

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Regulace DC-DC měničů

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2018/2019

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: Bc. Stanislav DUPAL
Osobní číslo: E16N0049P
Studijní program: N2612 Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: Průmyslová elektronika a elektromechanika
Název tématu: Regulace DC-DC měničů
Zadávací katedra: Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte rešerši známých druhů regulace DC-DC měničů.
2. Navrhněte vhodnou strukturu regulačních obvodů pro konkrétní DC-DC měnič.
3. Sestavte simulační model navržené regulace.
4. Vyhodnoťte statické a dynamické vlastnosti regulace.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 40 - 60 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

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

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Tomáš Glasberger, Ph.D.**
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **5. října 2018**
Termín odevzdání diplomové práce: **30. května 2019**


Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 5. října 2018

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na regulaci stejnosměrných měničů. V úvodní části jsou popsány druhy regulací, které se běžně používají pro řízení stejnosměrných měničů. Dále je popsán dvojčinný propustný měnič plný most a fázově posunuté řízení tohoto měniče. Pro tento měnič je poté vypracována PI regulace a prediktivní řízení. Na závěr jsou provedeny simulace statických a dynamických vlastností regulací a jejich porovnání.

Klíčová slova

Regulace, DC-DC měnič, dvojčinný propustný měnič, fázově posunuté řízení, PI regulace, prediktivní řízení, MPC

Abstract

The diploma thesis is focused on regulation of DC-DC converters. The introductory part describes the types of commonly used controls. In next section a phase shift full bridge converter is introduced. After that the PI control and model predictive control is developed for this phase shift converter. At the end this two regulation are compared in static and dynamic behavior.

Key words

Control, DC-DC converter, Full bridge converter, phase shift, PI control, predictive control, MPC

Prohlášení

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

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

.....

podpis

V Plzni dne 30.5.2019

Stanislav Dupal

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Tomáši Glasbergerovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce a Ing. Tereze Radoušové za konzultace, rady a připomínky.

Obsah

OBSAH	8
ÚVOD	9
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	10
1 DRUHY REGULACÍ DC-DC MĚNIČŮ	11
1.1 NAPĚŤOVÉ ŘÍZENÍ	11
1.2 PROUDOVÉ ŘÍZENÍ	12
1.3 DVOUHODNOTOVÁ REGULACE	12
1.4 PI REGULACE.....	13
1.4.1 Přímá regulace výstupního napětí	15
1.4.2 Regulace výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou.....	16
1.5 LINEÁRNĚ KVADRATICKÁ REGULACE.....	17
1.6 FUZZY REGULACE.....	19
1.6.1 Fuzzifikační modul.....	19
1.6.2 Interferenční blok	21
1.6.3 Defuzikační blok.....	21
1.7 PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ	22
1.7.1 Druhy prediktivního řízení.....	22
1.7.2 Modelové prediktivní řízení (MPC)	23
2 DC-DC MĚNIČE	25
2.1 DVOJČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ PLNÝ MOST	25
2.2 ŘÍZENÍ MĚNIČE	25
2.3 FÁZOVĚ POSUNUTÉ ŘÍZENÍ	26
2.4 MODULÁTOR PRO FÁZOVĚ POSUNUTÉ ŘÍZENÍ	27
3 NÁVRH REGULÁTORU	28
3.1 NÁVRH PI REGULACE	28
3.1.1 Výpočet přenosu proudové smyčky	29
3.1.2 Výpočet přenosu napěťové smyčky	31
3.2 STAVOVÝ MODEL MĚNIČE	31
3.3 DISKRETIZACE STAVOVÉHO MODELU	33
3.4 MPC REGULÁTOR.....	34
3.4.1 MPC s pevně daným fázovým posuvem	34
3.4.2 MPC s výpočtem fázového posuvu.....	35
4 STATICKÉ A DYNAMICKÉ VLASTNOSTI	36
4.1 STATICKÉ VLASTNOSTI PI REGULACE.....	36
4.2 DYNAMICKÉ VLASTNOSTI PI REGULACE.....	37
4.2.1 Dynamické vlastnosti PI regulace při změně zátěže	37
4.2.2 Dynamické vlastnosti PI regulace při změně vstupního napětí	38
4.3 STATICKÉ VLASTNOSTI MPC.....	39
4.4 DYNAMICKÉ VLASTNOSTI MPC PŘI ZMĚNĚ ZÁTĚŽE	40
4.5 DYNAMICKÉ VLASTNOSTI MPC PŘI ZMĚNĚ VSTUPNÍHO NAPĚTÍ.....	42
ZÁVĚR	44
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	45
PŘÍLOHY	1

Úvod

V dnešní době už jen těžko budeme hledat elektrické zařízení ve kterém bychom nenašli stejnosměrný měnič. Stejnosměrné měniče malých výkonů najdeme snad ve všech zařízeních, která využívají spínané zdroje, jako jsou mobilní telefony, počítače, nabíječky baterií atd. Další velkou skupinou, kde se používají stejnosměrné měniče jsou drážní vozidla. Dříve se využívaly společně se stejnosměrnými motory pro trakční účely, kde byly ovšem většinou nahrazeny střídači a střídavými stroji. Svoji roli ovšem stále plní v pomocných pohonech těchto vozidel, kde se starají o dobíjení vozidlové baterie.

Z důvodů snižování emisí oxidu uhličitého a dalších skleníkových plynů vzrostl v posledním desetiletí počet hybridních a plně elektrických aut, která jako zdroj elektrické energie využívají trakční baterie. Proto vznikla i v této oblasti velká poptávka po stejnosměrných měničích, a to i pro ty s galvanickým oddělením. Největší nedostatek těchto automobilů je nedostatečná kapacita baterií, a proto jsou na všechny použité měniče kladeny velké nároky na efektivitu a s tím spojenou regulaci. Jako vhodný měnič pro tento sektor se ukázal dvojčinný propustný měnič plný most.

V úvodu této diplomové práce budou popsány běžně používané metody regulace DC-DC měničů. Z těchto metod poté budou vybrány dvě, které implementují na zadaný měnič. Na závěr této diplomové práce provedu zhodnocení statických a dynamických vlastností jednotlivých regulací pro daný měnič.

Seznam symbolů a zkratk

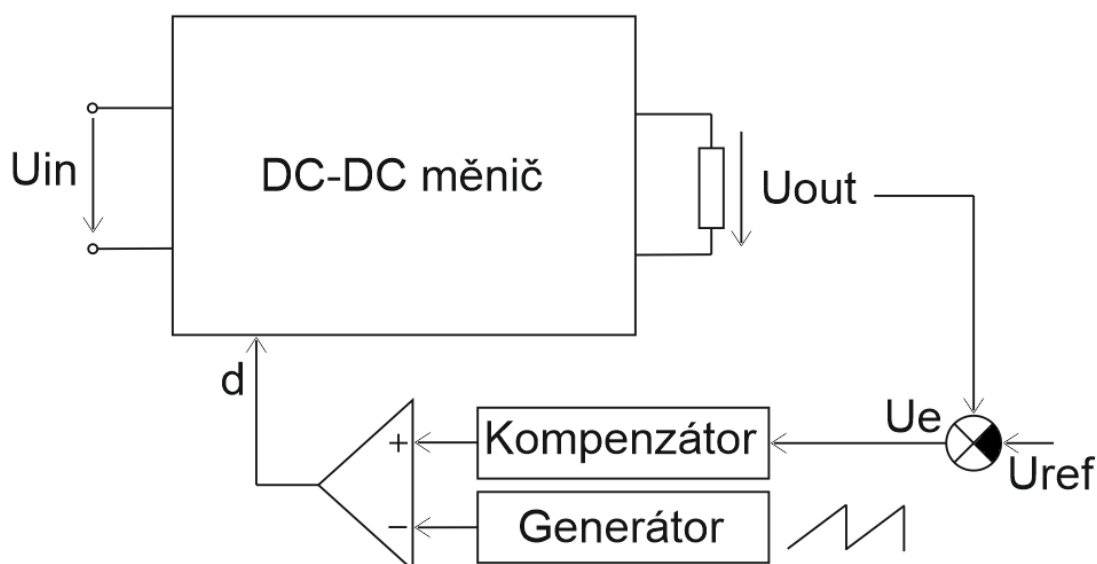
PWM	Pulzně šířková modulace
U_{in}	Vstupní napětí
U_{out}	Výstupní napětí
U_{ref}	Požadované (referenční) napětí
d	Poměrná doba sepnutí (duty cycle)
k_p, k_i	Proporční a integrační konstanta PI regulátoru
A, B, C, D	Matice spojitého stavového modelu
w	Obecná požadovaná (referenční) veličina
y	Obecný výstup systému
u	Obecný vstup systému
e	Odchylka
M, N	Matice diskrétního stavového modelu
J	Minimalizační funkce
S_1, S_2, S_3, S_4	Tranzistory primární strany měniče
D_1, D_2	Diody sekundární strany měniče
Φ	Fázový posun
I_z	Proud zátěží
R_{LP}	Ekvivalentní odpor transformátoru
n	převodový poměr transformátoru
f_s	spínací frekvence

1 Druhy regulací DC-DC měničů

Stejnoseměrné měniče jsou zařízení, které mění velikost stejnosměrného proudu nebo napětí. Aby se dosáhlo požadovaných výstupních hodnot měniče, je potřeba jej regulovat. Stejnoseměrné měniče můžeme řídit mnoha způsoby s ohledem na použitou topologii měniče, regulátor nebo regulovanou veličinu. V následujících odstavcích jsou popsány nejčastěji používané druhy řízení.

1.1 Napět'ové řízení

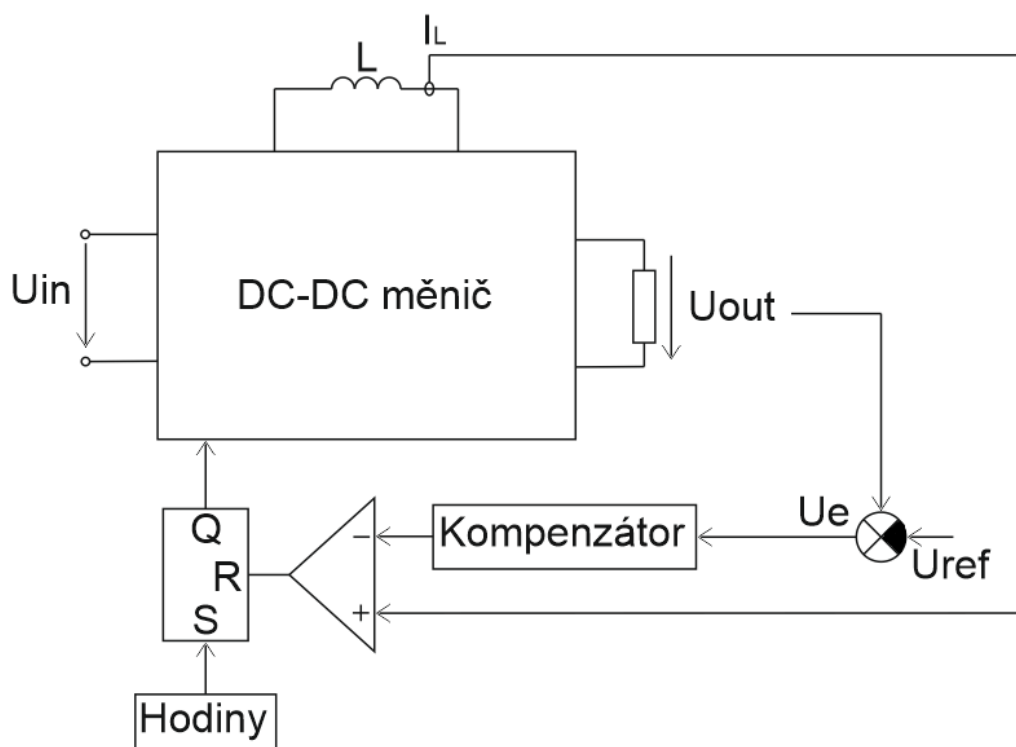
Princip napět'ového řízení měniče je vidět na obrázku Obr. 1.1. Jedná se o nejjednodušší možný způsob řízení výstupního napětí ve stejnosměrném měniči. Toto řízení má pouze jednu zpětnovazební smyčku, kde je od změřeného napětí je nejprve odečteno požadované napětí. Rozdíl toho napětí je poté upraven v komparátoru a takto upravený signál napětí vstupuje do PWM komparátoru, kde je porovnáván s referenční pilou PWM o konstantní frekvenci. Toto řízení lze realizovat, jak analogově, tak digitálně. Mezi největší výhody tohoto řízení patří jeho jednoduchost, stabilita, odolnost proti rušivým vlivům a nízká cena. Nevýhody jsou pomalá odezva na změnu zátěže a absence omezení proudu.



