

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce

Kompenzace mrtvých dob v napět'ovém střídači

Dead times compensation in a Voltage Source Inverter

Bakalářská práce

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Studijní obor: Aplikovaná elektrotechnika

Vedoucí práce: Ing. Pavel Koblre, Ph.D.

Martin Skořepa

Praha 2017

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Skořepa** Jméno: **Martin** Osobní číslo: **434700**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Kompence mrtvých dob v napěťovém střídači

Název bakalářské práce anglicky:

Deadtime Compensation for VSI

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte problematiku tzv. mrtvých dob (dead times) v napěťových střídačích a proveďte rešerši zaměřenou na metody jejich kompenzace.
2. Vyberte si alespoň tři metody kompenzace mrtvých dob a popište je detailně.
3. Vytvořte funkční simulační model napájení asynchronního motoru z napěťového střídače a aplikujte na něm vybrané metody.
4. Zhodnoťte dosažené výsledky z předchozího bodu s výsledky modelu bez kompenzace mrtvých dob.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Leggate, D., Kerkman R. J., Pulse-Based Dead-Time Compensator for PWM Voltage Inverters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, Issue 2, April 1997
- [2] Chen, L., Peng, F. Z., Dead-Time Elimination for Voltage Source Inverters, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, Issue 2, March 2008
- [3] Ben-Brahim, L., The analysis and compensation of dead-time effects in three phase PWM inverters, Proc. of the 24th Annual Conference of the IEEE (IECON '98), Germany, August 31 - September 4, 1998
- [4] Holmes, D. G., Lipo, T. A., Pulse Width Modulation For Power Converters, IEEE Press, 2003, ISBN 978-0-471-20814-3

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Pavel Koblík Ph.D., katedra elektrických pohonů a trakce

Jméno a pracoviště druhého(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **09.05.2017**

Termín odevzdání bakalářské práce: **26.05.2017**

Platnost zadání bakalářské práce: **30.06.2018**

Podpis vedoucí(ho) práce

Podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

Podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlášení

„Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.“

V Praze dne

.....

Podpis

Abstrakt

Předkládaná práce pojednává o problematice mrtvých dob, jejich vlivu na výstupní napětí v napěťovém střídači a jejich kompenzaci. Na toto téma byla provedena rešerše. Z nalezených metod kompenzace byly dále vybrány čtyři, které byly detailněji popsány tak, aby bylo možné je simulovat v programu MATLAB Simulink. Simulace byly provedeny na modelu napěťového střídače, který napájel asynchronní motor, a porovnány s nekompenzovaným napájením asynchronního motoru. Kompenzace se v simulacích prokázala účinná zejména při nižších otáčkách motoru, kde byl její vliv značný. Popis metod a výsledky jednotlivých simulací by mohly sloužit jako základ pro praktickou realizaci kompenzace mrtvých dob.

Klíčová slova

Mrtvá doba, napěťový střídač, asynchronní motor, MATLAB, Simulink

Abstract

The presented thesis deals with the issues of the dead times, with their effects on the output voltage of voltage source inverter and with possibilities of their compensation. A survey on this topic was made. Four methods of the dead time compensation are described in detail and simulated in MATLAB Simulink. The simulations were done on the model of a voltage source inverter, that supplies an induction motor. The obtained results were compared with the simulations of the same topology without any dead time compensation. The compensation proved to be especially useful, when motor was operating at low speed. The presented methods and simulation results can be used as a basis for a practical realization of the dead time compensation in the future.

Key words

Dead time, Voltage Source Inverter, VSI, asynchronous motor, MATLAB, Simulink

Obsah

1 Úvod.....	10
2 Mrtvé doby a jejich vliv	11
2.1 Obecná analýza mrtvých dob a jejich kompenzace	11
2.1.1 Metoda 1 – Pulse based.....	12
2.1.2 Metoda 2 – Eliminace potřeby mrtvé doby.....	13
2.1.3 Metoda 3 – Kompenzace mrtvých dob na základě zkreslení výstupního napětí.....	14
2.1.4 Metoda 4 – Kompenzace na základě střední hodnoty chyby napětí	16
2.1.5 Metoda 5 – Kompenzace mrtvých dob při plně digitálním řízení.....	19
2.1.6 Metoda 6 – Kompenzace úpravou referenčního napětí.....	21
2.1.7 Metoda 7 – Samoladící kompenzace.....	22
3 Popis vybraných metod kompenzace	23
3.1 Metoda 1 – Pulse based.....	23
3.2 Metoda 2 – Eliminace potřeby mrtvých dob.....	25
3.3 Metoda 3 – Kompenzace pomocí referenčního napětí.....	26
3.4 Metoda 4 – Samoladící kompenzace.....	28
4 Model napájení asynchronního motoru a jednotlivé kompenzace	30
4.1 Asynchronní motor a jeho napájení	30
4.2 Metoda 1 – Pulse based.....	30
4.3 Metoda 2 – Eliminace potřeby mrtvých dob.....	31
4.4 Metoda 3 – Kompenzace pomocí referenčního napětí.....	31
4.5 Metoda 4 – Samoladící kompenzace.....	32
5 Výsledky simulací pro kompenzovaný a nekompenzovaný VSI.....	33
5.1 Metoda 1 – Pulse based.....	33
5.2 Metoda 2 – Eliminace potřeby mrtvých dob.....	35
5.3 Metoda 3 – Kompenzace pomocí referenčního napětí.....	35
5.4 Metoda 4 – Samoladící kompenzace.....	37
6 Závěr	39
Použitá literatura	40

Seznam obrázků

Obr. 1: Napěťový střídač (VSI – Voltage Source Inverter)	10
Obr. 2: Jednotlivá větev VSI.....	10
Obr. 3 Jednotlivé stavy při spínání.....	11
Obr. 4: Jednotlivé pulsy pro obě polaritu proudu.....	13
Obr. 5: Rozklad větve VSI do jednotlivých buněk	14
Obr. 6: Řídicí diagram spínání	14
Obr. 7: Průběh řídicích pulzů a výstupních napětí pro obě polaritu proudu[3].....	16
Obr. 8: Vliv mrtvých dob na výstupní a chybové napětí[4].....	17
Obr. 9: Zapojení komparátorů[4]	18
Obr. 10: Průběh logických signálů pro kompenzaci[4].....	18
Obr. 11: Konstrukce kompenzačních signálů[4].....	20
Obr. 12: Prostorové vektory proudu a kompenzačních signálů[4].....	20
Obr. 13: Průběh jednotlivých napětí pro kladnou polaritu.....	22
Obr. 14: Blokové schéma kompenzace	23
Obr. 15: Blokový diagram kompenzace mrtvých dob	24
Obr. 16: Řídicí signály pro jednu větev VSI.....	25
Obr. 17: Průběhy napětí a řídicích pulzů.....	27
Obr. 18: Blokové schéma kompenzace	27
Obr. 19: Blokové schéma ladění	29
Obr. 20: Blokové schéma napájení asynchronního motoru	30
Obr. 21: Blokové schéma upraveného PWM modulátoru s kompenzací.....	31
Obr. 22: Blokové schéma upraveného řízení VSI.....	31
Obr. 23: Blokové schéma úpravy referenčních napětí	32
Obr. 24: Blokové schéma ladění	32
Obr. 25: Fázový proud i – $U = 400$ V, $f_1 = 50$ Hz, $M_z = 0$ N.m.....	33
Obr. 26: Fázový proud i – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 0$ N.m.....	34
Obr. 27: Moment motoru M – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 0$ N.m	34
Obr. 28: Fázový proud i – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 25$ N.m.....	34
Obr. 29: Moment motoru M – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 25$ N.m	35
Obr. 30: Proudů zátěží	35
Obr. 31: Fázový proud i – $U = 400$ V, $f_1 = 50$ Hz, $M_z = 0$ N.m.....	36
Obr. 32: Fázový proud i – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 0$ N.m.....	36
Obr. 33: Moment motoru M – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 0$ N.m	36
Obr. 34: Fázový proud i – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 25$ N.m.....	37

- Obr. 35: Moment motoru $M - U = 200 \text{ V}$, $f_1 = 25 \text{ Hz}$, $M_z = 25 \text{ N.m}$ 37
- Obr. 36: Fázový proud $i - U = 200 \text{ V}$, $f_1 = 25 \text{ Hz}$, $M_z = 0 \text{ N.m}$, $T_{d1} = 0 \text{ } \mu\text{s} \Rightarrow T_{d2} = 2 \text{ } \mu\text{s}$ 37
- Obr. 37: Moment motoru $M - U = 200 \text{ V}$, $f_1 = 25 \text{ Hz}$, $M_z = 0 \text{ N.m}$, $T_{d1} = 0 \text{ } \mu\text{s} \Rightarrow T_{d2} = 2 \text{ } \mu\text{s}$..38
- Obr. 38: Fázový proud $i - U = 200 \text{ V}$, $f_1 = 25 \text{ Hz}$, $M_z = 0 \text{ N.m}$, $T_{d1} = 2 \text{ } \mu\text{s} \Rightarrow T_{d2} = 4 \text{ } \mu\text{s}$ 38
- Obr. 39: Moment motoru $M - U = 200 \text{ V}$, $f_1 = 25 \text{ Hz}$, $M_z = 0 \text{ N.m}$, $T_{d1} = 2 \text{ } \mu\text{s} \Rightarrow T_{d2} = 4 \text{ } \mu\text{s}$ 38

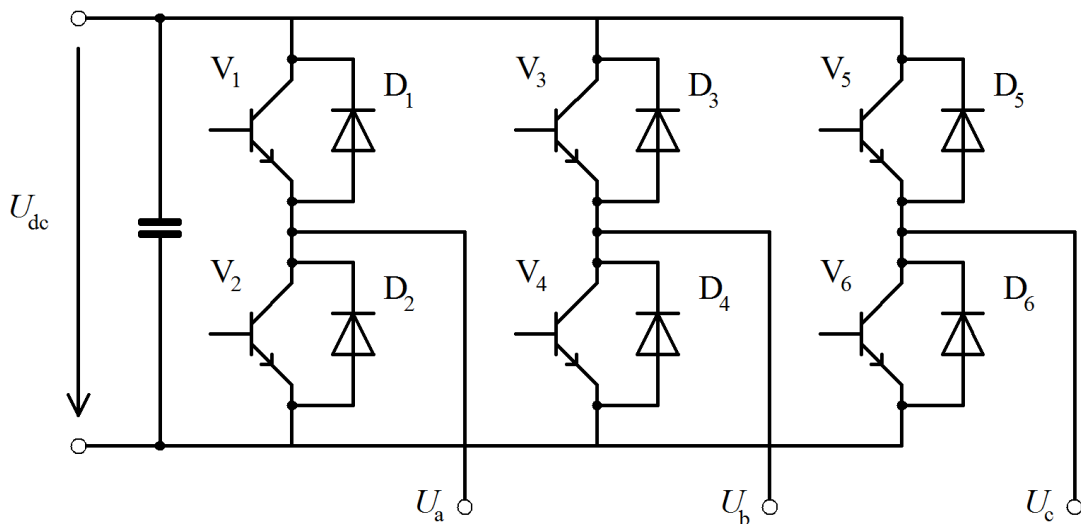
Seznam použitých zkratek a symbolů

VSI	Voltage Source Inverter, napět'ový střídač
f_1	Frekvence napájecího napětí
M	Moment motoru
K	Chybový čas
M_z	Zátěžný moment
T_d	Velikost mrtvé doby
U_{dc}	Napětí ve stejnosměrném obvodu VSI
PWM	Pulsně šířková modulace
$V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$	Jednotlivé spínače ve VSI
$D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$	Jednotlivé diody ve VSI
D_N, D_P	Spodní a vrchní dioda ve VSI
V_N, V_P	Spodní a vrchní spínač ve VSI
T_p	Doba trvání pulsu
i_f	Proud jednou fází zátěže
T_{on}	Zapínací doba spínače
T_{off}	Vypínací doba spínače
T_1	Čas sepnutí
T_2	Čas vypnutí
T_{com}	Kompenzační čas
N	Počet spínání za jeden cyklus PWM
T	Délka jednoho cyklu PWM
U^*	Referenční napětí
ϕ'	Původní fázový posun
ϕ	Skutečný fázový posun
ΔU	Chybové napětí
ΔU_{ef}	Efektivní hodnota první harmonické chybového napětí
ΔU_p	Průměrná odchylka napětí za polovinu cyklu PWM
u_{comp}, U_{kom}	Kompenzační napětí
CNT STATUS	Pomocná logická proměnná
U_{out}^*	Ideální výstupní napětí
U_{out}	Nekompenzované výstupní napětí
U_{AN}	Ideální střední hodnota napětí za periodu PWM
U_{rAN}	Skutečná střední hodnota napětí za periodu PWM
Δt	Chybný čas sepnutí
t_{up}	Ideální čas zapnutí spínače

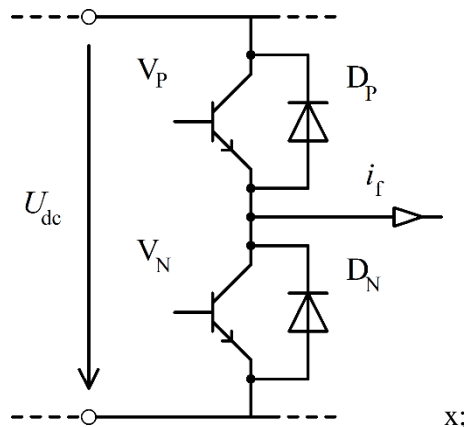
t_{rup}	Skutečný čas zapnutí spínače
u_{ref}	Referenční napětí
DT	Dead time (Mrtvá doba)

1 Úvod

Střídače se v posledních letech staly oblíbenými zařízeními pro konverzi elektrické energie. Té se využívá i v pohonech a jejich řízení. Vhodným ovládním střídače se dají kontrolovat parametry výstupního napětí, což se používá pro řízení rychlosti asynchronních motorů pomocí pulsně šířkové modulace (dále jako PWM). Existují tedy různé ovládací obvody a různé způsoby řízení. Střídač se ovšem skládá z řízených a neřízených polovodičových prvků, jak je vidět na Obr. 1, kde je zobrazen třífázový můstkový napěťový střídač (dále jako VSI – Voltage Source Inverter). Zde nastává problém, protože způsoby řízení byly navrženy pro ideální polovodičové prvky. Vliv neideálních vlastností polovodičových součástek (konečná doba spínání, úbytek v sepnutém stavu) se nedá zanedbat. Zejména konečná spínací doba by při sepnutí spínačů v jedné fázi mohla způsobit zkrat ve stejnosměrné části obvodu VSI. Z tohoto důvodu se zavádějí mrtvé doby.



