

**VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky**

**Analýza a optimalizace ztrát trojfázového napět'ového střídače v
pohonu lokomotivy**

**Analysis and Optimization of Power Losses of Three Phase
Voltage Inverter in Locomotive Drive**

2017

Bc. Patrik Bonczek

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Patrik Bonczek**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612T003 Aplikovaná elektronika
Téma: **Analýza a optimalizace ztrát trojfázového napět'ového střídače v pohonu lokomotivy**
Analysis and Optimization of Power Losses of Three Phase Voltage Inverter in Locomotive Drive

Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte teoretický rozbor trojfázových napět'ových střídačů a frekvenčního řízení asynchronních motorů, uveďte důležité parametry pohonu lokomotivy.
2. V prostředí OrCAD/PSpice nebo Matlab Simulink sestavte a odlaďte podrobné simulační modely soustavy střídače a asynchronního motoru v akumulátorové lokomotivě.
3. Analyzujte ztráty napět'ového střídače pro různé spínací frekvence, otáčky a zatížení motoru lokomotivy.
4. Na základě získaných dat sestavte matici optimálních spínacích frekvencí pro celou mechanickou charakteristiku motoru při kterých bude měnič pracovat s konstantními ztrátami.

Seznam doporučené odborné literatury:

1. Chlebiš, P., Výkonová elektronika I, učební texty pro kombinované a distanční studium, Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 2003, 73s.
2. Vondrášek, F., Výkonová elektronika, svazek 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998, 252s.
3. Vondrášek, F., Langhammer J., Peroutka A., Měsíček J., Molnár J., Výkonová elektronika, Svazek 6, Projektování výkonových polovodičových měničů - vybrané stati. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998, 216s.

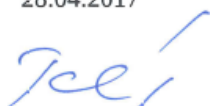
Další tituly doporučené literatury dle pokynů vedoucího diplomové práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Aleš Havel, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2016

Datum odevzdání: 28.04.2017



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne: *24. dubna 2017*


.....
podpis studenta

Poděkování

Rád bych poděkoval Ing. Aleši Havlovi, Ph.D. za odbornou pomoc a konzultaci při vytváření této diplomové práce.

Abstrakt

Tato diplomová práce spočívá v sestavení modelu trojfázového napěťového střídače a asynchronního motoru v programu OrCad/Pspice, a jeho následnou analýzou a optimalizací tak, aby došlo k co nejefektivnějšímu využití této soustavy. Elektrické ztráty, které vznikají především na spínacích součástkách napěťového střídače, vedou ke vzniku nežádoucí tepelné energie, jež je potřeba odvést z čipů těchto součástek na příslušný chladič, a tím zajistit správnou a bezporuchovou funkci zařízení. Cílem práce je analyzovat ztráty napěťového střídače pro různé spínací frekvence, otáčky a zatížení motoru lokomotivy, a ze získaných dat sestavit matici optimálních spínacích frekvencí, při kterých měnič pracuje s konstantními ztrátami.

Klíčová slova

Analýza, Asynchronní motor, Lokomotiva, Optimalizace, Střídač, Ztráty.

Abstract

This thesis deals with creating a model of a three-phase voltage inverter and asynchronous motor in OrCad/Pspice software and subsequent analysis and optimisation to obtain the most efficient use of this system. Electrical losses arise mainly on the switching parts of the voltage inverter resulting in the generation of undesirable thermal energy that needs to be removed from the chips of these parts to the heat sink, thus ensuring proper and trouble-free operation of the device. The goal of this thesis is to analyse the voltage inverter losses for different switching frequencies, speed and load of the locomotive motor and to create a matrix of optimal switching frequencies in which the voltage inverter is working with constant losses.

Key words

Analysis, Asynchronous motor, Locomotive, Optimisation, Inverter, Losses.

Obsah

Seznam použitých symbolů.....	- 9 -
Seznam použitých zkratek.....	- 11 -
Seznam ilustrací	- 12 -
Seznam tabulek	- 13 -
Úvod.....	- 14 -
1 Střídače.....	- 15 -
1.1 Střídače s vnější komutací.....	- 15 -
1.2 Střídače s vlastní komutací.....	- 15 -
1.3 Napět'ové střídače	- 16 -
1.4 Trojfázové můstkové spojení (analýza při šířkovém řízení)	- 17 -
1.5 Další druhy řízení.....	- 19 -
1.5.1 Komparační pulsně-šířková modulace	- 19 -
1.5.2 Komparační pulsně-šířková modulace s přidáním třetí harmonické	- 20 -
1.5.3 Vektorová pulsně-šířková modulace	- 21 -
2 Asynchronní motor.....	- 22 -
2.1 Konstrukce	- 22 -
2.2 Princip	- 22 -
2.3 Pracovní režimy	- 23 -
2.4 Mechanická charakteristika.....	- 24 -
2.5 Kmitočtové řízení.....	- 25 -
3 Sestavení simulačních modelů v prostředí OrCad/Pspice	- 27 -
3.1 Parametry trojfázového napět'ového střídače.....	- 27 -
3.2 Parametry asynchronního motoru	- 28 -
3.3 Model asynchronního motoru v OrCad.....	- 29 -
3.4 Sestavení řízení napět'ového střídače	- 30 -
3.5 Simulace modelu při jmenovitých parametrech.....	- 31 -
3.6 Řízení v oblasti do jmenovité frekvence	- 34 -
4 Ztráty trojfázového napět'ového střídače	- 36 -
4.1 Výpočet ztrát propustným proudem.....	- 36 -
4.2 Výpočet spínacích ztrát	- 38 -
4.3 Výpočet ztrát střídače pomocí OrCad/Pspice.....	- 39 -

4.4	Výpočet celkových ztrát střídače a shrnující tabulky.....	- 41 -
5	Analýza ztrát napěťového střídače	- 42 -
5.1	Analýza ztrát při změně otáček	- 42 -
5.2	Analýza ztrát při změně momentu	- 43 -
5.3	Práce střídače s konstantními ztrátami	- 46 -
	Závěr	- 50 -
	Použitá literatura	- 51 -
	Seznam příloh.....	- 53 -

Seznam použitých symbolů

Symbol	Jednotky	Význam symbolu
C	F	Kapacita
cosφ	-	Účinník
E_{on}	mJ	Ztrátová energie při zapnutí tranzistoru
E_{off}	mJ	Ztrátová energie při vypnutí tranzistoru
E_{rr}	mJ	Ztrátová energie během zotavovací doby
f	Hz	Frekvence
f_{mod}	Hz	Spínací (modulační) frekvence
f_n	Hz	Jmenovitá frekvence
f_{out}	Hz	Výstupní frekvence střídače
f₁	Hz	Frekvence statorového napětí
f₂	Hz	Sklužová frekvence
I	A	Proud
I_{V(AV)}	A	Střední hodnota proudu tranzistoru
I_{VR(AV)}	A	Střední hodnota proudu diody
I_{V(RMS)}	A	Efektivní hodnota proudu tranzistoru
I_{VR(RMS)}	A	Efektivní hodnota proudu diody
I_{mag}	A	Magnetizační proud
I_{max}	A	Maximální proud motoru
I_C	A	Kolektorový proud tranzistoru
I_{Cnom}	A	Nominální kolektorový proud tranzistoru
I_d	A	Proud v meziobvodu
I_{Fnom}	A	Nominální propustný proud zpětné diody
I_n	A	Jmenovitý proud motoru
I_z	A	Proud zátěže
L_h	mH	Hlavní indukčnost
L_{rot}	mH	Rozptylová indukčnost rotoru
L_{stat}	mH	Rozptylová indukčnost statoru
m	-	Modulační poměr
M	Nm	Moment
M_n	Nm	Jmenovitý moment
M_{max}	Nm	Maximální moment
M_{max n}	Nm	Maximální jmenovitý moment
M_z	Nm	Záběrný moment
n	min ⁻¹	Otáčky
n_{max}	min ⁻¹	Maximální otáčky motoru
n_n	min ⁻¹	Jmenovité otáčky

Seznam použitých symbolů

n_s	min^{-1}	Synchronní otáčky
p	-	Počet pólových dvojic
P	W	Výkon
P_n	W	Jmenovitý výkon
$P_{fw(AV)}$	W	Celkové propustné ztráty střídače
$P_{fw(AV)V}$	W	Střední hodnota propustných ztrát tranzistoru
$P_{fw(AV)VR}$	W	Střední hodnota propustných ztrát zpětné diody
$P_{sw(AV)}$	W	Celkové spínací ztráty střídače
$P_{sw(AV)V}$	W	Střední hodnota spínacích ztrát tranzistoru
$P_{sw(AV)VR}$	W	Střední hodnota spínacích ztrát zpětné diody
$P_{tot(AV)V}$	W	Celkové ztráty všech tranzistorů
$P_{tot(AV)VR}$	W	Celkové ztráty všech zpětných diod
$P_{tot(AV)}$	W	Celkové ztráty střídače
q_m	-	Momentová přetížitelnost
R	Ω	Odpor
R_b	$m\Omega$	Odpor baterie
r_{CE}	$m\Omega$	Diferenciální odpor tranzistoru
r_F	$m\Omega$	Diferenciální odpor diody
R_{fe}	Ω	Odpor v železe
R_{rot}	Ω	Odpor rotoru
R_{stat}	Ω	Odpor statoru
R_{th-jc}	$K \cdot W^{-1}$	Tepelný odpor přechod-pouzdro
s	-	Skluz
s_k	-	Kritický skluz
s_{kn}	-	Jmenovitý kritický skluz
s_n	-	Jmenovitý skluz
T_{jmax}	$^{\circ}C$	Maximální provozní teplota přechodu
U	V	Napětí
U_{bat}	V	Napětí baterie
U_{CES}	V	Napětí kolektor-emitor
U_{CE0}	V	Napětí kolektor-emitor
U_d	V	Napětí stejnosměrného meziobvodu
$U_{f(1)}$	V	Max. amplituda základní harm. fázového napětí
$U_{fm(1)}$	V	Max. efektivní hodnota základní harm. fázového napětí
U_{F0}	V	Propustné napětí diody
U_{GES}	V	Napětí hradlo-emitor
U_{max}	V	Maximální napětí
U_{Mref}	V	Maximální hodnota referenčního napětí
U_z	V	Napětí zátěže

Seznam použitých zkratek

Zkratka	Význam
AM	Asynchronous Motor – Asynchronní motor
ESR	Equivalent Series Resistance – Ekvivalentní sériový odpor
ESL	Equivalent Series Inductance – Ekvivalentní sériová indukčnost
PWM	Pulse Width Modulation – Pulsně šířková modulace
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation – Sinusová pulsně šířková modulace
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation – Vektorová pulsně šířková modulace

Seznam ilustrací

Obrázek 1.1:	<i>Schématická značka střídače</i>	- 15 -
Obrázek 1.2:	<i>Průchod činného a jalového výkonu napěťovým střídačem</i>	- 16 -
Obrázek 1.3:	<i>Trojfázový napěťový střídač se zátěží připojenou do hvězdy</i>	- 17 -
Obrázek 1.4:	<i>Úhly sepnutí součástí při širkovém řízení</i>	- 18 -
Obrázek 1.5:	<i>Vliv vedení zpětné diody</i>	- 18 -
Obrázek 1.6:	<i>Princip sinusové pulsně-širkové modulace</i>	- 19 -
Obrázek 1.7:	<i>Průběh referenčních napětí s přidáním třetí harmonické</i>	- 20 -
Obrázek 1.8:	<i>Rozložení napěťových vektorů při SVPWM</i>	- 21 -
Obrázek 2.1:	<i>Klecové vinutí asynchronního motoru [14]</i>	- 22 -
Obrázek 2.2:	<i>Pracovní režimy asynchronního stroje</i>	- 23 -
Obrázek 2.3:	<i>Typická mechanická charakteristika AM</i>	- 24 -
Obrázek 2.4:	<i>Průběh veličin asynchronního motoru při frekvenčním řízení</i>	- 26 -
Obrázek 2.5:	<i>Mechanické charakteristiky asynchronního motoru při frekvenčním řízení</i>	- 26 -
Obrázek 3.1:	<i>Model trojfázového napěťového střídače v můstkovém zapojení</i>	- 27 -
Obrázek 3.2:	<i>Model asynchronního motoru v OrCad/Pspice</i>	- 29 -
Obrázek 3.3:	<i>Mechanické charakteristiky motoru TAM 1050C6 W při frekvenčním řízení</i>	- 30 -
Obrázek 3.4:	<i>Model PWM řízení v OrCad/Pspice</i>	- 31 -
Obrázek 3.5:	<i>Průběh fázového napětí a proudu při $f_{mod} = 1$ kHz</i>	- 32 -
Obrázek 3.6:	<i>Průběh fázového napětí a proudu při $f_{mod} = 5$ kHz</i>	- 32 -
Obrázek 3.7:	<i>Průběh fázového napětí a proudu při $f_{mod} = 10$ kHz</i>	- 33 -
Obrázek 3.8:	<i>Průběh ef. hodnoty sdruženého napětí a proudu zátěže při změně hodnoty V_{out} ($f_{out} = 60$ Hz, $f_{mod} = 5$ kHz)</i>	- 33 -
Obrázek 3.9:	<i>Průběh efektivních hodnot ve jmenovitém pracovním bodě</i>	- 34 -
Obrázek 3.10:	<i>Relativní zvyšování napětí statoru při nižších frekvencích f_{out}</i>	- 35 -
Obrázek 3.11:	<i>Řízení parametru V_{out} v oblasti $f \leq f_n$</i>	- 35 -
Obrázek 4.1:	<i>Ztrátová energie IGBT modulu v závislosti na I_C</i>	- 38 -
Obrázek 4.2:	<i>Umístění sond pro měření ztrátového výkonu jednoho IGBT modulu</i>	- 39 -
Obrázek 4.3:	<i>Průběh okamžité a střední hodnoty ztrátového výkonu tranzistoru V_I</i>	- 40 -
Obrázek 4.4:	<i>Průběh okamžité a střední hodnoty ztrátového výkonu zpětné diody V_{RI}</i>	- 40 -
Obrázek 4.5:	<i>Celkové ztráty napěťového střídače</i>	- 41 -
Obrázek 5.1:	<i>Průběh ztrátového výkonu při změně otáček (konst. fázový proud)</i>	- 42 -
Obrázek 5.2:	<i>Závislosti ztrátového výkonu na otáčkách a spínací frekvenci při jmen. proudu</i> ..	- 43 -
Obrázek 5.3:	<i>Závislost ztrátového výkonu na zatížení ($f_{mod} = 1$ kHz, $f_{out} = 60$ Hz)</i>	- 43 -
Obrázek 5.4:	<i>Závislost ztrátového výkonu na zatížení ($f_{mod} = 1$ kHz, $f_{out} = 20$ Hz)</i>	- 44 -
Obrázek 5.5:	<i>Závislost ztrátového výkonu na zatížení ($f_{mod} = 1$ kHz, $f_{out} = 140$ Hz)</i>	- 44 -
Obrázek 5.6:	<i>Závislost ztrátového výkonu na momentu a spínací frekvenci ($f_{out} = 60$ Hz)</i>	- 45 -
Obrázek 5.7:	<i>Závislost ztrátového výkonu na momentu a spínací frekvenci ($f_{out} = 20$ Hz)</i>	- 45 -
Obrázek 5.8:	<i>Závislost ztrátového výkonu na momentu a spínací frekvenci ($f_{out} = 140$ Hz)</i>	- 46 -
Obrázek 5.9:	<i>Mapa parametrů pro práci s konst. ztrátovým výkonem 3 kW</i>	- 47 -
Obrázek 5.10:	<i>Mapa parametrů pro práci s konst. ztrátovým výkonem 4 kW</i>	- 47 -
Obrázek 5.11:	<i>Mapa parametrů pro práci s konst. ztrátovým výkonem 5 kW</i>	- 48 -
Obrázek 5.12:	<i>Mapa parametrů pro práci s konst. ztrátovým výkonem 6 kW</i>	- 48 -

Seznam tabulek

Tabulka 3.1:	<i>Parametry kondenzátoru PVAJP 24 - 1,1/450 R45</i>	- 27 -
Tabulka 3.2:	<i>Parametry IGBT modulu</i>	- 28 -
Tabulka 3.3:	<i>Parametry trakčního motoru TAM 1050C6 W</i>	- 28 -
Tabulka 3.4:	<i>Parametry náhradního schématu motoru TAM 1050C6 W</i>	- 29 -
Tabulka 3.5:	<i>Popisek k průběhům grafu (Obrázek 3.8)</i>	- 33 -
Tabulka 3.6:	<i>Popisek k průběhům grafu (Obrázek 3.9)</i>	- 34 -
Tabulka 4.1:	<i>Naměřené a vypočtené hodnoty ztrátového výkonu měniče při různých f_{mod}</i>	- 41 -

Úvod

Střídače jsou elektronické měniče sloužící k převodu stejnosměrné elektrické energie na energii střídavou. Své uplatnění tak nachází především při napájení střídavých motorů. V této diplomové práci střídač napájí trojfázový asynchronní motor TAM 1050C6 W pohánějící akumulátorovou lokomotivu. Při převodu této energie však na střídači vznikají nežádoucí elektrické ztráty, které se velmi nepříznivě projevují oteplením výkonových součástek, jimiž je střídač tvořen. K zajištění dlouhodobého a bezporuchového provozu těchto zařízení je tedy nutné, aby byla tato tepelná energie odváděna na chladič.

V úvodní kapitole diplomové práce je proveden teoretický rozbor střídačů, a to zejména střídače trojfázového, jenž je následně využíván při simulaci soustavy střídače a asynchronního motoru. Kapitola dále popisuje možnosti řízení těchto střídačů, od poněkud staršího šířkového řízení, až po různé druhy řízení pulsně šířkovou modulací PWM.

Druhá kapitola se zabývá rozбором asynchronního motoru, jenž je využit jako zátěž napěťového střídače. Je zde stručně rozebrána konstrukce, princip, pracovní režimy, popis mechanických charakteristik a princip kmitočtového řízení těchto motorů.

Následující kapitola popisuje tvorbu simulačního modelu napěťového střídače a asynchronního motoru v prostředí OrCad/Pspice. Jsou zde uvedeny parametry trakčního motoru TAM 1050C6 W, parametry napěťového střídače a naměřené průběhy. Dále je v kapitole stručně popsán princip funkce řízení této soustavy a vstupní parametry modelu.

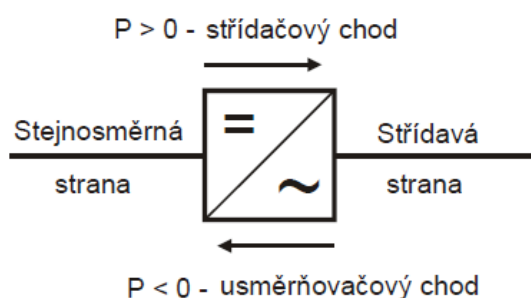
Čtvrtá kapitola dokumentuje postup při výpočtu ztrátového výkonu trojfázového napěťového střídače vlastním výpočtem, simulačním programem OrCad/Pspice a ověření těchto výsledků simulačním softwarem Semisel od výrobce IGBT modulů společnosti SEMIKRON.

Pátá kapitola se již zabývá samotnou analýzou ztrát napěťového střídače, a to z pohledu změny velikosti ztrát při různých spínacích frekvencích, otáčkách a zatíženích. Dále kapitola nastiňuje možnosti provozu napěťového střídače pro práci s konstantními ztrátami 3, 4, 5, a 6 kW. V závěru kapitoly je proveden popis řízení při konstantních ztrátách.

1 Střídače

Střídače se řadí mezi elektronické obvody tzv. měniče, které slouží ke změně druhu a parametrů elektrické energie. Mezi výkonové polovodičové měniče dále spolu se střídači řadíme usměrňovače, stejnosměrné měniče napětí a střídavé měniče napětí. V praxi bývají často tyto základní druhy měničů řazeny sériově tak, aby bylo dosaženo požadovaných parametrů výstupní elektrické energie.

Střídač (Obrázek 1.1), někdy také nazýván jako invertor, je zařízení používané k přeměně stejnosměrné elektrické energie na energii střídavou. Střídače představují velkou skupinu měničů zahrnující velký počet používaných schémat. Dělíme je dle dvou základních hledisek, a to podle způsobu komutace a podle druhu napájecího obvodu.



Obrázek 1.1: Schématická značka střídače

1.1 Střídače s vnější komutací

Střídače s vnější komutací jsou v podstatě usměrňovače s obráceným tokem elektrické energie. Tok elektrické energie je přenášen ze stejnosměrného zdroje do sítě střídavého napětí [1]. Pro komutaci je v tomto případě využíváno střídavé napájecí sítě (z hlediska měniče vnější), a proto tyto střídače nepotřebují komutační obvody. Jako spínací součástky využívají tyto typy střídačů normální tyristory. Střídače s vnější komutací nacházejí uplatnění v elektrických pohonech s usměrňovači pro možnost obousměrného přenosu energie ze stejnosměrné strany na střídavou a opačně. Jako zdroj komutačního napětí nemusí být vždy použito střídavé napětí sítě, ale dá se využít i synchronní nebo asynchronní motor doplněný kondenzátory [1].

1.2 Střídače s vlastní komutací

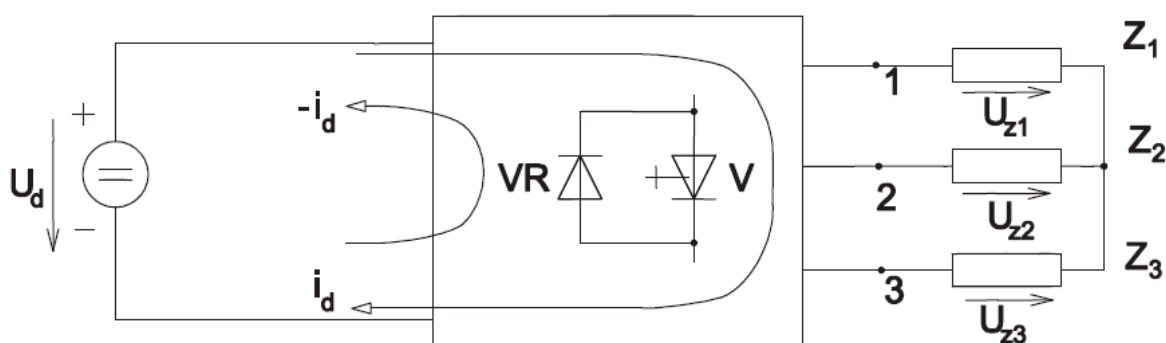
U střídačů s vlastní komutací je zajištěna komutace ve střídači, a proto musí být tyto střídače vybaveny vypínatelnými součástkami nebo komutačními (vypínacími) obvody [2]. Vzhledem k pokroku, který byl zaznamenán v posledních letech v oblasti výkonových polovodičových součástek se tyto střídače vybavují právě vypínatelnými součástkami, které nemají speciální komutační obvody vůbec. Takovéto střídače pak běžně dosahují výkonů v řádech stovek kilowatt a výstupních kmitočtů od desetin do stovek hertz. Střídače s vlastní komutací se uplatňují jako záskokové zdroje pro napájení důležitých střídavých spotřebičů z náhradních zdrojů nebo jako zdroj proměnného kmitočtu pro napájení střídavých motorů s proměnnými otáčkami.

1.3 Napět'ové střídače

U těchto střídačů je k stejnosměrné straně střídače připojen zdroj napětí. Tímto zdrojem bývá často akumulátorová baterie nebo usměrňovač s poměrně velkou kapacitou na stejnosměrném výstupu. Je-li na střídač připojena reálná střídavá zátěž, je nutno respektovat její induktivní charakter, což má obecně ve střídavých obvodech za následek vznik činné a jalové složky výkonu. Vzhledem k tomu, že je střídač napájen napět'ovým zdrojem, který umožňuje průchod proudu obou polarit, musí být střídač vybaven zpětnými diodami, které spolu se spínači střídače vytvářejí předpoklad pro průchod proudu oběma směry. [3]

Napět'ové střídače jsou hojně využívány v elektronických střídavých pohonech, ve zdrojích regulovaného napětí a kmitočtu nebo v záskokových zdrojích. [1]

Obrázek 1.2 představuje symbolické znázornění napět'ového střídače napájeného ze stejnosměrného zdroje konstantního napětí. Doplní-li se obecná zátěž o zdroj střídavého napětí, pak zpětné diody zajistí průchod činného výkonu oběma směry, čímž umožní práci střídavého motoru v generátorickém chodu.



