

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI**

**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

# **DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Frekvenční charakteristiky trakčního pohonu s  
asynchronním motorem**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2011/2012

**ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE**

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: Bc. Václav ŠVEJDA  
Osobní číslo: E09N0247P  
Studijní program: N2612 Elektrotechnika a informatika  
Studijní obor: Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika  
Název tématu: Frekvenční charakteristiky trakčního pohonu s asynchronním motorem  
Zadávací katedra: Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Zásady pro vypracování:

1. Sestavení simulačního modelu trakčního pohonu s asynchronním motorem.
2. Simulace problematiky buzených kmitů trakčního pohonu.
3. Ověření výsledků simulací měření.
4. Zhodnocení dosažených 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: Ing. Martin Janda, Ph.D.  
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky  
Konzultant diplomové práce: Ing. Martin Janda, Ph.D.  
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: 17. října 2011  
Termín odevzdání diplomové práce: 11. května 2012

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



  
Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev  
vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

## **Prohlášení**

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

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce. Souhlasím s tím, aby práce byla použita ke studijním účelům.

V Plzni dne 7.5.2012

.....

## **Poděkování**

Na tomto místě bych rád poděkoval vedoucímu mé diplomové práce Ing. Martinu Jandovi, PhD. za poskytnutou pomoc a cenné rady.

## **Anotace**

Tato práce zkoumá frekvenční charakteristiky trakčního pohonu. Za tímto účelem byl sestaven simulační model trakčního pohonu s asynchronním motorem a skalárním řízením s otáčkovou zpětnou vazbou. Dále byla simulována problematika buzených kmitů a zkoumána odolnost pohonu vůči těmto kmitům v závislosti na jejich frekvenci. Touto simulací byly získány frekvenční charakteristiky trakčního pohonu. Získané výsledky simulací byly následně ověřeny měřeními na modelu trakčního pohonu v laboratoři. Stručně bylo představeno schéma měniče pro generování budících proudů a popsán princip měření frekvenčních charakteristik.

## **Klíčová slova**

Frekvenční charakteristiky, trakční pohon, buzené kmity

## **Abstract**

### **Frequency characteristics of the traction drive with asynchronous motor**

This paper examines the frequency characteristics of the traction drive. For this purpose a simulation model of traction drive with asynchronous motor and a speed feedback scalar control was built. Then the issues with injected oscillations were simulated and the drive resistance to these oscillations depending on their frequency was examined. With this simulation the frequency characteristics of the traction drive were obtained. The results of simulations were validated by measuring on the model of the traction drive in the laboratory. The scheme of the current injecting converter and the description of the principle of measurement of frequency characteristics was introduced briefly.

## **Key words**

Frequency characteristics, traction drive, injected oscillations

## **Obsah**

1. Úvod.....	9
2. Současný stav poznání .....	10
3. Princip měření frekvenčních charakteristik .....	14
4. Simulační model .....	15
5. Měnič pro generování budících kmitů .....	16
6. Skalární řízení asynchronního motoru .....	20
Princip .....	20
Návrh parametrů regulátoru otáček.....	21
7. Simulace frekvenčních charakteristik kompletního modelu pohonu.....	28
8. Měření frekvenčních charakteristik kompletního pohonu .....	32
9. Závěr .....	34
10. Literatura.....	35

## **Seznam použitých symbolů a zkratek**

$\Delta I_z$	Amplituda injektované proudové harmonické
$\Delta M$	Amplituda kmitů momentu
$\Delta T_{vz}$	Zpoždění způsobené vzorkováním
$\Delta U_s$	Napětí pro kompenzaci úbytku na statorovém odporu
$f_B$	Frekvence budících kmitů
$F_i$	Proudový přenos
$\Phi_M$	Fáze kmitů momentu
$f_r$	Rotorový kmitočet
$f_{r \max}$	Maximální rotorový kmitočet
$f_{rn}$	Jmenovitá rotorová frekvence
$f_s$	Statorový kmitočet
$f_{sn}$	Jmenovitá statorová frekvence
$F_u$	Napětíový přenos
$f_{vz}$	Vzorkovací frekvence
$F_{wi}$	Přenos uzavřené proudové smyčky
$F_0$	Přenos rozpojené (otevřené) smyčky
$I_z^*$	Referenční signál regulátoru injektovaného proudu
$I_{zAC}^*$	Požadovaná velikost injektované proudové harmonické
$I_{zDC}$	Velikost stejnosměrné složky injektovaného proudu
$I_{zDC}^*$	Požadovaná velikost stejnosměrné složky injektovaného proudu
$J$	Moment setrvačnosti motoru
$K_{fr}$	Koeficient výpočtu úbytku na statorovém odporu
$k_r$	Proporční zesílení regulátoru
$M_n$	Jmenovitý moment motoru
$R_{iz}$	Regulátor injektovaného proudu
$R_r$	Odpor rotoru
$R_s$	Odpor statoru
$R_{uc}$	Regulátor napětí
$R_\omega$	Regulátor otáček
$\tau_r$	Časová integrační konstanta regulátoru
$U_c$	Napětí na kondenzátoru LC filtru
$U_c^*$	Požadovaná hodnota napětí na kondenzátoru LC filtru

$U_{dc}$	Napětí ve stejnosměrném obvodu
$U_{rm1}$	Amplituda 1. harmonické řídicího napětí
$U_s$	Statorové napětí
$U_{sn}$	Jmenovité fázové napětí motoru
$U_t$	Napětí v troleji
$Z_c$	Impedance kondenzátoru LC filtru
$Z_L$	Impedance tlumivky LC filtru
$Z_s$	Impedance střídače s motorem
$\omega_B$	Úhlová frekvence budících kmitů
$\omega_m$	Mechanická úhlová rychlost motoru
$\omega_w$	Požadovaná úhlová mechanická rychlost motoru



## 1. Úvod

V této práci jsou zkoumány frekvenční charakteristiky trakčního pohonu s asynchronním motorem. Tyto charakteristiky slouží jako kritérium k posouzení odolnosti trakčního pohonu vzhledem k buzeným kmitům. Jedná se o závislost amplitudy vybuzených kmitů vůči amplitudě a frekvenci kmitů budících. Lze uvažovat zejména dvě možnosti buzení kmitů. První možností je vybuzení kmitů vlivem napěťových harmonických v troleji. Příslušné napěťové harmonické vznikají v důsledku provozu dalšího trakčního vozidla pohybujícího se na stejném napájecím úseku. Druhou možností je vybuzení kmitů vlivem proudových harmonických generovaných samotným vozidlem.

Jelikož oba systémy mají stejný přenos, tzn. poměr amplitudy harmonického napětí na kondenzátoru LC filtru a amplitudy harmonického napětí v troleji ( $F_u=U_C/U_T$ ) je shodný s poměrem amplitudy vybuzeného proudu a amplitudy budícího proudu ( $F_i=I_t/I_Z$ ), vedou obě možnosti buzení kmitů na totožné frekvenční charakteristiky. V této práci byl jako zdroj budících kmitů použit zdroj proudového harmonického signálu, který je naznačen v kapitole 3.

Oscilace na vstupním trolejovém vedení LC filtru a následná nestabilita trakčního pohonu jsou jedním z hlavních omezení všech vozidel napájených ze stejnosměrné troleje. Tento problém se dále komplikuje u vozidel s paralelně řazenými pohony resp. při výskytu více vozidel v jednom napájecím úseku. Použití téměř netlumených vstupních LC filtrů je u moderních vozidel nutnost vzhledem k požadavku na maximální účinnost. LC filtr je nezbytný pro správnou funkci pohonu, na druhou stranu má negativní dopad na stabilitu trakčního pohonu.

## **2. Současný stav poznání**

Harmonickou analýzou proudu odebíraného ze stejnosměrného meziobvodu napětového střídače a pulzně šířkovou modulací (PWM) a analýzou frekvenčních charakteristik pohonu a jejich souvislostí s frekvencí vstupního LC filtru vozidla se věnuje [ 1]. Oba tyto problémy souvisí s negativním ovlivňováním zabezpečovacích železničních obvodů odebíráním nežádoucích harmonických proudů z napájecí soustavy. Frekvenční charakteristiky byly nasimulovány pro parametry příměstské jednotky řady 471. Jedná se o frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a skalárním řízením. Na základě výsledků simulací lze konstatovat, že rezonanční frekvence pohonu je závislá na frekvenci statorové a že k utlumení vybuzených kmitů dochází v případě, kdy budící frekvence je rovna statorové. Dále je zkoumán vliv mrtvých časů střídače na proudové spektrum. Mrtvé časy mají negativní vliv na obsah vyšších harmonických v proudu, který odebírá střídač. Práce uvádí možnosti kompenzace negativního vlivu mrtvých časů na proudové spektrum. Spektrum proudu tvoří tzv. V-křivky, které byly nejdříve nasimulovány a následně změřeny.

Kolem lichých násobků modulačního kmitočtu jsou čáry na frekvencích lichých násobků trojnásobku statorového kmitočtu, tedy o frekvencích  $(1, 3, 5, 7\dots):f_{P\pm}(3, 9, 15, 21\dots):f_S$ . Samotný spínací kmitočet se ve spektru neobjevuje. Kolem sudých násobků modulačního kmitočtu jsou čáry na frekvencích sudých násobků trojnásobku statorového kmitočtu, tedy o frekvencích  $(0, 2, 4\dots):f_{P\pm}(0, 6, 12, 18\dots):f_S$ . [ 1 ].

Vlivem harmonických takového proudu může dojít k vybuzení kmitů trakčního pohonu. Zároveň dochází na impedanci troleje k úbytku napětí, čemuž odpovídá vznik napětových harmonických v troleji. Negativním důsledkem tohoto jevu je možnost vzniku kmitů napětí v meziobvodu u trakčních vozidel v blízkém okolí.

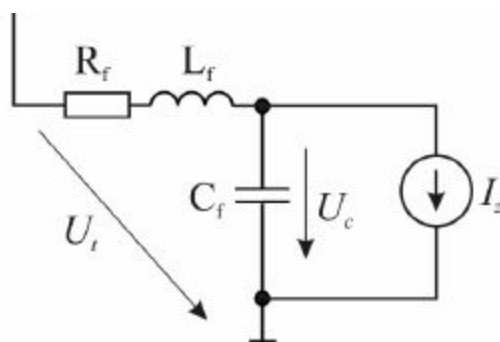
Spektrum proudu odebíraného trakčním pohonem z meziobvodu bylo předmětem zkoumání také v [ 5 ].

Článek [ 2 ] poukazuje na problém, který vzniká vlivem vstupního LC filtru u trakčních vozidel napájených ze stejnosměrného trolejového vedení. Práce analyzuje fyzikální pozadí problému a pojednává o možných řešeních. Problémy se vstupním LC filtrem jsou úzce spojeny s frekvenční charakteristikou celého pohonu a tzv. „rezonanční frekvencí pohonu“. Je zde zkoumána stabilita trakčního pohonu napájeného ze stejnosměrné troleje. Pohon není schopen pracovat bez odpovídajícího tlumení vstupního LC filtru.

