

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ

DISERTAČNÍ PRÁCE

PLZEŇ, 2015

Ing. Jan Majorszký

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA ELEKROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DISERTAČNÍ PRÁCE

k získání akademického titulu doktor v oboru

elektronika

Ing. Jan Majorszký

Stabilita moderního trakčního pohonu

Autor:

Školitel:

Datum státní závěrečné zkoušky:

Datum odevzdání práce:

Ing. Jan Majorszký

Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

5. 10. 2011

23. 12. 2015

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval všem, kteří mě ovlivnili při psaní této disertační práce. V první řadě patří poděkování mému školiteli panu prof. Ing. Zdeňku Peroutkovi, Ph.D. za odbornou podporu a vedení. Dále bych rád poděkoval konzultantu specialistovi Ing. Martinu Jandovi, Ph.D. za velmi cenné rady a připomínky při řešení jednotlivých výzkumných úkolů. Rovněž bych chtěl poděkovat panu Ing. Jakubu Tallovi, Ph.D. za jeho přínosné podněty a užitečné rady. Dále pak děkuji za vstřícnost kolegům z Katedry elektromechaniky a výkonové elektroniky a v neposlední řadě mým rodinným příslušníkům a přátelům za vytvoření příjemných podmínek při tvorbě této práce.

V Plzni, 23. 12. 2015

Autor

Anotace

Tato disertační práce se zabývá vlivem regulační struktury a stavu trakčního pohonu na jeho odolnost vůči buzeným kmitům v DC obvodu trakčního měniče.

Stabilita trakčního pohonu je hodnocena podle frekvenčních charakteristik trakčního pohonu, což je závislost amplitudy a fáze vybuzených kmitů na amplitudě a frekvenci budících kmitů a stavu pohonu.

V první části je představena metodika měření frekvenčních charakteristik. Je představen měnič pro generování budících kmitů a algoritmy jeho řízení. Ověření metodiky měření je prokázáno nasimulováním a změřením frekvenčních charakteristik laboratorního modelu trakčního pohonu s asynchronním motorem, skalárním i vektorovým řízením.

V další části byl proveden teoretický rozbor aktivního tlumení vybuzených kmitů LC filtru a představeny některé algoritmy tlumení na reálném modelu. Účinnost tlumení daných algoritmů byla opět předvedena na změřených frekvenčních charakteristikách.

Na závěr je provedeno vyhodnocení algoritmů tlumení z hlediska potlačení vybuzených kmitů, prokázaném na změřených frekvenčních charakteristikách pohonu.

Klíčová slova

Stabilita, trakční pohon, frekvenční charakteristiky, aktivní tlumení;

Abstract

This thesis deals with DC link harmonics influence on traction drives stability.

Stability of traction drive is assessed from frequency characteristics of traction drives, which mean dependences of magnitudes and phases of excited oscillations on magnitudes and frequencies of exciting oscillations and states of drives.

In the first part of the thesis, a method of frequency characteristics measuring is presented. A converter for generating of exciting oscillations is described and all needed algorithms to reach required oscillations as well. Evaluation of the method is performed by simulations and measuring of frequency characteristics of laboratory traction drive model with an induction motor. Voltage-frequency and vector control were considered.

Theoretical analysis of active damping of converter input LC-filter oscillations was presented in the next part. All investigated algorithms of active damping are verified on a real laboratory drive model. Efficiency of the damping algorithms was shown in measured frequency characteristics.

In conclusions, evaluation of the behaviour of proposed damping algorithms was described, specifically the mitigation of excited oscillations is analyzed using measured frequency characteristics.

Key words

Stability, traction drive, frequency characteristics, active dumping;

Abstrakt

Diese Dissertationsarbeit beschäftigt sich mit dem Einfluss der Harmonischen in DC-Kreis des Antriebes auf die Stabilität des Fahrtriebes.

Die Stabilität des Fahrtriebes wird anhand der Frequenzkennlinien des Fahrtriebes bewertet. Es handelt sich um eine Abhängigkeit der Amplitude und der Phase der erzwungenen Schwingungen in Abhängigkeit auf der Amplitude und der Frequenz der Erregungsschwingungen und dem Antriebszustand.

Im ersten Teil ist die Messmethodik der Frequenzkennlinien vorgestellt. Weiter wird ein Umrichter für die Generierung der Erregungsschwingungen und die Algorithmen seiner Steuerung vorgestellt. Die Verifizierung der Messmethodik ist durch die Simulation und Messung der Frequenzkennlinien auf einem Laborantrieb mit einem Assynchronmotor durch Skalar- und Vektorsteuerung bewiesen.

In weiterem Teil wurde die theoretische Analyse der aktiven Dämpfung der erzwungenen Schwingungen des LC Filters durchgeführt und einige Algorithmen der Dämpfung auf einem realen Modell. Der Wirkungsgrad der Dämpfung der angegebenen Algorithmen wurde erneut an den gemessenen Frequenzkennlinien demonstriert.

Zum Schluss ist eine Auswertung der Algorithmen der Dämpfung aus Sicht der Unterdrückung der Erregungsschwingung durchgeführt, bestätigt anhand der gemessenen Frequenzkennlinien des Antriebes.

Schlüsselwörter

Stabilität, Fahrtriebes bewertet, Frequenzkennlinien, aktiven Dämpfung;

Obsah

1	ÚVOD	11
1.1	SOUČASNÝ STAV VE ZKOUMANÉ PROBLEMATICE	13
1.2	CÍLE PRÁCE	15
2	METODIKA ŘEŠENÍ	16
3	METODIKA MĚŘENÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK	17
3.1	ZDROJ BUDÍCÍCH KMITŮ	17
3.2	POUŽITÁ METODA PRO MĚŘENÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK	19
4	MĚNIČ PRO GENEROVÁNÍ BUDÍCÍCH KMITŮ	20
4.1	VYHODNOCOVÁNÍ NAMĚŘENÝCH DAT	22
4.2	FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA LC FILTRU	25
5	FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY POHONU S ASYNCHRONNÍM MOTOREM A SKALÁRNÍM ŘÍZENÍM ..	26
5.1	SIMULACE FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK POHONU S ASYNCHRONNÍM MOTOREM A SKALÁRNÍM ŘÍZENÍM.....	27
5.2	MĚŘENÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK POHONU S ASYNCHRONNÍM MOTOREM A SKALÁRNÍM ŘÍZENÍM	29
6	FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY POHONU S ASYNCHRONNÍM MOTOREM A VEKTOROVÝM ŘÍZENÍM	32
6.1	NASTAVENÍ PROUDOVÝCH REGULÁTORŮ.....	33
6.2	SIMULACE FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK POHONU S ASYNCHRONNÍM MOTOREM A VEKTOROVÝM ŘÍZENÍM	35
6.3	MĚŘENÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK POHONU S ASYNCHRONNÍM MOTOREM A VEKTOROVÝM ŘÍZENÍM	36
6.4	ODEZVA NA SKOKOVOU ZMĚNU NAPĚTÍ.....	38
7	MĚŘENÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK POHONU SE SYNCHRONNÍM MOTOREM A DTC ŘÍZENÍM	39
8	AKTIVNÍ TLUMENÍ KMITŮ VSTUPNÍHO LC FILTRU TRAKČNÍHO POHONU.....	41
8.1	TEORETICKÝ ROZBOR	41
8.2	AKTIVNÍ TLUMENÍ POMĚREM NAPĚTÍ	48
8.2.1	<i>Výsledky měření.....</i>	48
8.2.2	<i>Aktivní tlumení poměrem napětí aplikované na pohon se synchronním motorem a DTC řízením jako porovnávací metoda</i>	52
8.3	AKTIVNÍ TLUMENÍ POMOCÍ ALGORITMU PREDIKTIVNÍHO ŘÍZENÍ	54
8.3.1	<i>Výsledky měření.....</i>	59
8.3.2	<i>Aktivní tlumení pomocí prediktivního řízení aplikované na pohon se synchronním motorem a DTC řízením jako porovnávací metoda</i>	63
8.4	AKTIVNÍ TLUMENÍ ALGORITMEM VYUŽÍVAJÍCÍM FÁZOVÝ POSUN NAPĚTÍ NA KONDENZÁTORU LC FILTRU	65
8.4.1	<i>Výsledky měření.....</i>	65
9	LABORATORNÍ MODEL TRAKČNÍHO POHONU A BUDICÍHO MĚNIČE.....	69
10	ZÁVĚR.....	72
10.1	HLAVNÍ PŘÍNOS PRÁCE	74
10.2	PERSPEKTIVNÍ SMĚRY DALŠÍHO VÝZKUMU	74
11	LITERATURA	75
12	SEZNAM AUTOROVÝCH PUBLIKACÍ.....	78

Seznam symbolů a zkratek

C_f	Kapacita LC filtru
DFT	Diskrétní Fourierova transformace
dT	Vzorkovací perioda
DTC	Přímé řízení momentu
f_b	Budící frekvence
FFT	Rychlá Fourierova transformace
F_i	Proudový přenos
f_{LCres}	Rezonanční frekvence LC filtru
f_p	Frekvence pily (nosné)
f_{res}	Rezonanční frekvence
f_s	Statorová frekvence motoru
F_u	Napěťový přenos
I_b	Amplituda budícího proudu
I_{b0}	Stejnoseměrná složka budícího proudu
I_{max}	Maximální proud motoru
int_{iz}	Integrál proudu odebíraného z LC filtru
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Fázové proudy motoru
I_{sd}, I_{sq}	Vypočítaný vektor proudu přepočtený do d a q souřadnice stojícího systému
I_{sdw}, I_{sqw}	Požadovaný vektor proudu přepočtený do d a q souřadnice stojícího systému
I_t	Amplituda vybuzeného proudu
I_{vyb}	Vybuzený proud
I_z	Proud odebíraný z LC filtru
K_K	Korekční konstanta
Konst1	Váhová konstanta napětí
Konst2	Váhová konstanta požadovaného odebíraného proudu z LC filtru
Konst3	Váhová konstanta integrálu požadovaného odebíraného proudu z LC filtru
L_f	Indukčnost LC filtru
L_h	Hlavní indukčnost modelu motoru
L_r	Součet hlavní indukčnosti a rotorové rozptylové indukčnosti přepočtené na stator
MPC	Metoda prediktivního řízení (Model Predictive Controller)
P	Výkon
p_p	Počet pólů
R_f	Parazitní odpor LC filtru
R_{Id}	Regulátor napětí z vektoru proudu přepočítaného do složky d stojícího systému
R_{iq}	Regulátor napětí z vektoru proudu přepočítaného do složky q stojícího systému
R_U	Regulátor odbuzování
T_{corr}	Korigované požadované napětí
T_w	Požadovaný moment

U_b	Amplituda budících kmitů
U_c	Amplituda napětí na kondenzátoru LC filtru
U_{Cf}	Vyfiltrovaná DC složka napětí na kondenzátoru LC filtru
U_{Cfcorr}	Filtrované napětí filtrem prvního řádu se zlomovou frekvencí blízkou rezonanční frekvenci pohonu
U_{Cp}	Napětí na plovoucím kondenzátoru měniče pro generování budících kmitů
U_{dc}	Napětí zdroje
U_{sd0}, U_{sq0}	Vektor odzobovacího napětí přepočtený do d a q souřadnice stojícího systému
U_{sdw}, U_{sqw}	Požadovaný vypočítaný vektor napětí přepočtený do d a q souřadnice stojícího systému
U_{sx}, U_{sy}	Vektor napětí přepočtený do x a y souřadnice rotujícího systému
U_t	Amplituda harmonického napětí v troleji
Z_c	Impedance kondenzátoru LC filtru
Z_L	Impedance tlumivky LC filtru
Z_s	Impedance střídače s motorem
Ψ_r	Vypočítaný rotorový tok motoru
Ψ_{rw}	Požadovaný rotorový tok motoru
ω_b	Úhlová rychlost budících kmitů
ω_m	Úhlová rychlost motoru

Použité měřicí přístroje

- I. Měřicí karta UDAQ-1416AS 14-bit USB DAQ module
- II. Proudová sonda Tektronix A622
- III. Rogowského proudová sonda CWT 3R
- IV. Osciloskop Tektronix TDS 2014B

1 Úvod

Tato disertační práce se zabývá vlivem regulační struktury a stavu moderního trakčního pohonu na jeho stabilitu. Moderní trakční pohon je chápán jako střídavý trakční pohon s asynchronním, popř. synchronním motorem, napájený ze vstupního filtru. Řízení pohonu se předpokládá takové, aby mělo jednoduché a přesné nastavení požadovaného momentu, tedy vektorové, popř. přímé řízení momentu (DTC). Stabilitou moderního trakčního pohonu je míněna odolnost trakčního pohonu vůči budícím kmitům. Budící kmity lze chápat jako vyšší harmonické složky proudu, popř. napětí, které se objevují v troleji nebo v proudu odebíraném pohonem z LC filtru. Budící kmity mohou být generovány ostatními pohony připojenými paralelně na trolej, odskoky sběrače od troleje, nebo je může generovat pohon samotný. Budící kmity o malých amplitudách mohou vybudit značně velké vybuzené kmity DC obvodu trakčního pohonu, které mohou vést k nestabilitě pohonu, nebo i k jeho poškození. Proto je při návrhu trakčních pohonů napájených z DC troleje nezbytné brát zřetel na možnost kmitání vstupního LC filtru. Tento problém je velice komplikovaně řešitelný, obzvláště při napájení více trakčních pohonů připojených paralelně na trolej. Stabilita pohonu je kromě parametrů součástek LC filtru, zejména odporu tlumivky, ovlivněna i regulační strukturou pohonu. Moderní regulační struktury se vyznačují výbornou regulací momentu, konstantní moment trakčního pohonu v kombinaci s jeho velkým momentem setrvačnosti představuje odběr konstantního výkonu. Při poklesu napájecího napětí naroste odebíraný proud, čímž dochází k dalšímu dramatickému snížení napájecího napětí, resp. napětí na kondenzátoru LC filtru, které vede ke kmitání LC filtru. Tento jev je v literatuře popisován jako kladná zpětná vazba nebo zátěž se záporným odporem. V prvním pohledu je třeba zrušit kladnou zpětnou vazbu, při zobecnění se jedná o návrh vhodného algoritmu tlumení kmitů LC filtru trakčního pohonu.

Proto je značná část práce zaměřena na představení vybraných algoritmů tlumení kmitů vstupního filtru na reálných modelech pohonů. Pro porovnání účinnosti daných algoritmů lze kromě přechodových charakteristik, např. skoková změna napětí v troleji, použít i frekvenční charakteristiky, které poskytují komplexnější pohled. Frekvenční charakteristikou pohonu je v práci míněna odezva na budící kmity, tedy amplitudy a fáze vybuzených kmitů (např. napětí na kondenzátoru LC filtru) v závislosti na frekvenci a amplitudě kmitů budících a na stavu pohonu.

Pro vyšetřování odolnosti pohonu vůči budícím kmitům vyhovují zejména přenos mezi napěťovými harmonickými v troleji a rozkmitem napětí DC obvodu pohonu ($F_u=U_c/U_t$) a přenos mezi proudovými harmonickými injektovanými do DC obvodu a odpovídající vybuzeou proudovou harmonickou odebíranou pohonem z troleje ($F_i=I_t/I_b$), viz kapitola 3.1.

Ve frekvenčních charakteristikách pohonu, které jsou grafickým vyjádřením výše uvedených přenosů, lze pohodlně sledovat zesílení v okolí rezonanční frekvence pohonu, které vyjadřuje účinnost tlumení LC filtru pohonu, což je hlavním kritériem hodnocení tlumících algoritmů. Zároveň v nich lze sledovat např. horší útlum na vyšších frekvencích než je rezonanční frekvence pohonu, který má negativní dopad na konduktivní proudy. Kromě výše zmíněných faktorů jsou dalšími významnými hodnotícími kritérii tlumících algoritmů i velikost kmitů momentu, složitosti řešení a implementace do mikroprocesoru.

1.1 Současný stav ve zkoumané problematice

Hlavní směry ve zkoumané problematice se dají rozdělit do čtyř skupin: zdroje budících kmitů a jejich kvantifikace, popis vybuzených kmitů a jejich důsledky, jednoduché metody tlumení a pokročilé metody tlumení.

V [1], [2] bylo zkoumáno spektrum proudu odebíraného trakčním pohonem z DC obvodu, což přináší důležité informace o kmitočtu a amplitudě jednoho z hlavních zdrojů budících kmitů. Bylo nasimulováno a změřeno spektrum proudu („V-křivky“). Kolem lichých násobků modulačního kmitočtu (f_p) jsou čáry na frekvencích lichých násobků trojnásobku statorového kmitočtu (f_s), tedy o frekvencích $(1, 3, 5, 7...) \cdot f_p + (3, 9, 15, 21...) \cdot f_s$. Kolem sudých násobků modulačního kmitočtu jsou čáry na frekvencích sudých násobků trojnásobku statorového kmitočtu, tedy o frekvencích $(0, 2, 4...) \cdot f_p + (0, 6, 12, 18...) \cdot f_s$. Vlivem těchto harmonických dochází na impedanci troleje k úbytku napětí, tedy vzniku napěťových harmonických v troleji, které mohou být příčinou vzniku kmitů napětí DC obvodu okolních trakčních vozidel, rušení zabezpečovacích systémů, popř. rušení dorozumívacích zařízení (např. vysílaček).

Vybuzenými kmity LC filtru trakčního pohonu a jejich důsledky, které mohou vést až k poškození elektrické nebo mechanické části pohonu, se zabývá např. [3]. Část literatury řeší trakční systém pomocí obvodu skládajícího se z impedance měničny, filtru v měničně, impedanci troleje, filtru vozidla a jeho pohonu, např. [4], [5]. Je zkoumána absolutní hodnota impedance v závislosti na budící frekvenci a na vzdálenosti hnacího vozidla od měničny. Tvar impedanční charakteristiky je dán místem, odkud je impedance zkoumána. Dle výsledků, při zkoumání impedance ze svorek střídače v lokomotivě vychází frekvenční charakteristika vstupní impedance stejná jako frekvenční charakteristika samotného LC filtru, tzn. že vyšší frekvence než rezonance LC filtru jsou utlumeny.

Jednoduché metody tlumení kmitů LC filtru pohonu mohou být rozděleny na dva hlavní směry. Metody pasivního tlumení, které využívají většinou přídavný odpor umístěný paralelně ke kondenzátoru nebo indukčnosti filtru [6], [7], a metody aktivního tlumení. Metody pasivního tlumení vedou ke zvýšení ztrát v obvodu filtru, snižují účinnost pohonu a zvyšují hmotnost vstupního filtru [8]. Metody aktivního tlumení využívají různých

algoritmů k utlumení kmitů LC filtru trakčního pohonu. Mnoho algoritmů se zaměřuje na nastavení virtuálního tlumicího odporu. Vhodné nastavení virtuálního tlumicího odporu je prezentováno v publikacích [9] a [10]. V literatuře [8] a [11] je využíván korekční činitel vypočítaný mezi okamžitou hodnotou napětí na kondenzátoru LC filtru a její téměř konstantní filtrovanou hodnotou (což opět nastavuje virtuální odpor) nebo v [12], kde je využíván stejný korekční činitel, ale okamžité napětí na kondenzátoru LC filtru je filtrováno horní propustí se zlomovou frekvencí nastavenou pod rezonanční frekvenci LC filtru. V [13], [14], [15] je složitými korekčními úpravami požadovaného momentu nastavována požadovaná admitance pohonu.

Pokročilé algoritmy tlumení jsou především metody využívající prediktivního řízení. Odvození algoritmů je možné nalézt např. v [16] a [17]. Hodně populární varianta prediktivního řízení je tzv. Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) [18] pracující s omezenou množinou možných akčních zásahů. V dostupné literatuře jsou články pojednávajících o použití prediktivního řízení v řízení pohonů, viz např. [19] a [20], přímo aktivním tlumením LC filtru se zabývá literatura [21] a [22]. Hlavním, stále málo prozkoumaným problémem MPC, je návrh vhodných ztrátových funkcí prediktivního řízení. Dalšími úpravami MPC použitelnými při řízení trakčních pohonů s ohledem na aktivní tlumení kmitů LC filtru se zabývají články [23], [24], [25], [26].

Všechny algoritmy aktivního tlumení využívají kmitání momentu k „vysátí“ kmitů z LC filtru, což lze za předpokladu, že trakční pohon má velký moment setrvačnosti a tudíž se okamžitá rychlost nebude měnit, popř. bude měnit jen velmi pomalu.

1.2 Cíle práce

Na základě posouzení současného stavu poznání ve zkoumané problematice a ve vazbě na autorovo působení při řešení vědecko-výzkumných a průmyslových projektů byl stanoven jako hlavní cíl této disertační práce návrh a aplikace algoritmů aktivního tlumení kmitů LC filtru trakčního pohonu s ohledem na účinnost tlumení, minimalizaci kmitů momentu a omezení tlumicí vlastnosti pohonu na vyšších frekvencích, než je rezonance LC filtru. Ke splnění tohoto cíle jsou nutné tyto kroky:

- A. Navrhnout metodiku měření použité hlavní srovnávací metody tlumících algoritmů (frekvenčních charakteristik pohonu):
 - a) návrh struktury měřicího řetězce frekvenčních charakteristik pohonu,
 - b) návrh měniče generujícího budící kmitů a jeho regulační struktury,
 - c) návrh vyhodnocení vybuzených kmitů,
 - d) ověření navržené metodiky měření.
- B. Návrh a implementace tlumících algoritmů:
 - a) teoretický rozbor problematiky,
 - b) implementace vybraných jednoduchých a pokročilých stabilizačních metod.
- C. Srovnání tlumících algoritmů:
 - a) změření frekvenčních charakteristik a přechodových dějů vybraných pohonů,
 - b) zhodnocení dalších vlastností tlumících algoritmů (útlum na vyšších frekvencích, kmitů momentu, SW náročnost).

2 Metodika řešení

V literatuře [1] již byla řešena odolnost pohonu vůči budícím kmitům pomocí frekvenčních charakteristik. Frekvenční charakteristiky byly pouze nasimulovány. Proto je nejdříve v kap. 3 představena metodika měření frekvenčních charakteristik. Pro měření frekvenčních charakteristik bylo třeba navrhnout metodu injektáže budících kmitů a navrhnout zapojení a řízení měniče pro generování budících kmitů.

Ověření metodiky měření v kap. 4 je provedeno nejdříve nasimulováním a změřením frekvenčních charakteristik LC filtru z důvodu, že je tento systém z pasivních součástek a negeneruje další harmonické složky, což usnadňuje vyhodnocování vybuzených proudů. V kap. 5 byly frekvenční charakteristiky změřeny na laboratorním modelu pohonu s asynchronním motorem a skalárním řízením. Na tomto měření byla odladěna metoda vyhodnocování vybuzeného proudu, zejména amplituda budícího signálu a velikost okna Fourierovy transformace kvůli eliminaci záměn vybuzeného proudu a harmonických generovaných pohonem.

Změřením frekvenčních charakteristik pohonu (kap. 6) s asynchronním motorem a vektorovým řízením a pohonu se synchronním motorem s DTC byl ověřen předpoklad, že se pohony s rychlou a přesnou regulací momentu budou chovat obdobně. Proto je možné navrhovat algoritmy pro tlumení kmitů shodné pro všechny zkoumané typy pohonů.

V kap. 8 byl pro pochopení možností jak tlumit kmity systému proveden teoretický rozbor aktivního tlumení vybuzených kmitů LC filtru, ze kterého vyplývají zásady pro amplitudu a fázi tlumícího proudu generovaného pohonem. Na základě teoretického rozboru byly aplikovány algoritmy tlumení a byly zhodnoceny jejich přínosy a negativa, zejména výpočetní náročnost a vlivy na celý systém trakčního pohonu.

