VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SILOVÉ OBVODY PRO NAPÁJENÍ MAGNETICKÉHO LOŽISKA

POWER CIRCUITS FOR FEEDING THE MAGNETIC BEARING

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE — Bc. Kateřina Chudá
AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE — Ing. Petr Procházka, Ph.D.
SUPERVISOR

BRNO 2019

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Studentka: Bc. Kateřina Chudá ***ID:*** 173862
Ročník: 2 ***Akademický rok:*** 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Silové obvody pro napájení magnetického ložiska

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte konkrétní zapojení budicího obvodu tranzistoru pro silový obvod magnetického ložiska. Navržený obvod realizujte a oživte.
2. V programu MATLAB vytvořte skript pro dimenzování výkonové části magnetického ložiska.
3. V programu MATLAB Simulink vytvořte model výkonové části magnetického ložiska.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.

[2] Patočka M., Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek II., Vydání 3., skriptum FEKT VUT Brno, 2004

[3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, Svazek III. skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 4.2.2019 ***Termín odevzdání:*** 22.5.2019

Vedoucí práce: Ing. Petr Procházka, Ph.D.
Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:
Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Magnetická ložiska se využívají pro udržení objektu v určité pozici pomocí magnetické síly. Tím nedochází k žádnému tření, protože nedochází k žádnému kontaktu. Při použití aktivních magnetických ložisek je třeba tyto ložiska napájet elektrickou energií. To se dá udělat lineárními zesilovači, nebo spínacími zesilovači z čehož nejčastěji používané jsou dvoukvadrantové měniče pracující v I. a IV. kvadrantu.

Klíčová slova

Magnetická ložiska, Silové obvody, Lineární tranzistorové zesilovače, H-můstek

Abstract

Magnetic bearings are used to keep objects in certain position via magnetic force. There is no creation of friction, because there is no touch. It is necessary to supply magnetic bearings with electric energy. Linear transistor amplifiers or switched-mode amplifiers can be used to supply them with electric energy.

Keywords

Magnetic bearings, Power electronic sircuits, Linear transistor amplifiers, H-bridge

Bibliografická citace:

CHUDÁ, Kateřina. *Silové obvody pro napájení magnetického ložiska* [online]. Brno, 2019 [cit. 2019-05-22]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/117573. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Petr Procházka.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Silové obvody pro napájení magnetickéholožiska jsem vypracovaal samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.
Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušila autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědoma následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

.

V Brně dne: **22. května 2019** ……

Kateřina Chudá, podpis

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrální práce panu Ing. Petru Procházkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc, trpělivost a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále bych chtěla poděkovat panu Ing. Ivovi Pazderovi, Ph.D. za odbornou pomoc s programem MATLAB a také Bc. Tomáši Lažkovi za pomoc s programem Eagle.

V Brně dne: **22.května 2019**

……

Kateřina Chudá, podpis

Obsah

1 Úvod 14
2 Magnetická ložiska 15
2.1 Magnetická levitace 15
2.2 Pasivní magnetická ložiska 15
2.3 Aktivní magnetická ložiska (Active Magnetic Baering – AMB) 16
2.3.1 Radiální magnetické ložisko 17
2.3.2 Axiální magnetické ložisko 17
2.4 Model magnetické síly[3] 18
3 Silová část 22
3.1 Možnosti výkonových silových zapojení 23
3.1.1 Lineární tranzistorový zesilovač 23
3.1.2 Spínané zesilovače 27
3.1.3 Snižující měnič [1] 29
3.2 Proudová zpětnovazební smyčka[1],[12] 30
3.2.1 Lineární regulátor 30
3.2.2 Proudové řízení[1],[8] 31
3.3 Spínací prvky: 31
3.4 Budič 32
4 Možné provedení 34
4.1 Výpočet ztrát 35
4.1.1 Ztráty ložiska při jmenovitém zatížení 35
4.2 Ztráty ložiska při maximálním zatížení 38
4.2.1 Výpočet elektrolytického kondenzátoru 40
4.2.2 Porovnání ztrát 42
5 Budič 51
6 Simulink 56
6.1 Výsledky simulace 59
6.2 Simulace se započítáním indukčnosti sítě 64

Seznam obrázků

Obr. 1: Radální magnetické ložisko: a) Heteropolární uspořádání – siločáry mag. indukce jsou kolmé na osu rotace, b) Homopolární uspořádání – siločáry mag. indukce jsou rovnoběžné s osou rotace. 17
Obr. 2: Axiální aktivní magnetické ložisko – 4 pólové 18
Obr. 3: B-H křivka 19
Obr. 4: Konfigurace elektromagnetů a rotoru [3] 21
Obr. 5: Princip funkce aktivního magnetického ložiska 22
Obr. 6: Dvojčinný emitorový sledovač[1] 23
Obr. 7: Pracovní body tranzistoru Tr1 [1] 24
Obr. 8: Lineární zesilovač se dvěma stupni [1] 25
Obr. 9: Lineární proudové řízení výkonového operačního zesilovače [1] 27
Obr. 10: (a) zapojení měniče – H-můstek, (b) zjednodušené zapojení [1] 27
Obr. 11: Pracovní stavy měniče [1] 28
Obr. 12: Snižující měnič [1] 29
Obr. 13: Blokové schéma lineárního regulátoru [1] 30
Obr. 14: Budič [1] 33
Obr. 15 :Rozložení ložisek 34
Obr. 16: Funkční blokové schéma budiče[15] 51
Obr. 17: Zjednodušené blokové schéma budiče[15] 51
Obr. 18: Schéma zapojení budiče pro tranzistor MOS-FET 53
Obr. 19: Deska plošných spojů budiče tranzistoru 54
Obr. 20: Průběh napětí na gatu tranzistoru a na čipu budiče 55
Obr. 21: Dvoukvadrantový měnič pracující v I. a IV. kvadrantu s magnetickým ložiskem 56
Obr. 22: Napájení dvoukvadrantového měniče 57
Obr. 23: Buzení tranzistorů severního a jižního ložiska 58

Seznam tabulek

Tabulka 1: Porudy ložisky při různém zatížení 35
Tabulka 2: Parametry ložiska 36
Tabulka 3: Parametry tranzistoru [14] 36
Tabulka 4: Parametry diody [13] 36
Tabulka 5: Seznam součástek 53

1 ÚVOD

Magnetická ložiska se využívají pro udržení objektů v určité pozici pomocí magnetické síly. Tím nedochází k žádnému tření, protože nedochází k žádnému kontaktu.

Tato práce popisuje problematiku silových obvodů pro magnetická ložiska. První kapitola se zabývá vlastnostmi a typy magnetických ložisek, probírá vznik magnetické síly, kterou generuje magnetické ložisko. V další kapitole jsou popsány způsoby napájení aktivních magnetických ložisek, možnosti zapojení, které mohou být použity pro napájení a také porovnání jejich výhod a nevýhod.

Dále proběhla simulace zvoleného zapojení napájení ložiska dvoukvadrantovým měničem pracující v I. a IV. kvadrantu, ke zjištění správnosti všech nastavených parametrů a také zjištění ztrát prvků ložiska.

Pro toto zapojení bylo vyrobeno buzení výkonových tranzistorů MOS-FET.

2 MAGNETICKÁ LOŽISKA

Magnetická ložiska se využívají pro udržení objektu v určité pozici pomocí magnetické síly. Jejich využití s sebou přináší mnohé výhody. Nedochází k žádnému tření, protože nedochází k žádnému kontaktu, není tedy potřeba žádného mazání a tím se sníží i náklady. Magnetická ložiska jsou vhodná u strojů používaných ve vakuu, při extrémních teplotách, jak nízkých, tak vysokých, tak i v prostředí s agresivními kapalinami. Používají se u strojů, kde nesmí dojít ke kontaminaci mazivy nebo částicemi, které vnikají při tření nebo pokud je použití maziv neslučitelné s výrobním procesem (linka u firem s potravinářskou výrobou nebo polovodičovou výrobou).

Absence tření snižuje také energetické ztráty, jejich zahřívání a hlučnost. Nenastává opotřebení a tím je životnost ložisek větší. [2],[4]

2.1 Magnetická levitace

Levitačním systémem je takové zařízení, které umožní stabilně umístit těleso v prostoru, aniž by mělo nějaký kontakt s pevnou podložkou. Pravdou ale je, že většina systémů s magnetickými ložisky je kombinována s běžnými typy ložisek.

Jsou tři hlavní typy magnetismu: diamagnetismus, paramagnetismus a feromagnetismus. Pokud se do vnějšího magnetického pole vloží diamagnetická látka, bude z magnetického pole vytlačována ven, zatímco paramagnetická nebo feromagnetická bude do pole vtahována.[2]

Diamagnetické látky jsou zdrojem pouze slabého magnetického pole. Supravodiče, které mají nulovou rezistivitu jsou schopny magnetické pole dokonale vytlačovat ze svého objemu. Pokud se nad supravodič umístí permanentní magnet, potom mezi nimi vznikne odpudivá magnetická síla a magnet bude levitovat. Proto se někdy supravodičům říká ideální diamagnetikum.[4]

2.2 Pasivní magnetická ložiska

Pasivní magnetická ložiska jsou taková, která nepotřebují ke své funkci elektrickou energii. Dělí se na dvě skupiny:

1. Ložiska s permanentními magnety:
   Jde o nejjednodušší typ magnetických ložisek. Jejich nevýhodou je malá tuhost a tlumení. Radiální magnetická ložiska jsou nestabilní v axiálním směru působení magnetického pole a axiální ložiska jsou zase nestabilní v radiálním poli.

2. Ložiska s vysokoteplotním supravodičem HTS – vysokoteplotní supravodiče jsou syntetické keramické látky u nich se supravodivost projeví už u -150 °C. Dříve měly supravodivé látky kritickou teplotu jen několik stupňů nad absolutní nulou. Kvůli chlazení jsou větší nároky na konstrukci celého systému.

Výhodou těchto ložisek je jejich jednoduchost, nízká cena, u ložisek s HTS se cena zvyšuje hlavně přídavným chlazením. Dále pak jejich spolehlivost, možnost využití v extrémních podmínkách a funkčnost bez potřeby elektrické energie. Oproti tomu velkou nevýhodou je nutnost chlazení pro ložiska s HTS, nízká tuhost, malé tlumení a menší únosnost. Pro pasivní ložiska s permanentními magnety je hranice únosnosti kolem 100 kg. Nejčastěji se pasivní magnetická ložiska používají u setrvačníků s menším výkonem. Dále pak u turbomolekulárních čerpadel, paprskové přerušovače, odstředivky atd.[2],[4],[5]

2.3 Aktivní magnetická ložiska (Active Magnetic Baering – AMB)

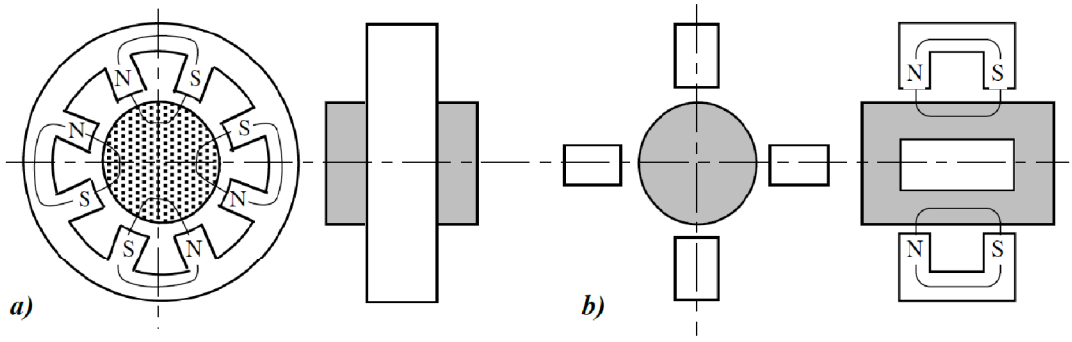
Aktivní magnetická ložiska potřebují pro svůj chod elektrickou energii. Princip jejich funkce se shoduje s klasickými elektromagnety. Ve statoru ložiska je umístěno pole cívek, ve kterých se při průchodu elektrického proudu indukuje magnetické pole, které přitahuje rotor z feromagnetika.[2]

Celý systém ale musí mít zpětnovazební regulační obvod, protože poloha rotoru v ložiscích není stabilní. Každá dvojice elektromagnetů má svou vlastní zpětnovazební smyčku a snímač polohy. Regulační obvod je sestaven se snímačů polohy, zesilovačů, A/D a D/A převodníků, napájecího zdroje a elektronické řídící jednotky DSP (Digital Signal Processor), která neustále vyhodnocuje polohu rotoru a potom upravuje velikost elektrického proudu v jednotlivých cívkách a tím i přitažlivou sílu vyvolanou magnetickým polem. Širší využití aktivních magnetických ložisek mohlo přijít až

s vývojem hardwaru a vývojem řídících algoritmů. Díky řízení polohy se dá kompenzovat nevyváženost systému a zamezit tak vibracím, čímž se sníží i ztráty.[2],[4]

2.3.1 Radiální magnetické ložisko

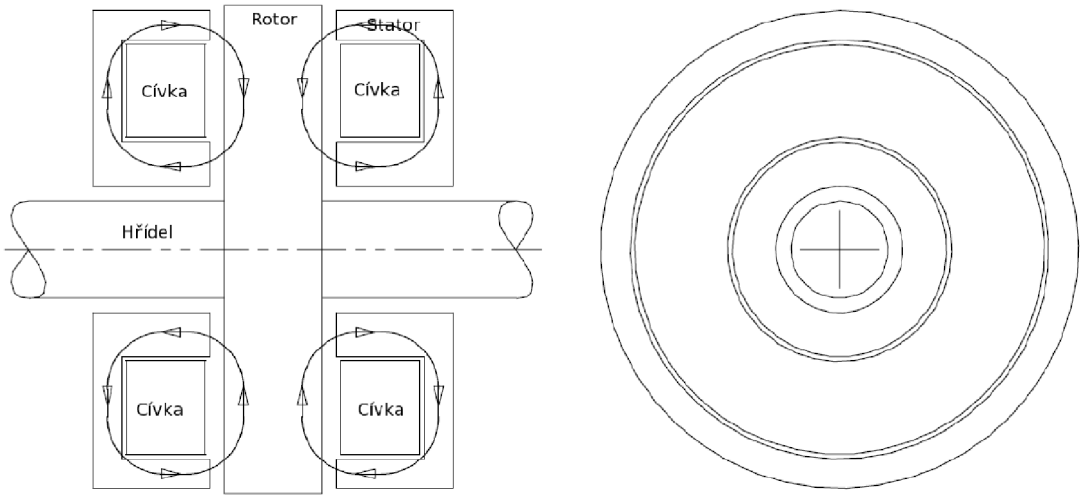
Obvod radiálního magnetického ložiska se podobá elektromotoru s tím rozdílem, že místo momentu vytváří přitažlivou magnetickou sílu, která působí na hřídel. Ve statoru jsou umístěny ložiska a senzory pro snímání polohy. Rotor je tvořen svazkem prstencových lamel, které jsou nasazeny na hřídel. Lamely jsou vystřiženy z elektroplechu, kvůli snížení hysterezních ztrát a ztrát vířivými proudy. Tím se zlepší i celková odezva ložiska. Cívky elektromagnetů musí být vždy 2 proti sobě, klasicky se používají 2 páry elektromagnetů, které pracují proti sobě. Dále jsou pak co nejblíže k ložisku namontovány snímače.[4]



Obr. 1: Radální magnetické ložisko: a) Heteropolární uspořádání – siločáry mag. indukce jsou kolmé na osu rotace, b) Homopolární uspořádání – siločáry mag. indukce jsou rovnoběžné s osou rotace.

2.3.2 Axiální magnetické ložisko

U tohoto typu ložiska má rotor tvar disku a je tvořen z masivního feromagnetika. Rotor je spojen s hřídelí a po obou stranách je umístěn prstencový stator z masivní oceli. Cívky jsou v kruhových drážkách statoru. Tím, že je stator po obou stranách rotoru, může tak eliminovat axiální síly v obou směrech. [4]



Obr. 2: Axiální aktivní magnetické ložisko – 4 pólové

2.4 Model magnetické síly[3]

Permanentní magnet nebo elektrický proud generují magnetické pole. Pokud vodičem protéká konstantní proud i vzniká rotačně symetrické pole o intenzitě H. [5]

$$\oint Hds = i \tag{2.1}$$

Magnetické pole nezávisí na materiálu v okolí vodiče. Pro vodič, který je jako cívka platí:

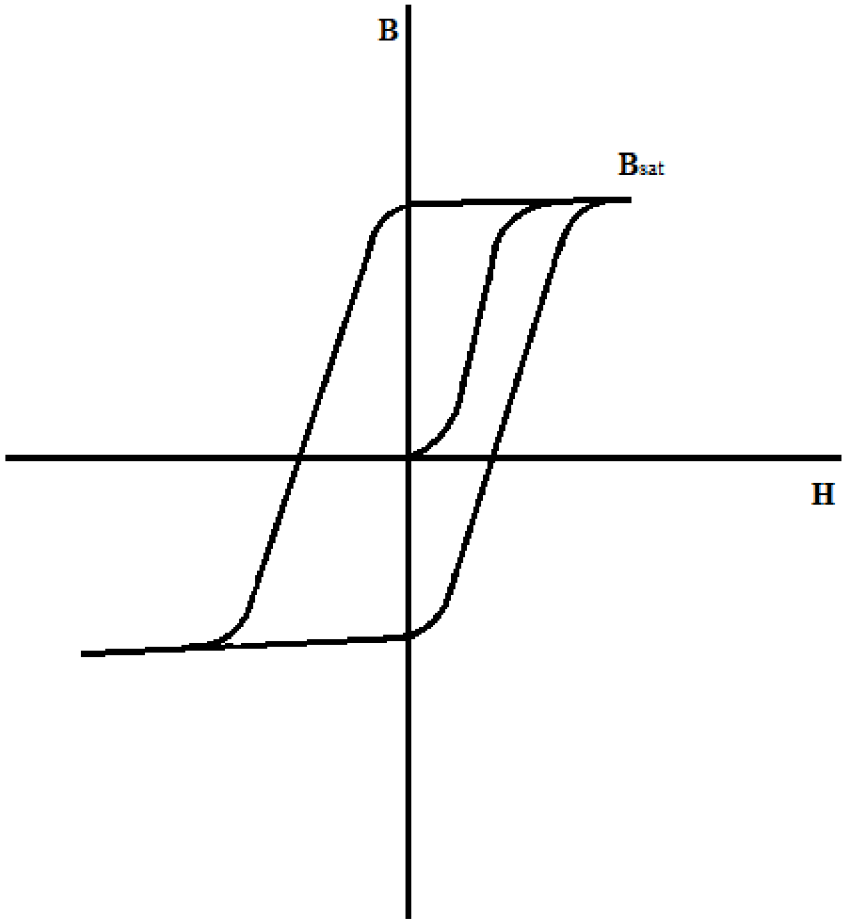
$$\oint Hds = Ni \tag{2.2}$$

V magnetických ložiscích vzniká magnetický tok ϕ cirkulující v magnetické smyčce. Každá křivka magnetického pole je vždy uzavřená a jejich hustota udává hustotu magnetického toku, což je magnetická indukce B.

$$B = \mu_0 \mu_r H \tag{2.3}$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ *Vs/Am* je permeabilita vakua a μ_r je relativní permeabilita závisející na prostředí, ve kterém se nachází magnetické pole a ve vakuu je rovno jedné, taktéž μ_r vzduchu je přibližně rovno jedné. Pro feromagnetické materiály je μ_r mnohem větší než jedna a neumožňují uzavírání magnetických křivek mimo feromagnetický materiál. Vlastnosti feromagnetického materiálu ukazuje B-H křivka (Obr. 3), která ukazuje známý

úkaz hystereze a saturace. Pokud dojde k saturaci, tak i při zvyšování intenzity H a proudu i generující magnetické pole, nedochází k přílišnému vzrůstu magnetické indukce B nad hodnotu B_{sat}. [7]



Obr. 3: B-H křivka

Pro odvození magnetické síly uvažujeme jeden dvoupólový element magnetického ložiska a cestu magnetického toku v něm při platnosti předpokladů:

1. plochy průřezu jsou stejné $S_{Fe} = S_{\delta}$
2. frekvence střídavého proudu není příliš vysoká, tím pádem platí vztahy pro statické nikoliv dynamické magnetické pole
3. železná část magnetické smyčky l_{Fe} je zanedbatelná
4. magnetický tok ϕ je homogenní v jádře i ve vzduchové mezeře

Za těchto předpokladů platí, že magnetická indukce je konstantní v celé magnetické smyčce. Její velikost je úměrná proudu, dokud není dosaženo hodnoty B_{sat}. Velikost magnetické síly se může odvodit z energie W_δ uložené ve vzduchové mezeře mezi magnetem a rotoru.

$$W_\delta = \frac{1}{2} B_\delta H_\delta V_\delta = \frac{1}{2} B_\delta H_\delta S_\delta 2\delta \tag{2.4}$$

Kde B_δ je magnetická indukce ve vzduchové mezeře, H_δ je intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře a S_δ a δ určují geometrii vzduchové mezery.

Síla působící na feromagnetické tělo rotoru je generována naakumulovanou energií ve vzduchové mezeře a je funkcí polohy rotoru. Magnetický tok $B_\delta S_\delta$ je konstantní pouze při malých změnách polohy *ds*. Pokud se vzduchová mezera zvětší o hodnotu *ds*, tedy objem vzduchové mezery bude $V_\delta = 2\delta S_\delta$, tím se zvětší i energie magnetického pole W_δ o hodnotu *dW*. Tato energie musí být dodána mechanicky, tedy musí být překonána přitažlivá síla. Velikost magnetické síly je dána vztahem:

$$f = \frac{dW_\delta}{ds} = B_\delta H_\delta S_\delta = \frac{B_\delta^2 A_\delta}{\mu_0} \tag{2.5}$$

Tento vztah platí pro B_δ menší, než je B_{sat}.

$$f = \mu_0 S_\delta \left(\frac{Ni}{2\delta}\right)^2 = \frac{1}{4}\mu_0 N^2 S_\delta \frac{i^2}{\delta^2} = k\frac{i^2}{\delta^2} \tag{2.6}$$

Rovnice (2.6) popisuje závislost síly na protékajícím proudu *i* a velikosti vzduchové mezery δ.

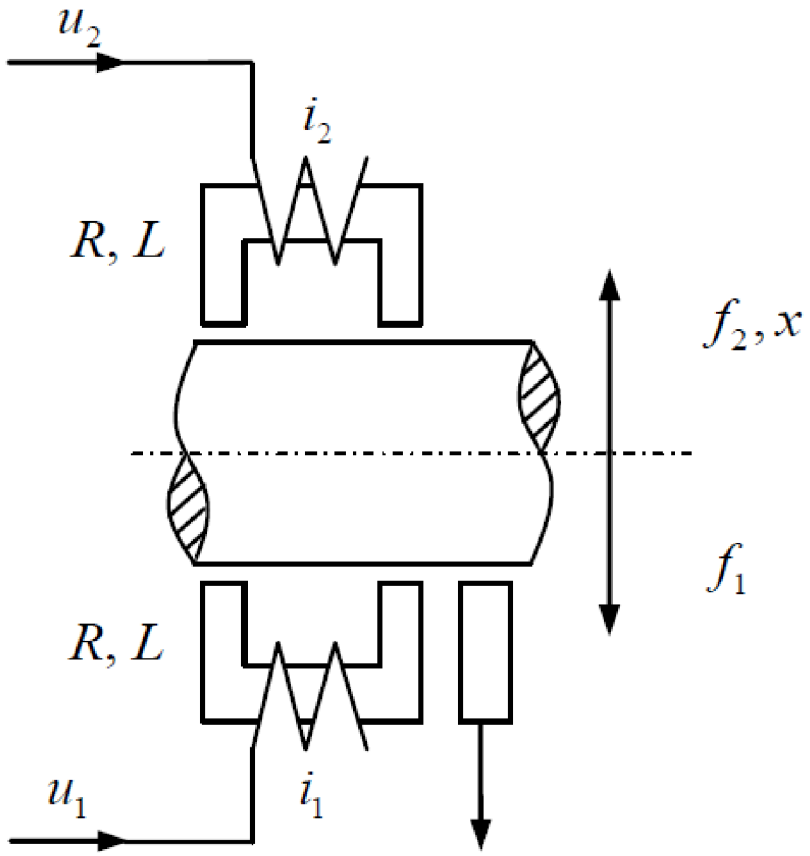
Reálné magnetické ložisko je sklopené, tedy průřez S_δ je sklopeno pod úhlem α. Magnetickou sílu tedy musíme vynásobit $\cos(\alpha)$.

$$f = k\frac{i^2}{\delta^2} \cdot \cos(\alpha) \tag{2.7}$$

Tato rovnice ale stále neodpovídá reálu, protože kdyby byla vzdálenost rotoru a elektromagnetu nulová, tak by výsledná síla byla nekonečně velká. Proto se ke vzdálenosti elektromagnetu přičítá konstanta *a*, která kompenzuje nepřesnosti zanesené zjednodušujícími předpoklady.

$$f = k\frac{i^2}{(\delta + a)^2} \cdot \cos(\alpha) \tag{2.8}$$

Výsledná magnetická síla je vždy přitažlivá, a proto je třeba, aby výsledná magnetická síla mohla působit směrem k elektromagnetu i od něj. Toho se dosahuje pomocí dvou protilehlých elektromagnetů, které působí proti sobě.



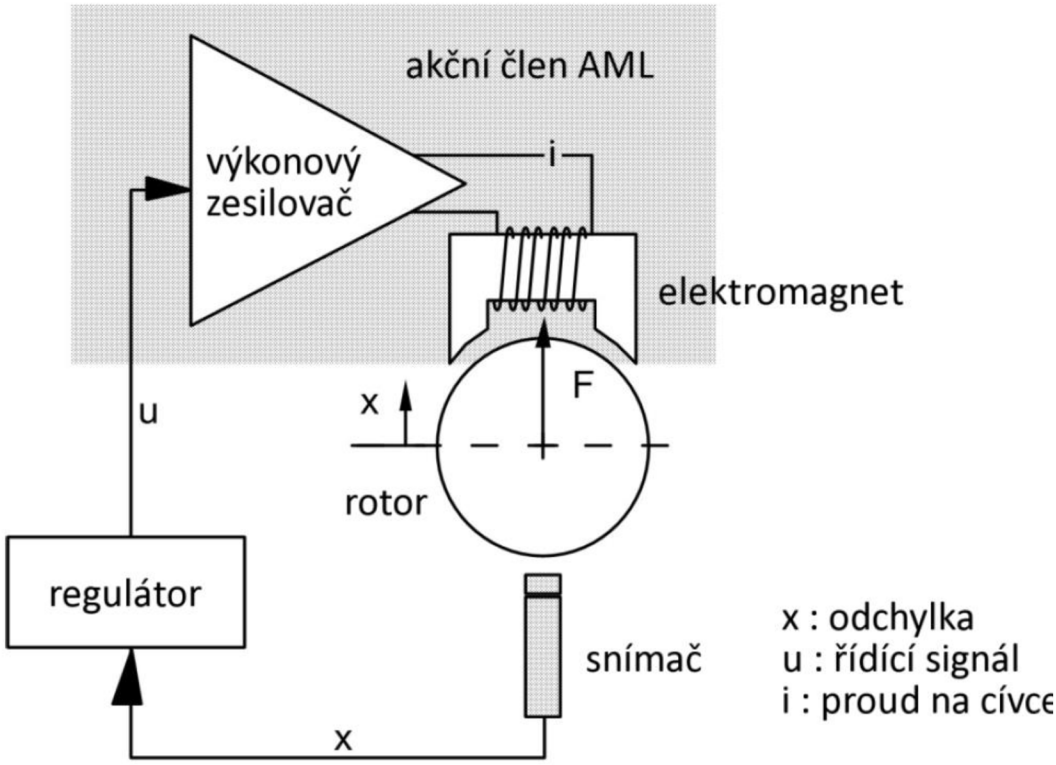
Obr. 4: Konfigurace elektromagnetů a rotoru [3]

Výsledná magnetická síla je rozdíl sil protilehlých elektromagnetů.

$$F = \frac{Si_2^2}{\left(\frac{\delta}{2} - \chi + a\right)^2} - \frac{Si_1^2}{\left(\frac{\delta}{2} + \chi + a\right)^2} \qquad (2.9)$$

kde i_1 a i_2 jsou proudy v elektromagnetech, δ je velikost vzduchové mezery a χ je velikost výchylky rotoru ze středové polohy.

3 SILOVÁ ČÁST



Obr. 5: Princip funkce aktivního magnetického ložiska

Jak již bylo řečeno v předchozí kapitole, AML potřebuje elektrickou energii, aby elektromagnet mohl vytvářet magnetické pole – přitažlivou magnetickou sílu F_{mag}. Ta působí na rotor, dokud ho k sobě nepřitáhne a tím dojde k nestabilitě. Proto je třeba mít takové napájení a zpětnovazební regulaci, aby magnetické pole udržovalo rotor v žádané poloze. Proto se musí měřit odchylka x od žádané polohy. Regulátor potom pošle řídící signál u, podle nějž potom výkonový zesilovač reguluje proud v cívce elektromagnetu tak, aby byl rotor v žádané poloze.

U výkonových zesilovačů záleží na rychlosti změny proudu, která by měla být dostatečně rychlá. Rozsah amplitudy a frekvence jsou omezeny rychlostí napětí a proudu v obvodu a také induktancí v ložiscích a ve vinutí. Pokud proud nereaguje dostatečně rychle, potom se zpětnovazebná smyčka stává nestabilní. [8]

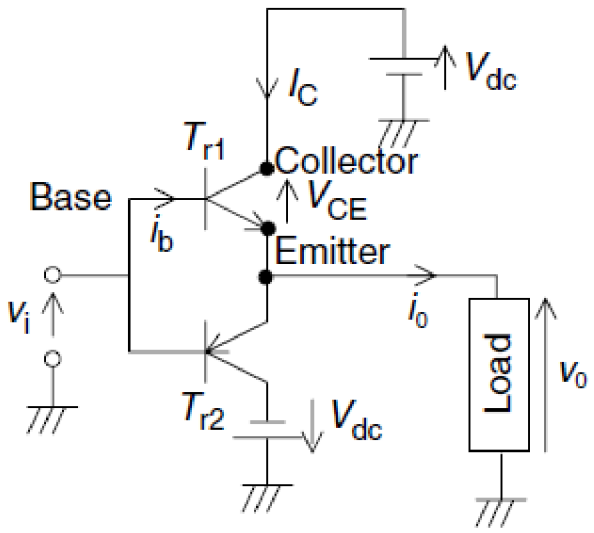
3.1 Možnosti výkonových silových zapojení

Pro napájení AML se využívají výkonové zesilovače. Mohou to být lineární zesilovače, jako například dvojčinný emitorový sledovač. Dále pak Spínací zesilovače, jako je Dvojčinný propustný měnič, nebo také jednočinný propustný měnič. Do této skupiny také patří i snižující měnič. [16]

Při volbě vhodného výkonového zesilovače se rozhoduje podle velikosti napájecího napětí, jaká je výsledná regulace proudu zesilovače a jeho rychlost odezvy na řídící signál, nutnost chlazení a také cena.[**1**],[**16**]

3.1.1 Lineární tranzistorový zesilovač

Lineární zesilovače mají výhodu přesné regulace proudu a napětí, malou hlučnost a změna rychlosti proudu je menší než 10 A. Změna proudové rychlosti je možná pouze s chlazením. Chlazení na výstupech tranzistorů zajišťuje velký tepelný chladič. Rozměry tohoto zesilovače jsou velké, a proto je velká i jeho cena. Účinnost tohoto zapojení je malá, kvůli velkým ztrátám tranzistorů. [1]

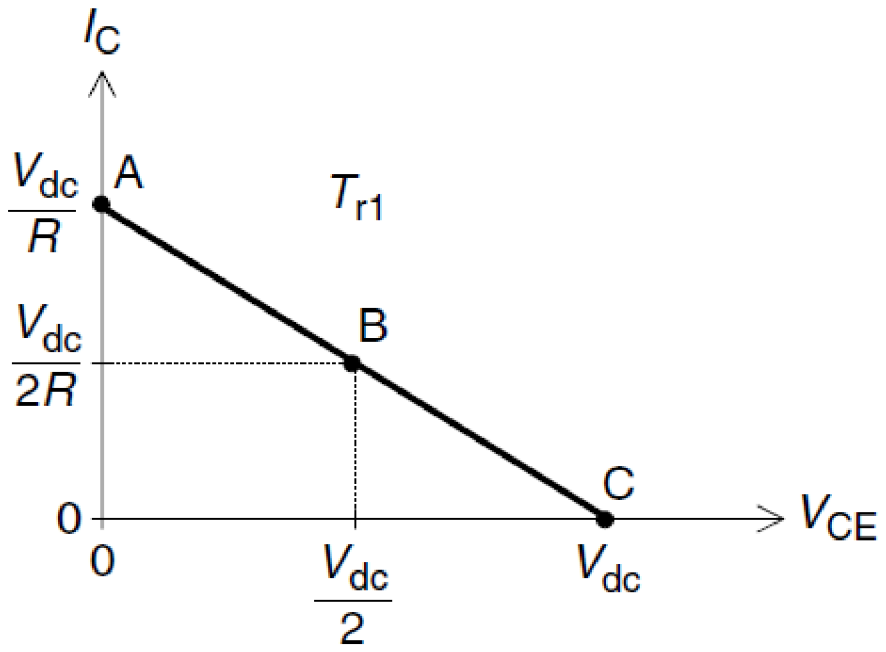


Obr. 6: Dvojčinný emitorový sledovač[1]

Obr. 6 ukazuje zapojení zesilovače. Napájení je +- stejnosměrné napětí. Výstupní napětí kopíruje vstupní napětí. Pokud je vstupní napětí sinusové, potom je i výstupní

napětí sinusové se stejnou amplitudou. Proudová řídící schopnost je zesílena kolektorovým proudem o h_{FE}, jehož rozsah je 20-100. [1]

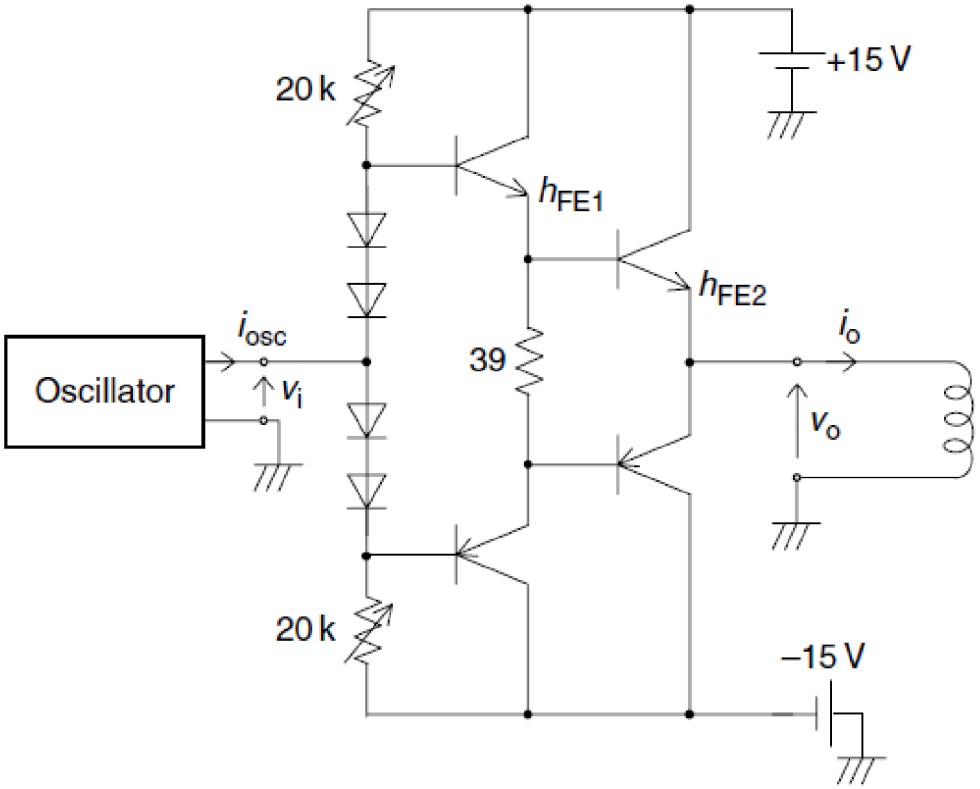
Na Obr. 7 jsou pracovní body v závislosti na napětí a proudu. V bodu A je tranzistor sepnut, takže kolektor-emitorové napětí je téměř nulové s maximálním kolektorovým proudem Ic = Udc/R, kde R je zátěžný odpor. Zařízení téměř nic neodebírá. Bod působení se pohybuje po úsečce a tím se zvětšuje kolektor-emitorové napětí. V bodě B je Ic a Uce jsou v polovině svého maxima, výstupní napětí je poloviční. Výkon tranzistoru je dán Uce, Ptr = Udc^2/4R. V bodě C je výstupní napětí na minimu i proud je na minimu a tranzistor je vypnut. Tranzistor nemá žádný výkon. Ta samá charakteristika se dá nakreslit i pro druhý tranzistor, akorát se záporným napětím. [1]



Obr. 7: Pracovní body tranzistoru Tr1 [1]

U lineárních zesilovačů mají tranzistory velký odběr, protože nikdy nejsou jenom otevřené nebo jenom zavřené. Pouze v bodech A a C nic neodebírají. U spínacích zesilovačů je zesilovač udržován pouze v bodech A a C, aby se minimalizovaly ztráty. Výstupní napětí není spojité, ale diskrétní s hodnotami +Udc nebo -Udc. Požadovaná hodnota je někde mezi +Udc a -Ucd. Časová délka mezi body A a C (zap. a vyp. čas) je nastavena na průměrnou hodnotu napětí korespondující s referenčním napětím. [1]

Obr. 8 ukazuje zapojení lineárního zesilovače se dvěma stupni. Oscilátor je připojen na dvojčinný zesilovač, aby řídil tranzistory a na vinutí se objevilo napětí. Místo oscilátoru se může použít operační zesilovač nebo D/A převodník. Oscilátor může být přímo napojen na vinutí, aby se na nich objevilo napětí, které je ale stejně menší kvůli úbytku na výstupní impedanci. [1]



Obr. 8: Lineární zesilovač se dvěma stupni [1]

Oscilátory, D/A převodníky a operační zesilovače mívají výstupní impedanci okolo sto ohmů a výstupní napětí mezi +– 12 V. Pokud je výstup oscilátoru otevřen, potom při vstupním sin. signálu je i na výstupu sin. signál se stejnou amplitudou. Pokud má ale obvod malou vstupní impedanci, potom je amplituda na výstupu zmenšená.

Rovnice vyjadřující výstupní napětí oscilátoru je

$$u_i = \frac{Z_i}{Z_i + Z_0} u_{osc} \tag{3.1}$$

kde u_{osc} je otvírací napětí obvodu, Z_0 je výstupní impedance oscilátoru a Z_i je vstupní impedance navazujícího obvodu. Například pro 12 V napájení je jeho amplituda zmenšena na 6 V, pokud je vstupní impedance obvodu stejná jako výstupní impedance oscilátoru. Zato pokud má vinutí impedanci pouze pár ohmů, tak se napětí zmenší velkou měrou. Vstupní impedance obvodu se navrhuje dostatečně velká, aby výstupní impedance oscilátoru byla zanedbatelná, tedy u_i bylo stejné jako u_{osc}. Dvoustupňový zesilovací obvod redukuje výstupní impedanci. V jednom tranzistoru je kolektorový proud zesílen beta krát proud báze.

Požadovaný vstupní proud i_{osc} je

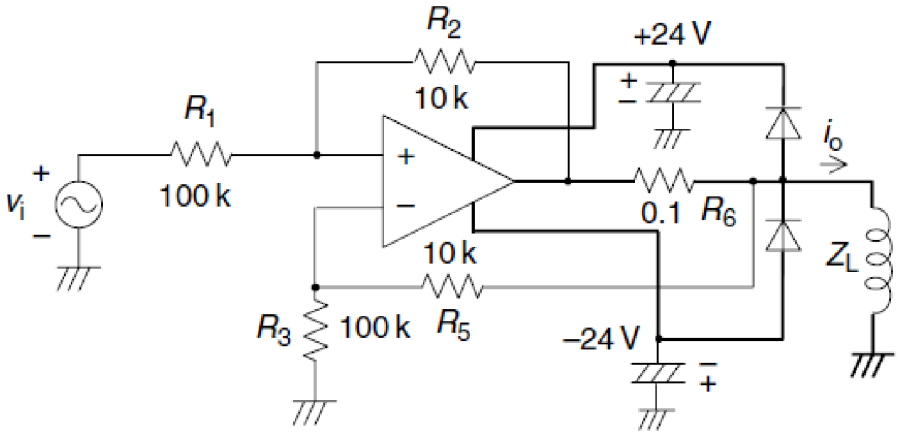
$$i_{osc} = \frac{i_0}{h_{FE1} h_{FE2}} \tag{3.2}$$

kde h_{FE1} a h_{FE2} je zesílení tranzistoru 1 a 2. Laditelné odpory nastavují DC proud, aby se zmenšilo zkreslení a diody v sérii k vykompenzování úbytku napětí mezi bází a emitorem tranzistoru. První tranzistory jsou nízkovýkonové. Druhé tranzistory jsou na velké proudy.

Obr. 9 ukazuje lineární proudové řízení, které používá výkonový operační zesilovač. Výstupní proud i_0 je dán vstupním napětím u_i.

$$i_0 = \frac{-R_2}{R_1 R_6} u_i \tag{3.3}$$

Odpor R_6 má malou hodnotu kvůli ztrátám. Ostatní odpory mají hodnotu kolem 100 ohmů. Při navrhování proudového řízení, by hodnota R_6 měla být odhadnuta s ohledem na impedanci zátěže, napájecímu napětí, oteplení zesilovače a odporu R_6. Odpory by měli mít malý ohřev a velký frekvenční rozsah. Hluk a vysokofrekvenční oscilace by měli být eliminovány vyhlazovacími kondenzátory. Diody poskytují regenerační proudovou cestu pro induktivní zátěž. Výstupní napětí je omezeno vstupním napětím. Elektrolytické kondenzátory musí být připojeny paralelně k napájení, aby nedošlo k nežádoucímu poklesu napětí. [1]

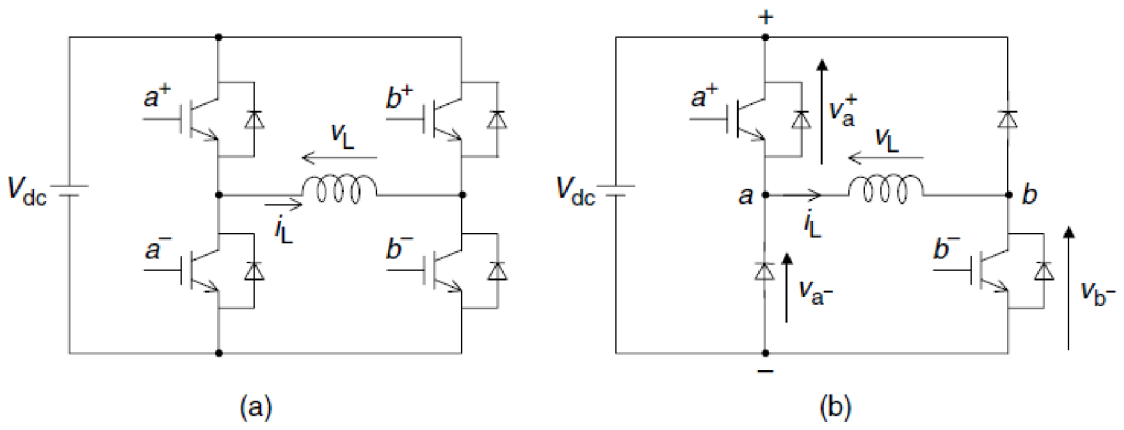


Obr. 9: Lineární proudové řízení výkonového operačního zesilovače [1]

3.1.2 Spínané zesilovače [17],[16]

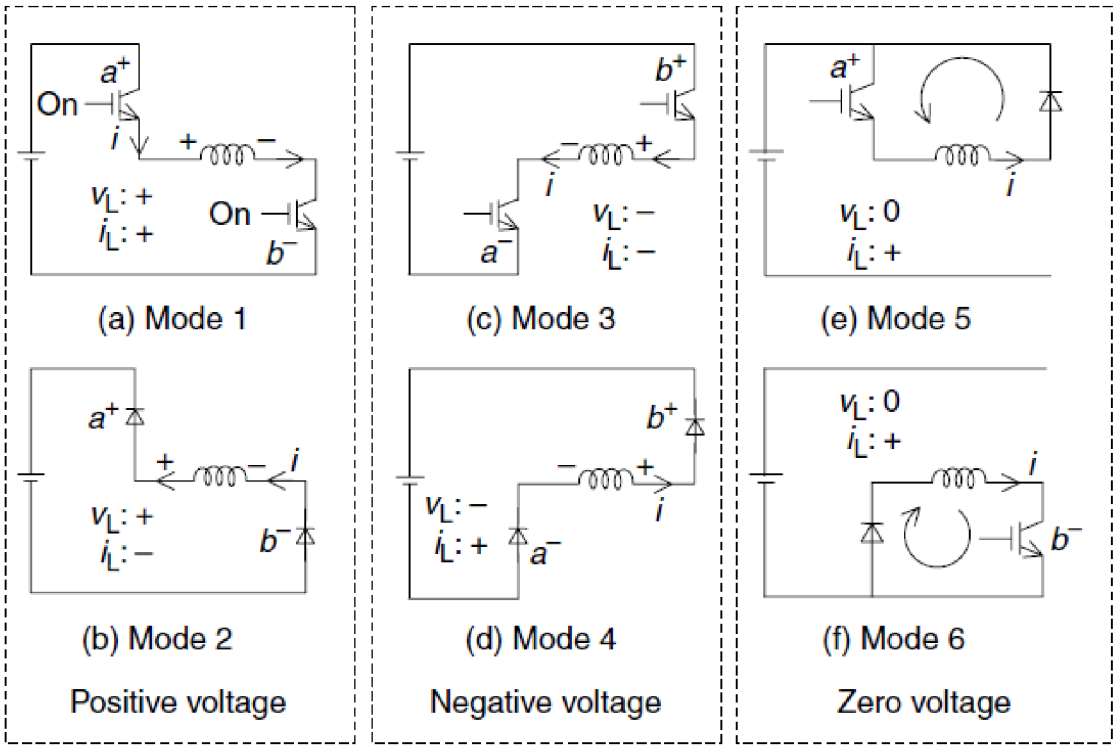
V této části se budeme zabývat třemi typy spínaných zesilovačů. Jednofázový H-můstkový měnič a zjednodušený H-můstek pro stejnosměrný proud. Tento měnič se hojně využívá u magnetických ložisek.[8] Třetí možnost je snižující měnič. [1]

Spínané zesilovače mají lepší účinnost. Tím, že ztráty nejsou tak velké jako v předchozím zapojení, tím menší je i chlazení, jsou celkově menší a tím i levnější. Spínané operační zesilovače jsou hojně používány v průmyslu, hlavě u měničů pro AC pohony nebo pro zdroje počítačů. Kvůli svojí účinnosti jsou spínané zesilovače používány pro pohon magnetických ložisek.



Obr. 10: (a) zapojení měniče – H-můstek, (b) zjednodušené zapojení [1]

Na Obr. 10 jsou dvě zapojení jednofázového měniče. Na Obr. 10(a) jsou čtyři tranzistory spojeny do H-můstku. Vinutí magnetického ložiska je reprezentováno cívkou s výstupním napětím u_L a výstupním proudem i_L.



Obr. 11: Pracovní stavy měniče [1]

Toto zapojení pracuje v několika stavech:[1],[8],[9]

1. Pokud je hradlový proud kladný, jde přes 1. tranzistor, potom přes vinutí a dále přes druhý tranzistor a vrací se zpět do zdroje. Hradlové napětí je velké, takže jsou tranzistory otevřené, proud zátěže i_L stoupá.

2. Při záporném proudu jde přes antiparalelní diody, takže naakumulovaná magnetická energie ve vinutí teče zpět do DC zdroje. Diody jsou v propustném směru, a proud ve vinutí klesá kvůli zápornému napětí na jeho koncích.

Pro případ 1. a 2. je na výstupech vinutí kladné napětí a proud se mění automaticky v závislosti na směru proudu vinutí.

Pro případ 3. a 4. je na koncích vinutích záporné napětí. U magnetických ložisek je zapotřebí pouze stejnosměrný proud, proto je stav 2 a 3 zbytečný. Tím pádem může být jednofázový měnič zjednodušen, jako je na obrázku Obr. 10(b). Místo tranzistorů v druhé úhlopříčce můžou být diody, tím se sníží i cena, a proto je tento obvod používán u magnetických ložisek.

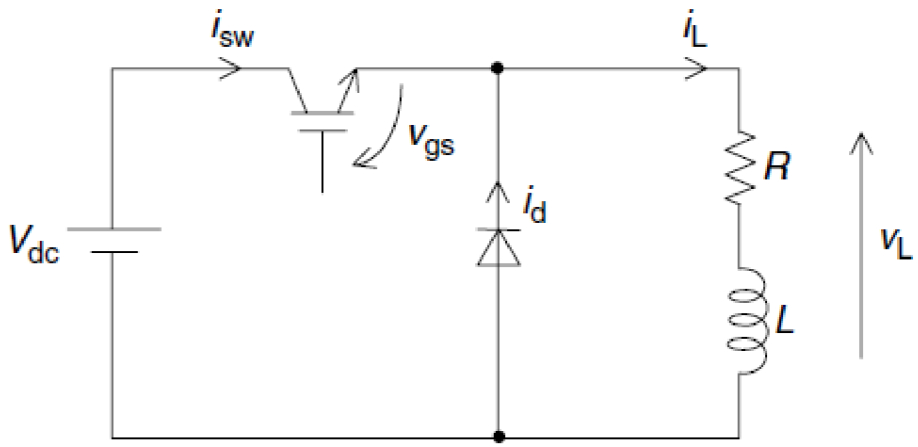
Dodatečné pracovní stavy jsou na obrázku 5.6 e a f, kdy je na konci vinutí téměř nulové napětí, to je užitečné, pokud je potřeba měnit spínací frekvenci. [1]

3.1.3 Snižující měnič [1],[17]

Tento obvod je vhodný, pokud je důležité snížit cenu. Toto zapojení se používá především pro slaboproudé aplikace, kde se snížení počtu spínacích prvků využívá ke snížení ceny. Snížení účinnosti kvůli ceně je vhodné, protože proud a napětí, se kterými obvod operuje, nejsou velké. Na Obr. 12 je schéma zapojení. Je zde použit pouze jeden tranzistor na vinutí. Obvod se pohybuje ve dvou stavech:

1. Tranzistor je sepnut, napětí na vinutí u_L je kladné a proud i_L roste. Spínací napětí u_{BE} je vysoké a proud i_{SW} jde přes tranzistor.

2. Tranzistor je vypnut a nulové napětí jde přes diodu a vinutí. Proud i_L je téměř konstatní.



Obr. 12: Snižující měnič [1]

Problém tohoto obvodu je, že sice když je tranzistor sepnut, tak proud obvodu rychle roste, ale když se tranzistor vypne, proud klesá pomalu. Tohle zpomalení vede k energetickému rozptylu přes ztráty vinutí a pokles napětí na diodě. Nesymetrická změna proudu znamená, že proudový regulátor je nelineární. Tato nelinearita může zapříčinit nestabilitu zpětnovazební smyčky magnetického závěsného systému. Ke zlepšení reakce proudu je třeba dát odpor do série s vinutím. Při nulovém napětí bude proud klesat exponenciálně $e^{(-R/L)}$, kde R je odpor vinutí a připojeného odporu do série. Tedy zvýšení odporu R zrychlí pokles proudu. Navíc rychlost růstu proudu je taky zredukován úbytkem napětí na rezistoru. Tím se ještě zlepší symetrie změny proudu.

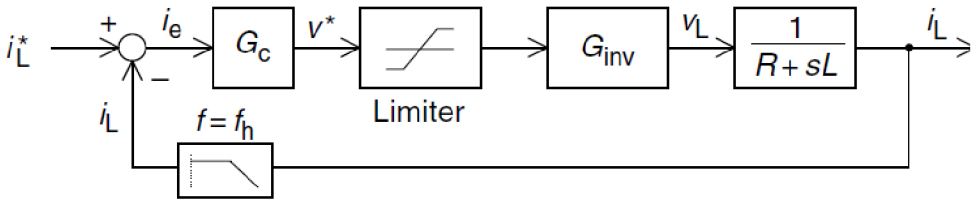
Další způsob je připojit odpor do série s nulovou diodou. Když je dioda otevřená, na odporu jsou minimální ztráty, protože přes něj sice poteče proud, ale bude na něm nulové napětí.

3.2 Proudová zpětnovazební smyčka[1],[12]

Je důležité, aby nastala rychlá odezva na frekvenci a k tomu je zapotřebí proudová zpětnovazební smyčka. Navíc proudová zpětnovazební smyčka kompenzuje tyto problémy:

1. Transformační zpoždění kvůli 1/(R+sL) je způsobena impedancí vinutí.
2. Spínací rychlost výkonových zařízení v měničích není nekonečná. Má své omezení a to způsobuje nelinearitu transformace mezi řídícím napětím a výstupním napětím měniče.
3. Konstantní výstupní napětí, pokud napájecí napětí kolísá.
4. Úbytek napětí na tranzistorech mezi stavy zapnuto a vypnuto.
5. Teplotní drift odporu vinutí z něj dělá časově závislý systém.

3.2.1 Lineární regulátor



Obr. 13: Blokové schéma lineárního regulátoru [1]

Na Obr. 13: Blokové schéma lineárního regulátoruObr. 13 je blokové schéma lineárního regulátoru. Snímá se proud i_L a potom je porovnán s žádaným proudem i_L^*. Proudová odchylka i_e je zesílena v kontrolním bloku G_c a z regulátoru je vygenerováno řídící napětí u^*. Limitační blok udržuje řídící napětí v mezích trojúhelníkové signálu. V bloku G_{inv} je zap./vyp. logika hlavního silnoproudého zařízení je určena a na vinutí se objeví napětí u_L. Abychom z napětí ve vinutí dostali zpět proud, musíme jej prohnat přes transformační funkci 1/(R+sL). Přenosová funkce zpětnovazebné proudové smyčky je tedy:

$$\frac{i_L}{i_L^*} = \frac{1}{1 + \frac{R + sL}{G_c G_{inv}}} \tag{3.4}$$

Rovnice (3.4) ukazuje na to, že přenosová funkce jde k jedničce, pokud je člen G_cG_{inv} velký. Zesílení je ale omezeno spínací frekvencí.[1]

3.2.2 Proudové řízení[1],[8]

Rychlost proudu je omezena napájecím napětím měniče. Šířka pásma je omezena kmitočtem. Na nízkých kmitočtech je proud omezen pouze napájecím napětím a prvky obvodu. Při vysokých frekvencích je zpětná vazba proudu omezena výstupním napětím. Pokud chceme mít proud s frekvencí ω a amplitudou I, potom by výstupní napětí měniče mělo být dimenzováno na hodnotu ωLI, kde L je indukce vinutí.

U systémů s magnetickými ložisky by pracovní oblast měla být dostatečně velká, protože magneticky podmíněné systémy jsou velmi nestabilní. Mohlo by docházet ke špatnému natáčení magnetického pole a tím i přetěžování stroje. Pokud proud, který určuje pozici, by byl mimo pracovní oblast, došlo by k saturaci regulátoru, k zápornému vyhodnocení zpětnovazebné smyčky a tím pádem i nesprávnému nastavení pozice.[11]

3.3 Spínací prvky:

Bipolární tranzistory a MOS-FET tranzistory jsou nejčastější součástky používané v měničích. IGBT tranzistory jsou vylepšené výkonové tranzistory, kde se napětím kontroluje MOS gate charakteristika. Má tři výstupy, gate, drain a source. Zapnutí nebo vypnutí tranzistoru záleží na přiloženém napětí mezi gate a source. Pokud je na gate napětí

o 15 V větší než na source, potom teče proud z drain do source. Pokud je napětí mezi gate a source nulové, potom je tranzistor vypnut. IGBT tranzistory mají dobré výstupní charakteristiky. Napětí a proud je až 1000 V a 1000 A. Úbytek napětí je 1,6 až 3 V. Používají se v zapojeních od 100 V.[18]

MOS-FETy se rychle spínají a mají malý odpor v sepnutém režimu. Jeho výstupy jsou drain, source, gain. Drain a source je jako kolektor a emitor tranzistoru IGBT. Při sepnutém stavu vzniká úbytek napětí na odporu mezi drain a source, když jím prochází proud z drainu. Aby byl úbytek napětí co nejmenší, odpor mezi drain a source musí být malý stejně jako proud, který jím prochází. Tranzistory MOS-FET se spíše používají v nízkonapěťových obvodech (12,24 a 48 V).[1],[10],[18]

3.4 Budič

Hlavní požadavky na budič

Galvanické oddělení

Malý dynamický vnitřní odpor

Odstranění vysokého odporu v oblasti hradla

Malé zbytkové napětí při vypnutém stavu

Malá vazební kapacita mezi řídícím obvodem a zátěží

Kompaktní konstrukce bez indukčnosti

Proudové požadavky na budič

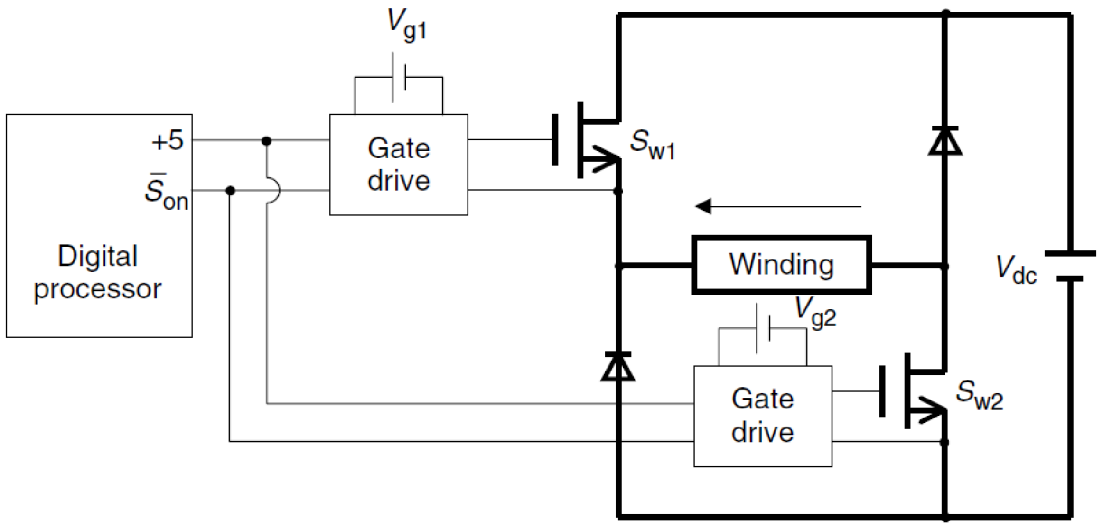
Vstup tranzistoru má kapacitní charakter

Prahové napětí U_{GS} ~ 5 V, pro bezpečné sepnutí se používá U_{GS} v rozmezí 10 až 15 V

Proud do hradla:

$$I_G = C_i \frac{du_{GS}}{dt} = C_i \frac{U_{GS}}{t_{on}}$$

Procesor s logikou S_{on} a napájení 5V. Pokud je S_{on} rovno nule, potom jsou tranzistory sepnuty, optočlen je řízen proudem. Logika spolu s proudovou smyčkou chrání výkonové prvky před náhodným rozpojením obvodu.[1]



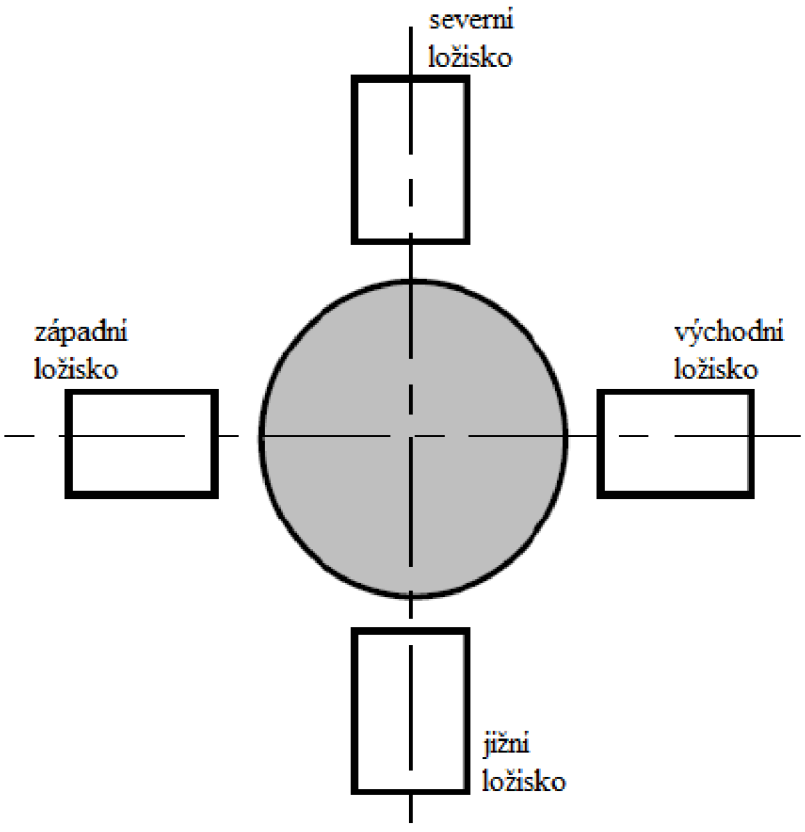
Obr. 14: Budič [1]

Buzení tranzistorů potřebují oddělené stejnosměrné napájení U_{g1} a U_{g2}. Pro záporný zdroj napětí U_{g1} platí, že pokud je napětí vinutí kladné, potom je roven U_{DC} a při záporném napětí na vinutí je U_{g1} nulové. [1],[11]

4 MOŽNÉ PROVEDENÍ

Pro napájení magnetického ložiska se Napájení magnetického ložiska bude realizováno měničem pracujícím v I. a IV. kvadrantu. Tranzistory i diody budou výkonové.

Pro každé ložisko musí být samostatné napájení. Polovodičové součástky musí být dimenzované tak, aby vydrželo maximální zatížení daného ložiska. Dále se v práci bude pracovat s údaji každého ložiska, proto jsou zde uvedeny pracovní názvy ložisek podle světových stran. Horní ložisko má pracovní název ložisko severní, dolní je jižní ložisko a vertikální ložiska jsou západní a východní (viz. Obr. 15).



Obr. 15 :Rozložení ložisek

V nezatíženém stavu je na všech ložiscích biasový (rovnovážný) proud I_{bias} = 4,59 A. Při zatížení jižnímu ložisku pomáhá přitahovat rotor gravitační síla. Tíha rotoru snižuje proud v jižním ložisku o $I_{\Delta n}$ = 3,4 A, tedy na hodnotu proudu I_j = 1,19 A.

Oproti tomu severní ložisko musí překonat i gravitační sílu působící na rotor. Proto tedy musí být proud větší o 3,4 A. Severním ložiskem poteče proud I_s = 8 A. Západním a východním ložiskem poteče stále biasový proud, protože ty nemusí vyrovnávat tíhovou sílu rotoru.

Co se týče maximálního proudu, který ložisky může téct je 12,57 A, pro výpočty byl tento proud zaokrouhlen na 13 A. Mohou nastat stavy, kdy v severním ložisku poteče maximální proud 13 A, jižní ložisko musí vyrovnat tuto změnu a deltu proudu při maximálním zatížení, viz rovnice(4.1).

$$I_{j\,max} = |I_{bias} - (I_{max} - I_{bias})| = |4{,}59 - (13 - 4{,}59)| = 3{,}82\ A \tag{4.1}$$

Pokud nastane případ, že se maximální proud objeví v západním ložisku, východním ložiskem musí téct proud 3,82 A, aby byl rotor v rovnovážné poloze.

$$I_{v\,max} = |I_{bias} - (I_{max} - I_{bias})| = |4.59 - (13 - 4{,}59)| = 3.82\ A \tag{4.2}$$

V tabulce je přehled proudů, které se mohou v ložisku objevit při jmenovitém zatížení, maximálním zatížení a při rovnovážném stavu.

Tabulka 1: Porudy ložisky při různém zatížení

	Nezatížený stav	Jmenovité zatížení	Maximální zatížení
I_s [A]	4,59	8	13
I_j [A]	4,59	1,144	3,82
I_z [A]	4,59	4,59	13
I_v [A]	4,59	4,59	3,82

4.1 Výpočet ztrát

Výpočet ztrát je důležitý z hlediska správného nadimenzování součástek, především polovodičových prvků měniče. Je třeba spočítat ztráty při jmenovitém zatížení a maximálním zatížení ložiska.

4.1.1 Ztráty ložiska při jmenovitém zatížení

Pro výpočet ztrát na ložisku je třeba spočítat ztráty v mědi ložiska, ztráty vedením a ztráty přepínací tranzistorů a diod.

Tabulka 2: Parametry ložiska

U_{dc} [V]	310
R [Ω]	0,0125
L [mH]	1,6

Tabulka 3: Parametry tranzistoru [14]

R_{dson} [Ω]	0,037
t_{on} [ns]	30
t_{off} [ns]	94
U_{ftr} [V]	0,64

Tabulka 4: Parametry diody [13]

U_{fd} [V]	1,05
R_d [Ω]	0,03
I_{rr} [A]	6,3
t_{rr} [ns]	21,5

Nejprve ztráty v mědi. Ty závisí na odporu mědi a kvadrátu zatěžovacího proudu. Jako příklad výpočtu je zde uveden výpočet ztrát pouze pro severní ložisko.

$$P_{Cu\,s} = R \cdot I_{ns}^2 = 0{,}0125 \cdot 8^2 = 0{,}6384\,W \tag{4.3}$$

Ke zjištění celkových ztrát v mědi ložiska je třeba sečíst ztráty všech čtyř ložisek.

$$\begin{aligned} P_{Cu\,celk} &= P_{Cu\,s} + P_{Cu\,j} + P_{Cu\,z} + P_{Cu\,v} \\ &= 0{,}6384 + 0{,}0142 + 0{,}2107 + 0{,}2107 = 1{,}0739\ \mathrm{W} \end{aligned} \tag{4.4}$$

Celkové ztráty v mědi vyšly 1,08 W. Ztráty v mědi nejsou velké, což se dalo očekávat, protože cívka ložiska má malý odpor.

Ztráty vedením tranzistorů závisí opět na odporu tranzistoru a procházejícím proudem, ale zmenšený o odmocninu střídy, kvůli době sepnutí tranzistoru, tedy doby, kdy tranzistorem prochází proud. Jelikož není známa přesná střída, tak byla zvolena střída pro nejhorší případ, kdy tranzistor je sepnut po celou dobu periody, tedy při střídě s = 1.

I tady je uveden příklad výpočtu pro tranzistory severního ložiska. Ztráty tranzistoru jsou násobeny dvěma, protože na jedno ložisko jsou použity dva tranzistory.

$$P_{tr\ ved\ s} = 2 \cdot R_{DSon} \cdot \left(I_{n\,s} \cdot \sqrt{s}\right)^2 = 2 \cdot 0{,}037 \cdot \left(8 \cdot \sqrt{1}\right)^2 = 7{,}947\ W \tag{4.5}$$

Celkové ztráty se opět vypočítají sečtením všech ztrát, které vyšly 7,947 W.

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{tr}\,celk} &= P_{\mathrm{tr}\,s} + P_{tr\ j} + P_{\mathrm{tr}\,z} + P_{\mathrm{tr}\,v} = 4{,}7242 + 0{,}1048 + 1{,}559 + 1{,}559 \\ &= 7{,}9470\ W \end{aligned} \tag{4.6}$$

Ztráty vedením diod byly vypočítány při střídě s = 0, protože tranzistory jsou sepnuty po celou dobu periody, tak je na diodách největší možný proud. Ztráty jsou taktéž vynásobeny dvěma, stejně jako v případě počítání ztrát vedením tranzistorů.

$$\begin{aligned} P_{d\ ved\ s} &= 2 \cdot \left(U_f \cdot I_{ns} \cdot (1 - s) + R_d \cdot \left(I_{ns}\sqrt{1 - s}\right)^2\right) \\ &= 2 \cdot \left(1{,}05 \cdot 8 \cdot (1 - 0) + 0{,}03 \cdot \left(8\sqrt{1 - 0}\right)^2\right) \\ &= 20{,}6094\ W \end{aligned} \tag{4.7}$$

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{d}\,celk\ ved} &= P_{\mathrm{d}\,s} + P_{\mathrm{d}\,j} + P_{\mathrm{d}\,z} + P_{\mathrm{d}\,v} \\ &= 20{,}6094 + 2{,}584 + 10{,}9031 + 10{,}9031 = 44{,}9995\ W \end{aligned} \tag{4.8}$$

Celkové ztráty na diodách vyšly oproti ztrátám tranzistoru poměrně velké $P_{\mathrm{d\ celk\ ved}}$ = 44,99 W, je to dáno hlavně tím, že ztráty vedením na diodě jsou dány průrazným napětím a také dynamickým odporem diody.

Jelikož je pro napájení ložiska použit dvoukvadrantový měnič, je třeba vypočítat i přepínací ztráty polovodičových prvků. Přepínací ztráty nezávisí na střídě, ale na parametrech polovodičových prvků a samozřejmě na zatěžovacím proudu a napájecím napětí. Příklad výpočtu přepínacích ztrát tranzistorů a diod je pro severní ložisko.

$$\begin{aligned} P_{tr\ přep\ s} &= 2 \cdot 0{,}5 \cdot f_{PWM} \cdot U_{DC} \cdot I_{n\,s} \cdot \left(t_{on} + t_{off}\right) \\ &= 2 \cdot 0{,}5 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 310 \cdot 8 \cdot (30 + 94) \cdot 10^{-9} \\ &= 30{,}7136\ W \end{aligned} \tag{4.9}$$

$$P_{\mathrm{tr}\,celk} = P_{\mathrm{tr}\,s} + P_{\mathrm{tr}\,j} + P_{tr\,z} + P_{\mathrm{tr}\,v} = 30{,}7136 + 4{,}5744 + 17{,}644 + 17{,}644 = 68{,}2992\ W \tag{4.10}$$

$$P_{d\ přep\ s} = 2 \cdot 0{,}5 \cdot f_{PWM} \cdot U_{DC} \cdot I_{rrm} \cdot t_{rr} = 2 \cdot 0{,}5 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 310 \cdot 21{,}5 \cdot 10^{-9} = 4{,}199\ W \tag{4.11}$$

Protože je proud I_{rrm} konstantní, jsou ztráty na diodách severního, jižního, západního a východního ložiska stejné.

$$P_{\mathrm{d}\,celk} = P_{\mathrm{d}\,s} + P_{\mathrm{d}\,j} + P_{\mathrm{d}\,z} + P_{\mathrm{d}\,v} = 4 \cdot P_{d\,s} = 4 \cdot 4{,}199 = 16{,}7958\ \mathrm{W} \tag{4.12}$$

4.2 Ztráty ložiska při maximálním zatížení

Může se stát, že chvilkově poteče ložiskem, třeba severním, maximální proud 13 A. Proto se musí znát ztráty pro tohle zatížení, aby se podle něj mohly nadimenzovat polovodičové součástky, ale i kondenzátory, které vyhlazují špičkové proudy, které by polovodiče nemuseli vydržet. Právě ze ztrát při maximálním zatížení se počítá potřebný elektrolytický kondenzátor.

Výpočty maximálních ztrát se vztahují na zatížení maximálním proudem v severním a v západním ložisku, načež jižní a východní si svůj proud dopočítá podle rovnice (4.1) a (4.2).

V příkladech výpočtu jsou opět použity hodnoty pro severní ložisko, stejně jako v předchozí kapitole.

$$P_{Cu\ max\ s} = R \cdot I_{max\ s}^2 = 0{,}0125 \cdot 13^2 = 1{,}69\ W \tag{4.13}$$

$$P_{Cu\ max\ celk} = P_{Cu\ max\ s} + P_{Cu\ \max\ j} + P_{Cu\ max\ z} + P_{Cu\ \max\ v} = 1{,}69 + 0{,}1459 + 1{,}69 + 0{,}1459 = 3{,}6718\ \mathrm{W} \tag{4.14}$$

Celkové ztráty v mědi vyšly 3,6718 W. Tyto ztráty jsou 3x větší než u jmenovitého zatížení.

Ztráty vedením na tranzistorech se opět počítaly pro nejhorší případ, kdy tranzistor je sepnut po celou dobu periody, tedy při střídě s = 1. I tady je uveden příklad výpočtu pro tranzistory severního ložiska.

$$P_{tr\,\max s} = 2 \cdot R_{DSon} \cdot \left(I_{\max s} \cdot \sqrt{s}\right)^2 = 2 \cdot 0{,}037 \cdot \left(13 \cdot \sqrt{1}\right)^2 = 12{,}506\,W \quad (4.15)$$

Celkové ztráty vedením na tranzistorech vyšly 3,5x větší než v případě jmenovitého zatížení.

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{tr\,max}\,celk} &= P_{\mathrm{tr\,max}\,s} + P_{tr\,max\,j} + P_{\mathrm{tr\,max}\,z} + P_{\mathrm{tr\,max}\,v} \\ &= 12{,}506 + 1{,}0798 + 12{,}506 + 1{,}0798 = 27{,}1716\ \mathrm{W} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Ztráty vedením na diodě byly vypočítány při střídě s = 0, protože tranzistory jsou sepnuty po celou dobu periody, tak je na diodách největší možný proud.

$$\begin{aligned} P_{d\,\max s} &= 2 \cdot \left(U_f \cdot I_{max\,s} \cdot (1-s) + R_d \cdot \left(I_{max\,s}\sqrt{1-s}\right)^2\right) \\ &= 2 \cdot \left(1{,}05 \cdot 13 \cdot (1-0) + 0{,}03 \cdot \left(13\sqrt{1-0}\right)^2\right) \\ &= 37{,}44\,W \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{d\,max}\,celk} &= P_{\mathrm{d\,max}\,s} + P_{\mathrm{d\,max}\,j} + P_{\mathrm{d\,max}\,z} + P_{\mathrm{d\,max}\,v} \\ &= 37{,}44 + 8{,}8975 + 37{,}44 + 8{,}8975 = 92{,}675\,W \end{aligned} \quad (4.18)$$

Oproti ztrátám na tranzistorech a ve mědi jsou celkové ztráty vedením na diodách pouze 2x větší, než když ložisky protéká jmenovitý proud.

.

$$P_{tr\ max\ s} = 2 \cdot 0{,}5 \cdot f_{PWM} \cdot U_{DC} \cdot I_{\max s} \cdot (t_{on} + t_{off}) = 2 \cdot 0{,}5 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 310 \cdot 13 \cdot (30 + 94) \cdot 10^{-9} = 49{,}972\ W \quad (4.19)$$

$$P_{\mathrm{tr\,max}\ celk} = P_{\mathrm{tr\,max}\ s} + P_{\mathrm{tr\ max}\ j} + P_{tr\ max\ z} + P_{\mathrm{tr\,max}\ v} = 49{,}972 + 14{,}6841 + 49{,}972 + 14{,}6841 = 129{,}3122\ W \quad (4.20)$$

$$P_{d\ přep\ s} = 2 \cdot 0{,}5 \cdot f_{PWM} \cdot U_{DC} \cdot I_{rrm} \cdot t_{rr} = 2 \cdot 0{,}5 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 310 \cdot 21{,}5 \cdot 10^{-9} = 4{,}199\ W \quad (4.21)$$

Protože je proud I_{rrm} konstantní, jsou ztráty na diodách severního, jižního, západního a východního ložiska stejné i při maximálním zatížení.

$$P_{\mathrm{d}\ celk} = P_{\mathrm{d}\ s} + P_{\mathrm{d}\ j} + P_{\mathrm{d}\ z} + P_{\mathrm{d}\ v} = 4 \cdot P_{d\ s} = 4 \cdot 4{,}199 = 16{,}7958\ \mathrm{W} \quad (4.22)$$

Následně je třeba zjistit celkové ztráty, které vznikají na ložisku. Musí se sečíst celkové ztráty v mědi, přepínací ztráty diody a tranzistoru a ztráty vedením na diodách. Berou se ztráty vedením na diodách, protože jsou šestkrát větší než ztráty vedením na tranzistorech. Ty jsou v tomhle případě zanedbatelné.

$$P_{\mathrm{Max}\ celk} = P_{Cu\ \mathrm{max}\ celk} + P_{d\ max\ celk} + P_{\mathrm{tr\ přep\ max}\ celk} + P_{d\ přep\ celk\ max} = 3{,}6718 + 92{,}6751 + 16{,}7958 + 129{,}3122 = 238{,}783\ \mathrm{W} \quad (4.23)$$

Celkové ztráty na ložiscích vyšly 225,6 W. Tato hodnota se použije pro výpočet elektrolytického kondenzátoru.

4.2.1 Výpočet elektrolytického kondenzátoru[17]

Napájení měniče bude představovat 3f zdroj s fázovým napětím 230 V, na kterém bude šestipulzní usměrňovač s nabíjecím kondenzátorem. Kondenzátor pracuje v součinnosti s usměrňovačem jako špičkový detektor, nejprve se kondenzátor nabíjí na

špičkovou hodnotu fázového napětí a vybíjí se proudem zátěže, v našem případě ložiskem – dvoukvadrantový měnič + cívka ložiska. Proud zátěže I_{dc} se spočítá z maximálních ztrát na všech čtyřech ložiscích a jejich fázového napětí.

$$I_{dc} = \frac{P_{\max_celk}}{U_{dc}} = \frac{225{,}5512}{310} = 0{,}7703\ A \tag{4.24}$$

Ze známého mezilehlého napětí U_{dc} a maximální hodnoty mezilehlého napětí zjistíme pokles napětí ΔU_{dc}

$$\Delta U_{dc} = 2 \cdot (U_{dc\,max} - U_{dc}) = 2 \cdot \left(230 \cdot \sqrt{2} - 310\right) = 30{,}5382\ V \tag{4.25}$$

Dále určíme relativní pokles napětí δ, pro šestipulzní usměrňovač se doporučuje δ v rozmezí 0,02 až 0,1.

$$\delta = \frac{\Delta U_{dc}}{U_{dc\,max}} = \frac{30{,}5382}{230 \cdot \sqrt{2}} = 0{,}0932 \tag{4.26}$$

Vybíjecí čas kondenzátoru se spočítá z půlperiody sítě a nabíjecího času kondenzátoru.

$$\Delta t = \frac{T}{2} - t_n = \frac{T}{2} - \frac{T}{2\pi} \cdot arccos(1 - \delta) \tag{4.27}$$

Samotný výpočet velikosti kondenzátoru je v rovnici (4.29). Vchází se z rovnice pro strmost vybíjení kondenzátoru, která je úměrná střednímu proudu Idc.

$$\frac{du(t)}{dt} = \frac{i(t)}{C} \rightarrow \frac{\Delta Udc}{\Delta t} = \frac{I_{dc}}{C} \tag{4.28}$$

Z této rovnice úpravou vznikne vztah pro výpočet hodnoty kondenzátoru.

$$\begin{aligned} C = \frac{\Delta t \cdot I_{dc}}{\Delta U_{dc}} &= \frac{I_{dc}}{\Delta U_{dc}} \cdot \left(\frac{T}{2} - \frac{T}{2\pi} \cdot arccos(1 - \delta)\right) \\ &= \frac{T}{2} \cdot \frac{I_{dc}}{\Delta U_{dc}} \cdot \left[1 - \frac{1}{\pi} \cdot arccos(1 - \delta)\right] \end{aligned} \tag{4.29}$$

Velikost kondenzátoru pro šestipulzní usměrňovač vyšla 49 uF.

$$C_{dc_6p} = \frac{1}{2 \cdot f} \cdot \frac{I_{dc}}{\Delta U_{dc}} \cdot \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot arccos(1-\delta)\right]$$
$$= \frac{1}{2 \cdot 50} \cdot \frac{0{,}7703}{30{,}5382} \cdot \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot arccos(1-0{,}0932)\right] \quad (4.30)$$
$$= 49\ \mu F$$

Kdyby se napájení usměrňovalo dvojpulzním usměrňovačem, potom by měl kondenzátor velikost 217,16 uF.

$$C_{dc_{2p}} = \frac{1}{2 \cdot f} \cdot \frac{I_{dc}}{\Delta U_{dc}} \cdot \left[1 - \frac{1}{\pi} \cdot arccos(1-\delta)\right]$$
$$= \frac{1}{2 \cdot 50} \cdot \frac{0{,}7703}{30{,}5382} \cdot \left[1 - \frac{1}{\pi} \cdot arccos(1-0{,}0932)\right] \quad (4.31)$$
$$= 217{,}16\ \mu F$$

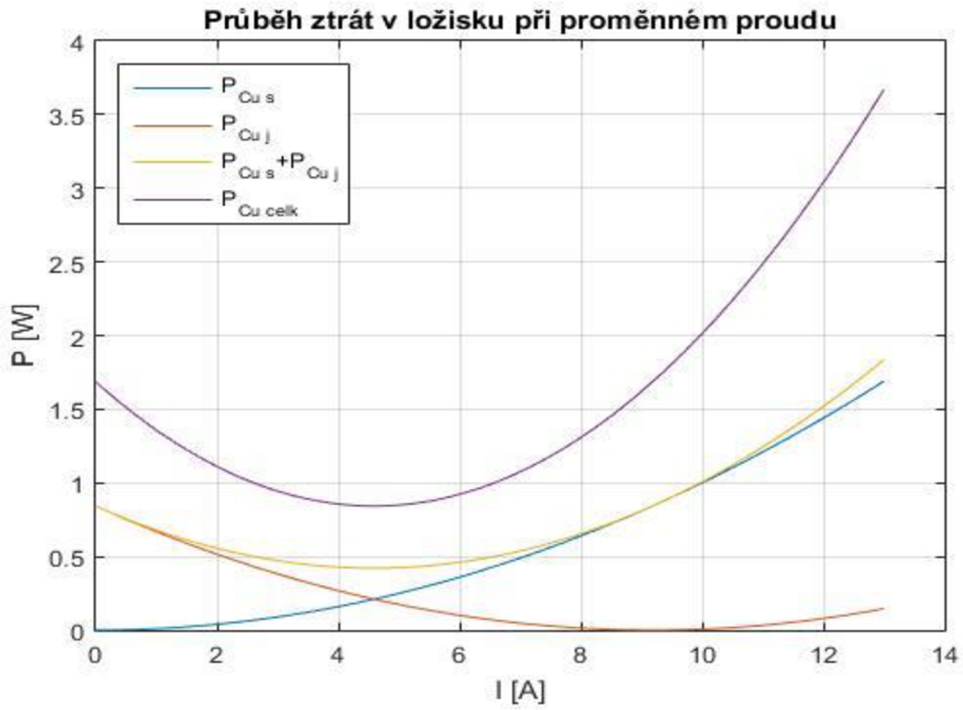
4.2.2 Porovnání ztrát

V této kapitole jsou grafy, které porovnávají ztráty na jednotlivých prvcích ložiska. Na Graf 1 je vidět průběh ztrát mědi v ložisku. Průběhy jsou parabolické, jelikož jsou ztráty závislé na kvadrátu proudu. Severní ložisko jde od nuly do maxima, přičemž jižní ložisko si dopočítává proud, podle toho, jak se mění proud v severním ložisku podle rovnice (4.1).

Tedy při menších proudech má větší ztráty. Je vidět, že při biasovém proudu jsou celkové ztráty nejmenší. Což je logické, protože jde o rovnovážný stav soustavy bez zatížení.

Ztráty západního ložiska jsou stejné jako ztráty severního ložiska a východní ložisko má stejné ztráty jako jižní ložisko.

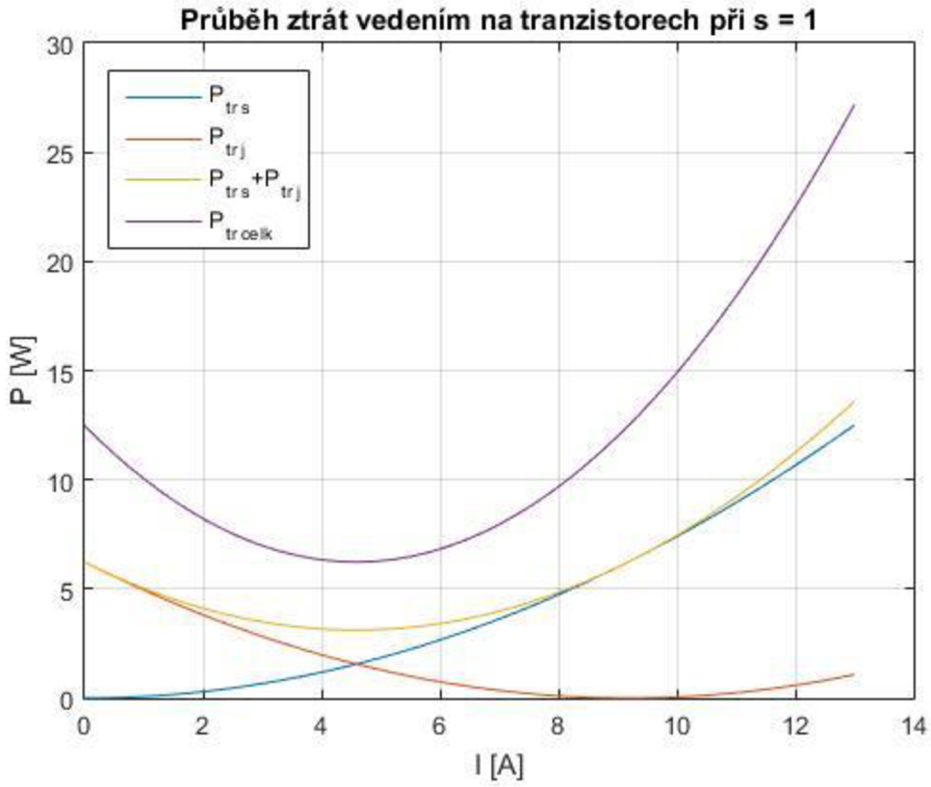
Graf 1



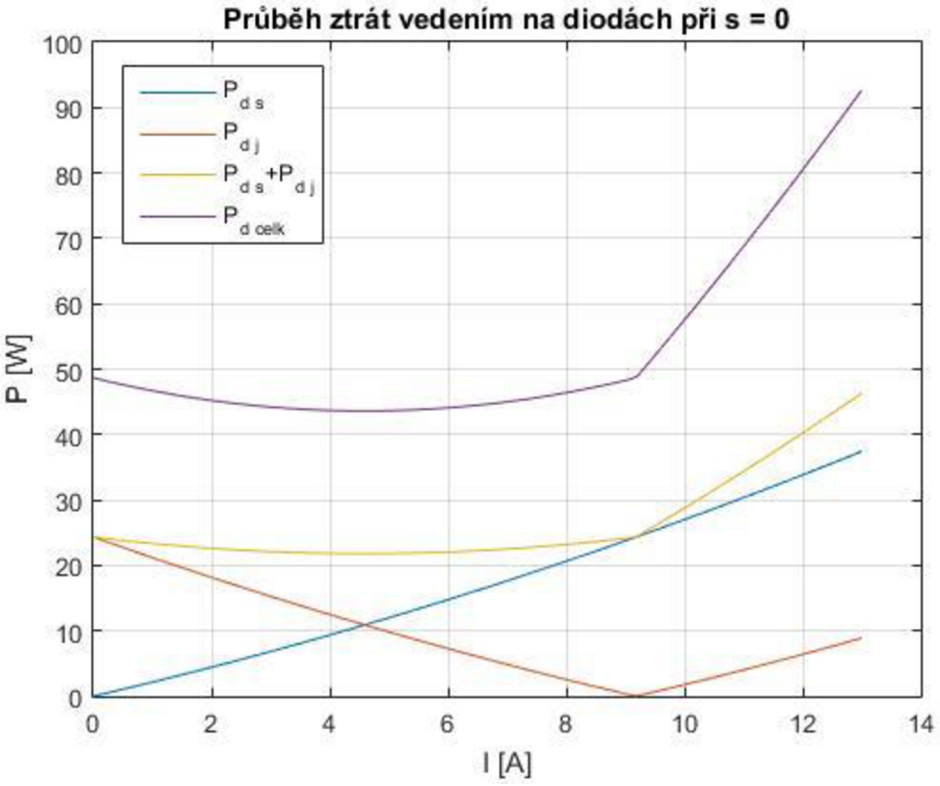
Ztráty na polovodičových prvcích jsou poměrně větší než ztráty v mědi. Je to dáno tím, že tranzistor i dioda mají dvakrát větší odpor, než je odpor mědi cívky. Ztráty tranzistoru závisí na odporu a kvadrátu středního proudu protékající tranzistorem, takže průběhy ztrát na tranzistorech a v mědi mají stejný průběh. Oproti tomu ztráty na diodě závisejí na součinu průrazného napětí diody a středního proudu a také na dynamickém odporu diody a kvadrátu efektivní hodnoty proudu.

Průběh ztrát na diodách v severním ložisku stoupají s proudem. U jižního ložiska nastává zlom při $I_s = 9$ A, kde se proud v jižním ložisku rovná nule. Pokud je I_s menší než než 9 A, potom se u jižního ložiska více projevuje kvadratická část ztrát, a proto je průběh strmější než následný nárůst ztrát, když I_s je větší než 9 A. Celkové ztráty jsou nejmenší při biasovém proudu.

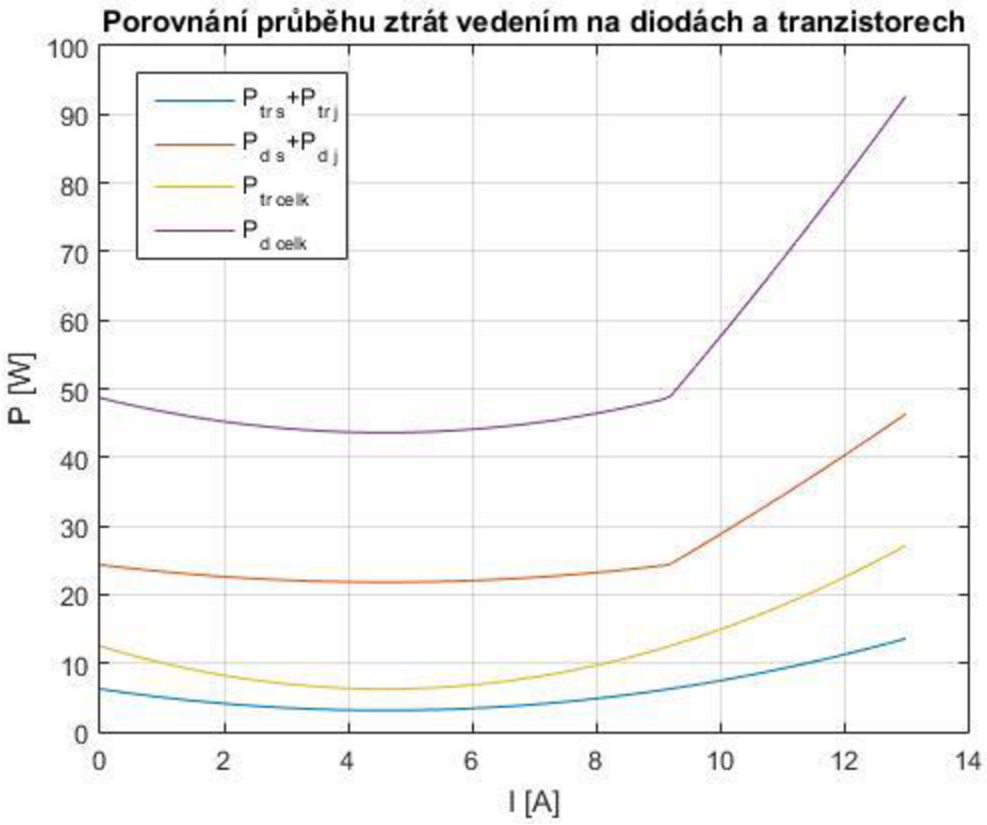
Graf 2


Průběh ztrát vedením na tranzistorech při s = 1
P_trs
P_trj
P_trs+P_trj
P_trcelk
P [W]
I [A]
0
5
10
15
20
25
30
0
2
4
6
8
10
12
14

Graf 3


Průběh ztrát vedením na diodách při s = 0
P_ds
P_dj
P_ds+P_dj
P_dcelk
P [W]
I [A]
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
0
2
4
6
8
10
12
14

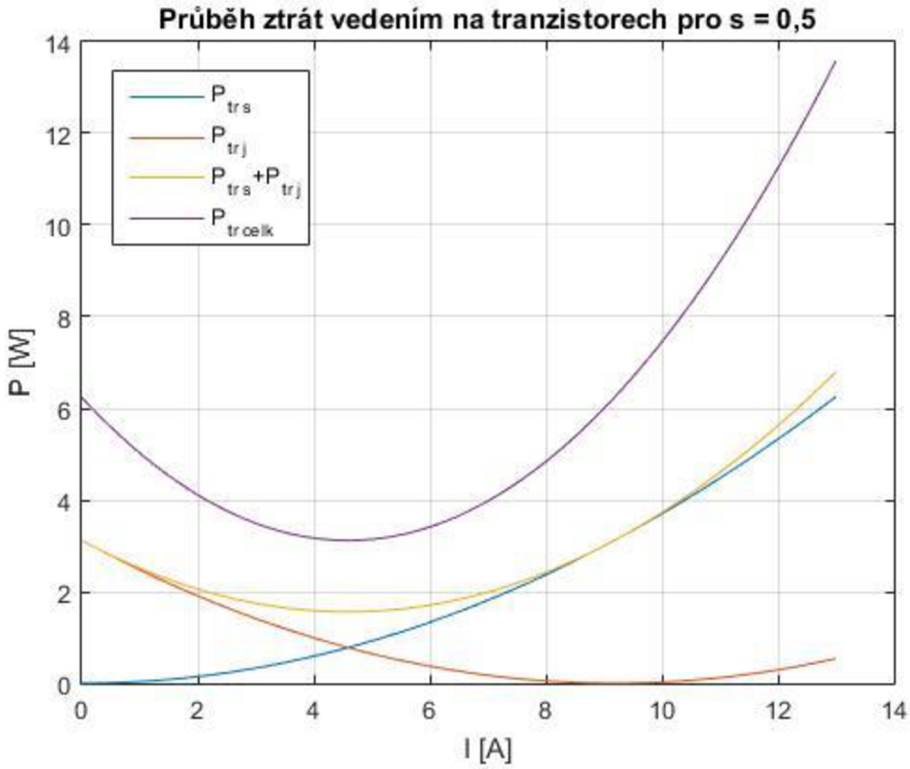
Graf 4



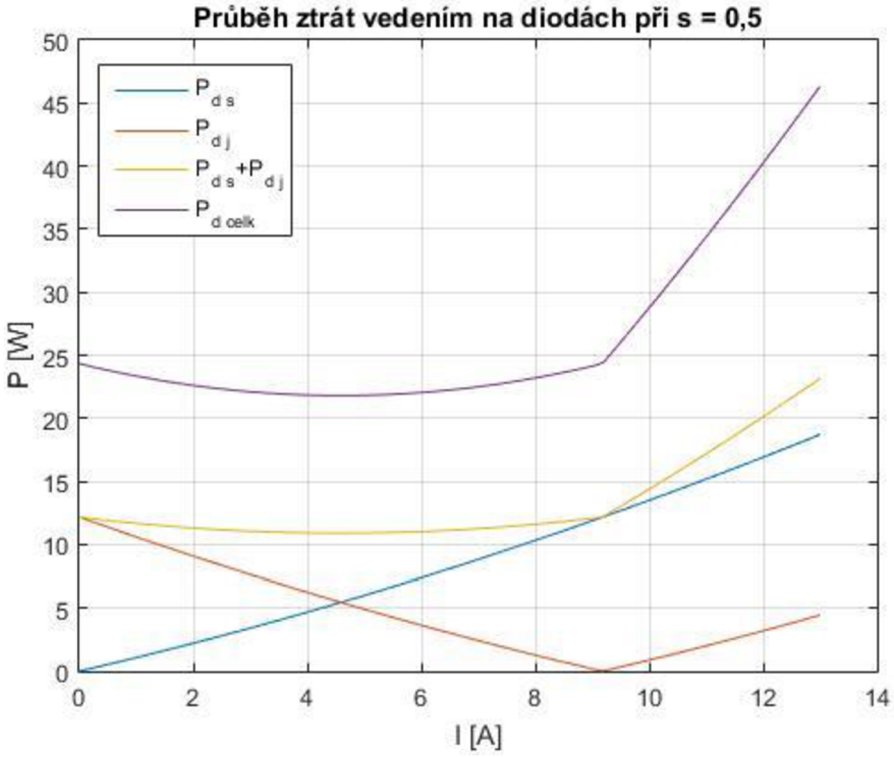
Na Graf 4 je vidět porovnání ztrát na diodách, při střídě s = 0, a tranzistorech se střídou s = 1. Hned je vidět, že ztráty na tranzistorech jsou menší než ztráty na diodách, které dosahují až 93 W. Tedy diody se musí chladit vice než tranzistory.

Sice bylo řečeno, že přesná střída není známá, ale i přesto jsou na Graf 5 Graf 6 průběhy ztrát vedením na tranzistorech a diodách při střídě s = 0,5, protože se předpokládá, že se střída bude pohybovat okolo hodnoty 0,5. Průběhy jsou identické, jak pro tranzistory, tak i diody, ale ztráty jsou o polovinu menší než při nejhorších případech, pro transistor je to střída s = 1 a pro diody je to s = 0.

Graf 5

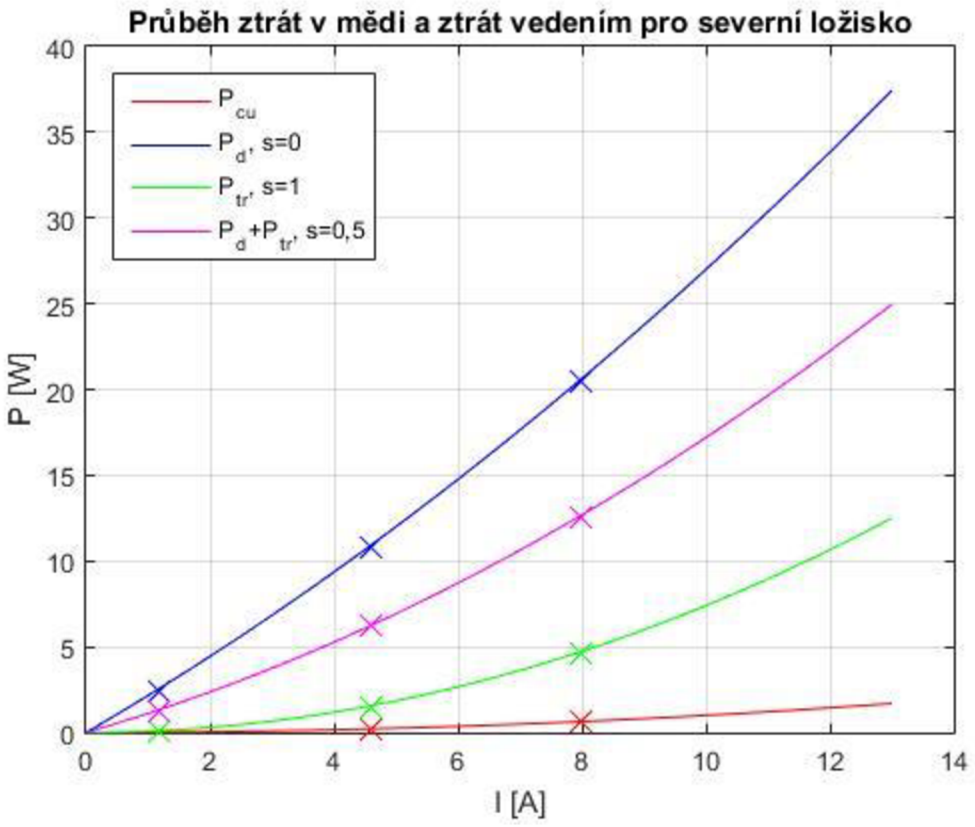

Průběh ztrát vedením na tranzistorech pro s = 0,5
P [W]
I [A]
P tr s
P tr j
P tr s +P tr j
P tr celk
0
2
4
6
8
10
12
14

Graf 6


Průběh ztrát vedením na diodách při s = 0,5
P [W]
I [A]
P d s
P d j
P d s +P d j
P d celk
0
5
10
15
20
25
30
35
40
45
50
2
4
6
8
10
12
14

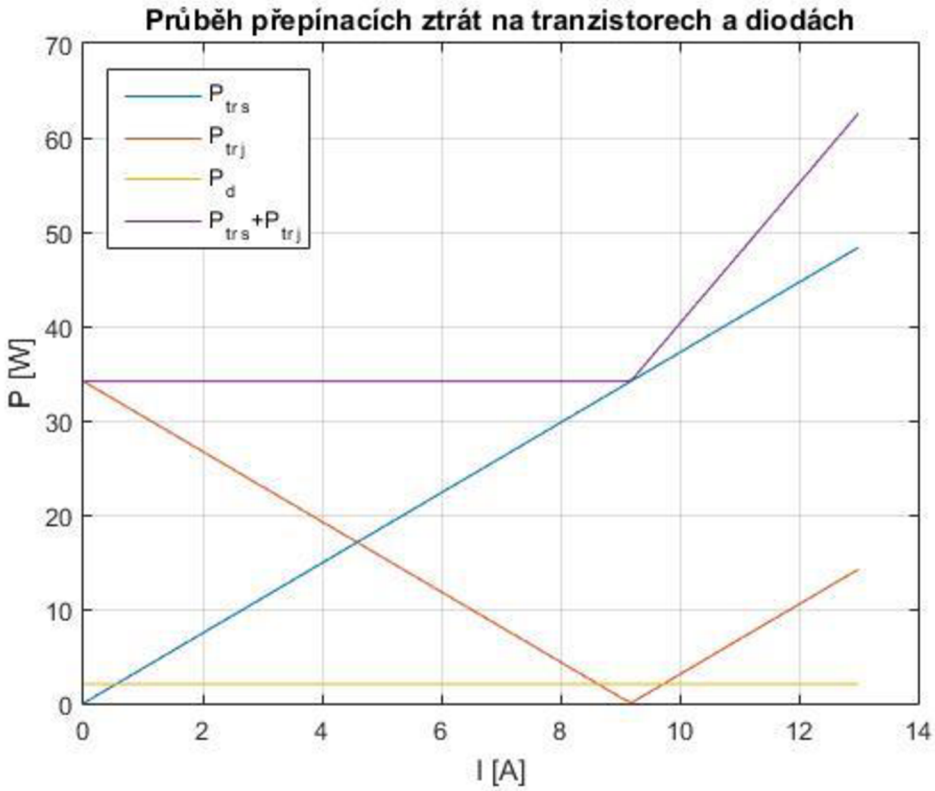
Na následujícím grafu jsou porovnány ztráty v mědi, na tranzistorech při s = 1, diodách při s = 0 a součet ztrát na tranzistorech a diodách pro s = 0,5, které vznikají pouze na severním ložisku. Křížky na křivkách zvýrazňují základní proudy: biasový, jmenovitý pro severní ložisko a jmenovitý pro jižní ložisko. Největší ztráty jsou na diodách pro nejhorší případ s = 0. Zato součet ztrát na diodách a tranzistorech při s = 0,5 je 1,5 krát menší než ztráty na samotných diodách. Nejmenší ztráty vznikají v mědi, protože odpor mědi cívky je nejmenší z těchto tří částí ložiska.

Graf 7



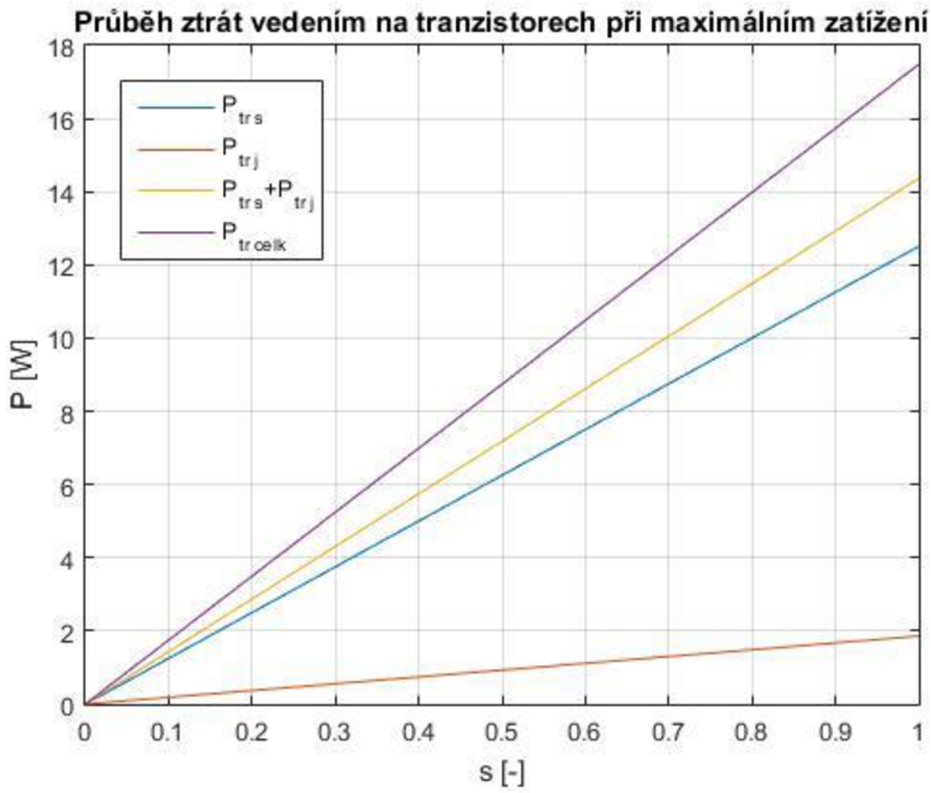
Na Graf 8 jsou průběhy přepínacích ztrát polovodičových prvků. Ty závisí na zatěžovacím proudu protékající součástkou. Ztráty diod závisí na proudu I_{rrm}, který je ale konstantní, takže i ztráty jsou konstantní. U tranzistorů severního ložiska rostou ztráty lineárně. U jižního ložiska nejprve ztráty lineárně klesají, což je dáno dopočítáváním proudu v závislosti na změně proudu severním ložiskem I_s. V $I_s = 9$ A, jde I_j nulové a poté proud opět roste, tím pádem rostou i ztráty. Pokud se sečtou ztráty na severních a jižních tranzistorech je vidět, že jsou ztráty konstantní, dokud není proud I_s větší než 9 A.

Graf 8

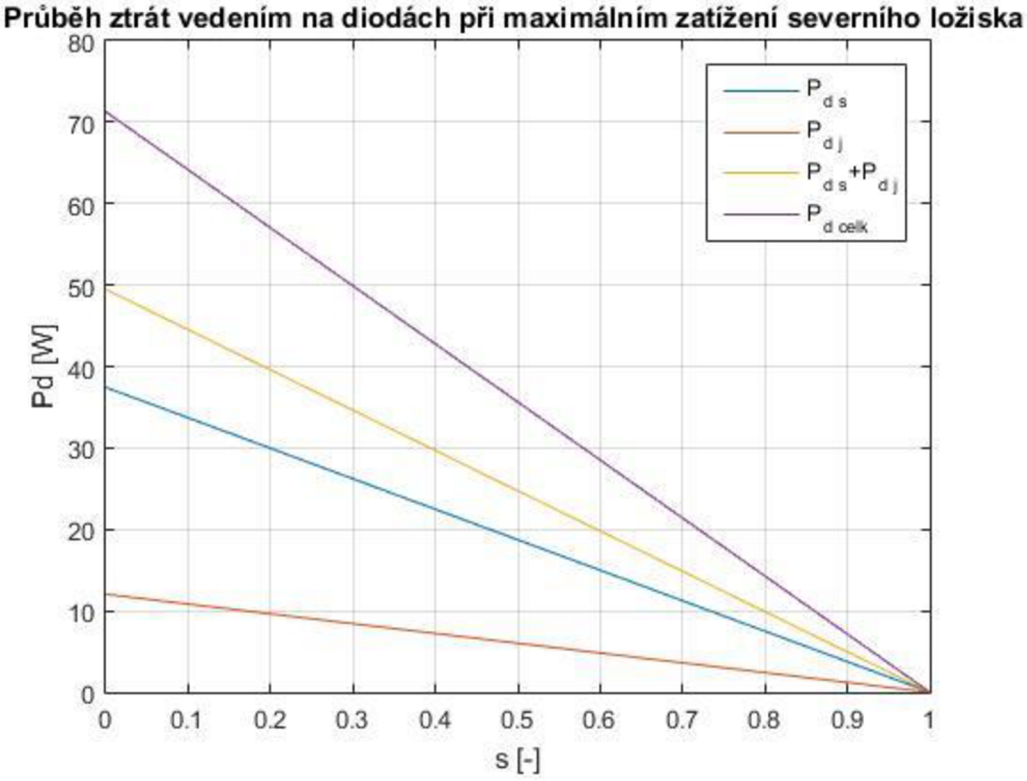


Ztráty vedením zde už byly probrány, ale pouze pro určitou střídu. Jelikož ztráty vedením na polovodičích závisejí na střídě, jsou zde i průběhy grafů při změně střídy. Následující grafy jsou vykresleny při maximálním zatížení severního a západního ložiska. Jelikož jsou ztráty vedením na tranzistoru závislé na kvadrátu efektivní hodnoty proudu, která se mění s odmocninou střídy, jsou při rostoucí střídě ztráty na tranzistoru větší. Oproti tomu se při výpočtu efektivní a střední hodnoty proudu střída nejprve odečítá od jedničky. Tím pádem jsou ztráty nulové při střídě s = 1.

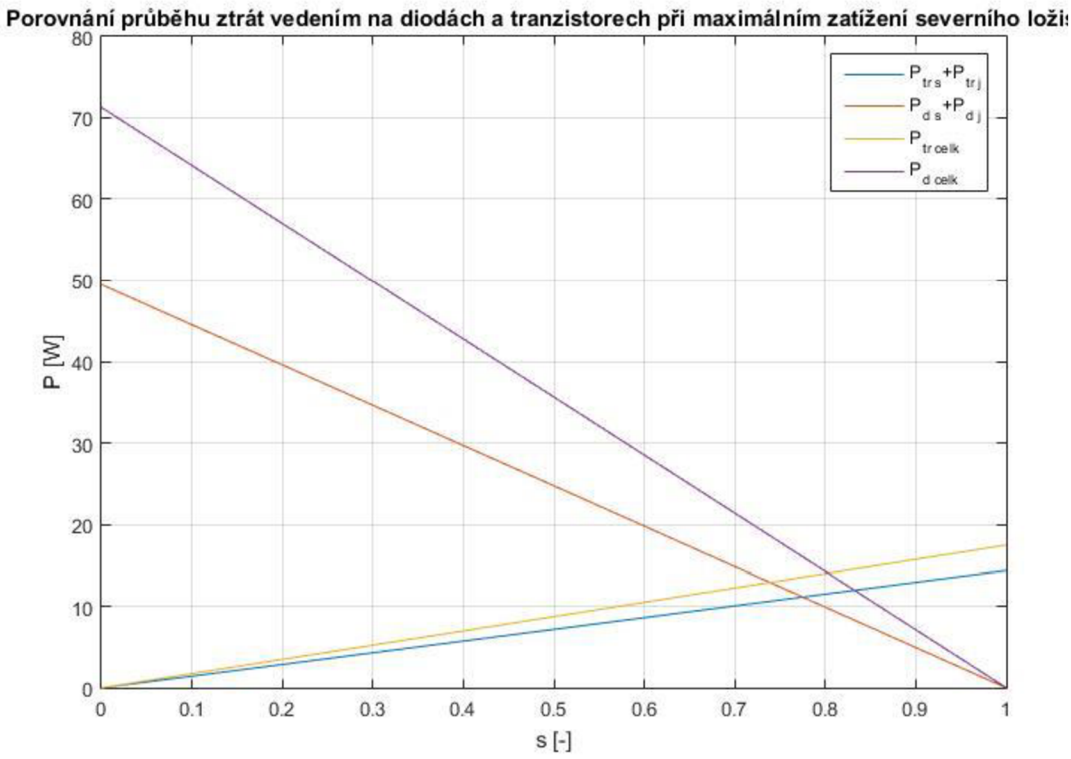
Graf 9



Graf 10



Graf 11

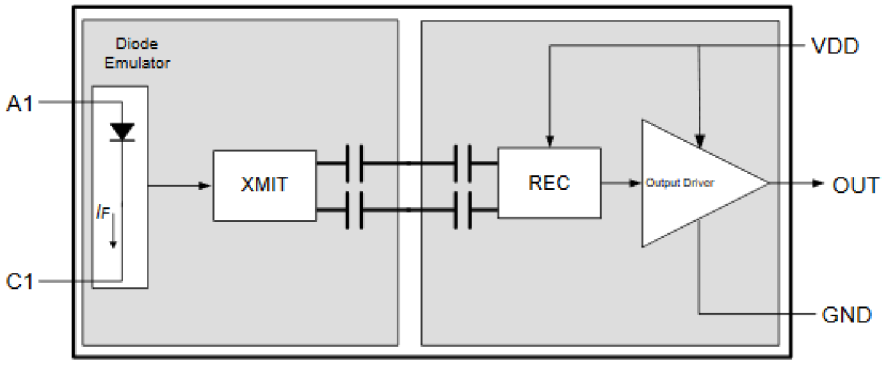


Porovnáním přepínacích ztrát na tranzistorech a diodách je vidět, stejně jako na Graf 4, že ztráty na diodách jsou větší než na tranzistorech. Pokud ale střída přeroste hodnotu 0,8, potom jsou ztráty větší na tranzistorech, což je způsobeno větší hodnotou proudu v tranzistorech, načež v diodách se zmenšuje.

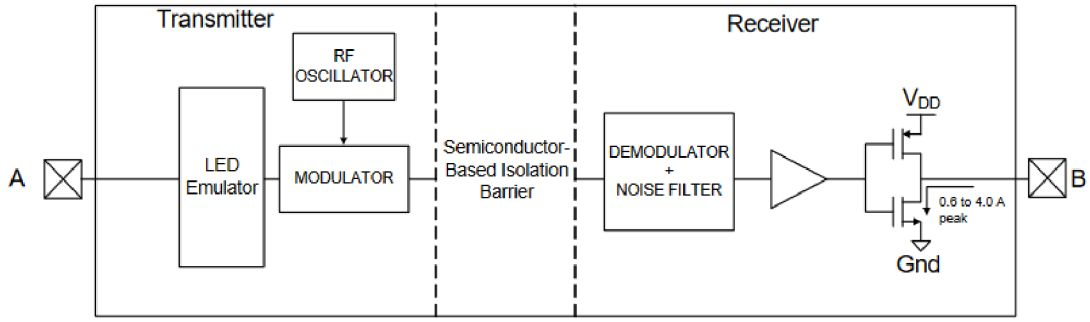
5 BUDIČ

Napájecí obvod pro magnetické ložisko je dvoukvadrantový měnič pracující v I. a IV. kvadrantu. Je tedy třeba buzení pro tranzistory, konkrétně tranzistory výkonové MOS-FET IPZA60R037P7XKSA1 s N polaritou, průrazným napětím 600 V. Tohle zajišťuje budič Gate driver SI8261BCD, dále v práci nazývaný jako čip.

Gate driver – budič Ic – čip



Obr. 16: Funkční blokové schéma budiče[15]



Obr. 17: Zjednodušené blokové schéma budiče[15]

Na obrázku je vidět vnitřní struktura použitého budiče (čipu) typu Si826x. Tento budič se používá pro buzení MOS-FET tranzistoru nebo IGBT tranzistorů, které slouží pro regulaci motorů. Galvanické oddělení budiče není děláno optočlenem, ale bariérou na principu polovodičové bariéry.

Vnitřní obvod má charakter LED diody, tedy pro jeho funkčnost je potřeba menšího proudu než pro budič s optočlenem. Do led emulátoru jde analogový signál, který je modulován RF signálem. Zpoždění nezávisí na vstupním proudu.[15]

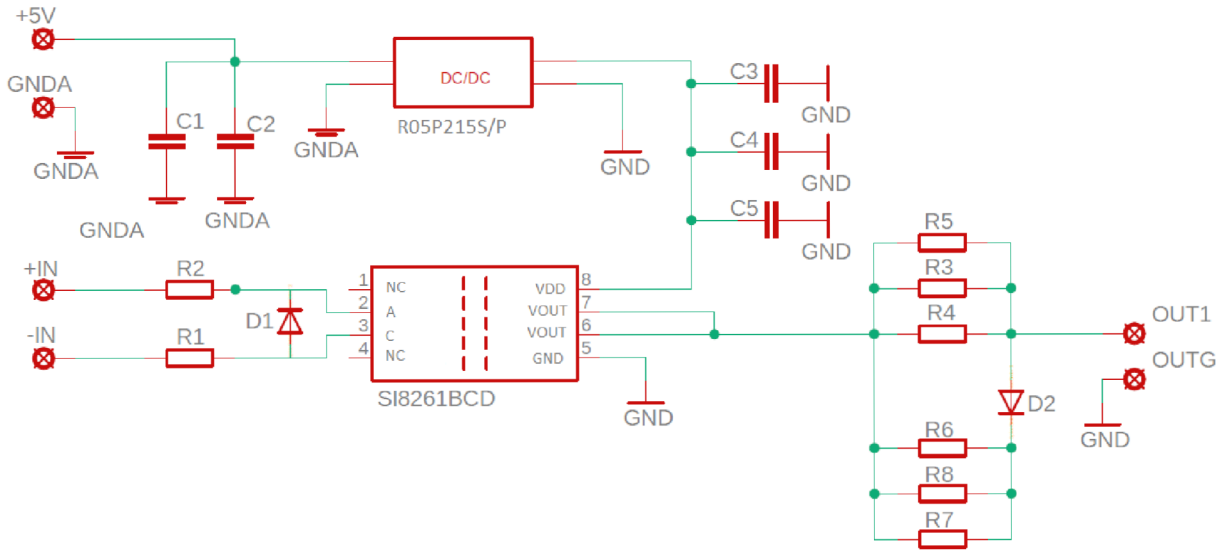
Proto, aby čip fungoval, a na výstupu se objevilo napětí je zapotřebí, aby napětí U_{DD} překonalo hodnotu UVLO+, což je 95% hodnota U_{DD}, a vydrželo alespoň po dobu t_{Start}, také ale musí být na LED emulátoru proud I_F větší než $I_{F(on)}$ = 3 mA. Pro vypnutí výstupní napětí klesne k nule okamžitě, pokud U_{DD} klesne po hodnotu UVLO- (0,9U_{DD}). Naopak při poklesu I_F, jej výstupní napětí následuje až za ochranou dobu t_{PHL}.[15]

Schéma celkové budiče tranzistoru je na Obr. 18. Hlavními prvky budiče jsou DC/DC měnič, který zvyšuje vstupní napětí z 5 V na 15 V a budič I_c (čip).

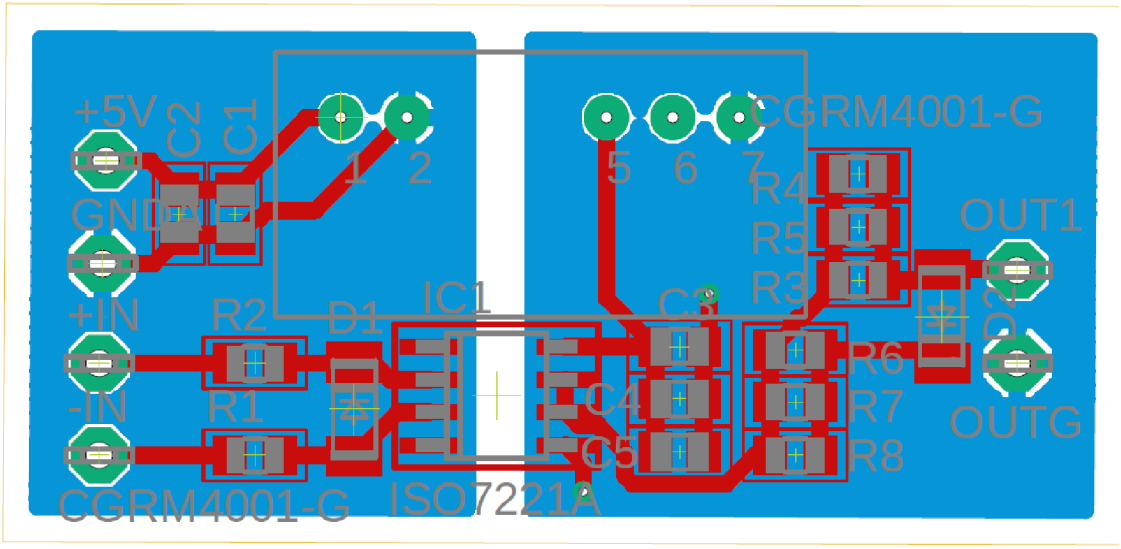
Pro spouštění čipu byl zvolen proud 10 mA a vstupní signál bude mít hodnotu 5 V. Aby byl dodržen tento proud, musí být předřazen odpor 500 Ω. Jelikož jsou odpory v sérii, vychází to na 250 Ω na jeden odpor. Nakonec se zvolily odpory R1 a R2 300 Ω. Je to více, než jaká je nejbližší hodnota v odporové řadě, ale vzhledem k tomu, že minimální zapínací proud je $I_{F(on)}$ = 3,6 mA, tak odporová rezerva nevadí. Kondenzátory C3, C4 a C5 jsou zde kvůli dostatečné energii pro napájení čipu. Tím pádem se napětí U_{DD} udržuje na hodnotě větší, než je ULVO+ a budič správně funguje. Výstupní proud jde do gate tranzistoru přes odpory R3, R4 a R5 a při vypínání jde proud přes diodu a odpory R6, R7a R8. Proto má jedna paralelní kombinace hodnotu předřadného doporučeného odporu R_G = 3,3 Ω. Při tomto odporu jsou odpovídají vyp./zap. časy stejné, jako jsou uvedeny v datasheetu tranzistoru. R3 = R4 = R5 = 10 Ω a stejně tak R6 = R7 = R8 = 10 Ω.

Tabulka 5: Seznam součástek

R1	300 Ω	805 SMD	C1	10 uF	1205 SMD 16 V
R2	300 Ω	805 SMD	C2	100 nF	805 SMD 25
R3	10 Ω	805 SMD	C3	4,7 uF	1205 SMD 25 V
R4	10 Ω	805 SMD	C4	100 nF	805 SMD 25
R5	10 Ω	805 SMD	C5	100 nF	805 SMD 25
R6	10 Ω	805 SMD	D1 BAT 48		
R7	10 Ω	805 SMD	D2 BAT 48		
R8	10 Ω	805 SMD			
Budič Ic SI8261BCD					
DC/DC měnič R05P215S/P					

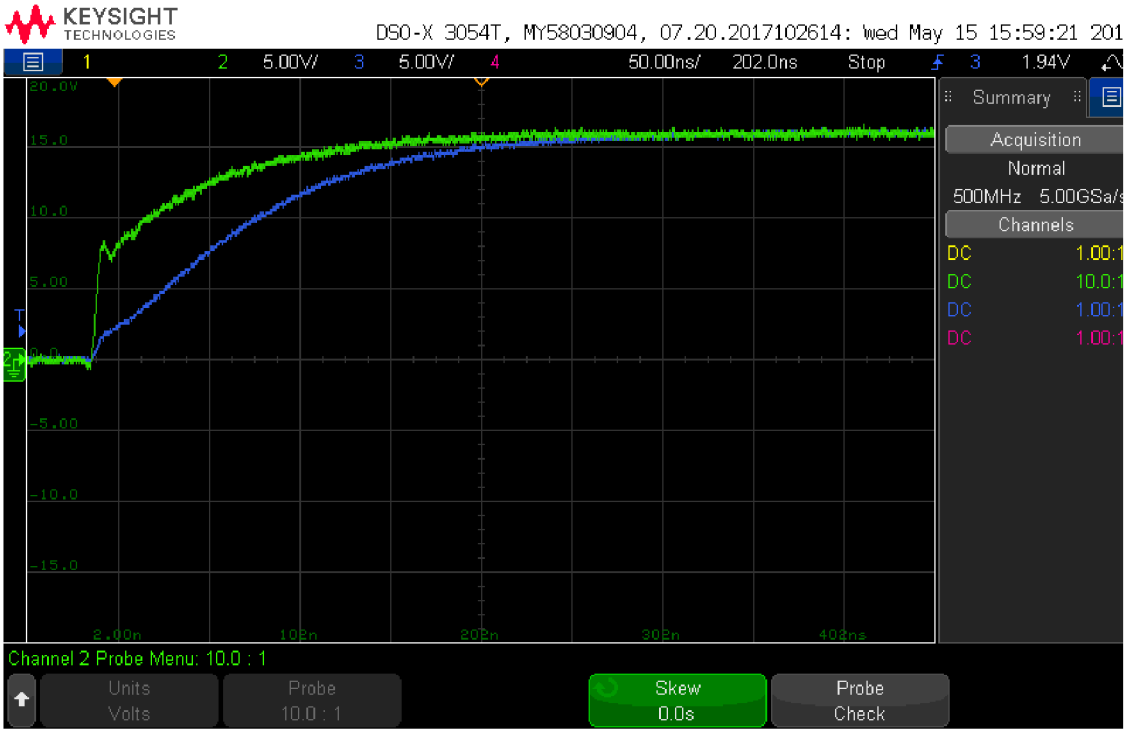


Obr. 18: Schéma zapojení budiče pro tranzistor MOS-FET



Obr. 19: Deska plošných spojů budiče tranzistoru

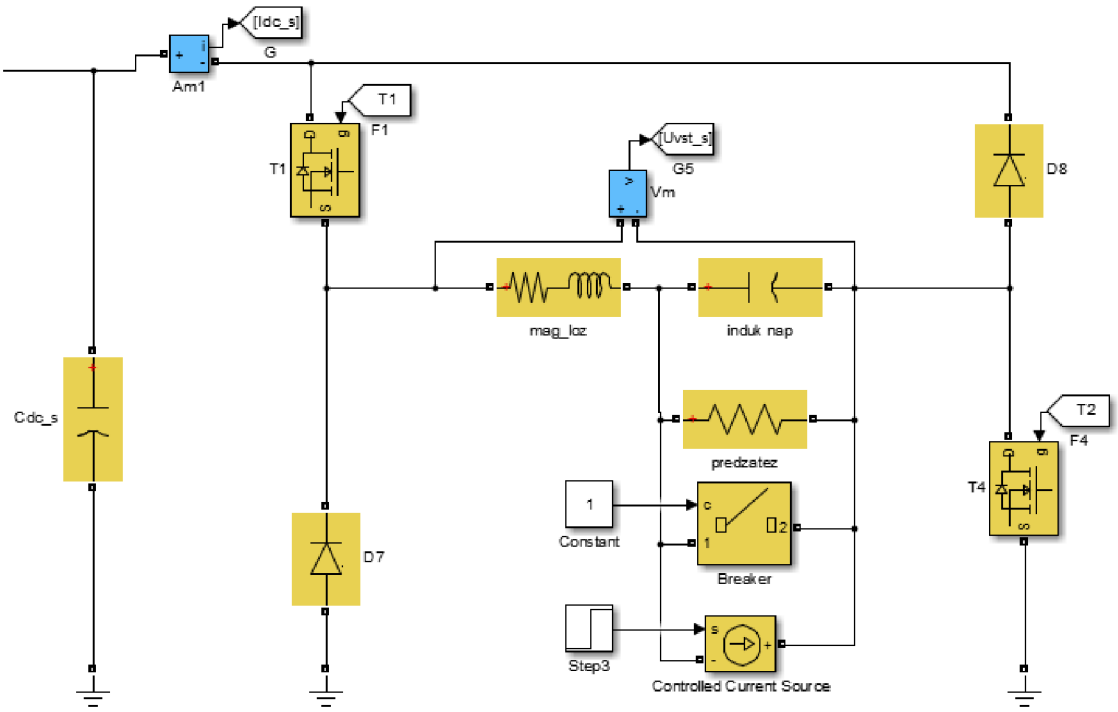
Na Obr. 20: Průběh napětí na gatu tranzistoru a na čipu budiče je vidět průběh napětí na tranzistoru – modrý a průběh napětí na čipu po spuštění – zelený průběh. Vstupní signál měl 5 V, měnič DC/DC má tohle napětí zvednout na 15 V, aby se dal čip do chodu. Na průběhu napětí je vidět, že se napětí ustálí na hodnotě 15 V, což je maximální hodnota napětí v obvodu. Na stejnou hodnotu se dostane i napětí na tranzistoru. Napětí tranzistoru roste po exponenciále. Napětí čipu skokově vzroste na 6,5 V, při této hodnotě se čip otevírá a dále napětí roste rovněž po exponenciále.



Obr. 20: Průběh napětí na gatu tranzistoru a na čipu budiče

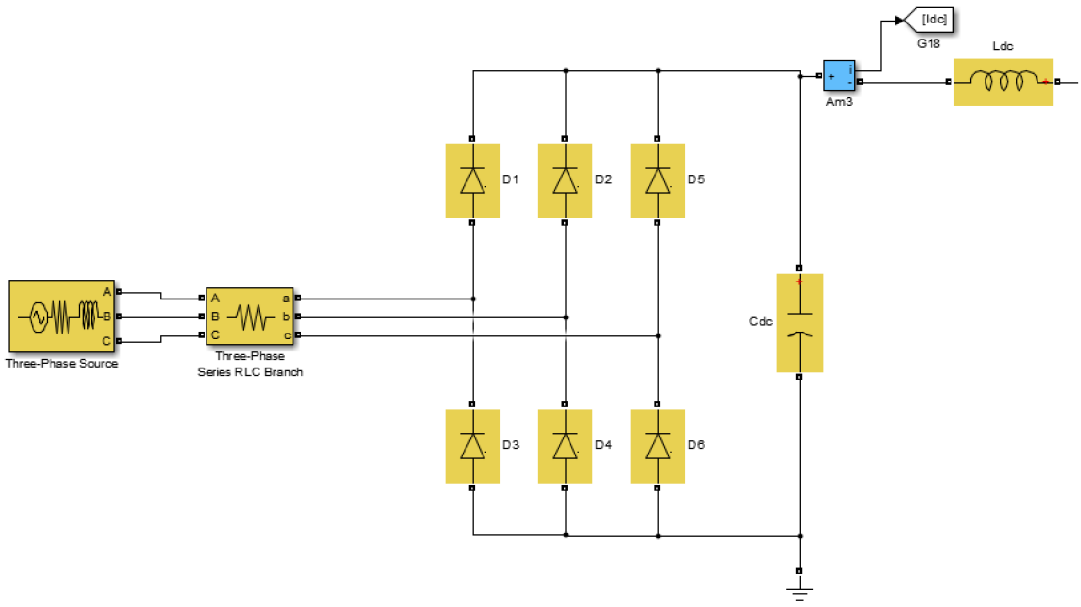
6 SIMULINK

V programu MATLAB Simulink byla vytvořena simulace silové části pro napájení magnetického ložiska. Obr. 21 ukazuje zapojení dvoukvadrantový měniče pracující v I. a IV. kvadrantu s magnetickým ložiskem. U diod se nechává nastavení, které je v Simulinku, jenom u tranzistoru se musel doplnit odpor vnitřní diody, který je 0,01 Ω. Magnetické ložisko představuje blok s odporem a cívkou, na schématu je to blok s popiskem mag_loz. Odpor cívky je 12,5 mΩ a indukčnost 1,6 mH. Kondenzátor u magnetického ložiska představuje posuvné napětí magnetického ložiska, které vzniká při nějaké nestabilitě rotoru, než se rotor dostane do správné polohy. Pro zjednodušení simulace a nezkreslenosti proudových a napěťových průběhů, byl tento kondenzátor zkratován. Kondenzátor C_{dc_s} hradí nabíjecí proud magnetického ložiska. Tento kondenzátor má stejnou hodnotu jako kondenzátor C_{dc} (viz rovnice (4.30).



Obr. 21: Dvoukvadrantový měnič pracující v I. a IV. kvadrantu s magnetickým ložiskem

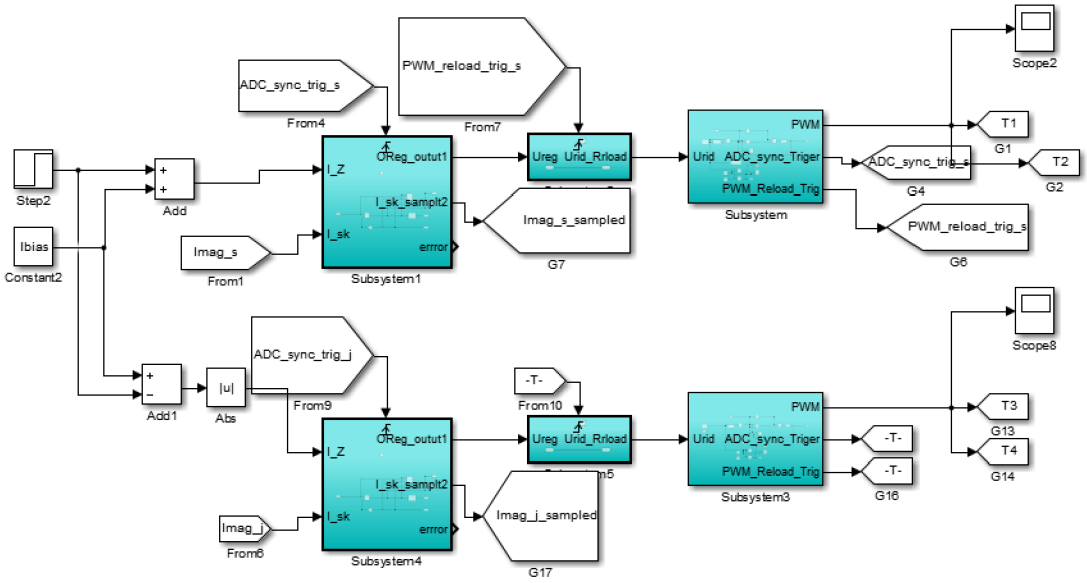
Na Obr. 22 je napájení měniče. To je napájeno z 3f soustavy s fázovým napětím 230 V a frekvencí sítě 50 Hz. Odpor vedení je 0,1 Ω. Proud ze sítě je následně usměrněn šestipulzním usměrňovačem tvořeným diodami. Diody jsou opět ponechány beze změny, pouze s vnitřním nastavením ze Simulnku. Kondenzátor C_{dc} pracuje v součinnosti s usměrňovačem, jako špičkový detektor. Tento kondenzátor byl pro zjednodušení simulace přednabit na 325 V, aby simulace proběhla bez nabíjecího proudu kondenzátoru. Tím pádem budou průběhy měřených veličin nezkresleny nabíjecím proudem kondenzátoru. Na výstupu z usměrňovače je dána cívka L_{dc}, která představuje indukčnost vedení. Tato indukčnost má vliv na průběh proudu na kondenzátoru C_{dc}, ale také na kondenzátoru C_{dc_s}. Čím větší bude indukčnost cívky, tím více bude proud zvlněný. Více o tomhle problému bude řečeno dále.



Obr. 22: Napájení dvoukvadrantového měniče

Na Obr. 23 je schéma buzení pro tranzistory. To má za úkol regulovat proud v tranzistoru tak, aby byl rotor v rovnovážné poloze. V této simulaci je buzení počítáno s maximálním zatížením 13 A. V bloku Step2 je tedy hodnota 13 - I_{bais} a k této hodnotě je přičítána hodnota biasového proudu v případě severního ložiska. Tímto je splněno, že je v severním ložisku maximální zatížení 13 A. V jižním ložisku musí být proud menší,

protože mu pomáhá tíha ložiska. Výsledný proud je počítán podle rovnice (4.1). Na schématu je vidět, že se od konstanty Ibias odečítá Step2 a následně je výsledek dán do absolutní hodnoty. Tyto vstupní proudy jsou jediný rozdíl, dále je princip vzniku výsledného řídícího signálu stejný.



Obr. 23: Buzení tranzistorů severního a jižního ložiska

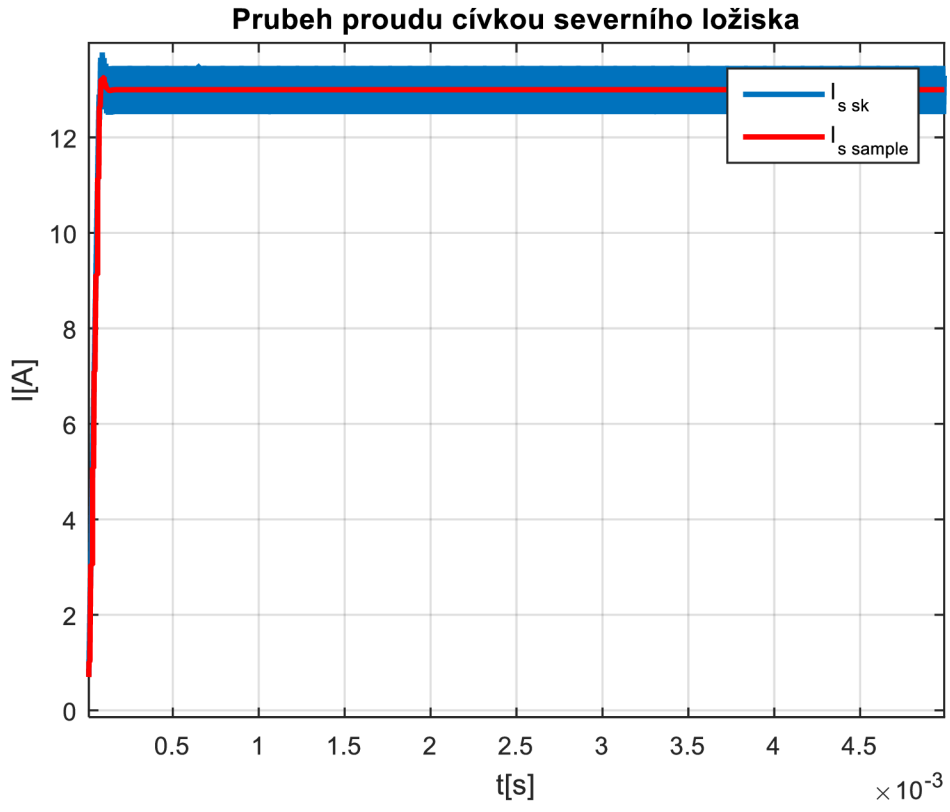
V prvním subsystému probíhá porovnávání proudů. Vstupem je žádaný proud, který je porovnáván se skutečným proudem v ložisku. Proudová odchylka, která vzniká, pokud se proudy nerovnají, jde do PI regulátoru, který z ní udělá řídící napěťový signál. Tento řídící signál je vstupní hodnota třetího subsystému, kde probíhá PWM modulace signálu pomocí trojúhelníkového signálu s frekvencí f_{PWM} = 100 kHz. Díky porovnávání signálů vzniká modulovaný signál s určitou střídou. Když má trojúhelníkový signál hodnotu +1, začne působit signál ADC_triger, dojde k normování střídy pro tento pulz a dále tato střída nebude přepsána, dokud nezačne další perioda PWM, která začíná v hodnotě -1 trojúhelníkového signálu. V této hodnotě dá signál PWM_reload pokyn do subsystému 2, k novému porovnání řídícího a nosného signálu a vypočítání nové střídy, pro další periodu PWM. Takto vygenerovaný PWM signál jde na gate tranzistoru a proběhne regulace proudu v ložisku tak, aby byl rotor v rovnovážné poloze.

6.1 Výsledky simulace

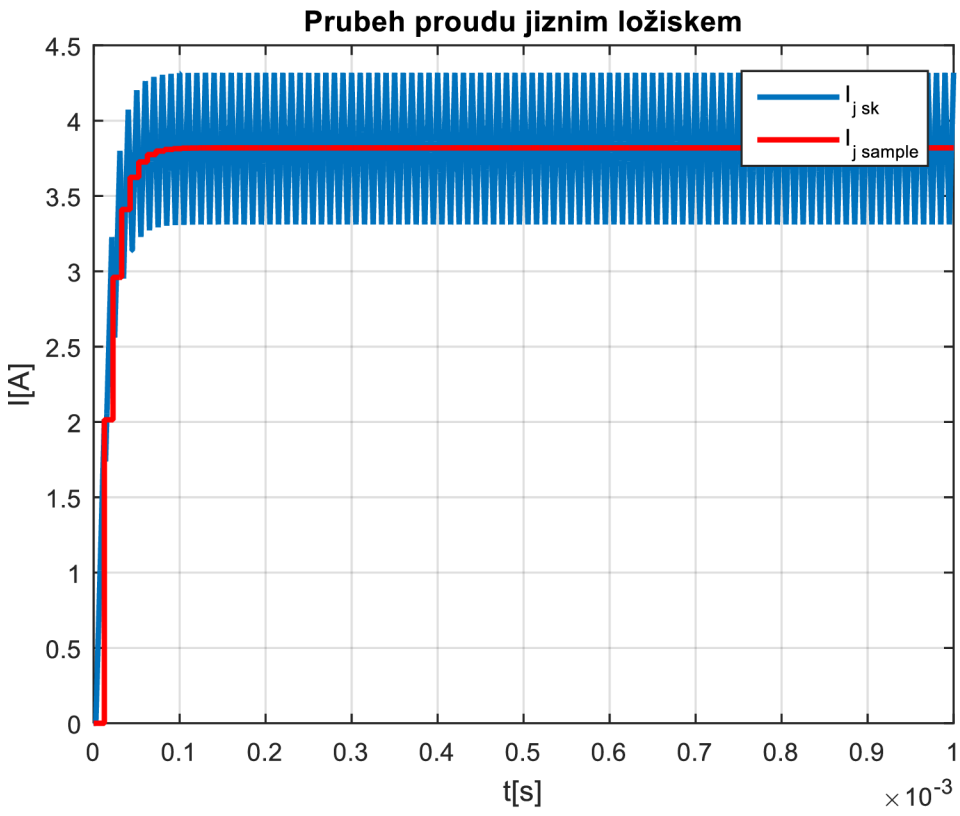
Simulace byla provázena pro severní a jižní ložisko s tím, že severní ložisko bylo zatížené maximálním proudem 13 A. Simulace probíhala 1 ms a 10 ms. Čas 10 ms je proto, aby proud a napětí na kondenzátorech došly do ustáleného stavu.

Na následujících grafech je zobrazen proud protékající cívkou severního a jižního ložiska. Modrou čarou je zobrazen skutečný proud, který teče cívkou magnetického ložiska. Červenou čarou je zobrazen proud, který se používá pro porovnání s žádaným proudem na cívce ložiska. U severního ložiska kmitá skutečná hodnota proudu kolem hodnoty 13 A, ale ve výsledku je střední hodnota proudu přesně 13 A. Stejně je to i u cívky jižního ložiska, kde ale hodnota proudu kmitá kolem hodnoty 3,84 A. Po spuštění simulace dosáhlo ustálené hodnoty nejprve proud jižní cívky a to v čase t = 0,072 ms a proud v severní cívce se ustálil v čase t = 0,122 ms

Graf 12

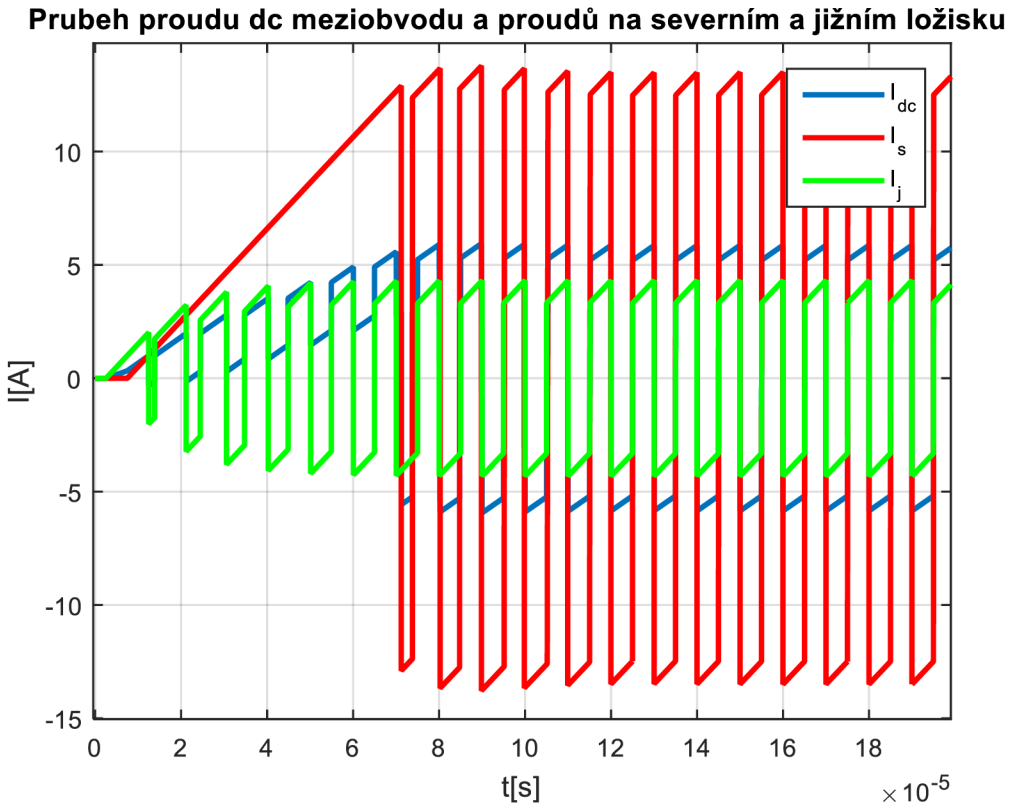


Graf 13



Dále jsou zde grafy průběhů proudů, které se objevují na dvoukvadrantovém měniči, tedy proudy, které propouštějí tranzistory, popřípadě diody. Jsou srovnány s napájecím proudem I_{dc}, který vzniká usměrněním proudu a odečtením pulzního proudu, který odebírá kondenzátor C_{dc}.

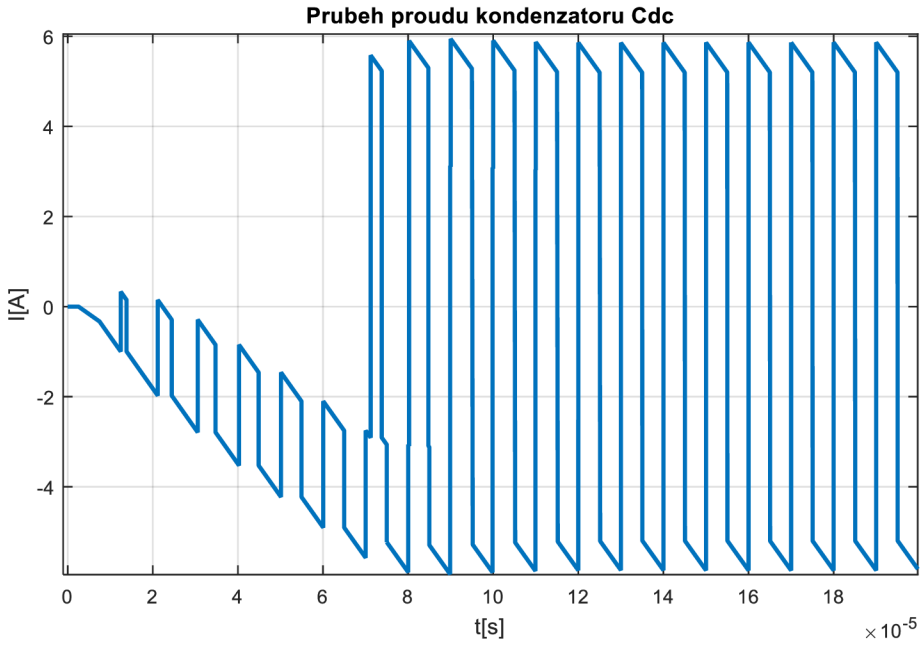
Graf 14



Proud protékající severním ložiskem nejdéle nabíhá, je to dáno tím, jak dlouho trvá, než se proud I_{dc} ustálí. Proud I_{dc} závisí na průběhu proudu kondenzátorem C_{dc}. Tedy proud se ustálí až poté, co na kondenzátoru dojde poklesu napětí. Opět je zde vidět, že v jižním ložisku se proud meziobvodu ustálí dříve, než je tomu u severního ložiska. Je to i logické, protože proud v dc meziobvodu postupně narůstá, tak v jižním ložisku se objeví kýžený proud 3,84 A dříve, protože je menší než 13 A, který teče v severním ložisku.

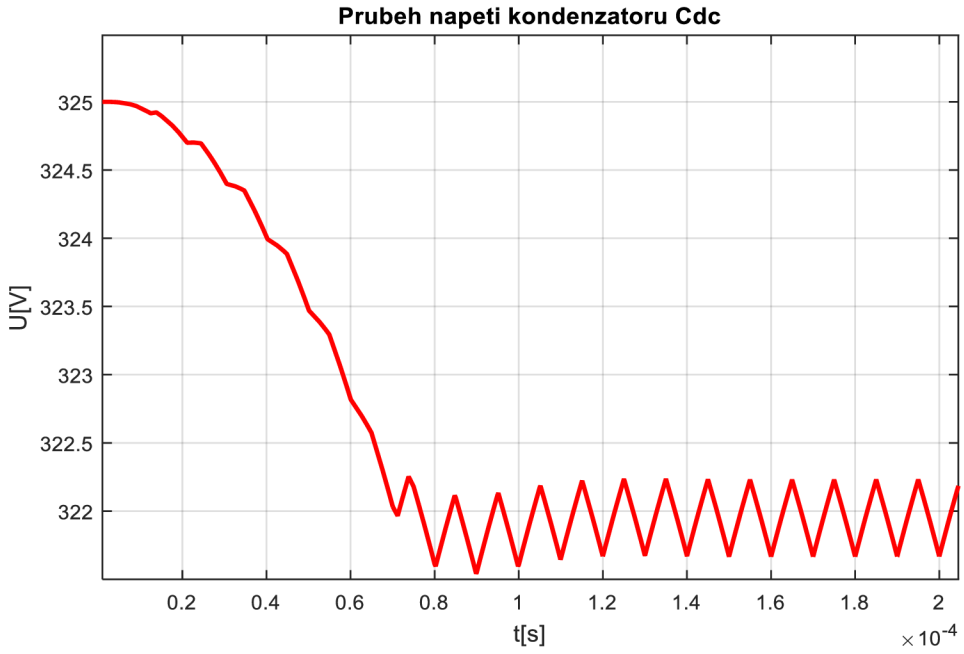
Průběhy proudu a napětí na kondenzátorech jsou uvedeny pouze pro kondenzátor C_{dc}, protože kondenzátory hradící proudy na ložiscích mají stejnou hodnotu jako kondenzátor C_{dc}, jsou jejich průběhy totožné.

Graf 15

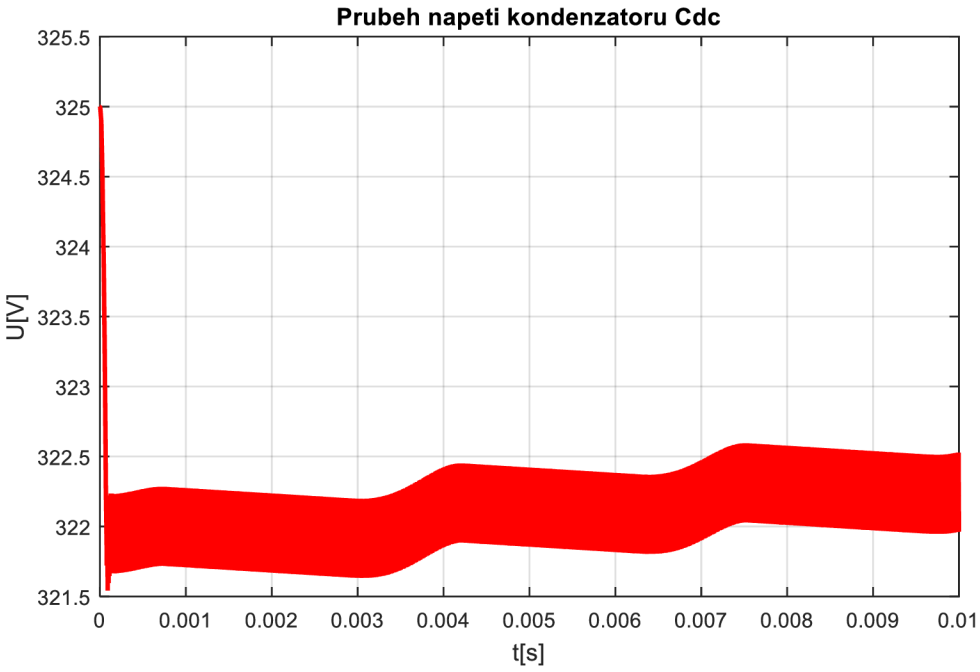


Proud na kondenzátoru nejprve klesá, až poté se ustálí a kmitá od -6 A do +6 A. Pokles proudu je kvůli poklesu napětí na kondenzátoru z přednabité hodnoty 325 V na 321,5 V. To je způsobeno relativním zvlněním meziobvodu. Na Graf 17 je vidět, že napětí nekmitá kolem lineární střední hodnoty, ale je tam náznak oblouku. Tady napětí kondenzátoru sleduje šestipulzní zvlnění.

Graf 16

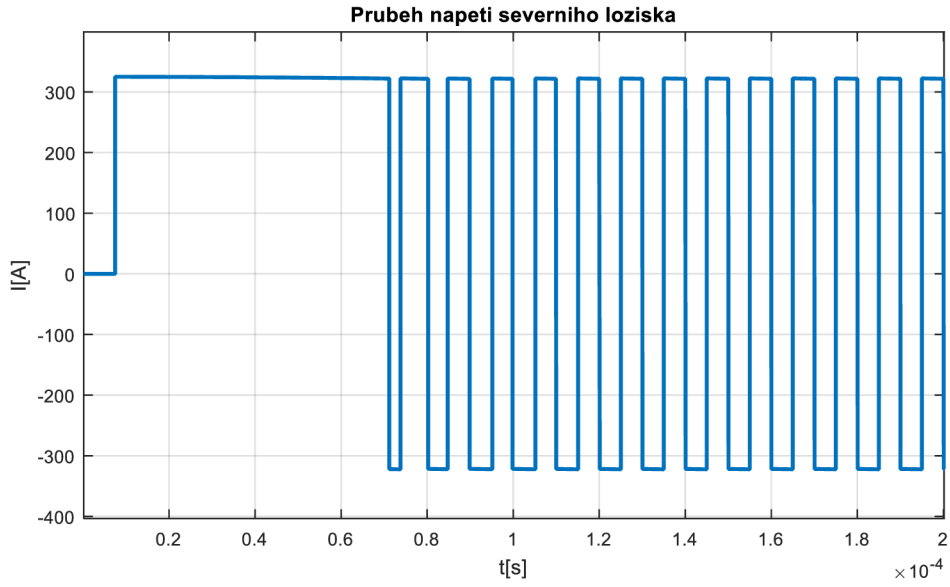


Graf 17

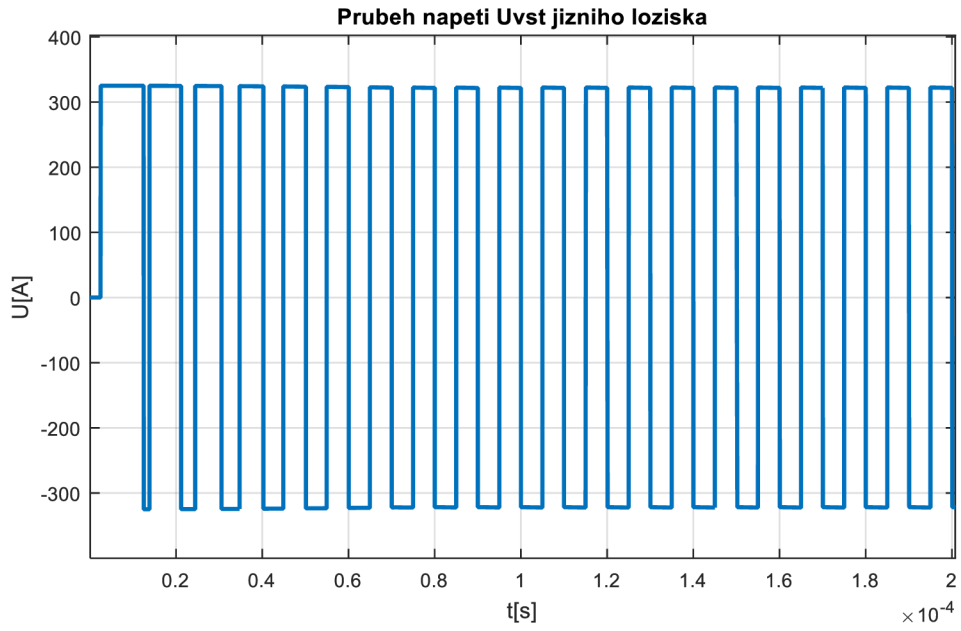


Napětí na cívkách ložisek jsou stejná, jako je fázové napětí sítě 325 V. Napětí kmitá od -325 V do +325 V se stejnou střídou, jako proud daného ložiska.

Graf 18



Graf 19

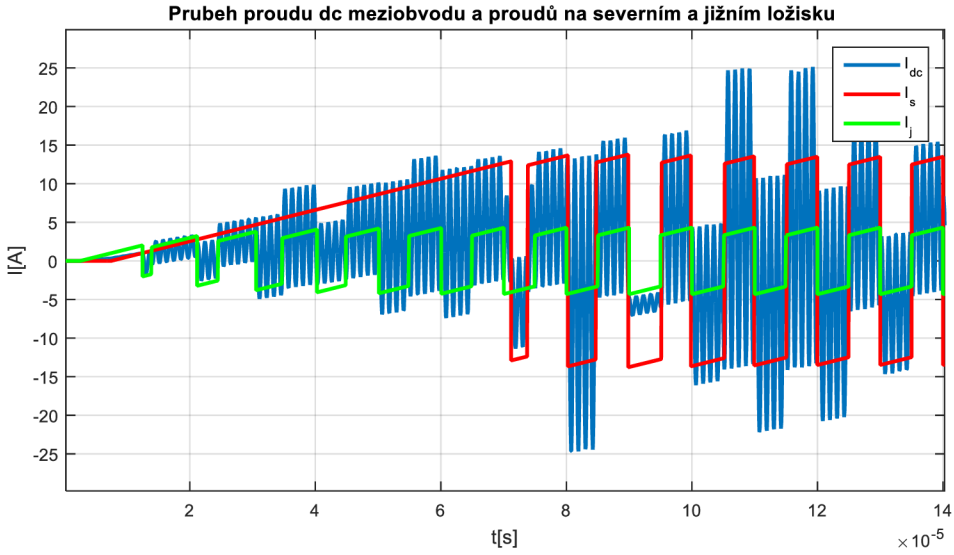


6.2 Simulace se započítáním indukčnosti sítě

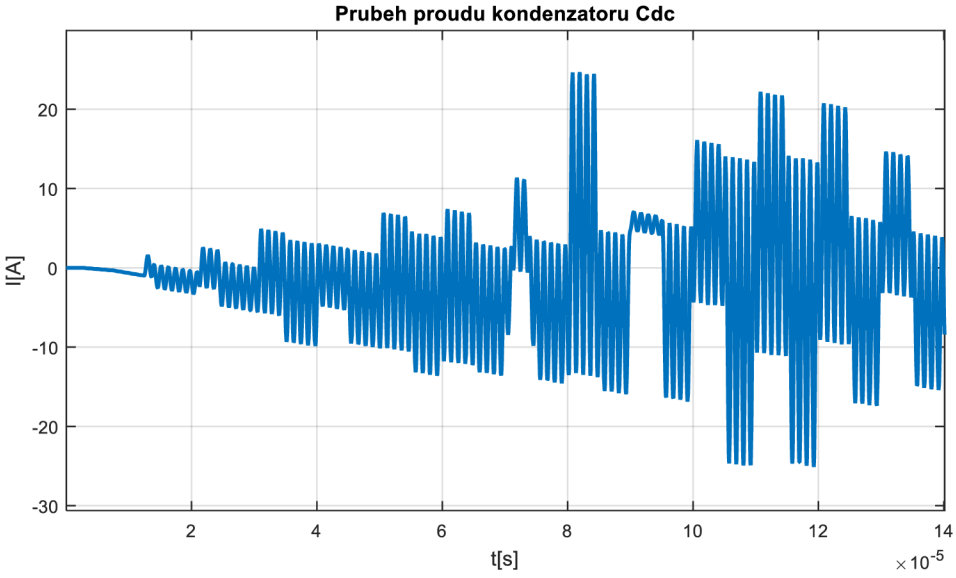
Dále proběhla simulace se započítám indukčnosti vedení, která je mezi napájením a H-můstkem. Proudy na ložiscích se nijak nezměnily, kvůli kondenzátorům H-můstku. Ty slouží k hrazení proudu a vyfiltruji špičky proudu, které by mohly poškodit polovodičové prvky. Simulace byla provedena pro tři hodnoty indukčnosti: L_{dc} = 1 nH, L_{dc} = 10 nH a L_{dc} = 30 nH.

Nejprve tedy průběhy pro indukčnost L_{dc} = 1 nH. Na prvním grafu je vidět, že průběhy proudů na ložiscích jsou stejné. Nicméně na proudu meziobvodem je vidět výrazný špičkový proud. To je způsobeno rezonancí, která je vytvářena $L_{dc}C_{dc}$ obvodem.

Graf 20



Graf 21

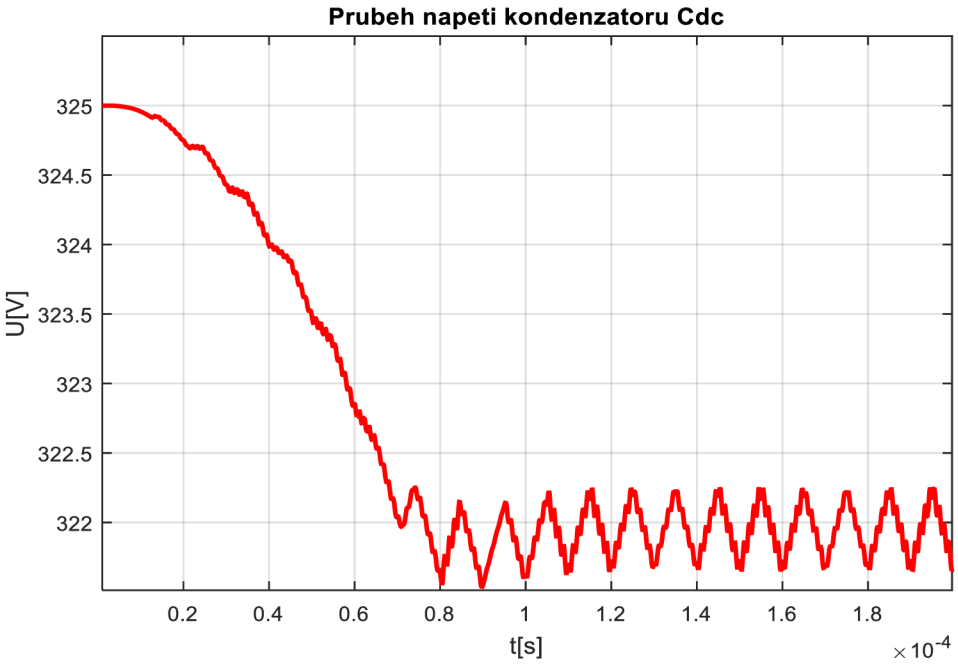


Proud osciluje kolem střední hodnoty s frekvencí:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{dc} C_{cd}}} \tag{6.1}$$

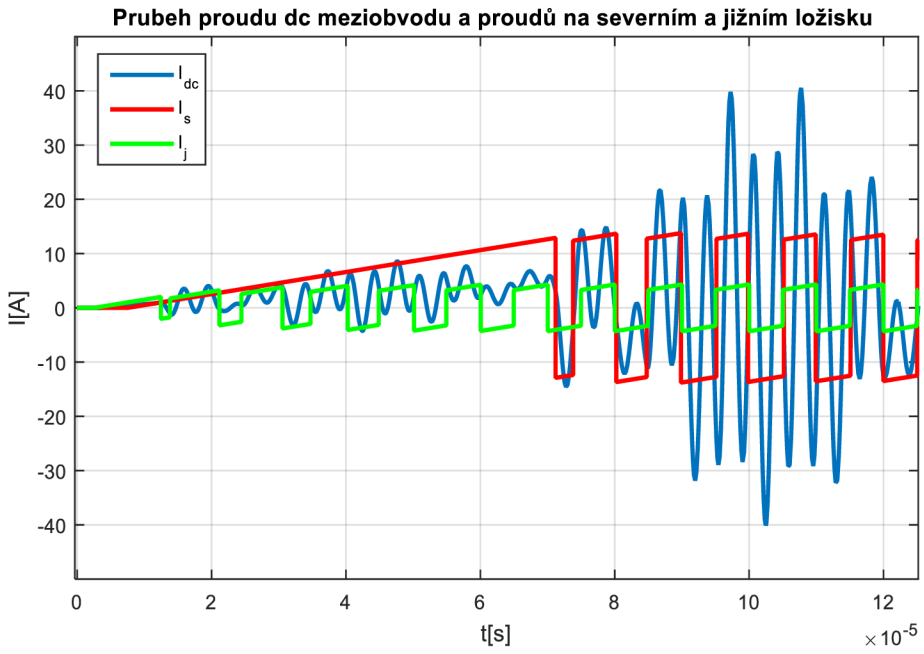
Na průběhu proudu je vidět, že proud má tvar obálky připomínající sinusový průběh. Při pohledu na napětí je vidět, že když je proud utlumený, tedy průběh obálky jde k nule, není zvlnění tak výrazné.