Obr. 1: Napěťový střídač (VSI – Voltage Source Inverter)



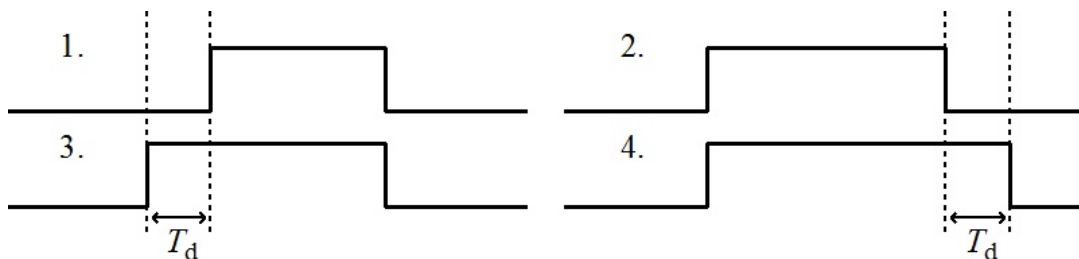
Obr. 2: Jednotlivá větev VSI

2 Mrtvé doby a jejich vliv

Mrtvá doba je časový úsek, kdy ani jeden ze spínačů v jedné větvi střídače nevede a tím se zajistí, že nedojde ke zkratu stejnosměrného obvodu střídače. Mrtvá doba má ovšem negativní vliv na výstupní napětí střídače. Tím, že se přidá čas mezi jednotlivými sepnutými, vzniká zpoždění řídicích signálů, a tak vzniká chyba ve výstupním napětí. K této chybě dochází v každém cyklu nosné frekvence PWM, což znamená, že chyba roste nepřímo úměrně základní frekvenci výstupního napětí.[6] To je poté zkreslené, má rozdílnou velikost od referenčního napětí a obsahuje vyšší harmonické, což může mít za následek nestabilitu motoru a vyšší ztráty. Z tohoto důvodu se vyžaduje kompenzace. Pro správnou kompenzaci je nejprve nutná analýza mrtvých dob, aby bylo zjištěno, jaký vliv mají mrtvé doby na výstupní napětí.

2.1 Obecná analýza mrtvých dob a jejich kompenzace

Pro zjednodušení budeme brát pouze jednu větev VSI, která obsahuje spínače V_P , V_N a diody D_P a D_N . Součástky s indexem P jsou z vrchní části střídače a součástky s indexem N jsou z dolní části střídače. Proud tekoucí větví je označen jako i_f . Jako kladnou polaritu proudu chápeme, pokud teče proud z větve střídače do zátěže. Pokud teče opačně, jedná se o zápornou polaritu. Předpokládá se, že zátěž má indukčnost, což je například jedna fáze asynchronního motoru nebo pasivní RL zátěž. Vliv mrtvých dob je závislý na polaritě protékajícího proudu. V jedné větvi střídače mohou vzniknout čtyři stavy dané polaritou proudu a operací, kterou chceme se spínači provést. Při mrtvé době proud podle jeho polaritě stále prochází jednou z antiparalelních diod. Tímto je výstup stále připojen k napětí a v některých stavech vzniká chyba. Jednotlivé stavy jsou zobrazeny na Obr. 3. Mrtvá doba je označena jako T_d .



Obr. 3 Jednotlivé stavy při spínání

stav 1: $i > 0$, V_P se zapíná a V_N se vypíná. Po dobu trvání T_d přestávají oba spínací prvky vést, ale proud tekoucí do motoru protéká diodou D_N , čímž je přiloženo záporné napětí místo kladného, které by mělo být správně přiloženo. A tak dochází ke ztrátě napětí.

- stav 2: $i > 0$, V_P se vypíná a V_N se zapíná. Opět po dobu trvání T_d nevede ani jeden ze spínačů, ale opět vede dioda D_N a D_P je v závěrném směru. To znamená, že nyní nedochází ke ztrátě napětí a výsledné přiložené napětí je správné.
- stav 3: $i < 0$, V_P se zapíná a V_N vypíná. Po dobu T_d nyní vede dioda D_P a D_N blokuje proud. Jelikož se má přiložit kladné napětí a vede dioda D_P , nedochází k chybě ve výsledném pulsu.
- stav 4: $i < 0$, V_P se vypíná a V_N zapíná. Po dobu T_d , opět vede dioda D_P a D_N je v závěrném směru. Tímto dostáváme delší puls a větší napětí, než je požadované, jelikož po dobu T_d je zátěž připnuta ke kladné svorce.

Metody pro kompenzaci mrtvých dob se dají rozdělit do dvou kategorií. V první kategorii jsou kompenzační parametry pevně dány a kompenzace probíhá pouze na základě polaritě proudu. Druhá kategorie využívá výstupní parametry střídače nebo měřené hodnoty motoru, které následně využívá ke kompenzaci. Kompenzace mrtvých dob nemusí znamenat snižování vlivů pouze této nedokonalosti řízení VSI. Někdy se do tohoto výrazu také zahrnuje kompenzace za úbytek napětí na polovodičových prvcích a jejich spínací doby. V dalších uvedených metodách je vždy udáno, o jaký případ se jedná.

2.1.1 Metoda 1 – Pulse based

Tato metoda upravuje každý puls PWM tak, aby nahrazovala zkreslení výstupního napětí střídače způsobené mrtvými dobami. Pro kompenzaci je nutno znát pouze polaritu proudu a velikost mrtvé doby T_d . Jak je výše uvedeno, podle polaritě proudu a spínacích signálů nastává jeden ze čtyř stavů, ale pouze tyto dva stavy jsou chybové, a proto je nutné kompenzovat pouze zde. Tyto chyby se dají kompenzovat upravením řídicích signálů pro spínače tak, že se buď daný signál prodlouží, nebo zkrátí v závislosti na polaritě proudu. Střední hodnota napětí se zahrnutými mrtvými dobami je dána následovně:

pro $i_f > 0$:

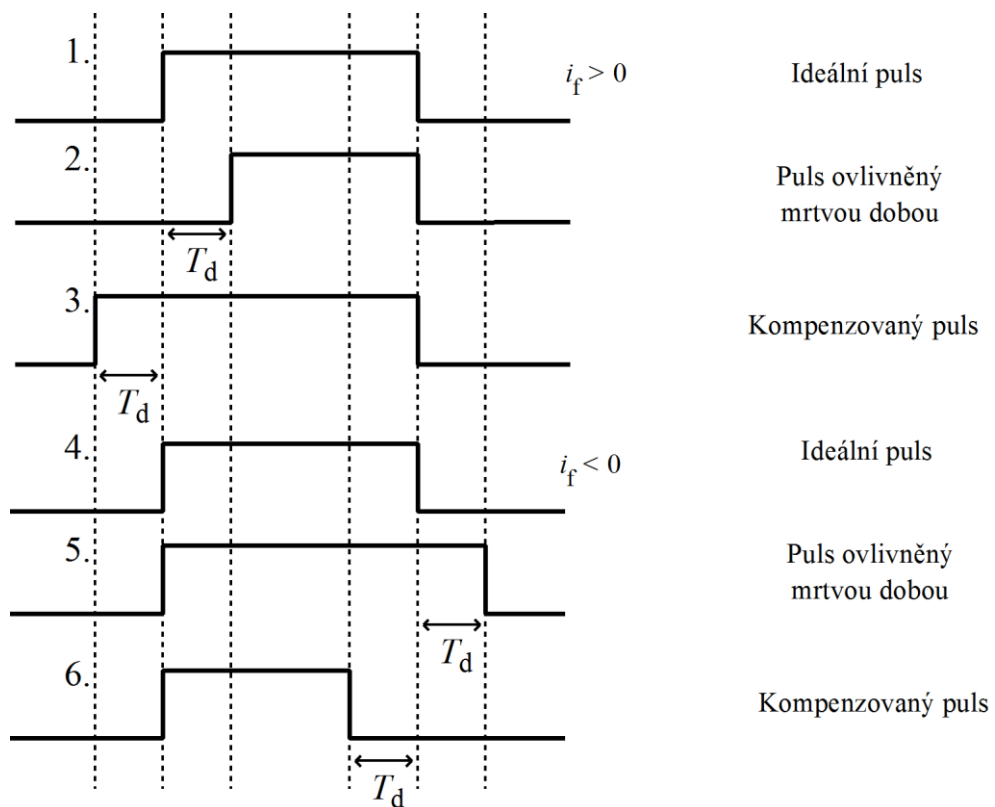
$$U = U_{dc} \frac{T_p - T_d}{T_s}$$

pro $i_f < 0$:

$$U = U_{dc} \frac{T_p + T_d}{T_s}$$

kde U_{dc} je napětí v stejnosměrném obvodu, T_p je doba trvání pulsu a T_d doba trvání mrtvé doby. V této metodě se chybové napětí kompenzuje nepřímou. To znamená, že se neupravují referenční hodnoty jednotlivých napětí, ale upravují se časy náběžných a sestupných hran jednotlivých řídicích impulzů. Spínání se upravuje před a během PWM cyklu. Výsledkem je nesymetrický

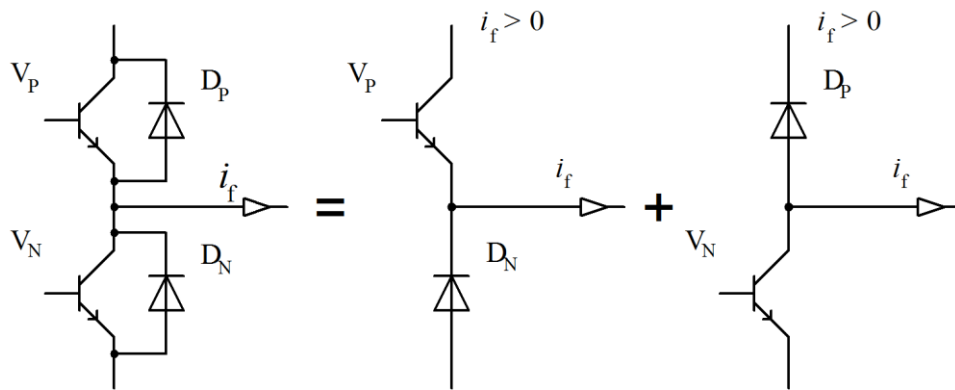
puls, který se po průchodu střídačem a ovlivnění mrtvými dobami upraví na požadovaný puls, jak je vidět na Obr. 4, kde je zobrazen ideální puls a jeho zkreslení pro obě polarity proudu. Po úpravě signálu dochází ke chtěnému zapnutí dřív právě o chybnou dobu zobrazenou na Obr. 4.2, a tak se vytváří požadavek na nesymetrický puls pro $i_f > 0$. Ve výsledku tím vznikne puls identický s ideálním pulsem. Podobný princip je pro $i_f < 0$, ale naopak nyní je výsledné napětí větší a puls je kratší opět o chybovou dobu, čímž se dosáhne identického pulsu s ideálním pulsem. Jelikož výsledné pulsy jsou identické s ideálními nedochází vlivem mrtvých dob k fázovému posunu i po jejich kompenzaci.



Obr. 4: Jednotlivé pulsy pro obě polarity proudu

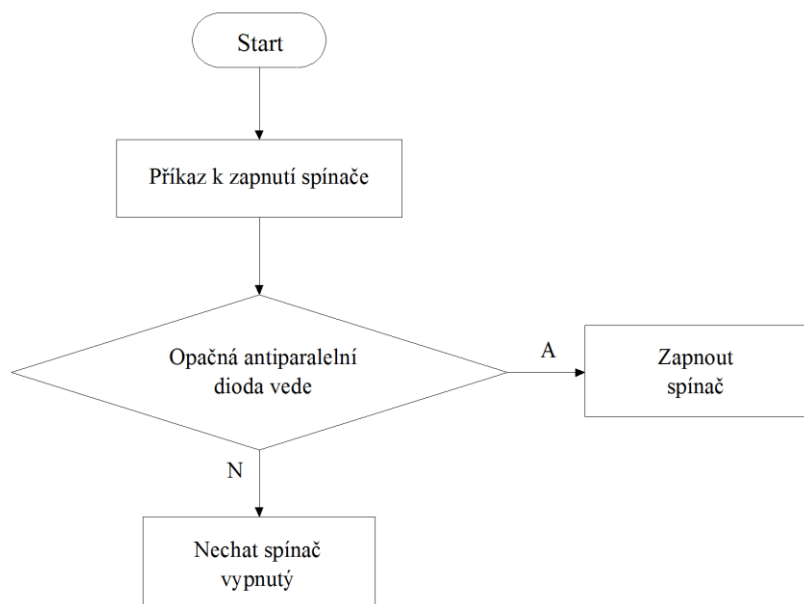
2.1.2 Metoda 2 – Eliminace potřeby mrtvé doby

Jak název napovídá, při kompenzaci se využívá toho, že při správném řízení je možno vynechat jinak nezbytné mrtvé doby. Toho se docílí tím, že každou větev VSI je možno pomyslně rozdělit na dvě spínací buňky. Každá buňka se skládá z jednoho spínače a jedné antiparalelní diody příslušející spínači, který se zrovna nepoužívá. Vždy pracuje pouze jedna z těchto buněk a tím je tedy zaručeno, že nedojde k prohoření stejnosměrného obvodu VSI. Pomyslné rozložení do jednotlivých buněk je znázorněno na Obr. 5.



Obr. 5: Rozklad větve VSI do jednotlivých buněk

Pro určení, která z dvou pomyslných buněk má být právě používána, se používá směr toku proudu. Podle toho je vždy jeden ze spínačů nepodstatný pro správné napětí přiložené k zátěži a není tedy nutné ho spínat. Pro detekci proudu lze využít vždy opačnou antiparalelní diodu a napětí, které se na ní objeví při jejím sepnutí.



Obr. 6: Řídicí diagram spínání

Obr. 6 zobrazuje řídicí diagram pro ovládání spínačů v jedné větvi VSI. Při spouštěcím signálu se vždy kontroluje tok proudu a podle něho dochází k řízení. Detekce toku proudu musí být pro každý spínač zvlášť, aby se zaručilo, že nedojde k prohoření, jelikož se zde mrtvé doby vynechávají.

