

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Prediktivní řízení proudu napěťového střídače

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan ZEMAN**
Osobní číslo: **E13N0050P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Prediktivní řízení proudu napěťového střídače**
Zadávající katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

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

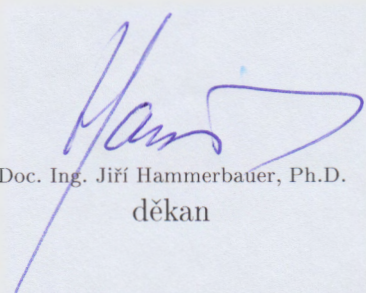
1. Navrhněte algoritmus prediktivního řízení vhodného pro řízení napěťového střídače.
2. Sestavte simulační model střídače s RL zátěží.
3. Implementujte do něj navržené prediktivní řízení výstupního proudu.
4. Srovnajte vlastnosti prediktivního řízení s klasickými metodami (dvouhodnotová regulace, PWM) a zhodnoťte možnost jeho využití.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**
Seznam odborné literatury:

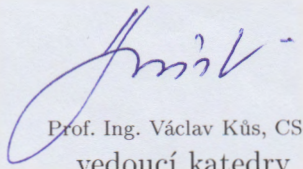
Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

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

Datum zadání diplomové práce: **15. října 2014**
Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2015**



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



Prof. Ing. Václav Kús, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2014

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce se zabývá prediktivním řízením proudu napětového střídače. V úvodu je popsán třífázový napětový střídač a základní matematický model měniče a je uveden výpočet spínacích ztrát polovodičových prvků u napětového střídače. Následuje úvod do principu prediktivního řízení se zaměřením na typ FCS-MPC (finite control set model predictive control). Dále jsou uvedeny výsledky simulací prediktivního řízení, které popisují chování metody FCS-MPC v jejím základním provedení pomocí průběhů proudů a napětí na zátěži a rozložení frekvenčních spekter. Následuje jedna z možných modifikací uvedené metody. Poslední kapitola práce obsahuje porovnání základního a modifikovaného FCS-MPC řízení s běžnými způsoby regulace proudu, jako je dvouhodnotové řízení nebo řízení s PI regulátorem proudu a PWM.

Klíčová slova

Prediktivní řízení, FCS-MPC, PI regulátor, pulzní šířková modulace, dvouhodnotové řízení proudu, spínací frekvence, frekvenční spektrum, napětový střídač.

Abstract

The diploma thesis deals with predictive current control of voltage source inverter (VSI). In the introduction are described three phase voltage source inverter and basic mathematical model of the inverter and it is shown how to calculate switching losses of VSI. Next part is an introduction in the principle of predictive control focused on finite control set model predictive control (FCS-MPC). Further there are added results of simulations, which show current and voltage waveforms and spread of voltage spectrum. After the results of basic FCS-MPC follows its possible modification. There are also results of simulations according to new modification. The last chapter of the thesis contains comparison of basic and modified FCS-MPC with classical control methods like hysteresis current control or PI current controller with pulse width modulation.

Key words

Predictive control, FCS-MPC, PI controller, pulse width modulation, hysteresis current control, switching frequency, frequency spectrum, voltage source inverter.

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 7.5.2015

Jan Zeman

Poděkování

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

Obsah

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	8
ÚVOD.....	9
1 NAPĚŤOVÉ STŘÍDAČE	10
1.1 TŘÍFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ V MŮSTKOVÉM ZAPOJENÍ.....	11
1.1.1 <i>Vztahy mezi jednotlivými napětími střídače.....</i>	<i>11</i>
1.1.2 <i>Rozsah úhlu sepnutí Ψ</i>	<i>13</i>
1.1.3 <i>Spínací ztráty IGBT tranzistorů.....</i>	<i>14</i>
1.2 ZPŮSOBY ŘÍZENÍ NAPĚŤOVÝCH STŘÍDAČŮ	16
1.2.1 <i>Prostorový vektor.....</i>	<i>17</i>
1.2.2 <i>Pulzní šířková modulace.....</i>	<i>17</i>
1.2.3 <i>Dvouhodnotové řízení proudu</i>	<i>18</i>
2 PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ	19
2.1 VARIANTY PREDIKTIVNÍHO ŘÍZENÍ	19
2.2 FCS-MPC PRO NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ	21
2.2.1 <i>Odvození matematického modelu</i>	<i>22</i>
2.2.2 <i>Diskretizace diferenciálních rovnic</i>	<i>24</i>
2.2.3 <i>Popis vlastního algoritmu.....</i>	<i>24</i>
2.2.4 <i>Simulace.....</i>	<i>26</i>
2.2.5 <i>Rozšíření minimalizační funkce</i>	<i>34</i>
3 SROVNÁNÍ ALGORITMŮ V USTÁLENÝCH I PŘECHODOVÝCH DĚJÍCH.....	39
3.1 USTÁLENÉ STAVY.....	40
3.2 PŘECHODOVÉ DĚJE	44
4 IMPLEMENTACE NA LABORATORNÍM PROTOTYPU	46
4.1 MODEL SYSTÉMU V SIMULINKU	46
4.2 VÝSLEDKY MĚŘENÍ.....	48
ZÁVĚR	50
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	52

Seznam symbolů a zkratk

V_1 až V_6	IGBT tranzistory třífázového napětového střídače
V_{01} až V_{06}	Zpětné diody třífázového napětového střídače
U_d	Střední hodnota napájecího napětí střídače [V]
u_{af} , u_{bf} , u_{cf}	Fázová napětí zátěže [V]
u_{a0} , u_{b0} , u_{c0}	Fázová napětí střídače [V]
u_{ab} , u_{bc} , u_{ca}	Sdružená napětí střídače [V]
Ψ	Úhel sepnutí [rad]
U_r	Napětí řídicího signálu [V]
U_p	Napětí nosného signálu [V]
i_a	Okamžitý proud zátěží fáze A napětového střídače [A]
I_V	Střední hodnota spínaného proudu [I]
i_{V1}	Okamžitá hodnota proudu spínaným tranzistorem [I]
i_{V04}	Okamžitá hodnota proudu zpětnou diodou [I]
U_V	Skutečná střední hodnota spínaného napětí [V]
U_{VN}	Střední hodnota spínaného napětí dle katalogu [V]
u_{V1}	Okamžitá hodnota napětí na spínaném tranzistoru [V]
u_{V04}	Okamžitá hodnota napětí na zpětné diodě [V]
f_p	Frekvence nosného signálu PWM [Hz]
f_{sp}	Spínací frekvence [Hz]
f_{vz}	Vzorkovací frekvence [Hz]
$P_{sw(AV)V}$	Střední hodnota spínacích ztrát IGBT tranzistoru [W]
$P_{sw(AV)V0}$	Střední hodnota spínacích ztrát zpětné diody [W]
K_{on}	Konstanta pro odhad zapínacích ztrát IGBT tranzistoru [-]
K_{off}	Konstanta pro odhad vypínacích ztrát IGBT tranzistoru [-]
K_{rr}	Konstanta pro odhad komutačních ztrát zpětné diody [-]
I_{mw}	Velikost amplitudy požadovaného proudu [I]
I_{max}	Maximální hodnota proudu [I]
SCI.....	Sériové komunikační rozhraní
SPI.....	Sériové periferní rozhraní
ADC.....	Analogově digitální převodník

Úvod

Mezi velmi často používané měniče ve výkonové elektronice patří napěťové střídače. V závislosti na aplikaci, ke které je napěťový střídač využíván, je vyžadována i vhodná řídicí metoda. K nejčastějším a nejrozšířenějším způsobům se řadí pulzně šířkově modulované řízení v kombinaci s PI regulátory. Metoda je využívána především díky svým výhodným vlastnostem, jako je konstantní spínací frekvence a jednoduchost realizace. Druhou známou metodou je dvouhodnotové řízení proudu. Obě metody jsou v této práci srovnávány z hlediska vlastností s metodou moderní, která je známá již řadu let, ale teprve výkonné mikroprocesorové řídicí systémy umožňují její širší využití ve výkonové elektronice, a to s metodou prediktivního řízení [6].

V úvodu práce je popsán třífázový napěťový střídač, vztahy mezi jednotlivými napětími střídače a jeho omezení z hlediska úhlu řízení. V krátkosti jsou uvedeny výše zmíněné běžně používané metody řízení střídačů. Následuje kapitola, ve které je obecně představena metoda prediktivního řízení včetně rozdělení do několika používaných typů. Hlavní pozornost je dále věnována typu FCS-MPC, který je teoreticky popsán, je připraven simulační model a funkce navrženého řízení je následně ověřena řadou simulačních výsledků. Základní algoritmus FCS-MPC byl následně modifikován na variantu s filtrací predikovaného proudu. V závěru práce jsou vytvořeny simulační modely pro všechny zmíněné způsoby řízení a následně jsou mezi sebou porovnány z hlediska zvlnění proudů a rozložení frekvenčních spekter.

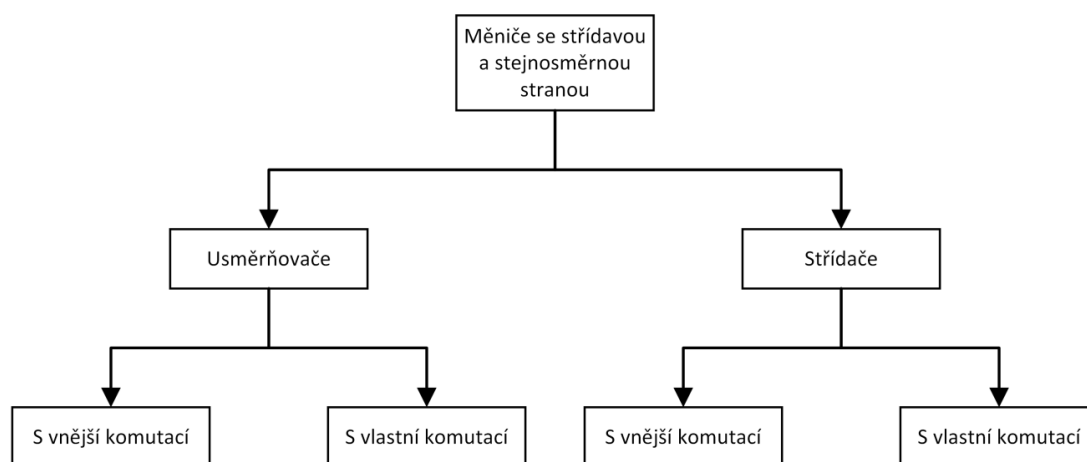
Všechny tyto kroky jsou vytvořeny na základě předpokládaných cílů práce:

- Navrhnout algoritmus prediktivního řízení vhodného pro řízení napěťového střídače.
- Sestavit simulační model střídače s RL zátěží.
- Implementovat do něj navržené prediktivní řízení výstupního proudu.
- Srovnat vlastnosti prediktivního řízení s klasickými metodami (dvouhodnotová regulace, PWM) a zhodnotit možnost jeho využití.

1 Napěťové střídače

Jejich základní funkcí je vytvoření střídavého průběhu napětí ze zdroje stejnosměrného. Napěťové střídače spadají do kategorie tzv. statických měničů, protože součástí jejich činnosti není mechanický pohyb. Pokud je střídač sestaven z polovodičových součástí, pak zařízení můžeme nazývat výkonový polovodičový měnič. [1]

Výkonové polovodičové měniče se střídavou a stejnosměrnou stranou lze z pravidla klasifikovat následujícím způsobem dle *Obr. 1.1*:

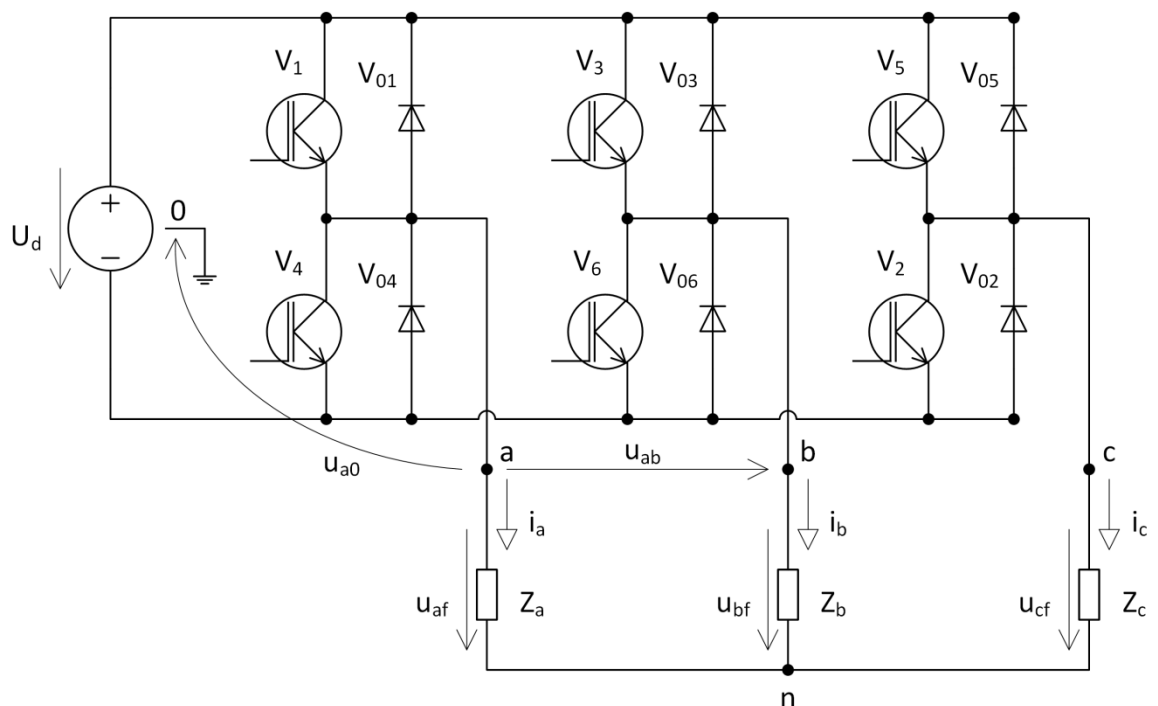


Obr. 1.1 - Rozdělení výkonových polovodičových měničů se střídavou a stejnosměrnou stranou [2]

Usměřňovače jsou schopny pracovat ve střídačovém chodu, a střídače jsou schopny pracovat v usměřňovačovém chodu. Lze tedy říci, že pracuje-li měnič primárně v usměřňovačovém chodu, je označován termínem usměřňovač, a pracuje-li primárně ve střídačovém chodu, je označován termínem střídač [2]. Pro obě zařízení se v primárním chodu jedná o stav, kdy je energie přenášena do zátěže, v chodu sekundárním jde o stav opačný, tedy energie je vracena zpět do napájecího zdroje. Napěťové střídače jsou klasifikovány jako měniče s vlastní komutací. Od měničů s vnější komutací se odlišují tím, že místo běžných tyristorů jsou použity součástky vypínatelné, v dnešní době se jedná zejména o IGBT tranzistory. Přímé měniče kmitočtu s vnější komutací, jako jsou cyklokonvertory, jsou v aplikacích nahrazovány nepřímými měniči kmitočtu s vlastní komutací, kde nalézají uplatnění právě napěťové střídače díky svým výhodným vlastnostem. Mezi tyto výhody lze zařadit možnost dosahovat na výstupu střídače libovolných velikostí napětí a kmitočtů. Cyklokonvertory tak přetrvávají v aplikacích pro pomaloběžné pohony se střídavými motory velkých výkonů [1].

1.1 Třífázový napěťový střídač v můstkovém zapojení

Schéma třífázového napěťového střídače je na *Obr. 1.2*. Třífázový střídač je složen ze šesti vypínatelných součástí V_1 až V_6 , které jsou tvořeny IGBT tranzistory. Tranzistory V_1 , V_3 a V_5 jsou součástí tzv. katodové skupiny součástek a tranzistory V_2 , V_4 a V_6 jsou součástí anodové skupiny součástek. Na výstupu střídače pomocí vhodného řízení spínání prvků lze získat napětí s proměnným kmitočtem a efektivní hodnotou základní harmonické. Sdružené napětí může nabývat tří úrovní: kladné hodnoty, záporné hodnoty a hodnoty nula. Průchod kladného smyslu proudu umožňují vypínatelné součástky a průchod záporného smyslu proudu tzv. zpětné diody. Tyto zpětné diody V_{01} až V_{06} jsou antiparalelně připojeny ke každému tranzistoru a slouží jako tzv. zpětný usměrňovač. [2, 3]



Obr. 1.2 - Schéma napěťového třífázového střídače v můstkovém zapojení [2]

1.1.1 Vztahy mezi jednotlivými napětími střídače

V této kapitole je odvozen obecný vztah, podle kterého je možné při jakémkoliv stavu sepnutí součástek třífázového napěťového střídače určit napětí na zátěži. V závislosti na stavu sepnutí součástek je možné určit napětí na vývodech střídače a, b, c (*Obr. 1.2*) vzhledem k pomyslnému nulovému vývodu stejnosměrného zdroje napětí U_d [2]. Tato napětí jsou odlišná od fázových napětí zátěže u_{af} , u_{bf} , a u_{cf} a jsou nazývána jako fázová napětí střídače u_{a0} , u_{b0} a u_{c0} .

Pro lepší představu je možné rozdělit zdroj U_d na dva zdroje, každý o velikosti $\frac{U_d}{2}$, které jsou spojeny do série. Mezi zdroji si lze představit pomyslný zemní vodič. Pak můžeme ze schématu na *Obr. 1.2* usoudit, že je-li vývod **a** připojen přes sepnutou součástku V_1 nebo V_{01} , vychází napětí $u_{a0} = \frac{U_d}{2}$. Je-li vývod **a** připojen přes sepnutou součástku V_4 nebo V_{04} , vychází napětí $u_{a0} = \frac{-U_d}{2}$. Z těchto předpokladů lze odvodit fázová napětí střídače pro jednotlivé sepnutí prvků [2]:

$$V_1 \text{ nebo } V_{01} \dots\dots u_{a0} = \frac{U_d}{2}, \quad (1.1)$$

$$V_4 \text{ nebo } V_{04} \dots\dots u_{a0} = \frac{-U_d}{2}, \quad (1.2)$$

$$V_3 \text{ nebo } V_{03} \dots\dots u_{b0} = \frac{U_d}{2}, \quad (1.3)$$

$$V_6 \text{ nebo } V_{06} \dots\dots u_{b0} = \frac{-U_d}{2}, \quad (1.4)$$

$$V_5 \text{ nebo } V_{05} \dots\dots u_{c0} = \frac{U_d}{2}, \quad (1.5)$$

$$V_2 \text{ nebo } V_{02} \dots\dots u_{c0} = \frac{-U_d}{2}. \quad (1.6)$$

Pro sdružená napětí střídače platí:

$$u_{ab} = u_{a0} - u_{b0}, \quad (1.7)$$

$$u_{bc} = u_{b0} - u_{c0}, \quad (1.8)$$

$$u_{ca} = u_{c0} - u_{a0}. \quad (1.9)$$

Je-li zátěž zapojená do Y, pro sdružená napětí střídače též platí:

$$u_{ab} = u_{af} - u_{bf}, \quad (1.10)$$

$$u_{bc} = u_{bf} - u_{cf}, \quad (1.11)$$

$$u_{ca} = u_{cf} - u_{af}. \quad (1.12)$$

Pro fázová napětí zátěže platí:

$$u_{af} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0}, \quad (1.13)$$

$$u_{bf} = \frac{2}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{c0}, \quad (1.14)$$

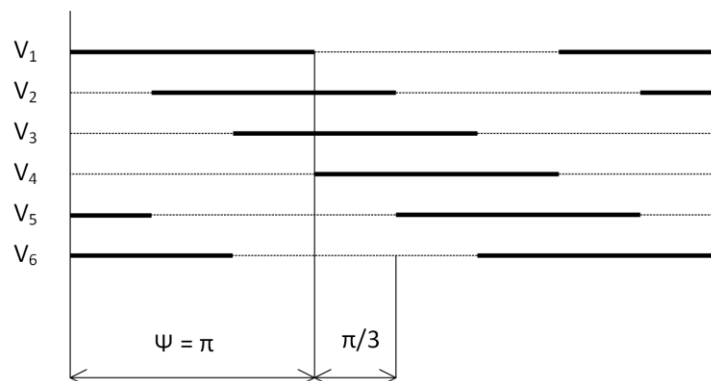
$$u_{cf} = \frac{2}{3}u_{c0} - \frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0}. \quad (1.15)$$

1.1.2 Rozsah úhlu sepnutí Ψ

Základním řízením střídače je tzv. obdélníkové řízení, kde lze velikost výstupního napětí řídit pomocí úhlu sepnutí Ψ . K vysvětlení je využito *Obr. 1.3*. V obrázku jsou silnou čarou vyznačeny úhly sepnutí Ψ jednotlivých tranzistorů napětového střídače. V těchto úhlech sepnutí jsou na příslušné tranzistory přiváděny zapínací impulzy. Počátky sledovaných úhlů jednotlivých součástek jsou od sebe posunuty o úhel $\frac{\pi}{3}$. Úhel sepnutí Ψ je možné libovolně měnit v intervalu:

$$\frac{\pi}{3} < \Psi < \pi, \quad (1.16)$$

ale interval Ψ musí být u všech součástek střídače stejný. V případech, kdy je $\Psi < \frac{\pi}{3}$, by nedošlo k překrytí jednotlivých intervalů sepnutí součástek střídače a proud by se nemohl v obvodu uzavírat. Aby se mohl obvodem střídače uzavírat proud, musí být současně sepnuta alespoň jedna součástka z katodové (V_1, V_3, V_5) skupiny a jedna součástka z anodové (V_2, V_4, V_6) skupiny střídače, proto $\Psi < \frac{\pi}{3}$ nemá pro řízení střídače význam. Naopak v případech $\Psi > \pi$ by docházelo k překrytí intervalů sepnutí součástek ve stejné větvi. To je nepřipustné, protože by došlo ke zkratování napětového zdroje.



