

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Možnosti řízení napět'ových střídačů napájejících
asynchronní trakční motor**

vedoucí práce: Doc. Ing. Jiří Danzer, CSc.

autor: Tomáš Pieter

2012

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2011/2012

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: Bc. Tomáš PIETER
Osobní číslo: E09N0246P
Studijní program: N2612 Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika
Název tématu: Možnosti řízení napěťových střídačů napájejících asynchronní trakční motor
Zadávající katedra: Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

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

1. Popis a vlastnosti zapojení, náhradní schéma motoru. Matematický model systému měniče - motor.
2. Vliv modulace na vznik proudů v meziobvodu s nízkými kmitočty.
3. Možnosti potlačení vybraných kmitočtů při asynchronním pulzním šířkovém řízení.
4. Zhodnocení výsledků.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Doc. Ing. Jiří Danzer, CSc.**
ŠKODA Transportation,s.r.o., Plzeň


Konzultant diplomové práce: **Doc. Ing. Jiří Danzer, CSc.**
ŠKODA Transportation,s.r.o., Plzeň

Datum zadání diplomové práce: 18. října 2010

Termín odevzdání diplomové práce: 11. května 2012


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 18. října 2011

ANOTACE

Tato práce obsahuje popis a vlastnosti zapojení rozdělený do několika částí: obecná struktura pohonu, vstupní obvody, působení stejnosměrného obvodu, usměrňovače a střídač. Popis matematického modelu systému měnič – motor.

Dále je zde rozepsán problém vlivu modulace na vznik proudů v meziobvodu s nízkými kmitočty.

Dalším bodem této práce je zpracovat problematiku možnosti potlačení vybraných kmitočtů při asynchronním pulzním šířkovém řízení.

Posledním bodem práce je zhodnocení výsledků.

Klíčová slova

Asynchronní motor, pohon s napěťovým střídačem, střídač, řízení napěťového měniče

Anotation

This work contains a description properties of involvement divided into several parts: the general structure of the actuator, the input circuits, the effect of the DC circuit, rectifier and inverter. Description of the mathematical model of the system the inverter - the engine.

Then there is described the problem of on the impact of modulation currents in the intermediate formation of low frequencies.

Another point of this work is to handle the issue of the possibility of suppression of selected frequencies in asynchronous pulse width control.

The last point is the evaluation of work results.

Keywords

induction motor, drive with voltage inverter, inverter, control of voltage converter

PROHLÁŠENÍ

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci zpracovanou na závěr inženýrského studia na Západočeské univerzitě v Plzni na Fakultě elektrotechnické.

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

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

V Plzni 9. května 2012

Tomáš PIETER

Obsah

Obsah	7
Úvod.....	10
1 Popis a vlastnosti zapojení asynchronního motoru.....	11
1.1 Obecná struktura pohonu	11
1.2 Vstupní obvody	11
1.2.1 Omezení nabíjecího proudu kondenzátoru.....	12
1.3 Působení stejnosměrného obvodu	13
1.4 Usměrňovače.....	14
1.5 Střídač	15
1.6 Výstupní obvody	16
1.7 Náhradní schéma asynchronního motoru.....	17
1.7.1 Náhradní schéma asynchronního motoru pro přechodné jevy	17
1.7.2 Náhradní schéma pro 1. harm. veličin motoru v ustáleném stavu	18
1.7.3 Náhradní schéma pro n. harm. veličin motoru v ustáleném stavu	19
1.8 Matematický model asynchronního motoru.....	20
2 Vliv modulace na vznik proudů v meziobvodu s nízkými kmitočty	22
2.1 Úvod do problematiky nízkých kmitočtů.....	22
2.2 Meziobvod – modulace a střídavé proudy	23
2.2.1 Synchronní modulace.....	23
2.2.2 Asynchronní modulace.....	24
2.3 Vznik nízkých kmitočtů	25
2.4 Možnosti řízení	29
2.4.1 Skalární řízení	29
2.4.2 Dvuhodnotová regulace proudu	29
2.4.3 Obdélníkové řízení	30
2.4.4 Vektorové řízení	30
2.4.5 Přímé řízení momentu	32
2.5 Harmonická analýza.....	35
2.5.1 Základní vlastnosti Fourierovy řady	35
2.5.2 Diskrétní Fourierova transformace (DFT)	36
2.5.3 Vzorkování – volba kmitočtu.....	37
2.5.4 Definice harmonických	37
2.5.5 Harmonické proudy střídače s nepřímým měničem kmitočtu.....	37
2.5.6 Zobecněný amplitudový zákon	39
2.6 Simulace.....	39
3 Možnosti potlačení vybraných kmitočtů při asynchronním pulzním šířkovém řízení	49
3.1 Vstupní filtr	49
3.2 Vstupní tlumivky.....	51
3.3 kompatibilní usměrňovač	52

3.4	Napěťové a proudové špičky.....	52
3.5	Doporučení.....	53
4	Závěr a zhodnocení	54
5	Použitá literatura.....	56

Seznam použitých symbolů a zkratk:

ΔI_t	amplituda kmitů proudu odebíraného z troleje
ΔI_z	amplituda kmitů proudu odebíraného z meziobvodu
ΔM	amplituda kmitů momentu
ΔU_C	amplituda kmitů napětí v meziobvodu
f_{VZ}	vzorkovací frekvence
f_{SP}	spínací frekvence
f_S	statorová frekvence
f_R	rotorová frekvence
f_P	frekvence pily PWM
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	statorové fázové proudy motoru
i_{sx}, i_{sy}	složky prostorového vektoru statorového proudu
i_T	proud odebíraný z troleje
i_z	proud odebíraný z meziobvodu
L_h	hlavní indukčnost
$L_{\sigma r}$	rozptylová rotorová indukčnost
$L_{\sigma s}$	rozptylová statorová indukčnost
Ψ_S	statorový tok
R_R	rotorový odpor
R_S	statorový odpor
T	perioda Fourierovy analýzy
u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}	fázová napětí střídače
U_C	napětí v meziobvodu
U_S	statorové napětí

Úvod

Měnič kmitočtu známý také jako měnič s proměnlivou rychlostí, měnič s proměnlivou frekvencí, střídavý měnič nebo anglicky invertor. Nejčastější a nejpoužívanější použití měničů je v průmyslu a v trakci. Měniči řídíme asynchronní motory, které jsou velice robustní, vyžadují velmi malou údržbu, jsou vysoce odolní před vlivy okolního prostředí a velice snadno se vyrábějí. Pokud připojíme asynchronní motor přímo k síti, rychle se rozběhne a bude se otáčet konstantní rychlostí, která je závislá na kmitočtu elektrické sítě a také na konstrukci motoru.

V některých případech vystačíme s konstantní rychlostí motoru, ale pokud chceme měnit rychlost, zrychlení, brzdění nebo zpomalení, popřípadě točivý moment, musíme použít měnič kmitočtu, který dokáže měnit napětí a kmitočet přivedené na motor.

První pokusy o hospodárnou regulaci asynchronního motoru změnou frekvence byly zkoušeny před druhou světovou válkou, bohužel technika nebyla na vysoké úrovni. Koncem šedesátých let minulého století byly prvně průmyslově vyráběné měniče frekvence. Od té doby zaznamenala velký vývoj výkonová elektronika a především její prvky, tyristory se nahrazují vypínatelnými tyristory GTO a tranzistory IGBT. V řídicí technice byly integrované obvody nahrazeny mikroprocesory. Výkonový rozsah je od několika set wattů až do desítek megawattů.

Z hlediska řízení máme tři základní systémy. První, nejjednodušší je řízení U/f , které řídí otáčky změnou frekvence a současně se mění napětí podle funkční závislosti $U=f(f)$. Používá se u regulačních pohonů, které nevyžadují zcela přesné řízení. Druhé je vektorové řízení, které řídí odděleně moment a magnetický tok. Důležité jsou dvě proudové složky momentotvorná a tokotvorná. Tento druh řízení se používá pro pohony s vysokými nároky na dynamiku a přesnost řízení otáček. Třetí řízení je přímé řízení momentu (DTC). Moment se řídí prostřednictvím statorového toku bez použití PWM. V současné době se jedná asi o nejdokonalejší řízení.

1 Popis a vlastnosti zapojení asynchronního motoru

1.1 Obecná struktura pohonu

Podle funkcí a účelu můžeme pohonný systém s asynchronním motorem napájený z napěťového střídače rozdělit do následujících částí:

- a) Napájecí síť – většinou použijeme třífázovou síť nízkého nebo vysokého napětí, ale napájecí síť může být i stejnosměrná, např. trolejové vedení pro tramvaje, trolejbusy nebo metro.
- b) Vstupní obvody – mezi vstupní obvody patří stykače, pojistky, jističe, vstupní reaktor nebo transformátor, rádiové odrušovací filtry aj.
- c) Rekuperační část – pokud použijeme pulzní usměrňovač, je obousměrný tok energie zajištěn jedním měničem.
- d) Kondenzátorová baterie – jedná se o zdroj vyhlazeného stejnosměrného napětí pro střídač.
- e) Střídač – vytváří střídavé napětí s proměnnou frekvencí ze stejnosměrného zdroje napětí.
- f) Výstupní obvody – mezi výstupní obvody patří jističe, výstupní tlumivky, pojistky, du/dt filtry, sinusové filtry aj.
- g) Motor – k motoru patří celá jeho kabeláž. [1]

Uspořádání pohonu se může měnit v závislosti na minimalizaci investičních nákladů, dodatečných eliminacích zpětných vlivů na síť, dosažení velkých výkonů, požadované rekuperaci, definici požadavků na tvar výstupního napětí. [1]

1.2 Vstupní obvody

Základní elektrické komponenty a přístroje jsou:

- a) Odpojovače – odpojí pohon od sítě jako celek, použití většinou pro servisní a údržbářské práce.

- b) Stykače – jsou to automatické spínací přístroje, podle kterých se zapínají a vypínají provozní proudy. V případě, že připojíme asynchronní motor přímo přes stykače, požadujeme spínací proud rovnající se 6 až 10 násobku jmenovitého proudu.
- c) Pojistky – pokud dojde ke zkratu nebo přetížení dochází k destrukci tavného vodiče. Je to jistící prvek, který má oproti kontaktním přístrojům tu výhodu, že jsou rychlejší, mají menší rozměry, nízkou cenu, omezují zkratový proud a jsou bezúdržbové. Pojistky jsou rychlé, pomalé, velmi rychlé a přístrojové.
- d) Transformátor – transformátor umístíme mezi napájecí síť a usměrňovač z několika důvodů: napětí napájecí sítě přizpůsobíme napětí asynchronního motoru, napájecí síť je galvanicky oddělená od obvodu asynchronního motoru, s ohledem na omezení vzniku vyšších harmonických napětí umožňuje připojení na síť s dostatečným zkratovým výkonem. Pro výkony do 250 kW se používá napájecí síť 400 V, pro větší výkony napájecí síť VN (6 kV, 10 kV, 22 kV) a pro největší výkony v řádech MW se používá napájecí síť VVN např. 110 kV.
- e) Vstupní reaktor – používal se především jako komutační reaktance u pohonů se stejnosměrnými motory a tyristorovými usměrňovači. Funkce vstupního reaktoru: zmenšuje zvlnění napětí v meziobvodu střídače a zmenšuje efektivní hodnotu síťových fázových proudů, omezuje zkratové proudy, snižuje zpětné působení na napájecí síť v oblasti rádiových frekvencí a vstupní reaktor plní i funkci vstupní komutační tlumivky. [1]

1.2.1 Omezení nabíjecího proudu kondenzátoru

U napětového střídače musíme nejprve zajistit nabití kondenzátorové baterie. Při tomto kroku vzniká přechodový děj, který musíme zamezit, jinak hrozí výpadek vstupních pojistek. Při tomto ději vzniká nabíjecí proud, který můžeme omezit těmito způsoby:

- a) Odporem ve stejnosměrném meziobvodu – rovnice kondenzátoru při nabíjecím procesu:

$$U_c = U_{ss} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right); \tau = RC \quad (1)$$

- b) Odpojem ve střídavém přívodu – v tomto případě dimenzujeme nabíjecí jistič podle nabíjecího proudu. I zde však musí platit to, že nejdříve musí být nabit kondenzátor a poté sepnut hlavní vypínač.
- c) Tyristorovým usměřovačem – dokáže plynule měnit okamžité výstupní napětí od napětí nulového do napětí rovnajícímu se velikosti amplitudě vstupního střídavého napětí.
- d) Speciálním nabíjecím zdrojem – jedná se o zdroj, který je napájen z nezávislého zdroje napětí nebo přímo z napájecí sítě.
- e) Pulzním usměřovačem – ten umožňuje plynule regulovat napětí v meziobvodu.
[1]

1.3 Působení stejnosměrného obvodu

Ve stejnosměrném obvodu je kondenzátor a případně indukčnost. Ve stejnosměrném obvodu je dominantní kondenzátor a plní tyto funkce:

- a) Snižuje trvalé i popř. náhodné výchylky vstupního usměrněného napětí od jeho střední hodnoty. Usměřovač vytváří trvalé výchylky a jejich velikost závisí na způsobu usměřování a je definována zvlněním σ_U .

$$U_c = U_{ss} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right); \tau = RC \quad (2)$$

- b) Na střídač přivede zvlněné stejnosměrné napětí. Zvlnění se pohybuje okolo 2 až 3%.
- c) Střídač je oddělován kondenzátorem od náhodných změn, spínacích a jiných přepětí v napájecí síti.
- d) Obvod, ve kterém je kondenzátor, umožňuje velmi strmé zapínání a vypínání tranzistorů. U výkonových tranzistorů trvá vypínací děj stovky ns. Napěťový střídač bez kondenzátoru nemůže prakticky fungovat. (1)

Může se stát, že při nedokonalé pulzně šířkové modulaci, případně při „obdélníkovém“ tvaru výstupního napětí střídače, může mít kmitočet blízký kmitočtu zvlnění usměřovače. V tomto případě mohou vzniknout zázněje a nízkofrekvenční

kolísání napětí v síti. Při návrhu velikosti kapacity kondenzátoru je praktickým kritériem výše uvedené zvlnění napětí kondenzátoru. [1]

$$\sigma_U = 1,396 \cdot \frac{I_d}{\sqrt{2} \cdot U_s \cdot \omega \cdot C} \quad (3)$$

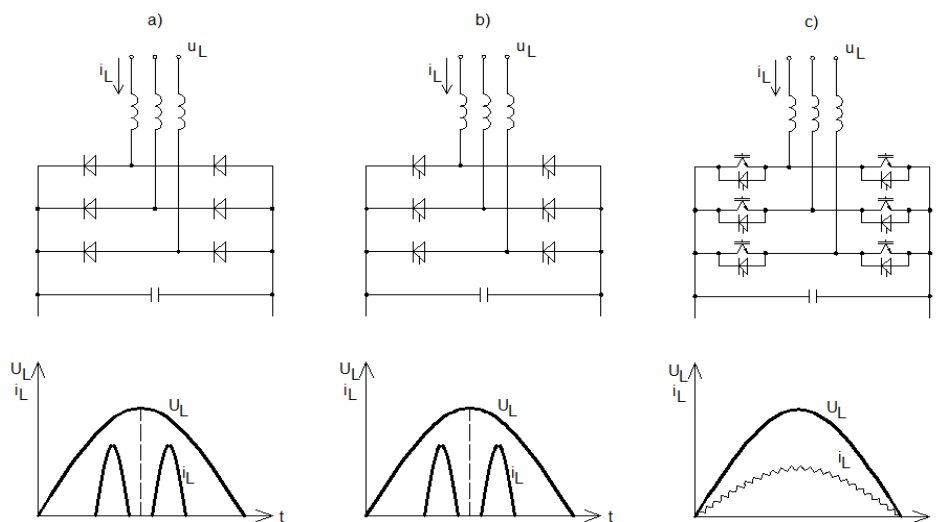
Kde σ_U je zvlnění napětí kondenzátoru, I_d je střední hodnota vstupního stejnosměrného proudu střídače, $2 \cdot U_s$ je amplituda sdruženého napětí, ω je úhlová frekvence napětí sítě a C je kapacita kondenzátoru. Rozsah zvlnění je od 0 do 0,1.