Moderní trakční vozidla napájená ze stejnosměrného trolejového vedení užívají vzhledem k požadavku na maximální účinnost téměř netlumený LC filtr ve stejnosměrném obvodu trakčního měniče.

Náhradní obvod pohonu používaný pro popis rezonance LC filtru je na obr. 1. Trakční napěťový střídač a střídavý motor mohou být nahrazeny odpovídajícím zdrojem proudu ( $I_z$ ), který modeluje zátěž vstupního LC filtru.

DC Catenary

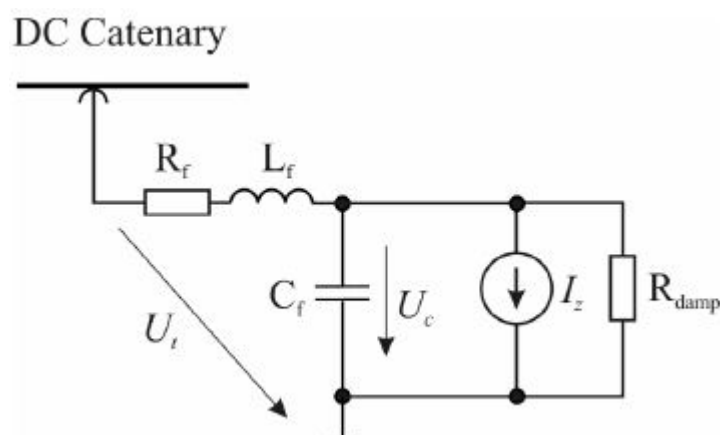


*obr. 1 Náhradní schéma pro vyšetřování stability trakčního pohonu s hlavním zaměřením na rezonance LC filtru [ 2 ]*

Kmity LC filtru mohou být vyvolány samotným pohonem (nevhodné řídicí příkazy nebo harmonické pohonu) nebo zvenku (změna trolejového napětí).

Pokud napětí ( $U_c$ ) v meziobvodu roste a odebíraný výkon je konstantní, potom proud  $I_z$  klesá. To způsobí další růst napětí v meziobvodu, což má za následek nebezpečné oscilace na vstupním filtru (odběr konstantního výkonu tvoří kladnou zpětnou vazbu). Se změnou polohy vozidla v napájecím úseku se mění rezonanční frekvence pohonu (změna parametrů trolejového vedení s proměnnou vzdáleností od statické rozvodny).

Stabilita trakčního pohonu může být zlepšena buď pasivním nebo aktivním tlumením vstupního LC filtru. Pasivního tlumení dosáhneme přidáním tlumícího odporu  $R_{damp}$  do obvodu LC filtru paralelně k tlumivce nebo využitím snižovacího pulsního měniče. Toto řešení je však rozměrné a drahé, navíc snižuje účinnost pohonu.

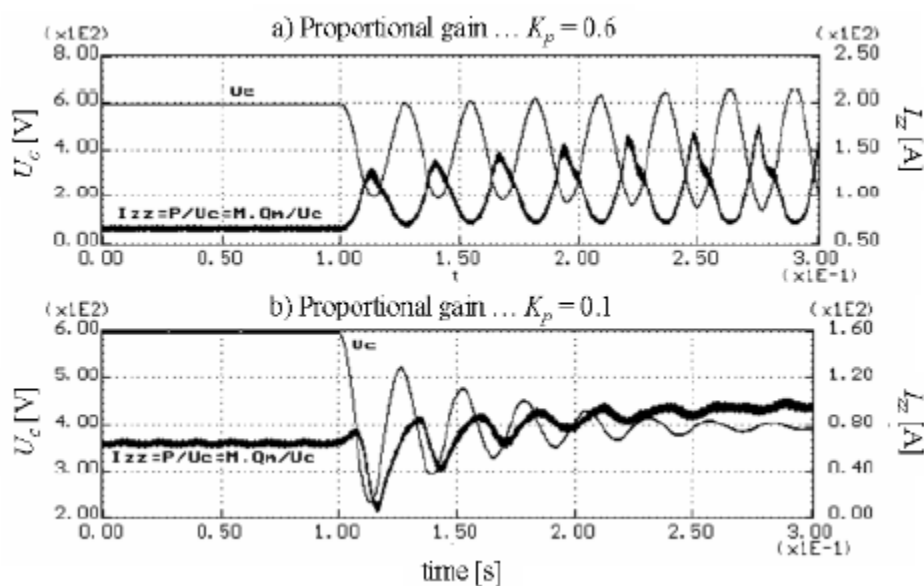


*obr. 2 Zlepšení stability trakčního pohonu:  
Tlumení vstupního LC filtru ss obvodu [ 2 ]*

Aktivní tlumení LC filtru je dosaženo vhodným řízením pohonu, k popisu lze využít obr. 2. V tomto případě  $R_{\text{damp}}$  představuje virtuální odpor simulovaný řízením pohonu. Aktivní tlumení LC filtru není vhodné pro všechny provozní stavy pohonu (nízké otáčky – pohon odebírá malý výkon, takže nemůže výrazně ovlivnit poměry na vstupním LC filtru).

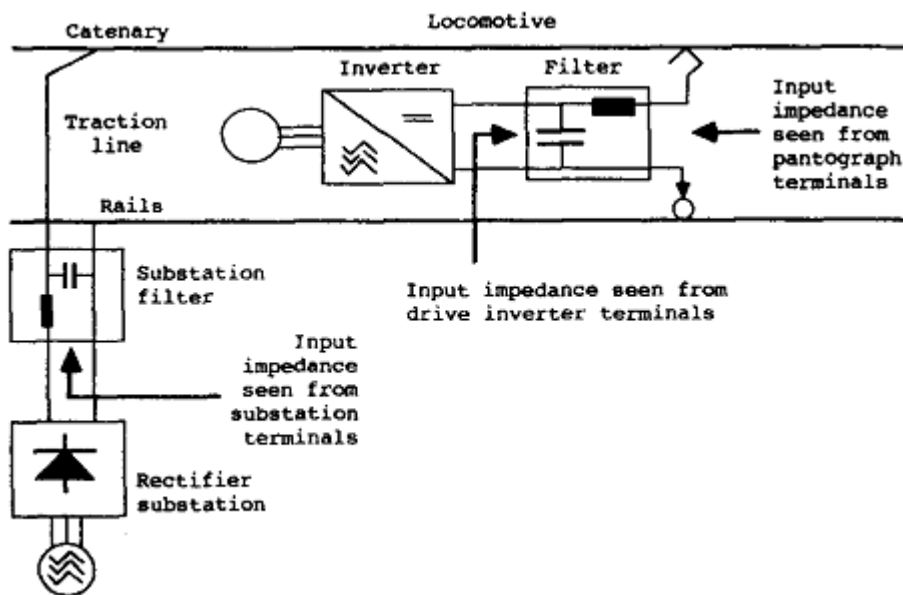
Pro zlepšení stability trakčního pohonu je v [ 2 ] využito aktivní tlumení LC filtru, avšak tlumicí funkce je součástí základních ovládacích obvodů pohonu, není použita speciální regulační smyčka pro tlumení. Rozdíl mezi skutečným a jmenovitým stejnosměrným napětím meziobvodu představuje poruchu řízení, která je opravena příslušnými regulátory proudu. Toto řešení umožňuje řízení měniče v celém rozsahu otáček.

Cenou za toto řešení je nižší dynamika pohonu, která však stále splňuje požadavky trakčního pohonu. Toto řešení nachází uplatnění ve vozidlech vyráběných společnostmi Škoda Electric.



obr. 3 Vliv zesílení současných regulátorů na stabilitu pohonu:  
 a) vysoké zesílení (nestabilita pohonu – kladná zpětná vazba)  
 b) optimální zesílení (aktivní tlumení oscilací LC filtru) [ 2 ]

Identifikací podmínek rezonance mezi různými frekvenčně závislými subsystemy za pomoci simulačního modelu obvodu se zabývá [ 3 ]. Cílem je posoudit citlivost signalizačních kolejových systémů na elektromagnetické rušení (EMI). Schéma stejnosměrného trakčního systému je znázorněno na obr. 4. V článku je popsáno modelování k určení frekvenční závislosti na 3kV stejnosměrné trakční síti složené z měničny, troleje a trakčního pohonu. Místo, odkud je impedance zkoumána, ovlivňuje tvar impedanční charakteristiky. Frekvenční charakteristika vstupní impedance vychází stejná jako frekvenční charakteristika samotného LC filtru. Toto zjištění plyne z výsledků v literatuře [ 3 ], kdy byla zkoumána absolutní hodnota impedance ze svorek střídače v lokomotivě v závislosti na budící frekvenci a na vzdálenosti vozidla od měničny. Tento poznatek znamená, že rezonanční kmitočty vyšší než je rezonance filtru jsou utlumeny. Jelikož jiné impedance než vstupní tvar frekvenční charakteristiky prakticky neovlivní, je pro měření frekvenčních charakteristik pohonu brána v úvahu právě jen vstupní impedance LC filtru.



obr. 4 Model 3kV stejnosměrného trakčního systému [ 3 ]

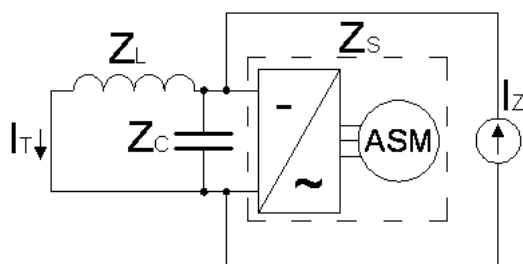
Obdobně jako ve [ 3 ] také [ 4 ] popisuje trakční systém složený z impedance a LC filtru na straně měřirny, troleje, filtru lokomotivy a pohonu lokomotivy. Je šetřeno šíření proudových harmonických generovaných lokomotivou do hlavní rozvodné sítě. Šetření založené na šíření vlny demonstruje vliv topografie trati a mění se pozice lokomotivy na trati. Je hodnocena a diskutována distribuce harmonických proudů.

### 3. Princip měření frekvenčních charakteristik

Princip měření frekvenčních charakteristik je znázorněn na obr. 5., kde  $I_Z$  je proudový zdroj harmonického signálu a  $I_T$  zkoumaná složka vybuzeného proudu troleje. V tomto případě sledujeme harmonickou složku proudu  $I_T$  v závislosti na budící frekvenci proudového zdroje. Výhodou proudového zdroje oproti napěťovému je možnost použití Rogowského cívky. Ta nám umožňuje měřit pouze střídavou složku vybuzeného proudu, následkem čehož dochází k potlačení kvantizačního šumu.