Obr. 1.1 Blokové schéma napět'ového řízení měniče

1.2 Proudové řízení

V porovnání s napěťovým řízením, proudové řízení přidává jednu zpětnovazební smyčku proudu, jak lze vidět na obrázku Obr. 1.2. Princip řízení je podobný jako u napěťového řízení. Od změřeného výstupního napětí je odečteno požadované napětí a chyba je napětí je poté upravena v kompenzátoru. Takto upravená chyba napětí poté vstupuje do komparátoru spolu se změřenou hodnotou proudu protékající cívkou. Proudové řízení lze také realizovat jak analogově, tak digitálně. Mezi největší výhody proudového řízení patří schopnost rychle reagovat na změnu zátěže, omezení výstupního proudu a zabránění možnosti přetížení. Mezi nevýhody tohoto řízení větší složitost analýzy obvodu z důvodu dvou zpětnovazebních smyček a náchylnost vůči rušení na proudové smyčce. Další poměrně významnou nevýhodou tohoto řízení je nestabilita při střídě větší než 50



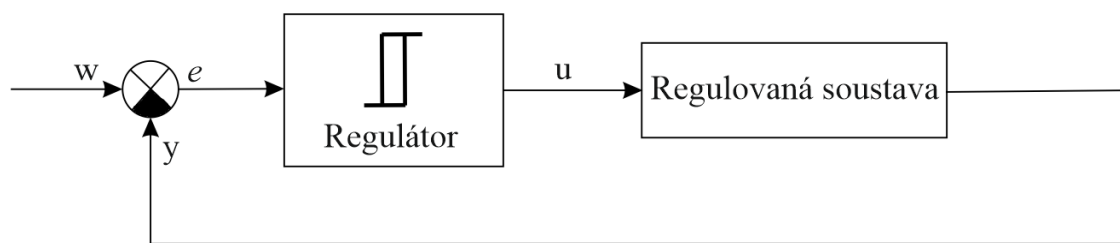
%. [2]

Obr. 1.2 Blokové schéma proudového řízení měniče [2]

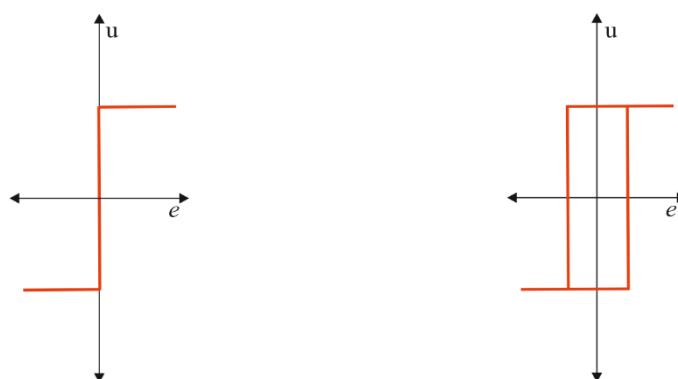
1.3 Dvuhodnotová regulace

Dvuhodnotová někdy také označována jako hysterezní regulace patří mezi jednu z nejjednodušších regulací. Její princip je zobrazen na Obr. 1.3. Do regulátoru

vstupuje odchylka výstupní veličiny, která je rovna rozdílu požadované a skutečné hodnoty výstupní veličiny soustavy. Je-li tato odchylka regulované veličiny $e > 0$, to znamená že žádaná hodnota je vyšší než skutečná hodnota na výstupu, akční zásah bude maximální, typicky stav sepnuto. Pokud regulační odchylka nabude záporné hodnoty, akční zásah regulátoru bude minimální, typicky stav vypnuto. V případě takového regulátoru, by ovšem docházelo k příliš častým změnám akčních zásahů, proto se dvoupolohový regulátor doplňuje o takzvané hysterezní pásmo. Toto pásmo má ovšem za následek zhoršení přesnosti regulace, a proto se musí být velice úzké. Rozdíl mezi regulátorem bez hystereze a s hysterezí je znázorněn charakteristikami na Obr. 1.4. Z důvodů, že tyto regulátory pracují s trvalou odchylkou využívají se často v jednodušších a levnějších aplikacích, kde nejsou kladeny vysoké nároky na přesnost.



Obr. 1.3 Blokové schéma dvouhodnotové regulace

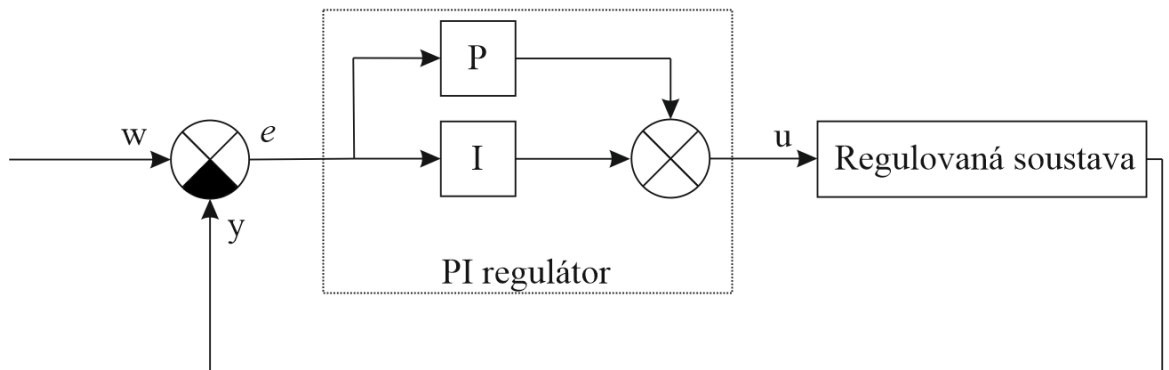


Obr. 1.4 Charakteristika dvoupolohového regulátoru a) bez hystereze b) s hysterezí

1.4 PI regulace

PI regulátor je nejčastěji používaný spojitý regulátor pro řízení měničů. Skládá se ze dvou částí, jimiž jsou proporcionální a integrační část, které jsou paralelně zapojené. Na počátku regulace převládá proporcionální složka P, která se stará o

dynamiku regulátoru, s narůstajícím časem začne převládat integrační složka I, která zajišťuje nulovou regulační odchylku.



Obr. 1.5 Blokové schéma PI regulace

Diferenciální rovnici vyjadřující chování PI regulátoru dostaneme podle pravidla blokové algebry součtem diferenciálních rovnic, popisujících jednotlivé složky

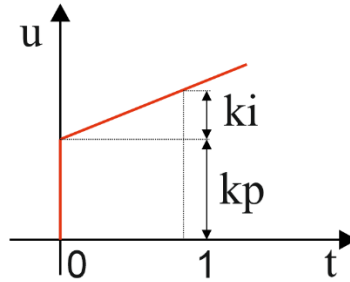
$$u(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int e(t) dt \quad (1.1)$$

Pomocí Laplaceovy transformace poté dostaneme přenos PI regulátoru ve tvaru:

$$F_{(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (1.2)$$

Tuto rovnici přenosu je poté ještě možno převést do tvaru:

$$F_{(p)} = k_p \frac{1 + p \cdot \tau_r}{p \cdot \tau_r} \quad (1.3)$$



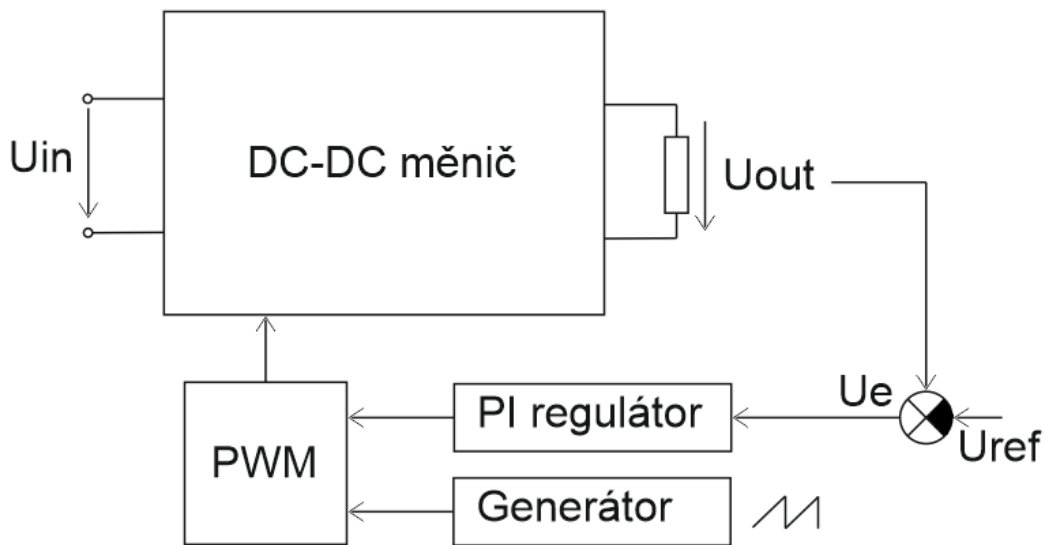
Obr. 1.6 Přechodová charakteristika PI regulátoru

Pro diskrétní systémy se používá PS regulátor, který namísto integračního členu používá člen sumační. Rovnice pro diskrétní PS regulátor

$$u(kT) = k_p \cdot e(kT) + k_i \sum_{i=1}^k e(iT)\Delta T \quad (4.4)$$

1.4.1 Přímá regulace výstupního napětí

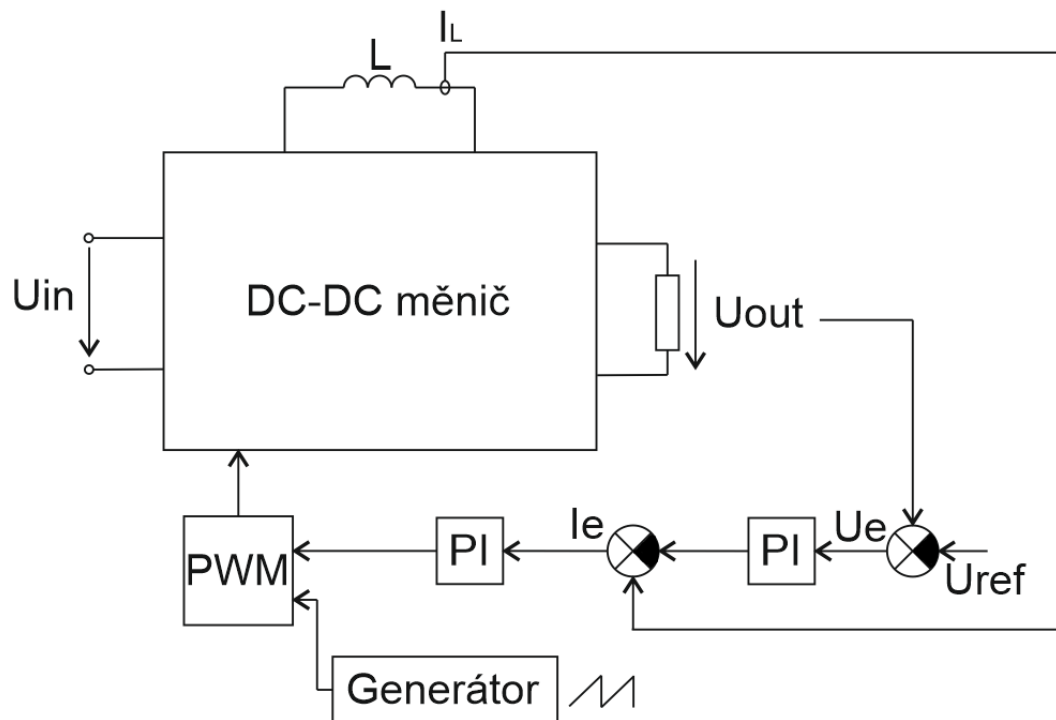
Nejjednodušší možné použití PI regulátoru je na Obr. 1.7. Regulovaná soustava má jednu zpětnovazební smyčku. Požadovaná velikost výstupního napětí je odečtena od změřené hodnoty výstupního napětí a jejich odchylka vstupuje do PI regulátoru. Výstupní signál PI regulátoru poté vstupuje společně s pilovým signálem do bloku PWM. Nevýhodou této PI regulace jsou horší dynamické vlastnosti, jelikož PI-regulátor reguluje soustavu 3. řádu. Mezi další nevýhodu patří absence proudového omezení. [3]



Obr. 1.7 Blokové schéma přímé PI regulace výstupního napětí

1.4.2 Regulace výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou

Lepší variantou PI regulace je využití dvou PI regulátorů pro kaskádní regulaci napětí s podřízenou proudovou smyčkou, jak lze vidět na Obr. 1.8. Odchylka požadovaného a skutečného napětí vstupuje do napěťového PI regulátoru, jehož výstupem je požadovaný proud. Od tohoto požadovaného proudu je odečten skutečný proud tlumivkou a tato odchylka vstupuje do proudového PI regulátoru, jehož výstup vstupuje do bloku PWM. Použitím proudového PI regulátoru se sníží řád regulované soustavy napěťového regulátoru. Z tohoto důvodu může mít tato regulace rychlejší dynamické vlastnosti než regulace bez proudové smyčky, při zachování stability. Další výhodou je možnost vložení proudového omezení na výstup napěťového regulátoru.