Toto zvlnění je závislé na střední velikosti proudu, momentu a rychlosti motoru → pokud máme nízkou rychlost a plný moment, motorem prochází malý stejnosměrný proud. [1]

1.4 Usměrňovače

Pokud spojíme usměrňovač s napěťovým střídačem, můžeme použít 3 typy usměrňovačů:

- Diodové (Obr.1 a)
- Tyristorové (Obr.1 b)
- Tranzistorové (napěťově pulzní usměrňovače) (Obr.1 c)



Obr. 1 – zapojení usměrňovačů s napěťovým střídačem [1]

Při rekuperačním brzdění použijeme tyristorový usměrňovač, který umožní prvotní nabití kondenzátorové baterie. S použitím tranzistorů můžeme tok energie měnit oběma směry s $\cos \varphi \approx 1$. [1]

1.5 Střídač

Je vlastně statický měnič elektrické energie, který přeměňuje stejnosměrný proud na proud střídavý. Vedení toku elektrické energie je od stejnosměrné strany ke straně střídavé. Rozdělení střídačů:

a) Podle způsobu komutace:

- **Střídač s vnějším vedením komutace** – jedná se o řízený usměrňovač v režimu invertorového chodu.
- **Střídač vedený zátěží** – komutace probíhá kmitavým jevem, vyvolaný indukčností zátěže a komutačním kondenzátorem.
- **Střídač s vlastním vedením komutace** – střídač pro svoji funkci potřebuje komutační obvody pro tyristory nebo použijeme výkonové polovodičové součástky (tranzistory nebo vypínací tyristory). [2]

b) Podle napájecího obvodu:

- **Napěťový střídač** – na vstupu střídače je velký kondenzátor; střídač napájíme ze stejnosměrného zdroje napětí, tím je vytvořen průběh výstupního napětí střídače. Charakter zátěže má vliv na průběh proudu.
- **Proudový střídač** – na vstupu je velká tlumivka; střídač napájíme ze stejnosměrného zdroje proudu, tím je vytvořen průběh výstupního proudu střídače. Charakter zátěže má vliv na průběh napětí. [2]

c) Podle způsobu řízení výstupních veličin:

- **Obdélníkové amplitudové řízení**
- **Obdélníkové šířkové řízení**
- **Šířkové pulzní řízení**

- **Šířkové pulzně modulované řízení**
- **Řízení v kaskádě**

Nejvíce se používá šířkové pulzně modulované řízení a méně šířkové pulzní řízení. Tyto řízení mají příznivější skladbu vyšších harmonických výstupního napětí a proudů střídače. U méně náročných aplikací, kde není požadováno řízení výstupního napětí střídače, použijeme obdélníkové řízení. Pokud chceme při šířkovém pulzním nebo pulzně modulovaném řízení dosáhnout nejvyššího výstupního napětí přejdeme prostým přechodem na obdélníkové řízení s maximální možnou šířkou obdélníkové půlplny. Řízení v kaskádě se většinou už nepoužívá. [2]

1.6 Výstupní obvody

Při použití šířkově pulzní modulace vznikají mezi výstupními obvody napěťového střídače a přívodními kabely k motoru nepříznivé vlivy vyvolané strmým spínáním napětí, které musíme eliminovat nebo aspoň omezit na přípustnou hladinu. Hodnota du/dt s použitím tranzistorů může dosáhnout až 10 kV/ μ s. Tato hodnota nejde eliminovat, proto tuto hodnotu omezujeme použitím těchto výstupních obvodů:

- a) Výstupní tlumivka – používá se k omezení strmosti du/dt náběžné a doběžné hrany impulzu napájecího napětí motoru a k omezení špiček proudu při napájení motoru dlouhým kabelem.
- b) Filtr du/dt – omezuje strmost du/dt náběžné a doběžné hrany impulzu napájecího napětí motoru na hodnotu $du/dt \leq 500$ V/ μ s, dále omezuje velikost napěťových špiček vznikajících v důsledku reflexe na vedení na svorkách motoru na hodnotu $U \leq 1250$ V. Filtr du/dt také zmenšuje intenzitu elektromagnetického pole vyzařovaného kabelem a v důsledku toho zmenšení rušivých napětí a proudů indukovaných tímto polem na napájecí vstup měniče. Ve funkci jde o LCR filtr typu dolní propust, který tzv. „rozsekává“ stejnosměrné napětí z měniče. Tyto filtry se používají u pohonů s nároky na velkou dynamiku nezávisle na modulačním kmitočtu měniče.
- c) Sinusový filtr – tento filtr vytváří na výstupu měniče napětí sinusového průběhu. Ve svém principu jde o laděný obvod, který odfiltruje nosný kmitočet střídače tak, že napětí na jeho výstupu bude mít téměř sinusový průběh. Tím že do

motoru potoče téměř sinusový proud, se podstatně zredukuje přídavné ztráty v motoru i hluk. [1]

1.7 Náhradní schéma asynchronního motoru

1.7.1 Náhradní schéma asynchronního motoru pro přechodné jevy

Rozptylové toky pro zjednodušení zanedbáme. Uvažujeme motor zapojený nakrátko. Uvedené schéma na obr. 2 platí pro ustálené i přechodné stavy, pro harmonické i neharmonické průběhy veličin. Napěťové rovnice:

$$\bar{\psi}_h = \psi_{hd} = |\bar{\psi}_h|, \psi_{hq} = 0 \quad (4)$$

$$\bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d|\bar{\psi}_h|}{dt} + j \cdot \omega_{s\psi} \cdot \bar{\psi}_h \quad (5)$$

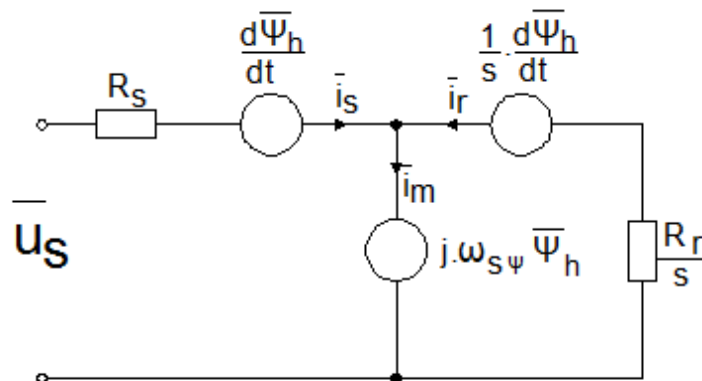
$$0 = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d|\bar{\psi}_h|}{dt} + j \cdot (\omega_{s\psi} - p_p \cdot \omega_m) \cdot \bar{\psi}_h \quad (6)$$

Skluž je známá veličina a značí se s : $s = \frac{\omega_{s\psi} - p_p \cdot \omega_m}{\omega_{s\psi}} \cdot \omega_{s\psi}$

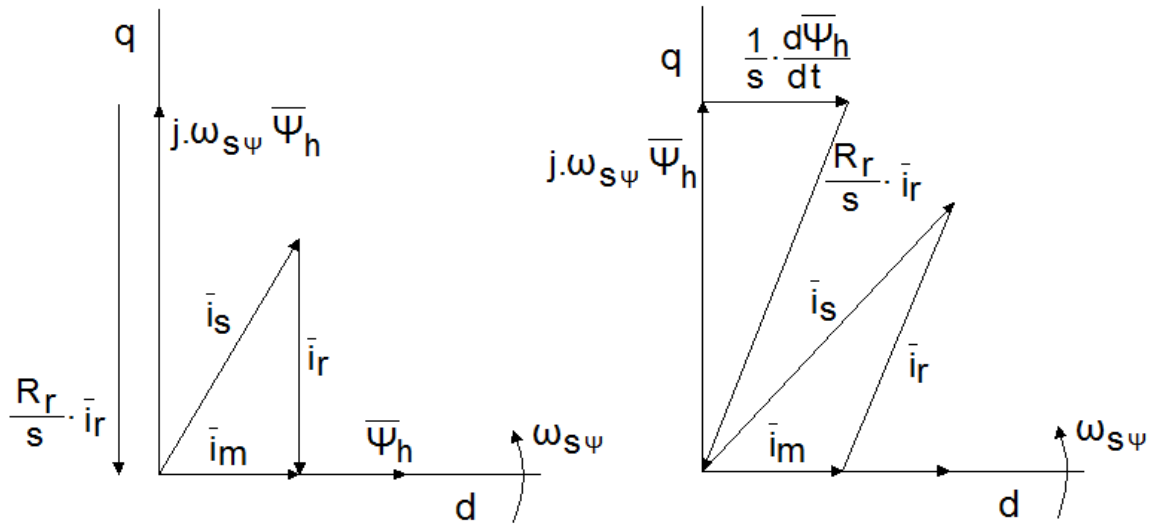
$\omega_{s\psi}$...okamžitá rychlost rotace vektoru. ω_m ...mechanická rychlost rotoru.

Rovnici (5) upravíme:

$$0 = \frac{R_r}{s} \cdot \bar{i}_r + \frac{1}{s} \cdot \frac{d|\bar{\psi}_h|}{dt} + j \cdot \omega_{s\psi} \cdot \bar{\psi}_h \quad (7)$$



Obr. 2 Náhradní schéma asynchronního motoru pro přechodné jevy [4]



Obr. 3 Souřadný systém hlavního mg. toku, vlevo ustálený stav, vpravo přechodný děj [4]

1.7.2 Náhradní schéma pro 1. harm. veličin motoru v ustáleném stavu

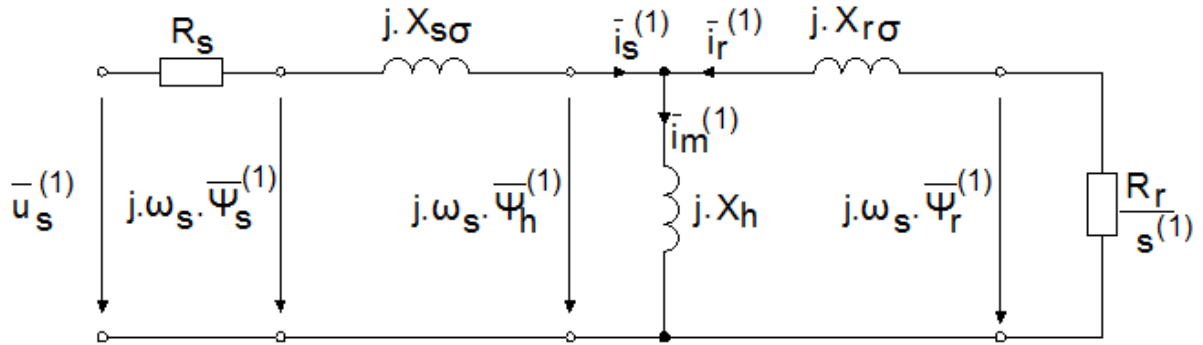
Náhradní schéma pro 1. harmonické veličin motoru. Zvolený souřadný systém rotuje rychlostí: $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_s$

$$\bar{u}_s^{(1)} = R_s \cdot \bar{i}_s^{(1)} + j \cdot \omega_s \cdot \bar{\psi}_s^{(1)} = R_s \cdot \bar{i}_s^{(1)} + j \cdot \omega_s \cdot L_{s\sigma} \cdot \bar{i}_s^{(1)} + j \cdot \omega_s \cdot \bar{\psi}_h^{(1)} = R_s \cdot \bar{i}_s^{(1)} + j \cdot X_{s\sigma} \cdot \bar{i}_s^{(1)} + j \cdot X_h \cdot \bar{i}_m^{(1)} \quad (8)$$

$$0 = \frac{R_r}{s^{(1)}} \cdot \bar{i}_r^{(1)} + j \cdot \omega_s \cdot L_{r\sigma} \cdot \bar{i}_r^{(1)} + j \cdot \omega_s \cdot \bar{\psi}_h^{(1)} = \frac{R_r}{s^{(1)}} \cdot \bar{i}_r^{(1)} + j \cdot X_{r\sigma} \cdot \bar{i}_r^{(1)} + j \cdot X_h \cdot \bar{i}_m^{(1)} \quad (9)$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s, \omega_r = \omega_s - p_p \cdot \omega_m, X_{s\sigma} = \omega_s \cdot L_{s\sigma}, X_{r\sigma} = \omega_s \cdot L_{r\sigma}, X_h = \omega_s \cdot L_h \quad (10)$$

$$s^{(1)} = \frac{\omega_s - p_p \cdot \omega_m}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (11)$$



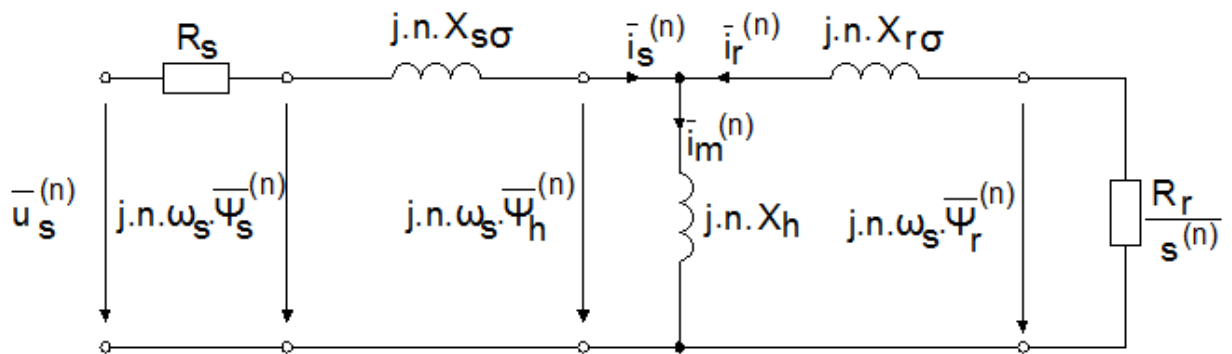
Obr. 4 Náhradní schéma pro 1. harm. veličin motoru v ustáleném stavu [4]

1.7.3 Náhradní schéma pro n. harm. veličin motoru v ustáleném stavu

Zvolený souřadný systém rotuje rychlostí: $\omega = n \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s = n \cdot \omega_s$

$$\bar{u}_s^{(n)} = R_s \cdot \bar{i}_s^{(n)} + j \cdot n \cdot \omega_s \cdot \bar{\psi}_s^{(1)} = R_s \cdot \bar{i}_s^{(n)} + j \cdot n \cdot \omega_s \cdot L_{s\sigma} \cdot \bar{i}_s^{(n)} + j \cdot n \cdot \omega_s \cdot \bar{\psi}_h^{(n)} = R_s \cdot \bar{i}_s^{(n)} + j \cdot n \cdot X_{s\sigma} \cdot \bar{i}_s^{(n)} + j \cdot n \cdot X_h \cdot \bar{i}_m^{(n)} \quad (12)$$

$$0 = \frac{R_r}{s^{(n)}} \cdot \bar{i}_r^{(n)} + j \cdot n \cdot \omega_s \cdot L_{r\sigma} \cdot \bar{i}_r^{(n)} + j \cdot n \cdot \omega_s \cdot \bar{\psi}_h^{(n)} = \frac{R_r}{s^{(n)}} \cdot \bar{i}_r^{(n)} + j \cdot n \cdot X_{r\sigma} \cdot \bar{i}_r^{(n)} + j \cdot n \cdot X_h \cdot \bar{i}_m^{(n)} \quad (13)$$



Obr. 5 Náhradní schéma pro n. harm. veličin motoru v ustáleném stavu [4]

1.8 Matematický model asynchronního motoru

Volím obecný popis asynchronního motoru, souřadný systém statoru (stojící souřadný systém):

$$\bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (14)$$

$$0 = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} - j \cdot p_p \cdot \omega_m \cdot \bar{\psi}_r \quad (15)$$

Z rovnic (1) musíme vyloučit $\bar{\psi}_s$ a \bar{i}_r . Po vhodné úpravě:

$$\bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{L_h}{L_r} \cdot \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + \left(L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma} \right) \cdot \frac{di_{sx}}{dt} \quad (16)$$

$$0 = -R_r \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} - j \cdot p_p \cdot \omega_m \right) \cdot \bar{\psi}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} \quad (17)$$