Pro generování budících kmitů byl použit měnič, který je popsán v kapitole 5. Schéma měniče pro generování budících kmitů je na obr. 6. Měnič generuje do stejnosměrného meziobvodu budící signál s proměnným kmitočtem, který je měřen proudovou sondou. Následně je měřena amplituda vybuzených kmitů proudu Rogowského cívkou, která je připojena k měřicí kartě. Pro každou sondu je na kartě vymezen samostatný kanál.

V Matlabu je vyhodnocena největší harmonická buďícího proudu a odpovídající frekvence vybuzeného signálu. Za tímto účelem je použita Fourierova analýza.



*obr. 5 Princip měření frekvenčních charakteristik*

## 4. Simulační model

Zkoumaný pohon sestává ze čtyřpólového asynchronního motoru, jehož parametry jsou uvedeny v tab. 1, napěťového střídače a stejnosměrného obvodu tvořeného LC filtrem. S asynchronním motorem je spojen stejnosměrný cize buzený motor.

*tab. 1*

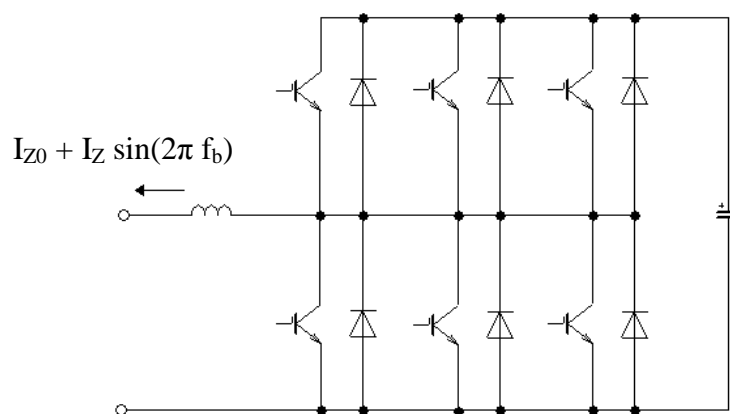
Motor	asynchronní
P	11 kW
cos φ	0,84
f <sub>N</sub>	50 Hz
ot./min	1460
U <sub>N</sub>	400/690 V
I <sub>N</sub>	21,5/12,4 A
LC filtr	
L	4 mH
C	7.2 mF

Simulační model zkoumaného pohonu, sestavený na základě stavových rovnic v jazyku Pascal, byl průběžně doplňován o cykly a DFT tak, aby umožňoval analyzovat i

frekvenční charakteristiky pohonu. Výsledky byly zapisovány do textového souboru, pro jejich zobrazení je použit Matlab.

## 5. Měnič pro generování budících kmitů

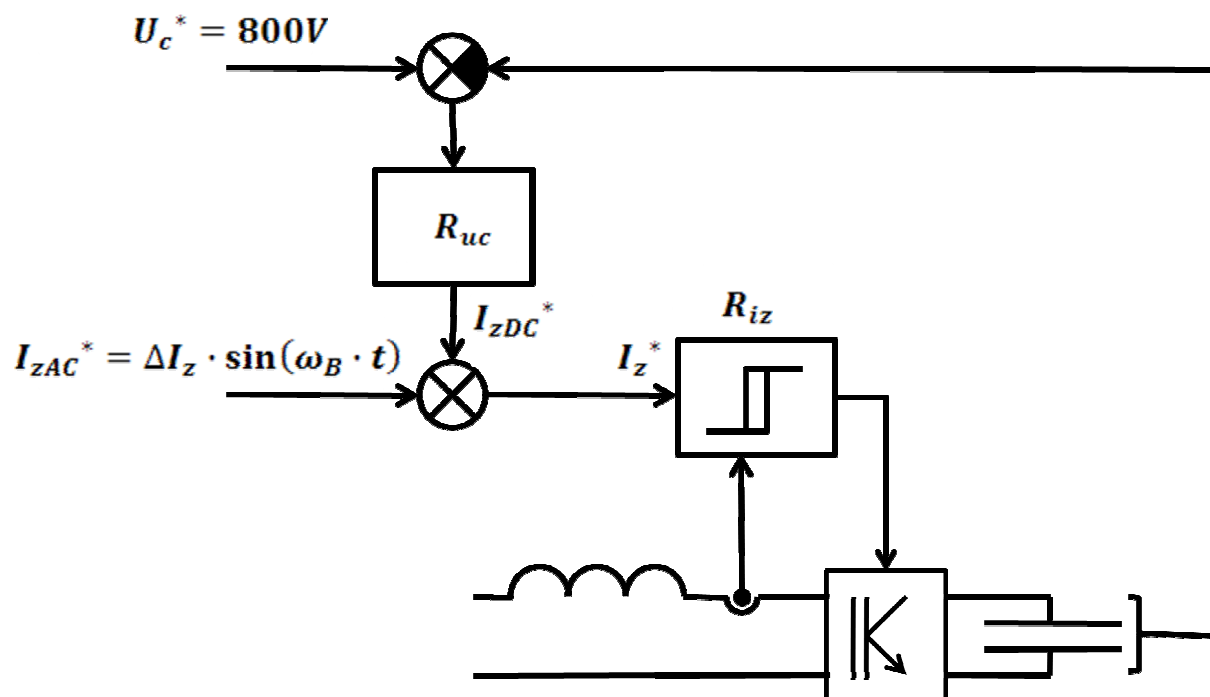
Za účelem snížení spínací frekvence bylo použito trojfázové zapojení. Schéma měniče pro generování budících kmitů je znázorněno na obr. 6. Jedná se o kombinaci snižovacího a zvyšovacího pulsního měniče napájeného ze stejnosměrného meziobvodu (LC filtr). Vhodným spínáním součástek je vytvořen požadovaný budící signál. Abychom zabránili fázovému zkratu, tedy současnému sepnutí součástek v horní a dolní větvi měniče, byly vloženy mrtvé časy (podrobně se problematikou realizace mrtvých časů zabývá [ 6 ]). Řízení měniče je dvouhodnotové. Aby nemuselo být řešeno galvanické oddělení, bylo zvoleno zapojení s plovoucím kondenzátorem, jak je znázorněno na obr. 6. Cenou za toto řešení je nutnost regulace, která udržuje napětí plovoucího kondenzátoru na dvojnásobné hodnotě napětí vyskytující se na kondenzátoru LC filtru. Pro regulaci je využita stejnosměrná složka budícího proudu.



obr. 6 Schéma měniče pro generování budících kmitů [ 6 ]

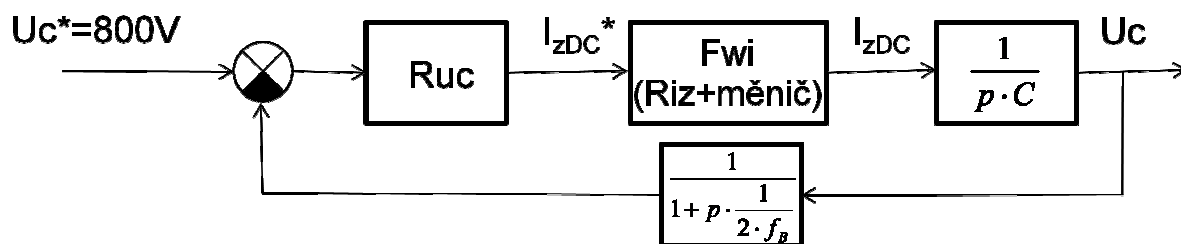
Zvýšená pozornost musí být věnována stavu, kdy proud prochází nulou. V takových případech jsou sepnuty horní součástky, zatímco spodní jsou vypnuty nebo naopak jsou sepnuty spodní součástky a horní jsou vypnuty. V těchto okamžicích mohou vést jak zpětné diody tak tranzistory.





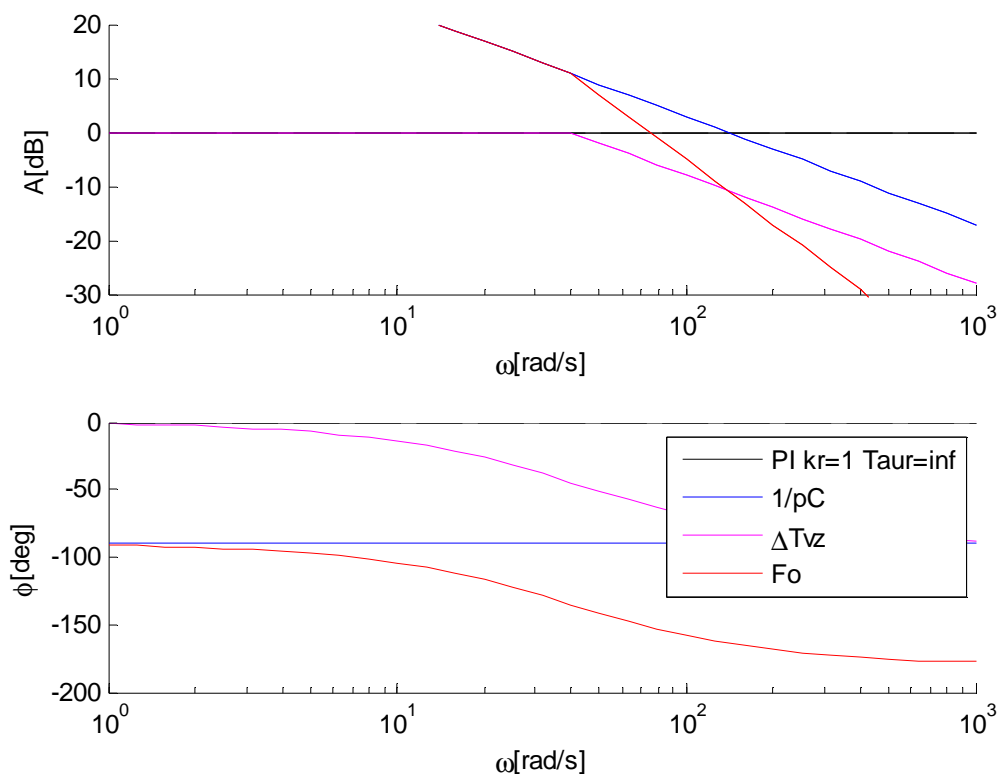
obr. 7 Schéma principu regulace měniče budících kmitů