2.1.3 Metoda 3 – Kompenzace mrtvých dob na základě zkreslení výstupního napětí

Metoda vychází opět z jednotlivých chybných časů řídicích pulsů, ale následně upravuje až celkovou chybu. Ne jak tomu bylo v první metodě, kde se upravoval každý puls zvlášť. V tomto

případě se věnuje i kompenzaci zpoždění zapínání a vypínání spínačů, jak je ukázáno na Obr. 7. Nejdříve se opět analyzuje chybný čas. V jedné fázi je na Obr. 7 pro horní spínač řídicí impuls označen A^+ , pro dolní spínač A^- . Průběhy (b) až (d) jsou pro kladnou polaritu proudu. Průběhy (e) až (g) jsou pro zápornou polaritu. Při ideálním spínání by měl být vrchní spínač sepnut po dobu $T_2 - T_1$, ale tím, že je nutná mrtvá doba T_d , se tato doba mění. Při zapínání vrchního spínače je spodní spínač (signál A^-) vypnut v čase $T_1 - T_{com}$ a vrchní spínač (signál A^+) je zapnut v čase $T_1 - T_{com} + T_d$. Poté při vypínání vrchního spínače je signál A^+ vypnut v čase T_2 a signál A^- v čase $T_2 - T_d$. Výsledný čas, po který je vrchní spínač zapnut:

$$T_{on} = T_2 - T_1 + T_{com} - T_d$$

Po přidání kompenzace i pro spínací doby by byl výsledný čas upraven na:

$$T_{on} = T_2 - T_1 + T_{off} - T_{on} + T_{com} - T_d$$

Výsledný chybný čas, kterým se liší reálný čas od chtěného, je:

$$T_{err} = T_{com} - T_d + (T_{off} - T_{on})$$

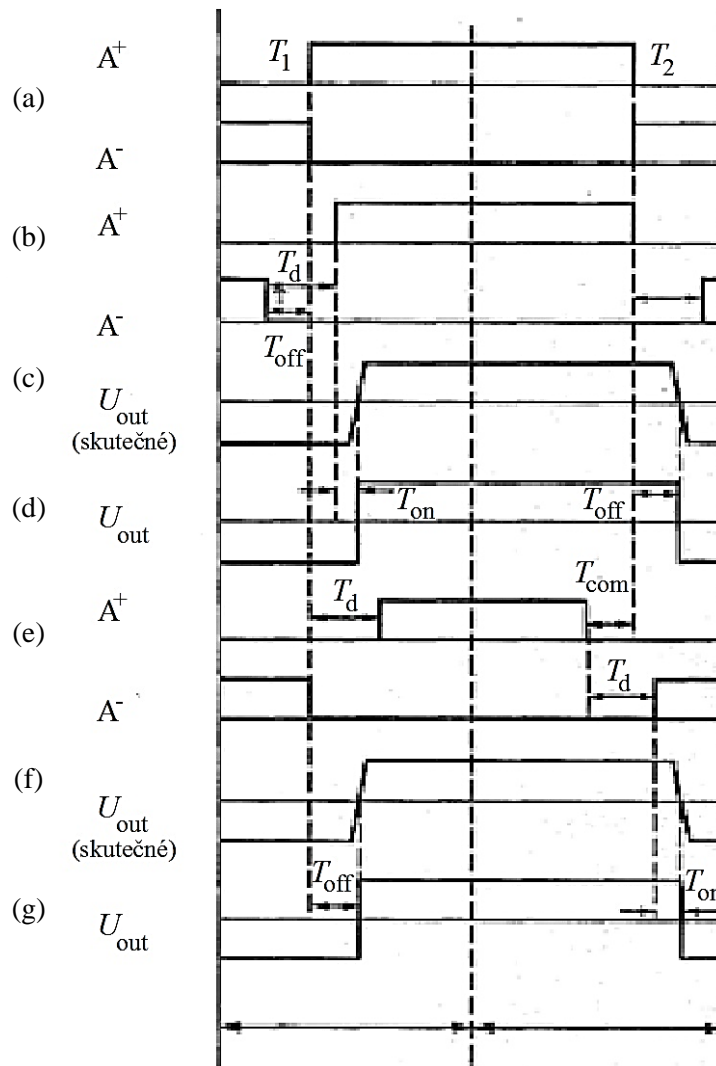
Hodnoty v závorce jsou volitelné pro přidání kompenzace spínacích dob. Toto platilo pro kladnou polaritu proudu. Při opačné polaritě se znaménka prohodí a je možno výsledný chybný čas zapsat jako:

$$T_{err} = -(T_{com} - T_d + (T_{off} - T_{on}))$$

Časy T_d , T_{off} , T_{on} jsou neměnné. Čas T_{com} je kompenzační čas, který se mění na základě velikosti ostatních časů tak, aby je kompenzoval. Výsledný čas pro fázi A se dá zapsat následovně:

$$T_a = T_a^* + \text{sgn } i_f * K$$

kde K je $T_{com} - T_d + (T_{off} - T_{on})$. To samé platí pro fáze B a C pouze s příslušnými proudy. Při řízení se porovnává referenční a výstupní napětí, aby se určilo zkreslení. Odchylka se poté zpracovává regulátorem, z něhož se určí potřebná kompenzační doba T_{com} . Charakteristiky, které se kompenzují, jsou dané vzorcem pro výpočet T_{com} . Tato doba se určuje tak, aby $T_{err} = 0$. Tato doba poté slouží k určení zkresleného výstupního napětí, které kompenzuje za mrtvé doby a další neideální vlastnosti polovodičových součástek. Jelikož je zde zpoždění, se kterým se daná chyba kompenzuje, nastává fázový posun mezi požadovaným výstupním a reálným napětím.



Obr. 7: Průběh řídicích pulzů a výstupních napětí pro obě polaritu proudu[3]

2.1.4 Metoda 4 – Kompenzace na základě střední hodnoty chyby napětí

Kompensace je založena na určení střední hodnoty chyby v napětí a následném upravení signálu. Chyba napětí nastává pouze pro jeden spínací pulz a pro jednu polaritu. Při mrtvé době je střídač neovladatelný, a tedy polarita přiloženého napětí k zátěži je dána proudem, který prochází antiparalelními diodami. Při kladné polaritě proudu je výsledná střední hodnota napětí ve spínacím cyklu menší a při záporné polaritě proudu je větší než požadovaná hodnota. Z toho vyplývá, že odchylka napětí má vždy opačné znaménko, než je polarita proudu. Jednotlivé průběhy jsou zobrazeny na Obr. 8. Toto má za následek prodloužení nebo zkrácení pulsu PWM, čímž je na výstupu VSI rozdílné napětí od požadovaného a objevují se nechtěné vyšší harmonické.

Tato metoda pracuje s následujícími předpoklady: [4]

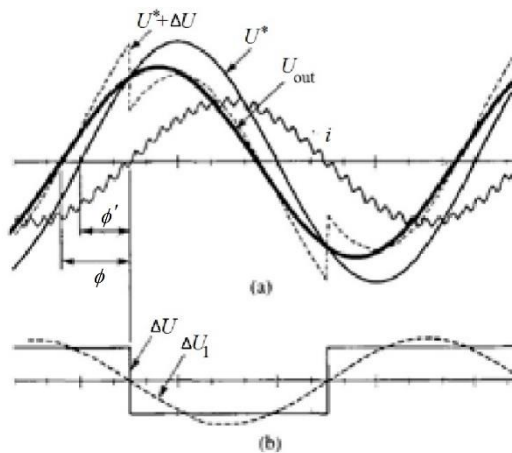
- není brána v úvahu závěrná zotavovací doba
- spínací frekvence v porovnání s výstupní základní frekvencí je mnohem větší

- odchylka od napětí se objevuje ekvidistantně
- výstupní proud střídače je téměř sinusový

Sčítající se efekt opakujících se zpoždění (mrtvá doba) se dá určit jako průměr součtu odchylek napětí přes každou kladnou a zápornou polovinu cyklu výstupního proudu.[4] Odchylka e za puls se pak určí: $e = T_d * U_{dc}$, T_d je mrtvá doba, U_{dc} je velikost napájecího napětí VSI. Průměrná odchylka za polovinu cyklu výstupního napětí střídače ΔU_p je:

$$\Delta U_p = \frac{\frac{N}{2} * T_d}{\frac{T}{2}} = \frac{N * T_d}{T}$$

kde N je počet spínání za jeden cyklus a T je délka jednoho cyklu.



Obr. 8: Vliv mrtvých dob na výstupní a chybové napětí[4]

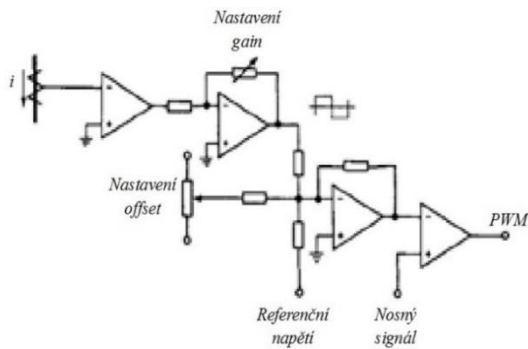
Referenční napětí U^* je vidět na Obr. 8, kde se proud zpožďuje za napětím o ϕ' . Toto napětí zobrazuje první harmonickou výstupního napětí střídače, pokud by se jednalo o ideální VSI, tedy bez mrtvých dob. Z předchozí analýzy se dá průměrná odchylka za cyklus vyjádřit jako obdélníkový průběh ΔU , jehož velikost je ΔU_p a je posunut o 180° oproti proudu. První harmonická tohoto průběhu ΔU_1 má efektivní hodnotu ΔU_{ef} :

$$\Delta U_{ef} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} * \Delta U_m$$

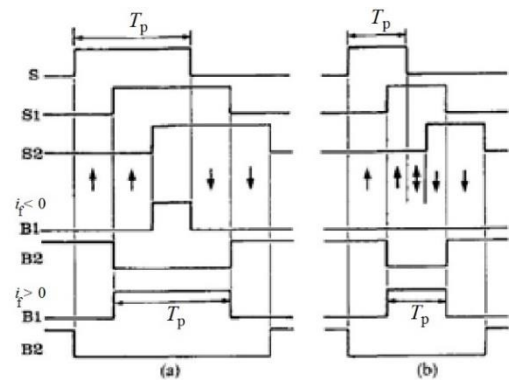
Výsledné výstupní napětí střídače je zobrazeno na Obr. 8 jako U_{out} . Je vidět, že toto napětí se od referenčního napětí U^* liší jak v maximální hodnotě, tak ve fázi.

Tato metoda navrhuje dvě řešení pro kompenzaci mrtvých dob na základě střední hodnoty chyby napětí. V prvním řešení se využívá čtyř komparátorů. První komparátor slouží k detekci polarity proudu. Výstup z komparátoru má obdélníkový průběh. Ten se následně přidá k referenčnímu

napětí a tím vznikne upravené napětí, které kompenzuje za mrtvé doby, a výstupní napětí dále už odpovídá požadovanému. Jsou zde dvě proměnné – „gain“ a „offset“ obdélkového průběhu. „Gain“ by měl být nastaven tak, aby maximum obdélkového signálu bylo rovné střední hodnotě odchylky napětí. Při větších spínacích frekvencích by měl být vyšší, jelikož se tím mění střední hodnota chyby napětí. Offset obdélkového signálu je zde proto, pokud by zpoždění u každého spínače bylo rozdílné a průběh ΔU by měl stejnosměrnou složku. Tímto offsetem se za to dá kompenzovat. Zapojení je ukázáno na Obr. 9.



Obr. 9: Zapojení komparátorů[4]



Obr. 10: Průběh logických signálů pro kompenzaci[4]

Druhé řešení využívá úpravu řídicích signálů, kterým přidává střední hodnotu tak, aby výsledný puls kompenzoval za mrtvé doby. Kompenzující signál se získává pomocí tří vzájemně posunutých signálů vždy o mrtvou dobu T_d . Z Obr. 10 plyne, že při kladné polaritě proudu výstupní napětí kopíruje řídicí signál vrchního spínače B1. Při opačné polaritě kopíruje řídicí signál B2. To znamená, že výstupní napětí je určeno pouze jedním z řídicích signálů. Ten označíme jako aktivní. Pro kompenzaci zpoždění by měl být aktivní signál upraven, aby odpovídal chtěnému signálu. Neaktivní signál musí být upraven pouze tak, aby zaručoval nutnou mrtvou dobu. Na Obr. 10 jsou ukázány řídicí pulsy a jejich vytvoření pomocí zpožděných signálů. Signály S, S1, S2 jsou posunuty každý o T_d a slouží k vytváření chtěných impulsů. S1 udává generovaný puls, S a S2 slouží k zaručení mrtvé doby u neaktivního signálu. Například pro $i < 0$ signál kopíruje B2, a jestliže je šířka požadovaného signálu větší jak $2T_d$, tak je dodrženo zpoždění a B1 sepne v daném spínacím cyklu. Je-li signál kratší jak $2T_d$, podmínka by nebyla dodržena a B1 je tedy vynechán. Řídicí signály jsou generovány logickou kombinací I, S, S1, S2, kde I se bere jako logická jednička, pokud je kladný, a jako logická nula, pokud je záporný. Toto se dá popsat logickou funkcí pro každý řídicí signál:

$$B1 = I \cdot S1 + S \cdot S1 \cdot S2$$

$$B2 = \bar{I} \cdot \bar{S1} + \bar{S} \cdot \bar{S1} \cdot S2$$

Pro první člen platí, že jakákoliv změna proudu vyústí ve změnu signálu. Druhý člen určuje, zda se má signál vynechat, pokud je zrovna neaktivní. Toto by mohlo být samo o sobě řízení, ale

problém by nastal, pokud by se proud změnil v takový moment, kdy by nebylo dodrženo nutné zpoždění. Například v prvním úseku ($S = 1, S1 = 0, S2 = 0$) by toto nebylo dodrženo a mohlo by dojít k prohoření. Tomu je nutné se vyhnout. Lze toho dosáhnout tím, že dovolíme změnu signálu I pouze na intervalech, kde jsou signály $S1, S2$ a $S3$ ve stejné logické hodnotě.[4] Jelikož toto řešení zaručuje nutné zpoždění spínání v samotném řízení, není nutné, aby se toto zpoždění generovalo samostatně.

2.1.5 Metoda 5 – Kompenzace mrtvých dob při plně digitálním řízení

Navrhnuté řešení v této metodě bylo pro plně digitální vektorové řízení a k vytvoření kompenzačních signálů jsou použity proudy I_d a I_q v otáčivých souřadnicích d–q. Díky tomu je možné i pomalejší vzorkování. Při řízení asynchronního motoru střídavou proudovou smyčkou musí být tato smyčka velmi rychlá. Z toho důvodu je kompenzace provedena v synchronních otáčivých souřadnicích, čímž se může rychlá smyčka vynechat. Pro kompenzaci jsou nutné hodnoty I_q^* z regulátoru rychlosti, I_d^* z generátoru tokotvorné složky a úhlové frekvence výstupu střídače. Generátor generuje kompenzační signál jako prostorový vektor, který je následně sečten s referenčními napětími U_q^* a U_d^* . Z toho vyplývá, že referenční napětí se starají pouze o generování základního napětí a kompenzační signál kompenzuje dané harmonické, vzniklé mrtvými dobami. Kompenzace je jak pro rušenou základní složku výstupního napětí, tak pro ostatní harmonické. Referenční proudy I_d^* a I_q^* mohou být převedeny na i_α^* a i_β^* následovně:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \omega_1 t & -\sin \omega_1 t \\ \sin \omega_1 t & \cos \omega_1 t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d^* \\ I_q^* \end{pmatrix} = I_1^* \begin{pmatrix} \cos(\omega_1 t + \theta^*) \\ \sin(\omega_1 t + \theta^*) \end{pmatrix}$$

kde I_1^* a ω_1 jsou amplituda proudu motoru a úhlová frekvence výstupu střídače a $\theta^* = \arctan(I_q^* / I_d^*)$. Prostorový vektor proudu se tedy pohybuje spojitě a jeho trajektorie je kruh. Třífázové okamžité proudy i_u^*, i_v^*, i_w^* se dají vyjádřit za použití i_α^* a i_β^* :

