

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA TECHNOLOGIÍ A MĚŘENÍ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Vývoj algoritmů pro snižování hluku měničů

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Jan ZEMAN**
Osobní číslo: **E10B0144P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komerční elektrotechnika**
Název tématu: **Vývoj algoritmů pro snižování hluku měničů**
Zadávající katedra: **Katedra technologií a měření**

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

1. Navrhněte a popište teoreticky vhodný algoritmus pro snižování hluku měniče pomocí vhodné volby spínací frekvence ve slyšitelném pásmu.
2. Vytvořte simulační model navrženého algoritmu v jazyce C.
3. Implementujte vyvinutý algoritmus do DSP a odzkoušejte na reálném výkonovém polovodičovém měniči.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **20 - 30 stran**

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

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

Vedoucí bakalářské práce:

Ing. Tomáš Glasberger, Ph.D.

Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce:

15. října 2012

Termín odevzdání bakalářské práce:

7. června 2013

Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.

děkan



Doc. Ing. Vlastimil Skočil, CSc.

vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2012

Abstrakt

Předkládaná bakalářská práce se zabývá vývojem algoritmů pro snížení hluku frekvenčních měničů. Je zde popsán vliv frekvence nosného signálu na hluk měničů a teoreticky je popsána možnost snížení tohoto hluku. Dále se práce zabývá vytvořením vhodného algoritmu pro snížení hluku těchto měničů. Vyvinutý algoritmus byl ověřen jak simulacemi, tak i měřením na laboratorním pohonu s asynchronním motorem malého výkonu.

Klíčová slova

Pulzní šířková modulace, napětí na zátěži, spínací frekvence, napěťový střídač, můstkový usměrňovač, napěťové spektrum.

Abstract

The bachelor thesis deals with development of algorithms for noise reduction of AC-drives. It develops and describes the influence of switching frequency to the noise emitted by these converters. In the next step, the work deals with developing of an appropriate algorithm to reduce the noise of these converters. The developed algorithm has been validated by both simulations and measurements of the electric drive with an induction motor of low power.

Key words

Pulse-width modulation, Load Voltage, Switching Frequency, Voltage Source Inverter, Bridge Rectifier, Voltage Spectrum.

Prohlášení

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

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

.....

podpis

V Plzni dne 5.6.2013

Jan Zeman

Poděkování

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

Obsah

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
ÚVOD.....	10
1 VÝKONOVÉ POLOVODIČOVÉ MĚNIČE	11
1.1 USMĚRŇOVAČE	11
1.2 TROJFÁZOVÝ NEŘÍZENÝ USMĚRŇOVAČ V UZLOVÉM SPOJENÍ.....	12
1.3 STŘÍDAČE	13
1.3.1 <i>Trojfázový napěťový střídač v můstkovém zapojení</i>	<i>13</i>
1.3.2 <i>Vztahy mezi jednotlivými napětími střídače.....</i>	<i>14</i>
1.3.3 <i>Rozsah úhlu sepnutí Ψ</i>	<i>15</i>
1.3.4 <i>Způsoby řízení výstupního napětí střídačů</i>	<i>16</i>
1.3.5 <i>Pulzní šířková modulace</i>	<i>17</i>
1.4 SPÍNACÍ ZTRÁTY IGBT TRANZISTORŮ	17
2 VLIVY PWM NA STŘÍDAVÝ STROJ	20
3 SIMULAČNÍ MODEL NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE	21
3.1 SIMULACE NAPĚTÍ NA ZÁTĚŽI	21
3.2 VLIVY PARAMETRŮ ZÁTĚŽE NA HARMONICKÉ SLOŽKY FREKVENČNÍHO SPEKTRA	25
3.3 NÁHODNÁ ZMĚNA FREKVENCE NOSNÉHO SIGNÁLU PWM	28
3.4 KYVADLOVÁ ZMĚNA FREKVENCE NOSNÉHO SIGNÁLU PWM.....	29
3.5 POROVNÁNÍ NAPĚŤOVÝCH SPEKTER	31
4 IMPLEMENTACE ALGORITMU PWM DO DSP.....	34
4.1 TECHNICKÉ PARAMETRY DSP TMS320F2812	34
4.2 ÚPRAVA ALGORITMU PRO DSP.....	35
4.3 VÝSLEDKY IMPLEMENTOVANÉHO ALGORITMU.....	36
ZÁVĚR	40
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	41
PŘÍLOHY.....	1
PŘÍLOHA A	1
PŘÍLOHA B	3
PŘÍLOHA C	4

Seznam symbolů a zkratek

D_1, D_2, D_3	Diody usměrňovače
u_r, u_s, u_t	Napětí střídavých napájecích zdrojů jednotlivých fází
U_a	Střední hodnota usměrněného napětí [V]
SP_1 až SP_6	Spínací tranzistory 3 fázového napět'ového střídače
V_{01} až V_{06}	Zpětné diody 3 fázového napět'ového střídače
U_d	Střední hodnota napájecího napětí střídače
u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}	Fázová napětí střídače
u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}	Sdružená napětí střídače
u_{af}, u_{bf}, u_{cf}	Fázová napětí zátěže
Ψ	Úhel sepnutí
U_f	Napětí řídicího signálu
U_p	Napětí nosného signálu
i_a	Fázový proud
I_{SP}	Střední hodnota proudu spínacím tranzistorem
U_{SP}	Střední hodnota napětí na spínacím tranzistoru
U_{V04}	Střední hodnota napětí na zpětné diodě
i_{SP1}	Okamžitá hodnota proudu spínacím tranzistorem
t_{on}	Zapínací doba
t_{off}	Vypínací doba
s	Faktor měkkosti
Q_{rr}	Zotavovací náboj
$P_{off(AV)}$	Střední hodnota vypínacích ztrát IGBT tranzistoru
$P_{on(AV)}$	Střední hodnota zapínacích ztrát IGBT tranzistoru
$P_{Voff(AV)}$	Střední hodnota vypínacích ztrát zpětné diody
PWM.....	Pulzní šířková modulace
f_{SP}	Spínací frekvence
f_v	Výstupní frekvence střídače
DSP	Digitální signálový procesor

Úvod

Napětové střídače zaujímají v dnešní době velmi významnou roli ve výkonové elektrotechnice. Ať už jsou střídače součástí nepřímých měničů kmitočtu napájených ze střídavé sítě nebo jsou samostatně stejnosměrně napájené, je na jejich řízení kladen velký důraz. K nejběžnějším způsobům řízení těchto měničů patří pulzně šířková modulace (PWM), avšak nevhodně zvolená spínací frekvence může mít negativní vlivy na regulovaný pohon. Jedním z těchto negativních vlivů je nepříjemný hluk ve formě pískání. Tato práce se zabývá vývojem vhodného algoritmu, který zmírní subjektivní akustické účinky klasické PWM.

V této práci je teoreticky popsán princip trojfázového můstkového usměrňovače a trojfázového napětového střídače, které jsou nedílnou součástí nepřímého měniče kmitočtu. Dále je popsán vývoj simulačního modelu s klasickou i modifikovanou verzí PWM řízení v jazyce C. Posledním krokem je implementace vhodného algoritmu do digitálního signálového procesoru (DSP) na základě získaných teoretických znalostí za účelem ověření správné funkce vyvinutého algoritmu a ověření teoretických předpokladů. Všechny tyto kroky jsou vytvořeny na základě předpokládaných cílů práce:

- Teoretický návrh a popis vhodného algoritmu pro snižování hluku měniče pomocí vhodné volby spínací frekvence ve slyšitelném pásmu,
- Vytvoření simulačního modelu navrženého algoritmu v jazyce C,
- Implementace vyvinutého algoritmu do DSP a odzkoušení na reálném výkonovém polovodičovém měniči.

1 Výkonové polovodičové měniče

Obecně se jedná o zařízení na přeměnu forem energie. Z obecných elektrotechnických metod a způsobů lze jmenovat dělič napětí, transformátor nebo elektromotor. Pokud není součástí činnosti měniče mechanický pohyb, hovoříme o statickém měniči. Pokud je sestaven z polovodičových součástek, pak zařízení nazýváme výkonový polovodičový měnič.[1]

V práci jsou teoreticky popsány pouze usměrňovače a střídače, které jsou nedílnou součástí frekvenčních měničů.

Měniče se střídavou a stejnosměrnou složkou lze klasifikovat následujícím způsobem:



Obr. 1.1 - Rozdělení měničů se střídavou a stejnosměrnou složkou

Pracuje-li měnič převážně v usměrňovačovém chodu, je označován termínem usměrňovač, pracuje-li převážně ve střídačovém chodu, je označován termínem střídač. Diody jsou využívány v měničích s vnější komutací. Jejich komutace probíhá s využitím napětí na střídavé straně měniče (které je z hlediska měniče vnější). Měniče s vlastní komutací musí být osazeny říditelnými součástkami nebo musí být vybaveny vypínacími prvky. [2]

1.1 Usměrňovače

Usměrňovač je polovodičový měnič, který mění střídavý proud na stejnosměrný. Běžně patří mezi měniče s vnější komutací a jsou nejstarším druhem používaných měničů. Z hlediska použití patřily v nedávné době k nejpoužívanějším polovodičovým měničům. Aplikace byly velmi rozmanité – zdroje pro napájení stejnosměrných pohonů, trakčních pohonů, měnirny pro napájení trakčního vedení, zdroje pro napájení budicích vinutí stejnosměrných a synchronních strojů, zdroje pro elektrochemické procesy. [1]

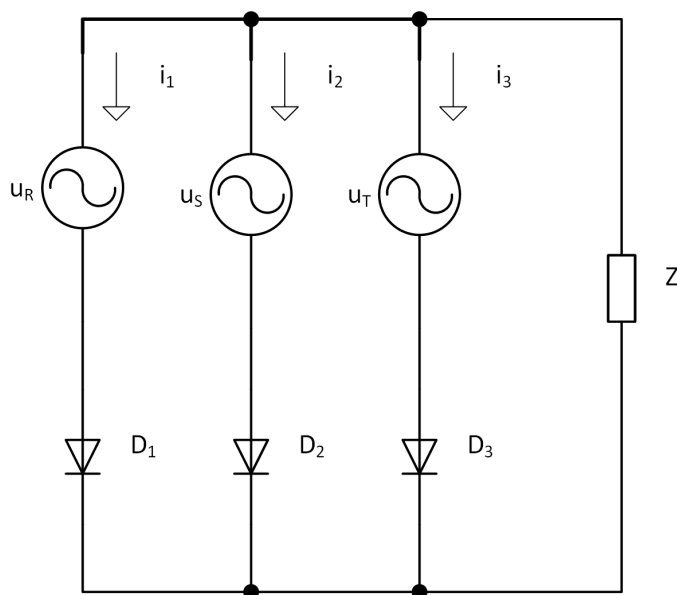
Vzhledem k masivnímu nárůstu nepřímých měničů kmitočtu využití samotných usměrňovačů klesá. Usměrňovače jsou také součástí nepřímého měniče kmitočtu, jehož řízením se tato práce zabývá. Zejména z tohoto důvodu je třeba jim věnovat patřičnou pozornost. Usměrňovače lze dělit dle několika hledisek:

- a) dle řízení: řízené
neřízené
- b) dle počtu fází: jednofázové
dvojfázové
trojfázové
m-fázové
- c) dle zapojení: uzlové
můstkové
- d) dle toku energie: energeticky jednosměrné
energeticky dvousměrné

Zdrojem střídavého napětí zpravidla bývá střídavá rozvodná síť. U měničů kmitočtu je usměrňovač připojen přímo k síti.[1]

1.2 Trojfázový neřízený usměrňovač v uzlovém spojení

Pro usměrnění větších výkonů se používají třífázové usměrňovače. Nejjednodušším zapojením je trojpolzní uzlové spojení. Princip funkce je takový: ze součástek D_1 , D_2 a D_3 (Obr. 1.2) může vést pouze ta dioda, která má nejvyšší hodnotu kladného napětí. U neřízeného usměrňovače nastává tato situace pro jednotlivé součástky v okamžiku průsečíku kladných půlvln fázových napětí (na předcházející diodě se poté objeví záporné napětí). Proud jednotlivých diod komutuje na následující diodu pod vlivem napětí sítě. Každá dioda vede proud po dobu 120° . Na zátěži bude napětí té fáze, která je diodou sepnuta. Průběhem napětí na zátěži je tedy obálka kladných průběhů napětí. [1]



Obr. 1.2 - Schéma trojfázového neřízeného usměřovače v uzlovém spojení [1]

Pro střední hodnotu usměrněného napětí na zátěži platí:

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sqrt{2} U \sin(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{2\omega} U = 1.17 U [V]. \quad (1.1)$$

Tato práce bude brát v úvahu pouze usměřovač s vnější komutací, tedy bude řízen napětím a frekvencí sítě. Výstupní napětí tohoto usměřovače nabývá pulznosti o hodnotě 3, tedy 3 diody a každá za dobu periody pouze jednou komutuje. Pulznost udává úroveň vyhlazení napětí na výstupu, čím vyšší hodnota pulznosti, tím vyšší úroveň vyhlazení napětí a vyšší střední hodnota na výstupu.

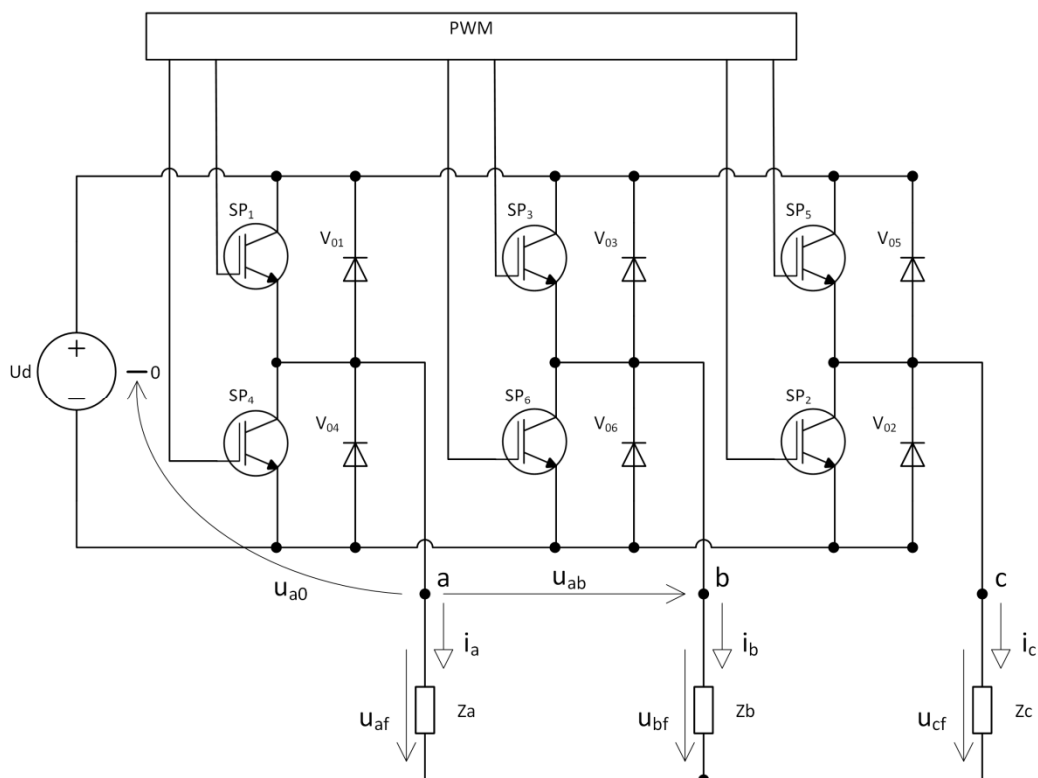
1.3 Střídače

Jejich základní funkcí je vytvoření střídavého průběhu napětí nebo proudu ze zdroje stejnosměrného. Používají se například jako koncové stupně stejnosměrného přenosu elektrické energie pro napájení důležitých střídavých spotřebičů z náhradních zdrojů (baterií). Nejvíce se však využívají v soustavě nepřímých měničů kmitočtu. [2]