Obrázek 1.2: Průchod činného a jalového výkonu napět'ovým střídačem

Ze střední hodnoty stejnosměrného napětí U_d a ze střední hodnoty usměrněného proudu I_d lze vypočítat výkon dodávaný do zátěže:

$$P = U_d I_d \quad (1.1)$$

Vzhledem k tomu, že polarita napětí U_d se nemění, víme, že pokud dojde ke změně směru proudu I_d změní se také přenos středního výkonu. Proto rozlišujeme dva stavy nazývané jako střídačový a usměrňovačový chod. Pro střídačový chod platí

$$P > 0 \Rightarrow I_d > 0 \quad (1.2)$$

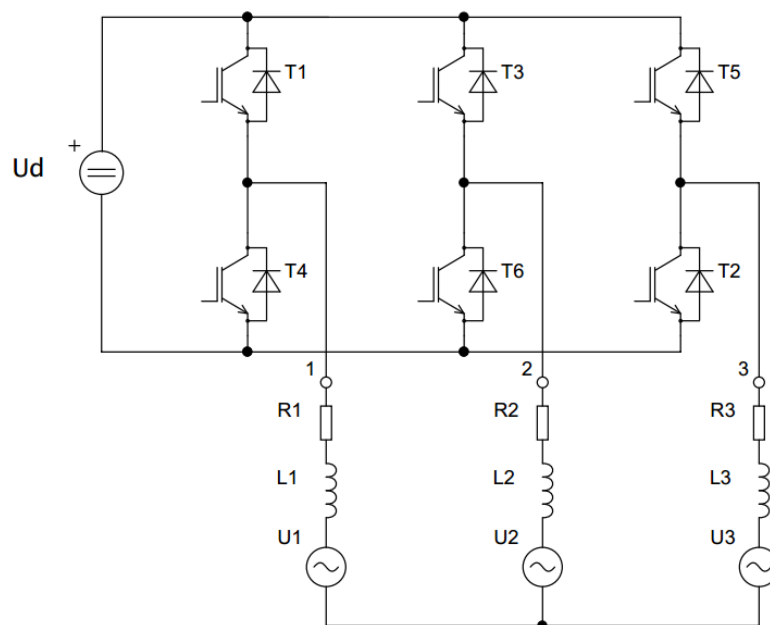
a pro usměrňovačový chod

$$P < 0 \Rightarrow I_d < 0 \quad (1.3)$$

Z tohoto důvodu musí stejnosměrná strana střídače umožňovat průchod proudu v obou směrech. Průchod proudu $I_d > 0$ umožňují vypínatelné součástky a průchod proudu $I_d < 0$ umožňují zpětné diody. Tyto diody jsou antiparalelně připojeny ke každé z vypínatelných součástek. Toto spojení zpětných diod tvoří tzv. zpětný usměrňovač, umožňující usměrňovačový chod a odběr jalového výkonu zátěží. [2]

1.4 Trojfázové můstkové spojení (analýza při širkovém řízení)

Trojfázový napěťový střídač v můstkovém zapojení (Obrázek 1.3) je sestaven z šesti vypínatelných součástek značených jako V1-V6 a z šesti k nim antiparalelně připojených zpětných diod VR1-VR6. K takto sestavenému střídači připojujeme zátěž buďto do hvězdy nebo do trojúhelníku.



Obrázek 1.3: Trojfázový napěťový střídač se zátěží připojenou do hvězdy

K definici napěťových vztahů střídače se využívá znalosti o stavu spínání jednotlivých součástek. Ze schématu (Obrázek 1.3) je možné stanovit jednotlivá fázová napětí střídače, která nabývají hodnot podle toho, kterou ze součástek jsou připojeny ke zdroji stejnosměrného napětí U_d . Tato napětí jsou vztažena k pomyslnému střednímu vývodu stejnosměrného zdroje. Je-li tedy střídavý vývod 1 ze schématu (Obrázek 1.3) připojen jednou ze součástek V1 nebo VR1, pak fázové napětí střídače $U_{10} = U_d$. Je-li naopak tento vývod připojen sepnutím součástky V4 nebo VR4 k zápornému pólu, pak fázové napětí $U_{10} = -U_d/2$. V případech, kdy vývod není připojen ani k jednomu z pólů, je toto napětí nulové. Pro sdružená napětí tak platí:

$$u_{z12} = u_{10} - u_{20} \quad (1.4)$$

$$u_{z23} = u_{20} - u_{30} \quad (1.5)$$

$$u_{z31} = u_{30} - u_{10} \quad (1.6)$$

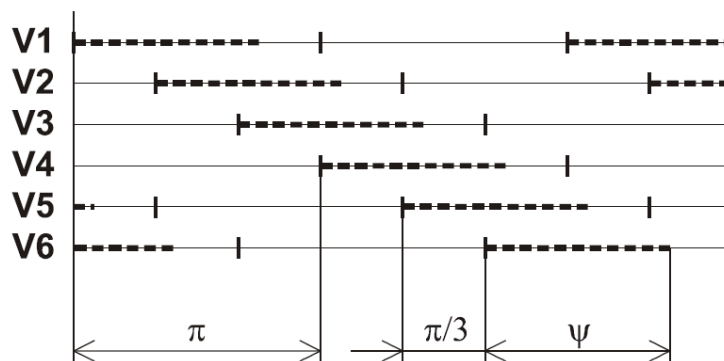
V případě, že je zátěž připojena do trojúhelníku, jsou sdružená napětí střídače shodná s fázovými napětími zátěže. Při zapojení zátěže do hvězdy platí mezi sdruženými a fázovými napětími vztahy [2]:

$$u_{z12} = u_{z1} - u_{z2} \quad (1.7)$$

$$u_{z23} = u_{z2} - u_{z3} \quad (1.8)$$

$$u_{z31} = u_{z3} - u_{z1} \quad (1.9)$$

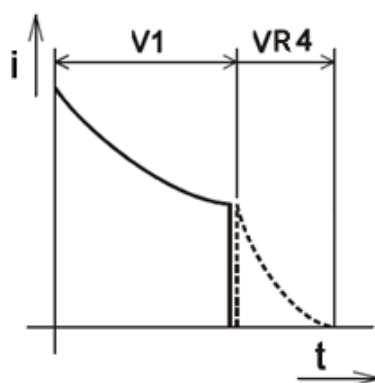
Jak již bylo zmíněno, obvod trojfázového napětového střídače obsahuje šest vypínatelných součástek V1-V6, které jsou při šířkovém řízení spínány dle úhlu sepnutí ψ (Obrázek 1.4). Tento úhel vyznačuje interval, po který jsou na konkrétní spínací součástku vysílány zapínací impulzy. K tomu, aby se obvodem střídače uzavíral proud, je potřeba, aby v každém okamžiku byla sepnuta alespoň jedna součástka z katodové (V1, V3, V5) a jedna součástka z anodové (V2, V4, V6) skupiny. Ke splnění této podmínky je nutné, aby byl úhel sepnutí $\frac{\pi}{3} < \Psi < \pi$. [2] [3]



Obrázek 1.4: Úhly sepnutí součástek při šířkovém řízení

Pokud by byl nastaven úhel sepnutí menší než $\frac{\pi}{3}$, došlo by k sepnutí pouze jedné součástky a nedocházelo by tak k uzavírání proudu v obvodu střídače. Naopak při nastavení úhlu sepnutí většího než π , dojde k sepnutí obou spínačů ve stejné fázi, a tedy ke zkratu. Doba mezi vypnutím součástky z horní řady spínačů a sepnutím spínače z řady dolní závisí na typu použité součástky. U tyristorů tato doba bývá až $100 \mu s$, zatímco u tranzistorů se pohybuje mezi $3 - 10 \mu s$. Platí, že se vzrůstajícím úhlem sepnutí Ψ se hodnota výstupního napětí střídače zvětšuje. [1] [2]

K uplatnění zpětných diod VR1-VR6 dojde při připojení jakékoli reálné zátěže na výstup střídače, jelikož tyto zátěže vždy obsahují indukčnost. Obrázek 1.5 popisuje vliv zpětné diody VR1 po vypnutí spínače V1.



Obrázek 1.5: Vliv vedení zpětné diody

Je zřejmé (Obrázek 1.5), že po vypnutí spínače V1 dochází k vedení zpětné diody VR4, jelikož jen ta umožňuje, aby v dané fázi zátěže dozněl proud v původním smyslu. Sepnutá zpětná dioda dále udržuje na antiparalelně připojeném spínači závěrné napětí, a spínač tedy může sepnout po přivedení zapínacích pulsů až po poklesu proudu zpětnou diodou na nulu. [2]

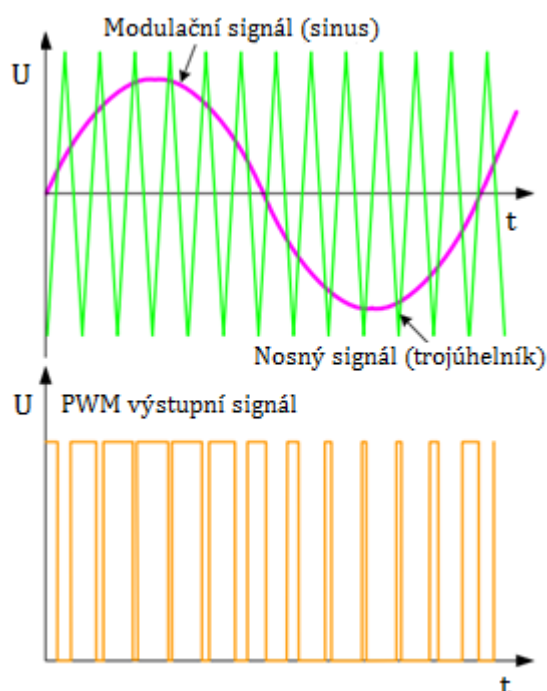
Šířkové řízení je vhodné pro řízení jednofázových napěťových střídačů s odporovou zátěží typicky v aplikacích, kde zvýšený a proměnný obsah vyšších harmonických není závadou. Další využití nalézá například v aplikacích pro indukční ohřev. [1]

1.5 Další druhy řízení

Jak již bylo zmíněno, napájení střídavého motoru střídačem, jenž je řízen šířkovým řízením způsobuje vznik velkého množství vyšších harmonických proudů a napětí, což vede k velké pulzaci mechanického momentu. Pro odstranění tohoto nedostatku se začaly vyvíjet nové řídicí metody. Jednou z těchto metod je řízení pulsně šířkovou modulací, jenž je nejpoužívanějším řízením v běžných aplikacích. Druhou známou metodou je tzv. pulsní šířkové řízení, které je sice méně dokonalé, zato však realizačně jednodušší.

1.5.1 Komparační pulsně-šířková modulace

Pulsně šířková modulace, též známa jako PWM z anglického *Pulse Width Modulation* je proces, při němž se generuje posloupnost pulsů o proměnné šířce, jenž jsou přímo-úměrné referenčnímu napětí – čím větší je referenční napětí, tím širší jsou výsledné pulzy [4]. Generování těchto pulsů probíhá na základě výsledku z komparátoru, jenž porovnává vstupující referenční napětí s napětím trojúhelníkového průběhu. Vygenerované pulzy pak zapínají a vypínají výkonové součástky střídače. Je několik metod vytvoření PWM. Jednou z nejpoužívanějších je tzv. SPWM (*Sinusoidal PWM*), kde je jako referenční signál využíván signál sinusového průběhu (modulační signál), který je porovnáván se signálem trojúhelníkovým (nosný signál). [5]



Obrázek 1.6: Princip sinusové pulsně-šířkové modulace

Při řízení trojfázového napěťového střídače pomocí sinusové pulsně-šířkové modulace dochází k porovnávání tří sinusových referenčních napětí $u_{ref a}$, $u_{ref b}$, $u_{ref c}$ vzájemně posunutých o 120° a frekvenci f_{out} , se signálem trojúhelníkového průběhu s amplitudou U_T a frekvencí f_T . Dosáhne-li

úroveň referenčního signálu stejné hodnoty jako je úroveň trojúhelníkového signálu, vygeneruje se impuls, který sepne anodový nebo katodový spínač v příslušné větvi střídače [7]. Frekvencí modulačního signálu řídíme výstupní frekvenci střídače a napětím modulačního signálu efektivní hodnotu výstupní napětí střídače [6].

Poměr maximálních hodnot referenčního napětí U_{Mref} a trojúhelníkového signálu U_T nazýváme hloubkou modulace nebo také modulační poměr:

$$m = \frac{U_{Mref}}{U_T} \quad (1.10)$$

Modulační poměr nabývá hodnot 0 až 1. Střední hodnota se během spínacího intervalu spínače postupně mění a amplituda napětí první harmonické $U_{(1)}$ je určena hloubkou modulace:

$$U_{(1)} = \frac{mU_d}{2} \quad (1.11)$$

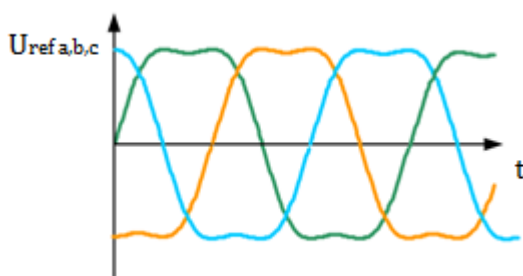
Z uvedeného vzorce (1.11) je patrné, že největší nevýhodou tohoto řízení je nemožnost využít plného napětí stejnosměrného meziobvodu U_d . Pro maximální hloubku modulace ($m = 1$) je amplituda první harmonické napětí $U_{(1)} = 0,5 U_d$. Pro lepší využití stejnosměrného meziobvodu U_d se vyvinula metoda s přidáním třetí harmonické.

1.5.2 Komparační pulsně-šířková modulace s přidáním třetí harmonické

Je metoda preferovaná v třífázových aplikacích. Její princip je stejný jako u metody SPWM s tím rozdílem, že referenční napětí jsou vytvořeny součtem základní harmonické se signálem třetí harmonické o frekvenci, jenž je rovna trojnásobku základní frekvence [8]. Referenční napětí tak má rovnici:

$$U(t)_{ref\ a,b,c} = U_{Mref} [\sin(\omega_{ref} t - 0^\circ, 120^\circ, 240^\circ) + a \sin(3\omega_{ref} t)] \quad (1.12)$$

kde a je poměr amplitudy třetí harmonické k základní harmonické referenčního napětí. Optimální hodnota tohoto poměru je $1/6$. Přidání určité části třetí harmonické způsobí, že amplitudy referenčních signálů nepřekročí napětí stejnosměrného zdroje U_d , ale základní složka je větší, než je základní složka stejnosměrného zdroje U_d (Obrázek 1.7). [7] [8]



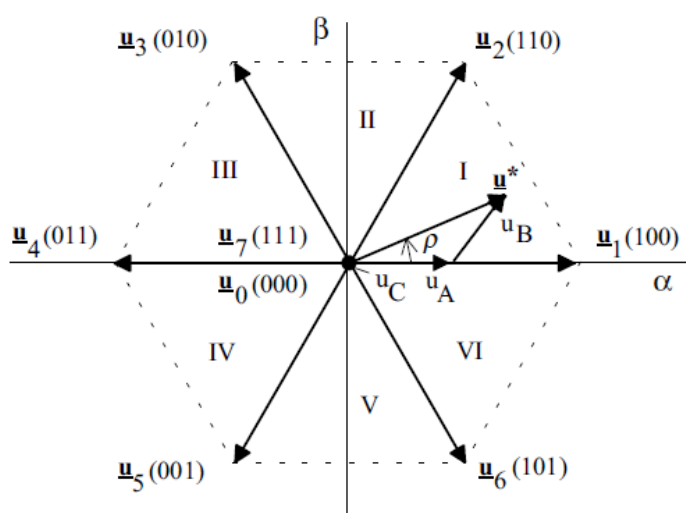
Obrázek 1.7: Průběh referenčních napětí s přidáním třetí harmonické

Touto metodou je možné zvýšit amplitudu základní harmonické napětí $U_{(1)} = 0,577 U_d$ při maximální hloubce modulace ($m = 1$) tzn., že stejnosměrný meziobvod U_d je možno využít až o 15 % efektivněji, než tomu bylo u komparační SPWM. [7]

1.5.3 Vektorová pulsně-šířková modulace

Vektorová pulsně-šířková modulace známá v anglicky psané literatuře jako SVPWM (*Space Vector PWM*) je v podstatě algoritmus pro řízení a realizaci vypočtené polohy a velikosti prostorového vektoru statorového napětí. Pro trojfázový napěťový střídač s šesti spínači (V1-V6) existuje celkem osm základních poloh vektoru napětí, které jsou realizovány příslušnou kombinací sepnutých a vypnutých spínačů. Velikost těchto vektorů je realizována výpočtem doby sepnutí a vypnutí. [7]

Princip vektorové modulace je založen na aproximaci otáčejícího žádaného vektoru napětí u^* (Obrázek 1.8) [7]. Vzhledem k tomu, že existuje osm kombinací sepnutí výkonových spínačů, existuje také osm vektorů $u_0 - u_7$, které reprezentují spínací kombinace výkonových spínačů. Napěťový vektor u^* se může pohybovat v oblasti rozdělené do šesti sektorů označených římskými číslicemi (Obrázek 1.8).



Obrázek 1.8: Rozložení napěťových vektorů při SVPWM

Žádaný napěťový vektor u^* se obecně v každém z těchto sektorů rozloží vždy na dva nejbližší sousedící napěťové vektory spolu s doplňujícími nulovými vektory u_0 a u_7 . Spínání probíhá tak, aby byl sepnut vždy jen jeden výkonový spínač v dané větvi. Posloupnost spínání vektorů se vytváří s ohledem na četnost sepnutí výkonových spínačů. Pro sektor označený římskou číslicí I tak např. platí posloupnost spínání:

$$u_0 \rightarrow u_1 \rightarrow u_2 \rightarrow u_7 \rightarrow u_2 \rightarrow u_1 \rightarrow u_0 \quad (1.13)$$

Výstupní fázová napětí střídače řízeného vektorovou pulsně-šířkovou modulací nejsou sinusová, ale obsahují vyšší harmonické, a to zejména třetí harmonickou. Metodou řízení pomocí SVPWM lze dosáhnout základní harmonické napětí $U_{(1)} = 0,577 U_d$ při hloubce modulace $m = 1$, tzn., že lze dosáhnout stejně jako u komparační pulsně-šířkové modulace s přidáním třetí harmonické asi o 15 % lepšího napěťového využití meziobvodu U_D , než je tomu u SPWM. Dalšími bezespornými výhodami je nižší obsah harmonických proudů, nižší spínací ztráty při vyšších frekvencích a menší kolísání momentu. [7]

2 Asynchronní motor

Asynchronní stroj, též nazývaný jako indukční, patří mezi nejpoužívanější elektrické točivé stroje. Tento stroj pracuje na principu přeměny střídavé elektrické energie na mechanickou a může pracovat jako motor nebo generátor. V praxi tyto stroje nejčastěji vykonávají otáčivý pohyb hřídele kolem své osy, nicméně se dají využít i k lineárnímu pohybu, kdy stroj nedisponuje otáčivou hřídelí. [10]

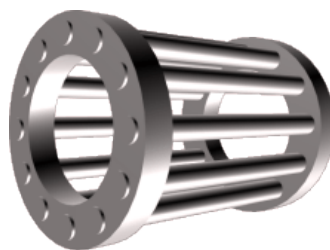
Za rostoucí celosvětovou popularitou těchto strojů stojí především spolehlivost, jenž je dána konstrukční jednoduchostí a nenáročností na údržbu. Své uplatnění nachází např. jako pohon čerpadel, ventilátorů, kompresorů a podobně.

2.1 Konstrukce

Jedná se o jeden z nejjednodušších asynchronních strojů a tomu taky odpovídá jednoduchost jeho konstrukce, která se jako u každého jiného točivého elektrického stroje skládá z pevné části nazývané stator a z části rotační – rotor.

Stator tvoří pevná kostra, jenž je vytvořena svařováním nebo odlitím. V kostře je umístěn magnetický obvod válcového tvaru, který je složen z ocelových plechů, do kterých jsou vyraženy drážky pro vinutí, jejichž konce jsou vyvedeny na svorkovnici. Díky svorkovnici lze snadno měnit konfiguraci zapojení asynchronního motoru mezi zapojením do hvězdy a do trojúhelníku.

Rotor je v podstatě hřídel, na které je upevněn magnetický obvod, který je také složen z plechů s drážkami. Dle konstrukce vinutí rozdělujeme asynchronní motory na motory s kotvou nakrátko, tzv. klecová kotva, a na motory s kotvou kroužkovou. Klecový rotor je využíván častěji. Je složen z měděných, hliníkových, případně mosazných tyčí, které jsou uloženy do drážek rotoru a jsou na obou koncích spojeny zkratovacími kruhy (Obrázek 2.1).



Obrázek 2.1: Klecové vinutí asynchronního motoru [14]

2.2 Princip

Princip asynchronního motoru je založen na vytvoření točivého magnetického pole statoru, které vzniká průchodem střídavého trojfázového proudu statorovým vinutím. Vznikem magnetického pole statoru se v rotoru indukují napětí a vzniklý proud rotoru vyvolá magnetický tok, jenž je spřažen se statorem. Spřažený magnetický tok má za následek vyvolání silového působení na rotor, a tedy i jeho otáčení. Pro otáčky točivého pole statoru neboli synchronní otáčky platí:

$$n_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (2.1)$$

kde f je frekvence a p je počet pólových dvojic statoru.

Napětí ve vodičích rotoru se indukuje pouze tehdy, pokud je rychlost otáčení magnetické pole statoru rozdílná oproti mechanickým otáčkám rotoru. Tento rozdíl se nazývá skluz a udává se v procentech:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100 [\%] \quad (2.2)$$

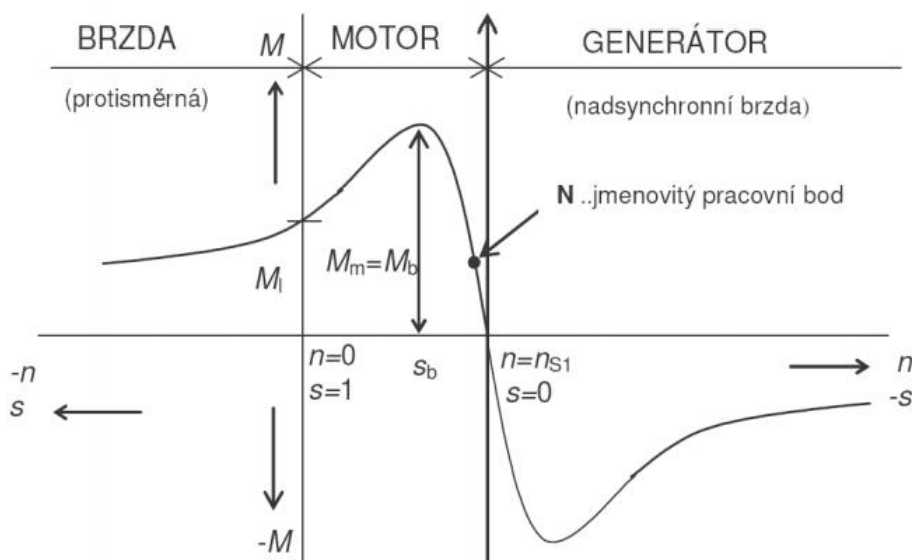
kde n_s jsou synchronní otáčky a n jsou mechanické otáčky rotoru. Skluz stroje závisí na velikosti zatížení stroje. Jestliže asynchronní motor mechanicky zatížíme, musí motor vytvořit větší moment tím, že vzroste proud v rotoru. Tento proud je vázán s hodnotou indukovaného napětí, jenž stoupá pouze se zvyšující hodnotou skluzového kmitočtu proudu rotoru f_2 pro který platí:

$$f_2 = s f_1 \quad (2.3)$$

Kmitočet může vzrůstat jen se současným zvyšováním skluzu, a proto asynchronní motor reaguje na zvýšení zatížení poklesem otáček.

2.3 Pracovní režimy

Asynchronní motory pracují převážně v režimu, kdy se jejich otáčky pohybují v oblasti od nuly do otáček synchronních tzv. motorický režim. Dokáží ale taky pracovat v režimu, kdy jsou otáčky vyšší než otáčky synchronní. Takovýto režim nazýváme generátorický a nastává při mechanickém roztáčení hřídele.



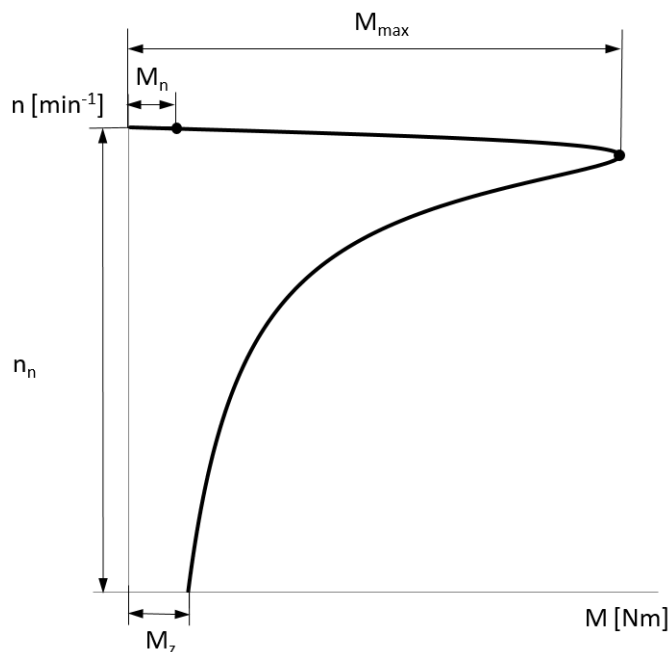
Obrázek 2.2: Pracovní režimy asynchronního stroje

Podle hodnoty skluzu se pracovní režimy asynchronního stroje rozdělují na:

- $s \in (-\infty, 0)$ - generátorický
- $s \in (0, 1)$ - motorický
- $s \in (1, \infty)$ - brzdový

2.4 Mechanická charakteristika

Mechanická charakteristika udává průběh momentu v závislosti na otáčkách (Obrázek 2.3). Je popsána maximálním momentem M_{max} jmenovitým momentem M_n , záběrným momentem M_z a jmenovitými otáčkami n_n .