Vlastní proudová regulace je realizována dvouhodnotovým regulátorem proudu, jehož střední spínací frekvence je přibližně 10kHz. Požadovaný proud má dvě složky, střídavá odpovídá požadovanému signálu pro buzení kmitů, stejnosměrná je výstupem regulátoru napětí plovoucího kondenzátoru na stejnosměrné straně budícího měniče. Odběr střídavé složky způsobuje zvlnění napětí plovoucího kondenzátoru, tedy je pro regulátor napětí poruchou. Při ideální regulační smyčce napětí by bylo napětí plovoucího kondenzátoru nezvlněné, výstup regulátoru napětí by tedy kompenzoval požadovanou střídavou složku budícího proudu. Z tohoto důvodu musí být vzorkovací frekvence regulátoru napětí stejná jako frekvence budících kmitů, aby vstupem do regulátoru byla střední hodnota napětí plovoucího kondenzátoru (vzorkování probíhá ve stále stejných okamžicích zvlnění). Vzorkovací frekvence regulátoru napětí je proměnlivá a pohybuje se v okolí rezonanční frekvence vstupního LC filtru trakčního pohonu v rozmezí 15-40Hz, což přináší značné zpoždění ve zpětné vazbě napětěvé regulační smyčky. Proto byl proveden detailní návrh parametrů regulátoru napětí plovoucího kondenzátoru.



obr. 8 Regulační smyčka napětí na plovoucím kondenzátoru

Regulovaná soustava ve smyčce regulátoru napětí na plovoucím kondenzátoru obsahuje uzavřenou proudovou smyčku s dvouhodnotovým regulátorem, integrační blok s časovou konstantou odpovídající  $C=7,2\text{mF}$  a aperiodický blok 1. řádu představující zpoždění způsobené vzorkováním o frekvenci budících kmitů  $f_B$ . Uzavřená proudová smyčka obsahuje dva aperiodické bloky, jeden s dlouhou časovou konstantou  $\frac{L}{R}$  vyhlazovací tlumivky budícího měniče, druhý s krátkou časovou konstantou představující zpoždění způsobené spínací (resp. vzorkovací) frekvencí dvouhodnotového regulátoru proudu. Pokud by regulátor proudu byl lineární a jeho parametry by byly navrhovány pomocí Nyquistova kritéria stability, tato krátká časová konstanta by byla rozhodující pro nalezení bezpečnosti ve fázi a tedy i zlomovou frekvenci uzavřené proudové smyčky. Při spínací frekvenci 10kHz by tedy zlomová frekvence proudové smyčky byla přibližně 10kHz, tedy o několik řádů výše, než je časová konstanta aperiodického bloku ve zpětné vazbě napěťové smyčky. Proto bude pro bezpečnost ve fázi napěťové smyčky rozhodující časová konstanta  $\frac{1}{2 \cdot f_B}$  a pro návrh napěťové smyčky lze uvažovat přenos uzavřené proudové smyčky  $F_{wi} = 1$ .



obr. 9 Frekvenční charakteristiky rozpojené regulační smyčky napětí

Pro přehlednost návrhu a s ohledem na očekávané ladění byla požadována bezpečnost ve fázi  $45^\circ$ , která bude na  $\omega = 2 \cdot f_B$ .

$$\omega_{\text{rezu}}[\text{rad/s}] = 2 \cdot f_{vz}[\text{Hz}] = 2 \cdot f_B \text{ (pod zlomem)}$$

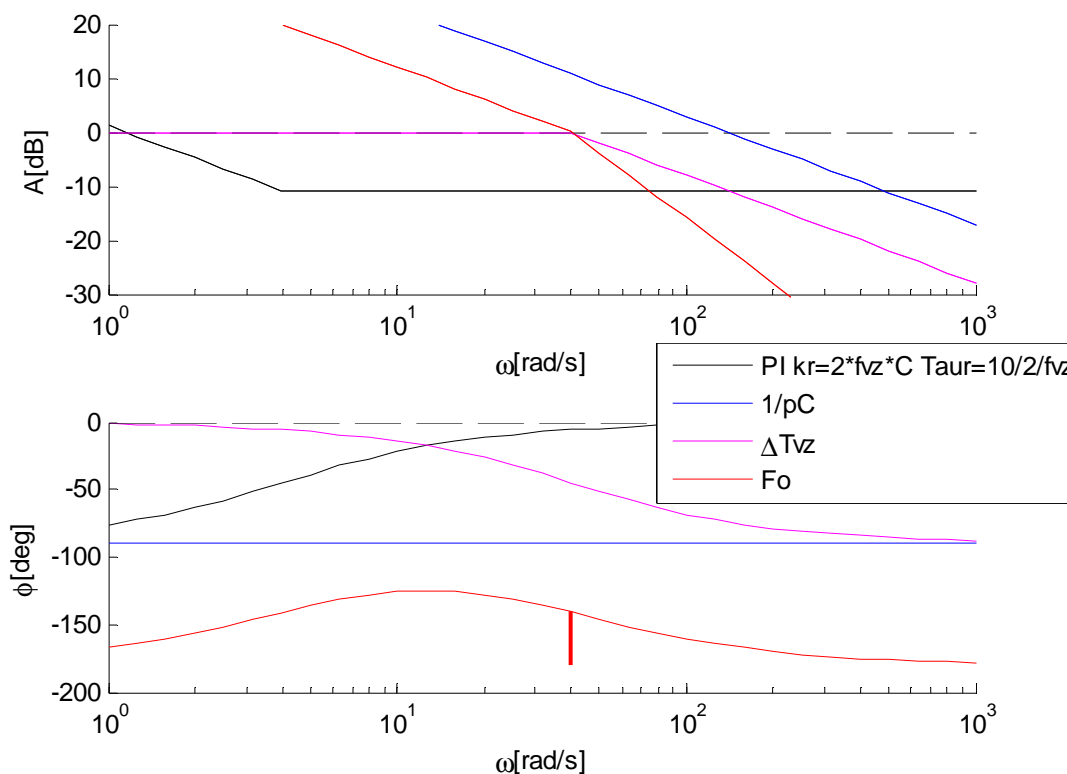
$$\omega_{\text{rezu}} \text{ je od } \frac{1}{C} \text{ vzdálena } \log \frac{\omega_{\text{rezu}}}{\frac{1}{C}} = \log(C \cdot 2 \cdot f_B) \text{ dekád}$$

$F_0$  bez regulátoru má v  $\omega_{\text{rezu}}$  zesílení  $-20 \cdot \log(C \cdot 2 \cdot f_B)$

$$k_r = 10^{\frac{20 \cdot \log(C \cdot 2 \cdot f_B)}{20}} = C \cdot 2 \cdot f_B$$

$$\tau_r = \frac{10}{2 \cdot f_B}$$

Tedy parametry regulátoru jsou měněny v závislosti na frekvenci generovaného signálu.



obr. 10 Frekvenční charakteristiky rozpojené regulační smyčky napětí včetně navrženého PI regulátoru

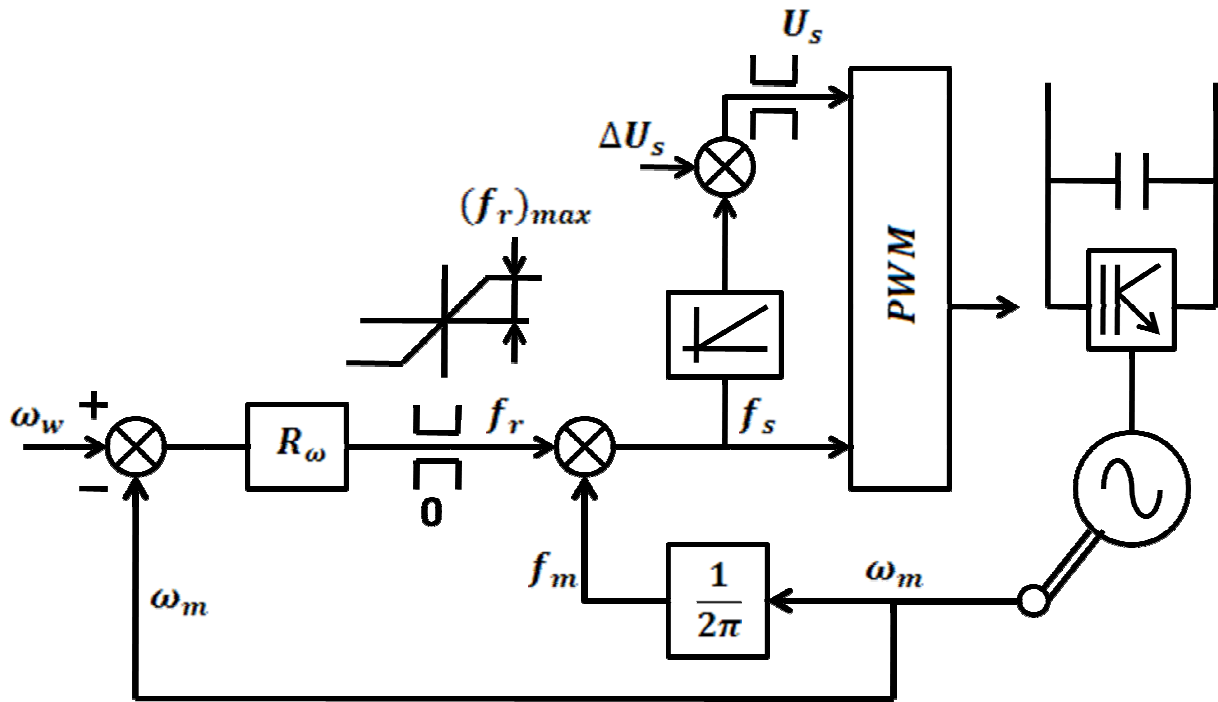
## 6. Skalární řízení asynchronního motoru

### Princip

Schéma principu funkce je nakresleno na obr. 11. Z pohledu pohybové rovnice by byl očekávaným výstupem regulátoru otáček požadovaný moment motoru. Pracuje-li motor v lineární části momentové charakteristiky, lze jako výstup regulátoru otáček použít rotorovou frekvenci a lineární závislost mezi momentem a rotorovým kmitočtem začlenit do proporcionálního zesílení regulátoru, obdobně jako u regulace rychlosti stejnosměrného cizebuzeného motoru je výstupem otáčkového regulátoru proud kotvy. Problém nastává při odbuzování motoru, kdy moment klesá s kvadrátem napájecího napětí, což je třeba zohlednit při návrhu parametrů otáčkového regulátoru. Omezovač otáčkového regulátoru je nastaven tak, aby byl rotorový kmitočet vždy menší než kritický, odpovídající momentu zvratu.

Sečtením rotorového kmitočtu se změřeným mechanickým získáme statorový kmitočet pro výpočet referenčních napětí PWM. Při nulovém statorovém odporu a rozptylové

indukčnosti by amplituda referenčních napětí byla přímo úměrná statorovému kmitočtu, pro kompenzaci úbytku na statorovém odporu je nutné k amplitudě referenčních napětí přičíst korekci  $\Delta U_s$ .