Obr. 1.3 - Úhly sepnutí součástek třífázového napětového střídače [2]

Z bezpečnostních důvodů je nutné vkládat mezi sepnutí součástek ve stejné větvi takzvané „mrtvé časy“, které mají zamezit větrovému zkratu napětového zdroje střídače. Mrtvé časy jsou relativně krátké intervaly v porovnání s dobou vedení součástek a běžně se uvádí interval sepnutí střídače podle nerovnice 1.16. V případě spodní hranice intervalu je efektivní hodnota napětí na výstupu střídače nulová, v případě horní hranice je efektivní hodnota napětí na výstupu maximální. [2]

1.1.3 Spínací ztráty IGBT tranzistorů

Obr. 1.4 představuje základní sestavu součástek jedné větve napěťového střídače. K určení spínacích ztrát na IGBT tranzistorech a integrovaných zpětných diodách je sledována komutace V_1 a V_{04} . Pro zjednodušení se předpokládá, že z uzlu **a** je v intervalu komutace odebírán zátěží konstantní proud i_a . Druhým předpokladem je, že komutující obvod neobsahuje žádnou indukčnost. Parazitní indukčnosti jsou konstrukčním uspořádáním součástek omezeny na minimum, ale i tak je napětí na tranzistorech při zapínání a vypínání ovlivněno napětím na parazitních indukčnostech. Při zapínání tranzistoru V_1 a nárůstu proudu i_{V1} je napětí u_{V1} na tranzistoru zmenšeno oproti hodnotě U_d , naopak při vypínání a poklesu proudu i_{V1} napětí u_{V1} překmitne přes U_d o tzv. „komutační přepětí“. Dále vlivem zotavovacího proudu zpětné diody proud i_{V1} při zapínání tranzistoru překmitne přes hodnotu $I_V=i_a$. K určení spínacích ztrát ještě zbývá znát zapínací a vypínací dobu IGBT, kterou uvádějí výrobci v katalogích. To, jak je tato doba definována, je zobrazeno na *Obr. 1.5*. Na obrázku je vidět tzv. „proudový chvost“, který se též z určité části podílí na celkových spínacích ztrátách.

Následující vztahy jsou odvozené pro spínací ztráty střídače při pulzně šířkové modulaci. Střední hodnota spínacích ztrát na tranzistoru střídače:

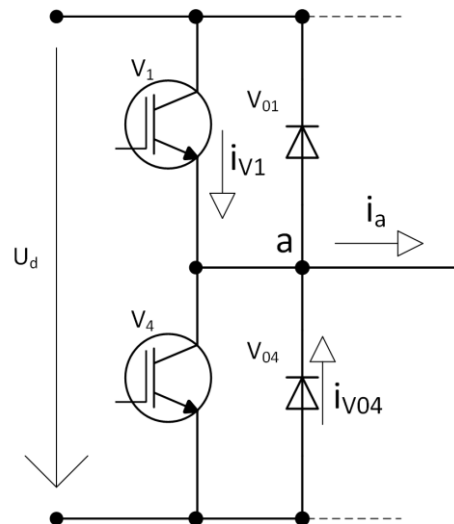
$$P_{SW(AV)V} = \frac{U_V I_{am} f_p (K_{on} + K_{off})}{\pi U_{VN}} \quad (1.17)$$

Střední hodnota spínacích ztrát na zpětné diodě:

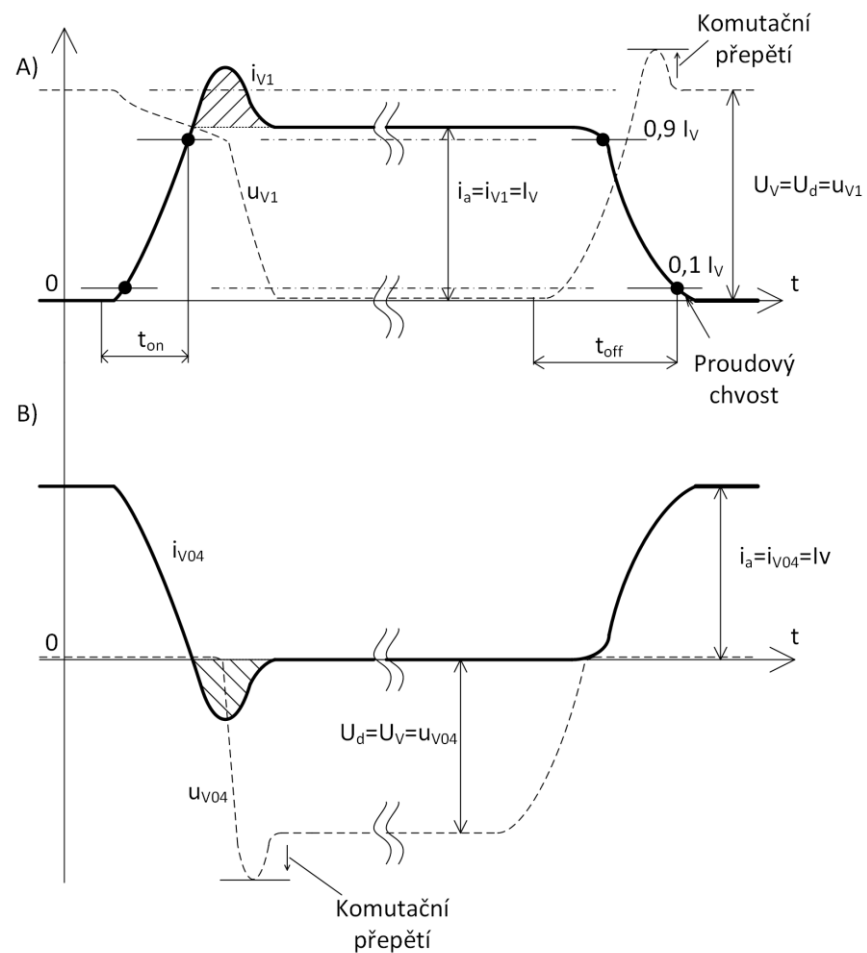
$$P_{SW(AV)VO} = \frac{U_V I_{am} f_p K_{rr}}{\pi U_{VN}} \quad (1.18)$$

Konstanty K je nutné dopočítat z katalogů výrobce pro danou součástku. Zde je uvažováno, že v každé větvi vede kladnou půlperiodu proudu tranzistor z katodové skupiny a zpětná dioda z anodové skupiny. V případě záporné půlperiody proudu se jedná o jev opačný.

[4]



Obr. 1.4 - Schéma komutujícího IGBT tranzistoru se zpětnou diodou [4]



Obr. 1.5 - Průběh proudu a napětí na komutujícím A) IGBT tranzistoru, B) zpětné diodě [4]

1.2 Způsoby řízení napětových střídačů

Napětový střídač je zařízení, které je schopné ze vstupního stejnosměrného signálu vytvářet na výstupu střídavý signál s různou frekvencí a velikostí napětí. Aby bylo možné dosáhnout požadovaných hodnot těchto dvou veličin, je nutné zvolit také vhodný způsob řízení výstupního napětí střídače. Mezi nejznámější způsoby řízení patří: [2]

obdélníkové amplitudové řízení,
obdélníkové šířkové řízení,
šířkově pulzní řízení,
šířkově pulzně modulované řízení.

První dvě z vyjmenovaných dnes patří k méně používaným metodám. Jsou vhodné zejména pro nenáročné aplikace. Jejich nevýhodou je velký obsah vyšších harmonických ve spektrech napětí a proudů. Zbylé dvě jsou z hlediska harmonických složek příznivější. Nejvíce používanou metodou je šířkově pulzně modulované řízení. Nacházejí nejširší uplatnění v aplikacích pro řízení střídavých motorů, jako je například tzv. „U/f“ řízení nebo vektorové řízení.

V této práci budou popsány tři způsoby pro řízení proudu napětového střídače s RL zátěží. Pulzní šířková modulace (PŠM, anglická zkratka PWM) bude popsána a uvedena jako první, protože se jedná o metodu nejpoužívanější. Zbývající dvě metody již nevyužívají vlastností ani jedné z výše uvedených metod. Obě přistupují přímo k spínání jednotlivých součástí střídače na základě vyhodnocení vlastních algoritmů bez využití modulátoru. Druhá popsaná metoda se nazývá „dvouhodnotové řízení“ nebo též „hysterezní řízení“ proudu. Řízení proudu s PI regulátorem a PWM a dvouhodnotové řízení budou v práci srovnávány v různých kritériích s tzv. metodou „prediktivního řízení“. Jedná se o metodu, která je v odvětví výkonové elektroniky poměrně nová a bude vysvětlena v kapitole 2.

1.2.1 Prostorový vektor

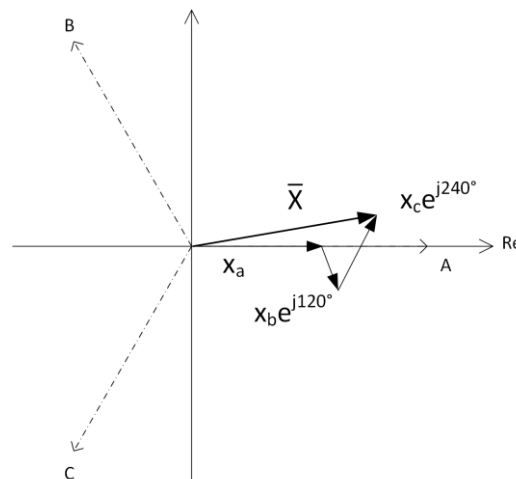
Pro zefektivnění některých výpočtů v simulaci je vhodné zavést tzv. „prostorový vektor“, který je definován takto:

$$\vec{x} = k(x_a + \vec{a}x_b + \vec{a}^2x_c), \quad (1.19)$$

kde k je konstanta transformace a $\vec{a} = e^{j120^\circ}$, v komplexních číslech též $\vec{a} = -0,5 + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ a $\vec{a}^2 = -0,5 - j\frac{\sqrt{3}}{2}$. Proměnné x_a , x_b a x_c reprezentují okamžité hodnoty třífázové veličiny. Průběhy transformovaných veličin nemusí být harmonické. Grafické znázornění prostorového vektoru je na *Obr. 1.6*. Prostorový vektor je dále možné rozložit do reálné a imaginární osy [5]:

$$Re\{\vec{x}\} = k[x_a - 0,5(x_b + x_c)], \quad (1.20)$$

$$Im\{\vec{x}\} = k\frac{\sqrt{3}}{2}(x_b - x_c). \quad (1.21)$$

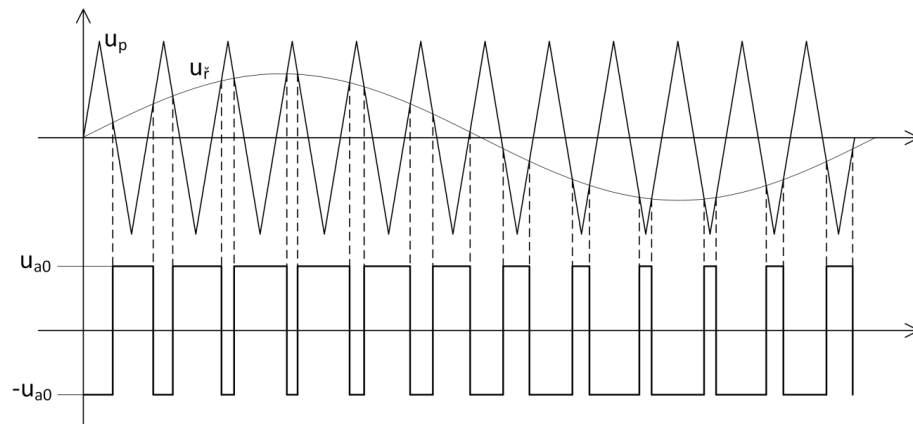


Obr. 1.6 - Zobrazení prostorového vektoru v komplexní rovině [5]

1.2.2 Pulzní šířková modulace

PWM je modifikací a zdokonalením šířkově pulzního řízení. Princip spočívá v koincidenci dvou signálů o rozdílné amplitudě a frekvenci. Prvním je pilový neboli nosný signál, který svou frekvencí udává též frekvenci spínání tranzistorů. V mikroprocesorech je obvykle řešen čítači. Druhý je řídicí neboli modulační signál. Frekvence výstupního napětí střídače se přímo odvíjí od frekvence řídicího signálu. Amplituda 1. harmonické fázového napětí střídače je udávána poměrem $M = \frac{U_r}{U_p}$, nazývaným jako „hloubka modulace“. Koincidenci pilového a řídicího signálu je zajištěno spínání jednotlivých prvků střídače. V

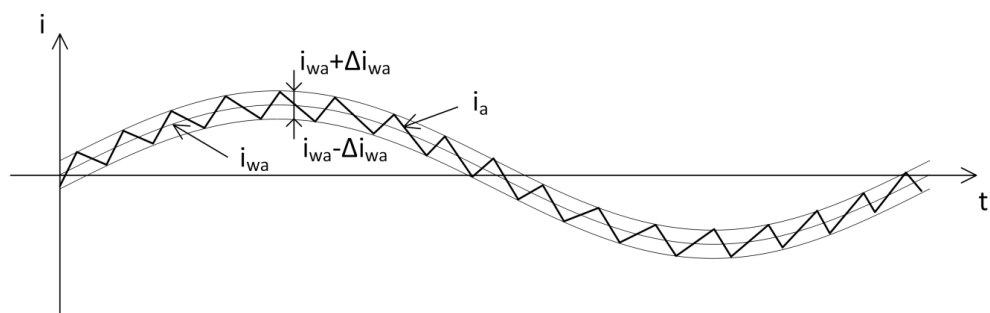
případě $u_{\dot{\gamma}} > u_p$ je sepnut jeden z prvků katodové skupiny (V_1, V_3, V_5) příslušné fáze, v případě opačném $u_{\dot{\gamma}} < u_p$ je sepnut jeden z prvků anodové skupiny (V_2, V_4, V_6) příslušné fáze. [1, 2]



Obr. 1.7 - Princip pulzně šířkové modulace [1]

1.2.3 Dvouhodnotové řízení proudu

Žádanou hodnotou je harmonický proud fáze a , na Obr. 1.8 označený jako i_{wa} . Řízení zajišťuje, aby skutečný proud i_a nevybočil z předem definovaného pásma. V případě, kdy i_a narazí na hranici $i_{wa} + \Delta i_{wa}$, dojde k vyslání spínacího pulzu na dolní prvek ve větvi, tím dojde k sepnutí V_4 nebo V_{04} . V případě, kdy i_a narazí na hranici $i_{wa} - \Delta i_{wa}$, dojde k vyslání spínacího pulzu na horní prvek ve větvi, tím dojde k sepnutí V_1 nebo V_{01} . [6]



Obr. 1.8 - Princip dvouhodnotového řízení proudu [6]

2 Prediktivní řízení

Hlavní princip prediktivního řízení spočívá ve využití matematického modelu řízeného systému k predikci budoucího stavu sledovaných proměnných. Následně je informace zpracována algoritmem, který na základě předdefinovaných optimalizačních kritérií zvolí vhodný akční zásah. [6, 7]

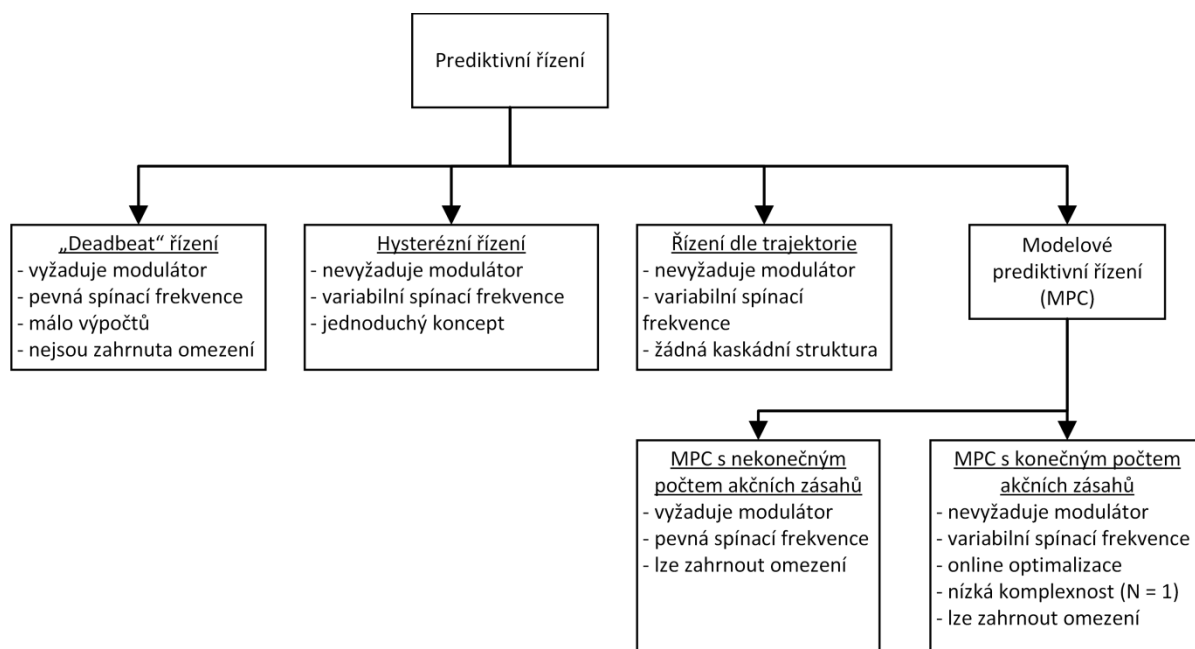
Samotná myšlenka prediktivního řízení byla představena v 60. letech 20. století pro aplikaci v teorii optimálního řízení. Zájem o koncept prediktivního řízení v průmyslových aplikacích odstartoval až koncem 70. let. Od té doby bylo MPC, jedna z modifikací prediktivního řízení, úspěšně aplikována v odvětví chemického průmyslu, kde jsou časové konstanty probíhajících dějů dostatečně dlouhé na to, aby bylo možné provést všechny potřebné výpočty. Jednu z prvních aplikací ve výkonové elektronice lze zaznamenat v 80. letech 20. století. Jednalo se o systémy s vysokým výkonem a nízkou spínací frekvencí. Aplikace v systémech s vysokou spínací frekvencí nebyla v té době možná, vzhledem k vysokým časovým nárokům na výpočet algoritmu. Nicméně, vzhledem k rostoucímu výpočetnímu výkonu dnešních procesorů, zájem o aplikaci MPC ve výkonové elektronice za poslední dekádu značně vzrostl. [6, 7]

2.1 Varianty prediktivního řízení

Jednotlivé způsoby prediktivního řízení lze rozdělit do skupin dle *Obr. 2.1*. Každý ze způsobů je založen na jiném optimalizačním kritériu, na základě kterého volí vhodný akční zásah do systému. V prediktivním hysterezním řízení je snaha udržovat regulovanou veličinu v předdefinovaném pásmu. Princip je velmi podobný standardnímu dvouhodnotovému řízení. V prediktivním řízení dle trajektorie je regulovaná veličina nucena opisovat předdefinovanou trajektorii. V tzv. „deadbeat“ řízení je zvolen takový akční zásah, který má odchylku regulované veličiny v dalším vzorkovaném kroku rovnu nule. Nejflexibilnější optimalizační kritérium využívá modelové prediktivní řízení (MPC), které je vyjádřeno pomocí tzv. minimalizační funkce. [6, 7]

Další podstatné rozdíly jsou v použití modulátorů a s tím související spínací frekvenci. „Deadbeat“ řízení a MPC s nekonečným počtem akčních zásahů (CCS-MPC) využívají ke generování požadovaného napětí modulátor. Tím je dosaženo konstantní spínací frekvence. Ostatní typy řízení přímo generují spínací signály pro měnič, proto nevyžadují modulátor, ale spínací frekvence je proměnná. [6, 7]

Samotný koncept prediktivního řízení je velmi intuitivní. V případě „deadbeat“ řízení nebo MPC s konečným počtem akčních zásahů (FCS-MPC) je implementace jednoduchá, zvažujeme-li horizont predikce $N = 1$ a známe-li matematický model systému [6]. Horizont predikce udává, na kolik kroků vzorkování dopředu je odhadován budoucí stav regulované veličiny. S rostoucím horizontem však exponenciálně roste množství požadovaných výpočtů.