Následně rozepíšeme rovnice (2) na složky:

$$u_{sx} = R_s \cdot i_{sx} + \frac{L_h}{L_r} \cdot \frac{d\psi_{rx}}{dt} + \left(L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma} \right) \cdot \frac{di_{sx}}{dt} \quad (18)$$

$$u_{sy} = R_s \cdot i_{sy} + \frac{L_h}{L_r} \cdot \frac{d\psi_{ry}}{dt} + \left(L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma} \right) \cdot \frac{di_{sy}}{dt} \quad (19)$$

$$0 = -R_r \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot i_{sx} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{rx} + p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{ry} + \frac{d\psi_{rx}}{dt} \quad (20)$$

$$0 = -R_r \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot i_{sy} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{ry} + p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{rx} + \frac{d\psi_{ry}}{dt} \quad (21)$$

Upravíme do stavového tvaru:

$$\frac{di_{sx}}{dt} = -\frac{R_s + R_r \cdot \frac{L_h^2}{L_r^2}}{L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma}} \cdot i_{sx} + \frac{R_r \cdot \frac{L_h}{L_r^2}}{L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma}} \cdot \psi_{rx} + \frac{\frac{L_h}{L_r}}{L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma}} \cdot p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{ry} + \frac{1}{L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma}} \cdot u_{sx} \quad (22)$$

$$\frac{di_{sy}}{dt} = -\frac{R_s + R_r \cdot \frac{L_h^2}{L_r^2}}{L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma}} \cdot i_{sy} - \frac{\frac{L_h}{L_r}}{L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma}} \cdot p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{ry} + \frac{R_r \cdot \frac{L_h}{L_r^2}}{L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma}} \cdot \psi_{rx} + \frac{1}{L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma}} \cdot u_{sy} \quad (23)$$

$$\frac{d\psi_{rx}}{dt} = R_r \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot i_{sx} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{rx} - p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{ry} \quad (24)$$

$$\frac{d\psi_{ry}}{dt} = R_r \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot i_{sy} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{ry} - p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{rx} \quad (25)$$

Tyto rovnice jsou složité, proto pro zápis zavádíme tyto konstanty:

$$A = \frac{R_s + R_r \cdot \frac{L_h^2}{L_r^2}}{E} \quad B = \frac{R_r \cdot \frac{L_h}{L_r^2}}{E} \quad C = \frac{L_h}{L_r} \cdot p_p \quad D = \frac{1}{E} \quad E = L_{s\sigma} + \frac{L_h}{L_r} \cdot L_{r\sigma} \quad (26)$$

Stavové rovnice se poté zjednoduší a mají tvar:

$$\frac{di_{sx}}{dt} = -A \cdot i_{sx} + B \cdot \psi_{rx} + C \cdot \omega_m \cdot \psi_{ry} + D \cdot u_{sx} \quad (27)$$

$$\frac{di_{sy}}{dt} = -A \cdot i_{sy} - C \cdot \omega_m \cdot \psi_{rx} + B \cdot \psi_{rx} + D \cdot u_{sy} \quad (28)$$

$$\frac{d\psi_{rx}}{dt} = R_r \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot i_{sx} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{rx} - p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{ry} \quad (29)$$

$$\frac{d\psi_{ry}}{dt} = R_r \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot i_{sy} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{ry} - p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{rx} \quad (30)$$

Výpočet momentu:

$$M = k_p \cdot p_p \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot \operatorname{Re}\{j \cdot \overline{\psi_r} \cdot \overline{i_s^*}\} = k_p \cdot p_p \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot (\psi_{rx} \cdot i_{sy} - \psi_{ry} \cdot i_{sx}) = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + M_z$$

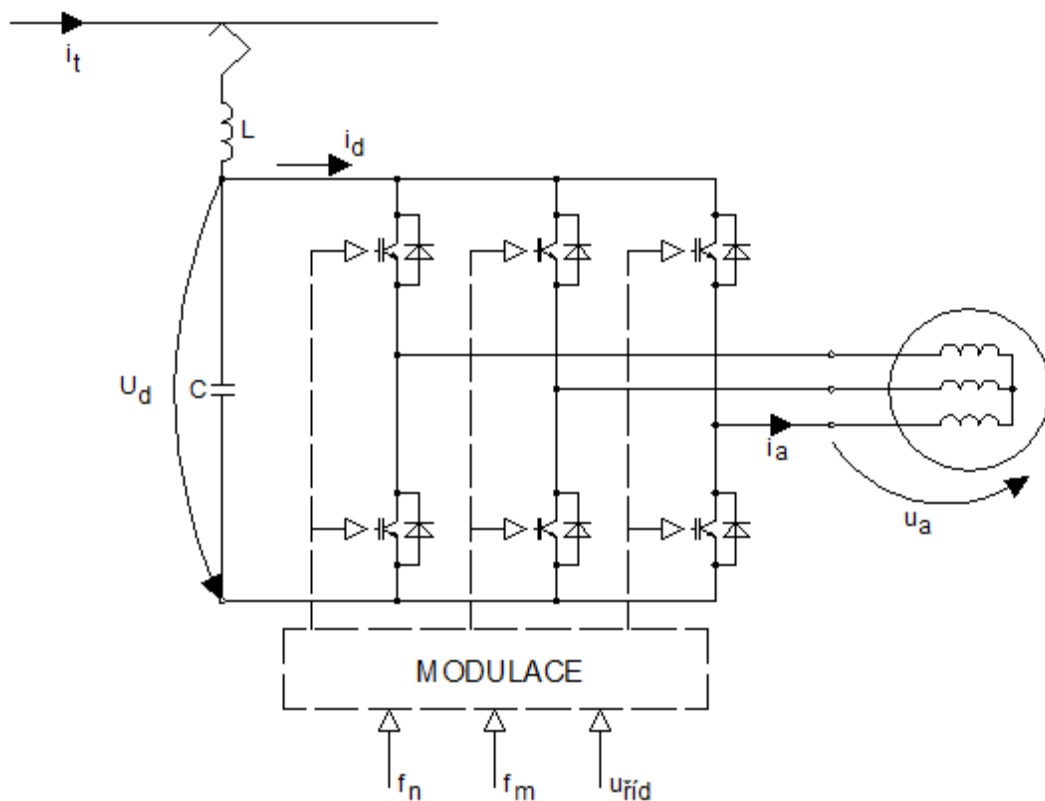
(31)

J ...moment setrvačnosti, M_z ...moment zátěže. [4]

2 Vliv modulace na vznik proudů v meziobvodu s nízkými kmitočky

2.1 Úvod do problematiky nízkých kmitoček

Trakční vozidla s asynchronními trakčními motory napájenými z napěťových střídačů jsou připojena k napájecí troleji většinou pouze přes LC vstupní filtr. V meziobvodu je kondenzátor. Základní schéma je na obr. 6.



Obr. 6 Základní schéma zapojení napěťového střídače a asynchronní motor [5]

Při své činnosti střídače odebírají proud I_d (stejnoseměrnou složku) z meziobvodu a generují nechtěné proudy o různých velikostech a proměnných kmitočtech. Tyto proudy tečou skrz meziobvod, přes kondenzátor, přes tlumivku a do troleje a kolejnic. Střídavou složku proudu i_d určuje kmitočet motoru f_m (tj. Základní harmonická napájecího napětí), dále nosný kmitočet střídače f_n a použitá modulace střídače. V troleji je velikost střídavých složek určena velikostí proudu i_d a závisí na velikosti vlastního kmitočtu vstupního LC filtru.

Vliv na střídavé proudy v troleji i_t oproti proudu vytvářející střídač i_d má především snižování vlastního kmitočtu vstupního filtru. Pokud budeme snižovat vlastní kmitočet filtru, poroste jeho hmotnost, rozměry, cena a ztráty. A proto se snažíme optimalizovat tyto parametry, aby byly přijatelné, jak z hlediska technických parametrů, tak z hlediska rušivých vlivů na drážní systém. Při tomto poměru musíme dávat pozor na hrozící nebezpečí v drážním zabezpečovacím systému. Tyto zabezpečovací systémy pracují na nízkých kmitočtech 25, 50 a 75 Hz. Systém metra ARS pracuje na frekvencích 28, 55, 75, 125... Hz.

Pokud volíme vlastní kmitočet filtrů, tak se snažíme, aby ležel pod nejnižším kmitočtem střídavých složek. Největší problém je při rozjezdu asynchronního trakčního motoru, kde se rozjezdové kmitočty pohybují od desítky Hz a plynule rostou. Zde se může stát, že se střídavá složka přiblíží nebo dokonce bude odpovídat vlastnímu kmitočtu filtru nebo pracovnímu kmitočtu zabezpečovacího systému. Proto se v této práci budu zabývat především kmitočtům a velikostem střídavých složek proudů vytvářených střídačem v kmitočtovém rozsahu od 1 do 100 Hz. [5]

2.2 Meziobvod – modulace a střídavé proudy

Modulace je proces, ze kterého se ze stejnosměrného napětí v meziobvodu U_d vytváří střídavé napětí u_a , které napájí asynchronní motor s požadovanou velikostí a s požadovaným kmitočtem základní harmonické. Základní harmonická je složka napětí resp. proudu, jejíž kmitočet přenáší činný výkon. Základní rozdělení modulací:

a) synchronní – zde odpovídá první harmonická střídače základní harmonické, takže průběh napětí u_a je v každé periodě základní harmonické.

b) asynchronní – ostatní případy. [5]

2.2.1 Synchronní modulace

Perioda při harmonické analýze je vždy perioda základní – první harmonická vytvářeného motorového napětí. Uvedeme kmitočty meziobvodu střídavé složky proudu se základním kmitočtem motoru f_m :

$$f = 6 \cdot k \cdot f_m \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (32)$$

Pokud je $k=1$, získáme nejnižší kmitočet v meziobvodu $f=6.f_m$. Tato modulace se používá přibližně od $1/3$ jmenovitého kmitočtu motoru především jen pro překlenutí pásma řízení napětí mezi asynchronní a obdélníkovou modulací a nejsou zde zásadním problémem. Pokud uvažujeme jmenovitý kmitočet motoru 50 Hz a použijeme synchronní modulaci od $1/3 f_m$ dostaneme nejnižší kmitočet střídavé složky meziobvodu $6.16,3=97,8$ Hz což je okraj sledovaného pásma. [5]

2.2.2 Asynchronní modulace

V této modulaci je nosný kmitočet f_n ve střídači konstantní a řízení střídače se odvozuje od koincidence trojúhelníkového napětí s kmitočtem f_n a periodického řídicího napětí, které má průběh jako $u_{řid}$. Jako řídicí napětí můžeme použít sinusovku nebo složitější průběhy se základním kmitočtem f_m odpovídající základnímu kmitočtu napětí motoru a s amplitudou základní harmonické napětí motoru u_a . Tuto modulaci využíváme pro rozjezd, ale pokud máme pohony menších výkonů, tak pracují v celém rozsahu motorových kmitočtů a to většinou plynule. Proto v tomto případě použijeme pro harmonickou analýzu jinou periodu (neplatí v případě, kdy je poměr f_n/f_m celé číslo). Pokud chceme použít správnou periodu T pro analýzu, musí tato perioda obsahovat celistvý násobek period T_n i (t_m) odpovídajících kmitočtům f_n a f_m . Tuto závislost můžeme vyjádřit pomocí zlomku:

$$T = v \cdot T_n = u \cdot T_m = \frac{v}{f_n} = \frac{u}{f_m} = \frac{1}{\Delta f} \quad (33)$$

$$\frac{1}{T} = \Delta f = \frac{f_n}{v} = \frac{f_m}{u} \quad (34)$$

Podíl kmitočtů $\frac{T_n}{T_m} = \frac{f_m}{f_n}$ můžeme vyjádřit pomocí racionálního zlomku, kde u, v budou celá čísla.

$$\frac{T_m}{T_n} = \frac{f_n}{f_m} = \frac{v}{u} \quad (35)$$

Perioda T je tedy periodická i při asynchronní modulaci a má první harmonickou s kmitočtem Δf i s od ní odvozenými vyššími harmonickými. Jedna z těchto odvozených vyšších harmonických odpovídá základnímu kmitočtu. Kmitočet Δf může být ve zvláštních případech roven motorovému, ale spíše je nižší a proto se mohou objevovat

proudy v meziobvodu se střídavou složkou s kmitočty nižšími než je základní kmitočet motoru. [5]

2.3 Vznik nízkých kmitočtů

Při použití asynchronní modulace se ve stejnosměrném meziobvodu objevují následující kmitočty – postranní kmitočty:

$$f_p = n \cdot f_n \pm 3 \cdot k \cdot f_m \quad \text{pro } n = 0,1,2,3, \dots \quad k = 1,2,3, \dots \quad (36)$$

Vznik dalších postranních kmitočtů:

$$f_p = 0, 2 \cdot f_n, 4 \cdot f_n, 6 \cdot f_n, 8 \cdot f_n \dots \dots 2 \cdot k \cdot f_n \quad (37)$$

$$f_p = 6 \cdot f_m, 12 \cdot f_m, 18 \cdot f_m, 24 \cdot f_m \dots \dots 6 \cdot k \cdot f_m, \quad (38)$$

$$2 \cdot f_n \pm 6 \cdot f_m, 2 \cdot f_n \pm 12 \cdot f_m, 2 \cdot f_n \pm 18 \cdot f_m, 2 \cdot f_n \pm 24 \cdot f_m \dots \dots 2 \cdot f_n \pm 6 \cdot k \cdot f_m,$$

$$4 \cdot f_n \pm 6 \cdot f_m, 4 \cdot f_n \pm 12 \cdot f_m, 4 \cdot f_n \pm 18 \cdot f_m, 4 \cdot f_n \pm 24 \cdot f_m \dots \dots 4 \cdot f_n \pm 6 \cdot k \cdot f_m,$$

$$6 \cdot f_n \pm 6 \cdot f_m, 6 \cdot f_n \pm 12 \cdot f_m, 6 \cdot f_n \pm 18 \cdot f_m, 6 \cdot f_n \pm 24 \cdot f_m \dots \dots 6 \cdot f_n \pm 6 \cdot k \cdot f_m, \dots$$

$$f_p = f_n \pm 3 \cdot f_m, f_n \pm 9 \cdot f_m, f_n \pm 15 f_m, f_n \pm 21 f_m, f_n \pm 27 f_m \dots \dots f_n \pm 3(2 \cdot k - 1) f_m$$

$$3 \cdot f_n \pm 3 \cdot f_m, 3 \cdot f_n \pm 9 \cdot f_m, 3 \cdot f_n \pm 15 \cdot f_m, 3 \cdot f_n \pm 21 \cdot f_m \dots \dots 3 \cdot f_n \pm 3(2 \cdot k - 1) f_m,$$

$$5 \cdot f_n \pm 3 \cdot f_m, 5 \cdot f_n \pm 9 \cdot f_m, 5 \cdot f_n \pm 15 \cdot f_m, 5 \cdot f_n \pm 21 \cdot f_m \dots \dots 5 \cdot f_n \pm 3(2 \cdot k - 1) f_m, \dots$$

(39)

Tyto rovnice můžeme shrnout do jednoho vztahu:

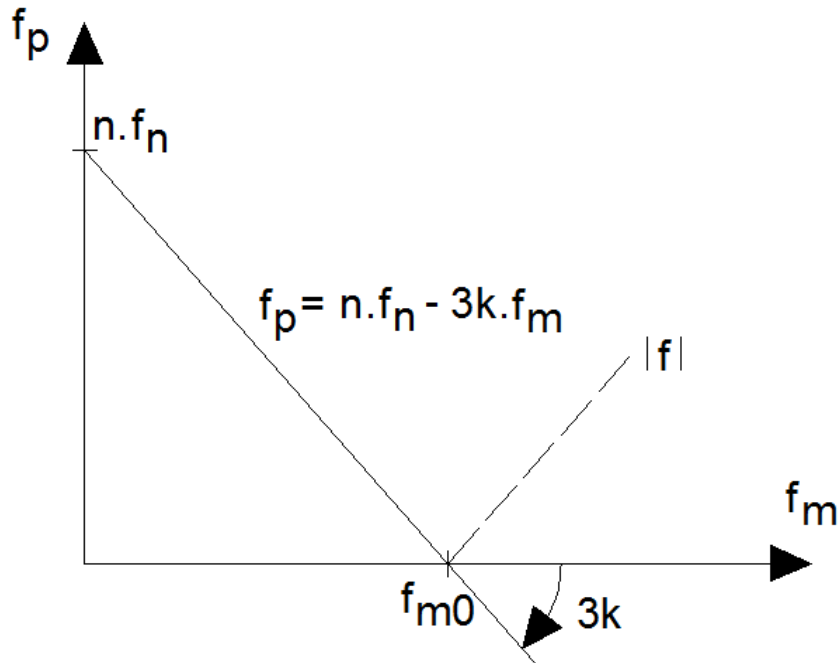
$$f_p(n, k) = n \cdot f_n - 3 \cdot k \cdot f_m \quad (40)$$

Omezení pro n a k , je v idealizovaném případě:

$$n = 0, 2, 4, 6, 8 \dots (\text{sudé}) \dots \text{je } k = \dots -5, -3, -1, +1, +3, +5 \dots (\text{liché}) \quad (41)$$

$$n = 1, 3, 5, 7 \dots (\text{liché}) \dots \text{je } k = \dots -4, -2, 0, +2, +4, +6 (\text{sudé}) \quad (42)$$

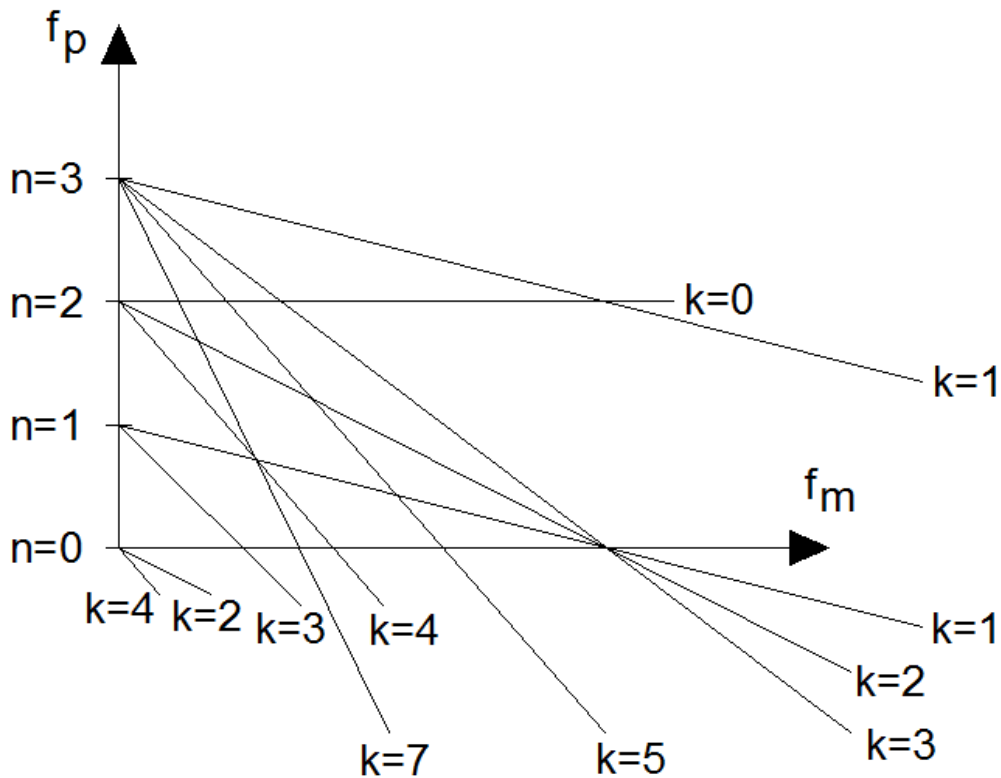
pokud chceme znázornit závislost kmitočtu f_p na f_m , vyjde nám přímka:

Obr. 7 Obecný tvar závislosti f_p na f_m [5]

Tato přímka protíná osu f_m v bodě f_{m0} kromě případu, kdy $k=0$. V okolí bodu f_{m0} budou ostatní boční kmitočty klesat, až klesnou k 0 a poté vzrůstat (čárkovaná čára). Vyjádříme pomocí rovnice bod f_{m0} :

$$f_{m0} = \frac{n.f_n}{3.k} \quad (43)$$

Na dalším obrázku je svazek přímek pro jednotlivá k pro každé n (obr.8)

Obr. 8 Svazky přímek pro jednotlivá n , k [5]

Pokud chceme vyšetřit poměry pro nízké kmitočty, budeme se zajímat o kmitočty v okolí f_{m0} , které odpovídají danému n a k . Z obr. 8 vyplývá, že bodem f_{m0} může procházet více přímek tzn., přímky o různých kmitočtech daných různou dvojicí čísel n_1 a k_1 .

$$f_{m0} = \frac{n \cdot f_n}{3 \cdot k} = \frac{n_1 \cdot f_{n1}}{3 \cdot k_1} \rightarrow \frac{n}{k} = \frac{n_1}{k_1} \rightarrow n_1 = i \cdot n \quad k_1 = i \cdot k \quad i = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (44)$$

Sklon přímek, které procházejí bodem f_{m0} :

$$\frac{\partial f_p}{\partial f_m} = -3 \cdot k \quad (45)$$

Znázorním poměry v okolí bodu f_{m0} :

2.4 Možnosti řízení

2.4.1 Skalární řízení

Skalární řízení funguje na principu srovnávání řídicího sinusového signálu s pilovým signálem o vyšším kmitočtu (než je řídicí signál). Aby nedocházelo k přesycení magnetického obvodu, musí být při nižších kmitočtech na výstupu střídače nižší napětí na vinutí motoru. Rozdělujeme ještě dva základní typy U/f a I/f. U/f se používá pro řízení napěťového střídače a vychází z konstantní velikosti statorového toku:

$$|\overline{\psi}_s| = konst.$$

$$U_{ind} = \omega_s \cdot \psi_s \rightarrow \frac{U_{ind}}{f_s} = konst.$$

$$U_{ind} = \frac{d\psi}{dt} \rightarrow \psi = \int U_{ind} dt \quad (47)$$

U_{ind} je v ustáleném stavu rovno napájecímu napětí. Maximální výstupní napětí při použití sinusové pulzně šířkové modulaci je:

$$\frac{U_C}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cong 0,353 \cdot U_C \quad (48)$$

U_C ...napětí kondenzátoru stejnosměrného obvodu.

Realizace skalárního řízení může být provedena v otevřené smyčce nebo uzavřené smyčce. Přes 90% aplikací je s otevřenou smyčkou. Je to bezetrátová regulace otáček v širokém rozsahu, bohužel na úkor statické přesnosti a kvality dynamiky. Výkonová část obvodu s napěťovým měničem frekvence se skalárním řízením se skládají z: šestice tranzistorových spínačů, integrovaný obvod pro pulzní šířkovou modulaci a jednočipový mikro počítač. V měniči je obvod proudového omezení a ovládací panel, ze kterého je možné navolit rozsah kmitočtů, záběrový moment, tvar charakteristiky U/f, rozběhovou rampu a popř. i kompenzaci skluzu. [4]

2.4.2 Dvuhodnotová regulace proudu

Princip regulace je odečítání hodnot požadovaných proudů od hodnot skutečně měřeným. Výsledky se porovnávají v hysterezních blocích. Tyto bloky rozhodují, jestli se sepne horní nebo spodní tranzistor v jedné větvi střídače. Pokud nastane situace, že jsou otáčky vyšší než jmenovité, musíme dodržet podmínku $I/f = konst.$, jinak dojde k přesycení magnetického obvodu motoru. [4]

2.4.3 Obdélníkové řízení

Je nejjednodušší řízení, které pracuje na principu střídavého připojování napětí z kondenzátoru na vstupy střídače po dobu $T/2$. Využívá se zejména při vysokých kmitočtech, kde je napětí na motoru maximální. Při obdélníkovém řízení je výstupní napětí na výstupu střídače ze všech řízení nejvyšší:

$$\frac{U_c}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_c \cong 0,45 \cdot U_c \quad (49)$$

[4]

2.4.4 Vektorové řízení

Princip vektorového řízení vychází z rovnic pro rotorový a statorový tok a z rovnice pro moment. Dále budeme předpokládat nulovou rozptylovou indukčnost, tj. že vektor mag. toku je jediný a leží na ose d souřadného systému rotoru (d, q):

$$\overline{\psi}_h = \psi_{hd} = |\overline{\psi}_h| \quad (50)$$

$$\overline{I}_s = I_{sd} + jI_{sq}, \quad \overline{I}_r = I_{rd} + jI_{rq} \quad (51)$$

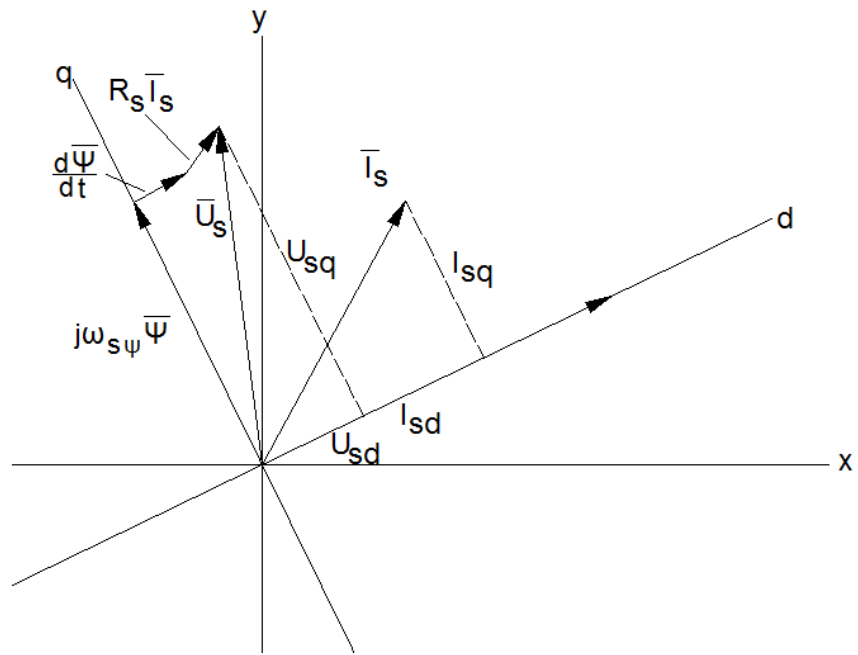
$$M = k_p \cdot p_p \cdot \operatorname{Re}\{j\overline{\psi}_h \cdot \overline{I}_s\} = k_p \cdot p_p \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot |\overline{\psi}_r| \cdot I_{sq} \quad (52)$$

$$|\overline{\psi}_r|(p) = I_{sd}(p) \cdot \frac{L_h}{1+p\tau_r} \quad (53)$$

Velikost rotorového toku v ustáleném stavu:

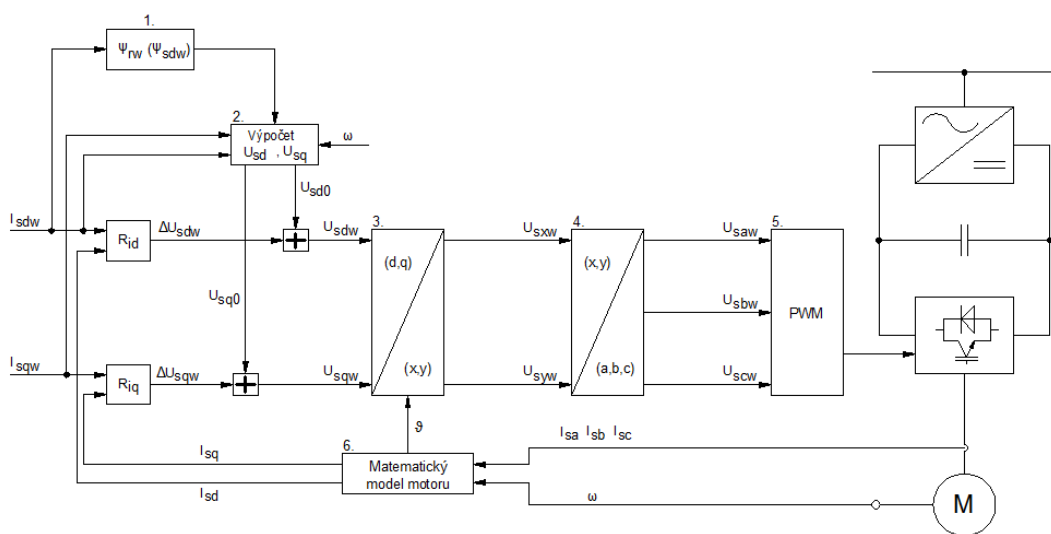
$$|\overline{\psi}_r|_{ust.} \approx I_{sd} \quad (54)$$

Z předešlých dvou rovnic plyne, že moment motoru je úměrný složce proudu I_{sq} a mag. toku v ustáleném stavu odpovídá složka I_{sq} . Pohon s vektorovým řízením je podobný jako stejnosměrný pohon, protože má dva vstupní signály I_{sd} a I_{dq} . Zjednodušený fázorový diagram pro vektorové řízení:



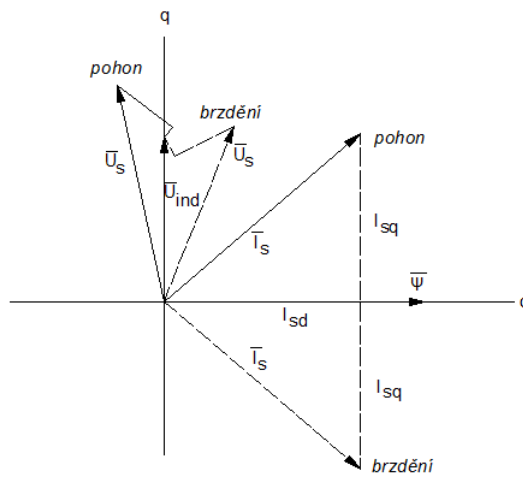
Obr. 10 Zjednodušený fázorový diagram pro vektorové řízení [4]

ϑ je úhel mezi systémem rotoru (d, q) a statorovém stojícím systému (x, y) v čase t . Ve fázorovém diagramu jsou znázorněny okamžité hodnoty složek proudů a napětí. Do měniče kmitočtu vstupují signály, které se vypočtou ze zadaných proudů I_{sd} a I_{sq} . Při použití měniče s napět'ovým střídačem musíme vypočítat i vektor napětí v souřadném systému statoru U_{sx} a U_{sy} . V případě proudového střídače dopočteme vektory proudu I_{sx} a I_{sy} . Variant pro vektorové řízení je mnoho, zde je naznačeno vektorové řízení s napět'ovým střídačem:



Obr. 11 Vektorové řízení pro napět'ový střídač [4]

R_{id} a R_{iq} jsou regulátory, které spolu s bloky 1. a 2. zpracovávají a vyhodnocují ze zadaných proudů I_{sdw} a I_{sqw} požadované složky napětí v souřadném systému rotorového magnetického toku U_{sdw} a U_{sqw} . Blok 3. slouží pro přepočítání požadované složky napětí ze souřadného systému (d,q) do stojícího souřadného systému (x,y) . Blok 4. provádí přepočítání ze složky požadovaného vektoru napětí U_{sxw} a U_{syw} na požadovaná harmonická napětí U_{saw} , U_{sbw} a U_{scw} . Blok 5. s předešlých hodnot vytváří spínací pulzy pro napěťový střídač. Blok 6. je matematický model motoru, který vypočítává skutečné hodnoty proudů I_{sd} a I_{sq} s okamžitým úhlem pootočení ϑ . Na dalším obrázku je znázorněn fázorový diagram pro vektorové řízení v režimu pohon brzda:



Obr. 12 Fázorový diagram pro vektorové řízení v režimu pohon a brzda [4]

