

**ČESKÉ VYSOKÉ
UČENÍ TECHNICKÉ
V PRAZE**

**FAKULTA
STROJNÍ**



**DIPLOMOVÁ
PRÁCE**

2023

**LENKA CÉCILE
MUŠKOVÁ**

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Mušková** Jméno: **Lenka Cécile** Osobní číslo: **476508**
Fakulta/ústav: **Fakulta strojní**
Zadávací katedra/ústav: **Ústav přístrojové a řídicí techniky**
Studijní program: **Automatizační a přístrojová technika**
Specializace: **Automatizace a průmyslová informatika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Vliv volby modulační techniky na ztráty v elektromotoru

Název diplomové práce anglicky:

Influence of the choice of modulation technique on losses in the electric motor

Pokyny pro vypracování:

- Proveďte rešerši s ohledem na:
 - Modulační techniky pro generování třífázového střídavého napětí pro točivé elektrické stroje.
 - Obecný přehled ztrát v elektromotoru.
 - Posuzování kvality modulovaného 3-f střídavého napětí, vznik harmonických složek a jejich podíl na ztrátách v elektromotoru.
- Vytvořte simulaci vybraných modulačních technik v prostředí Matlab Simulink.
- Implementujte alespoň 2 modulační techniky za pomoci DSP a porovnejte kvalitu modulovaných napětí s výsledky ze simulací.

Seznam doporučené literatury:

- [1] D. Cittanti, V. Mallemaci, F. Mandrile, S. Rubino, R. Bojoi and A. Boglietti, "PWM-Induced Losses in Electrical Machines: An Impedance-Based Estimation Method," 2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Gyeongju, Korea, Republic of, 2021, pp. 548-553, doi: 10.23919/ICEMS52562.2021.9634438
- [2] KRISHNAN, Ramu. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. Boca Raton: CRC Press, 2010. ISBN 9781420014235.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Zdeněk Novák, Ph.D. U12110.1

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

Datum zadání diplomové práce: **28.04.2023** Termín odevzdání diplomové práce: **15.08.2023**

Platnost zadání diplomové práce: _____

Ing. Zdeněk Novák, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

prof. Ing. Tomáš Vyhlídal, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

doc. Ing. Miroslav Španiel, CSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomantka bere na vědomí, že je povinna vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studentky

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem práci s názvem „Vliv volby modulační techniky na ztráty v elektromotoru“ vypracovala samostatně s použitím literatury uvedené na konci práce, kterou cituji a uvádím v seznamu použité literatury.

Datum:

Podpis

Poděkování

Děkuji vedoucímu práce Ing. Zdeněku Novákovi, Ph.D. za odborné vedení práce, trpělivost a ochotu.

Abstrakt

Práce se zabývá technikami modulace napětí. Rešerše se věnuje ztrátám ve střídači a v synchronním motoru s permanentními magnety s důrazem na harmonické ztráty a veličiny, které je ovlivňují. Prostor je věnován i již vypracovaným studiím a jejich závěrům pro danou problematiku. Modulační techniky jsou porovnávány jak simulačně v prostředí MATLAB Simulink, tak při laboratorním měření. Simulovaný a naměřený proud motoru je podroben harmonické analýze. Pro vyhodnocení harmonických ztrát je použita metoda měření impedance motoru v závislosti na frekvenci napájení. Nakonec jsou vyhodnoceny celkové ztráty způsobené napájením motoru pomocí střídače a je vybrána optimální kombinace modulační metody a spínací frekvence pro dané pracovní podmínky.

Klíčová slova: modulace napětí, střídač, harmonické ztráty

Abstract

This thesis focuses on voltage modulation techniques. The research addresses losses in the inverter and synchronous motor with permanent magnets, with an emphasis on harmonic losses and the factors that influence them. The study also reviews existing research and their conclusions related to the given problem. Modulation techniques are compared both through simulation using MATLAB Simulink and also by laboratory measurements. The simulated and measured motor current undergoes harmonic analysis. To assess harmonic losses, the method of measuring motor impedance based on the supply frequency is employed. Finally, the overall losses caused by motor supply via the inverter are evaluated, and an optimal combination of modulation technique and switching frequency is selected for the given operating conditions.

Keywords: voltage modulation, inverter, harmonic loss

Obsah

1	Úvod	1
2	Modulace napětí	2
2.1	Střídač	2
2.2	Ztráty ve střídači	4
2.2.1	Ztráty IGBT a diod v propustném stavu	5
2.2.2	Ztráty MOSFET v propustném stavu	5
2.2.3	Spínací ztráty	6
2.2.4	Spínací ztráty IGBT	7
2.2.5	Spínací ztráty MOSFET	7
2.3	Metody modulace napětí	8
2.3.1	Historie modulačních technik	8
2.3.2	SPWM	8
2.3.3	THIPWM	10
2.3.4	SVM	12
2.3.5	DPWM	16
3	Ztráty v elektromotoru	19
3.1	Odporové ztráty	19
3.2	Ztráty v jádře	19
3.3	Ztráty v permanentních magnetech	21
3.4	Mechanické ztráty	22
3.5	Rozptylové ztráty	22
4	Harmonické ztráty elektromotoru	23
4.1	Úvod do harmonických ztrát	23
4.2	Měření harmonických ztrát	26
4.3	Odhad harmonických ztrát pomocí měření impedance	26
4.3.1	Harmonické ztráty ve vinutí	26
4.3.2	Harmonické ztráty v jádře	27
4.3.3	Harmonické ztráty v magnetech	27
4.3.4	Frekvenční oblasti harmonických ztrát	27
5	Ovlivnění celkových ztrát PWM napájením	29
5.1	Spínací frekvence	29
5.1.1	Typ harmonických ztrát a jejich závislost na spínací frekvenci	29

5.1.2	Harmonické ztráty v závislosti na spínací frekvenci pro různé motory	29
5.1.3	Optimální spínací frekvence pro minimální ztráty	31
5.2	Modulační index	32
5.3	Zobecněná pulzně šířková modulace	35
6	Simulace	36
6.1	Simulační model	36
6.2	Výsledky simulace	38
7	Měření	43
7.1	Měření proudu se zastaveným rotorem	43
7.1.1	Model pro ovládání měření	44
7.1.2	Výsledky měření s Si MOSFET střídačem	45
7.1.3	Výsledky měření s GaN FET střídačem	50
7.2	Měření proudu naprázdno bez zatížení	52
7.3	Měření impedance pro zjištění harmonických ztrát	54
7.4	Bilance ztrát způsobených PWM napájením	57
8	Závěr	60
	Seznam obrázků	66
	Seznam tabulek	67
	Seznam příloh	67

Seznam symbolů a zkratek

α	koeficient hustoty magnetického toku	[-]
β	koeficient geometrie struktury	[-]
λ_m	faktor ztrát	[V s rad ⁻¹]
ω	úhlová rychlost	[rad/s]
ω_e	elektrická úhlová rychlosti	[rad/s]
ϕ	elektrický úhel natočení rotoru	[rad]
ρ	měrný odpor	[Ωm]
σ_w	vodivost	[Ω^{-1}]
B	hustota magnetického toku	[T]
B_ϕ	obvodová složka elipticky rotujícího vektoru hustoty magnetického toku	[T]
B_r	radiální složka elipticky rotujícího vektoru hustoty magnetického toku	[T]
B_h	hustota magnetického toku pro h-tou harmonickou složku	[T]
B_{kmaj}	amplituda B_r	[T]
B_{kmin}	amplituda B_ϕ	[T]
B_k	hustota magnetického toku k-té harmonické složky	[T]
c_m	koeficient mechanických ztrát	[W s ²]
c_{str}	koeficient rozptylových ztrát	[W s ² A ⁻²]
d	střída	[-]
d_a, d_b, d_c	střída pro fáze a, b, c	[-]
$DPWM0, 1, 2, 3$	nespojité pulzně šířková modulace	
$DPWMMAX$	nespojité pulzně šířková modulace MAX	
$DPWMMIN$	nespojité pulzně šířková modulace MIN	

$E_{off,diode}$	ztrátová energie na diodě kvůli obnovovacímu proudu	[J]
$E_{off,IGBT}$	ztrátová energie při rozepnutí IGBT	[J]
$E_{on,IGBT}$	ztrátová energie při sepnutí IGBT	[J]
E_{sw}	energie zmařená při sepnutí a rozepnutí	[J]
f	frekvence	[Hz]
f_{fmax}	nejvyšší měřená základní frekvence	[Hz]
f_f	základní frekvence	[Hz]
f_h	frekvence h-té harmonické složky	[Hz]
f_{sw}, f_s	spínací frekvence	[Hz]
G	spínací signály	[-]
HDF	faktor harmonického zkreslení	[V]
I	proud	[A]
i_a, i_b, i_c	okamžité proudy fází a, b, c	[A]
I_0	amplituda proudu	[A]
$I_{ce,avg}$	střední hodnota proudu	[A]
$I_{ce,rms}$	efektivní hodnota proudu	[A]
i_{ce}	proud collector-emitter	[A]
$I_{d,avg}$	střední hodnota proudu v diodě	[A]
$I_{d,rms}$	efektivní hodnota proudu v diodě	[A]
i_{ds}	proud drain-to-source	[A]
I_D	proud na drain	[A]
I_G	proud na gate	[A]
I_h	amplituda h-té harmonické složky proudu	[A]
I_k	amplituda proudu k-té harmonické	[A]

I_{ref}	referenční proud	[A]
$IGBT$	insulated-gate bipolar transistor	
K	faktor zvýšení amplitudy vlny	[-]
k, h	pořadí harmonické složky	[-]
k_h	koeficient hysterezních ztrát	[WHz ⁻¹ T ⁻²]
k_c	koeficient přídavných ztrát vířivými proudy	[WHz ⁻² T ⁻²]
k_e	koeficient ztrát vířivými proudy	[Hz ² T ²]
L	indukčnost	[A]
L_w	délka vodiče	[m]
LF	faktor ztrát	[WV ⁻²]
$MOSFET$	metal-oxide-semiconductor field-effect transistor	
N_{harm}	počet harmonických složek	[-]
P	výkon	[W]
$P_{cond,diode}$	ztráty v propustném stavu pro diodu	[W]
$P_{cond,IGBT}$	ztráty v propustném stavu pro IGBT	[W]
P_{Cu}	odporové ztráty	[W]
P_e	ztráty vířivými proudy	[W]
$P_{Fe,eddy,h}$	harmonické ztráty vířivými proudy	[W]
$P_{Fe,hys,h}$	harmonické hysterezní ztráty	[W]
P_h	hysterezní ztráty	[W]
P_{iron}	ztráty v železe	[W]
P_m	mechanické ztráty	[W]
P_{str}	rozptylové ztráty	[W]
$P_{sw,cont}$	spínací ztráty spojitě modulace	[W]

$P_{sw,discont}$	spínací ztráty nespojité modulace	[W]
$P_{sw,IGBT}$	spínací ztráty pro IGBT	[W]
P_{sw}	spínací ztráty	[W]
P_{wh}	harmonické ztráty ve vinutí	[W]
PWM	pulzně šířková modulace	
Q_{GD}	náboj gate-to-drain	[C]
Q_{GS}	náboj gate-to-source	[C]
R_w	odpor vinutí	[Ω]
R_c	odpor jádra	[Ω]
R_r	reálná část impedance	[Ω]
R_{ds}	odpor drain-to-source	[Ω]
r_F	diferenciální odpor diody	[Ω]
r_{on}	odpor v propustném stavu	[Ω]
R_w	odporové ztráty	[Ω]
S_a, S_b, S_c	spínací signály na fázích a, b a C	[-]
$SPWM$	sinusová pulzně šířková modulace	
SVM	prostorově vektorová modulace (<i>space vector modulation</i>)	
t_{s1}, t_{s2}	časy přechodových dějů při sepnutí a rozepnutí tranzistoru	[s]
T_{sw}	Spínací perioda	[s]
THD	celkové harmonické zkreslení	[-]
THD_I	celkové harmonické zkreslení proudu	[%]
THD_V	celkové harmonické zkreslení napětí	[%]
$THIPWM$	third harmonic injection pulse width modulation	
V, U	napětí	[V]

V_{α}, V_{β}	napětí v $\alpha\beta$ soustavě	[V]
v_{ab}, v_{bc}, v_{ac}	sdužená napětí	[V]
v_{am}, v_{bm}, v_{cm}	napětí vůči středovému bodu	[V]
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	fázová napětí	[V]
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	fázová napětí	[V]
v_a^*	modulované napětí	[V]
$v_{ce,0}$	saturované napětí při nulovém proudu	[V]
$v_{ce,sat}$	saturované napětí	[V]
V_{dc}	napájecí napětí	[V]
V_{ds}	napětí drain-to-source	[V]
$v_{F,0}$	prahové napětí diody	[V]
V_h	amplituda h-té harmonické složky napětí	[V]
V_{in}	sdužené napájecí napětí	[V]
V_{max}	maximální amplituda napětí pro SVM	[V]
$V_{out,phase}$	efektivní hodnota fázového napětí	[V]
V_{out}	sdužené napětí na výstupu střídače	[V]
V_{ref}	referenční napětí	[V]
$WHDF$	vážený faktor harmonického zkreslení	[-]
y	amplituda referenční vlny	[V]
Z	celková impedance	[Ω]
Z_c	impedance jádra	[Ω]
Z_w	impedance vinutí	[Ω]
m	modulační index	[-]
T	čas	[s]
t	tloušťka materiálu	[m]