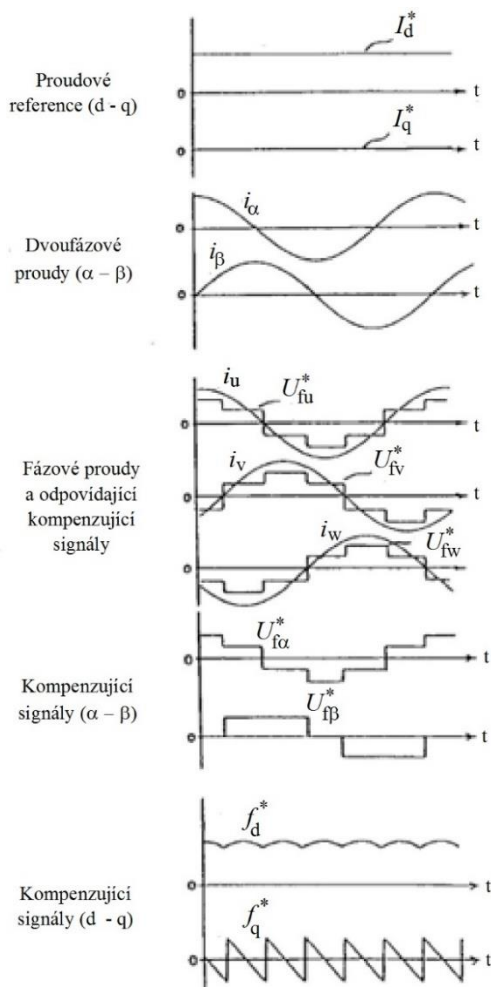
$$\begin{pmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{pmatrix}$$

Z jednotlivých proudů i_u^*, i_v^* a i_w^* se získají kompenzující napětí pro jednotlivé fáze U_{fu}^*, U_{fv}^* a U_{fw}^* . Toto se následně převede do stacionárních souřadnic $\alpha\beta$, z čehož vyjdou kompenzující napětí $U_{f\alpha}^*, U_{f\beta}^*$:

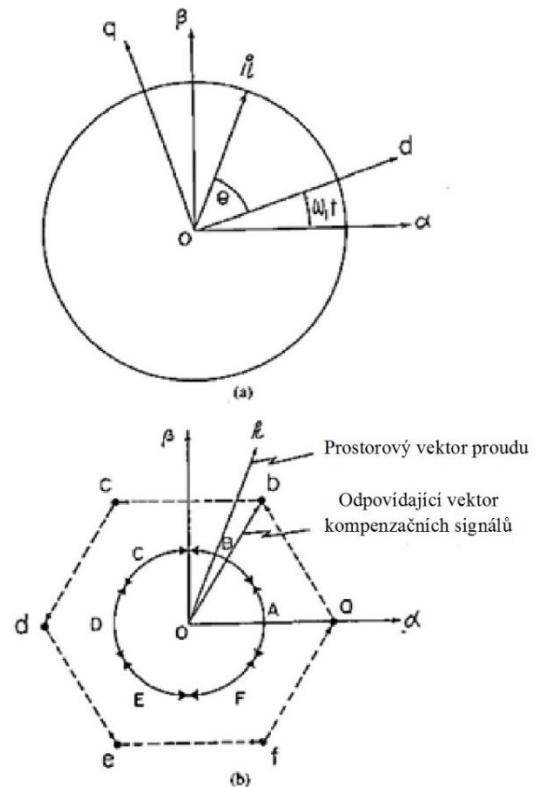
$$\begin{pmatrix} U_{f\alpha}^* \\ U_{f\beta}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{fu}^* \\ U_{fv}^* \\ U_{fw}^* \end{pmatrix}.$$

Z těchto napětí se určí výsledné kompenzační signály f_q^* a f_d^* :

$$\begin{pmatrix} f_d^* \\ f_q^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \omega_1 t & \sin \omega_1 t \\ -\sin \omega_1 t & \cos \omega_1 t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{f\alpha}^* \\ U_{f\beta}^* \end{pmatrix}$$



Obr. 11: Konstrukce kompenzačních signálů[4]



Obr. 12: Prostorové vektory proudu a kompenzačních signálů[4]

Postup při vytváření kompenzačních signálů je zobrazen na Obr. 11. Prostorový vektor kompenzačních signálů se pohybuje nespojitě a jeho trajektorií je šestiúhelník, jelikož chyba v napětí závisí pouze na polaritě proudu a nikoli na jeho hodnotě nebo průběhu. Průběh prostorového vektoru kompenzačních signálů je zobrazen na Obr. 12. Prostorový vektor kompenzačních signálů se skládá ze šesti složek, které jsou definovány v šesti oblastech. Značení

je a–f pro složky a A–F pro oblasti. Podle toho, v jaké oblasti se nachází vektor proudu, se použije příslušný kompenzační vektor. Je zde fázový posun oproti ideálnímu signálu, jelikož se vždy kompenzuje na základě změřených dat při běhu a je zde tedy zpoždění.

2.1.6 Metoda 6 – Kompenzace úpravou referenčního napětí

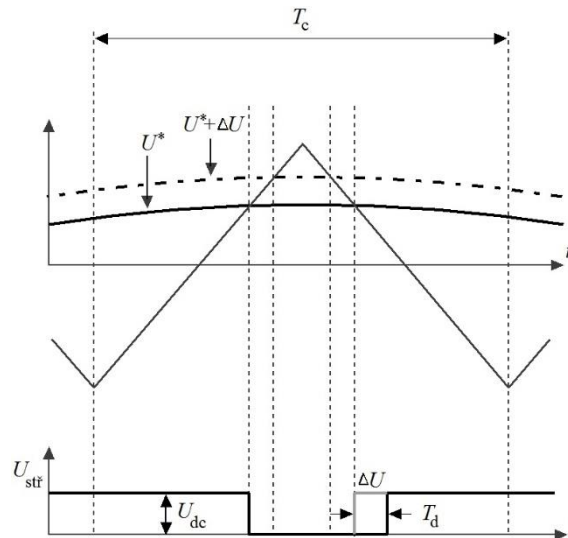
Metoda je založena na kompenzaci pomocí střední hodnoty přidané k referenčnímu signálu, který vstupuje do PWM modulátoru. Tímto dochází k posunutí signálu a k modifikaci výstupních pulsů z PWM. Nejedná se o nejpřesnější metodu, je ale vhodná pro kompenzaci v ustáleném stavu.[6]

Jako u každé metody je i zde chyba závislá na polaritě proudu. Při kladné polaritě proudu, kdy dochází k úbytku napětí, se zmenšuje i jeho střední hodnota za jednu periodu nosné frekvence, čímž se zkresluje výstupní napětí VSI. Z toho vyplývá, že chyba ve střední hodnotě je závislá na velikosti mrtvé doby, na periodě nosné frekvence a na velikosti napětí ve stejnosměrném obvodu střídače. Chyba se dá určit následovně:

$$\Delta U = \frac{T_d}{T_c} U_{dc}$$

kde ΔU je chybové napětí, T_d je mrtvá doba, T_c je perioda nosného signálu a U_{dc} je napětí ve stejnosměrném meziobvodu VSI. Jak je výše uvedeno, při kladném proudu dochází k úbytku, a tak by se tato chyba od ideální střední hodnoty odečítala. Při záporném proudu je tomu naopak a chyba se přičítá. Velikost této chyby slouží i jako kompenzační napětí, které má logicky vždy opačné znaménko než chyba.

Na Obr. 13 jsou znázorněny průběhy jednotlivých napětí při kompenzaci pro kladnou polaritu proudu. U^* je referenční napětí požadovaného průběhu, pilovitý signál je nosná frekvence a čárkovaný signál je kompenzované napětí. Ve spodní části je znázorněna střední hodnota napětí při spínání v jedné větvi VSI a dále je vyznačena chyba ΔU , ke které dochází při kladné polaritě proudu kvůli mrtvým dobám. Doba chyby ve střední hodnotě tedy odpovídá intervalu mrtvé doby.

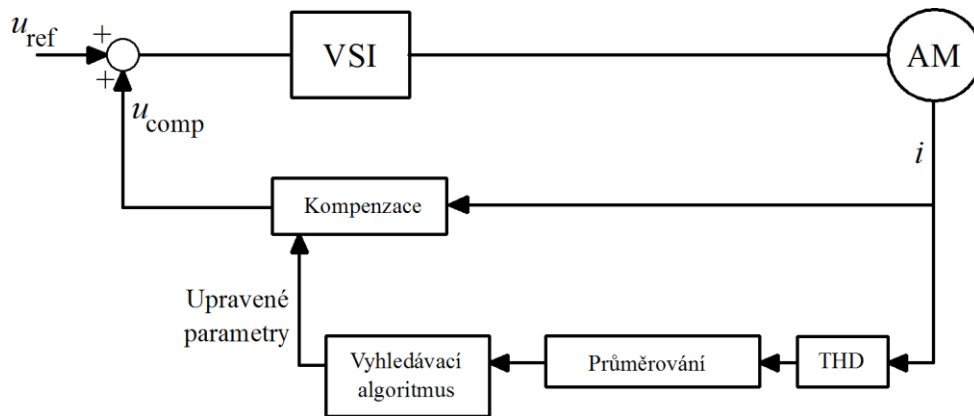


Obr. 13: Průběh jednotlivých napětí pro kladnou polaritu

Jak je vidět na Obr. 13, napětí není na úrovni stejnosměrného obvodu dostatečnou dobu. Zde se využívá úpravy referenčního napětí právě chybovou hodnotou tak, aby se tato doba prodloužila, což má za následek fázový posun vůči referenčnímu napětí. Ovšem vliv mrtvých dob, tedy ztráta napětí, se tímto vykompenzuje.

2.1.7 Metoda 7 – Samoladící kompenzace

Metody kompenzující mrtvé doby se většinou zakládají na předchozí znalosti systému. To představuje modelování a simulování, které mohou zabrat hodně času. Navíc při změně systému by se toto muselo provést znovu, jelikož by i malá změna mohla výrazně změnit kvalitu kompenzace. Tato metoda navrhuje kompenzaci a řízení tak, že se řídicí systém sám přizpůsobí po proběhnutí ladící sekvence. Při změně v systému (změna přístrojů, zařízení) se opět spustí ladící sekvence a systém se opět přizpůsobí. Jako zpětná vazba pro kontrolu kvality kompenzace se zde používá ne tolik používaný výstupní proud střídače. Zkreslení výstupního napětí se projeví i ve výstupním proudu střídače. Ladění kompenzačního algoritmu může být založeno na eliminaci nebo zmenšení zkreslení výstupního proudu. Blokové schéma kompenzace je znázorněno na Obr. 14.



Obr. 14: Blokové schéma kompenzace

Ladění spoléhá na kompenzaci podle křivky, která byla sestavena tak, aby seděla offline měřením:

$$u_{\text{comp}}(i) = a_1 * \arctan(a_2 i)$$

Parametry a_1 a a_2 jsou parametry, které se musí upravit vyhledávacím algoritmem. Toto byl čistě empirický vztah a k určení kompenzačního napětí se může použít jiný postup. Nejdříve se určí harmonické zkreslení, kde se bere v potaz pouze velikost 5. a 7. vyšší harmonické. Následně se tato hodnota zprůměruje a podle zavedeného algoritmu se určí velikost kompenzačního napětí u_{comp} . [6] Pokud by se systém změnil, ladění se může opakovat. Ladění může běžet i nepřetržitě, ovšem za cenu využití výpočetního výkonu. Tato metoda je popsána jen velmi zběžně. Je zde zařazena, protože by mohla najít využití společně s jinou metodou, která má kompenzační parametry pevně dané a při změně součástky by se musely určovat znova. Pokud by ovšem bylo zařazeno ladění, toto by nebylo nutné.

3 Popis vybraných metod kompenzace

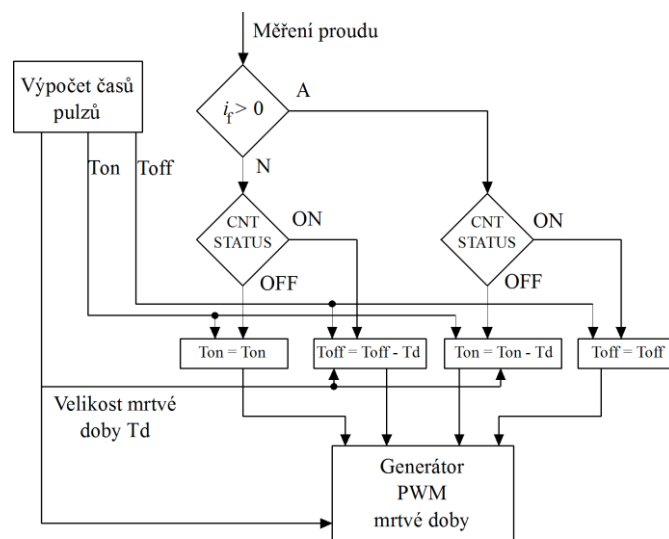
3.1 Metoda 1 – Pulse based

Jak uvádí název, při kompenzaci se přistupuje ke každému pulsu PWM samostatně a upravují se časy výstupních pulsů z generátoru PWM. Úprava spínacích dob nastává před zavedením mrtvých dob, tedy před začátkem nebo uprostřed spínacího pulsu. Jelikož je metoda nezávislá na fázi a na nosné frekvenci, není tolik náročná na výpočetní výkon a pro realizaci je možné použít pouze dostatečně rychlý mikrokontrolér, který je propojen s měřícím prostředkem pro detekci polarity proudu. [1] Doba, se kterou se operuje, je předem nastavená a podle detekce proudu se přičte nebo odečte. Tato metoda by se dala upravit také ke kompenzaci zapínacích a vypínacích dob spínacích zařízení T_{on} a T_{off} jednoduše přidáním nebo odebráním těchto časů ke kompenzační době.

Při PWM modulaci se nejdříve porovnává referenční signál s nosným signálem, který má mnohem větší frekvenci než modulovaný signál. Podle výsledku z komparátoru se následně

vytvářejí pulsy pro řízení napěťového střídače. Zapínací pulsy pro jednotlivé spínače v VSI jsou zpožděny pomocí generátoru mrtvých dob. Při digitální generaci signálu se nastaví hodnota do porovnávacího registru, který se srovnává s čítačem PWM generátoru. Při shodě se generuje přerušování a dochází k jeho obsluze, ve které se generuje signál. Výstupem pro jednu větev VSI je dvojice signálů, které mají logicky opačné hodnoty. Náběžná hrana signálu, který se měnil do logické jedničky, je následně zpožděna o mrtvou dobu T_d . Vhodná hodnota do porovnávacího registru se musí tedy zadat ještě před generací signálu. Pokud je obsluha a výpočet signálu již realizována, stačí (podle analýzy mrtvých dob) přičíst nebo odečíst hodnotu odpovídající mrtvé době. Hodnota je závislá na velikosti mrtvé doby a na frekvenci krystalu, který slouží jako hodiny pro mikrokontrolér. Tak se napraví vliv mrtvých dob. Pokud by bylo potřeba zahrnout pro lepší kvalitu kompenzace i spínací doby, jednoduše se přidá nebo odebere větší hodnota do srovnávacího registru.