Obr. 2.1 - Rozdělení metod prediktivního řízení používaných ve výkonové elektronice [6]

Tato práce se zejména soustředí na FCS-MPC v aplikaci s třífázovým střídačem s RL zátěží. Dále je zvažován horizont predikce $N = 1$.

2.2 FCS-MPC pro napěťový střídač

Základním prvkem FCS-MPC regulátorů je matematický model systému, díky kterému je predikováno budoucí chování regulované veličiny do požadovaného horizontu v čase a následně je vybrán optimální akční zásah s nejnižší hodnotou minimalizační funkce. Tato struktura má několik výhod:

- koncept je intuitivní a jednoduchý k porozumění,
- může být aplikován na široké spektrum systémů,
- výsledný regulátor lze jednoduše implementovat,
- metodologie je vhodná pro zahrnutí různých modifikací a rozšíření podle požadované aplikace.

Nicméně je nutné zmínit i nevýhody, jako je vysoká náročnost na výpočetní výkon ve srovnání s klasickými regulátory. Kvalita matematického modelu systému má přímý dopad na kvalitu regulátoru, a pokud dochází ke změně parametrů systému v čase, je nutné algoritmus též vhodně upravit. [6]

Hlavními myšlenkami MPC jsou:

- použití modelu k predikování budoucího chování systému do horizontu v čase,
- vyjádření minimalizační funkce reprezentující požadované chování systému,
- optimální akční zásah do systému vybraný dle nejnižší hodnoty minimalizační funkce. [6]

Pro predikci je využíván stavový model diskrétního systému, který lze vyjádřit následujícím způsobem [8]:

$$x_{(k+1)} = Mx_{(k)} + Nu_{(k)}, \quad (2.1)$$

$$y_{(k)} = Cx_{(k)} + Du_{(k)}. \quad (2.2)$$

Dále je nutné definovat minimalizační funkci v obecném tvaru [5]:

$$G = f(x_{(k)}, u_{(k)}, \dots, u_{(k+N)}). \quad (2.3)$$

Funkce zahrnuje požadované hodnoty, budoucí stavy a budoucí akční zásahy. MPC řeší optimalizaci výběrem takového akčního zásahu, který dosahuje nejnižší hodnoty minimalizační funkce G pro definovaný časový horizont N a omezení systému. Regulátor poté zvolí pouze první prvek sekvence dle následující rovnice [6]:

$$u_{(k)} = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \arg \min_u G. \quad (2.4)$$

Optimalizační problém je řešen v každém okamžiku vzorkování za použití nových naměřených dat a následně je opět zvolen vhodný zásah. Tento způsob je nazýván jako tzv. „strategie ustupujícího horizontu“. [6]

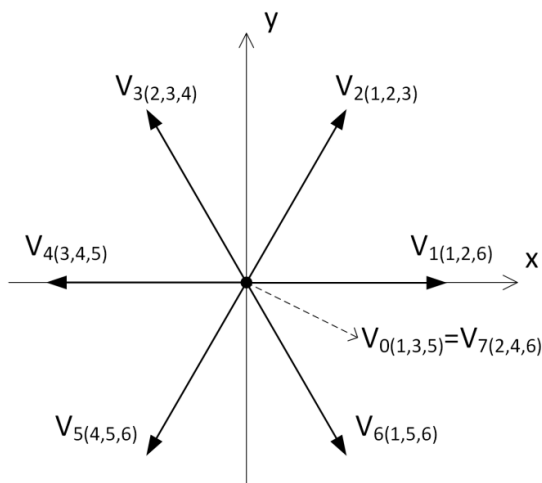
2.2.1 Odvození matematického modelu

Nejdříve je vhodné nadefinovat jednotlivé napětové vektory pro napětí na zátěži dle možných kombinací sepnutí součástí třífázového napětového střídače. Jak již bylo zmíněno v odstavci 1.1.2, mají smysl pouze takové kombinace sepnutí, kde je sepnuta v každé větvi střídače jedna součástka z anodové nebo katodové skupiny. Nesmí však dojít ke zkratování zdroje sepnutím součástky z anodové a katodové skupiny ve stejné větvi zároveň, protože by došlo ke zničení součástek. Z těchto podmínek vyplývá 2^3 možných kombinací sepnutí střídače a 2^3 rovněž vyjadřuje počet akčních zásahů pro FCS-MPC. Tab. 2-1 uvádí kombinace sepnutí a k nim odpovídající napětové vektory získané dosazením vztahů 1.13 až 1.15 do 1.19. Sloupce S_a , S_b a S_c ukazují, který z prvků v dané větvi je sepnut. Číslo 1 označuje sepnutý jeden z prvků anodové skupiny v dané větvi a číslo -1 označuje sepnutý jeden z prvků katodové skupiny v dané větvi.

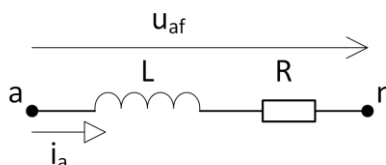
Tab. 2-1 - Kombinace sepnutí a odpovídající napětové vektory [5]

S_a	S_b	S_c	Napětový vektor
-1(1)	-1(1)	-1(1)	$V_0 = V_7 = 0$
1	-1	-1	$V_1 = \frac{2}{3} U_d$
1	1	-1	$V_2 = \frac{1}{3} U_d + j \frac{\sqrt{3}}{3} U_d$
-1	1	-1	$V_3 = -\frac{1}{3} U_d + j \frac{\sqrt{3}}{3} U_d$
-1	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3} U_d$
-1	-1	1	$V_5 = -\frac{1}{3} U_d - j \frac{\sqrt{3}}{3} U_d$
1	-1	1	$V_6 = \frac{1}{3} U_d - j \frac{\sqrt{3}}{3} U_d$

Totéž v grafické podobě zobrazuje *Obr. 2.2*. Vektory jsou označené patřičným indexem a v závorce jsou uvedeny sepnuté prvky střídače. Lze si povšimnout, že se zde vyskytuje tzv. „nulový vektor“. Nulovému vektoru odpovídá kombinace sepnutí všech prvků z anodové nebo katodové skupiny zároveň. Dojde tak k vyzkratování zátěže a napětí na zátěži je tedy nulové. Díky stejnému dopadu na napětí zátěže lze dále uvažovat pouze jednu variantu nulového vektoru. Tímto zjednodušením je zkrácen počet regulačních zásahů pro FCS-MPC, z čehož vyplývá snížení časové náročnosti na výpočet algoritmu.



Obr. 2.2 - Napěťové vektory pro fázové napětí zátěže [6]



Obr. 2.3 – Popis RL zátěže v jedné fázi napěťového střídače

Rovnice pro model RL zátěže je odvozena z *Obr. 2.3* podle 2. Kirchhoffova zákona:

$$u_{af} = u_R + u_L. \tag{2.5}$$

Obdobným způsobem lze totéž vyjádřit pro ostatní dvě fáze. Po dosazení dostáváme diferenciální rovnici prvního řádu:

$$u_{af} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt}. \tag{2.6}$$

Po úpravě:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L}u_{af} - \frac{R}{L}i_a. \tag{2.7}$$

Pro využití výhod transformace na prostorový vektor je vhodné využít opět vztah 1.19 a dosadit proudy fází a , b a c . Tímto krokem jsou získány následující rovnice:

$$\frac{di_x}{dt} = \frac{1}{L}V_x - \frac{R}{L}i_x, \quad (2.8)$$

$$\frac{di_y}{dt} = \frac{1}{L}V_y - \frac{R}{L}i_y. \quad (2.9)$$

Zde x představuje reálnou složku a y představuje imaginární složku prostorových vektorů. Proud i_x a i_y představují složky vektoru proudu zátěže a V_x a V_y představují složky vektoru fázového napětí zátěže.

2.2.2 Diskretizace diferenciálních rovnic

Vhledem k výpočtům v simulacích, které jsou prováděny v diskrétním čase, je nutné všechny rovnice vhodně upravit. Známostou metodou je například Eulerova metoda diskretizace. Diskretizace rovnice 2.7 se provádí tak, že derivace jsou nahrazeny diferencemi. Rovnice má poté následující tvar:

$$\frac{\Delta i_a}{\Delta t} = \frac{1}{L}u_{af} - \frac{R}{L}i_{a(k)}. \quad (2.10)$$

Po převedení Δt na druhou stranu rovnice:

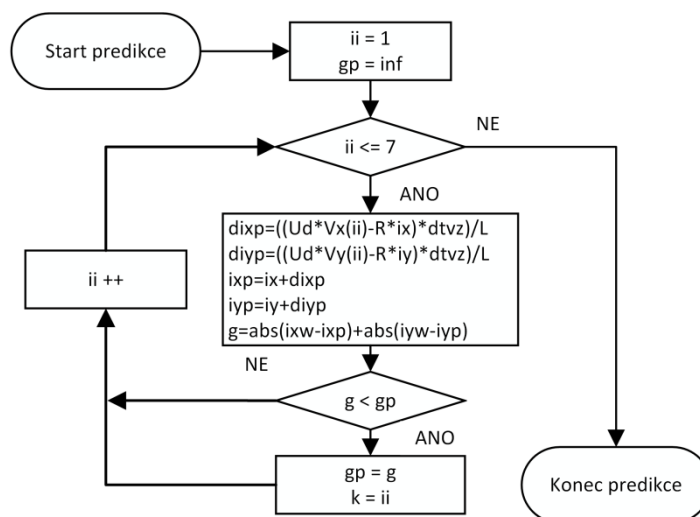
$$\Delta i_a = \left(\frac{1}{L}u_{af} - \frac{R}{L}i_{a(k)} \right) \Delta t. \quad (2.11)$$

Výsledný proud je pak možné vypočítat následujícím vzorcem:

$$i_{a(k+1)} = i_{a(k)} + \Delta i_a. \quad (2.12)$$

2.2.3 Popis vlastního algoritmu

Vlastní formulace algoritmu predikce a minimalizační funkce byly provedeny dle kapitoly 2.2. Samotná predikce bude probíhat ve vhodně zvolené periodě vzorkování T_{vz} , která musí být menší než je časová konstanta regulovaného systému. Algoritmus predikce je znázorněn vývojovým diagramem na Obr. 2.4.



Obr. 2.4 - Vývojový diagram prediktivního řízení

Cyklus je řízen počtem regulačních zásahů neboli počtem napěťových vektorů. V kapitole 2.2.1 bylo uvedeno 8 použitelných vektorů fázového napětí zátěže, kde výsledné napětí dvou z vektorů bylo totožné. Proto je možné uplatnit zjednodušení v algoritmu a snížit počet opakování cyklu o 1. U_d představuje napětí v meziobvodu, V_x a V_y jsou souřadnice vektoru fázového napětí zátěže, d_{tvz} je diference času neboli přírůstek času. Přírůstky proudu d_{ixp} a d_{iyp} a jejich vyjádření odpovídají rovnici 2.11 a proudy i_{xp} a i_{yp} odpovídají rovnici 2.12. Právě tyto proměnné představují predikované proudy.

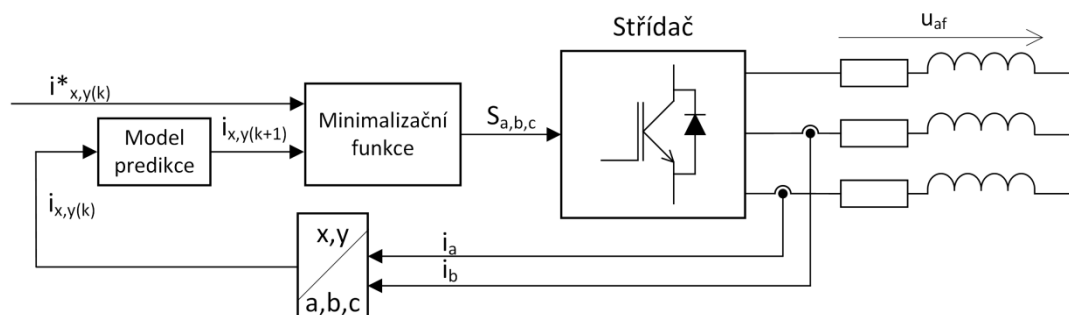
Dle těchto proudů je vyhodnocována minimalizační funkce g ve tvaru:

$$g = |i_x^* - i_x^p| + |i_y^* - i_y^p|. \quad (2.13)$$

V případě, že je hodnota minimalizační funkce g v nově predikovaném kroku menší, než stávající hodnota gp , je stávající hodnota minimalizační funkce nahrazena hodnotou nižší. V cyklu jsou postupně vypočítávány predikované proudy pro různé napěťové vektory. Po ukončení cyklu je do k uloženo číslo vektoru napětí s nejnižší hodnotou minimalizační funkce a podle tohoto vektoru jsou sepnuty prvky střídače.

Vlastní algoritmus byl následně implementován do regulační struktury dle blokového schématu prediktivního řízení, jak je uvedeno na Obr. 2.5. Skutečné proudy zátěže ve fázích a , b a c jsou přepočteny na složky x a y prostorového vektoru. Následuje výpočet predikovaného proudu pro všechny kombinace sepnutí střídače s výpočtem minimalizační funkce. Minimalizační funkcí je vyhodnocen nejvhodnější vektor napětí na zátěži a poté jsou

zaslány řídicí signály na jednotlivé prvky třífázového napětového střídače odpovídající zvolenému napětovému vektoru.



Obr. 2.5 - Blokové schéma prediktivního řízení

2.2.4 Simulace

Jako prostředí pro uskutečnění simulací byl zvolen program Matlab. Jedná se o interaktivní programové prostředí s vlastním skriptovacím jazykem. Všechny simulační výpočty prediktivního řízení typu FCS-MPC byly provedeny s následujícími parametry modelu:

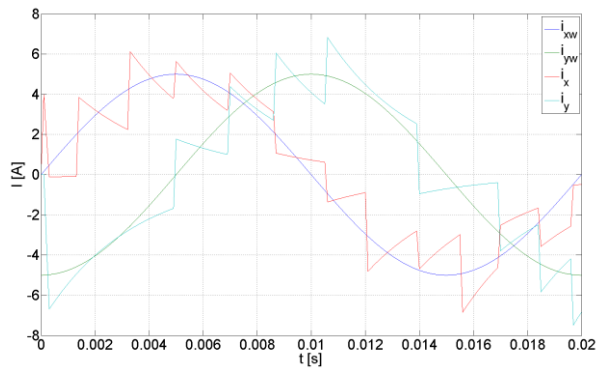
Tab. 2-2 - Parametry modelu

Napětí meziobvodu $U_d = 60 \text{ V}$

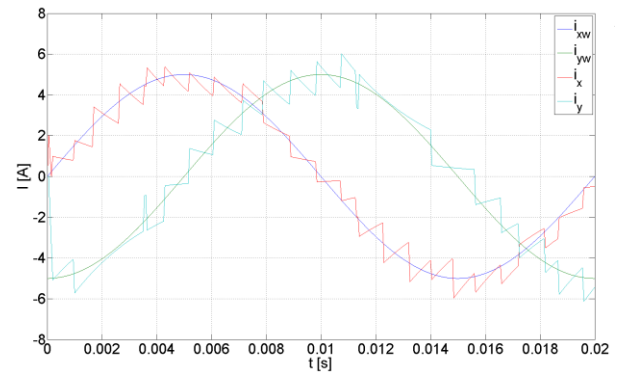
Odpor zátěže $R = 0.3 \Omega$

Indukčnost zátěže $L = 1 \text{ mH}$

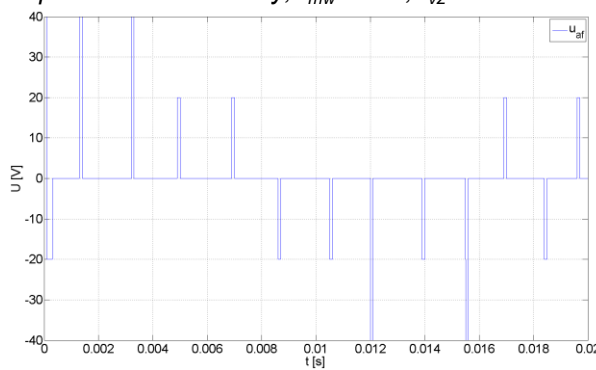
Pro názornost je uvedeno několik simulací s rozdílným požadovaným proudem o amplitudě I_{mw} a vzorkovací frekvencí f_{vz} . Na Obr. 2.6, 2.8 a 2.10 jsou vykresleny průběhy požadovaných a skutečných proudů, fázového napětí zátěže a frekvenčního spektra při požadovaném proudu $I_{mw} = 5 \text{ A}$, frekvenci 50 Hz a vzorkovací frekvenci $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$. Obr. 2.7, 2.9 a 2.11 zobrazují stejné průběhy, ale při vyšší vzorkovací frekvenci 20 kHz . Poslední grafy se stejným požadavkem na frekvenci a amplitudu proudu na Obr. 2.12 až 2.14 jsou vykresleny pro vzorkovací frekvenci 30 kHz .