1.3.1 Trojfázový napěťový střídač v můstkovém zapojení

Schéma trojfázového napěťového střídače je na Obr. 1.2. Trojfázový střídač je složen ze šesti vypínatelných součástek SP_1 až SP_6 , které jsou tvořeny převážně IGBT tranzistory. 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. nulové diody. Tyto nulové diody V_{01} až V_{06} jsou antiparalelně připojeny ke každému spínači a slouží jako tzv. zpětný usměrňovač. [3]



Obr. 1.3 - Schéma napěťového třífázového střídače s PŠM (PWM) řízením [3]

1.3.2 Vztahy mezi jednotlivými napětími střídače

V následující části je ukázán obecný odvozený vztah, se kterým je možno při jakémkoliv stavu sepnutí součástek určit napětí na zátěži. V závislosti na stavu sepnutí součástek je možno jednoduše stanovit napětí výstupních vývodů střídače **a**, **b**, **c** (Obr. 1.3) vzhledem k pomyslnému nulovému vývodu stejnosměrného zdroje, tj. napětí u_{a0} , u_{b0} a u_{c0} . Tato napětí nejsou shodná s fázovými napětími zátěže a budeme je nazývat fázovými napětími střídače. [2]

Ze schématu na Obr. 1.3 je možno usoudit, že je-li vývod **a** připojen přes sepnutou součástku V_{01} nebo SP_1 ke kladnému pólu zdroje U_d , vychází napětí tohoto střídavého vývodu $u_{a0} = U_d/2$. Je-li střídavý vývod **a** připojen přes sepnutou součástku V_{04} nebo SP_4 k zápornému

pólu zdroje U_d , vychází napětí střídavého vývodu $u_{a0} = -U_d/2$. Z tohoto můžeme odvodit, že pro následující stavy sepnutí pro fázová napětí střídače platí: [2]

$$V_{01} \text{ nebo } SP_1 \dots\dots u_{a0} = \frac{U_d}{2}, \quad (1.2)$$

$$V_{04} \text{ nebo } SP_4 \dots\dots u_{a0} = \frac{-U_d}{2}, \quad (1.3)$$

$$V_{03} \text{ nebo } SP_3 \dots\dots u_{b0} = \frac{U_d}{2}, \quad (1.4)$$

$$V_{06} \text{ nebo } SP_6 \dots\dots u_{b0} = \frac{-U_d}{2}, \quad (1.5)$$

$$V_{05} \text{ nebo } SP_5 \dots\dots u_{c0} = \frac{U_d}{2}, \quad (1.6)$$

$$V_{02} \text{ nebo } SP_2 \dots\dots u_{c0} = \frac{-U_d}{2}. \quad (1.7)$$

Pro sdružená napětí střídače platí: [2]

$$u_{ab} = u_{a0} - u_{b0}, \quad (1.8)$$

$$u_{bc} = u_{b0} - u_{c0}, \quad (1.9)$$

$$u_{ca} = u_{c0} - u_{a0}. \quad (1.10)$$

Pro fázová napětí zátěže platí: [2]

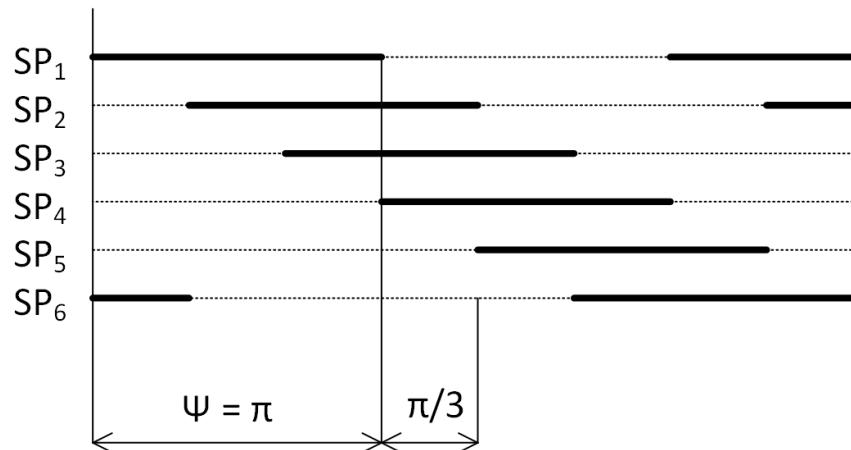
$$u_{af} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0}, \quad (1.11)$$

$$u_{bf} = \frac{2}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{c0}, \quad (1.12)$$

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

1.3.3 Rozsah úhlu sepnutí Ψ

U řízení střídače je nutné zvažovat úhel řízení Ψ . Je jednoduše vysvětlen pomocí obrázku *Obr. 1.4*. V obrázku jsou tučně vyznačeny úhly sepnutí Ψ jednotlivých spínačů střídače. V těchto úhlech (intervalech) jsou na jednotlivé součástky vysílány zapínací impulsy. Počátky sledovaných úhlů na jednotlivých součástkách jsou od sebe posunuty o úhel $\pi/3$. Ψ se může v určitém intervalu měnit, ale musí být vždy u všech součástek stejný. [2]



Obr. 1.4 - Úhly sepnutí součástek trojfázového napěťového střídače [2]

Aby mohl obvodem střídače protékat proud, musí být současně sepnuta alespoň jedna součástka z katodové (SP₁, SP₃, SP₅) a jedna součástka z anodové (SP₂, SP₄, SP₆) skupiny. Význam tedy mají jen takové hodnoty úhlu Ψ , kde se vzájemně překrývá alespoň jedna součástka z katodové a jedna součástka z anodové skupiny. Z Obr. 1.4 vyplývají jen hodnoty $\Psi = \pi/3$. Při úhlu $\Psi > \pi$ dochází k překrývání úhlů sepnutí součástek jedné fáze a to je nepřijatelné. Z toho vyplývá rozsah úhlu sepnutí: [2]

$$\frac{\pi}{3} < \Psi < \pi. \quad (1.14)$$

1.3.4 Způsoby řízení výstupního napětí střídačů

Společně s řízením frekvence je řízení výstupního napětí střídače ve většině aplikací nezbytností. Jedná se zejména o všechny aplikace, kde je střídač použit pro regulaci střídavého točivého stroje, např. asynchronního motoru. Mezi nejznámější způsoby řízení patří: [2]

Amplitudové řízení,

Šířkové řízení,

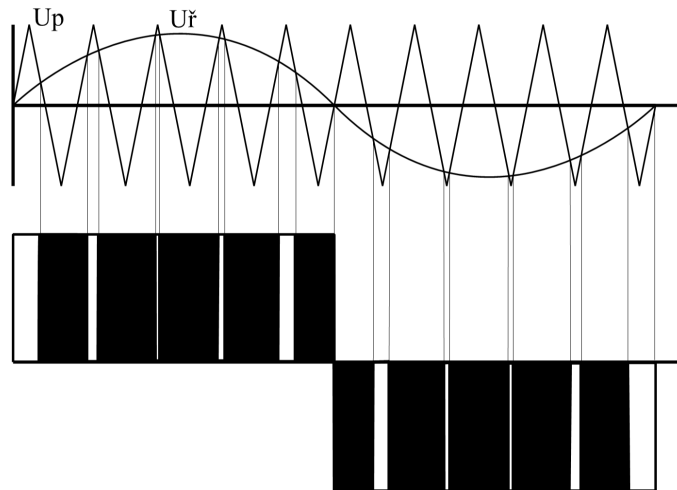
Šířkově pulzní řízení,

Šířkově pulzně modulované řízení.

Tato práce se bude zabývat výhradně jen PWM řízením napěťového střídače (Obr. 1.3), z tohoto důvodu nebyl popsán pulzní usměrňovač, který také pracuje s PWM, ale pouze můstkový usměrňovač s vlastní komutací. Dále se práce bude zabývat simulací PWM v jazyce C a implementací do kódu DSP.

1.3.5 Pulzní šířková modulace

Šířkově pulzně modulované řízení (zkráceně PŠM nebo PWM z anglického Pulse-width modulation) je v podstatě zdokonalení šířkově pulzního řízení. Princip pulzně šířkové modulace spočívá v tom, že mikroprocesor v momentu koincidence řídicího signálu U_r a nosného (pilového) signálu U_p spíná vhodným způsobem tranzistory jednotlivých větví střídače. Frekvence řídicího signálu odpovídá výstupní frekvenci střídače. [1], [2]



Obr. 1.5 - Princip pulzně šířkové modulace (PWM) [1]

Problém PWM řízení souvisí s obdélníkovým tvarem výstupního napětí, což způsobuje zatížení výstupního napětí vyššími harmonickými složkami. Tyto složky způsobují hluk měniče, zhoršují účinnost napájeného stroje, zvyšují namáhání vinutí a jsou zdrojem elektromagnetického rušení. [3]

1.4 Spínací ztráty IGBT tranzistorů

Na Obr. 1.6 je uvedena základní sestava součástek používaných v napěťových střídačích. Za účelem určení spínacích ztrát na nejvíce používaných tranzistorech IGBT a s nimi integrovaných zpětných diodách je sledována komutace součástek SP_1 a V_{04} . Předpokládá se, že ze společného uzlu součástek je v krátkém intervalu komutace odebírán prakticky neproměnný proud zátěže $i_a = \text{konst.}$ Při zapínání i vypínání je napětí na tranzistoru ovlivněno napětím na indukčnosti. Při zapínání, tj. při nárůstu proudu i_{SP1} , je toto napětí poněkud zmenšeno oproti hodnotě U_d o tzv. komutační přepětí. Mimo to, při zapínání proud tranzistoru přerůstá přes hodnotu I_{SP} , a to vlivem zotavovacího proudu zpětné diody. Zbývá zmínit, že zapínací a vypínací doba IGBT je udávána v katalogích výrobce a může se tudíž kus od kusu lišit. Vypínací doba t_{off} překrývá přechodný děj vypnutí a zapínací doba t_{on}

přechodný děj zapnutí překrývá jen z části. Vztahy 1.15 a 1.16, odvozené pro zapínací i vypínací ztráty tranzistoru v souvislosti s uvedeným obrázkem *Obr. 1.7*, je možno využít k hrubé orientaci. Totéž platí pro vztah 1.17, který určuje vypínací ztráty zpětné diody. [4]

Střední hodnota vypínacích a zapínacích ztrát IGBT tranzistoru při kmitočku spínání f : [4]

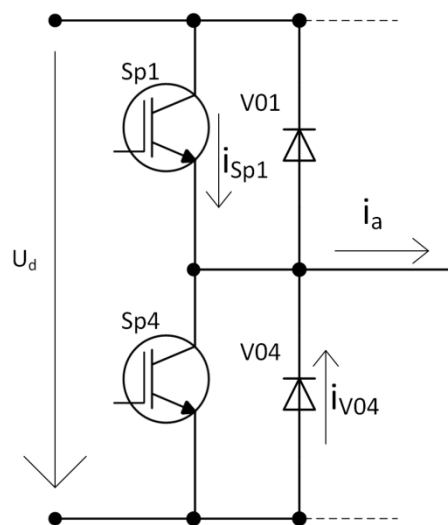
$$P_{on(AV)} = \frac{1}{2} f U_{SP} I_{SP} t_{on}, \quad (1.15)$$

$$P_{off(AV)} = \frac{1}{2} f U_{SP} I_{SP} t_{off}. \quad (1.16)$$

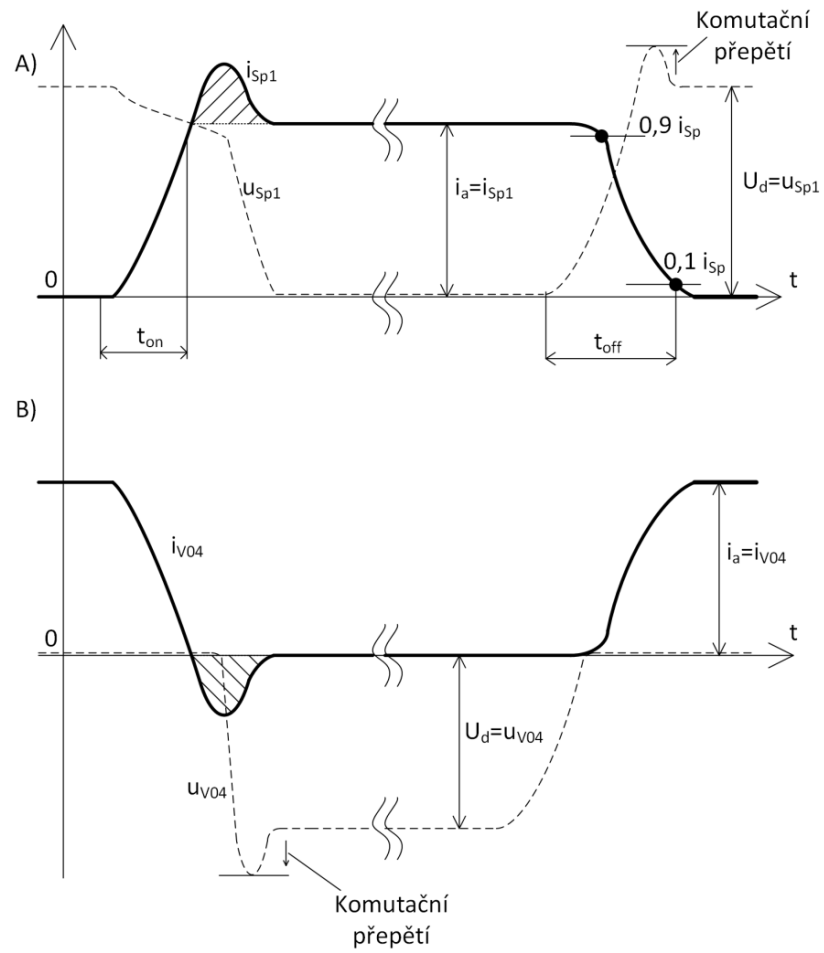
Střední hodnota vypínacích ztrát zpětné diody při kmitočku spínání f : [4]

$$P_{off(AV)} = \frac{s}{1+s} f U_{V04} Q_{rr}, \quad (1.17)$$

kde s je faktor měkkosti (pro běžnou diodu je $s = 1/4$).