Obrázek 2.3: *Typická mechanická charakteristika AM*

Pro praktické použití se mechanická charakteristika vypočítává pomocí tzv. Klossova vztahu:

$$M = \frac{2 \cdot M_{max}}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}} \quad (2.4)$$

a synchronní otáčky dle vztahu (2.1) jenž odpovídá také:

$$n_s = n_{0n} \left(\frac{f_1}{f_{1n}} \right) \quad (2.5)$$

Maximální moment M_{max} a jemu odpovídající kritický skluz s_k se dá vypočítat ze štítkových parametrů asynchronního stroje. Pro maximální moment platí:

$$M_{max n} = M_n q_M \quad (2.6)$$

Skluz zvratu vypočteme:

$$s_{kn} = s_k \left(q_M + \sqrt{q_M^2 - 1} \right) \quad (2.7)$$

kde jmenovitý skluz je:

$$s_n = \frac{n_{0n} - n_n}{n_{0n}} \cdot 100 [\%] \quad (2.8)$$

Maximální moment pro aktuální hodnotu napětí a kmitočtu:

$$M_{max} = M_{max n} \left(\frac{U_1}{U_{1n}} \right)^2 \cdot \left(\frac{f_{1n}}{f_1} \right)^2 \quad (2.9)$$

a skluz při aktuální hodnotě napětí a kmitočtu:

$$s_k = s_{kn} \left(\frac{f_{1n}}{f_1} \right) \quad (2.10)$$

Moment asynchronního motoru je dle vztahu (2.9) úměrný čtverci napětí z čehož vyplývá, že asynchronní motor je citlivý na kolísání síťového napětí. [11]

2.5 Kmitočtové řízení

Řízení asynchronních motorů bylo ještě donedávna velmi obtížné, avšak s rozvojem řídicí elektroniky a elektronických spínacích prvků byla obtížnost regulace značně zjednodušena. Otáčky asynchronního motoru definuje vztah:

$$n = n_s(1 - s) \quad (2.11)$$

kde za synchronní otáčky n_s dosadíme vztah 2.1 a dostaneme tak otáčky jako:

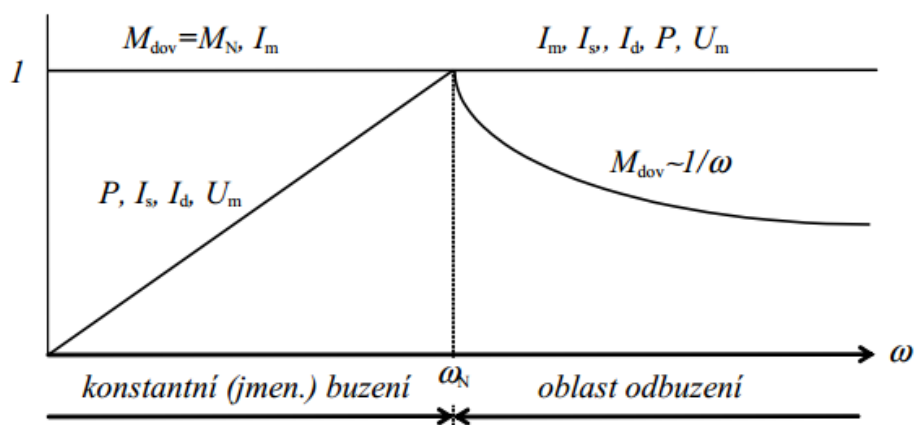
$$n = \frac{60 \cdot f}{p} (1 - s) \quad (2.12)$$

Z tohoto vzorce je patrné, že otáčky asynchronního motoru lze řídit změnou skluzu, počtem pólových dvojic nebo frekvencí. Regulace změnou skluzu je vhodná pouze pro motory s kroužkovou kotvou a její princip spočívá v zařazení odporu do obvodu rotoru. V tomto odporu se určitá část skluzového výkonu změní na teplo, což však bývá značně nevhodné. Regulace změnou počtu pólů je také nevýhodná, a to z důvodu možnosti pouze skokové změny otáček. Z těchto důvodů je nejperspektivnějším řízením současné řízení frekvence a napětí. Toto řízení se dá dále rozdělit na řízení skalární a vektorové.

Skalární frekvenční řízení spočívá v řízení frekvence statorového napětí. Změnou této frekvence se mění rychlost točivého magnetického pole, což vede k ustálení stroje na nových otáčkách – během přechodových dějů zůstává stroj neřízen. Frekvenci můžeme řídit při dodržení podmínky:

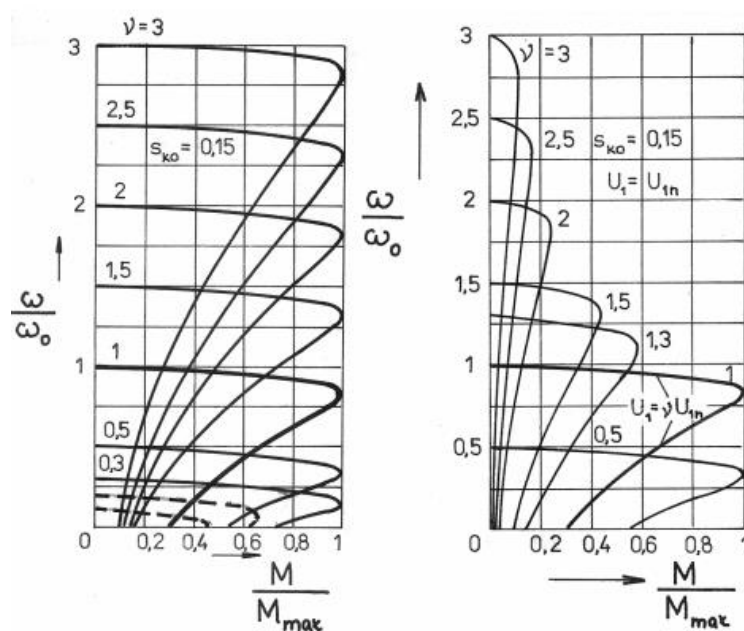
- $U/f = konst.$
- $U = konst.$

Při stálém momentu na hřídeli je nutné udržet konstantní magnetický tok ϕ_m což vede k uvedené podmínce, kdy je nutné současně řídit napětí U a frekvenci f tak, aby platilo U/f konstantní. Tímto způsobem se většinou řídí asynchronní motory do hodnoty základní rychlosti. Pokud bychom řídili motor uvedenou podmínkou i nad základní rychlost, rostl by se vzrůstajícím napětím také typový výkon motoru. Z tohoto důvodu se v oblasti nad základní rychlost drží napětí U konstantní a snižuje se magnetizační proud, čímž dochází k tzv. odbuzování motoru, kdy moment motoru klesá. Obrázek 2.4 naznačuje průběh veličin asynchronního motoru při frekvenčním řízení v poměrných jednotkách.



Obrázek 2.4: Průběh veličin asynchronního motoru při frekvenčním řízení

Řízením v obou rozsazích odpovídají také mechanické charakteristiky. Mechanické charakteristiky na levé straně obrázku (Obrázek 2.5) odpovídá řízení splňující podmínku $U/f = konst.$ a mechanické charakteristiky v pravé části stejného obrázku odpovídá řízení splňující podmínku $U = konst.$



Obrázek 2.5: Mechanické charakteristiky asynchronního motoru při frekvenčním řízení

3 Sestavení simulačních modelů v prostředí OrCad/Pspice

Soustava trojfázového napětového střídače a asynchronního motoru byla simulována v prostředí OrCad/Pspice. Jedná se o simulační program pro analýzu náročných obvodových řešení, k jejich odladování a vylepšování před samotnou realizací. Parametry trojfázového napětového střídače v pohonu akumulátorové lokomotivy jsou uvedeny v následující podkapitole.

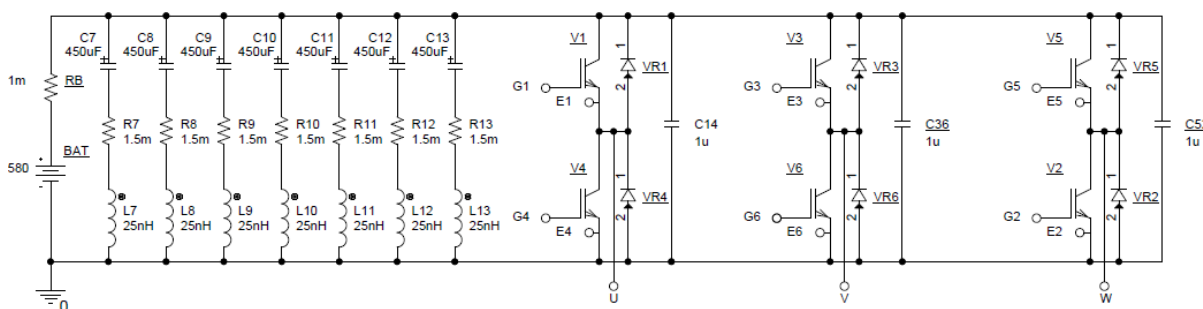
3.1 Parametry trojfázového napětového střídače

Jako měnič poskytující asynchronnímu motoru střídavé napětí je použit trojfázový napětový střídač v můstkovém zapojení (Obrázek 3.1). Měnič je napájen z akumulátorové baterie se stejnosměrným jmenovitým napětím $U_{bat} = 580V$ a sériovým odporem $R_b = 1 m\Omega$.

Za akumulátorovou baterií je umístěn napětový meziobvod složený ze sedmi paralelně spojených vysokonapětových kondenzátorů PVAJP 24 - 1,1/450 R45, jejichž parametry jsou uvedeny v tabulce (Tabulka 3.1). K nim jsou připojeny tzv. ekvivalentní sériové odpory (ESR) a ekvivalentní sériové indukčnosti (ESL).

Samotný napětový střídač se nachází za napětovým meziobvodem a je složen ze tří IGBT modulů firmy SEMIKRON s typovým označením SEMiX653GB176HDs. Katalogový list těchto modulů je dostupný na webu výrobce [16]. Jedná se o moduly složené z tranzistorů IGBT označených jako V1-V6, a příslušných zpětných diod VR1-VR6 (Obrázek 3.1). Parametry těchto modulů jsou uvedeny v tabulce (Tabulka 3.1)

K IGBT modulům jsou dále paralelně připojeny snubber kondenzátory Alcon MP-4 1uF/1200 VDC F/C7, jež chrání výkonové součástky před napětovými špičkami, které vznikají během přepínání mezi sepnutým a vypnutým stavem.



Obrázek 3.1: Model trojfázového napětového střídače v můstkovém zapojení

Tabulka 3.1: Parametry kondenzátoru PVAJP 24 - 1,1/450 R45

Parametr	Zkratka	Hodnota
Kapacita	C	450 μ F
Proud	I	60 A
Maximální povolené napětí	U_{max}	1150 V
Ekvivalentní sériový odpor	ESR	1,5 m Ω
Ekvivalentní sériová indukčnost	ESL	< 25mH

Tabulka 3.2: Parametry IGBT modulu

	Parametr	Zkratka	Hodnota
IGBT	Napětí kolektor – emitor	U_{CES}	1700 V
	Nominální kolektorový proud	I_{Cnom}	450 A
	Napětí hradlo – emitor	U_{GES}	-20 ... 20 V
	Napětí kolektor – emitor	U_{CE0}	1,1 V
	Diferenciální odpor	r_{CE}	4 m Ω
	Ztrátová energie při zapnutí tranzistoru	E_{on}	350 mJ
	Ztrátová energie při vypnutí tranzistoru	E_{off}	180 mJ
	Tepelný odpor přechod – pouzdro	R_{th-jc}	0,054 K·W ⁻¹
	Maximální provozní teplota přechodu	T_{jmax}	150 °C
Inverzní dioda	Propustný nominální proud	I_{Fnom}	450 A
	Propustné napětí	U_{F0}	1,1 V
	Diferenciální odpor	r_F	1,8 m Ω
	Ztrátová energie během zotavovací doby	E_{rr}	73 mJ
	Tepelný odpor přechod – pouzdro	R_{th-jc}	0,11 K·W ⁻¹

3.2 Parametry asynchronního motoru

Jako motor lokomotivy je použit trakční asynchronní motor TAM 1050C6 W od PRAGOIMEX a.s (Příloha A). Jedná se o šestipólový motor s kotvou nakrátko určený pro pohon kolejových vozidel. Trakční motor je použit v jízdním a brzdovém režimu a je napájen střídačem s frekvenční modulací a pracovními frekvencemi 0 – 150 Hz. V jízdním režimu se sdružené napětí pohybuje v rozmezí 0 – 425 V a v brzdovém režimu až do 1000 V. Izolační systém motoru byl navržen ve třídě „200“ jenž vyhovuje napěťovým špičkám až do 2 kV se strmostí náběžné hrany až 4 kV/ μ V, které se projeví na straně napěťového střídače. Důležité parametry trakčního motoru jsou uvedeny v následující tabulce (Tabulka 3.3).

Tabulka 3.3: Parametry trakčního motoru TAM 1050C6 W

Parametr	Zkratka	Hodnota
Jmenovitý výkon	P_n	175 kW
Napětí při jmenovitém výkonu	U	425 V
Jmenovitý proud	I_n	298 A
Jmenovitá frekvence	f_n	60 Hz
Jmenovité otáčky	n_n	1183 min ⁻¹
Jmenovitý moment	M_n	1414 Nm
Jmenovitý skluz	s_n	0,01375
Maximální moment	M_{max}	3790 Nm

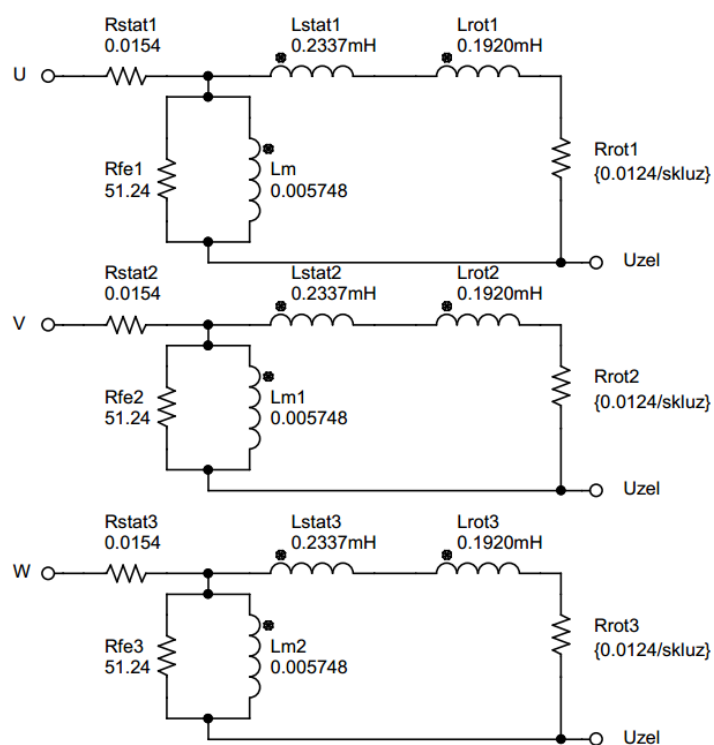
Parametr	Zkratka	Hodnota
Maximální otáčky	n_{max}	3400 min^{-1}
Maximální proud motoru	I_{max}	750 A
Účinník	$\cos \varphi$	0,85
Účinnost	η	0,935

3.3 Model asynchronního motoru v OrCad

Šestipólový asynchronní motor TAM 1050C6 W je zapojen do hvězdy dle náhradního schématu (Obrázek 3.2) a jeho parametry jsou uvedeny v příslušné tabulce (Tabulka 3.4).

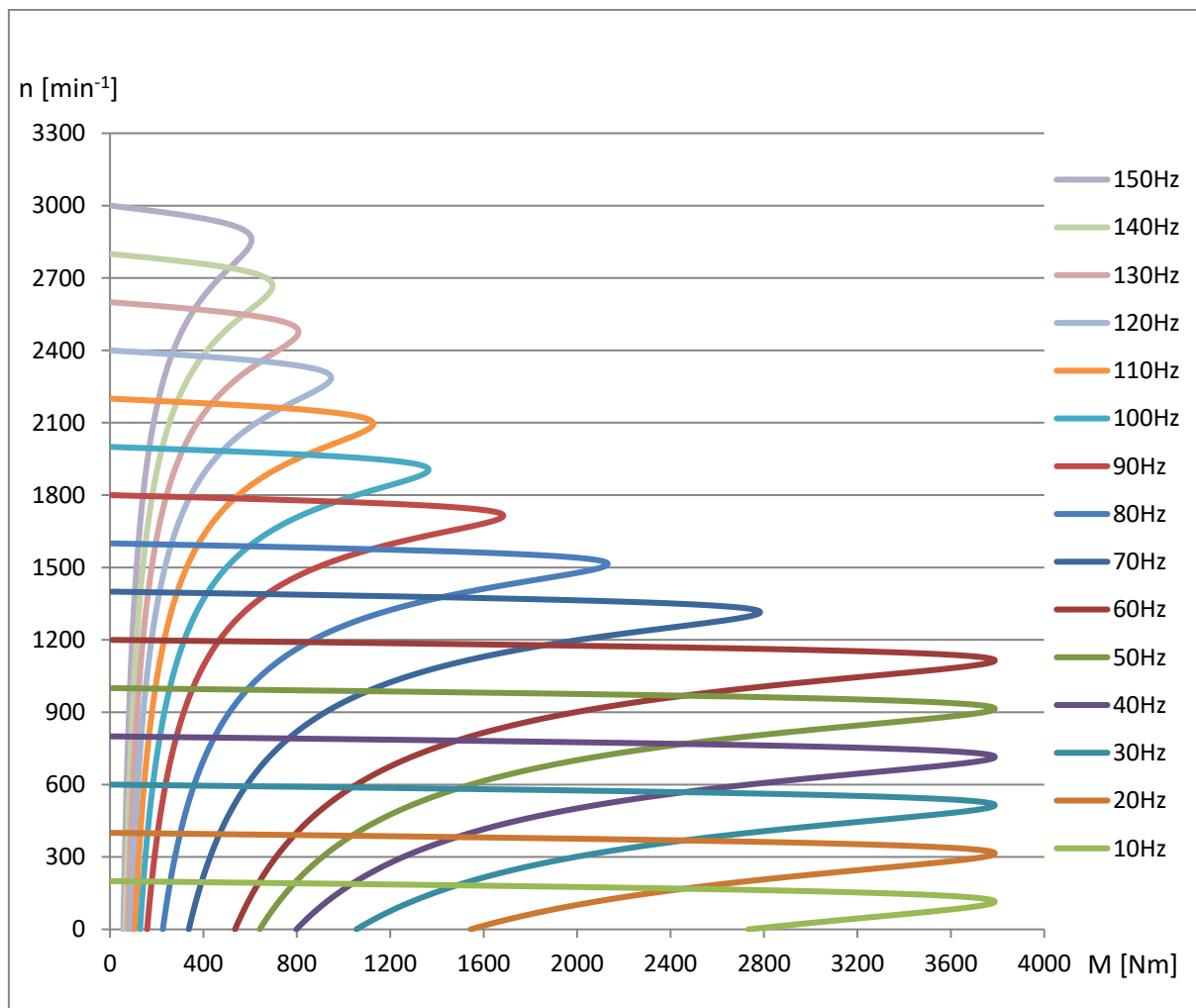
Tabulka 3.4: Parametry náhradního schématu motoru TAM 1050C6 W

Parametr	Zkratka	Hodnota
Odpor statoru	R_{stat}	$0,0154 \Omega$
Odpor rotoru	R_{rot}	$0,0124 \Omega$
Odpor v železe	R_{fe}	$51,24 \Omega$
Hlavní indukčnost	L_h	$5,75 \text{ mH}$
Rozptylová indukčnost rotoru	L_{stat}	$0,234 \text{ mH}$
Rozptylová indukčnost statoru	L_{rot}	$0,192 \text{ mH}$



Obrázek 3.2: Model asynchronního motoru v OrCad/Pspice

Pro uvedený motor TAM 1050C6 W byly vypočítány mechanické charakteristiky dle Klosova vztahu. Soubor s výpočtem mechanických charakteristik je obsahem příloženého CD. Obrázek 3.3 znázorňuje mechanické charakteristiky v obou řešených rozsazích, tedy v rozsahu, kdy je splněna podmínka $U/f = konst.$ a motor pracuje do své jmenovité frekvence, a v rozsahu nad jmenovité frekvence, kdy platí že $U = konst.$



Obrázek 3.3: *Mechanické charakteristiky motoru TAM 1050C6 W při frekvenčním řízení*

V rozsahu do jmenovité frekvence (0 – 60 Hz) a při splnění podmínky $U/f = konst.$ platí, že moment motoru je roven maximálnímu momentu $M = M_{MAX}$, protože je udržován konstantní magnetický tok ϕ_m . Naopak při řízení nad jmenovité frekvence (otáčky) je nutné, aby docházelo k tzv. odbuzování, kdy klesá magnetizační proud I_m , spolu s ním magnetický tok ϕ_m a dle vztahu

$$M_{max} = M_{maxn} \left(\frac{U_1}{U_{1n}} \right)^2 \left(\frac{f_{1n}}{f_1} \right)^2 \quad (3.1)$$

klesá také maximální moment M_{max} .

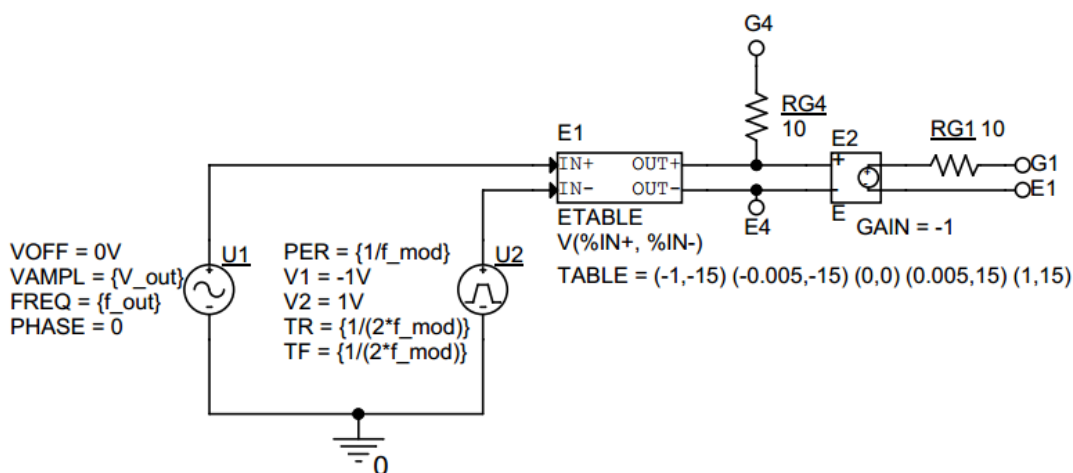
3.4 Sestavení řízení napět'ového střídače

K řízení střídače je využito komparační pulsně-šířkové modulace SPWM, která porovnává sinusový signál se signálem trojúhelníkového průběhu a na základě této komparace generuje

posloupnost pulsů o proměnné šířce (Obrázek 3.4). K vytvoření tohoto řízení pro jednu větev střídače je v programu OrCad využito zdroje sinusového napětí U1, jenž je definován především parametry VAMPL, FREQ a PHASE. Parametry definující frekvenci (FREQ) a amplitudu sinusového napětí (VAMPL) jsou nahrazeny globálními parametry V_out a f_out tak, aby se tyto parametry měnily stejně v celém řídicím obvodu střídače. Změnou hodnot V_out a f_out se tedy mění frekvence a efektivní hodnota výstupního napětí střídače. Sinusové napětí je porovnáváno se signálem zdroje U2, jenž generuje trojúhelníkový signál o amplitudě 1 V. Globálním parametrem f_mod se nastavuje spínací (modulační) frekvence f_{mod} . Posledním globálním parametrem modelu je *skluz*, který definuje skluz asynchronního motoru.

Ke komparaci slouží blok ETABLE z knihovny ABM, který na svém výstupu generuje puls dle hodnot zadaných v parametru TABLE. Do této tabulky se zadává vždy dvojice čísel, kde první číslo odpovídá vstupní hodnotě a druhé číslo odpovídá hodnotě přiřazené na výstup. Blok ETABLE je tedy nadefinován tak, aby v čase, kdy je sinusové napětí zdroje U1 vyšší než trojúhelníkové napětí zdroje U2, generoval na svém výstupu puls o velikosti 15 V. Tento puls je pak přiveden na jeden ze spodní řady IGBT tranzistorů, v tomto případě V4. K vygenerování spínacího pulsu pro příslušný IGBT tranzistor z horní řady tranzistorů je využito bloku GAIN, jenž v tomto případě násobí vstupní signál hodnotou -1, díky čemuž se dosáhne změny fáze tohoto pulsu.