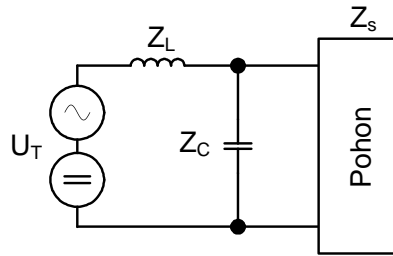
3 Metodika měření frekvenčních charakteristik

3.1 Zdroj budících kmitů

Pro určení frekvenčních charakteristik lze uvažovat zejména dva způsoby vzniku vybuzených kmitů. První z nich je naznačen na obr. 1. Napětí troleje je nahrazeno stejnosměrným napěťovým zdrojem se superponovaným harmonickým napěťovým signálem o proměnném kmitočtu a je zkoumána odpovídající harmonická složka napětí na kondenzátoru LC filtru. Druhý způsob je naznačen na obr. 2. K proudu odebíranému střídačem ze stejnosměrného obvodu je superponován proudový zdroj harmonického signálu I_b a je zkoumána vybuzená harmonická složka proudu troleje I_T .

Frekvenční charakteristiky pro oba způsoby zkoumání vychází stejně z důvodu stejného přenosu obou systémů, důkaz je ve vztazích (3), (7). Je tedy možné sledovat rozkmit napětí na kondenzátoru LC filtru v závislosti na budící frekvenci napěťové harmonické nebo sledovat harmonickou složku proudu I_T v závislosti na budící frekvenci proudového zdroje.

V této práci je použita druhá varianta, protože se jevílo jednodušší sestavit pomocí pulzního měniče harmonický proudový zdroj než napěťový. Další výhodou je možnost použití Rogowského cívky pro měření vybuzeného proudu, tedy možnost měřit pouze střídavou složku proudu a tím potlačit kvantizační šum. Pro účely měření jsou kmity buzeny měničem generujícím proudovou harmonickou do DC obvodu, měřena je vybuzená střídavá složka proudu odebíraného pohonem ze zdroje (simuluje trolej) v závislosti na budící frekvenci. Dalším parametrem je použitá regulační struktura pohonu a stav pohonu, zejména otáčky motoru a jeho moment. Výsledkem měření jsou frekvenční charakteristiky pohonu vynesené do grafu v závislosti na stavu pohonu.

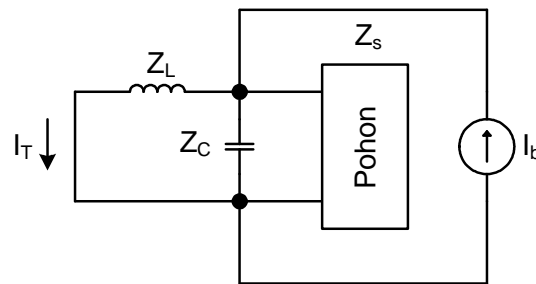


obr. 1 Zdroj napětového harmonického signálu

$$\frac{\overline{U_C}}{\overline{U_T}} = \frac{(Z_C \parallel Z_S)}{Z_L + (Z_C \parallel Z_S)} \quad (1)$$

$$\overline{U_C} = (Z_C \parallel Z_S) \cdot \frac{\overline{U_T}}{Z_L + (Z_C \parallel Z_S)} \quad (2)$$

$$\frac{\overline{U_C}}{\overline{U_T}} = \frac{Z_C \cdot Z_S}{Z_L \cdot Z_C + Z_L \cdot Z_S + Z_S \cdot Z_C} \quad (3)$$



obr. 2 Zdroj proudového harmonického signálu

$$\overline{U_C} = (Z_C \parallel Z_S \parallel Z_L) \cdot \overline{I_b} \quad (4)$$

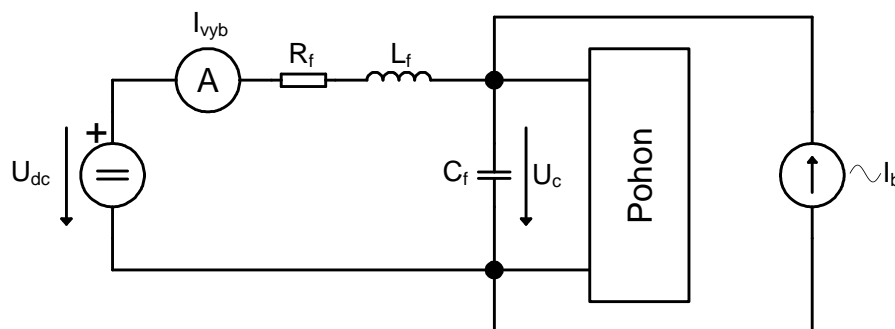
$$\overline{I_T} = \frac{Z_C \parallel Z_S \parallel Z_L}{Z_L} \cdot \overline{I_b} \quad (5)$$

$$\frac{\overline{I_T}}{\overline{I_b}} = \frac{Z_C \parallel Z_S \parallel Z_L}{Z_L} \quad (6)$$

$$\frac{\overline{I_T}}{\overline{I_b}} = \frac{Z_C \cdot Z_S}{Z_L \cdot Z_C + Z_L \cdot Z_S + Z_S \cdot Z_C} \quad (7)$$

3.2 Použitá metoda pro měření frekvenčních charakteristik

Frekvenční charakteristiky jsou měřeny podle obr. 3. Ve schématu jsou vyznačeny měřené proudy, budící I_b a vybuzený I_{vyb} harmonický proud.



obr. 3 Princip měření frekvenčních charakteristik

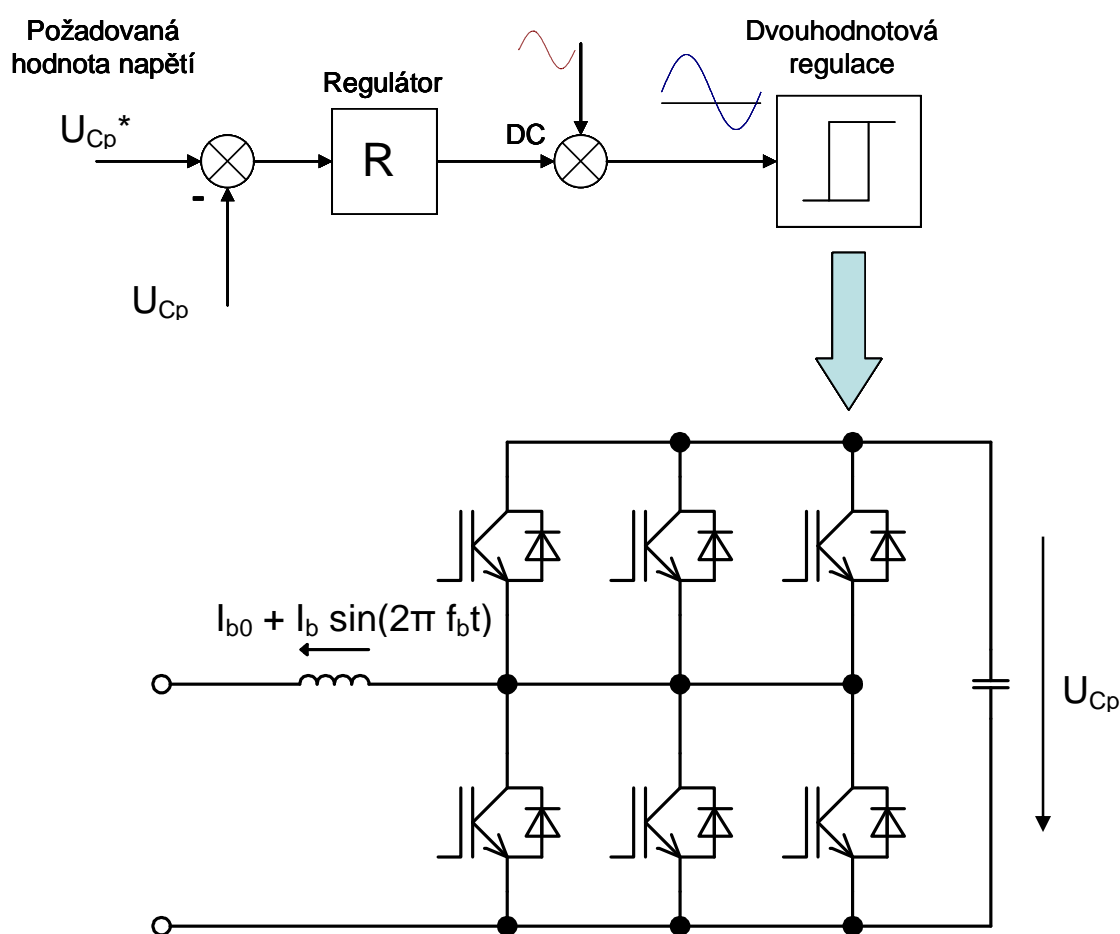
Pomocí měniče zobrazeného na obr. 4 je generován harmonický budící signál s proměnným kmitočtem do stejnosměrného obvodu podle obr. 10 a je měřena amplituda vybuzených kmitů, obr. 3. Každý signál je měřen proudovou sondou připojenou k samostatnému kanálu měřicí karty. Budící proud byl měřen proudovou sondou Tektronix a vybuzený proud Rogowského sondou, viz použité měřicí přístroje II. a III. Pro případ, kdyby docházelo k přeslechům mezi kanály, byla vyzkoušena i varianta postupného měření signálů pomocí jednoho kanálu měřicí karty.

Pro zpracování výsledků byly sestaveny skripty v Matlabu, které pomocí Fourierovy analýzy vyhodnotí největší harmonickou složku budícího signálu a odpovídající frekvenční složku vybuzeného signálu.

4 Měnič pro generování budících kmitů

Měnič podle obr. 4 byl použit z hlediska nepřliš složitého zapojení i řízení. Jedná se o pulzní měnič, jehož vhodným řízením lze docílit generování požadovaného harmonického proudu. K dosažení harmonického proudu na výstupu z měniče je využívána dvouhodnotová (hysterezní) regulace.

Bylo použito trojfázové zapojení z důvodu zmenšení spínací frekvence tranzistorů jednotlivých fází. V každém pracovním bodě je sepnut buď jeden horní tranzistor, nebo jeden dolní tranzistor měniče podle aktivní fáze. Po každém sepnutí přebírá aktivitu další fáze. Aby nemohlo dojít k větrovému zkratu jednotlivých fází, je měnič vybaven hlídáním mrtvých časů již od výrobce. Vzhledem k topologii měniče musely být implementovány další mrtvé časy, které hlídají sepnutí horního a spodního tranzistoru mezi fázemi a které jsou řešeny softwarově. Obvod je napájen ze stejnosměrného obvodu (LC filtru), obr. 10.



obr. 4 Schéma měniče pro generování budících kmitů s regulační strukturou

Problémy mohou nastat při průchodu proudu nulou. V případě, když je řídicí algoritmus striktně rozdělen do dvou stavů, požadovaný harmonický proud je kladný a požadovaný harmonický proud je záporný. V příslušné polaritě požadovaného proudu jsou spínané tranzistory buď jen horní (v případě vypnutí proud přebírají dolní zpětné diody), nebo v opačném případě jen spodní (při vypnutí proud přebírají horní zpětné diody). To v oblastech kolem nuly zapříčiňuje deformaci generovaného proudu. V případě, když se generují spínací pulzy střídavě na horní i dolní tranzistory v obou polaritách požadovaného proudu, dochází k plynulému přechodu z jedné polarity do druhé, protože mohou vést zpětné diody i tranzistory.

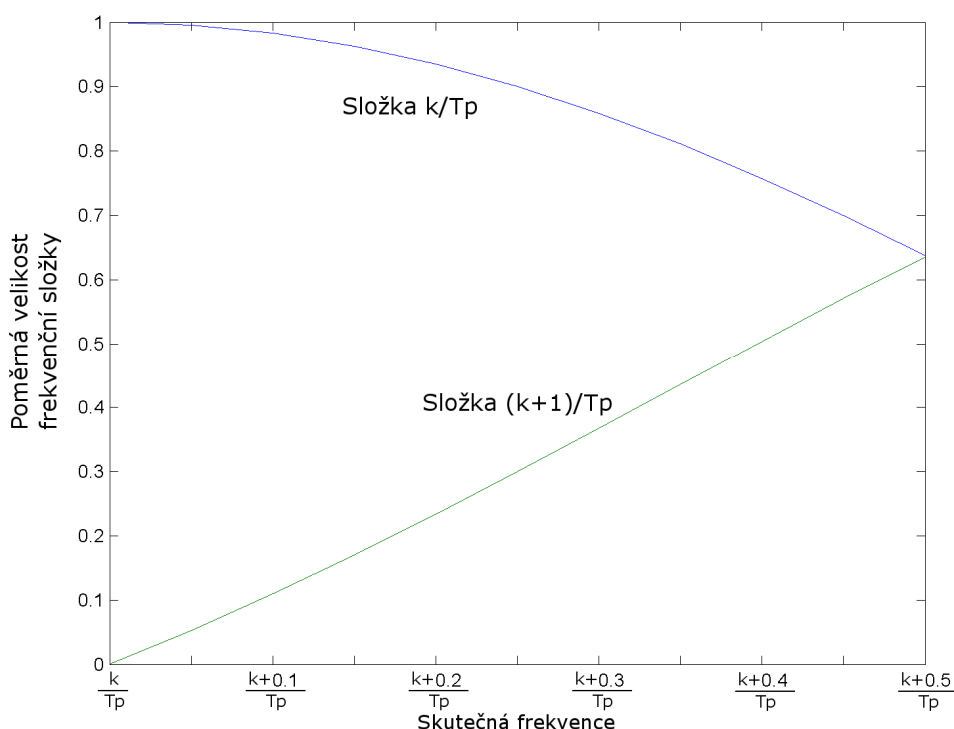
Kondenzátor měniče na obr. 4 je plovoucí, jednak z důvodu jednoduššího zapojení, ale navíc nemusí být řešeno galvanické oddělení. Nevýhodou je ovšem nutnost použití regulace napětí plovoucího kondenzátoru. Napětí je pomocí regulace udržováno na napětí vyšším než má kondenzátor LC filtru (v tomto případě dvojnásobné), aby bylo možné přelévání energie ze vstupu měniče na jeho výstup a opačně. Nabíjení kondenzátoru je realizováno „natvrdo“ přes zpětné diody měniče s omezením proudu tlumivkou mezi DC obvodem a pulzním měničem.

Regulace napětí na plovoucím kondenzátoru je realizována pomocí DC složky referenčního harmonického signálu dvouhodnotové regulace proudu. Struktura je patrná z obr. 4. Pro regulaci stejnosměrné složky referenčního harmonického signálu je použit PI regulátor.

Reálný laboratorní měnič je zobrazen na obr. 42.

4.1 Vyhodnocování naměřených dat

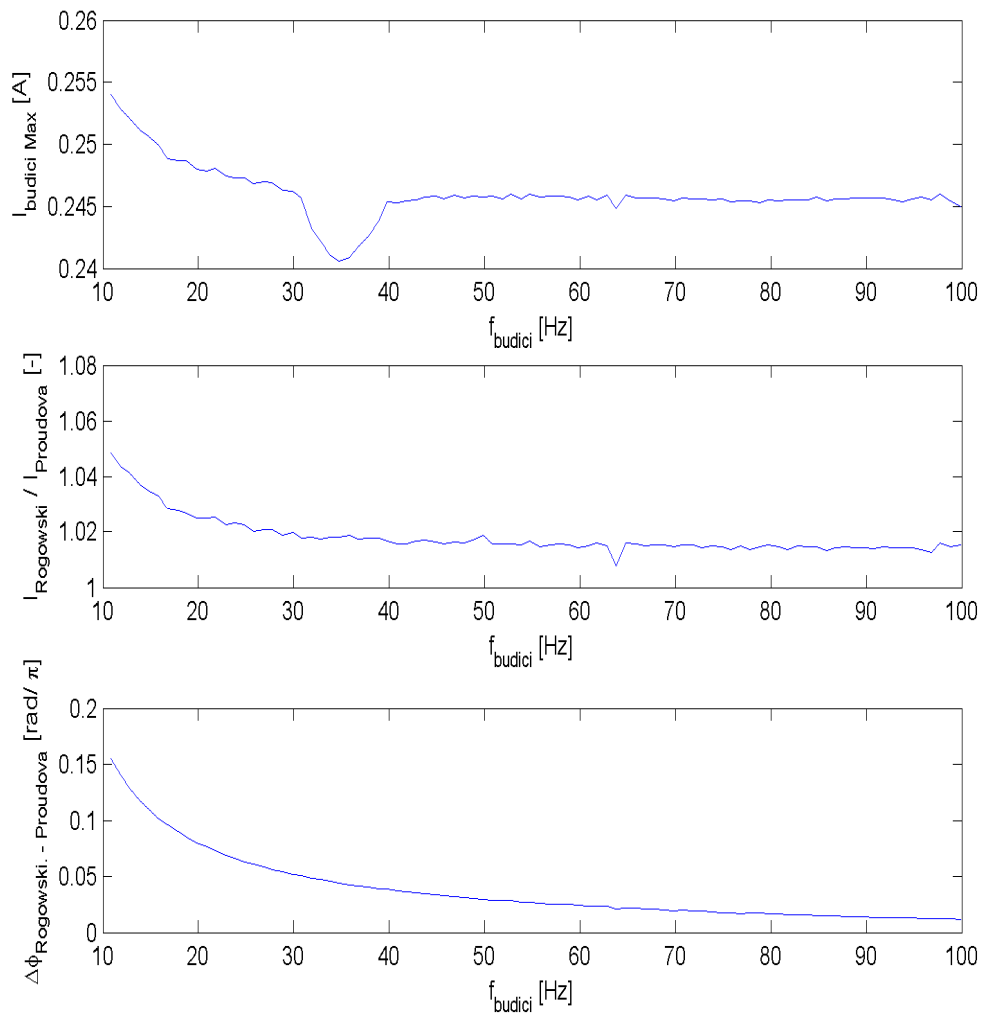
Měření je prováděno ve dvou krocích, samotnému měření frekvenčních charakteristik předchází kalibrace čidel budícího a vybuzeného proudu. Nejdříve je změřen budící proud (viz obr. 3) pomocí Rogovského cívky i proudové sondy. Velikost naměřeného průběhu splňuje podmínku 2^N počtu vzorků a je na něj aplikována FFT s obdélníkovým oknem. Ze získaného spektra je vybrána největší harmonická, z poměru její velikosti a velikosti té sousední harmonické, která má větší velikost, je interpolována přesná hodnota budícího kmitočtu. Závislost velikosti sousedních frekvenčních složek vypočteného spektra na poloze skutečného kmitočtu mezi nimi je uvedena na obr. 5, tj. jedná se o situaci, kdy velikost okna FFT není násobkem periody zkoumaného signálu a zároveň víme, že zkoumaný signál obsahuje prakticky pouze jednu harmonickou.



obr. 5 Závislost velikosti sousedních frekvenčních složek vypočteného spektra na poloze skutečného kmitočtu mezi nimi. T_p je velikost okna FFT

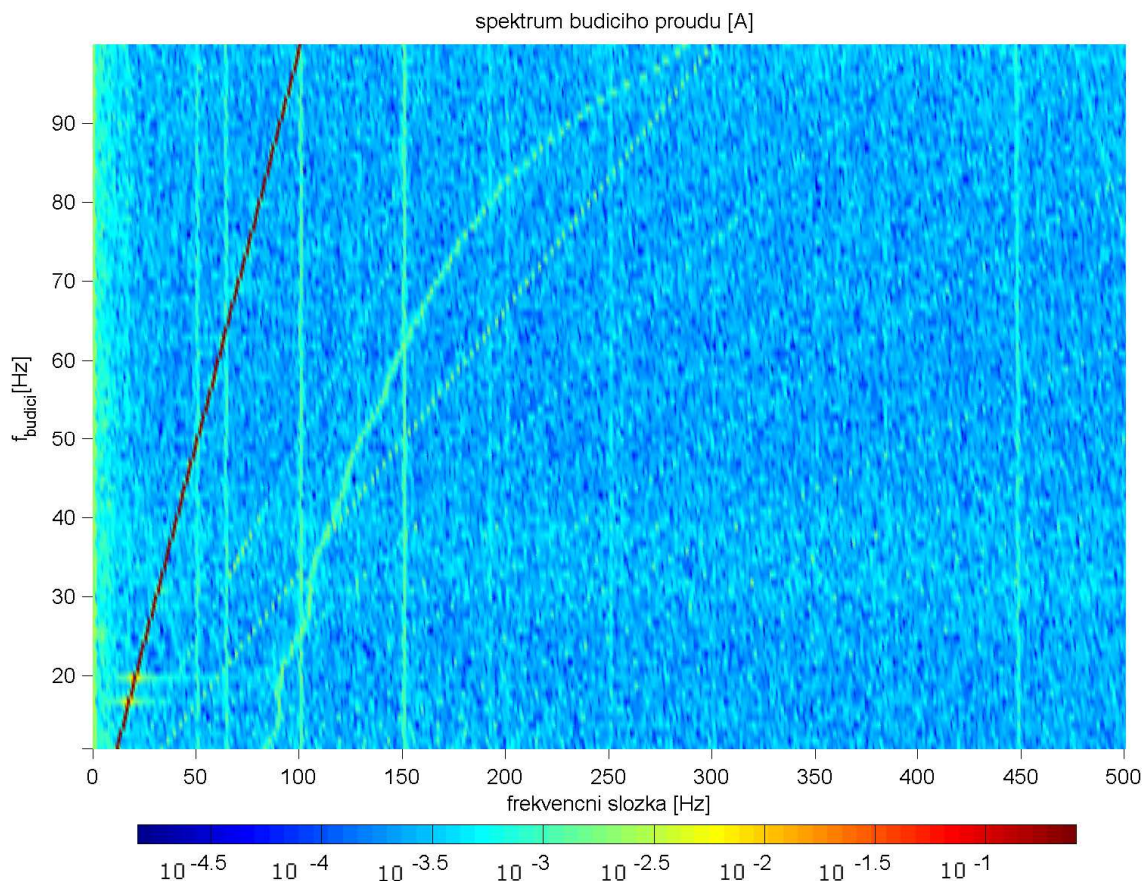
Pro získanou přesnou hodnotu budícího kmitočtu je zjištěn největší násobek periody, který je možno získat z naměřených dat. Na tomto okně je proveden výpočet jednoho členu Fourierovy řady pomocí DFT, zjištěn fázový posun a poměr amplitud mezi Rogovského cívkou a proudovou sondou. Tato kalibrační data jsou uložena do tabulky.

Při vlastním měření je Rogowského cívka použita pro měření vybuzeného proudu (viz obr. 3). Protože neměří stejnosměrnou složku proudu, kterou odebírá pohon, je plně využit rozsah AD převodníku DAQ. Z naměřených dat je opět spočten jeden člen Fourierovy řady pomocí DFT, spočten fázový posun a zesílení mezi budícím a vybuzeným proudem, výsledky jsou korigovány pomocí tabulky získané při kalibraci. Příklad výsledků získaných při kalibraci je na obr. 6. Z horního obrázku je zřejmé, že se amplituda v čase nepatrně mění, což je možná způsobeno nepřesnostmi proudových čidel (závislost zesílení čidla na frekvenci), možná regulací, požadovaná amplituda proudu byla 250mA. Pro výpočet frekvenční charakteristiky byl prováděn výpočet amplitudy budícího signálu znova, proto její kolísání neovlivňuje měření. Na prostředním obrázku je naznačen poměr amplitud změřeného budícího signálu, hodnoty se mění, při nižších kmitočtech je rozdíl větší. Z posledního obrázku je zřejmé, že se snižujícím se budícím kmitočtem dochází k nárůstu rozdílu fázového posunu budícího signálu změřeného různými čidly. V posledním obrázku je na svislé ose poměrná hodnota úhlu (rad/π).



obr. 6 Závislost amplitudy budícího signálu na budící frekvenci (nahore), závislost poměru proudu změřeného Rogowského cívkou a proudovou sondou v závislosti na budící frekvenci (uprostřed), závislost fázového posunu proudu změřeného Rogowského cívkou a proudovou sondou v závislosti na budící frekvenci (dole)

Změřený budící proud obsahuje kromě požadované harmonické i jiné frekvenční složky. Díky vysoké spínací frekvenci budícího měniče je však odstup první harmonické od nežádoucích složek minimálně dva řády, viz spektrum budícího proudu na obr. 7. Budící proud byl měřen pro frekvence od 10 Hz do 100 Hz. První harmonická budícího proudu je červená čára.