Obr. 1.6 - Schéma komutujícího IGBT tranzistoru se zpětnou diodou [4]



Obr. 1.7 - Průběh proudu a napětí na komutujícím A) IGBT tranzistoru, B) zpětné diodě [4]

2 Vlivy PWM na střídavý stroj

Napěťové střídače řízené PWM patří mezi standardní výbavu pro regulaci otáček střídavých strojů ve většině aplikací. Standardně operují s pevnou spínací frekvencí a tato modulační strategie zajišťuje téměř sinusový průběh proudu na výstupu střídače. Ale právě pevná spínací frekvence způsobuje hluk měniče (kmitání některých mechanických částí obvodu motoru), který může dosahovat úrovně akustického tlaku až o velikosti 80 dB. [5]

Je zde několik možností, jak tento hluk odstranit nebo potlačit. Jednou z možností je použít spínací frekvenci vyšší než 20 kHz. Hluk vydávaný měničem by byl nad hranicí lidského slyšitelného spektra a byl by získán téměř tichý stroj. Tato varianta se používá u měničů velmi malých výkonů, např. u nabíječek pro mobilní telefony. Nevýhodou u měničů větších výkonů jsou ale vysoké spínací ztráty, které jsou právě na spínací frekvenci závislé (rovnice 1.15, 1.16, 1.17). Druhou možností je použít trojfázový filtr na výstupu střídače, což by vyžadovalo více místa a mělo za následek opět energetické ztráty. Třetí možností je využít negativní hluk měniče ve svůj prospěch. Bylo by možné měnit spínací frekvenci tak, aby byly získány jednotlivé tóny libovolné melodie. Poslední a zvolenou možností zůstává měnit spínací frekvenci téměř náhodně v určitém spínacím pásmu a získat tak velmi efektivní metodu. Tato metoda nezmírní úroveň akustického tlaku emitovaného hluku, ale dojde k rozprostření tohoto hluku do širšího spektra, což je méně rušivé a pro lidské ucho přijatelnější. Tato modulační technika rozprostře energii napěťového spektra a vybudí nežádoucí mechanické rezonance ve střídavém stroji. Tyto rezonanční frekvence se vyskytují převážně okolo 1,6 kHz, 3,2 kHz a 4,3 kHz, ale pomocí vhodně zvoleného pásma spínací frekvence se jednoduše můžeme těmito mechanickým rezonančním frekvencím vyhnout. [5, 6]

3 Simulační model napěťového střídače

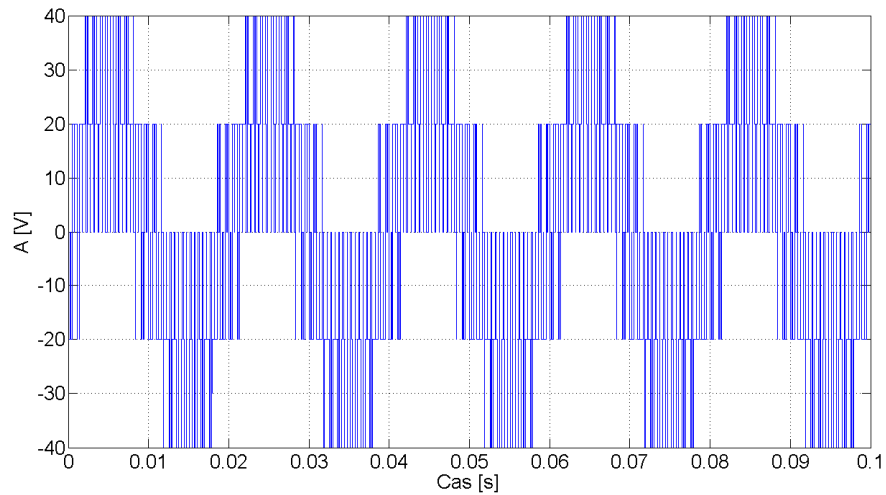
Nejprve byl navržen simulační model napěťového střídače podle *Obr. 1.3* se zjednodušenými předpoklady. Mezi tyto předpoklady patří:

- konstantní napájecí napětí střídače,
- ideální bezztrátové spínače s okamžitou dobou sepnutí,
- spínání bez mrtvých časů,
- RL zátěž.

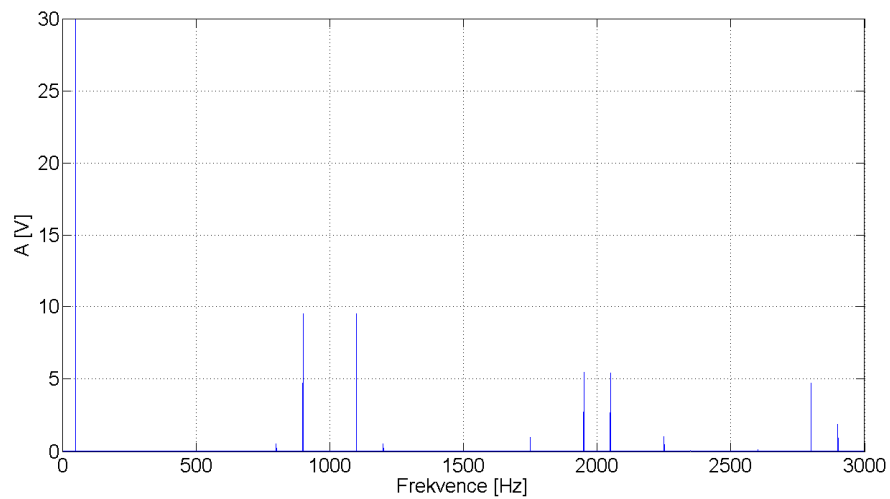
Dále byla navržena a vyvinuta úprava algoritmu v jazyce C (Příloha A), která se zabývá vhodným generováním spínací frekvence nosného signálu. Získané hodnoty z tohoto programu byly uloženy do textového souboru. Tento soubor byl poté použit jako zdroj hodnot pro vytvoření grafů v Matlabu.

3.1 Simulace napětí na zátěži

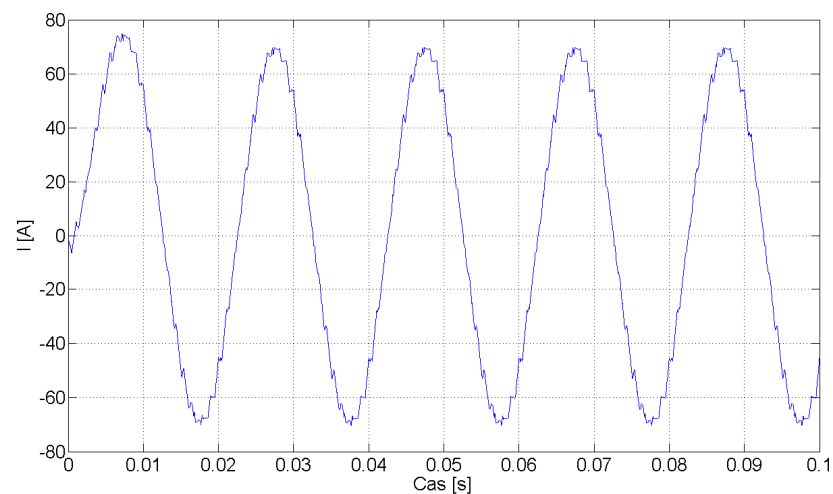
Hodnoty získané ze simulace v jazyce C pro RL zátěž o velikostech odporu $R = 0,3 \Omega$ a indukčnosti $L = 1 \text{ mH}$ byly implementovány do Matlabu a z těchto hodnot byly vytvořeny grafy napětí a proudu na zátěži (*Obr. 3.1, 3.3*). Napětí zdroje U_d je 60V. Za použití rychlé Fourierovy transformace (FFT) byla vytvořena frekvenční spektra napětí na zátěži. Nejdůležitější bylo frekvenční spektrum pro signál s konstantní spínací frekvencí. Byly zvoleny spínací frekvence 1 kHz, 1,5 kHz a 2 kHz. Jsou zde vidět výrazné harmonické složky okolo spínací frekvence f_{SP} a jejích násobcích (*Obr. 3.2*), které mají za následek výše zmíněné nežádoucí jevy. Výstupní frekvence střídače f_v je ve všech případech rovna 50 Hz. Napěťová spektra jsou zobrazena do 3 kHz, kde je lidské ucho nejcitlivější [7]. Výraznější složky se vyskytují i ve vyšších násobcích spínací frekvence, ale jejich hodnota klesá.



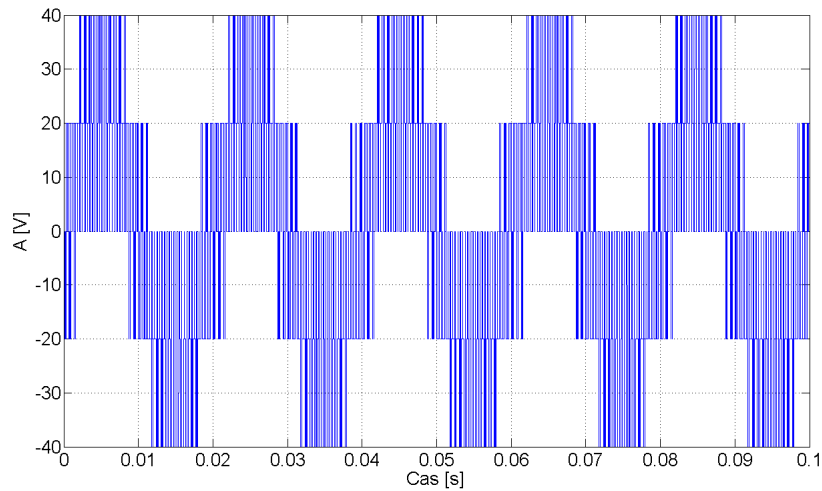
Obr. 3.1 - Průběh napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{sp}=1$ kHz)



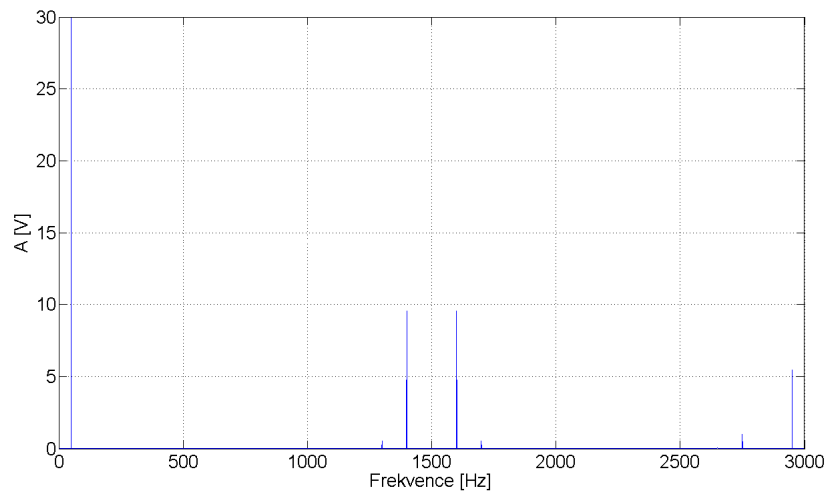
Obr. 3.2 - Spektrum napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{sp}=1$ kHz)



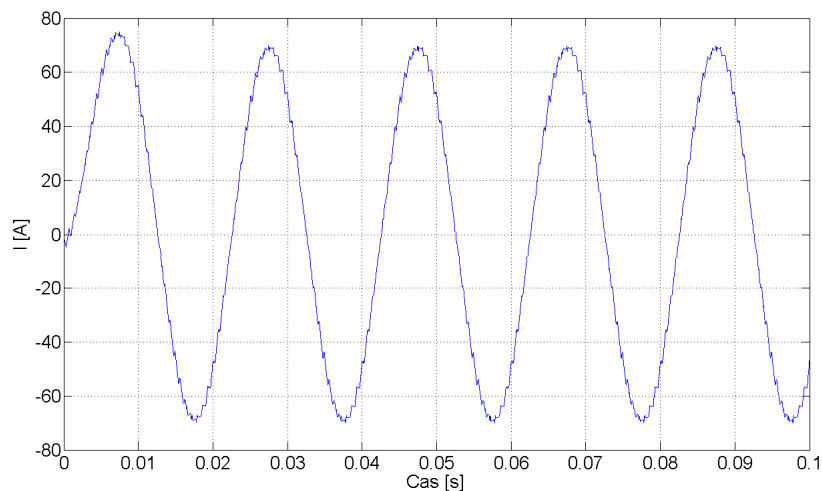
Obr. 3.3 - Průběh proudu na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{sp}=1$ kHz)



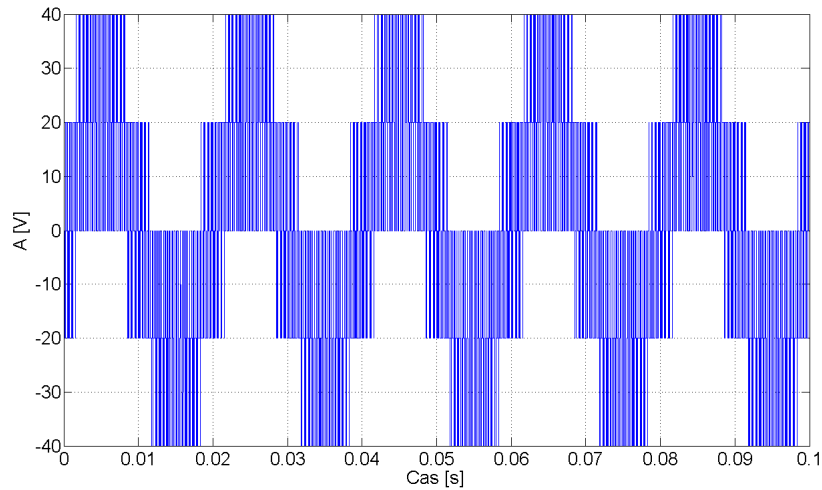
Obr. 3.4 - Napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí ($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{SP}=1,5$ kHz)



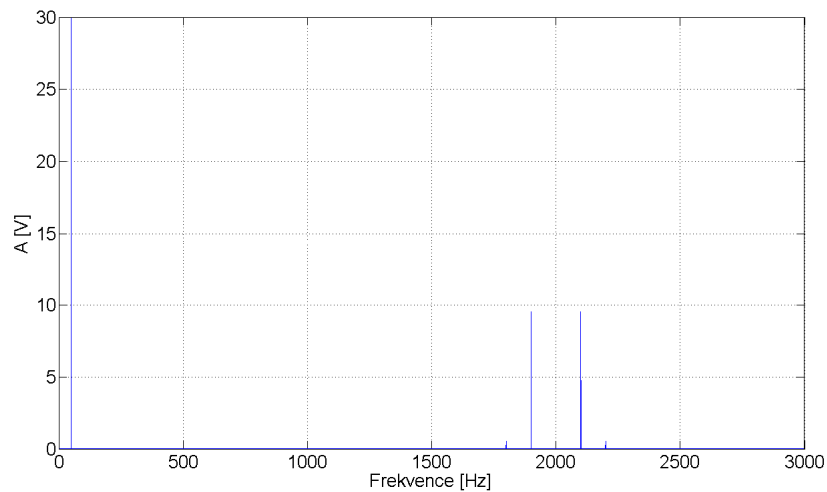
Obr. 3.5 - Spektrum napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí ($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{SP}=1,5$ kHz)



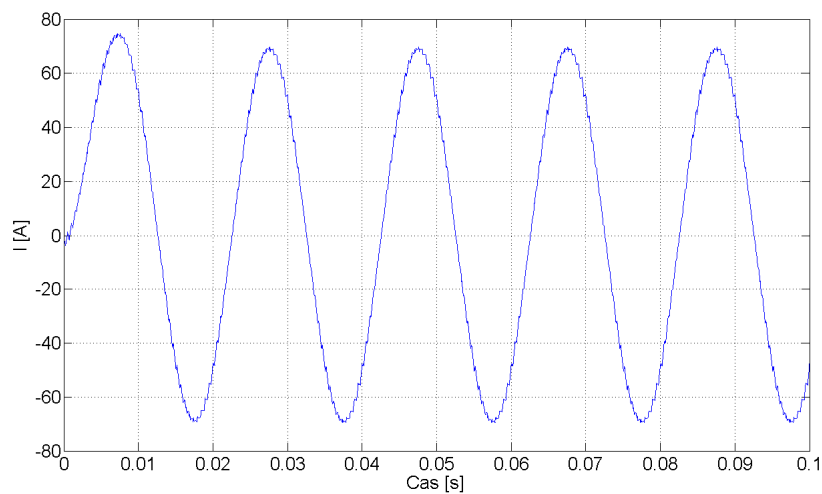
Obr. 3.6 - Proud na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí ($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{SP}=1,5$ kHz)



Obr. 3.7 - Napětí na zátěži při řízení konstantní frekvencí spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,3 \Omega$, $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{sp}=2$ kHz)



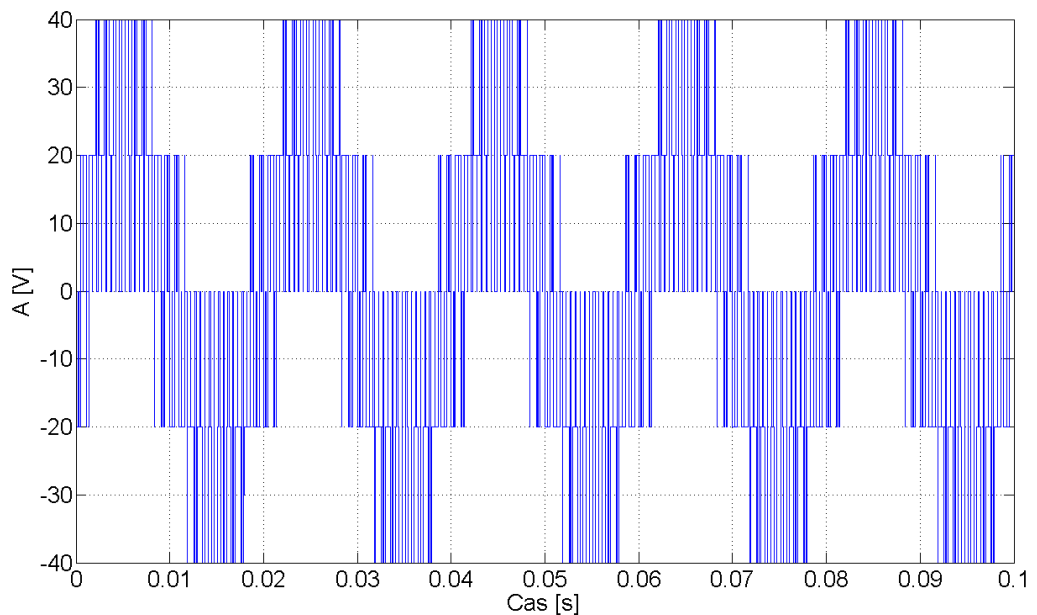
Obr. 3.8 - Spektrum napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,3 \Omega$, $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{sp}=2$ kHz)



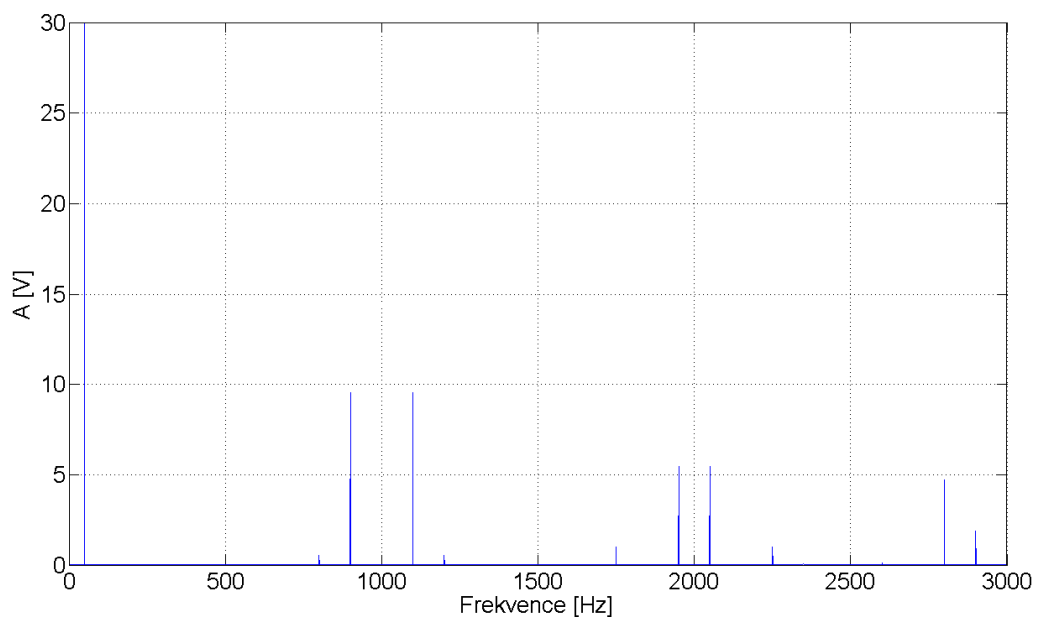
Obr. 3.9 – Proud na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,3 \Omega$, $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{sp}=2$ kHz)

3.2 Vlivy parametrů zátěže na harmonické složky frekvenčního spektra

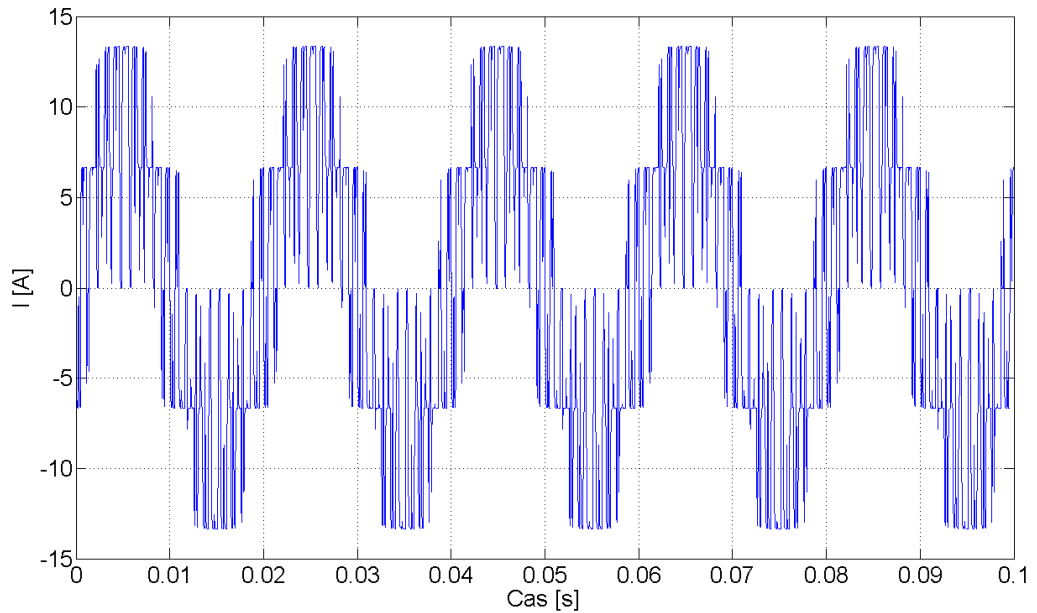
Pro řízení konstantní frekvencí nosného signálu 1 kHz byla dále provedena simulace, kde byl zkoumán vliv parametrů zátěže na průběh napětí a proudu a také vliv na napěťové spektrum. Hodnota odporu $0,3 \Omega$ byla nejdříve nahrazena hodnotou o řád vyšší, tedy 3Ω , a hodnota indukčnosti byla změněna na hodnotu o řád nižší, tedy $0,1 \text{ mH}$.



Obr. 3.10 - Průběh napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí
($U_d=60 \text{ V}$, $R=3 \Omega$, $L=0,1 \text{ mH}$, $f_v=50 \text{ Hz}$, $f_{sp}=1 \text{ kHz}$)

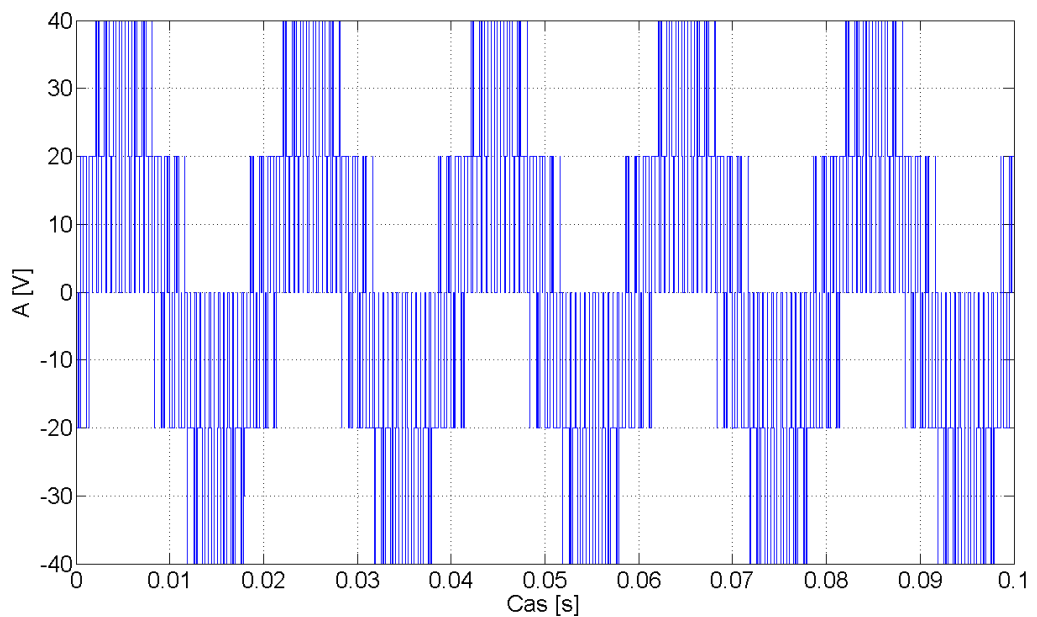


Obr. 3.11 - Spektrum napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí
($U_d=60 \text{ V}$, $R=3 \Omega$, $L=0,1 \text{ mH}$, $f_v=50 \text{ Hz}$, $f_{sp}=1 \text{ kHz}$)

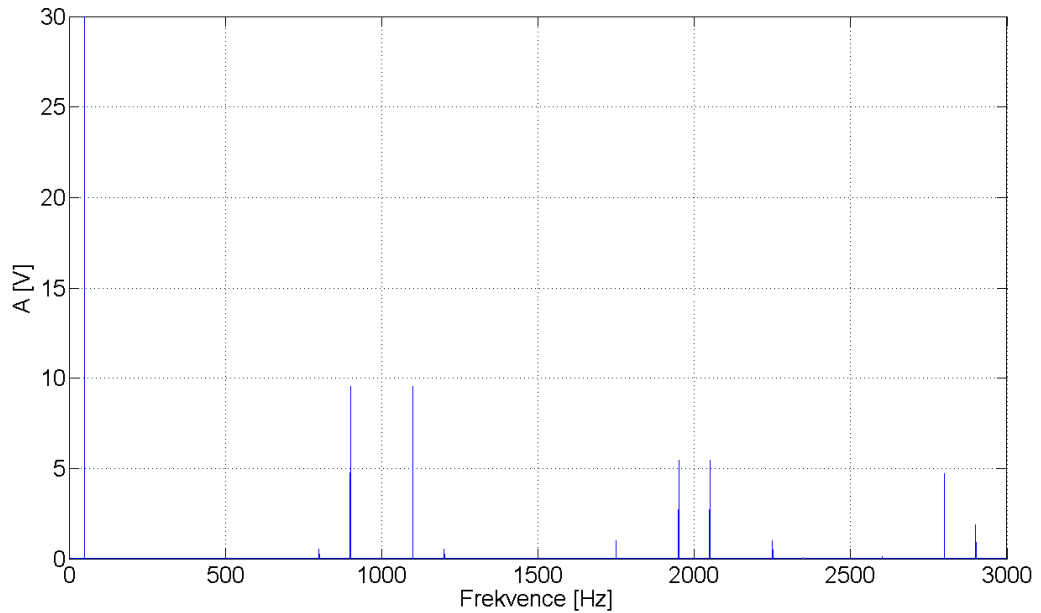


Obr. 3.12 - Průběh proudu na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=3$ Ω , $L=0,1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{sp}=1$ kHz)

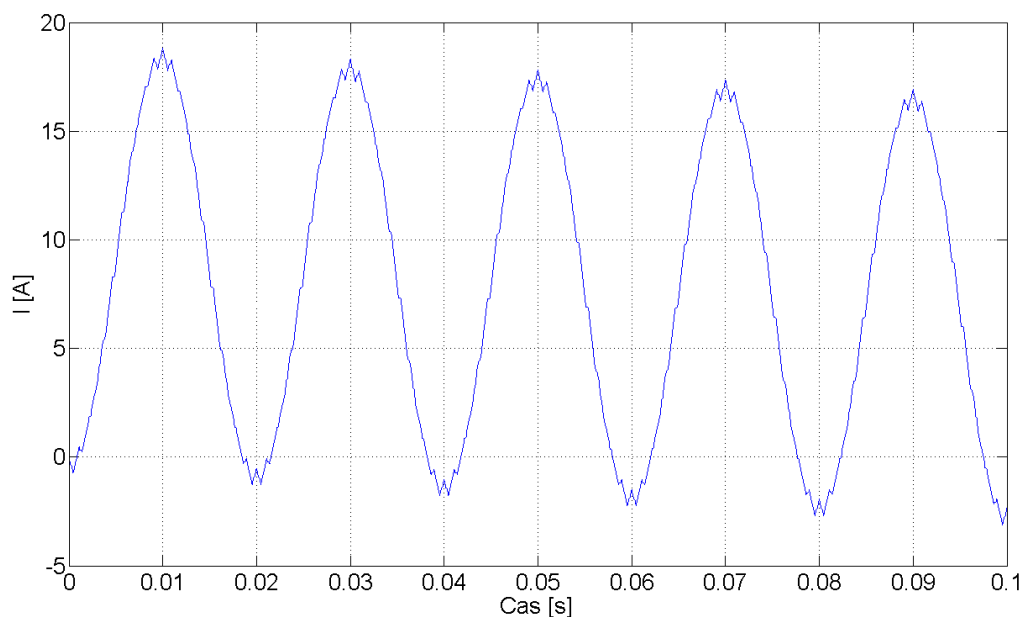
Druhá změna parametrů zátěže byla opačného rázu. Odpor byl oproti výchozí hodnotě o řád nižší a indukčnost o řád vyšší. Odpor tedy nabýval hodnotu 0,03 Ω a indukčnost 10 mH.