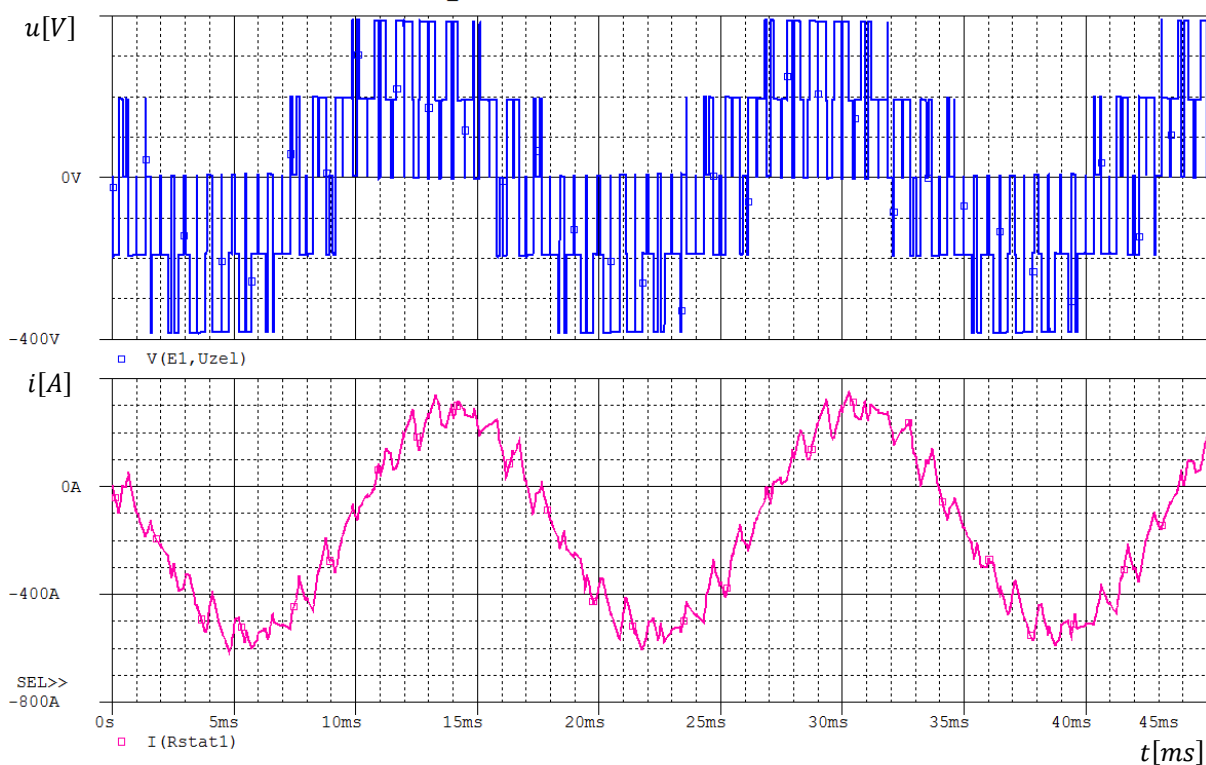
Hradlové odpory IGBT tranzistorů byly voleny dle montážního manuálu pro úpravu elektroniky výkonového polovodičového měniče a osazení Adaptor Boardu 2//3S SKYPER 42R.



Obrázek 3.4: Model PWM řízení v OrCad/Pspice

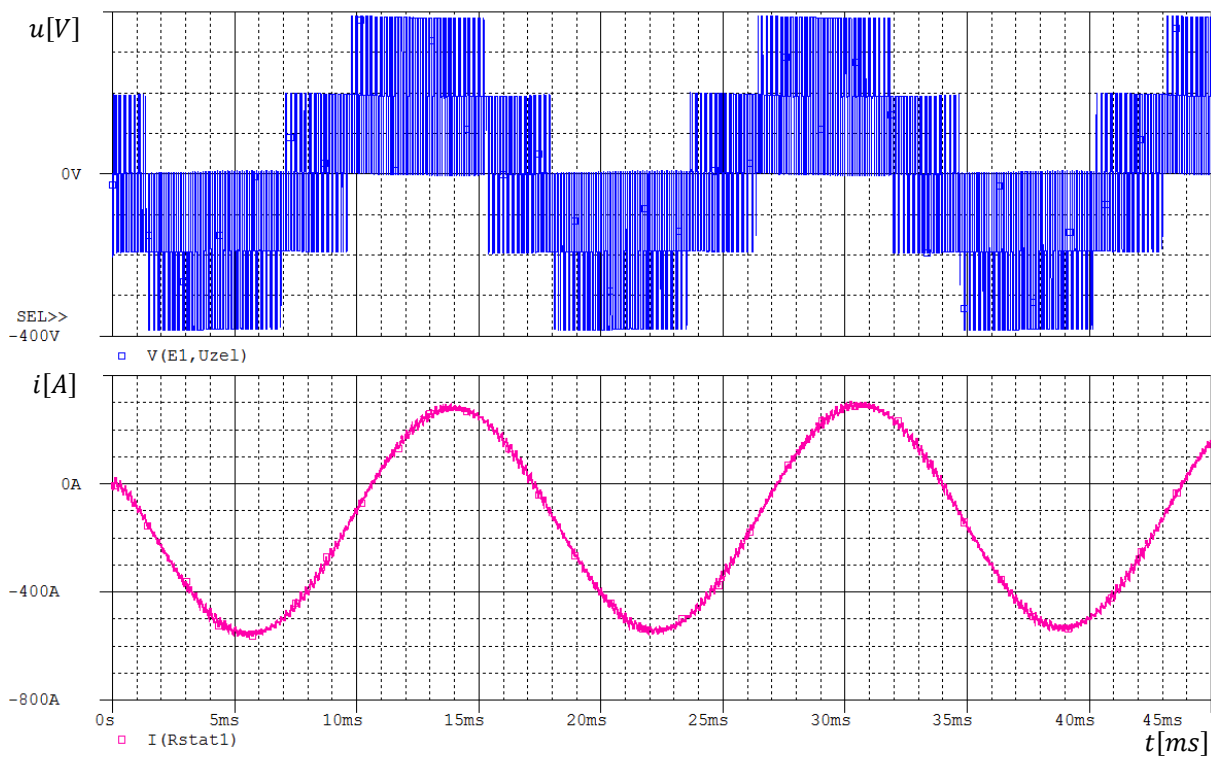
3.5 Simulace modelu při jmenovitých parametrech

Na následujících obrázcích jsou vyneseny průběhy fázových napětí a proudů zátěže pro různé spínací frekvence f_{mod} . Modrý průběh zde vždy reprezentuje fázové napětí a fialový průběh fázový proud. Obrázek 3.5 znázorňuje situaci při spínací frekvenci $f_{mod} = 1 \text{ kHz}$. Na napěťovém průběhu si lze všimnout jednotlivých spínacích pulsů. Průběh proudu svým tvarem připomíná sinusový průběh.

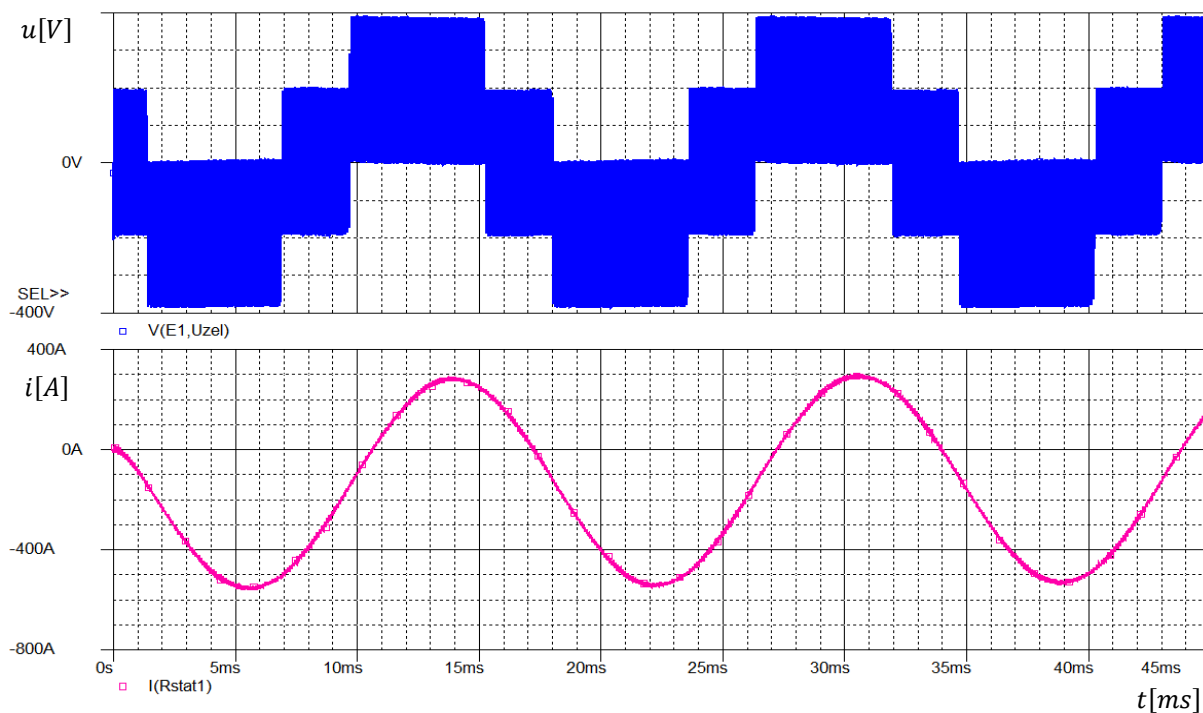


Obrázek 3.5: Průběh fázového napětí a proudu při $f_{mod} = 1 \text{ kHz}$

Zvyšujeme-li spínací frekvenci f_{mod} (Obrázek 3.6, Obrázek 3.7) můžeme si všimnout, že průběh fázového napětí je značně promodulován a fázový proud má kvazi-sinusový průběh.

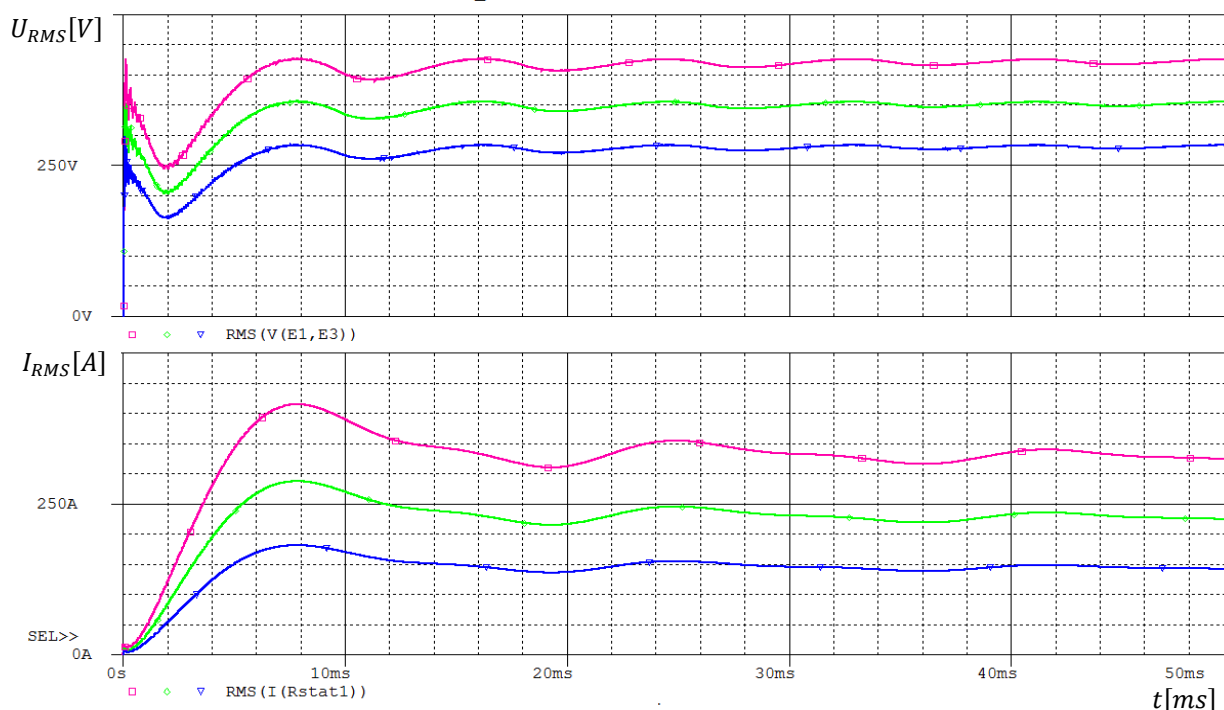


Obrázek 3.6: Průběh fázového napětí a proudu při $f_{mod} = 5 \text{ kHz}$



Obrázek 3.7: Průběh fázového napětí a proudu při $f_{mod} = 10 \text{ kHz}$

Následující průběhy znázorňují simulační ověření vlivu parametru V_{out} na velikost efektivní hodnoty sdruženého napětí a fázového proudu (Obrázek 3.8) při nedodržení podmínky $U/f = konst.$

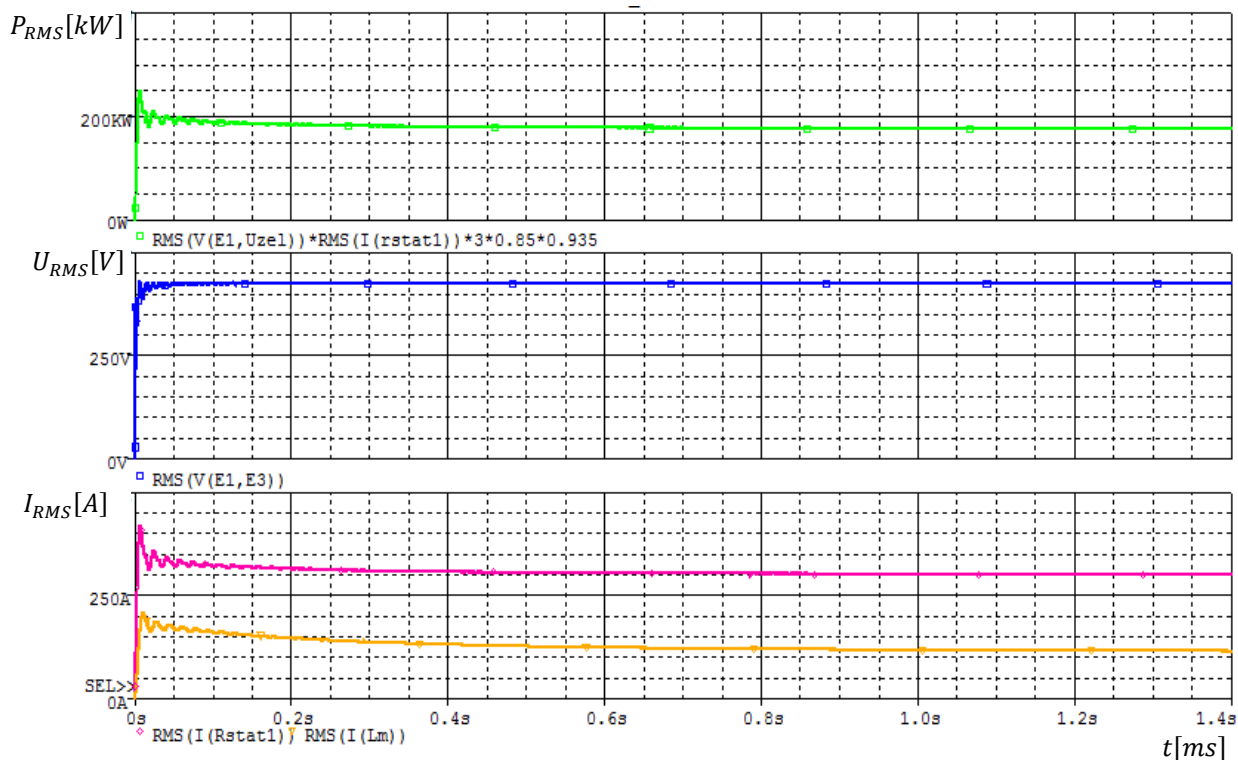


Obrázek 3.8: Průběh ef. hodnoty sdruženého napětí a proudu zátěže při změně hodnoty V_{out} ($f_{out} = 60 \text{ Hz}$, $f_{mod} = 5 \text{ kHz}$)

Tabulka 3.5: Popisek k průběhům grafu (Obrázek 3.8)

$V_{out} = 0,99 \text{ V}$	$V_{out} = 0,69 \text{ V}$	$V_{out} = 0,44 \text{ V}$
----------------------------	----------------------------	----------------------------

Po odladění simulovaného modelu odpovídaly naměřené hodnoty ve jmenovitém pracovním bodě hodnotám z parametrového listu motoru TAM 1050C6 W. Po odeznění přechodových jevů je efektivní hodnota sdruženého napětí $U = 425 \text{ V}$, efektivní hodnota proudu $I = 298 \text{ A}$, efektivní hodnota magnetizačního proudu $I_{mag} = 108 \text{ A}$ a výkon $P = 175 \text{ W}$ (Obrázek 3.9).



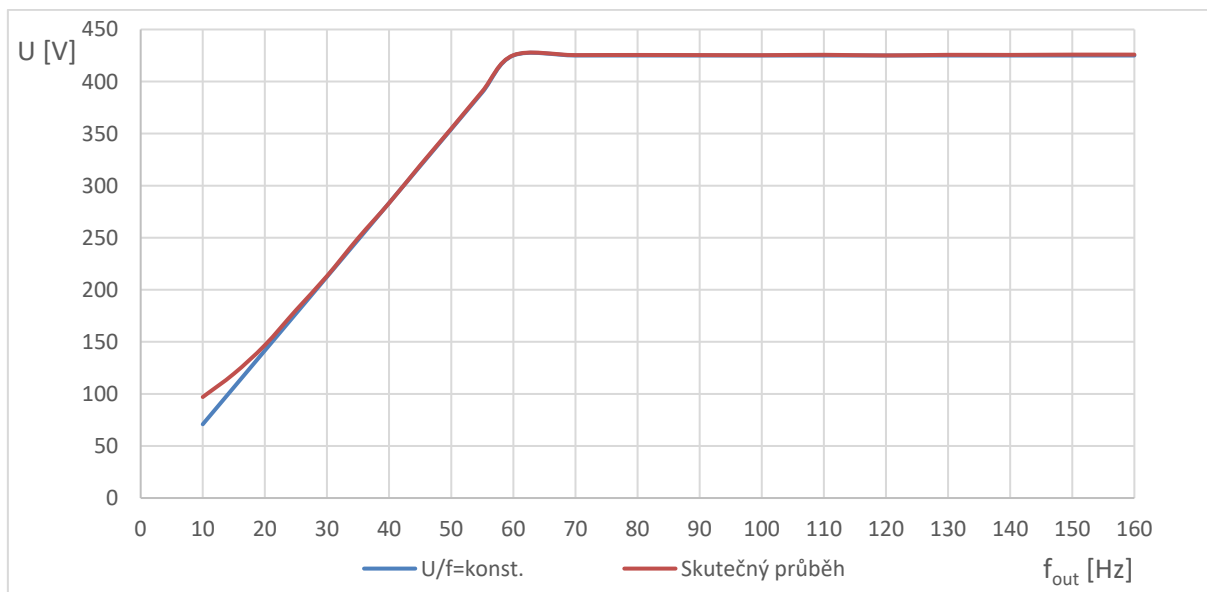
Obrázek 3.9: Průběh efektivních hodnot ve jmenovitém pracovním bodě

Tabulka 3.6: Popisek k průběhům grafu (Obrázek 3.9)

P_{RMS} [kW]	U_{RMS} [V]	I_{RMS} [A]	I_{mag} [A]
----------------	---------------	---------------	---------------

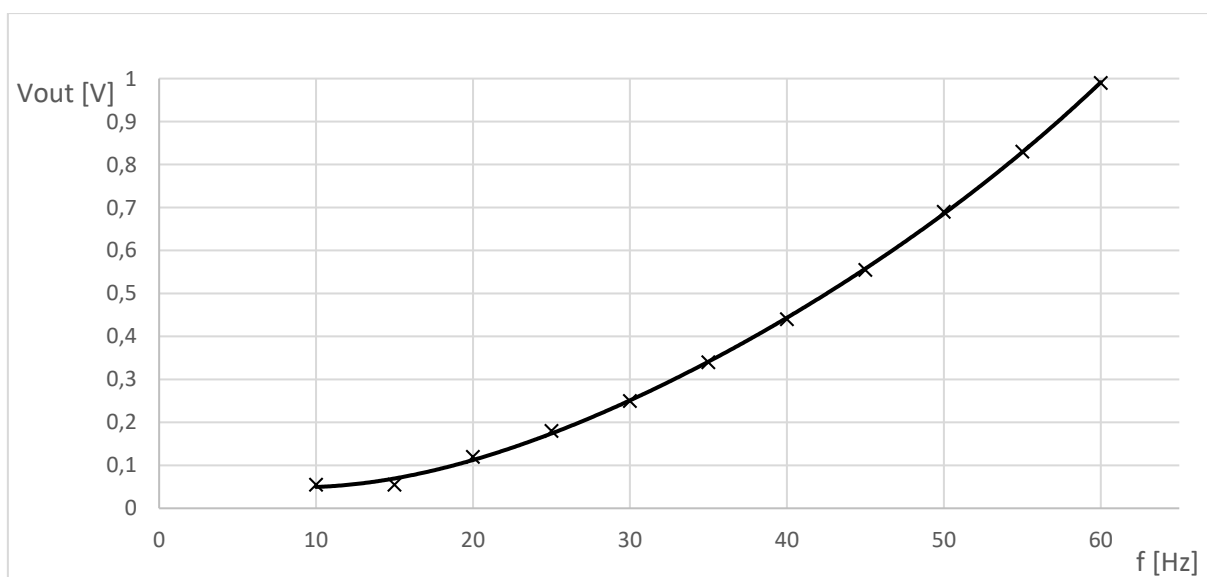
3.6 Řízení v oblasti do jmenovité frekvence

V oblasti do jmenovité frekvence f_n je nutné současně řídit napětí U a frekvencí f tak, aby platila podmínka U/f konstantní. Nicméně ve skutečnosti je pro malé frekvence, kdy $f \leq f_n$ potřebné na motor přivádět napětí vyšší, než odpovídá vztahu U/f . Toto relativní zvyšování napětí roste s klesající frekvencí (Obrázek 3.10) [15].



Obrázek 3.10: *Relativní zvyšování napětí statoru při nižších frekvencích f_{out}*

Výstupní napětí přiváděné na stator asynchronního motoru řídíme změnou parametru modelu V_{out} , jenž reprezentuje amplitudu modulačního signálu. Abychom tedy vhodně řídili napětí statoru, musíme řídit vstupní parametr modelu V_{out} (Obrázek 3.11).



Obrázek 3.11: *Řízení parametru V_{out} v oblasti $f \leq f_n$*

4 Ztráty trojfázového napět'ového střídače

Jak víme, průchod elektrického proudu polovodičovými součástkami vede ke vzniku výkonových ztrát, které tyto součástky oteplují. Nadměrné zahřívání polovodičových součástek může mít za následek změnu vlastností polovodičové struktury. Opakované i malé překračování přípustné teploty může vést ke zkrácení životnosti a v některých případech až k destrukci těchto polovodičových součástek. Z tohoto důvodu je nutné tyto součástky vhodně chladit a snažit se minimalizovat působící ztrátový výkon.

Ztrátový výkon vzniká průchodem proudu propustného, blokovacího, závěrného a hradlového (řídícího). Navíc k těmto ztrátám vznikají také ztrátové výkony spínáním, tj. zapínáním a vypínáním součástek. Proto můžeme rozlišit ztráty:

- Propustným proudem
- Spínací
- Blokovacím proudem
- Závěrným proudem
- Řídícím proudem

Obecný vztah pro výpočet ztrátového výkonu je dán součinem proudu i_V procházejícího součástkou a napětím na součástce u_V .

$$p_V = u_V i_V \quad (4.1)$$

Přijmeme-li se na místě ztrát střední hodnota ztrátového výkonu, pak se dají ztráty blokovacím, závěrným a řídícím proudem zanedbat, jelikož tyto ztráty odpovídají pouze jednotkám procent z celkových ztrát. Výpočet propustných a spínacích ztrát napět'ového střídače je provedeno pro řízení pomocí komparační PWM a dle vztahů, jejichž bližší odvození je uvedeno v literatuře [9].

4.1 Výpočet ztrát propustným proudem

Výpočet střední hodnoty ztrát propustným proudem vychází z propustných charakteristik polovodičových součástek a k jejich výpočtu je nutné znát střední a efektivní hodnoty příslušného propustného proudu tranzistoru a zpětné diody.