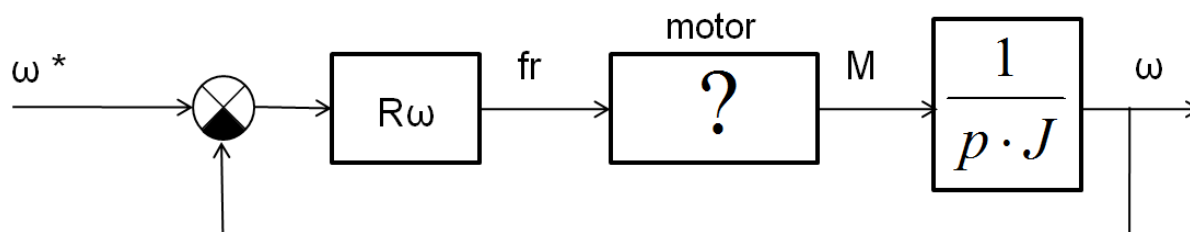


*obr. 11 Principiální schéma skalárního řízení asynchronního motoru*

## Návrh parametrů regulátoru otáček

Na obr. 12 je zobrazeno schéma regulace otáček asynchronního motoru se skalárním řízením. Návrh parametrů regulátoru otáček je proveden obdobně jako pro lineární systém, tj. nejdříve jsou vyšetřeny "frekvenční charakteristiky" asynchronního motoru, tedy kmitů momentu vyvolané harmonickými změnami rotorového kmitočtu. Velikost budících kmitů rotorové frekvence je volena tak, aby se pracovní bod motoru stále nacházel v lineární oblasti momentové charakteristiky. Vyhodnocování zesílení a fázového posunu je provedeno pomocí jednoho členu diskrétní Fourierovy transformace na frekvenci odpovídající budící frekvenci. Okno DFT je použito obdélníkové o délce pěti period budícího signálu. Vyhodnocování je započato u malých frekvencí, kde výsledek tvarem odpovídá statické obálce momentových charakteristik motoru  $M = f(f_s)$  a lze předpokládat nulový fázový posun mezi budícími kmitů rotorové frekvence a vybuzeními kmitů momentu. Poté je budící frekvence zvyšována logaritmicky s krokem  $10^{\frac{1}{16}}$ . Fázová charakteristika je předpokládána spojitá, proto lze s takto malým krokem budící frekvence mít ve vyhodnocování podmínku, že fázový posun v

následujícím kroku se od předchozího nemůže lišit o více než  $\frac{2}{3}\pi$ . Pokud je rozdíl fázového posunu proti předchozímu kroku větší, je provedena korekce o  $2\pi$  příslušným směrem. Obdobně je postupováno pro různé rychlosti motoru ve zkoumané oblasti s krokem mechanické frekvence 1Hz.



*obr. 12 Otáčková regulační smyčka asynchronního motoru se skalárním řízením*

Na obr. 13 je výsledek simulace "frekvenčních charakteristik" při výpočtu korekce satorového odporu v závislosti na zatížení motoru [ 7 ], tj. s využitím následujících rovnic:

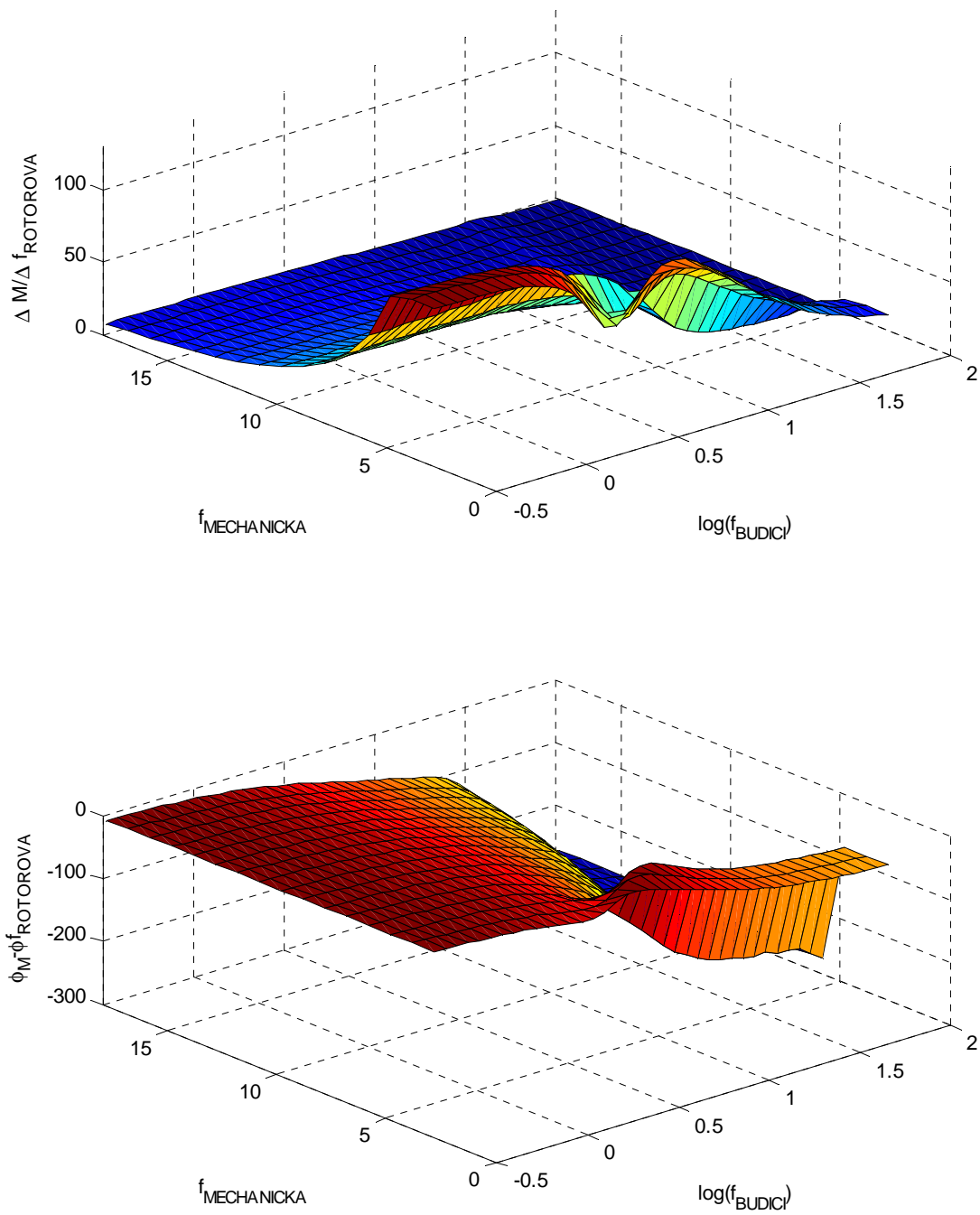
$$K_{fr} := \left( U_{sn} \cdot \frac{\sqrt{2}}{f_{sn}} \right) \cdot \frac{R_s}{R_r}$$

$$\Delta U_s = K_{fr} \cdot f_r$$

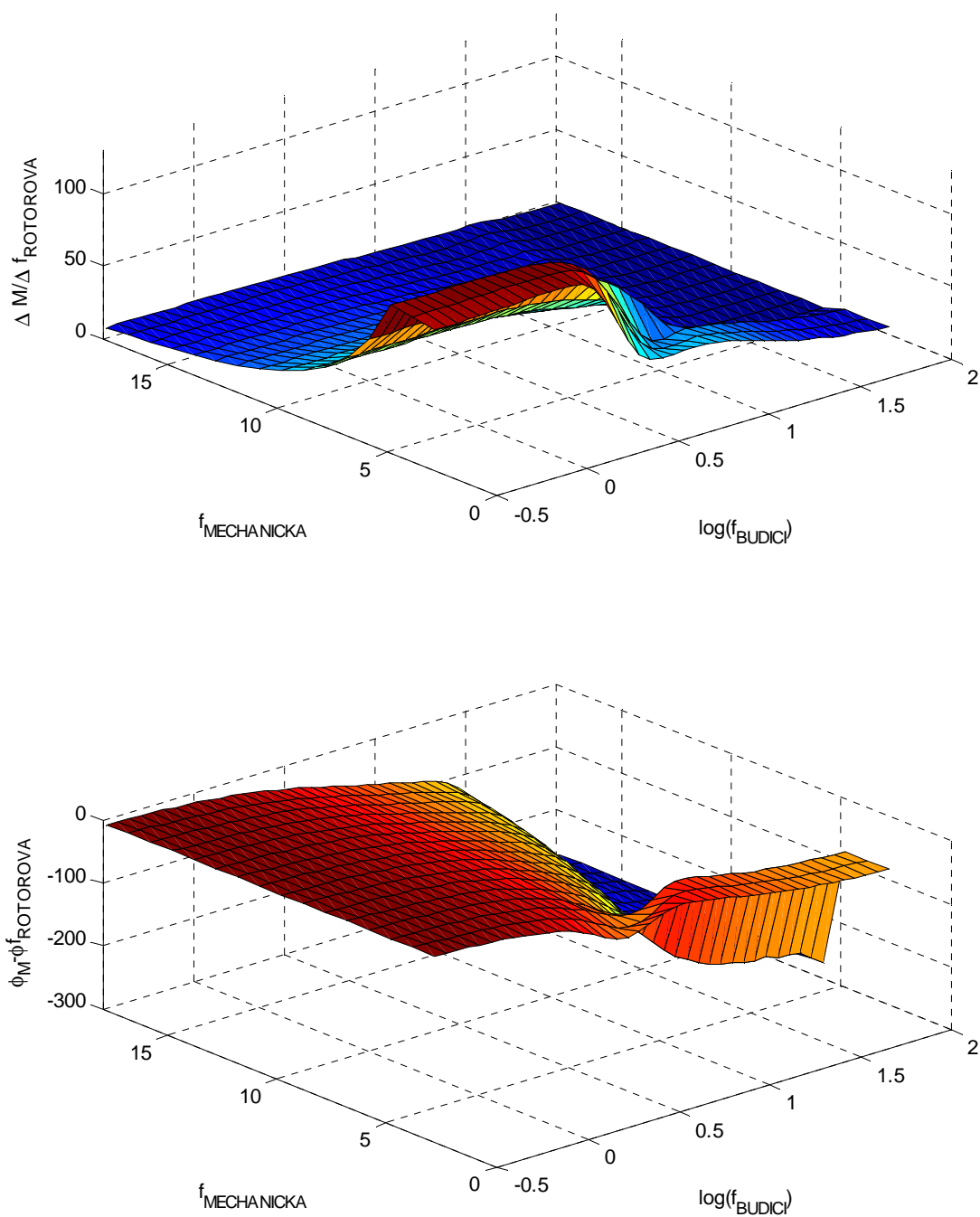
Pro malé budící frekvence amplitudová charakteristika tvarem odpovídá obálce momentových charakteristik, se zvyšující se  $f_B$  dle očekávání narůstá fázové zpoždění vybuzených kmitů momentu.