[4]

2.4.5 Přímé řízení momentu

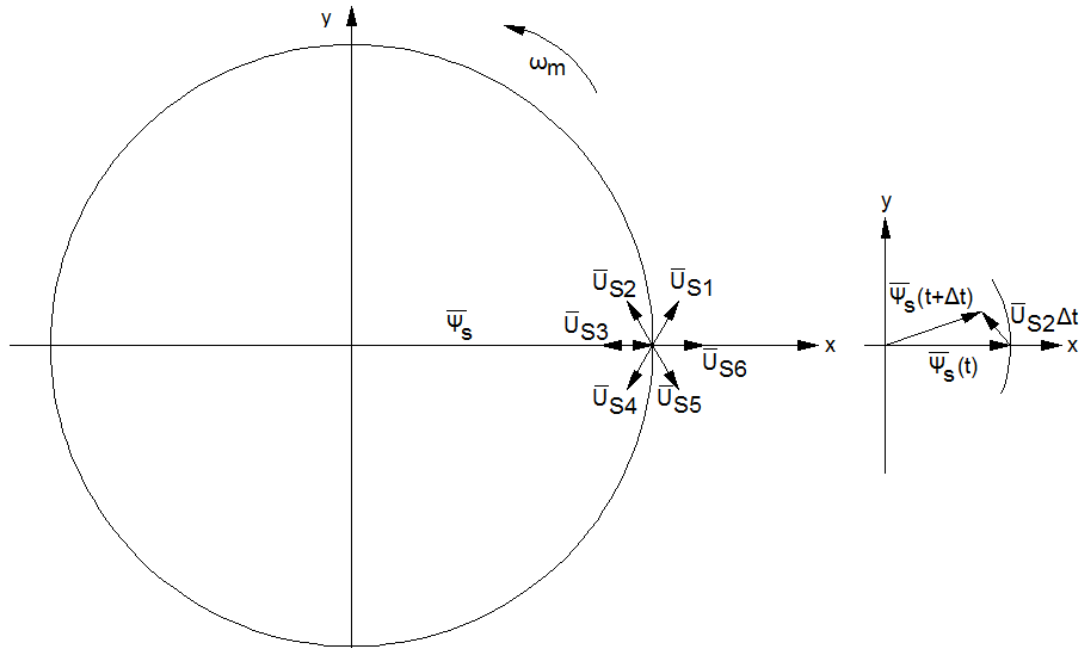
Přímé řízení momentu napodobuje vektorové řízení, chceme zde také regulovat odděleně moment a magnetický tok. Zde je regulace orientovaná na satorový mag. tok. Vyjádření satorového mag. toku z napěťové rovnice:

$$\bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \rightarrow \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} = \bar{u}_s - R_s \cdot \bar{i}_s \rightarrow \bar{\psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s \cdot \bar{i}_s) dt \quad (55)$$

Při zanedbání satorového odporu získáme:

$$\bar{\psi}_s = \int \bar{u}_s dt \quad (56)$$

Vektor satorového napětí je roven změně satorového mag. toku při zanedbání vlivu satorového odporu. Regulace satorového toku je na Obr. 13:



Obr. 13 Princip regulace statorového mag. toku [4]

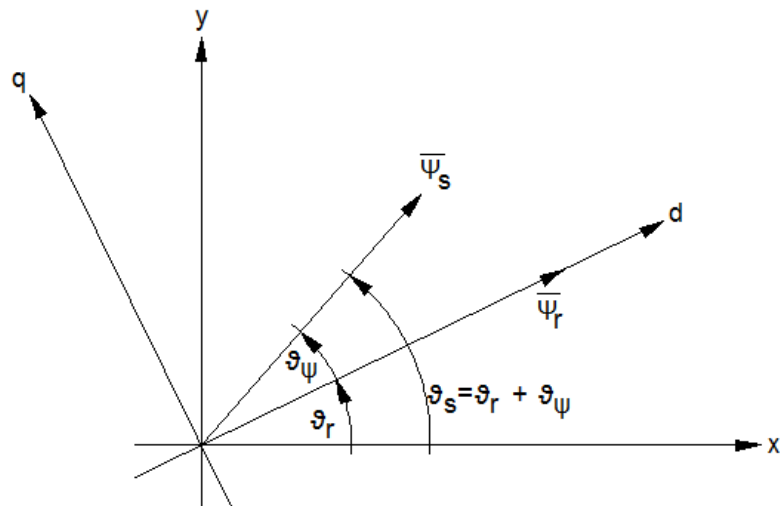
K nárůstu velikosti statorového toku dojde při sepnutí některého z vektorů $\bar{U}_{S1}, \bar{U}_{S5}, \bar{U}_{S6}$, kdežto k poklesu velikosti statorového toku dojde při sepnutí některého z vektorů $\bar{U}_{S2}, \bar{U}_{S3}, \bar{U}_{S4}$. Statorový tok klesá i při sepnutí nulového vektoru v důsledku působení statorového odporu:

$$\bar{\psi}_s = -R_s \cdot \bar{i}_s \quad (57)$$

Princip regulace momentu:

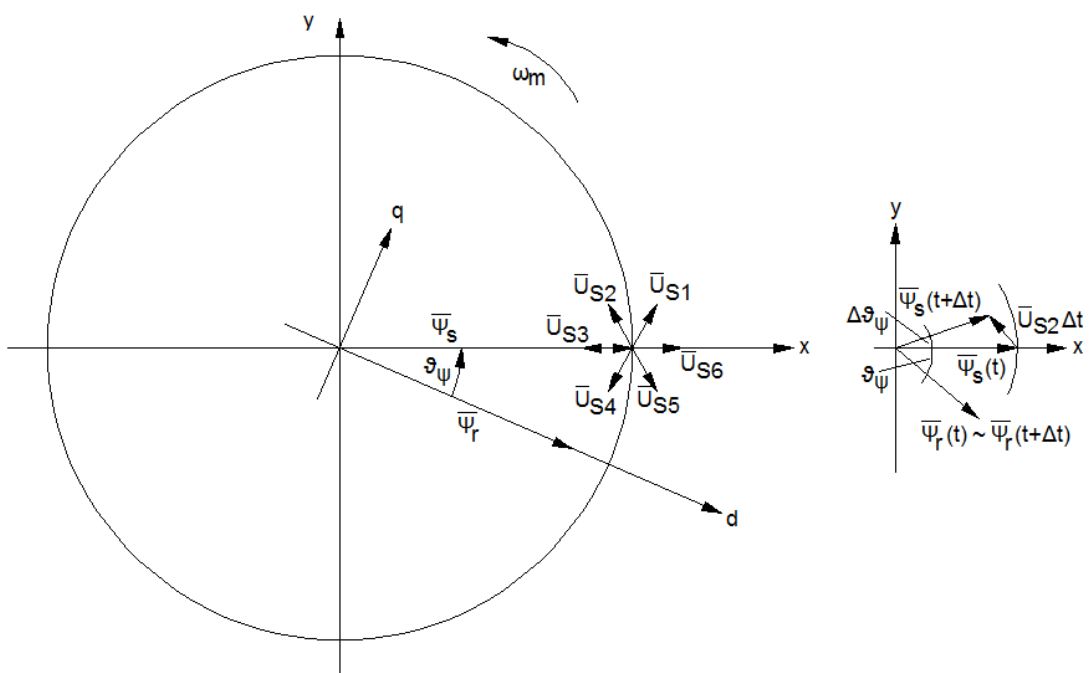
$$M = \frac{k_p \cdot p_p}{\lambda} \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot |\bar{\psi}_s| \cdot |\bar{\psi}_r| \cdot \sin(\vartheta_\psi) \quad (58)$$

Z rovnice vyplývá, že je moment motoru závislý na vzájemné poloze vektoru statorového a rotorového mag. toku a také závisí na úhlu mezi těmito toky ϑ_ψ .



Obr. 14 Definice vzájemné polohy statorového a rotorového toku [4]

Princip regulace momentu je patrný na Obr. 15. Pokud sepneme jeden z vektorů $\bar{U}_{s1}, \bar{U}_{s2}$ tak v této poloze statorového toku roste moment motoru, protože dochází k pootočení vektoru statorového toku v kladném směru, a tudíž dochází ke zvětšení úhlu ϑ_ψ . Naopak pokud sepneme jeden z vektorů $\bar{U}_{s4}, \bar{U}_{s5}$, dojde k poklesu momentu motoru. Brzda nastane tehdy, když je úhel ϑ_ψ záporný a moment motoru taky záporný, tzn., že vektor rotorového toku předběhne vektor statorového toku. Pokud sepneme některý z nulových vektorů $\bar{U}_{s3}, \bar{U}_{s6}$, tak poloha statorového toku zůstává konstantní. Přímé řízení momentu je jednoduchá regulace vycházející ze základních principů asynchronního motoru. Princip regulace momentu:



Obr. 15 Princip regulace motoru [4]

2.5 Harmonická analýza

Harmonickou analýzu použijeme na průběhy elektrických veličin periodických s neharmonickými průběhy. Harmonické průběhy se dobře zpracovávají, ale často potřebujeme vyjádřit periodickou veličinu jako nekonečnou řadu složenou z konstanty a harmonických veličin o kmitočtech rovných přirozeným násobkům základního kmitočtu, a tomuto rozkladu se říká harmonická analýza. Při této analýze vznikne řada nazývána Fourierova řada. [8]

2.5.1 Základní vlastnosti Fourierovy řady

Funkce $f(t)$ je periodická, pokud platí pro všechna t :

$$f(t + T) = f(t) \quad (59)$$

Zároveň tato funkce musí nabývat tzv. Dirichletovy podmínky, tzn. Na daném intervalu $\langle 0; T \rangle$ konečná, jednoznačná, po částech spojitá a musí mít konečný počet minim a maxim. Tvar Fourierovy řady periodické funkce $f(t)$ s úhlovým kmitočtem ω :

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (60)$$

Rozepíšeme Fourierovy koeficienty:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (61)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \quad (62)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (63)$$

V měření používáme spektrální tvar Fourierovy řady:

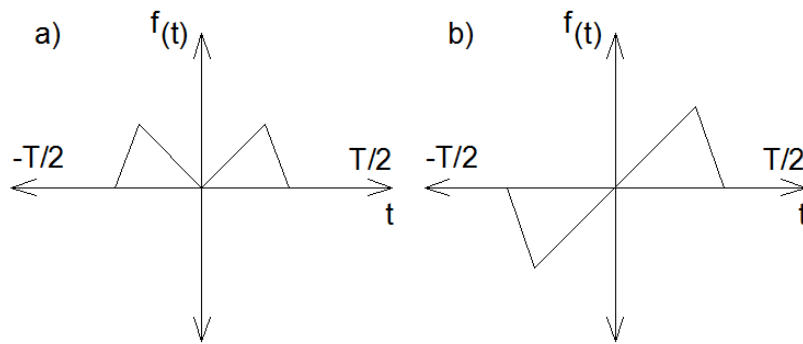
$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} D_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \quad (64)$$

$$D_h = \sqrt{(a_h^2 + b_h^2)} \quad \varphi_h = \arctan \frac{b_h}{a_h} \quad (65)$$

D_h je amplitudové spektrum – posloupnost amplitud jednotlivých harmonických složek dané periodické funkce $f(t)$. φ_h je fázorové spektrum – posloupnost počátečních fází periodické funkce $f(t)$. Další vlastnosti, které splňují mnohé funkce:

- a) Sudá funkce $-f(-t) = f(t)$. Fourierova řada obsahuje pouze členy s funkcí *cosinus* a graf je souměrný podle osy y .

- b) Lichá funkce $-f(-t) = f(t)$. Fourierova řada obsahuje pouze členy s funkcí *sinus* a graf je středově souměrný vzhledem k počátku.



Obr. 16 Případy periodických funkcí (8)

Komplexní tvar Fourierovy řady:

$$f(t) = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} c_h e^{jh\omega t} \quad (66)$$

Pokud chceme získat frekvenční spektrum časového průběhu, použijeme spektrální analýzu. Jako základ tohoto rozkladu použijeme Fourierovu (přímou) transformaci:

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (67)$$

[8]

2.5.2 Diskrétní Fourierova transformace (DFT)

K získání frekvenčního spektra, které má průběh získaný vzorkováním měřeného signálu s konstantní vzorkovací periodou T_v , použijeme DFT. Mějme posloupnost diskrétních hodnot $\{f(t_n)\}$, kde $n=0,1,2,\dots,N-1$, kterou budeme transformovat do kmitočtové oblasti. Definujeme algoritmus diskrétní Fourierovy transformace:

$$F(f_h) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(t_n) e^{-jn\frac{2\pi}{N}h} = DFT \{f(t_n)\} \quad n = 0,1,2,\dots,N-1 \quad (68)$$

Rychlá Fourierova transformace je oproti DFT z hlediska náročnosti výpočtů jednodušší. Výpočet je přibližně 370 krát kratší. [8]

2.5.3 Vzorkování – volba kmitočtu

U signálu, který chceme frekvenčně analyzovat, musíme zvolit správnou frekvenci vzorkování. Kmitočet h -té spektrální čáry je $f_h = h/T_0$, lze pak psát:

$$T_0 = T_v \cdot N = \frac{N}{f_v} \rightarrow f_h = \frac{h}{T_v \cdot N} \quad (69)$$

Pokud dosadíme za $h=N$, tzn. že N -tá spektrální čára odpovídá kmitočtu f_v :

$$f_N = \frac{N}{N \cdot T_v} = \frac{1}{T_v} = f_v \quad (70)$$

Máme dva případy, které mohou nastat při volbě kmitočtu vzorkování f_v . Zde hraje významnou roli tzv. Shannon-Kotělnikovův teorém (S-K teorém), který určuje správnou frekvenci vzorkování.