Střední hodnota proudu tranzistorem:

$$I_{V(AV)} = I_z \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} + \frac{m}{4\sqrt{2}} \cos \varphi \right) \quad (4.2)$$

Střední hodnota proudu zpětnou diodou

$$I_{VR(AV)} = I_z \left(\frac{1}{\pi\sqrt{2}} - \frac{m}{4\sqrt{2}} \cos \varphi \right) \quad (4.3)$$

Efektivní hodnota proudu tranzistorem:

$$I_{V(RMS)} = I_z \left(\frac{1}{4} + \frac{2m}{4\sqrt{2}} \cos \varphi \right) \quad (4.4)$$

Efektivní hodnota proudu zpětnou diodou:

$$I_{VR(RMS)} = I_z \left(\frac{1}{4} - \frac{2m}{4\sqrt{2}} \cos \varphi \right) \quad (4.5)$$

Výpočet efektivní hodnoty proudu zátěže I_z vypočteme z maximální amplitudy základní harmonické výstupního proudu. Výpočet provedeme na základě znalosti jmenovitého výkonu asynchronního motoru, jeho účinnosti $\cos \varphi = 0,85$ a při hloubce modulační $m = 1$. Při uvažování komparační PWM je maximální amplituda základní harmonické výstupního fázového napětí

$$U_{fm(1)} = \frac{U_d}{2} \quad (4.6)$$

Maximální efektivní hodnota pak je:

$$U_{f(1)} = \frac{U_d}{2\sqrt{2}} = \frac{560}{2\sqrt{2}} = 205,06 \text{ V} \quad (4.7)$$

Pro odebíraný činný výkon trojfázové zátěže platí vztah:

$$P = 3U_{f(1)}I_{f(1)} \cos \varphi = \sqrt{3}U_{s(1)}I_{f(1)} \cos \varphi \quad (4.8)$$

Z něhož vypočteme maximální amplitudy základní harmonické proudu střídače:

$$I_{fm(1)} = \sqrt{2} \cdot \frac{175000}{3 \cdot 205,06 \cdot 0,85} = 473,29 \text{ A} \quad (4.9)$$

Efektivní hodnota proudu zátěže:

$$I_z = \frac{I_{fm(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{473,9}{\sqrt{2}} = 334,67 \text{ A} \quad (4.10)$$

Vypočítané střední hodnoty proudu tranzistoru a zpětné diody:

$$I_{V(AV)} = 0,38 I_z = 125,61 \text{ A} \quad (4.11)$$

$$I_{VR(AV)} = 0,07 I_z = 25,04 \text{ A} \quad (4.12)$$

Vypočítané střední hodnoty proudu tranzistoru a zpětné diody:

$$I_{V(RMS)} = 0,66 I_z = 219,55 \text{ A} \quad (4.13)$$

$$I_{VR(RMS)} = 0,26 I_z = 88,31 \text{ A} \quad (4.14)$$

Propustné ztráty tranzistoru:

$$P_{fw(AV)V} = U_{CE0}I_{V(AV)} + r_{CE}I_{V(RMS)}^2 \quad (4.15)$$

$$P_{fw(AV)V} = 1,1 \cdot 125,61 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot 219,55^2 = 331 \text{ W} \quad (4.16)$$

Propustné ztráty diody:

$$P_{fw(AV)VR} = U_{F0}I_{VR(AV)} + r_F I_{VR(RMS)}^2 \quad (4.17)$$

$$P_{fw(AV)VR} = 1,1 \cdot 25,04 + 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 88,31^2 = 41,58 \text{ W} \quad (4.18)$$

Celkové propustné ztráty střídače:

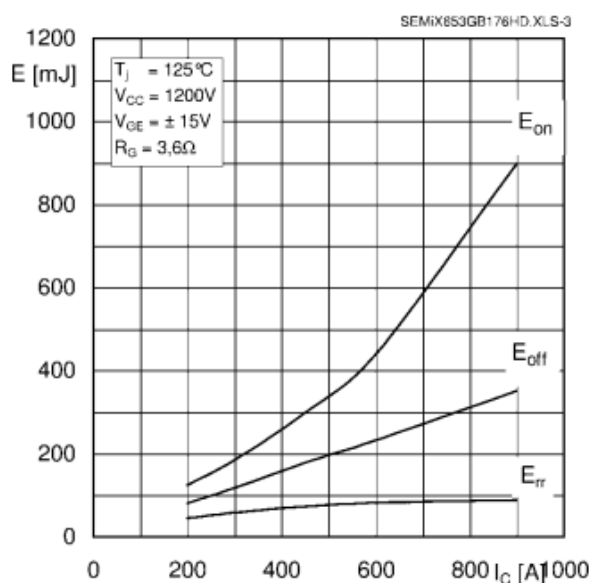
$$P_{fw(AV)} = 6 \cdot (P_{fw(AV)V} + P_{fw(AV)VR}) \quad (4.19)$$

$$P_{fw(AV)} = 6 \cdot (331 + 41,58) = 2,23 \text{ kW} \quad (4.20)$$

4.2 Výpočet spínacích ztrát

Ztráty spínací obvykle značnou měrou přispívají k celkovému ztrátovému výkonu výkonové elektroniky, a to zejména při vyšších spínacích kmitočtech. Z tohoto důvodu by jejich zanedbání vedlo k velké chybě výpočtu. Během přepínání mezi sepnutým a vypnutým stavem dochází k podstatnému nárůstu proudu a napětí, které vedou k velkým okamžitým ztrátám.

K výpočtu spínacích ztrát je nutné znát hodnoty ztrátových energií E_{on} , E_{off} a E_{rr} , které jsou uváděny v katalogových údajích jako funkce spínaného proudu spolu s údaji, pro které tato funkce platí (Obrázek 4.1). Tyto závislosti vycházejí z měření a poměrně věrně reprezentují spínací ztrátovou energii. [9]



Obrázek 4.1: Ztrátová energie IGBT modulu v závislosti na I_C

S ohledem na následující postup nutný k výpočtu spínacích ztrát je nutné tyto katalogové křivky vhodně aproximovat. Pro dané tvary křivek se nabízí aproximace dle přímek. Konstanty K_{on} , K_{off} a K_{rr} jsou směrnice přímek, kterými aproximujeme závislosti, které jsou uvedeny pro napětí $U_{CC} = 1200 V$ (Obrázek 4.1).

$$K_{on} = \frac{E_{on}}{I_C} = \frac{300 \cdot 10^{-3}}{450} = 0,66 \text{ mJ/A} \quad (4.21)$$

$$K_{off} = \frac{E_{off}}{I_C} = \frac{180 \cdot 10^{-3}}{450} = 0,4 \text{ mJ/A} \quad (4.22)$$

$$K_{rr} = \frac{E_{rr}}{I_C} = \frac{73 \cdot 10^{-3}}{450} = 0,162 \text{ mJ/A} \quad (4.23)$$

Přijme-li se v obrázku ztrátových energií modulu IGBT (Obrázek 4.1) na místě I_C spínaný proud I_V a na místě V_{CC} označení U_{VN} , pak při použitím napětí $U_d = U_V$ vychází, že spínací ztráty tranzistoru vypočteme dle vztahu

$$P_{sw(AV)V} = \frac{U_V I_{zm} f_{mod} (K_{on} + K_{off})}{\pi U_{VN}} \quad (4.24)$$

$$P_{sw(AV)V} = \frac{580 \cdot 473,29 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot (0,66 \cdot 10^{-3} + 0,4 \cdot 10^{-3})}{\pi \cdot 1200} = 77,67 \text{ W} \quad (4.25)$$

a spínací ztráty zpětné diody dle

$$P_{sw(AV)VR} = \frac{U_V I_{zm} f_{mod} K_{rr}}{\pi U_{VN}} \quad (4.26)$$

$$P_{sw(AV)VR} = \frac{580 \cdot 473,29 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 0,162 \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot 1200} = 11,81 \text{ W} \quad (4.27)$$

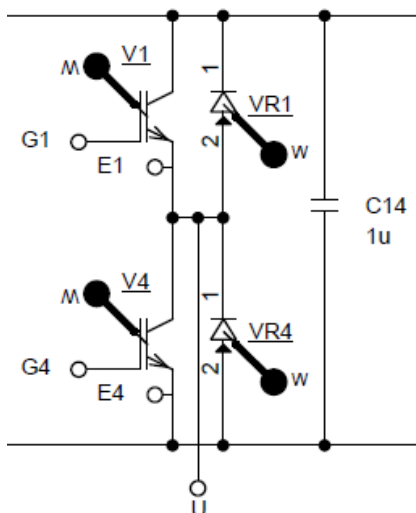
kde f_{mod} je spínací kmitočet. Celkové spínací ztráty střídače:

$$P_{sw(AV)} = 6 \cdot (P_{sw(AV)V} + P_{sw(AV)VR}) \quad (4.28)$$

$$P_{sw(AV)} = 6 \cdot (77,67 + 11,81) = 0,537 \text{ kW} \quad (4.29)$$

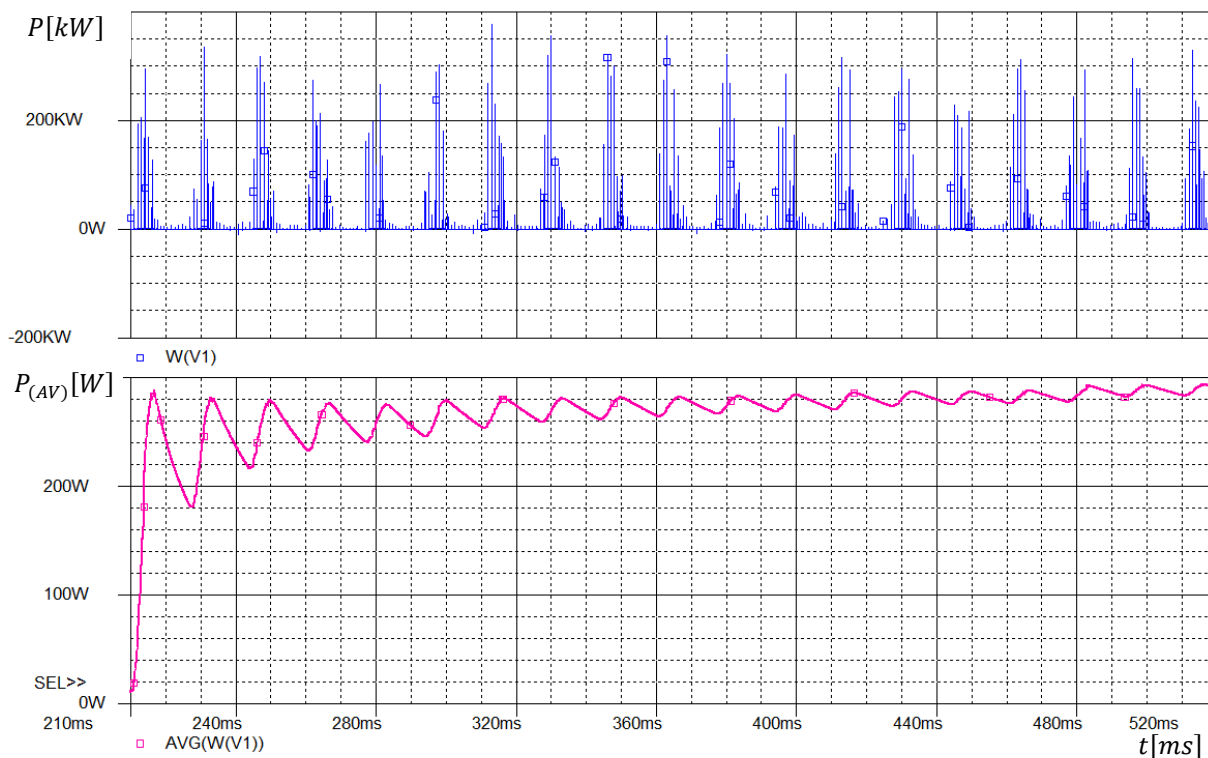
4.3 Výpočet ztrát střídače pomocí OrCad/Pspice

Ztrátový výkon se v programu OrCad/Pspice určuje umístěním sondy *power dissipation marker* na měřenou součástku. K výpočtu celkového ztrátového výkonu trojfázového napěťového střídače jsem po zohlednění faktu, že dle [13] se ztráty na horním a dolním spínači (zpětné diodě) mohou lišit, využil více těchto sond tak, aby měření ztrátového výkonu bylo co nejpřesnější (Obrázek 4.2).

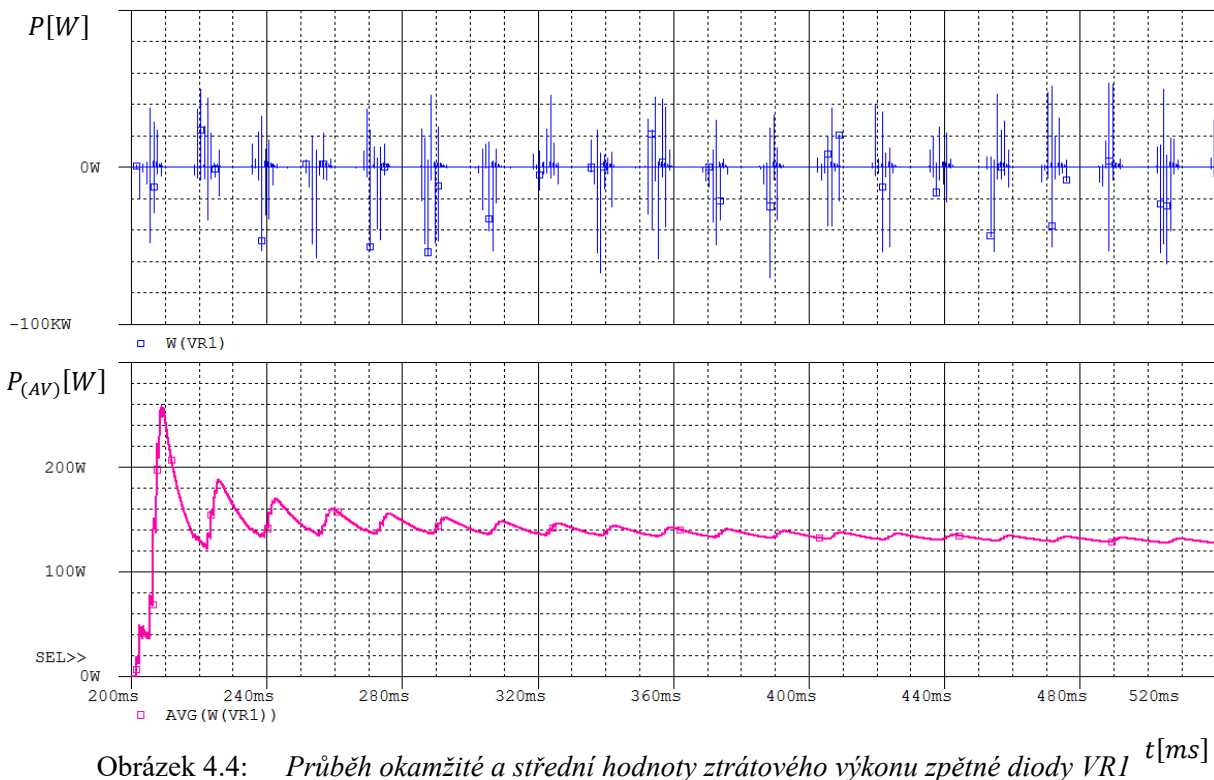


Obrázek 4.2: Umístění sond pro měření ztrátového výkonu jednoho IGBT modulu

Tyto sondy slouží k zobrazení průběhu okamžité hodnoty ztrátového výkonu, jenž má podobu krátkých pulzů. K přepočtu těchto ztrát na střední hodnotu ztrátového výkonu je využito funkce AVG. Obrázek 4.3 znázorňuje průběh okamžité hodnoty ztrátového výkonu IGBT tranzistoru a průběh střední hodnoty ztrátového výkonu, která se ustálila na $P_{tot(AV)V} = 0,31 \text{ W}$ při spínací frekvenci $f_{mod} = 1 \text{ kHz}$. Pro stejnou spínací frekvenci je znázorněn také průběh střední hodnoty ztrátového výkonu na zpětné diodě $P_{tot(AV)VR} = 108 \text{ W}$ (Obrázek 4.4).



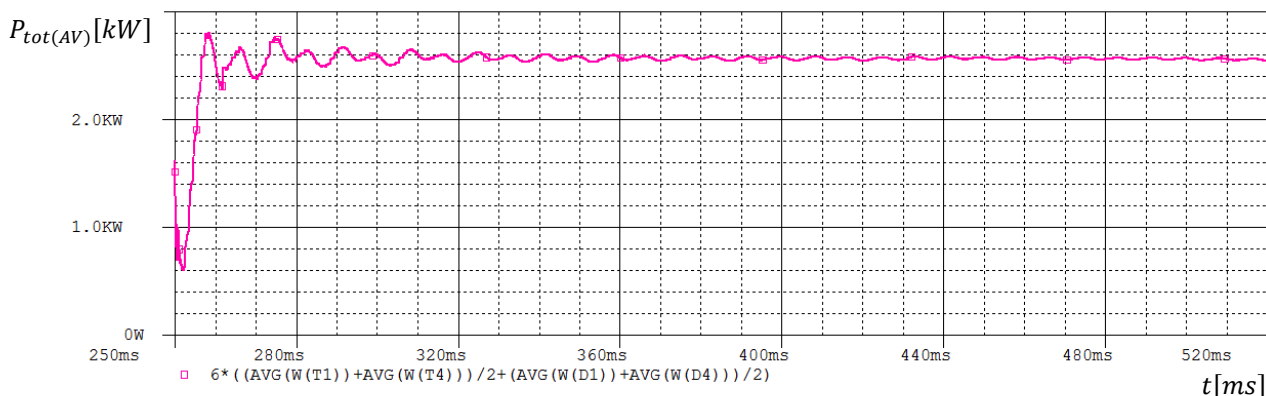
Obrázek 4.3: Průběh okamžité a střední hodnoty ztrátového výkonu tranzistoru V1



Obrázek 4.4: Průběh okamžité a střední hodnoty ztrátového výkonu zpětné diody VR1

Celkový ztrátový výkon napěťového střídače byl vypočítáván jako součet aritmetických průměrů ztrátového výkonu diod a tranzistorů, jenž byl vynásoben počtem těchto prvků (Obrázek 4.5).

$$6 \left(\left(\text{AVG}(W(V1)) + \text{AVG}(W(V4)) \right) / 2 + \left(\text{AVG}(W(VR1)) + \text{AVG}(W(VR4)) \right) / 2 \right) \quad (4.30)$$



Obrázek 4.5: Celkové ztráty napěťového střídače

4.4 Výpočet celkových ztrát střídače a shrnující tabulky

Celkový střední ztrátový výkon střídače vypočteme jako součet ztrát spínacích a ztrát propustným proudem:

$$P_{tot(AV)} = P_{fw(AV)} + P_{sw(AV)} = 2,23 + 0,537 = 2,77 \text{ kW} \quad (4.31)$$

Uvedený vzorový postup výpočtu ztrátového byl vypočítán pro spínací kmitočet $f_{mod} = 1\text{kHz}$ a hloubku modulační $m = 1$.

K výpočtu a ověření ztrát trojfázového napěťového střídače při stanovených podmínkách bylo kromě výpočtu dle literatury využito také simulačního softwaru Semisel [12] od výrobce IGBT modulů SEMIKRON. Vypočtené hodnoty ztrát, ztráty naměřené simulací v programu OrCad/Pspice a ztráty získané simulačním softwarem Semisel jsou uvedeny ve shrnující tabulce (Tabulka 4.1).

Tabulka 4.1: Naměřené a vypočtené hodnoty ztrátového výkonu měniče při různých f_{mod}

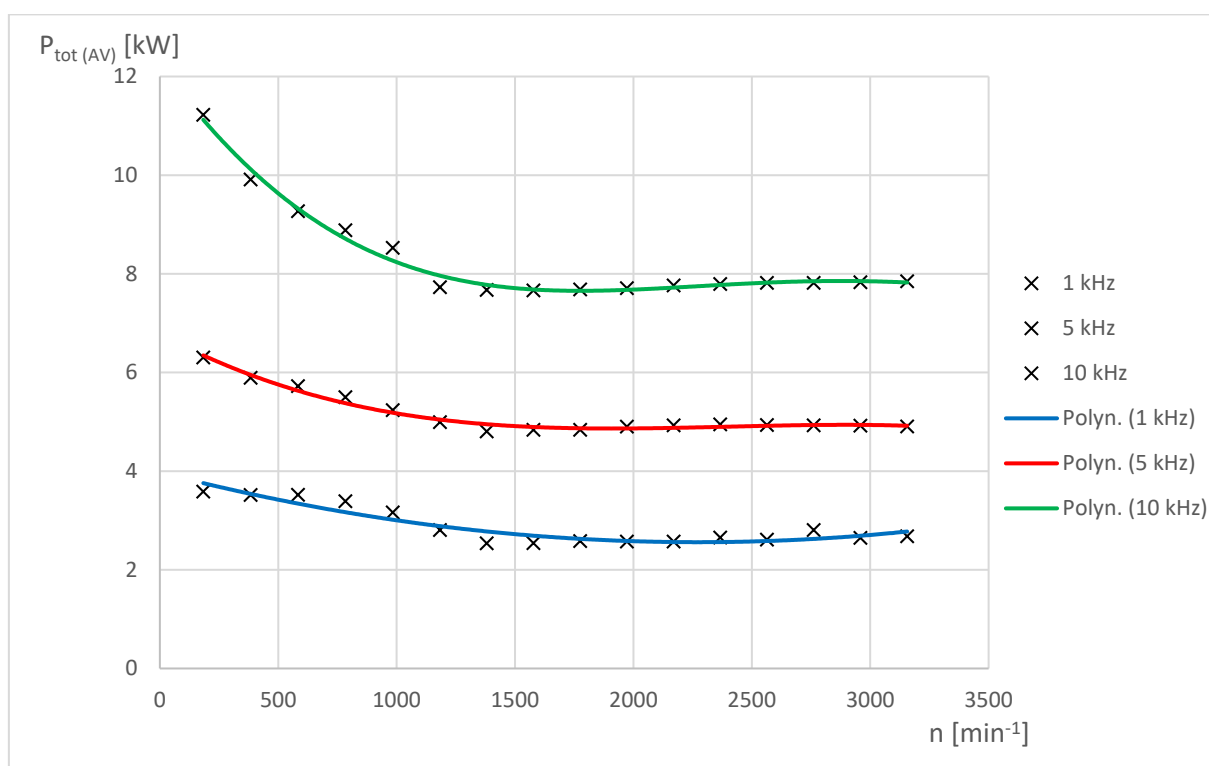
	$P_{tot(AV)V} \text{ [kW]}$	$P_{tot(AV)VR} \text{ [kW]}$	$P_{tot(AV)} \text{ [kW]}$	$f_{mod} \text{ [kHz]}$
Výpočet	2,45	0,32	2,77	1
Semisel	2,06	0,2	2,26	
OrCad/Pspice	1,91	0,65	2,55	
Výpočet	4,32	0,6	4,92	5
Semisel	3,56	0,62	4,19	
OrCad/Pspice	4,16	0,67	4,8	
Výpočet	6,65	0,96	7,6	10
Semisel	6,06	1,48	7,54	
OrCad/Pspice	7	0,7	7,6	

5 Analýza ztrát napěťového střídače

Ztráty napěťového střídače vznikají hlavně na IGBT tranzistorech. Velikost těchto ztrát závisí především na spínací frekvenci a velikosti proudu a napětí, které je těmito součástkami spínáno. Zvyšováním spínací frekvence napěťového střídače docílíme lepšího průběhu proudu na zátěži, avšak na úkor zvýšení nežádoucího ztrátového výkonu (Tabulka 4.1).

5.1 Analýza ztrát při změně otáček

Ztráty napěťového střídače ovšem nerostou pouze se zvyšující se spínací frekvencí, ale rostou také v oblasti, kdy je potřeba napěťový střídač řídit tak, aby motor pracoval s nízkými otáčkami hřídele. Tyto stavy popisují závislosti ztrátového výkonu na změnu otáček, které jsou vyneseny při různých spínacích frekvencích (1 kHz, 5 kHz, 10 kHz) (Obrázek 5.1).

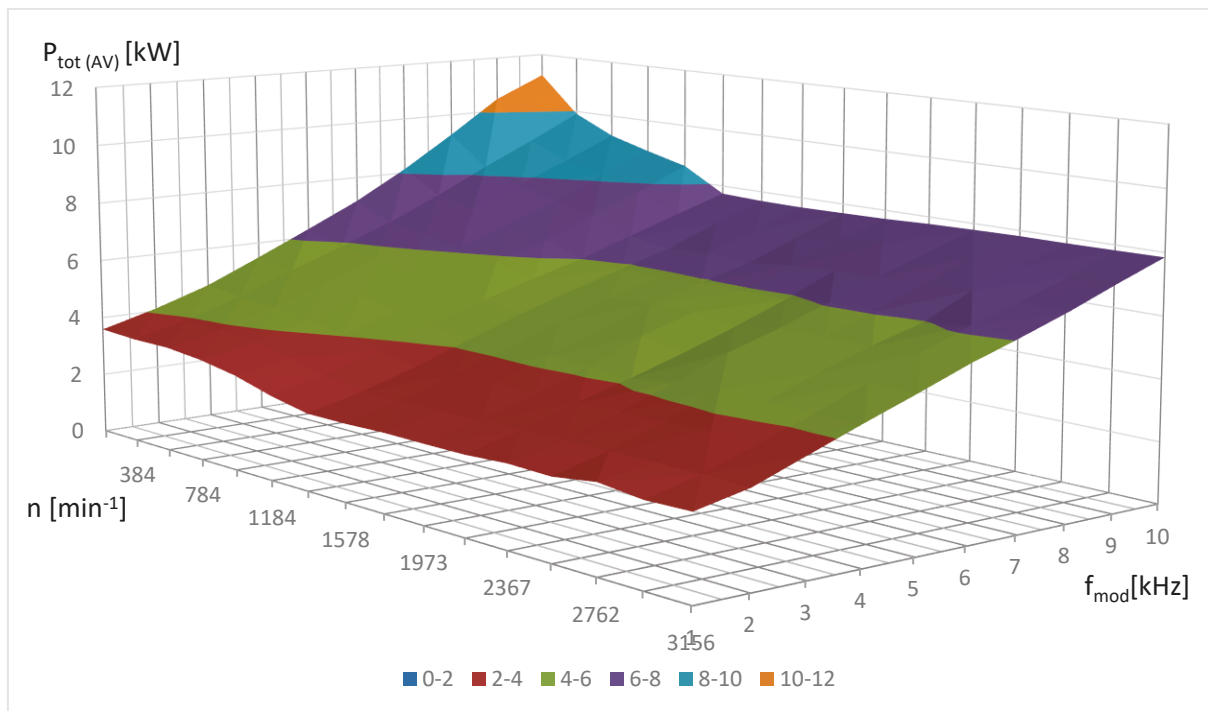


Obrázek 5.1: Průběh ztrátového výkonu při změně otáček (konst. fázový proud)

Lze vidět, že střední hodnota ztrátového výkonu střídače roste v oblasti řízení pod jmenovitými otáčkami a v oblasti nad jmenovitými otáčkami jsou ztráty přibližně konstantní. Vzrůstající tendenci ztrátového výkonu při práci motoru s nízkými otáčkami nejlépe popisuje závislost při spínací frekvenci $f_{mod} = 10 \text{ kHz}$. Pro přehlednost byly ze zkoumaného rozsahu spínacích frekvencí 1–10 kHz vyneseny vybrané závislosti pro 1 kHz, 5 kHz a 10 kHz (Obrázek 5.1). Výsledné průběhy byly proloženy polynomickou funkcí.

Obrázek 5.2 znázorňuje závislost střední hodnoty ztrátového výkonu $P_{tot(AV)}$ na otáčkách motoru n při různých spínacích frekvencích f_{mod} a při konstantní (jmenovité) hodnotě fázového proudu. Z tohoto grafu lze usoudit, že nejhorší situace z pohledu vzniku ztrátového výkonu na spínacích

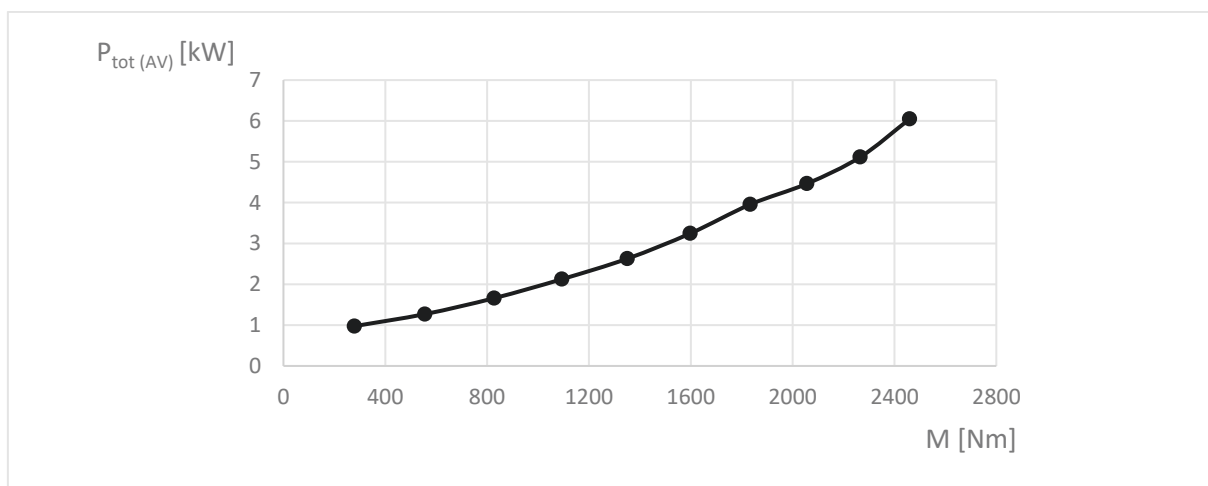
součástkách nastává při provozu asynchronního motoru s nízkými otáčkami a při vysokých spínacích kmitočtech. Při tomto provozu dosahují ztráty napěťového střídače $P_{tot(AV)}$ téměř 12 kW.



Obrázek 5.2: Závislosti ztrátového výkonu na otáčkách a spínací frekvenci při jmen. proudu

5.2 Analýza ztrát při změně momentu

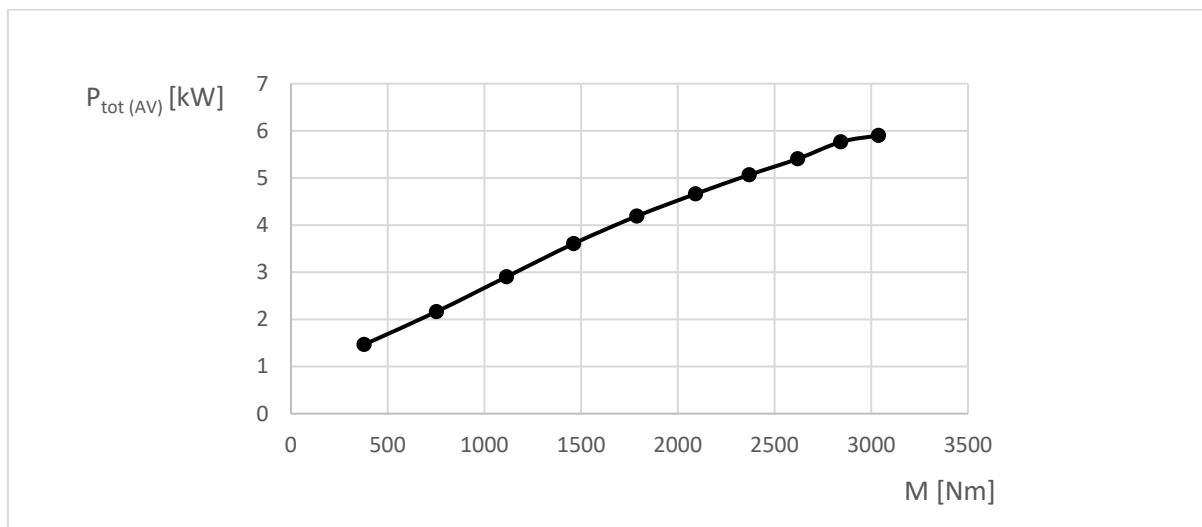
Dalším parametrem ovlivňující ztrátový výkon napěťového střídače je zatížení motoru (odebíraný proud), což potvrzuje následující graf (Obrázek 5.3). Jak víme, moment motoru je při řízení do jmenovitých otáček konstantní a v oblasti nad tyto otáčky dochází k odbuzování, a tím k poklesu momentu.



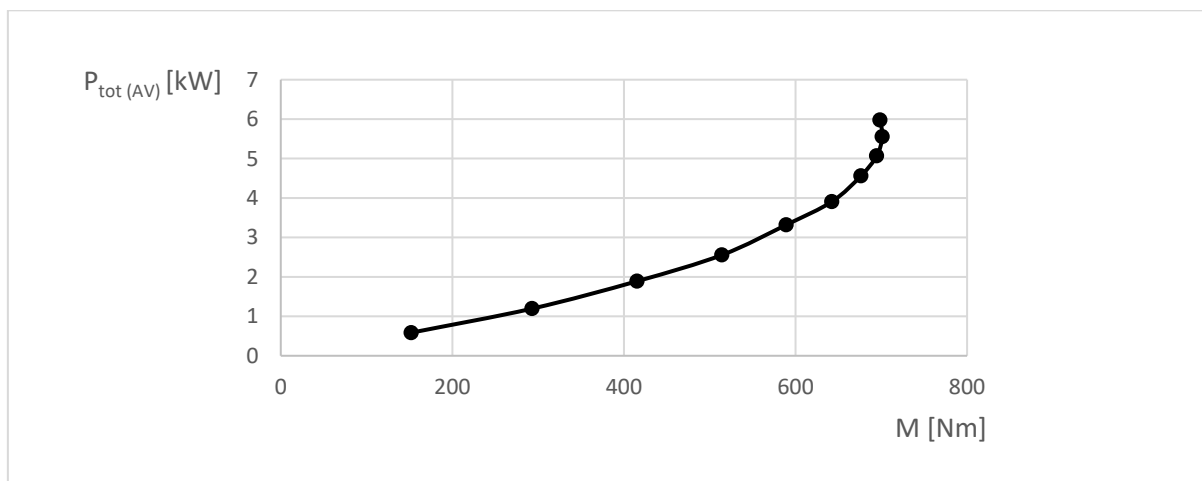
Obrázek 5.3: Závislost ztrátového výkonu na zatížení ($f_{mod} = 1 \text{ kHz}$, $f_{out} = 60 \text{ Hz}$)

Jmenovitému pracovnímu bodu odpovídá jmenovitý skluz $s_n = 0,01375$ a jmenovitý moment $M_n = 1413,5 \text{ Nm}$, při kterém vznikají ztráty $P_{tot(AV)} = 2,55 \text{ kW}$, jenž jsou uvedeny v tabulce

(Tabulka 4.1). Z grafu je zřejmé, že se zvýšením momentu motoru nad jmenovitou hodnotu M_N dochází k růstu ztrát vznikajících na střídači, zatímco při snížení momentu ztráty klesají (Obrázek 5.3). Jako mezní hranice byl při analýze ztrát napěťového střídače změnou momentu brán celkový ztrátový výkon $P_{tot(AV)} = 6 \text{ kW}$.



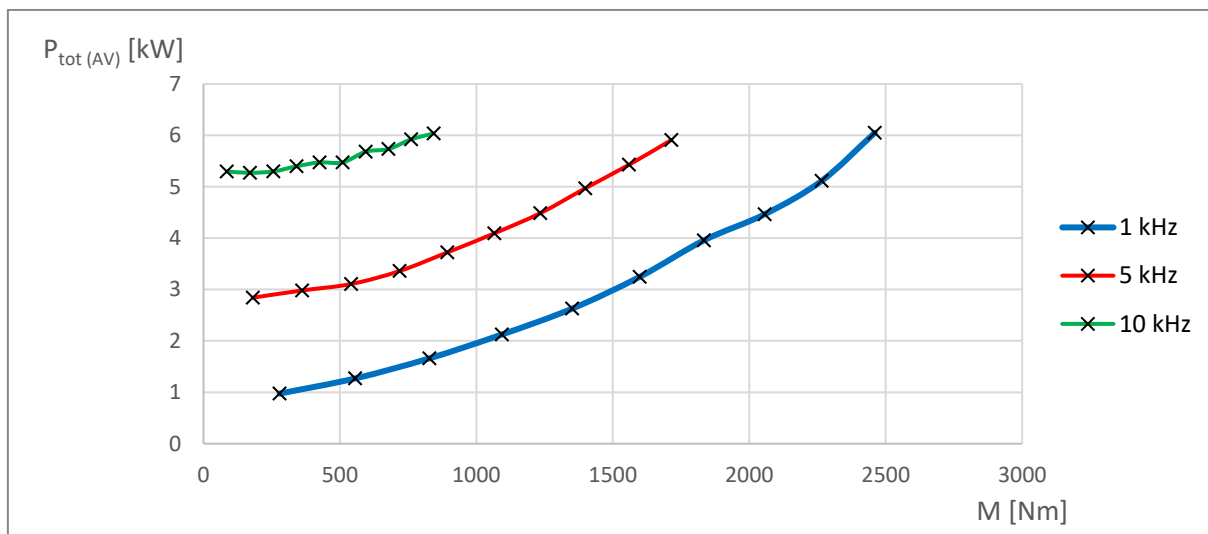
Obrázek 5.4: Závislost ztrátového výkonu na zatížení ($f_{mod} = 1 \text{ kHz}$, $f_{out} = 20 \text{ Hz}$)



Obrázek 5.5: Závislost ztrátového výkonu na zatížení ($f_{mod} = 1 \text{ kHz}$, $f_{out} = 140 \text{ Hz}$)

Z uvedených závislostí pro různé hodnoty f_{out} si lze všimnout, že ztráty napěťového střídače při rostoucím zatížení vzrůstají téměř s lineární závislostí. Výjimkou je z uvedených závislostí pouze graf při $f_{out} = 140 \text{ Hz}$ (Obrázek 5.5), kdy k tomu, aby ztráty dosahovaly zvolené mezní hranice ztrát $P_{tot(AV)} = 6 \text{ kW}$, musel být překročen maximální moment M_{max} .

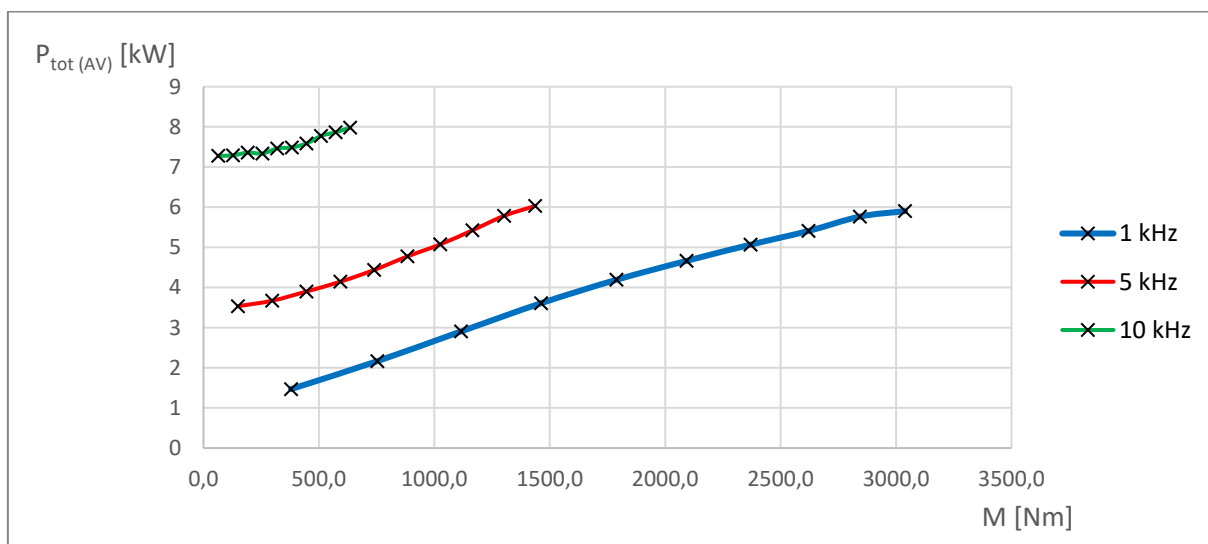
Porovnáme-li průběhy středních hodnot ztrátového výkonu v závislosti na momentu při konstantní výstupní frekvenci f_{out} zjistíme, že motor není možné zatěžovat stejným momentem při různých spínacích frekvencích f_{mod} (Obrázek 5.6).



Obrázek 5.6: Závislost ztrátového výkonu na momentu a spínací frekvenci ($f_{out} = 60 \text{ Hz}$)

Při výstupní frekvenci střídače $f_{out} = 60 \text{ Hz}$ je moment motoru M roven jmenovitému momentu $M_n = 1413,5 \text{ Nm}$ a vznikají ztráty $P_{tot(AV)} = 2,55 \text{ kW}$ (při $f_{mod} = 1 \text{ kHz}$). Z uvedeného grafu jde vidět (Obrázek 5.6), že při spínací frekvenci ($f_{mod} = 1 \text{ kHz}$) je možné motor zatížit momentem vyšším, než je moment jmenovitý, aniž by byly překročeny celkové ztráty střídače $P_{tot(AV)} = 6 \text{ kW}$. Při této spínací frekvenci je tedy dle získaných dat možné zatížit motor momentem až $M = 2460 \text{ Nm}$, aniž by celkové ztráty střídače překročily 6 kW. Zvýší-li se spínací frekvence střídače na 5 kHz, klesne tento moment na $M = 1715 \text{ Nm}$. Při nejvyšší zkoumané spínací frekvenci 10 kHz a výstupní frekvenci střídače $f_{out} = 60 \text{ Hz}$ je možné motor zatížit maximálně momentem $M = 844 \text{ Nm}$.

Situaci z pohledu vzniku ztrátového výkonu při práci střídače s frekvencemi nižšími, než je jmenovitá frekvence f_n a závislost těchto ztrát na momentu popisuje Obrázek 5.7



Obrázek 5.7: Závislost ztrátového výkonu na momentu a spínací frekvenci ($f_{out} = 20 \text{ Hz}$)

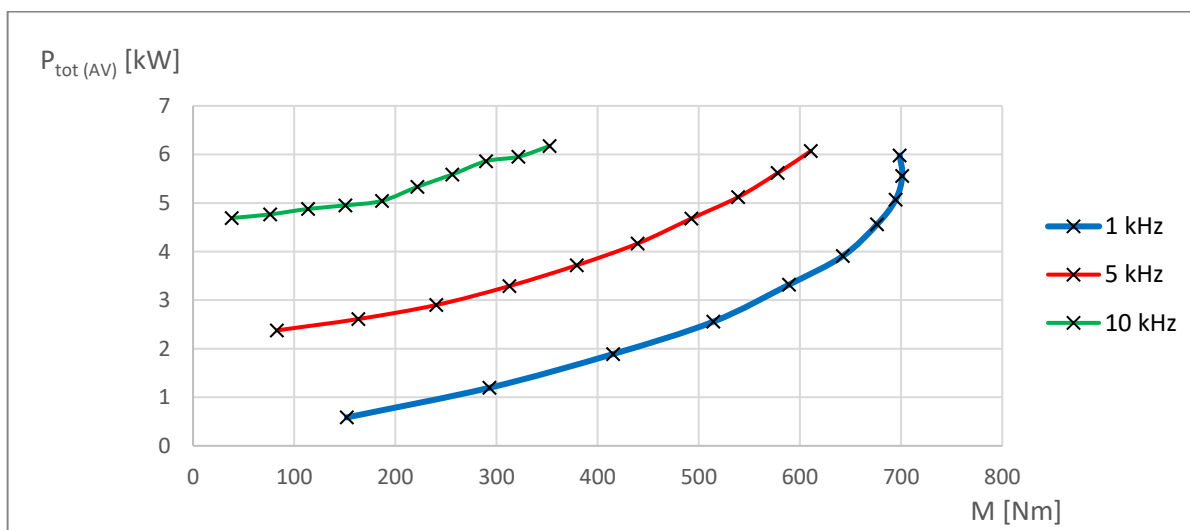
Obrázek 5.7 znázorňuje situaci pro výstupní frekvenci střídače $f_{out} = 20 \text{ Hz}$ při různých spínacích frekvencích f_{mod} . Maximální moment (odebíraný proud) kterým lze střídač zatížit při spínací

frekvenci $f_{mod} = 1 \text{ kHz}$ je $M = 3039 \text{ Nm}$ jenž při stejné spínací frekvenci, avšak $f_{out} = 60 \text{ Hz}$ vychází $M = 2460 \text{ Nm}$. Naopak při vyšší spínací frekvenci $f_{mod} = 5 \text{ kHz}$ a $f_{out} = 20 \text{ Hz}$ již není možné dosahovat stejných momentů M jako tomu bylo při $f_{out} = 60 \text{ Hz}$. Aby vzniklé ztráty nepřekročily $P_{tot(AV)} = 6 \text{ kW}$ musí mít moment hodnotu maximálně $M = 1437 \text{ Nm}$. Při nejvyšší analyzované spínací frekvenci $f_{mod} = 10 \text{ kHz}$ a výstupní frekvenci $f_{out} = 20 \text{ Hz}$ již nelze střídač provozovat se ztrátami nižšími než $P_{tot(AV)} = 6 \text{ kW}$, a tak byly ztráty omezeny hodnotou 8 kW (Obrázek 5.7).

Obrázek 5.8 popisuje stejnou situaci, avšak při výstupní frekvenci střídače $f_{out} = 140 \text{ Hz}$. Vykreslené závislosti střední hodnoty ztrátového výkonu na momentu M mají obdobný tvar jako při $f_{out} = 20 \text{ Hz}$ a $f_{out} = 60 \text{ Hz}$. Jedinou výjimkou je již zmíněný průběh při spínací frekvenci $f_{mod} = 1 \text{ kHz}$, kdy k tomu, aby ztráty dosáhly mezní hodnoty ztrát 6 kW, musel moment přesáhnout maximální moment pro aktuální hodnotu napětí a kmitočtu.

$$M_{max} = M_{maxn} \left(\frac{U_1}{U_{1n}} \right)^2 \cdot \left(\frac{f_{1n}}{f_1} \right)^2 \quad (5.1)$$

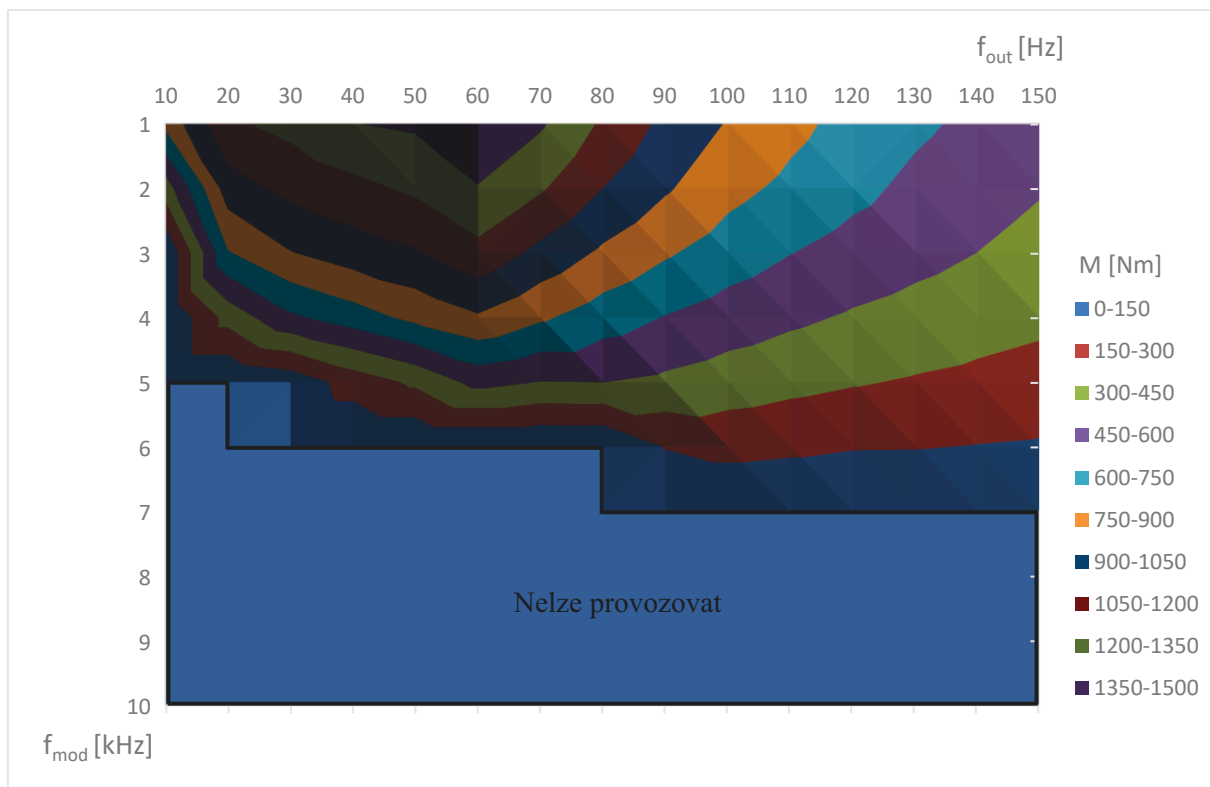
$$M_{max} = 3791 \left(\frac{425}{425} \right)^2 \cdot \left(\frac{60}{140} \right)^2 = 696,3 \text{ Nm} \quad (5.2)$$