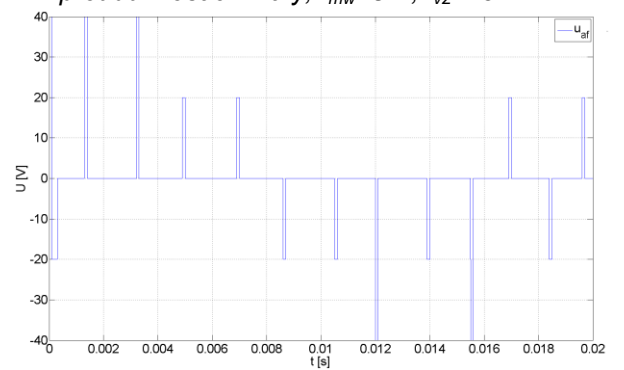
Obr. 2.6 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 5 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$



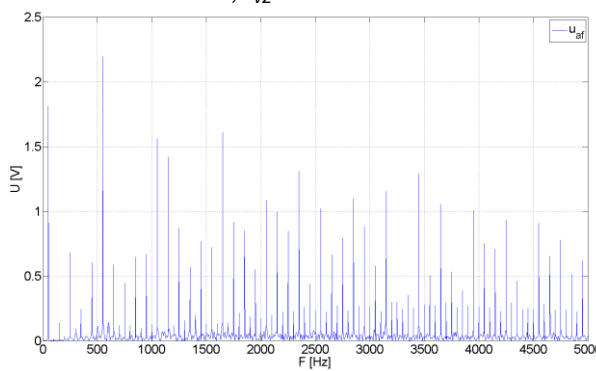
Obr. 2.7 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 5 \text{ A}$, $f_{vz} = 20 \text{ kHz}$



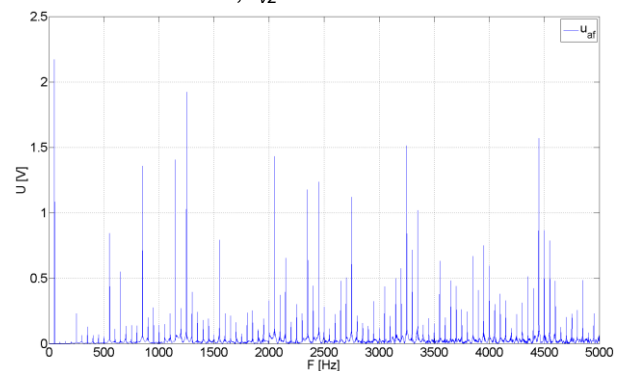
Obr. 2.8 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 5 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$



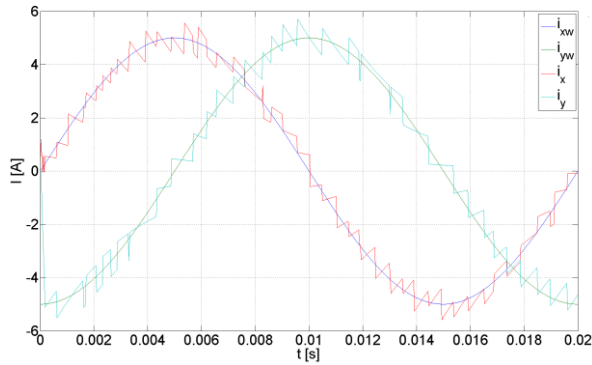
Obr. 2.9 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 5 \text{ A}$, $f_{vz} = 20 \text{ kHz}$



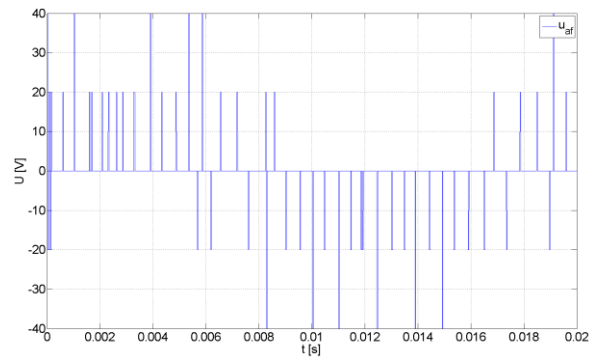
Obr. 2.10 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 5 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$



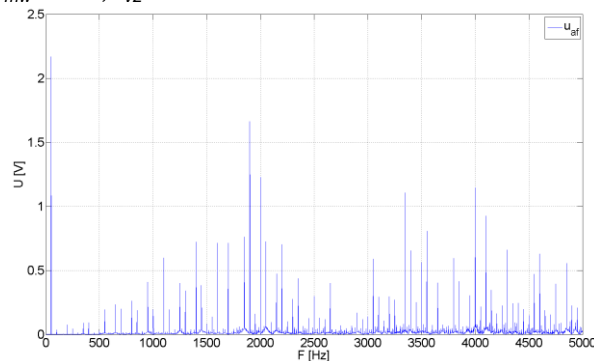
Obr. 2.11 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 5 \text{ A}$, $f_{vz} = 20 \text{ kHz}$



Obr. 2.12 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y , $I_{mw} = 5$ A, $f_{vz} = 33$ kHz



Obr. 2.13 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 5$ A, $f_{vz} = 33$ kHz

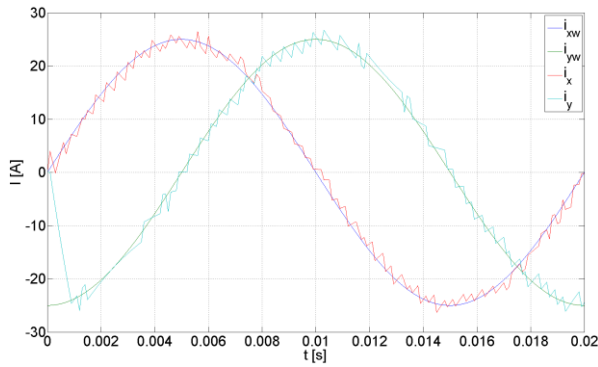


Obr. 2.14 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 5$ A, $f_{vz} = 33$ kHz

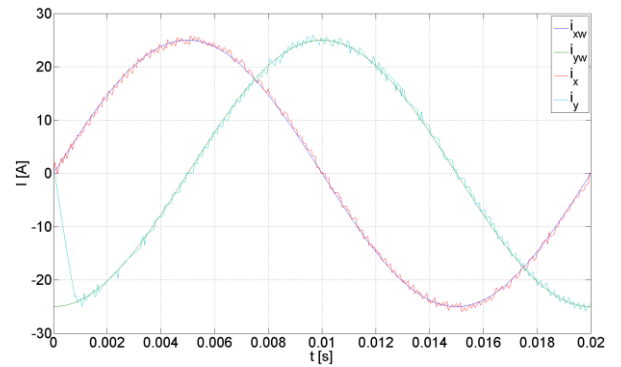
Z grafů lze vidět, jak s rostoucí vzorkovací frekvencí klesá zvlnění proudu. Rovněž amplitudy napětí vyšších harmonických složek s rostoucí vzorkovací frekvencí klesají.

Nejvýraznější a rovnoměrné rozložení frekvenčního spektra z uvedených simulací je dosaženo při vzorkovací frekvenci 10 kHz na *Obr. 2.10*. Dochází zde i ke stavu, kdy je 1. harmonická složka nižší než jedna ze složek vyšších harmonických. Při vzorkovací frekvenci 20 kHz se poměry ve spektru zlepšují. Na *Obr. 2.11* a *Obr. 2.14* je vidět nárůst 1. harmonické složky a pokles vyšších harmonických složek. Frekvenční spektrum už není tak rovnoměrně rozložené jako v případě s nejnižší vzorkovací frekvencí, ale projevují se vyšší harmonické okolo převažujících spínacích frekvencí.

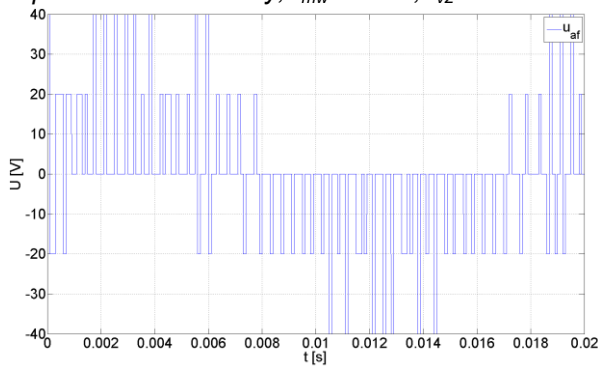
Na grafech na *Obr. 2.15* až *Obr. 2.23* jsou znázorněny průběhy proudů, fázových napětí zátěže a frekvenčních spekter napětí pro požadovaný proud o amplitudě 25 A a frekvenci 50 Hz. Průběhy jsou vykresleny pro vzorkovací frekvence 10, 20 a 33 kHz.



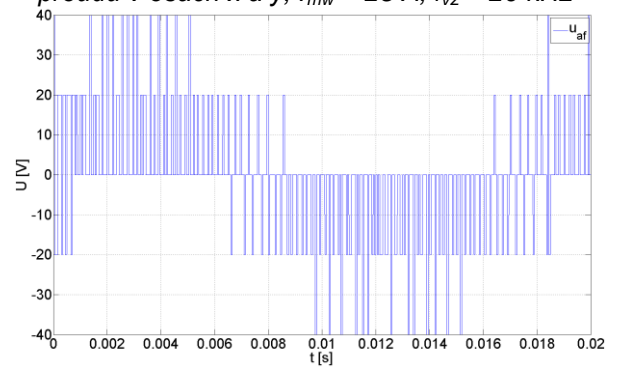
Obr. 2.15 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$



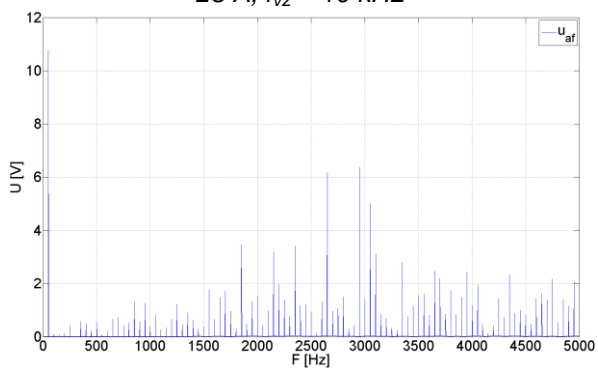
Obr. 2.16 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 20 \text{ kHz}$



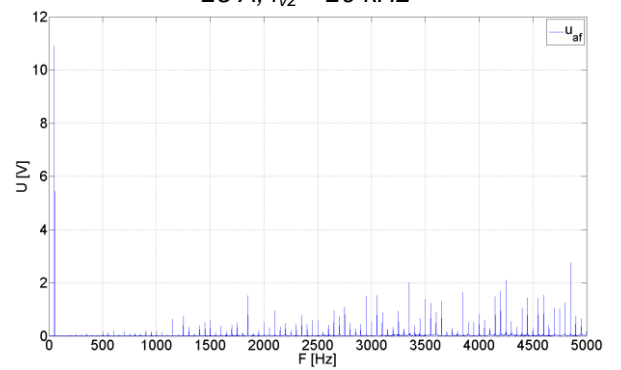
Obr. 2.17 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$



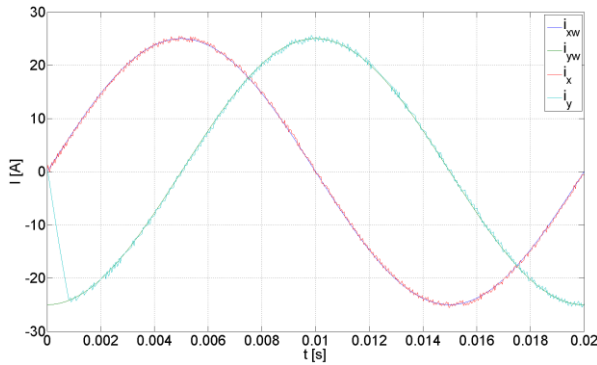
Obr. 2.18 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 20 \text{ kHz}$



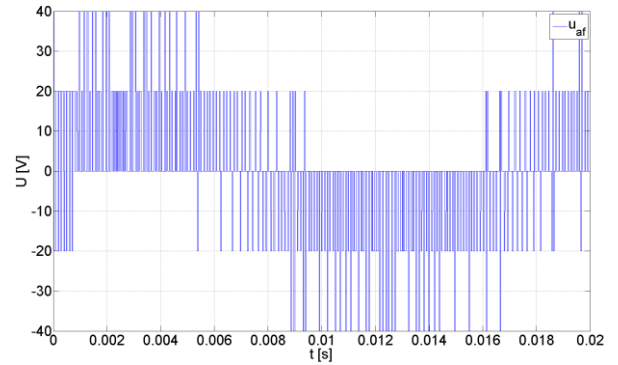
Obr. 2.19 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$



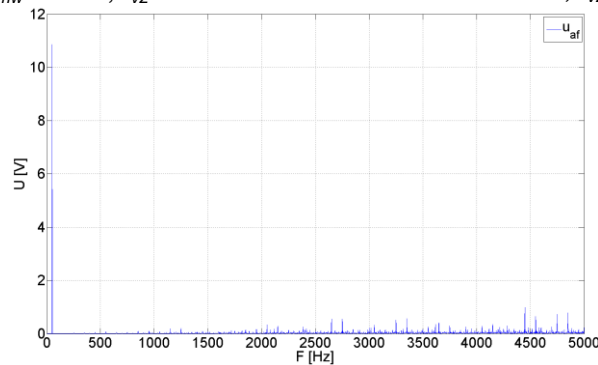
Obr. 2.20 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 20 \text{ kHz}$



Obr. 2.21 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y , $I_{mw} = 25$ A, $f_{vz} = 33$ kHz



Obr. 2.22 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25$ A, $f_{vz} = 33$ kHz

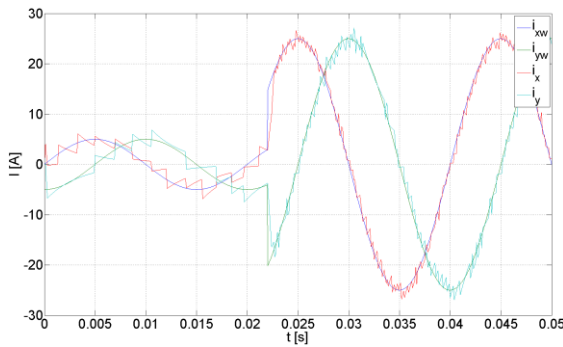


Obr. 2.23 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25$ A, $f_{vz} = 33$ kHz

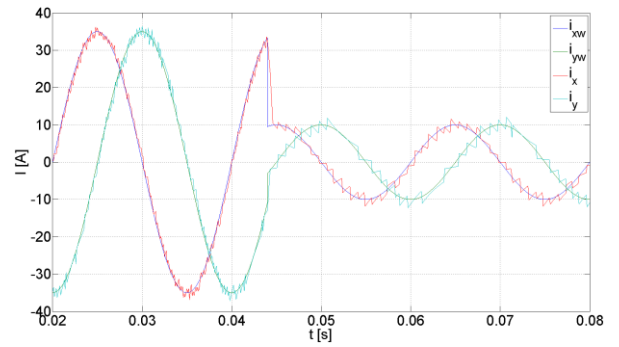
S rostoucí hodnotou požadovaného proudu klesá v poměru k amplitudě zvlnění skutečného proudu. Rovněž jako v předešlém případě dochází ke snižování vyšších harmonických složek spektra. Ovšem v obou případech dochází k rozprostření vyšších harmonických složek v širokém pásmu frekvenčního spektra fázového napětí zátěže. To může způsobovat rezonance v obvodu vlivem kapacit a indukčností nebo v případě použití v kombinaci se střídavými motory může dojít k vybuzení mechanických rezonancí ve stroji.

O možné úpravě napěťového frekvenčního spektra, která zahrnuje modifikaci minimalizační funkce, pojednává následující kapitola 2.2.5.

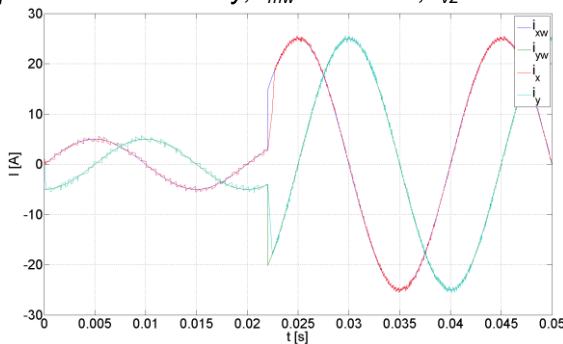
Další grafy na *Obr. 2.24* až *Obr. 2.27* zobrazují dynamické chování navrženého FCS-MPC při skokové změně požadovaného proudu. Nejprve dochází ke změně amplitudy požadovaného proudu z 5 na 25 A a dále z 35 na 15 A při vzorkovací frekvenci 10 kHz. Totéž je nasimulováno pro vzorkovací frekvenci 33 kHz.



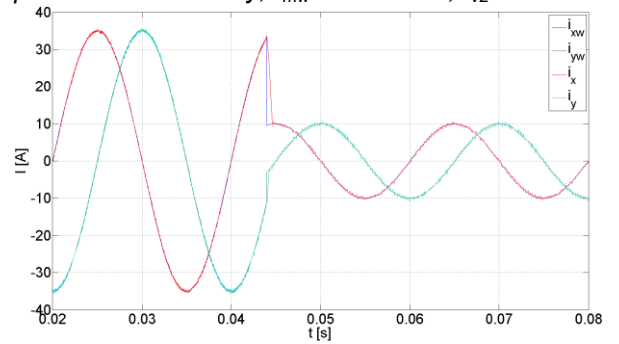
Obr. 2.24 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 5 - 25$ A, $f_{vz} = 10$ kHz



Obr. 2.25 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 35 - 10$ A, $f_{vz} = 10$ kHz



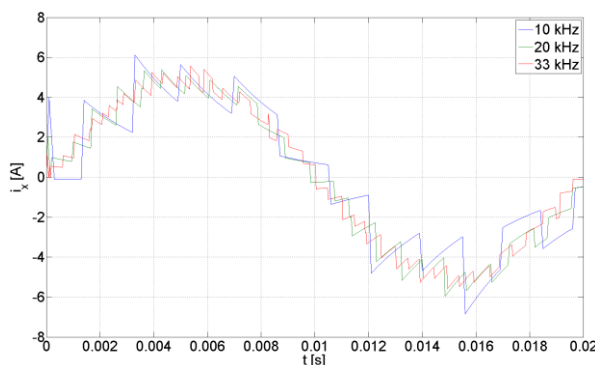
Obr. 2.26 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 5 - 25$ A, $f_{vz} = 33$ kHz



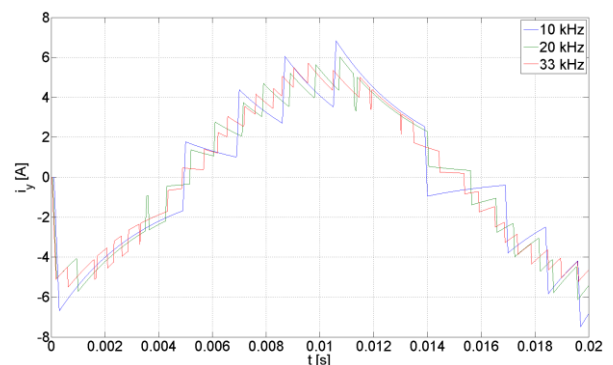
Obr. 2.27 - požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 35 - 10$ A, $f_{vz} = 33$ kHz

Skutečný proud se ve všech případech ustálil na nové požadované hodnotě do 0,5 ms bez překmitu. Délka přechodových dějů je však velmi ovlivněna velikostí indukčnosti zátěže, případné srovnání s ostatními metodami se musí tedy provádět se stejnými parametry obvodu.

Na Obr. 2.28 a Obr. 2.29 jsou pro názornost uvedeny průběhy proudů ve složkách x a y při vzorkovacích frekvencích 10, 20 a 33 kHz. Z grafů je jasně patrná závislost zvlnění proudu na vzorkovací frekvenci.