Blokový diagram je uveden na Obr. 15. Nejdříve se zjišťuje polarita proudu, která je u každé kompenzace důležitá pro určení znaménka chyby, a tedy i znaménka kompenzačního času T_c . T_c je celkový kompenzační čas. Pokud se kompenzuje pouze za mrtvé doby, tak se rovná mrtvé době T_d . Jak je uvedeno výše, můžou nastat čtyři stavy a pouze dva z nich jsou chybové. Po určení proudu se určuje, zda se jedná o náběžnou hranu nebo o sestupnou hranu pomocí CNT STATUS, který značí, v jakém logickém stavu se signál nacházel. Podle toho se upraví původní časy Ton a Toff vygenerované PWM modulací. Takto upravené časy jsou vstupem do generátoru PWM a po zavedení mrtvých dob mají výstupní pulsy stejný průběh jako ideální. Blokový diagram jsem převzal z [1].



Obr. 15: Blokový diagram kompenzace mrtvých dob

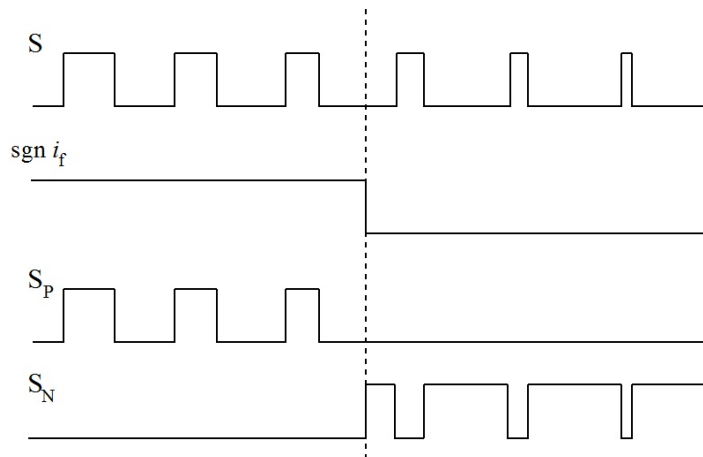
3.2 Metoda 2 – Eliminace potřeby mrtvých dob

Jak je uvedeno výše, rozložení každé větve střídače na buňky umožní vynechání mrtvých dob. Spínací buňku, která má vrchní spínač, označíme P, buňku se spodním spínačem označíme N a jednotlivé spínače označíme příslušným indexem. Řízení jednotlivých spínačů V_n a V_p se může vyjádřit pomocí logické funkce jako:

$$S_p = S \cdot \text{sgn}(i_f)$$

$$S_n = \bar{S} \cdot \overline{\text{sgn}(i_f)}$$

kde S je řídicí signál generovaný PWM modulací, i_f je proud protékající přes větev VSI a S_p a S_n jsou řídicí signály příslušející jednotlivým spínačům. Průběh jednotlivých signálů pro řízení je znázorněn na Obr. 16. Pro kladnou polaritu proudu je signál v logické jedničce a pro zápornou je v logické nule. Tedy při kladném proudu se manipuluje pouze s vrchním spínačem. Při záporném je řídicí signál negovaný, a naopak se manipuluje pouze se spodním spínačem.



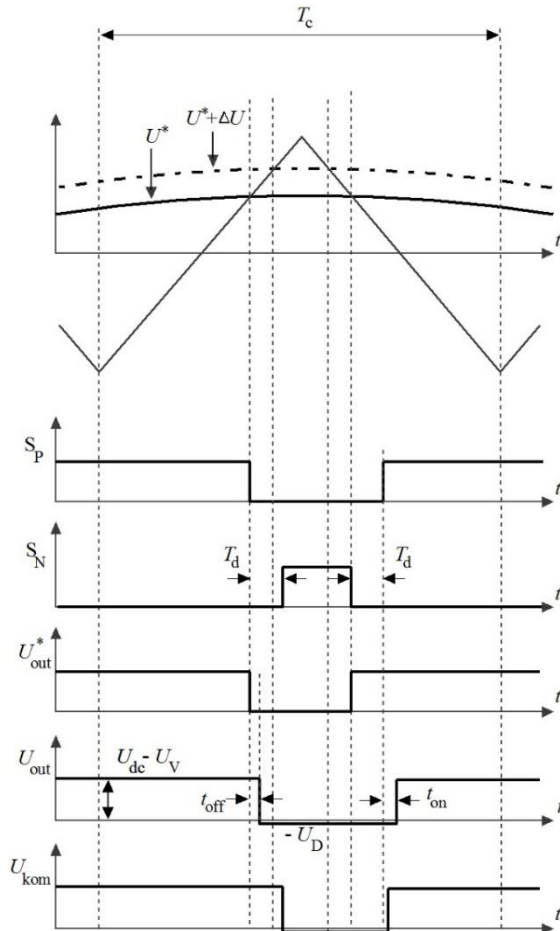
Obr. 16: Řídicí signály pro jednu větev VSI

V této metodě je nutná jednoznačná detekce proudu, jelikož toto jediné brání v možném zkratování stejnosměrného obvodu VSI. K tomu se využívá zapojení spínače a antiparalelní diody ke komparátoru s vhodným referenčním napětím ($U_{ref} = 0$). Při donucení diody do vodivého stavu procházejícím proudem se na spínači objeví kladné napětí a na výstupu komparátoru se generuje signál. Poté, pokud přijde signál pro zapnutí vrchního spínače V_p , zkontroluje se stav spodní antiparalelní diody D_n a při jejím sepnutém stavu dojde k okamžitému sepnutí spínače V_p , poněvadž z principu řízení vyplývá, že spodní spínač V_n není zapnutý. Jinak se tento signál ignoruje. Pokud přijde signál k sepnutí spodního spínače V_n , zkontroluje se stav horní diody D_p , a jestliže je v sepnutém stavu, dojde k sepnutí. Jinak se signál opět ignoruje. Výsledný signál z komparátoru se používá k řízení. V případě této metody se využívá diody, která se rozsvítí a její optický signál se dále zpracovává. Při průchodu proudem nulou a blízkosti tohoto průchodu není možné zcela jednoznačně určit polaritu proudu. Při pokynu pro zapnutí spínače, pokud právě

nevede opačná antiparalelní dioda, se zde zavádí zpoždění řízení o daný čas. Po jeho uplynutí se zkontroluje vlastní antiparalelní dioda, a pokud tato dioda též nevede, spínač se sepne.

3.3 Metoda 3 – Kompenzace pomocí referenčního napětí

Při kompenzaci na bázi střední hodnoty se využívá určení chyby ve střední hodnotě chtěného napětí za periodu nosného signálu a tato hodnota se následně používá ke korekci. Při zavedení mrtvých dob má za následek to, že napětí stejnosměrného obvodu VSI není připojeno po správný čas k zátěži. Popis je ukázán na Obr. 17. Zobrazuje průběh nosné frekvence PWM, průběh referenčního napětí, řídicí signály S_P a S_N a ideální výstupní napětí U_{out}^* . Dále zobrazuje nekompenzované výstupní napětí U_{out} a kompenzované napětí U_{kom} . Vykreslené průběhy jsou pro kladnou polaritu proudu a výsledné napětí je menší než by mělo být. Také je možné při této metodě kompenzovat i za neideální vlastnosti polovodičových součástek, jako jsou konečné spínací doby a úbytek napětí na součástce v sepnutém stavu. Vliv mrtvých dob na výstupní napětí VSI je v porovnání s těmito vlivy stále největší. Na obrázku jsou tyto vlivy též ukázány a níže jsou uvedeny i v rovnicích určujících chybné napětí. V první části obrázku, kde je nosný signál PWM modulace a referenční napětí, jsou vyznačeny časové úseky, kdy by mělo ideálně docházet ke změně jednotlivých řídicích signálů. Zavedením mrtvých dob je signál zkreslený a tím dochází i ke zkreslení napětí, které je v tomto případě přiloženo k zátěži kratší dobu, než je požadováno. Přidáním střední hodnoty k referenčnímu signálu se docílí prodloužení času, po který je spínač sepnutý. To značí další dva vyznačené časy na obrázku, které odpovídají ideální změně řídicích signálů. Po zahrnutí vlivu mrtvých dob budou řídicí signály v sepnutém stavu po stejnou dobu, jako byl původní požadovaný signál. Ty ovšem nejsou identické, jelikož nastává fázový posun daný způsobem kompenzace. Vlivem mrtvé doby se zpožďuje pouze náběžná hrana. Při přičtení střední hodnoty se ale posouvá v čase jak náběžná, tak sestupná hrana a mají tedy obě vliv na kompenzaci, což má za následek zmíněný fázový posun, který se projevuje i u výstupního kompenzovaného napětí.



Obr. 17: Průběhy napětí a řídicích pulsů

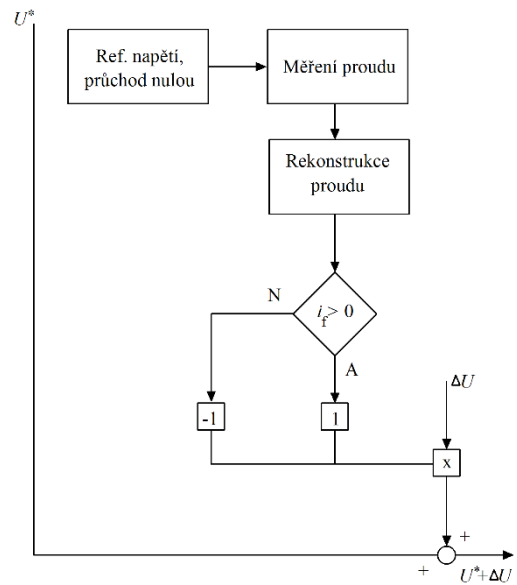
Chybové napětí ΔU , do kterého se zahrnou i ostatní vlivy, se dá určit následovně:

$$\Delta U = \frac{T_d + t_{on} - t_{off}}{T_c} (U_{dc} - U_V + U_D) + \frac{U_V - U_D}{U_{dc}} U^* + \frac{U_V - U_D}{2}$$

kde t_d je mrtvá doba, t_{on} a t_{off} je zapínací a vypínací doba spínače, U_{dc} je napětí ve stejnosměrném obvodu VSI, U_V je úbytek na spínači v sepnutém stavu obvodu a U_D je úbytek na diodě v propustném směru. Druhý člen v této rovnici lze kvůli rozdílné velikosti jednotlivých napětí zanedbat.[6] Výsledná rovnice vypadá následovně:

$$\Delta U = \frac{T_d + t_{on} - t_{off}}{T_c} (U_{dc} - U_V + U_D) + \frac{U_V - U_D}{2}$$

Čas t_{on} vyjadřuje dobu, která musí uplynout od přijetí spínacího signálu do sepnutí spínače. To je stejné jako posunutí náběžné hrany signálu směrem doprava a má tedy stejný vliv jako mrtvá doba, což značí znaménko plus. Čas t_{off} je naopak doba, se kterou přestane spínač vést, a tak se odpojí i přiložené napětí. To je stejné jako posunutí sestupné hrany směrem doprava, což značí znaménko mínus. Takto určené chybové napětí se poté může použít ke kompenzaci pouze za předpokladu, že velikost nosného signálu se mění od nuly do U_{DC} , nebo od $-U_{DC}/2$ do $U_{DC}/2$.



Obr. 18: Blokové schéma kompenzace

Pokud by tomu takto nebylo a k modulaci by se používal jiný rozsah hodnot napětí, výsledná doba spínače v sepnutém stavu by poté neodpovídala mrtvým dobám a dalším vlivům, za které se kompenzuje.

Tato metoda se dále také zabývala určením polaritu proudu, která je nezbytná pro správnou kompenzaci. Využívá k tomu známé referenční napětí, jeho průchod nulou a vypočtený fázový posun mezi napětím a odebíraným proudem. K určení fázového posunu slouží následující dq transformace, která se určí z dvou fázových proudů a má za následek převod do otáčivých synchronních souřadnic:

$$i_d = i_a \sin \omega t + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_c) \cos \omega t = I_{\max} \sin \phi$$

$$i_q = i_a \cos \omega t - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_c) \sin \omega t = I_{\max} \cos \phi$$

kde i_a a i_c jsou změřené fázové proudy, ω je synchronní úhlová rychlost, I_{\max} je maximální hodnota proudu a ϕ je fázový posun. Z těchto hodnot se vypočítá právě potřebný fázový posun. Využívá se také dolní propust, aby se odstranila složka přidaná PWM modulací a ostatní vyšší frekvence a nedocházelo k velkým změnám fázového posunu. Poté podle známého průchodu nulou referenčního napětí a fázového posunu se určí, v jakém čase se mění polarita proudu, podle tohoto se k referenčnímu napětí přičte nebo odečte příslušná hodnota ΔU a dochází ke kompenzaci. Tento způsob určení polaritu proudu byl zaveden, protože metoda si zakládala na cenově dostupné praktické aplikaci a snažila se vyřadit potřebu drahých rychlých proudových senzorů. Kompenzovat je možno též bez rekonstrukce proudu a pouze odfiltrovat měřené hodnoty dolní propustí, aby nedocházelo k časté změně polaritu proudu kolem průchodu nulou.

3.4 Metoda 4 – Samoladící kompenzace

Pro ladění kompenzace se využívají výstupní hodnoty z VSI. V práci, z které byla tato metoda převzata, to byl konkrétně výstupní proud a jeho harmonické zkreslení. Toho se využívalo dále pro určení kvality kompenzace a její zlepšení. Tento princip byl ovšem založen na empirickém vztahu a nebyl dále podrobně popsán. Z tohoto důvodu jsem se pokusil navrhnout vlastní princip ladění, který vyplývá z předchozí metody a využívá pro určení kvality kompenzace hodnotu výstupního napětí VSI, respektive velikost jeho střední hodnoty za periodu nosného signálu PWM nebo délky pulsu napětí za periodu PWM.

Ladění se týká pouze kompenzace mrtvých dob a předpokládá se znalost následujících vlastností systému: stejnosměrné napětí U_{dc} a nosná frekvence f_c . Tímto je možné určit ze známých hodnot ideální velikost střední hodnoty napětí U_{AN} za jednu periodu nosného signálu T_c a porovnat ji se skutečnou velikostí střední hodnoty výstupního napětí VSI, čímž se získá chybové napětí, které

se využije pro kompenzaci. Téměř stejného výsledku by se dalo dosáhnout laděním založeném na principu určení ideální doby sepnutí spínače t_{up} neboli doby, po kterou je připnuté napětí k zátěži za jednu periodu nosného signálu. Ideální dobu lze určit z průběhu řídicích pulsů před ovlivněním mrtvými dobami. Oba způsoby mohou kompenzovat i za spínací časy součástek, ovšem druhý způsob by nekompensoval za úbytky na součástkách v sepnutém stavu.