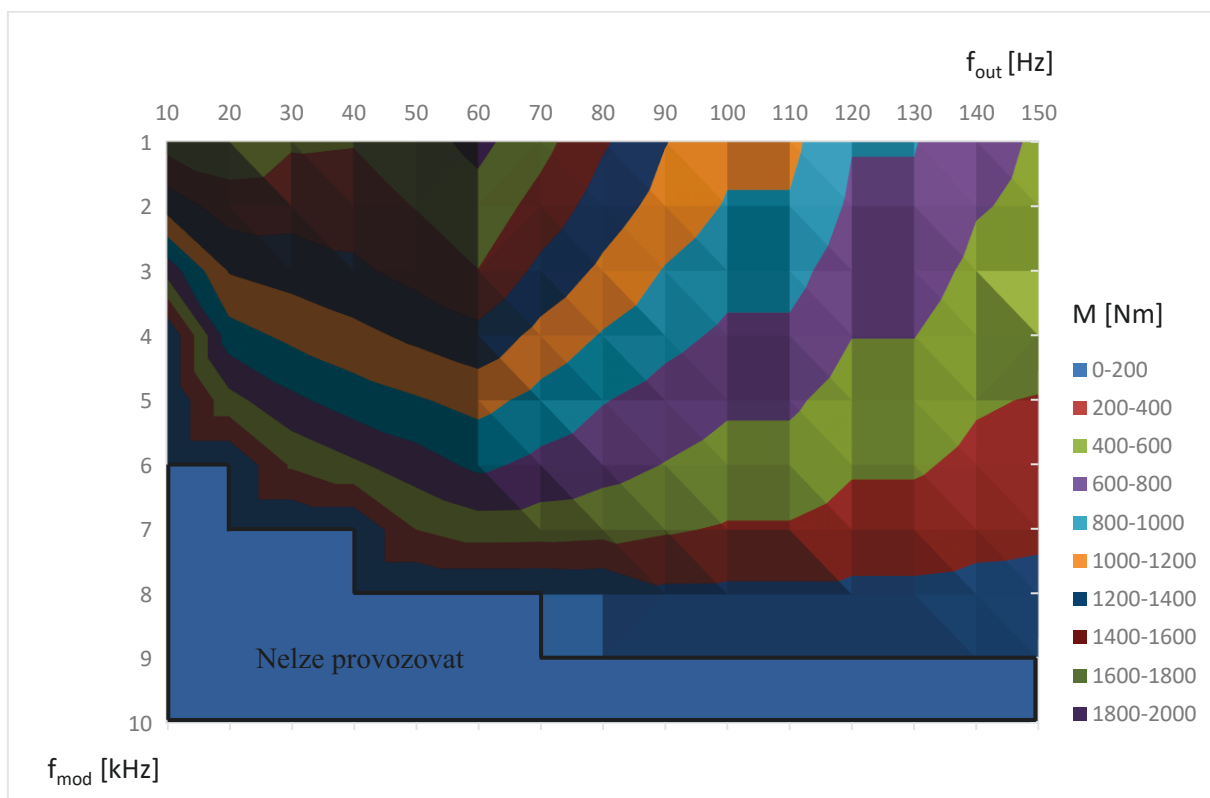
Obrázek 5.8: Závislost ztrátového výkonu na momentu a spínací frekvenci ($f_{out} = 140 \text{ Hz}$)

5.3 Práce střídače s konstantními ztrátami

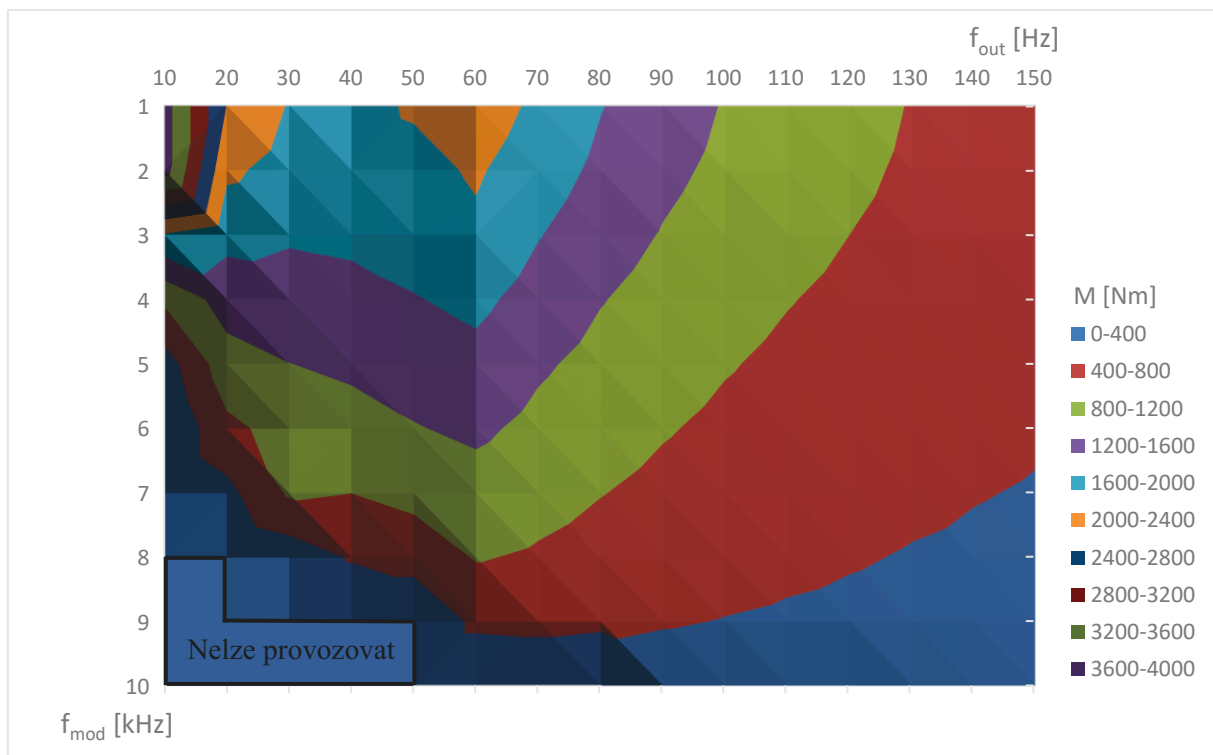
Z dat získaných simulací a jejich následnou analýzou lze vytvořit kombinaci parametrů spínací frekvence f_{mod} , výstupní frekvence f_{out} a momentu M tak, aby střídač pracoval s konstantními ztrátami. Z analýzy je zřejmé, že nejméně příznivý vliv na vznik elektrických ztrát střídače má zejména zvyšující se spínací kmitočet f_{mod} . Proto lze předpokládat, že pokud například při jmenovité výstupní frekvenci $f_{out} = f_n$ a spínacím kmitočtu $f_{mod} = 1 \text{ kHz}$ vznikají ztráty $P_{tot(AV)} = 2,55 \text{ kW}$, je motor možné zatížit momentem vyšším, než je moment jmenovitý (uvažuje-li se hodnota konst. ztrát vyšší než 2,55 kW). Při konst. ztrátách 3 kW je tak motor možné zatížit nepatrně vyšším momentem $M = 1494 \text{ Nm}$. Vzroste-li však spínací frekvence f_{mod} je nutné, aby moment klesal. Velikost konstantních ztrát pro vytvoření optimální kombinaci parametrů f_{mod} , f_{out} a momentu M byla zvolena 3, 4, 5 a 6 kW.



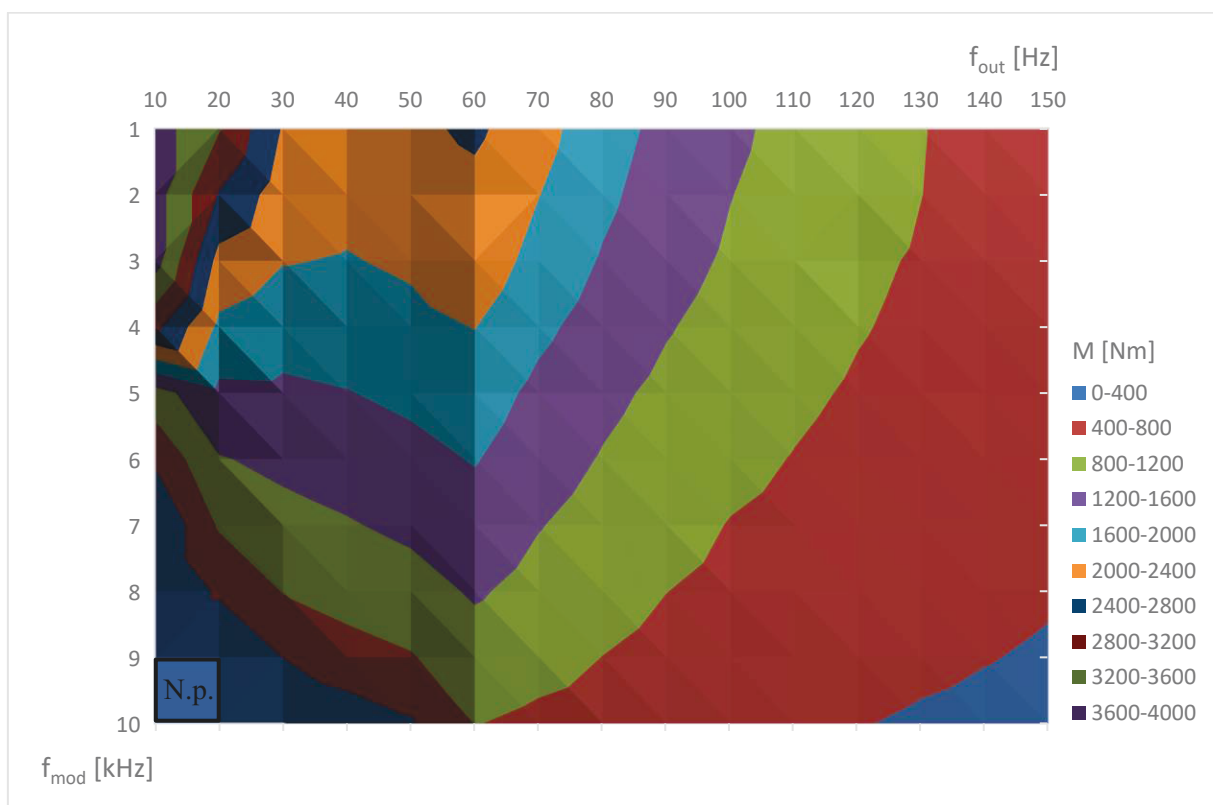
Obrázek 5.9: Mapa parametrů pro práci s konst. ztrátovým výkonem 3 kW



Obrázek 5.10: Mapa parametrů pro práci s konst. ztrátovým výkonem 4 kW



Obrázek 5.11: Mapa parametrů pro práci s konst. ztrátovým výkonem 5 kW



Obrázek 5.12: Mapa parametrů pro práci s konst. ztrátovým výkonem 6 kW

Obrázek 5.9 zobrazuje kombinace parametrů f_{mod} , f_{out} a M při kterých pracuje střídač s konstantní hodnotou ztrátového výkonu $P_{tot(AV)} = 3 \text{ kW}$. Z obrázku je zřejmé, že provoz simulované soustavy není možný při spínacích frekvencích $f_{mod} \geq 7 \text{ kHz}$, při spínacích frekvencích $f_{mod} = 6 \text{ kHz}$ v oblasti s výstupními frekvencemi $f_{out} < 80 \text{ Hz}$ a při spínacích frekvencích $f_{mod} = 5 \text{ kHz}$ s frekvencemi $f_{out} < 20 \text{ Hz}$. Aby střídač pracoval s konstantními ztrátami 3 kW, je potřeba moment motoru snižovat vzhledem k vzrůstající spínací frekvenci a vzhledem k snižující se výstupní frekvenci. Data k vykreslení mapy parametrů pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 3 kW jsou uvedeny v příloze (Příloha G).

Zvýší-li se hodnota celkového ztrátového výkonu $P_{tot(AV)}$ na 4 kW (Obrázek 5.10), je motor možné provozovat s vyššími momenty a širším rozsahem výstupních a spínacích frekvencí, než tomu bylo při práci střídače s konstantními ztrátami $P_{tot(AV)} = 3 \text{ kW}$. Motor lze při malých spínacích frekvencích v oblasti $f \leq f_n$ provozovat s momentem vyšším než jmenovitým. Motor naopak nelze střídačem řídit tak, aby celkové ztráty nepřekročily 4 kW při spínacích frekvencích $f_{mod} \geq 9 \text{ kHz}$, při $f_{mod} = 8 \text{ kHz}$ s výstupní frekvencí $f_{out} < 70 \text{ Hz}$, při $f_{mod} = 7 \text{ kHz}$ s výstupní frekvencí $f_{out} < 40 \text{ Hz}$ a při $f_{mod} = 6 \text{ kHz}$ s výstupní frekvencí $f_{out} < 20 \text{ Hz}$. Data k vykreslení mapy parametrů pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 4 kW jsou uvedeny v příloze (Příloha H).

Při práci střídače s konstantními ztrátami $P_{tot(AV)} = 5 \text{ kW}$ se opět zvýšily hodnoty momentů motoru (Obrázek 5.11). Lze si také všimnout, že v oblasti $f \leq f_n$ je motor provozován s momentem vyšším než jmenovitým, a to až do spínací frekvence $f_{mod} = 4 \text{ kHz}$. Moment ovšem opět klesá při vyšších spínacích kmitočtech a nižších výstupních frekvencích f_{out} , tedy při práci motoru s nízkými otáčkami a vysokými spínacími kmitočty. Data k vykreslení mapy parametrů pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 5 kW jsou uvedeny v příloze (Příloha I).

Obrázek 5.12 popisuje kombinace parametrů f_{mod} , f_{out} a M při kterých pracuje střídač s konstantním ztrátovým výkonem $P_{tot(AV)} = 6 \text{ kW}$. Lze si všimnout, že motor je již možno provozovat téměř v celém zkoumaném rozsahu výstupních a spínacích frekvencí. Oblast, v níž není motor možné řídit napěťovým střídačem, aniž by celkové ztráty překročily 6 kW je daleko menší, než tomu bylo při práci střídače s konst. ztrátami 3 kW (Obrázek 5.9). Z pohledu momentu je motor ve velké části zkoumaných spínacích frekvencí provozován s momentem vyšším než jmenovitým, a to zejména v oblasti $f \leq f_n$. Data k vykreslení mapy parametrů pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 6 kW jsou uvedeny v příloze (Příloha J).

Vzhledem k velkému množství dat získaných simulacemi modelu a velkému množství výpočtů jsou data potřebná k výpočtům některých grafů přiložena na CD disku.

Závěr

Cílem této práce bylo provést analýzu a optimalizaci ztrát trojfázového napěťového střídače v pohonu akumulátorové lokomotivy. K tomu, aby bylo možné práci realizovat, jsem se nejdříve obeznámil s principy střídačů a asynchronních motorů, jejichž teoretický rozbor je proveden v úvodních dvou kapitolách diplomové práce.

K vytvoření a odladění simulačních modelů napěťového střídače a asynchronního motoru TAM 1050C6 W jsem zvolil program OrCad/Pspice. Motorem lokomotivy je šestipólový asynchronní motor s kotvou nakrátko napájený napěťovým střídačem, který je řízen pulsně šířkovou modulací SPWM s pracovními frekvencemi v rozsahu 0-150 Hz.

Analýzou ztrát vznikajících na výkonových součástkách střídače při jmenovitých parametrech motoru bylo dle předpokladů zjištěno, že se vzrůstající spínací frekvencí f_{mod} zásadně rostou celkové ztráty střídače. Je-li spínací frekvence $f_{mod} = 1 \text{ kHz}$, vznikají na střídači ztráty $P_{tot(AV)} = 2,55 \text{ kW}$ zatímco při nejvyšší zkoumané spínací frekvenci $f_{mod} = 10 \text{ kHz}$ činily celkové ztráty střídače $P_{tot(AV)} = 7,6 \text{ kW}$, což představuje téměř 300% nárůst. Tyto naměřené hodnoty byly ověřeny vlastním výpočtem dle literatury [9] a softwarem Semisel od společnosti SEMIKRON.

Ztráty však dle provedené analýzy nerostou pouze s rostoucí spínací frekvencí f_{mod} , ale rostou také v oblasti, kdy je střídač řízen tak, aby motor pracoval s nízkými otáčkami. Toto šetření bylo provedeno při konst. (jmenovitém) proudu. Z naměřených závislostí je nanejvýš patrné, že ztráty střídače rostou, jsou-li otáčky motoru nižší než jmenovité, zatímco při otáčkách vyšších jsou vznikající ztráty téměř konstantní.

Třetí ze sledovaných veličin s vlivem na celkové ztráty je moment motoru. Je-li motor lokomotivy provozován se jmenovitou frekvencí f_n a jmenovitým momentem M_n , vznikají na střídači již zmíněné ztráty 2,55 kW. Se zvyšováním momentu v sledovaném rozsahu rostly ztráty téměř lineárně a motor tak bylo možné provozovat při spínací frekvenci $f_{mod} = 1 \text{ kHz}$ s momentem až 2460 Nm, aniž by celkové ztráty střídače přesáhly 6 kW. Tato analýza byla provedena pro různé spínací frekvence f_{mod} a výstupní frekvence f_{out} .

Analýzou získaných dat a simulací soustavy v programu OrCad/Pspice bylo možné vytvořit ztrátové mapy pro kombinace parametrů f_{mod} , f_{out} a M při kterých střídač pracuje s konstantní hodnotou ztrátového výkonu. Jako přípustné celkové ztráty střídače byly zvoleny ztráty o hodnotách 3, 4, 5 a 6 kW. Porovnáme-li dosažené výsledky při práci střídače s konstantními ztrátovými výkony je nanejvýš patrné, že pracuje-li střídač napájející pohon lokomotivy s nižšími konst. ztrátami, není jej možné provozovat v celém šetřeném rozsahu spínacích frekvencí a otáčkách motoru. Pro provoz pohonu lokomotivy i v oblasti nízkých rychlostí s vysokým spínacím kmitočtem je potřeba volit některou z vyšších hodnot konst. ztrátového výkonu. Provoz s vyššími ztrátovými výkony má ovšem úskalí ve vzniku větší tepelné energie, což vede k zvýšení požadavků na realizované chlazení.

Použitá literatura

- [1] PAVELKA, Jiří a Zdeněk ČEŘOVSKÝ. *Výkonová elektronika*. Vyd. 2. přeprac. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2000. ISBN 80-01-02094-0.
- [2] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita, Elektrotechnická fakulta, 1998. ISBN 80-7082-485-9.
- [3] CHLEBIŠ, P. *Výkonová elektronika I: Učební texty pro kombinované a distanční studium*. Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 2005, 76 s.
- [4] *Mc Graw Hill Education* [online]. [cit. 2017-02-27]. Dostupné z: <http://www.mhhe.com/engcs/electrical/chapman/fundamentals/PWM.pdf>
- [5] Infineon: *PWM Waveforms Generation for 3-Phase AC Motors* [online]. [cit. 2017-02-27]. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/AP1609710_different_PWM_for_three_phase_ACIM.pdf?fileId=db3a304412b407950112b40a1bf20453
- [6] KUMAR SHARMA, Amit, Vivek MISHRA, Neeraj KAUSHIK, Amit SHARMA a Manas SINGHAL. *Advanced Techniques for Controlling Output Voltage of Inverter* [online]. [cit. 2017-02-27]. Dostupné z: http://www.mitpublications.org/yellow_images/1381592418_logo_6.pdf
- [7] BRANDŠTETTER, Pavel. *Elektronické regulované pohony III: Učební texty pro kombinované a distanční studium* [online]. 2010. VŠB-TU Ostrava [cit. 2017-02-27].
- [8] DHARMADHIKARI, Prachi S. *Comparison of Full Bridge Voltage source Inverter with Different PWM Techniques*. International Journal of Computer Applications [online]. [cit. 2017-02-28]. Dostupné z: <http://research.ijcaonline.org/ncipet2013/number5/ncipet1385.pdf>
- [9] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika Svazek 6: Projektování výkonových polovodičových měničů - vybrané stati*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008. ISBN 978-80-7043-653-0.
- [10] ČERMÁK, Jiří. *Asynchronní stroje - konstrukce, princip funkce, řízení* [online]. [cit. 2017-04-06]. Dostupné z: <http://oenergetice.cz/technologie/elektroenergetika/asynchronni-stroje-konstrukce-princip-funkce-a-rizeni/>
- [11] *Asynchronní motory: Učební texty předmětu MS* [online]. Ostrava: VŠB-TU Ostrava [cit. 2017-04-07]. Dostupné z: www.lms.vsb.cz
- [12] *SEMIKRON: innovation + service* [online]. [cit. 2017-04-07]. Dostupné z: www.semikron.com
- [13] *Determining switching losses of SEMIKRON IGBT modules* [online]. [cit. 2017-04-12]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-application-note-switchinglosses-en-2014-08-19-rev-00>

- [14] *Elektrické stroje: Asynchronní alternátor* [online]. [cit. 2017-04-18]. Dostupné z: https://www.cez.cz/edee/content/file/static/encyklopedie/encyklopedie-energetiky/05/stroje_2.html
- [15] *Řešený příklad AM: Učební texty předmětu MS* [online]. [cit. 2017-04-18]. Dostupné z: www.lms.vsb.cz
- [16] *Datasheet SEMiX653GB176HDs* [online]. [cit. 2017-04-25]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-semix653gb176hds-27890450>

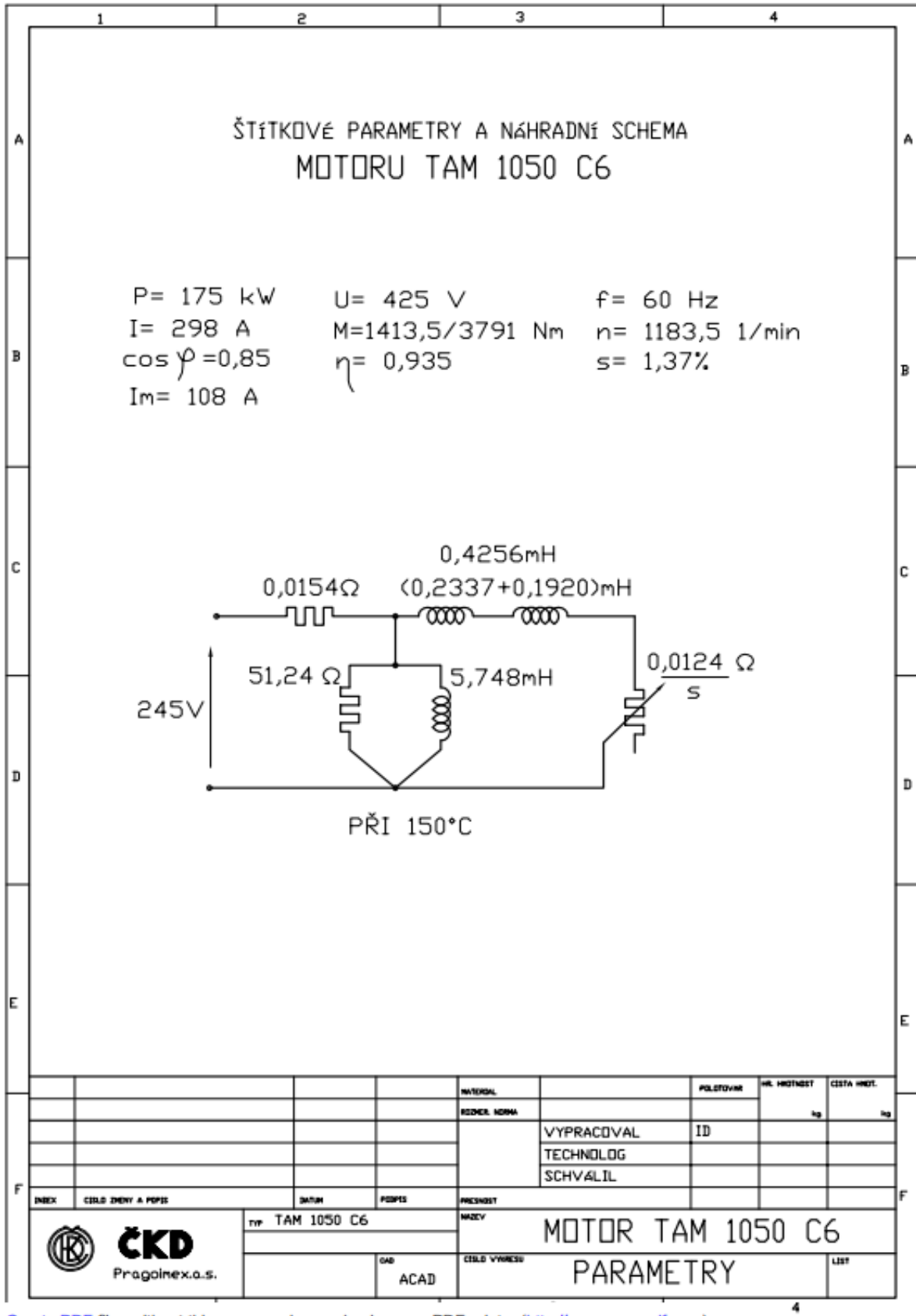
Seznam příloh

Příloha A:	<i>Parametry a náhradní schéma motoru TAM 1050C6</i>	<i>I</i>
Příloha B:	<i>Tabulka hodnot pro vynesení grafu $P_{tot(AV)} = f(n; f_{mod})$ (Obrázek 5.2)</i>	<i>II</i>
Příloha C:	<i>Prostorový graf znázorňující kombinace parametrů f_{mod}, f_{out} a M pro práci střídače s konst. ztrátami 3 kW</i>	<i>III</i>
Příloha D:	<i>Prostorový graf znázorňující kombinace parametrů f_{mod}, f_{out} a M pro práci střídače s konst. ztrátami 4 kW</i>	<i>IV</i>
Příloha E:	<i>Prostorový graf znázorňující kombinace parametrů f_{mod}, f_{out} a M pro práci střídače s konst. ztrátami 5 kW</i>	<i>V</i>
Příloha F:	<i>Prostorový graf znázorňující kombinace parametrů f_{mod}, f_{out} a M pro práci střídače s konst. ztrátami 6 kW</i>	<i>VI</i>
Příloha G:	<i>Data k vykreslení grafu pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 3 kW</i>	<i>VII</i>
Příloha H:	<i>Data k vykreslení grafu pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 4 kW</i>	<i>VIII</i>
Příloha I:	<i>Data k vykreslení grafu pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 5 kW</i>	<i>IX</i>
Příloha J:	<i>Data k vykreslení grafu pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 6 kW</i>	<i>X</i>