- a) Pokud je dodržen S-K teorém, tak $f_v > 2 \cdot f_m$
- b) Pokud není dodržen S-K teorém, tak $f_v < 2 \cdot f_m$

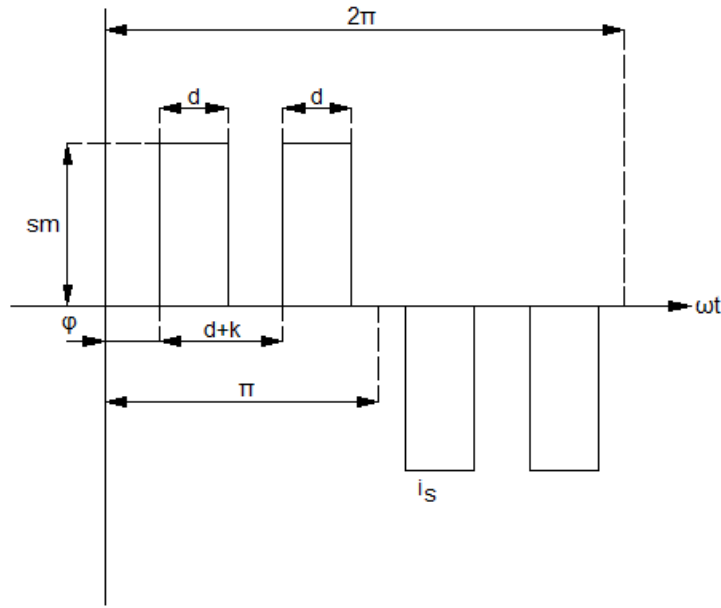
Kde f_m je maximální kmitočet. Když nezvolíme správný kmitočet vzorkování, vzniká problém aliasing efektu (překrývání postranních pásem). [8]

2.5.4 Definice harmonických

Pojem *harmonická* je definována jako složka většího než 1. Řádu Fourierovy řady periodické veličiny. Kdežto *základní harmonická* je vlastně složka 1. Řádu Fourierovy řady periodické veličiny. *Řád harmonické* je poměr mezi kmitočtem harmonické a základní harmonické, je to vždy celé číslo a značí se h . *Charakteristické harmonické* se řídí rovnicí $h = k \cdot p \pm 1$, kde k je celé číslo a p je pulznost měniče. *Necharakteristické harmonické* jsou takové harmonické, jejichž řád nevyhovuje předešlé rovnici. Měnič odebírá z napájecí soustavy proud, ve kterém se objevují frekvence, které nejsou celočíselným násobkem základní harmonické a to jsou tzv. *meziharmonické*. [8]

2.5.5 Harmonické proudy střídače s nepřímým měničem kmitočtu

Nejprve naznačíme jednoduchý průběh proudu, který odebírá měnič ze sítě (proud teče skrz 3f usměrňovač):



Obr. 17 Zjednodušený průběh proudu [8]

Definice proudu sítě:

$$i_s(\omega t) = 0 \text{ pro } \omega t \in (0, \varphi) \text{ a } \omega t \in (\varphi + d, \varphi + d + k) \text{ a } \omega t \in (\varphi + 2d + k, \pi)$$

$$i_s(\omega t) = I_{sm} \text{ pro } \omega t \in (\varphi, \varphi + d) \text{ a } \omega t \in (\varphi + d + k, \varphi + 2d + k)$$

Fourierovy koeficienty postačí spočítat pouze pro funkci *sinus*, protože je to funkce lichá:

$$b(k) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_s(\omega t) \sin(h\omega t) d\omega t = \frac{2I_{sm}}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2} - \frac{k}{2}}^{\frac{\pi}{2} - \frac{k}{2}} \sin(h\omega t) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{k}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{k}{2} + d} \sin(h\omega t) d\omega t \right] = -\frac{2I_{sm}}{\pi} \left[\cos(h\omega t) \Big|_{\frac{\pi}{2} - \frac{k}{2}}^{\frac{\pi}{2} - \frac{k}{2} - d} + \cos(h\omega t) \Big|_{\frac{\pi}{2} + \frac{k}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{k}{2} + d} \right] \quad (71)$$

Po dalších úpravách:

$$b_k = -\frac{4I_{sm}}{h\pi} \left[\sin\left(\frac{hk}{2}\right) - \sin\left(\frac{hk}{2} + hd\right) \right] \cdot \sin\frac{h\pi}{2} \quad (72)$$

Pokud budeme předpokládat symetrickou síť, tak u 3f můstku je $d+k=60^\circ$ a platí:

$$b_h = \frac{8I_{sm}}{\pi h} \cdot \sin\frac{hd}{2} \cdot \cos\frac{h\pi}{6} \cdot \sin\frac{h\pi}{2} \quad (73)$$

Proud vyjádřen Fourierovou řadou:

$$i_s(\omega t) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{8I_{sm}}{\pi h} \cdot \sin\frac{hd}{2} \cdot \sin\frac{h\pi}{2} \cdot \cos\frac{h\pi}{6} \cdot \sin(h\omega t) \quad (74)$$

Vyjádříme první základní harmonickou proud:

$$I_1 = \frac{8I_{sm}}{\pi} \cdot \sin \frac{d}{2} \cdot \cos \frac{\pi}{6} = 2,205 \cdot I_{sm} \cdot \sin \frac{d}{2} \quad (75)$$

h -tá harmonická:

$$I_h = \frac{1}{h} I_1 \cdot \frac{\sin \frac{hd}{2}}{\sin \frac{d}{2}} \quad (76)$$

[8]

2.5.6 Zobecněný amplitudový zákon

Úhel vedení diody usměřovače (d) je hlavní proměnná, která ovlivňuje velikost h -té harmonické. Úhel d je závislý na vlastnosti kondenzátoru pojmout a vydat energii. Za předpokladu otevření diody v nejdelším čase je $2d=120^\circ$ u třífázového můstku. Pokud dosadíme do předešlého vzorce:

$$I_h = \frac{1}{h} I_1 \quad (77)$$

Pokud ale uvažujeme vztah pro přerušované proudy, můžeme tvrdit, že vzorec je univerzální a nazvat ho *zobecněný amplitudový zákon*:

$$I_h = \frac{1}{h} I_1 \cdot \frac{\sin \frac{hd}{2}}{\sin \frac{d}{2}} \quad (78)$$

Nejlepší z hlediska velikosti harmonických proudů je, aby dioda v můstku vedla co nejdéle. Tím dosáhneme nízkou kapacitou kondenzátoru, to je ale v rozporu s požadavky na nízké zvlnění a nízké kolísání střední hodnoty napětí ve stejnosměrném meziobvodu měniče, protože chceme, aby kapacita byla co největší. [8]

2.6 Simulace

Samotná simulace byla provedena v programu PLECS, který je nadstavbou SIMULINKU a ten je součástí MATLABU. Základní schéma pro simulaci:

Typ motoru		ML 4548 K/4
Vozidlo		103/109E
Výkon	kW	1250
Počet fází		3
Počet pólů (2p)		4
Jmenovité napětí sdružené	V	1870
Jmenovitý fázový proud	A	456
Jmenovitý kmitočet	Hz	78
Maximální kmitočet	Hz	120
Jmenovité otáčky	ot/min	2325
Maximální otáčky	ot/min	3575
Jmenovitý moment	Nm	5133
Jmenovitý skluz		82
cos fi		0,878
Mom.přetižitelnost při fmax		1,3
Chlazení		cizí
Množství vzduchu při fjm	m ³ /s	1,3
Tlak	Pa	1800
Izolační napětí	V	3000

Typ motoru		ML 4144 K/6
Výkon	kW	500
Počet fází		6
Počet pólů (2p)		6
Jmenovité napětí sdružené	V	1130
Jmenovitý fázový proud	A	155
Jmenovitý kmitočet	Hz	100
Maximální kmitočet	Hz	200
Jmenovité otáčky	ot/min	1988
Maximální otáčky	ot/min	3975
Jmenovitý moment	Nm	2401
Jmenovitý skluz		0,00579
cos fi		0,86
Účinnost		0,951
Mom.přetižitelnost při fmax		1,3

Následující dvě tabulky znázorňují kmitočty $f_{m0} < f_n$. První tabulka je pro $f_n = 630 \text{ Hz}$ a druhá tabulka pro $f_n = 720 \text{ Hz}$. K výpočtu hodnot v tabulce byla použita rovnice

$$f_{m0} = \frac{n \cdot f_n}{3 \cdot k}, \text{ v tabulce jsou zvýrazněné kmitočty bližící se k sledovaným kmitočtům}$$

25, 50, 75 Hz. Dále byla Fourierova analýza rozdělena v obou případech na rozbor při rozjezdu a při jízdě. Tabulky kmitočtů f_{m0} pro $f_n = 630 \text{ Hz}$ a pro $f_n = 720 \text{ Hz}$:

		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
n	n.fn													
5	630	210		70		42		30		23,3		19,1		16,2
2	1260		210		105		70		52,5		42		35	
3	1890			210		126		90		70		57,3		48,5
4	2520				210		140		105		84		70	
5	3150					210		150		117		95,5		80,8
6	3780						210		158		126		105	
7	4410							210		163		134		113
8	5040								210		168		140	
9	5670									210		172		145
10	6300										210		175	
11	6930											210		178
12	7560												210	
13	8190													210

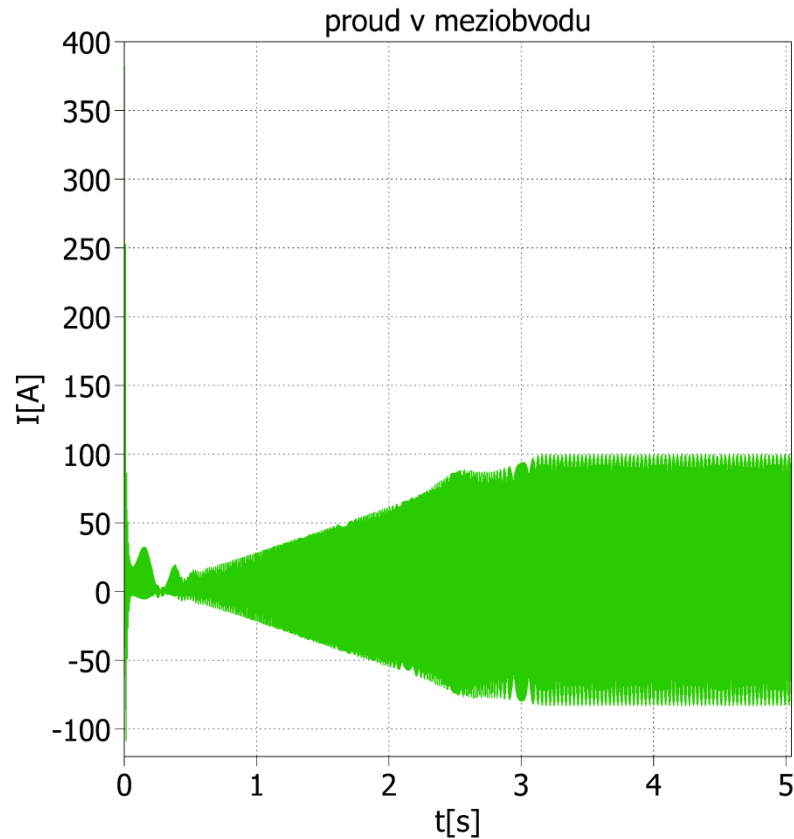
Tab. 1 Kmitočty f_{m0} pro $f_n=630$ Hz

		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
n	n.fn													
5	720	240		80		48		34,3		26,7		21,8		18,5
2	1440		240		120		80		60		48		40	
3	2145			238		143		102		79,4		65		55
4	2860				238		159		119		95,3		79,4	
5	3575					238		170		132		108		91,7
6	4290						238		179		143		119	
7	5005							238		185		152		128
8	5720								238		191		159	
9	6435									238		195		165
10	7150										238		199	
11	7865											238		202
12	8580												238	
13	9295													238

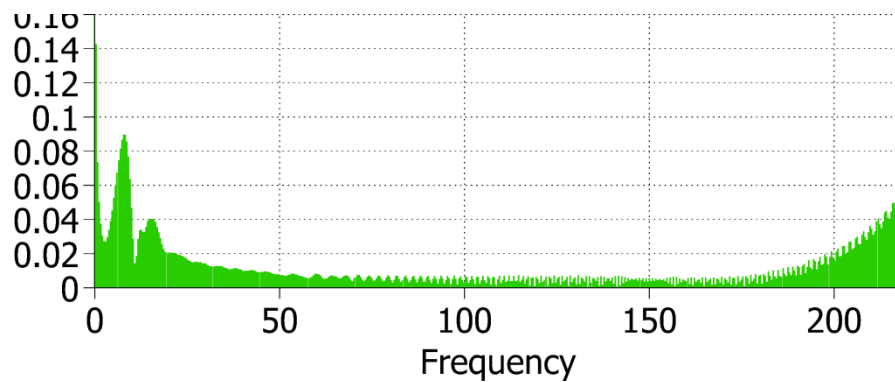
Tab. 2 Kmitočty f_{m0} pro $f_n=720$ Hz

Následují grafy frekvenčních spekter a proudů v stejnosměrném meziobvodu a proudů v motoru pro dva motory a pro dvě rozdílné nosné frekvence f_n :

a) Motor **ML 4548 K/4**, $f_n=630\text{Hz}$:

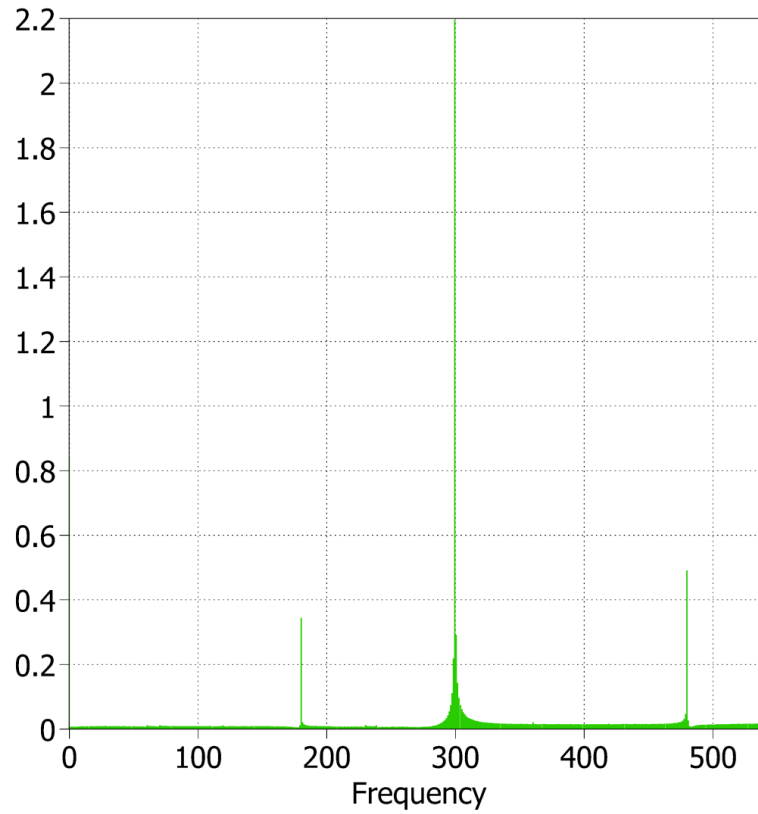


Graf 1. Proud ve stejnosměrném meziobvodu



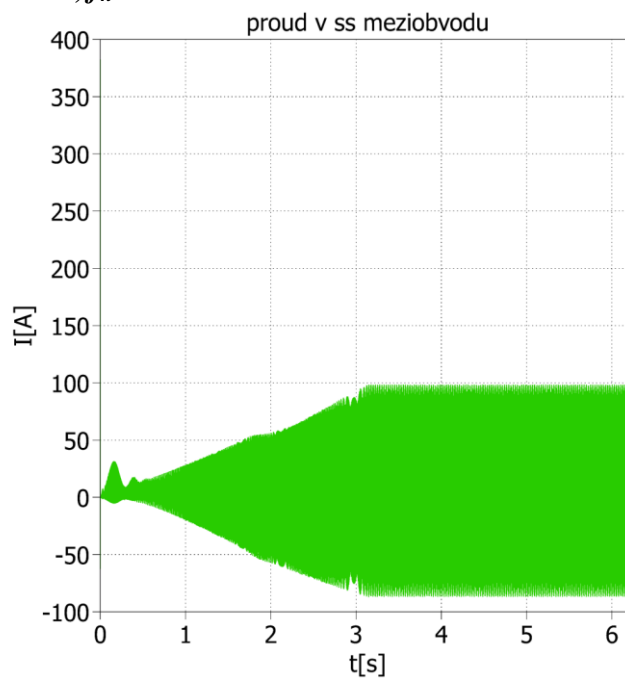
Graf 2. Frekvenční spektrum při rozjezdu, $f_n=630\text{Hz}$

Překmit v okolí 0-20 Hz může být způsoben špatně nastavenou regulací. Z uvedeného spektra je viditelné, že při rozjezdu vznikají drobné výkyvy, které jsou ale v řádech několik desetin procent.