Obr. 1.8 Blokové Schéma PI regulace napětí s podřízenou proudovou smyčkou

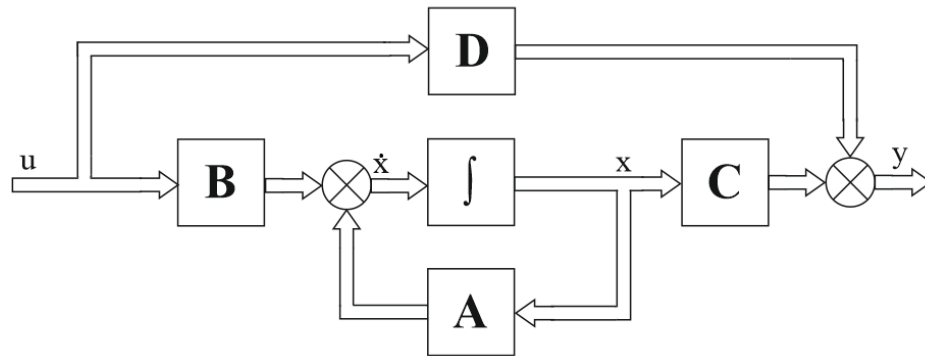
1.5 Lineárně kvadratická regulace

Lineárně kvadratický regulátor je stavový regulátor, jehož úkolem je najít řešení, které minimalizuje hodnotu kvadratického kritéria pro lineární systémy.

Obecný lineární dynamický systém lze popsat stavovými rovnicemi:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1.5)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (1.6)$$



Obr. 1.9 Stavový model systému

Kvadratické kritérium pro nekonečný časový horizont je poté definováno takto:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^T (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (1.7)$$

kde Q je symetrická pozitivně semidefinitní matice a R symetrická pozitivně definitní matice. Obě tyto matice jsou váhové, kdy Q váží odchylku stavů a R zastupuje řízení.

Tato úloha se poté řeší pomocí algebraické Riccatiho rovnice:

$$0 = A^T S + SA - SBR^{-1}B^T S + Q \quad (1.8)$$

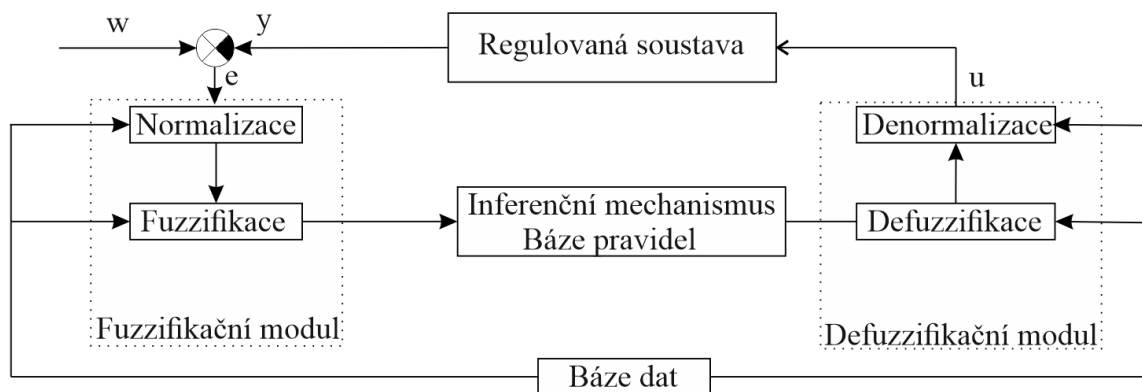
Výsledné hledané řízení je poté dáno Kalmanovým zesílením stavové zpětné vazby

$$K = R^{-1}B^T S \quad (1.9)$$

$$u = -Kx \quad (1.10)$$

1.6 Fuzzy regulace

Fuzzy řízení řadíme mezi moderní teorie řízení. Je založené na principech Fuzzy logiky, kterou pospal v roce 1965 L. A. Zadah. Fuzzy může být do českého jazyka přeloženo jako: nejasný, rozmazaný, mlhavý.



1.10 Blokové schéma fuzzy regulace [6]

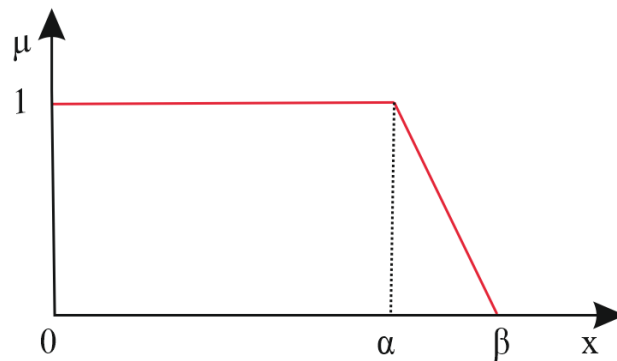
Základní strukturu fuzzy regulátoru (Mamdani) můžeme vidět na X. Struktura fuzzy regulátoru se dělí do několika modulů, mezi něž patří fuzzifikační modul, defuzzifikační modul, blok báze dat a interferenční mechanismus a báze pravidel. [6]

1.6.1 Fuzzifikační modul

Fuzzifikační modul může dále rozdělit na blok normalizace a blok fuzzifikace. Do fuzzifikačního modulu vstupují ostré naměřené veličiny. V bloku normalizace se se tato vstupní data transformují tak, aby nabývali hodnot normalizovaného univerza např. interval $[0;1]$ nebo $[-10;10]$ apod.

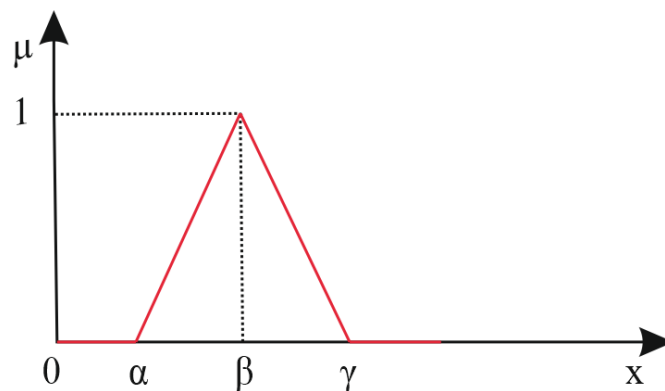
Takto transformovaná data poté vstupují do bloku fuzzifikace, kde je jim přiřazen stupeň příslušnosti. V praxi se používá několik základních funkcí příslušnosti, pro názornost jsou uvedeny dvě z nich:

L-funkce



Obr. 1.11 L-funkce příslušnosti

$$L(x, \alpha, \beta) = \begin{cases} 1 & \text{pro } x < \alpha \\ (\beta - x)/(\beta - \alpha) & \text{pro } \alpha \leq x \leq \beta \\ 0 & \text{pro } x > \beta \end{cases}$$

 Λ -funkceObr. 1.12 Λ -funkce příslušnosti

$$\Lambda(x, \alpha, \beta, \gamma) = \begin{cases} 0 & \text{pro } x < \alpha \\ (x - \alpha)/(\beta - \alpha) & \text{pro } \alpha \leq x \leq \beta \\ (\gamma - x)/(\gamma - \beta) & \text{pro } \beta \leq x \leq \gamma \\ 0 & \text{pro } x > \gamma \end{cases}$$

1.6.2 Interferenční blok

Interferenční blok se skládá z báze pravidel a interferenčního mechanismu. V bázi pravidel jsou obsaženy všechny pravidla potřebná k lingvistické aproximaci závislosti mezi vstupy a výstupy regulátoru. Tyto pravidla mají tvar:

IF (stav procesu) THEN (zásah regulátoru)

Jednotlivá pravidla jsou spojena spojkou ELSE, která má funkci logického součtu.

1.6.3 Defuzikační blok

Defuzikační blok je tvořen modulem defuzzifikace a modulem denormalizace. Defuzikační modul převádí sjednocené funkce příslušnosti na výstupní ostrou hodnotu, která bude nejlépe vystihovat tyto fuzzy množiny. Zde je několik příkladů používaných metod pro výpočet defuzzifikované hodnoty:

1.6.3.1 Metoda těžiště (CEO)

Nejčastěji využívaná metoda v oblasti robustního řízení. Ostrá defuzikovaná hodnota odpovídá souřadnicím těžiště plochy fuzzy množiny, složené z oříznutých a sjednocených funkcí příslušnosti. Tato metoda bere v úvahu všechny pravidla, která jsou použita. Výslednou ostrou hodnotu poté získáme ze vztahu:

$$y_{ostrá} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} y \cdot \mu_{celk}(y) dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \mu_{celk}(y) dy} \quad (1.11)$$

1.6.3.2 Střední hodnota součtů (COS)

Tato metoda se využívá v aplikacích, kde je obtížné stanovit sjednocení oříznutých hodnot. Toto sjednocení je nahrazeno součtem, a proto v této metodě dochází k tomu, že překrývající se části fuzzy množiny jsou započítávány vícekrát.

1.6.3.3 Metoda prvního maxima

Výsledná ostrá hodnota se bere jako nejmenší hodnota, při které oříznutá funkce příslušnosti nabírá maxima.

1.6.3.4 Metoda středu maxima

Výsledná ostrá hodnota je ve středu plochého maxima funkce příslušnosti.

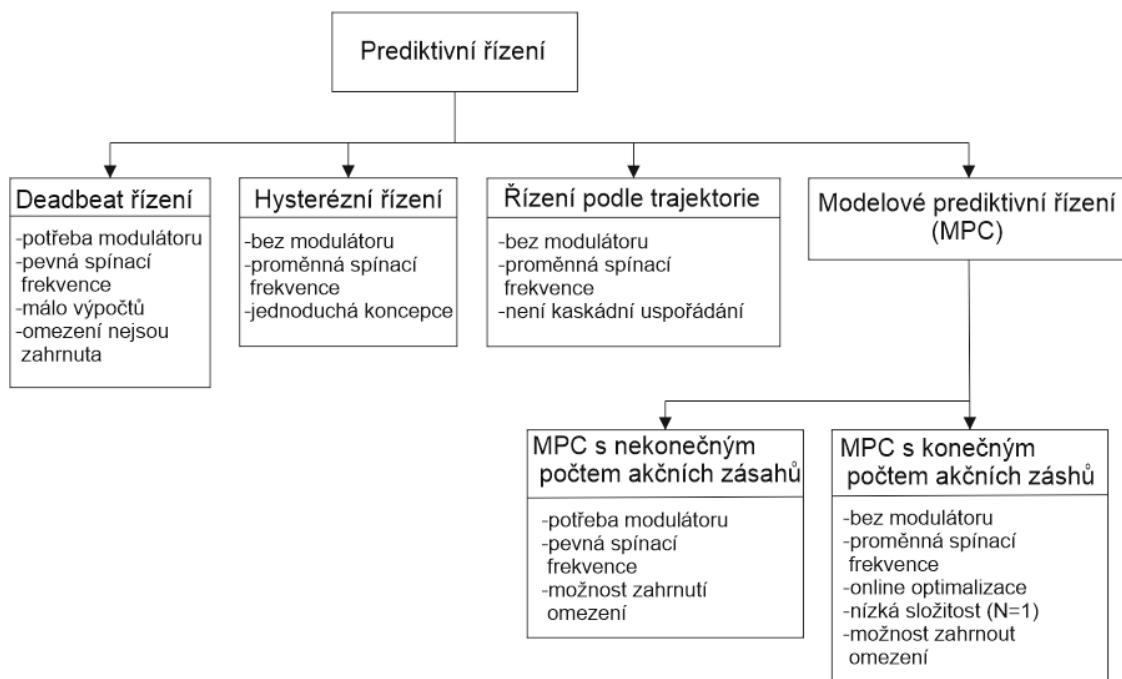
Takto získané defuzzifikované hodnoty následně vstupují do bloku denormalizace, kde jsou transformovány zpátky na ostré hodnoty odpovídajícím fyzikálním měřítkům.

1.7 Prediktivní řízení

Prediktivní řízení pokrývá širokou škálu regulátorů, které začaly být aplikovány v nedávné době. [5]

1.7.1 Druhy prediktivního řízení

Prediktivní řízení se dělí na čtyři základní varianty, jak je možno vidět na Obr. 1.13. Optimalizačním kritériem prediktivního hysterézního řízení je udržovat v zadané pásmu hystereze. V řízení podle trajektorie jsou řízené hodnoty nuceny se pohybovat po předem definované trajektorii. Deadbeat řízení je optimální ovládání takové, které povede k nulové odchylce v dalším kroku.



Obr. 1.13 Druhy prediktivního řízení používaných ve výkonové elektronice [5]

V řízení elektrických měničů a pohonů se z výše zmíněných způsobů prediktivního řízení využívá Modelové prediktivní řízení.