Při satorových frekvencích větších než 5Hz již dochází k odbuzování motoru a značně se mění fáze vybuzených kmitů. Kmity rotorového kmitočtu při konstantní mechanické frekvenci vyvolají kmity satorového kmitočtu, při skalárním řízení jsou důsledkem kmity satorového napětí ( $U/f=\text{konst}$ ). Při korekci satorového odporu závislé na rotorovém kmitočtu jsou tyto napěťové kmity ještě větší. Zatímco při nenasyceném modulátoru při růstu rotorové frekvence roste i satorové napětí, při nasyceném je toto konstantní, tedy poměr  $U_s/f_s$  klesá. Fáze kmitů napětí se tedy v podstatě obrátí s nasycením modulátoru. Dále je ve výsledcích patrná resonance pro  $f_B = f_s$  v souladu s [ 1 ].

Na obr. 14 jsou výsledky pro konstantní korekci satorového odporu, systém tedy obsahuje o jednu nelinearitu méně.

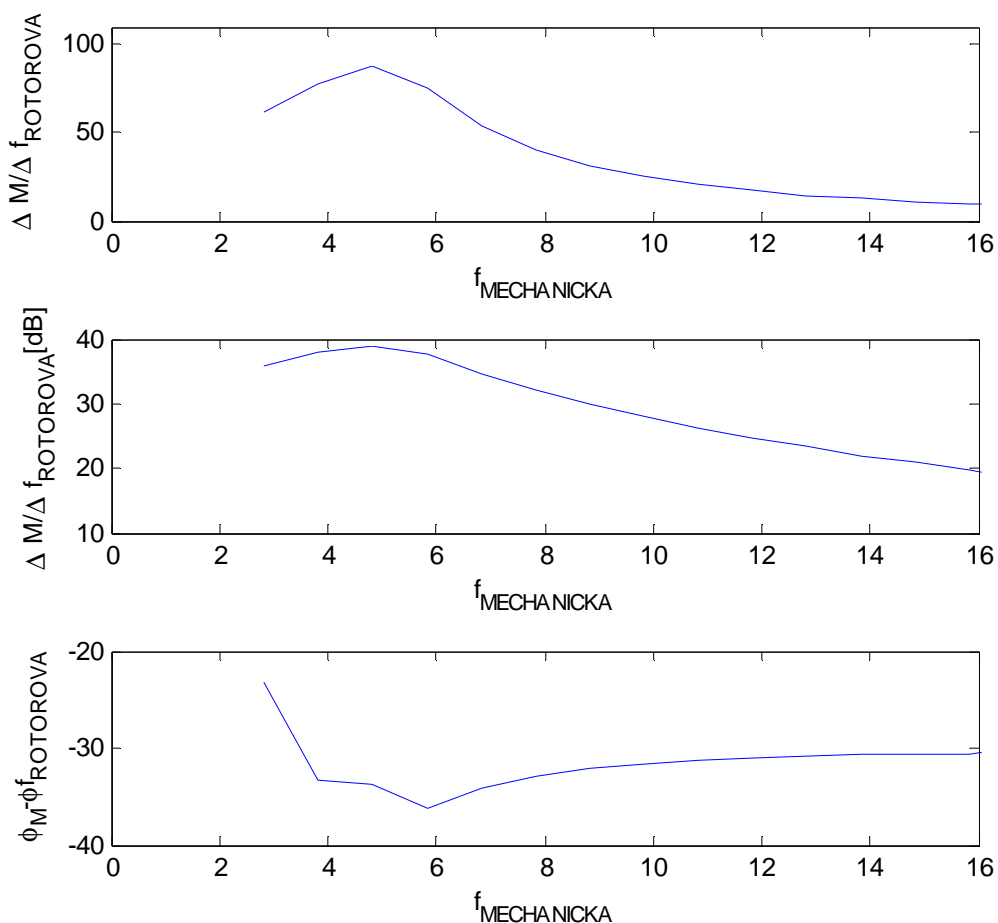


obr. 13 "frekvenční charakteristiky" asynchronního motoru pro  $\Delta U_s = K_{fr} \cdot f_r$



obr. 14 "frekvenční charakteristiky" asynchronního motoru pro  $\Delta U_s = \text{konst.}$





obr. 15 Řez obr. 13 na pozici  $f_{\text{budící}} = 2,7\text{Hz}$

Pro návrh parametrů regulátoru otáček je důležité zesílení a frekvence, při které motor posouvá fázi kmitů momentu cca o  $30^\circ$  za budící kmitů rotorové frekvence - o dalších  $90^\circ$  posune fázi integrační blok pohybové rovnice, zbyde tedy bezpečnost ve fázi cca  $60^\circ$ . Za tímto účelem byl sestrojen řez z obr. 13, který je na obr. 15. Z něj je zřejmé, že požadovaný fázový posun má systém pro  $f_B = \text{cca } 2,7\text{Hz}$ , tedy  $\omega_B = \text{cca } 17\text{rad/s}$ . Dle obr. 15 lze dále s rezervou uvažovat pro  $\omega_B = \text{cca } 17\text{rad/s}$  zesílení plně nabuzeného motoru  $F_{m0} = 20 \cdot \log(M_n / f_{rn})$ , při odbuzování pak zesílení klesá s druhou mocninou napětí, resp. otáček.

Při modulaci se třetí harmonickou, napětí v ss obvodu  $U_{dc}$ , jmenovitém fázovém napětí motoru  $U_{sn}$  a jmenovité statorové frekvenci  $f_{sn}$  bude (bez korekce výpočtu  $U_s$  o úbytek na statorovém odporu) při rozkmitu nosné pily  $\langle -1,1 \rangle$  amplituda 1. harmonické řídicího napětí

$$U_{rm1} = f_s \cdot \left( U_{sn} \cdot \frac{\sqrt{2}}{f_{sn}} \right) \cdot \frac{2}{U_{dc}}$$

modulátor se nasytí při  $U_{rm1} = 1,15$ , tedy při

$$f_{s0db} = 1,15 \cdot \frac{f_{sn}}{U_{sn} \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{U_{dc}}{2}$$

při  $f_s > f_{s0db}$  tedy bude zesílení motoru v dB

$$F_m = 20 \cdot \log \left( F_{m0} \cdot \left( \frac{f_{s0db}}{f_s} \right)^2 \right)$$

Moment setrvačnosti motoru byl odhadnut na  $0,2 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ , integrační blok pohybové rovnice tedy bude protínat osu  $\omega$  pro  $\omega = \frac{1}{J} \text{ rad/s}$ , v  $\omega = 17 \text{ rad/s}$  tedy bude mít zesílení  $-20 \cdot \log(17 \cdot J)$ .

Celkové zesílení rozpojené otáčkové smyčky pro jedničkové zesílení regulátoru tedy bude:

$$F_{0(\omega=17)} = 20 \cdot \log \left( F_{m0} \cdot \left( \frac{f_{s0db}}{f_s} \right)^2 \right) - 20 \log(17 \cdot J)$$

$$F_{0(\omega=17)} = 20 \cdot \log \left( \frac{\frac{M_n}{f_{rn}} \cdot \left( \frac{f_{s0db}}{f_s} \right)^2}{17 \cdot J} \right)$$

resp. pro  $f_s < f_{s0db}$ :

$$F_{0(\omega=17)} = 20 \cdot \log \left( \frac{\frac{M_n}{f_{rn}}}{17 \cdot J} \right)$$

tomu odpovídá proporcionální zesílení regulátoru:

$$k_r = \frac{17 \cdot J}{\frac{M_n}{f_{rn}} \cdot \left( \frac{f_{s0db}}{f_s} \right)^2}$$

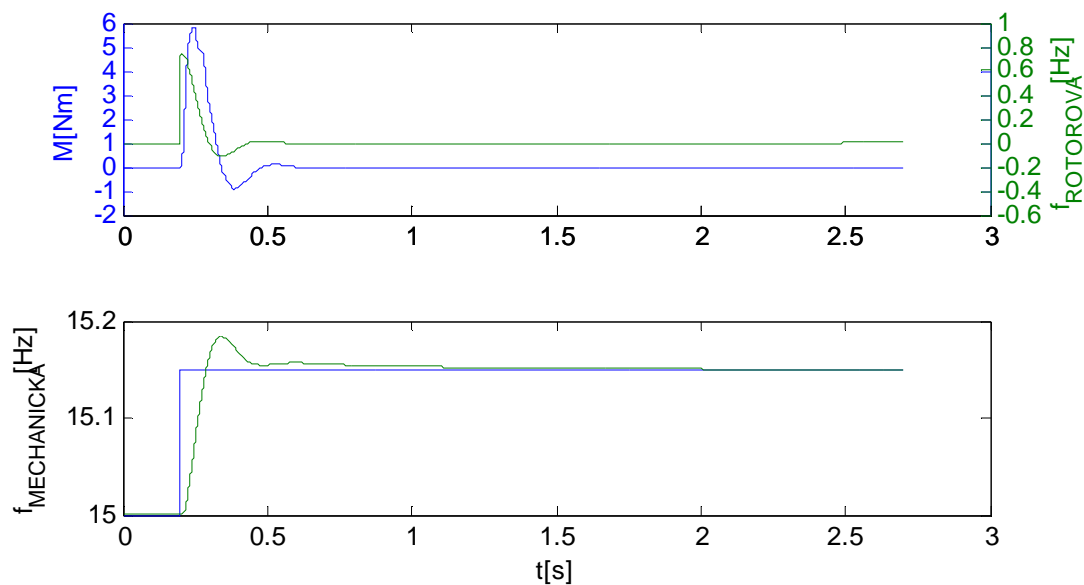
resp. pro  $f_s < f_{s0db}$ :

$$k_r = \frac{17 \cdot J}{\frac{M_n}{f_{rn}}}$$

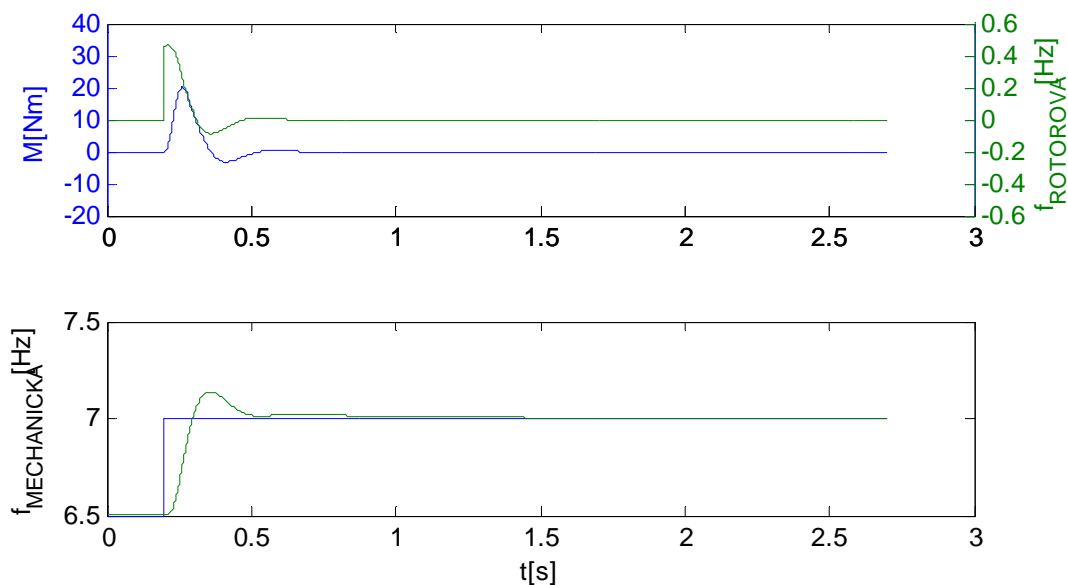
Časová integrační konstanta byla volena dekádu doleva od  $\omega_{\text{rezu}}$ :

$$\tau_r = \frac{10}{17} = 0,6.$$

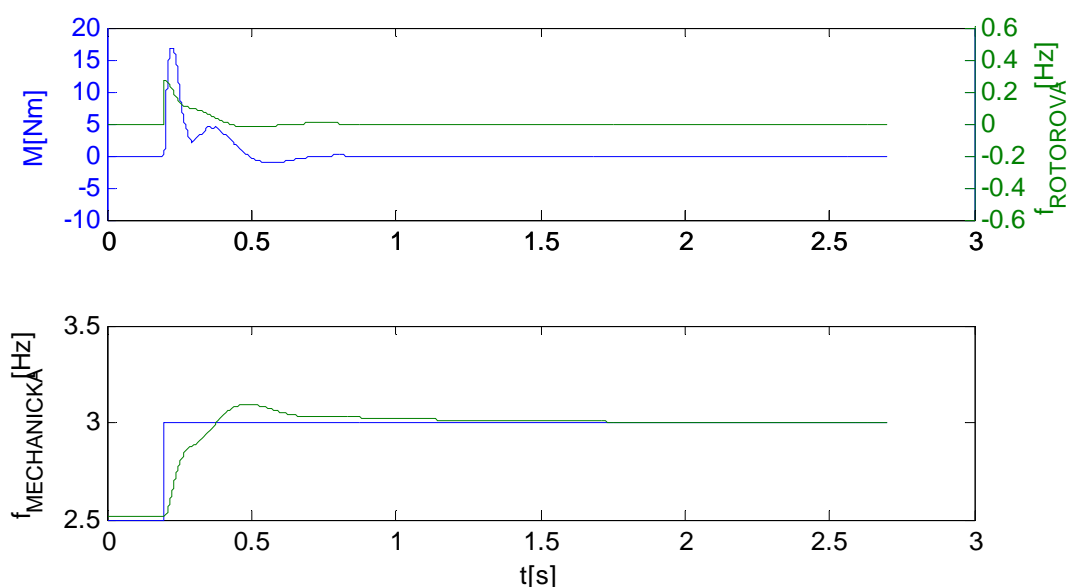
Pro ověření správného nastavení regulátoru otáček byla provedena série přechodových charakteristik pro různé otáčky motoru, velikost skoku požadovaných otáček byla volena tak, aby nedošlo k omezení výstupu regulátoru. Vzorové výsledky simulací jsou zobrazeny na obr. 16 až obr. 18.



obr. 16 Odezva na skok požadovaných otáček pro  $f_m = 15\text{Hz}$



obr. 17 Odezva na skok požadovaných otáček pro  $f_m = 6,5\text{Hz}$

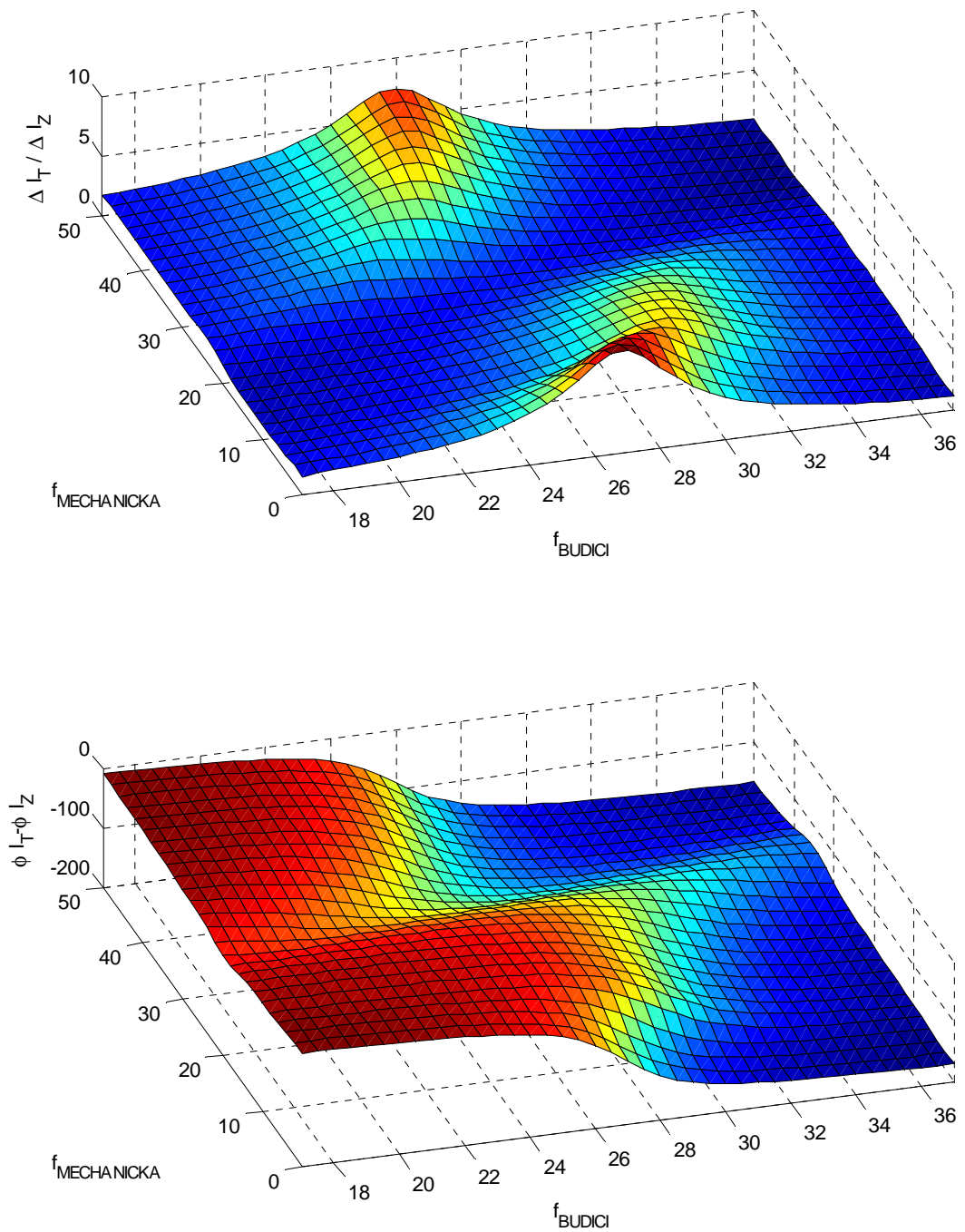


obr. 18 Odezva na skok požadovaných otáček pro  $f_m = 2,5\text{Hz}$

## 7. Simulace frekvenčních charakteristik kompletního modelu pohonu

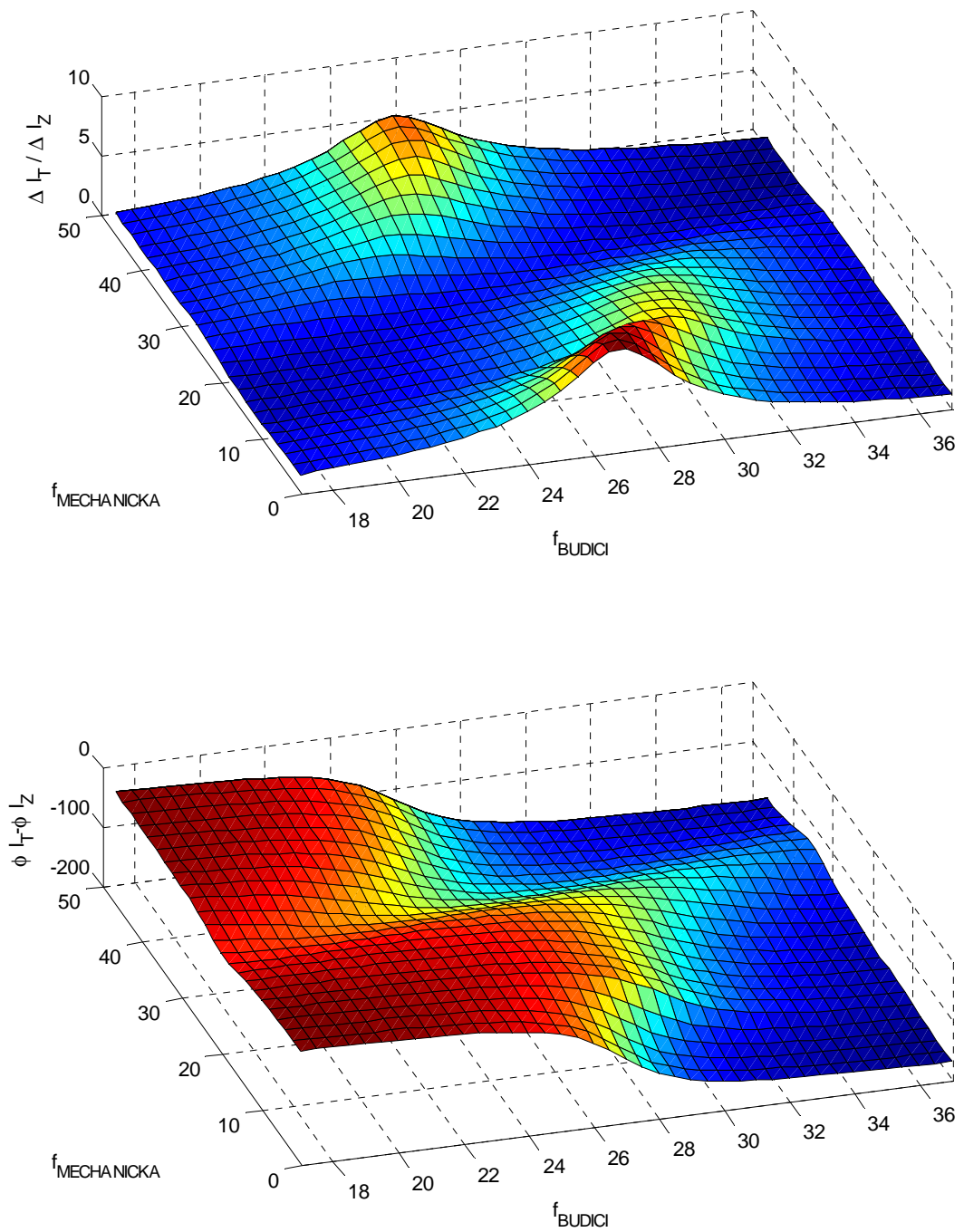
Simulační model asynchronního motoru, doplněný o rovnice vstupního LC filtru a pohybovou rovnici, byl uzavřen do dvou for-cyklů. Nadřazený zajišťoval postupné zvyšování satorové frekvence (resp. požadovaných otáček v režimu s regulátorem rychlosti), vnořený for-cyklus procházel postupně požadovaným rozsahem budící frekvence. Aby byly podmínky simulace co nejpodobnější laboratornímu měření, byl jako budící signál vybrán harmonický proud injektovaný do stejnosměrného obvodu střídače. Pomocí DFT byl na odpovídající frekvenci vyhodnocován vybuděný proud ve spektru proudu odebíraného z troleje.