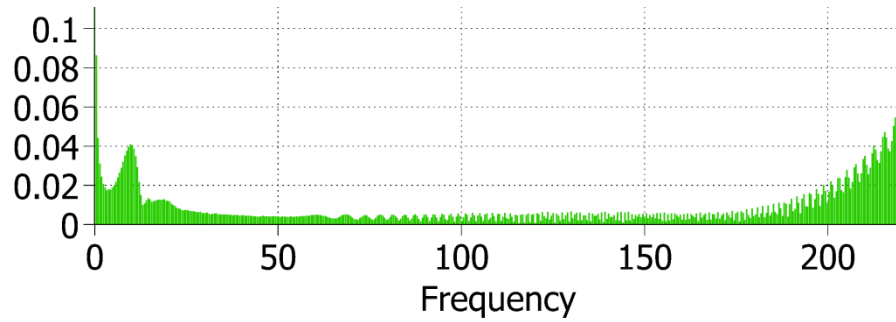


Graf 3. Frekvenční spektrum při jízdě, $f_n=630\text{Hz}$

b) Motor **ML 4548 K/4**, $f_n=720\text{Hz}$:

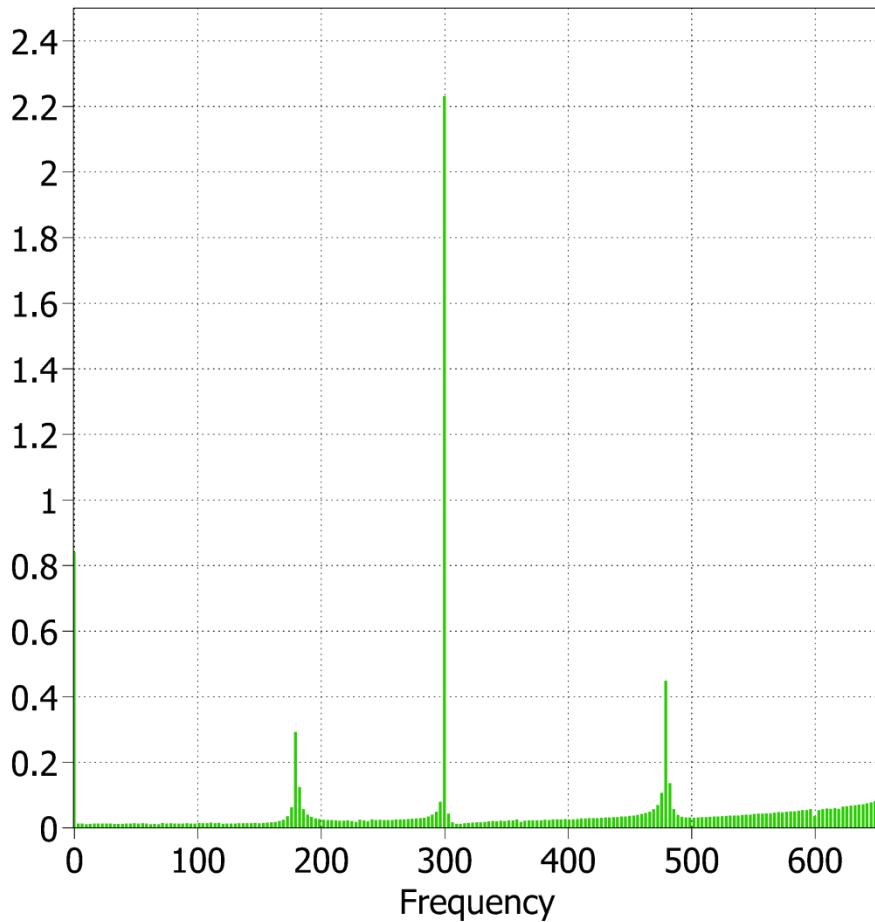


Graf 4. Proud ve stejnosměrném meziobvodu



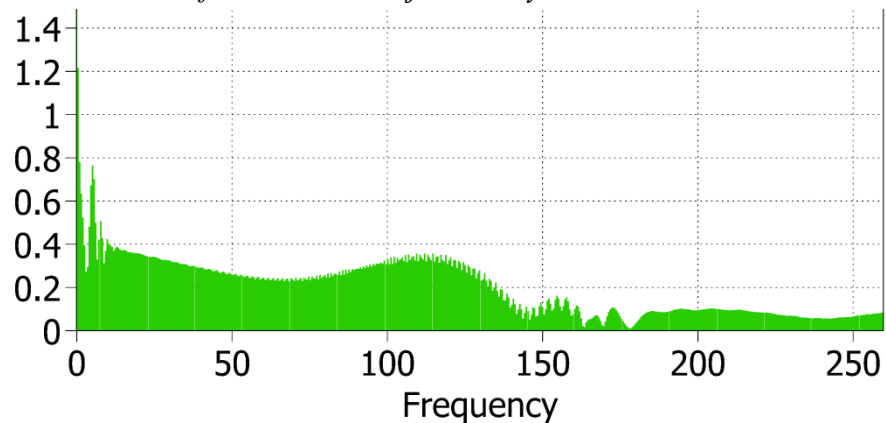
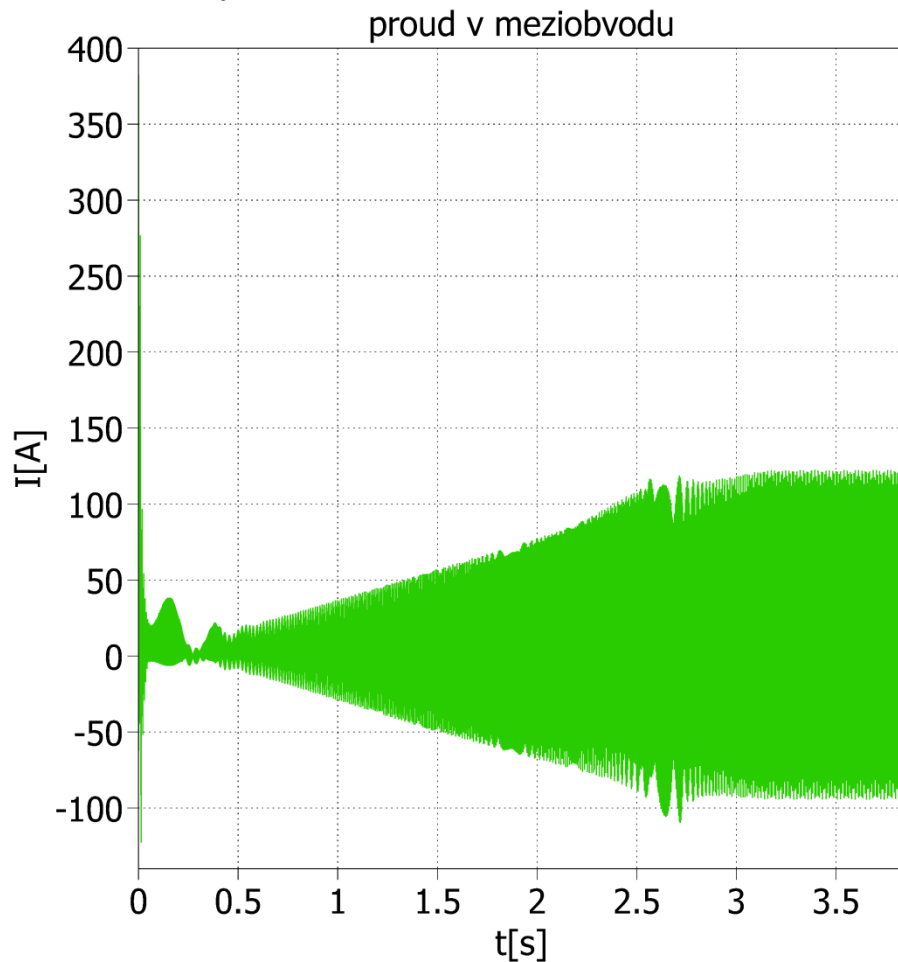
Graf 5. Frekvenční spektrum při rozjezdu, $f_n=720\text{Hz}$

Překmit v okolí 0-20 Hz může být způsoben opět špatně nastavenou regulací. Z uvedeného spektra je viditelné, že při rozjezdu vznikají drobné výkyvy, které jsou ale v řádech několik desetin procent.

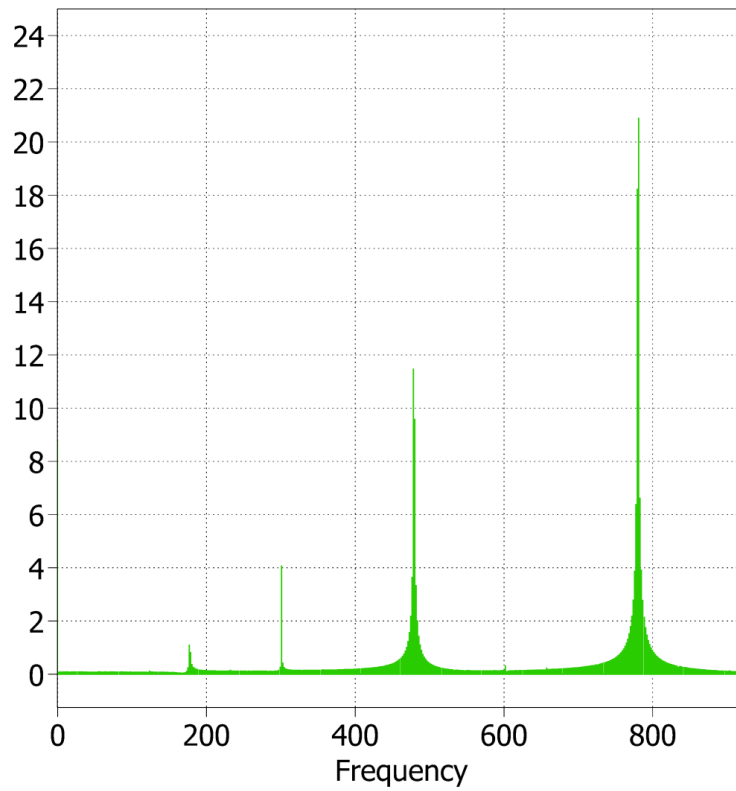


Graf 6. Frekvenční spektrum při jízdě, $f_n=720\text{Hz}$

c) Motor **ML 4144 K/6**, $f_n=630\text{Hz}$:

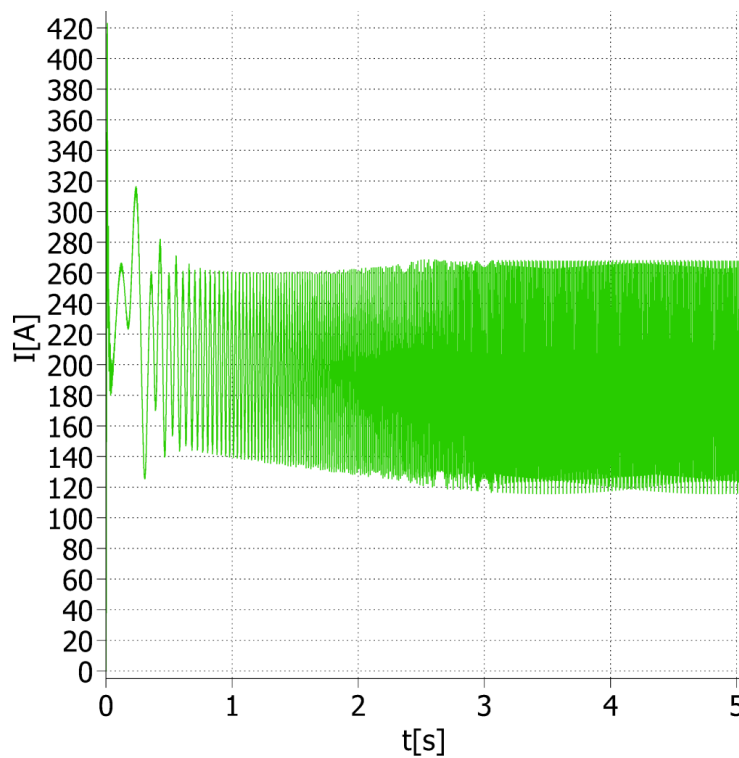


Zde je spektrum o něco horší, tzn., že tato nosná frekvence úplně nevyhovuje, ale pořád se jedná o nízké zákmity. Z uvedeného spektra je viditelné, že při rozjezdu vznikají drobné výkyvy, které jsou ale v řádech několik desetin procent.

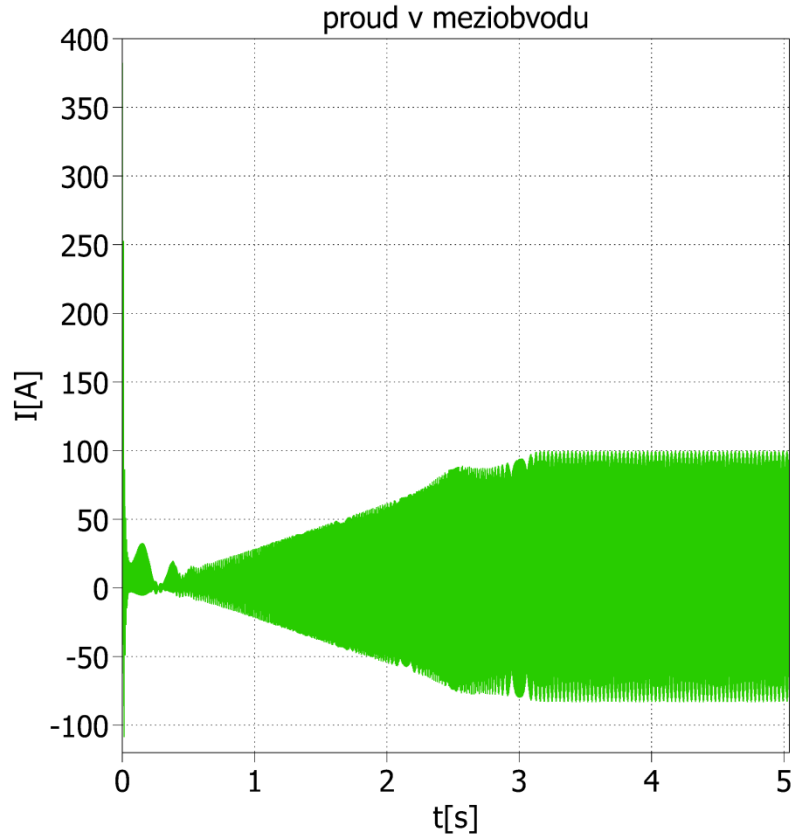


Graf 9. Frekvenční spektrum při jízdě, $f_n=630\text{Hz}$

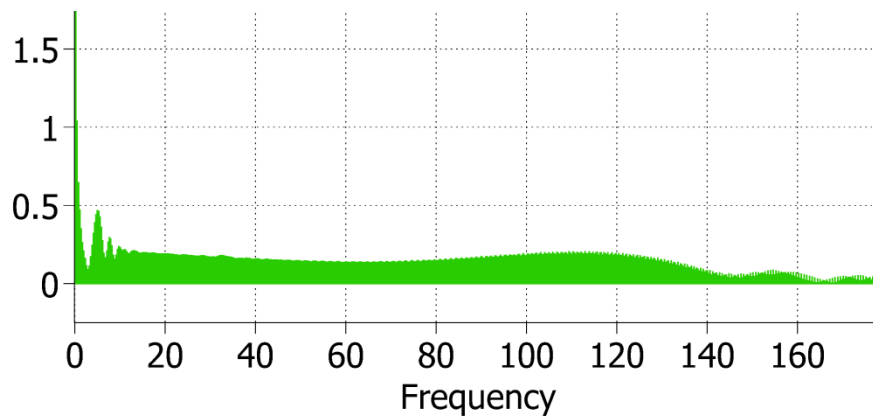
d) Motor, $f_n=720\text{Hz}$:



Graf 9. Velikost proudu v motoru při $f_n=720\text{ Hz}$

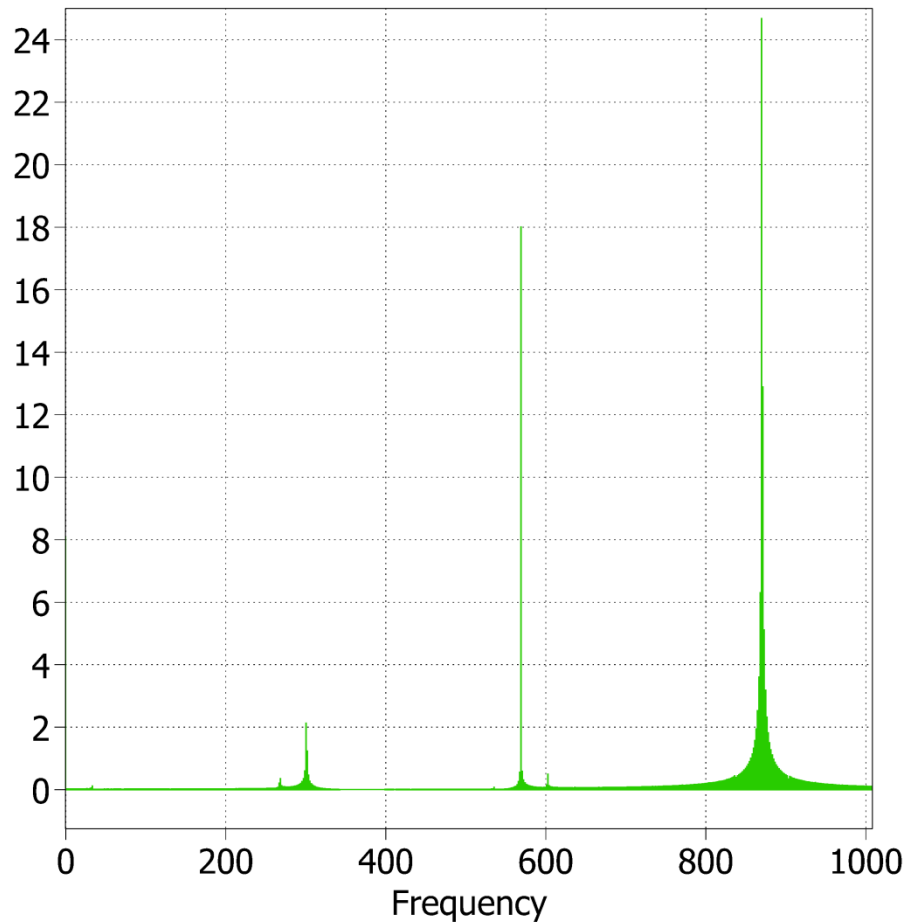


Graf 10. Proud ve stejnosměrném meziobvodu



Graf 10. Frekvenční spektrum při rozjezdu, $f_n=720\text{Hz}$

Při $f_n=720\text{Hz}$ vychází frekvenční spektrum lépe, než při $f_n=630\text{Hz}$.