1.7.2 Modelové prediktivní řízení (MPC)

Základem MPC je využití matematického modelu systému, k předpovědi budoucího chování systému v požadovaném časovém horizontu a výběr vhodného akčního zásahu, který má nejmenší minimalizační funkci. Výhody toho způsobu řízení jsou:

- jednoduchá a intuitivní koncepce
- aplikace na široké spektrum systémů
- jednoduchá implementace výsledného regulátoru

Nicméně i toto řízení má několik nevýhod, mezi které patří:

- vyšší počet výpočetních operací ve srovnání s klasickými regulátory
- kvalita regulace je přímo závislá na kvalitě modelu a v případě změny parametřů modelu je nutno vhodně upravit algoritmus

V prediktivním řízení je využíván diskretní stavový model, který má tvar:

$$x(k+1) = Mx(k) + Nu(k) \quad (1.12)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (1.13)$$

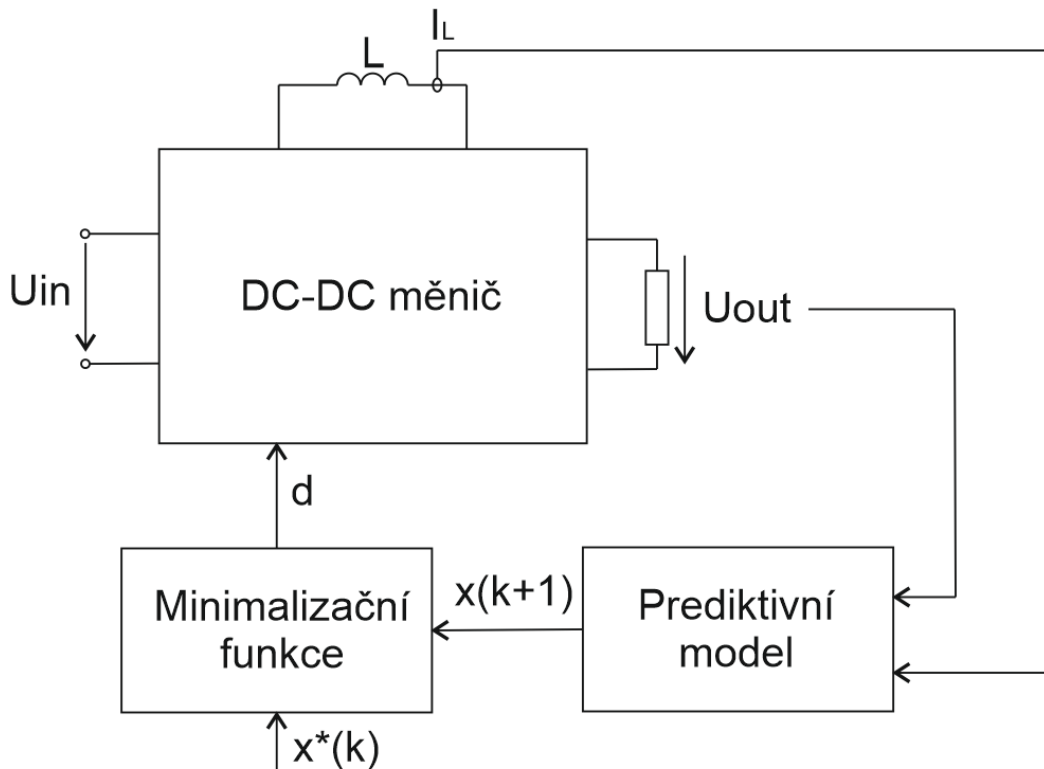
Jako další je nutné nadefinovat minimalizační funkci, která zahrnuje požadované hodnoty, budoucí hodnoty a budoucí akční zásahy:

$$J = f(x(k), u(k), \dots, u(k + N)) \quad (1.14)$$

Takto dostaneme N různých minimalizačních funkcí. Výsledný akční zásah regulátoru je pak zvolen jako první prvek následující optimalizační rovnice:

$$u(k) = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \arg \min_u J \quad (1.15)$$

Minimalizační funkce a optimalizační rovnice jsou počítány v okamžiku vzorkování s nově změřenými hodnotami a nově zvoleným akčním zásahem.



Obr. 1.14 Blokové schéma prediktivního řízení DC-DC měniče

2 DC-DC měniče

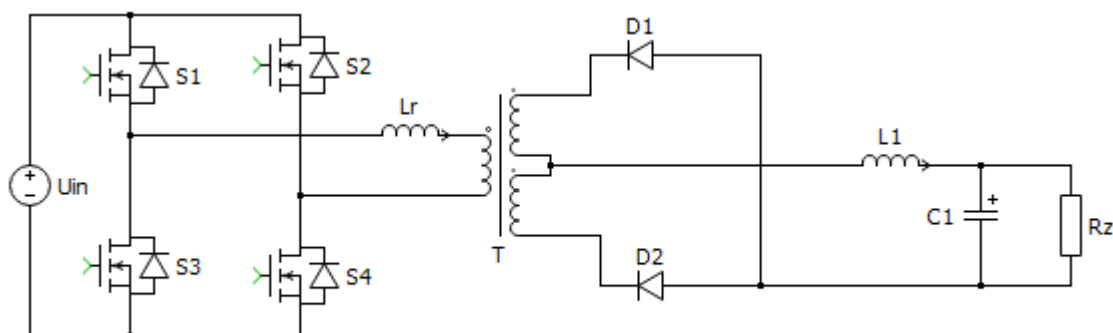
Stejnoseměrné měniče

Dvojčinné propustné měniče se využívají ve výkonové elektronice pro aplikace s výkonem řádově od stovek wattů. Jejich hlavní výhodou oproti jednočinným je střídavé sycení jádra transformátoru, tedy že mohou využít celou plochu hysterezní smyčky. Tato výhoda se projeví až u vyšších výkonů, kdy začne roli hrát velikost transformátoru, která je pro dvojčinné měniče zhruba poloviční.

Dvojčinný měniče se dělí podle zapojení primární strany na tři základní typy. Jsou jimi zapojení push-pull, poloviční můstek a plný most.

2.1 Dvojčinný propustný měnič plný most

V zapojení plný most jsou na primární straně měniče čtyři spínací prvky. Na sekundární straně měniče poté bývá diodový usměrňovač, který může být v několika různých zapojení. Mezi tyto zapojení sekundárního usměrňovače patří dvojcestný můstkový usměrňovač, dvojcestný uzlový usměrňovač s nulovou a bez nulové diody a proudový zdvojovač.



Obr. 2.1 Dvojčinný propustný měnič plný most

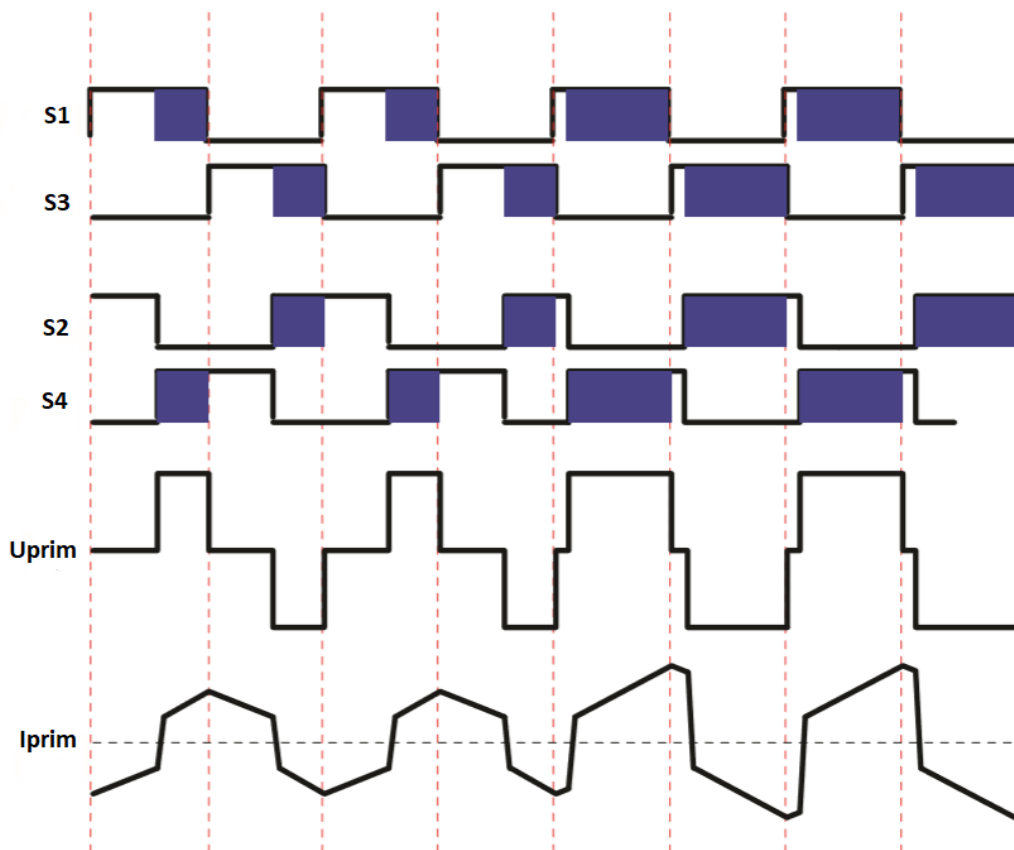
2.2 Řízení měniče

Standartní řízení je prováděno tak, že jsou spínány současně tranzistory v úhlopříčce a obě úhlopříčky se pravidelně střídají. Maximální doba sepnutí jedné úhlopříčky je $t = \frac{T}{2}$. Tato doba musí být zkrácena o mrtvý čas, aby nedošlo k sepnutí prvků v jedné větvi a tím pádem zkratu zdroje. Za stavu, kdy jsou všechny čtyři tranzistory vypnuté, nedochází k demagnetizaci jádra transformátoru, protože

v případě, kdy jsou úbytky na diodách usměrňovače na sekundární straně stejné je napětí na sekundární straně nulové. To znamená, že je nulové napětí i na primární straně transformátoru a primárním vinutím nemůže protékat magnetizační proud. Veškerý magnetizační proud tedy teče sekundárním vinutím a jelikož integrál z nulové napětí je roven nule, magnetický tok je tedy konstantní. Problém může nastat v případě nevyváženosti diodového usměrňovače na sekundární straně. Tato nevyváženost způsobí, že sekundární napětí nebude nulové, ale bude obsahovat malou stejnosměrnou složku. Tato stejnosměrná složka poté vede k trvalé stejnosměrné magnetizaci jádra, která může mít za následek přesycení transformátoru. Aby k této situaci nedocházelo, používá se fázově posunuté řízení.

2.3 Fázově posunuté řízení

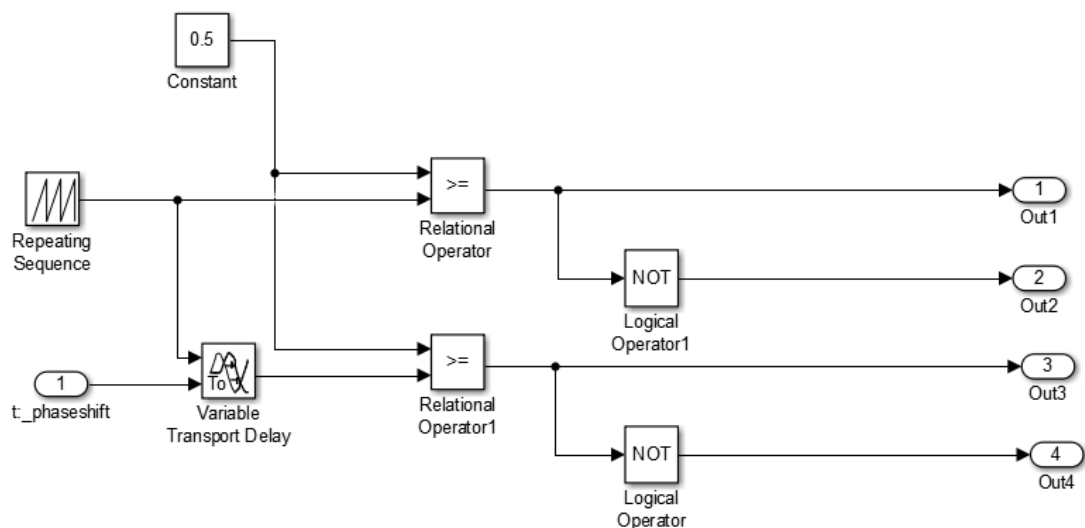
Fázově posunuté řízení spočívá v tom, že všechny tranzistory jsou sepnuty vždy po maximálně dlouhou dobu a to $t = \frac{T}{2}$. Tato doba musí být ve skutečnosti zkrácena o mrtvé časy, aby nedošlo k sepnutí dvou prvků v jedné větve a tím pádem zkratu zdroje. Obě větve primárního měniče jsou poté řízeny stejným algoritmem, který je posunutý o fázový posun $\phi \in \langle 0; \frac{T}{2} \rangle$. Šířka pulsu primárního napětí transformátoru, je pak rovna velikosti fázového posunu d . Střída z je poté definována vztahem $d = \frac{\phi}{T}$ a dosahuje hodnot v rozmezí $d \in \langle 0; \frac{1}{2} \rangle$. Spínací diagram pro různé hodnoty fázového posunu je na Obr. 2.2. Jelikož zapojení na primární straně není nikdy rozpojené, ale střídají se zde stavy, kdy je přivedeno napětí se stavy, kdy je primární vinutí zkratováno. Magnetizační proud i_μ poté teče pouze primárním vinutím transformátoru a není závislý na zapojení na sekundární straně. Magnetizační proud je pak definovaný pouze integrálem napětí primární strany transformátoru. Další výhodou fázově posunutého řízení je možnost využití měkkého spínání pouze s využitím rozptylové indukčnosti transformátoru a parazitních kapacit MOSFETů.



Obr. 2.2 Spínací diagram fázově posunutého řízení [7]

2.4 Modulátor pro fázově posunuté řízení

Blokové schéma modulátoru pro fázově posunuté řízení je na Obr. 2.3. Modulátor se skládá z jednoho generátoru pilové signálu, jednoho generátoru konstantního signálu hodnoty 0.5, který zajišťuje sepnutí všech prvků po dobu $T_s/2$. Jediným vstupem do modulátoru je fázový posuv ϕ , který vstupuje do časového zpoždění a tím posouvá pilový signál druhého komparátoru. Aby nedošlo k větrovému zkratu prvků, jsou výstupy opatřeny logickým invertorem.



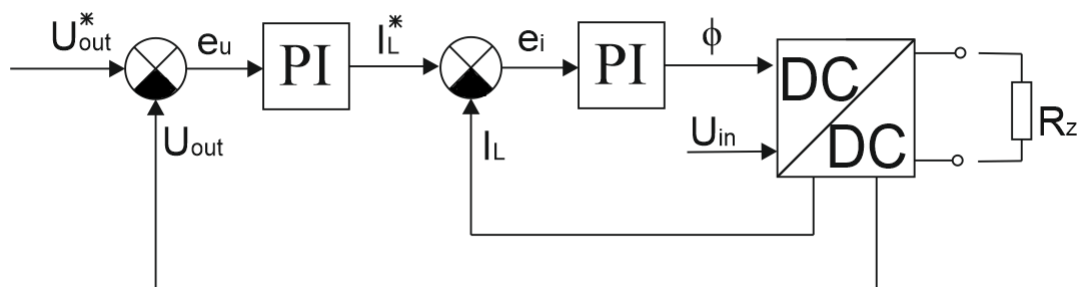
Obr. 2.3 Modulátor pro fázově posunutý měnič vytvořený v prostředí MATLAB Simulink

3 Návrh regulátoru

Z druhů regulace popsané v kapitole 1 byla vybrána PI regulace a prediktivní řízení. PI regulace byla vybrána z důvodu, že je nejčastěji používaný tradiční druh regulace a prediktivní řízení bylo vybráno jako zástupce moderního směru.

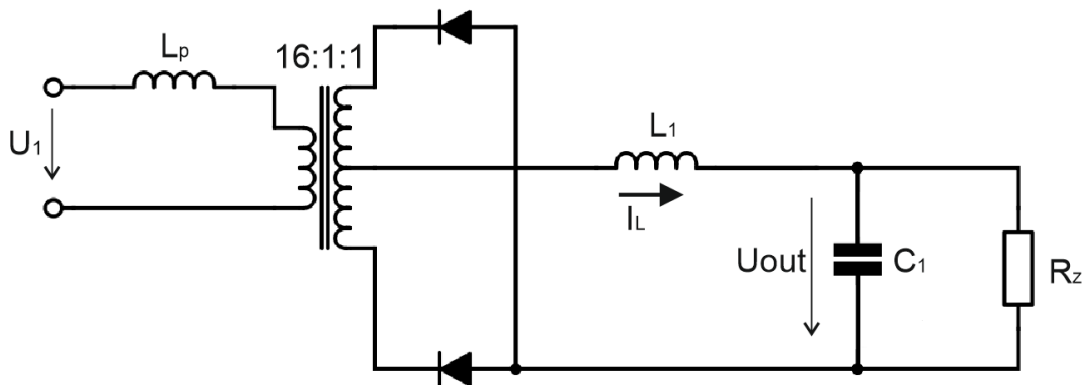
3.1 Návrh PI regulace

Byla vybrána PI regulace napětí s vnitřní proudovou smyčkou. Blokové schéma regulace je na Obr. 3.1



Obr. 3.1 Blokové schéma použité PI regulace

Pro vypočtení koeficientů pro jednotlivé PI regulátory, je potřeba nejprve vypočítat přenos, jak proudové, tak napěťové smyčky. K tomu nám pomůže schéma na Obr. 3.2.

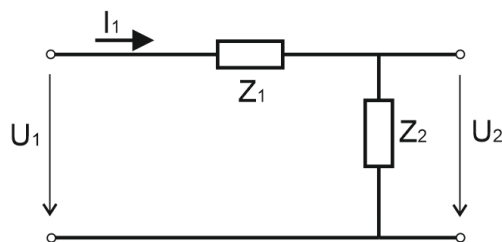


Obr. 3.2 Schéma měniče bez tranzistorů na primární straně

3.1.1 Výpočet přenosu proudové smyčky

Přenos proudové smyčky se vypočte za pomoci přenosu pro dvojbranu na Obr. 3.3, který má následující tvar:

$$F(p) = \frac{I_1}{U_1} = \frac{\frac{U_2}{Z_2}}{U_2 \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}} = \frac{1}{Z_1 + Z_2} \quad (3.1)$$



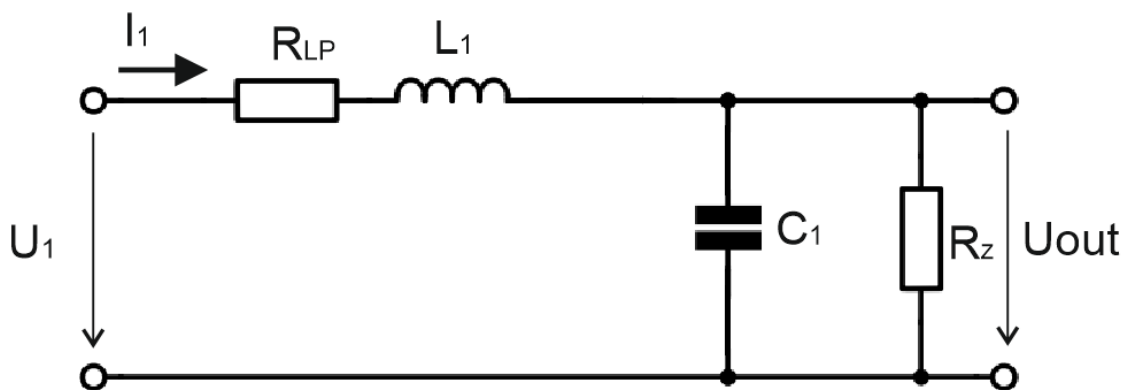
Obr. 3.3 Schéma Dvojbranu

Takto získaný přenos, poté aplikujeme do skutečného zjednodušeného schématu na Obr. 3.4, kde:

$$Z_1 = R_{Lp} + j\omega L_1 = R_{Lp} + pL_1 \quad (3.2)$$

$$Z_2 = \frac{\left(\frac{1}{j\omega C_1}\right) \cdot R_z}{R_z + \left(\frac{1}{j\omega C_1}\right)} = \frac{R_z}{pC_1R_z + 1} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} F'(p) &= \frac{I_1}{U_1} = \frac{1}{R_{LP} + pL_1 + \frac{R_z}{pC_1R_z + 1}} = \\ &= \frac{pC_1R_z + 1}{p^2L_1C_1R_z + p(R_{LP}C_1R_z + L_1) + R_z + R_{LP}} \end{aligned} \quad (3.4)$$



Obr. 3.4 Zjednodušené schéma měniče

Kde R_{LP} je ekvivalentní odpor transformátoru, vyjádřen vztahem:

$$R_{LP} = 4nf_sL_p \quad (3.5)$$

Výstupní proud I_1 je roven proudu cívkou L_1 . Vstupní veličinou je ovšem fázový posuv řízení ϕ , které lze získat ze vztahu $U_1 = n \cdot \phi \cdot U_{in}$. Výsledný přenos proudové smyčky poté vyjde

$$\begin{aligned} F(p) &= \frac{I_1}{\phi} = \\ &= \frac{p \cdot n \cdot U_{in} C_1 R_z + n \cdot U_{in}}{p^2 L_1 C_1 R_z + p(R_{LP} C_1 R_z + L_1) + R_z + R_{LP}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

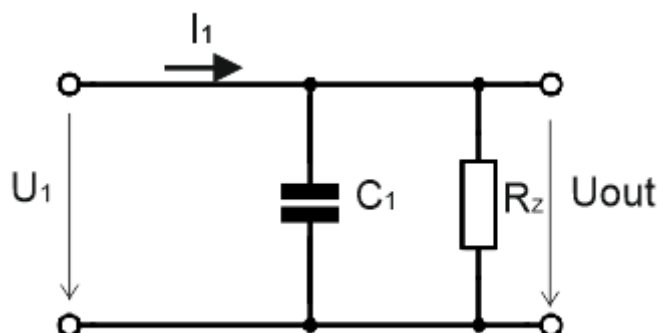
3.1.2 Výpočet přenosu napěťové smyčky

Přenos napěťové smyčky se vypočítá za pomoci náhradního schématu na Obr..3.5.

$$F(p) = \frac{U_2(p)}{I_1(p)} = \frac{U_1 \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}}{\frac{U_1}{Z_1 + Z_2}} = Z_2 \quad (3.7)$$

Výsledný přenos napěťové smyčky poté je:

$$F_u(p) = \frac{pR_z C_1}{pC_1 R_z + 1} \quad (3.8)$$



Obr..3.5 Náhradní schéma přenosu napěťové smyčky

3.2 Stavový model měniče

Pro prediktivní řízení je potřeba určení stavových rovnic. Stavové rovnice vyplývají z diferenciálních rovnic popisujících obvod na Obr. 2.1 a jeho zjednodušení na Obr. 3.4. Stavovými veličinami jsou proud i_L protékající cívku L1 a napětí U_C na kondenzátoru C1.

Při použití fázově posunutého spínání prvků, ze spínacího diagramu Obr. 2.2 vyjdou čtyři možné stavy:

- a) Sepnuté tranzistory S1 a S4 a proud vede dioda D2

b) Sepnuté tranzistory S1 a S2 a proud vedou diody D1 a D2

c) Sepnuté tranzistory S2 a S3 a proud vede dioda D1

d) Sepnuté tranzistory S3 a S4 a proud vedou diody D1 a D2

Stavy a) a c) jsou identické stejně tak jako stavy b) a d) a měnič lze tedy popsat dvěma stavovými rovnicemi.

Pro stavy a) a c) jsou to následující rovnice:

První rovnici získáme z Druhého Kirchhoffova zákona:

$$U_{in} \frac{n_s}{n_p} = R_{LP} \cdot i_L + L1 \frac{di_L}{dt} + u_c \quad (3.9)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{U_{in}}{L1} - \frac{R_{LP}}{L1} \cdot i_L - \frac{u_c}{L1} \quad (3.10)$$

Druhou rovnici získáme z Prvního Kirchhoffova zákona:

$$i_L = C1 \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R_z} \quad (3.11)$$

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{i_L}{C1} - \frac{u_c}{R_z \cdot C1} \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{LP}}{L1} & -\frac{1}{L1} \\ \frac{1}{C1} & -\frac{1}{R_z \cdot C1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{n_s}{n_p \cdot L1} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U_{in} \quad (3.13)$$

$$[u_{out}] = [0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

a pro stavy b) a d) je postup identický:

$$0 = R_{LP} \cdot i_L + L1 \frac{di_L}{dt} + u_c \quad (3.15)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_{LP}}{L1} \cdot i_L - \frac{u_c}{L1} \quad (3.16)$$

$$i_L = C1 \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R_z} \quad (3.17)$$

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{i_L}{C1} - \frac{u_c}{R_z \cdot C1} \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{LP}}{L1} & -\frac{1}{L1} \\ \frac{1}{C1} & -\frac{1}{R_z \cdot C1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U_{in} \quad (3.19)$$

$$[u_{out}] = [0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Rovnice 3.13, 3.14, 3.19, 3.20 jsou stavové rovnice popisující použitý měnič.

3.3 Diskretizace stavového modelu

Jelikož prediktivní řízení je diskrétní řízení, je potřeba převést spojité stavové modely do diskrétní podoby.

Diskrétní stavový model získáme pomocí následujících rovnic:[1]

$$M = e^{AT} \quad (3.21)$$

$$N = A^{-1} \cdot (M - I)B \quad (3.22)$$

Výsledný diskrétní stavový popis má tedy tvar:

$$\begin{bmatrix} i_L(k+1) \\ u_c(k+1) \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} i_L(k) \\ u_c(k) \end{bmatrix} + Nu(k) \quad (3.23)$$

$$u_{out}(k+1) = C \begin{bmatrix} i_L(k+1) \\ u_c(k+1) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

3.4 MPC regulátor

S pomocí diskrétního stavového modelu lze nyní sestavit vhodný prediktivní regulátor. Horizont predikce pro tento případ je $N=1$.

U použitého měniče je regulovaná veličina výstupní napětí, proto minimalizační funkce bude mít tvar:

$$J = |u_{pož} - u_{out}(k+1)| \quad (3.25)$$

3.4.1 MPC s pevně daným fázovým posuvem

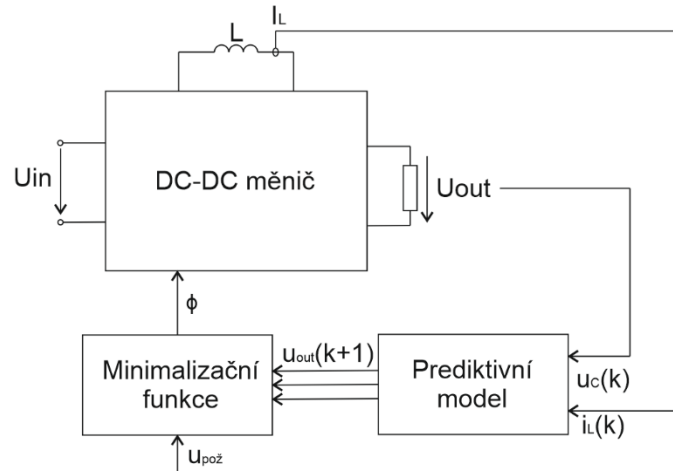
V případě použití stavových modelů získaných v kapitole 3.2 jsou na výběr pouze stavy s plným anebo nulovým vstupním napětím, které odpovídá fázovému posuvu 0° respektive 180° . Pro zvětšení počtu akčních zásahů je nutno rozšířit počet stavových modelů, čehož lze dosáhnout tak, že vstupní vektor stavového modelu $u(t)$, bude nyní funkcí fázového posuvu ϕ . Tím získáme jediný stavový model:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{LP}}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_z \cdot C1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{n_s}{n_p \cdot L1} \cdot U_{in} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \phi \quad (3.26)$$

$$[u_{out}] = [0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Nyní je zapotřebí určit počet požadovaných akčních zásahů a těm přidělit rovnoměrně rozdělené hodnoty fázového posuvu v intervalu $\phi = \langle 0,1 \rangle$.

Pro navrhovaný MPC regulátor byly využity tři hodnoty fázového posuvu [0;0,5;1]. Sestavený algoritmus poté spočítá minimalizační funkci pro všechny tři případy a vybere tu nejnižší. Jako výstup z regulátoru je jedna ze tří hodnot fázového posuvu.



Obr. 3.6 Blokové schéma použité MPC s pevně daným fázovým posuvem

3.4.2 MPC s výpočtem fázového posuvu

Druhá varianta prediktivního řízení vychází také z upraveného stavového modelu a minimalizační funkce J . V tomto případě ovšem nedochází k výpočtu minimalizační funkce pro předem daný fázový posuv. V případě že do minimalizační funkce 3.24 vložíme model 3.25, který předtím diskretizujeme podle kapitoly 3.3 a získáme rovnici:

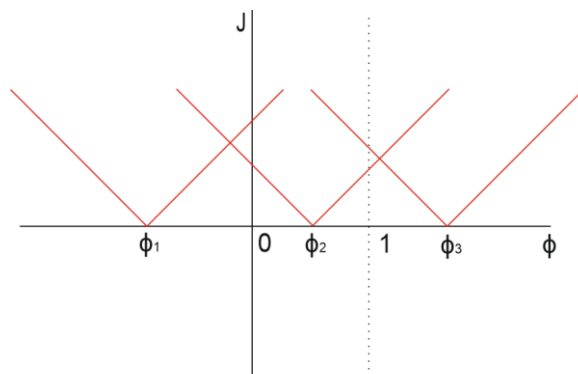
$$J = |u_{poz} - C \cdot M \cdot x(k) - C \cdot N \cdot \phi| \quad (3.28)$$

Nyní položíme minimalizační funkci rovnou nule a vyjádříme fázový posuv ϕ , který je v počítaném čase jedinou proměnou:

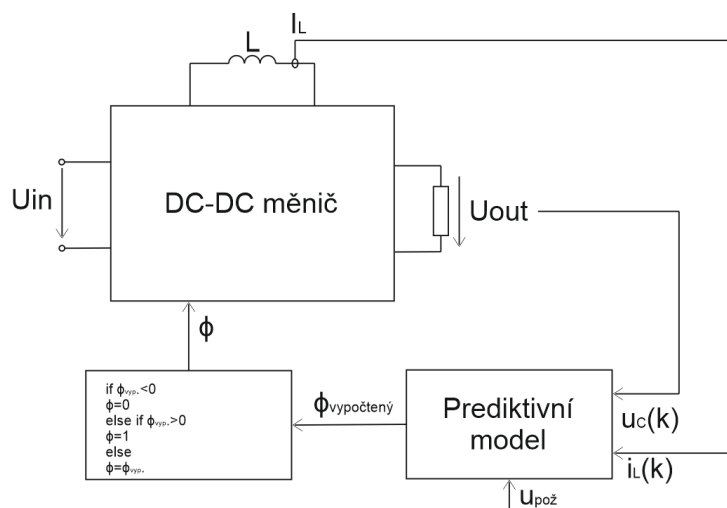
$$\phi = \frac{u_{poz} - C \cdot M \cdot x(k)}{C \cdot N} \quad (3.29)$$

Vypočtená hodnota posuvu může nabývat různých hodnot, jak je patrné z Obr. 3.7. Fázový posuv na výstupu regulátoru může být pouze v rozsahu $\langle 0;1 \rangle$. Proto pokud vypočtená hodnota je menší než nula, na výstupu je nula a pokud je

vypočtená hodnota větší než jedna, na výstupu je jednička. Blokové schéma regulátoru je na



Obr. 3.7 Příklad hodnot vypočtených z rovnice 3.28

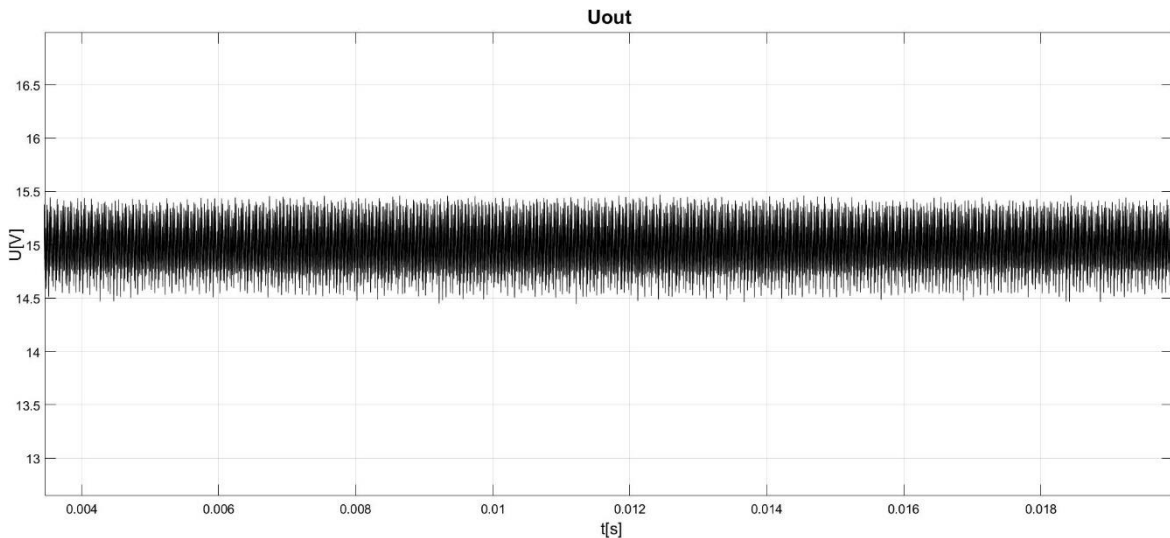


Obr. 3.8 Blokové schéma MPC s výpočtem fázového posuvu

4 Statické a dynamické vlastnosti

4.1 Statické vlastnosti PI regulace

Jako statická vlastnost PI regulace je bráno zvlnění výstupního napětí U_{out} při konstantním napájecím napětí měniče U_{in} a konstantní zátěži R_z . Simulace byla provedena při vstupním napětí $U_{in}=400$ V, zátěži $R_z=0.05$ Ω , vzorkovací frekvenci $f_{vz}=200$ kHz a její průběh je možno vidět na Obr. 4.1. Z průběhu je zřejmé že zvlnění výstupního napětí je malé a procentuální tohoto zvlnění je rovna $U_{stat\%} = \pm 3\%$.



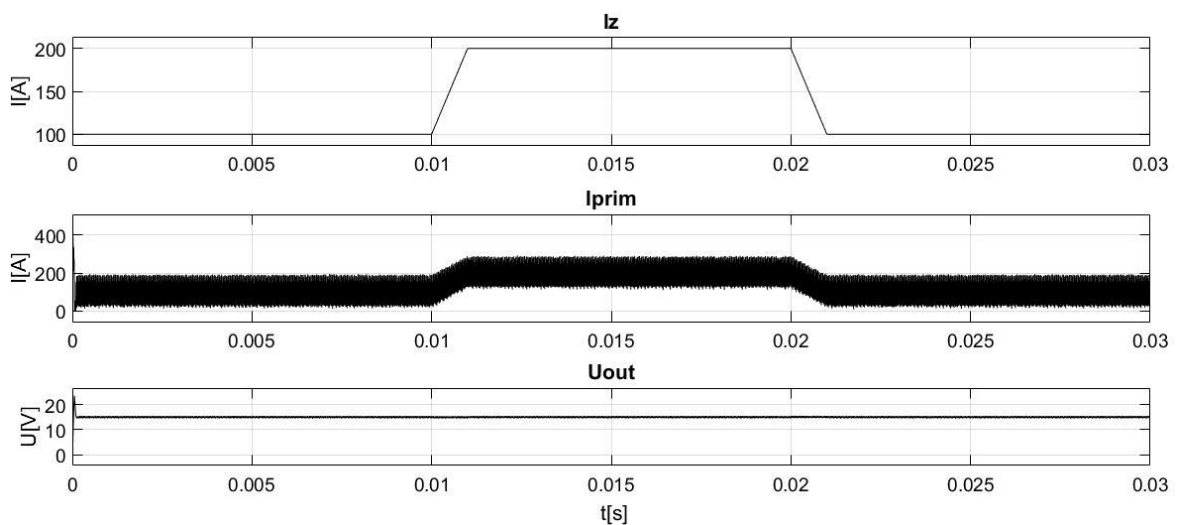
Obr. 4.1 Statické vlastnosti PI regulace

4.2 Dynamické vlastnosti PI regulace

Testování dynamických vlastností regulace se dělí do dvou skupin. První jsou dynamické vlastnosti regulace při změně zátěže a druhé jsou vlastnosti při změně napájecího napětí.

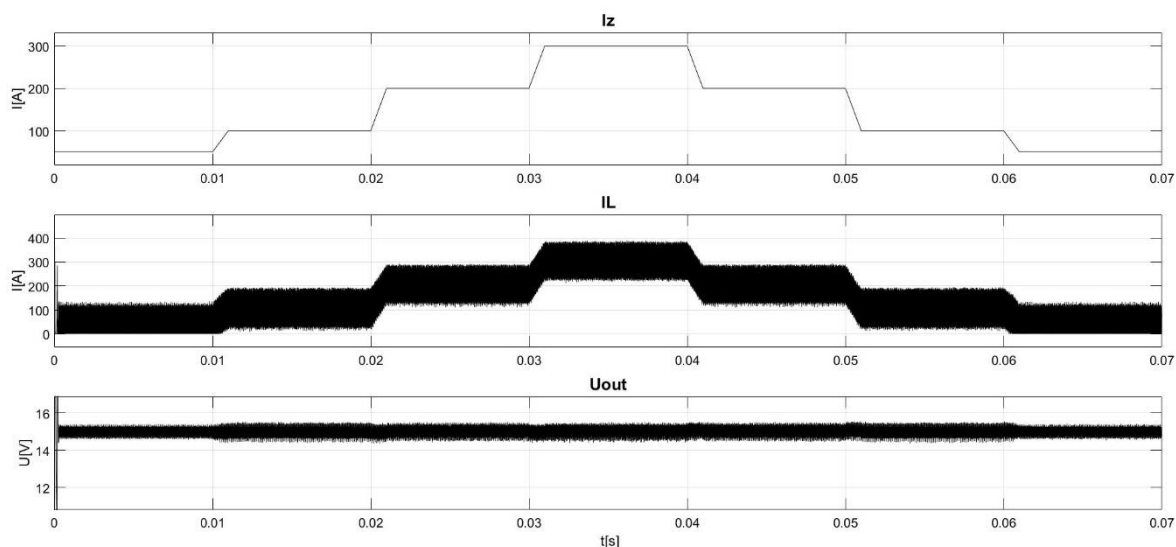
4.2.1 Dynamické vlastnosti PI regulace při změně zátěže

První simulace proběhla změnou proudu tekoucího zátěží se sklonem 100 A/10ms. Počáteční hodnota zátěžného proudu I_z byla 100 A, která se poté zvedla na hodnotu 200 A. Z průběhu na Obr. 4.2 je patrné, že regulace funguje pro velice dobře a zátkmity na výstupním napětí při změně zatěžovacího proudu nejsou viditelné.



Obr. 4.2 Dynamické vlastnosti PI regulace 100A/200A

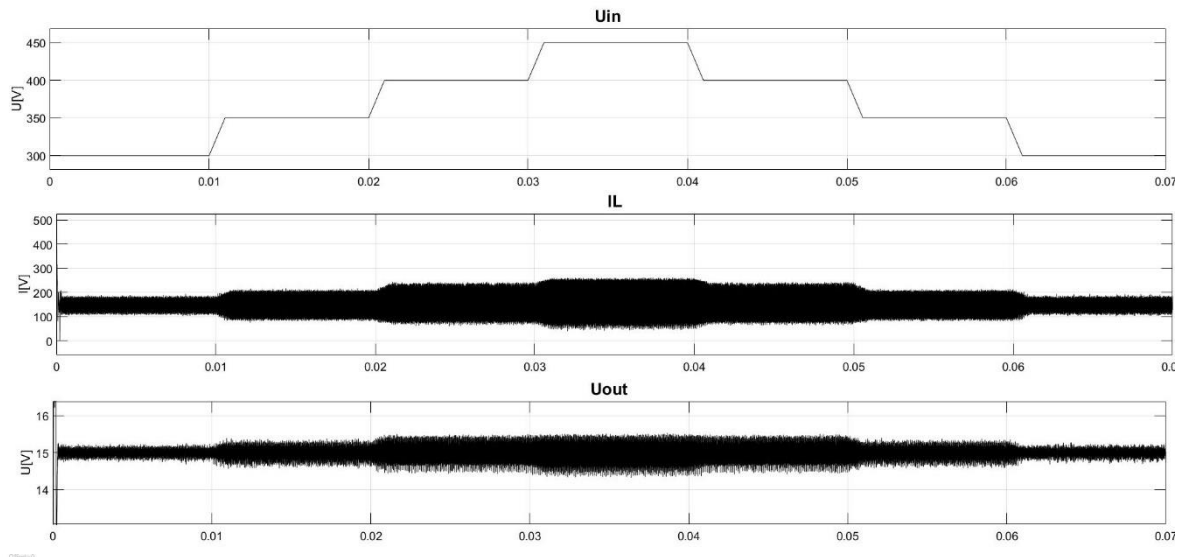
Druhá simulace proběhla pro zatěžovací proudy 50 A, 100 A, 200 A a 300 A. Sklon nárůstu a poklesu proudu byl stejný jako v předchozí simulaci a to 100A/10ms. Na průběhu vidět že při proudu 50A má napětí nejmenší zvlnění.



Obr. 4.3 Dynamické vlastnosti PI regulace 50A/100A/200A/300A

4.2.2 Dynamické vlastnosti PI regulace při změně vstupního napětí

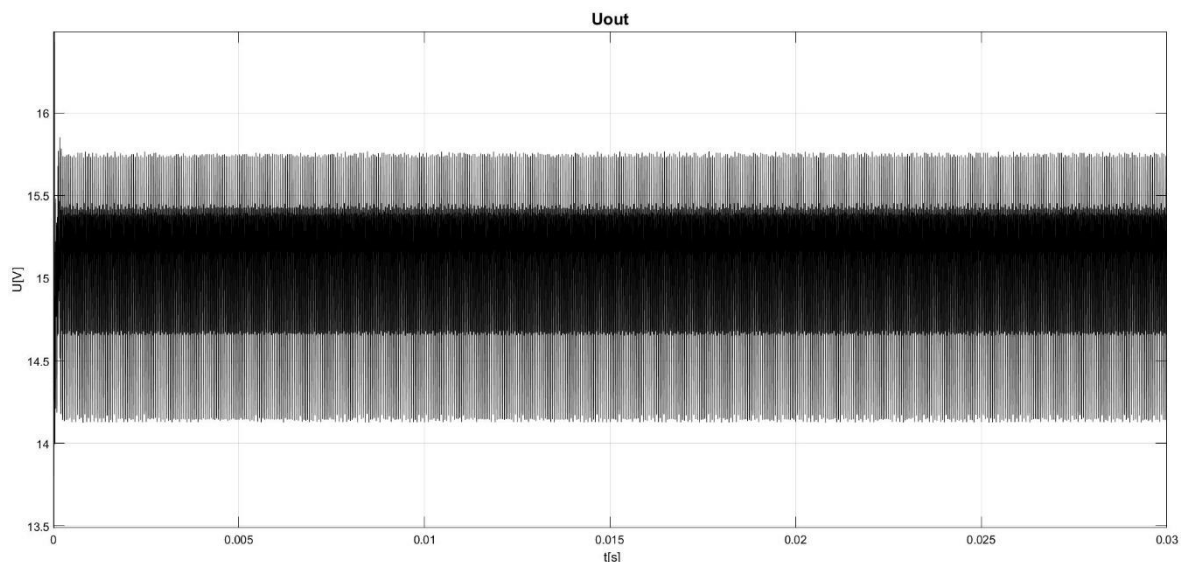
Tento test probíhá změnou vstupního napětí U_{in} při konstantní zátěži. Změna vstupního napětí je prováděna se strmostí 50 V/10ms a hladiny napětí jsou 300 V, 350 V, 400 V a 450 V. Jak je možno vidět na Obr. 4.4 regulace výstupního napětí U_{out} při změně vstupního napětí funguje nicméně lze pozorovat zvětšení rozkmitu výstupního napětí se zvyšujícím se vstupním napětím. Nejmenší zvlnění kolem, které dosahovalo 1 % bylo při 300 V. Mezi 400 V a 450 V již nelze pozorovat skoro žádný rozdíl, ale zvlnění zde dosahuje hodnoty 3,3 %

Obr. 4.4 Dynamické vlastnosti PI regulace při změně U_{in}

4.3 Statické vlastnosti MPC

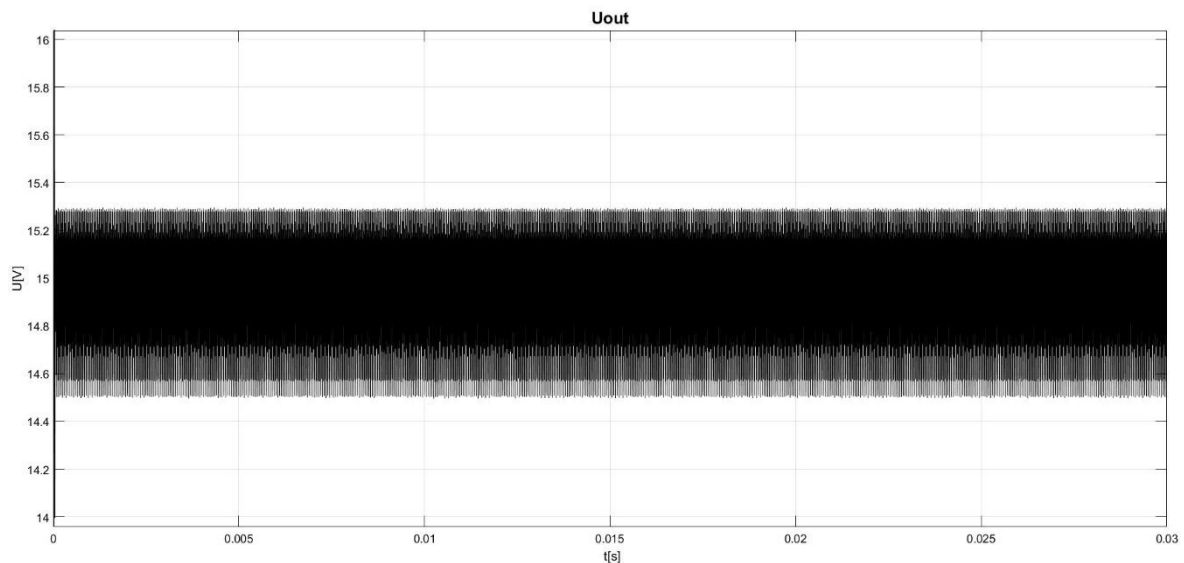
Statické vlastnosti MPC jsou simulovány při stejných podmínkách jako u PI regulace, tedy konstantní vstupní napětí $U_{in}=400$ V, zátěž zátěži $R_z=0.05$ Ω , vzorkovací frekvenci $f_{vz}=200$ kHz. Statické vlastnosti jsou simulovány pro obě varianty představené v kapitole 3.4.

U první varianty lze vypočítat velký rozkmit oproti PI regulaci. Zvlnění proudu zde je $U_{stat\%} = +4\%$ a $-5,5\%$.



Obr. 4.5 Statické vlastnosti MPC s pevným fázovým posuvem

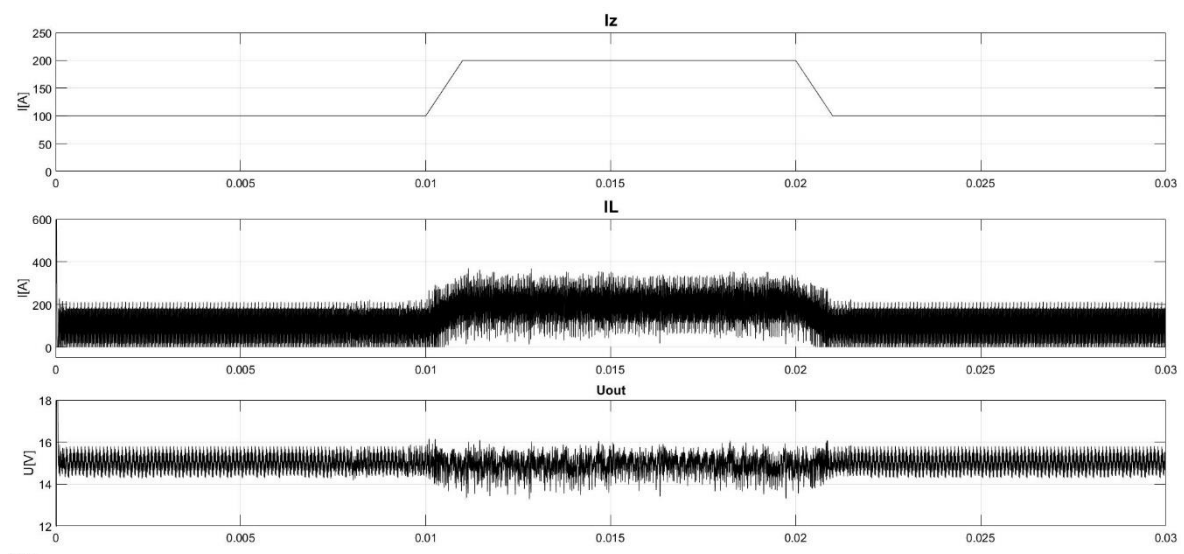
Druhá varianta prediktivního řízení má lepší vlastnosti než PI regulace. Zvlnění napětí v tomto případě je $U_{stat\%} = +2\% a - 3,3\%$.



Obr. 4.6 Statické vlastnosti MPC s výpočtem fázového posuvu

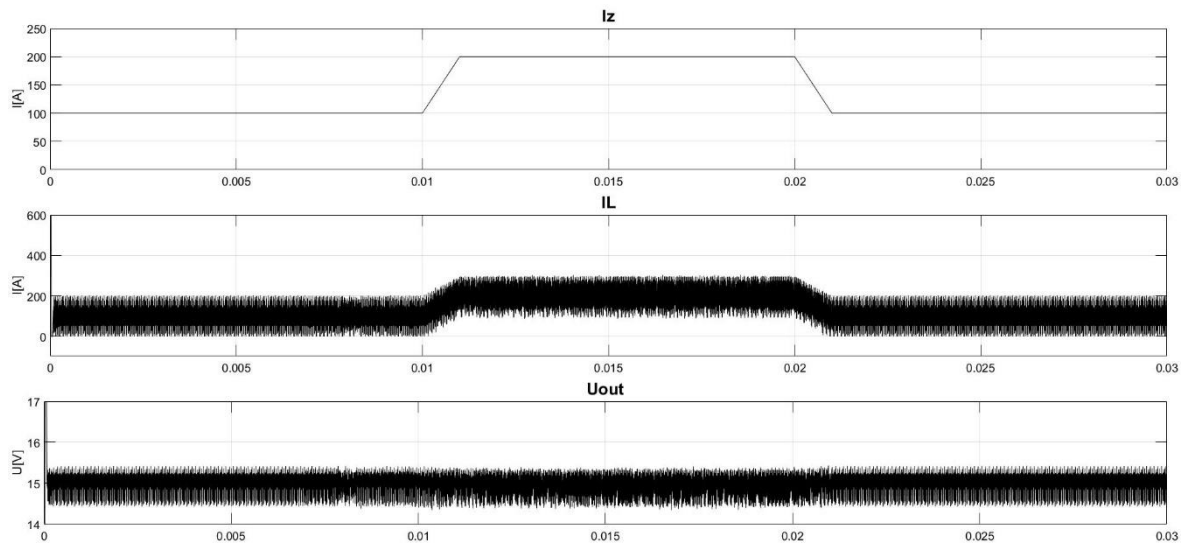
4.4 Dynamické vlastnosti MPC při změně zátěže

Dynamické vlastnosti MPC simulujeme stejným způsobem jako byly simulovány s PI regulátorem. Jako první je simulace s počáteční hodnotou zátěžného proudu 100 A ,a poté se se zvýší na 200 A se sklonem 100 A/10ms. Pro tuto zkoušku byl upraven výpočetní model, do které vstupuje vypočtená hodnota odporu, jelikož bez této úpravy model nedokáže správně regulovat napětí na 15 V. Jak je vidět s průběhu, při zvýšení zátěže se nepatrně zvýšilo zvlnění výstupního napětí.



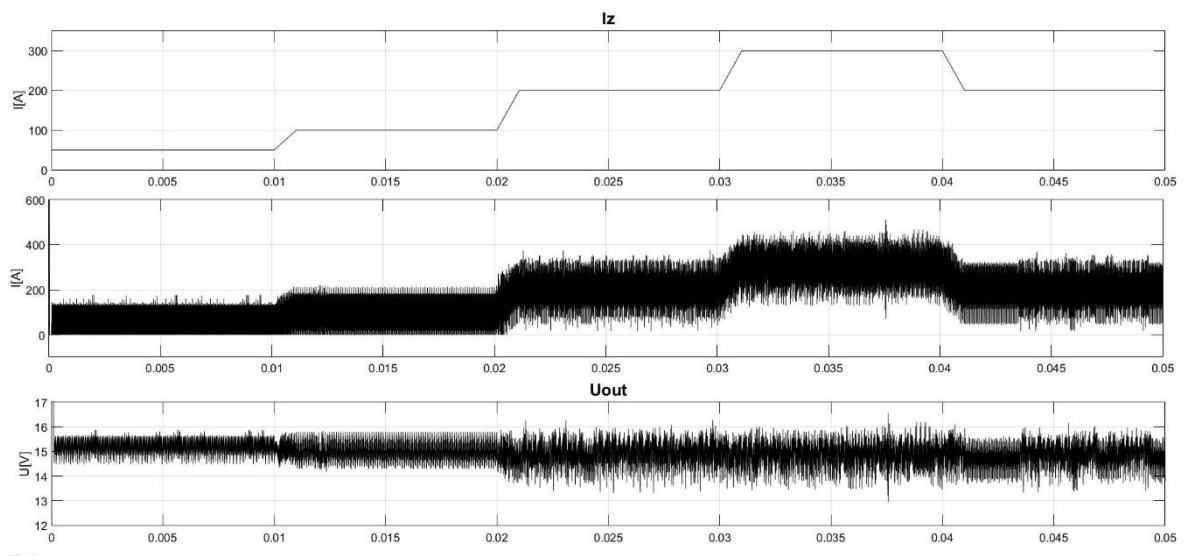
Obr. 4.7 Dynamické vlastnosti MPC s konstantním fázovým posuvem 100A/200A

Stejnou simulaci jsem provedl i pro druhý typ MPC a jak je vidět z průběhu na Obr. 4.8, napětí se ze změnou zátěže jen velice nepatrně změnilo.



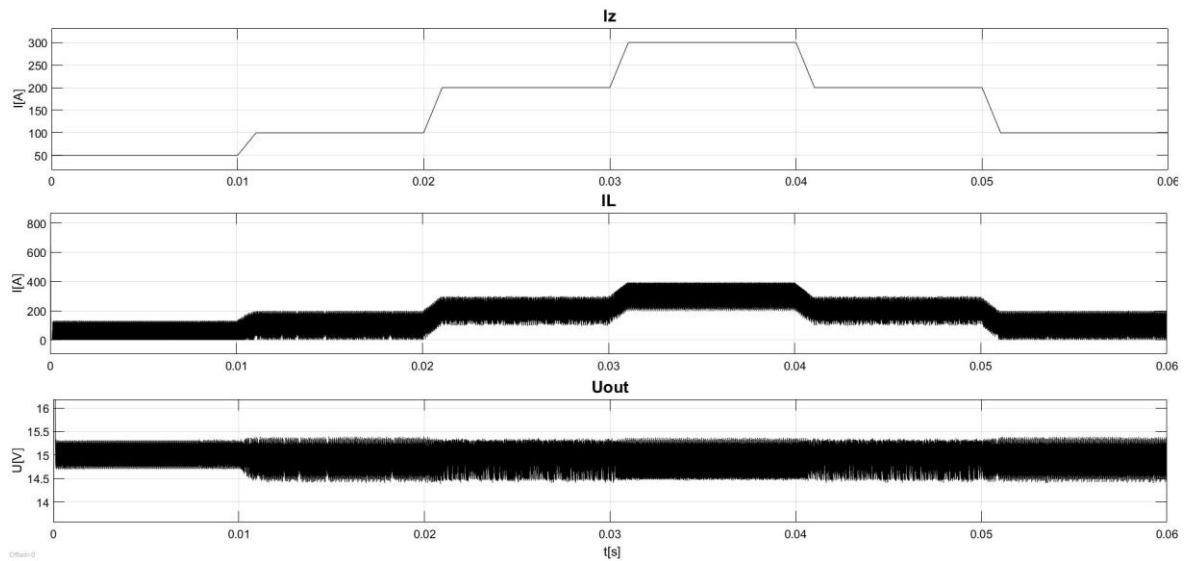
Obr. 4.8 Dynamické vlastnosti MPC s výpočtem fázového posuvu 100A/200A

Další test dynamických vlastností je změna zátěže od 50A do 300A se sklonem 100A/10ms. Při této simulaci se z mě neznámého důvodu objevovala chyba v MATLABU a simulace nedoběhla do konce. Proto jsem musel simulaci zkrátit o dva poslední poklesy zátěžného proudu. Jak je vidět z průběhu se zvyšujícím se proudovým zatížením se zvedá zvlnění výstupního napětí až na hodnotu $U_{\text{dynam}\%} = 10\%$. V tomto případě můžeme říct že regulace je nevyhovující.



Obr. 4.9 Dynamické vlastnosti MPC s pevným fázovým posuvem 50A/100A/200A/300A

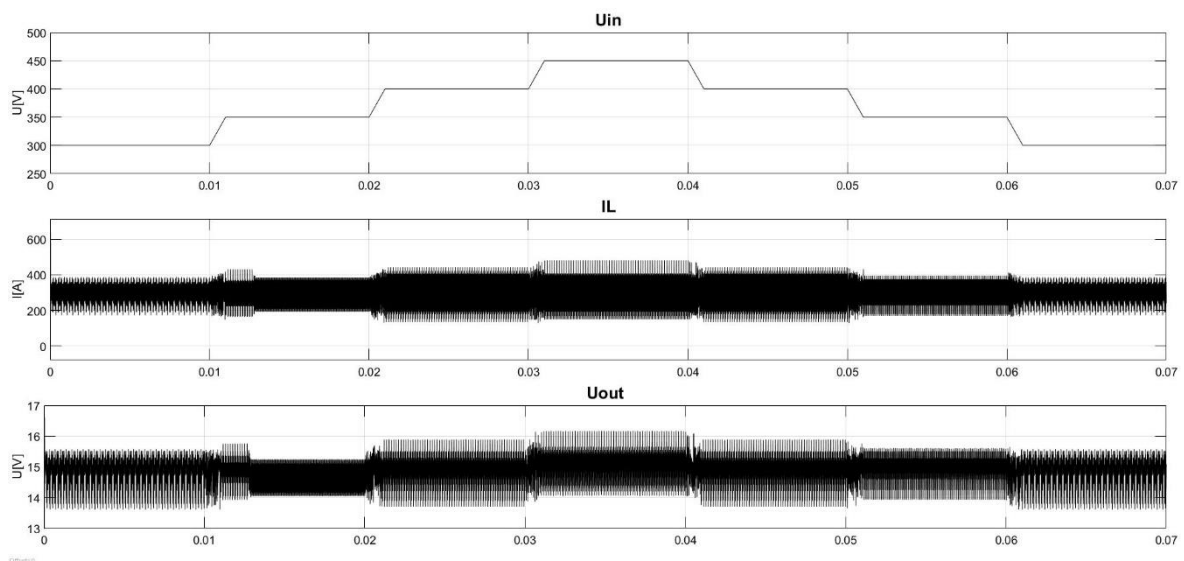
MPC s výpočtem fázového posuvu zvládá regulaci se změnou zátěže o poznání lépe. Zvlnění výstupního napětí se pohybuje kolem $U_{\text{dynam}\%} = 3\%$.



Obr. 4.10 Dynamické vlastnosti MPC s výpočtem fázového posuvu 50A/100A/200A/300A

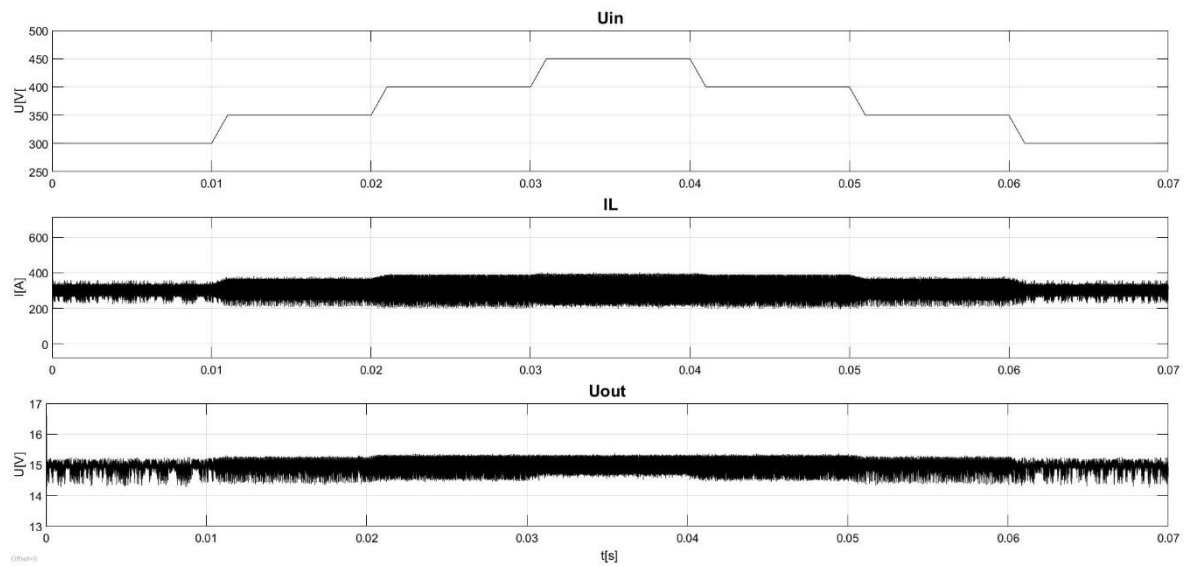
4.5 Dynamické vlastnosti MPC při změně vstupního napětí

Simulace se změnou vstupního napětí je podobné simulaci s PI regulátor, až na zátěžný proud, který byl pro PI regulaci 150 A a pro MPC 300 A. MPC s pevně danými fázovým posuvem se nedaří dobře regulovat tyto dynamické změny a zvlnění výstupního napětí se opět pohybuje kolem až kolem hranice 10%.



Obr. 4.11 Dynamické vlastnosti MPC s pevně daným fázovým posuvem při změně U_{in}

Naopak MPC s výpočtem fázového posuvu se daří velice dobře reagovat na změnu výstupního napětí, a zvlnění výstupního napětí se drží pod hodnotou 3%.



Obr. 4.12 Dynamické vlastnosti MPC s výpočtem fázového posuvu při změně U_{in}

Závěr

Diplomová práce se zabývá řízením DC-DC měničů. V úvodní části jsou popsány nejpoužívanější druhy regulátorů pro stejnosměrné měniče. Popsány jsou jak základní metody, které lze řídit analogově, tak postupy z moderní teorie řízení.

V další kapitole byl popsán dvojčinný propustný měnič plný most, který mi byl zadán, a u kterého bylo popsáno a použito fázově posunuté řízení. Pro tento měnič poté byly nasimulován regulační obvod s PI regulátory a dva druhy modelového prediktivního řízení.

V poslední kapitole byly provedeny simulace v prostředí MATLAB Simulink a byly prověřeny statické a dynamické vlastnosti jednotlivých regulací. Z použitých druhů regulací nejlépe dopadl MPC s výpočtem fázového posuvu, jehož maximální zvlnění výstupního proudu bylo kolem 3%. Jako druhá nejlepší regulace se ukázala být PI regulace. T bylo způsobeno hlavně malým počtem pevně stanovených fázových posuvů v posledním typu MPC.

Jako největší nevýhodu použitých MPC modelů vidím jejich velkou závislost úspěšné regulace na přesné hodnotě zátěže, která může být v praxi špatně měřitelná a často se mění.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] MELICHAR, Jiří *Lineární systémy I učební text*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2010
- [2] LEŠO, M.; ŽILKOVÁ, J.; BIROŠ, M.; TALIAN, P.: *Survey of control methods for DC-DC converters*. Košice: Technical University of Košice, 2018, ISSN 1335-8243
- [3] PATOČKA, Miroslav: *Magnetické jevy a obvody*. 1. vyd. Brno: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6
- [4] ROUBAL, J.; PEKAŘ, J.; PACHNER, D.; HAVLENA, V.: *MODERNÍ TEORIE ŘÍZENÍ Cvičení*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005, ISBN 80-01-03208-6
- [5] RODRIQUEZ, J.; CORTES, P.: *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. IEEE, 2012, ISBN 978-1-119-96368-1
- [6] TŮMA, František: *Automatické řízení*. 2. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2007. ISBN 978-80-7043-569-4
- [7] TEXAS INSTRUMENTS: *Phase-Shifted Full Bridge DC/DC Power Converter Design Guide*, 2014

Přílohy