Obr. 2.28 - Průběh skutečného proudu v ose x v závislosti na vzorkovací frekvenci, $I_{mw} = 5$ A

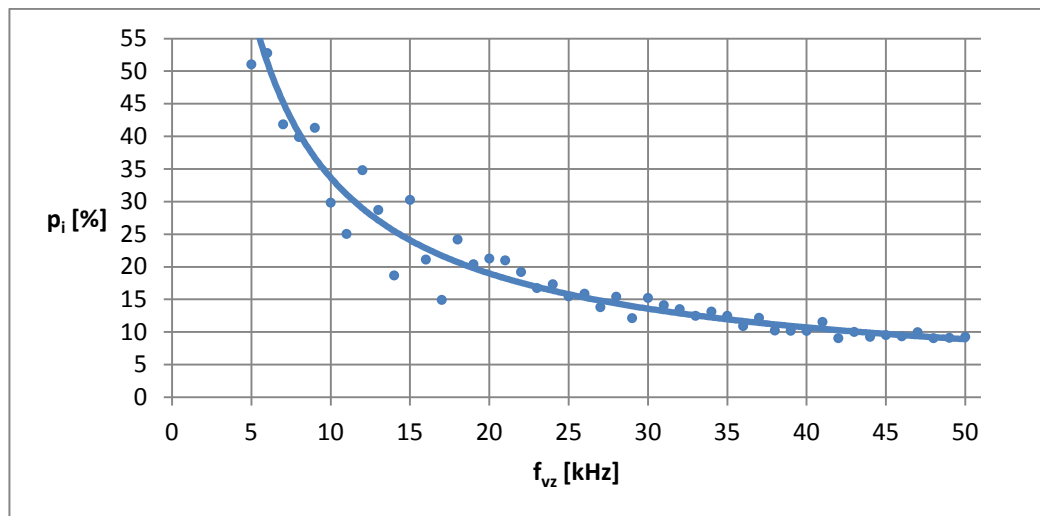


Obr. 2.29 - Průběh skutečného proudu v ose y v závislosti na vzorkovací frekvenci, $I_{mw} = 5$ A

Obr. 2.30 znázorňuje závislost zvlnění proudu na vzorkovací frekvenci. Pro výpočet zvlnění proudu byla použita tato rovnice:

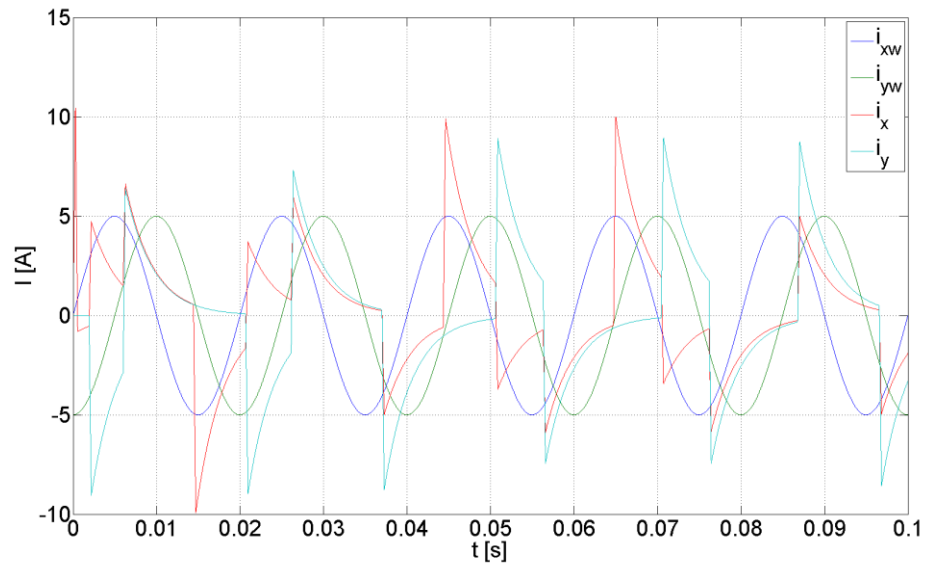
$$p_i = \frac{I_{max} - I_{mw}}{I_{mw}} \cdot 100 [\%]. \quad (2.14)$$

Měření závislosti zvlnění proudu na vzorkovací frekvenci probíhalo pro amplitudu požadovaného proudu 5 A. Vzorkovací frekvence byla volena v rozsahu od 4 do 50 kHz s krokem 1 kHz. Výsledné body jsou proloženy mocninou křivkou.

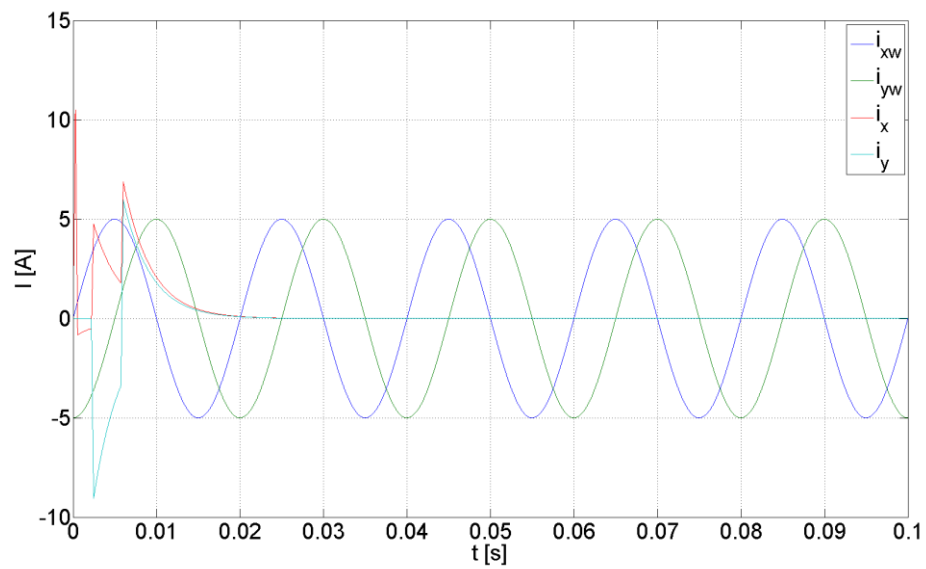


Obr. 2.30 - Graf závislosti zvlnění proudu na vzorkovací frekvenci při $I_{mw} = 5$ A

Poslední grafy v této kapitole na Obr. 2.31 a Obr. 2.32 zobrazují průběhy proudů ve složkách x a y při hranici, kdy regulace dosahuje smysluplných výsledků. První graf představuje systém na hranici, kdy je výstupní proud stále regulován. Skutečný proud je však velmi rozdílný a sinusovému průběhu se zdaleka nepodobá. S vzorkovací frekvencí nižší než přibližně 3,663 kHz regulace systému není možná. V tomto případě dochází ke stavu, kdy minimalizační funkce vyhodnocuje stále stejnou kombinaci sepnutí, která odpovídá nulovému vektoru, tzn. jsou sepnuty všechny prvky anodové skupiny (V_1, V_3, V_5) nebo katodové skupiny (V_2, V_4, V_6) střídače. Tyto hranice se však liší s rostoucím požadavkem na proud, tzn. s vyšším I_{mw} lze použít nižší vzorkovací frekvenci.



Obr. 2.31 - Průběhy požadovaných a skutečných proudů zátěže při $I_{mw} = 5 \text{ A}$, $f_{vz} = 3,667 \text{ kHz}$



Obr. 2.32 - Průběhy požadovaných a skutečných proudů zátěže při $I_{mw} = 5 \text{ A}$, $f_{vz} = 3,663 \text{ kHz}$

2.2.5 Rozšíření minimalizační funkce

Problémy týkající se rozložení napěťového spektra v širokém pásmu frekvencí lze redukovat s využitím diskretního filtru operujícím v reálném čase [9]. Tomu odpovídá výsledný nový tvar minimalizační funkce:

$$g = F_{(z)} |i_x^* - i_x^p| + F_{(z)} |i_y^* - i_y^p|, \quad (2.15)$$

kde F představuje diskretní filtr daný rovnicí:

$$F_{(z)} = \frac{z^0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{a_0 z^0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}}. \quad (2.16)$$

Písmenem n je označen řád filtru a písmeny a a b koeficienty filtru. [9]

K návrhu filtru byla využita funkce z prostředí Matlab pojmenovaná *ellip*. Jedná se o funkci, která vytvoří eliptický filtr s nekonečnou impulzní odezvou a jejím výstupem jsou koeficienty tohoto filtru. Eliptický filtr je znám také jako Cauerův filtr podle svého tvůrce. Filtru tohoto typu dosahuje stejného zvlnění jak v propustném, tak v zádržném pásmu a rovněž dosahuje rychlého přechodu ze zádržného do propustného pásma a naopak v porovnání s ostatními druhy filtrů. [10]

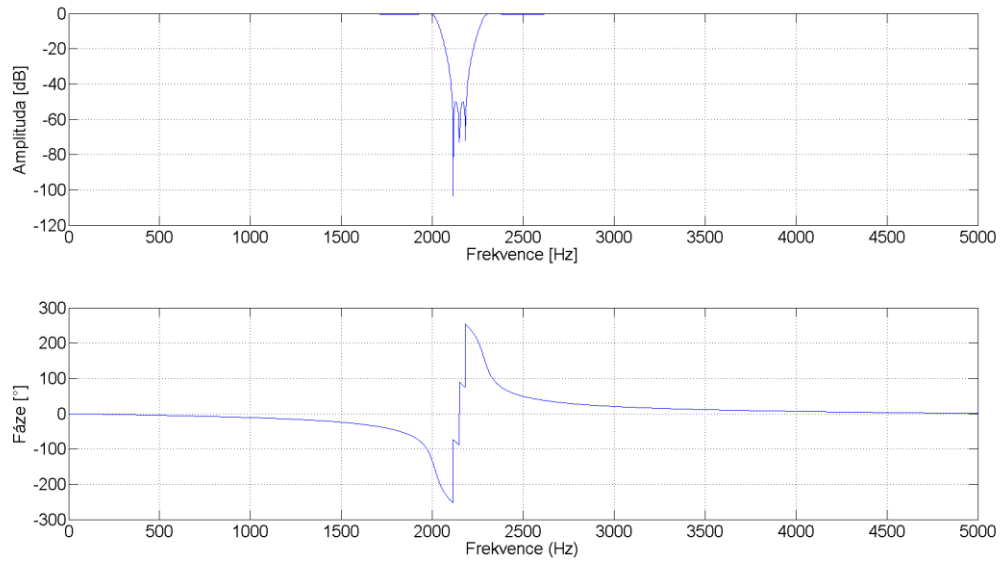
Abychom docílili požadovaného rozložení frekvenčního spektra, je potřeba využít filtru typu pásmová zádrž. Pásmová zádrž se po aplikaci na požadovaný a predikovaný proud a po vyhodnocení minimalizační funkcí projeví v napěťovém spektru téměř jako filtr opačného typu, tedy pásmová propust. Minimalizační funkce po této modifikaci vyhodnocuje chybu v závislosti na frekvenci a dochází k soustředění spektrálních čar v blízkosti pásma navrženého filtru.

V simulaci byl použit filtr typu pásmová zádrž 3. řádu s následujícími parametry:

Tab. 2-3 - Parametry frekvenčního filtru

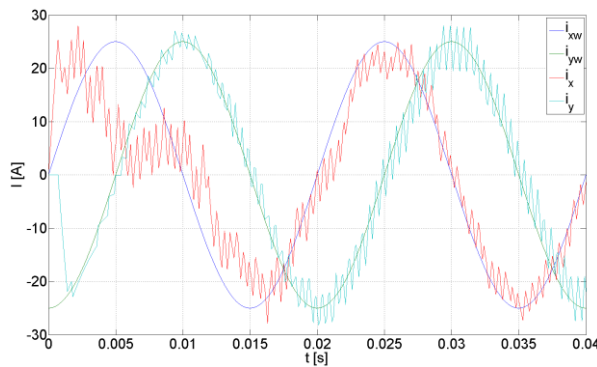
Peak-to-peak zvlnění v propustném pásmu	0.5 dB
Útlum v zádržném pásmu	50 dB
Zádržné pásmo	2000 - 2400 Hz

Frekvenční a fázová charakteristika filtru je vykreslena na *Obr. 2.33*.

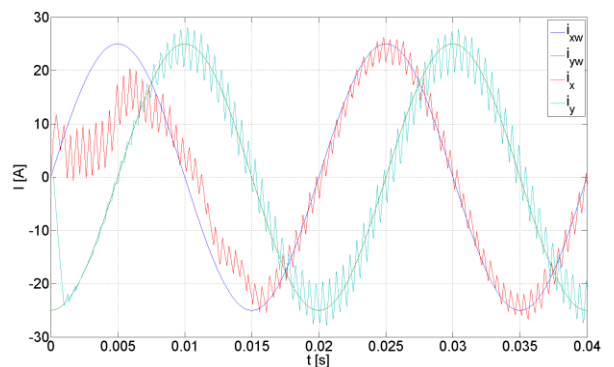


Obr. 2.33 - Frekvenční a fázová charakteristika použitého filtru

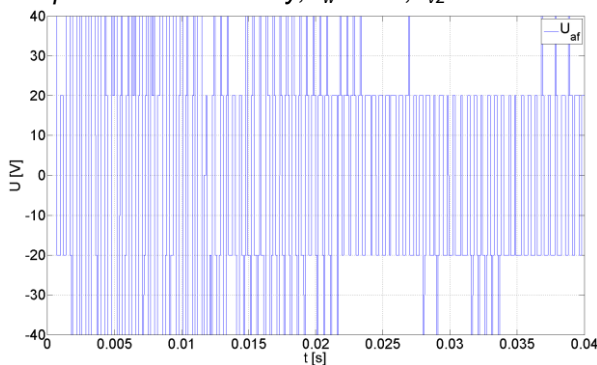
Na grafech na Obr. 2.34 až Obr. 2.39 jsou znázorněny průběhy proudů, fázových napětí zátěže a frekvenčních spekter napětí pro požadovaný proud o amplitudě 25 A a frekvenci 50 Hz pro modifikovanou minimalizační funkci frekvenčním filtrem. Průběhy jsou vykresleny pro vzorkovací frekvence 10 a 33 kHz.



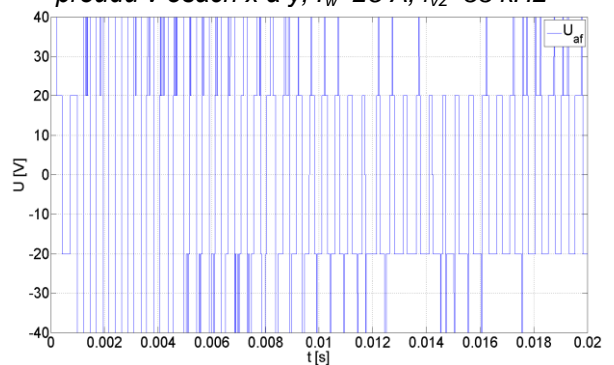
Obr. 2.34 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_w=25$ A, $f_{vz}=10$ kHz



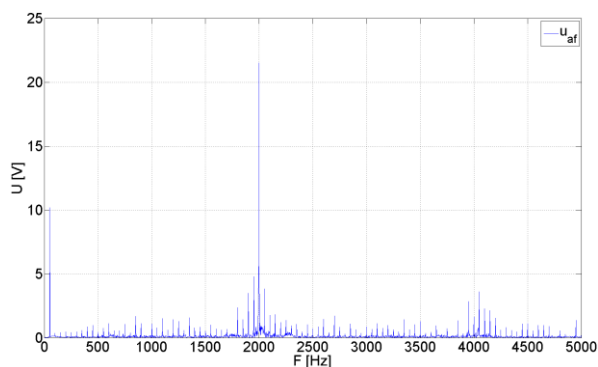
Obr. 2.35 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_w=25$ A, $f_{vz}=33$ kHz



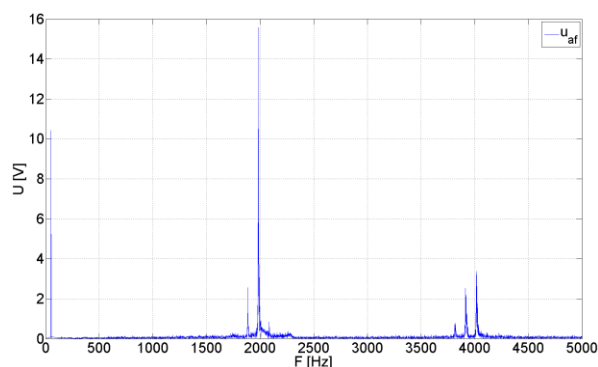
Obr. 2.36 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_w = 25$ A, $f_{vz} = 33$ kHz



Obr. 2.37 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_w = 25$ A, $f_{vz} = 33$ kHz



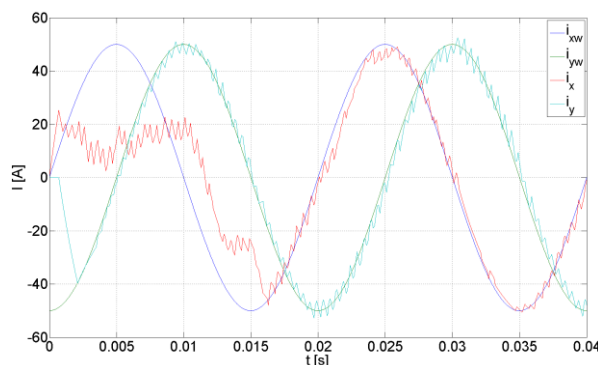
Obr. 2.38 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_w = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 33 \text{ kHz}$



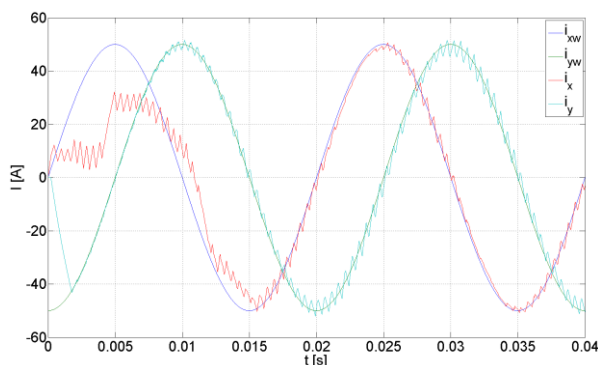
Obr. 2.39 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_w = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 33 \text{ kHz}$

Z napěťových spekter je jasně patrné soustředění spektrálních čar v blízkosti zadržovaného pásma navrženým frekvenčním filtrem a jeho násobcích. Výrazně se zde projevuje velikost požadovaného proudu, kdy za použití této metody dochází k nárůstu některých vyšších harmonických složek nad velikost 1. harmonické. Velikost vyšších harmonických složek je závislá na požadovaném proudu.

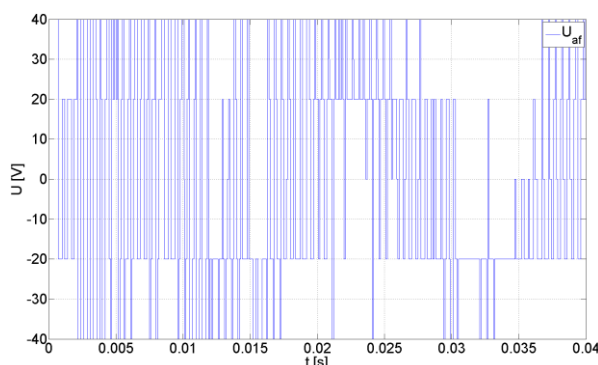
Na grafech na Obr. 2.40 až Obr. 2.45 jsou znázorněny průběhy proudů, fázových napětí zátěže a frekvenčních spekter napětí pro požadovaný proud o amplitudě 50 A a frekvenci 50 Hz.



