ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Potlačení mrtvých časů v napěťovém střídači

Vedoucí práce: **Ing. Martin Janda, Ph.D.**

Autor: **Bc. Vojtěch Matys**

2012

Anotace

Tato práce se zabývá problematikou mrtvých časů v napěťových střídačích. Jsou zde nastíněny a matematicky popsány důsledky zavedení mrtvých časů. Tyto mrtvé časy lze kompenzovat pomocí různých metod. Některé z nich jsou zde popsány. Úkolem této práce je též sestavení matematického modelu pohonu a simulování vybraných ustálených průběhů proudů a napětí. Další část práce se zaobírá měřením pohonu, na kterém je možno kompenzovat mrtvé časy. Z naměřených výsledků se vyvodí účinnost kompenzace a provede se harmonická analýza pro kompenzované i nekompenzované průběhy proudu.

Klíčová slova

Mrtvé časy, napěťový střídač, úbytek napětí, deformace proudu, kompenzace, frekvenční analýza.

Abstract

This work deals with problems of dead times implemented in voltage inverters. There are sketched and mathematically described consequences of establishing dead times. This dead times can be compensated by various algorithms. Some of them are described in this thesis. The assignment of this work is form the mathematic model of drive and simulation of chosen stabilized courses of currents and voltages. Next part is interested in measurement of drive, which is able to compensate the dead times. Efficiency of compensation is deduced from measurement and the Fourier analysis is composed for uncompensated and compensated courses of current.

Key words

Dead times, voltage inverter, voltage drop, current deformation, compensation, frequency analysis.

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

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.

V Plzni dne 6.5.2012 Bc. Vojtěch Matys

……..

Poděkování

Především bych chtěl poděkovat vedoucímu mé diplomové práce panu Ing. Martinovi Jandovi, Ph.D., za cenné rady při zpracování této práce a také za vstřícný přístup při měření pohonu. Dále bych chtěl poděkovat panu Ing. Jakubovi Tallovi za pomoc při sestavování programu, díky kterému fungoval zkoumaný pohon podle požadovaných parametrů.

OBSAH

OBSAH **6**

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK **8**

1 ÚVOD **10**

2 STŘÍDAČE **11**

3 MRTVÉ ČASY **11**

3.1 Důsledky zavedení mrtvých časů **12**

3.1.1 Principy zkreslení výstupního napětí 12

3.1.2 Velikost zkreslení výstupního napětí 15

3.1.3 Optimální nastavení kmitočtu nosného signálu 15

3.1.4 Napěťový úbytek 17

4 ZNÁMÉ ALGORITMY PRO POTLAČENÍ MRTVÝCH ČASŮ **19**

4.1 Úprava velikosti modulačního signálu **19**

4.2 Algoritmus zachování ideálního pulzu na vybrané části větve střídače **20**

4.3 Algoritmus úpravy spínacích pulzů **23**

4.4 Algoritmus spínající pouze jednu výkonovou součástku ve větvi **27**

4.5 Kompenzace napěťového úbytku výkonových součástek **30**

4.6 Algoritmus počítající se zpožděním náběžné a sestupné hrany výkonových součástek **31**

4.7 Vyhodnocení polarity proudu **33**

5 SIMULACE **34**

5.1 Běžná kompenzace – úprava velikosti modulačního signálu **34**

5.2 Kompenzace v závislosti na stavu čítače [2] **41**

6 MĚŘENÍ 42

6.1 Měření časových průběhů proudu motoru 43

6.2 Frekvenční analýza proudů 46

6.2.1 Frekvence nosného signálu $\mathbf{f_p = 2\ kHz}$ 46

6.2.2 Frekvence nosného signálu $\mathbf{f_p = 10\ kHz}$ 50

7 ZÁVĚR 57

LITERATURA 58

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

ω_0	…	výstupní úhlová frekvence střídače (statorová)
τ_k	…	pulzace momentu motoru
υ_{m+},υ_{m-}	…	upravený modulační signál
υ_{m0}	…	modulační signál
υ_{tri}	…	nosný signál
ΔV	…	velikost kompenzace
ΔV_a	…	napěťový úbytek výstupu střídače
ΔV_{an}	…	napěťová chyba přepočítaná na zátěž
$\Delta V'_a$	…	napěťová chyba vztažená ke zpoždění součástek
$\bar{I}_1$	…	fázor výstupního proudu
$\bar{V}_1$	…	fázor výstupního napětí
$\bar{V}_{10}$	…	fázor zadaného nezkresleného napětí
$\bar{V}_{f1}$	…	fázor napěťové chyby V_ε
cos φ, cos ϕ	…	účiník
D_1, D_2, D_a^+, D_a^-	…	zpětné diody
f_c, f_p	…	nosná frekvence
f_s, f	…	statorová frekvence
I_a, i_u	…	výstupní proud
i_{TH+}, i_{TH-}	…	hystereze okolo nulového proudu
k	…	řád harmonické
n_p	…	počat pulzů v periodě statorové frekvence
P	…	výkon motoru
P_I	…	zkreslení výstupního napětí
p_{max}	…	amplituda nosného signálu

R	…	odpor vodičů
R_{ce}	…	odpor otevřené spínací součástky
R_d	…	odpor otevřené diody
$sign(i_{as})$, I	…	logická hodnota, značící směr výstupního proudu
T_a^+, T_a^-, S_1, S_2, Q_1, Q_2	…	spínací součástky
t_d	…	mrtvý čas
$T_{d(on)}$, $T_{d(off)}$	…	prodleva mezi řídícím signálem a reakcí spínací součástky
T_p, T_s	…	perioda nosného signálu
t_{period}	…	perioda běhu střídače bez kompenzace
T_r, T_f	…	čas vzrůstu a poklesu napětí na součástce
V_ε	…	napěťová chyba
V_a, V_1, v_{an}	…	výstupní napětí střídače
V_{a0}, V_{10}	…	ideální napětí
V_{ce}	…	celkový úbytek napětí spínací součástky
V_{ce0}	…	úbytek napětí otevřené spínací součástky
V_d	…	celkový úbytek napětí diody
V_d, U_c, U_{css}	…	napětí v meziobvodu
V_{d0}	…	úbytek diody v propustném směru
V_{drop}	…	napěťový úbytek
V_k	…	harmonické složky napěťové chyby
v_o	…	napětí zátěže
α, m_a, m	…	modulační index
Ψ_1	…	fázový posuv proudu

1 ÚVOD

Měniče frekvence s napěťovými střídači slouží k vytvoření požadovaných průběhů proudů a napětí, nezávisle na frekvenci zdroje, který tento měnič napájí. Měnič frekvence se většinou skládá z usměrňovače (je-li zdrojem střídavá síť), stejnosměrného meziobvodu, který tvoří kondenzátor a samotného střídače tvořeného spínacími součástkami a zpětnými diodami. Spínacími součástkami jsou většinou výkonové IGBT tranzistory, GTO tyristory, nebo unipolární tranzistory. Střídač na svém výstupu vytváří v ideálním případě požadované napěťové pulzy, které jsou přivedeny na napájené zařízení. Napěťové pulzy mají konstantní velikost $\pm U_c/2$, jsou tedy úměrné polovině napětí v meziobvodu. Takto napájeným zařízením protéká v ideálním případě požadovaný proud.

Střídač tvoří jednotlivé větve. V jedné větvi jsou dvě spínací součástky (tranzistory) v sérii. Mezi tranzistory je ve větvi vyvedená fáze, která tvoří vývod střídače. Sepnutím horního tranzistoru se na výstupní fázi objeví kladné napětí ($U_c/2$), sepnutím spodního tranzistoru se na výstupu střídače objeví záporné napětí ($-U_c/2$). Jelikož jsou tranzistory zapojeny v sérii, je vyloučeno, aby byly sepnuté v jednom okamžiku. Aby se zabránilo zkratu, je nutno vložit časovou prodlevu mezi spínací pulzy tranzistorů. Tím se zabrání zkratu ve fázi, ale výstupní napětí je již zkreslené touto prodlevou. V některých případech je toto zkreslení přípustné, v jiných je nutno použít nějaký algoritmus úpravy řídících (modulačních) signálů, které jsou upravené tak, aby bylo výstupní napětí méně zkreslené. Mrtvé časy se tedy takzvaně kompenzují.

2 STŘÍDAČE

Jedná se o kombinaci polovodičových výkonových prvků, nejčastěji GTO tyristorů, nebo IGBT tranzistorů. Pomáhají vytvořit požadované proudové průběhy pro zátěže, ať už jsou to motory jakéhokoli typu, nebo napájecí síť (dnes hojně využívané kvůli zdrojům elektrické energie, kterými jsou například fotovoltaické, nebo větrné elektrárny). Nejvíce se střídače používají v kombinaci se stejnosměrným meziobvodem – tzv. nepřímé měniče frekvence.

Tato práce se zaobírá problematikou mrtvých časů v napěťových střídačích. Ty mají na svém vstupu zdroj napětí. Střídač poté na zátěž připojuje napěťové pulzy kladné, nebo záporné polarity. Díky tomu je vytvořen střídavý průběh proudu o požadované výstupní (statorové) frekvenci.

3 MRTVÉ ČASY

Většina střídačů pracuje na principu komutace výkonových součástek. To znamená proces vypnutí jedné a zapnutí druhé součástky v téže větvi. Při teoretickém rozboru obvodu není zapotřebí uvažovat reálné parametry součástek a parazitní parametry v obvodu. Druhý případ nastává při realizaci fyzického střídače. Žádný spínací prvek nemá schopnost v nekonečně krátkém čase vypnout protékající proud. Nastává tedy nebezpečí, že v době komutace bude jedna součástka již otevřena, zatímco se druhá nestihla zavřít. V tomto případě začne otevřenými součástkami ve větvi protékat proud, tedy nastane zkrat a součástky budou zničeny v důsledku neřiditelně narůstajícího proudu ve větvi. Pro tyto případy, tedy pro snížení nebezpečí zkratu ve větvi, se zavádí do řídícího obvodu tzv. mrtvý čas. V dnešní době jsou vyráběny velice rychlé součástky. Vypínací časy se pohybují v rozmezí od jednotek ηs po desítky μs. Tato doba záleží na konstrukci a kvalitě použité součástky. Prodleva spínání při komutaci, tedy mrtvý čas, se přizpůsobuje spoustě parametrům. Od samotné doby vypínacího času součástky, zahrnutím parametrů obvodu ve střídači, jeho parazitním vlastnostem až po komplexní zahrnutí celého pohonu. Také záleží na vlastním použití pohonu, v jakém prostředí má pracovat, jak má střídač působit na zátěž, sám na sebe a konečně, jak má působit na jeho napájecí zdroj. Ve většině případů je střídač použit v kombinaci s usměrňovačem, jedná se tedy o měnič kmitočtu se stejnosměrným meziobvodem, přes který se zpět do sítě přenáší vyšší harmonické složky, způsobené prací střídače (spínáním součástek v jednotlivých větvích

střídače). Na vyšší harmonické složky a na výstupní proud do zátěže má vliv i vložená prodleva při komutaci, tedy mrtvý čas.

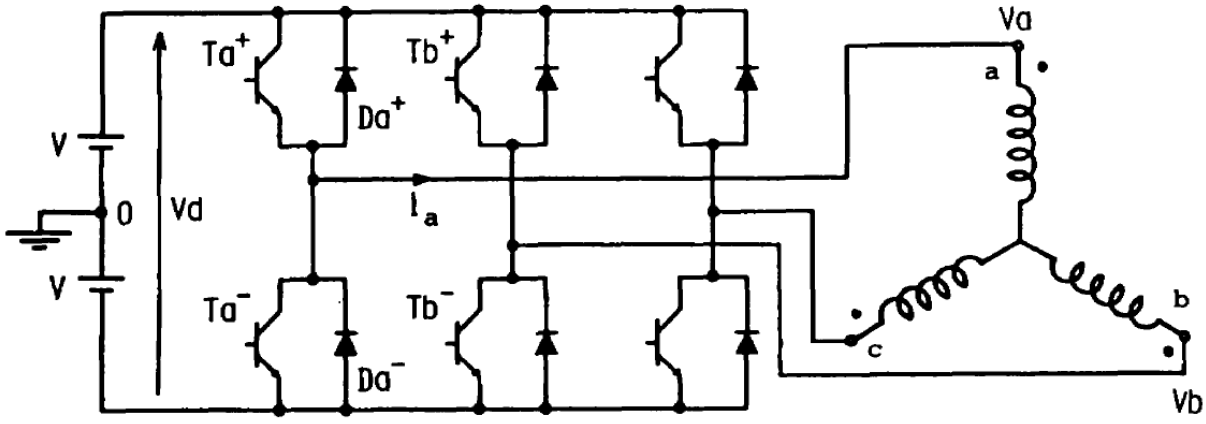
Mrtvý čas je tedy zpoždění náběžné hrany (zpoždění sepnutí) každého spínacího prvku. Dochází k deformaci požadovaného výstupního proudu v důsledku zkrácené propustnosti součástky, kterou protéká kladný proud. Tento proud nahradí zpětná dioda. Čím delší je doba mrtvého času, tím více je výstupní proud deformován.

3.1 DŮSLEDKY ZAVEDENÍ MRTVÝCH ČASŮ

Celá kapitola 3.1 je zpracována podle odborné publikace „Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times".[4]

3.1.1 PRINCIPY ZKRESLENÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ

Na ***obr. 3.1-1*** je schéma třífázového napěťového střídače, ke kterému je připojena třífázová zátěž. Následující výpočet je řešen pro výstupní fázi **A**.

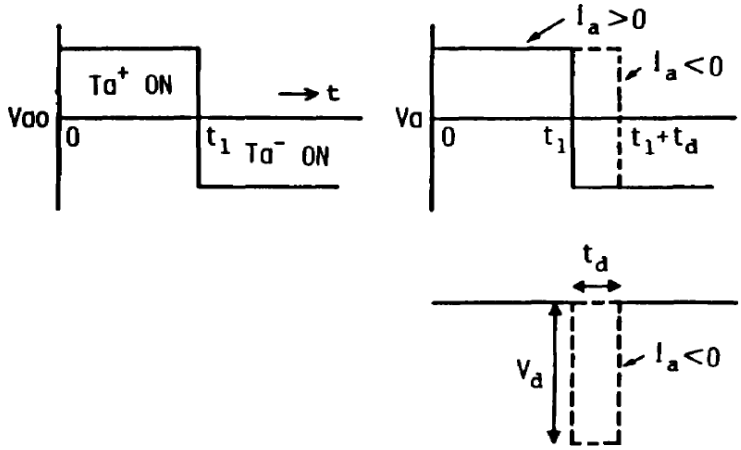


obr. 3.1-1 Schematické zapojení střídače [4]

Další schéma na ***obr. 3.1-2*** znázorňuje samotnou napěťovou chybu, která je závislá na směru výstupního proudu. Jestliže je proud $\mathbf{I_a}$ kladný, chyba nastává při přechodu ze záporného na kladné napětí na výstupní větvi **A**. Jestliže má proud záporný směr, nastává chyba, která je znázorněna v diagramu přerušovanou čarou. Napětí by mělo obrátit svou

polaritu v čase $\mathbf{t_1}$, kvůli mrtvému času nastává změna až v čase $\mathbf{t_1+t_d}$. Z této znalosti lze vyvodit závěr, že napěťová chyba nastává jednou za periodu nosného signálu. Jedním z parametrů, na kterých je napěťové zkreslení závislé, je tedy frekvence nosného signálu.

Během periody mrtvého času je napětí kladné, nebo záporné polarity podle směru výstupního proudu ze střídače. Jestliže má výstupní proud $\mathbf{i_a}$ kladný směr, výstupní napětí $\mathbf{Va = -V = (-V_d/2)}$ v časovém úseku mrtvého času. Jestliže má proud záporný směr, výstupní napětí $\mathbf{Va = +V}$ během periody mrtvého času. V tuto chvíli je chybné napětí úměrné čárkovanému úseku na ***obr. 3.1-2***. Má tedy délku $\mathbf{t_d}$ a velikost chybného napětí je $\mathbf{V_d}$.



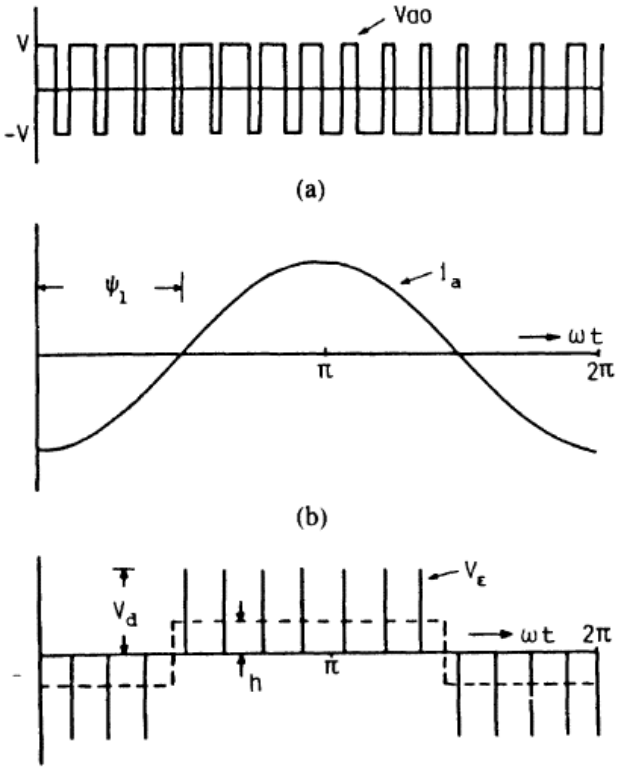
obr. 3.1-2 Výstupní napětí střídače [4]

Obr. 3.1-3 znázorňuje vztah mezi výstupním proudem $\mathbf{i_a}$ a napěťovou chybou $\mathbf{V_\varepsilon}$. Pro jednoduchost je proud znázorněn jako sinusový průběh, i když ve skutečnosti je zkreslen vyššími harmonickými složkami. Napěťová chyba $\mathbf{V_\varepsilon = V_{a0} - V_a}$ má následující vlastnosti:

- Konstantní velikost, která je úměrná napětí ve stejnosměrném meziobvodu.
- Šířka pulzu je vždy rovna času $\mathbf{t_d}$.
- Polarita napěťové chyby je závislá na směru proudu z větve střídače.

Tyto vlastnosti jsou platné pro všechny větve střídače.

Na ***obr. 3.1-3 (c)*** jsou znázorněny pulzy napěťové chyby. Každý pulz $\mathbf{V_\varepsilon}$ nastává v jedné periodě $\mathbf{V_{a0}}$. Z průběhu lze názorně vidět, že první harmonická složka napětí $\mathbf{V_\varepsilon}$ má stejnou polaritu a stejný fázový posuv, jako sinusový průběh proudu $\mathbf{i_a}$.



obr. 3.1-3 Vztah mezi směrem výstupního proudu a napěťovou chybou [4]

Počet period nosného signálu během jedné periody výstupní první harmonické složky je určen poměrem výstupní a nosné frekvence.

$$n_p = \frac{f_c}{f} \tag{3.1}$$

Základní harmonická složka pulzů napěťové chyby by mohla být dosažena zapojením filtru dolní propusti. Po zapojení filtru se objeví obdélníkový průběh (v ***obr. 3.1-3*** zobrazen tečkovanou čarou). Výška **h** obdélníkového průběhu se určí dle následující rovnice.

$$h = \frac{n_p}{2} * (t_d * V_d) * (1/2f) = f_c * t_d * V_d \tag{3.2}$$

Použitím Fourierovy transformace obdélníkového průběhu lze docílit výsledku pro k-tou harmonickou složku napěťové chyby $\mathbf{V_\varepsilon}$.

$$V_k = \frac{\pi * h}{4 * k} = \frac{\pi * f_c * t_d * V_d}{4 * k}; \qquad (k = 1,3,5, \dots) \tag{3.3}$$

Z rovnice je patrné, že vyšší harmonické složky jsou závislé na nosné frekvenci $\mathbf{f_c}$. Pro snížení napěťové chyby by se tedy měla určit horní hranice pro nosný kmitočet a též pro velikost mrtvých časů.

3.1.2 VELIKOST ZKRESLENÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ

Toto zkreslení způsobené mrtvými časy je nejzávažnější při nízkém středním napětí na výstupu střídače. Pro tento případ mohou vzrůst ztráty v železe, v mědi a může se též zvyšovat zvlnění momentu motoru.

Protože 1. harmonická ve spektru filtrovaného výstupního napětí má největší amplitudu, všechny vyšší harmonické $\mathbf{V_k}$ vytvoří pulzaci momentu motoru $\boldsymbol{\tau_k}$.