Obr. 3.13 - Průběh napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,03$ Ω , $L=10$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{sp}=1$ kHz)



Obr. 3.14 - Spektrum napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,03$ Ω , $L=10$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{sp}=1$ kHz)



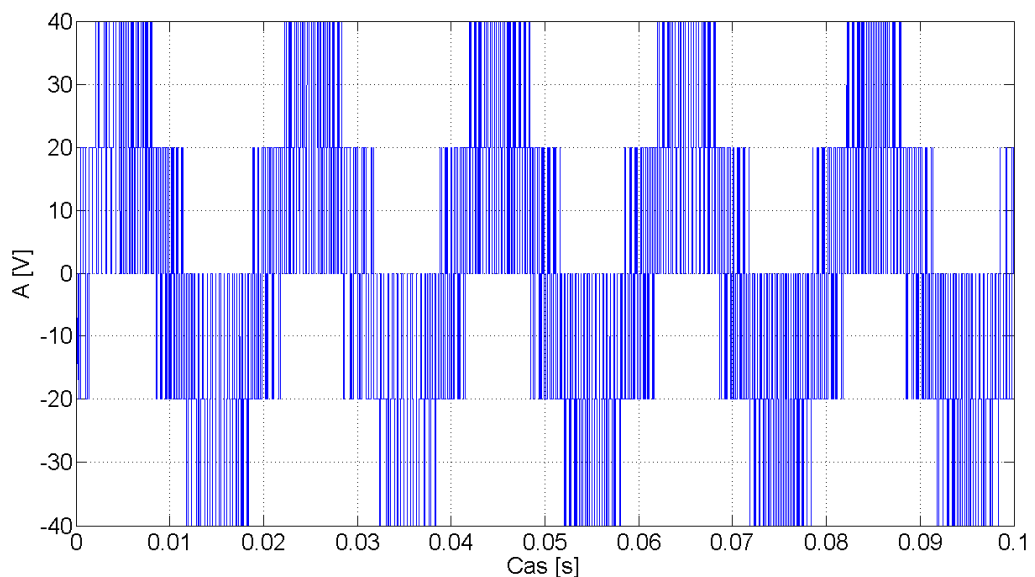
Obr. 3.15 - Průběh proudu na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,03$ Ω , $L=10$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{sp}=1$ kHz)

V obou případech zůstaly průběhy napětí beze změny. V prvním případě, kde byl zvýšen odpor a snížena indukčnost, proud dosáhl velmi vysokého nežádoucího zvlnění, které by se projevilo jako pulzování momentu stroje [5]. Druhý způsob, kde došlo ke zvýšení indukčnosti a snížení odporu, dopadl o něco lépe. Bylo dosaženo průběhu proudu, který se více blížil sinusoidě než předešlý případ a nabýval o třetinu vyšší hodnotu. Toto je způsobeno časovou konstantou obvodu $\tau = \frac{L}{R}$. V prvním případě byla časová konstanta $3,3 \cdot 10^{-5}$ s a vlivem

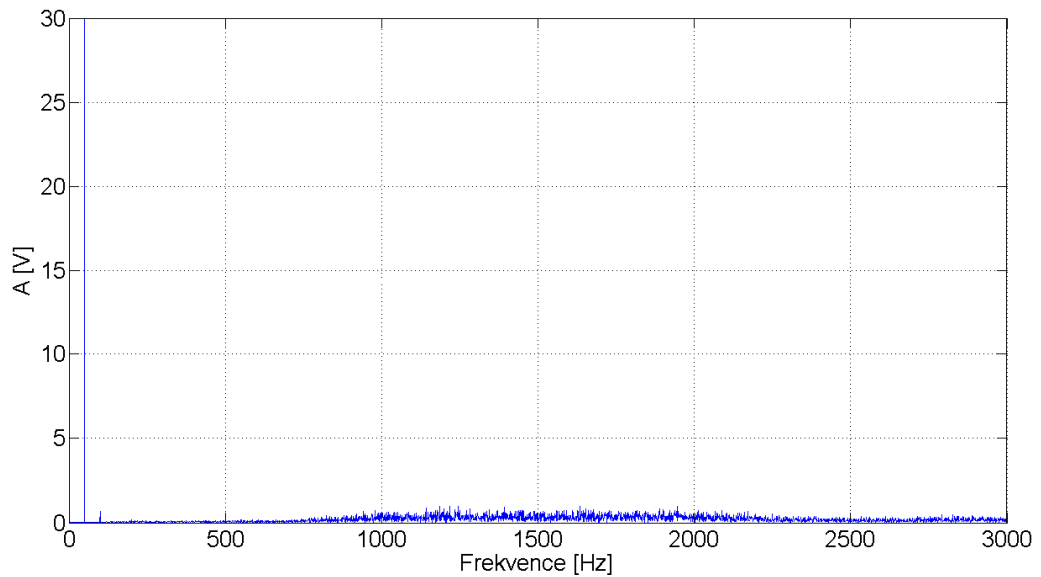
krátkého přechodného děje docházelo k téměř skokovým (velmi rychlým) změnám proudu. Ve druhém případě byla časová konstanta 0,33 s a proud si tak zachoval vyhlazený spojitý průběh. Napěťová spektra obou těchto změn jsou totožná s případem, kde jsou použity výchozí hodnoty parametrů zátěže a stejná spínací frekvence 1 kHz. Z tohoto lze usoudit, že parametry zátěže nemají vliv na napěťové spektrum, ale mají vliv na spektrum proudu [8].

3.3 Náhodná změna frekvence nosného signálu PWM

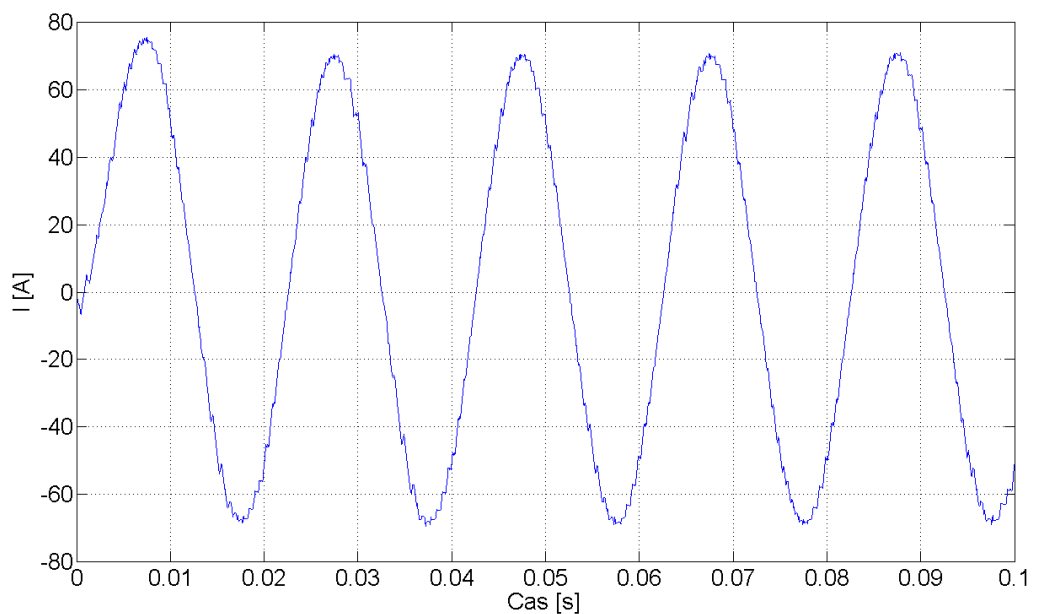
Jedna z variant, jak upravit spínací algoritmus PWM, byla náhodně měnit frekvenci nosného signálu. K tomuto účelu byla využita funkce random z knihovny stdlib. Tato funkce je označována jako pseudonáhodná, protože čísla generovaná touto funkcí se po určitém časovém intervalu opět opakují ve stejném pořadí. Pro aplikaci algoritmu PWM bylo zvoleno pásmo spínací frekvence od 1 kHz do 2 kHz v násobcích 100 Hz. Po aplikaci algoritmu s náhodnou spínací frekvencí bylo docíleno rozprostření harmonických složek, které se následně projevují jako šum. Šum je pro lidské ucho subjektivně přijatelnější, než zvuk o vysoké konstantní frekvenci (Obr. 3.16, 3.17, 3.18). [5], [6]



Obr. 3.16 - Průběh napětí na zátěži při řízení náhodnou spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{SP}=1-2$ kHz)



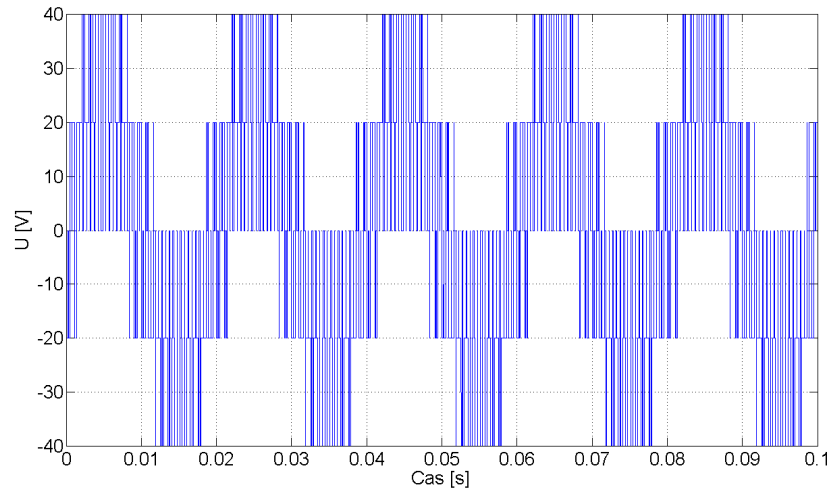
Obr. 3.17 - Spektrum napětí na zátěži při řízení náhodnou spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{SP}=1-2$ kHz)



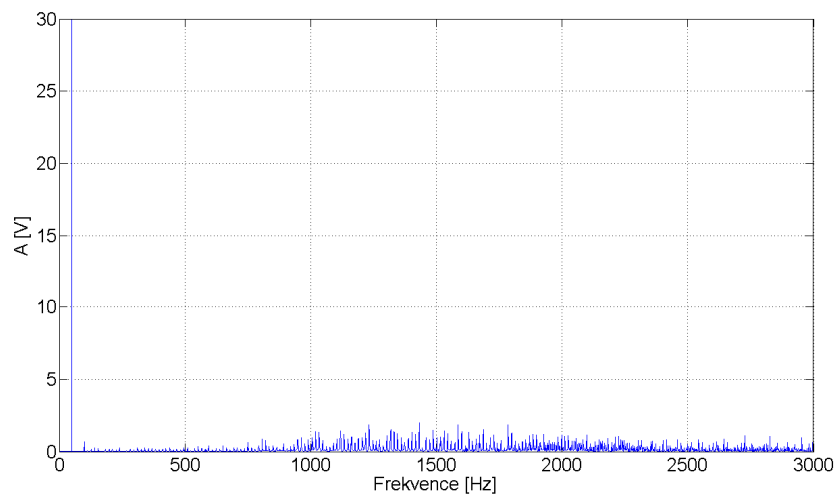
Obr. 3.18 - Průběh proudu na zátěži při řízení náhodnou spínací frekvencí
($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{SP}=1-2$ kHz)

3.4 Kyvadlová změna frekvence nosného signálu PWM

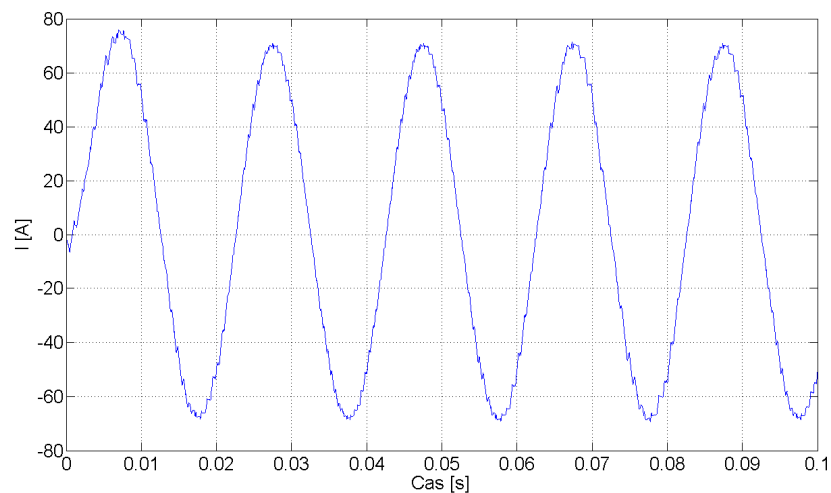
Druhou možnou variantou bylo kyvadlově měnit frekvenci nosného signálu PWM. Frekvenční pásmo, ve kterém se mění frekvence nosného signálu, zůstalo nezměněno, tedy od 1 kHz do 2 kHz, s tou změnou, že se frekvence mění cyklicky od spodní meze pásma k horní mezi pásma a zpět po kroku 100 Hz.



Obr. 3.19 - Průběh napětí na zátěži při řízení kyvadlovou spínací frekvencí ($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{SP}=1-2$ kHz)



Obr. 3.20 - Spektrum napětí na zátěži při řízení kyvadlovou spínací frekvencí ($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{SP}=1-2$ kHz)

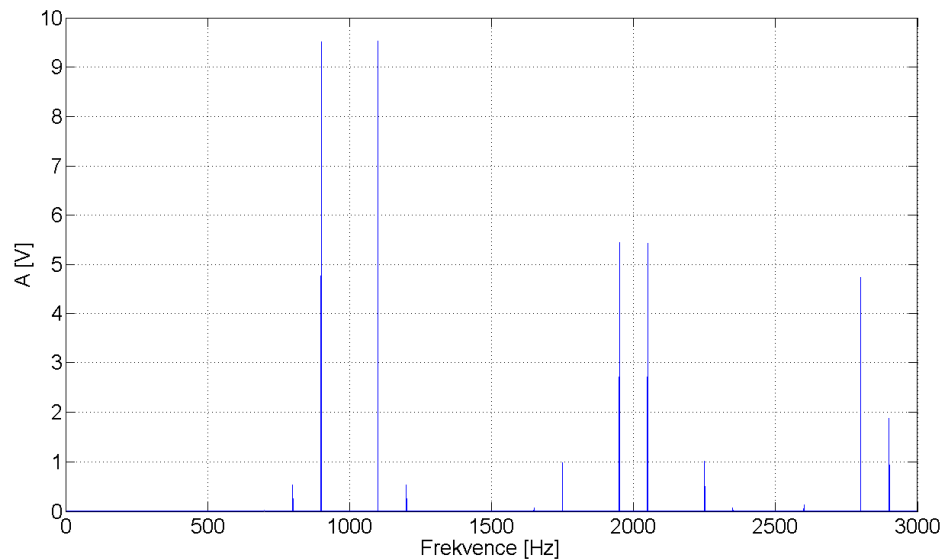


Obr. 3.21 - Průběh proudu na zátěži při řízení kyvadlovou spínací frekvencí ($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{SP}=1-2$ kHz)

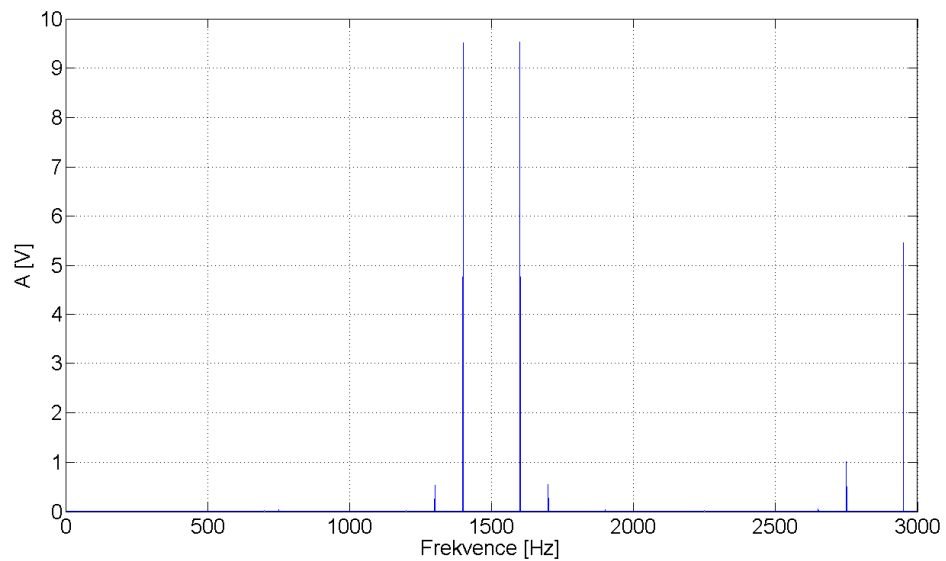
3.5 Porovnání napěťových spekter

Pro porovnání napěťových spekter byl použit detailnější pohled, kde byla vždy vynechána amplituda 1. harmonické složky a mohly tak vyniknout amplitudy vyšších harmonických složek.