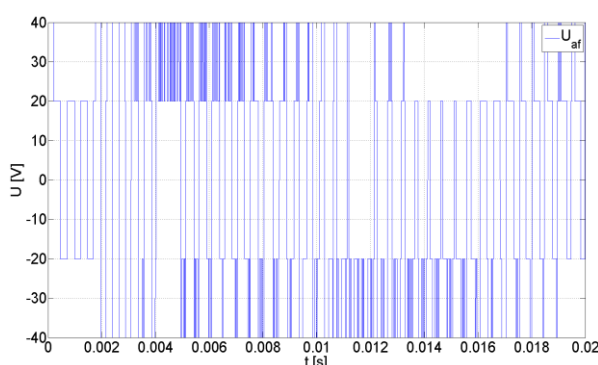
Obr. 2.40 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_w=50 \text{ A}$, $f_{vz}=10 \text{ kHz}$



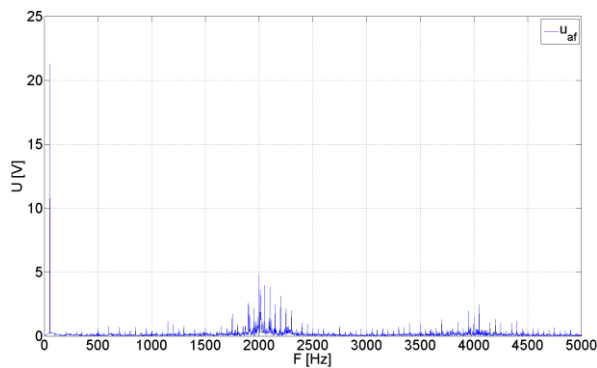
Obr. 2.41 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_w=50 \text{ A}$, $f_{vz}=33 \text{ kHz}$



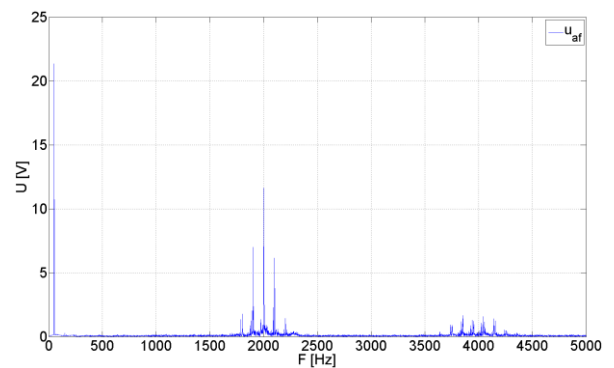
Obr. 2.42 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_w = 50 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$



Obr. 2.43 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_w = 50 \text{ A}$, $f_{vz} = 33 \text{ kHz}$



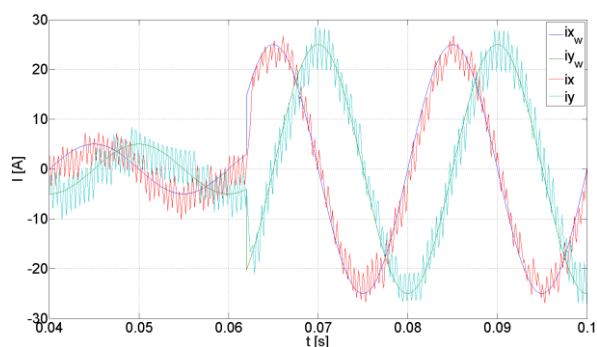
Obr. 2.44 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_w = 50 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$



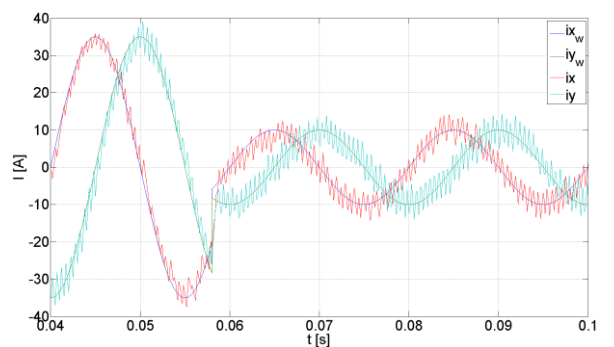
Obr. 2.45 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_w = 50 \text{ A}$, $f_{vz} = 33 \text{ kHz}$

Rovněž ve druhém případě s vyšším požadovaným proudem se napěťové spektrum rozkládá v blízkosti požadovaného pásma. V obou případech požadovaný proud při rozběhu z nulových hodnot vlivem nové modifikace minimalizační funkce zakmitává před ustálením na požadované hodnotě. To je zejména způsobeno působením frekvenčního filtru na vyhodnocování kritéria minimalizační funkce. Filtr totiž nepůsobí ihned při rozběhu z nulových počátečních podmínek, ale pracuje s několika hodnotovým zpožděním. Po několika cyklech však dochází k vyrovnání tohoto zpoždění. Teoreticky by se dalo odstranit vhodným nastavením počátečních hodnot filtru, nebo v první chvíli po startu měniče nepoužívat filtraci.

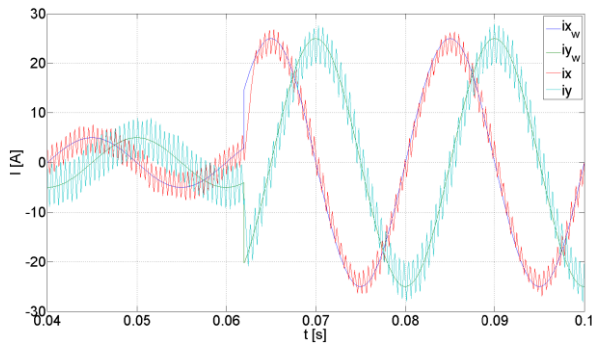
Grafy na Obr. 2.46 a Obr. 2.47 zachycují dynamické chování systému při vzorkovací frekvenci 10 kHz. Obr. 2.46 zobrazuje systém při skokové změně proudu z 5 na 25 A a Obr. 2.47 zachycuje skokovou změnu amplitudy požadovaného proudu z 35 na 10 A. Obr. 2.48 a Obr. 2.49 zachycují totéž, ale pro vzorkovací frekvenci 33 kHz.



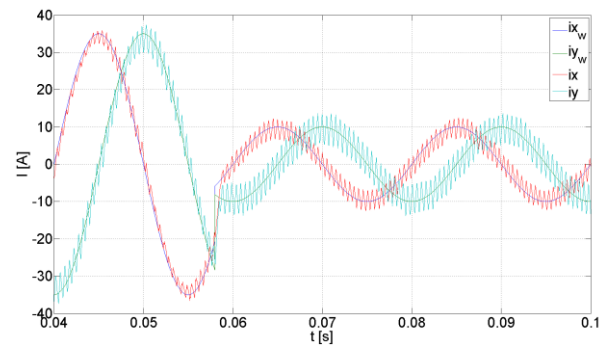
Obr. 2.46 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y , $I_{mw} = 5 - 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$



Obr. 2.47 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y , $I_{mw} = 35 - 10 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$



Obr. 2.48 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 5 - 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 33 \text{ kHz}$



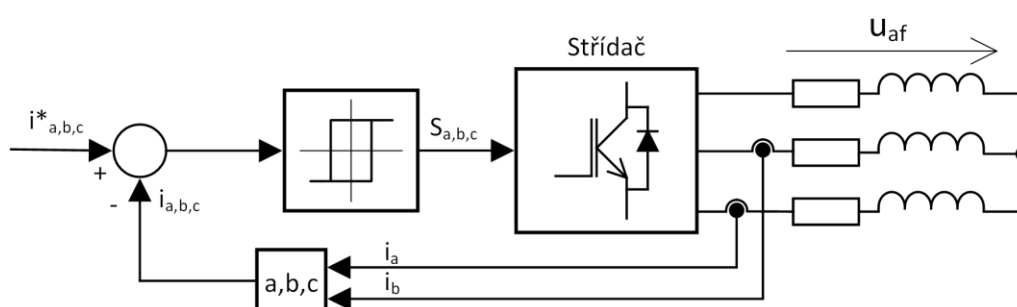
Obr. 2.49 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 35 - 10 \text{ A}$, $f_{vz} = 33 \text{ kHz}$

Se změnou vzorkovací frekvence se mění zvlnění proudu nevýznamně. Skutečný proud se ve všech případech ustálil na nové požadované hodnotě do 0,5 ms.

3 Srovnání algoritmů v ustálených i přechodových dějích

K porovnání dvou výše zmíněných způsobů prediktivního řízení s řízením s PI regulátorem proudu a PWM a dvouhodnotovým řízením byl rovněž využit program Matlab. Realizace obou způsobů je odvozena z kapitol 1.2.2 a 1.2.3.

Dvouhodnotové řízení nevyžaduje ke své realizaci regulátor, pouze vhodně zvolit šířku hysterezního pásma proudu Δi . V simulačním modelu byla odchylka nastavena jako $\Delta i = \frac{I_{mw}}{50}$ a vzorkovací frekvence je rovna 10 kHz.

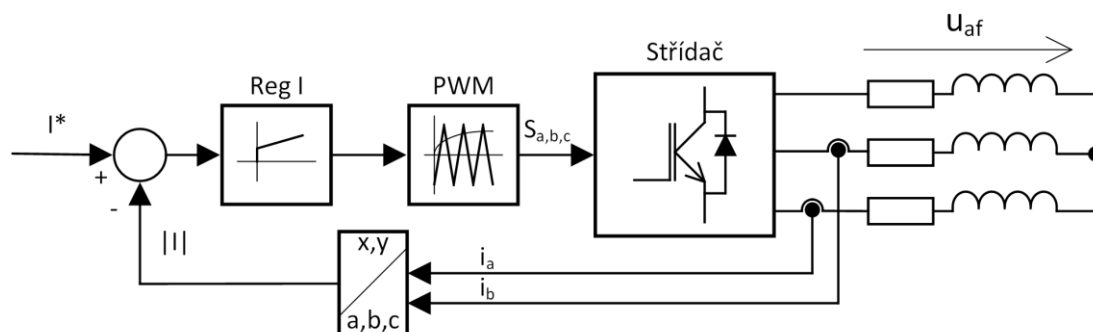


Obr. 3.1 - Blokové schéma dvouhodnotového řízení proudu

PWM řízení vyžaduje ke své realizaci regulátor proudu. Pro návrh regulátoru proudu pro RL zátěž byla využita metoda logaritmických frekvenčních charakteristik. Bezpečnost ve fázi byla zvolena 72° z důvodu velké rezervy. PI regulátor byl do kódu přepsán dle následující rovnice [11]:

$$u_r(k) = K_{reg} \varepsilon(k) + \frac{K_{reg}}{T_{reg}} \Delta t \sum_{i=0}^{k-1} \varepsilon(i). \quad (3.1)$$

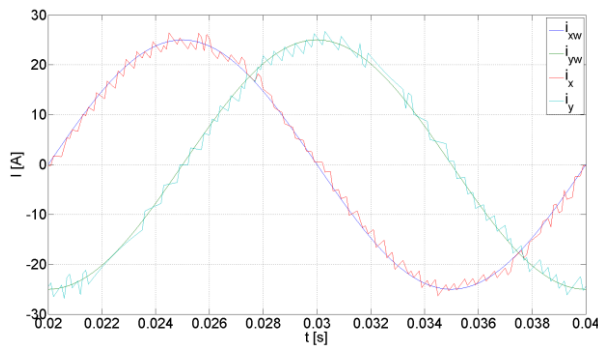
Frekvence PWM je nastavena na 2 kHz.



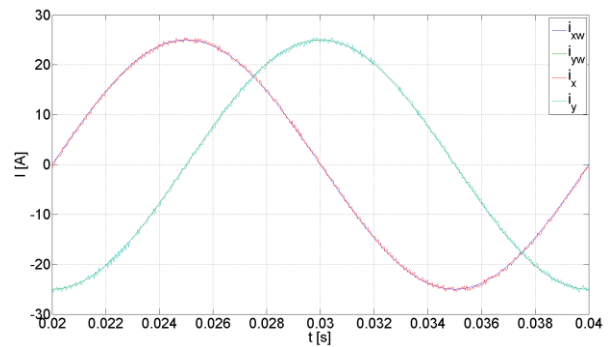
Obr. 3.2 - Blokové schéma řízení proudu s PI regulátorem a PWM.

3.1 Ustálené stavy

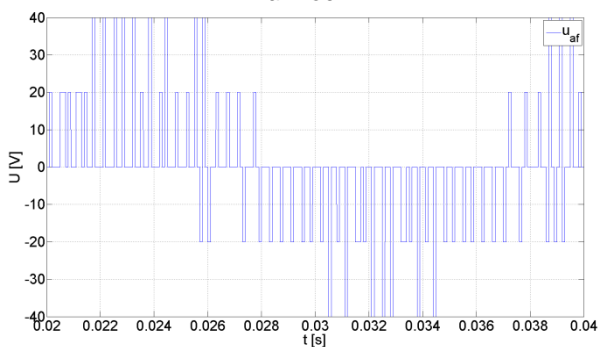
Následující grafy slouží k porovnání výsledného proudu a napětí a rozložení frekvenčních spekter fázového napětí zátěže každé z uvedených metod řízení. *Obr. 3.3 až Obr. 3.8* zobrazují základní variantu FCS-MPC při vzorkovacích frekvencích 10 a 33 kHz. Na první pohled je znát rozdíl ve zvlnění proudu. S vyšší vzorkovací frekvencí opět klesá zvlnění proudu, ale roste spínací frekvence. Lze si všimnout, že s vyšší vzorkovací frekvencí je vyšší počet pulzů v průběhu fázového napětí zátěže, což odpovídá vyšší spínací frekvenci.



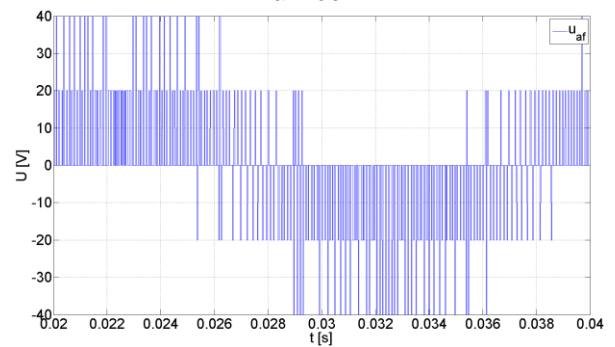
Obr. 3.3 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 25$ A, $f_{vz} = 10$ kHz - prediktivní řízení bez modifikované minimalizační funkce



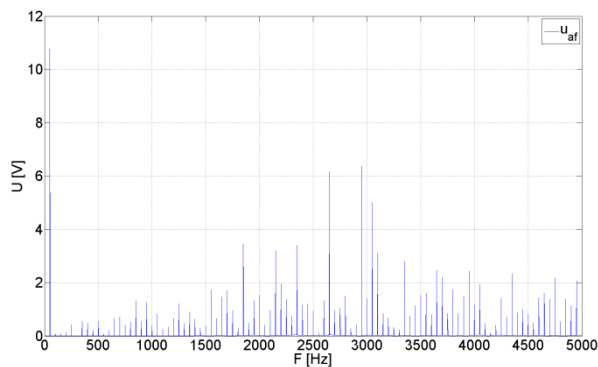
Obr. 3.4 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 25$ A, $f_{vz} = 33$ kHz - prediktivní řízení bez modifikované minimalizační funkce



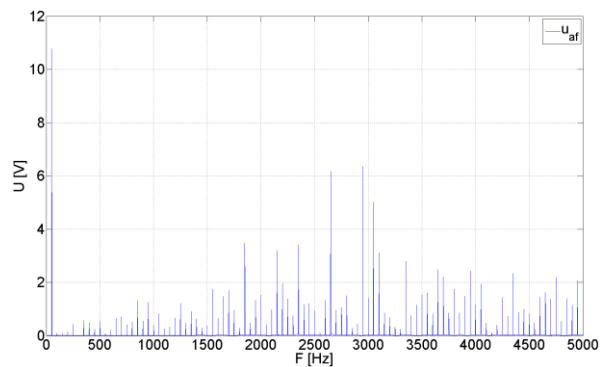
Obr. 3.5 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25$ A, $f_{vz} = 10$ kHz - prediktivní řízení bez modifikované minimalizační funkce



Obr. 3.6 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25$ A, $f_{vz} = 33$ kHz - prediktivní řízení bez modifikované minimalizační funkce

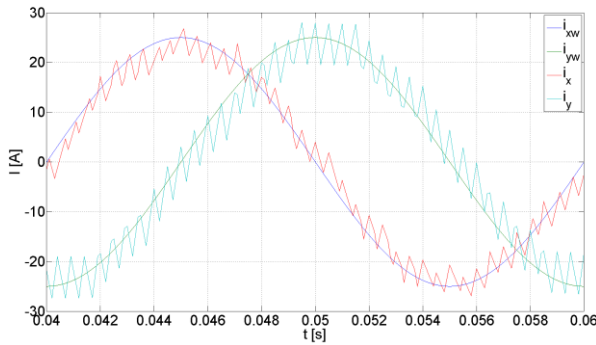


Obr. 3.7 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_w = 25$ A, $f_{vz} = 10$ kHz - prediktivní řízení bez modifikované minimalizační funkce

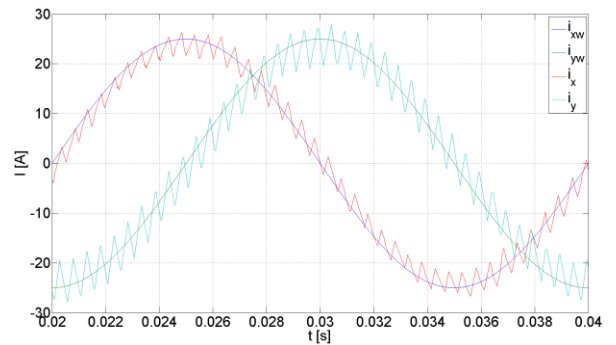


Obr. 3.8 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_w = 25$ A, $f_{vz} = 33$ kHz - prediktivní řízení bez modifikované minimalizační funkce

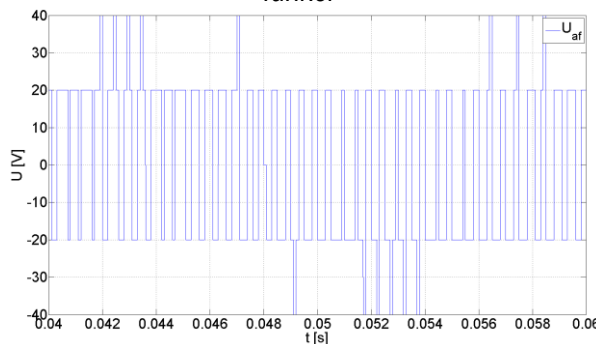
Na Obr. 3.9 až Obr. 3.14 jsou vykresleny průběhy pro FCS-MPC s modifikovanou minimalizační funkcí. Tato metoda je poněkud složitější na výpočet, ale umožňuje přizpůsobit rozložení frekvenčního spektra dle požadavků. Zvlnění proudů jsou téměř totožná. V obou případech jsou spektrální čáry soustředěny v blízkosti pásma navrženého frekvenčního filtru. Rozdíl mezi vzorkovací frekvencí 10 a 33 kHz je nejzřetelnější v průbězích fázového napětí zátěže na Obr. 3.11 a Obr. 3.12.