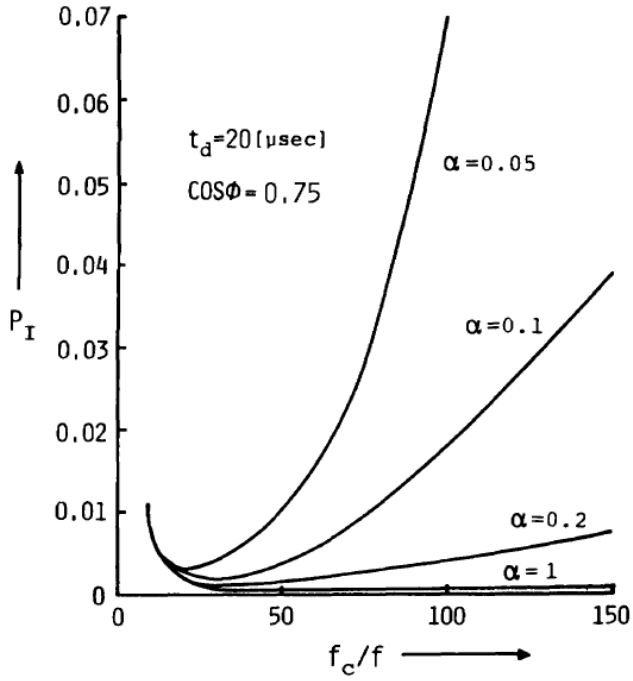
$$\tau_k = K_t * \left(\frac{V_k}{k}\right) * V_1 \tag{3.4}$$

Samotné zkreslení $\mathbf{P_I}$ je udáváno jako součet **k-tých** harmonických dle následujícího vzorce.

$$P_I = \sum_{k=1,2,3\ldots}^{\infty} \frac{\bar{V}_k}{k^2}; \qquad (\bar{V}_k = V_k/V_1) \tag{3.5}$$

3.1.3 OPTIMÁLNÍ NASTAVENÍ KMITOČTU NOSNÉHO SIGNÁLU

Na ***obr. 3.1-4*** je znázorněna hodnota zkreslení závislá na poměru $\mathbf{f_c/f}$. Do výpočtu byl zařazen mrtvý čas $\mathbf{t_d}$. Simulace byla prováděna pomocí střídače, na jehož výstupu byla RL zátěž zapojená do hvězdy. Modulační index značí $\boldsymbol{\alpha}$ ($\boldsymbol{\alpha = V1/V1_{max}}$), $\mathbf{\cos \varphi}$ značí účiník.



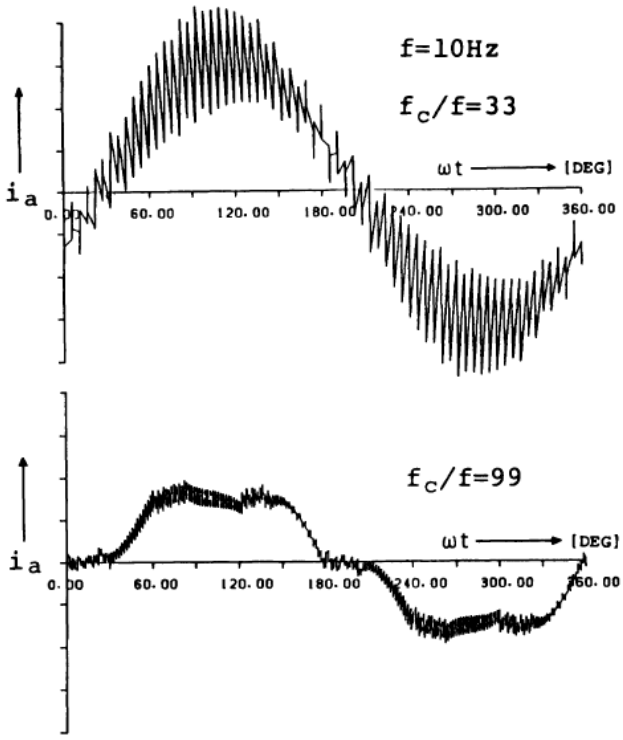
obr. 3.1-4 Vztah mezi nosnou frekvencí a zkreslením [4]

Z ***obr. 3.1-4***, který znázorňuje vztah mezi nosnou frekvencí a zkreslením, lze vyčíst, že optimální nastavení poměru $\mathbf{f_c/f}$ se mění v závislosti na modulačním indexu $\boldsymbol{\alpha}$. Například pro $\boldsymbol{\alpha}$**=0,05** se zdá být nejideálnějším $\mathbf{f_c/f = 25}$. Při $\boldsymbol{\alpha = 1}$ je nejnižší zkreslení přibližně při $\mathbf{f_c/f = 50}$.

Pro příklad byla simulována situace, kde byl na střídač připojen asynchronní motor. Výstupní frekvence střídače byla $\mathbf{f = 10\ Hz}$, modulační index $\boldsymbol{\alpha = 0,1}$. Optimální poměr $\mathbf{f_c/f}$ pro tento případ je okolo **33**. Poté je optimální nosná frekvence $\mathbf{10x33 = 330\ Hz}$. ***Obr. 3.1-5*** znázorňuje průběh pro dva případy:

a) Optimální nastavení nosné frekvence, přesněji **330 Hz.**
b) Poměr $\mathbf{f_c/f = 99}$ je daleko od ideálního navrženého poměru.

Lze pozorovat, že průběh výstupního proudu $\mathbf{i_a}$ je při optimální nosné frekvenci **(330 Hz)** jen málo zkreslený. Při nosné frekvenci, odlišné od výše navržené, má výstupní proud nižší rozkmit, ale je více zkreslený.



obr. 3.1-5 Porovnání výstupních proudů v závislosti na nosné frekvenci [4]

3.1.4 NAPĚŤOVÝ ÚBYTEK

Obr. 3.1-6 znázorňuje fázorový diagram a na něm vztah mezi zadaným napětím $\mathbf{V_{10}}$, aktuálním napětím $\mathbf{V_1}$, ovlivněným mrtvými časy a velikostí spínací frekvence. V diagramu značí $\boldsymbol{\phi}$ úhel mezi fázory $\bar{\mathbf{V}}_\mathbf{1}$ **a** $\bar{\mathbf{I}}_\mathbf{1}$. $\boldsymbol{\Psi_1}$ značí stejný úhel, jako v ***obr. 3.1-3 (b)***. Velikost fázoru úbytku napětí $\bar{\mathbf{V}}_{\mathbf{f1}}$ je zcela úměrná už zmiňovanému $\mathbf{V_\epsilon}$. Z diagramu lze určit následující rovnice skalárních veličin.

$$V_1 * sin\varphi = V_{10} * sin\Psi_1 \tag{3.6}$$

$$V_1 * cos\varphi + V_{f1} = V_{10} * cos\Psi_1 \tag{3.7}$$

Poměr $\mathbf{V_{f1}/V_{10}}$ určuje velikost fázoru napěťového úbytku.

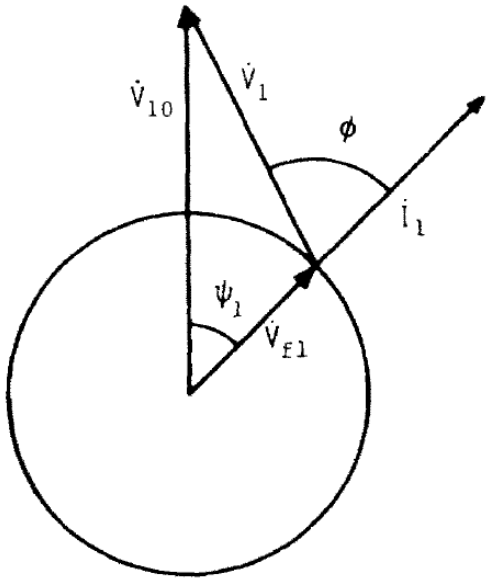
$$\bar{V}_{f1} = \frac{V_{f1}}{V_{10}} = \frac{\frac{\pi}{4} * f_c t_d V_d}{\frac{\alpha * V_d}{2}} = \frac{\frac{\pi}{2} * f_c t_d}{\alpha} \tag{3.8}$$

Z rovnice je zřejmé, že velikost fázoru napěťového úbytku roste s klesající hodnotou modulace **α**. Eliminací úhlu **Ψ** z ***rov. 3.7*** je získán následující vztah v ***rov. 3.9***.

$$\bar{V}_1 = -\bar{V}_{f1} * cos\phi + \sqrt{1 - \bar{V}_{f1}^2 * sin^2\phi} \tag{3.9}$$

$$\bar{V}_1 = \frac{V_1}{V_{10}}; \quad \bar{V}_{f1} = V_{f1}/V_{10} \tag{3.10}$$

Se snižujícím se úhlem **ϕ** klesá rovněž velikost výstupního napětí střídače $\bar{\mathbf{V}}_{\mathbf{1}}$**.** Při větším zatížení motoru budou tedy zároveň vyšší hodnoty napěťového úbytku $\bar{\mathbf{V}}_{\mathbf{f1}}$ k poměru $\bar{\mathbf{V}}_{\mathbf{1}}$**.**



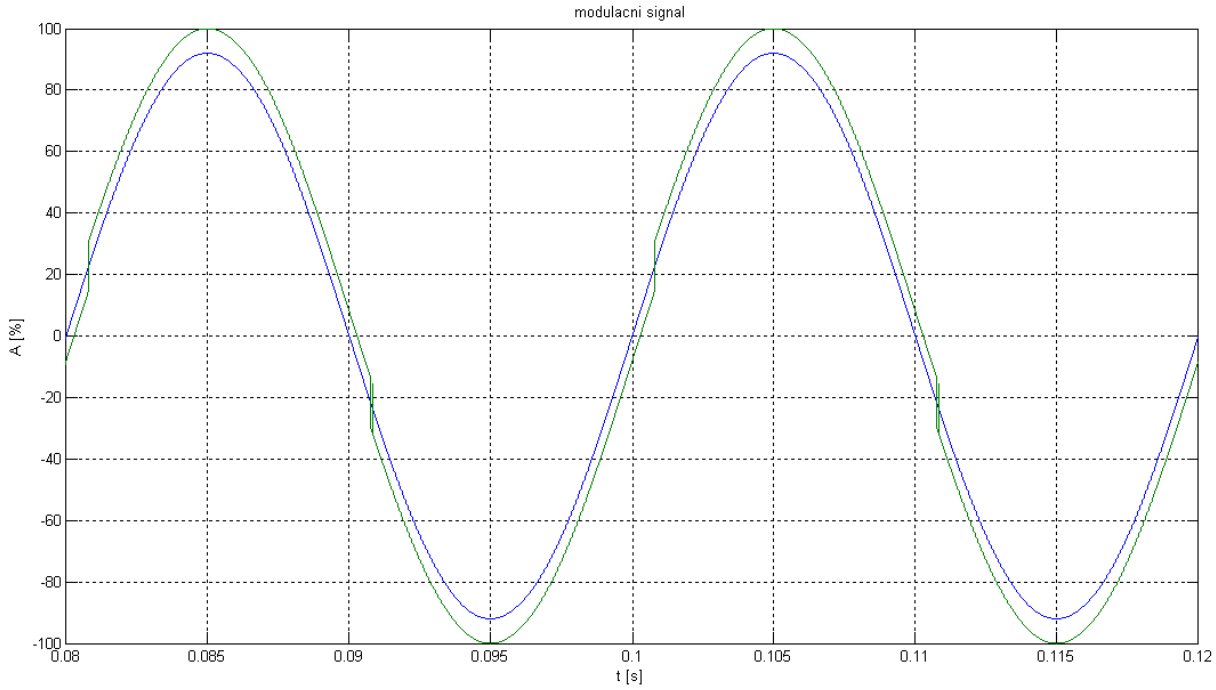
obr. 3.1-6 Vztah mezi napětími V_1 a V_{10} [4]

Existují různé korekce řídících signálů, které umožňují určitou eliminaci napěťového úbytku a zkreslení výstupního napětí. Výstupní signál ze střídače je tím pádem ideálnější a i zátěž má lepší provozní vlastnosti. Následující kapitola se zabývá kompenzací mrtvých časů pomocí různých algoritmů.

4 ZNÁMÉ ALGORITMY PRO POTLAČENÍ MRTVÝCH ČASŮ

4.1 ÚPRAVA VELIKOSTI MODULAČNÍHO SIGNÁLU

Jde o algoritmus, který spočívá v úpravě modulačního signálu tak, aby výstupní napěťové pulzy střídače byly úměrné pulzům ideálním, ať už jsou mrtvé časy generovány v kódu pro pohon, nebo přímo v driveru střídače. Jak je uvedeno v předchozí kapitole, napěťová chyba, která vzniká v důsledku zavedení mrtvých časů, je závislá na výstupním proudu z větve střídače. Proto je nutno zavést kompenzaci v závislosti na směru výstupního proudu. Na následujícím ***obr. 4.1-1*** lze vidět úpravu modulačního signálu v závislosti na výstupním proudu střídače. Ideální modulační signál je modrá křivka. Upravený modulační signál použitý ke kompenzaci je zelená křivka. Velikost modulačního signálu je uvedena v procentech. Změna signálu je závislá na velikosti mrtvých časů, na frekvenci a amplitudě nosného signálu.



obr. 4.1-1 Ukázka úpravy modulačního signálu při kompenzaci mrtvých časů

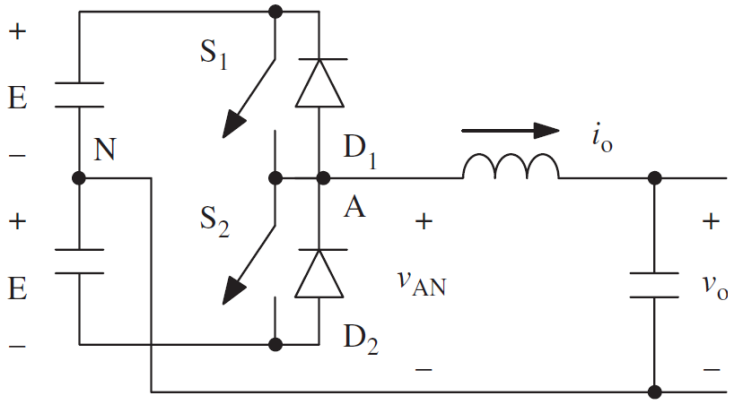
Tento algoritmus byl použit při simulaci pohonu i při měření reálných parametrů pohonu. Tento algoritmus lze modifikovat pomocí různých úprav, zabývajících se například úbytkem

napětí na spínacích součástkách atd. Výběr algoritmů pro potlačení mrtvých časů je popsán v dalších podkapitolách.

4.2 ALGORITMUS ZACHOVÁNÍ IDEÁLNÍHO PULZU NA VYBRANÉ ČÁSTI VĚTVE STŘÍDAČE

V této kapitole je popsán algoritmus, který lze nalézt v odborné práci „Dead-time assignment for single-phase half-bridge PWM inverters" [1].

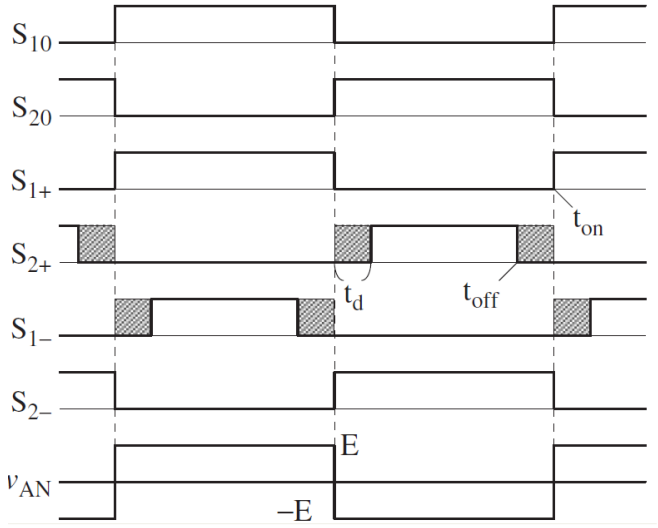
Mrtvé časy jsou běžně zavedeny na náběžnou hranu řídících pulzů. Zpožďovány jsou obě součástky ve větvi. Tento algoritmus pro potlačení mrtvých časů zanechává ideální pulz k součástce, která vede kladný proud. Ke znázornění slouží ***obr. 4.2-1***. Je-li kupříkladu výstupní proud $\mathbf{i_o}$ kladný (teče z větve), vede kladný proud součástka $\mathbf{S_1}$. Jestliže se tato součástka vypne, vede proud zpětná dioda $\mathbf{D_2}$. Ta není závislá na spínacích pulzech, jako spínací součástka $\mathbf{S_1}$ nebo $\mathbf{S_2}$. Pokud je směr proudu invertován, nastává stejná situace pro spínací součástku $\mathbf{S_2}$ a zpětnou diodu $\mathbf{D_1}$.



obr. 4.2-1 Zapojení střídače [1]

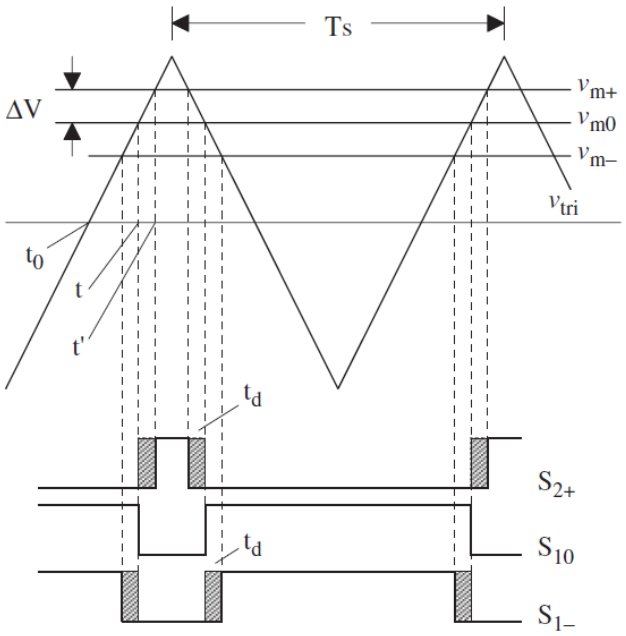
Cílem tohoto algoritmu tedy je zanechat ideální spínací pulz součástce protékané kladným proudem a druhé součástce zúžit spínací pulz tak, že náběžná hrana bude v čase $\mathbf{t_d}$ zpožděná a sestupná hrana nastane dříve o stejný čas $\mathbf{t_d}$. Pulzy vytvořené pomocí tohoto algoritmu jsou graficky znázorněny na ***obr. 4.2-2***. Při kladném výstupním proudu je tedy aktuální spínací signál $\mathbf{S_{1+}}$ a $\mathbf{S_{2+}}$. Lze vidět, že od ideálního signálu $\mathbf{S_{10}}$ se signál $\mathbf{S_{1+}}$ neliší. Při

záporném výstupním proudu jsou ideální spínací pulzy přivedeny na spínací součástku **S_2**. V následujícím časovém průběhu tyto pulzy znázorňují **S_{1-}** a **S_{2-}**.



obr. 4.2-2 Pulzy k výkonovým součástkám [1]

Spínací pulzy se i zde běžně tvoří pomocí komparace nosného signálu a signálu modulačního. Na ***obr. 4.2-3*** lze pozorovat tvorbu pulzu **S_{10}**. To je ideální pulz pro součástku **S_1**. Dále jsou zakresleny zkrácené pulzy pro součástky, které aktuálně nevedou kladný proud (jsou tedy protékány k nim zapojené antiparalerní diody). Zkrácený pulz musí být vytvořen tak, aby nemohlo dojít ke zkratu ve větvi střídače.



obr. 4.2-3 Tvorba zkrácených pulzů [1]

Matematicky lze zapsat rozdělení signálů podle polarity výstupního proudu následujícími rovnicemi.

$$S_1 = I * S_{10} + \bar{I} * S_{1-} \tag{4.2.1}$$

$$S_2 = I * S_{20} + \bar{I} * \overline{S_{10}} \tag{4.2.2}$$

Zjednodušeně lze říci, že mrtvý čas $\mathbf{t_d}$ lze zavést změnou velikosti modulačního signálu pomocí strmosti pily, kde určitá změna modulačního signálu je přímo úměrná změně délky mrtvého času. Frekvence modulačního signálu je ve většině případů vzhledem k frekvenci nosného signálu poměrně nízká, tudíž se počítá s modulačním signálem jako s konstantní hodnotou. Tento algoritmus se i přesto zabývá také strmostí modulačního signálu. Pro daný průběh veličin na ***obr. 4.2-3*** lze určit následující hodnoty. Strmost nosného signálu v čase lze určit pomocí ***rov. 4.2.3***.

$$\frac{2}{\frac{Ts}{2}} = 4 * fs \tag{4.2.3}$$

Strmost modulačního signálu v čase $\mathbf{t_0}$:

$$\omega_o * m_a * \cos(\omega_o t_0) \tag{4.2.4}$$

Dále se počítá čas **t** (doba od začátku periody nosného signálu), ve které došlo k protnutí nosného signálu $\boldsymbol{\upsilon_{tri}}$ a ideálního modulačního signálu pomocí vztahu ***4.2.5***.

$$t = \frac{m_a * \sin(\omega_o * t_0)}{4 * f_s - \omega_o * m_a * \cos(\omega_o * t_0)} + t_0 \tag{4.2.5}$$

Po úpravě modulačního signálu na $\boldsymbol{\upsilon_{m+}}$, nebo $\boldsymbol{\upsilon_{m-}}$ je rovnice upravena následující vztah.

$$t' = \frac{m_a * \sin(\omega_o * t_0) + \Delta V / V_{tri}}{4 * f_s - \omega_o * m_a * \cos(\omega_o * t_0)} + t_0 \tag{4.2.6}$$

Mrtvý čas je dán rozdílem předchozích dvou rovnic.

$$\Delta t = t - t' = \frac{\Delta V / V_{tri}}{4 * f_s - \omega_o * m_a * \cos(\omega_o * t_0)} \tag{4.2.7}$$

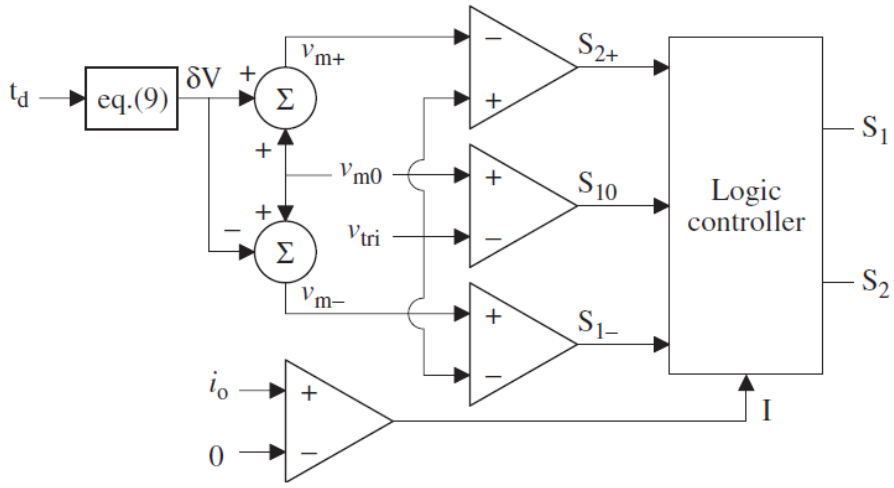
Daného mrtvého času se docílí úpravou předchozího vztahu ***4.2.7***.

$$\Delta V = V_{tri} * t_d * [4 * f_s - \omega_o * m_a * \cos(\omega_o * t_0)] \quad (4.2.8)$$

V celé periodě výstupního signálu je **ΔV** proměnnou funkcí závislou na čase. Ve většině aplikací se s **ΔV** počítá jako s konstantní hodnotou. Proto by měla být minimální změna signálu **δV** dána amplitudou **ΔV**.

$$\delta V \geq \Delta V_{max} = V_{tri} * t_d * (4 * f_s + \omega_o * m_a) \quad (4.2.9)$$

Následující blokové schéma slouží k realizaci mrtvých časů pomocí již zmiňovaného **δV**. K realizaci byl sestaven polomůstkový jednofázový střídač.