Součástí diplomové práce je CD obsahující:

- Data pro výpočet mechanických charakteristik motoru TAM 1050 C6 W
- Data naměřené simulací a související výpočty pro analýzu U/f
- Data naměřené simulací a související výpočty při analýze ztrát změnou otáček n
- Data naměřené simulací a související výpočty při analýze ztrát změnou momentu M
- Data naměřené simulací a související výpočty při provozu střídače s konstantními ztrátami 3, 4, 5 a 6 kW

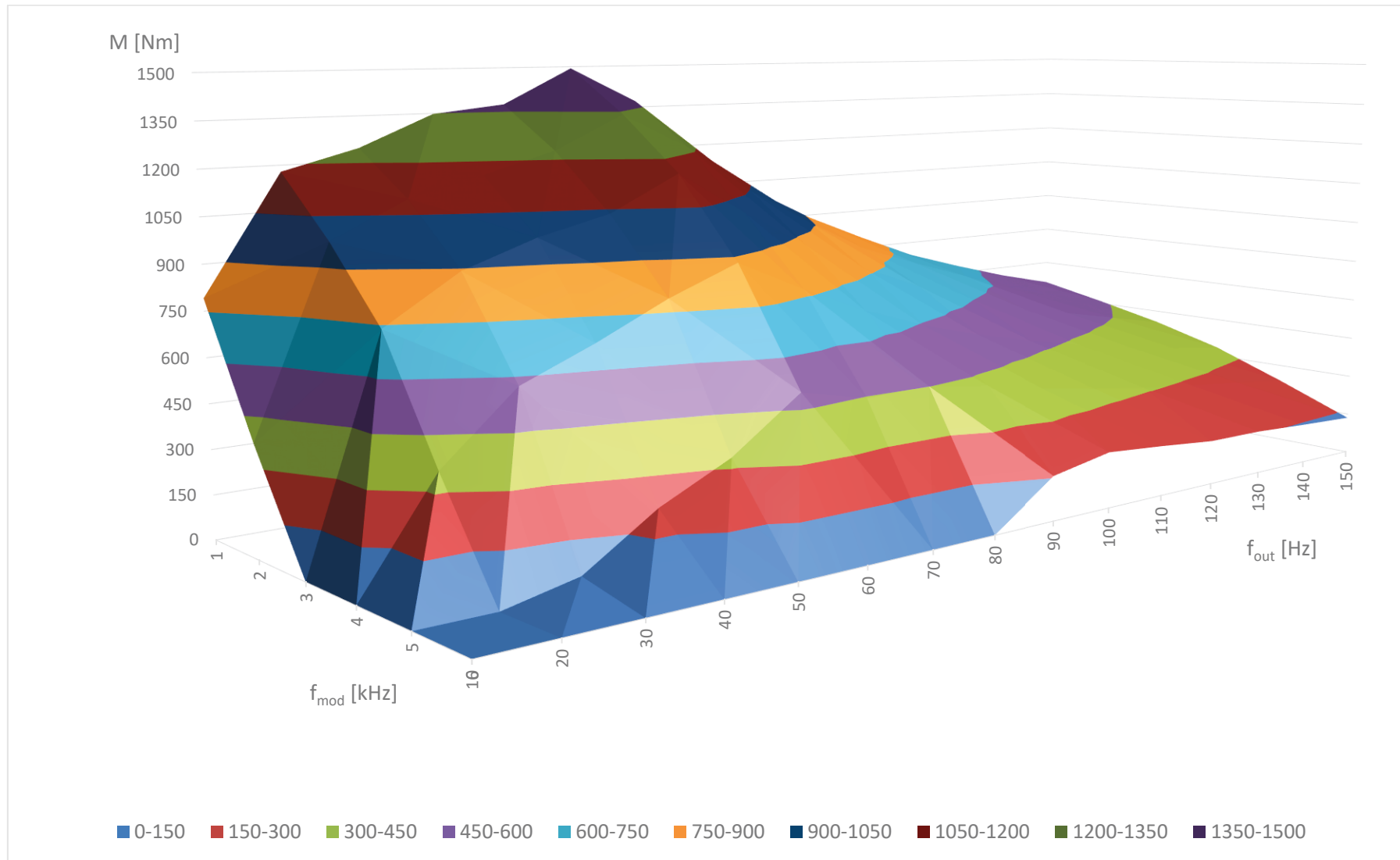
Příloha A: Parametry a náhradní schéma motoru TAM 1050C6



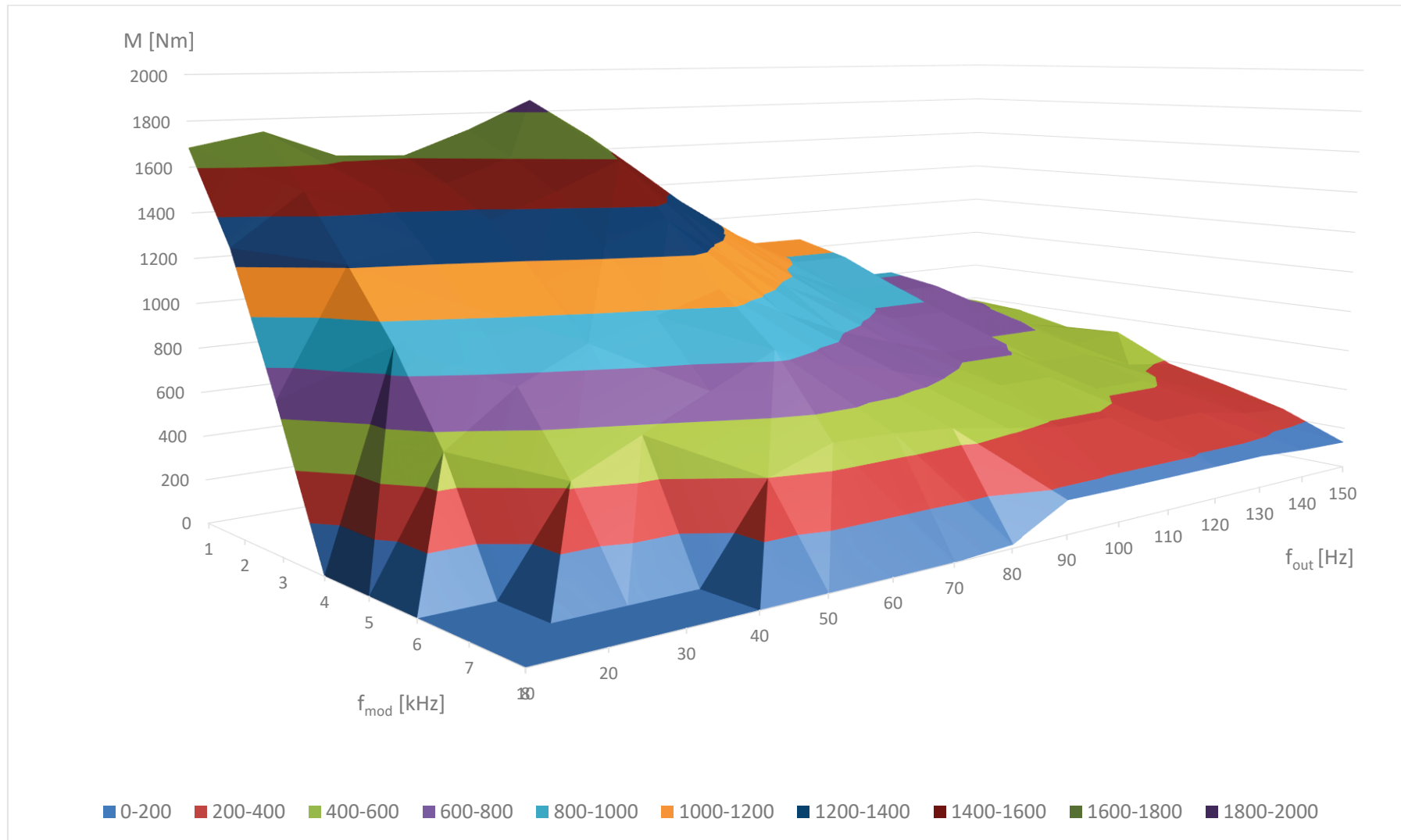
Příloha B: *Tabulka hodnot pro vynesení grafu $P_{tot(AV)} = f(n; f_{mod})$ (Obrázek 5.2)*

		f_{mod} [kHz]									
		1	2	3	4	5	7	8	9	10	
n [min^{-1}]	184	3,59	4,09	4,69	5,48	6,30	8,14	9,26	10,45	11,22	
	384	3,52	3,95	4,54	5,25	5,89	7,38	8,25	9,06	9,91	
	584	3,52	3,90	4,43	5,08	5,72	7,11	7,80	8,51	9,27	
	784	3,39	3,75	4,25	4,87	5,50	6,73	7,40	8,18	8,88	
	984	3,16	3,51	4,02	4,61	5,24	6,44	7,10	7,80	8,53	
	1184	2,81	3,22	3,78	4,38	4,99	6,02	6,59	7,17	7,73	
	1381	2,54	2,98	3,54	4,19	4,81	5,88	6,38	7,08	7,67	
	1578	2,54	2,99	3,57	4,18	4,84	5,88	6,48	7,08	7,66	
	1775	2,58	3,01	3,59	4,23	4,84	5,92	6,39	7,04	7,68	
	1973	2,57	3,02	3,57	4,18	4,90	5,94	6,56	7,15	7,71	
	2170	2,57	3,04	3,61	4,11	4,66	5,89	6,61	7,29	7,76	
	2367	2,65	3,07	3,62	4,29	4,95	6,08	6,68	7,23	7,79	
	2564	2,61	3,07	3,67	4,39	4,93	6,06	6,67	7,35	7,82	
	2762	2,81	3,09	3,76	4,32	4,93	5,96	6,75	7,29	7,82	
	2959	2,65	3,09	3,67	4,27	4,92	6,16	6,65	7,21	7,83	
3156	2,68	3,05	3,68	4,31	4,91	6,07	6,63	7,25	7,85		

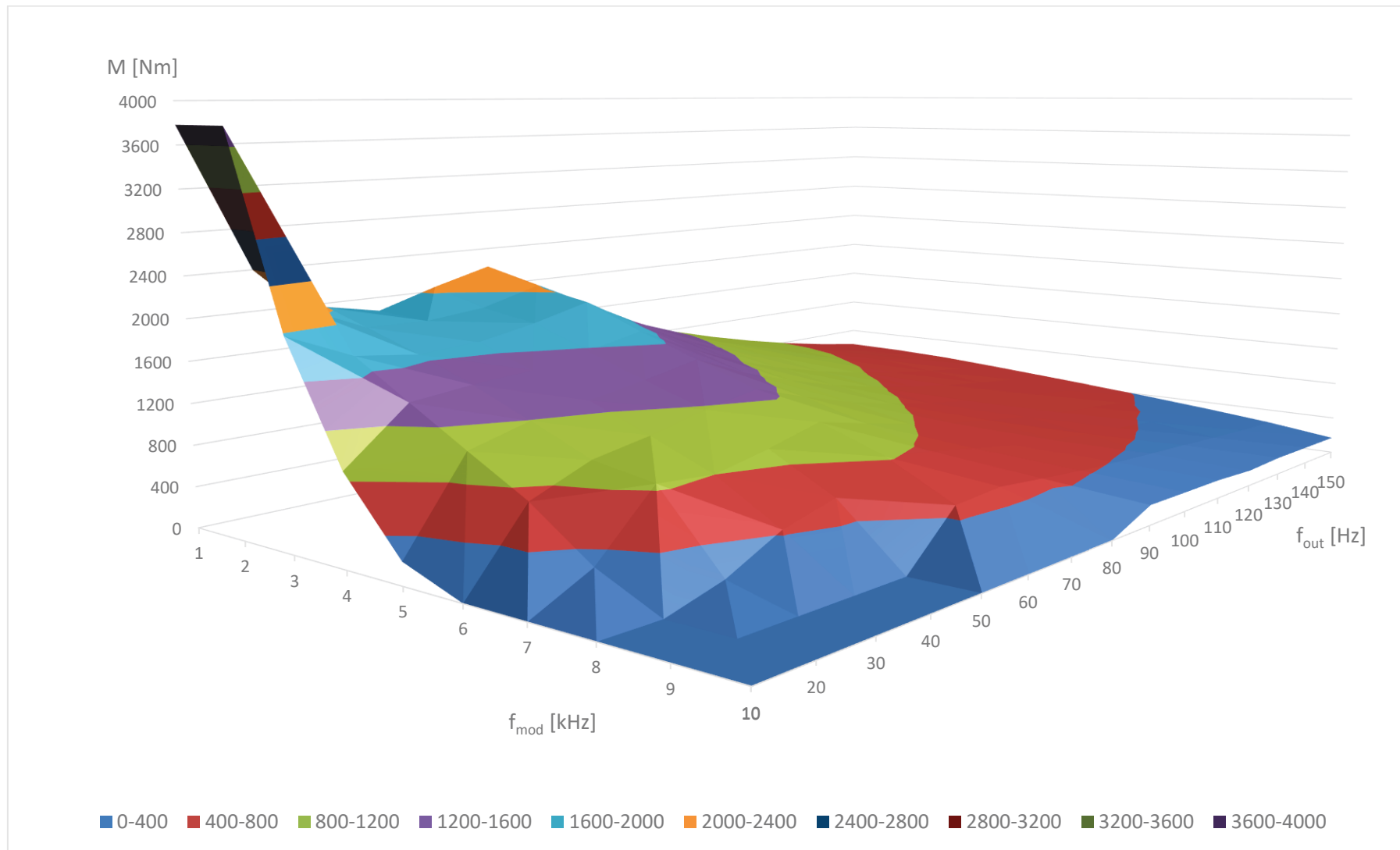
Příloha C: *Prostorový graf znázorňující kombinace parametrů f_{mod} , f_{out} a M pro práci střídače s konst. ztrátami 3 kW*



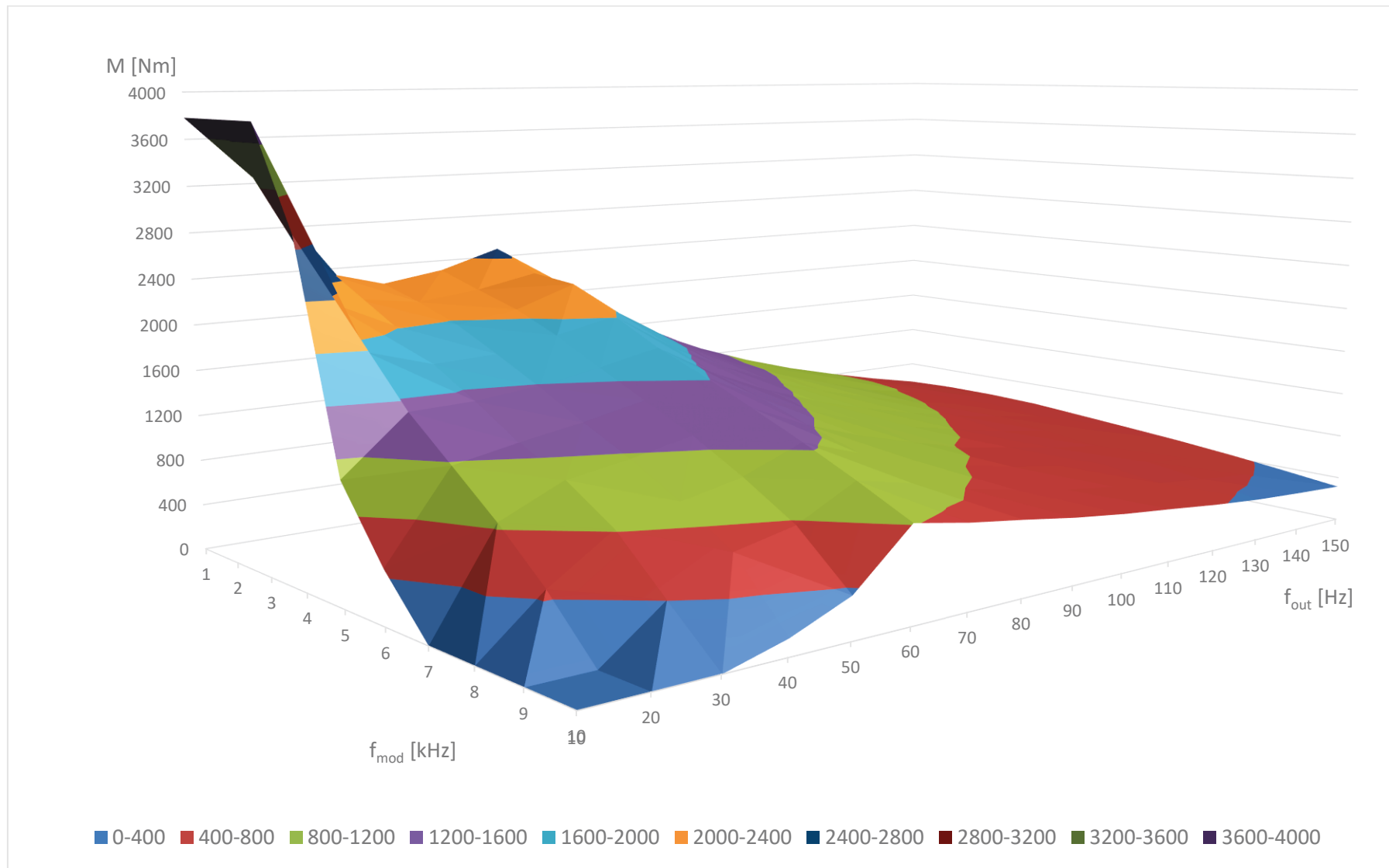
Příloha D: *Prostorový graf znázorňující kombinace parametrů f_{mod} , f_{out} a M pro práci střídače s konst. ztrátami 4 kW*



Příloha E: *Prostorový graf znázorňující kombinace parametrů f_{mod} , f_{out} a M pro práci střídače s konst. ztrátami 5 kW*



Příloha F: *Prostorový graf znázorňující kombinace parametrů f_{mod} , f_{out} a M pro práci střídače s konst. ztrátami 6 kW*



Příloha G: *Data k vykreslení grafu pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 3 kW*

		f _{mod} [kHz]										
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
f _{out} [Hz]	10	791,0	372,4	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	20	1178,7	978,5	739,3	354,7	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	30	1244,3	1095,9	893,7	575,2	53,3	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	40	1348,0	1158,9	978,5	677,0	213,1	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	50	1373,6	1227,9	1037,4	791,0	328,2	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	60	1494,0	1341,5	1155,6	883,5	499,1	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	70	1370,8	1217,9	1008,7	772,2	445,9	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	80	1176,9	1050,1	874,1	672,0	451,9	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	90	1012,9	917,3	767,7	593,1	420,7	156,4	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	100	890,4	795,9	676,7	529,6	377,1	197,6	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	110	790,7	714,7	603,2	478,3	341,9	179,7	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	120	697,8	639,7	543,5	433,4	311,2	158,9	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	130	628,2	564,0	495,2	397,3	286,6	156,5	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	140	564,3	506,7	449,1	361,4	264,7	145,1	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	150	511,8	460,5	404,2	334,2	238,5	135,3	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze

Příloha H: *Data k vykreslení grafu pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 4 kW*

		f _{mod} [kHz]										
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
f _{out} [Hz]	10	1684,8	1276,9	670,1	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	20	1744,8	1500,3	1211,6	910,7	530,6	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	30	1624,1	1484,6	1283,4	1045,8	754,9	425,2	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	40	1611,8	1500,3	1360,8	1139,0	897,1	565,6	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	50	1722,4	1608,8	1468,9	1244,3	978,5	704,8	398,8	nelze	nelze	nelze	nelze
	60	1856,5	1723,9	1596,5	1341,5	1065,8	842,5	499,1	nelze	nelze	nelze	nelze
	70	1666,8	1530,3	1348,3	1138,7	933,9	746,3	490,7	nelze	nelze	nelze	nelze
	80	1426,8	1307,0	1158,4	983,8	810,4	672,0	467,3	16,0	nelze	nelze	nelze
	90	1209,4	1125,3	987,0	861,3	719,1	593,1	420,7	156,4	nelze	nelze	nelze
	100	1050,7	983,0	868,7	762,3	634,5	523,9	379,5	153,3	nelze	nelze	nelze
	110	921,8	867,2	772,5	677,7	570,8	468,2	345,7	174,0	nelze	nelze	nelze
	120	810,4	766,8	685,5	604,4	511,0	424,4	314,6	153,7	nelze	nelze	nelze
	130	727,9	685,1	617,8	545,3	459,2	385,1	290,6	146,9	nelze	nelze	nelze
	140	646,7	613,1	555,6	490,3	420,3	354,1	266,3	136,2	nelze	nelze	nelze
	150	584,4	564,8	506,3	520,5	387,0	320,9	244,9	127,1	nelze	nelze	nelze

Příloha I: *Data k vykreslení grafu pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 5 kW*

		f _{mod} [kHz]									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f _{out} [Hz]	10	3783,2	3783,2	1976,5	876,7	213,1	nelze	nelze	nelze	nelze	nelze
	20	2397,3	2087,2	1714,9	1373,6	1039,1	711,7	284,0	nelze	nelze	nelze
	30	1976,5	1830,3	1642,4	1437,3	1195,1	944,7	847,6	159,9	nelze	nelze
	40	1862,3	1821,6	1678,8	1481,5	1276,9	1045,8	801,3	432,3	nelze	nelze
	50	2046,1	1884,0	1789,3	1578,0	1373,6	1178,7	910,7	574,3	nelze	nelze
	60	2204,8	2043,3	1934,1	1696,9	1484,6	1273,6	1045,8	821,9	489,6	nelze
	70	1925,8	1794,9	1620,0	1437,2	1256,8	1098,6	925,5	754,9	526,4	nelze
	80	1617,6	1517,0	1368,2	1219,4	1082,5	943,2	810,4	664,6	475,1	nelze
	90	1374,0	1285,6	1179,3	1053,3	939,1	826,7	713,0	580,2	427,5	198,8
	100	1178,2	1119,5	1026,7	919,8	823,8	727,7	629,1	518,2	389,1	191,3
	110	1030,5	977,9	908,2	815,2	730,6	652,1	561,4	468,2	358,2	185,5
	120	900,4	856,9	799,6	724,2	649,9	582,2	506,9	424,4	330,7	158,9
	130	786,4	757,9	716,6	650,2	584,7	525,9	459,2	381,0	300,0	175,6
	140	690,3	671,5	638,0	584,7	529,8	476,1	413,7	350,4	272,8	171,5
	150	608,7	598,1	573,1	530,3	482,6	433,7	380,8	320,9	253,5	168,0

Příloha J: *Data k vykreslení grafu pro práci střídače s konst. ztrátovým výkonem 6 kW*

		f _{mod} [kHz]									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f _{out} [Hz]	10	3783,2	3783,2	3783,2	2914,2	1045,8	460,4	nelze	nelze	nelze	nelze
	20	3240,2	2777,9	2272,2	1919,8	1512,8	1178,7	842,5	460,4	nelze	nelze
	30	2372,7	2189,0	2018,4	1759,7	1531,5	1283,4	1085,9	816,8	404,1	nelze
	40	2225,7	2114,3	1976,5	1786,3	1587,2	1373,6	1172,1	937,9	663,2	142,1
	50	2310,3	2181,1	2059,8	1891,2	1684,8	1484,6	1285,0	1045,8	773,8	354,7
	60	2474,3	2290,0	2243,8	2010,1	1795,2	1624,1	1437,3	1244,3	1035,7	811,6
	70	2141,7	2009,1	1867,6	1686,6	1509,1	1370,8	1217,9	1074,2	925,5	720,2
	80	1759,7	1680,2	1568,6	1432,0	1289,8	1176,9	1050,1	936,4	796,1	649,7
	90	1491,1	1414,8	1333,2	1226,1	1115,9	1018,1	917,3	803,3	694,4	573,7
	100	1271,0	1208,4	1152,7	1064,0	975,4	886,1	786,4	712,6	612,9	512,5
	110	1089,4	1052,6	1003,0	934,9	861,0	787,1	714,7	639,0	551,9	463,1
	120	937,1	916,9	855,0	820,6	761,7	694,8	629,4	567,0	498,5	410,8
	130	809,7	801,6	771,9	731,0	681,0	625,6	570,0	512,5	451,7	368,7
	140	694,0	697,7	684,7	651,4	609,9	566,4	517,2	467,3	410,4	339,2
	150	592,4	608,6	606,1	588,8	551,7	513,6	474,0	425,9	372,1	314,1