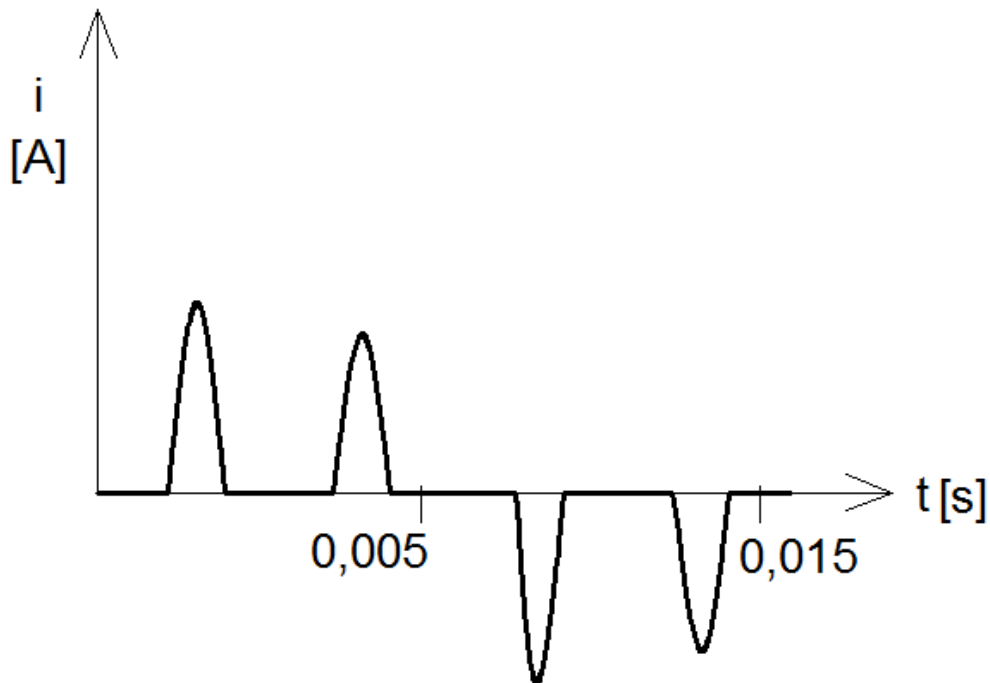


Graf 11. Frekvenční spektrum při jízdě, $f_n=720\text{Hz}$

3 Možnosti potlačení vybraných kmitočtů při asynchronním pulzním šířkovém řízení

3.1 Vstupní filtr

Pokud je střídač napájen z diodového usměrňovače, tak musíme dbát na charakter průběhu odebíraného proudu a odrušit nežádoucí vlivy. Vstupní proud, který odebírá měnič, obsahuje úzké vysoké pulzy, které se uplatňují v intervalech, kdy je okamžitá hodnota síťového napětí vyšší než napětí na filtračním kondenzátoru v meziobvodu. V jedné půlperiodě se objeví dva rázné pulzy. Během těchto krátkých intervalů měnič odebírá veškerou energii ze sítě, obr. 19:



Obr. 19 Vstupní proud měniče [6]

Z průběhu proudu na obr. 19 je patrné, že proud je nesinusový a s velkým obsahem vyšších harmonických, které mohou dosahovat hodnot až 140% (největší podíl mají 5., 7., 11. a 13. harmonická). Odrůšení na vstupu měniče, rozdělujeme na dvě skupiny, vysokofrekvenční a nízkofrekvenční. Vstupní odrušovací filtr použijeme k odstínění vysokofrekvenčního rušení. Tento filtr je u střídačů používán vždy. V některých případech se setkáme s tím, že filtr je už součástí měniče, jindy je potřeba připojit externí filtr. Vstupní filtr nepropouští radiové rušení a to v rozsahu 150 kHz až 30 MHz zpět do sítě. Zapojení těchto filtrů je v provedení L článků nebo π článků. S použitím vstupního filtru je dán předpoklad, že součet vstupních proudů musí být roven součtu výstupních proudů. V některých aplikacích, kde předpokládáme, že proud bude procházet i středním vodičem, použijeme čtyřvodičový filtr. Ochranný vodič musí být důkladně oddělen od pracovních vodičů a středního vodiče. Celý systém je chráněn proudovým chráničem se zpožděním, to je zde kvůli výpadkům. Dimenzování filtrů se odvíjí podle velikosti vstupního proudu měniče a jsou schopny přenést proudové přetížení až 150% po dobu přibližně 2 minut. Ztrátový výkon u větších filtrů, např. Při proudech nad 100 A je ztrátový výkon filtru v řádech desítek W. Filtr

odebírání jalovou složku proudu. Při použití více měničů nám postačí jeden filtr, ale musí být dimenzovaný na celkový počet využívaných měničů. [6]

Hlavní účel vstupního filtru:

- napěťový střídač potřebuje pro svou činnost ideální napěťový zdroj, který vytváří filtr
- omezuje vliv kolísání celkové indukčnosti-hlavními zdroji kolísání: trolejové vedení, poloha vozidla a vlastnosti napájecí stanice
- omezuje případný vznik přepětí na vstupu měniče
- omezuje vyšší harmonické proudy na přijatelnou míru, aby se snížil vliv působení rušení na sdělovací a zabezpečovací zařízení

Většina filtrů se skládá z tlumivky (indukčnost L) a z kondenzátoru (kapacita C). Po technickém provedení můžeme vlastnosti filtru vyjádřit pomocí kmitočtu ω_r a vlastní impedance Z_0 :

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_r \cdot L = \frac{1}{\omega_r \cdot C} \quad (46)$$

[6]

3.2 Vstupní tlumivky

Vstupní tlumivky se používají ke zlepšení harmonického spektra proudu a k snížení zatížení diod u vstupního usměrňovače špičkovými hodnotami vstupního proudu. Největší přínos tlumivek je na tvrdé napájecí síti, je-li jmenovitý vstupní proud měniče desetinásobně větší než je dimenzovaný proud přívodu. Pokud použijeme menší pohony napájené z měkké sítě, o výkonech např. do 4-6 kW, není tlumivka zapotřebí. Můžeme se setkat s variantou, že je tlumivka už součástí měniče a že někdy je tlumivka umístěná i za vstupním usměrňovačem na vstupu stejnosměrného meziobvodu. U měniče, který má externí vstupní filtr a externí tlumivky, nezáleží na pořadí připojení těchto zařízení. Měniče zapojené paralelně musí být připojeny každý zvlášť přes separátní tlumivky. Tak jako na každém zařízení, tak i na tlumivkách vznikají úbytky napětí, ty by však neměli přesahovat 5% hranici. Stejný charakter úbytku může mít měkká síť na její vnitřní impedanci. Tento úbytek vzniká jen v časových intervalech, kdy přes usměrňovač protéká proud, který nabíjí kondenzátor v stejnosměrném

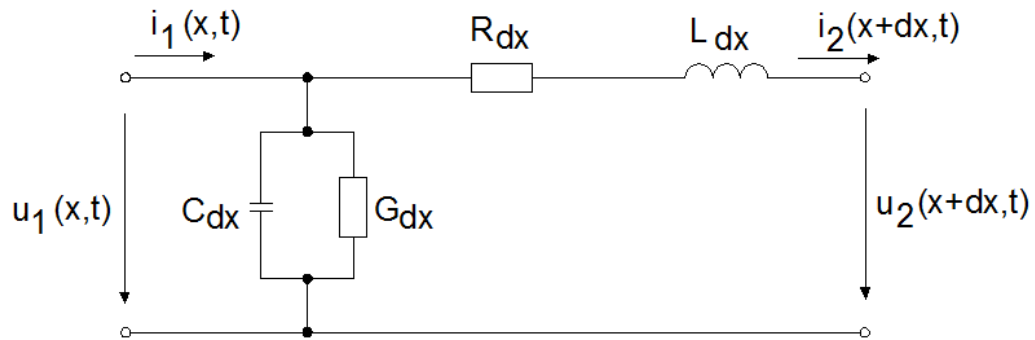
meziobvodu, tj. v okolí amplitudy síťového napájecího napětí. Úbytek napětí deformuje napájecí napětí v případě měkké sítě a vlivem snížené amplitudy vstupního napětí snižuje napětí, na které je nabíjen kondenzátor v stejnosměrném meziobvodu. Při poklesu napětí v meziobvodu klesá při jmenovité výstupní frekvenci měniče efektivní hodnota výstupního napětí a to má za důsledek výrazný pokles momentu motoru. Pokles napětí ve stejnosměrném meziobvodu i při minimálním poklesu vstupního napětí může být i přes 10%, protože vstupní napětí klesá pouze v intervalech, kdy je dobíjený kondenzátor v meziobvodu. Tento problém vyřešíme snížením indukčnosti vstupních tlumivek. Indukčnost tlumivek snižujeme v závislosti se zvyšujícím se jmenovitým proudem. Při špatné volbě tlumivek může dojít k příliš velkému poklesu napětí meziobvodu, tj. při příliš velké indukčnosti, naopak při příliš malé indukčnosti nemusí dojít k dostatečnému omezení špiček proudu. [6]

3.3 kompatibilní usměrňovač

Dalším způsobem jak snížit odrušení na vstupu měniče je nahradit diodový usměrňovač kompatibilním usměrňovačem. Název usměrňovač není úplně přesný, jedná se v principu o střídač, který je připojen střídavou stranou k napájecí síti a stejnosměrnou stranou na vstup stejnosměrného meziobvodu. Kompatibilní usměrňovač je řízen šířkově pulzní modulací. Hlavní náplní modulace je udržet požadované napětí na kondenzátoru v meziobvodu, odběru sinusového proudu ze sítě a odběr minimálního jalového výkonu. Se zapojením kompatibilního usměrňovače je umožněn generátorický chod energie ve směru od motoru do sítě. Nepotřebujeme brzdny odpor a brzdna energie se vrací do sítě. Při napájení z měkké sítě dokáže kompatibilní usměrňovač i filtrovat vyšší harmonické sítě nebo kompenzovat jalový výkon. V tomto obvodu platí též podmínka, že napětí kondenzátoru v meziobvodu musí být vyšší než amplituda síťového napětí. [6]

3.4 Napěťové a proudové špičky

Střídač s šířkově pulzní modulací, osazený prvky IGBT, které mají spínací dobu od 0,1 μs do 1 μs , odpovídá strmost změny napětí 4000-5000 V/ μs . Při příliš velkých strmostech se začínají projevovat parazitní vlivy způsobené kapacitami, indukčnostmi, odpory a svody kabelu mezi motorem a měničem. Schéma elementu vedení je na obr. 11



Obr. 11 Element vedení s parazitními prvky [6]

Když na kabel připojíme napětí, kabelem postupuje napěťová vlna, která v místě změny impedance kabelu zčásti projde a zčásti se odrazí. Při rozpojeném konci kabelu se vlna odrazí ve zcela stejné polaritě. Při zkratovaném konci kabelu se vlna odrazí v opačné polaritě. S rostoucí délkou kabelu se zpravidla zhoršuje vliv parazitních parametrů. Kratší kabel má nižší svod a odpor. Tento vliv může být významný, když se zmenší L a C a dojde ke zmenšení tlumení a zvětšení vlivu vlnových jevů na kabelu. V některých případech může dojít k tomu, že je délka kabelu kritická a vlna napětí se vrátí po úplném odrazu na začátek vedení v okamžiku dosažení maximálního výstupního napětí měniče. Např. bude-li rychlost vlny rovna $\frac{1}{2}$ rychlosti šíření světla a strmost vzrůstu napětí na výstupu měniče bude $5000\text{V}/\mu\text{s}$, tak kritická délka kabelu je 15m. [6]

3.5 Doporučení

Z hlediska hnacích vozidel:

- používat pulzní měniče se stálým kmitočtem a stabilizovat základní kmitočet v toleranci $\pm 1\%$
- používat odpovídající filtry, abychom potlačily rušivé harmonické kmitočty
- používat adekvátní zařízení zajišťující automatické odpojení trakce při vzrůstu rušivého proudu nad stanovené meze
- zajistit správné stínění pro zamezení vysokofrekvenčního rušení

Z hlediska sdělovací a zabezpečovací techniky:

- a) používat kabely s odpovídajícím redukčním faktorem
- b) zajišťovat symetrii kolejových obvodů
- c) signální kmitočty pro kolejové obvody volit mimo oblast harmonických kmitočtů trakčního proudu [7]

4 Závěr a zhodnocení

Největší vliv na vznik střídavých proudů a jejich velikostí má správná volba řízení. Pro simulaci jsem zvolil skalární řízení U/f , protože má nejhorší vliv střídavé složky na síť zejména při špatně navržených parametrech (zesílení a časová konstanta regulátoru, apod.). Dokonalejším řízením je řízení vektorové a jeho modifikace a přímé řízení momentu, které dosahují lepších výsledků především v přechodových jevech. Dalším důležitým parametrem je volba modulace měniče. Pro první motor byla lepší volba nosného kmitočtu 720 Hz, kde vycházelo frekvenční spektrum méně ovlivněno. I v druhé variantě je nosný kmitočet 720 Hz lepší. V případě skalárního řízení byl vliv na zabezpečovací zařízení do 100 Hz minimální, a tudíž se dá použít.

Velikost střídavých proudů lze snížit správnou volbou vstupního LC filtru. Navržení vstupního filtru s optimálními vlastnostmi je velice obtížný úkol a často je nutné volit kompromis mezi několika vlivy. Dalším aspektem, který je nutné při volbě vstupního filtru uvažovat je cena, která je často u kvalitních filtrů poměrně vysoká. Velikost zátěže nemá na velikost střídavých proudů prakticky žádný vliv, proto jsem při simulacích uvažoval nízkou zátěž.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych tímto poděkoval vedoucímu práce Doc. Ing. Jiřímu Danzerovi, CSc. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

5 Použitá literatura

- [1] Flajtingr, J. – Kule, L.:Elektrické pohony se střídavými motory a polovodičovými měniči
- [2] leccos <http://www.leccos.com/index.php/clanky/stridac>
- [3] Vondrášek, F.: Výkonová elektronika *svazek III*.
Západočeská Univerzita v Plzni, 1998
- [4] Zeman, K. – Peroutka, Z. – Janda, M.:Automatická regulace pohonů s asynchronními motory
- [5] Danzer, J.:Proudy o nízkých kmitočtech ve stejnosměrném meziobvodu napět'ového střídače
- [6] Novák, J.:Frekvenčně řízené elektrické pohony a jejich elektromagnetická kompatibilita
- [7] Stoll, K. – Bečka, J. – Nádvorník, B.:Vlivy tyristorové regulace hnacích vozidel na železniční zabezpečovací zařízení
- [8] Kús, V.:Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu