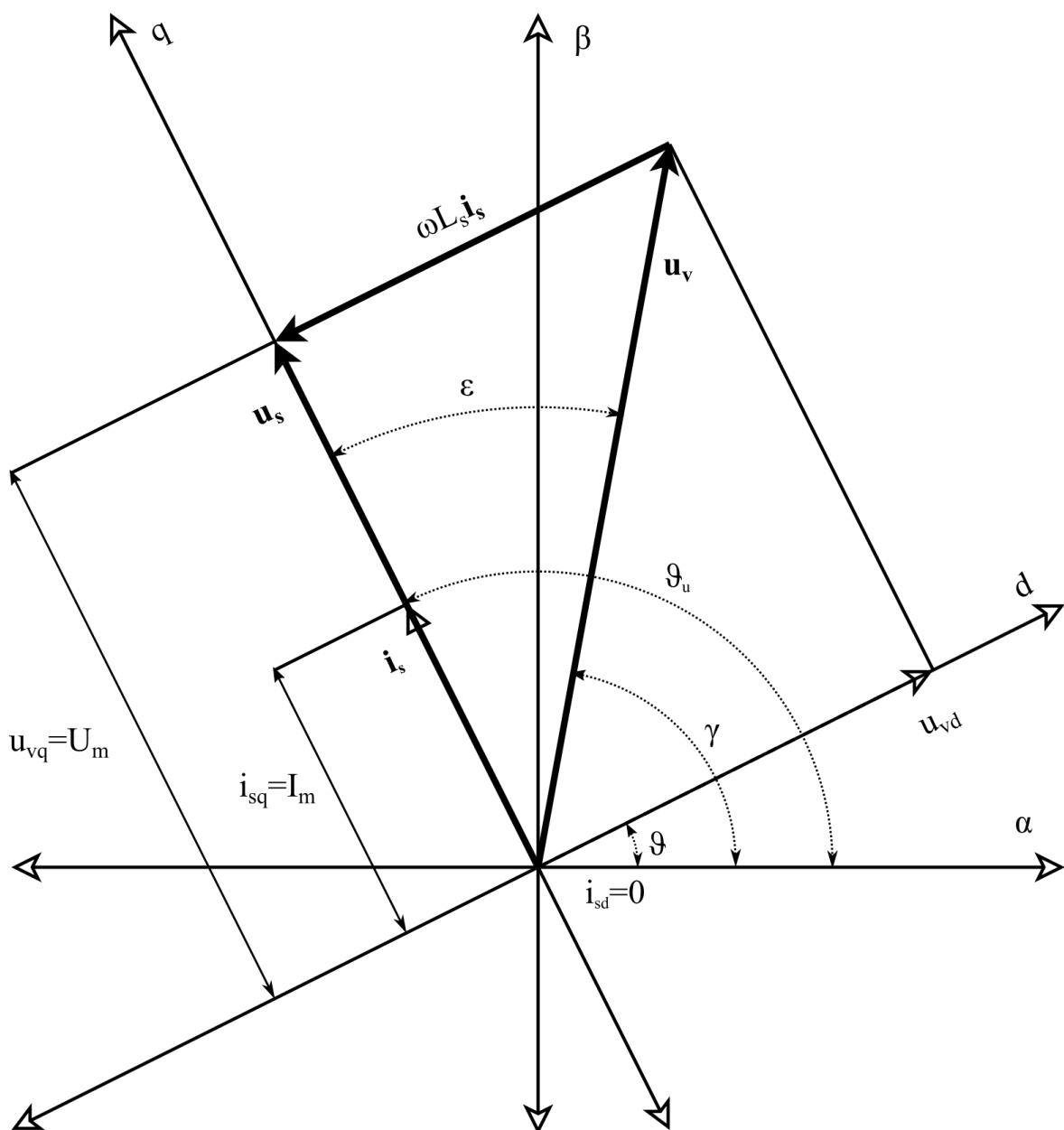
Abychom mohli regulovat napět'ový pulsní usměrňovač, je nutné nejprve sestavit základní rovnici obvodu na jeho střídavé straně. To provedeme pomocí modelu obvodu NPU podle následujícího schématu. Použijeme prostorové vektory pohybující se v obecném souřadném systému rychlostí ω a sestavíme rovnici (2) popisující obvod. [3]

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + j\omega L_s \mathbf{i}_s + \mathbf{u}_v \quad (2)$$

Pro rovnici (2) nyní sestojíme fázorový diagram na obr.8, ve kterém zanedbáme úbytky na rezistoru R_s kvůli zjednodušení.



Obr. 7 Model obvodu na střídavé straně NPU



Obr. 8 Fázorový diagram pro model NPU [3]

Pro modulátor je třeba vypočítat požadovaný vektor napětí pulsního usměrňovače \mathbf{u}_v ve stojícím souřadném systému. Ve fázorovém diagramu vidíme rotující souřadný systém (d, q), který je posunut oproti stojícímu souřadnému systému (α , β) o úhel ϑ . Právě tento úhel zajistí správné určení velikosti a polohy vektoru \mathbf{u}_v . Při správně zvolené rychlosti se veličiny s indexem d a q jeví jako konstanty. Frekvence napájecího napětí nemusí být konstantní, a proto je nutné synchronizovat řízení pulsního usměrňovače s napájecím napětím sítě pomocí úhlu ϑ . V ose q je situován vektor napájecího napětí sítě a rovněž vektor proudu sítě, jelikož zde požadujeme nulovou složku proudu i_{sd} (nulový jalový výkon). Mezi napětím sítě \mathbf{u}_s a proudem sítě \mathbf{i}_s je úhel φ . Pokud od napájecího napětí vektorově odečteme úbytek na indukčnosti, dostaneme napětí \mathbf{u}_v . To je napětí na svorkách pulsního usměrňovače. Mezi vektory napětí sítě \mathbf{u}_s a napětí usměrňovače \mathbf{u}_v je úhel ε . Úhel mezi vektorem \mathbf{u}_v a osou α je značen γ . [3]

Rovnici (2) je nyní nutné rozložit do složek v rotujícím souřadném systému (d, q). Napájecí napětí při tom položíme do osy q, tj. $u_s = j u_{sq} = j U_m$

Pro osu d platí:

$$0 = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_s i_{sq} + u_{vd} \quad (3)$$

Pro osu q platí:

$$U_m = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_s i_{sd} + u_{vq} \quad (4)$$

Nyní z obou rovnic vyjádříme derivace složek proudu sítě a tím zjistíme, jakým způsobem lze regulovat NPU.

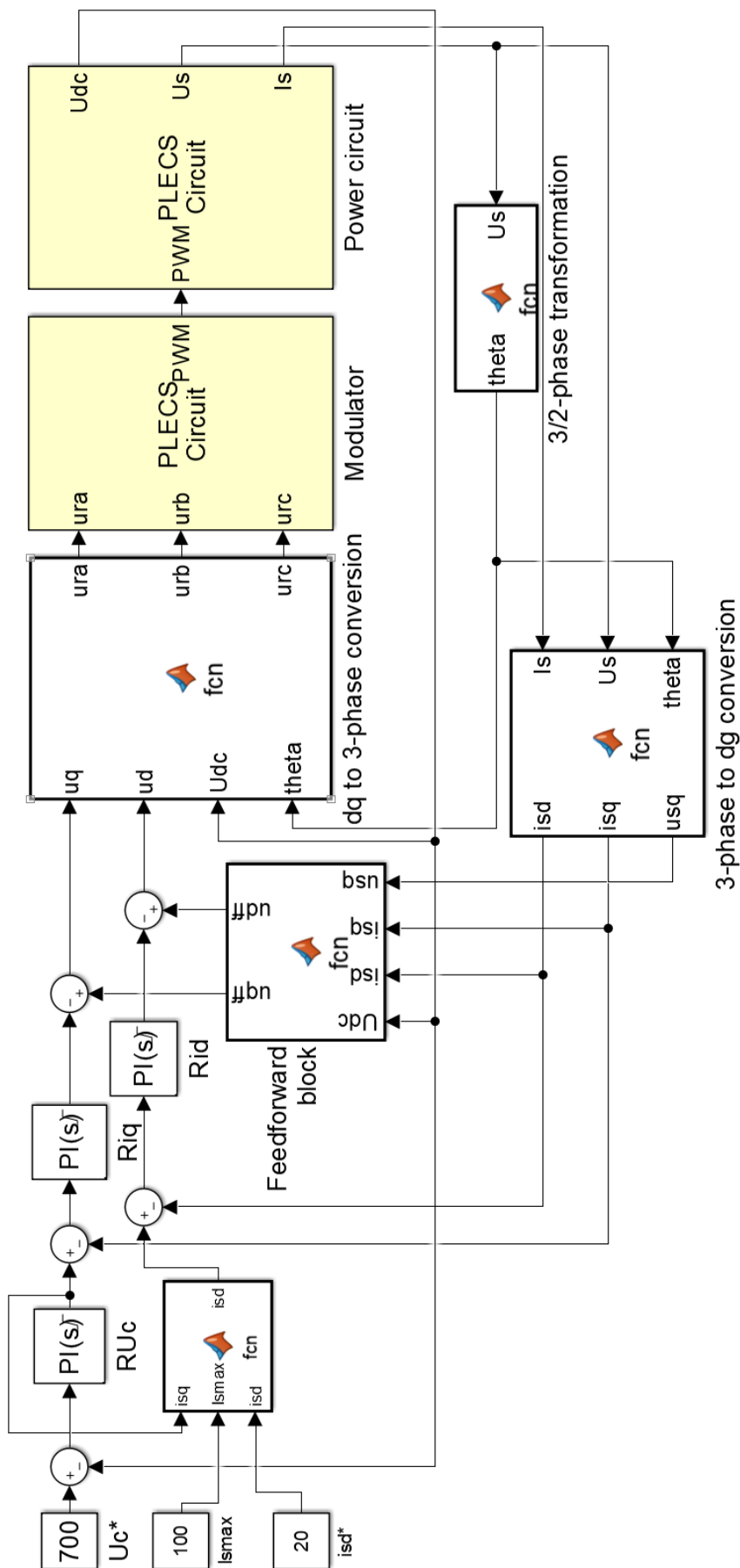
$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_s} (-R_s i_{sd} + \omega L_s i_{sq} - u_{vd}) \quad (5)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_s} (U_m - R_s i_{sq} - \omega L_s i_{sd} - u_{vq}) \quad (6)$$

Z rovnic (5) a (6) je vidět, že NPU lze řídit regulací složek napětí u_{vd} a u_{vq} . [3]

2.3 Princip vektorového řízení

Schéma vektorového řízení je naznačeno na následujícím obrázku. [4]



Obr. 9 Simulační schéma vektorového řízení měniče AFE [4]

První větev regulace začíná požadavkem na velikost napětí stejnosměrného meziobvodu. Do regulátoru napětí stejnoměrného meziobvodu vstupuje rozdíl mezi tímto požadovaným napětím na kondenzátoru U_c^* a jeho aktuálním napětí U_c . Z něho vystupuje požadavek na činný proud sítě I_{sq}^* , od kterého se odečte aktuální proud I_{sq} . Ten vstupuje do regulátoru proudu I_{sq} , jehož výstup je omezen symetrickým omezovačem. Od napětí u_{sqff} , které je počítá „feedforward“ blok, odečteme výstup z regulátoru I_{sq} a dostaneme napětí u_{sq} .

Dále je tu druhá větev regulace, která začíná zadáním požadavku na jalovou složku proudu sítě I_{sd}^* a požadavku na maximální proud odebíraný ze sítě I_{smax} do bloku, který ještě podle aktuálního proudu I_{sq} vypočítá maximální možný požadavek na jalový proud a případně námi zadaný požadovaný jalový proud omezí. Od této hodnoty se odečte aktuální proud I_{sd} a tento signál vstupuje do regulátoru proudu I_{sd} , jehož výstup je omezen symetrickým omezovačem a má charakter požadovaného napětí u_{sd}^* . Od napětí u_{sdff} , které opět počítá „feedforward“ blok, odečteme výstup z regulátoru I_{sd} a dostaneme napětí u_{sd} .

V bloku „feedforward“ se počítají napětí u_{sqff} a u_{sdff} , díky kterým ušetříme práci regulátorům proudů. Z rovnic (4) a (5) lze odvodit jejich výpočet viz rovnice (6) a (7). Při odvozování jsem zanedbal vliv úbytku na odporu. Jako vstupy do výpočtu jsem uvažoval požadované proudy I_{sq}^* a I_{sd}^* , díky čemuž jsem nezavedl do regulace nežádoucí zpětné vazby. Pro výpočet jsem uvažoval jmenovitou frekvenci sítě.

$$u_{sdff} = 2\pi f L_s i_{sq} \quad (7)$$

$$u_{sqff} = u_{sq} - 2\pi f L_s i_{sd} \quad (8)$$

- Výpočet úhlu ϑ

Je důležité synchronizovat řízení měniče s napětím sítě. V mojí simulaci jsem úhel ϑ vypočítával z fázových napětí zdroje dle následujícího vztahu.

$$\vartheta = \tan^{-1} \left(\frac{u_\beta}{u_\alpha} \right) \quad (9)$$

Skutečné ideálně harmonické napětí sítě je však často zkruseno harmonickými složkami vyšších řádů a jednoduché metody synchronizace nelze použít. V praxi by bylo nutné použít například fázový závěs nebo některé jiné metody pro synchronizaci [5]. V mé simulaci jsem také vyzkoušel použít předdefinovaný blok fázového závěsu ze Simulinku.

1. Blok d, q to 3- phase conversion

Signály u_{sq} a u_{sd} vedou do bloku, který z těchto dvou hodnot, aktuálního napětí stejnosměrného meziobvodu a úhlu ϑ stanoví hodnoty řídicích signálů, které vstupují do modulátoru. V tomto bloku je třeba přepočtů mezi různými souřadnými systémy. Nejprve potřebujeme převést napětí z rotujícího systému (d, q) do systému stojícího (α, β). K tomu potřebujeme znát vztahy pro zpětnou Parkovu transformaci a transformaci Clarkové.

Pro řízení pulsního usměrňovače položíme prostorový vektor napájecího napětí sítě \mathbf{u}_s do příčné osy q, která rotuje spolu s podélnou osou d synchronní rychlostí ω . Prostorový vektor proudu sítě \mathbf{i}_s lze také rozdělit na dvě složky, a to na činnou i_{sq} a jalovou i_{sd} . [6]

Vztahy pro zpětnou Parkovu transformaci:

$$u_{\alpha} = u_d \cos \vartheta - u_q \sin \vartheta \quad (10)$$

$$u_{\beta} = u_d \sin \vartheta + u_q \cos \vartheta \quad (11)$$

Vztahy pro zpětnou transformaci Clarkové:

$$u_{ra} = u_{\alpha} \quad (12)$$

$$u_{rb} = -\frac{1}{2}u_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta} \quad (13)$$

$$u_{rc} = -\frac{1}{2}u_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta} \quad (14)$$

Nakonec je třeba normovat signály, tzv. vydělit je jednou polovinou aktuálního napětí na kondenzátoru v případě klasické sinusové modulace. Někdy je vhodné toto napětí filtrovat, aby se zabránilo kmitání.

2. Blok 3- phase to d, q conversion

Pro získání zpětnovazebních hodnot signálů I_{sq} a I_{sd} je třeba úhel ϑ a měřit fázové proudy. Pro získání zpětnovazební hodnoty signálu u_{sq} pro blok „feedforward“ je třeba úhel ϑ a měřit fázová napětí. Následující vzorce jsou uvedeny pro výpočty napětí. Pro výpočet proudů je princip stejný.

Vztahy pro transformaci Clarkové:

$$u_{\alpha} = \frac{2}{3}u_a - \frac{1}{3}u_b - \frac{1}{3}u_c \quad (15)$$

$$u_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}u_b - \frac{1}{\sqrt{3}}u_c \quad (16)$$

Vztahy pro Parkovu transformaci:

$$u_d = u_{\alpha} \cos \vartheta + u_{\beta} \sin \vartheta \quad (17)$$

$$u_q = -u_{\alpha} \sin \vartheta + u_{\beta} \cos \vartheta \quad (18)$$

V simulaci jsem vytvořil i další pomocné bloky, které jsem využíval pro simulace změn spínací frekvence, přechodného poklesu napětí sítě a také například pro vytvoření deformovaného napětí sítě. Také jsem vytvořil blok, do kterého vstupoval maximální proud sítě I_{smax} , požadovaný jalový proud I_{sd}^* a aktuální činný proud I_{sq} , který vystupuje z regulátoru napětí kondenzátoru. Tento blok počítá jalový proud, který je dán dle následujícího vztahu.

$$I_{sdmax} = \sqrt{I_{smax}^2 - I_{sq}^2} \quad (19)$$

V případě, že požadovaný jalový proud I_{sd} je vyšší než tato vypočtená hodnota I_{sdmax} , požadovaný jalový proud se ořízne na hodnotu I_{sdmax} . Výsledkem je to, že proud sítě nepřekročí stanovenou mez a že napětí na kondenzátoru a tím pádem činný proud sítě má vyšší prioritu než požadavek na jalový proud sítě. [3]

3 Simulační modely

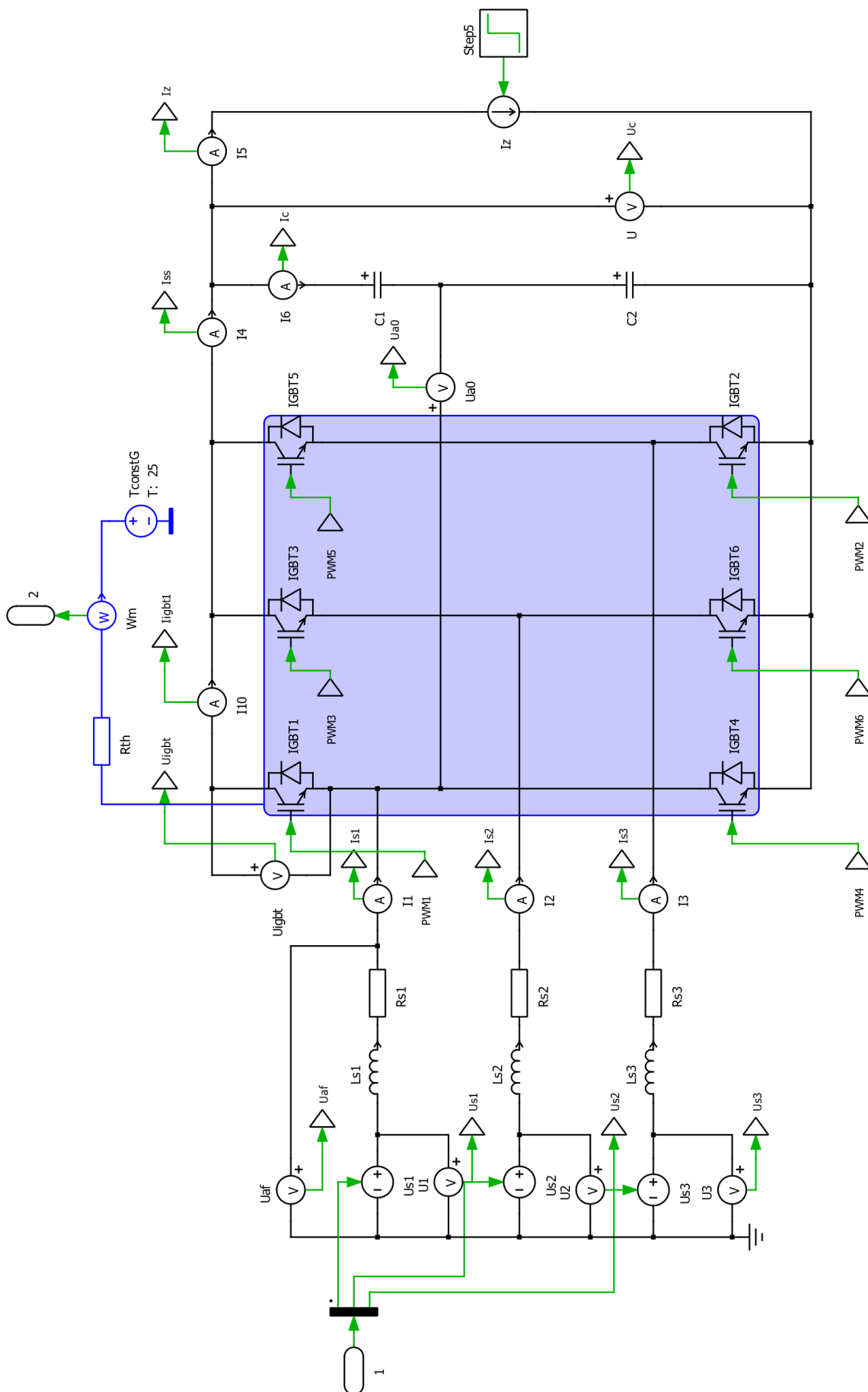
Simulační modely byly vytvořeny v programu Matlab-Simulink. Parametry simulačního obvodu jsem zvolil stejné pro oba měniče dle následující tabulky.

Napětí/ frekvence zdroje	U_s	3x400 V / 50 Hz
Odpor vstupního filtru	R_s	20 m Ω
Indukčnost vstupního filtru	L_s	6 mH
Kapacita kondenzátoru meziobvodu	C_{ss}	2 mF
Jmenovitý proud	I_z	20 A

Tab. 1 Parametry simulačního obvodu

Schéma obvodu bylo také stejné pro oba měniče. Rozdílné byly pouze algoritmy řízení. Simulace byly startovány s počáteční podmínkou napětí na kondenzátoru o velikosti $U_c = 281.7$ V pro měnič SLM a s $U_c = 350$ V pro měnič AFE. V reálném měniči by muselo být realizováno nabíjení kondenzátoru, při kterém by se kondenzátor nejprve přednabil na určitou hodnotu a poté by byla spuštěna regulace.

Výkonové schéma je zobrazené na obrázku 10. Zleva do modelu vstupují hodnoty napětí všech tří fází. Dále jsou vidět některé měřené veličiny jako například fázová napětí a proudy, napětí meziobvodu atd.



Obr. 10 Schéma výkonového obvodu pro simulace

3.1 Simulační model pro „Smart Line Module“

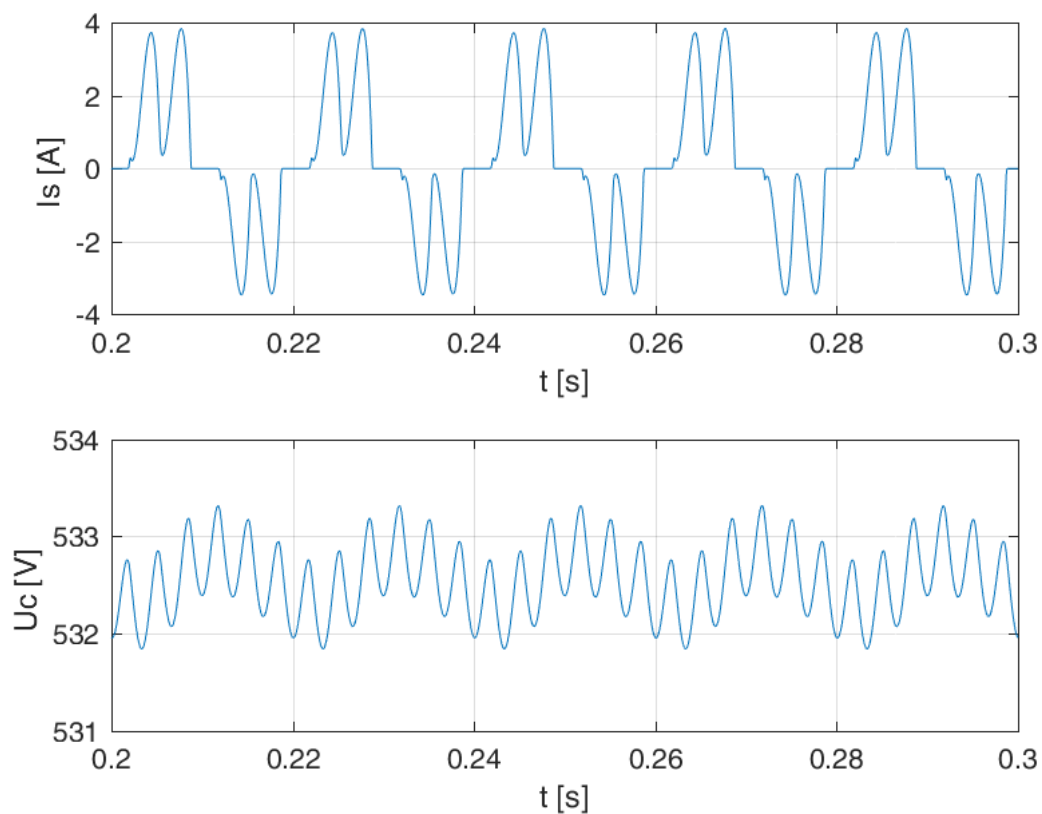
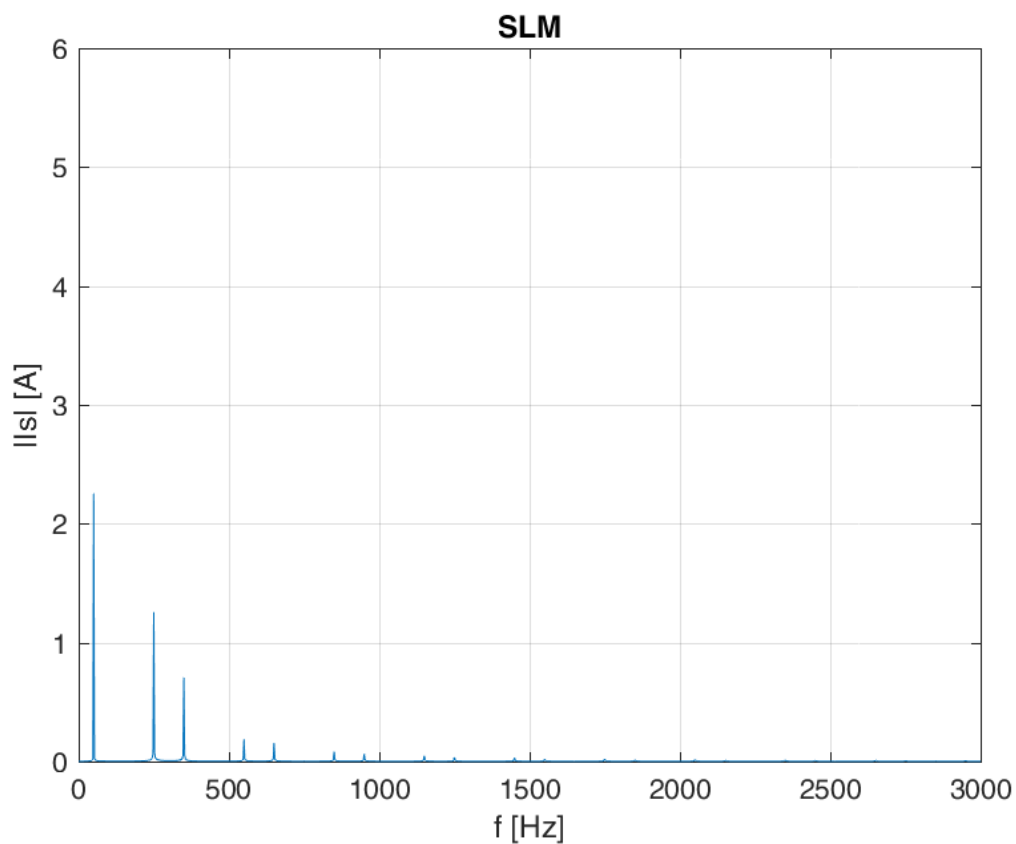
Jak již bylo uvedeno výše, v usměrňovačovém chodu nejsou tranzistory měniče SLM nijak řízeny, jelikož vedou diody, které jsou zapojené v propustném směru. Měnič se tedy chová jako klasický můstkový šestipulsní diodový usměrňovač. Jinak tomu je ve střídačovém chodu. Diody jsou při tomto režimu v závěrném směru, a tak nevedou. Naopak tranzistory jsou řízeny tak, jako by místo nich byly zapojené diody (v propustném směru), které nyní vedou proud opačně.

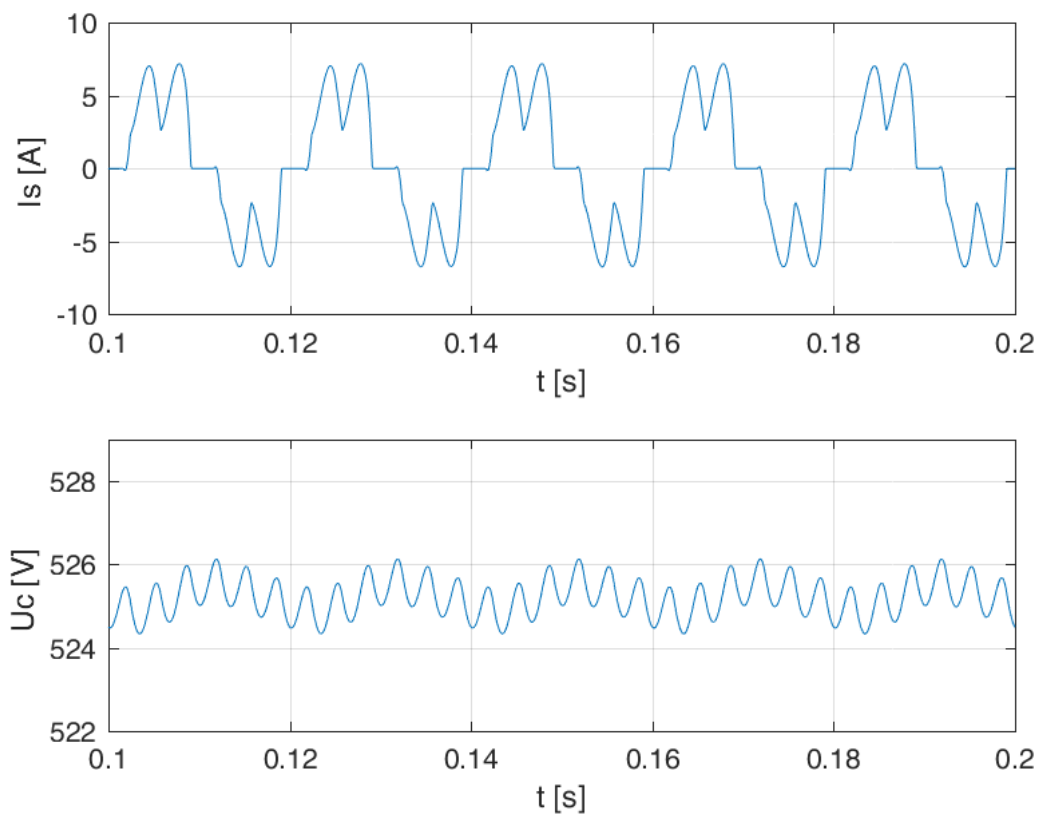
3.1.1 Usměrňovačový chod

Zde byl simulován měnič SLM v usměrňovačovém režimu pro dva různé zátěžné proudy a byl zkoumán vliv těchto změn na obsah harmonických složek proudu sítě I_s . Na obr.11 je znázorněn průběh proudu sítě I_s , který má klasický tvar proudu diodového usměrňovače. Pod ním průběh zvlněného napětí na kondenzátoru U_c . Na obr.12 je vidět harmonická analýza proudu sítě. Při porovnání obr.12 a 14 je vidět, že při malých zátěžných proudech mají vyšší harmonické složky proudu sítě vyšší procentuální podíl oproti první harmonické. Na obrázku 14 vidíme, že se procentuální podíl vyšších harmonických zmenšuje a že ve spektru se dle amplitudového zákona objevují vyšší harmonické (zejména 5., 7., 11., 13., atd.)

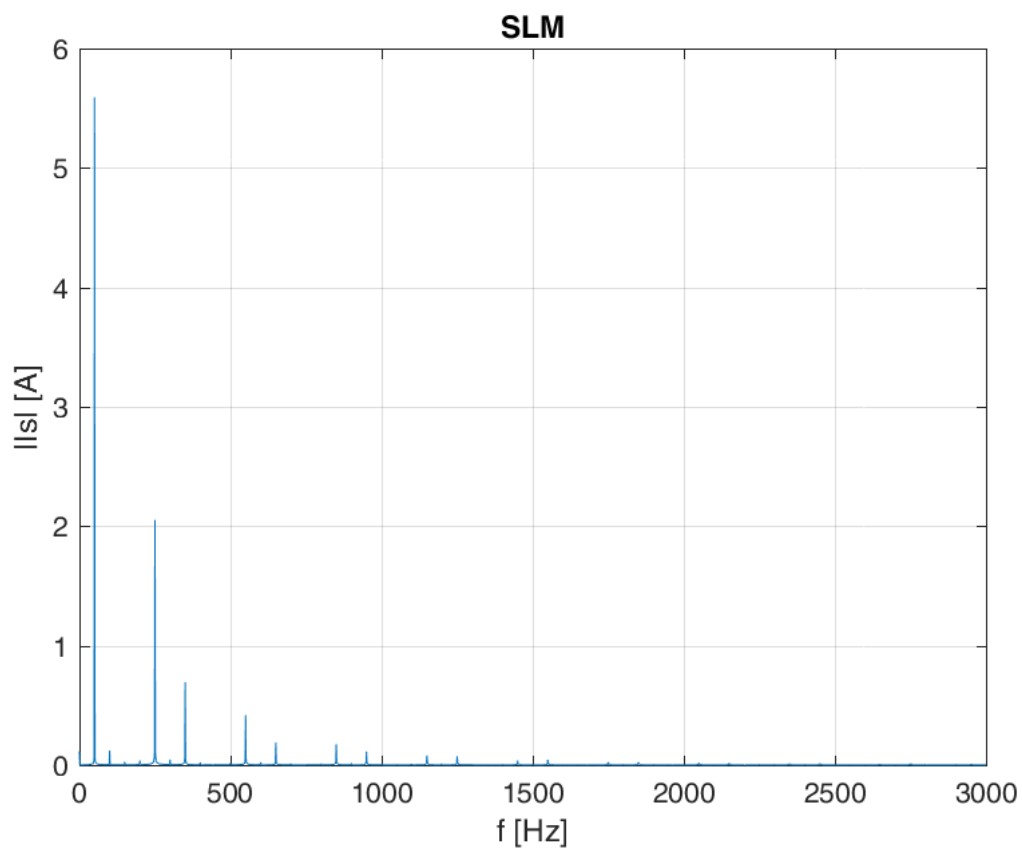
3.1.2 Střídačový chod

Zde byl simulován měnič SLM ve střídačovém chodu opět pro dva různé zátěžné proudy a byl zkoumán vliv těchto změn na obsah harmonických složek proudu sítě I_s . Je zde vidět analogie jako v usměrňovačovém chodu. Ve střídačovém chodu je vidět, že proud sítě má jiný tvar. Při porovnání obr.14 a 16 je vidět, že v tomto režimu je procentuální obsah vyšších harmonických menší.

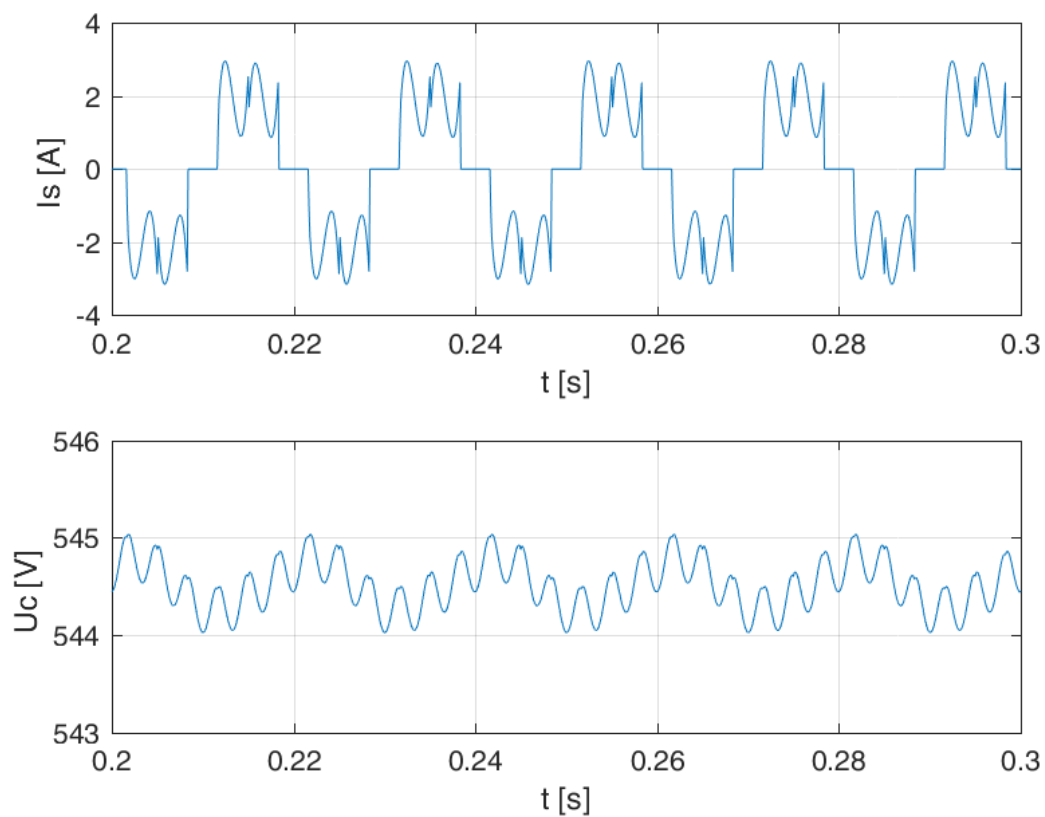
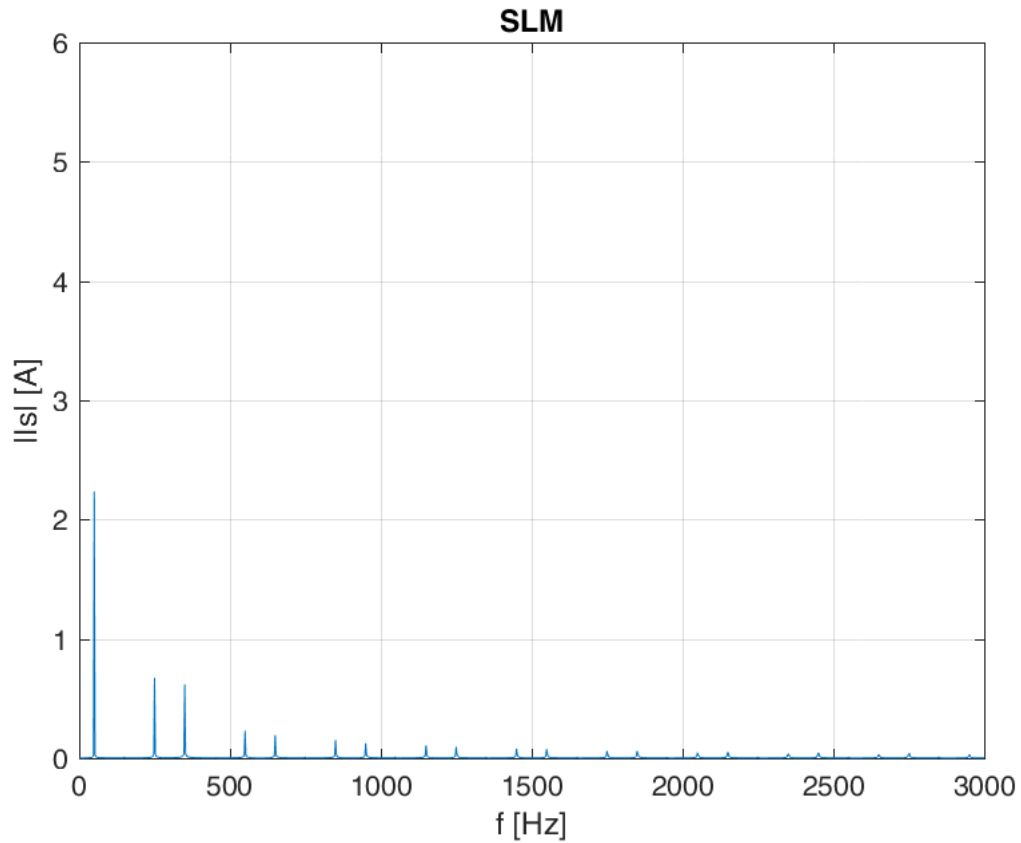
Obr. 11 Průběh I_s a U_c měniče SLM při $I_z = 2$ AObr. 12 Harmonická analýza proudu sítě I_s měniče SLM při $I_z = 2$ A

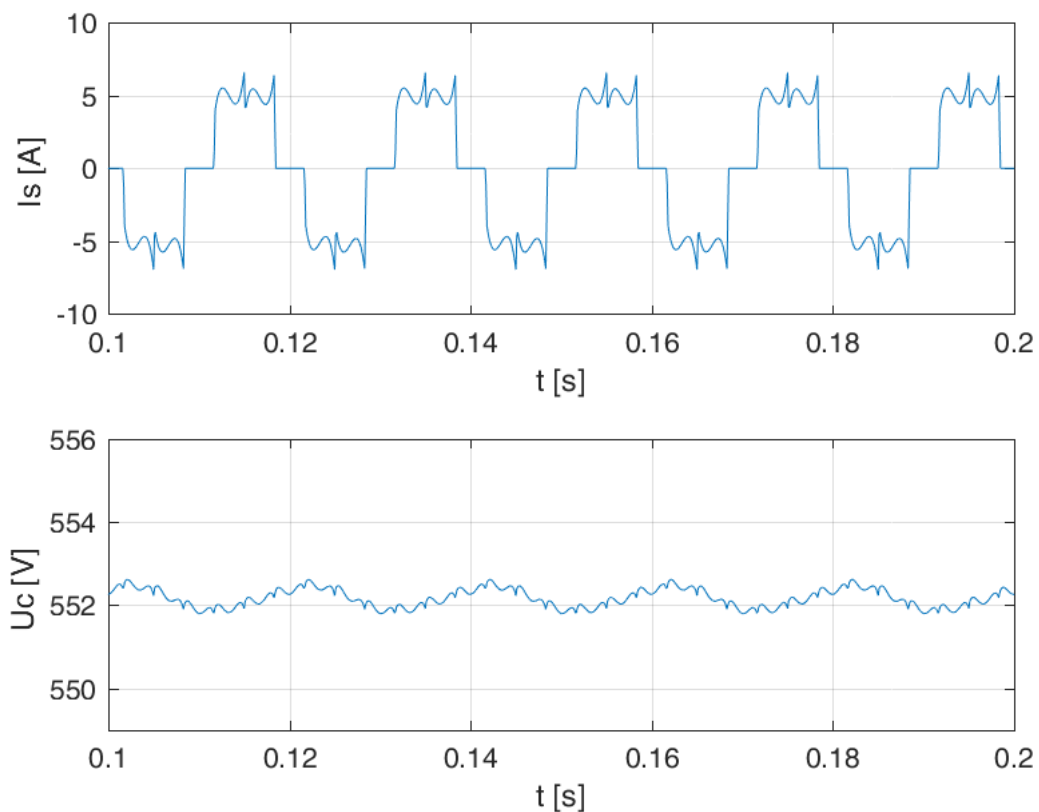


Obr. 13 Průběh I_s a U_c měniče SLM při $I_z = 5$ A

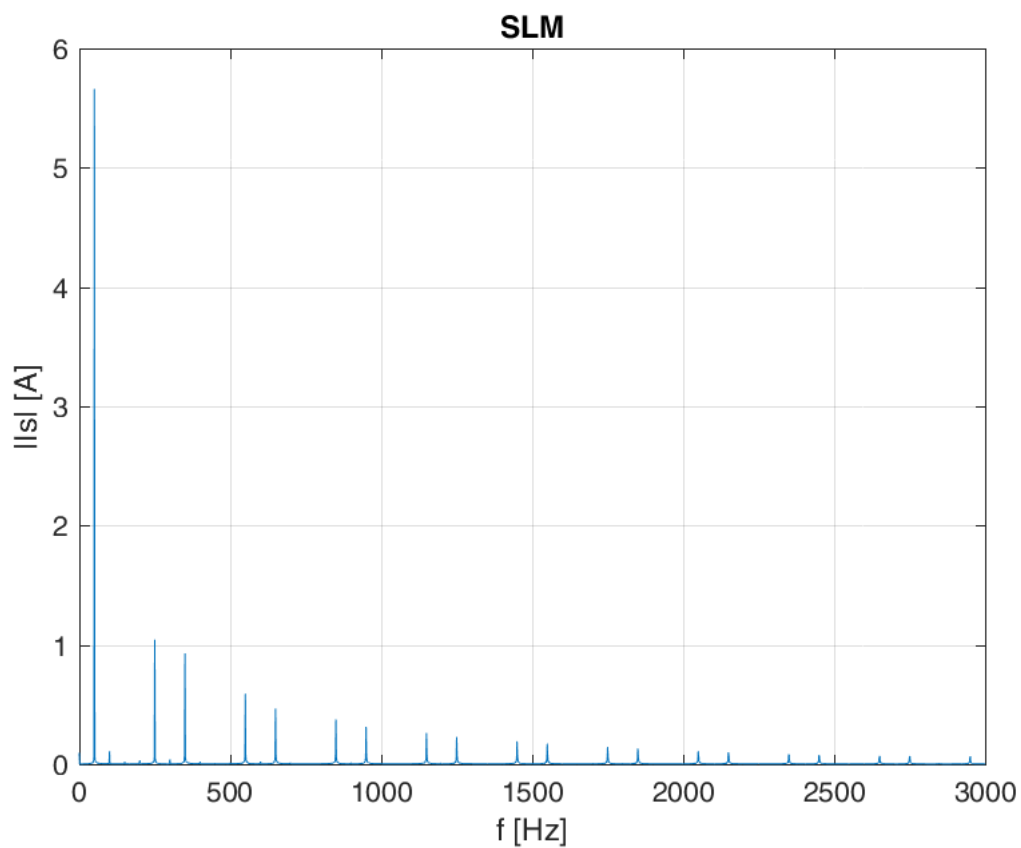


Obr. 14 Harmonická analýza proudu sítě I_s měniče SLM při $I_z = 5$ A

Obr. 15 Průběh I_s a U_c měniče SLM při $I_z = -2$ AObr. 16 Harmonická analýza proudu sítě I_s měniče SLM při $I_z = -2$ A



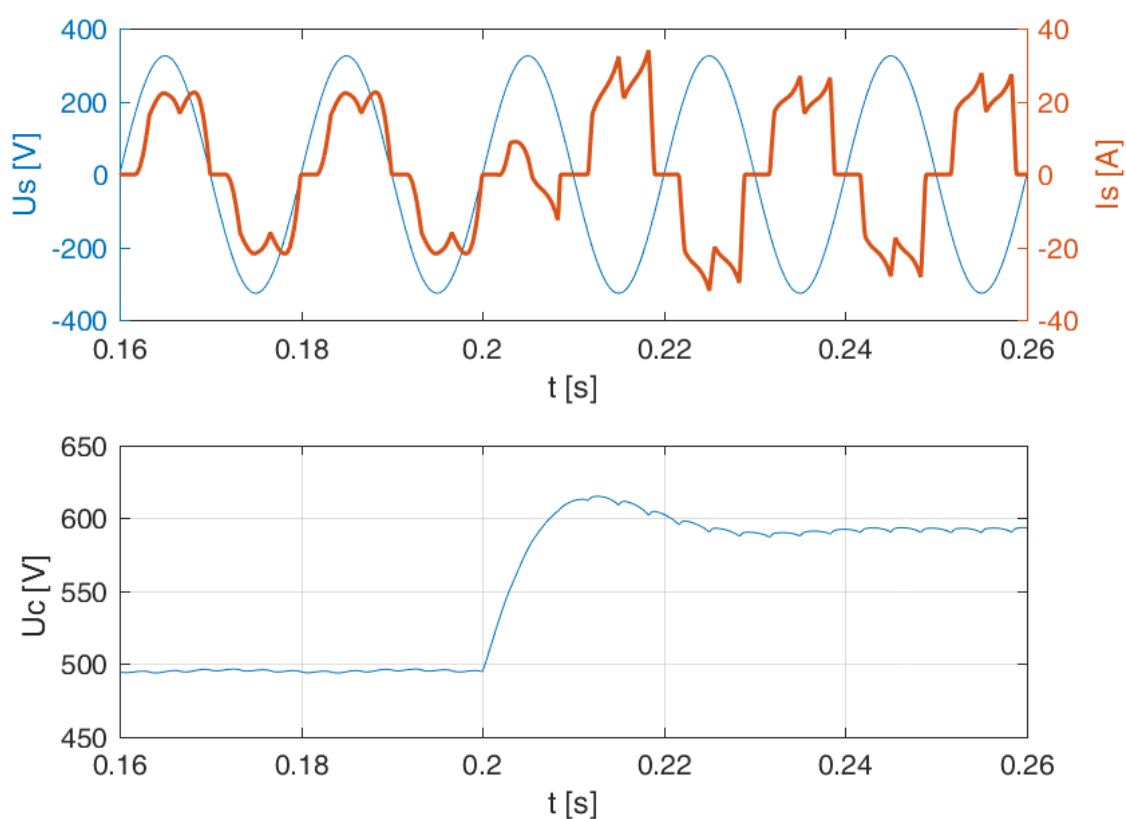
Obr. 17 Průběh I_s a U_c měniče SLM při $I_z = -5$ A



Obr. 18 Harmonická analýza proudu sítě I_s měniče SLM při $I_z = -5$ A

3.1.1 Přechod z usměřovačového do střídačového chodu

V následující simulaci byl zkoumán přechod měniče SLM z usměřovačového do střídačového chodu. Ve tom je vidět klasický průběh proudu sítě při průchodu proudu přes diody v usměřovačovém chodu. V čase 0,2 sekundy nastane změna proudu zátěže z 20 A na -20 A, diody přestanou vést a místo jich začnou vést tranzistory. Průběh proudu závisí na velikosti proudu zátěže I_z . Z grafu je vidět, že přechod je rychlý, avšak napětí kondenzátoru není konstantní tak, jak to bude vidět u měniče AFE. Napětí na kondenzátoru se přitom zvětší o cca 100 V.



Obr. 19 Průběh I_s , U_s a U_c při změně zátěže z $I_z = 20$ A na $I_z = -20$ A u měniče SLM

3.2 Simulační model pro „Active Front End“

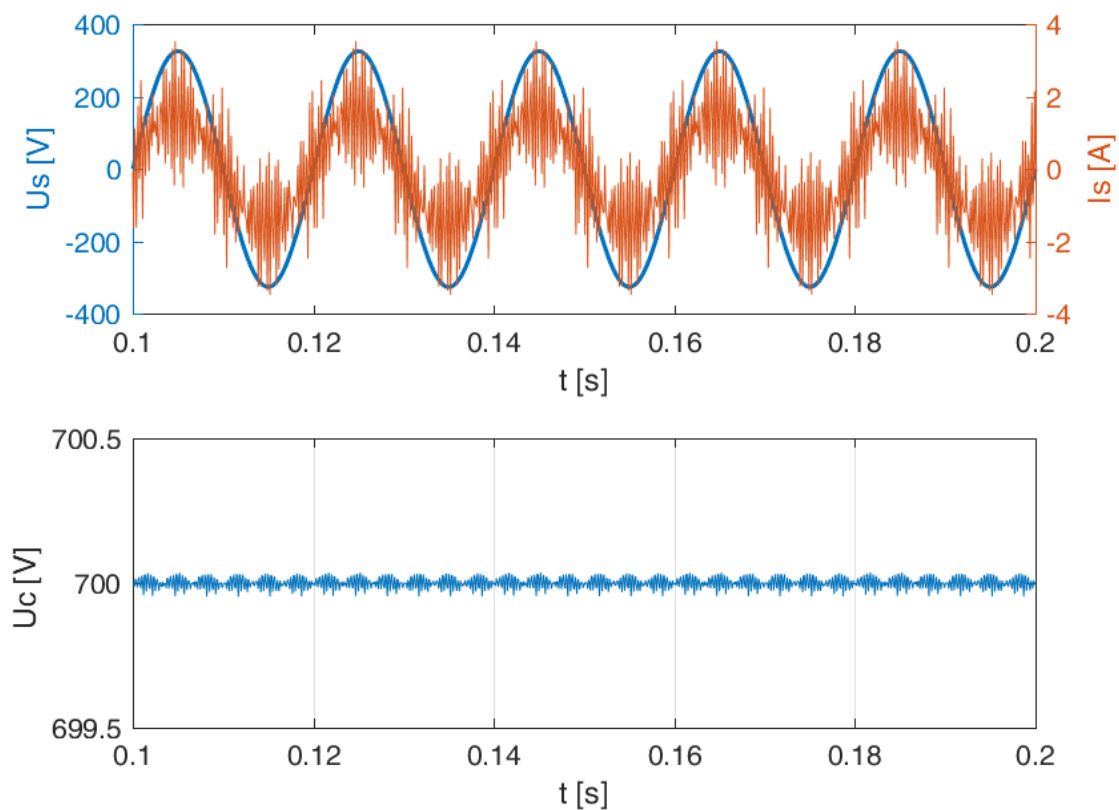
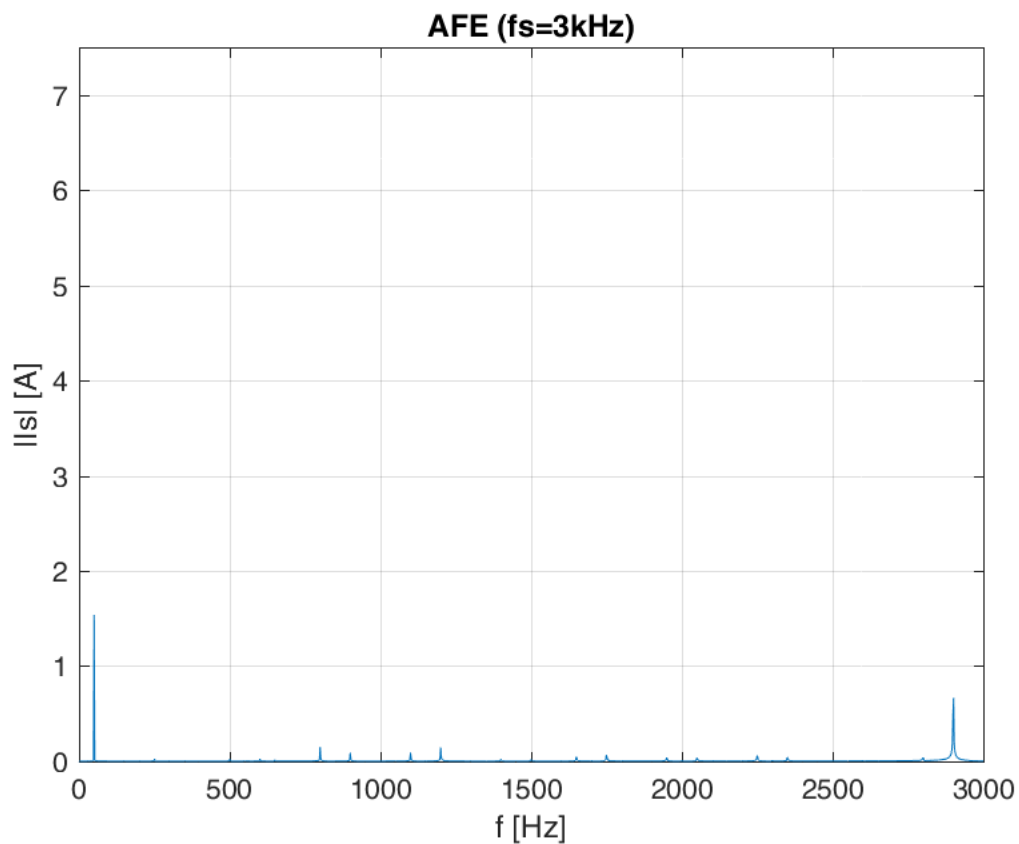
Model měniče AFE je již oproti SLM složitější. Tento měnič pracuje tak, že udržuje konstantní napětí na kondenzátoru $U_c^*=700\text{ V}$, a to díky vhodně navrženému algoritmu s regulátorem napětí. Jmenovitý proud zátěží je $I_z=20\text{ A}$. Jmenovitý výkon měniče je tedy $P_n=14\text{ kW}$. Spínací frekvence je $f_s=3\text{ kHz}$. V Simulinku jsem vytvořil schéma pro vektorové řízení měniče AFE dle obr. 9. Jmenovité hodnoty jsou znázorněné v následující tabulce.

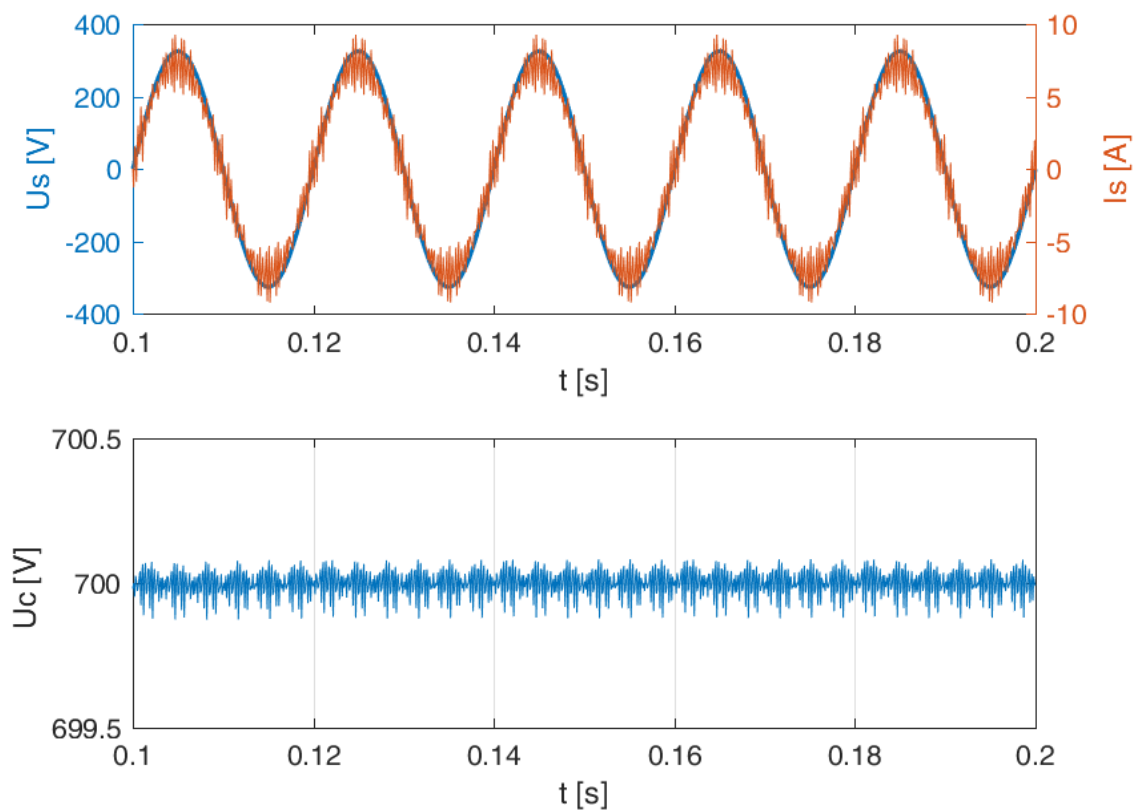
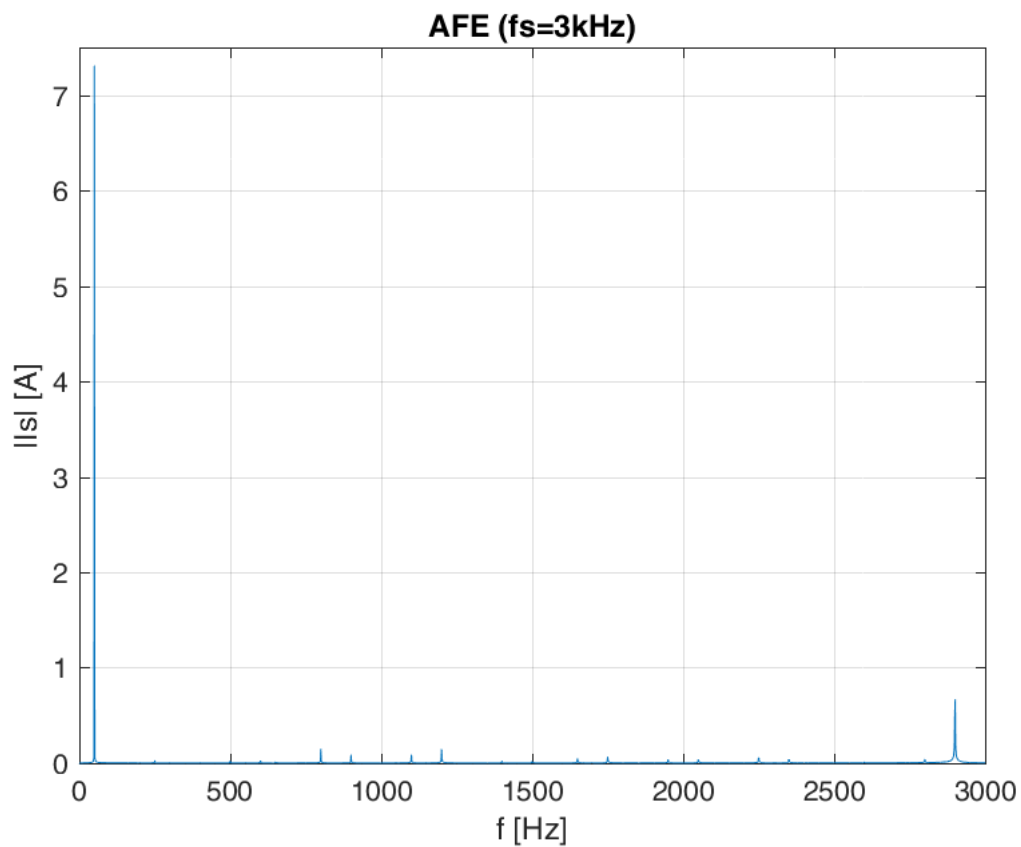
Požadované napětí meziobvodu	U_c^*	700 V
Jmenovitý proud	I_z	20 A
Jmenovitý výkon	P_n	14 kW
Spínací frekvence IGBT	f_s	3 kHz

Tab. 2 Základní parametry simulačního odvodu

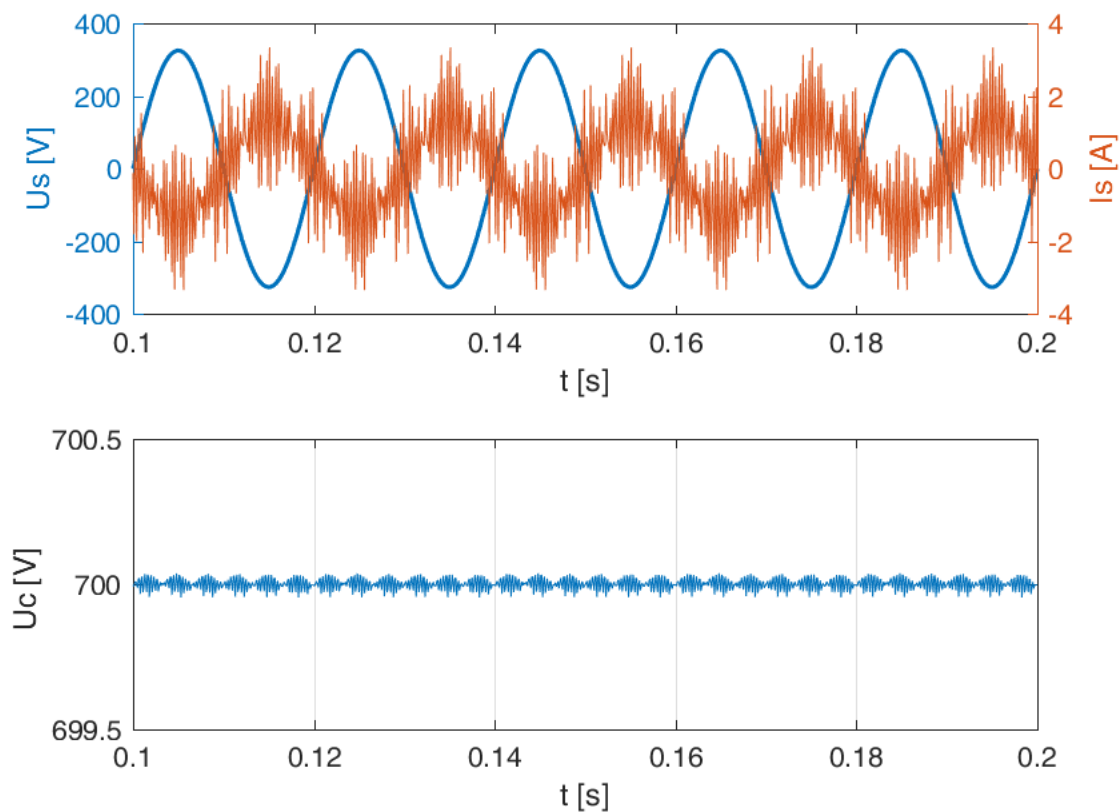
3.2.1 Usměrňovačový chod

V následujících grafech byl simulován měnič AFE v usměrňovačovém chodu pro různé zátěžné proudy a byl opět zkoumán vliv těchto změn na obsah harmonických složek proudu sítě I_s , stejně jako u měniče SLM. Z harmonické analýzy je vidět, že při malých zátěžných proudech mají vyšší harmonické složky proudu sítě vyšší procentuální podíl oproti první harmonické např. na obrázku 21. Při zátěži 5 A na obrázku 22 vidíme, že se podíl vyšších harmonických zmenšuje. V absolutních číslech se ale hodnoty nemění a zůstávají stejné. Výsledky simulací jsou podobné jako u měniče SLM, avšak zde se síťové proudy mnohem více blíží sinusovému průběhu proudu. Z grafů napětí kondenzátoru je vidět, že při vektorovém řízení je v ustáleném stavu napětí téměř konstantní s minimálním zvlněním oproti měniči SLM.

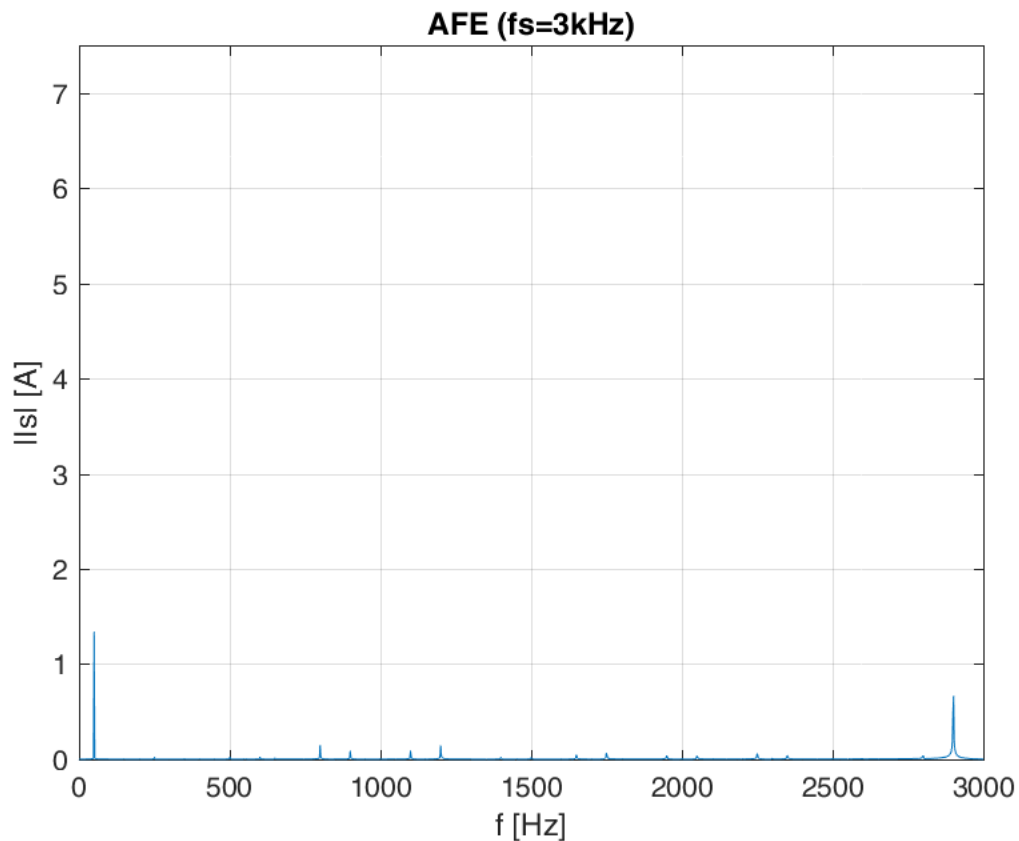
Obr. 20 Průběh I_s , U_s a U_c měniče AFE při $I_z = 1$ AObr. 21 Harmonická analýza proudu sítě I_s měniče AFE při $I_z = 1$ A

Obr. 22 Průběh I_s , U_s a U_c měniče AFE při $I_z = 5$ AObr. 23 Harmonická analýza proudu sítě I_s měniče AFE při $I_z = 5$ A

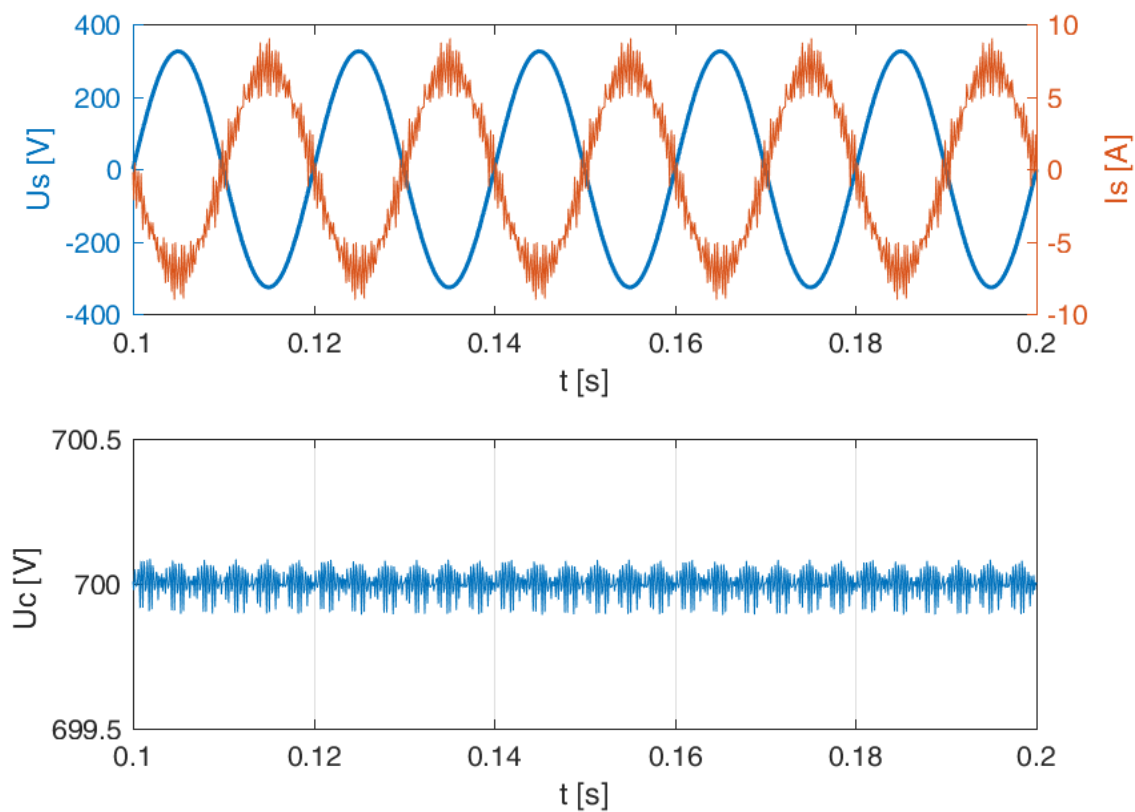
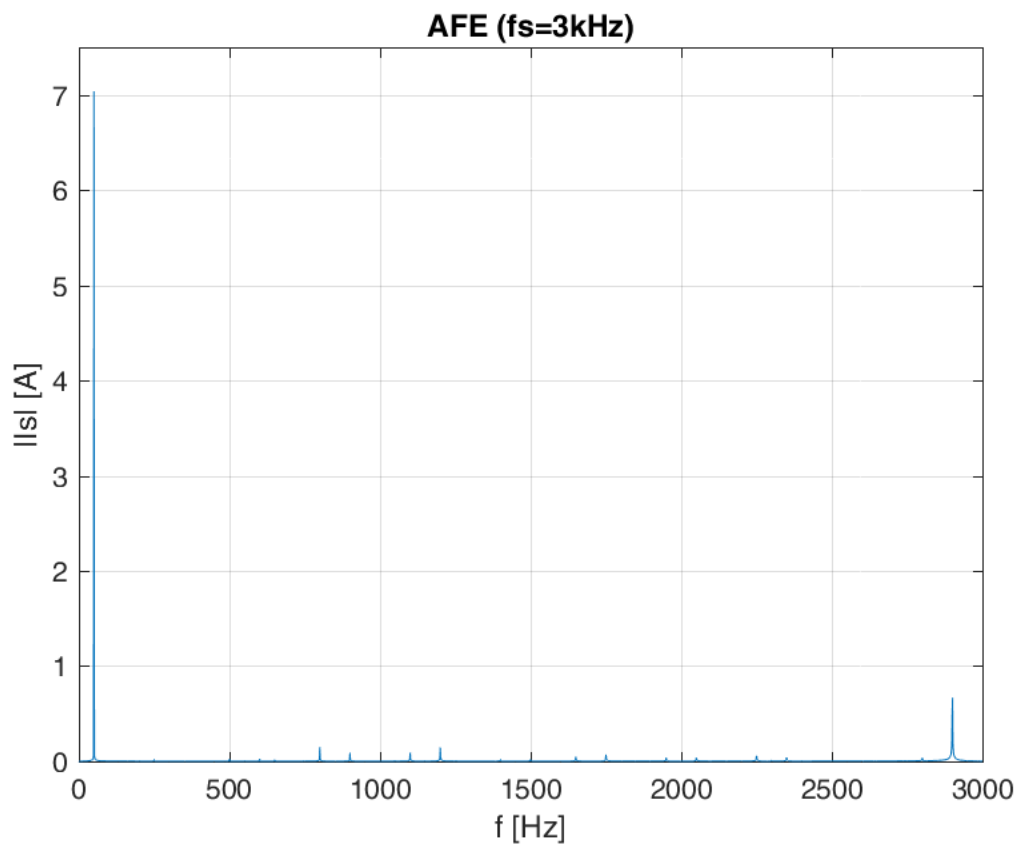
3.2.2 Střídačový chod



Obr. 24 Průběh I_s , U_s a U_c měniče AFE při $I_z = -1$ A

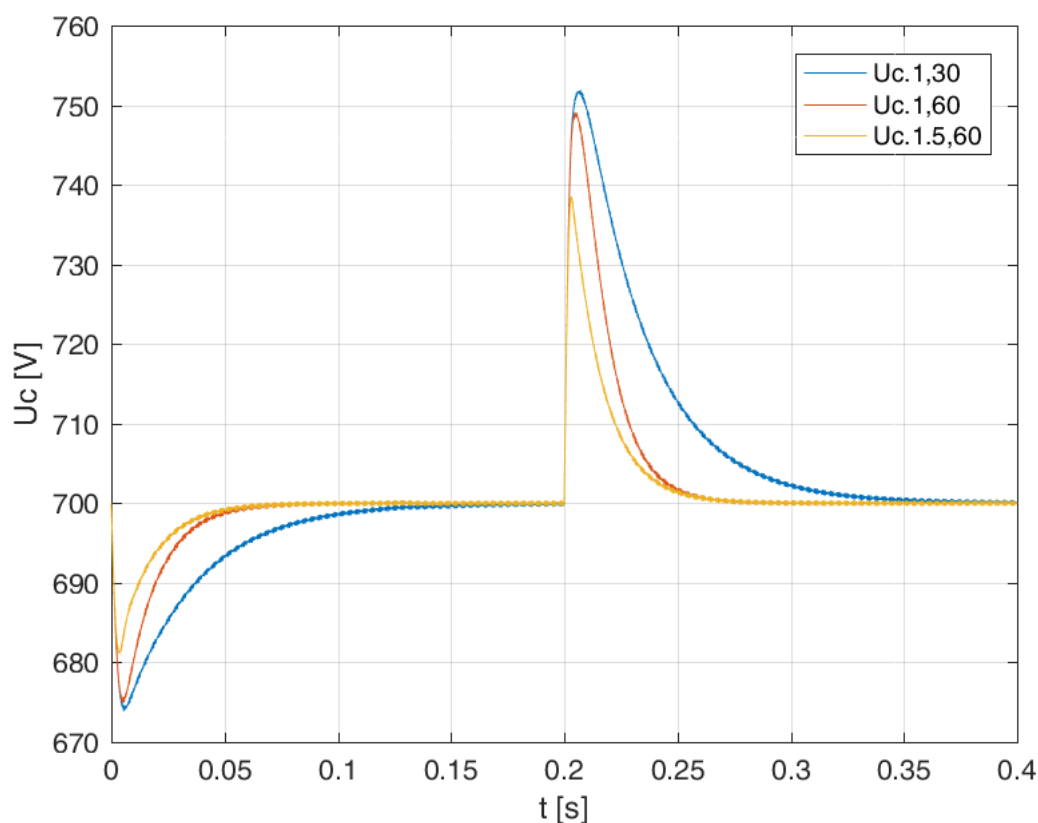


Obr. 25 Harmonická analýza proudu sítě I_s měniče AFE při $I_z = -1$ A

Obr. 26 Průběh I_s , U_s a U_c měniče AFE při $I_z = -5$ AObr. 27 Harmonická analýza proudu sítě I_s měniče AFE při $I_z = -5$ A

3.2.3 Přechod z usměrňovačového do střídačového chodu

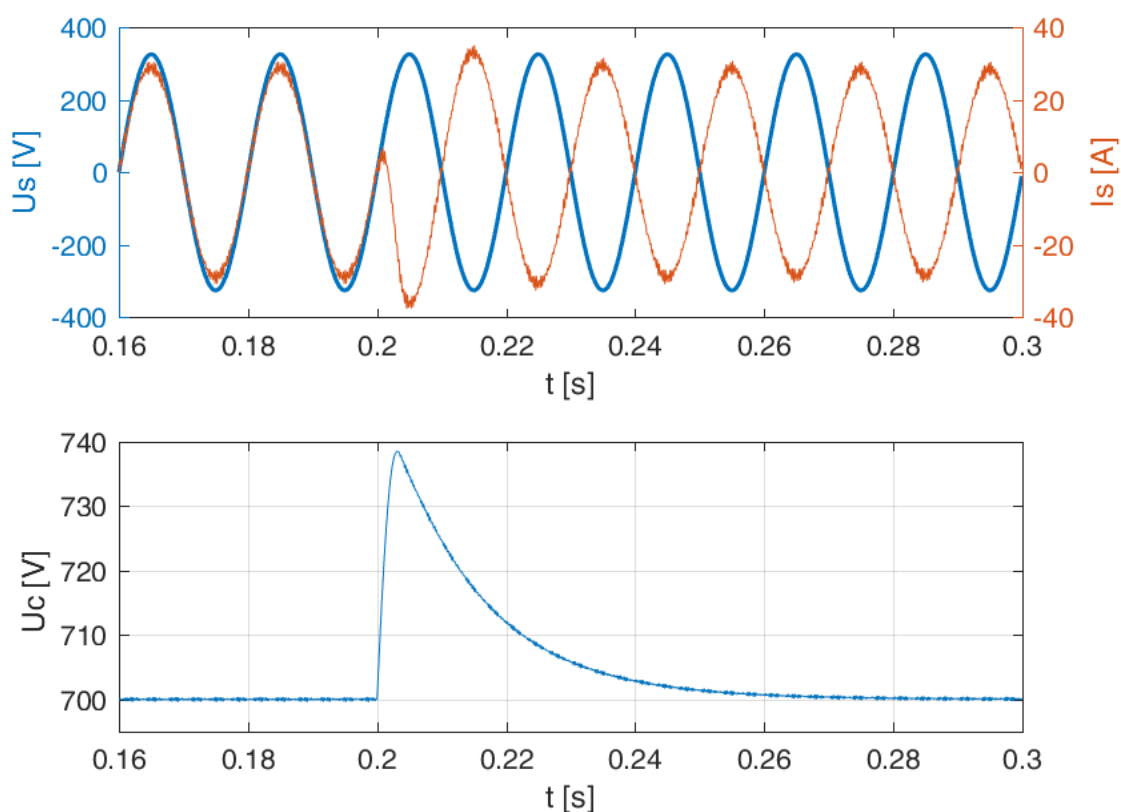
V následující simulaci přechodového děje z usměrňovačového do střídačového chodu jsem měnil hodnoty proporcionální a integrační složky regulátoru napětí U_c , čímž se měnila doba tohoto přechodného jevu, jeho tvar a také velikost překmitu napětí U_c . Požadované napětí kondenzátoru bylo $U_c^* = 700$ V. Tato simulace startovala z klidového stavu s $U_c = 700$ V a nulovým proudem zátěže $I_z = 0$ A. V čase 0 sekund nastal skok proudu zátěže na $I_z = 20$ A, přičemž v grafu na obrázku 28 vidíme pokles napětí kondenzátoru, které se po přechodovém ději díky regulátoru opět ustálí na požadované hodnotě. V čase 0,2 sekundy nastala změna proudu zátěže z $I_z = 20$ A na $I_z = -20$ A a vidíme naopak překmit napětí a jeho opětovné ustálení. V legendě je patrné, které hodnoty proporcionálního a integračního zesílení platí pro danou křivku.



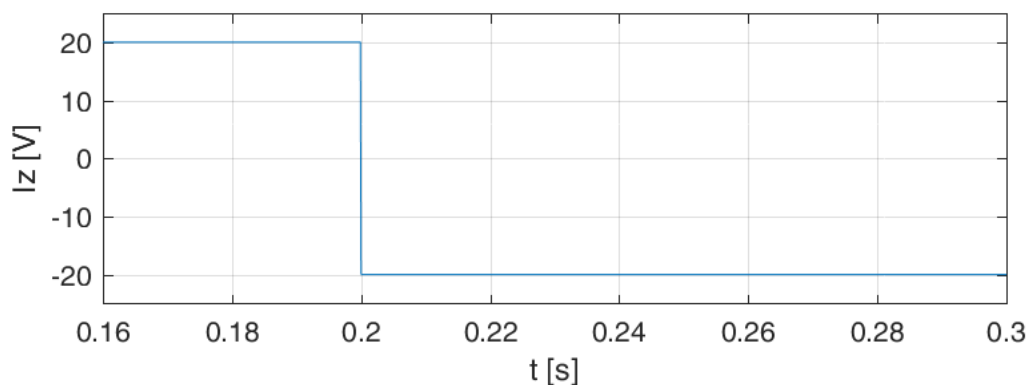
Obr. 28 Vliv nastavení regulátoru U_c na přechodový děj usměrňovačový/střídačový chod pro $f_s = 3$ kHz

Například nejlepší průběh přechodového děje, který trval zhruba 80 milisekund, vyšel pro žlutou křivku napětí U_c s proporcionálním zesílením 1,5 a integračním zesílením 60, který měl v usměrňovačovém chodu podkmit napětí okolo 19 V a při střídačovém chodu překmit 38 V, což je okolo 5,5 % z požadované hodnoty. Modrá křivka měla oproti ostatním delší čas ustálení, což plyne z její poloviční hodnoty integrační složky. Na velikost překmitu má samozřejmě vliv velikost kondenzátoru, která je v tomto případě $C=2\text{ mF}$.

Na následujícím grafu je vidět průběh proudu sítě při změně smyslu proudu zátěže. Děj nastane v čase 0,2 sekundy a následuje mírný nárůst proudu, který odezní přibližně po 30 milisekundách. Tento přechodový děj je tedy velice rychlý díky vektorovému řízení, které také zajišťuje rychlou změnu velikosti fázového posunu mezi napětím a proudem sítě z nulového fázového posunu do protifáze. Je tedy patrné, že v této simulaci byl požadovaný jalový proud nulový tzn. $I_{sd}=0\text{ A}$.

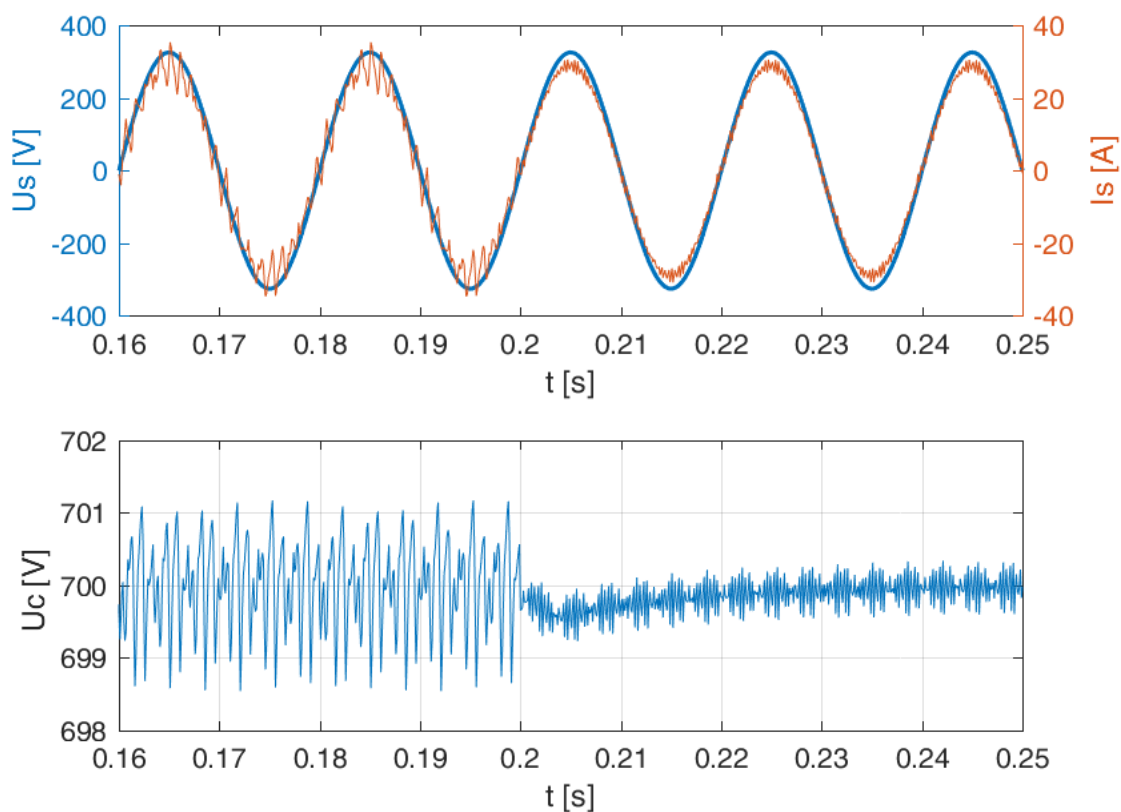


Obr. 29 Průběh I_s , U_s a U_c při změně zátěže z $I_z = 20\text{ A}$ na $I_z = -20\text{ A}$ u měniče AFE

Obr. 30 Změna zátěže z $I_z = 20$ A na $I_z = -20$ A u měniče AFE

3.2.1 Vliv změny spínací frekvence

Grafy na obrázku 31 zobrazuje vliv změny spínací frekvence na zvlnění proudu sítě. Na obrázcích 32-35 je vidět vliv změny spínací frekvence na obsah vyšších harmonických. V prvním grafu je simulována změna spínací frekvence z 1 kHz na 3 kHz v čase 0,2 sekundy při usměrňovačovém chodu a proudu sítě $I_z = 20$ A.

Obr. 31 Vliv změny f_s (z 1 kHz na 3 kHz) na zvlnění I_a a U_c při $I_z = 20$ A

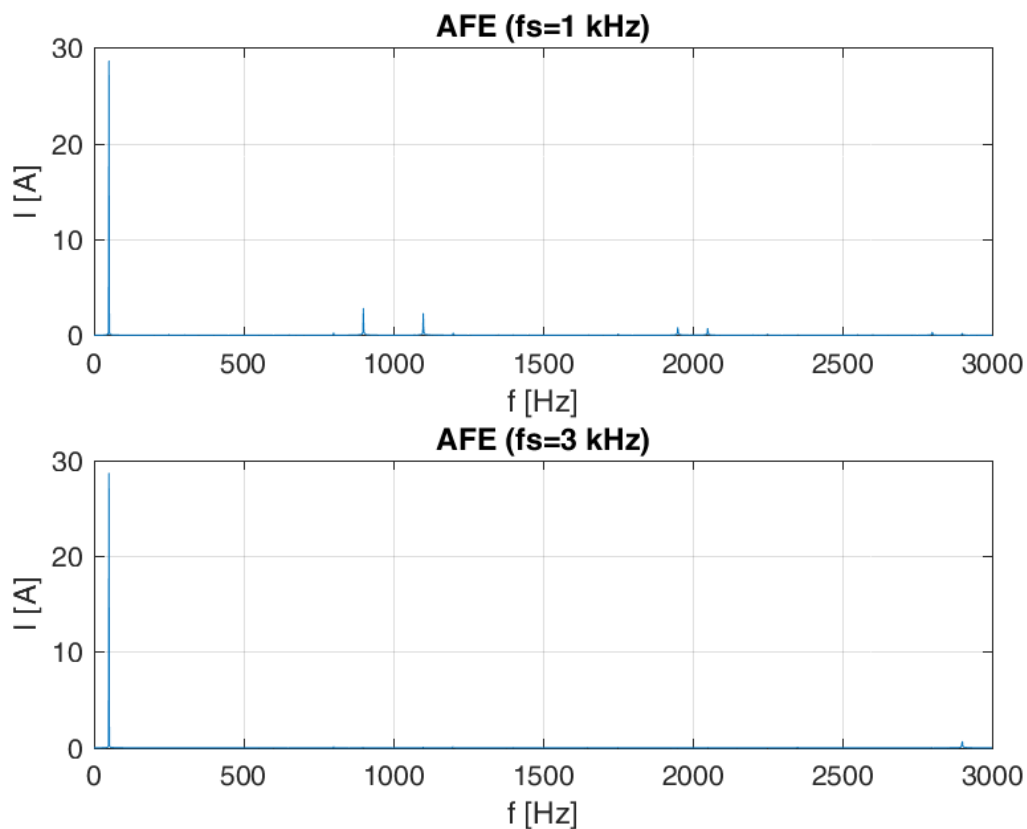
Je vidět, že velikost spínací frekvence má vliv na zvlnění napětí na kondenzátoru a také na obsah vyšších harmonických proudů sítě. Zvlnění napětí se při spínací frekvenci 1 kHz pohybuje okolo 2,5 V a při 3 kHz okolo 1 V, což je velice dobré. Harmonickou analýzu proudů sítě jsem prováděl pro $I_z = 10$ a 20 A. Horní graf zobrazuje spektrum harmonických od 50 Hz do 3 kHz. Spodní graf zobrazuje detail harmonické analýzy bez základní harmonické proudů sítě. Při porovnání obou analýz je vidět, že při snížení zátěžného proudů klesne velikost první harmonické na polovinu. Tak tomu ale není v případě vyšších harmonických. Když například porovnáme velikost vyšších harmonických při $f_s = 1$ kHz, zjistíme, že ta zůstává téměř stejná. Z toho plyne, že obsah a velikost vyšších harmonických jsou téměř nezávislé na zatěžovacím proudů. Naproti tomu jsou závislé na spínací frekvenci. Jakmile totiž zvýšíme spínací frekvenci na $f_s = 3$ kHz, zjistíme, že se harmonické posouvají do oblasti vyšších frekvencí. Přitom se ale také zvyšují spínací ztráty.

Z grafů je například vidět, že při spínací frekvenci $f_s = 1$ kHz a $I_z = 20$ A obsahuje proud sítě 18. a 22. harmonickou (jejichž velikost je cca $I_{s(18)} = 3$ A a $I_{s(22)} = 2,5$ A). Při zvýšení spínací frekvence na $f_s = 3$ kHz tyto harmonické mizí a posouvají se do vyšších hodnot. Při této frekvenci je zde první větší vyšší 58. harmonická a její velikost je $I_{s(58)} = 0,75$ A.

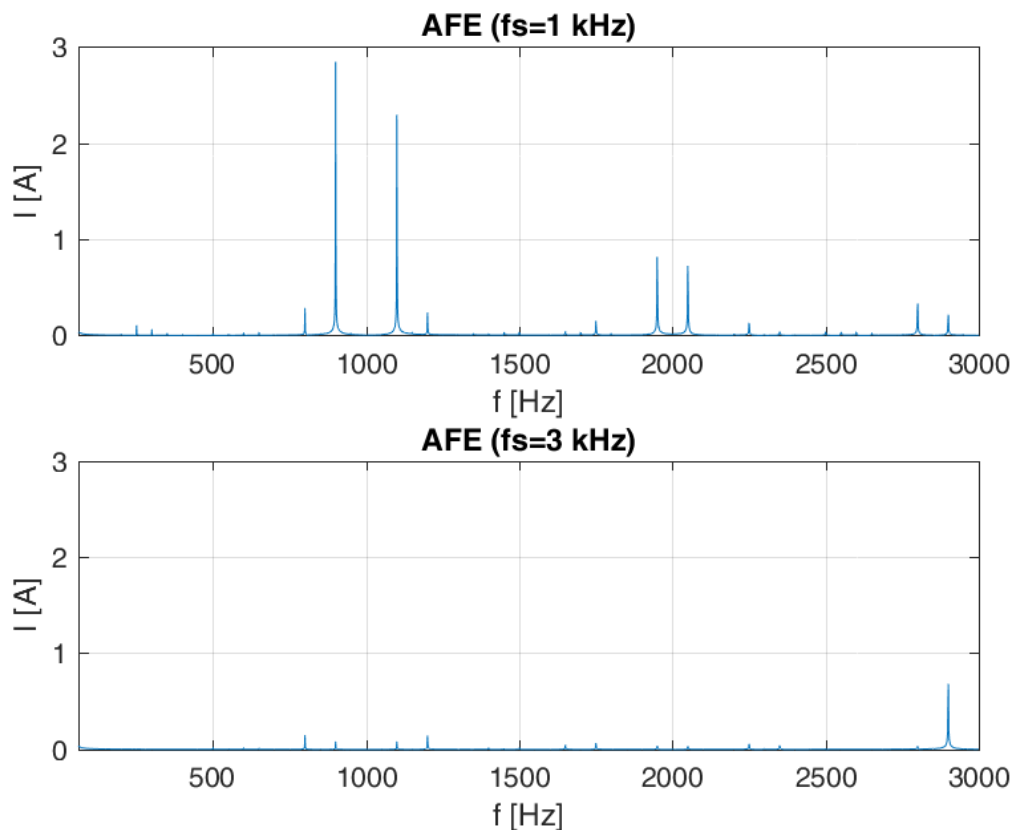
Podle výpočtů v publikaci [9] plyne, že frekvenční spektrum proudů sítě, který je modulován pomocí PWM, je tvořeno skupinou harmonických, které jsou situovány v okolí násobků spínací frekvence o určité šířce frekvenčního pásma. Odchyly frekvenčních složek od h -násobku spínací frekvence jsou dané následujícím vztahem

$$\Delta f_h = hf_s \pm f_m \quad (20)$$

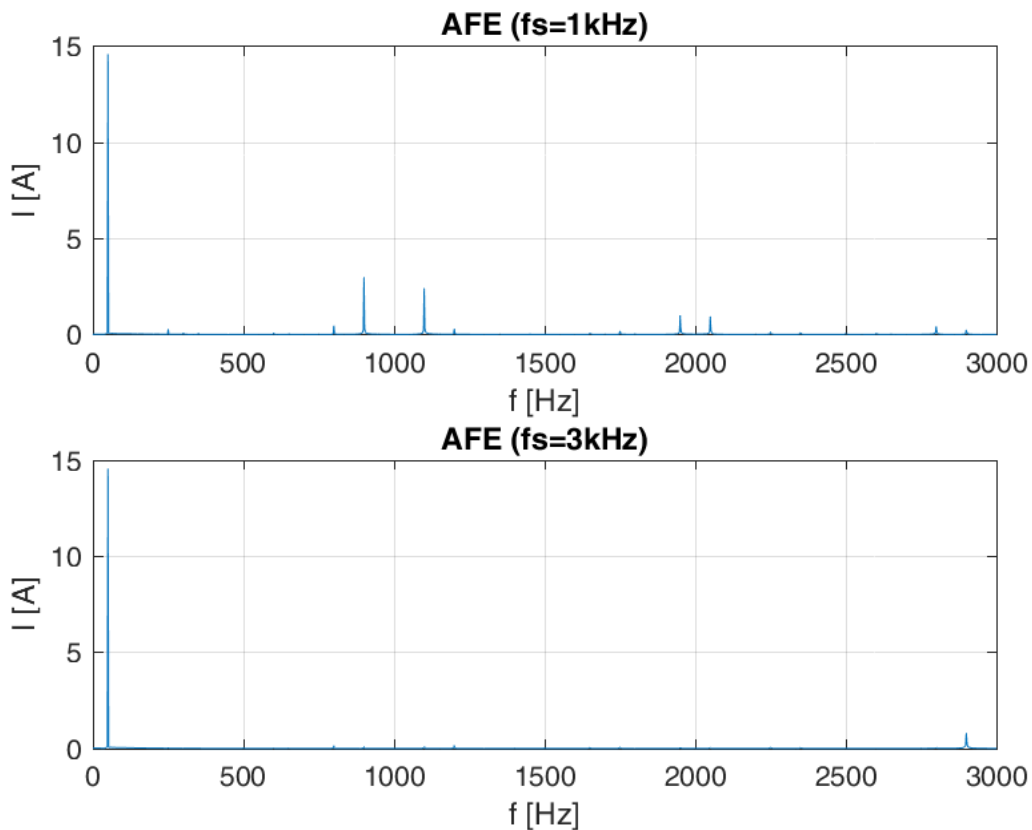
kde f_s je spínací frekvence, f_m je frekvence modulačního signálu a h je číslo harmonické.



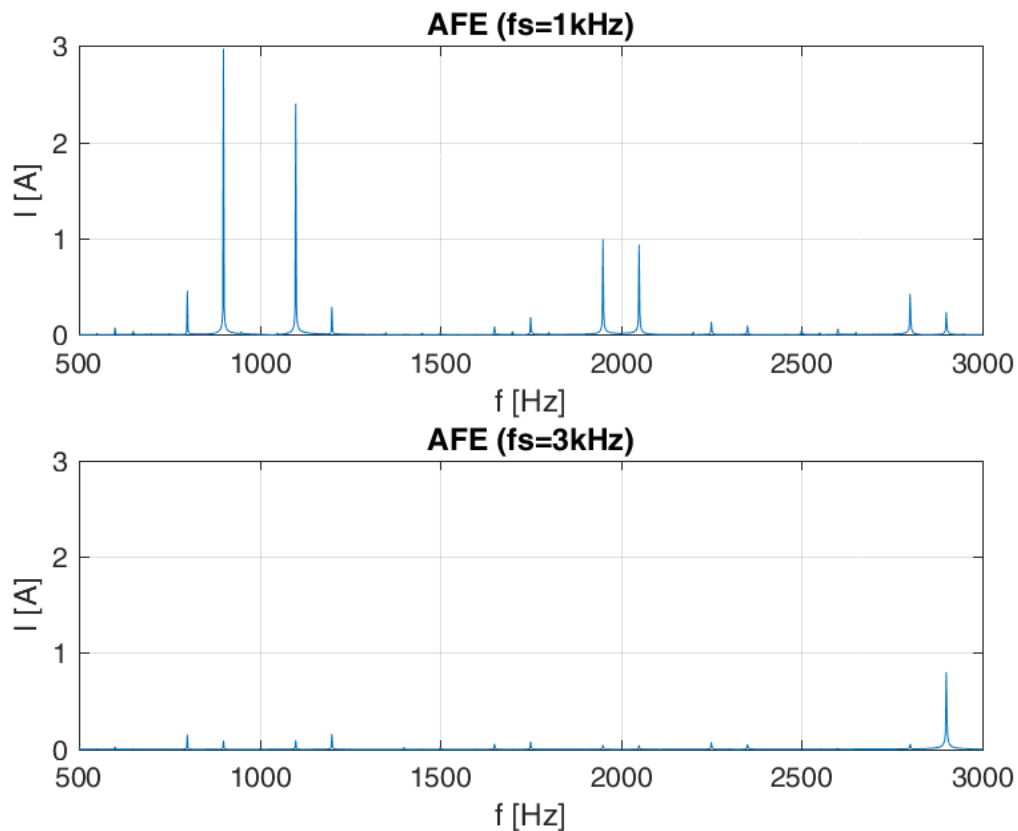
Obr. 32 Vliv změny f_s (z 1 kHz na 3 kHz) na obsah vyšších harmonických proudů I_a včetně 1. harmonické při $I_z = 20$ A



Obr. 33 Vliv změny f_s (z 1 kHz na 3 kHz) na obsah vyšších harmonických proudů I_a kromě 1. harmonické při $I_z = 20$ A



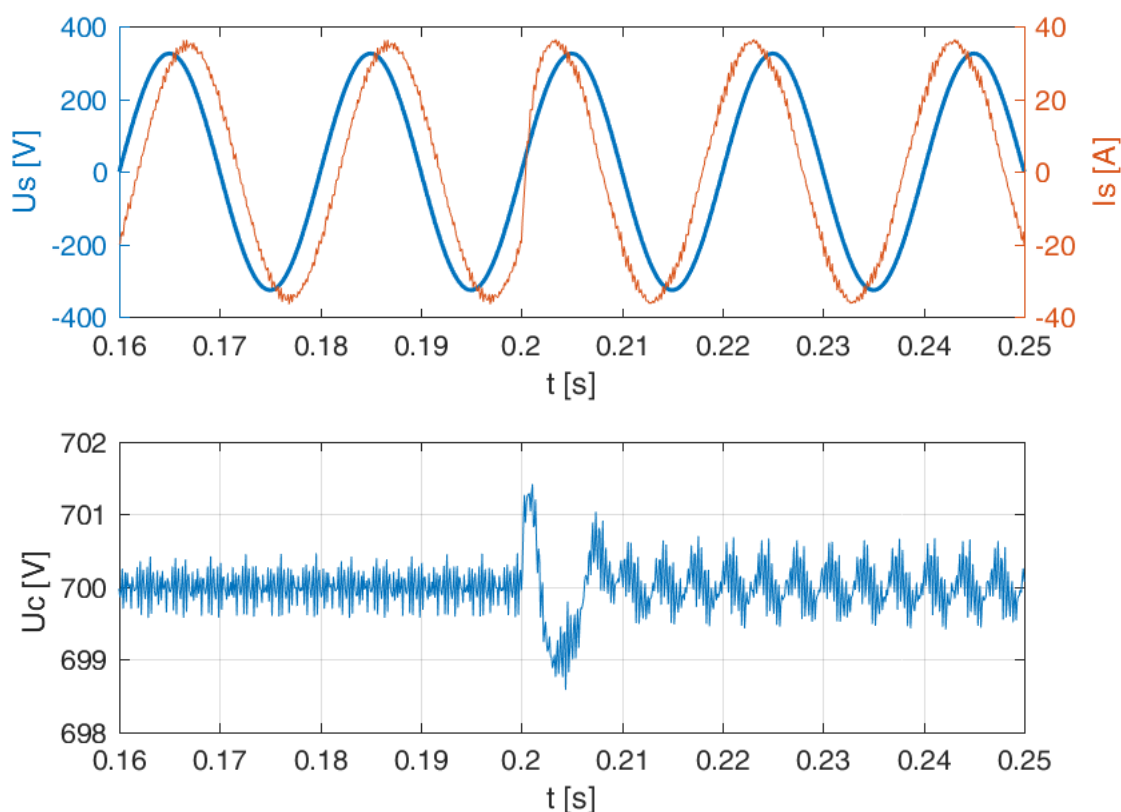
Obr. 34 Vliv změny f_s (z 1 kHz na 3 kHz) na obsah vyšších harmonických proudů I_a včetně 1. harmonické při $I_z = 10$ A



Obr. 35 Vliv změny f_s (z 1 kHz na 3 kHz) na obsah vyšších harmonických proudů I_a kromě 1. harmonické při $I_z = 10$ A

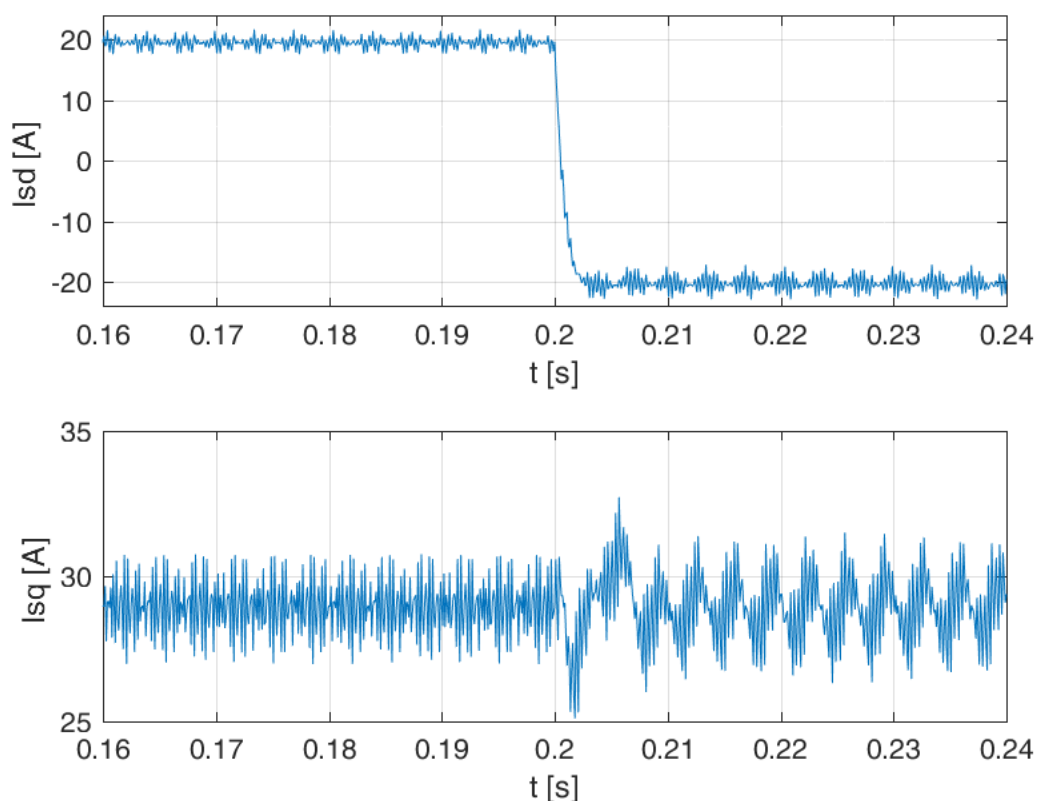
3.2.2 Odezva na skokovou změnu požadovaného jalového proudu

V grafu na obrázku 36 je simulován skok požadovaného jalového proudu sítě z 20 A na -20 A. Je vidět, že před skokovou změnou požadovaného jalového proudu sítě v čase 0,2 sekundy napětí předbíhá proud, a tudíž je jalový výkon induktivního charakteru dodáván ze sítě do měniče. Pak nastává přechodový děj, kdy se tyto poměry otočí, jalový proud začne být generován měničem, a ten se chová jako zdroj jalového výkonu a lze pomocí toho například kompenzovat jalový výkon. Vidíme, že přechodový děj probíhá asi 5 milisekund, což je velmi rychlé. Překmit napětí je 1,5 V, což je velmi malá hodnota. V grafu je také vidět fázový posun mezi napětím a proudem sítě, který se po přechodovém ději také změní na opačný.



Obr. 36 Graf závislosti I_s a U_c měniče AFE při $I_z = 20$ A na skokovou změnu požadovaného jalového proudu sítě I_{sd}^* z 20 A na -20 A (tzn. změna z induktivního charakteru do kapacitního)

Na dalším grafu jsou znázorněny časové průběhy činné a jalové složky proudu sítě I_{sd} a I_{sq} . Vidíme, že průběh jalového proudu sítě okamžitě mění svoji hodnotu a přechází do požadované záporné hodnoty velice rychle. Naproti tomu požadovaný činný proud sítě jen trochu zakmitá a opět se ustálí na hodnotě okolo 28 A.



Obr. 37 Graf závislosti I_{sd} a I_{sq} měniče AFE při $I_z = 20\text{ A}$ na skokovou změnu požadovaného jalového proudu sítě I_{sd}^* z 20 A na -20 A (tzn. změna z indukčního charakteru do kapacitního)

3.3 Výpočet spínacích, vodivostních ztrát a účinnosti měniče

Oba měniče jsem také porovnával z hlediska spínacích a vodivostních ztrát v různých pracovních režimech. Nejprve bylo nutné vybrat polovodičové prvky vhodné pro mé měniče. Zvolil jsem modul FS50R12KT4P_B11 od firmy Infineon, který obsahoval 3 půlmůstky. Prvky jsou dimenzovány na propustný proud 50 A a napětí 1200 V . Z datasheetu [8] bylo nejprve nutné vyčíst potřebná data. Zjišťoval jsem hodnoty z výstupních charakteristik a hodnoty z grafu spínacích a vypínacích ztrát, a to vše pro tranzistor a diodu a také různé teploty čipu a napětí na prvcích. Tato data byla následně vložena do tepelného schématu každého simulovaného polovodičového prvku, aby bylo možné zjistit zapínací, vypínací a vodivostní ztráty.

Spínací a vodivostní ztráty jsem získal z bloku „Probe“ neboli sondy. Ty jsem zavedl do bloků, které vypočetly ztrátový výkon v Simulinku. Pro výpočet ztrátového výkonu z vodivostních ztrát jsem použil blok „Periodic average“ a pro spínací ztráty blok „Periodic impulse average“.

V simulaci bylo nutné umístit veškeré prvky na chladič, který byl součástí tepelného schématu (modrou barvou) viz obr.10.

Účinnost měniče byla počítána z výkonu ve stejnosměrném meziobvodu, spínacích a vodivostních ztrát všech tří půlmůstků a Jouleových ztrát na parazitním odporu. Následují rovnice pro výkon ve stejnosměrném meziobvodu P_{ss} , ztráty na jednom spínacím prvku P_{switch} , které se skládají ze spínacích P_{sw} a vodivostních P_{cond} ztrát.

$$P_{ss} = U_c I_z \quad (21)$$

$$P_{lost} = 3R_s I_s^2 + 6P_{switch} \quad (22)$$

$$P_{switch} = P_{sw} + P_{cond} \quad (23)$$

$$\eta = \frac{P_{ss} - P_{lost}}{P_{ss}} \quad (24)$$

Ztráty měniče jsem také simuloval v programu Semisel od firmy Semikron. Simuloval jsem měnič AFE ve jmenovitém pracovním bodě s $f_s = 3kHz$. U měniče vyšly celkové ztráty jednoho spínacího prvku $P_{switch} = 29 W$. V mé simulaci vyšly tyto ztráty 27 W.

4 Porovnání obou měničů

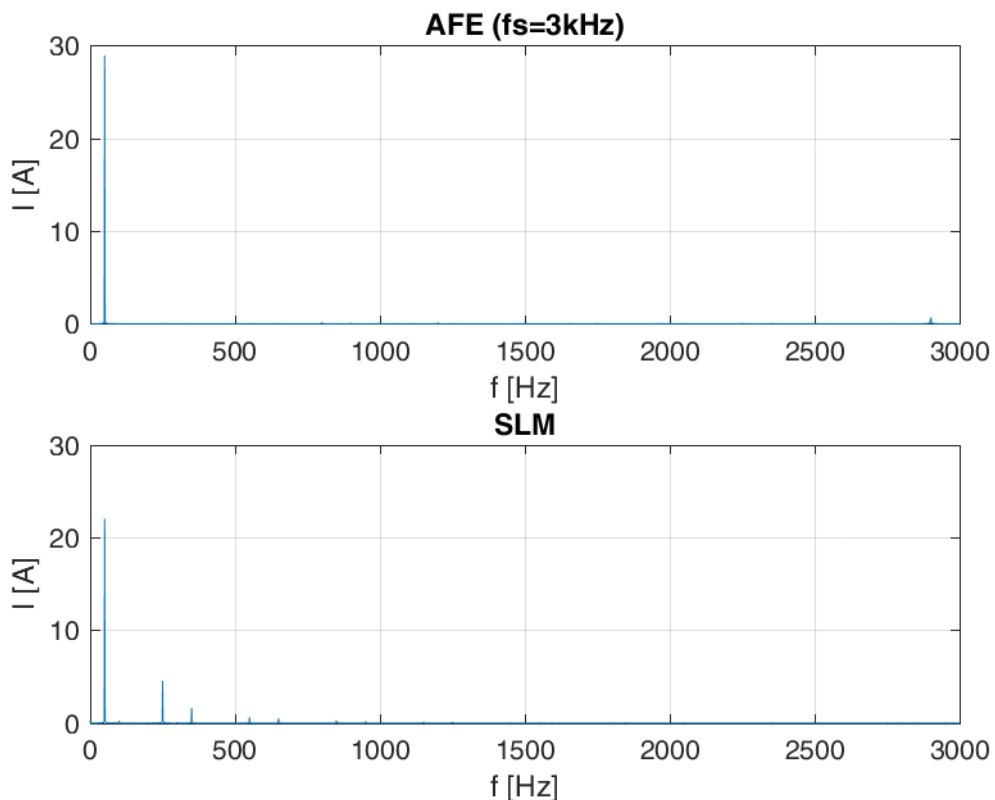
Oba měniče byly porovnávány dle několika hledisek. Prvním byl obsah vyšších harmonických složek fázového proudu sítě, dále vliv poklesu napětí v síti a změny spínací frekvence na chování měniče. Také lze porovnávat dynamiku měničů při přechodových dějích.

4.1 Harmonická analýza proudu sítě I_s

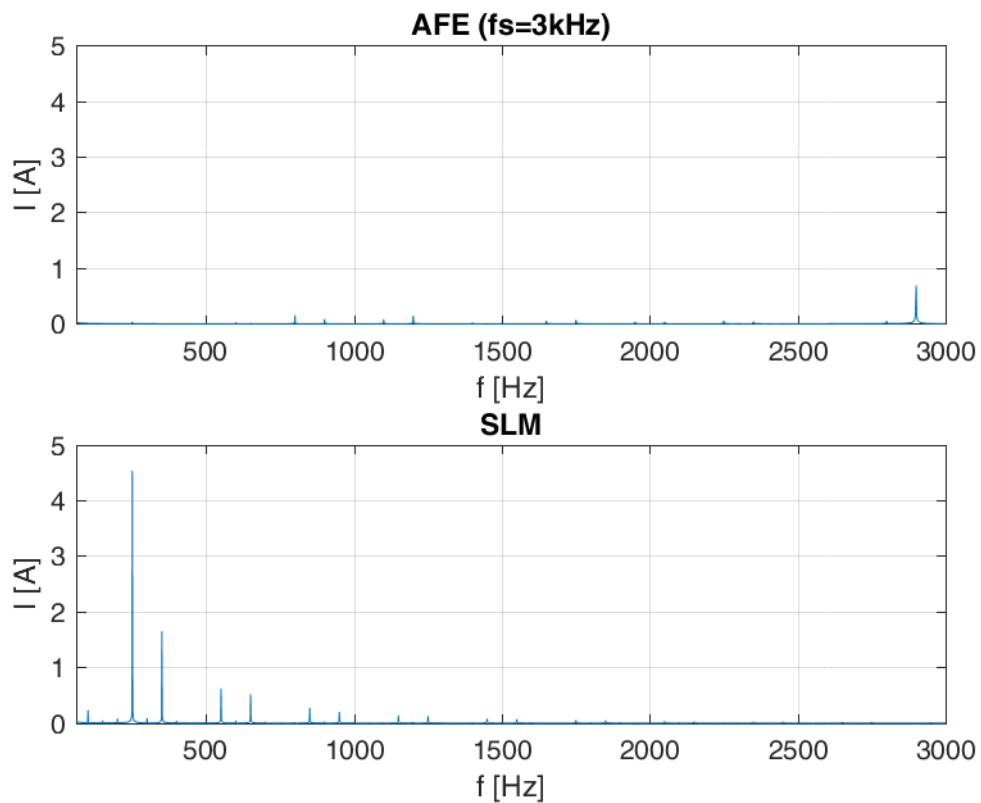
V tomto bodě jsem se zabýval porovnáním obsahu vyšších harmonických proudu sítě I_s u obou měničů. Harmonickou analýzu jsem vyhodnocoval a grafy vytvářel pomocí svého vlastního skriptu v Matlabu, v kterém byla použita funkce rychlé Fourierovy transformace. Teorii Fourierovy transformace jsem se v této práci nezabýval, jelikož na toto téma je již sepsáno mnoho publikací. Harmonickou analýzou proudu sítě pulsních usměrňovačů se také zabývá např. [7].

4.1.1 Harmonická analýza proudu sítě I_s v usměrňovačovém chodu

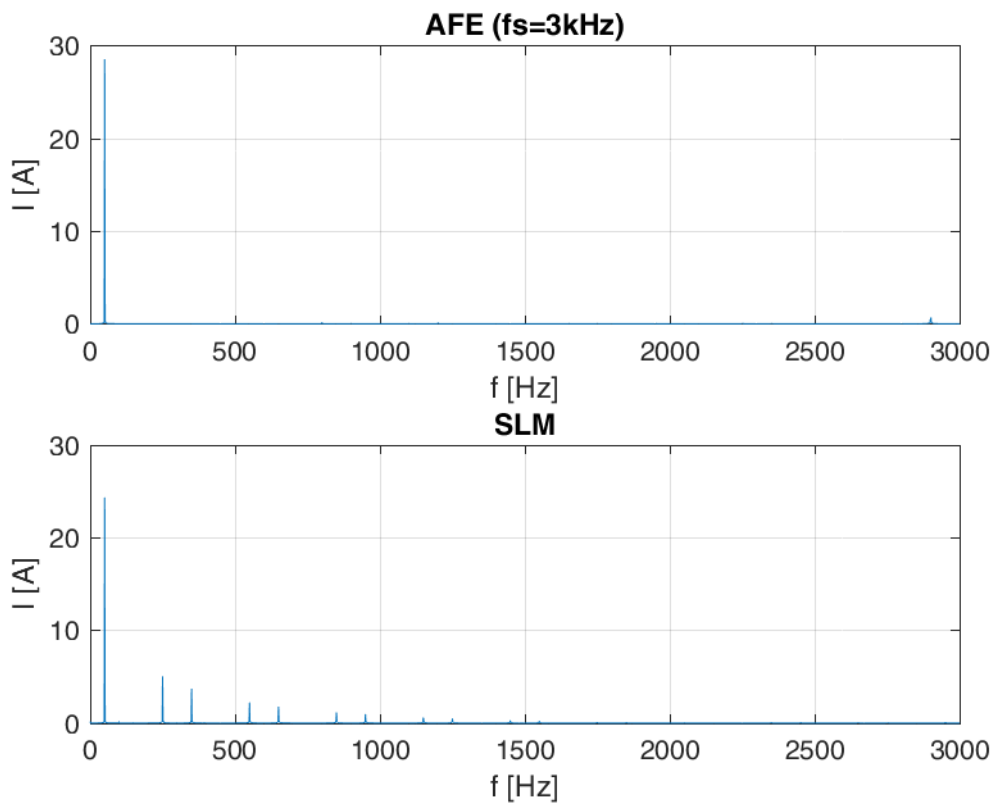
Toto porovnání bylo provedeno pro usměrňovačový chod s proudem zátěže $I_z = 20 A$ v ustáleném stavu s $I_d^* = 0 A$, tzn. s $\cos \varphi_I = 0$. Harmonickou analýzu jsem prováděl až do frekvence 60. harmonické vzhledem k základní harmonické $50 Hz$. Bylo to z důvodu viditelnosti vyšší harmonické na frekvenci $2900 Hz$ u měniče AFE. Její amplituda je $I_{(1)} = 0,94 A$ a je zde díky spínací frekvenci $f_s = 3 kHz$. Na obrázku 38 je vidět, že měnič AFE neodebírání téměř žádné vyšší harmonické. Když se podíváme do obr.39, kde není, pro lepší viditelnost vyšších harmonických, znázorněna 1. harmonická, zjistíme, že měnič SLM odebírání oproti AFE vyšší harmonické (konkrétně 5, 7, 11,17,19, atd.), které se se zvětšující se spínací frekvencí zmenšují. Můžeme zde porovnat velikost první harmonické obou měničů. U AFE je velikost první harmonické $I_{(1)} = 28,9 A$, u SLM je $I_{(1)} = 22 A$.



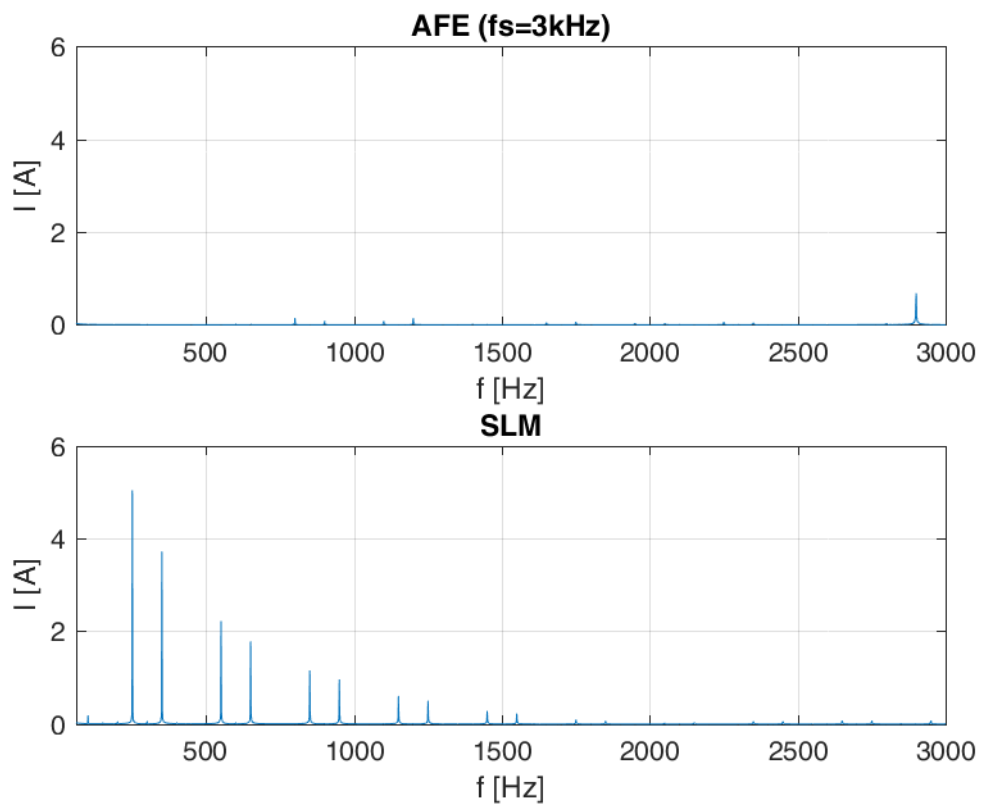
Obr. 38 Harmonická analýza proudu sítě I_s v usměrňovačovém chodu při $I_z = 20$ A pro měnič AFE ($f_s = 3$ kHz) a SLM měnič



Obr. 39 Harmonická analýza proudu sítě I_s v usměrňovačovém chodu při $I_z = 20$ A pro měnič AFE ($f_s = 3$ kHz) a SLM měnič, detail bez 1. harmonické



Obr. 40 Harmonická analýza proudu sítě I_s ve střídačovém chodu při $I_z = -20\text{ A}$ pro měnič AFE ($f_s = 3\text{ kHz}$) a SLM měnič



Obr. 41 Harmonická analýza proudu sítě I_s ve střídačovém chodu při $I_z = -20\text{ A}$ pro měnič AFE ($f_s = 3\text{ kHz}$) a SLM měnič, detail bez 1. harmonické

4.1.2 Harmonická analýza proudu sítě I_s ve střídačovém chodu

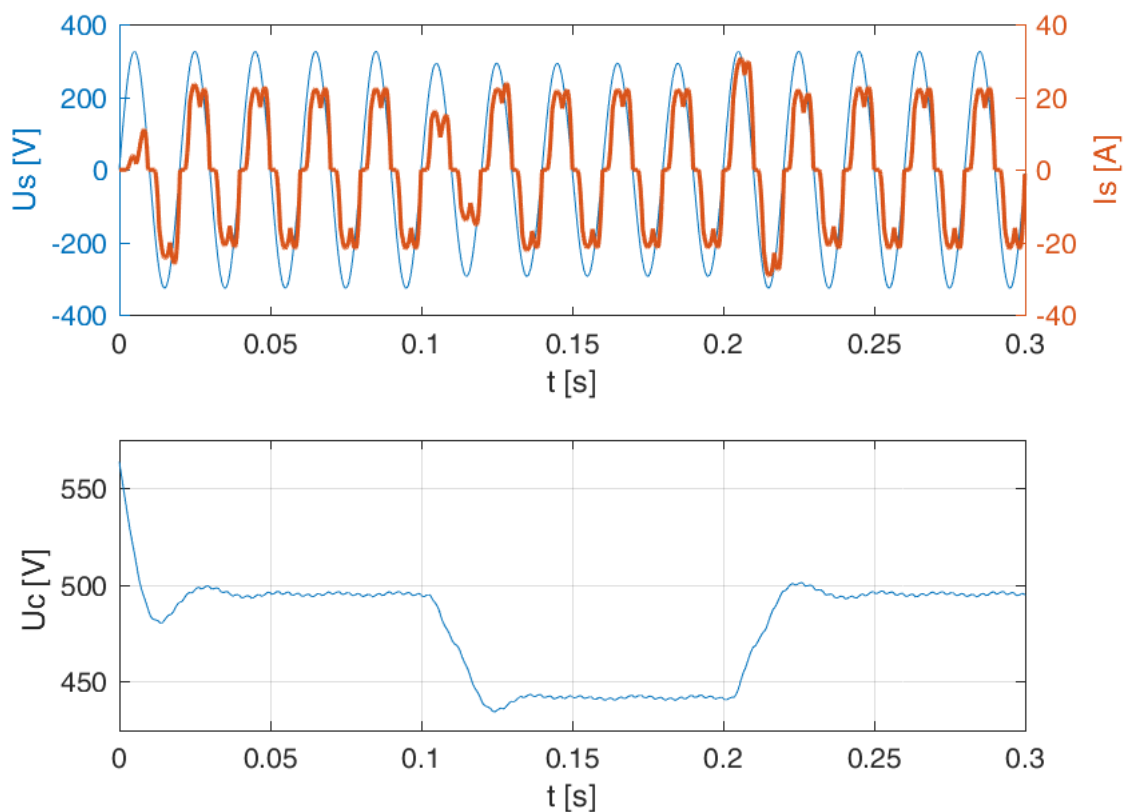
V téhle části jsem opět provedl harmonickou analýzu proudu sítě obou měničů, avšak ve střídačovém chodu. Proud zátěže byl nastaven na $I_z = -20 A$ v ustáleném stavu s $I_d^* = 0 A$, tzn. s $\cos\phi_l = 0$. Harmonickou analýzu jsem prováděl jako v předchozím případě až do frekvence 60. harmonické z důvodu viditelnosti harmonické na frekvenci 2900 Hz u měniče AFE, jejíž amplituda je v tomto případě $I_{(1)} = 0,92 A$. Na obr. 40 je vidět, že měnič AFE opět neodebírá téměř žádné vyšší harmonické.

Když se podíváme do obr. 41, zjistíme, že měnič SLM odebírá jako v předchozím případě vyšší harmonické, jejichž amplitudy jsou ovšem nepatrně vyšší a jejich velikost amplitudy v závislosti na frekvenci se zmenšuje pomaleji např. 7. harmonická je v usměrňovačovém chodu $I_{(7)mot} = 1,7 A$ a ve střídačovém chodu $I_{(7)gen} = 3,8 A$. U AFE je velikost první harmonické $I_{(1)} = 28,5 A$, u SLM $I_{(1)} = 24,3 A$.

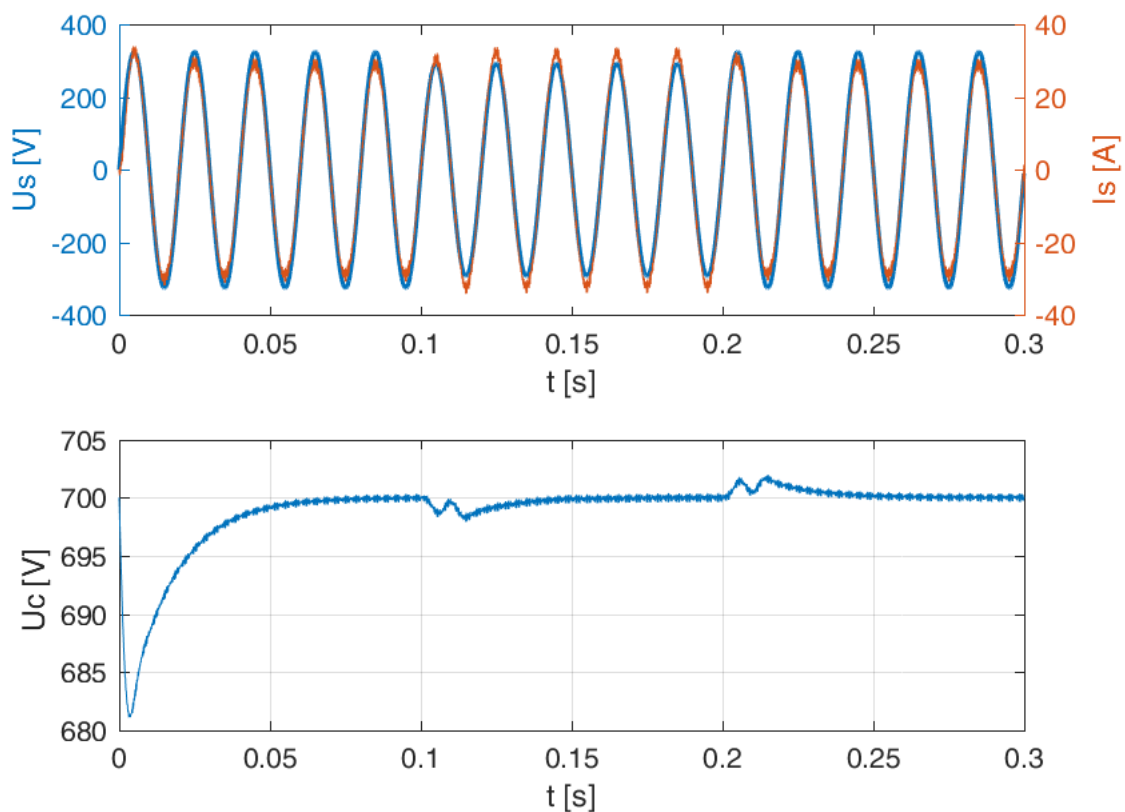
4.2 Vliv poklesu napájecího napětí

V této simulaci byl pozorován vliv 100 milisekundového poklesu napětí sítě o 10 % na napětí ve stejnosměrném meziobvodu u obou měničů. V grafech na obr. 42 a 43 je zobrazen usměrňovačový chod při $I_z = 20 A$. V prvním grafu je vidět, že u měniče SLM při poklesu napětí sítě v čase 0,1s poklesne taktéž napětí ve stejnosměrném meziobvodu, a to asi o 50 V.

Jinak je tomu u měniče AFE v druhém grafu. Ten si požadované napětí drží a při poklesu napětí sítě provede řízení potřebný akční zásah a napětí na kondenzátoru dorovná. Přechodný pokles napětí je v tomto případě okolo 2 V. Z tohoto je patrná výhoda měniče AFE v téměř konstantním napětí na kondenzátoru při tomto poklesu, a naopak nevýhoda měniče SLM, který nemůže nijak napětí dorovnat a je tedy závislý na kolísání napětí v síti. Déle je také vidět přechodný nárůst proudu u měniče AFE při dorovnávání napětí.

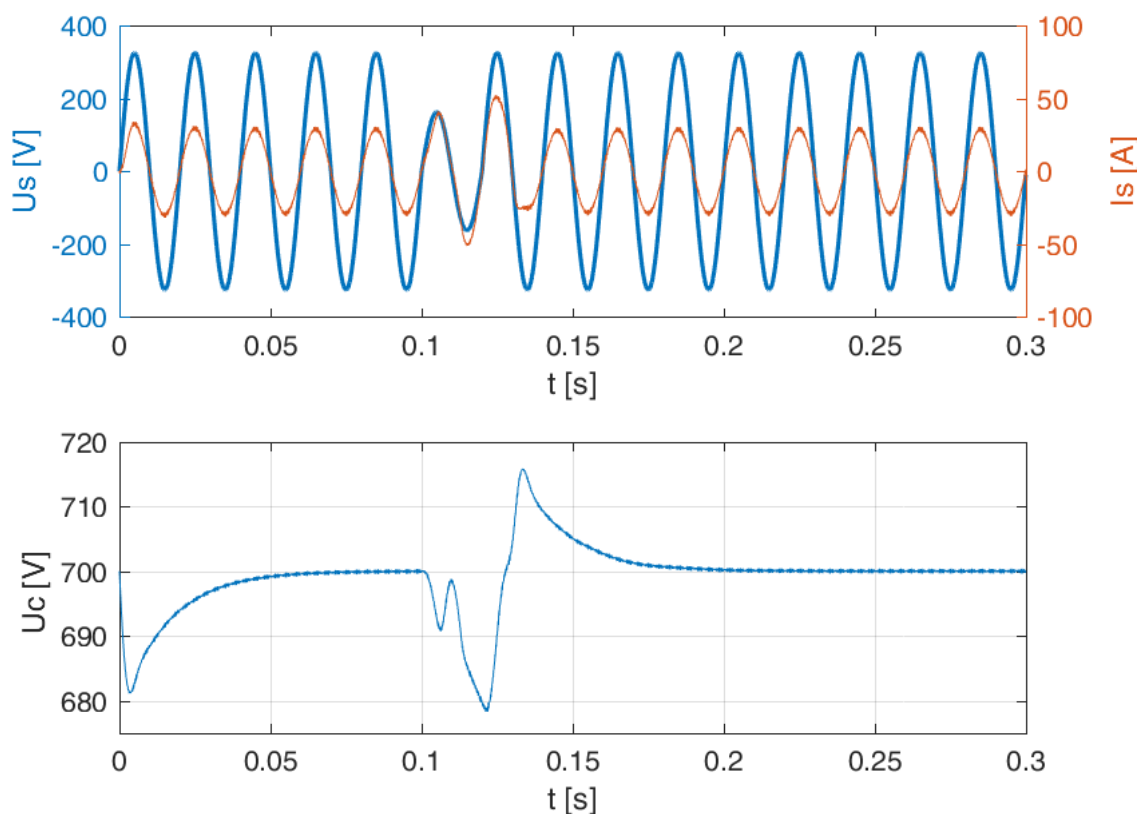


Obr. 42 Vliv poklesu napětí sítě U_s o 10 % na napětí U_c u měniče SLM při $I_z = 20$ A



Obr. 43 Vliv poklesu napětí sítě U_s o 10 % na napětí U_c u měniče AFE při $I_z = 20$ A a $I_d^* = 0$ A

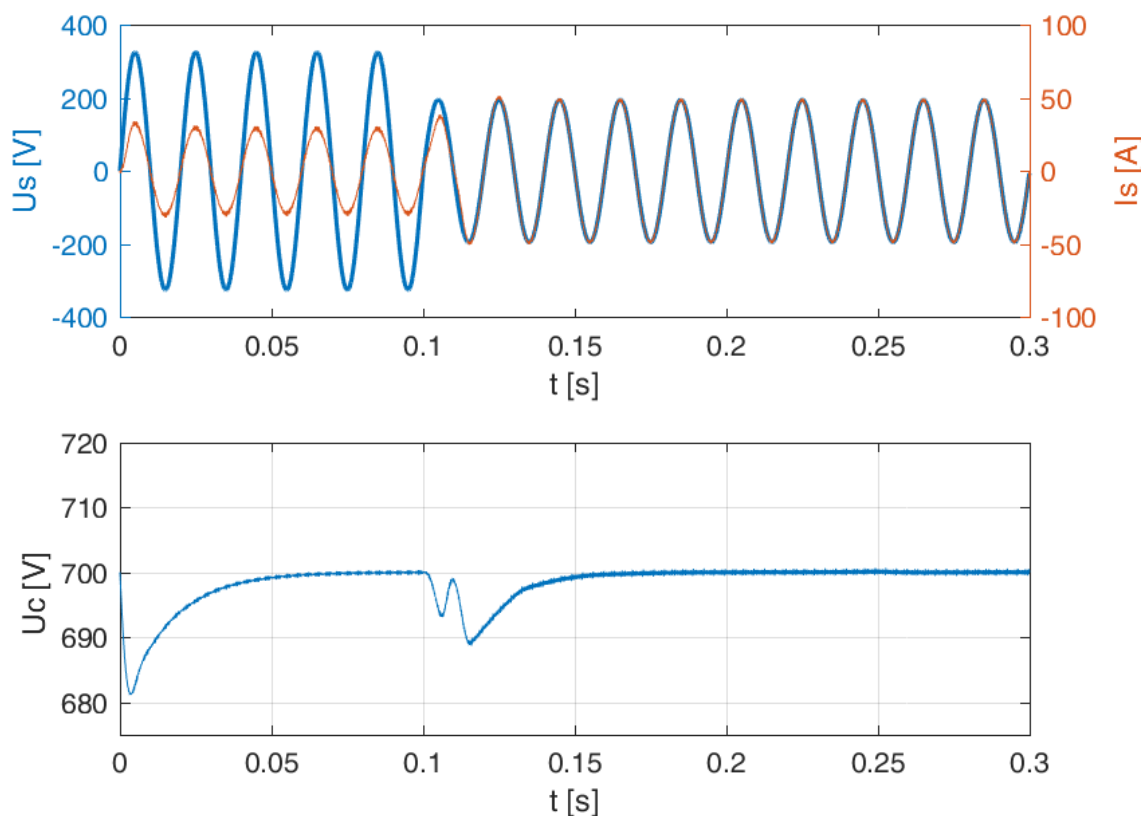
Dále jsem také zkoušel snižovat napětí sítě jako simulaci poklesu napětí v síti a sledovat, jak se bude měnič chovat. Podle [1] je měnič AFE od firmy Siemens schopen zvládnout maximálně padesátiprocentní pokles napájecího napětí po dobu jedné periody. V následující simulaci je to otestováno. Je vidět, že v čase 0,1 sekundy poklesne napětí na 50 % jmenovité hodnoty na dobu jedné periody a pak se opět vrátí zpět na jmenovitou hodnotu. Při tomto poklesu následuje zvýšení proudu odebíraného ze sítě, přičemž napětí na kondenzátoru několikrát zakmitá a ustálí se opět na požadované hodnotě. Při daných podmínkách v mé simulaci je to nejnižší hodnota, kterou dokáže řízení regulovat. Při nižším napětí již řízení selhává a napětí kondenzátoru velmi poklesne.



Obr. 44 Vliv poklesu napětí sítě U_s na 50 % jmenovitého napájecího napětí po dobu jedné periody na napětí U_c u měniče AFE při $I_z = 20$ A a $I_d^* = 0$ A

Při dlouhodobějším působení poklesu napětí sítě je měnič schopen pracovat v následující simulaci. Simulován je šedesátiprocentní pokles napětí sítě. Je vidět, že napětí na kondenzátoru poklesne a zakmitá, ale řízení ho opět doreguluje na požadovanou mez. Je vidět, že se přitom zároveň zvýší odebíraný proud. Tyto simulace byly prováděny s požadavkem na maximální proud sítě $I_{smax} = 100$ A a nastaveným omezovačem regulátorů

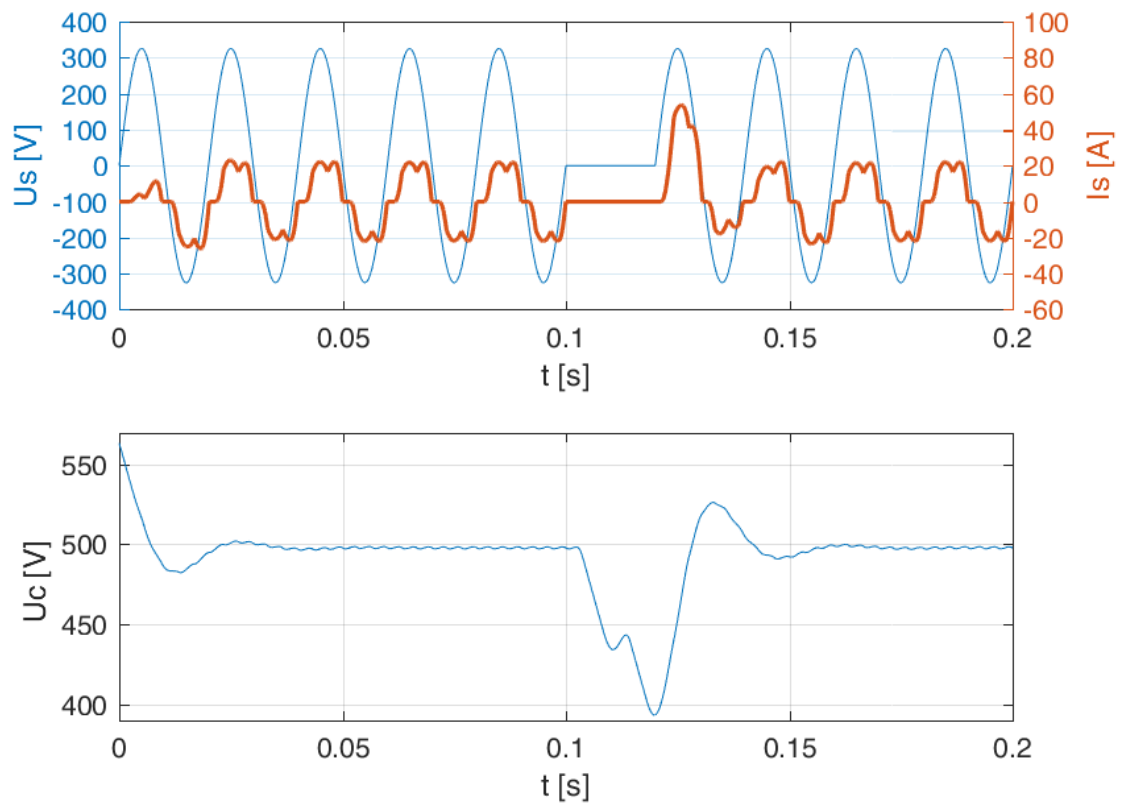
proudů I_{sd} a I_{sq} na hodnotu ± 50 A. Pokud hodnotu omezovače činného proudu sítě zvýšíme, řízení bude schopné pracovat i s větším poklesem síťového napětí, avšak s vyššími proudy odebíranými ze sítě.



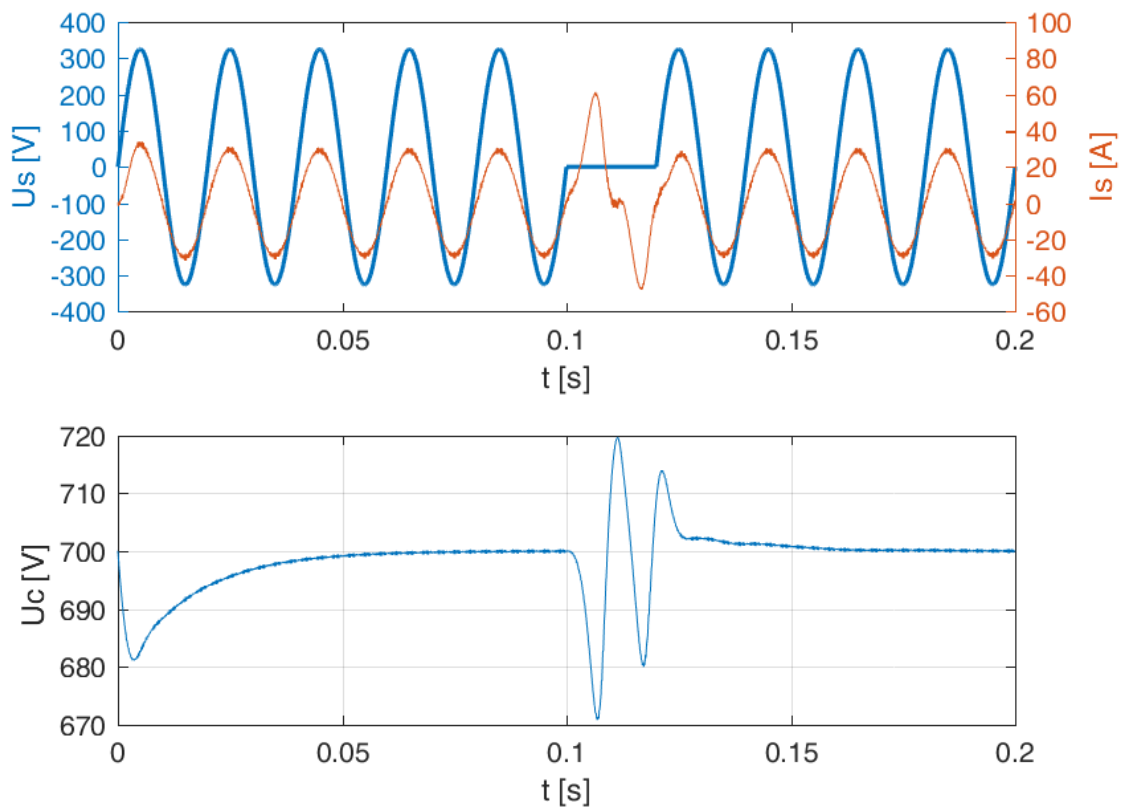
Obr. 45 Vliv dlouhodobého poklesu napětí sítě U_s na 60 % jmenovitého napájecího napětí na napětí U_c u měniče AFE při $I_z=20$ A a $I_{d^*}=0$ A

4.3 Vliv výpadku napájecího napětí

V této simulaci jsem simuloval vliv výpadku jedné periody napájecího napětí sítě u_a v čase 0,1 sekundy na proud odebíraný ze sítě a napětí ve stejnosměrném meziobvodu u obou měničů. Z následujícího grafu je vidět, že u měniče SLM při výpadku napájecího napětí poklesne napětí kondenzátoru asi o 100 V a po odeznění výpadku se opět ustálí na původní hodnotě. Proud odebíraný ze sítě se přitom přechodně zvýší. Na dalším grafu je pak vidět, že napětí na kondenzátoru u měniče AFE proběhne krátký kmitavý přechodný děj, přitom na začátku poklesne jen o 30 V oproti SLM a ustálí se opět na 700 V. Při tomto se také přechodně zvýší a deformuje odebíraný sinusový proud sítě. Měnič AFE dokáže dočasně pracovat i při delším výpadku napájecího napětí sítě, což by měnič SLM také dokázal, ale jeho napětí na kondenzátoru by bylo nízké okolo 400 V pro aktuální konfiguraci obvodu.



Obr. 46 Vliv výpadku napětí sítě u_a po dobu jedné periody napájecího napětí na napětí U_c a proud sítě I_s u měniče SLM při $I_z=20$ A



Obr. 47 Vliv výpadku napětí sítě u_a po dobu jedné periody napájecího napětí na napětí U_c a proud sítě I_s u měniče AFE při $I_z=20$ A a $I_{d^*}=0$ A

4.4 Harmonické zkreslení proudu sítě

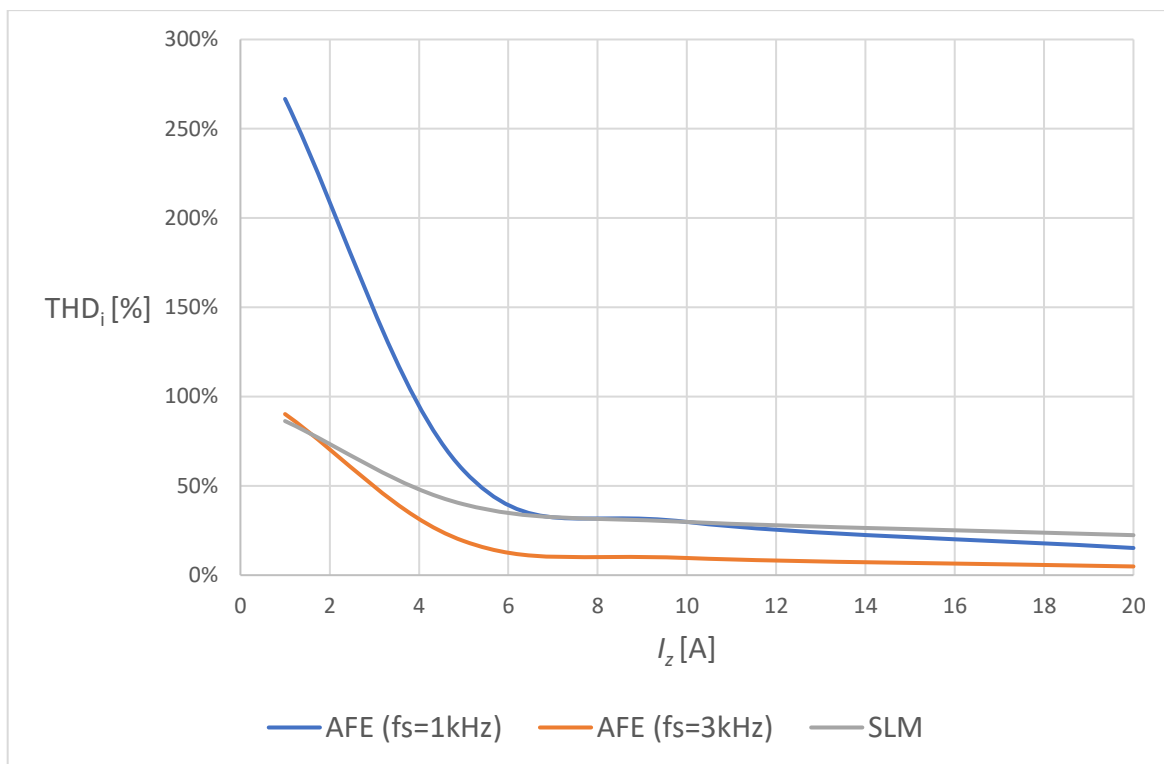
Měniče jsem také porovnával z hlediska jejich harmonického zkreslení proudu sítě. Harmonické zkreslení bylo počítáno v Plecsu. Pro ověření správnosti jsem provedl následující výpočet. Výpočet byl proveden pro měnič AFE se zatěžovacím proudem $I_z=20$ A a nulovým požadovaným jalovým proudem. Harmonické zkreslení jsem dle norem počítal do 50. harmonické.

$$THD_i = \sqrt{\frac{I_{(RMS)}^2 - I_{(0)}^2 - I_{(1)}^2}{I_{(1)}^2}} = \sqrt{\frac{20,46^2 - \left(\frac{0,001}{\sqrt{2}}\right)^2 - \left(\frac{28,9}{\sqrt{2}}\right)^2}{28,9^2}} = 4,9 \% \quad (25)$$

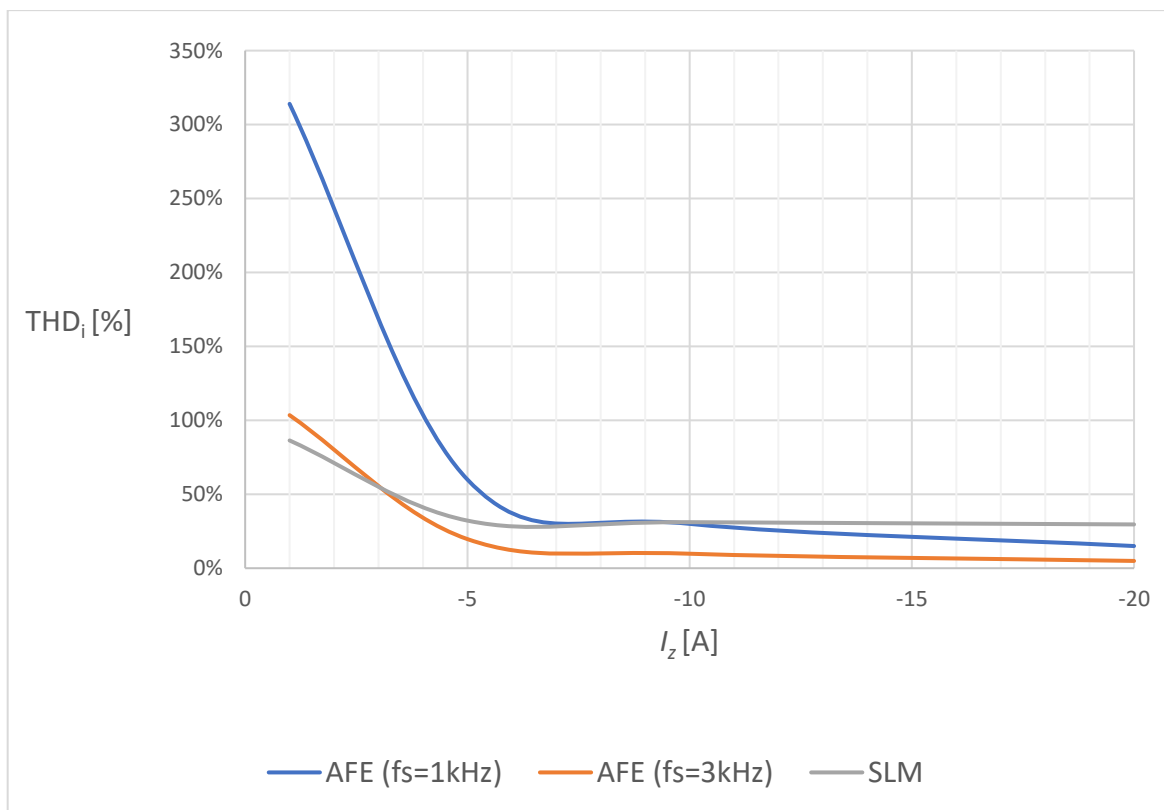
V grafech na obr. 48 a 49 je vidět závislost harmonického zkreslení proudu sítě na zatěžovacím proudu pro měnič AFE s různou spínací frekvencí a také pro měnič SLM v usměrňovačovém i střídačovém chodu. Je vidět, že harmonické zkreslení je při malých zátěžných proudech vysoké a při zatěžování měničů se snižuje. Dále je také patrné, že na zkreslení má vliv spínací frekvence měniče AFE. Z tabulky 3 je vidět, že při zatěžovacím proudu $I_z=20$ A a spínací frekvenci $f_s=1$ kHz je zkreslení $THD_i=15$ %. Při trojnásobném zvýšení spínací frekvence vidíme trojnásobný pokles harmonického zkreslení proudu sítě na $THD_i=5$ %. Měnič AFE je tedy dobré provozovat v oblasti jmenovitých proudů a určité spínací frekvenci. V porovnání s měničem AFE má měnič SLM při tomto zatěžovacím proudu $THD_i=22$ %, což je asi čtyřikrát více. Dále je z tabulky vidět, že při nižších zatěžovacích proudech má měnič SLM v porovnání s variantou AFE s $f_s=1$ kHz srovnatelné, ba dokonce menší zkreslení proudu sítě.

I_z	THD_i		
	AFE ($f_s=1$ kHz)	AFE ($f_s=3$ kHz)	SLM
20	15%	5%	22%
10	30%	10%	30%
5	59%	19%	40%
1	267%	90%	86%
-1	314%	104%	86%
-5	60%	20%	32%
-10	30%	10%	31%
-20	15%	5%	30%

Tab. 3 Harmonické zkreslení proudu sítě pro oba měniče



Obr. 48 Závislost harmonického zkreslení proudu sítě v usměrňovačovém chodu na zatěžovacím proudu u obou měničů a na spínací frekvenci u měniče AFE.



Obr. 49 Závislost harmonického zkreslení proudu sítě ve střídačovém chodu na zatěžovacím proudu u obou měničů a na spínací frekvenci u měniče AFE

Výsledky této simulace odpovídají teoretickým znalostem uváděných v publikaci [9]. Velikost vyšších harmonických se při zatížení téměř nemění, a proto se harmonické zkreslení při malých zátěžných proudech zvyšuje.

4.5 Vliv zkreslení napájecího napětí

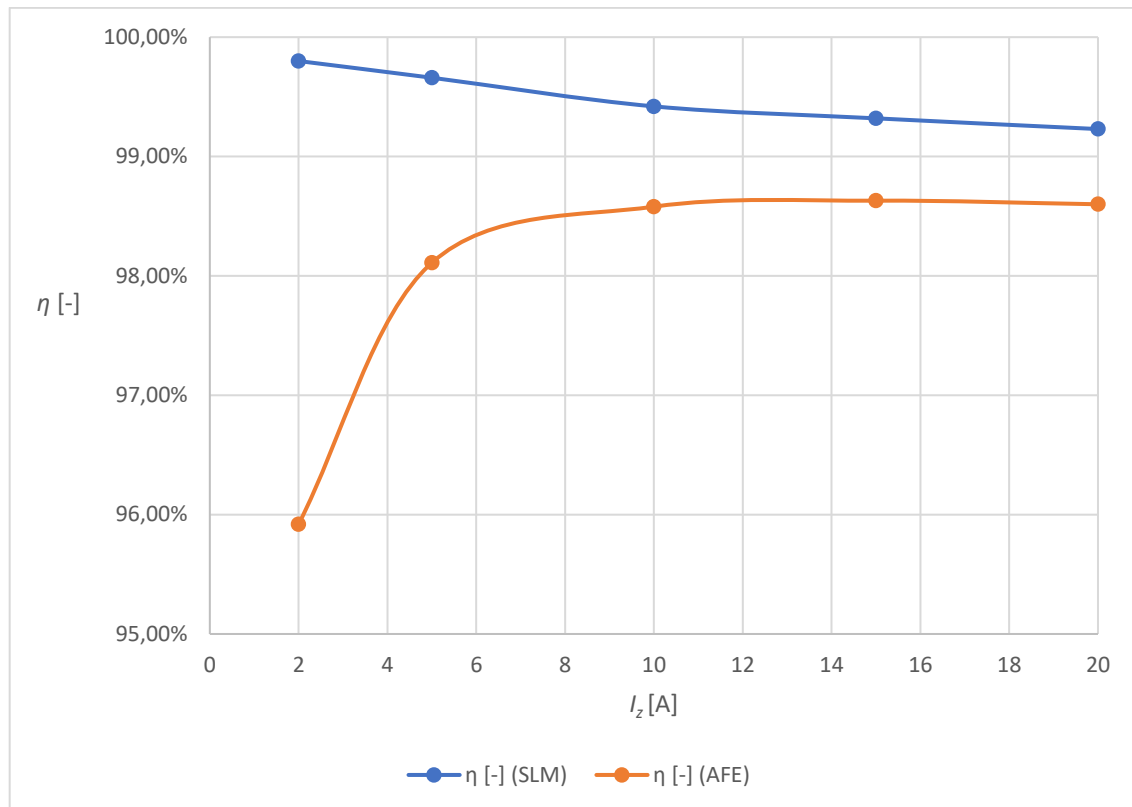
Dosud jsem ve svých simulacích uvažoval napětí sítě, které obsahovalo pouze první harmonickou napětí. V reálné aplikaci však napětí sítě může obsahovat i vyšší harmonické složky napětí, díky kterým se objeví vyšší frekvenční složky i v proudu odebíraném měničem ze sítě. Pokud jsou ovšem tyto složky malé, vzniká malé nebezpečí zkreslení napětí sítě. [9]

4.6 Účinnost

Pro různé zátěže obou měničů byly počítány jejich jednotlivé účinnosti v ustáleném stavu do následující tabulky. Ze zpracovaného grafu pro usměrňovačový chod je vidět, že účinnost měniče SLM vychází vysoká. To je dáno také tím, že spínací ztráty jsou téměř nulové, jelikož tranzistory tohoto měniče jsou spínány poměrně málo. Oproti tomu měnič AFE, jehož tranzistory jsou spínány mnohonásobně častěji než tranzistory měniče SLM, má spínací ztráty v poměrných hodnotách podobné ztrátám vodivostním. Jeho účinnost vychází ve jmenovitém bodě okolo 98,6 % a snižuje se se zatížením. Je zřejmé, že v reálném zařízení by byla účinnost měničů menší, jelikož tento model je zjednodušující.

I_z [A]	η [-] (SLM)	η [-] (AFE)
20	99,23%	98,60%
15	99,32%	98,63%
10	99,42%	98,58%
5	99,66%	98,11%
2	99,80%	95,92%
-2	99,68%	96,20%
-5	99,66%	98,22%
-10	99,56%	98,74%
-15	99,44%	98,76%
-20	99,33%	98,90%

Tab. 4 Účinnost měničů SLM a AFE při různém zatěžovacím proudu



Obr. 50 Závislost účinnosti měničů SLM a AFE na zatěžovacím proudu I_z pro usměrňovačový chod

4.7 Kompenzace jalového výkonu

Ze simulací je patrné, že měnič SLM není schopen kompenzovat jalový výkon. Naproti tomu měnič AFE je schopen kompenzovat jalový výkon tím, že regulací nastavíme požadovaný jalový proud sítě. Měnič je schopen kompenzovat jak s kapacitním, tak s induktivním účínkem. Nadřazené řízení jalového proudu není v mé práci řešeno.

5 Závěr

V mé práci jsem porovnával dva druhy aktivních usměrňovačů, a to měnič Smart Line Module a napěťový pulsní usměrňovač Active Front End. Nejprve jsem prostudoval zdroje na téma těchto měničů. Také jsem navrhnul regulaci těchto měničů a ty následně simuloval v programu Matlab. Dále jsem hledal kritéria, podle kterých bych porovnával oba měniče. Ty jsem poté začal testovat simulacemi obou měničů v různých provozních stavech a s různým nastavením parametrů obvodu. Nakonec jsem oba měniče porovnal z hlediska všech jejich vlastností a ty pak vyhodnotil.

Z mé práce plyne, že měnič SLM není tak náročný na řízení a jeho tranzistory jsou spínány poměrně málo. Výstupní napětí měniče je závislé na jeho zatížení a nelze ho regulovat. Průběh proudu odebíraného měničem ze sítě je zkreslen vyššími harmonickými složkami proudu sítě, nemá sinusový průběh a má poměrně velké harmonické zkreslení okolo dvaceti procent při jmenovitém zatížení. Na poklesy napájecího napětí reaguje odpovídajícím poklesem napětí kondenzátoru a při výpadku jedné fáze taktéž. Jednotka může pracovat i ve střídačovém chodu. Účinnost měniče je dobrá vzhledem k malému počtu sepnutí tranzistorů ve střídačovém chodu. Měnič nedokáže kompenzovat jalový výkon a jeho dynamika je celkem dobrá.

Naproti tomu měnič AFE pracuje se složitějším vektorovým řízením a s pulsně šířkovou modulací se spínací frekvencí $f_s=3kHz$ a zajišťuje tak vysokou dynamiku. Výstupní napětí měniče je konstantní a lze jej regulovat. Měnič funguje jak v usměrňovačovém, tak ve střídačovém chodu, přičemž proud odebíraný ze sítě má téměř sinusový průběh s minimálním zkreslením od vyšších harmonických složek. Při jmenovitém zatížení má malé harmonické zkreslení sítě okolo pěti procent, které je závislé na spínací frekvenci. Účinnost měniče je nepatrně nižší než u měniče SLM, a to okolo 98,5 %. Vektorové řízení dokáže regulovat jak činnou, tak jalovou složku proudu sítě, a tak lze řídit jalový výkon a tím také kompenzovat jalový výkon, pokud je potřeba. Lze také řídit účinník $\cos \varphi$. Měnič dokáže rychle měnit svůj režim z usměrňovačového do střídačového chodu a naopak, a to lze využít v pohonech, které jsou náročné na dynamiku vyžadující přesnost otáček a minimální zvlnění momentu.

Ze simulací plyne, že napěťový pulsní usměrňovač má mnohem lepší vlastnosti jak z hlediska obsahu harmonických, tak z hlediska zkreslení proudu sítě a dynamiky. Jeho řízení je ovšem složitější. Měníč SLM lze naopak využít v aplikacích, které jsou méně náročné a nevadí tam horší průběh odebíraného proudu ze sítě a závislost napětí na zatížení.

Hlavní přínosy mé práce

- Analýza řízení a vlastností měniče Smart Line Module a pulsního usměrňovače Active front end
- návrh a odladění regulace obou měničů díky simulacím v prostředí Matlab
- porovnání obou měničů dle různých kritérií-vlivů na síť, stabilizace napětí, kompenzace jalového výkonu, dynamiku atd.

Perspektivní směry dalšího výzkumu

Oba zkoumané měniče vykazují různé vlastnosti, každý je tedy vhodný pro jinou aplikaci. U měniče AFE je kritická synchronizace řízení měniče s napětím sítě v přechodových stavech, kdy by tato synchronizace nebyla přesná. V mé práci jsem neřešil nadřazenou regulaci jalového proudu sítě.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] PODRAPSKÝ, Jan. Napájecí jednotky frekvenčních měničů Siemens. In: *XXX.konference o elektrických pohonech v Plzni*. Společenský dům Peklo, Plzeň: 2007, 160-167
- [2] VONDRÁŠEK, František. Výkonová elektronika. Sv. 2., Měniče s vnější komunikací. Plzeň: Západočeská univerzita, 1994. ISBN 80-7082-137-X.
- [3] BLAHNÍK, V., PEROUTKA, Z. Algoritmy řízení a regulace třífázového NPU pro těžní stroj: základní algoritmy regulace. Plzeň, 2010.
- [4] ZEMAN, Karel, Zdeněk PEROUTKA a Martin JANDA. Automatická regulace pohonů s asynchronními motory. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. ISBN 80-7043-350-7.
- [5] KOMRSKA, T. Sofistikovaná synchronizace a řízení jednofázových měničů s vlastní komutací připojených k síti, Disertační práce, Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2011.
- [6] VONDRÁŠEK, František, Tomáš GLASBERGER, Jiří FOŘT, Martin JÁRA a Jan MICHALÍK. Výkonová elektronika. Svazek 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. 3. rozšířené vydání. V Plzni: Západočeská univerzita, 2017. ISBN 978-80-261-0688-3.
- [7] JOSEFOVÁ, T. Harmonické pulsních usměrňovačů. Plzeň 2012. Diplomová práce. ZČU.
- [8] Infineon technologies AG. [online katalogový list]. Infineon-FS50R12KT4P_B11-DS-v03_00-EN. ©2017 [cit. 8.5.2019]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FS50R12KT4P_B11-DS-v03_00-EN.pdf?fileId=5546d4625d5945ed015dcbe0274c7cb4
- [9] KŮS, Václav, Jiří SKÁLA a Jiří HAMMERBAUER. Elektromagnetická kompatibilita výkonových elektronických systémů. Praha: BEN - technická literatura, 2013. ISBN 978-80-7300-476-7