Za předpokladu, že se U_{AN} určuje mezi fází a zápornou svorkou stejnosměrného obvodu střídače, se dá určit U_{AN} následovně:

$$U_{AN} = \frac{t_{up}}{T_c} U_{dc}$$

Při spuštění ladění se určí t_{up} a případně se vypočte U_{AN} . Tyto hodnoty se následně porovnají s výstupními reálnými hodnotami a použijí se pro upravení parametrů kompenzace. Při realizaci na principu střední hodnoty se určí chybové napětí ΔU následovně:

$$\Delta U = |U_{AN} - U_{rAN}|$$

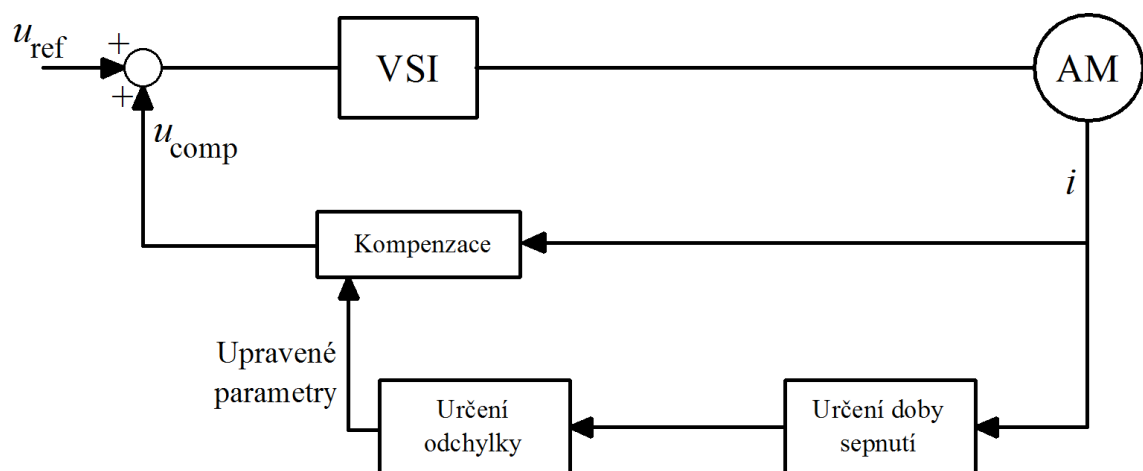
kde U_{rAN} je skutečná střední hodnota výstupního napětí za T_c .

Při použití doby sepnutí t_{up} se určí ΔU takto:

$$\Delta U = \frac{\Delta t}{T_c} U_{dc}$$

$$\Delta t = |t_{up} - t_{rup}|$$

kde t_{rup} je skutečný čas sepnutí. Takto určené chybové napětí se poté použije ke kompenzaci založené na vhodné metodě. V mém případě se jedná o metodu 3.



Obr. 19: Blokové schéma ladění

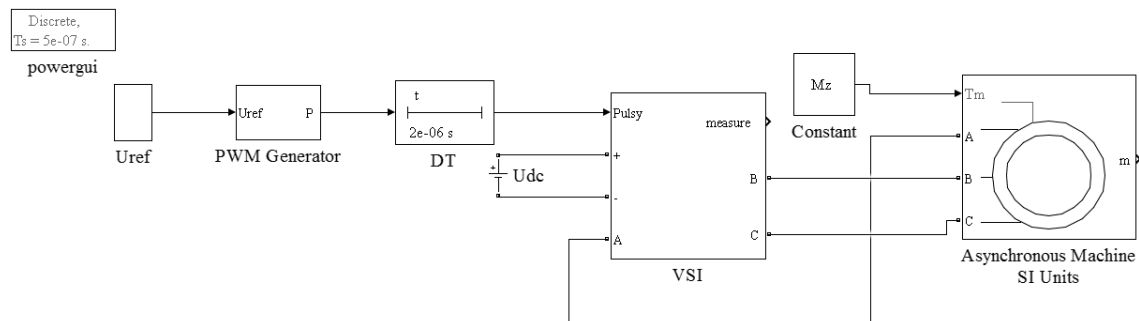
4 Model napájení asynchronního motoru a jednotlivé kompenzace

Model napájení asynchronního motoru je vytvořen a simulován v programu Matlab Simulink. Vytvoření modelu asynchronního motoru není cílem této práce, proto jeho už hotový model jsem přebíral z knihovny Simscape, která obsahuje předem vytvořené modely asynchronního motoru a také modely polovodičových součástek využitých při vytvoření VSI. Pro generování jednotlivých řídicích signálů pro VSI je použit blok z knihovny Simulink, který je v jednom případě upravený pro účely simulace.

Simulace jsou řešeny s konstantním krokem zvoleným tak, aby vyhovoval požadavkům simulace s ohledem na průkaznost řešení.

4.1 Asynchronní motor a jeho napájení

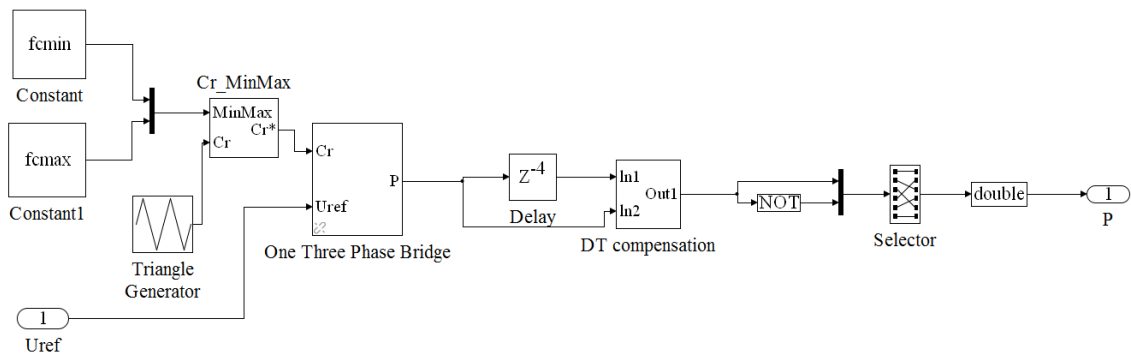
Motor je napájen z VSI, jehož stejnosměrný obvod je napájen z ideálního zdroje stejnosměrného napětí o velikosti U_{dc} . VSI je řízen z PWM generátoru převzatého z knihovny Simulink, jehož vstupem je referenční napětí o parametrech daných jmenovitými parametry motoru. Výstup tohoto generátoru je tvořen šesti řídicími signály, každý pro jeden IGBT tranzistor v VSI. Mrtvé doby jsou simulovány blokem DT, který zpožďuje náběžné hrany vstupních signálů o nastavenou dobu. Konstanta M_z udává zátěžný moment motoru. Port m u asynchronního motoru je vektor, který obsahuje jednotlivá měření u motoru.



Obr. 20: Blokové schéma napájení asynchronního motoru

4.2 Metoda 1 – Pulse based

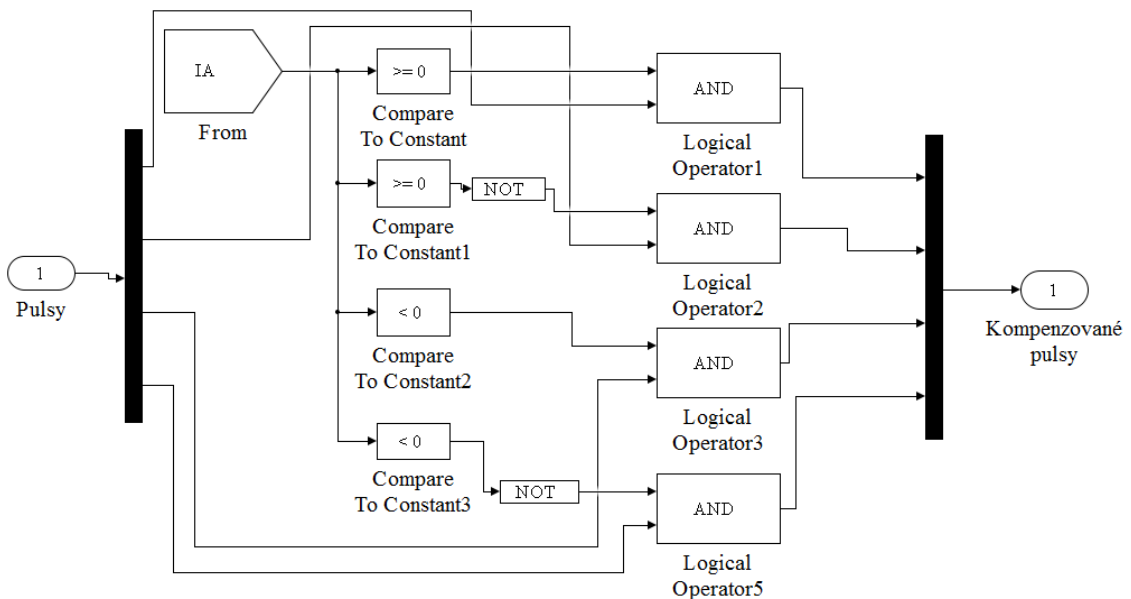
Při kompenzaci se upravují přímo pulzy řídicí VSI. Z tohoto důvodu je upraven PWM generátor a zbytek zapojení je shodný s napájením motoru. Na Obr. 21 je schéma upraveného PWM modulátoru. Je zde zařazeno zpoždění o čas daný mrtvou dobou, jelikož při simulaci se využívá posunutí na časové ose směrem doleva. Jako neupravený signál se bere zpožděný signál a při potřebě samotného zpožděného signálu v simulaci se používá původní čas simulace. Kompenzace je prováděna blokem DT compensation. Výstupem jsou upravené řídicí signály, ke kterým se přidávají logicky opačné signály pro druhý spínač ve větvi a dále jsou signály seřazeny tak, aby odpovídaly signálům vstupujícím do VSI.



Obr. 21: Blokové schéma upraveného PWM modulátoru s kompenzací

4.3 Metoda 2 – Eliminace potřeby mrtvých dob

V této metodě se upravují již hotové řídicí signály z PWM generátoru a to tak, že se výsledně spíná pouze jeden spínač ve větvi VSI. Toho je dosaženo tím, že signál pro vynechaný spínač je blokován v závislosti na polaritě proudu. Jelikož se jedná pouze o simulaci metody, je detekce proudu zjednodušena pouze na měření hodnoty proudu a následně určení jeho polarity porovnáním s nulou. Výstupem je logický signál, který vstupuje do bloku logické funkce AND a slouží k blokování řídicích signálů vynechaných spínačů. Metoda byla navržena a odzkoušena pouze na jednofázovém střídači a na pasivní zátěži tak, jak tomu bylo ve zdrojovém článku.

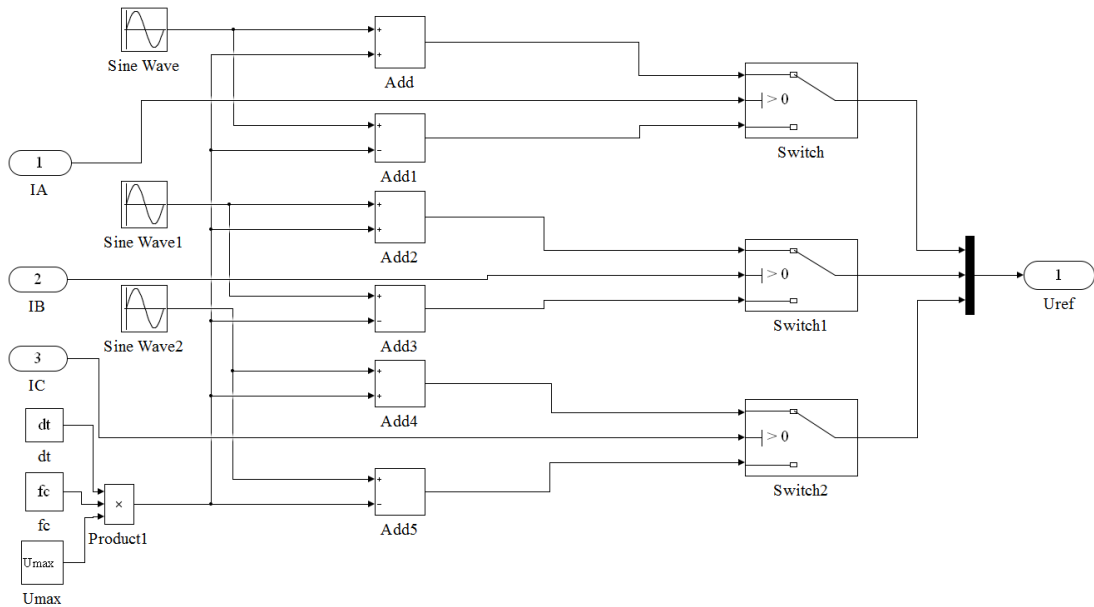


Obr. 22: Blokové schéma upraveného řízení VSI

4.4 Metoda 3 – Kompenzace pomocí referenčního napětí

Kompenzace se dosahuje úpravou referenčního napětí, které vstupuje do PWM generátoru. K jednotlivým referenčním napětím pro každou fázi se přidává stejnosměrná složka na základě velikosti napětí ve stejnosměrném obvodu, velikosti mrtvé doby a frekvenci nosného signálu. Toto je dáno součinem těchto tří konstant a poté je výstupní hodnota referenčního napětí zmenšena nebo zvětšena podle polarity proudu, která je určena opět z měřicího portu modelu

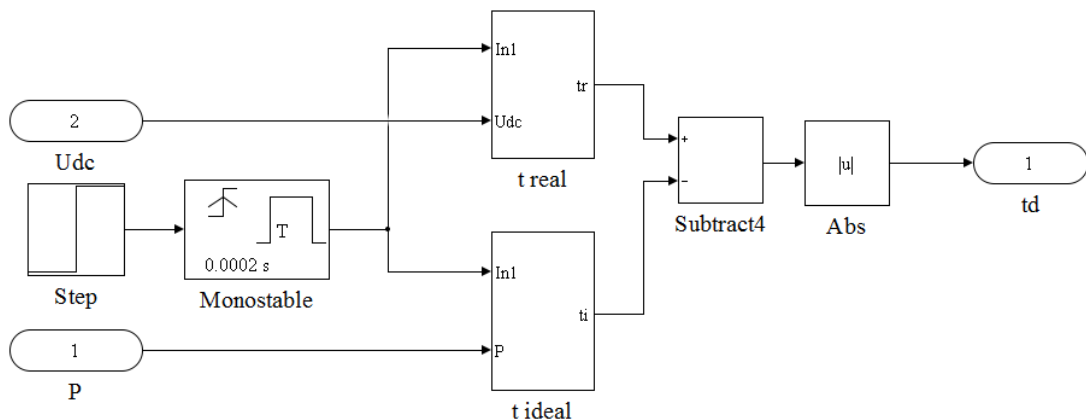
asynchronního motoru. Měřené hodnoty proudu jsou ještě před vstupem do kompenzačního bloku odfiltrovány filtrem prvního řádu pro omezení časté změny polarity proudu v okolí nulových hodnot.



Obr. 23: Blokové schéma úpravy referenčních napětí

4.5 Metoda 4 – Samoladící kompenzace

Ladění využívá princip doby sepnutí. Vstup P jsou řídicí signály pro VSI ještě před ovlivněním mrtvými dobami. Toto slouží k určení ideální doby sepnutí, která se získává z bloku t ideal. Vstup Udc je velikost napětí ve stejnosměrném obvodu a je vstupem do bloku t real, kde se určuje skutečná doba připnutí napětí k zátěži. Blok Step se používá pro spuštění ladění. Výstupní puls z bloku Monostable je dlouhý tak, aby odpovídal velikosti periody nosného signálu T_c , a slouží k určení jednotlivých časů. Výstupem je výsledný chybový čas, který se určí jako absolutní hodnota rozdílu ideálního a reálného času sepnutí.