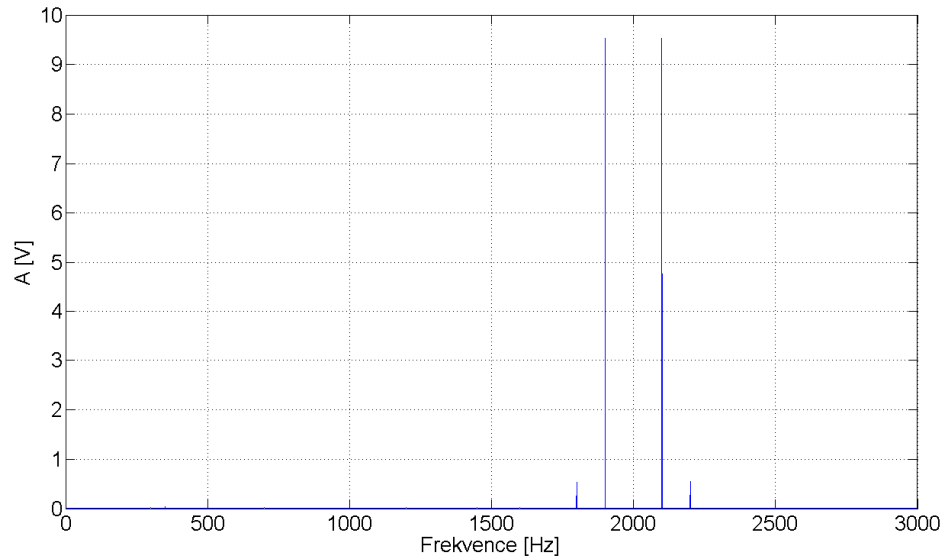
Na obr. 3.22 – 3.24 jsou vidět detailní průběhy frekvenčního spektra pro klasickou PWM s konstantní spínací frekvencí.



Obr. 3.22 – Detail spektra napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí ($U_d=60 \text{ V}$, $R=0,3 \Omega$, $L=1 \text{ mH}$, $f_v=50 \text{ Hz}$, $f_{SP}=1 \text{ kHz}$)

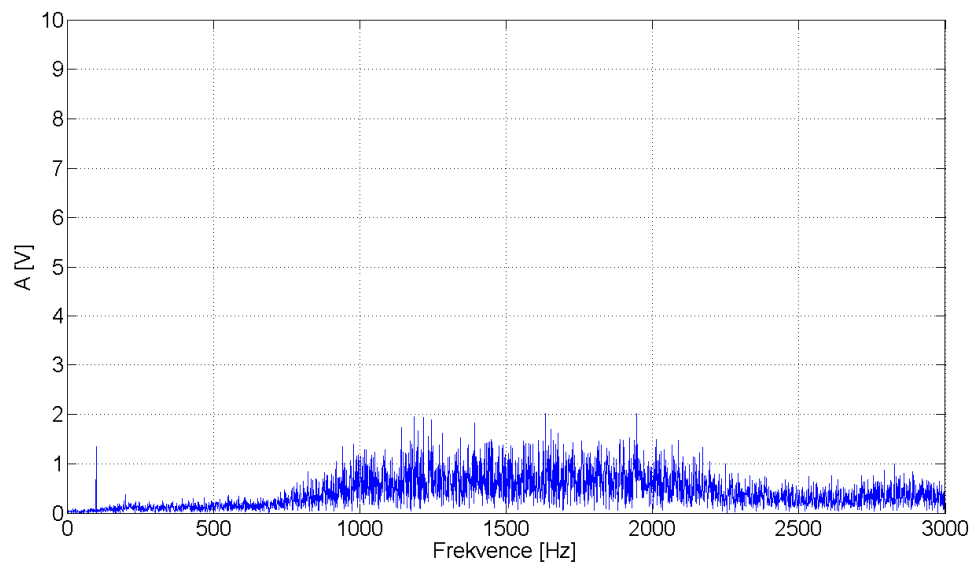


Obr. 3.23 - Detail spektra napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí ($U_d=60 \text{ V}$, $R=0,3 \Omega$, $L=1 \text{ mH}$, $f_v=50 \text{ Hz}$, $f_{SP}=1,5 \text{ kHz}$)

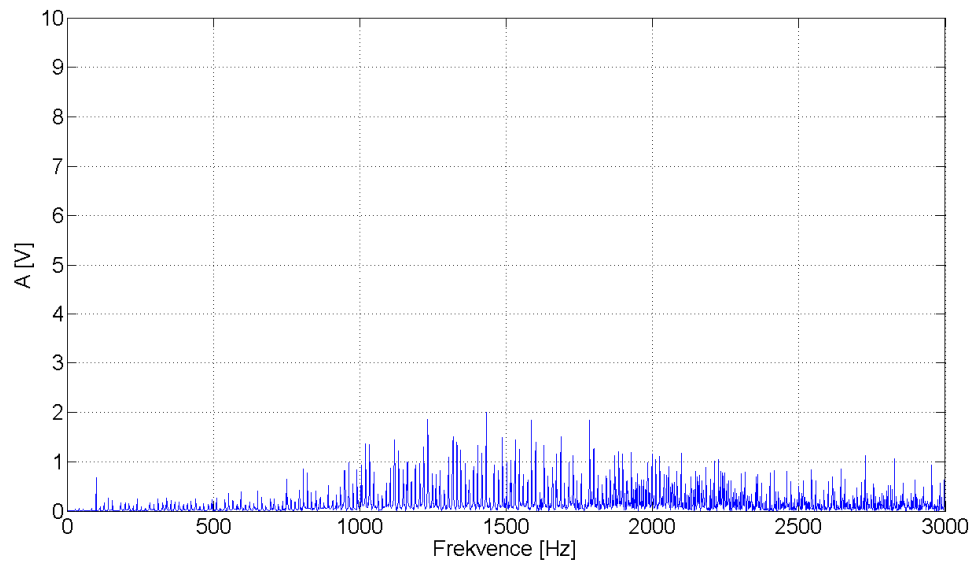


Obr. 3.24 - Detail spektra napětí na zátěži při řízení konstantní spínací frekvencí ($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{SP}=2$ kHz)

Na obr. 3.25 a 3.26 jsou vidět detailní průběhy frekvenčního spektra pro náhodnou a kyvadlovou spínací frekvenci.



Obr. 3.25 - Detail spektra napětí na zátěži při řízení náhodnou spínací frekvencí ($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{SP}=1-2$ kHz)



Obr. 3.26 - Detail spektra napětí na zátěži při řízení kyvadlovou spínací frekvencí ($U_d=60$ V, $R=0,3$ Ω , $L=1$ mH, $f_v=50$ Hz, $f_{sp}=1-2$ kHz)

Na první pohled bylo dosaženo výrazných změn. Obě modulační strategie, jak náhodná, tak kyvadlová změna spínací frekvence, pomohly k rozprostření výrazných amplitud vyšších harmonických složek, které se vyskytovaly okolo konstantních spínacích frekvencí, do širšího spektra o výrazně nižších amplitudách. Tento krok má za následek potlačení pískání měniče a vytvoření šumu, který je pro lidské ucho přijatelnější.

4 Implementace algoritmu PWM do DSP

Pro laboratorní měření byl k dispozici DSP TMS320F2812 od společnosti Texas Instruments. V následující kapitole budou představeny technické parametry tohoto digitálního signálového procesoru a také problémy, které se při implementaci musely řešit.

4.1 Technické parametry DSP TMS320F2812

DSP TMS320F2812 je vysoce integrovaným a vysoce výkonným řešením pro náročné řídicí aplikace a regulace pohonů. Procesor může pracovat s taktem vnitřních hodin až 150 MHz a je optimalizován pro výpočty v pevné řádové čárce. K programování procesoru byl použit softwarový vývojový nástroj Code Composer Studio™ Integrated Development Environment. Tento nástroj zahrnuje překladače jazyka C, C++ a Assembleru. Dále zahrnuje linker, nástroje pro generování kódu a simulátor cyklů. Programování a nahrávání programu do paměti procesoru je zprostředkováno přes paralelní port pomocí vývojového kitu ezDSP2812. V následující tabulce jsou uvedeny hardwarové parametry tohoto procesoru.

Tabulka 1 - Hardwarové parametry DSP TMS320F2812 [9]

VLASTNOST	TMS320F2812
Instrukční cyklus (při 150 MHz)	6,67 ns
SARAM (16-bitové slovo)	18000 (16*18000)
3,3 V On-Chip Flash (16-bitové slovo)	128000 (16*128000)
Zabezpečení kódu pro On-Chip Flash/SARAM/OTP/ROM	Ano
Boot ROM	Ano
OTP ROM	Ano
Externí paměťová rozhraní	Ano
Správce událostí A a B (EVA a EVB)	EVA, EVB
-univerzální časovače (GP)	4
-komparace (CMP)/PWM	16
-kanály CAP/QEP	6/2
Časovač Watchdog	Ano
12-Bit ADC	Ano
-počet kanálů	16
32-Bitový časovač CPU	3
SPI	Ano
SCIA, SCIB	SCIA, SCIB
CAN	Ano
McBSP	Ano
Digitální sdílené I/O piny	56
Externí přerušení	3
Napájecí napětí	1,9 V napětí jádra (při 150 MHz)

4.2 Úprava algoritmu pro DSP

Zásadní komplikací při implementaci je to, že procesor je optimalizován pro výpočty v pevné řádové čárce, což přináší další problémy a je nutno algoritmy řízení tomuto kritériu přizpůsobovat. Pro všechny matematické operace bylo nutné brát ohled na následující skutečnosti:

- mikrokontrolér standardně pracuje pouze s celočíselnými datovými typy (int, long), operace s ostatními datovými typy by zkomplikovaly a prodloužily výpočty
- funkce sinus a cosinus jsou datového typu double, proto je definována alternativa $q\cos(\alpha)$ operující s celými čísly na definičním oboru $\alpha \in (-32768; 32767)$, krajní meze představují interval od $(-\pi ; \pi)$ v případě využití aritmetiky plovoucí řádové čárky

DSP TMS320F2812 pro práci s perifériemi a digitálními vstupy a výstupy využívá konfiguračních registrů. V této práci je využit konkrétně registr T3PR (Period Register), udávající amplitudu a frekvenci nosného signálu (pily). Nabývá hodnot neznaménkového integeru (0;65535). Registry COMPARE UNIT CMPR4 (1. fáze), CMPR5 (2. fáze) a CMPR6 (3. fáze) slouží pro porovnávání řídicího signálu jednotlivých fází napět'ového střídače s registrem T3PR, tedy vždy jeden řídicí signál pro dvojici tranzistorů napět'ového střídače. Registry CMPR nabývají také hodnot neznaménkového integeru. [10]

Kyvadlová změna spínací frekvence byla provedena v algoritmu (Příloha B) za použití jednoduché podmínky, která kontrolovala dolní a horní mez spínací frekvence a podle tohoto měnila přírůstek na kladný nebo záporný.

Pro algoritmus s náhodnou změnou spínací frekvence (Příloha C) byla použita stejná funkce random, jako u simulace pro náhodnou spínací frekvenci ve 3. kapitole. Pro tuto implementaci byl použit výpočet přes proměnnou datového typu double. Výpočet nebyl rozsáhlý a při této aplikaci neměl negativní vliv na výsledek.

U obou algoritmů se měnila spínací frekvence na tyto hodnoty: 2; 2,083; 2,174; 2,273; 2,381; 2,5; 2,632 a 2,778 kHz. Ke změně spínací frekvence dochází vždy po deseti periodách pilového nosného signálu.

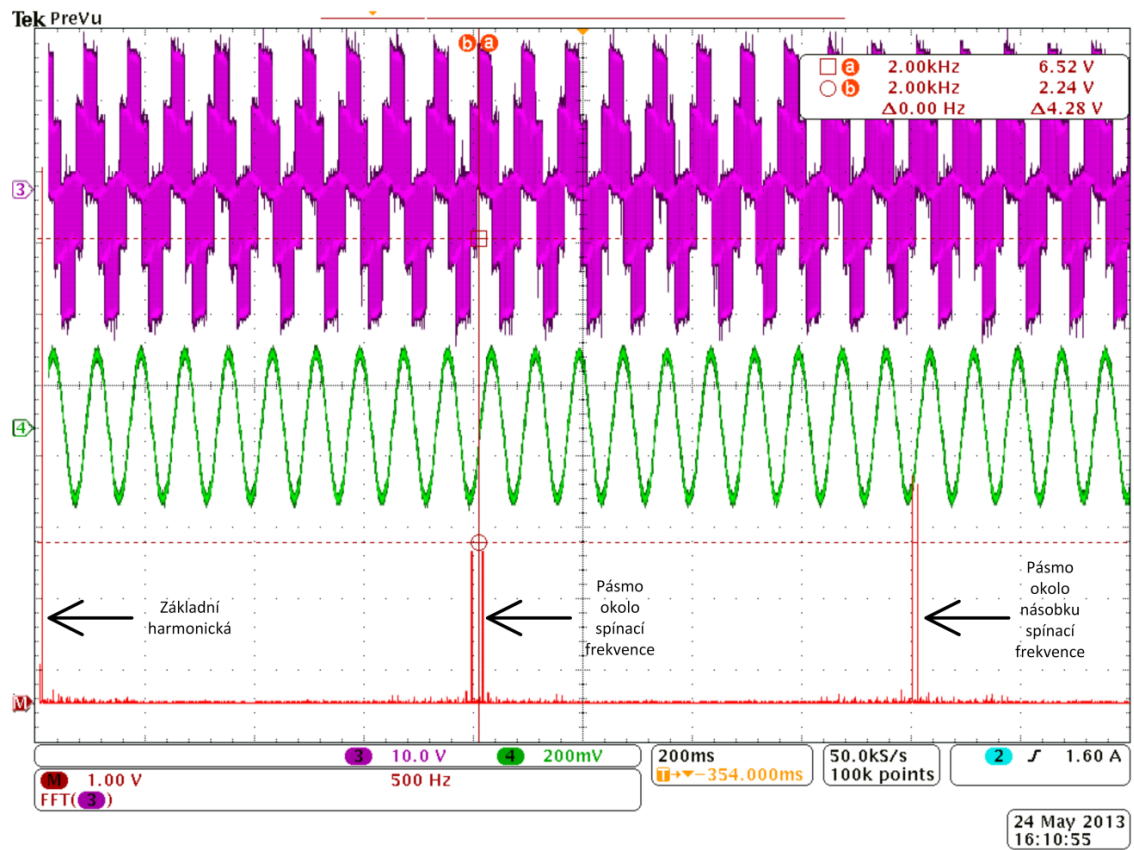
4.3 Výsledky implementovaného algoritmu

V této kapitole jsou uvedeny výsledky měření po použití vyvinutého algoritmu. Pro měření průběhů byl použit osciloskop s proudovou a napěťovou sondou. Jako měřené zařízení byl použit asynchronní motor napájený 30 V zapojený do hvězdy. Proudová sonda byla připojena k první fázi motoru. Napěťová sonda byla připojena jednou svorkou na první fázi ve svorkovnici motoru, druhá pak do uzlu hvězdy. Všechny naměřené průběhy se blížily průběhům vytvořeným v simulacích.