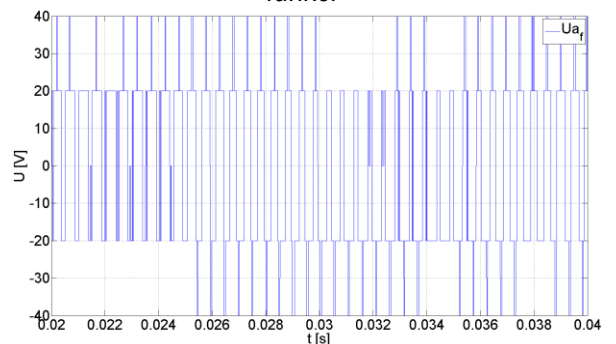
Obr. 3.9 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$ - prediktivní řízení s modifikovanou minimalizační funkcí



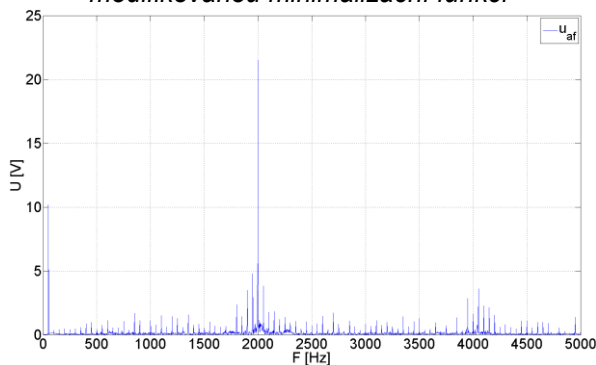
Obr. 3.10 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 33 \text{ kHz}$ - prediktivní řízení s modifikovanou minimalizační funkcí



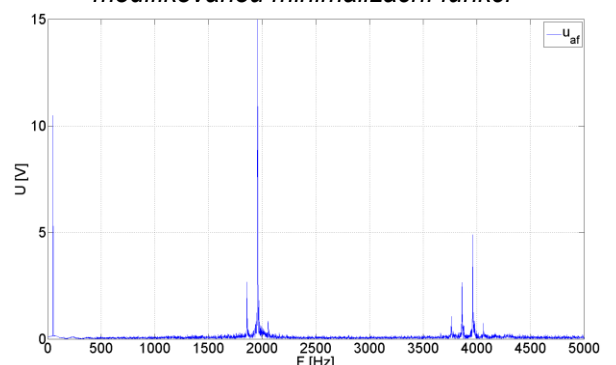
Obr. 3.11 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$ - prediktivní řízení s modifikovanou minimalizační funkcí



Obr. 3.12 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 33 \text{ kHz}$ - prediktivní řízení s modifikovanou minimalizační funkcí

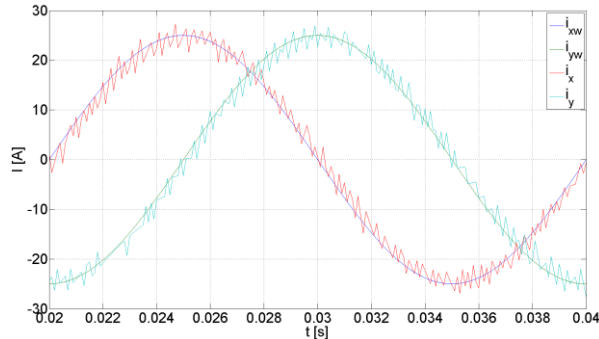


Obr. 3.13 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_w = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$ - prediktivní řízení s modifikovanou minimalizační funkcí

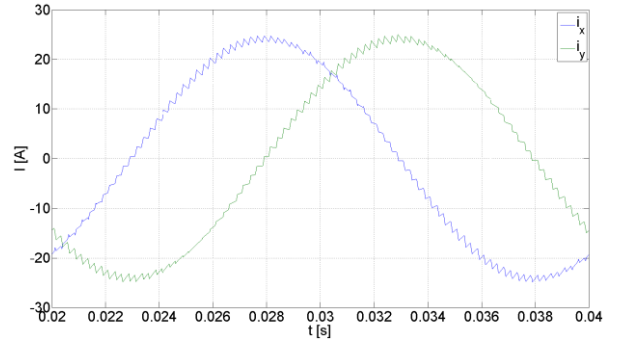


Obr. 3.14 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_w = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 33 \text{ kHz}$ - prediktivní řízení s modifikovanou minimalizační funkcí

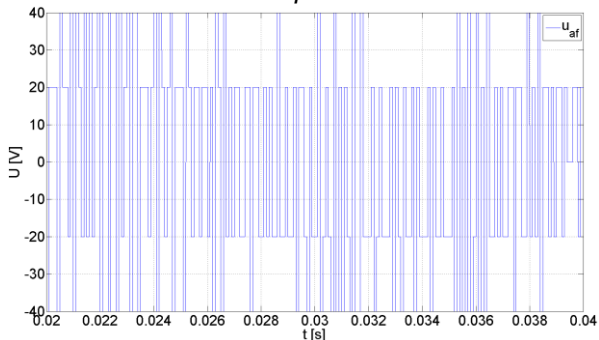
Na Obr. 3.15 a Obr. 3.20 jsou vykresleny průběhy pro dvouhodnotové řízení proudu a řízení proudu s PI regulátorem a PWM. Metoda s PWM má rozložené frekvenční spektrum okolo f_p a jejích násobcích. Dvouhodnotové řízení má rozložené frekvenční spektrum v oblasti převažujících spínacích frekvencí.



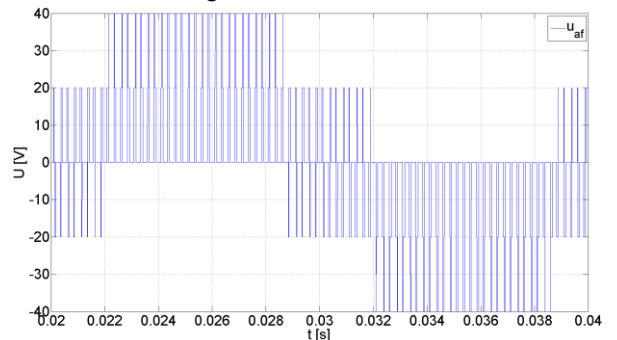
Obr. 3.15 - Průběh skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$ - dvouhodnotové řízení proudu



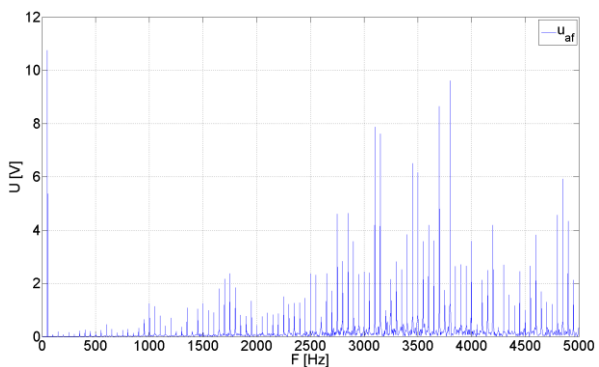
Obr. 3.16 - Průběh skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_p = 2 \text{ kHz}$ - Řízení proudu s PI regulátorem a PWM



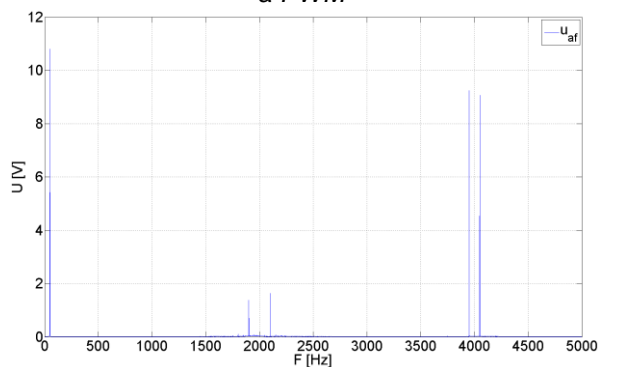
Obr. 3.17 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$ - dvouhodnotové řízení proudu



Obr. 3.18 - Průběh fázového napětí zátěže, $I_{mw} = 25 \text{ A}$, $f_p = 2 \text{ kHz}$ - Řízení proudu s PI regulátorem a PWM



Obr. 3.19 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_w = 25 \text{ A}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$ - dvouhodnotové řízení proudu



Obr. 3.20 - Frekvenční spektrum fázového napětí zátěže, $I_w = 25 \text{ A}$, $f_p = 2 \text{ kHz}$ - Řízení proudu s PI regulátorem a PWM

Ze všech použitých metod nejmenšího zvlnění proudu dosahuje prediktivní řízení bez modifikované minimalizační funkce. Ovšem tato vlastnost je zaplácena širokým napěťovým spektrem a vysokou spínací frekvencí, která způsobuje vysoké spínací ztráty, jak je uvedeno v kapitole 1.1.3. Velmi výhodně se projeví při vyšších požadovaných proudech snížení

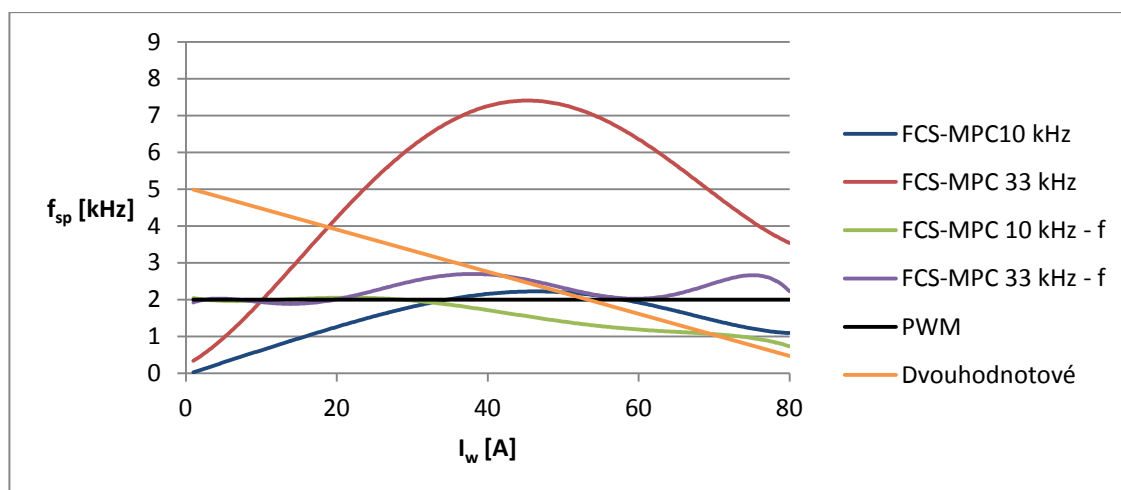
vzorkovací frekvence z 33 kHz na 10 kHz. Tímto krokem dojde k poklesu spínací frekvence na méně jak třetinu.

Z pohledu spínacích ztrát se jako nejhorší metoda jeví dvouhodnotové řízení proudu a základní FCS-MPC při $f_{vz} = 33$ kHz. Spínací frekvence dosahuje téměř dvojnásobku u dvouhodnotového řízení a 2,5 násobku u základního FCS-MPC při $f_{vz} = 33$ kHz na rozdíl od dvou zbývajících metod. PWM řízení a FCS-MPC s modifikovanou minimalizační funkcí dosahují nejnižších spínacích frekvencí a tím i spínacích ztrát.

Tab. 3-1 - Tabulka závislosti způsobu řízení na spínací frekvenci

Způsob řízení	Parametry	Spínací frekvence
Prediktivní řízení bez modifikované minimalizační funkce	$f_{vz} = 10$ kHz	$f_{sp} = 1,45$ kHz
	$f_{vz} = 33$ kHz	$f_{sp} = 5,1$ kHz
Prediktivní řízení s modifikovanou minimalizační funkcí	$f_{vz} = 10$ kHz	$f_{sp} = 2$ kHz
	$f_{vz} = 33$ kHz	$f_{sp} = 2,1$ kHz
Dvouhodnotové řízení	$f_{vz} = 10$ kHz	$f_{sp} = 3,6$ kHz
PWM řízení	$f_p = 2$ kHz	$f_{sp} = 2$ kHz

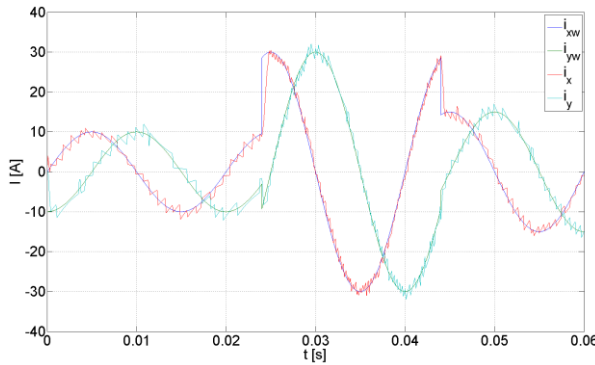
K celkovému porovnání závislosti spínací frekvence na požadovaném proudu slouží graf na Obr. 3.21. Spínací frekvence s PWM modulací je konstantní. Tato vlastnost vyplývá ze samotného principu, kde platí vztah $f_p = f_{sp}$. Spínací frekvence při dvouhodnotovém řízení s rostoucím požadovaným proudem lineárně klesá. FCS-MPC bez modifikované minimalizační funkce je aproximována parabolami. Analogicky s vyšší vzorkovací frekvencí roste i spínací frekvence. Při vzorkovací frekvenci 33 kHz se spínací frekvenci blíží k hranici 8 kHz. Naopak spínací frekvence s filtrací v minimalizační funkci při 33 kHz se pohybuje v pásmu od 2 do 2,9 kHz. Při vzorkovací frekvenci 10 kHz je pásmo mezi 1 a 2 kHz.



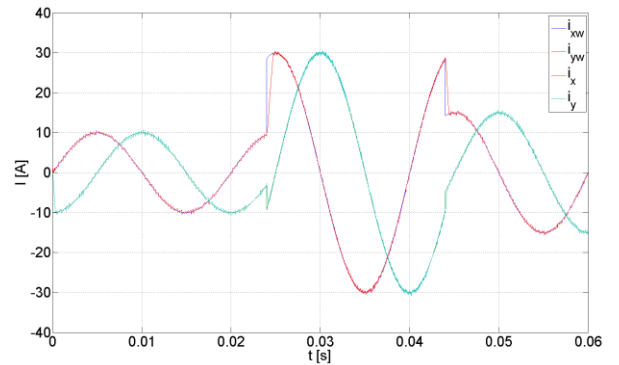
Obr. 3.21 - Graf závislosti spínací frekvence na požadovaném proudu

3.2 Přechodové děje

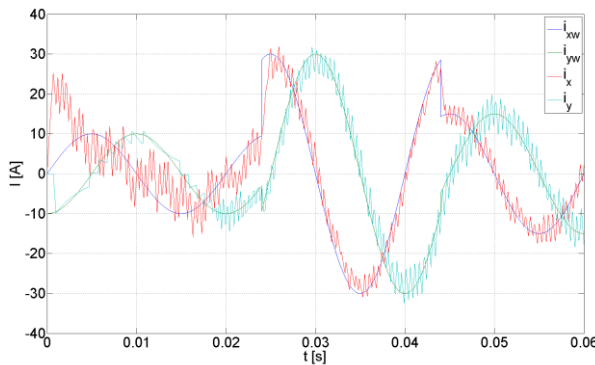
Grafy v této kapitole zobrazují, jak se jednotlivé způsoby řízení vypořádají se změnami požadovaného proudu v čase. Hodnota amplitudy požadovaného proudu v čase 0 byla rovna 10 A, v čase 0,024 s se skokově změnila na 30 A a v čase 0,044 s se změnila na 15 A.



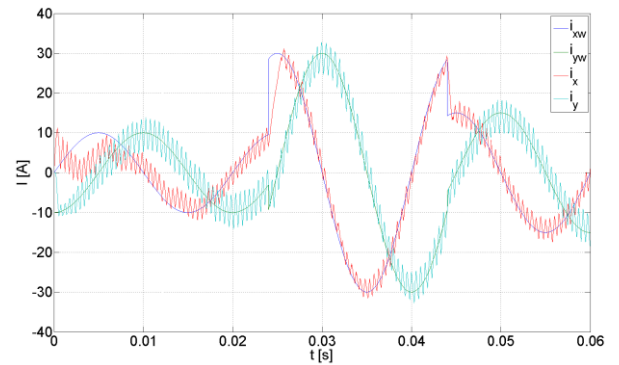
Obr. 3.22 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 10 - 30 - 15$ A, $f_{vz} = 10$ kHz - prediktivní řízení bez modifikované minimalizační funkce



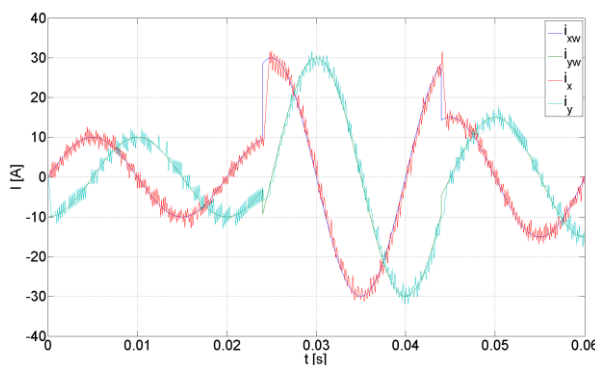
Obr. 3.23 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 10 - 30 - 15$ A, $f_{vz} = 33$ kHz - prediktivní řízení bez modifikované minimalizační funkce



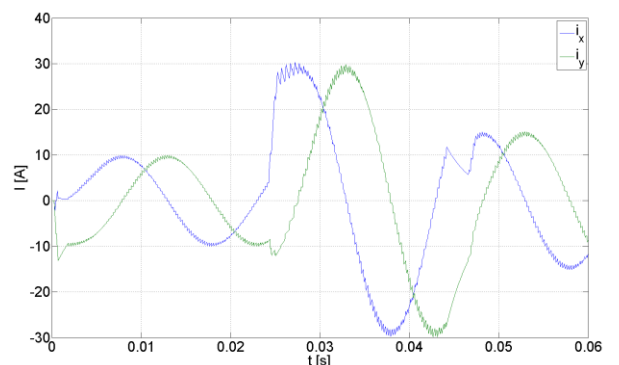
Obr. 3.24 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 10 - 30 - 15$ A, $f_{vz} = 10$ kHz - prediktivní řízení s modifikovanou minimalizační funkcí



Obr. 3.25 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 10 - 30 - 15$ A, $f_{vz} = 33$ kHz - prediktivní řízení s modifikovanou minimalizační funkcí



Obr. 3.26 - Průběh požadovaného a skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 10 - 30 - 15$ A, $f_{vz} = 10$ kHz - dvouhodnotové řízení proudu



Obr. 3.27 - Průběh skutečného proudu v osách x a y, $I_{mw} = 10 - 30 - 15$ A, $f_p = 2$ kHz - Řízení proudu s PI regulátorem a PWM

Nejnižšího zvlnění proudu dosahuje metoda FCS-MPC bez modifikace o vzorkovací frekvenci 33 kHz, ovšem opět za cenu vysokých spínacích ztrát. Výsledkem stejné metody s vzorkovací frekvencí 10 kHz je též malé zvlnění proudu, ale spínací ztráty jsou přijatelné. Řízení proudu s PI regulátorem a PWM dosahuje podobného zvlnění jako FCS-MPC s $f_{vz} = 10$ kHz. Co se týká doby odeznění přechodového děje, nejdéle trvá u řízení s PWM a PI regulátorem proudu a FCS-MPC s modifikovanou minimalizační funkcí, a to v rámci 2 ms, ostatní metody odeznívají do 1 ms. Dvouhodnotové řízení proudu reaguje na změny požadovaného proudu také s malým zpožděním, ale s vyšším zvlněním proudu a spínacími ztrátami. FCS-MPC s modifikovanou minimalizační funkcí reaguje na změny požadovaného proudu v některých případech podobně jako klasické FCS-MPC a dvouhodnotové řízení, ale s výraznějším zvlněním proudu dané zvoleným pásmem zádržnosti filtru.

Při nárůstu proudu z nulových hodnot nastává problém vlivem filtrace proudu. Filtr nepůsobí ihned při startu regulace, ale až po naplnění své vyrovnávací paměti (angl. buffer). Teoreticky by se tento problém dal odstranit vhodným naplněním bufferu filtru, nebo v první chvíli po startu měniče používat regulaci bez filtrace.

Obě metody FCS-MPC s implementovaným frekvenčním filtrem vykazují srovnatelné zvlnění proudu. Při použití $f_{vz} = 10$ kHz s rostoucím požadovaným proudem spínací frekvence klesá. Přechodné děje jsou srovnatelné vyjma startu regulace. S vzorkovací frekvencí 33 kHz dojde k nárůstu spínacích ztrát a v závislosti na požadovaném proudě se pohybují v pásmu od 2 do 2,9 kHz.

4 Implementace na laboratorním prototypu

V této kapitole jsou uvedeny průběhy proudů pro základní FCS-MPC řízení s reálnou RL zátěží. Měření bylo uskutečněno v laboratoři na vývojovém kitu s procesorem TMS320F28335 od Texas Instruments (TI) s taktovací frekvencí 150 MHz a s výpočty prováděnými v plovoucí řádové čárce. Programování procesoru probíhalo s využitím programu Matlab/Simulink. Texas Instruments dává k dispozici funkční bloky pro své procesory k programování vlastních mikroprocesorů pomocí prostředí Simulink. Tato metoda se nazývá jako „Rapid Prototyping“. Princip spočívá ve vytvoření modelu v Simulinku, který se následně překladačem přeloží do kódu jazyka C. Není tedy nutné pracovat přímo s kódem v jazyce, ale pouze s modelem v Simulinku, který může být pro rychlý návrh aplikace přehlednější. Vygenerovaný kód je přeložitelný ve vývojovém prostředí od TI s názvem Code Composer Studio (CCS). Přes CCS se nahraje přeložený program do procesoru. K dispozici je také možnost ladění programu.