Obr. 24: Blokové schéma ladění

5 Výsledky simulací pro kompenzovaný a nekompenzovaný VSI

Simulace byly prováděny na modelu motoru z knihovny Simscape. Model byl předem vytvořený a jeho parametry jsem zvolil z jedné z předem nastavených možností takto:

Asynchronní motor s klecí nakrátko

Jmenovitý výkon $P_n = 7,5$ kW

Jmenovité napětí $U_n = 400$ V

Frekvence napájecího napětí $f_1 = 50$ Hz

Jmenovité otáčky $n_n = 1440$ ot/min

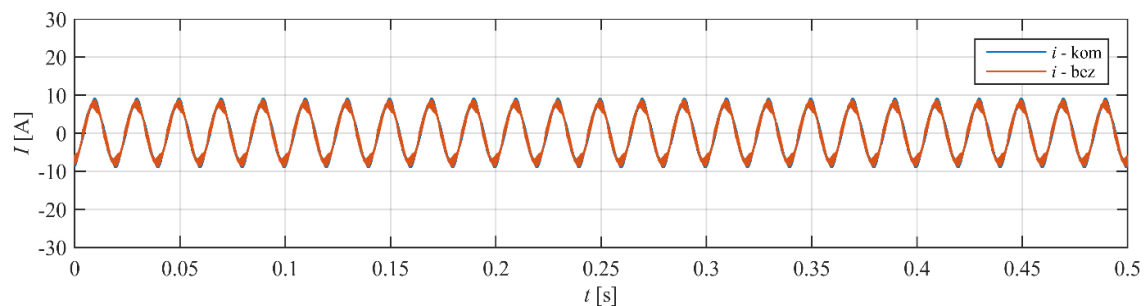
Mrtvá doba $T_d = 2$ μ s

Simulace jsem prováděl nejdříve pro motor naprázdno, který byl napájen jmenovitými hodnotami a běžel při jmenovitých otáčkách. Následně jsem snížil otáčky motoru, přičemž by se měl více projevit vliv mrtvých dob. Simulace jsem provedl pro dva různé zátěžné momenty tak, aby byl vidět i vliv zátěžného momentu na chod motoru s kompenzací a bez kompenzace. Vždy se jednalo už o ustálený chod motoru.

Průběhy označené jako „kom“ jsou výsledky simulace, které byly kompenzovány, a průběhy označené jako „bez“ jsou výsledky bez kompenzace.

5.1 Metoda 1 – Pulse based

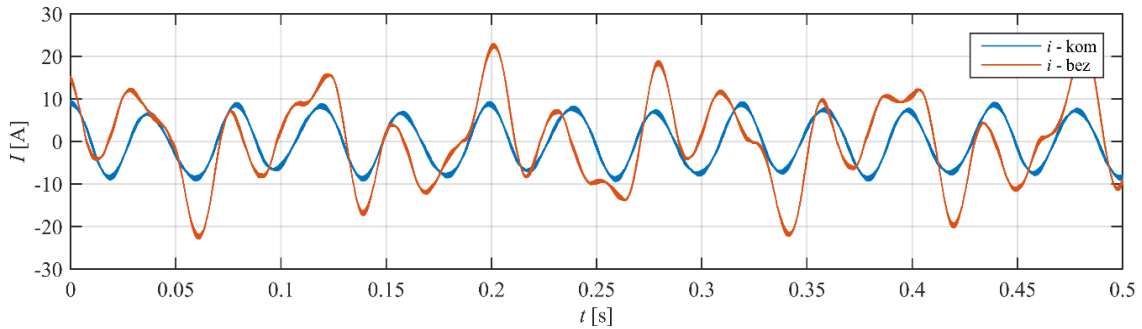
Úpravou přímo řídicích signálů je puls po ovlivnění mrtvými dobami stejný jako ideální puls a neliší se ani ve fázi. Na Obr. 25 je vidět průběh proudů odebíraných motorem pro kompenzované a nekompenzované napájení. Vliv mrtvých dob není tolik znatelný, jelikož se jedná o chod při napájení jmenovitým napětím a při jmenovitých otáčkách. Z tohoto důvodu není tolik znatelná chyba v napětí a odebírané proudy se liší pouze nepatrně.



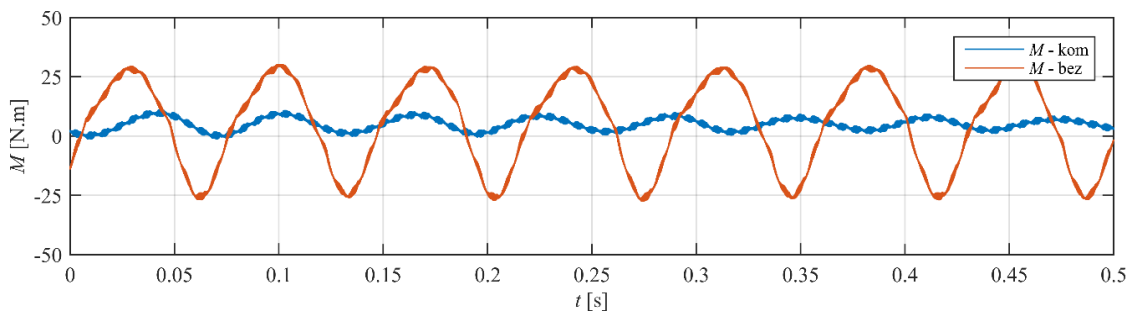
Obr. 25: Fázový proud i – $U = 400$ V, $f_1 = 50$ Hz, $M_z = 0$ N.m

Při snižování rychlosti motoru, a tedy i napájecího napětí se začíná vliv mrtvých dob projevovat mnohem více. Rozdíl v proudech je větší, jak je zobrazeno na Obr. 26. Je vidět, že při zařazení kompenzace je průběh proudu téměř sinusový na rozdíl od napájení bez kompenzace, kde je

odebíraný proud výrazně zkreslený vlivem mrtvých dob. Toto má vliv i na moment motoru, který je zobrazen na Obr. 27.

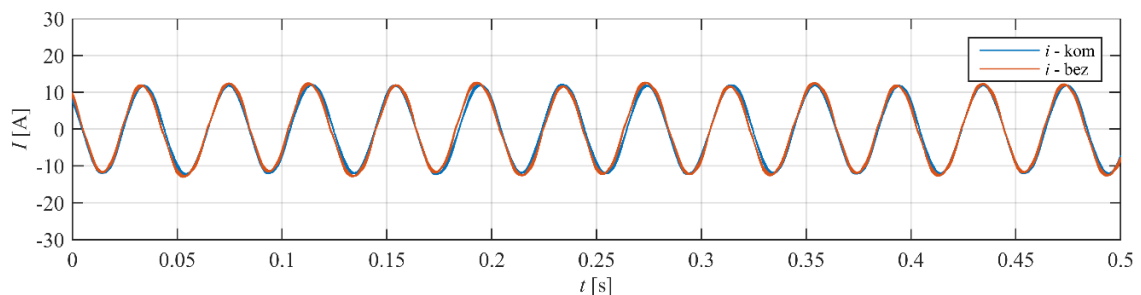


Obr. 26: Fázový proud i – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 0$ N.m

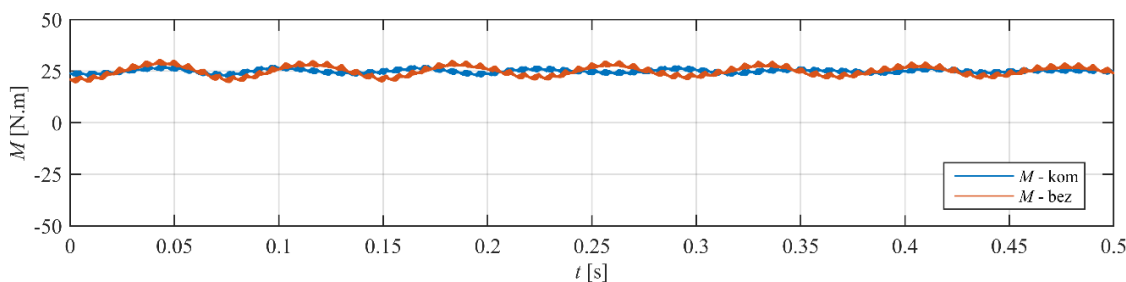


Obr. 27: Moment motoru M – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 0$ N.m

Oba momenty se mění, ovšem při vynechání kompenzace je tato změna podstatně větší a moment se odchyluje od hodnoty zátěžného momentu více. Změna momentu má vliv i na otáčky motoru, které se následně liší od požadovaných. Takto výrazná změna momentu motoru je možná díky tomu, že je zátěžný moment M_z nulový, a tak nebrání rychlým změnám momentu motoru. Pokud se motor zatíží, vliv mrtvých dob výrazně klesne, což je zobrazeno na Obr. 28–29. Průběh proudů a momentů se výrazně neliší a zatížený motor tedy pracuje poměrně stabilně při nižších otáčkách i bez kompenzace.



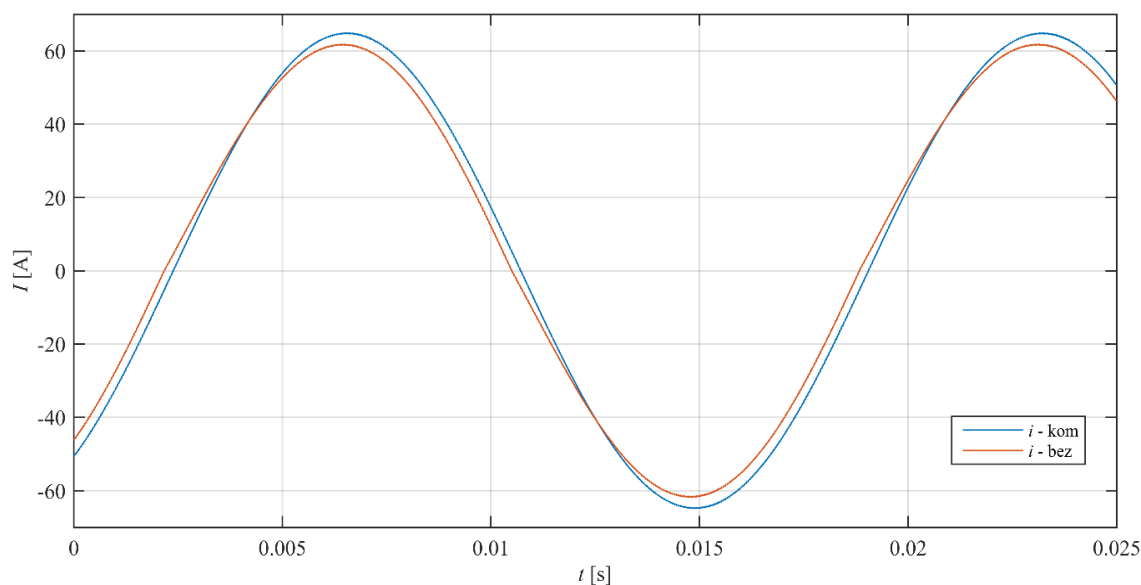
Obr. 28: Fázový proud i – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 25$ N.m



Obr. 29: Moment motoru $M - U = 200 \text{ V}$, $f_1 = 25 \text{ Hz}$, $M_z = 25 \text{ N.m}$

5.2 Metoda 2 – Eliminace potřeby mrtvých dob

Správné řízení dovoluje vynechání jednoho spínače při spínání v závislosti na polaritě proudu, čímž se umožní vynechání mrtvých dob. Simulace sloužila spíše pro ověření správného fungování a byla odzkoušena pouze na pasivní zátěži s indukčností, která byla popsána ve zdrojovém článku. Průběh proudů zátěží je zobrazen na Obr. 30. Je vidět zkreslení způsobené vlivem mrtvých dob. Odebíraný proud je menší a nemá sinusový průběh. Největší vliv je vidět při průchodu proudu nulou, kde se mění znaménko chyby v napětí.



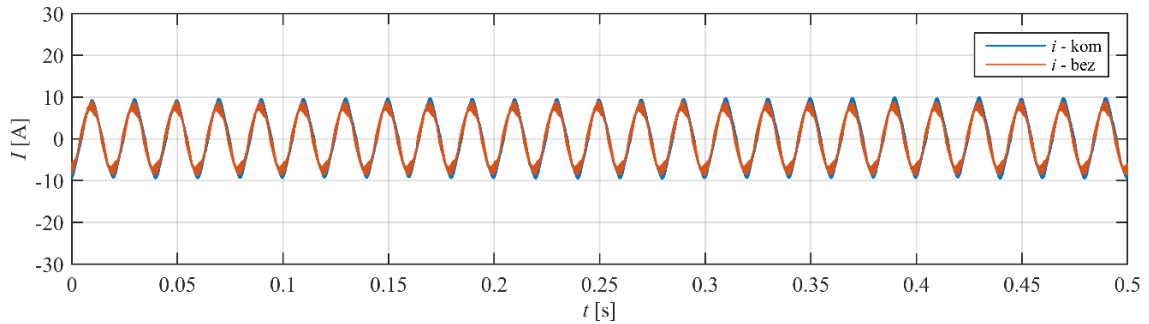
Obr. 30: Proud zátěží

Naopak proud zátěží při kompenzaci odpovídá sinusovému průběhu a má tedy lepší vlastnosti, než tomu bylo při normálním řízení s mrtvými dobami. To znamená, že opravdu lze jeden spínač vynechat při spínání, pokud je VSI správně řízen, a tím i eliminovat potřebu mrtvých dob jako ochranu před prohořením stejnosměrného obvodu.

5.3 Metoda 3 – Kompenzace pomocí referenčního napětí

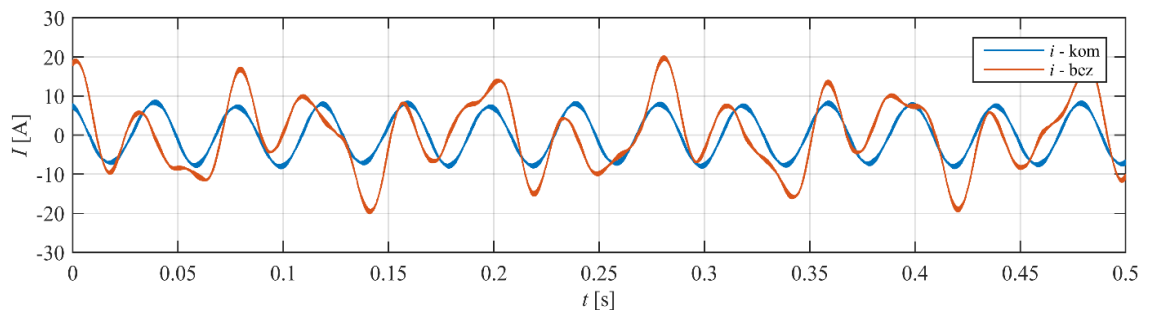
Upravením referenčního napětí se upraví doba trvání výstupních řídicích pulsů a tím i výstupní napětí VSI. Dochází zde k fázovému posunu a výstupní pulsy nejsou úplně identické s ideálními, jak tomu bylo například v metodě 1. Průběh odebíraných proudů motorem pro jmenovité napájení

je zobrazen na Obr. 31. Rozdíl v proudech není tolik znatelný, je ovšem o něco větší v porovnání s metodou 1. Toto je důsledkem různého způsobu kompenzace a fázového posunu.