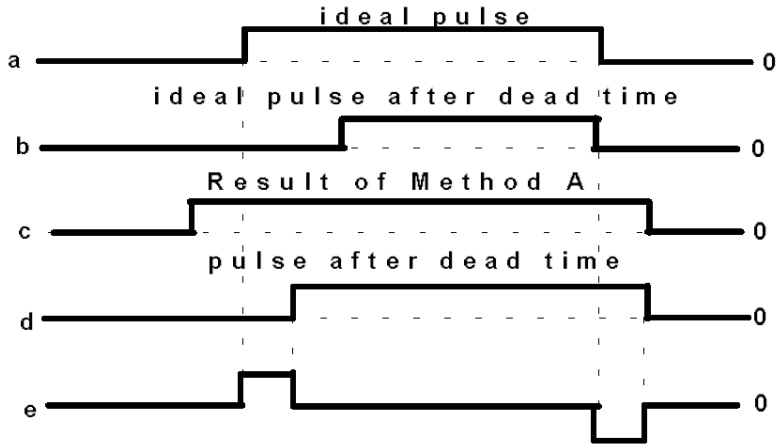
obr. 4.2-4 Blokové schéma pro ovládání spínacích součástek [1]

4.3 ALGORITMUS ÚPRAVY SPÍNACÍCH PULZŮ

Celá tato kapitola pojednává o algoritmu pro potlačení mrtvých časů z odborného textu „Pulse Based Dead Time Compensator for PWM Voltage Inverters" [2].

Jestliže je zaveden běžný algoritmus s úpravou amplitudy řídícího signálu pro kompenzaci mrtvých časů, nastane chyba (posun) pulzů o polovinu mrtvého času v porovnání s ideálními pulzy. Tento algoritmus se zabývá úpravou řídícího signálu tak, aby ke zmiňovanému posuvu nedocházelo.

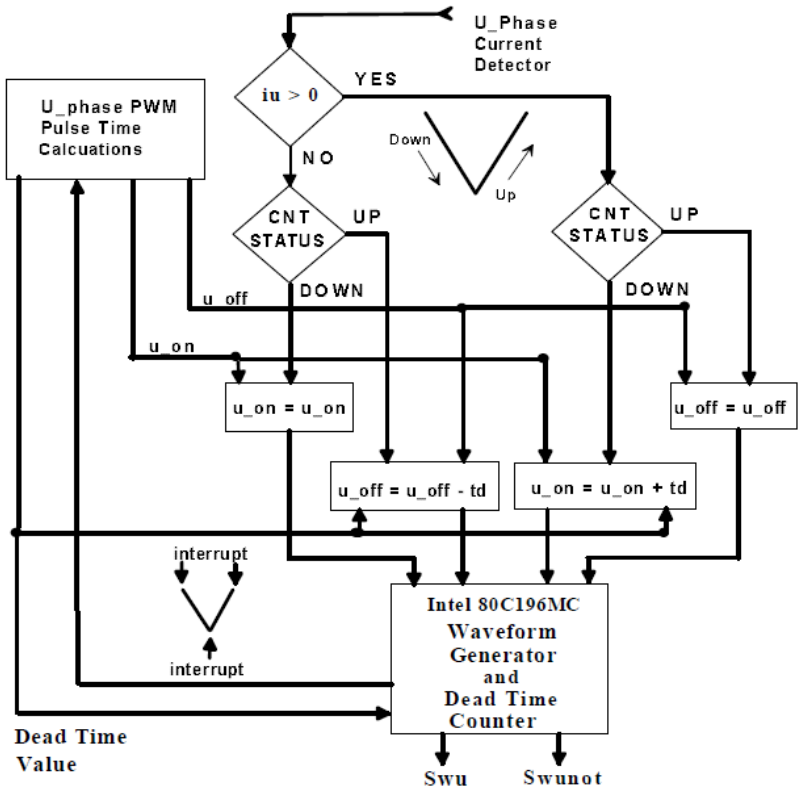
Na ***obr. 4.3-1*** lze názorně vidět posun fáze signálu při běžné kompenzaci (úpravě modulačního signálu metodou v ***kapitole 4.1***). Na ***obr. 4.3-1 (a)*** je znázorněn ideální pulz. Na ***obr. 4.3-1 (b)*** je ideální pulz ovlivněn přidaným mrtvým časem. Na ***obr. 4.3-1 (c)*** je znázorněna běžná metoda kompenzace. Na ***obr. 4.3-1 (d)*** je kompenzovaný pulz, který je ovlivněn mrtvým časem a na ***obr. 4.3-1 (e)*** je patrná chyba výstupního pulzu oproti pulzu ideálnímu.



obr. 4.3-1 Posun pulzu při běžné kompenzaci [2]

Jedná se o algoritmus, který se zabývá úpravou pulzů tak, aby nedocházelo k výše zmiňované chybě. Nutno zmínit, že je nutné použít jako nosný signál symetrickou pilu. Metoda je založená na tom, zda se čítač nosného signálu ocitá na vzestupné či sestupné hraně. Z této informace daná logika čas přičte, odečte nebo nechá spínací čas nezměněný.

Na ***obr. 4.3-2*** je schéma obvodu, které slouží pro realizaci tohoto algoritmu. Softwarový algoritmus generuje ideální spínací pulzy **u_on**, **u_off**. **U_phase current detector** dodává průběžně informace o polaritě výstupního proudu. Informace o stavu čítače je vyhodnocována pomocí přerušení, které zde nastává dvakrát za periodu nosného signálu. Přednastavený mrtvý čas $\mathbf{t_d}$ poté podle polarity výstupního proudu $\mathbf{i_u}$ a stavu čítače (CNT STATUS) upravuje pulzy **Swu** a **Swunot**, které ovládají spínací součástky.

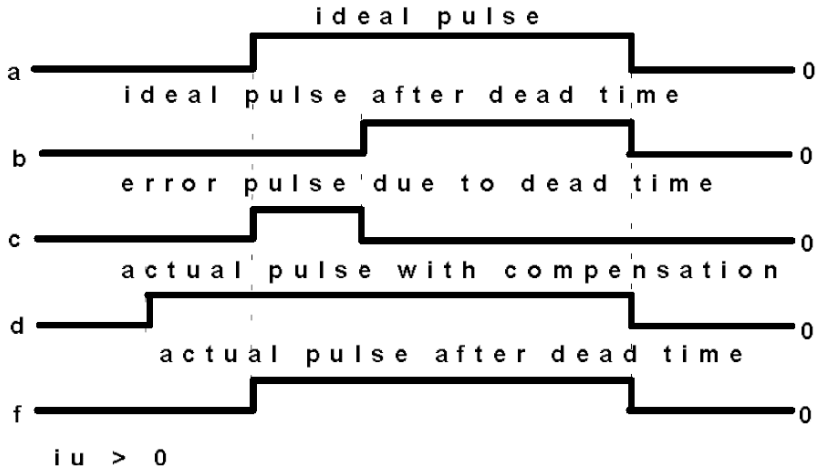


obr. 4.3-2 Obvod pro realizaci posunu pulzů [2]

Logika znázorněná na ***obr. 4.3-2*** funguje následujícím způsobem:

Kladný výstupní proud

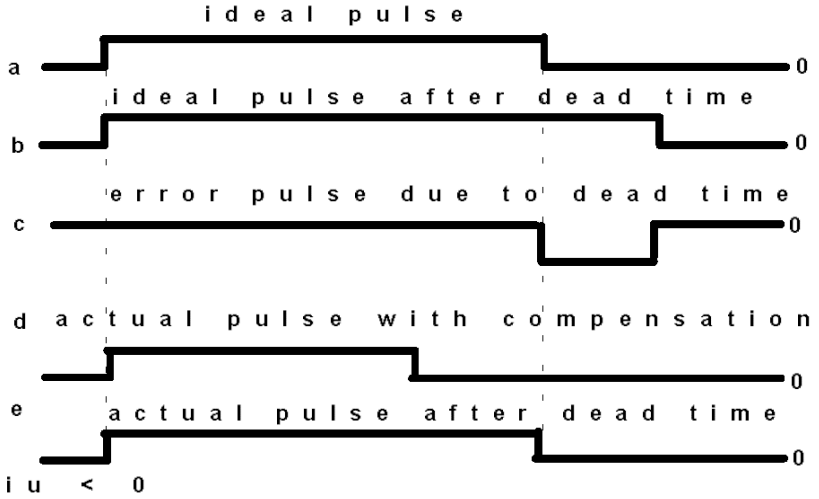
- Je-li výstupní proud fáze **iu>0** a stav čítače je **down** (platí sestupná hrana), kompenzační software upraví **u_on** o mrtvý čas **-td**. **U_on** nastane tedy o čas **td** rychleji.
- Je-li výstupní proud fáze **iu>0** a stav čítače je **up** (vzestupná hrana), neprovádí software signálu **u_off** žádnou kompenzaci.



obr. 4.3-3 Kompenzace při kladném výstupním proudu [2]

Záporný výstupní proud

- Je-li **iu<0** a stav čítače je **down**, software neprovádí pro signál **u_on** žádnou úpravu.
- Je-li **iu<0** a stav čítače je **up**, software reaguje tak, že signál **u_off** upraví o čas **+td**. **U_off** tedy nastane dříve o **td**.



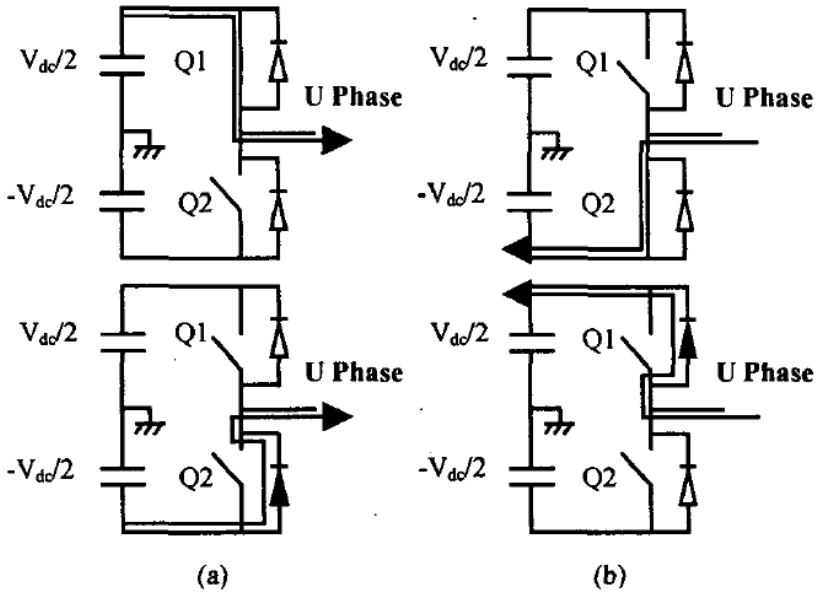
obr. 4.3-4 Kompenzace při záporném výstupním proudu [2]

Na ***obr. 4.3-3*** lze pozorovat spínací pulzy upravené algoritmem pro kladný směr proudu, na ***obr. 4.3-4*** pro záporný směr proudu. Průběh ***d*** zobrazuje kompenzované pulzy a průběh ***e+f*** pulzy upravené mrtvými časy. Lze pozorovat, že se výstupní pulzy shodují s pulzy ideálními.

4.4 ALGORITMUS SPÍNAJÍCÍ POUZE JEDNU VÝKONOVOU SOUČÁSTKU VE VĚTVI

Tato kapitola pojednává o algoritmu, který je popsán v odborné publikaci „A Novel Dead Time Minimization Algorithm of the PWM Inverter" [3].

Při kladném směru výstupního proudu je ve spodní části větve střídače tímto proudem protékána zpětná dioda, stav spínací součástky ve spodní části větve tedy nehraje žádnou roli. Při opačném směru výstupního proudu je stejný stav na horní straně větve. Algoritmus tuto skutečnost využívá ke kompenzaci napěťového úbytku. Zjednodušeně lze říci, že spínací logikou je ovládaná pouze součástka, kterou teče kladný proud. Druhá není ovládána, je zavřená. Výhodou tedy je, že se do spínání aktivní součástky nemusí připočítávat mrtvý čas, protože tzv. nekomutuje se součástkou ve společné větvi. Při změně směru proudu se spínací logika pro obě části větve invertuje. Na ***obr. 4.4-1*** je schéma zapojení jedné větve střídače. Šipka značí směr výstupního proudu. Princip tohoto algoritmu je zde názorně popsán.



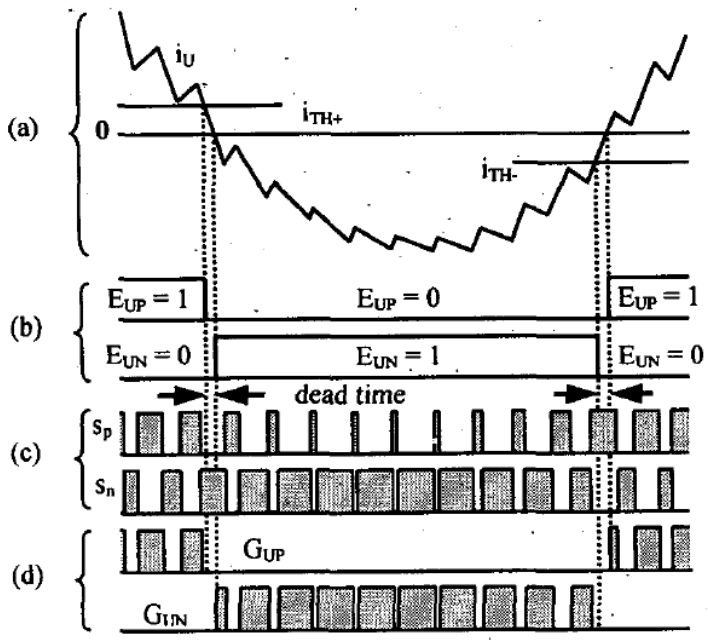
obr. 4.4-1 Logika spínání součástek ve větvi střídače [3]

Vyšší indukčnost zátěže:

Při změně směru výstupního proudu se v jeden okamžik invertuje logika spínání a spínací součástky ve větvi mohou komutovat (v jeden okamžik se jedna vypíná a druhá zapíná). Nastává tedy hrozba proudového zkratu ve větvi. Pro eliminaci zkratu se mezi logikami kladného a záporného proudu zavádí mrtvý čas. Pro tento případ slouží zavedení

minimální hodnoty kladného a záporného výstupního proudu $\mathbf{I_{TH+}}$ a $\mathbf{I_{TH-}}$. Jestliže má výstupní proud kladný směr a jeho hodnota klesne k $\mathbf{I_{TH+}}$, obě součástky jsou zavedeny do logické 0 (nepracují) po dobu daného mrtvého času. Během této doby klesne proud k nule. Po uplynutí mrtvého času logika nechá horní součástku neaktivní a začne spínat druhou, tedy spodní součástku běžnými pulzy bez mrtvého času až doby, než se záporný směr proudu přiblíží k $\mathbf{I_{TH-}}$. V této chvíli nastává znovu mrtvý čas a poté změna logiky spínání obou součástek pro kladný směr proudu.

Na ***obr. 4.4-3 (a)*** lze vysledovat kladnou a zápornou hysterezi výstupního proudu $\mathbf{I_{TH+}}$ a $\mathbf{I_{TH-}}$. Na další časové ose ***(b)*** je znázorněna logika, která rozhoduje o tom, která spínací součástka bude aktivní. Na ***(c)*** lze vidět ideální spínací pulzy pro obě součástky ve větvi. Poslední časová osa ***(d)*** znázorňuje reálný průběh spínacích pulzů součástek. Lze pozorovat časový úsek „deadtime“, při kterém jsou obě spínací součástky vypnuté.



obr. 4.4-2 Změna algoritmu při vysoké indukčnosti [3]

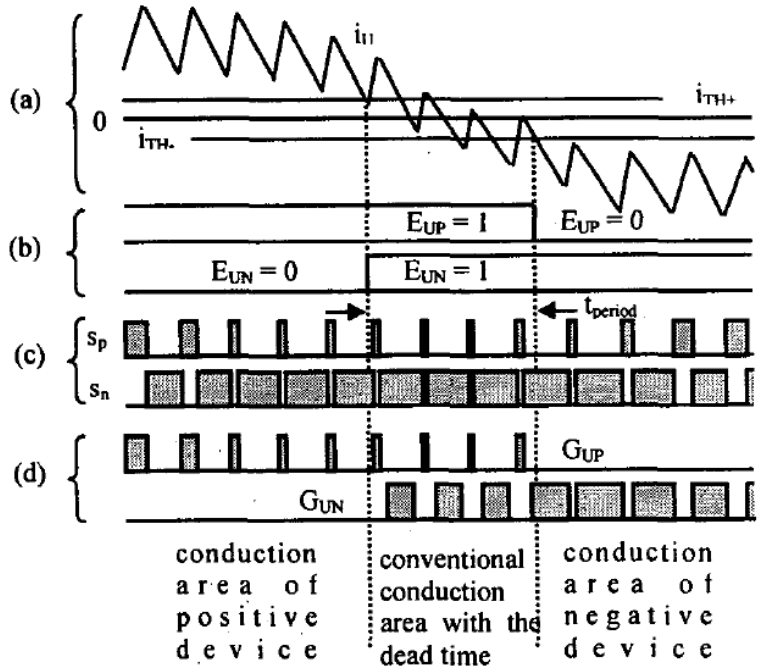
Toto řešení počítá s větší indukčností zátěže. Tedy s tím, že výstupní proud bude vyhlazený a při změně směru nezakmitne zpět. Tehdy by nastala chyba v logice a během těchto zákmitů by spínala špatná součástka.

Při zavedení mrtvého času pouze během změny polarity výstupního proudu je maximální napěťový úbytek, značený jako V_{drop_one}, dán následujícím vztahem.

$$V_{drop_one} = \frac{4}{\pi} * f_o * t_d * V_{dc} \tag{4.4.1}$$

Nižší indukčnost zátěže:

Pro případ nižší indukčnosti zátěže je předchozí řešení modifikováno. Opět je zavedena minimální hodnota výstupního proudu $\mathbf{I_{TH+}}$ a $\mathbf{I_{TH-}}$. Logika spínání součástek je stejná jako předchozí, až do doby, než se výstupní proud dostane pod prahovou hladinu. V tomto okamžiku jsou zavedeny mrtvé časy každé náběžné hrany signálu a spínače pracují oba běžným způsobem bez kompenzace mrtvých časů, až do doby, kdy se proud dostane k druhé prahové hladině a vzrůstá. V tuto chvíli je znovu zavedena logika spínání, jako v předchozím algoritmu pro daný směr výstupního proudu.



obr. 4.4-3 Změna algoritmu při nízké indukčnosti [3]

Při tomto řešení nastává napěťový úbytek, který je v oblasti bez kompenzace dán následujícím vztahem.

$$V_{drop_period} = \frac{4}{\pi} * f_o * f_c * t_{period} * t_d * V_{dc} \tag{4.4.2}$$

Vzhledem k tomu, že změna polarity výstupního proudu v intervalu minimálního proudu $\mathbf{t_{period}}$ se odehraje během pár period nosného signálu, má tato metoda jen minimální důsledky na úbytek výstupního napětí.

4.5 KOMPENZACE NAPĚŤOVÉHO ÚBYTKU VÝKONOVÝCH SOUČÁSTEK

Tato kapitola pojednává o algoritmu, který je popsán v odborném textu „Compensation Method Eliminating Voltage Distortions in PWM Inverter" [5].

Napěťový úbytek vzniká na spínacích součástkách a zpětných diodách. Algoritmus je zde použit jako prostředek pro kompenzaci právě těchto napětí, podílejících se na deformaci výstupního proudu. Úbytek je zde rozdělen na dvě části:

1. Konstantní část, daná jmenovitým úbytkem na výkonových součástkách
2. Proměnná část, způsobená odporem součástek v propustném stavu, tedy napěťový úbytek závislý na protékajícím proudu

Opět zde hraje důležitou roli výstupní proud do zátěže, respektive jeho směr. Řešena bude větev pro fázi **„a".**

Má-li výstupní proud kladný směr ($i_a > 0$):

$$V_a = \frac{U_C}{2} - V_{ce}\ (S_a = 1) \tag{4.5.1}$$

$$V_a = -\frac{U_C}{2} - V_d\ (S_a = 0) \tag{4.5.2}$$

Má-li výstupní proud záporný směr ($i_a < 0$):

$$V_a = \frac{U_C}{2} + V_d\ (S_a = 1) \tag{4.5.3}$$

$$V_a = -\frac{U_C}{2} + V_{ce}\ (S_a = 0) \tag{4.5.4}$$

Následně mohou být předchozí rovnice upraveny do následujícího jednotného tvaru.

$$V_a = (U_c - V_{ce} + V_d) * \left(S_a - \frac{1}{2}\right) - \frac{1}{2} * sign(i_{as}) * (V_{ce} + V_d) \quad (4.5.5)$$

Napěťový úbytek spínací součástky a zpětné diody lineárně narůstá s proudem, je nutno tedy započítat i činný odpor:

$$V_{ce} = V_{ce0} + R_{ce} * |i_{as}| \quad (4.5.6)$$

$$V_d = V_{d0} + R_d * |i_{as}| \quad (4.5.7)$$

Předchozí hodnoty lze přepsat do následujících tvarů.

$$V_D = \frac{V_{ce0} + V_{d0}}{2};\ R_D = \frac{R_{ce} + R_d}{2} + R \quad (4.5.8)$$

Úbytek napětí na výstupu střídače lze následně popsat rovnicí.

$$\Delta V_a = \frac{U_c}{2} - V_{a0} = sign(i_{as}) * (V_d + R_d * |i_{as}|) \quad (4.5.9)$$

Výsledný úbytek napětí na zátěži.

$$\Delta V_{an} = V_a - V_{n0} = \frac{1}{3} * (2 * \Delta V_a - \Delta V_b - \Delta V_c) \quad (4.5.10)$$

Úbytek napětí na zátěži lze následně kompenzovat referenční hodnotou:

$$\Delta V_{a0ref} = \frac{2}{U_c} * sign(i_{as}) * (V_D + R_D * |i_{as}|) \quad (4.5.11)$$

4.6 Algoritmus počítající se zpožděním náběžné a sestupné hrany výkonových součástek

Algoritmus v této kapitole se opět nalézá v odborné publikaci „Compensation Method Eliminating Voltage Distortions in PWM Inverter" [5].

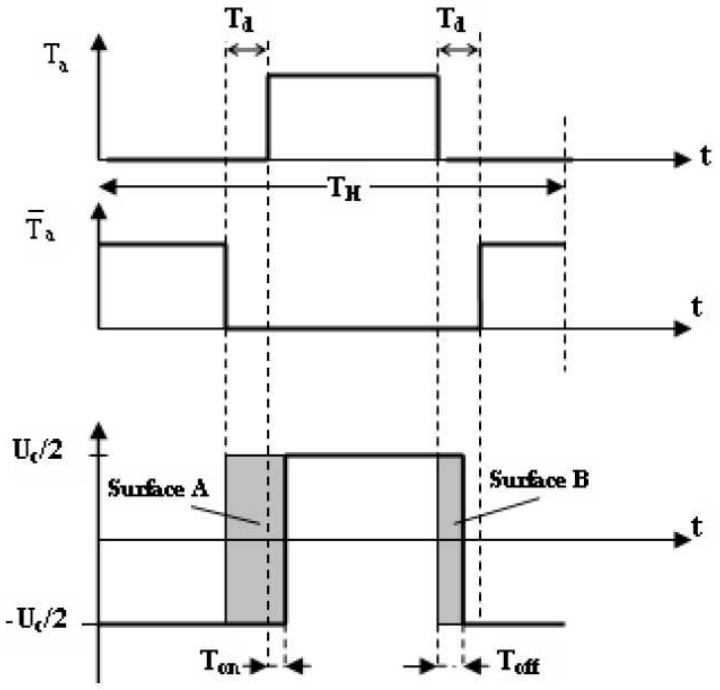
V tomto algoritmu je řešena doba zpoždění výkonových součástek. To je doba, za jakou jsou schopny změnit svůj stav z nevodivého do vodivého a naopak. Tato metoda má za úkol kompenzovat napěťový úbytek, který vzniká při přepínání reálných výkonových součástek.

Parametry výkonových součástek, jako je prodleva, růst a pokles proudu v čase, lze vysledovat v dokumentaci. S těmito parametry se počítá následovně. Sepnutí součástky se počítá jako $\mathbf{T_{d(on)} + T_r}$, vypnutí součástky $\mathbf{T_{d(off)} + T_f}$.

$T_{on} = T_{d(on)} + T_r$ … celková časová prodleva zapnutí součástky

$T_{off} = T_{d(off)} + T_f$ … celková časová prodleva vypnutí součástky

Na ***obr. 4.6-1*** lze vidět řídící pulzy $\mathbf{T_a}$+$\mathbf{\overline{T}_a}$, které jsou již upravené mrtvými časy $\mathbf{T_d}$. Výsledné výstupní napětí střídače je ještě navíc ovlivněno časovou prodlevou spínacích součástek $\mathbf{T_{on}}$ a $\mathbf{T_{off}}$.



obr. 4.6-1 Časová prodleva způsobená parametry součástek [5]

Bude se počítat s větví, která je připojena k fázi „**a**“. Jestliže je proud z větve kladný (proud teče z větve), mrtvý čas způsobí napěťovou ztrátu.

$$\Delta V'_a = \frac{T_d + T_{on} - T_{off}}{T_H} * U_c \tag{4.6.1}$$

Jestliže je směr proudu obrácený, způsobí napěťový přírůstek.

$$\Delta V'_a = -\frac{T_d + T_{on} - T_{off}}{T_H} * U_c \tag{4.6.2}$$

Předchozí rovnice lze nahradit následujícím univerzálním vztahem pro oba směry výstupního proudu.

$$\Delta V'_a = sign(i_{as}) * \frac{T_d + T_{on} - T_{off}}{T_H} * U_c \tag{4.6.3}$$

Výslednou změnu napětí na fázi zátěže lze popsat rovnicí.

$$\Delta V_{an} = \frac{1}{3} * \frac{T_d + T_{on} - T_{off}}{T_H} * U_c * [-2 * sign(i_{as}) + sign(i_{bs}) + sign(i_{cs})] \tag{4.6.4}$$

Toto napětí lze kompenzovat vstupní referenční hodnotou.

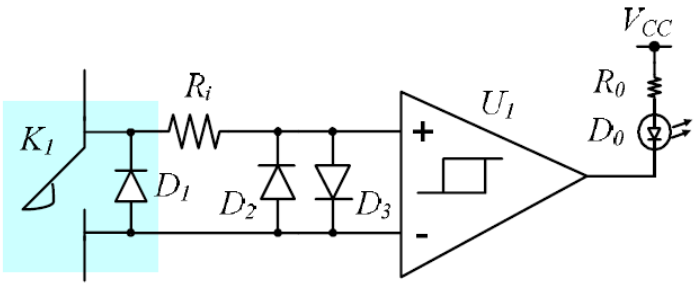
$$\Delta V'_{a0ref} = 2 * sign(i_{as}) * \frac{T_d + T_{on} - T_{off}}{T_H} \tag{4.6.5}$$

4.7 VYHODNOCENÍ POLARITY PROUDU

Tato kapitola pojednává o problematice, která se nalézá v odborném textu „Elimination of Dead-time in PWM Controlled Inverters" [6].

Polarita výstupního proudu se určuje pomocí proudových čidel na výstupních fázích střídače. Dalším zajímavým vyhodnocením polarity výstupního proudu je měření stavů zpětných diod. Zde nejsou zapotřebí proudová čidla, měří se stav zpětné diody. Vyhodnocuje se, zda jsou ve vodivém stavu pomocí speciálního obvodu připojeného ke zpětné diodě.

Proud se vyhodnocuje pomocí obvodu připojeného ke zpětné diodě. Jakmile diodou D_1 začne protékat proud, LED dioda **D_0** se rozsvítí pomocí proudu procházejícího komparátorem **U_1**.



obr. 4.7-1 Obvod pro vyhodnocování polarity proudu [6]

5 SIMULACE

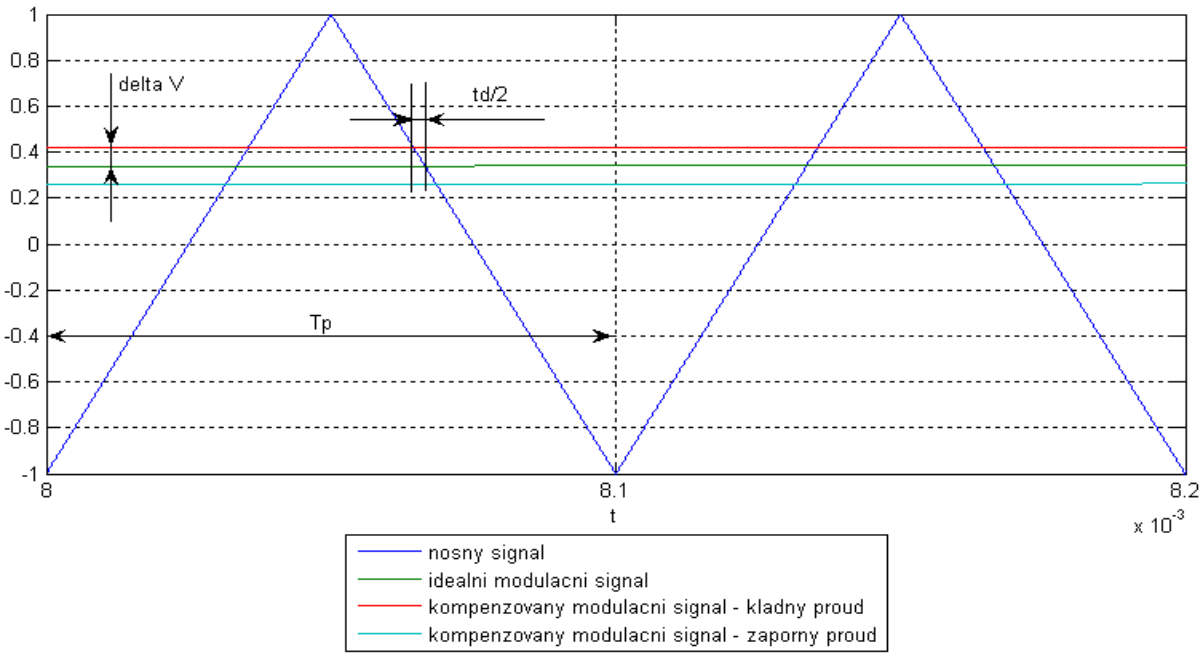
Simulace střídače byla prováděna pomocí programu Dev-C++. Byl sestaven matematický model pohonu. Přesněji byl sestaven třífázový střídač, na jehož vstupu byl zdroj stejnosměrného napětí. Výstup střídače byl připojen k indukčnosti a odporu, zapojených k sobě do série. Výsledná zátěž byla zapojena do hvězdy.

Výpis a zpracování výsledků bylo prováděno pomocí programu Matlab.

5.1 BĚŽNÁ KOMPENZACE – ÚPRAVA VELIKOSTI MODULAČNÍHO SIGNÁLU

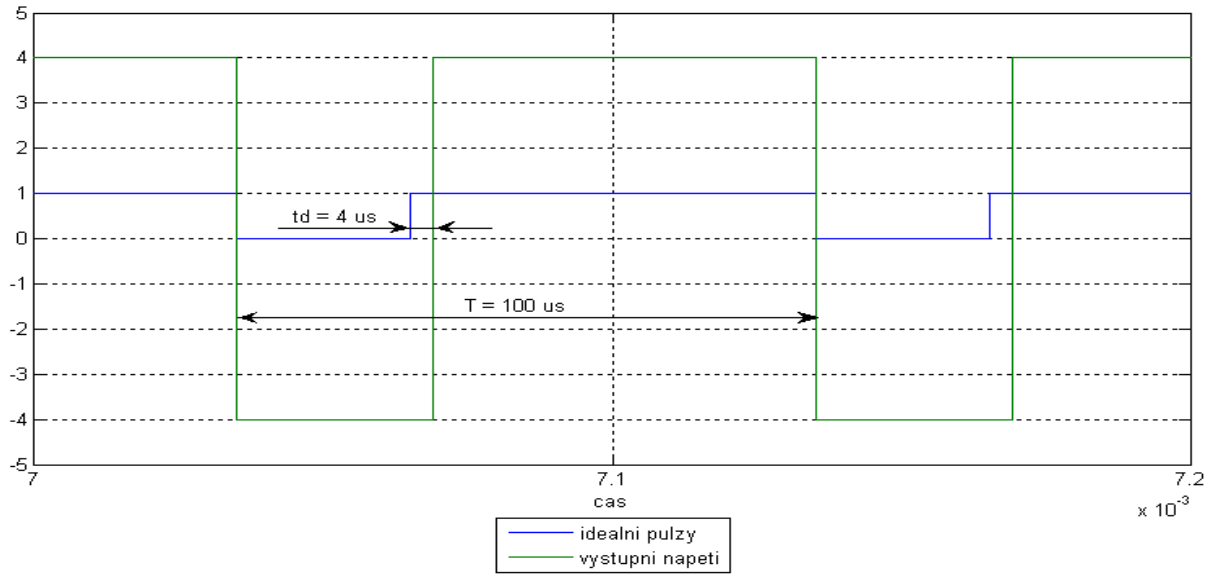
Tato kompenzace byla simulována pomocí změny modulačního signálu **ΔV** (delta V). Na ***obr. 5.1-1*** lze pozorovat nosný signál (symetrická pila) a modulační signál. Červeně a světle-modře jsou zobrazeny upravené modulační signály. Červený pro kladný směr výstupního proudu a světle modrý pro záporný směr. Lze pozorovat, že změna modulačního signálu o **ΔV** způsobí kompenzaci mrtvého času o $\mathbf{t_d}$. Na každé straně pilového (nosného) signálu dojde k přírůstku pulzu o $\mathbf{t_d/2}$, tím se za jednu periodu nosného signálu $\mathbf{T_p}$ docílí kompenzace celého mrtvého času $\mathbf{t_d}$. Velikost kompenzace **ΔV** při symetrické pile lze získat následující rovnicí.

$$\Delta V = 4 * f_p * p_{max} * t_d \tag{5.1}$$

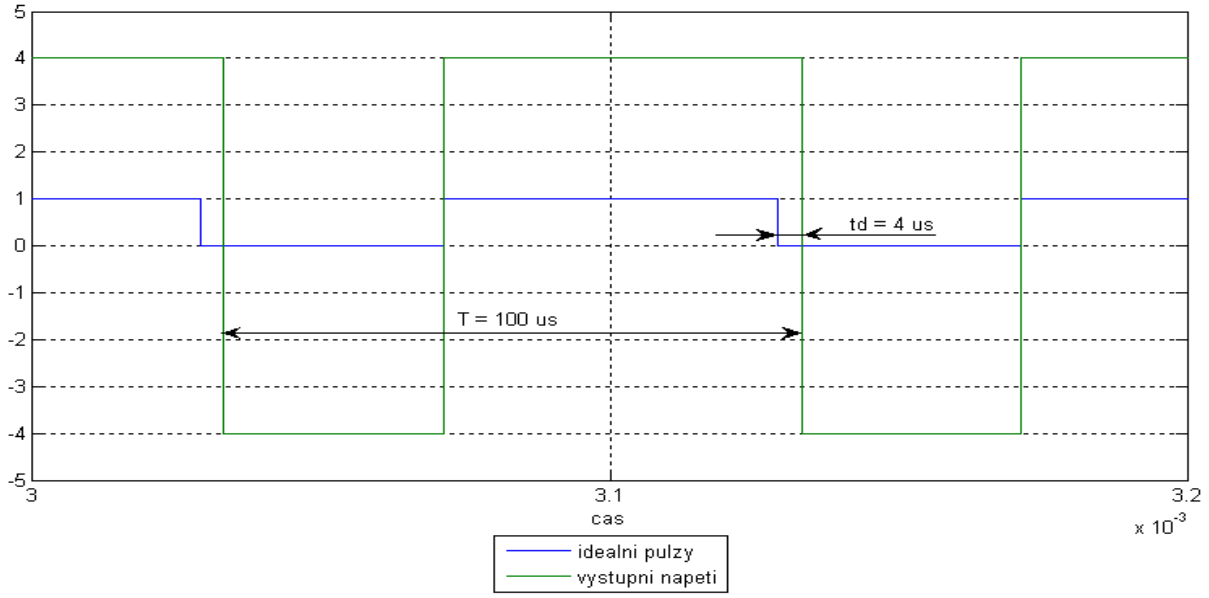


obr. 5.1-1 Realizace kompenzovaných pulzů

Úbytek výstupního napětí způsobený zavedením mrtvých časů lze pozorovat na následujícím ***obr. 5.1-2***. Výstupní proud z fáze je kladný. Úbytek výstupního napětí pro záporný proud je zobrazen na ***obr. 5.1-3***. Je-li ovládací pulz (modrý) v logické 1, má být výstupní napětí +4V. Je-li ovládací pulz v logické 0, má být výstupní napětí -4V. Lze pozorovat, že pro kladný směr proudu je napěťový úbytek způsoben tím, že je zúžený pulz **+Uc/2** o mrtvý čas $\mathbf{t_d}$. Pro záporný směr proudu je zúžený pulz **–Uc/2** o mrtvý čas $\mathbf{t_d}$.

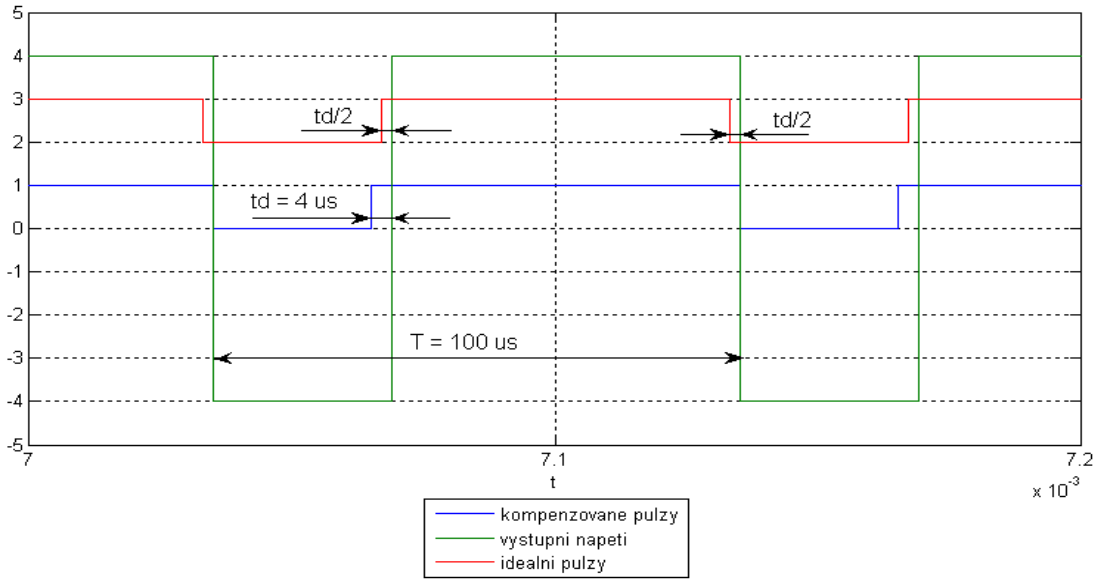


obr. 5.1-2 Úbytek napětí bez kompenzace (kladný proud)

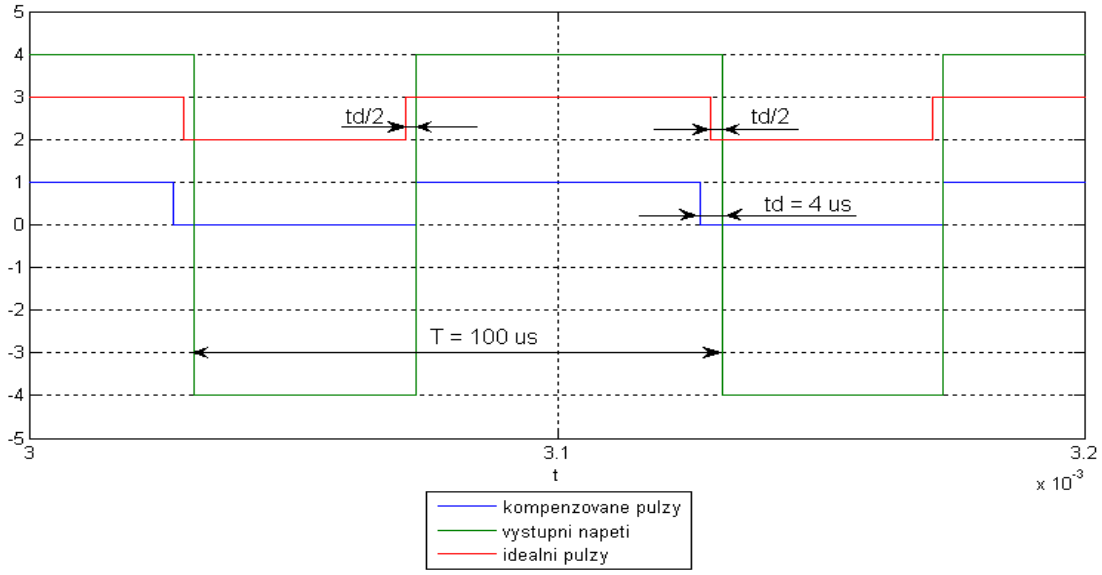


obr. 5.1-3 Úbytek napětí bez kompenzace (záporný proud)

Kompenzované pulzy pro kladný výstupní proud jsou zobrazeny na ***obr. 5.1-4***, pro záporný směr proudu na ***obr. 5.1-5***. Jak lze vidět, šířka pulzů výstupního napětí (zelené pulzy) střídače je úměrná šířce ideálních ovládacích pulzů (červené pulzy). Výstupní napětí je ovšem zpožděno v čase o $\mathbf{t_d/2}$. Tento problém řeší algoritmus[2] ve 4. kapitole.



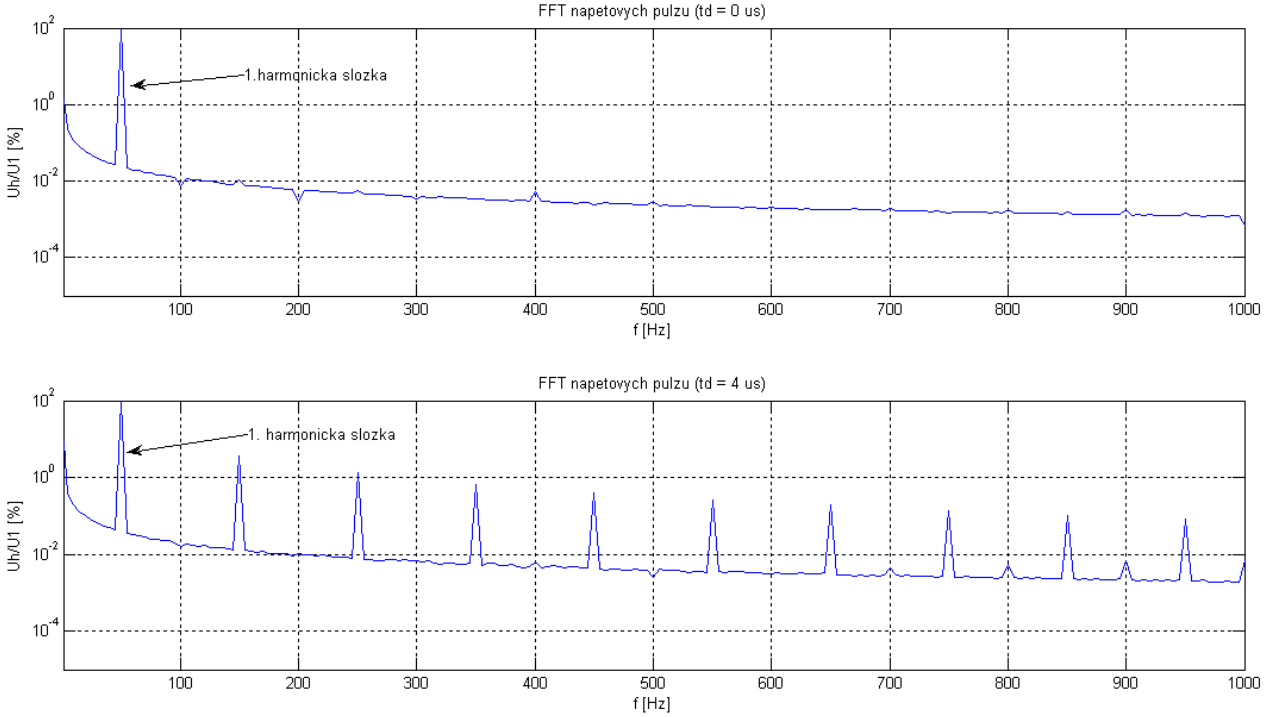
obr. 5.1-4 Kompenzované napětí (kladný proud)



obr. 5.1-5 Kompenzované napětí (záporný proud)

Modulační signál byl v simulaci nastaven na frekvenci $\mathbf{f_m = 50\ Hz}$. Modulační index je $\mathbf{m = 0,4}$ a nosný signál má frekvenci $\mathbf{f_p = 10\ kHz}$. Jestliže se provede harmonická analýza filtrovaných výstupních napěťových pulzů, lze získat představu o tom, jak je výstupní signál zkreslen zavedením mrtvých časů. Na následujícím ***obr. 5.1-6*** lze pozorovat v horním grafu frekvenční analýzu výstupních napěťových pulzů, které nejsou zkreslené mrtvými časy. Pro dobrou představu má graf logaritmické měřítko pro osu **y**. Na 50 Hz lze pozorovat první harmonickou složku, která je největším prvkem v grafu. Při zavedení mrtvých časů $\mathbf{t_d = 4\ \mu s}$

(spodní graf), se ve frekvenční analýze objeví zastoupení vyšších řádů harmonických. Konkrétně jsou to liché násobky **k = 3, 5, 7, 9** atd.



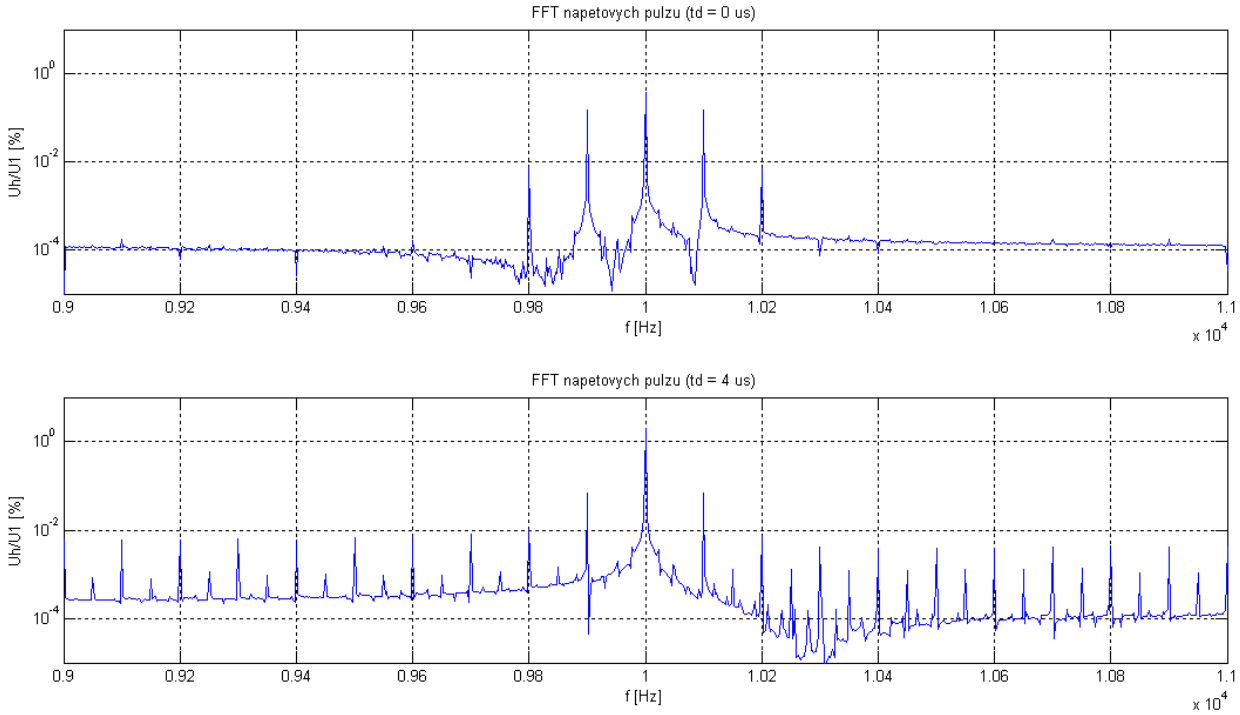
obr. 5.1-6 Harmonická analýza výstupního filtrovaného napětí střídače

Další zajímavou ukázkou jsou postranní pásma nosného signálu. Jsou zobrazeny na ***obr. 5.1-7***. Horní graf znázorňuje signál bez mrtvých časů. V ideálním případě by měl mít k-násobky postranního pásma velice malé. Objeví se tedy 2-3 postranní pásma.

$$f_{post} = f_p \pm 2 * f_m \tag{5.2}$$

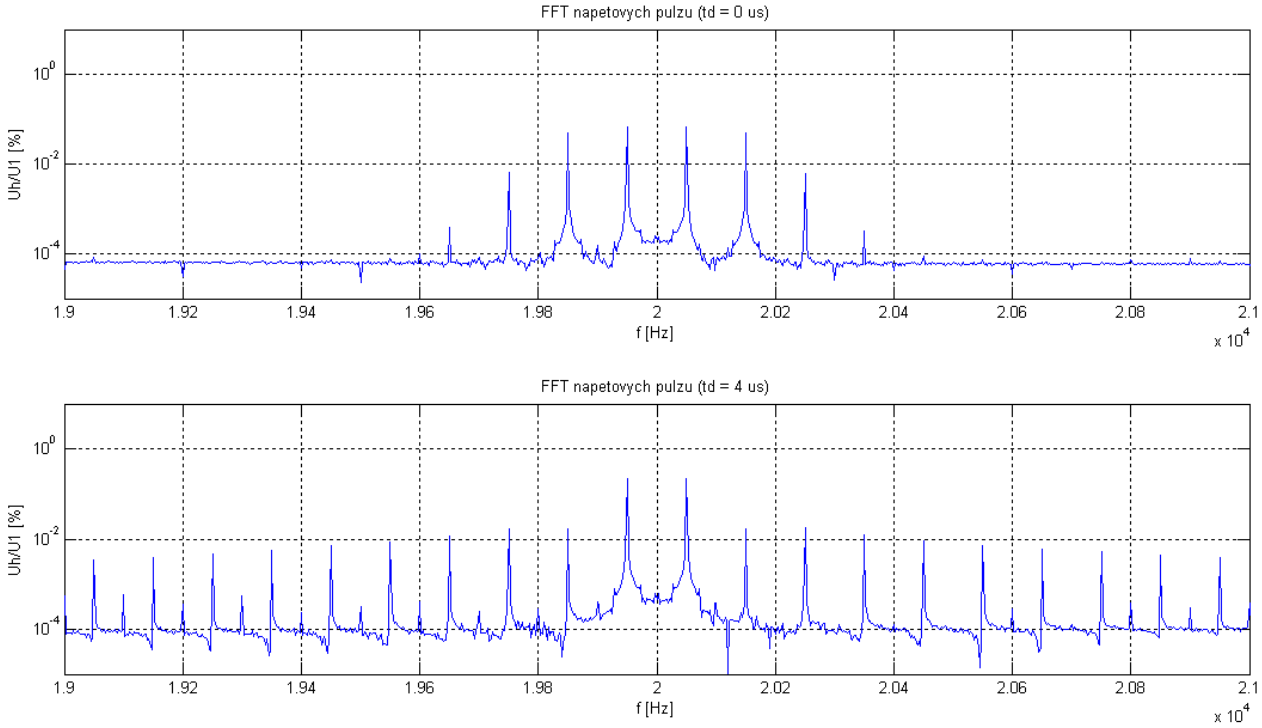
Při zavedení mrtvých časů se projeví i **k**-násobky těchto postranních pásem (spodní graf).

$$f_{post} = f_p \pm 2 * f_m * k; \quad k = 1,2,3 \ldots \tag{5.3}$$



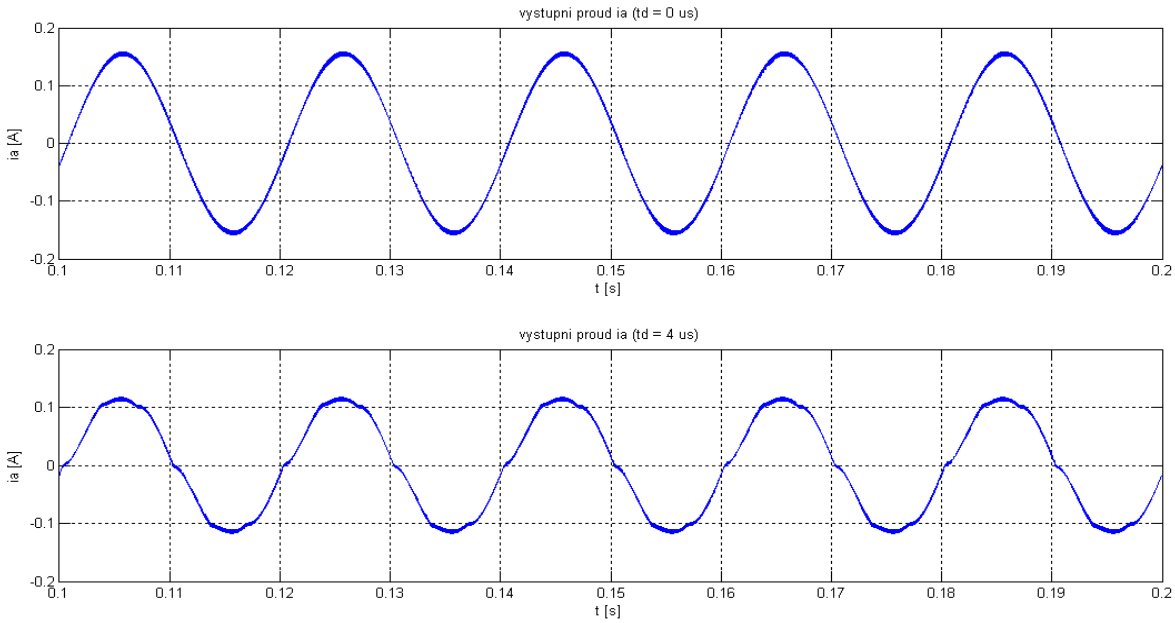
obr. 5.1-7 Harmonická analýza výstupního filtrovaného napětí střídače

Na ***obr. 5.1-8*** je zakreslena frekvenční analýza okolo frekvence 20 kHz. Jako v předchozím grafu se **k**-násobky postranních pásmem objevují až po zavedení mrtvých časů.



obr. 5.1-8 Harmonická analýza výstupního filtrovaného napětí střídače

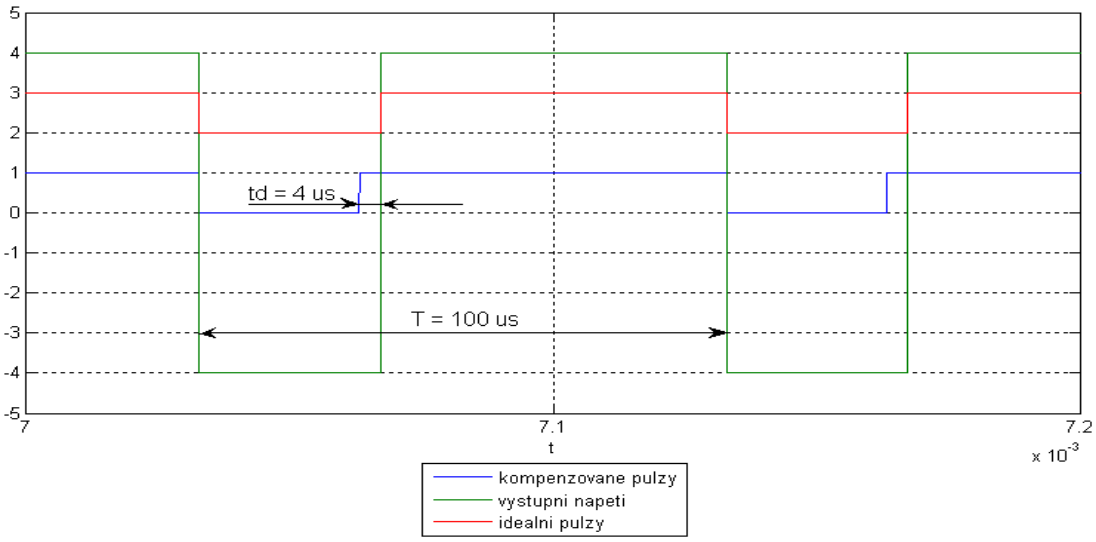
Výstupní proud bez mrtvých časů je zobrazen na ***obr. 5.1-9*** v horním grafu. Zdeformovaný proud je ve spodním grafu. To odpovídá zavedeným mrtvým časům **td = 4 µs** a spínací frekvenci $\mathbf{f_p = 10\ kHz}$.



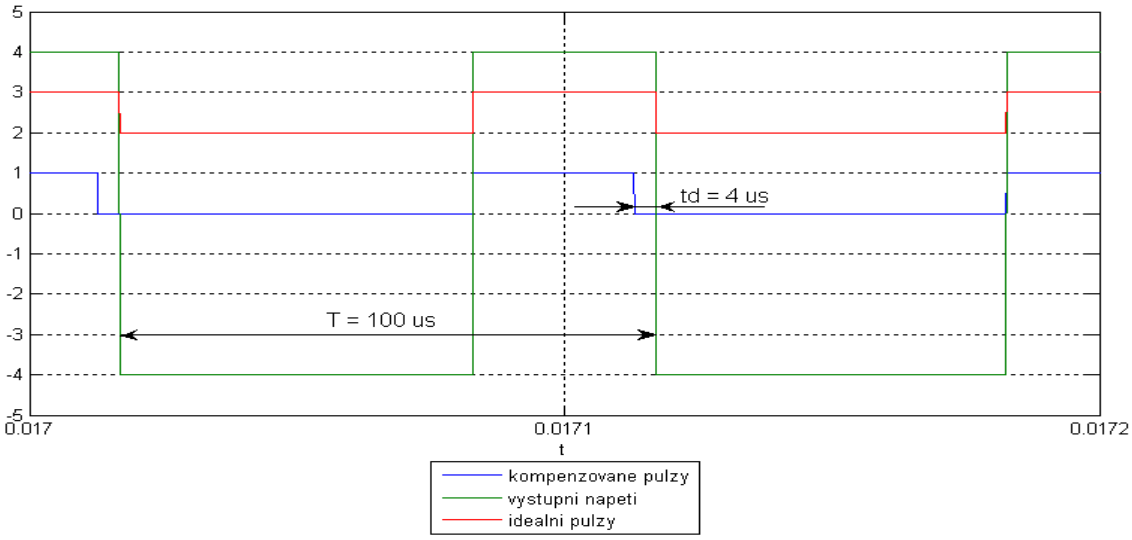
obr. 5.1-9 Simulace výstupního proudu

5.2 KOMPENZACE V ZÁVISLOSTI NA STAVU ČÍTAČE [2]

Toto řešení je zahrnuto v algoritmu pro kompenzaci mrtvých časů[2] ve 4. kapitole. V simulaci byla pro tento algoritmus jednoduchá úprava spočívající v podmínce, která určovala, v jakém stavu se nachází čítač pro nosný signál (roste, klesá). Podle směru výstupního proudu a stavu čítače se odečetla, nebo přičetla hodnota ΔV2, která je úměrná 2*ΔV. Na následujících ***obr. 5.2-1*** (kladný proud) + ***obr. 5.2-2*** (záporný proud) lze vidět výstupní napětí střídače, které již není zpožděné v čase oproti ideálním ovládacím pulzům.



obr. 5.2-1 Kompenzace mrtvých časů (kladný proud)



obr. 5.2-2 Kompenzace mrtvých časů (záporný proud)

6 MĚŘENÍ

K měření byl použit třífázový asynchronní motor o jmenovitém výkonu **P=300 W**. K motoru by připojen střídač, který měl na dvou výstupních fázích čidla proudu. Ty byly použity k detekci nulového proudu. Pro třetí fázi bylo nutno dopočítat proud pomocí údajů z čidel. Na vstupu střídače bylo připojeno stejnosměrné napětí $\mathbf{U_{css}=50\ V}$. Střídač, respektive jeho driver, byl ovládán pomocí mikrokontroléru **TI2812**, na kterém byly nastavovány potřebné parametry.

Programový kód byl tvořen pomocí programu Matlab-Simulink. Následně se kód vygeneroval do aplikace Code Composer Studio, který pomocí sériového portu nahrál program do samotného mikrokontroléru. Parametry pohonu se daly měnit za běhu programu pomocí SCI periferie, která spojovala mikrokontrolér s počítačem. Těmito parametry byly především statorová frekvence f_s, velikost kompenzace mrtvých časů ΔV a detekce nulového proudu čidel (jejich offset). Čidla proudu byla připojena k A/D převodníku, který předával procesoru údaje o proudu.

A/D převodník čítal hodnoty z čidel frekvencí 50 kHz, tedy jeden vzorek za 20 μs. Pro eliminaci chyby měření byl za převodník zapojen plovoucí filtr, který průměroval 4 hodnoty. Z důvodu připojení filtru mohl být zpožděn průběh proudu v průměru o 40 μs. Tuto hodnotu si bral procesor při přerušení, ke kterému docházelo po 100 μs. Nastávalo tedy zpoždění ve vyhodnocování proudu. Při maximální statorové frekvenci 50 Hz docházelo ke změně polarity proudu jednou za 10 ms. Tedy dvakrát za periodu statorového proudu docházelo teoreticky k chybě spočívající v opožděném vyhodnocování proudu. Kvůli této skutečnosti byl zaveden algoritmus, který již v předstihu měnil algoritmus v závislosti na polaritě proudu. Bohužel, zpoždění vyhodnocení proudu nebylo takové, aby měl zavedený předstih nějaký účinek.

Jako lepší ukázka se mi zdála hystereze kompenzace, tedy vypnutí kompenzace mrtvých časů okolo nulového proudu (bude vysvětleno dále). Jestliže nastane chyba v detekci nulového proudu, plná kompenzace nezlepší, naopak zhorší výsledný proudový průběh. Pro tento případ lze zavést hysterezi. Tento algoritmus hůře kompenzuje mrtvé časy, má ale lepší výsledky při nepřesně nastavených čidlech. Do měření byl zahrnut i tento algoritmus.

6.1 MĚŘENÍ ČASOVÝCH PRŮBĚHŮ PROUDU MOTORU

Měření bylo prováděno pomocí osciloskopu, který umožňoval zápis dat na přenosné médium přes USB rozhraní. Byla měřena jedna výstupní fáze střídače. Toto měření bylo především ilustrativní. Mělo ukázat funkčnost kompenzace za různých okolností.

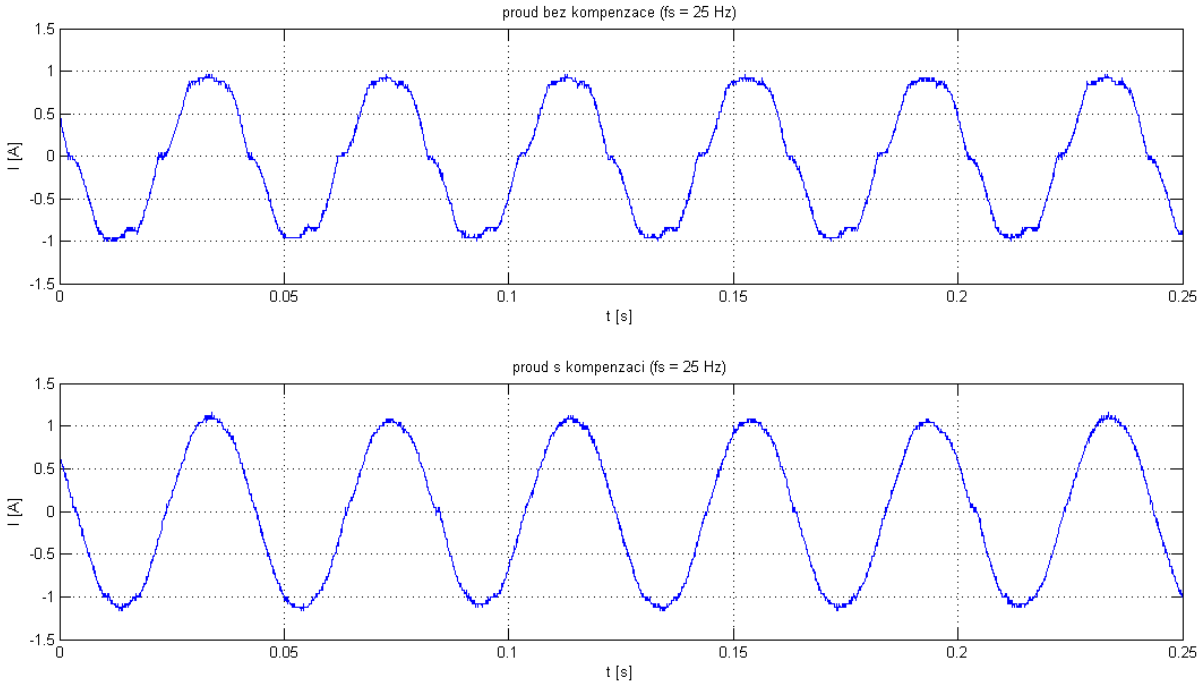
Mrtvé časy byly nastaveny na hodnotu $\mathbf{t_d = 4\ \mu s}$. Na motoru byly zkoušeny průběhy proudů při statické statorové frekvenci $\mathbf{f_s = 8 \div 50\ Hz}$. Frekvence nosného signálu byla nastavena na $\mathbf{f_p = 10\ kHz}$.

Zavedené druhy kompenzací:

a) plná kompenzace
b) chybná kompenzace
c) vypnutí kompenzace okolo nulového výstupního proudu

add a)

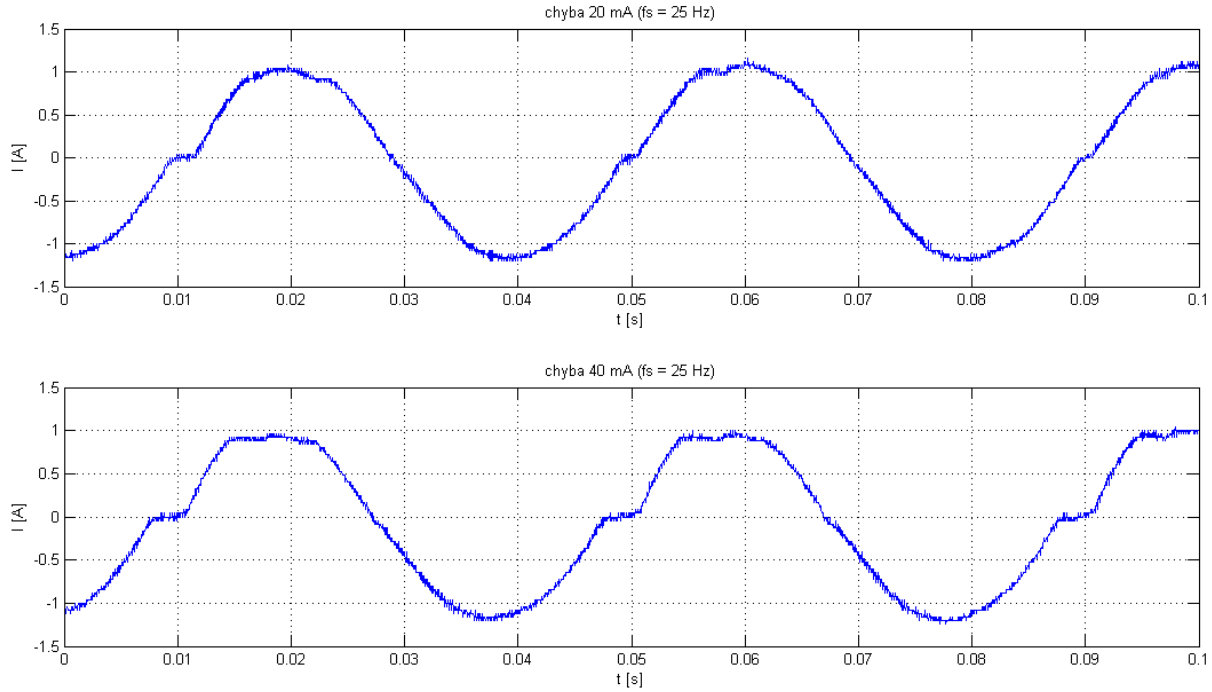
Nejvíce měření bylo provedeno za plné kompenzace. Průběh proudů lze porovnat na ***obr. 6.1-1***. Graf zaznamenává fázový proud pro statorovou frekvenci $\mathbf{f_s = 25\ Hz}$. Nekompenzovaný proud je značně zdeformován z důvodu zavedení mrtvého času. Průběh proudu ve fázi se po kompenzaci téměř vyhladil a má dobrý sinusový průběh.



obr. 6.1-1 Měření výstupních proudů (plná kompenzace)

add b)

Při chybné kompenzaci byla nepřesně nastavena detekce nulového proudu čidel. Tímto způsobem se simulovala chyba čidla a výsledný dopad na výstupní proud. ***Obr. 6.1-2*** znázorňuje výstupní proud při stejné frekvenci jako při předešlé kompenzaci. Horní graf znázorňuje průběh proudu při detekci nulového proudu ve **20 mA** skutečného výstupního proudu. Lze vidět lehkou deformaci horní půlvlny proudu. Spodní graf znázorňuje průběh proudu při detekci ve skutečné hodnotě **40 mA**. Při této chybné detekci je deformace zřetelnější. Kompenzace výstupního proudu tedy vyžaduje přesná čidla. Nejsou-li tato čidla k dispozici, je nutno přejít ke druhu kompenzace, která zlepší průběh tohoto proudu.



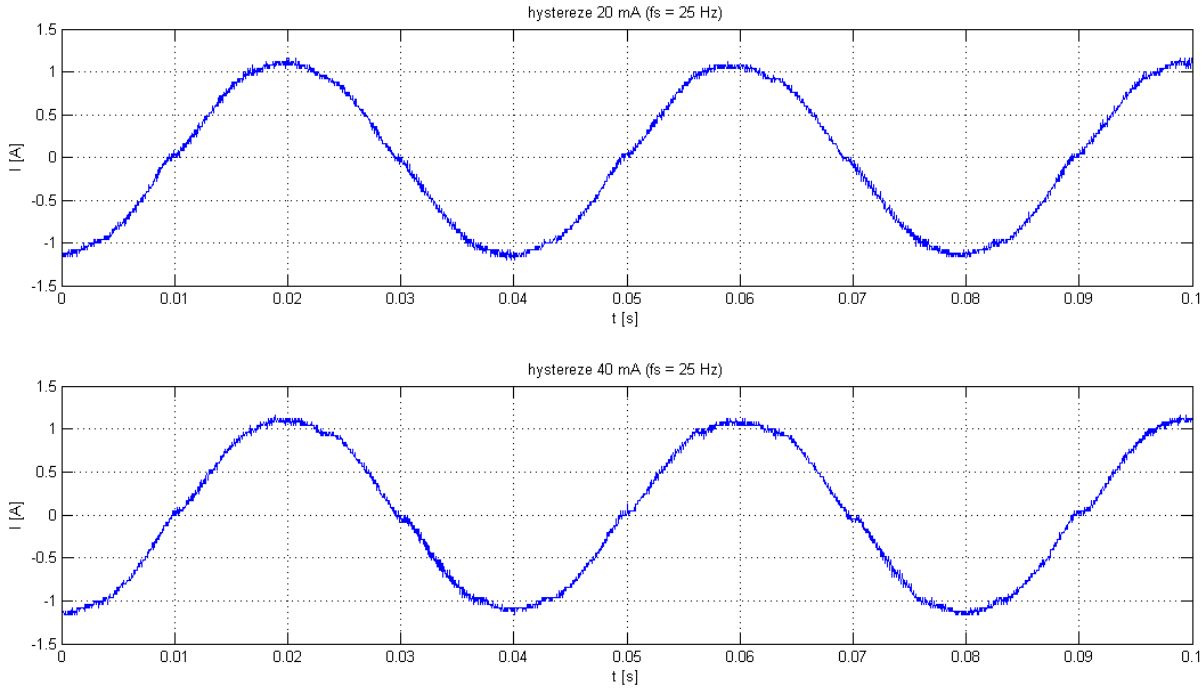
obr. 6.1-2 Měření výstupních proudů (chybná kompenzace)

add c)

Při neúplné kompenzaci, která zčásti odstraní předchozí chybu je nutno zavést hysterezi okolo nulového proudu. Pro příklad: Má-li čidlo proudu přesnost $\boldsymbol{\delta = \pm 20\ mA}$, je nutno zavést hysterezi okolo nulového proudu alespoň $\boldsymbol{\delta = \pm 20\ mA}$. Poté by se měl eliminovat případ, že by logika kompenzovala pro špatný směr výstupního proudu. Hystereze okolo nulového proudu tedy znamená, že v okolí například $\boldsymbol{i0 = \pm 20\ mA}$ nebude zavedená kompenzace mrtvých časů. V měření byla zavedená hystereze, která odpovídala chybě detekce z předchozího příkladu, tzn. **±20 mA** (horní obrázek) a **±40 mA** (spodní obrázek). Jak lze vidět na ***obr. 6.1-3***, výstupní proud má již lepší, méně zdeformovaný průběh oproti předchozím průběhům.

Závěry:

Z vykreslených průběhů lze soudit, že kompenzace je pro daný pohon úspěšná. Časové průběhy byly měřeny pro spínací frekvenci 10 kHz z důvodu dobře vyhlazeného proudu ve fázích motoru.



obr. 6.1-3 Měření výstupních proudů (neúplná kompenzace)

6.2 FREKVENČNÍ ANALÝZA PROUDŮ

Frekvenční spektrum se vyhodnocovalo na stejném pohonu, jako v předchozí ***kap. 6.1.*** Měřilo se pro tyto případy:

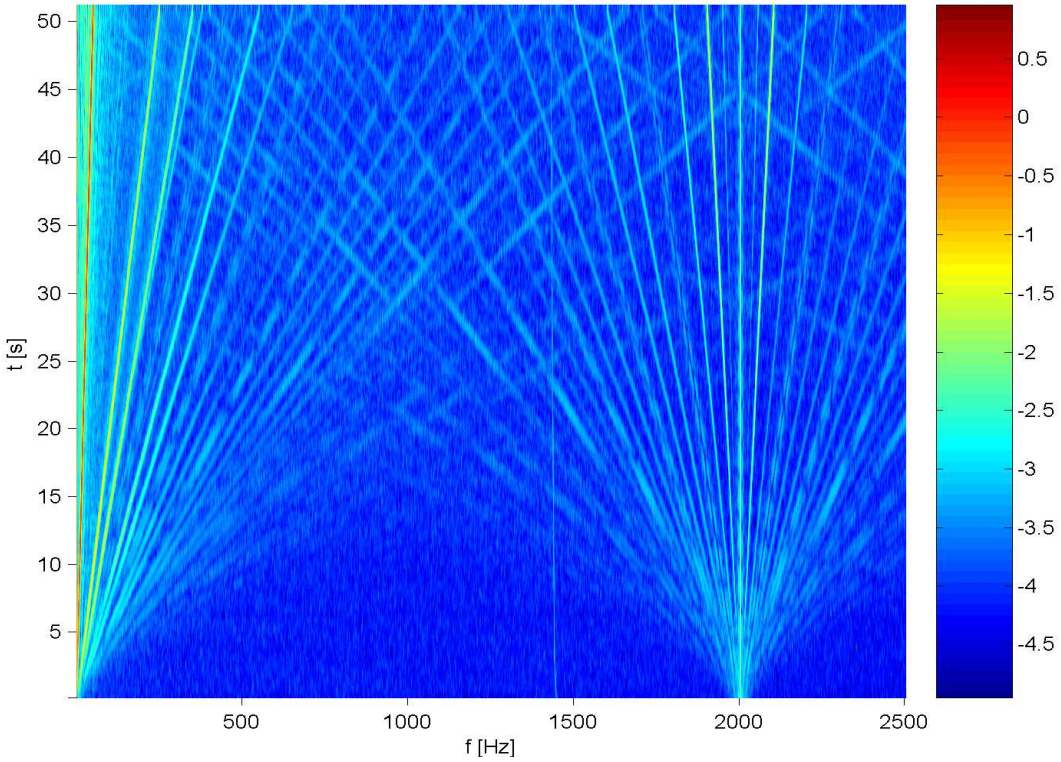
frekvence nosného signálu $\mathbf{f_p}$: - 2 kHz, 10 kHz

statorová frekvence $\mathbf{f_s}$: - 25 Hz, plynulá rampa 0 ÷ 50 Hz

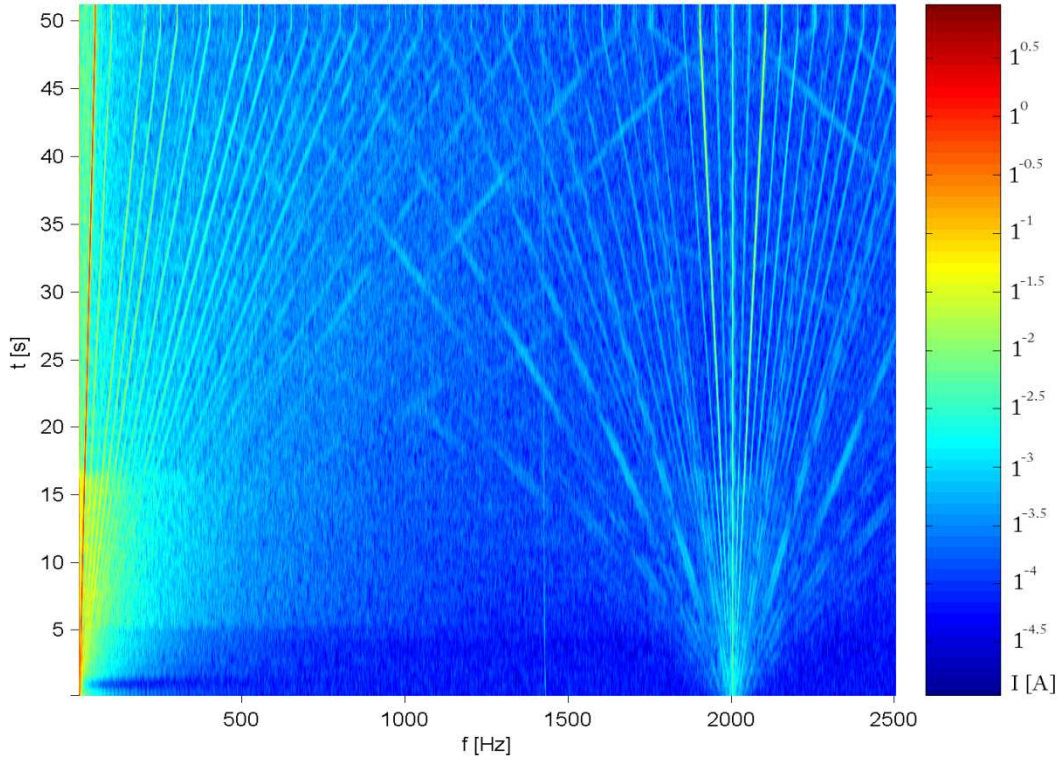
kompenzace: - bez kompenzace, plná kompenzace, neúplná kompenzace

6.2.1 FREKVENCE NOSNÉHO SIGNÁLU F_P = 2 KHZ

Na ***obr. 6.2-1*** lze pozorovat frekvenční spektrum nekompenzovaného proudu. Svislá osa značí čas, ve kterém se měnila statorová frekvence $\mathbf{f_s=0\div50\ Hz}$. Na obrázku lze vidět první harmonickou složku $\mathbf{I_1}$ výstupního proudu, která je největší. Výrazné vyšší harmonické jsou především **h = 5,7,11,13**. V okolí frekvence nosného signálu (2 kHz) se vyskytují postranní pásma, která odpovídají f_{post} z ***kap. 5.1***.



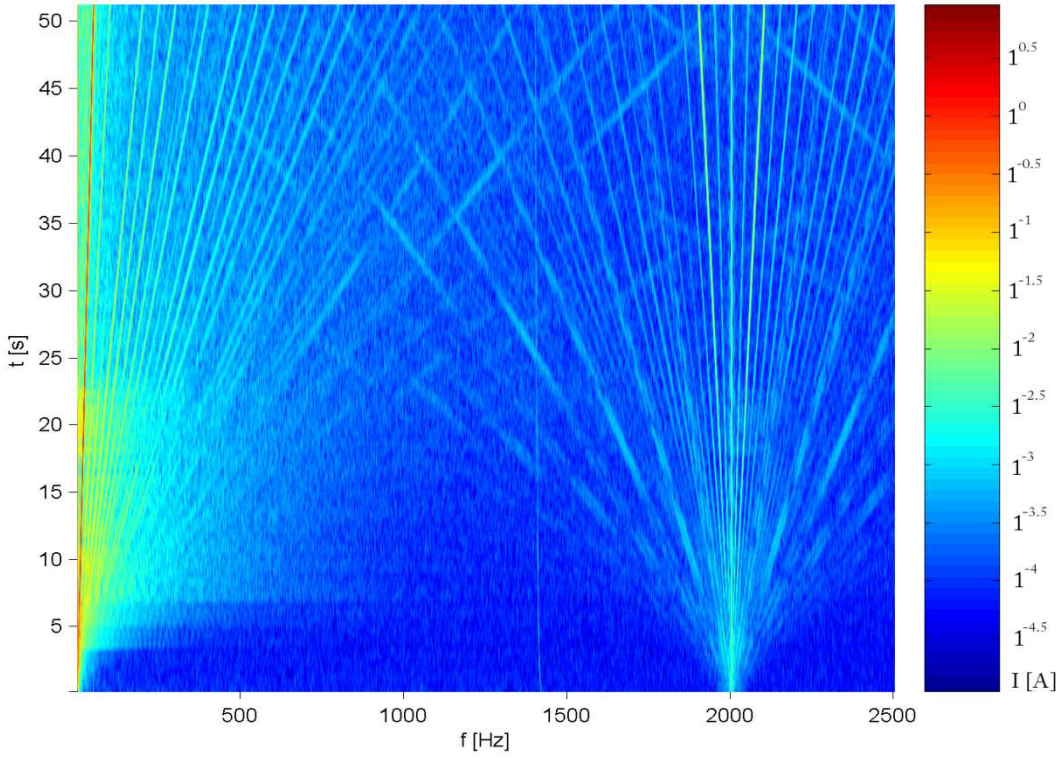
obr. 6.2-1 Frekvenční spektrum bez kompenzace (f_p=2 kHz)



obr. 6.2-2 Frekvenční spektrum s kompenzací (f_p=2 kHz)

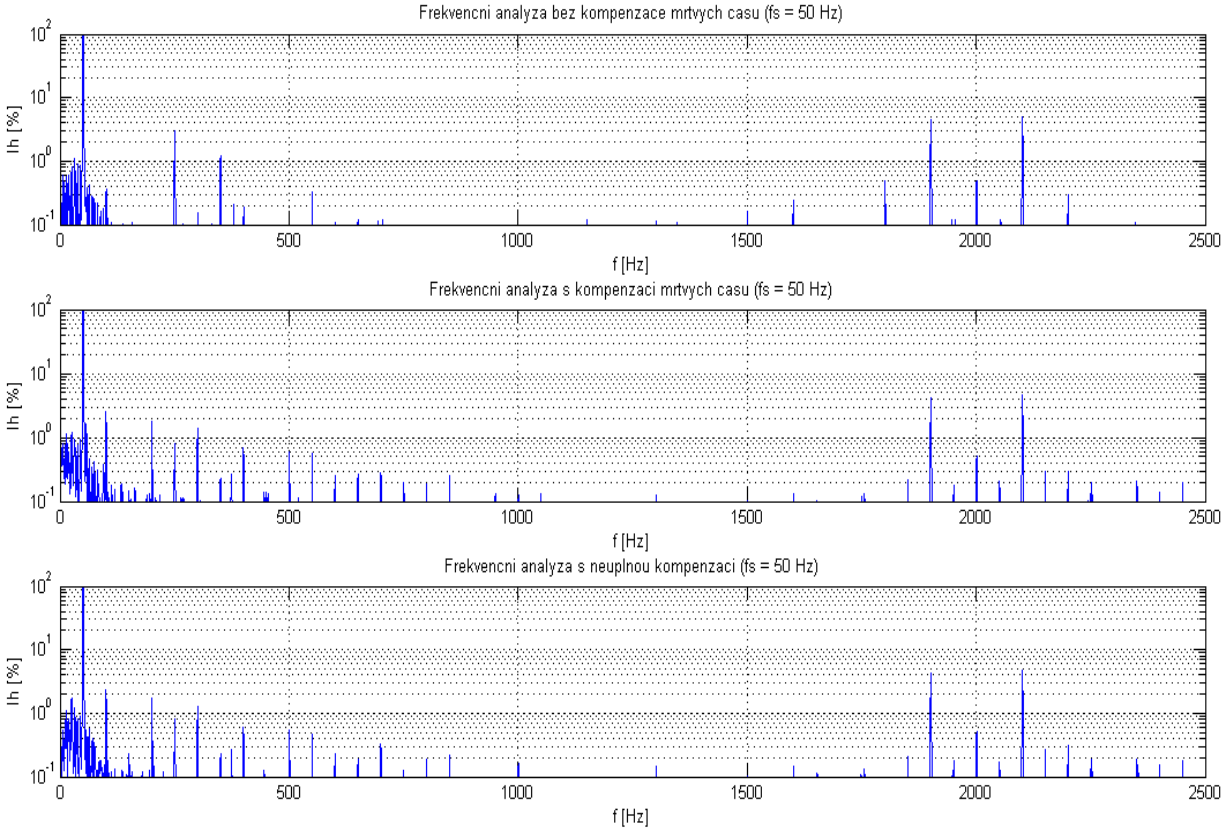
Na ***obr. 6.2-2*** je frekvenční spektrum pro kompenzovaný proud. Pro prvních 15 sekund je obsah vyšších harmonických horší (je jich více a mají vyšší amplitudu) než v nekompenzovaném proudu. Důvodem bude zřejmě nízké výstupní střední napětí střídače, kdy i malá chyba v kompenzaci způsobí velkou deformaci výstupního proudu. V následujícím časovém úseku, kdy statorová frekvence překročila **15 Hz**, byl proud již méně zkreslený. Jestliže se zaměříme na oblast okolo nosného signálu, lze vidět, že kromě násobků postranních pásem se objevují i necharakteristické harmonické o nízké velikosti.

Obr. 6.2-3 znázorňuje frekvenční spektrum při hysterezi okolo nulového proudu, tedy neúplnou kompenzaci. Harmonické složky mají podobný průběh, jako v předchozím případě až do 10. sekundy, kdy lze pozorovat snížení velikosti vyšších harmonických složek oproti předchozímu případu. Důvodem by měla být zavedená hystereze, kdy algoritmus mrtvé časy nekompenzuje pro proud $\mathbf{I_o < |20| \ mA}$.

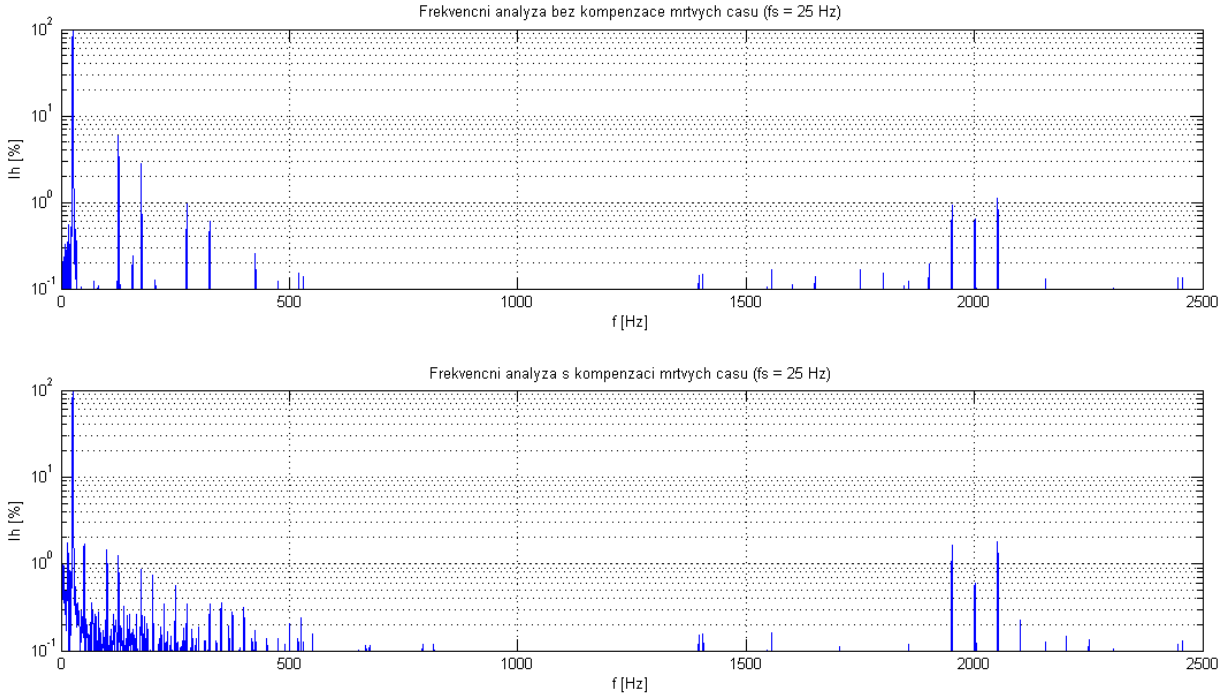


obr. 6.2-3 Frekvenční spektrum s neúplnou kompenzací (f_p=2 kHz)

Na ***obr. 6.2-4*** je frekvenční analýza při statorové frekvenci $\mathbf{f_s=50\ Hz}$. Tato analýza je vyňatá z předchozích třech případů frekvenčního spektra. V horním grafu (nekompenzovaný proud) lze vidět vysokou hodnotu u 5. a 7. harmonické složky. Další dva grafy znázorňují frekvenční analýzu pro kompenzovaný proud. Obsah vyšších harmonických složek se zvýšil. Jejich velikost se však snížila, kompenzace byla tedy vcelku úspěšná.



obr. 6.2-4 Vyšší harmonické složky při statorové frekvenci 50 Hz (f_p=2 kHz)

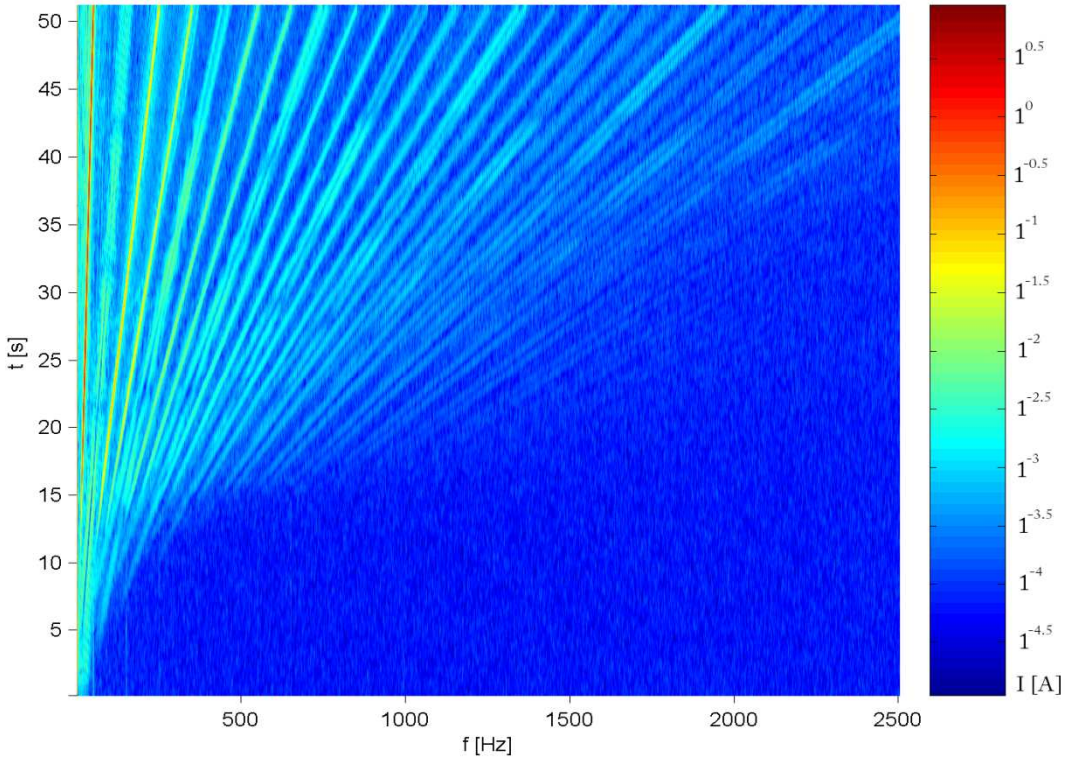


obr. 6.2-5 Vyšší harmonické složky při statorové frekvenci 25 Hz (f_p=2 kHz)

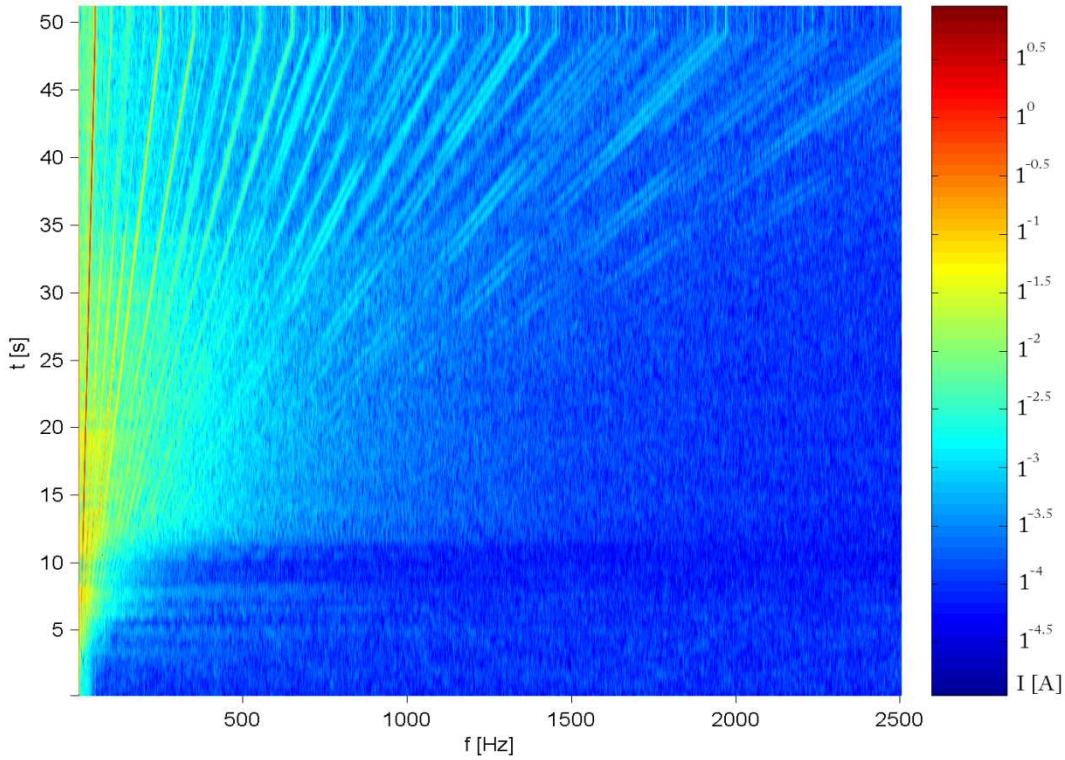
Na ***obr. 6.2-5*** je vykreslena frekvenční analýza při konstantní statorové frekvenci **f_s = 25 Hz**. 5. harmonická složka má při nekompenzovaném průběhu velikost 6%. Při zavedení kompenzace mrtvých časů se její velikost sníží na téměř 1%. Kompenzace je v tomto případě účinnější, než při předchozí analýze na ***obr.6.2-4,*** pro **f_s=50 Hz.** Důvodem je nižší statorová frekvence. Při ní je nižší i střední hodnota výstupního napětí střídače a mrtvé časy se více projeví (viz. kap. 3.1). Tato kompenzace vyhovuje očekávání. Obsah vyšších harmonických složek nepřesáhne velikost 2% oproti 1. harmonické složce.

6.2.2 FREKVENCE NOSNÉHO SIGNÁLU F_P=10 KHZ

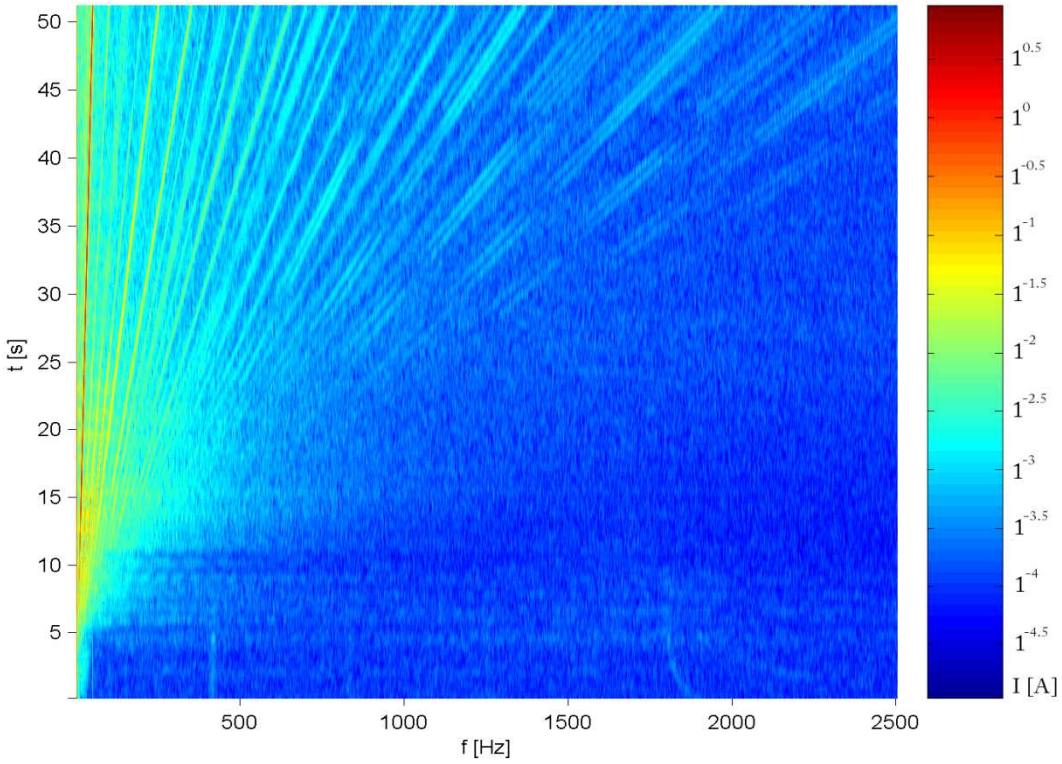
Další měření se uskutečnilo při spínací frekvenci **f_p=10 kHz**. Všechny ostatní parametry včetně velikosti mrtvých časů zůstaly nepozměněny. Na ***obr. 6.2-6*** až ***6.2-8*** jsou vyšší harmonické pouze od statorové frekvence. Analýza spínací frekvence (10 kHz) bude zobrazena dále.



obr. 6.2-6 Frekvenční spektrum bez kompenzace (f_p=10 kHz)



obr. 6.2-7 Frekvenční spektrum s kompenzací (f_p=10 kHz)

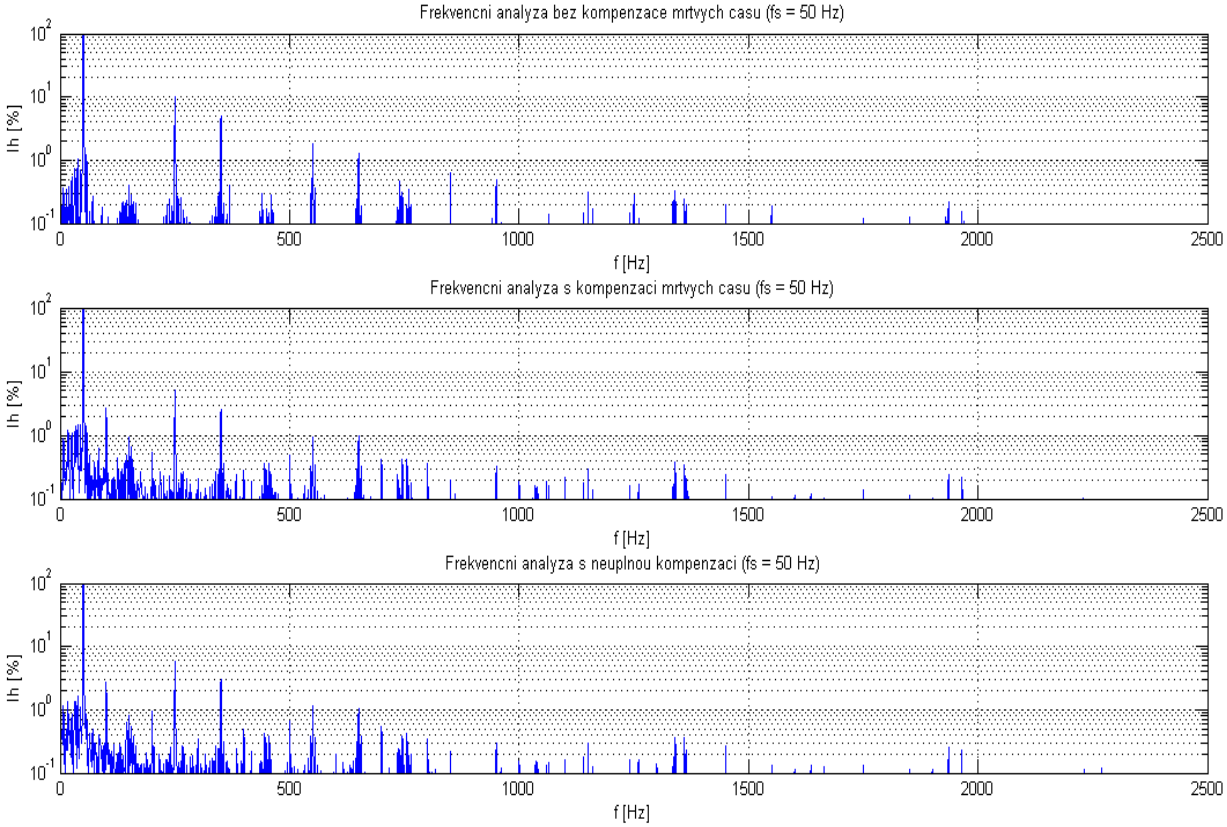


obr. 6.2-8 Frekvenční spektrum s neúplnou kompenzací (f_p=10 kHz)

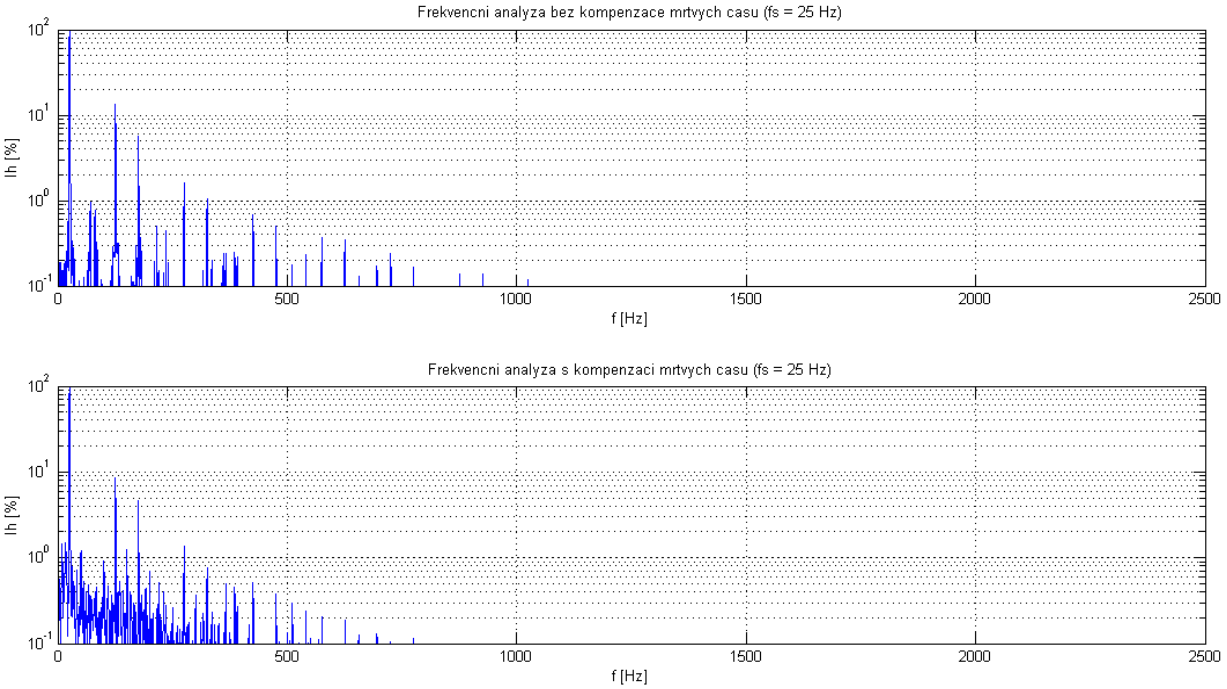
Na ***obr. 6.2-7*** lze pozorovat, že jsou v proudu hojně obsaženy vyšší harmonické, až do času **t=20 s**. Z důvodu pětinásobného zvýšení spínací frekvence se mrtvé časy projeví více (viz. kap. 3.1). Mrtvé časy o délce 7 μs bylo při této spínací frekvenci těžší kompenzovat, zvláště při nízké statorové frekvenci.

Obr. 6.2-8 znázorňuje frekvenční spektrum pro neúplnou kompenzaci opět s hysterezí $\mathbf{i_o = \pm 20\ mA}$. V tomto případě hystereze pomohla ke zlepšení frekvenčního spektra již od **t=15** s, tedy přibližně od statorové frekvence 15 Hz.

Na ***obr. 6.2-9*** lze opět pozorovat frekvenční analýzu pro statorovou frekvenci 50 Hz. V horním grafu (nekompenzovaný proud) má 5. harmonická složka velikost 10 %, oproti 1. harmonické složce. Při spínací frekvenci 2 kHz měla stejná harmonická složka velikost pouze 4%. V prostřední grafu, který znázorňuje plnou kompenzaci, je 5. harmonická složka potlačena na 5 %. Při neúplné kompenzaci (spodní graf) se 5. harmonická složka zvýšila na velikost 6 % oproti 1. harmonické složce. To je vcelku příznivá hodnota při skutečnosti, že hystereze potlačí chybnou kompenzaci zvláště při nízké statorové frekvenci.



obr. 6.2-9 Vyšší harmonické složky při statorové frekvenci 50 Hz (f_p=10 kHz)

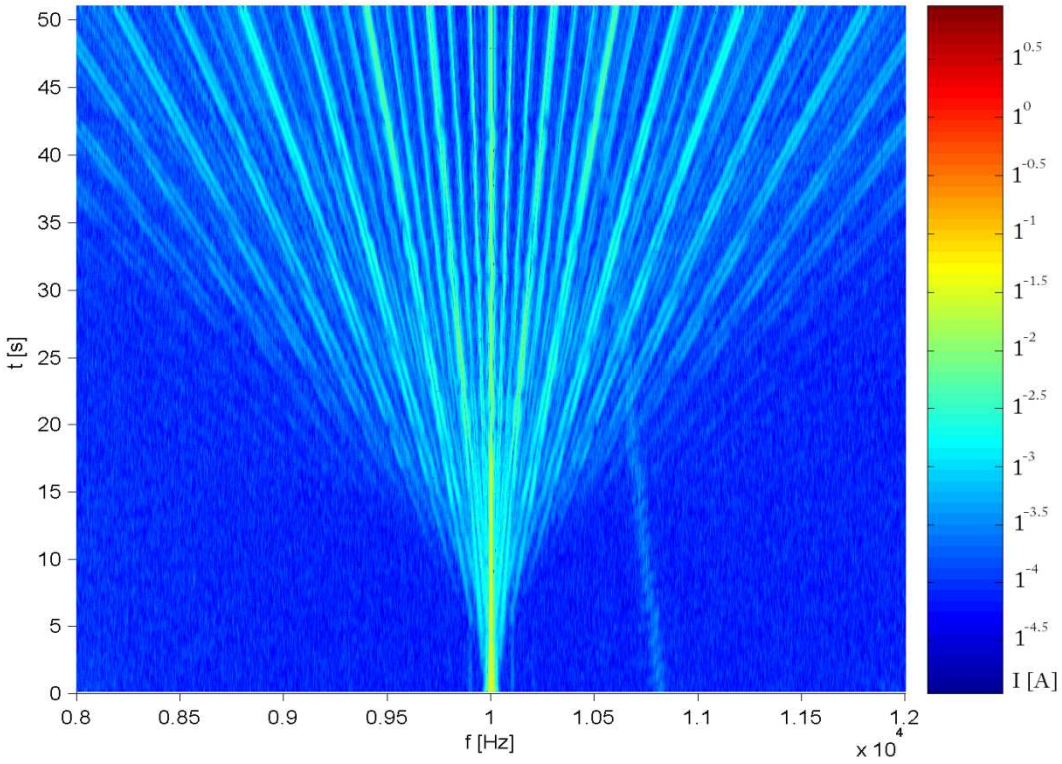


obr. 6.2-10 Vyšší harmonické složky při statorové frekvenci 25 Hz (f_p=10 kHz)

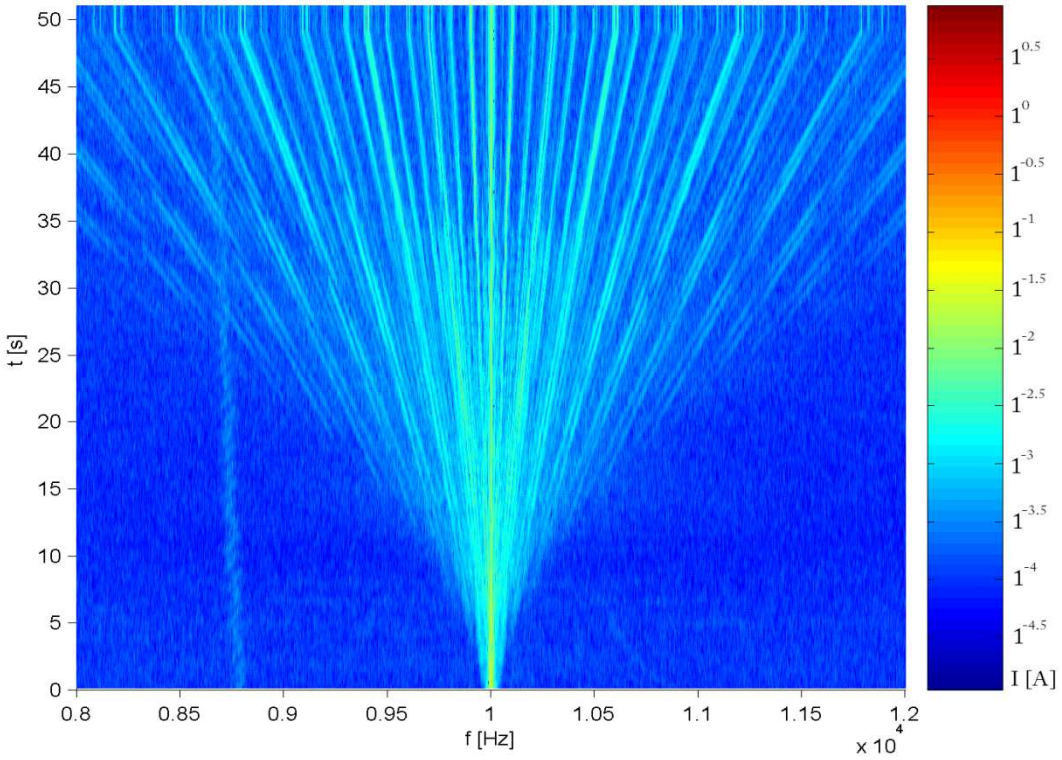
Na ***obr. 6.2-10*** je frekvenční analýza pro statorovou frekvenci 25 Hz. Lze pozorovat, že se 5. harmonická složka při kompenzaci mrtvých časů (spodní graf) snížila pouze na hodnotu 8 %. To je ještě vcelku vysoká hodnota a lze soudit, že kompenzace byla neúspěšná, zřejmě z důvodu chybně nastaveného offsetu proudových čidel. Algoritmus poté po nějakou dobu kompenzoval pro špatný směr výstupního proudu.

Jestliže se zaměříme na frekvenční spektrum v oblasti spínací frekvence, bude největší harmonická složka právě 10 kHz. Na ***obr. 6.2-11*** lze pozorovat frekvenční spektrum pro nekompenzovaný proud. Opět jsou nejviditelnější násobky postranních pásem nosného signálu.

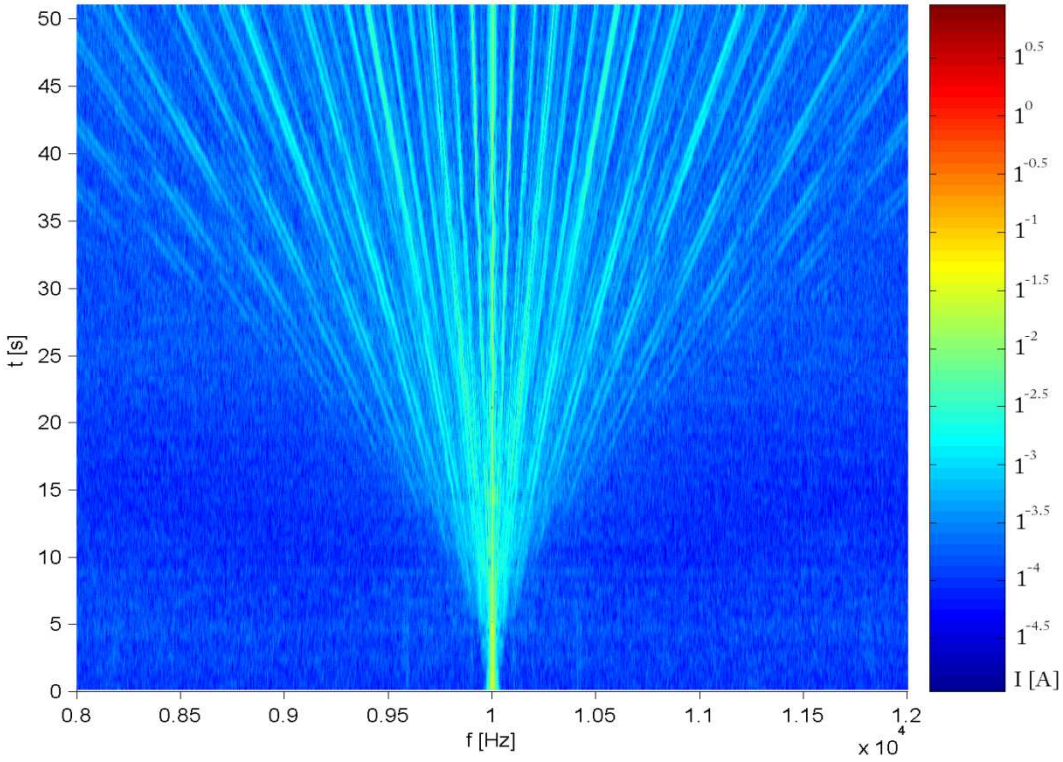
Zaměříme-li se na ***obr. 6.2-12***, lze pozorovat, že se nevyskytují pouze násobky postranních pásem, ale i necharakteristické harmonické složky v okolí frekvence nosného signálu. To platí pro celý časový průběh spektra. Lze soudit, že se snížila velikost harmonické nosného signálu (složka 10 kHz). Na velikosti postranních pásem se zaměřuje frekvenční analýza na ***obr. 6.2-14***.



obr. 6.2-11 Frekvenční spektrum nosného signálu (bez kompenzace)



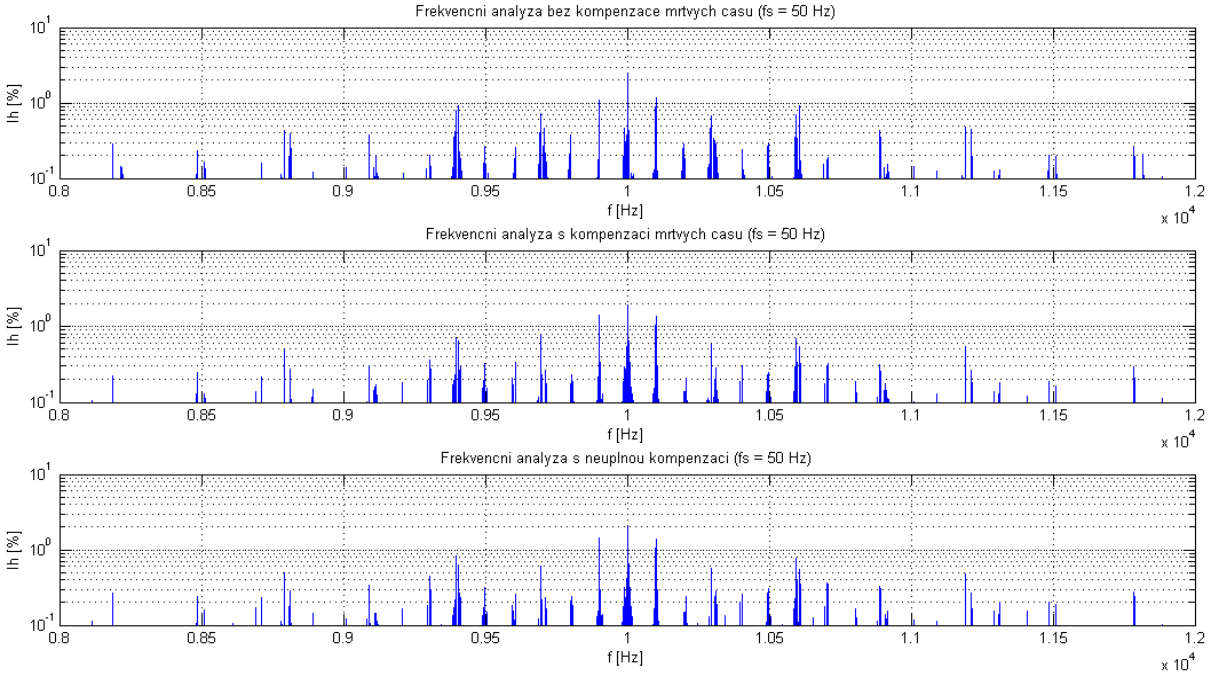
obr. 6.2-12 Frekvenční spektrum nosného signálu (plná kompenzace)



obr. 6.2-13 Frekvenční spektrum nosného signálu (neúplná kompenzace)

Frekvenční spektrum na ***obr. 6.2-13*** je podobné spektru na předešlém obrázku s plnou kompenzací. Při neúplné kompenzaci by se teoreticky na tomto spektru měly zvýšit velikosti postranních pásem nosného signálu. Mělo by ubýt necharakteristických harmonických oproti spektru, které znázorňuje plně kompenzovaný proud.

Jestliže se provede harmonická analýza proudu v okolí spínací frekvence, vzniknou průběhy vykreslené na ***obr. 6.2-14***. Jedná se o průběhy při statorové frekvenci 50 Hz. Lze pozorovat, že postranní pásma spínací frekvence jsou při nekompenzovaném proudu (horní graf) vyšší, než u proudu kompenzovaného (pouze první dvě postranní pásma jsou o malou hodnotu vyšší). Samotná harmonická složka nosného signálu (10 kHz) je při zavedené kompenzaci proudu též lehce potlačena.



obr. 6.2-14 Harmonická analýza proudu v okolí spínací frekvence (f_p=10 kHz)

Závěry:

Při kompenzovaných průbězích je ve frekvenčním spektru více harmonických. Na druhou stranu, typické harmonické složky, jako jsou 5, 7, 11. a 13. složky, vyskytující se v nekompenzovaném průběhu, jsou značně potlačeny.

7 ZÁVĚR

Jedním z cílů této práce bylo vysvětlit, jak fungují napěťové střídače. Popsat, proč a jakým způsobem se mrtvé časy tvoří v napěťových střídačích. Následující část se zabývá důsledky zavádění mrtvých časů, tedy tím, jak mrtvé časy působí na výstupní napěťové pulzy a proudy.

V další části práce je přehled známých algoritmů pro potlačení negativních vlivů mrtvých časů. Tyto algoritmy byly zpracovávány z odborných textů, psaných v anglickém jazyce. Snahou bylo zachovat původní myšlenku s cílem, co nejpřehledněji vysvětlit každý z nich.

Následným úkolem byla simulace vybraných ustálených stavů pohonu. K tomu bylo nutno sestavit matematický model pohonu, tedy střídač a zátěž. V simulaci byla vyzkoušena především závislost mezi velikostí mrtvých časů a proudovým zkreslením. Byla zavedena kompenzace a vyzkoušena funkčnost. Lze nasimulovat, jak chybně detekovaný proud znehodnotí kompenzaci mrtvých časů. Též byla použita Fourierova analýza, pomocí které se sledovaly vyšší harmonické složky proudů a filtrovaných napětí. Analýza byla prováděna pro ideální případ, tedy střídač bez zavedených mrtvých časů a reálný případ, tedy střídač se zavedenými mrtvými časy. Výsledky simulace jsou uvedeny v této práci.

V závěru práce byl měřen reálný pohon. Zpracovávaly se časové průběhy pro nekompenzovaný i kompenzovaný proud. Dále se zkoušela chybná detekce nulového proudu. Tato chybná detekce byla částečně eliminována pomocí neúplné kompenzace, která je v práci též popsána. Po vyhodnocení časových průběhů proudů a zkonstatování funkčnosti kompenzace mrtvých časů se následně začala měřit frekvenční analýza. Byl zjišťován obsah a velikost vyšších harmonických složek při různých provozních stavech pohonu. Zásadní pro správnou kompenzaci je správné určení polarity proudu v okamžiku koincidence. Jestliže byla i jen malá odchylka dat z A/D převodníků, kompenzace se stávala méně účinnou. V důsledku tohoto problému byly některé měřené průběhy ne zcela ideálně kompenzované. Jestliže se ohlédnu na průběh většiny změřených proudů, mohu říci, že kompenzace mrtvých časů byla účinná.

LITERATURA

[1] Yu-Kang Lo*,†, Jian-Min Wang, Ting-Peng Lee. *Dead-time assignment for single-phase half-bridge PWM inverters.* International journal of circuit theory and applications. 2008; 36: str. 211–217.

[2] LEGGATE, David, KERKMAN, Russel J. *Pulse Based Dead Time Compensator for PWM Voltage Inverters*. Allen-Bradley Co., Standard Drives Business, 6400 W. Enterprise Dr.

[3] Jung-Soo Choi, Ji-Yong Yoo, Seung-Won Lim, Young-Seok Kim. *A Novel Dead Time Minimization Algorithm of the PWM Inverter*. 1999 IEEE, 0-7803-5589-X/99.

[4] MURAI, Yoshihiro, WATANABE, Tomofumi, IWASAKI, Harumitu. *Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times.* Transactions on industry applications. 1987, vol. IA/23, no. 5, str. 881-886, IEEE. 0093-9994/87/0900-0881.

[5] SEDIKI, H., DJENNOUNE, S. *Compensation Method Eliminating Voltage Distortions in PWM Inverter*. World Academy of Science, Engineering and Technology 54 2009, str. 1595-1602.

[6] CHEN, Lihua, PENG, Fang, Z. *Elimination of Dead-time in PWM Controlled Inverters.* ECE department, Michigan State University, East Lansing, Michigan 48824 USA. 2007, IEEE 1-4244-0714-1/07.

[7] KŮS, Václav. *Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu.* Praha: BEN, 2002. ISBN 80-7300-062-8.

[8] ZEMAN, K., PEROUTKA, Z., JANDA, M. Automatická regulace pohonů s asynchronními motory. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. 200 s. ISBN 80-7043-350-7.