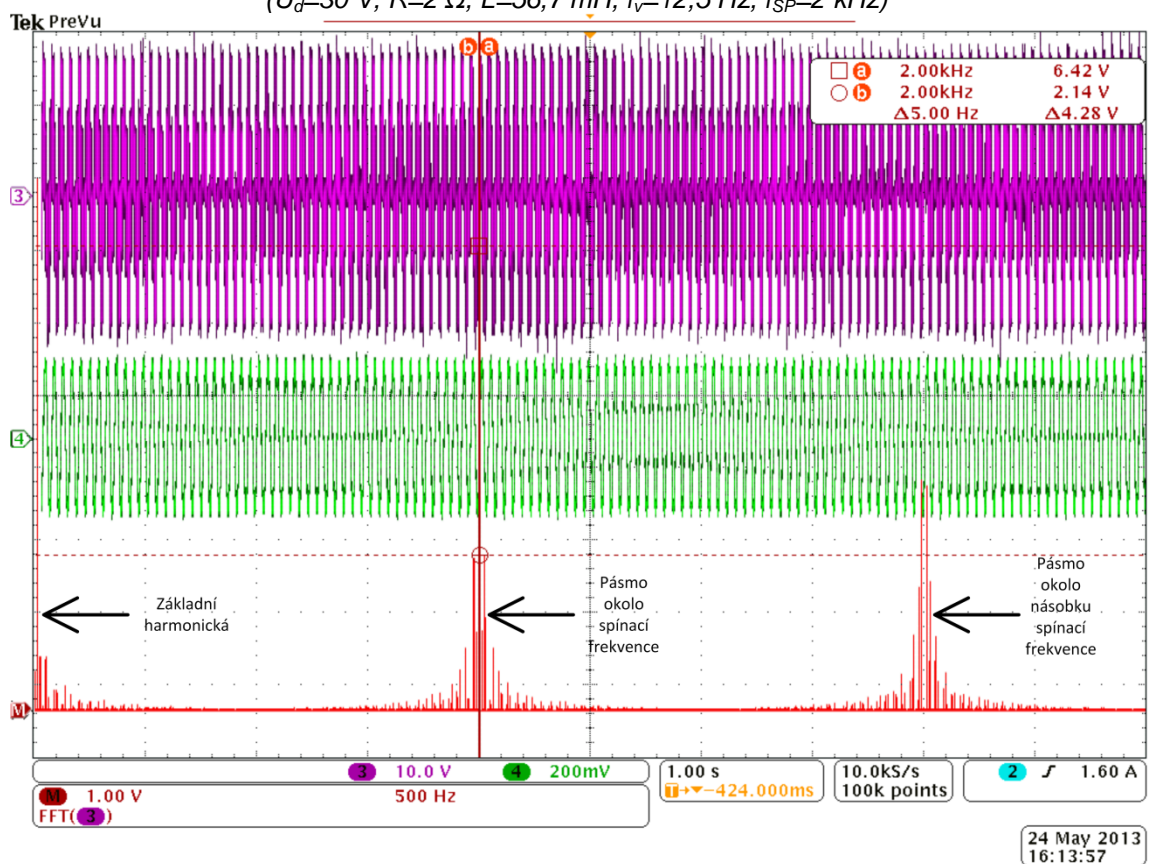
Fialovou barvou je znázorněn průběh napětí na zátěži, zelenou proud zátěží a červenou barvou napěťové spektrum. Kurzory *a* a *b* ohraničují pásmo spínací frekvence. Výsledný hluk vytvářený měničem je znatelný z napěťového spektra. U obou modulačních strategií bylo dosaženo rozptření výrazných amplitud vyšších harmonických složek a byl tak snížen hluk, který měnič způsoboval. Pro měřený motor bylo z hlediska bezpečnosti použito malé napájecí napětí 30 V, proto bylo nutné snížit i výstupní frekvenci na 12,5 Hz, aby byl motor rozběhnut. Tento krok neměl vliv na měřené akustické účinky.

Tabulka 2 - Parametry měřeného motoru

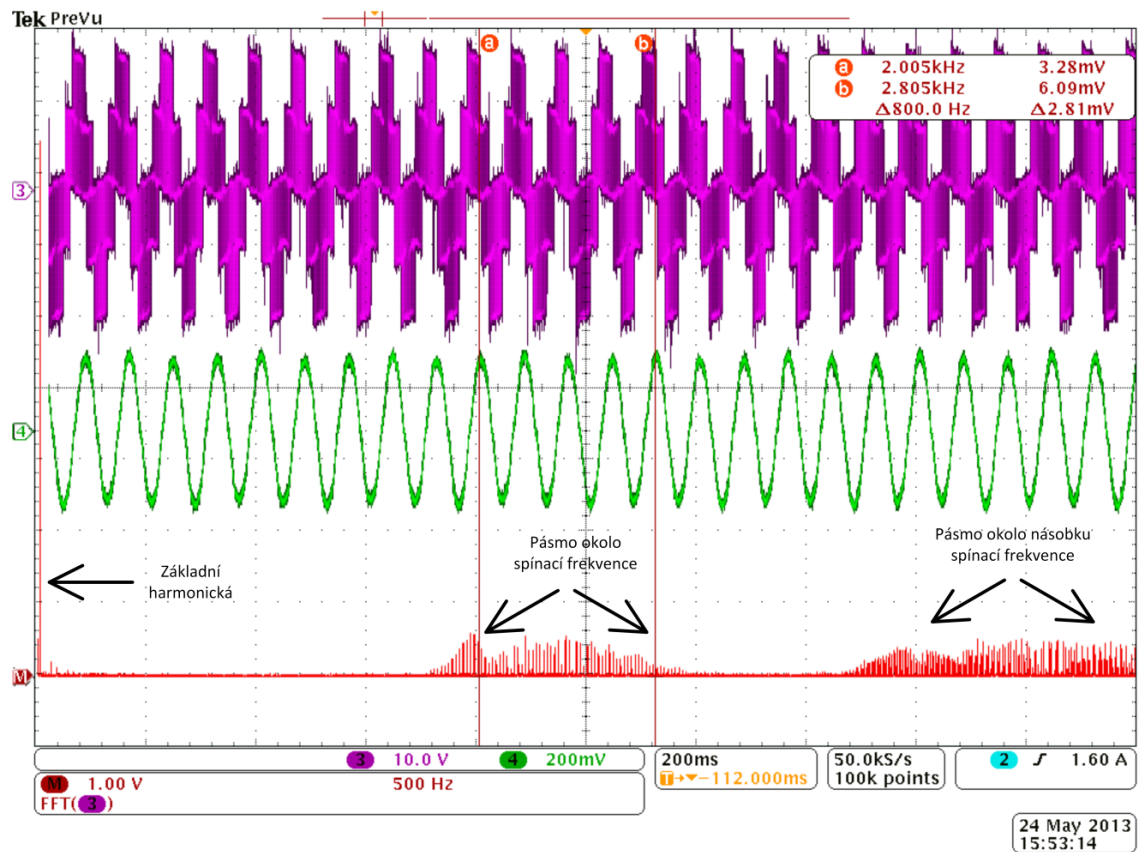
Statorový odpor	$R_s = 2 \Omega$
Rotorový odpor (přepočtený)	$R_r = 3,56 \Omega$
Hlavní (mag.) indukčnost	$L_h = 0,0462 H$
Rotorová indukčnost	$L_r = 0,0567 H$
Statorový resp. rotorový rozptyl	$L_{s\sigma} = L_{r\sigma} = 0,01049 H$
Počet pólů	$p_p = 2$



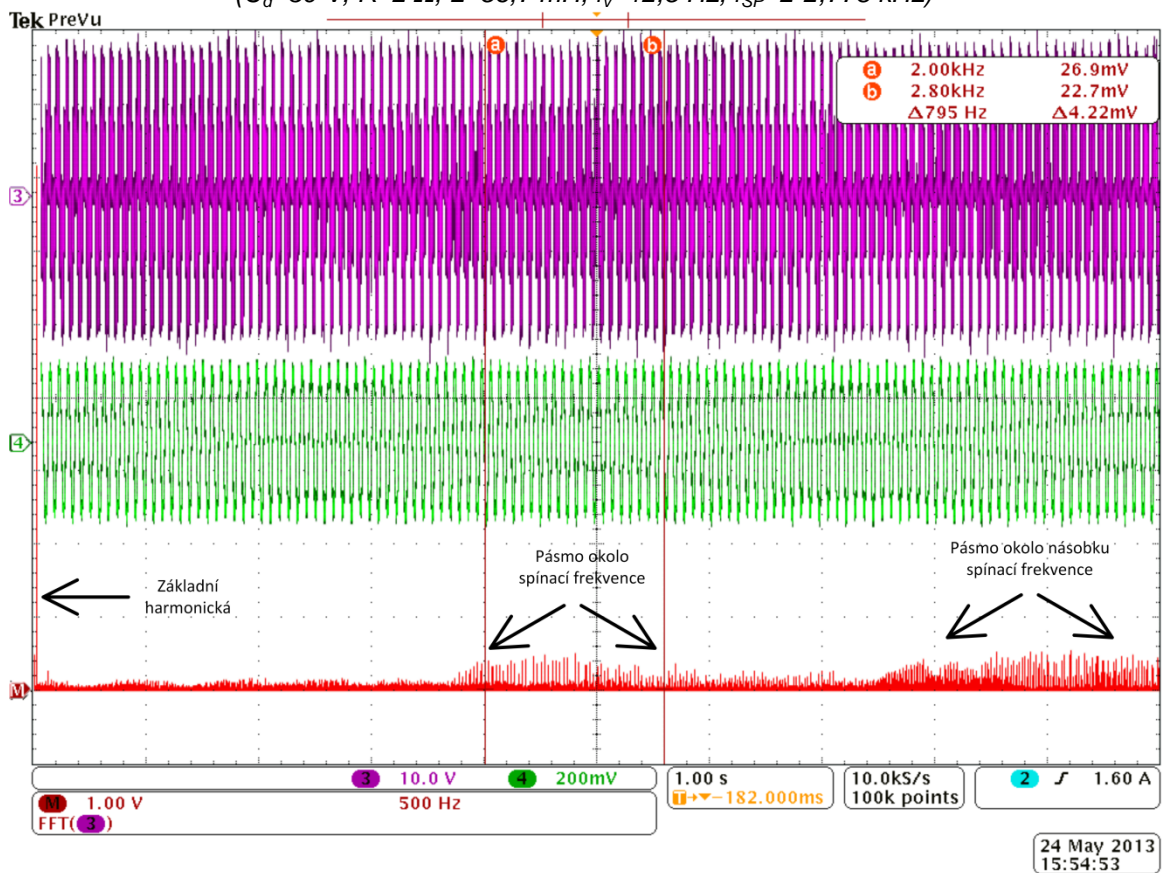
Obr. 4.1 - Průběh napětí a proudu zátěží a napětové spektrum při řízení konstantní spínací frekvenci ($U_d=30$ V, $R=2$ Ω , $L=56,7$ mH, $f_v=12,5$ Hz, $f_{sp}=2$ kHz)



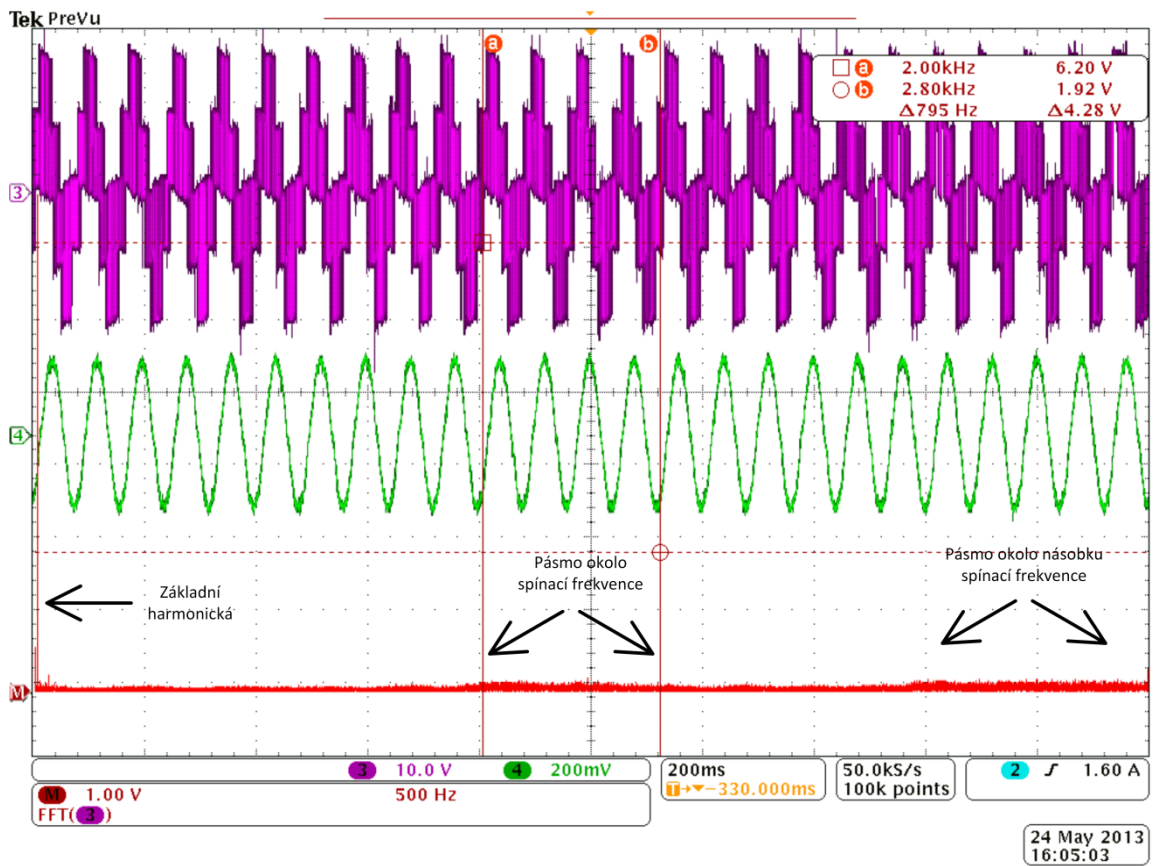
Obr. 4.2 - Průběh napětí a proudu zátěží a napětové spektrum při konstantní spínací frekvenci ($U_d=30$ V, $R=2$ Ω , $L=56,7$ mH, $f_v=12,5$ Hz, $f_{sp}=2$ kHz)



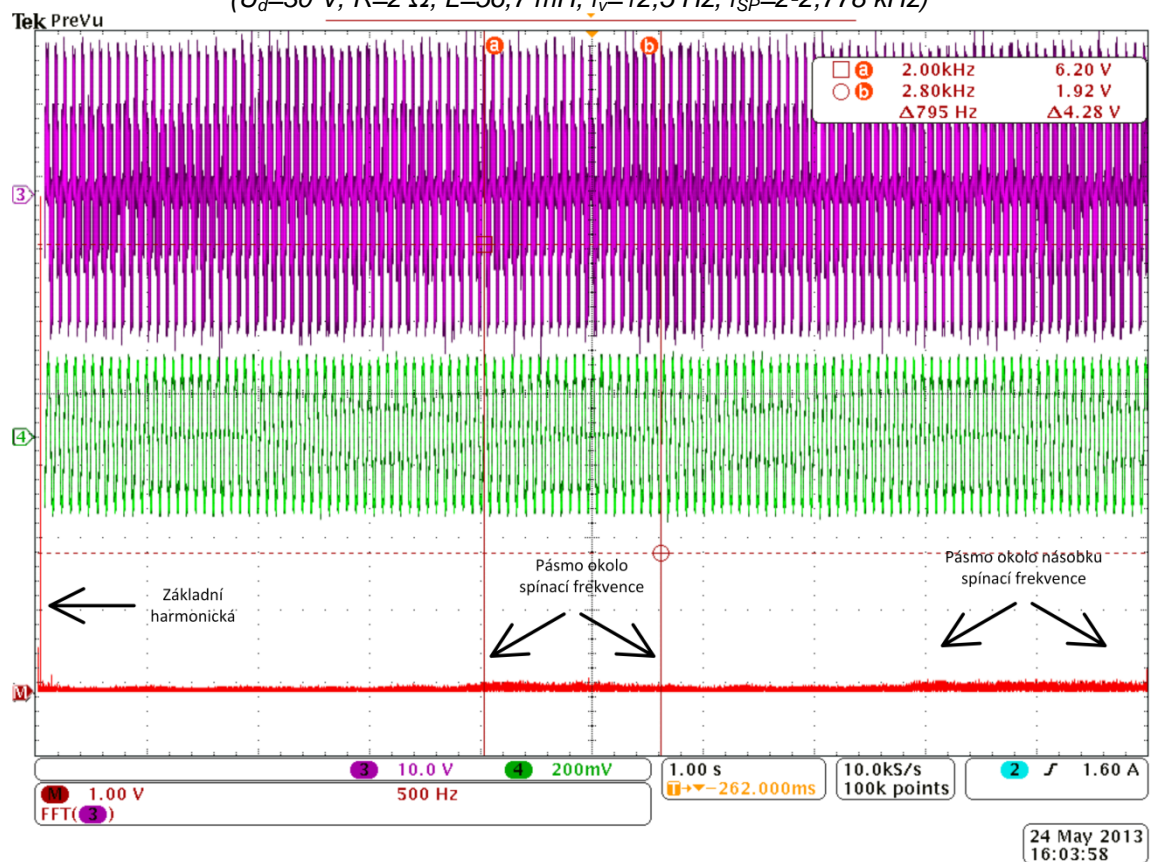
Obr. 4.3 - Průběh napětí a proudu zátěží a napěťové spektrum při kyvadlové spínací frekvenci ($U_g=30\text{ V}$, $R=2\ \Omega$, $L=56,7\text{ mH}$, $f_v=12,5\text{ Hz}$, $f_{SP}=2-2,778\text{ kHz}$)



Obr. 4.4 - Průběh napětí a proudu zátěží a napěťové spektrum při kyvadlové spínací frekvenci ($U_g=30\text{ V}$, $R=2\ \Omega$, $L=56,7\text{ mH}$, $f_v=12,5\text{ Hz}$, $f_{SP}=2-2,778\text{ kHz}$)



Obr. 4.5 - Průběh napětí a proudu zátěží a napěťové spektrum při náhodné spínací frekvenci ($U_d=30\text{ V}$, $R=2\ \Omega$, $L=56,7\text{ mH}$, $f_v=12,5\text{ Hz}$, $f_{SP}=2-2,778\text{ kHz}$)



Obr. 4.6 - Průběh napětí a proudu zátěží a napěťové spektrum při náhodné spínací frekvenci ($U_d=30\text{ V}$, $R=2\ \Omega$, $L=56,7\text{ mH}$, $f_v=12,5\text{ Hz}$, $f_{SP}=2-2,778\text{ kHz}$)

Závěr

V první části práce byly popsány jednotlivé měniče používané v nepřímých měničích kmitočtu. Usměrňovače tvoří část, která má za úkol usměrnit napětí ze sítě a napájet střídač. Usměrňovač nemusí být řízený. Střídač, jako druhý prvek této soustavy, je řízený. Rozkmitává usměrněné napětí nebo proud na stejnou veličinu, ale o jiné frekvenci. Díky zapojení obou součástí je možné realizovat regulaci pro střídavý elektrický pohon.