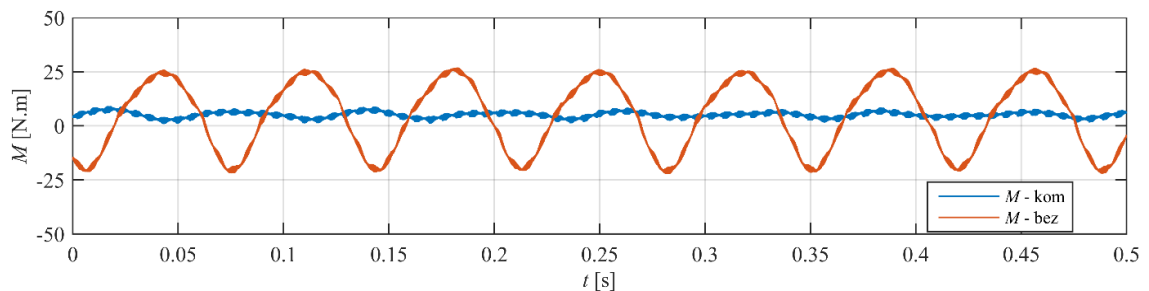


Obr. 31: Fázový proud i – $U = 400 \text{ V}$, $f_1 = 50 \text{ Hz}$, $M_z = 0 \text{ N.m}$

Snížení rychlosti vede opět k většímu vlivu mrtvých dob na chod motoru. Na Obr. 32 jsou zobrazeny průběhy proudů. Je vidět, že motor v ustáleném chodu s kompenzací běží mnohem stabilněji, což je také ukázáno na Obr. 33. Moment se mění na rozdíl od motoru bez kompenzace nepatrně.

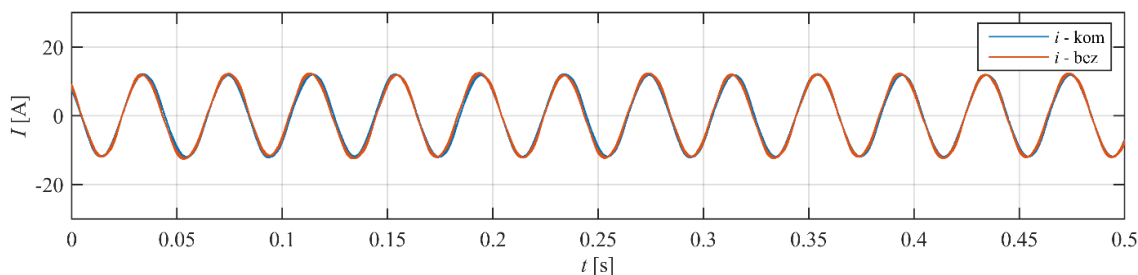


Obr. 32: Fázový proud i – $U = 200 \text{ V}$, $f_1 = 25 \text{ Hz}$, $M_z = 0 \text{ N.m}$

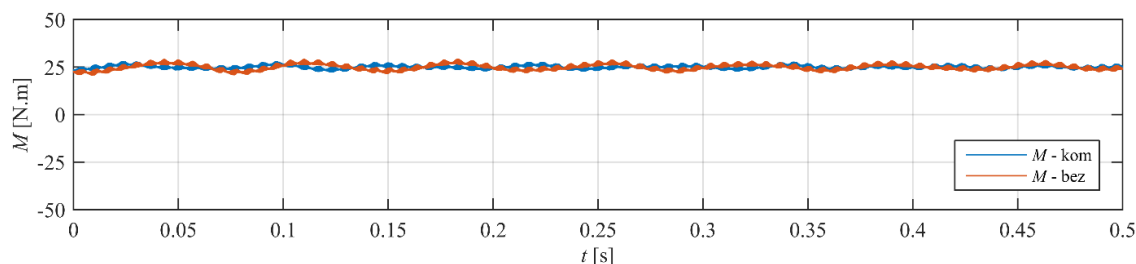


Obr. 33: Moment motoru M – $U = 200 \text{ V}$, $f_1 = 25 \text{ Hz}$, $M_z = 0 \text{ N.m}$

Zatížením motoru dojde opět k potlačení vlivu mrtvých dob a rozdíly mezi kompenzovaným a nekompenzovaným motorem se sníží. Průběhy proudů a momentů jsou na Obr. 34–35. Zátěžný moment brání rychlým změnám momentu motoru a tím umožňuje stabilnější chod i bez kompenzace.



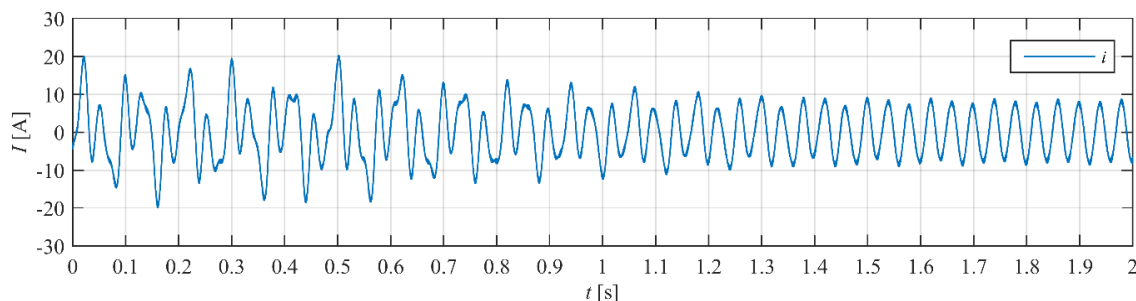
Obr. 34: Fázový proud i – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 25$ N.m



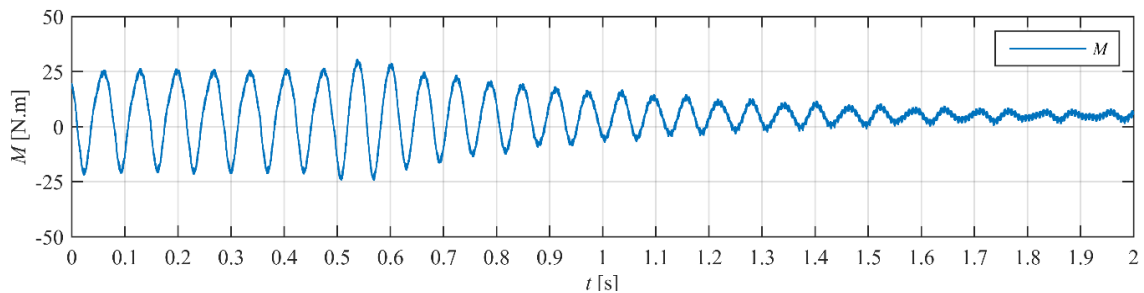
Obr. 35: Moment motoru M – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 25$ N.m

5.4 Metoda 4 – Samoladící kompenzace

Využívá se výstupního napětí VSI k určení odchylky od ideálního napětí. Ladění se může spouštět na základě zkreslení výstupních veličin VSI nebo samostatně nezávisle na tomto zkreslení. Průběhy veličin jsou zobrazeny pouze pro nižší otáčky motoru, poněvadž zde je vliv mrtvých dob a změna kompenzačních parametrů znatelnější. Na Obr. 36–37 jsou zobrazeny průběhy proudu a momentu motoru při ladění. Hodnota mrtvé doby T_d pro kompenzaci byla nastavena jako $0 \mu\text{s}$, zatímco v obvodě je mrtvá doba nastavena na $2 \mu\text{s}$. V čase $t = 0,5$ s se spustí ladění a mrtvá doba T_d pro kompenzaci se nastaví na správnou hodnotu. U proudu klesá zkreslení a více se přibližuje sinusovému průběhu. Moment se ustaluje a přibližuje se hodnotě zátěžného momentu. Dochází k přechodnému ději, po jehož odeznění se motor ustálí s novými parametry pro kompenzaci a dostává se do stabilnějšího chodu.

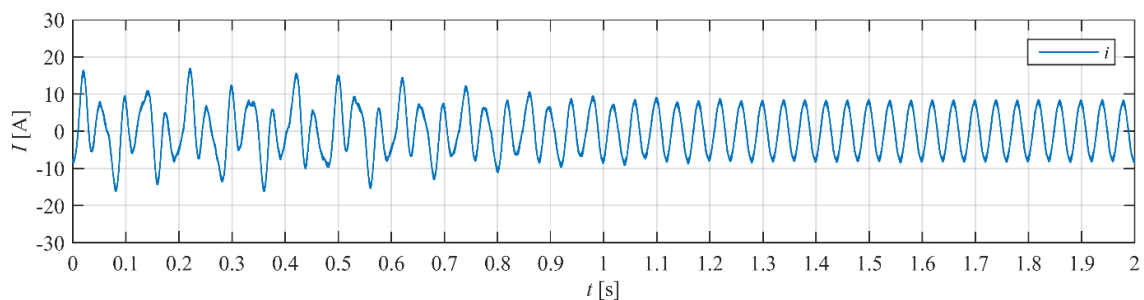


Obr. 36: Fázový proud i – $U = 200$ V, $f_1 = 25$ Hz, $M_z = 0$ N.m, $T_{d1} = 0 \mu\text{s} \Rightarrow T_{d2} = 2 \mu\text{s}$

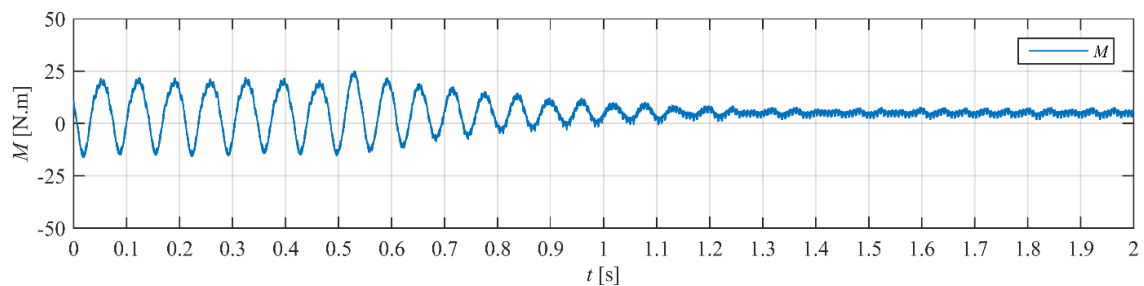


Obr. 37: Moment motoru $M - U = 200 \text{ V}, f_1 = 25 \text{ Hz}, M_z = 0 \text{ N.m}, T_{d1} = 0 \mu\text{s} \Rightarrow T_{d2} = 2 \mu\text{s}$

Podobný případ nastane i pokud je kompenzace nedostatečná. Toto zobrazuje Obr. 38–39, kde mrtvá doba nastavená pro kompenzaci je $2 \mu\text{s}$, ale skutečná mrtvá doba v obvodě je $4 \mu\text{s}$. Přestože je kompenzace zařazena, dochází ke značnému zkreslení odebíraného proudu, protože je zde chyba v parametrech kompenzace. Ladění se spustí v čase $t = 0,5 \text{ s}$. Po změně parametrů na správnou hodnotu se proud opět začne přibližovat sinusovému průběhu a moment se ustaluje. Po odeznění tohoto přechodného děje se motor dostane do ustáleného chodu s lepší kompenzací odpovídající mrtvé době v napájecím obvodu.



Obr. 38: Fázový proud $i - U = 200 \text{ V}, f_1 = 25 \text{ Hz}, M_z = 0 \text{ N.m}, T_{d1} = 2 \mu\text{s} \Rightarrow T_{d2} = 4 \mu\text{s}$



Obr. 39: Moment motoru $M - U = 200 \text{ V}, f_1 = 25 \text{ Hz}, M_z = 0 \text{ N.m}, T_{d1} = 2 \mu\text{s} \Rightarrow T_{d2} = 4 \mu\text{s}$

6 Závěr

Po prostudování problematiky mrtvých dob bylo zřejmé, že jednotlivé metody kompenzace vycházejí ze stejné analýzy mrtvých dob a znaménko chyby napětí je vždy závislé na polaritě proudu odebíraného zátěží. Jednotlivé metody se liší až způsobem, jakým za tuto chybu kompenzují a také jestli kompenzují i za ostatní nedokonalosti polovodičových součástek, popřípadě pokud vůbec za toto mohou kompenzovat. Provedení jednotlivých kompenzací se většinou zakládalo na způsobu řízení, aby kompenzace mohla být rovnou implementována do řízení.

K podrobnějšímu popisu se zvolily metody, které se výrazně lišily v principu kompenzace, nebo obsahovaly prvky, které ostatní metody neměly, a popis těchto metod byl rozšířen o další detaily.

Vybrané metody byly simulovány v programu Simulink. Tyto simulace se použily k ověření jejich schopnosti kompenzovat mrtvé doby. Výsledky byly následně porovnány s nekompensovaným modelem. Ukázalo se, že pokud motor běžel při jmenovitých otáčkách, vliv mrtvých dob byl nepatrný a kompenzace se výrazně neprojevovala ani při chodu naprázdno. Nepatrný vliv mrtvých dob se ukázal i pokud byl motor dostatečně zatížen. Rozdíl mezi kompenzovaným a nekompensovaným zatíženým modelem motoru byl též malý i při nižších otáčkách než jmenovitých. Největší vliv mrtvých dob se projevil v případě chodu motoru při nižších otáčkách a nezatíženém motoru. V tomto případě kompenzace mrtvých dob výrazně zlepšila chod motoru.

Výsledky jednotlivých metod, které byly simulovány na asynchronním motoru, byly podobné a nebyl zde výrazný rozdíl i přes rozdílné principy kompenzace. Proto pro vybrání způsobu kompenzace je spíše důležitá dostupnost a možnost realizace navrhované metody než její samotný princip.

Použitá literatura

- [1] Leggate, D., Kerkman R. J., *Pulse-Based Dead-Time Compensator for PWM Voltage Inverters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, Issue 2, April 1997
- [2] Chen, L., Peng, F. Z., *Dead-Time Elimination for Voltage Source Inverters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, Issue 2, March 2008
- [3] J. Choi, S. Yong, and S. Sul, *Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, Issue 2, March 1996
- [4] Seung-Gi Jeong ; Min-Ho Park, *The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. 38, Issue 2, Apr 1991
- [5] T. Sukegawa, K. Kamiyama, K. Mizuno, T. Matsui, and T. Okuyama, *Fully digital, vector-controlled PWM VSI fed ac drives with an inverter dead time compensation strategy*, Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE, Pittsburgh, PA, USA
- [6] A.R. Munoz ; T.A. Lipo, *On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives*, IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 14, Issue 4, July 1999
- [7] A. Cichowski and J. Nieznanski, *Self-tuning dead-time compensation method for voltage-source inverters*, IEEE Power Electronics Letters Vol. 3, Issue 2, June 2005
- [8] Holmes, D. G., Lipo, T. A., *Pulse Width Modulation For Power Converters*, IEEE Press, 2003, ISBN 978-0-471-20814-3