Způsob vyhodnocování pomocí jednoho členu DFT byl obdobný jako při vyšetřování frekvenčních charakteristik asynchronního motoru v kapitole 6. Pro možnost srovnání výsledků s [ 8 ] a [ 1 ] byla simulována i varianta bez regulátoru rychlosti, tedy s řízením rychlosti v otevřené smyčce. Získané frekvenční charakteristiky jsou zobrazeny na obr. 19, na pozici  $f_s=0$  je zobrazena frekvenční charakteristika samotného LC filtru. Výsledky odpovídají výsledkům uvedeným v [ 8 ] a [ 1 ], čímž byla ověřena správnost sestaveného simulačního modelu.



*obr. 19 Frekvenční charakteristiky asynchronního pohonu s řízením otáček v otevřené smyčce*

Dále byla simulace provedena s pohonem řízeným skalárním řízením dle obr. 11, výsledky jsou na obr. 20. Dle výsledků simulací je chování asynchronního pohonu vůči buzeným kmitům prakticky stejné pro obě použité metody řízení. To je možné vysvětlit tvarem frekvenční charakteristiky uzavřené otáčkové smyčky, která má zlomovou frekvenci cca 3Hz, viz obr. 13 - obr. 15, tedy otáčková smyčka na použitých budících frekvencích již kmity tlumí a prakticky je nepřenesena, proto není pozorovatelný žádný vliv.



*obr. 20 Frekvenční charakteristiky asynchronního pohonu se skalárním řízením*

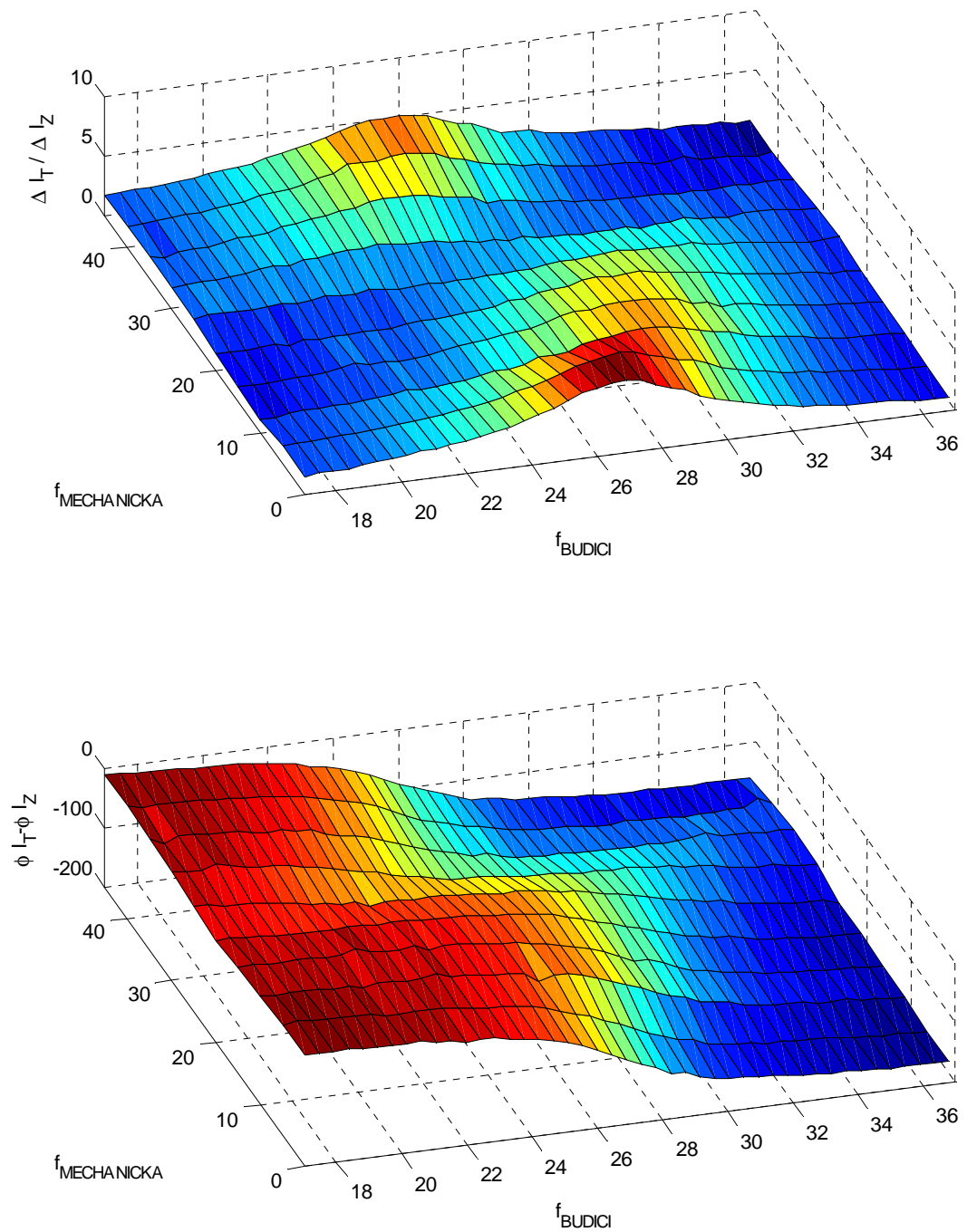
## **8. Měření frekvenčních charakteristik kompletního pohonu**

Měničem popsaným v kapitole 5 byla do stejnosměrného obvodu pohonu injektována proudová harmonická, která byla snímána proudovou sondou a měřicí kartou. Rogowského cívkou připojenou na druhý kanál měřicí karty byla nejdříve také snímána budící proudová harmonická, aby bylo možné vytvořit kalibrační tabulky fázového posunu a zesílení mezi proudovou sondou a Rogowského cívkou. Při vlastním měření pak byla Rogowského cívkou snímána střídavá složka proudu odebíraného pohonem z troleje.

Vyhodnocení zaznamenaných časových průběhů budících a vybuzených kmitů probíhalo v Matlabu pomocí FFT s obdélníkovým oknem, obdobě jako v simulaci bylo vyhodnoceno zesílení budícího proudu a fázový posun mezi vybuzenými a budícími kmity, výsledky byly korigovány pomocí kalibrační tabulky získané dle popisu uvedeném v předchozím odstavci.

Naměřené výsledky jsou zobrazeny na obr. 21 a charakterem i velikostí odpovídají simulačním výsledkům na obr. 20. "Zuby" v jednotlivých bodech naměřených frekvenčních charakteristik jsou pravděpodobně způsobeny odběrem harmonických pohonem vlivem PWM, které byly chybně vyhodnoceny jako vybuzené kmity.





obr. 21 Změřené frekvenční charakteristiky pohonu se skalárním řízením

## **9. Závěr**

Tato diplomová práce předkládá simulační a experimentální výsledky zkoumání frekvenčních charakteristik asynchronního pohonu s regulací otáček a skalárním řízením, napájeného ze stejnosměrného zdroje přes vstupní LC filtr. Návrh parametrů regulátoru otáček je v práci zpracován pomocí frekvenčních charakteristik – metodou používanou pro lineární systémy. Frekvenční charakteristiky pohonu umožňují posoudit odolnost pohonu vůči buzeným kmitům, jsou tedy důležitým vodítkem pro posouzení robustnosti pohonu.

Získané výsledky byly porovnány s frekvenčními charakteristikami asynchronního pohonu s řízením otáček v otevřené smyčce. Hlavním přínosem práce je zjištění, že z pohledu buzených kmitů je chování pohonu s regulátorem otáček a skalárním řízením obdobné jako při řízení v otevřené smyčce, tj. rezonanční frekvence pohonu se mění se statorovou frekvencí, pohon je dobře tlumen vůči kmitům o stejné frekvenci jako je statorová frekvence a pro velmi malé a velké statorové kmitočty se frekvenční charakteristika pohonu blíží charakteristice samotného LC filtru.

Dalším přínosem práce je detailní návrh parametrů regulátoru měniče pro generování budících kmitů, který je na Katedře elektromechaniky a výkonové elektroniky standardně využíván pro měření frekvenčních charakteristik různých typů pohonů.

## **10. Literatura**

- [ 1 ] Janda, M.: Harmonické v meziobvodu trakčního pohonu s asynchronním motorem. Plzeň, ZČU 2007.
- [ 2 ] Peroutka, Z.: Selected Problems of Modern AC Motor Traction Drives. 17th Int. Conference on Electrical Drives and Power Electronics. The High Tatras, Slovakia, 28 – 30 September, 2011
- [ 3 ] Hill, R.J.: A Frequency Domain Model for 3kV DC Traction DC-Side Resonance Identification. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 10. No. 3. August 1995.
- [ 4 ] Holtz, J., Klein, H. J.: The Propagation of Harmonic Currents Generated by Inverter-Fed Locomotives in the Distributed Overhead Supply System. IEEE Transactions on Power Electronics. VOL. 4. NO. 2, APRIL 1989
- [ 5 ] Janda, M.; Peroutka, Z.; Michalík, J.: Konduktivní proudy v asynchronním trakčním pohonu : měření na laboratorním modelu trakčního pohonu. FI- IM2/071: Konduktivní proudy v asynchronním trakčním pohonu a jejich vliv na bezpečnost kolejových obvodů, Plzeň : Západočeská univerzita, 2007.
- [ 6 ] Majorszky, Jan.; Janda, M.: Metodika měření frekvenčních charakteristik. Frekvenční charakteristiky LC filtru. Plzeň: Západočeská univerzita, 2010
- [ 7 ] Zeman, K.; Peroutka, Z.; Janda, M.: Automatická regulace pohonů s asynchronními motory. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. ISBN: 978-80-7043-350-8
- [ 8 ] Janda, M., Majorszký, J. Měření frekvenčních charakteristik trakčního pohonu. In pohony. Praha: Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Elektrické pohony, 2011. s. 1-5. ISBN: 978-80-02-02308-1