4.1 Model systému v Simulinku

Parametry použité zátěže pro realizaci měření jsou uvedeny v *Tab. 4-1*.

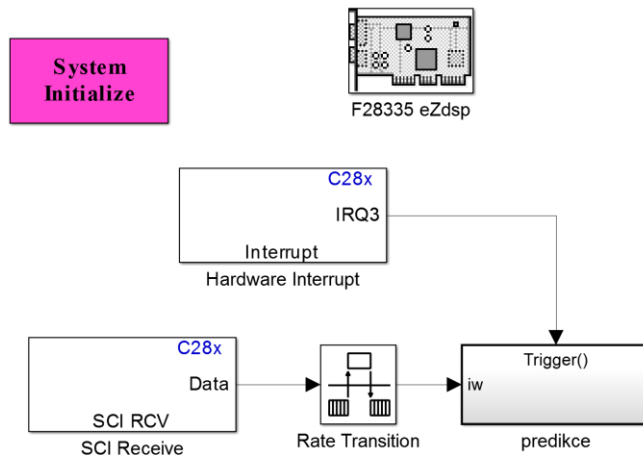
Tab. 4-1 - Parametry měřeného modelu

Napětí meziobvodu $U_d = 10 \text{ V}$

Odpor zátěže $R = 0.09 \Omega$

Indukčnost zátěže $L = 0.5 \text{ mH}$

Na *Obr. 4.1* je znázorněn nadřazený systém modelu. Blok „F28335 eZdsp“ představuje použitý procesor, kde lze nastavit základní pracovní parametry procesoru, nakonfigurovat periferie jako jsou ADC, SCI, SPI a rozdělit paměť. Přes komunikační sběrnici SCI je zasílán požadavek na amplitudu fázového proudu. V bloku „Hardware Interrupt“ je nakonfigurováno přerušování od čítače PWM po uplynutí periody a následně spuštění subsystému neboli obsluha přerušování pojmenovaná „predikce“.

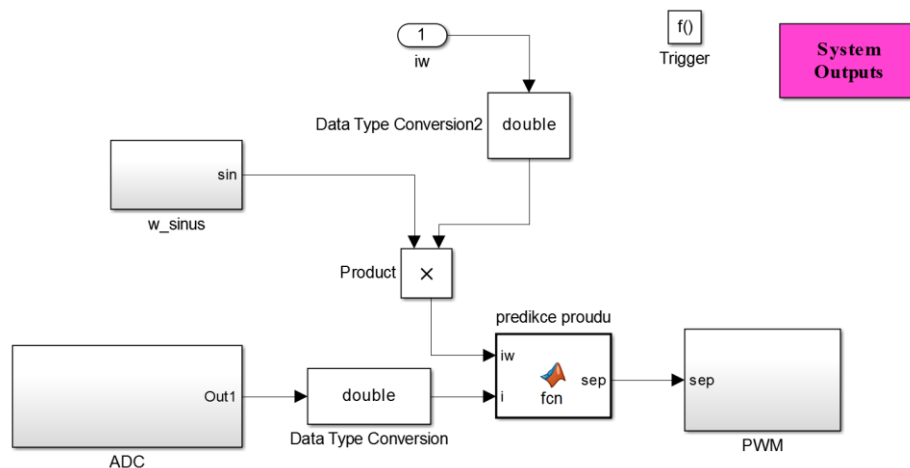


Obr. 4.1 - Model systému v Simulinku - nadřazený systém

Na Obr. 4.2 je zobrazen subsystém predikce. Po vyvolání přerušení od PWM je přečtena velikost požadované amplitudy proudu z SCI. Výstupem bloku „w_sinus“ jsou 3 sinusové signály požadovaného signálu s amplitudou jedna. Ty jsou následně vynásobeny amplitudou požadovaného proudu. Vstupem do bloku „predikce proudu“ je požadovaný proud a skutečná hodnota změřeného proudu z ADC převodníku ve fázi *a* a *b* a změřené napětí v meziobvodu střídače. Proud fáze *c* je v bloku dopočten dle rovnice:

$$i_a + i_b + i_c = 0. \tag{4.1}$$

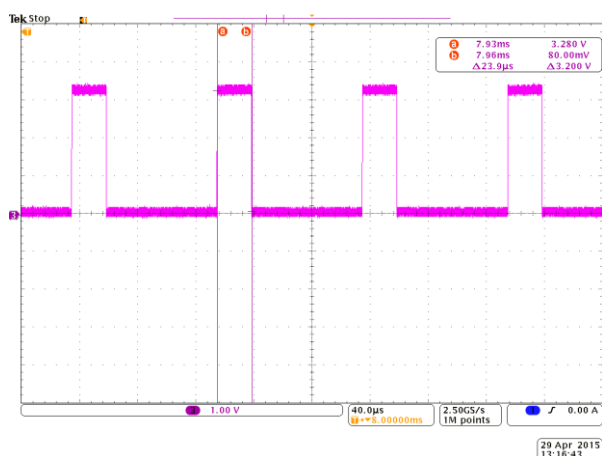
Výstupem z bloku predikce proudu je vektor sepnutí pro jednotlivé prvky střídače. Spínání prvků je řešeno přes „PWM“ blok, protože nebyl k dispozici přímý přístup na prvky střídače. Do PWM je tedy zadávána maximální hodnota nebo hodnota nula, kterým odpovídají sepnutí nebo vypnutí prvku střídače. V bloku „System Outputs“ je nastavován na počátku výpočtu diagnostický pin na hodnotu jedna a po dokončení výpočtu je nastaven do nuly. Pomocí tohoto pinu byla měřena doba výpočtu obsluhy přerušení.



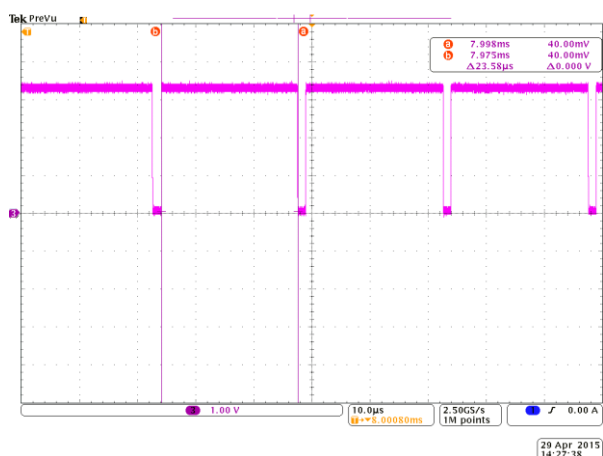
Obr. 4.2 - Model systému v Simulinku - subsystém

4.2 Výsledek měření

Na Obr. 4.3 je vykreslen průběh z osciloskopu znázorňující změřenou délku výpočtu predikce při $f_{vz} = 10$ kHz. Změřená délka výpočtu odpovídá přibližně $24 \mu\text{s}$. Při vzorkovací frekvenci 10 kHz je to zhruba čtvrtina celkového času. Pro porovnání doby výpočtu vůči periodě přerušení slouží Obr. 4.4 pro $f_{vz} = 40$ kHz. Z průběhu je znát, že při vyšší vzorkovací frekvenci jak 40 kHz by systém přestal regulovat proud, protože před dokončením výpočtu by vždy nastalo nové přerušení, a tak by nedošlo k regulačnímu zásahu. Také zde není žádná časová rezerva pro případné rozšíření systému.

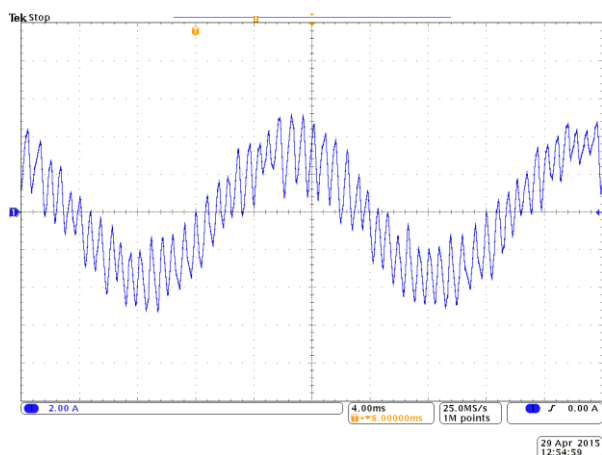


Obr. 4.3 - Změřená délka výpočtu algoritmu predikce, $f_{vz} = 10$ kHz

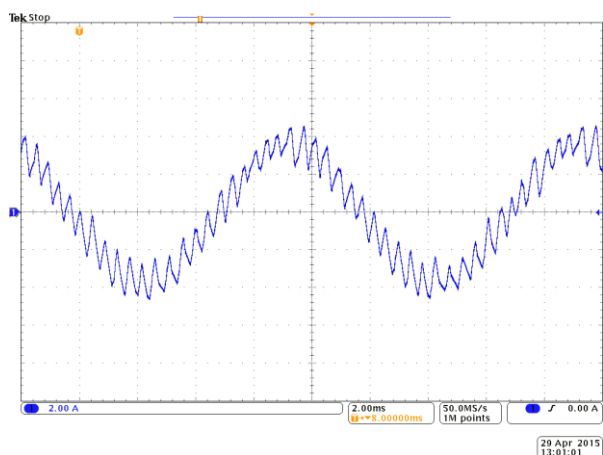


Obr. 4.4 - Změřená délka výpočtu algoritmu predikce, $f_{vz} = 40$ kHz

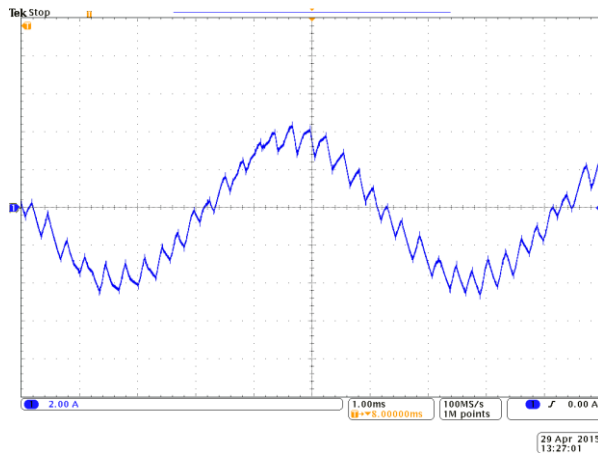
Na obrázku Obr. 4.5 je vykreslen průběh proudu při vzorkovací frekvenci 10 kHz a požadované amplitudě proudu 4 A. S touto vzorkovací frekvencí dosahuje změřený proud vysokého zvlnění. Na Obr. 4.5 až Obr. 4.8 jsou zobrazeny naměřené průběhy z osciloskopu rovněž pro amplitudu požadovaného proudu 4 A, ale pro vzorkovací frekvence 20, 33 a 40 kHz. S rostoucí vzorkovací frekvencí je vidět pokles zvlnění proudu.



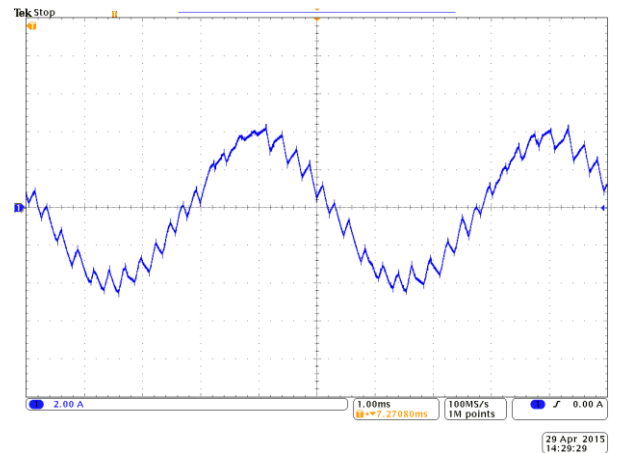
Obr. 4.5 - Průběh změřeného proudu ve fázi a při $I_{mw} = 4$ A, $f_{vz} = 10$ kHz



Obr. 4.6 - Průběh změřeného proudu ve fázi a při $I_{mw} = 4$ A, $f_{vz} = 20$ kHz



Obr. 4.7 - Průběh změřeného proudu ve fázi *a* při $I_{mw} = 4 \text{ A}$, $f_{vz} = 33 \text{ kHz}$



Obr. 4.8 - Průběh změřeného proudu ve fázi *a* při $I_{mw} = 4 \text{ A}$, $f_{vz} = 40 \text{ kHz}$

Nejnižšího zvlnění proudu bylo dosaženo při vzorkovací frekvenci 40 kHz. U nižších vzorkovacích frekvencí platí nepřímá úměra, kde s klesající f_{vz} roste zvlnění proudu. Nevýhodně se jeví růst spínací frekvence z hlediska spínacích ztrát, které uvádí *Tab. 4-2*.

Tab. 4-2 - Tabulka závislosti vzorkovací frekvence na spínací frekvenci

Vzorkovací frekvence [kHz]	Spínací frekvence [kHz]
10	1,45
20	2,15
33	3,3
40	4,17

Závěr

Úvodní část práce obsahuje popis třífázového napětového střídače. Jsou zde uvedeny vztahy pro fázová napětí střídače a zátěže a vztahy pro sdružená napětí zátěže. Vztahem pro rozsah úhlu sepnutí Ψ jsou objasněna omezení pro spínání jednotlivých součástí střídače. Navazuje kapitola, ve které je popsán výpočet spínacích ztrát součástí používaných v napětových střídačích.

V navazujících kapitolách je stručně objasněna transformace na prostorový vektor. Prostorové vektory se následně využívají v souvislosti s řízením proudu s PI regulátorem s PWM a obou variantách FCS-MPC. Pokračuje popis principů PWM řízení a dvouhodnotového řízení proudu.

V úvodu druhé kapitoly je popsán obecný princip a různé varianty prediktivního řízení. V další části je věnována pozornost typu FCS-MPC. Následuje odvození matematického modelu s diskretizací podle Eulerovy metody pro realizaci simulací v diskrétním čase. Vlastní algoritmus je popsán pomocí vývojového diagramu společně s rovnicí, podle které bude vyhodnocována minimalizační funkce. Podle blokového schématu prediktivního řízení je vysvětlena funkce regulační struktury.

Následuje řada výsledků ze simulací. Nejprve je ověřena závislost zvlnění proudu na velikosti vzorkovací frekvence při velikosti amplitudy požadovaného proudu 5 a 25 A. Tato závislost je následně vynesena do grafu. Je zde upozorněno na nevýhodné rozložení frekvenčních spekter napětí a jejich negativa na systém. Poté je sledována odezva systému na skokové změny proudu z 5 A na 25 A a z 35 A na 10 A. V obou případech se systém ustálil na nové hodnotě do 0,5 ms. Nižší vzorkovací frekvence než 3,663 kHz při požadované amplitudě proudu 5 A ukazuje, kdy regulace systému nedosahuje smysluplných výsledků, protože dochází ke stavu, kdy minimalizační funkce vyhodnocuje stále stejnou kombinaci sepnutí prvků střídače.

Modifikací minimalizační funkce pomocí navrženého frekvenčního filtru jsou zredukovány negativní vlivy frekvenčních spekter. Vlivem působení filtru typu pásmová zádrž dochází k soustředění spektrálních čar v okolí zadržovaného pásma. Dále jsou přidány simulační výsledky o stejných parametrech jako v případě bez modifikované minimalizační

funkce. Délka přechodných dějů je některých případech srovnatelná se základním FCS-MPC. Při rozběhu z nulových hodnot se projevuje kmitání proudu vlivem frekvenčního filtru, který pracuje s několika hodnotovým zpožděním.

Další kapitola obsahuje srovnání simulačních výsledků při různých typech řízení. První je srovnání z hlediska ustálených stavů. Nejmenšího zvlnění proudu dosáhlo základní FCS-MPC, ale za cenu vysoké spínací frekvence až 7 kHz a nežádoucího rozložení frekvenčního spektra. Dvouhodnotové řízení vykazuje rovněž vysoké spínací frekvence až 5 kHz, nežádoucí rozložení frekvenčního spektra a také vyšší zvlnění proudu. Ze všech uvedených metod v tomto směru dopadlo nejhůře. Řízení proudu s PI regulátorem a PWM vykazuje nízké zvlnění, konstantní spínací frekvence a vlivem toho se spektrální čáry vyskytují okolo frekvence spínání a jejich násobků. FCS-MPC s implementovanou filtrací vykazuje vyšší zvlnění proudu. Naproti tomu je frekvenční spektrum rozloženo v blízkosti zádržného pásma frekvenčního filtru a jeho násobcích. Spínací ztráty oproti základnímu FCS-MPC a dvouhodnotovému řízení nedosahují tak vysokých hodnot a pohybují se v pásmu od 2 – 2,9 kHz. Z hlediska dynamického srovnání se většina metod ustálila na nových hodnotách do 1 ms, zatímco řízení s PI regulátorem a PWM do 2 ms. U FCS-MPC s modifikovanou minimalizační funkcí došlo k ustálení do 2 ms, v některých případech i srovnatelně s základním FCS-MPC.

V poslední kapitole je, nad rámec zadání práce, ověřena funkce základního FCS-MPC algoritmu na laboratorním prototypu systému se střídačem a RL zátěží. Z oscilogramů je opět vidět pokles zvlnění proudu s rostoucí vzorkovací frekvencí, čemuž odpovídá i nárůst spínacích ztrát. V návaznosti s tím je změřena délka výpočtu algoritmu a nalezeno omezení pro maximální vzorkovací frekvenci na hodnotách kolem 40 kHz.

V práci bylo dosaženo všech cílů zmíněných v úvodu.

Perspektivní směry dalšího výzkumu:

- Modifikace a implementace algoritmu pro řízení střídavého motoru.
- Rozšíření výpočtu minimalizační funkce o snížení spínacích ztrát prvků střídače.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] KŮS, Václav: *Elektrické pohony a výkonová elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2006. ISBN 80-7043-422-8
- [2] VONDRÁŠEK, František: *Výkonová elektronika, svazek 3*. 2. rozš. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2003, 267 s. ISBN 80-708-2980-X
- [3] JAVŮREK, Jiří: *Regulace moderních elektrických pohonů*. 1. vydání. Praha 7: Grada Publishing, a.s., 2003. 264 s. ISBN 90-247-0507-9
- [4] VONDRÁŠEK, F.; LANGHAMMER, J.; MĚSÍČEK, J.; MOLNÁR, J.; PEROUTKA, A.: *Projektování výkonových polovodičových měničů – vybrané stati*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2008. ISBN 978-80-7043-653-0
- [5] ZEMAN, K.; PEROUTKA, Z.; JANDA, M.: *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2007. ISBN 978-80-7043-350-8
- [6] RODRÍGUEZ, J.; CORTÉS, P.: *Predictive control of Power Converters and Electrical Drives*. IEEE, 2012. ISBN 978-1-119-96398-1
- [7] ARNE, L.; RAHUL, K.; KENNEL, R.; STOLZE, P.: *Model-Based Predictive Control of Electric Drives*. Munich, 2010
- [8] TŮMA, F.: *Automatické řízení 2*. 1. vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2000. 184 s. ISBN 80-7082-698-3
- [9] CORTÉS, P.; RODRÍGUEZ, J.; QUEVEDO, D.; SILVA, C.: *Predictive Current Control Strategy With Imposed Load Current Spectrum*. IEEE, 2008
- [10] DAVÍDEK, V.; LAIPERT, M.; VLČEK, M.: *Analogové a číslicové filtry*. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2006, ISBN 80-01-03026-1
- [11] PEROUTKA, Zdeněk: *Výběr z přednášek předmětu KEV/MRP*. ZČU, 2008