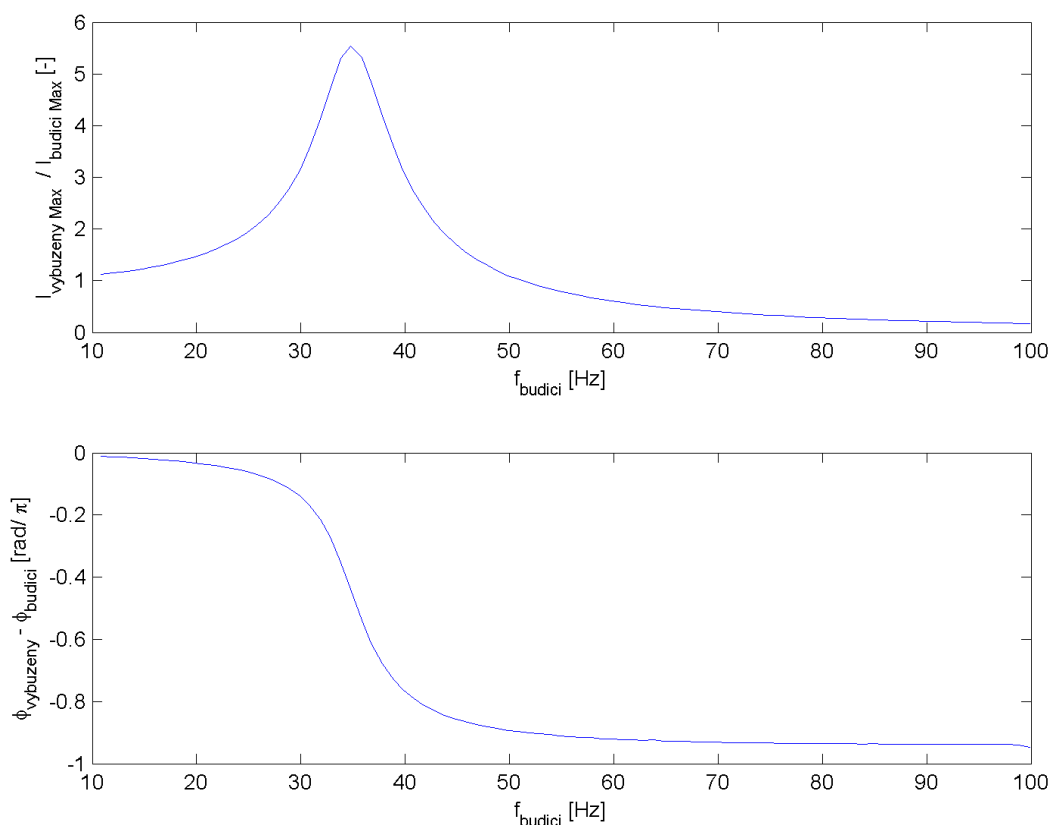
obr. 7 Spektrum budícího proudu

4.2 Frekvenční charakteristika LC filtru

Pro základní ověření použité metody měření byla změřena frekvenční charakteristika samotného LC filtru, výsledky jsou na obr. 8. Amplitudová frekvenční charakteristika LC filtru je nahoře a fázový posun budícího a vybuzeného signálu dole.

Při vyšších budících frekvencích je budící a vybuzený signál v protifázi, dochází k utlumení. V oblasti rezonance jsou signály posunuty o 90°, vybuzený proud značně vzroste. Při nízkých kmitočtech jsou signály ve fázi, proudové zesílení se blíží jedné.

Frekvenční charakteristika vyšla podle očekávání, z čehož lze usoudit, že použitou metodiku měření bude možné použít pro měření frekvenčních charakteristik složitějších systémů.



obr. 8 Frekvenční charakteristika LC filtru (nahore) a fázový posun budícího a vybuzeného signálu (dole)

5 Frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a skalárním řízením

Pro zjištění frekvenčních charakteristik pohonu s asynchronním motorem a skalárním řízením byl nejprve sestaven simulační model s parametry odpovídajícími laboratornímu modelu trakčního pohonu, tab. 1.

V dalším kroku byly frekvenční charakteristiky změřeny z důvodu ověření simulačního modelu a použité metodiky měření.

Budící kmity byly při simulaci i měření shodně injektovány proudovým zdrojem do stejnosměrného obvodu pohonu a sledován odpovídající vybuzený proud odebíraný z troleje dle principiálního schématu na obr. 3.

tab. 1 Parametry laboratorního modelu trakčního pohonu

Motor	Asynchronní
Jmenovitý výkon	11 kW
cos φ	0,84
Jmenovitá frekvence	50 Hz
ot./min	1460
Jmenovité napětí	400/690 V
Jmenovitý proud	21,5/12,4 A
LC filtr	
Indukčnost	4 mH
Kapacita	10,3 mF

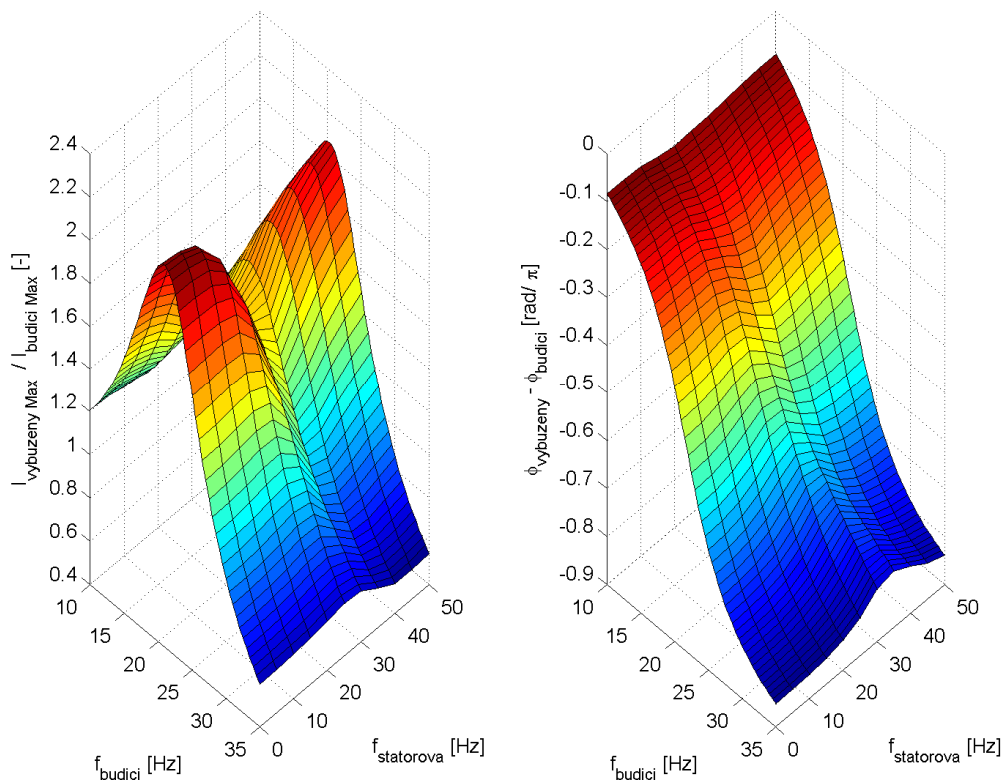
5.1 Simulace frekvenčních charakteristik pohonu s asynchronním motorem a skalárním řízením

V simulaci byla zkoumána amplituda vybuzeného harmonického proudu v závislosti na budící frekvenci zdroje a stavu trakčního pohonu, zejména statorové frekvenci motoru.

Budící frekvence byla měněna v okolí rezonanční frekvence vstupního LC filtru po půl hertzu v rozsahu od 10 do 35 Hz a statorová po pěti hertzech od 5 do 50 Hz. Na pozici nulové statorové frekvence je zobrazena frekvenční charakteristika samotného LC filtru pro možnost snadného porovnání s frekvenční charakteristikou celého pohonu. Frekvenční charakteristiky jsou zaneseny do grafu, obr. 9.

Rezonanční frekvence pohonu se mění v závislosti na statorové frekvenci. S nárůstem statorové frekvence do hodnoty odpovídající rezonanční frekvenci LC filtru dochází ke zvyšování rezonanční frekvence pohonu. V okolí, kdy je statorová frekvence rovna rezonanční frekvenci LC filtru vnikají dvě rezonanční maxima. Při dalším zvyšování statorové frekvence se rezonanční frekvence pohonu objevuje na nižší frekvenci než je rezonanční frekvence LC filtru, přičemž se rezonanční frekvence pohonu opět zvyšuje s nárůstem statorového kmitočtu. V případě, že je statorová frekvence několikanásobně vyšší než rezonanční frekvence LC filtru, rezonanční frekvence pohonu se opět přibližuje rezonanční frekvenci LC filtru. Amplituda vybuzeného proudu je utlumena při vyšších frekvencích budícího proudu. V diagonálním pásmu, kdy je statorová frekvence rovna budící frekvenci, dochází k utlumení vybuzeného proudu nebo je amplituda vybuzeného proudu

stejná jako amplituda proudu budícího. Při nízkých kmitočtech budícího proudu jsou amplitudy budícího a vybuzeného proudu stejné. Výsledky simulace jsou zaneseny do tab. 2.



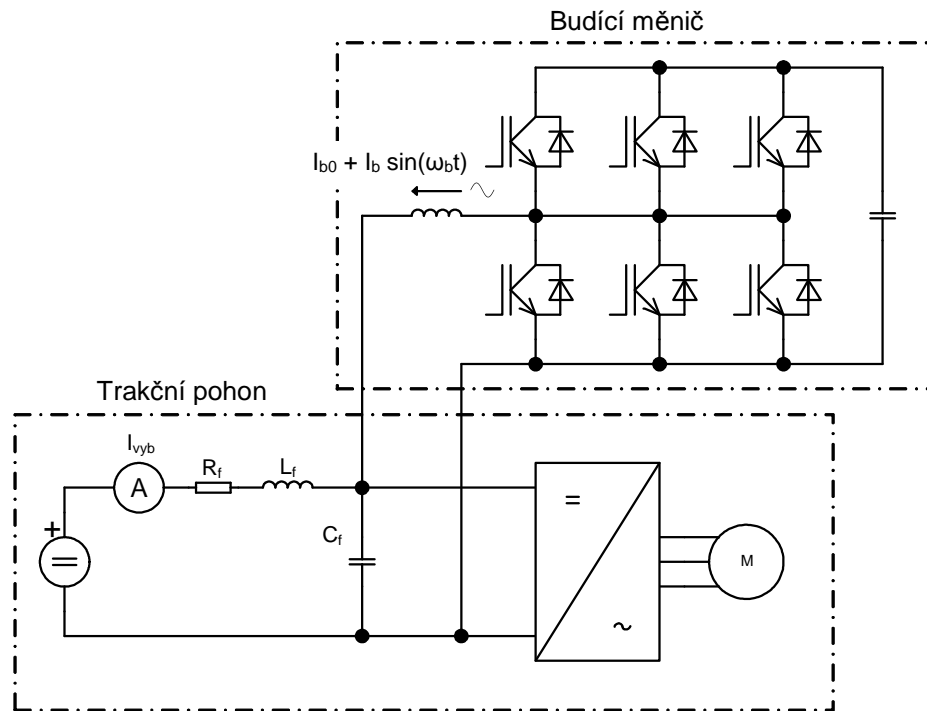
obr. 9 Frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a skalárním řízením (výsledky simulace)

tab. 2 Výsledky simulace se skalárním řízením

$f_s \ll f_{LC}$	$f_{res} \approx f_{LC}$
$f_s < f_{LC}$	$f_{res} > f_{LC}$
$f_s = f_{LC}$	zatlumení (2 rezonance)
$f_s > f_{LC}$	$f_{res} < f_{LC}$
$f_s \gg f_{LC}$	$f_{res} \approx f_{LC}$

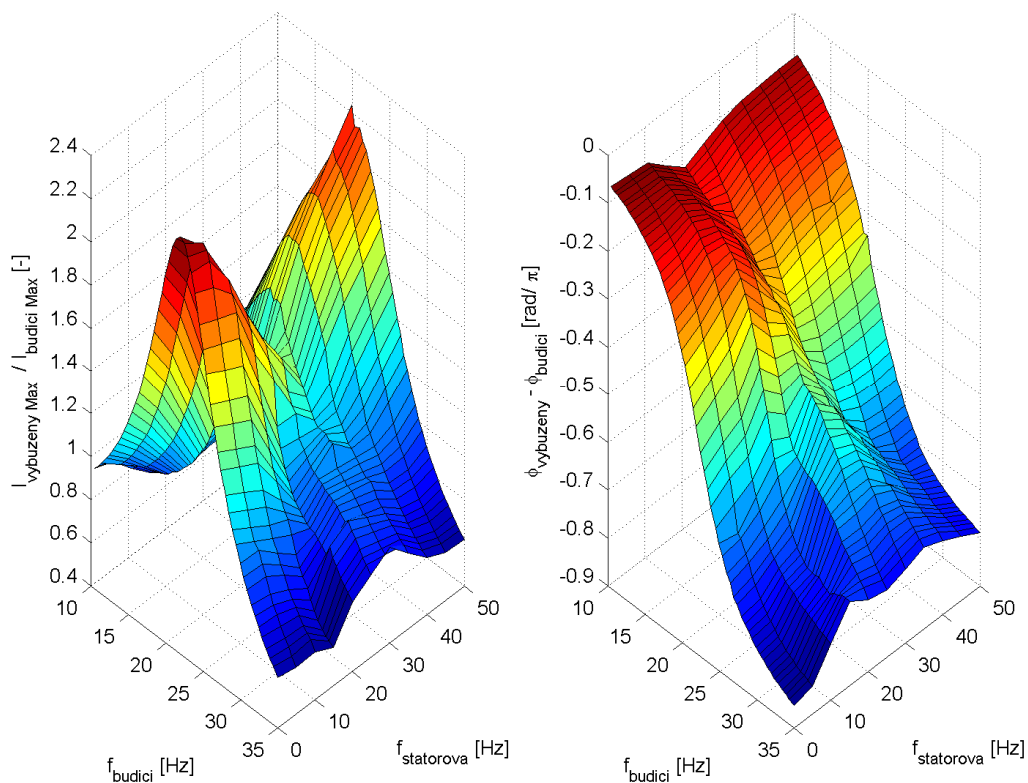
5.2 Měření frekvenčních charakteristik pohonu s asynchronním motorem a skalárním řízením

Frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a skalárním řízením jsou měřeny podle schématu na obr. 10 stejným způsobem jako frekvenční charakteristika LC filtru. Na obrázku jsou vyznačeny měřené proudy.



obr. 10 Schéma pro měření frekvenčních charakteristik s asynchronním motorem

Budící frekvence byla opět měněna po půl hertzu od 10 do 35 Hz a statorová frekvence po pěti hertzech v rozsahu od 5 do 50 Hz, stejně jako při simulaci. Na pozici nulové statorové frekvence je zobrazena frekvenční charakteristika samotného LC filtru. Frekvenční charakteristiky jsou zobrazeny na obr. 11.



obr. 11 Změřená frekvenční charakteristika pohonu s asynchronním motorem a skalárním řízením

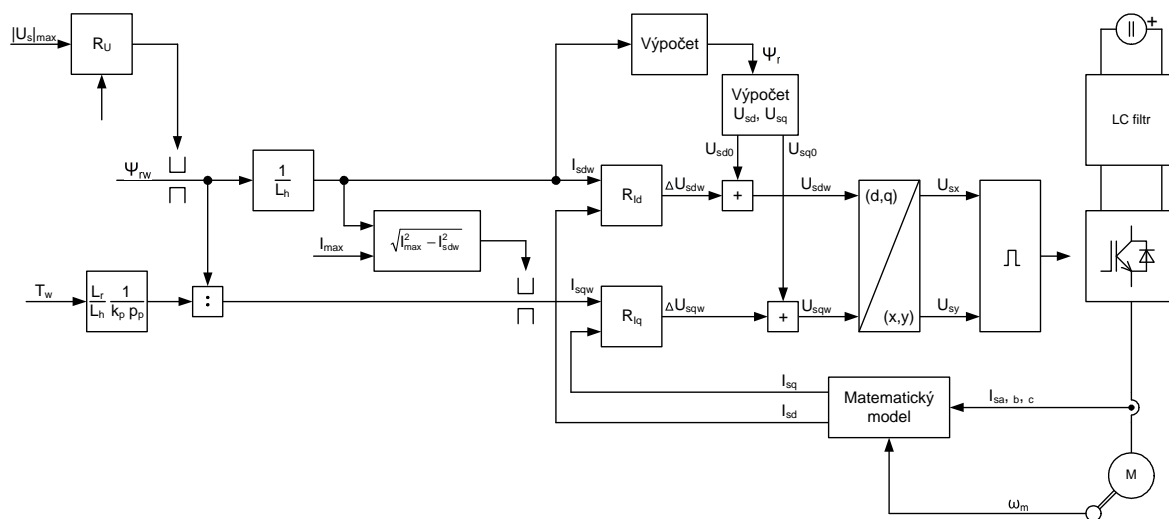
Změřené frekvenční charakteristiky vyšly stejně jako frekvenční charakteristiky nasimulované s výsledky v tab. 2. Z toho lze usuzovat, že zvolená metodika měření je vhodná a tímto byla ověřena, včetně stanovení podmínek pro měření frekvenčních charakteristik dalších pohonů a verzí jejich řízení. Hlavním problémem je zajištění dostatečného odstupu vybuzených kmitů proudu od harmonických generovaných pohonem, které tvoří z pohledu měření šum. Odstup lze zvětšit napájením pohonu ze stabilizovaného zdroje napětí, které je však omezeno maximálním dostupným napětím použitého zdroje 200V, proto bude pohon odbuzován od otáček nižších než jmenovitých. Dále lze odstup ovlivňovat amplitudou budících kmitů, ale pro vyšší vypovídající hodnotu frekvenčních charakteristik bylo cílem vyhnout se výrazným nelinearitám, např. omezovačům v modulátoru a regulátorech, čímž je omezena velikost vybuzených kmitů stejnosměrného obvodu. Vhodná amplituda budících kmitů byla stanovena na 0,5 A. Posledním nástrojem pro zvýšení odstupu je délka okna Fourierovy transformace při vyhodnocování vybuzených proudových kmitů, delší okno zajišťuje lepší selektivitu, ale prodlužuje čas potřebný k měření. Vhodným kompromisem se ukázala být délka okna mezi jednou a čtyřmi sekundami. Kromě těchto parametrů měření byly dále stanoveny

časy potřebné na ustálení pohonu mezi jednotlivými body měření, rozsah a hustota sítě měření, tj. rozsah a krok otáček pohonu a budící frekvence, což zásadně ovlivňuje možnost zachycení zajímavých jevů ve frekvenčních charakteristikách, ale také dobu potřebnou k jejich změření.

6 Frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením

Pro zjištění frekvenčních charakteristik pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením byl opět nejprve sestaven simulační model s parametry odpovídajícími stejnému laboratornímu modelu trakčního pohonu, tab. 1. V dalším kroku byly frekvenční charakteristiky změřeny. Pro simulaci i měření byla použita regulační struktura podle obr. 12.

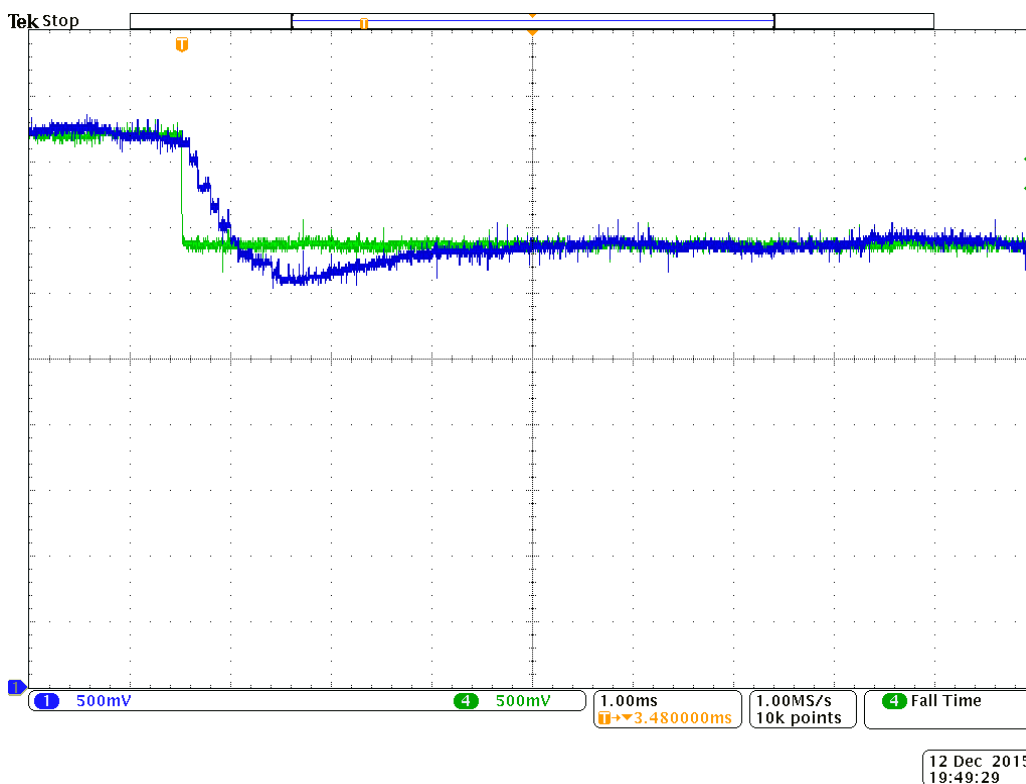
Vzhledem k malému napětí stejnosměrného zdroje (200 V) musel být motor při testech odbuzován.