Graf 22

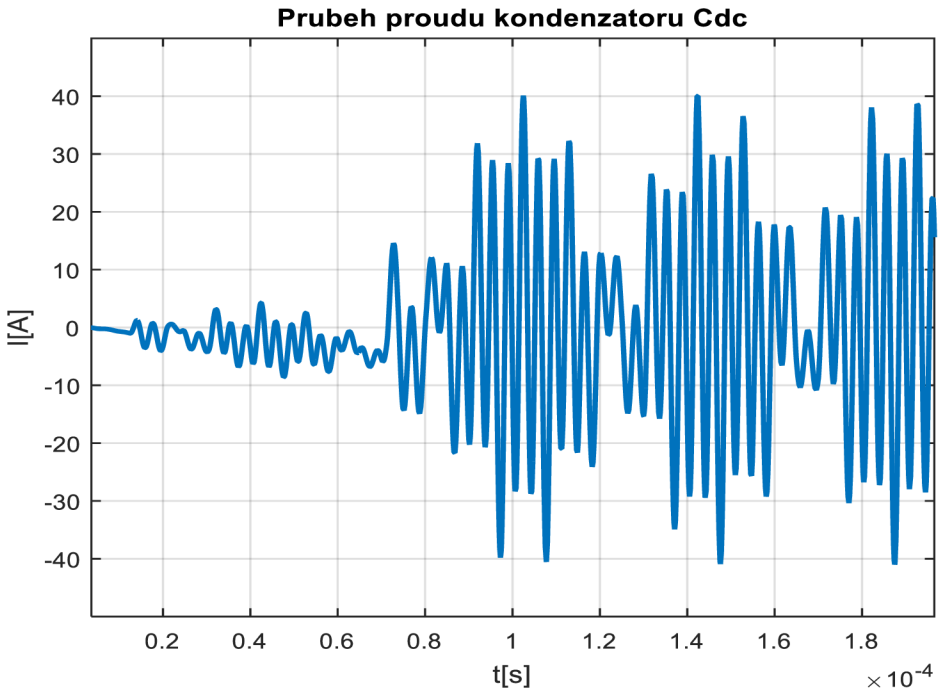

Prubeh napeti kondenzatoru Cdc
U[V]
325
324.5
324
323.5
323
322.5
322
0.2
0.4
0.6
0.8
1
1.2
1.4
1.6
1.8
t[s]
×10^-4

Pro L = 10 nH nejsou kmity proudá tolik husté, jako to bylo u L = 1 nH. Oscilace kmitů nemá tak velkou frekvenci, nicméně špičky proudu opět dosahují hodnot až 40 A. Po ustálení tyto špičky dosahují hodnoty maximálně 23 A.

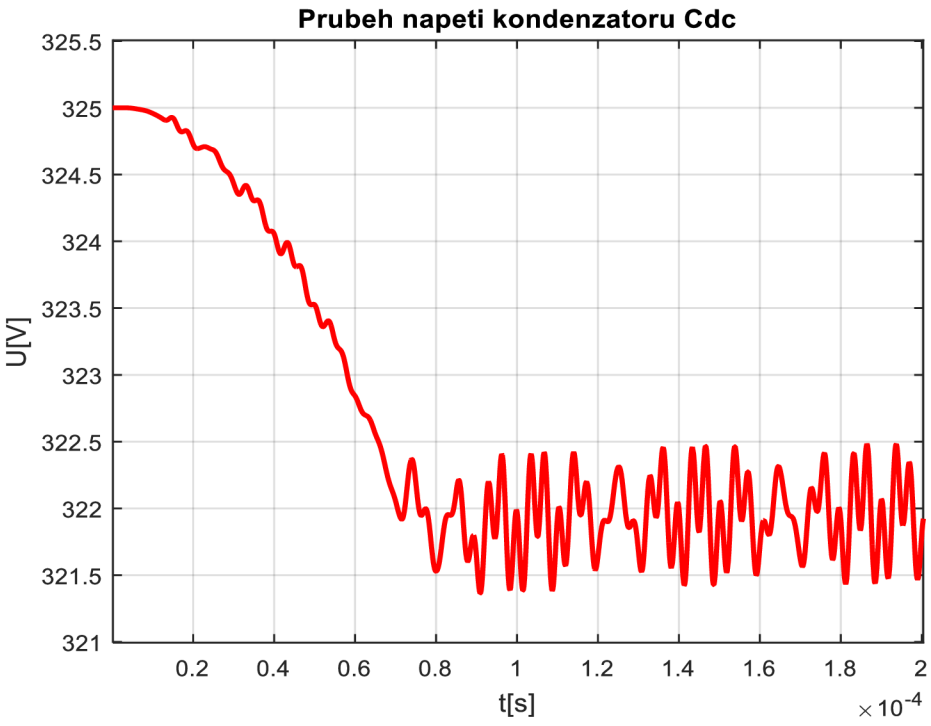
Graf 23



Graf 24

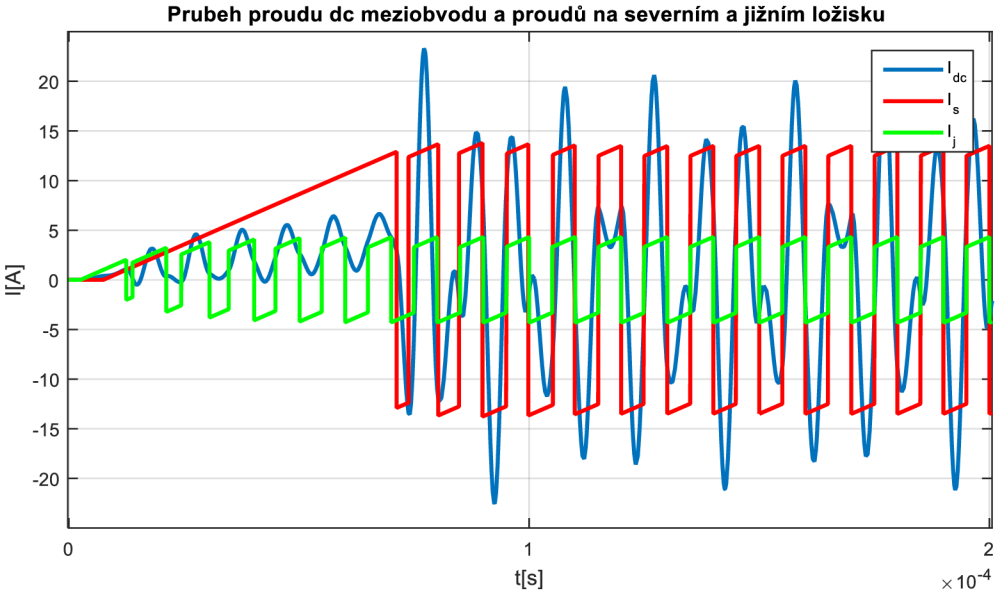


Graf 25

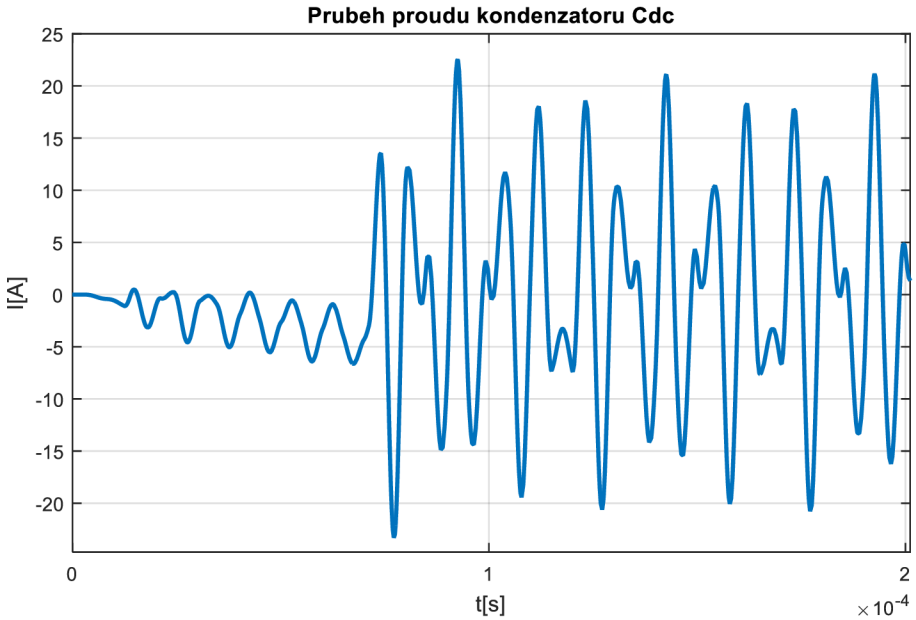

Prubeh napeti kondenzatoru Cdc
325.5
325
324.5
324
323.5
323
322.5
322
321.5
321
U[V]
0.2
0.4
0.6
0.8
1
1.2
1.4
1.6
1.8
2
t[s]
×10^-4

Při průbězích pro L = 30 nH, je rezonanční frekvence poměrně malá. Proud i napětí jsou stále zkresleny zvlněním, ale už nedochází k utlumování. Špičky proudu dosahují konstantních hodnot a z makroskopického hlediska by se dalo říct, že proud osciluje s lineárním průběhem špiček proudů.

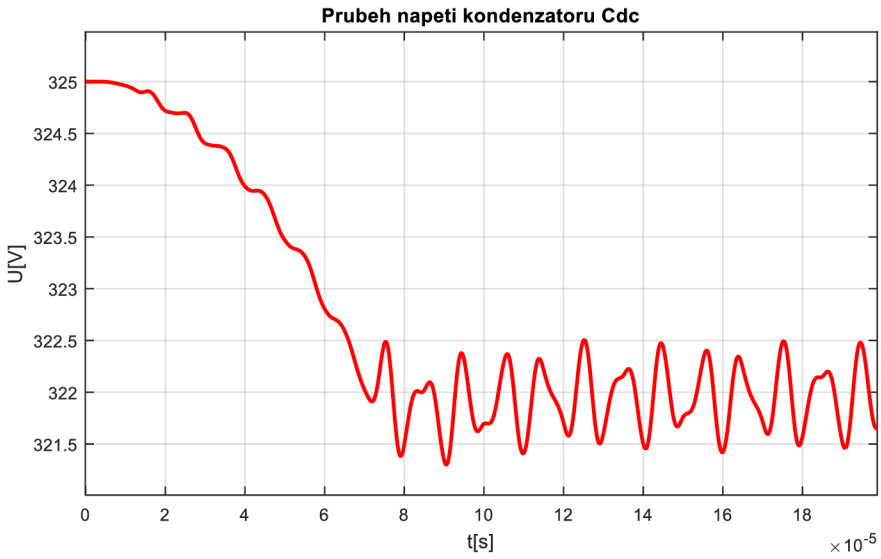
Graf 26



Graf 27



Graf 28



Simulace takto navrženého obvodu fungovala podle předpokladů. Pro maximální zatížení byl v severním ložisku kýžený proud 13 A a v jižním 3,82 A. To bylo díky správnému buzení tranzistorů, kdy probíhalo porovnání žádaného proudu se skutečným proudem v ložisku a následném modulování řídícího signálu. Napájení dvoukvadrantového měniče proběhlo správně, kdy předřadné kondenzátory vyfiltrovaly špičky proudů, které by mohly narušit funkčnost polovodičových prvků. Proto jsou proudy na cívkách ložisek stejné i po započítání indukčnosti vedení, která vytváří spolu s kondenzátorem usměrňovače rezonanční obvod, který ovlivňuje průběh proudu.

Závěr

Cílem této práce bylo seznámit se s problematikou napájení magnetických ložisek a navrhnout silový obvod pro magnetické ložisko.

V kapitole 2 bylo vysvětleno, co to magnetické ložisko je a k čemu se používá. V práci byly popsány zejména aktivní magnetická ložiska, protože ty pro svou funkci potřebují elektrickou energii. V principu fungují jako elektromagnety. Ve statoru ložiska je umístěno pole cívek, ve kterých se při průchodu elektrického proudu indukuje magnetické pole, které přitahuje rotor z feromagnetika.

Dále byly rozebrány možnosti napájení magnetického ložiska.
Díky nejlepší účinnosti se pro napájení magnetického ložiska zvolil dvoukvadrantový měnič pracující v I. a IV kvadrantu. s výkonovými tranzistory MOS-FET a výkonovými diodami. Každá cívka ložiska musí mít svůj vlastní měnič, aby mohla probíhat regulace proudu, při vychýlení rotoru z dané polohy.

Pro buzení tranzistorů byl vyroben budič, kde hlavní částí byl čip SI8261BCD, ve kterém probíhá snímání skutečného proudu a dochází k jeho porovnání se žádaným proudem. Podle proudové odchylky vzniká napěťový řídící signál, který je modulován PWM modulací. Takto modulovaný signál slouží k buzení tranzistoru. Ten potom upraví proud, který protéká cívkou ložiska tak, aby nedošlo k havárii stroje. Schéma budiče a jeho deska jsou na obrázcích Obr. 18 a Obr. 19. Oživení budiče se provedlo 5 V napěťovým signálem, který je měničem zvýšen na 15 V. Na grafu je vidět průběh zapínacího napětí čipu a napětí, které se objeví na gatu tranzistoru (viz Obr. 20).

Dále byla provedena simulace silové části obvodu magnetického ložiska s 3f zdrojem, šestipulzním usměrňovačem, severním a jižním ložiskem a buzením pro tranzistory severního a jižního ložiska. Co se týče kondenzátorů, které pracují v součinnosti s usměrňovačem, ty byly pro zjednodušení simulace přednabity na 325 V. Díky tomu nebudou výsledné proudy na ložiscích zkresleny nabíjecími proudy kondenzátorů, jak je vidět na grafek 12, 13 a 14. Simulace proběhla podle očekávání. Probíhalo správné buzení tranzistorů, aby na ložiscích byl požadovaný proud. Předřadné kondenzátory dvoukvadrantového měniče vyfiltrovaly špičky proudů vznikající po započítání indukčnosti vedení, které by mohly poškodit polovodičové prvky. Tedy

celkový silový obvod pro napájení magnetického ložiska by mohl v praxi fungovat tak, aby nedošlo k havárii stroje.

Bylo by možné i řešení s dvojpulzním usměrňovačem místo šestipulzního. V tomto případě by kondenzátorzy měli větší kapacitu, jak je ukázáno v rovnici (4.31). Ale protože se požil 3f zdroj, tak je v tomto zapojení šestipiulzní usměrňovač.

Literatura

[1] CHIBA, Akira, Tadashi FUKAO, Osamu ICHIKAWA, Masahide OSHIMA, Masatsugu TAKEMOTO a David G. DORRELL. Magnetic Bearings and Bearingless Drivers. Burlington: Newnes, 2005. ISBN 0 7506 5727 8.

[2] NOHEL, Václav. Magnetická ložiska. Plzeň, 2012. Bakalářská práce. Západočeská univerzita v Plzni. Vedoucí práce Ing. Roman ČERMÁK, Ph.D.

[3] KOLAŘÍK, F. Řídicí systém aktivního magnetického ložiska. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, Ústav automatizace a informatiky, 2011.Vedoucí diplomové práce Ing. Pavel Houška, Ph.D.

[4] PESLAR, Jiří. Aerostatická, aerodynamická a magnetická ložiska [online]. 28.3.2008, 11 [cit. 2019-01-06]. Dostupné z: http://dl.uk.fme.vutbr.cz/zobraz_soubor.php?id=647

[5] ŠAMÁNEK, Otakar. Magnetická ložiska [online]. In: . Brno, s. 10 [cit. 2019-01-06]. Dostupné z: http://dl.uk.fme.vutbr.cz/zobraz_soubor.php?id=531

[6] POLÁŠEK, L. Speciální typy ložisek a jejich aplikace. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2010. 36 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Daniel Koutný, Ph.D.

[7] Turek, M.: Inteligentní řídicí člen aktivního magnetického ložiska. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2011. 81 p. Vedoucí práce: doc. RNDr. Ing. Tomáš Březina, CSc.

[8] CHANGSHENG, Zhu a Mao ZHIWEI. A PWM Based Switching Power Amplifier for Active Magnetic Bearings* 2005 international conference on electrical machines and systems. IEEE. 2005, (2), 1563-1568.

[9] JUN, Wang a Zeng LI. The study on Inverse system decoupling and PID control used in Power Magnetic Beraing. In: International conference on consumer electronics, communications and networks (CECNet). 2011, s. 4587-4590.

[10] YU, Wentao, Youpeng FAN, Shuqin LIU a Deguang LI. Research on MATLAB Simulation of Three Level Power Amplifier for Magnetic Bearings. Asia-Pacific Power and Energy Engineering conference. 2010.

[11] LIU, Gang a Kun MAO. A Novel Power Failure Compensation Control Method for Active Magnetic Bearings Used in High-Speed Permanent Magnet Motor. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. 2016, 6(31), 4565-4576.

[12] JANSEN, Ralph a Shuliang LEI. PWM Based Sensing and Control of Magnetic Bearings. CESlomenoIEEE 5th International Power electronics and Motion Conference. 2006, 2, 1-5.

[13] Datasheet: Rapid Switching Emitter Controlled Diode: Infineon Technologies. https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon-IDP20E65D2-DS-v02_01-EN-540109.pdf, 2018

[14] Datasheet: 600V CoolMOS™ P7 Power Transistor: Infineon Technologies. https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon-IPZA60R037P7-DS-v02_00-EN-1274897.pdf, 2018.

[15] Datasheet: 5KV LED EMULATOR INPUT, 4.0 A ISOLATED GATE DRIVERS: Silicon Labs. https://cz.mouser.com/datasheet/2/368/Si826x-1397903.pdf, 2018.

[16] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.

[17] Patočka M., Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek II., Vydání 3., skriptum FEKT VUT Brno, 2004

[18] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, Svazek III. skriptum, FEKT, VUT Brno.

Seznam symbolů a zkratek

Zkratky:

AMB	aktivní magnetická ložiska
HTS	vysokoteplotní supravodič

Symboly:

μ_0	permeabilita vakua [Vs/Am]
μ_r	relativní permeabilita
a	kompenzační konstanta [m]
B	magnetická indukce [T]
B_{sat}	hodnota magnetické indukce v saturaci [T]
B_δ	magnetická indukce ve vzduchové mezeře [T]
C_{dc}	kondenzátor meziobvodu [F]
C_{dc_j}	kondenzátor jižního ložiska [F]
C_{dc_s}	kondenzátor severního ložiska [F]
f	frekvenci sítě [Hz]
f	magnetická síla [N]
f_{PWM}	frekvence PWM [Hz]
G_c	kontrolní blok
G_{inv}	logika zařízení
H	intenzita magnetického pole [A/m]
h_{FE}	proudové zesílení [-]
H_δ	intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře [A/m]
i	proud [A]
i_0	výstupní proud [A]
I_{bias}	biasový (rovnovážný) proud [A]
I_c	kolektorový proud [A]
I_{dc}	proud zátěže [A]
i_e	proudová odchylka [A]
I_F	napájecí proud driveru [A]
$I_{F(on)}$	zapínací proud driveru [A]
I_j	proud jižního ložiska [A]
i_L	výstupní proud magnetického ložiska [A]
i_{osc}	vstupní proud oscilátoru [A]
I_{rr}	proud diody v závěrném směru [A]
I_s	proud severního ložiska [A]

I_v	proud východního ložiska [A]
I_z	proud západního ložiska [A]
$I_{\Delta n}$	rozdílový proud [A]
L	indukčnost cívky mag. ložiska [H]
L	indukce vinutí [H]
L_{dc}	indukčnost vedení [Hz]
N	počet z8vitů [-]
P_{celk}	celkové ztráty ložiska [W]
P_{cu}	ztráty v mědi mag. Ložiska [W]
$P_{d\ celk}$	celkové ztráty na diodě [W]
$P_{d\ přep}$	přepínací ztráty diody [W]
$P_{d\ ved}$	ztráty vedením na diodě [W]
P_{tr}	výkon tranzistoru [W]
$P_{tr\ celk}$	celkové ztráty na tranzistoru [W]
$P_{tr\ přep}$	přepínací ztráty tranzistoru [W]
$P_{tr\ ved}$	ztráty vedením na tranzistoru [W]
PWM	pulzní šířková modulace
R	odpor cívky mag. ložiska [Ω]
R	zátěžný odpor [Ω]
R_d	dynamický odpor diody [Ω]
R_{dson}	odpor tranzistoru nezi drain a source [Ω]
R_F	rádiová frekvence [Hz]
s	střída [-]
S_{Fe}	prů5ez železa [m2]
S_δ	plocha vzduchové mezery [m2]
T	perioda sítě [s]
u_{BE}	napětí mezi bází a emitorem [V]
U_{ce}	kolektor-emitorové napětí [V]
U_{dc}	napětí meziobvodu [V]
U_{dc}	napětí meziobvodu [V]
U_{dc}	stejnosměrné napájecí napětí [V]
$U_{dc\ max}$	maximální napětí meziobvodu [V]
UDD	vstupní napětí driveru [V]
U_{fd}	průrazné napětí diody [V]
U_{ftr}	průrazné napětí tranzistoru [V]
u_i	výstupní napětí oscilátoru [V]
u_L	výstupní napětí magnetického ložiska [V]
u_{osc}	otvírací napětí [V]

W_δ	energie ve vzduchové mezeře [T]
X_{max}	maximální hodnota veličiny
Z_0	výstupní impedance oscilátoru [Ω]
Z_i	vstupní impedance oscilátoru [Ω]
α	úhel sklopení ložiska [-]
δ	relativní pokles napětí [-]
δ	tloušťka vzduchové mezery [m]
Δt	vybíjecí čas kondenzátoru [s]
ΔU_{dc}	pokles napětí [V]
φ	magnetický tok [Wb]
χ	velikost výchylky rotoru [m]
ω	frekvence [Hz]

Přílohy

Na přiloženém CD jsou MATLAB soubory, které byly použity pro výpočty a simulaci.

dimenz_silovka.m

Vykresleni.m

ModelSilCastiLoziska2015amdl.mdl