Druhá část měla za úkol objasnit problematiku klasické PWM. Regulace konstantní spínací frekvencí ve slyšitelném pásmu má za následek nežádoucí akustické vjemy, které se projevují jako pískání o úrovni akustického tlaku až 80 dB. Dále zde byly uvedeny možnosti, jak tento hluk redukovat. Z těchto možností byla zvolena změna spínací frekvence v určitém pásmu, protože lze stávající pohony modifikovat jednoduchým zásahem do řídicího softwaru, aniž by bylo třeba řešit konstrukční uspořádání motoru.

Následující část práce se věnuje vývoji simulačního modelu. Základní simulace, od které se odvíjí další, objasnila, jak se projevuje právě konstantní spínací frekvence do napěťového spektra a které amplitudy vyšších harmonických složek způsobují nežádoucí hluk. Jako další byla provedena simulace při stejné konstantní spínací frekvenci, ale s pozměněnými parametry zátěže. Bylo dokázáno, že parametry zátěže nemají vliv na napěťové spektrum, ale pouze na proudové. V posledním kroku byly vykresleny simulace, kde bylo dosaženo rozprostření výrazných amplitud vyšších harmonických složek napěťového spektra do širšího pásma o malých amplitudách.

Čtvrtá a poslední část zahrnovala implementaci do DSP. Po upravení algoritmu a následném aplikování v DSP TMS320F2812 byly získány pomocí osciloskopu průběhy napětí a proudů v motoru a napěťová spektra. Pro aplikaci byly použity tři druhy spínací frekvence, konstantní, kyvadlová a náhodná. Výsledné grafy se blížily průběhům získaným ze simulací v kapitole 3. Konstantní pískot o vysokém tónu byl rozprostřen do širšího spektra a bylo dosaženo snížení hluku měniče.

V práci bylo dosaženo všech cílů zmíněných v úvodu.

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. rozšířené vydání*. 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] KRAGH, Henrik; BLAABJERG, Frede; PEDERSEN, John K.: *Reduce of the acoustic noise effect from PWM-VSI inverter controlled AC-drives by music and random modulation*. IEEE, pp. 85-92, 1993
- [6] PEDERSEN, John K.; BLAABJERG, Frede; FREDERIKSEN, Per S.: *Reduction of acoustic noise emission in AC-machines by intelligent distributed random modulation*. IEEE, Vol. 4, pp. 369-375, 1993
- [7] STIFTER, Jiří.: *2. přednáška z předmětu KAE/UST*. ZČU, 2012
- [8] HANIGOVSKY, Norbert; PETERSEN, Ejgil; POULSEN, Joern; BLAABJERG, Frede: *Evaluation of a Method Used for Measuring High-frequency Common-mode Noise at the Output of an Adjustable Speed Drive*. IEEE, Vol. 2, pp. 548-522, 2003
- [9] Datasheet: TMS320F2812. In: *Data Manual* [online]. 2001. vyd., 2012 [cit. 2013-05-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/product/tms320f2812>
- [10] PEROUTKA, Zdeněk: *Výběr z přednášek předmětu KEV/MRP*. ZČU, 2008

Přílohy

Příloha A – Algoritmus pro simulaci řízení střídače pomocí PWM v jazyce C

```

double sp_tran(double Up, double Ur) //funkce spínající tranzistory
{
    Double vysl = 0;
    if(Up<Ur)
    {
        vysl=0.5; //sepnut tranzistor z katodové skupiny
    }
    if(Up>Ur)
    {
        vysl=-0.5; //sepnut tranzistor z anodové skupiny
    }
    returnvysl;
}

double troj_prubeh(double fpwm, double f, double A) //fcepwm
{
    FILE *soubor;
    soubor=fopen("Cesta k textovému souboru","w+");
    double T_Up=1.0/fpwm; //perioda pily
    double T_Ur=1.0/f; //perioda sinusovek
    double Ur1=0, Ur2=0, Ur3=0, Up=0; //napětí 3 sinusovek a pily
    double q=0.0, k=0.0; //q a k proměnné podle rovnice y=kx+q
    double pr=100; //pr je přírůstek pily
    int i=0, pom=0, j=0; //pomocné proměnné cyklů
    double tranz_1=0.0, tranz_2=0.0, tranz_3=0.0; //tranzistory 1,2 a 3
    int nas_zmeny=5; //po kolika pilách se změní frekvence
    double Uc = 60.0; //napětí zdroje
    double Ua0 = 0.0, Uaf = 0.0; //napětí střídače a zátěže fáze a[V]
    double Ub0 = 0.0, Ubf = 0.0; //napětí střídače a zátěže fáze b[V]
    double Uc0 = 0.0, Ucf = 0.0; //napětí střídače a zátěže fáze c[V]
    double R = 0.3, L = 0.001; //odpor v [Ohm], indukčnost v [H]
    double ia = 0.0, delta_ia = 0.0; //proud zátěží a a přírůstek proudu[A]
    double ib = 0.0, delta_ib = 0.0; //proud zátěží b a přírůstek proudu[A]
    double ic = 0.0, delta_ic = 0.0; //proud zátěží c a přírůstek proudu[A]
    double t = 0.0, t_max = 1.0; //počáteční a konečný čas
    double delta_t = 0.000001; // přírůstek času[s]
    double fi = 0.0, delta_fi = 0.0; //úhel a jeho přírůstek[rad]
    double alfa = 0.0; //alfa je uhel svíraný mezi směrnicí k a osou x
    //počáteční podmínky
    k=4*A/T_Up; //výpočet směrnice k ze vzorce y=kx+q
    roz = Uc/d_roz; //přírůstek napětí při rozběhu
    f_pr = f/d_roz; //přírůstek frekvence při rozběhu
    Uc = 0.0;
    f = 0.0;
    delta_fi = 2.0*PI*f*delta_t;

    //**** vypocet uhlu alfa a naslednyvypocet posunu q ze vzorce y=kx+q
    alfa=atan(A*4/T_Up);
    q=tan(alfa)*t;
    //****
    while(t<=1.5)
    {
        //přepínač pily ze stoupající na klesající a naopak
        if((int)Up==(int)A)
        {
            i=1;

```

```

        pom++;
    }

    if((int)Up==(int)-A)
    {
        i=0;
        pom++;
        q+=4;
    }
//blok pro výpočet hodnot
if(i==0)
{
    Up=A*(k)*t-q;
    Ur1=A*sin(fi);
    Ur2=A*sin(fi+2.0/3.0*PI);
    Ur3=A*sin(fi+4.0/3.0*PI);
    tranz_1=sp_tran(Up,Ur1);
    tranz_2=sp_tran(Up,Ur2);
    tranz_3=sp_tran(Up,Ur3);

    Ua0 = tranz_1*Uc;
    Ub0 = tranz_2*Uc;
    Uc0 = tranz_3*Uc;
    Uaf = (2.0/3.0)*Ua0 - (1.0/3.0)*Ub0 - (1.0/3.0)*Uc0;
    Ubf = (2.0/3.0)*Ub0 - (1.0/3.0)*Ua0 - (1.0/3.0)*Uc0;
    Ucf = (2.0/3.0)*Uc0 - (1.0/3.0)*Ua0 - (1.0/3.0)*Ub0;

    delta_ia = ((Uaf-R*ia)*delta_t)/L;
    ia += delta_ia;
    delta_ib = ((Ubf-R*ib)*delta_t)/L;
    ib += delta_ib;
    delta_ic = ((Ucf-R*ic)*delta_t)/L;
    ic += delta_ic;

    fprintf(soubor, "%lf\t %lf\t %lf\t %lf\t %lf\t
lf\n", t, tranz_1, Up, Ur1, Uaf, ia);
}
//*****
if(i==1)
{
    Up=A*(-k)*t+(2+q);
    Ur1=A*sin(fi);
    Ur2=A*sin(fi+2.0/3.0*PI);
    Ur3=A*sin(fi+4.0/3.0*PI);
    tranz_1=sp_tran(Up,Ur1);
    tranz_2=sp_tran(Up,Ur2);
    tranz_3=sp_tran(Up,Ur3);
    Ua0 = tranz_1*Uc;
    Ub0 = tranz_2*Uc;
    Uc0 = tranz_3*Uc;
    Uaf = (2.0/3.0)*Ua0 - (1.0/3.0)*Ub0 - (1.0/3.0)*Uc0;
    Ubf = (2.0/3.0)*Ub0 - (1.0/3.0)*Ua0 - (1.0/3.0)*Uc0;
    Ucf = (2.0/3.0)*Uc0 - (1.0/3.0)*Ua0 - (1.0/3.0)*Ub0;
    delta_ia = ((Uaf-R*ia)*delta_t)/L;
    ia += delta_ia;
    delta_ib = ((Ubf-R*ib)*delta_t)/L;
    ib += delta_ib;
    delta_ic = ((Ucf-R*ic)*delta_t)/L;
    ic += delta_ic;
    fprintf(soubor, "%lf\t %lf\t %lf\t %lf\t %lf\t
%lf\n", t, tranz_1, Up, Ur1, Uaf, ia);
}

```

```

}

//blok měnící frekvenci pily
if(pom==nas_zmeny*2)
{
//***** blok pro kyvadlovou zmenu frekvence
fpwm=fpwm+pr;
if(fpwm==2100)
pr=pr*(-1.0);
if(fpwm==1000)
pr=pr*(-1.0);
//***** konec

//***** blok pro náhodnou změnu frekvence
fpwm = (rand() % 11) *100 + 1000;
//***** konec
pom=0;
//***** prepocet parametru "k" podle nove frekvence
T_Up=1.0/fpwm;
k=4*A/T_Up;
//***** prepocet parametru "q" podle nove frekvence
alfa=atan(A*4/T_Up);
q=tan(alfa)*t;
//*****
}
t+=delta_t;
fi+=+delta_fi;
}
fclose(soubor);
return 0;
}

```

Příloha B – Upravený algoritmus pro implementaci do DSP v jazyce C – kyvadlová změna spínací frekvence

```

#include "DSP281x_Device.h"
#include "DSP281x_Examples.h"
#include "ISR.h"
#include "qmath.h"
#include<stdlib.h>

#define DVE_PI_3 21845

int alfa = 0, pr=409; //uhel alfa, pr je prirustek uhlu alfa
int Ur = 27000;
int pom1 = 0;
unsigned int Up = 37500;
int pr_up = 1500; //prirustek pily
unsigned int hm = 37500; //horni mez pily
int pom = 0;
unsigned int Ups = 0;
int dalfa = 16;
int tpr_2;

interrupt void evb_timer_isr(void)
{
    tpr_2=EvbRegs.T3PR>>1;
    pom1 = ((long)Ur*qcos(alfa))>>15;
    pom1 = tpr_2+(((long)tpr_2*pom1)>>15);
}

```

```

EvbRegs.CMPR4 = pom1;
pom1 = ((long)Ur*qcoss(alfa+DVE_PI_3))>>15;
pom1 = tpr_2+(((long)tpr_2*pom1)>>15);
EvbRegs.CMPR5 = pom1;
pom1 = ((long)Ur*qcoss(alfa-DVE_PI_3))>>15;
pom1 = tpr_2+(((long)tpr_2*pom1)>>15);
EvbRegs.CMPR6 = pom1;
if(pom==10)
{
Up+=pr_up;
pr+=dalfa;
EvbRegs.T3PR = Up;
pom = 0;
}
pom++;
//blok kontrolující amplitudu pily pro kyvadlovou zmenu
if(Up>hm)
{
Up=hm-pr_up;
pr=pr-(dalfa<<1);
dalfa=-dalfa;
pr_up=-pr_up;
}
if(Up<Ur)
{
Up=Ur-pr_up;
pr=pr-(dalfa<<1);
dalfa=-dalfa;
pr_up=-pr_up;
}
alfa+=pr;
// Priprava na dalsi preruseni
EvbRegs.EVBIFRA.all = BIT9;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP4;
}

```

Příloha C – Upravený algoritmus pro implementaci do DSP v jazyce C – náhodná změna spínací frekvence

```

#include "DSP281x_Device.h"
#include "DSP281x_Examples.h"
#include "ISR.h"
#include "qmath.h"
#include<stdlib.h>

#define DVE_PI_3 21845

int alfa = 0, pr=409; //uhel alfa, pr je prirustek uhlu alfa
int Ur = 27000;
int pom1 = 0;
unsignedint Up = 37500;
intpr_up = 1500; //prirustek pily
unsignedint hm = 37500; //horni mez pily
int pom = 0;
unsignedintUps = 0;
intdalfa = 16;
int tpr_2;
double pom2;

interrupt void evb_timer_isr(void)

```

```
{
    tpr_2=EvbRegs.T3PR>>1;
    pom1 = ((long)Ur*qcoss(alfa))>>15;
    pom1 = tpr_2 + (((long)tpr_2*pom1)>>15);
    EvbRegs.CMPR4 = pom1;
    pom1 = ((long)Ur*qcoss(alfa+DVE_PI_3))>>15;
    pom1 = tpr_2 + (((long)tpr_2*pom1)>>15);
    EvbRegs.CMPR5 = pom1;
    pom1 = ((long)Ur*qcoss(alfa-DVE_PI_3))>>15;
    pom1 = tpr_2 + (((long)tpr_2*pom1)>>15);
    EvbRegs.CMPR6 = pom1;
    if(pom==10) //ms
    {
        pom2=(rand()%8*1500)+27000;
        Up=(int)pom2;
        pom2=(double)Up/(double)hm;
        pom2=pom2*409;
        pr=(int)pom2;
        EvbRegs.T3PR = Up;
        pom = 0;
    }
    pom++;
    alfa+=pr;
// Priprava na dalsi preruseni
EvbRegs.EVBIFRA.all = BIT9;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP4;
}
```