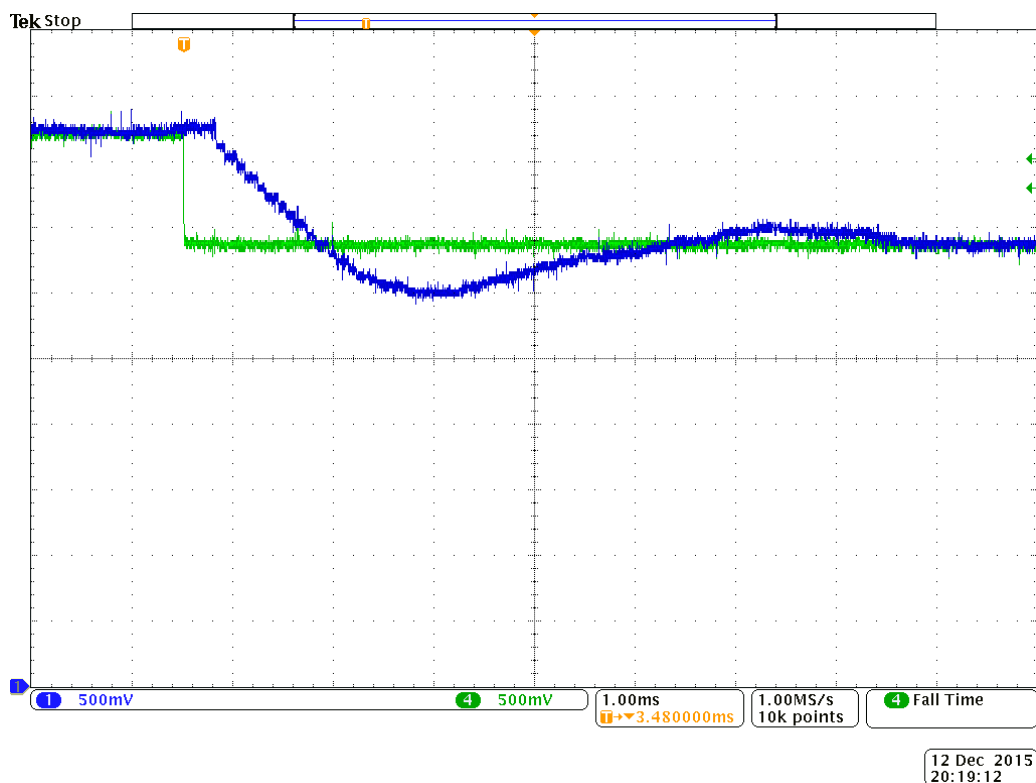
obr. 12 Regulační struktura použitého vektorového řízení
(regulační schéma je převzaté z [28], kde jsou popsány detaily použitého řízení)

6.1 Nastavení proudových regulátorů

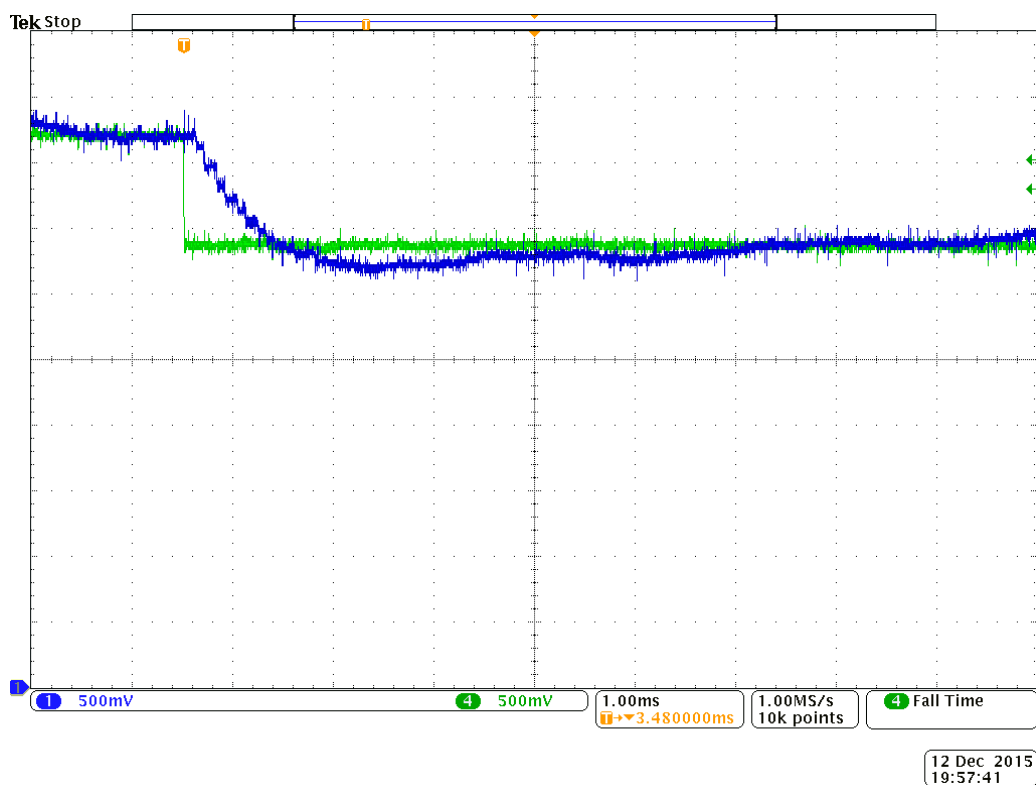
Při nastavování proudových regulátorů se vyšlo z odezvy proudů I_{sd} , resp. I_{sq} na skok požadovaných proudů I_{sdw} , resp. I_{sqw} . Regulátory byly nastavovány v odbuzeném stavu, což se jevílo jako mnohem obtížnější. Při optimálním nastavení (obr. 13) je systém stabilní a odezva je rychlá. Větší změny proporcionalní konstanty PI regulátoru (3x větší, popř. 3x menší, viz obr. 14) vedou k nestabilitě systému. Obdobná změna časové konstanty PI regulátoru (3x delší) neměla na stabilitu velký vliv, viz obr. 15.



obr. 13 Odezva vypočítaného proudu I_{sq} (první kanál osciloskopu, modrý průběh, 500 mV \approx 1 A) na skok požadovaného proudu I_{sqw} (čtvrtý kanál osciloskopu, zelený průběh, 500 mV \approx 1 A) při optimálním nastavení PI regulátoru (proporcionalní konstanta je 10 a časová konstanta 0,2)



obr. 14 Odezva vypočítaného proudu I_{sq} (první kanál osciloskopu, modrý průběh, 500 mV \approx 1 A) na skok požadovaného proudu I_{sqw} (čtvrtý kanál osciloskopu, zelený průběh) při 3x menší proporcionální konstantě PI regulátoru (proporcionální konstanta je 3 a časová konstanta 0,2)



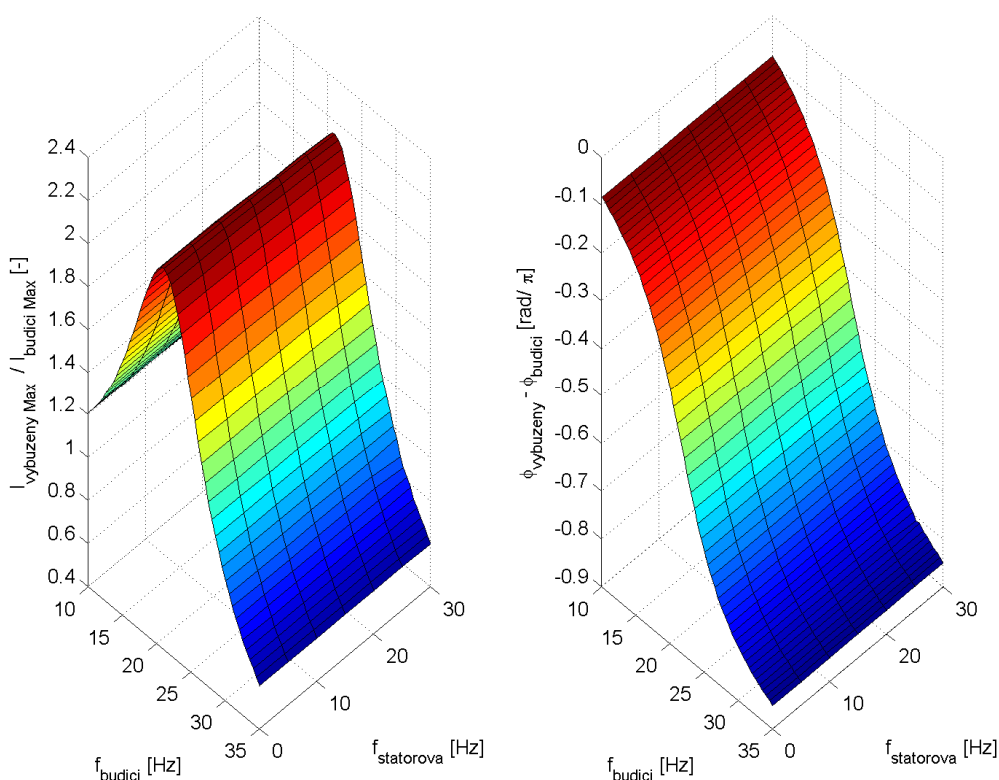
obr. 15 Odezva vypočítaného proudu I_{sq} (první kanál osciloskopu, modrý průběh, 500 mV \approx 1 A) na skok požadovaného proudu I_{sqw} (čtvrtý kanál osciloskopu, zelený průběh, 500 mV \approx 1 A) při 3x větší časové konstantě PI regulátoru (proporcionální konstanta je 10 a časová konstanta 0,6)

6.2 Simulace frekvenčních charakteristik pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením

Simulace byla provedena pro stejný laboratorní model trakčního pohonu jako u skalárního řízení. Parametry jsou v tab. 1.

Budící frekvence byla měněna opět po půl hertzu v rozsahu od 10 do 35 Hz a statorová po pěti hertzech od 5 jen do 30 Hz z toho důvodu, že každá simulace trvá poměrně dlouho a navíc se se změnou statorové frekvence nemění rezonanční frekvence pohonu, zůstává stejná jako rezonanční frekvence LC filtru, na rozdíl od skalárního řízení. Na pozici nulové statorové frekvence je opět zobrazena frekvenční charakteristika samotného LC filtru. Frekvenční charakteristiky jsou zaneseny do grafu, obr. 16.

Rezonanční frekvence pohonu se, jak již bylo zmíněno výše, nemění. To je způsobeno charakterem regulace. Pohon reguluje na konstantní moment, otáčky jsou také konstantní, tudíž je odebírán konstantní výkon. To znamená, že když je odebírán konstantní výkon a dojde k poklesu napětí, naroste proud a pohon se tedy chová jako záporná ohmická zátěž.



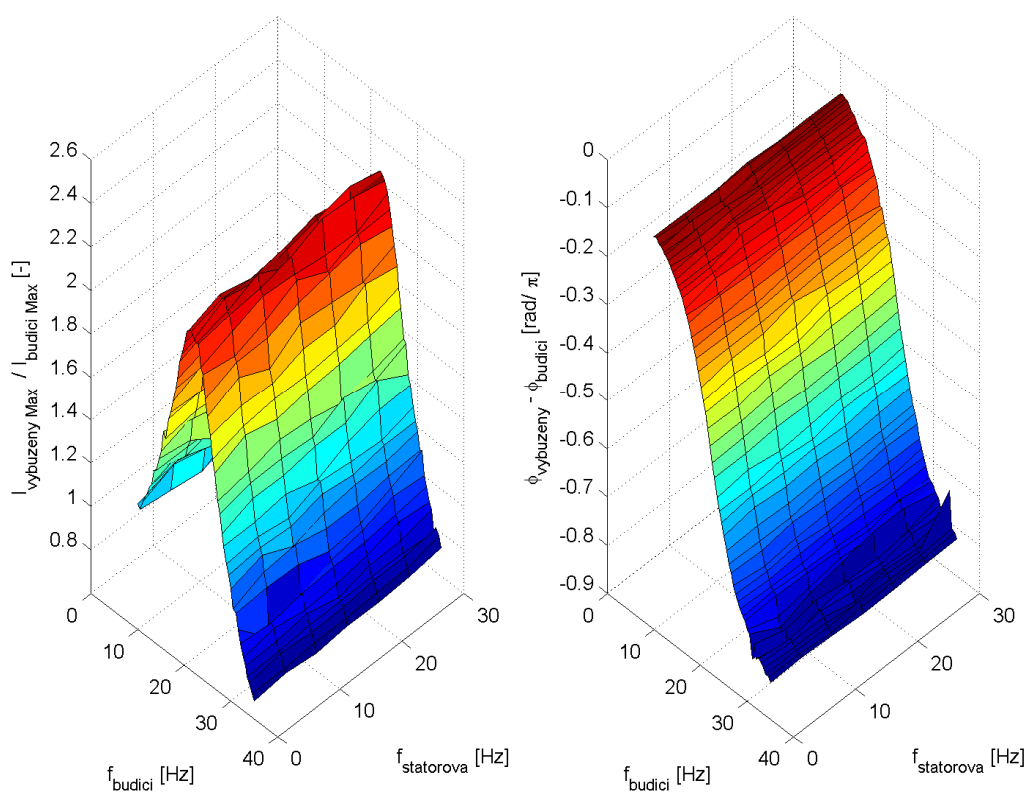
obr. 16 Frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením (výsledky simulace)

Simulace frekvenčních charakteristik, stejně jako měření frekvenčních charakteristik, byla provedena pro jedno nastavení proudových regulátorů (viz kap. 6.1).

6.3 Měření frekvenčních charakteristik pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením

Frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením jsou měřeny stejně jako frekvenční charakteristiky pohonu se skalárním řízením.

Budící frekvence byla měněna jako v simulaci po půl hertzu od 10 do 35 Hz a statorová frekvence také po pěti hertzech v rozsahu od 5 do 30 Hz. Na pozici nulové statorové frekvence je opět zobrazena frekvenční charakteristika samotného LC filtru. Frekvenční charakteristiky jsou zobrazeny na obr. 17.



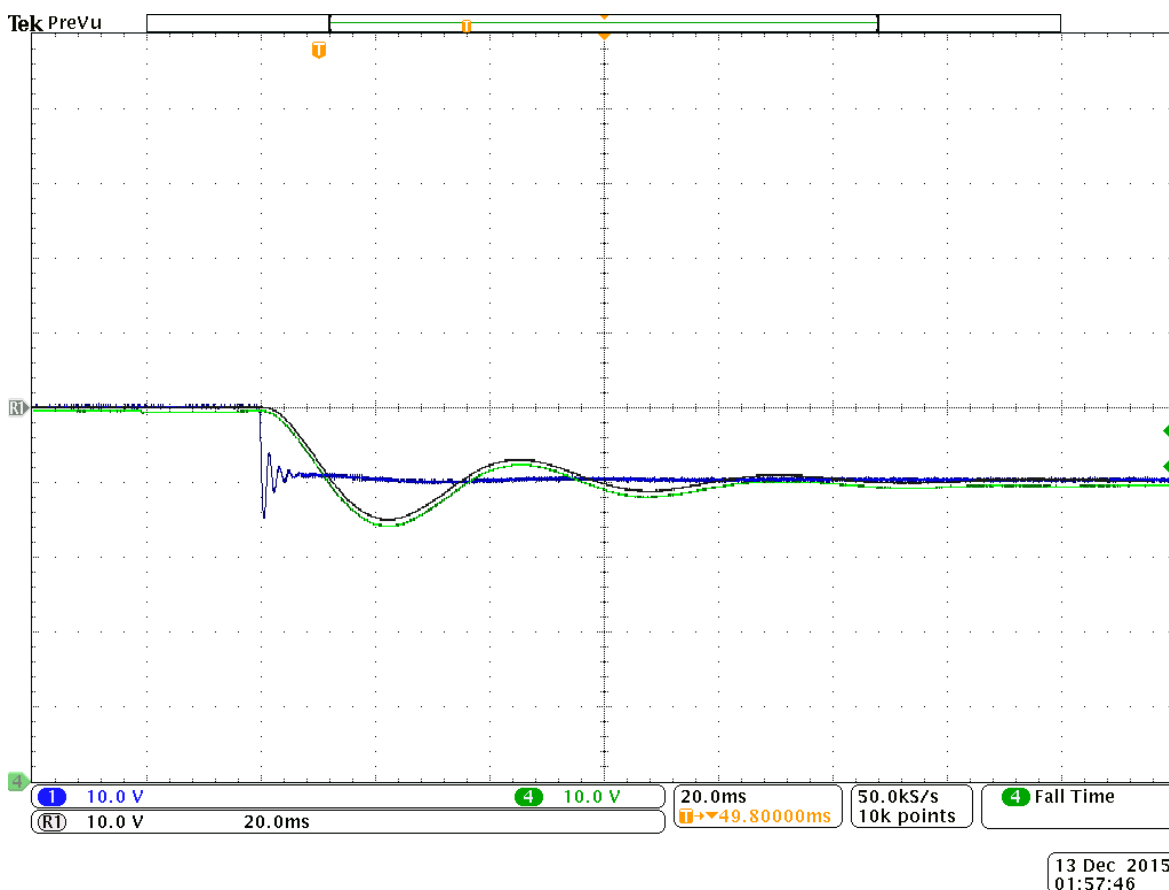
obr. 17 Změřená frekvenční charakteristika pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením

Změřené frekvenční charakteristiky vyšly opět stejně jako frekvenční charakteristiky nasimulované.

Podle literatury, např. [28], bude zesílení frekvenčních charakteristik kolem rezonanční frekvence LC filtru silně záviset na naladění proudových regulátorů vektorového řízení. Při nižším zesílení regulátorů jsou kmity lépe tlumeny a zesílení kolem rezonanční frekvence by bylo nižší. Bohužel se mi nepodařilo změnit u použitého laboratorního modelu trakčního měniče zesílení regulátorů v dostatečném rozsahu tak, aby mohly být porovnány různé výsledky změřených frekvenčních charakteristik, protože při jakékoliv znatelné změně docházelo k samovolnému rozkmitávání a celý systém se choval nestabilně, jak ukazují obrázky s odezvami proudů na změnu požadovaného proudu, obr. 13 - obr. 15.

6.4 Odezva na skokovou změnu napětí

Pro snadnější porovnání s algoritmy tlumení bylo vektorové řízení bez tlumení vyzkoušeno při skoku napětí zdroje z 200 V na 190 V, který simuluje rychlou změnu napětí troleje, viz obr. 18. Offset kanálů kvůli zvětšení zobrazení přechodového děje byl nastaven na 150 V. Modrý průběh je napětí zdroje. Referenční průběh černé barvy je napětí na kondenzátoru LC filtru bez připojeného pohonu. Zelený průběh je napětí na kondenzátoru LC filtru při připojeném pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením. Z obr. je patrné, že se přechodový děj moc neliší. Kmity napětí s vektorovým řízením jsou tlumeny stejně, což je způsobeno parametry obvodu, zřejmě velkými odpory vinutí tlumivky, přídavné kabeláže a parametry napájecího zdroje.

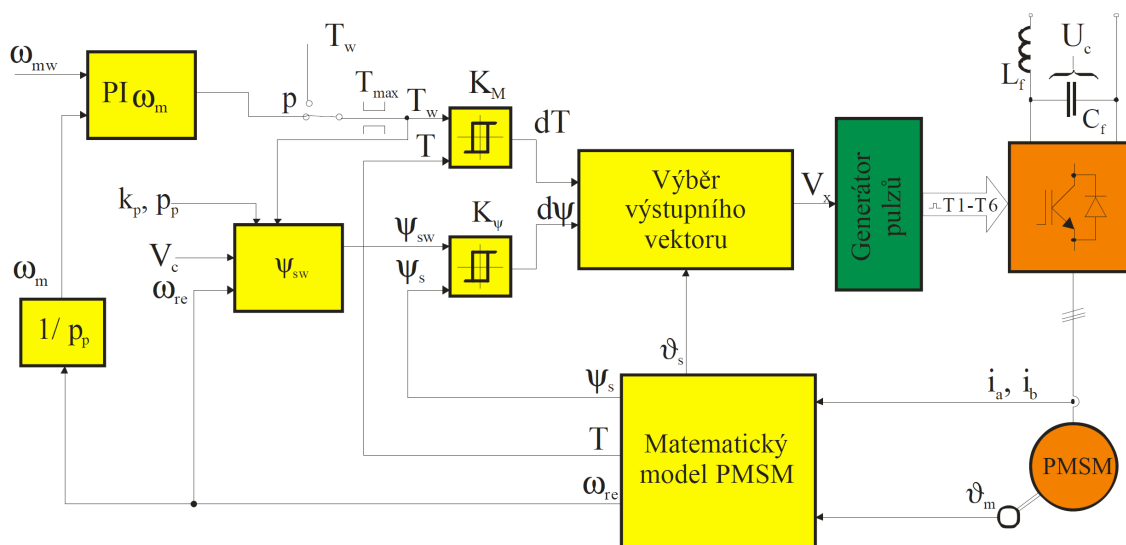


obr. 18 Skoková změna napětí zdroje z 200 V na 190 V s vektorovým řízením bez tlumení – první kanál, modrý průběh, je napětí zdroje; čtvrtý kanál, zelený průběh, je napětí na kondenzátoru LC filtru při připojeném pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením; R1, černý průběh, je referenční napětí na kondenzátoru LC filtru bez připojeného pohonu; všechny průběhy mají měřítko 10 V / dílek.

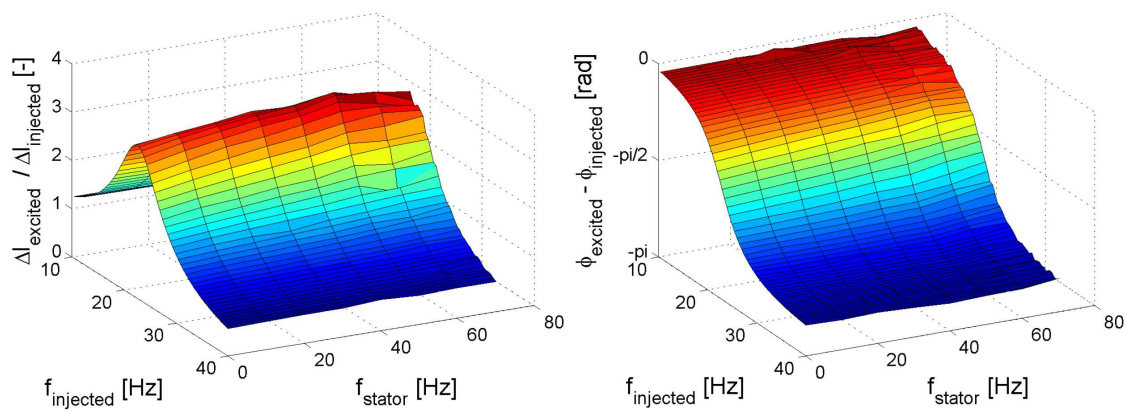
7 Měření frekvenčních charakteristik pohonu se synchronním motorem a DTC řízením jako porovnávací metoda

Pro porovnání byly změřeny i frekvenční charakteristiky pohonu se synchronním motorem a DTC řízením. Bylo trochu nesystematicky použito měření se synchronním motorem z toho důvodu, že charakter pohonu s asynchronním motorem a synchronním motorem s DTC řízením je podobný a frekvenční charakteristiky se synchronním motorem při vzniku této práce již byly změřené. Změřené frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a DTC řízením by vyšly podobně.

Charakteristiky jsou měřeny stejně jako frekvenční charakteristiky pohonu se skalárním řízením. Parametry motoru a měření jsou v [29]. Protože při dobrém naladění vektorového řízení je řízení srovnatelné s DTC řízením, frekvenční charakteristiky pohonu se synchronním motorem a DTC řízením vyšly podobně jako u pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením. Rezonanční frekvence se opět se statorovou frekvencí nemění, zůstává na rezonanční frekvenci LC filtru, obr. 20.



obr. 19 Regulační schéma DTC řízení PMSM

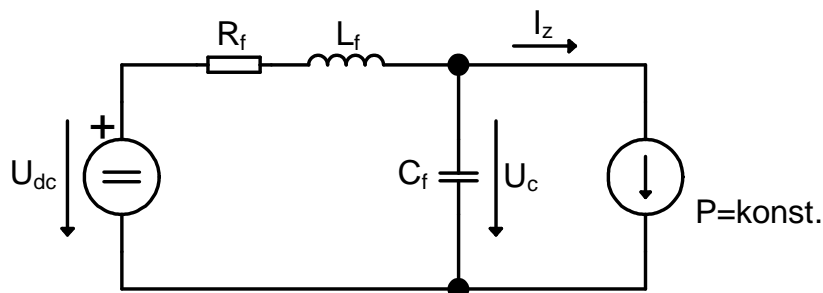


obr. 20 Změřená frekvenční charakteristika pohonu se synchronním motorem a DTC řízením

8 Aktivní tlumení kmitů vstupního LC filtru trakčního pohonu

8.1 Teoretický rozbor

Zjednodušený model reprezentující trakční pohon se vstupním LC filtrem je zobrazen na obr. 21. Trolejové napětí je reprezentováno stejnosměrným zdrojem U_{dc} poskytujícím konstantní napětí. Vstupní filtr se skládá z indukčnosti L_f , kondenzátoru C_f a parazitního odporu R_f . Samotný trakční pohon je uvažován jako proudový zdroj odebírající výkon ze vstupního filtru.



obr. 21 Zjednodušený simulační model trakčního pohonu se vstupním LC filtrem napájeného ze stejnosměrné troleje

Odebíraný výkon z filtru, při zanedbání ztrát, je dán vztahem (8):

$$P = U_c I_z = T \omega_m \quad (8)$$

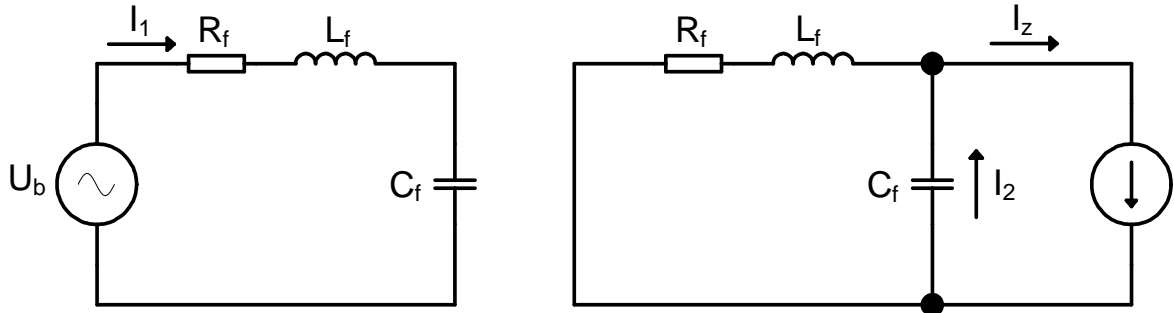
kde T je moment motoru a ω_m je mechanická rychlost otáčení rotoru. Protože je velmi komplikované měření odebíraného proudu I_z ze vstupního filtru, je tento proud vypočítáván ze změřeného napětí na kondenzátoru a známého odebíraného mechanického výkonu (9).

$$I_z = \frac{T \omega_m}{U_c} \quad (9)$$

Tlumení kmitů napětí na kondenzátoru je realizováno regulací proudu I_z , což podle (8) vede na kmitání momentu, jelikož otáčky jsou konstantní.

V případě, když se objeví napěťové harmonické superponované na napětí U_{dc} , obr. 1, jejichž frekvence bude blízká rezonanční frekvenci LC filtru, dojde k rozkmitání napětí na kondenzátoru LC filtru. Pro další úvahy lze stejnosměrný zdroj nahradit pouze zdrojem

střídavého napětí. Pro vyšetření závislostí proudu zátěže a napětí na kondenzátoru, popř. budícího napětí, byla použita metoda superpozice. Obvod se rozpadne do dvou funkčních celků, obr. 22.



obr. 22 Princip superpozice

Proud I_1 je roven:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{U}_b}{Z_{LC}} \quad (10)$$

kde:

$$\bar{Z}_{LC} = R_f + j\omega_b L_f + \frac{1}{j\omega_b C_f} \quad (11)$$

Proud I_2 je roven:

$$\bar{I}_2 = \frac{R_f + j\omega_b L_f}{\bar{Z}_{LC}} \bar{I}_z \quad (12)$$

Napětí na kondenzátoru je tedy rovno:

$$\bar{U}_C = (\bar{I}_1 - \bar{I}_2) \frac{1}{j\omega_b C_f} \quad (13)$$

Dosadí-li se (10) a (12) do (13) lze dostat:

$$\bar{U}_C = \frac{\bar{U}_b - I_z (R_f + j\omega_b L_f)}{\bar{Z}_{LC}} \cdot \frac{1}{j\omega_b C_f} \quad (14)$$

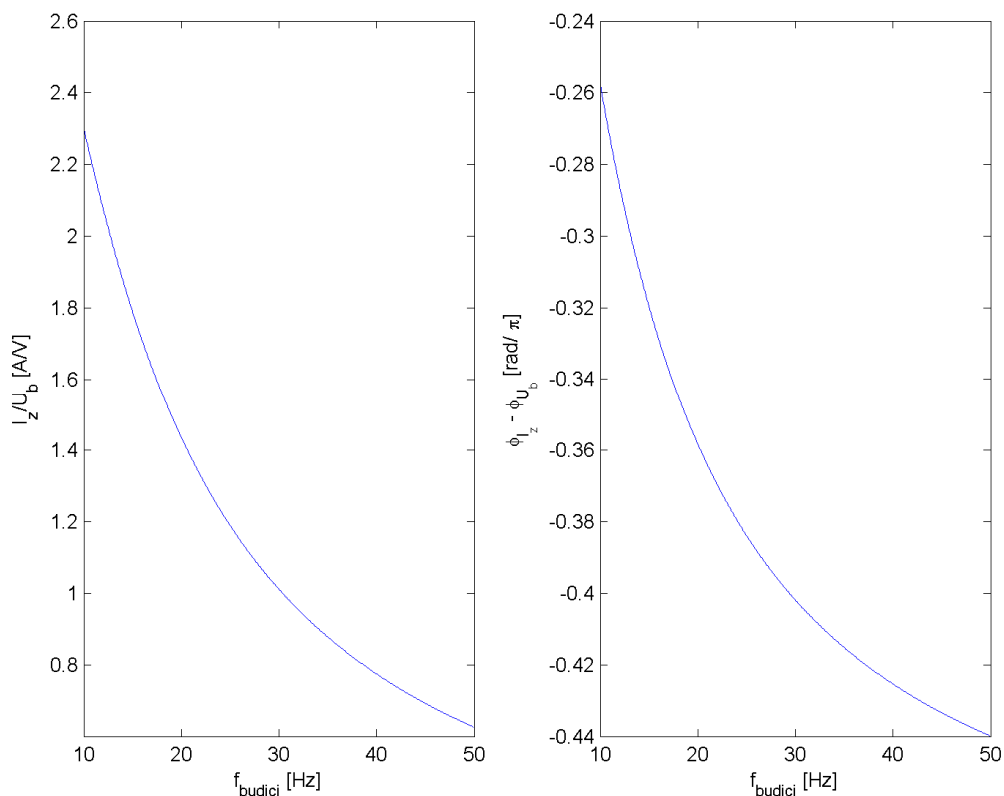
Z (14) je patrné, že pro úplné utlumení kmitů musí být:

$$\overline{U}_b = \overline{I}_z (R_f + j\omega_b L_f) \quad (15)$$

a tedy:

$$\overline{I}_z = \frac{\overline{U}_b}{R_f + j\omega_b L_f} \quad (16)$$

Na obr. 23 je vykreslena závislost amplitudy a fáze proudu odebíraného z LC filtru na frekvenci budících napěťových kmitů podle rovnice (16). Na obrázku vpravo je opět poměrná jednotka [rad/π].



obr. 23 Závislost amplitudy a fáze proudu odebíraného z LC filtru na frekvenci napěťových kmitů a amplitudě budících kmitů

Ve skutečnosti je ovšem velice složité, resp. nemožné měřit budící kmity napětí, neboť, jak již bylo zmíněno výše, budící kmity mohou být generovány samotným pohonem, popř.

jsou přenášeny trolejí. Navíc jsou budící kmity, které vybudí značně velké kmity na kondenzátoru LC filtru, malé, řádově procenta trolejového napětí a tedy špatně měřitelné.

Další úvaha, jak tlumit kmity LC filtru je založena na předpokladu, že se má celý systém, LC filtr + pohon, chovat jako odpor, tzn. napětí na kondenzátoru LC filtru bude ve fázi s napětím budících kmitů. Proto lze dát do rovnosti $U_C = U_b$ a z rovnice (14) získáme:

$$\overline{U_C} = \frac{\overline{U_C} - \overline{I_z}(\overline{R_f} + j\omega_b \overline{L_f})}{Z_{LC}} \cdot \frac{1}{j\omega_b \overline{C_f}} \quad (17)$$

Po úpravě a dosazení (11) lze dostat:

$$\overline{I_z} = \frac{\overline{U_C} - \overline{U_C} \left(\overline{R_f} + j\omega_b \overline{L_f} + \frac{1}{j\omega_b \overline{C_f}} \right) \cdot j\omega_b \overline{C_f}}{(\overline{R_f} + j\omega_b \overline{L_f})} \quad (18)$$

a nakonec:

$$\overline{I_z} = \frac{\overline{U_C}(\omega_b^2 \overline{L_f} \overline{C_f} - j\omega_b \overline{R_f} \overline{C_f})}{(\overline{R_f} + j\omega_b \overline{L_f})} \quad (19)$$

Zlomek z (19) lze upravit:

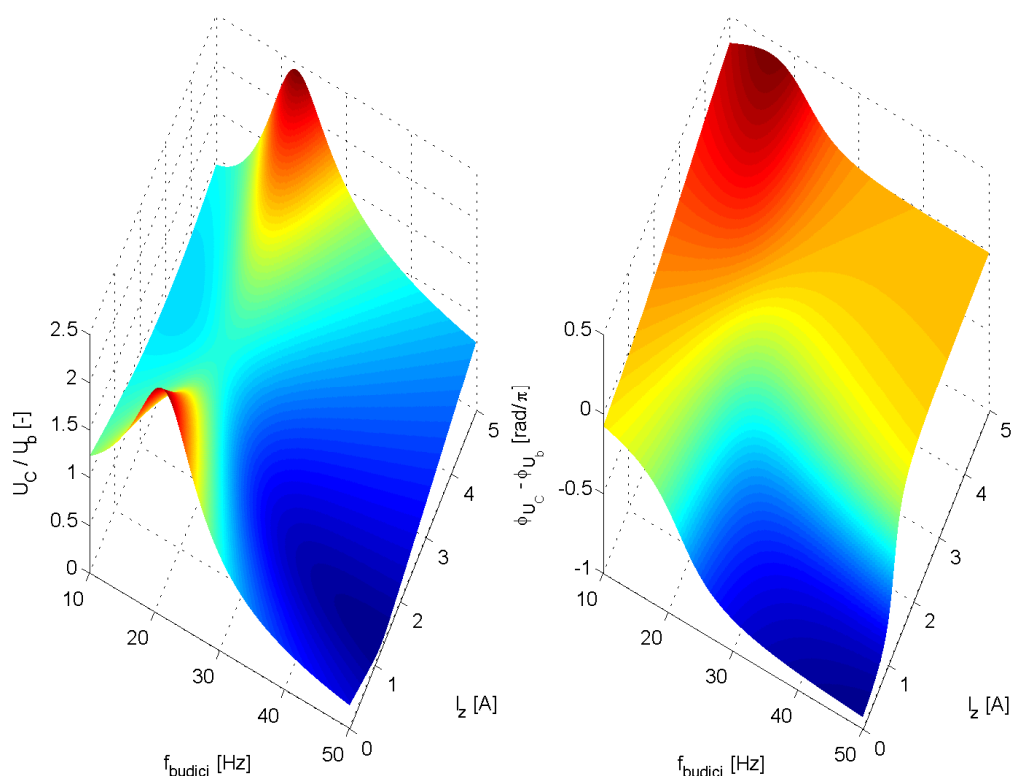
$$\begin{aligned} \frac{(\omega_b^2 \overline{L_f} \overline{C_f} - j\omega_b \overline{R_f} \overline{C_f})}{(\overline{R_f} + j\omega_b \overline{L_f})} &= \frac{\omega_b^2 \overline{R_f} \overline{L_f} \overline{C_f} - j\omega_b \overline{R_f}^2 \overline{C_f} - j\omega_b^3 \overline{L_f}^2 \overline{C_f} - \omega_b^2 \overline{R_f} \overline{L_f} \overline{C_f}}{\overline{R_f}^2 + \omega_b^2 \overline{L_f}^2} = \\ &= \frac{-j\omega_b \overline{R_f}^2 \overline{C_f} - j\omega_b^3 \overline{L_f}^2 \overline{C_f}}{\overline{R_f}^2 + \omega_b^2 \overline{L_f}^2} = \frac{-j(\omega_b \overline{R_f}^2 \overline{C_f} + \omega_b^3 \overline{L_f}^2 \overline{C_f})}{\overline{R_f}^2 + \omega_b^2 \overline{L_f}^2} \end{aligned} \quad (20)$$

Z čehož je patrné, že je v tomto případě proud $\overline{I_z}$ o -90° posunut oproti napětí na kondenzátoru LC filtru $\overline{U_C}$ bez ohledu na frekvenci budících kmitů. Amplituda proudu $\overline{I_z}$ je závislá na velikosti napěťových kmitů na kondenzátoru LC filtru. Zlomek podle (20) lze brát jako konstantu, protože je vyžadováno největší tlumení okolo rezonanční frekvence, tudíž:

$$\omega_b = 2\pi f_{LCrez} \quad (21)$$

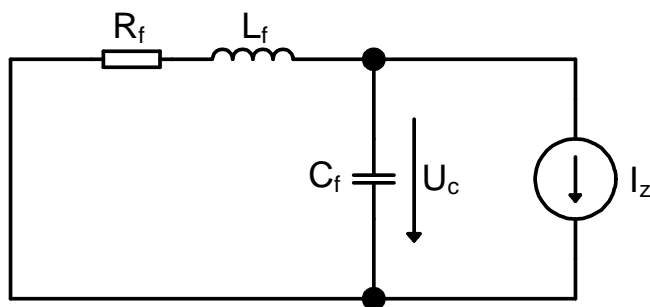
kde f_{LCrez} je rezonanční frekvence LC filtru.

Na obr. 24 je závislost amplitudy a fáze napěťových kmitů na kondenzátoru LC filtru na frekvenci budících kmitů a amplitudě proudu I_z odebíraného z LC filtru, proud I_z je posunut o -90° oproti napětí na kondenzátoru LC filtru. Parametry LC filtru jsou nastaveny podle skutečných parametrů LC filtru laboratorního modelu trakčního pohonu ($R_f = 0,3 \Omega$, $L_f = 4 \text{ mH}$, $C_f = 10 \text{ mF}$), amplituda budícího napětí byla zvolena $U_b = 2 \text{ V}$. Na obr. 24 je vidět, že dochází k utlumení kolem rezonanční frekvence LC filtru, když je amplituda proudu okolo 2,5 A.

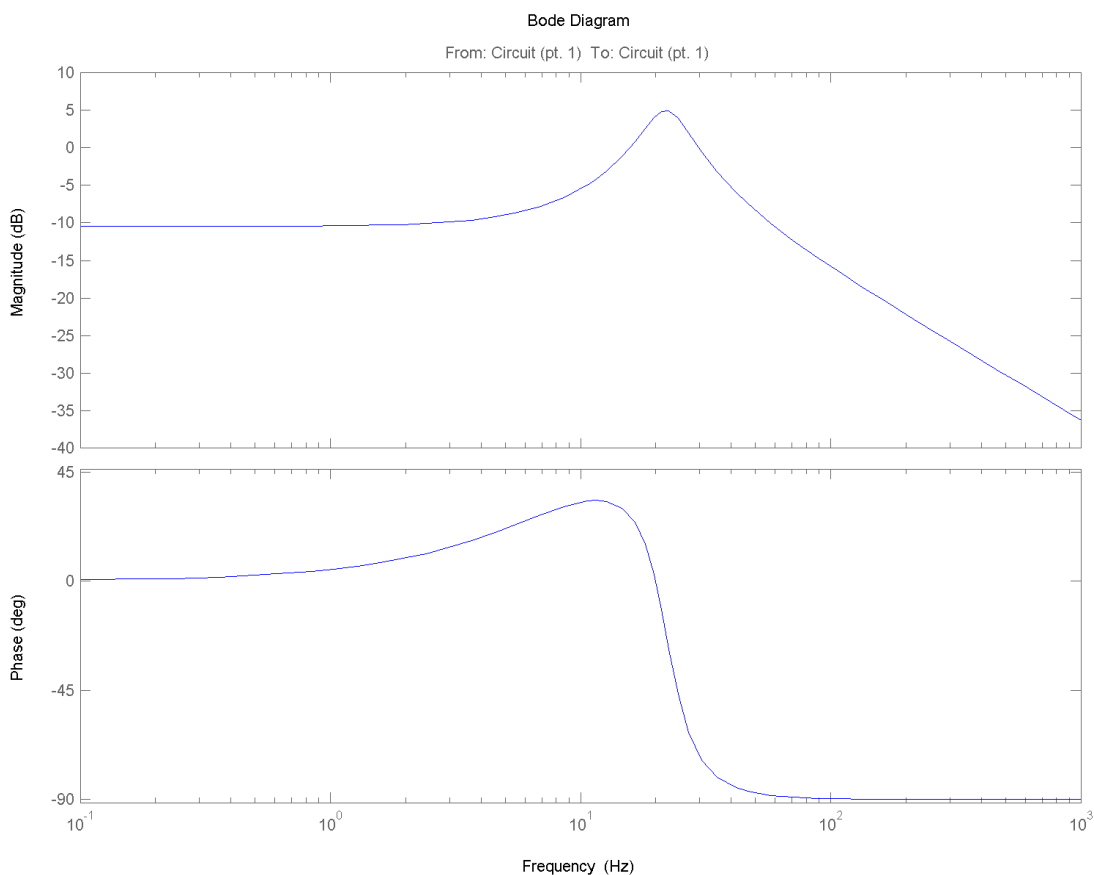


obr. 24 Závislost amplitudy a fáze napěťových kmitů na kondenzátoru LC filtru na frekvenci budících kmitů a amplitudě proudu I_z odebíraného z LC filtru - $U_b = 2 \text{ V}$, $R_f = 0,3 \Omega$, $L_f = 4 \text{ mH}$, $C_f = 10 \text{ mF}$

Pro úplnost byla ještě nasimulována frekvenční charakteristika LC filtru (U_c/I_z) podle schématu na obr. 25. Frekvenční charakteristika je zobrazena na obr. 26. Z toho je patrné, jaký fázový posun by měl mít proud vůči napětí na kondenzátoru, aby docházelo k tlumení kmitů napětí na kondenzátoru LC filtru.



obr. 25 Schéma LC filtru pro simulaci frekvenční charakteristiky LC filtru (U_c/I_z)



obr. 26 Frekvenční charakteristika LC filtru (U_c/I_z)

Tento teoretický rozbor jsem uplatnil v algoritmu aktivního řízení, v kap. 8.2, kde je stěžejní fázový posun měřeného napětí kondenzátoru LC filtru.

První přístup, je v praxi obtížně uskutečnitelný, kvůli měření budícího proudu, což je skoro nemožné, jak již bylo popsáno výše. Dále je třeba poznamenat, že absolutní tlumení vybuzených kmitů při trvajících harmonických budících kmitěch (v praxi velmi rychlé utlumení kmitů) není žádoucí z hlediska obrovských kmitů momentu zejména při nižších rychlostech a tedy malém odebíraném výkonu.

Druhý přístup, nastavení fázového posunu měřeného napětí na 90° , také není v praxi zcela vhodný. V tomto případě se celý pohon chová vůči troleji jako odpor, viz obr. 24 a nastavení odebíraného harmonického proudu z DC obvodu cca 2,5 A. Díky tomu se zde zase velice zhoršuje tlumicí schopnost na vyšších frekvencích, než je rezonance LC filtru.

V praxi se musí jednat o kompromis mezi kmity momentu a zhoršení tlumicí vlastnosti pohonu na vyšších frekvencích.

8.2 Aktivní tlumení poměrem napětí

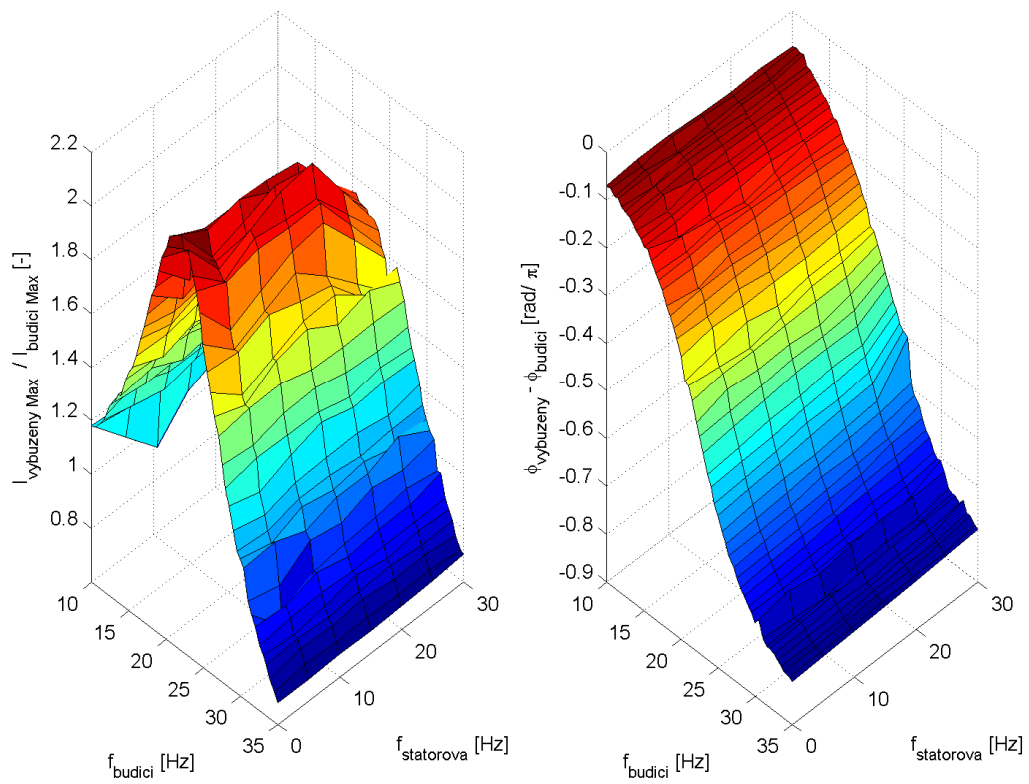
Jedna z používaných metod aktivního tlumení kmitů LC filtru je detailně popsána v [11]. Tato metoda byla vybrána jako referenční pro porovnání s navrženými metodami stabilizace pomocí jiných algoritmů. Metoda aktivně tlumí kmitu úpravou požadovaného momentu T_w a vychází ze vzorce (22):

$$T_{\text{corr}} = T_w \left(\frac{U_c}{U_{\text{Cf}}} \right)^n \quad (22)$$

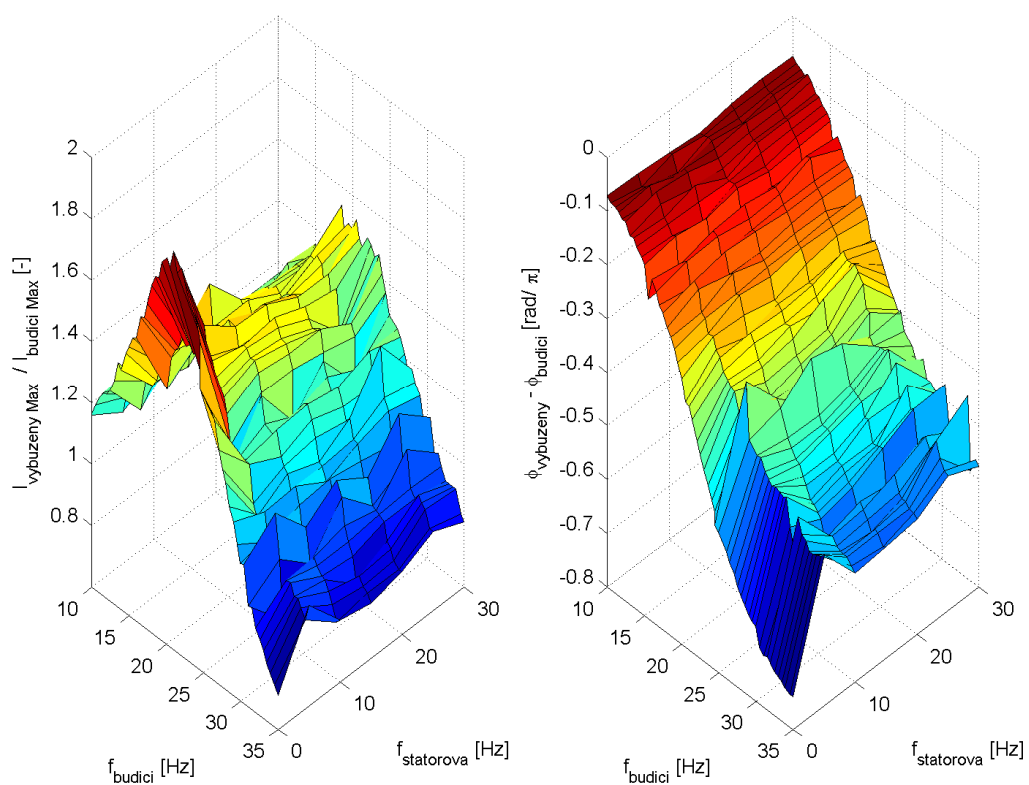
kde T_{corr} je nová korigovaná hodnota požadovaného momentu, T_w je původní požadovaná hodnota momentu daného řízení, U_c je okamžitá hodnota napětí kondenzátoru, popř. velmi málo filtrovaná, a U_{Cf} je filtrovaná (průměrovaná přes několik period kmitů) hodnota napětí na kondenzátoru a exponent n je koeficient stabilizace kmitů.

8.2.1 Výsledky měření

Algoritmus byl vyzkoušen na laboratorním modelu trakčního pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením. Parametry laboratorního modelu jsou v tab. 1. Měření bylo provedeno pro $n = 1$ a $n = 2$.

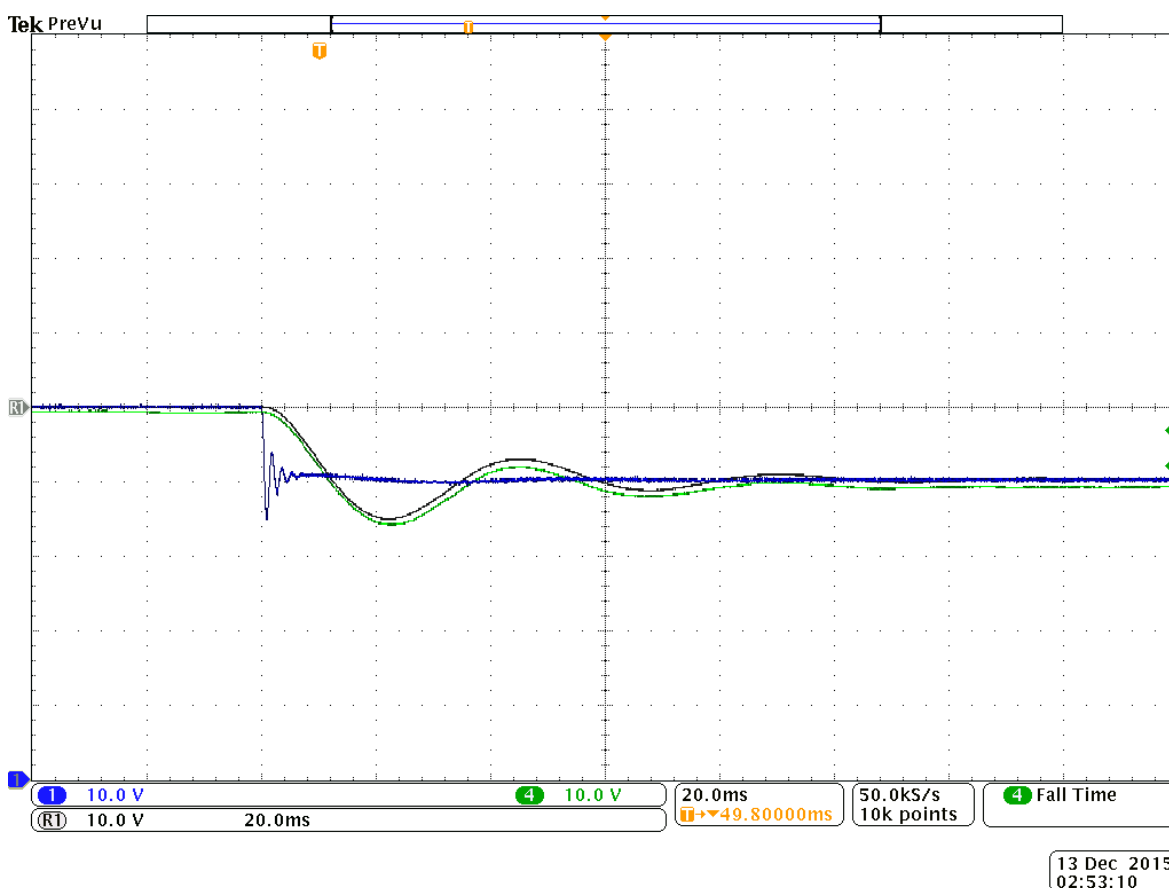


obr. 27 Změřené frekvenční charakteristiky s aktivním tlumením poměrem napětí na laboratorním modelu s asynchronním motorem pro koeficient $n = 1$



obr. 28 Změřené frekvenční charakteristiky s aktivním tlumením poměrem napětí na laboratorním modelu s asynchronním motorem pro koeficient $n=2$

Pro snadnější porovnání s ostatními algoritmy tlumení byl tento algoritmus vyzkoušen při skoku napětí zdroje z 200 V na 190 V, který simuluje rychlou změnu napětí troleje, viz obr. 29. Modrý průběh je napětí zdroje. Referenční průběh černé barvy je napětí na kondenzátoru LC filtru bez připojeného pohonu. Zelený průběh je napětí na kondenzátoru LC filtru při připojeném pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením. Z obr. je patrné, že dochází k malému útlumu.



obr. 29 Skoková změna napětí zdroje z 200 V na 190 V s aktivním tlumením poměrem napětí při $n = 1$ - první kanál, modrý průběh, je napětí zdroje; čtvrtý kanál, zelený průběh, je napětí na kondenzátoru LC filtru při připojeném pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením; R1, černý průběh, je referenční napětí na kondenzátoru LC filtru bez připojeného pohonu; všechny průběhy mají měřítko 10 V / dílek.

Jak je vidět na obr. 28 pro $n = 2$ dochází k tlumení kolem rezonančních frekvencí a na obr. 27 pro $n = 1$ jen velmi málo. Napětí U_C v rovnici (22) je filtrované napětí kondenzátoru LC filtru filtrem na frekvenci 160 Hz, nastavené relativně nízko. Napětí U_{Cf} je vyfiltrované napětí kondenzátoru LC filtru přes několik period. Tlumení pro $n = 2$ je, dle teoretického rozboru v kap. 8.1, zřejmě způsobeno fázovým posunem daným filtrem napětí na kondenzátoru LC filtru a malým útlumem na frekvenci budících kmitů. Díky kvadrátu poměru je tlumení výraznější než u $n = 1$.

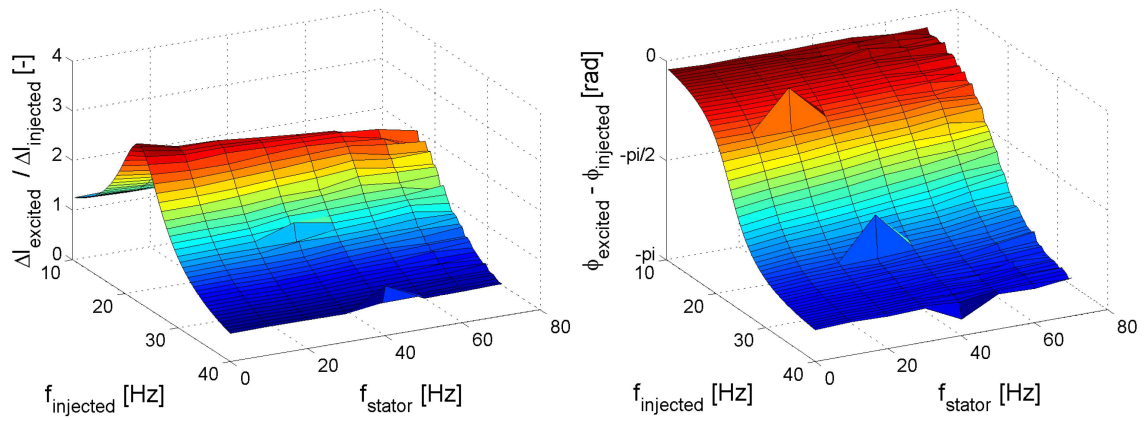
Pro vyhlazený tvar frekvenčních charakteristik by mělo být použito delší okno, což ale výrazně prodlužuje čas měření.

Tento typ tlumení v praxi může být použit při vhodném nastavení fázového posunu měřeného napětí kondenzátoru LC filtru, viz kap. 8.4, tlumí ovšem málo. Velikost tlumení silně závisí na velikosti požadovaného momentu.

8.2.2 Aktivní tlumení poměrem napětí aplikované na pohon se synchronním motorem a DTC řízením jako porovnávací metoda

Pro porovnání byl tento algoritmus aplikován na laboratorním modelu pohonu se synchronním motorem a DTC řízením z obdobného důvodu jako v kap. 7.

Parametry modelu jsou v [29]. Frekvenční charakteristiky se synchronním motorem a DTC řízením vycházejí podobně jako u pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením. Trochu menší útlum je dán vyšší zlomovou frekvencí (1 kHz) filtru napětí kondenzátoru LC filtru (v rovnici (22) U_C), kde je minimální fázový posun filtrovaného napětí kondenzátoru LC filtru.



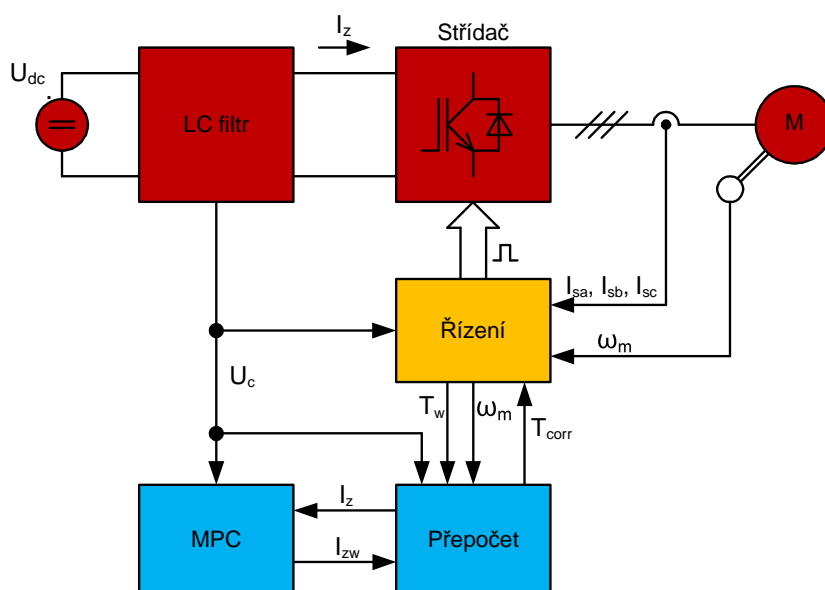
obr. 30 Změřené frekvenční charakteristiky s aktivním tlumením poměrem napětí na laboratorním modelu se synchronním motorem pro koeficient $n=1$

8.3 Aktivní tlumení pomocí algoritmu prediktivního řízení

Opět lze uvažovat zjednodušený model pohonu díky velkému momentu setrvačnosti pohonu. Tím je docílena linearizace problému a ve výsledku relativně jednoduché řešení pomocí lineárního prediktivního regulátoru (dále jen MPC – Model Predictive Controller). Prediktivní regulátor (blok MPC) je zobrazen na obr. 31. U pohonu s malým momentem setrvačnosti by mohl algoritmus způsobit kmitání rychlosti otáčení rotoru a vést k horším výsledkům, popř. až k nestabilnímu chování algoritmu. Tato metoda vychází z korekce požadovaného momentu z algoritmu řízení pohonu. Z okamžitých otáček, požadovaného momentu motoru a napětí na kondenzátoru je vypočítán podle (9) ekvivalentní požadovaný odebíraný proud z výstupního LC filtru I_z . Tento proud společně s okamžitou hodnotou napětí na kondenzátoru LC filtru U_c a okamžitou hodnotou trolejového napětí U_{dc} vstupuje do prediktivního regulátoru. Ten na základě těchto hodnot spočítá korigovaný proud I_{zw} , který je zpětně přepočítán pomocí (23) na hodnotu korigovaného požadovaného momentu T_{corr} :

$$T_{corr} = U_c \frac{I_{zw}}{\omega_m} \quad (23)$$

Tato hodnota je poté nová referenční pro regulátor momentu řízeného pohonu.



obr. 31 Základní schéma stabilizace LC filtru pohonu

Algoritmus MPC vychází ze stavového popisu lineárního systému:

$$x_{(k+1)} = Ax_{(k)} + Bu_{(k)} \quad (24)$$

$$y_{(k+1)} = Cx_{(k+1)} \quad (25)$$

kde $x_{(k)}$ je vektor okamžitého stavu systému, $u_{(k)}$ je obecně vektor okamžitého známého vstupu systému, $x_{(k+1)}$ je stav systému v čase $k+1$, $y_{(k+1)}$ je vektor výstupních veličin v čase $k+1$, matice A je matice dynamiky systému, B je vstupní matice systému a C je výstupní matice systému. Dále provedeme predikci a dosazení pro budoucí stavy a výstupy systému (26).

$$\begin{aligned} y_{(k+1)} &= Cx_{(k+1)} = CAx_{(k)} + CBu_{(k)} \\ x_{(k+2)} &= Ax_{(k+1)} + Bu_{(k+1)} = A^2x_{(k)} + ABu_{(k)} + Bu_{(k+1)} \\ y_{(k+2)} &= Cx_{(k+2)} = CA^2x_{(k)} + CABu_{(k)} + CBu_{(k+1)} \\ x_{(k+3)} &= Ax_{(k+2)} + Bu_{(k+2)} \\ x_{(k+3)} &= A^3x_{(k)} + A^2Bu_{(k)} + ABu_{(k+1)} + Bu_{(k+2)} \\ y_{(k+3)} &= Cx_{(k+3)} = CA^3x_{(k)} + CA^2Bu_{(k)} + CABu_{(k+1)} + CBu_{(k+2)} \end{aligned} \quad (26)$$

V rovnicích predikce výstupu systému (26) jsou patrné dvě části. První část, kterou je násoben počáteční stav, je predikce stavu při nulovém vstupu systému. Druhou část tvoří vliv jednotlivých vstupů na budoucí chování systému. Rovnici predikce lze tedy také rozepsat např. pro predikci o pět kroků:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_{(k+1)} \\ y_{(k+2)} \\ y_{(k+3)} \\ y_{(k+4)} \\ y_{(k+5)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ CA^4 \\ CA^5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{(k)} \\ x_{(k)} \\ x_{(k)} \\ x_{(k)} \\ x_{(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} CB & 0 & 0 & 0 & 0 \\ CAB & CB & 0 & 0 & 0 \\ CA^2B & CAB & CB & 0 & 0 \\ CA^3B & CA^2B & CAB & CB & 0 \\ CA^4B & CA^3B & CA^2B & CAB & CB \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{(k)} \\ u_{(k+1)} \\ u_{(k+2)} \\ u_{(k+3)} \\ u_{(k+4)} \end{bmatrix} \\ Y &= F X + G U \end{aligned} \quad (27)$$

Takto vytvořená predikční rovnice má z pohledu MPC horizont řízení i predikce 5 kroků. Dále pro jednoduchost lze přepsat matice do formy:

$$Y = FX + GU \quad (28)$$

Protože vektor budoucích výstupů systému je z pohledu řízení vektor požadovaných veličin (W) a neznámá je velikost budoucích akčních zásahů, je možné rovnici přepsat do tvaru (29):

$$GU = W - FX \quad (29)$$

A tedy vektor akčních veličin je:

$$U = G_{\text{inv}}(W - FX) \quad (30)$$

kde G_{inv} je invertovaná matice G .

Řešením inverze matice G je rovnice:

$$G_{\text{inv}} = (G^T Q G + R) \setminus (G^T Q) \quad (31)$$

Koeficient Q je váhová čtvercová matice (většinou diagonální) o velikosti $Q \in R^{G_v \times G_v}$, která vyjadřuje prioritu regulace jednotlivých výstupních veličin a $R \in R^{G_s \times G_s}$ je také čtvercová diagonální regularizační matice určující velikost jednotlivých predikovaných akčních zásahů. G_v odpovídá výšce matice G a G_s odpovídá její šířce.

Pro odvození prediktivního regulátoru pro aktivní tlumení vstupního LC filtru lze vyjít z obvodu na obr. 21 a lze sepsat stavové rovnice:

$$x_{(k+1)} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f}{L_f} dT & -\frac{1}{L_f} dT & \frac{1}{L_f} dT & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} dT & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} dT & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -dT & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L(k) \\ U_c(k) \\ U_{dc}(k) \\ I_{z\text{corr}}(k) \\ \text{int}_{I_z(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} dI_{z\text{corr}}(k) \quad (32)$$

$$x_{(k+1)} = A x(k) + B u(k)$$

kde R_f , C_f , a L_f jsou parametry vstupního filtru, dT je vzorkovací perioda prediktivního regulátoru. Stavový vektor je dále nedefinován: I_L je proud odebíraný LC filtrem z troleje, U_c je napětí na kondenzátoru LC filtru, U_{dc} je hodnota trolejového napětí a $I_{z\text{corr}}$ je korigovaný proud z předcházejícího kroku. Veličina int_{I_z} se počítá podle vzorce (33):

$$\text{int}_{I_z(k+1)} = \text{int}_{I_z(k)} + (i_{zw} - \text{int}_{I_z(k)})dT \quad (33)$$

a vyjadřuje integrační složku prediktivního regulátoru, která odstraňuje trvalou regulační odchylku mezi korigovaným a požadovaným proudem I_{zw} , který je vypočten z požadovaného momentu T_w dle rovnice (9).

A nakonec $d_{I_{zcorr}}$ je vypočtená akční veličina regulátoru definovaná jako přírůstek korigované veličiny:

$$I_{zcorr(k)} = I_{zcorr(k-1)} + dI_{zcorr(k)} \quad (34)$$

Veličina I_{zcorr} je zpětně přepočítána na korigovaný požadovaný moment motoru podle (23). Výstupní rovnice stavového modelu je v tomto případě jednoduchá:

$$y_{(k+1)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L(k+1)} \\ U_{c(k+1)} \\ U_{dc(k+1)} \\ I_{zcorr(k+1)} \\ \text{int}_{I_z(k+1)} \end{bmatrix} \quad (35)$$

Na základě matic stavového systému je sestavena matice G . V tomto případě byl použit stejný horizont řízení i predikce výstupu systému a to o 5 kroků dopředu (tj. matice G odpovídá matici uvedené v rovnici (27)). Požadované veličiny prediktivního regulátoru jsou:

$$W = \begin{bmatrix} 0 \\ U_{cw} \\ 0 \\ I_{zw} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

Proud I_L (první prvek vektoru) a napětí U_{dc} (třetí prvek) nejsou regulovanou veličinou a proto mají ve vektoru W nulové hodnoty (odpovídající váhové koeficienty matice Q budou také nulové). Napětí na kondenzátoru se snažíme stabilizovat a jeho požadovaná velikost odpovídá přibližně střední hodnotě napětí na kondenzátoru. Další regulovanou veličinou je požadovaný proud I_{zw} odpovídající dle rovnice (23) požadovanému momentu.

Posledním prvkem vektoru je nulová požadovaná trvalá regulační odchylka mezi požadovaným a korigovaným proudem I_z (tj. mezi požadovaným T_w a korigovaným T_{corr} momentem). Váhy jednotlivých regulovaných veličin je nutné nalézt experimentálně, vyšší číslo znamená vyšší prioritu regulace dané veličiny. Pro simulační ověření algoritmu byly nalezeny váhové koeficienty $konst1=2000$, $konst2=100$, $konst3=400$. Váhové koeficienty lze napsat do vektoru:

$$\text{váhové_koeficienty} = [0 \quad konst1 \quad 0 \quad konst2 \quad konst3] \quad (37)$$

Váhová matice Q je v tomto případě diagonální a skládá se z jednotlivých váhových koeficientů:

$$\text{váhy} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & konst1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & konst2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & konst3 \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$Q = \begin{bmatrix} \text{váhy} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \text{váhy} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \text{váhy} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \text{váhy} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \text{váhy} \end{bmatrix} \quad (39)$$

kde matice váhy je submaticí matice Q_{18} . Ta má pro horizont řízení 5 kroků a pětičlenného stavového vektoru velikost 25×25 prvků. Regularizační matice R byla zvolena:

$$R = \begin{bmatrix} 0,4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,4 \end{bmatrix} \quad (40)$$

a má díky horizontu řízení 5×5 prvků. I tato matice bývá většinou pouze diagonální (se shodným regularizačním koeficientem po celé diagonále).

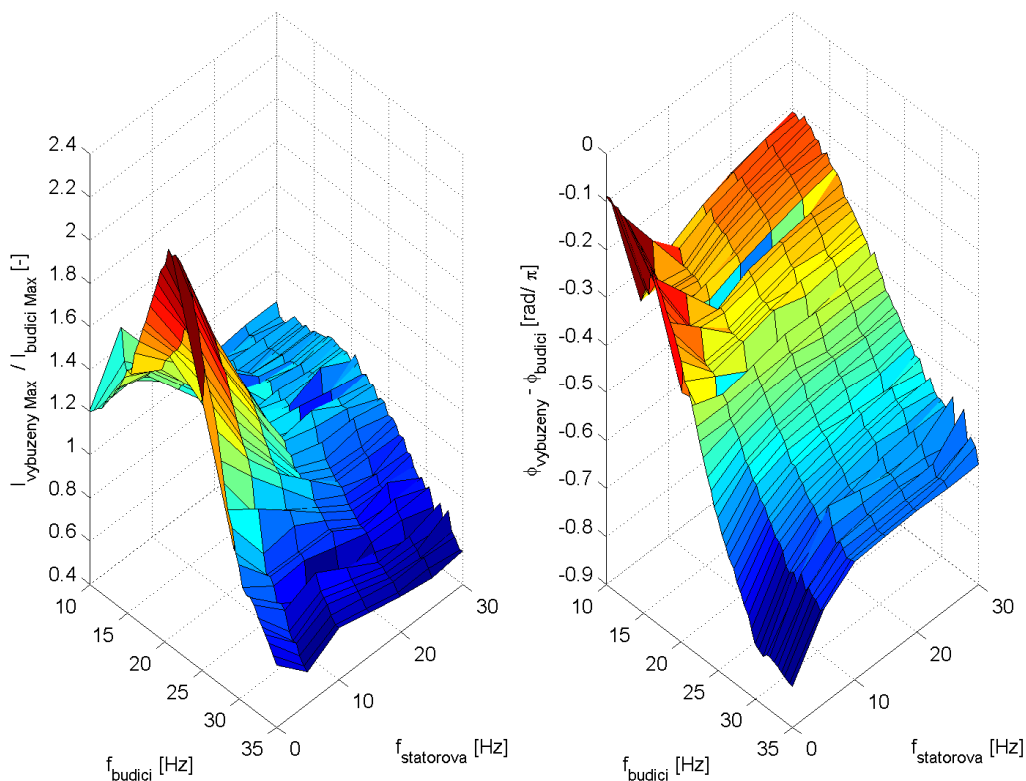
Po spočtení matice G_{inv} (41) je dále použita pouze její první řádka odpovídající prvnímu akčnímu zásahu. Další akční zásahy není třeba počítat, protože v dalším kroku je nový akční zásah spočten na základě nově změřených hodnot. Řízení tedy realizuje funkci:

$$u_{(k+1)} = G_{inv1} (W - FX_{(k)}) \quad (41)$$

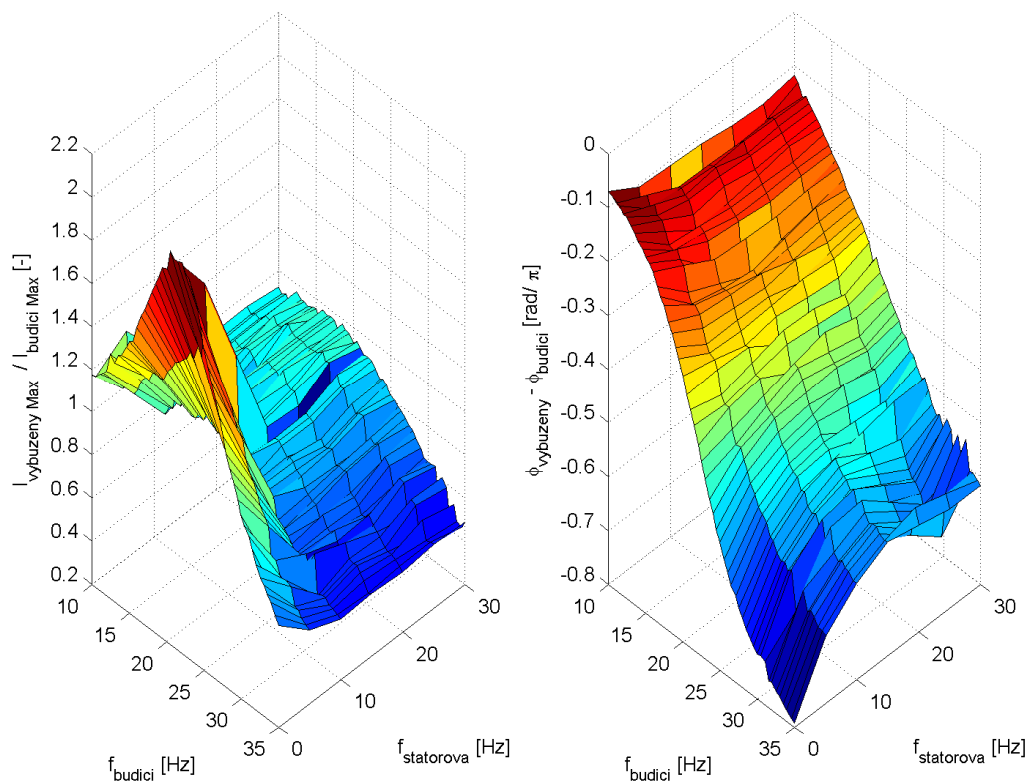
kde G_{inv1} je vektor (první řádka matice G) vypočtených koeficientů regulátoru, W je vektor požadovaných veličin na horizontu predikce regulátoru a $FX_{(k)}$ je predikovaný výstup při nulovém vstupu systému.

8.3.1 Výsledky měření

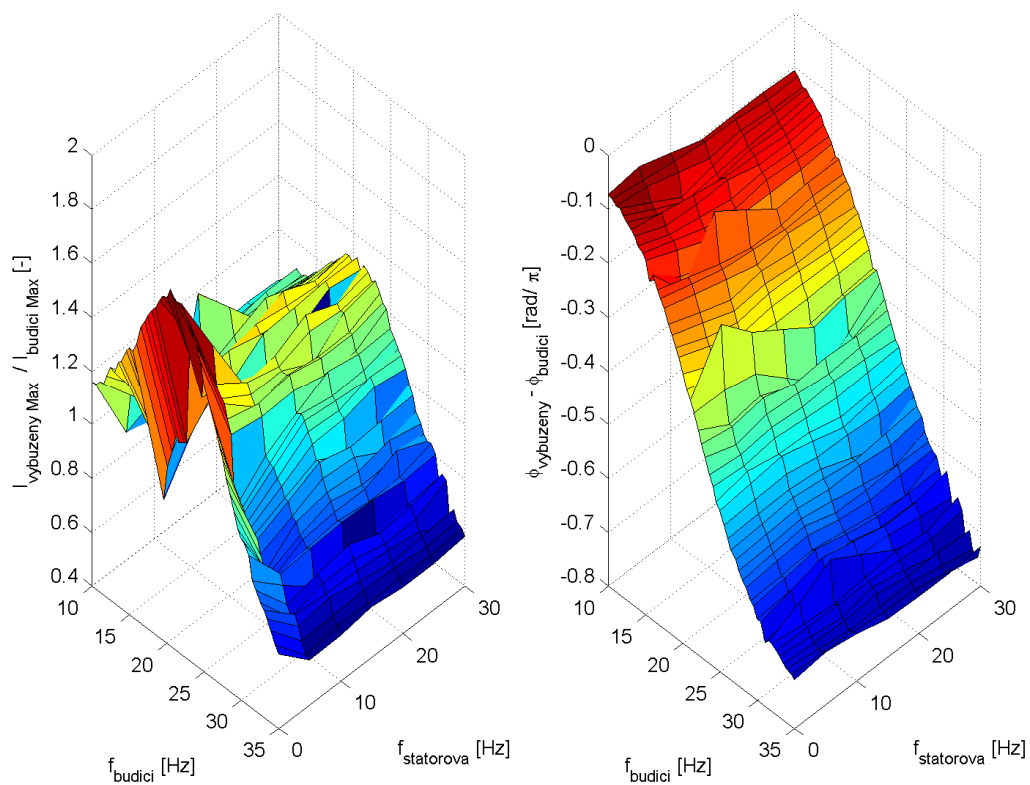
Algoritmus prediktivního řízení byl použit na laboratorním modelu trakčního pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením. Parametry laboratorního modelu jsou v tab. 1. Experimentálně byly nastaveny váhové koeficienty, jejichž hodnoty jsou uvedeny u příslušných frekvenčních charakteristik na obr. 32, obr. 33, obr. 34.



obr. 32 Změřené frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením s aktivně tlumeným LC filtrem prediktivním regulátorem s důrazem na potlačení kmitů - s diagonálním vektorem matice váhy $[0,2000,0,10,40]$

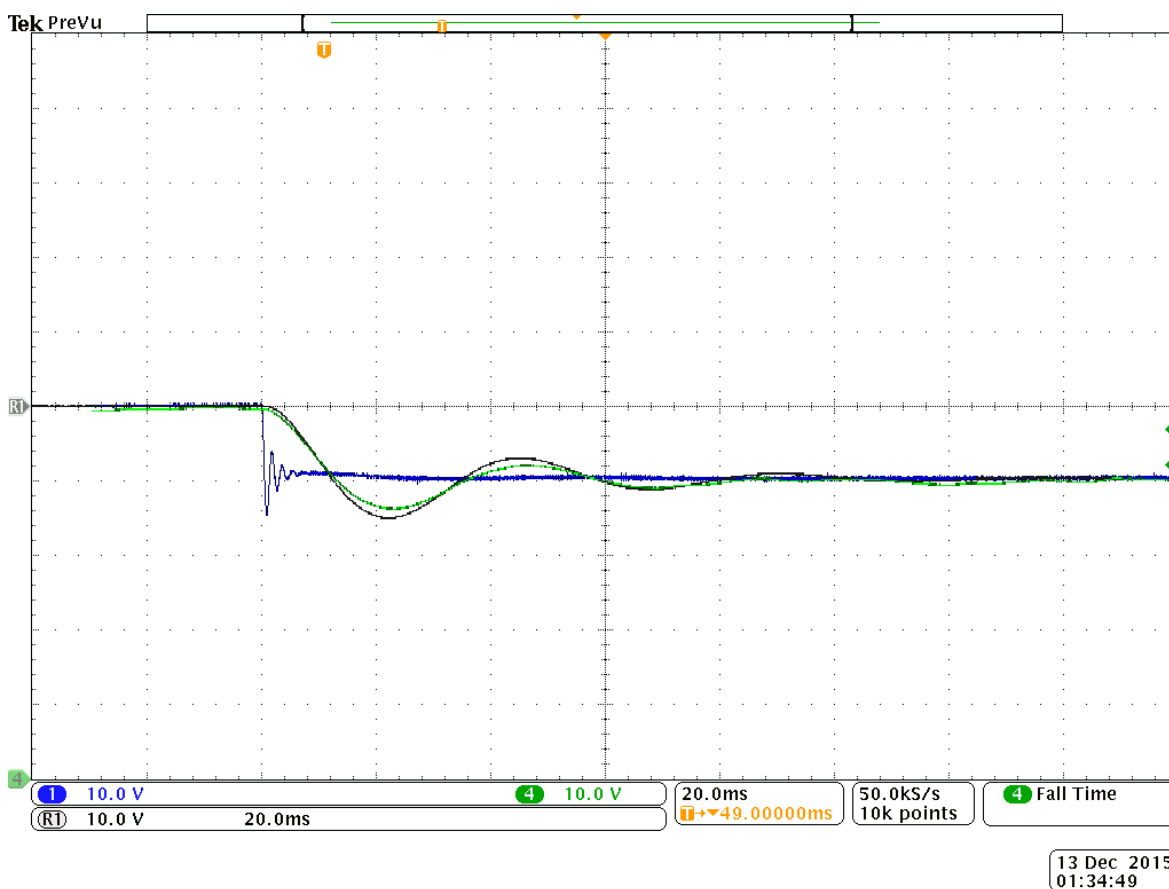


obr. 33 Změřené frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením s aktivně tlumeným LC filtrem prediktivním regulátorem s důrazem na potlačení kmitů - s diagonálním vektorem matice váhy [0,1500,0,100,400]



obr. 34 Změřené frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením s aktivně tlumeným LC filtrem prediktivním regulátorem s důrazem na potlačení kmitů - s diagonálním vektorem matice váhy [0,1000,0,100,400]

Pro snadnější porovnání s ostatními algoritmy tlumení byl tento algoritmus vyzkoušen při skoku napětí zdroje z 200 V na 190 V, který simuluje rychlou změnu napětí troleje, viz obr. 35. Modrý průběh je napětí zdroje. Referenční průběh černé barvy je napětí na kondenzátoru LC filtru bez připojeného pohonu. Zelený průběh je napětí na kondenzátoru LC filtru při připojeném pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením při aktivním tlumení pomocí prediktivního řízení s diagonálním vektorem matice váhy $[0,1000,0,100,400]$. Z obr. je patrné tlumení kmitů.



obr. 35 Skoková změna napětí zdroje z 200 V na 190 V s aktivním tlumením pomocí prediktivního řízení s diagonálním vektorem matice váhy $[0,1000,0,100,400]$ - první kanál, modrý průběh, je napětí zdroje; čtvrtý kanál, zelený průběh, je napětí na kondenzátoru LC filtru při připojeném pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením; R1, černý průběh, je referenční napětí na kondenzátoru LC filtru bez připojeného pohonu; všechny průběhy mají měřítko 10 V / dílek.

Podle diagonálního vektoru matice váhy lze nastavit větší tlumicí efekt, čímž se ale zvětší kmity momentu a zhorší se tlumicí vlastnost pohonu na vyšších frekvencích, než je rezonance LC filtru. První nastavení vah, obr. 32, nejlépe tlumí kmity napětí na kondenzátoru, ale, podle vlastností pohonu při měření, značně kmitá momentem a velice se zhoršila tlumicí schopnost pohonu na vyšších frekvencích. Druhé nastavení vah, obr. 33, dobře tlumí kmity napětí, není tolik znatelné kmitání momentu a na vyšších frekvencích zhoršuje tlumicí vlastnost pohonu také méně. Třetí nastavení vah, obr. 34, tlumí kmity momentu také slušně, viz obr. 35. Kmitání momentu není slyšet a zhoršení tlumicí vlastností na vyšších frekvencích není tolik znatelné. Pro praktické využití je aktivní tlumení pomocí prediktivního řízení kmitů trakčního pohonu zajímavá varianta. Osobně bych použil třetí nastavení vah.

Výpočetní náročnost tohoto aktivního tlumení ale také není zanedbatelná. Výpočet v procesoru TMS320F28335 trval 18 μ s.

Pro vyhlazený tvar frekvenčních charakteristik by mělo být použito delší okno, což ale výrazně prodlužuje čas měření.

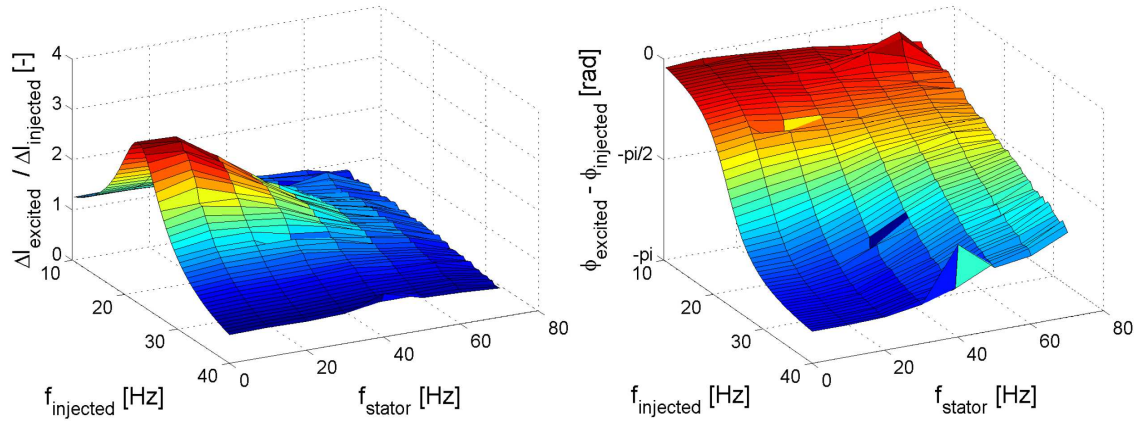
8.3.2 Aktivní tlumení pomocí prediktivního řízení aplikované na pohon se synchronním motorem a DTC řízením jako porovnávací metoda

Pro porovnání byl tento algoritmus aplikován na laboratorním modelu pohonu se synchronním motorem a DTC řízením z obdobného důvodu jako v kap. 7.

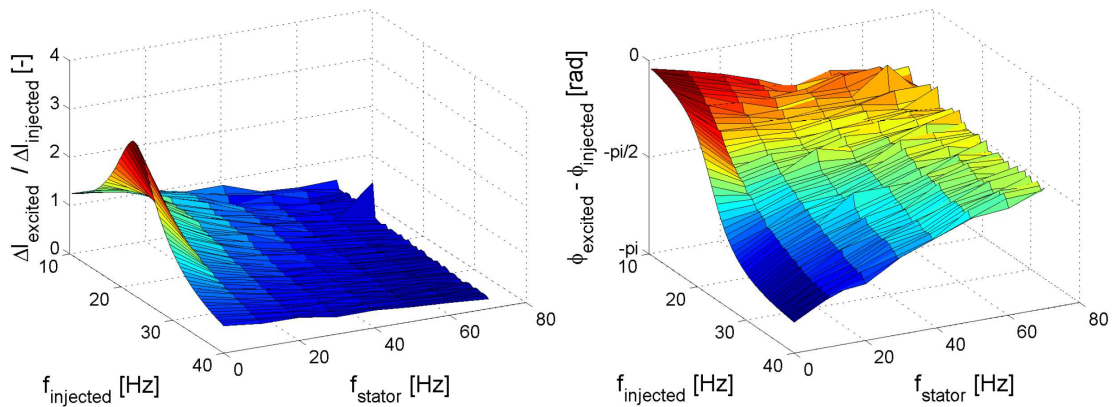
Parametry modelu jsou v [29]. Výsledky měření frekvenčních charakteristik se synchronním motorem a DTC řízením vycházejí opět podobně, jako u pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením.

Podle diagonálního vektoru matice váhy lze nastavit větší tlumicí efekt, čímž se ale zvětší kmity momentu a zhorší se tlumicí vlastnost pohonu na vyšších frekvencích, než je rezonance LC filtru. Dle mého názoru je vhodnější zlepšit tlumení na vyšších frekvencích

na úkor malého zhoršení tlumicího efektu na nižších frekvencích, volil bych první nastavení vah.



obr. 36 Změřené frekvenční charakteristiky pohonu se synchronním motorem a DTC řízením s aktivně tlumeným LC filtrem prediktivním regulátorem s důrazem na potlačení kmitů - s diagonálním vektorem matice váhy [0,150,0,100,500]



obr. 37 Změřené frekvenční charakteristiky pohonu se synchronním motorem a DTC řízením s aktivně tlumeným LC filtrem prediktivním regulátorem s důrazem na potlačení kmitů - s diagonálním vektorem matice váhy [0,800,0,100,500]

8.4 Aktivní tlumení algoritmem využívajícím fázový posun napětí na kondenzátoru LC filtru

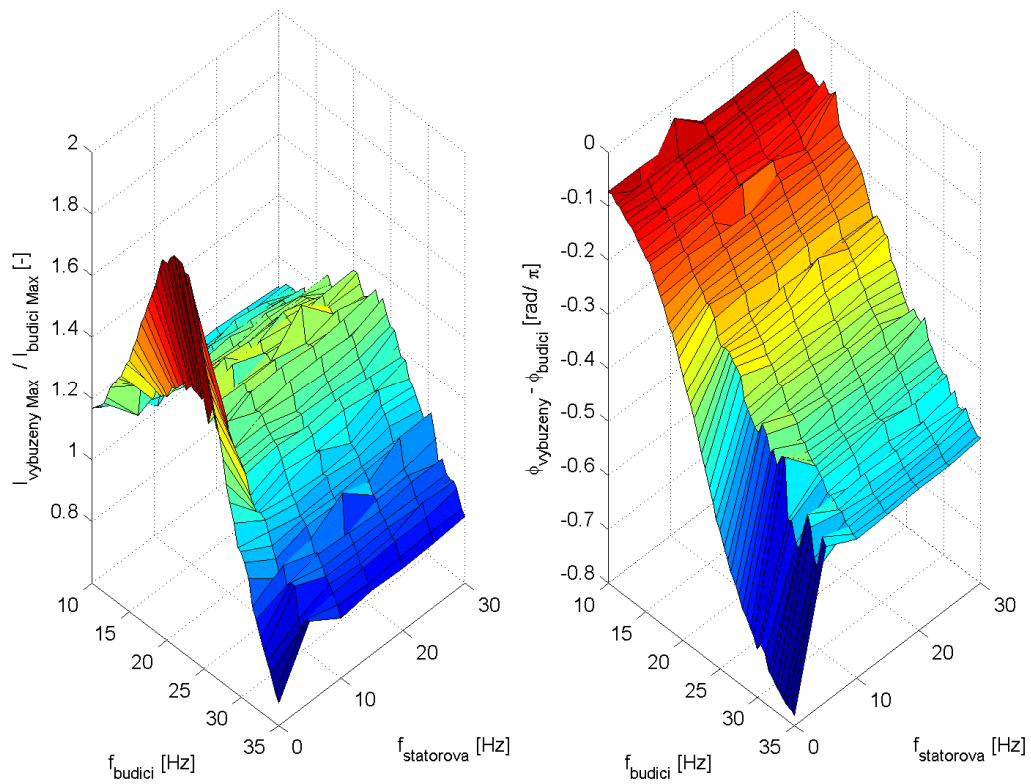
Tento algoritmus vychází z teoretického rozboru v kapitole 8.1. Napětí na kondenzátoru LC filtru je filtrováno filtrem se zlomovou frekvencí nastavenou okolo rezonanční frekvence LC filtru ($U_{Cf_{corr}}$ v (22)). Tím je dosažen fázový posun 45° na rezonanční frekvenci LC filtru. U_{Cf} je opět vyfiltrovaná hodnota napětí na kondenzátoru LC filtru. Pomocí konstanty se nastavuje amplituda „tlumícího“ harmonického proudu odebíraného z LC filtru. Algoritmus je založen na vztahu:

$$T_{corr} = T_w \left(\left(\frac{U_{Cf_{corr}}}{U_{Cf}} - 1 \right) K_K + 1 \right) \quad (42)$$

kde $\left(\left(\frac{U_{Cf_{corr}}}{U_{Cf}} - 1 \right) K_K \right)$ nastavuje právě útlum amplitudy harmonické složky napětí kondenzátoru LC filtru. Čím větší konstanta K_K tím algoritmus lépe tlumí nižší frekvence vybuzených kmitů, ale zhoršuje tlumení vyšších frekvencí, viz obr. 23.

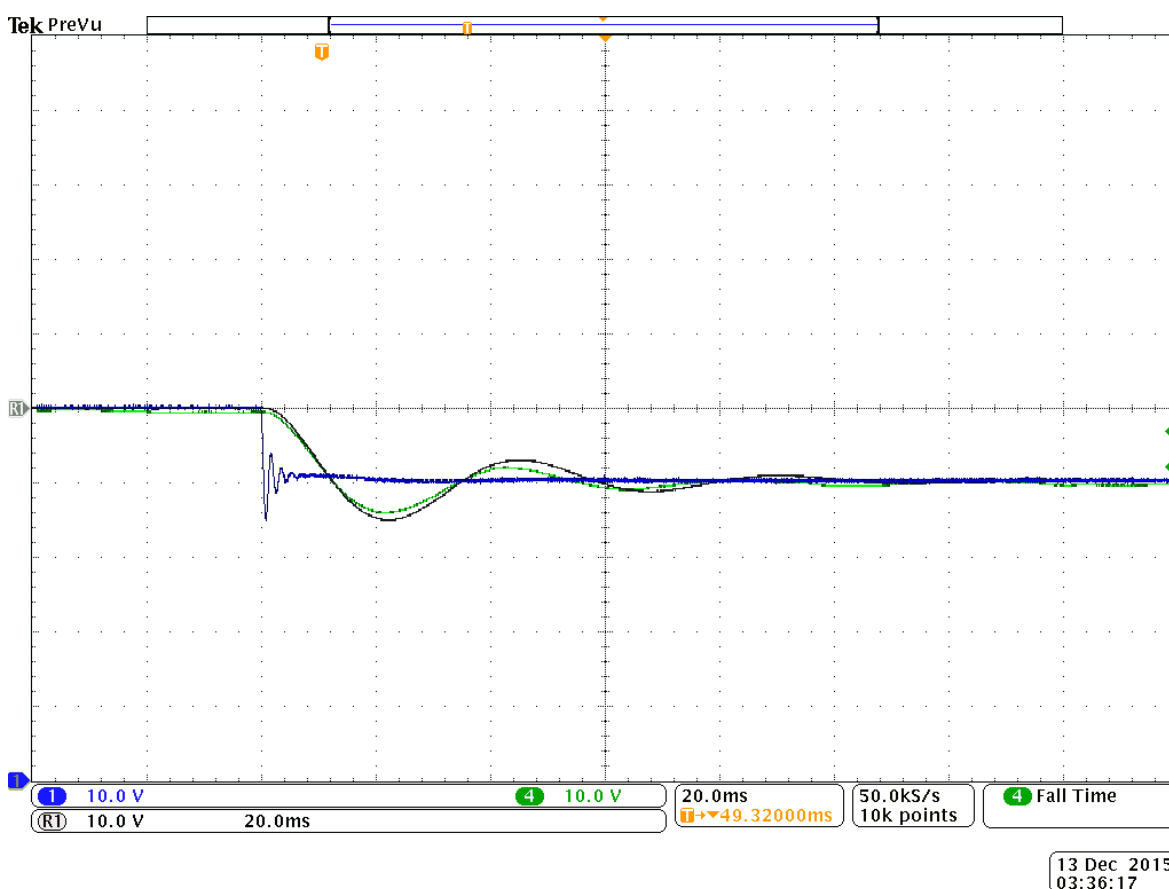
8.4.1 Výsledky měření

Z obr. 38 je patrné, že algoritmus dobře tlumí kmity napětí kondenzátoru LC filtru i při malých otáčkách motoru, tedy malém výkonu odebíraném z LC filtru pohonu. Na nulové frekvenci je opět zobrazena charakteristika samotného LC filtru pro možnost porovnání.



obr. 38 Změřené frekvenční charakteristiky pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením s aktivně tlumeným LC filtrem

Pro snadnější porovnání s ostatními algoritmy tlumení byl tento algoritmus vyzkoušen při skoku napětí zdroje z 200 V na 190 V, který simuluje rychlou změnu napětí troleje, viz obr. 39. Modrý průběh je napětí zdroje. Referenční průběh černé barvy je napětí na kondenzátoru LC filtru bez připojeného pohonu. Zelený průběh je napětí na kondenzátoru LC filtru při připojeném pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením při aktivním tlumení využívajícím fázový posun napětí kondenzátoru LC filtru. Z obr. je patrné tlumení kmitů.



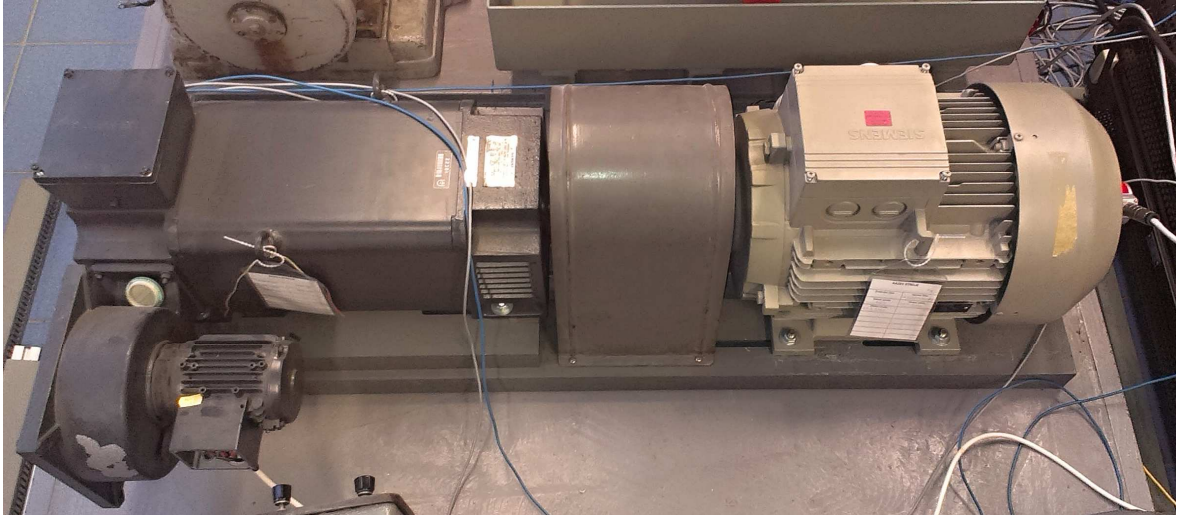
obr. 39 Skoková změna napětí zdroje z 200 V na 190 V s aktivním tlumením algoritmem využívajícím fázový posun s konstantou $K_K = 15$ - první kanál, modrý průběh, je napětí zdroje; čtvrtý kanál, zelený průběh, je napětí na kondenzátoru LC filtru při připojeném pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením; R1, černý průběh, je referenční napětí na kondenzátoru LC filtru bez připojeného pohonu; všechny průběhy mají měřítko 10 V / dílek.

Tímto algoritmem aktivního tlumení lze nastavit stejný útlum (jak ukazují obr. 35 a obr. 39) jako při prediktivním řízení. Tento algoritmus je ale jednodušší na nastavení a implementaci do mikroprocesoru a trvá podstatně kratší dobu, v mikroprocesoru TMS320F28335 cca 2 μ s oproti algoritmu prediktivního řízení, který trvá cca 18 μ s. Při

tomto algoritmu je nezbytné opět udělat kompromis mezi tlumícím efektem a zhoršením tlumení na vyšších frekvencích. Pro aplikaci v praxi je jednodušší než prediktivní řízení.

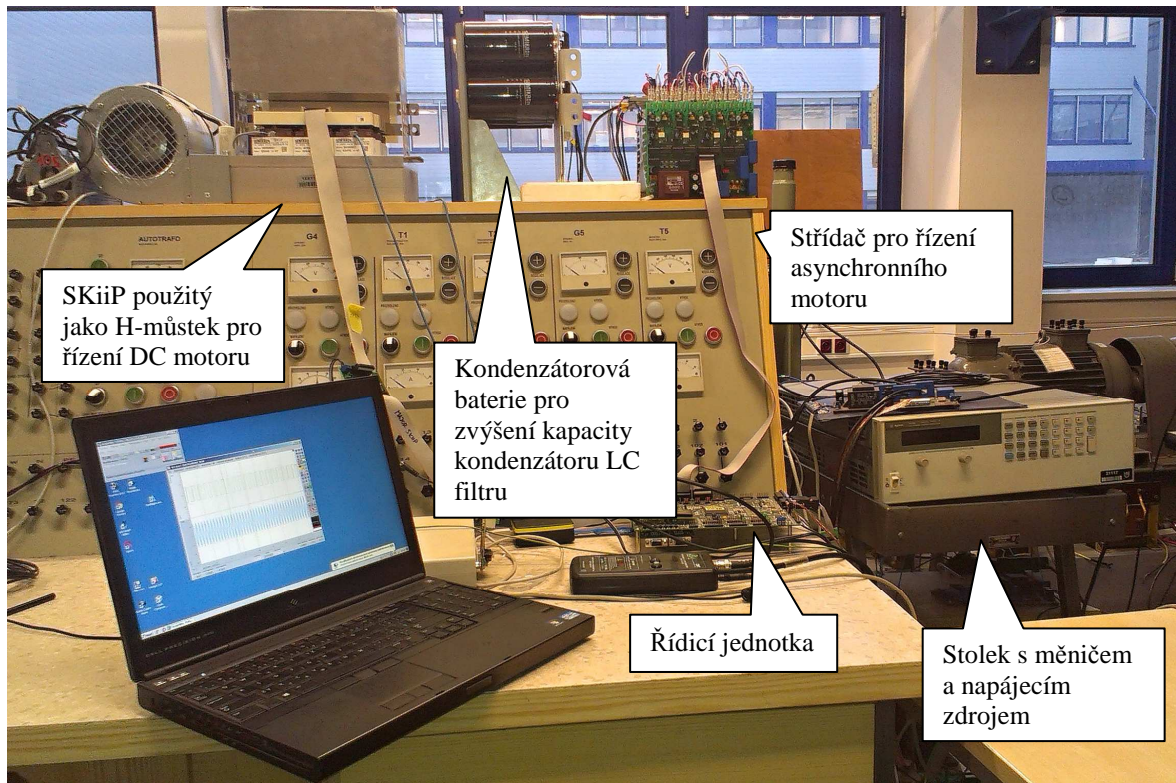
9 Laboratorní model trakčního pohonu a budicího měniče

Na obr. 40 je zobrazeno soustrojí použité při měřeních. Vlevo je stejnosměrný cizí buzený motor s ventilátorem cizího chlazení a vpravo asynchronní motor.



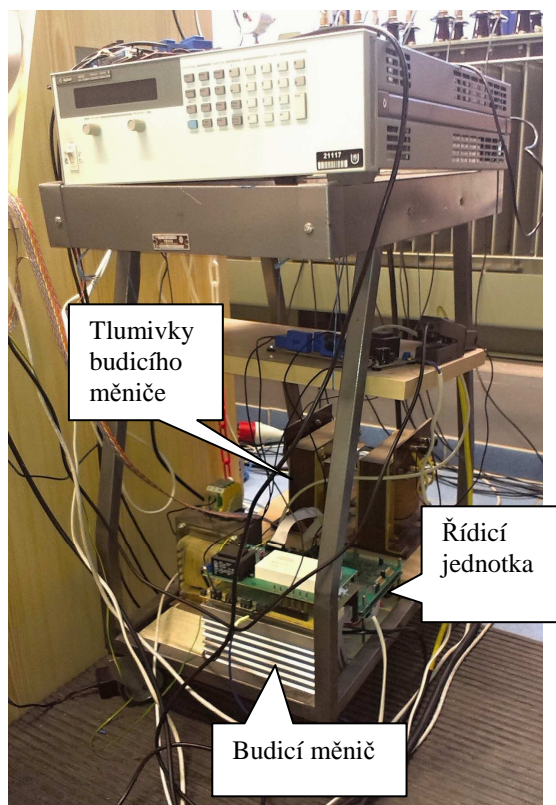
obr. 40 Soustrojí použité při měřeních

Na obr. 41 je měničová část laboratorního modelu trakčního pohonu s měničem pro řízení stejnosměrného motoru (řízení otáček) a se střídačem řídícím asynchronní motor (řízení momentu). Vpravo je vidět napájecí zdroj umístěný na pojízdný stolek s měničem generujícím budící kmity.



obr. 41 Měničová část laboratorního modelu trakčního pohonu

Budicí měnič byl umístěn se zdrojem a dalšími potřebnými přístroji na pojízdný stůl, aby s celým zařízením byla jednodušší manipulace a mohlo být použito při měření na jiných soustrojích a s jinými měniči, obr. 42.



obr. 42 Budicí měnič s napájecím zdrojem a potřebnými přístroji

10 Závěr

V této disertační práci byly splněny všechny definované cíle práce. Nejprve byla navržena metodika měření frekvenčních charakteristik pohonu. To obnášelo návrh struktury měřicího řetězce (které veličiny mají být měřeny, jaký typ proudových sond má být použit, atd.), návrh měniče generujícího budící kmitů a jeho regulační struktury, návrh vyhodnocení vybuzených kmitů a ověření navržené metodiky měření porovnáním změřených výsledků s výsledky simulačních modelů. Dále byl v práci proveden teoretický rozbor možností tlumení kmitů LC filtru, na jehož základě byly navrženy a implementovány vybrané jednoduché i pokročilé stabilizační metody. Tyto metody byly představeny na dvou laboratorních modelech trakčního pohonu a to na pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením a na synchronním motoru s DTC. Účinnost tlumení vybraných algoritmů byla představena na frekvenčních charakteristikách a přechodových dějích vybraných pohonů.

Každý z navržených algoritmů využívá k tlumení kmitů LC filtru kmitů momentu, jejichž amplituda se dá nastavit tak velká, aby tlumení bylo co nejučinnější. U jednoduchých metod není nastavení amplitudy jednoduché a přesné oproti pokročilým metodám, které jsou ale složitější, což se výrazně projeví i na výpočetním čase v procesoru. Tlumení poměrem napětí v kap. 8.2 silně závisí na velikosti požadovaného momentu, podle přechodového děje není moc účinné, výpočetní čas v mikroprocesoru TMS320F28335 ale trvá jen 2 μ s. Na rozdíl od tlumení pomocí prediktivního řízení v kap. 8.3, kterým lze přesně nastavit tlumicí moment pohonu, tzn. pohon odebírá kromě stejnosměrné složky i požadovaný harmonický proud z LC filtru a tím daleko účinněji tlumí kmitů. To je vidět jak z frekvenčních charakteristik, tak i z přechodového děje. Výpočetní čas ale v mikroprocesoru TMS320F28335 trvá 18 μ s, pro porovnání celý výpočet vektorového řízení trvá 20 μ s. Poslední metoda v kap. 8.4 je nenáročná na výpočet, trvá také 2 μ s, i vhodný tlumicí moment lze snadno nastavit korekční konstantou, což je vidět na frekvenčních charakteristikách i na přechodovém ději. Přesnost výpočtu tlumicího momentu pohonu, ale není taková jako v předchozí metodě, neboť se korekční konstanta musí měnit podle požadovaného momentu. Korekční konstanta by ale šla upravit tak, aby tlumila nezávisle na požadovaném momentu. Tlumicí metody poměrem napětí obecně jsou

primárně vhodné pro potlačení kladné zpětné vazby, ne k tlumení kmitů z vnějších podnětů.

Nastavení amplitudy kmitů momentu na maximální utlumení ale není z hlediska dalších částí pohonu, zejména mechanických dílů, optimální, neboť má vliv na jejich životnost. Na druhou stranu je však nutno podotknout, že napěťové kmity na kondenzátoru LC filtru by neměly vzniknout, natož být trvalého charakteru, tudíž lze předpokládat, že budou rychle a včas utlumeny. Kmity tlumicího momentu tedy nebudou muset být tak velké a přesné a možná by stačila jednoduchá metoda tlumení.

Vlivem velmi účinného tlumení se i zhoršuje vlastnost pohonu z pohledu konduktivních proudů, které mohou být přenášeny do troleje. Frekvenční charakteristika pohonu za rezonanční frekvencí pohonu je vlivem algoritmů aktivního tlumení z útlumu 40 dB/dek „narovnávána“ v závislosti na účinnosti tlumení.

Při shrnutí všech aspektů je náročné zvolit kompromis mezi účinností tlumení, minimalizací kmitů momentu a omezením filtračních vlastností pohonu na vyšších frekvencích.

10.1 Hlavní přínos práce

Z literatury již dříve bylo známé hodnocení stability trakčních pohonů pomocí frekvenčních charakteristik, jako užitečný nástroj pro návrh pohonu, když je nutné vzít v úvahu sklon k samobuzeným kmitům pohonu, resp. odolnost proti budícím kmitům. Frekvenční charakteristiky byly dosud jen simulovány. Práce přináší možnost jak frekvenční charakteristiky změřit pomocí vyvinuté metodiky. Na pracovišti bylo realizováno mobilní měřicí stanoviště, což umožňuje snadné přistavení ke kterémukoliv pohonu a změření frekvenčních charakteristik.

V práci byly implementovány vybrané známé, modifikované a zcela nově vyvinuté algoritmy tlumení kmitů vstupního LC filtru trakčního měniče a bylo provedeno jejich srovnání. V kontextu s provedeným teoretickým rozбором práce poskytuje komplexní pohled na problematiku a umožňuje návrh optimálního trakčního pohonu z pohledu jeho stability.

10.2 Perspektivní směry dalšího výzkumu

Při dalším zkoumání navržených řídicích algoritmů pohonu s důrazem na tlumení kmitů DC obvodu je nezbytné vzít v úvahu komplexnější náhled na zkoumaný problém, proto bych vyzdvihl následující perspektivní směry dalšího výzkumu:

Zhodnotit vliv použitých tlumících algoritmů na konduktivní proudy.

Zahrnout do zkoumaného systému mechanickou část pohonu, zejména vliv případných kmitů momentu na životnost spojek, převodovky, kardanu, zpětný vliv torzní pružnosti kardanu na frekvenční charakteristiky pohonu, apod.

V práci byla věnována pozornost trakčnímu pohonu napájenému z DC systému, bylo by tedy vhodné využít získané zkušenosti pro vývoj metodiky měření admitance vozidla na střídavé troleji.

11 Literatura

- [1] Janda, M.: *Harmonické v meziobvodu trakčního pohonu s asynchronním motorem*. Plzeň, 2007. Disertační práce. Západočeská univerzita v Plzni. Fakulta elektrotechnická.
- [2] 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.
- [3] Winterling, M., W.; Tuinman, E.; Deleroi, W.; "Attenuation of ripple torques in inverter supplied traction drives," *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998*. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 456) , vol., no., pp.364-369, 21-23 Sep 1998.
- [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] 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.
- [6] V. Dzhankhotov and J. Pyrhonen, "Passive lc filter design considerations for motor applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 4253–4259, Oct 2013.
- [7] Das, J.C., "Passive filters - potentialities and limitations", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 1, pp 232-241, Jan. 2004.
- [8] Peroutka, Z.; " Selected Problems of Modern AC Motor Traction Drives," *EDPE 2011-Electric Drives and Power Electronics, the 17th Conference on, Slovakia*, pp 23-36, Sept. 2011.
- [9] Wiseman, J.C.; Bin Wu; Castle, G.S.P.; "A PWM current-source rectifier with active damping for high power medium voltage applications," *Power Electronics Specialists Conference, 2002*. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual , vol.4, no., pp. 1930- 1934, 2002.
- [10] Michalík, J.; Molnár, J.; Peroutka, Z.; , "Active suppression of lowfrequency disturbances on AC side of traction active current-source rectifier," *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, vol., no., pp.339-

- 344, 7-10 Nov. 2010.
- [11] S. D. Sudhoff, K. A. Corzine, S. F. Glover, H. J. Hegner, and H. N. Robey, Jr., "DC link stabilized field oriented control of electric propulsion systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 13, no. 1, pp. 27–33, Mar. 1998.
- [12] K. Pietiläinen, L. Harnefors, A. Petersson, and H.-P. Nee, "DC-link stabilization and voltage sag ride-through of inverter drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1261–1268, Aug. 2006.
- [13] Mosskull, H.; Galic, J.; Wahlberg, B.; , "Stabilization of Induction Motor Drives With Poorly Damped Input Filters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.54, no.5, pp.2724-2734, Aug. 2007.
- [14] H. Mosskull, "*Robust Control of an Induction Motor Drive*," Ph.D. dissertation, Autom. Control, Dept. Signals, Sensors Syst., Royal Inst. Technol., Stockholm, Sweden, 2006.
- [15] H. Mosskull, "Some issues on stabilization of an induction machine drive," in *Proc. 43rd IEEE Conf. Decision and Control*, The Bahamas, 2004, pp. 4441–4446.
- [16] Camacho, E. F., Bordons, C; , "Model Predictive Control," *Springer-Verlag*, London 2004. ISBN 1-85233-694-3.
- [17] Gambier, A.; Unbehauen, H.; , "A state-space generalized modelbased predictive control for linear multivariable systems and its interrelation with the receding horizon LQG-control," *Decision and Control, 1993.*, Proceedings of the 32nd IEEE Conference on , vol., no., pp.817-822 vol.1, 15-17 Dec 1993.
- [18] J. Rodriguez, M. Kazmierkowski, J. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. Young, and C. Rojas, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [19] Geyer, T.; Beccuti, G.A.; Papafotiou, G.; Morari, M.; "Model Predictive Direct Torque Control of permanent magnet synchronous motors," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE* , vol., no., pp.199-206, 12-16 Sept. 2010.
- [20] M. Preindl and S. Bolognani, "Model predictive direct speed control with finite control set of pmsm-vsi drive systems," in *Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2011 Workshop on*, pp. 17–23, 2011.
- [21] M. Rivera, P. Correa, J. Rodriguez, I. Lizama, J. Espinoza, and C. Rojas, "Predictive control with active damping in a direct matrix converter," in *Energy*

- Conversion Congress and Exposition, 2009*. ECCE 2009. IEEE, pp. 3057–3062, 2009.
- [22] S. Mastellone, G. Papafotiou, and E. Liakos, “Model predictive direct torque control for mv drives with lc filters,” in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pp. 1–10, 2009.
- [23] J. Stumper, A. Dotlinger, R. Kennel, et al., “Loss minimization of induction machines in dynamic operation,” *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 3, pp. 726–735, 2013.
- [24] N. Ameen, B. Galal, R. Kennel, and R. Kanchan, “The polynomial approximation of the explicit solution of model-based predictive controller for drive applications,” in *Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2011 Workshop on*, pp. 76–81, IEEE, 2011.
- [25] P. Stolze, M. Tomlinson, R. Kennel, and T. Mouton, “Heuristic finite-set model predictive current control for induction machines,” in *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*, pp. 1221–1226, June 2013.
- [26] E. Fuentes, D. Kalise, J. Rodriguez, and R. Kennel, “Cascadefree predictive speed control for electrical drives,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 2176–2184, May 2014.
- [27] Inoue, K.; Kato, T.; Inoue, M.; Moriyama, Y.; Nishii, K.; , "An oscillation suppression method of a DC power supply system with a constant power load and a LC filter," *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2012 IEEE 13th Workshop on* , vol., no., pp.1-4, 10-13 June 2012.
- [28] Zeman, K.; Peroutka, Z.; Janda, M. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. Plzeň: ZČU, 2004. 200 s. ISBN 80-7043-350-7.
- [29] Glasberger, T., Talla, J., Janda, M., Peroutka, Z., Šmídl, V. DTC Controlled PMSM Traction Drive Input LC filter Stabilization Using Model Predictive Control. In *EPE PEMC 2012 ECCE Europe - 15th International Power Electronics and Motion Conference and Exposition*. New York: IEEE, 2012. s. DS1e.4-1-DS1e.4-7. ISBN: 978-1-4673-1971-3.

12 Seznam autorových publikací

Seznam autorových prací v časopisech

- [A1] GLASBERGER, T., PEROUTKA, Z., JANDA, M., MAJORSZKÝ, J. Traction drive with PMSM: Frequency characteristic measurement. *Transaction on Electrical Engineering*, 2012, roč. 1, č. 1, s. 13-18. ISSN: 1805-3386

Seznam autorových publikací prezentovaných na mezinárodních konferencích (chronologicky)

- [A2] GLASBERGER, T., JANDA, M., PEROUTKA, Z., MAJORSZKÝ, J. A New Method for AC Traction Drive Frequency Characteristic Measurement. In *EPE 2011 - The 14th European Conference on Power Electronics and Applications. New York*. IEEE, 2011. s. 430-437. ISBN: 978-90-75815-15-3
- [A3] GLASBERGER, T., JANDA, M., MAJORSZKÝ, J., PEROUTKA, Z. Traction drive with PMSM: Frequency characteristics measurement. In *17th International Conference on ELECTRICAL DRIVES and POWER ELECTRONICS Proceedings*. Košice: Technical University of Košice, 2011. s. 160-165. ISBN: 978-80-553-0734-3
- [A4] GLASBERGER, T., JANDA, M., MUŽÍKOVÁ, V., MAJORSZKÝ, J., PEROUTKA, Z. Frequency analysis and stability enhancement of DTC controlled PMSM drive with input LC filter. In *International conference on electrical systems for aircraft, railway and ship propulsion*. Bologna: Università degli studi di Cassino, 2012. s. 1-6. ISBN: 978-1-4673-1371-1

Seznam autorových publikací prezentovaných na českých konferencích (chronologicky)

- [A5] MAJORSZKÝ, J. Frekvenční charakteristiky trakčního pohonu. In *Elektrotechnika a informatika 2010. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2009., ISBN: 978-80-7043-809-1
- [A6] MAJORSZKÝ, J. Metodika měření frekvenčních charakteristik. In *Elektrotechnika a informatika 2010. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2010. s. 93-96. ISBN: 978-80-7043-914-2

- [A7] MAJORSZKÝ, J., JANDA, M. Odolnost trakčního pohonu vůči buzeným kmitům. In *Elektrotechnika a informatika 2011. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2011. s. 73-74. ISBN: 978-80-261-0015-7
- [A8] GLASBERGER, T., PEROUTKA, Z., JANDA, M., MAJORSZKÝ, J. Pohon s PMSM a přímým řízením momentu a jeho frekvenční charakteristiky. In *Elektrické pohony*. Praha: Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Elektrické pohony, 2011. s. 1-6. ISBN: 978-80-02-02308-1
- [A9] JANDA, M., MAJORSZKÝ, J. Měření frekvenčních charakteristik trakčního pohonu. In *Elektrické pohony*. Praha: Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Elektrické pohony, 2011. s. 1-5. ISBN: 978-80-02-02308-1
- [A10] STREIT, L., ZAVŘEL, M., MAJORSZKÝ, J. Jednofázový střídač pro Teslův transformátor. In *Elektrotechnika a informatika 2012. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2012. s. 123-124. ISBN: 978-80-261-0119-2
- [A11] MAJORSZKÝ, J., JANDA, M. Stabilita trakčního pohonu. In *Elektrické pohony: XXXIII. konference*. Praha: Česká elektrotechnická společnost, 2013. s. 1-5. ISBN: 978-80-02-02457-6

Seznam autorových výzkumných zpráv (chronologicky)

- [A12] MAJORSZKÝ, J., JANDA, M. *Metodika měření frekvenčních charakteristik. Frekvenční charakteristiky LC filtru*. Plzeň: ZČU, 2010.
- [A13] JANDA, M., MAJORSZKÝ, J., GLASBERGER, T. *Měření frekvenčních charakteristik pohonu s PMSM při DTC*. Plzeň: ZČU, 2010.
- [A14] MAJORSZKÝ, J., JANDA, M. *Odolnost trakčního pohonu s asynchronním motorem a vektorovým řízením vůči buzeným kmitům*. Plzeň: ZČU, 2011.
- [A15] JANDA, M., MAJORSZKÝ, J. *Stabilita trakčního pohonu - přehled řešení používaných ve světě*. Plzeň: ZČU, 2013.

Seznam autorových funkčních vzorků

- [A16] MAJORSZKÝ, J. *Měnič pro injektáž harmonického proudu do ss meziobvodu trakčního pohonu*. 2010.
- [A17] MAJORSZKÝ, J. *Regulátor měniče pro injektáž harmonického proudu do ss meziobvodu trakčního pohonu*. 2010.
- [A18] JANDA, M., MAJORSZKÝ, J. *Software pro vyhodnocení frekvenčních*

charakteristik pohonu z naměřených dat. 2010.