1 Úvod

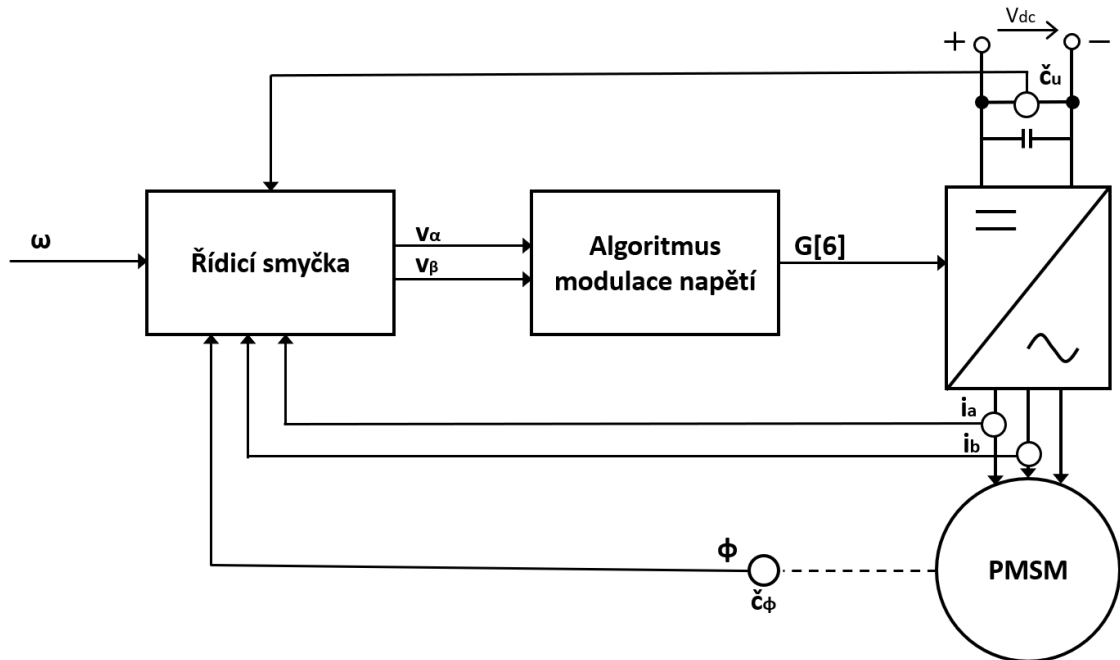
Chceme-li řídit synchronní motor s permanentními magnety, musí být zajištěna možnost plynulé změny frekvence a amplitudy napájecího napětí. K tomu slouží střídač, který přeměňuje stejnosměrné napětí na střídavé. Vhodným spínáním tranzistorů "přerozdělíme" stejnosměrné napětí mezi jednotlivé větve střídače, čímž vznikne střídavé napětí. Tato přeměna se ale neobejde beze ztrát a všeobecnou snahou v dnešní době je zvyšovat účinnost, co jen to jde. Střídače, tudíž i modulace napětí, najdeme například i v elektromobilech. S vyšší účinností přispějeme k nižší spotřebě energie a delšímu dojezdu.

Součástí práce je přehled ztrát vznikajících ve střídači a základní popis ztrátových mechanismů v elektromotoru s důrazem na ztráty harmonické. Dále jsou důkladně rozebrány veličiny, které mají vliv na kvalitu modulovaného signálu. Samozřejmě je podrobný popis jednotlivých modulačních technik, jelikož cílem této práce je důkladně je porovnat. Kvalita modulace je v práci posuzována pomocí celkového harmonického zkreslení (THD), dalším hlediskem by mohlo být posouzení zvlnění momentu, to ale vzhledem k primárnímu měření při zastaveném rotoru není předmětem zájmu práce. Při volbě modulační techniky je potřeba brát zřetel i na spínací frekvenci, která určuje, pomocí jakého množství pulzů jsou jednotlivé vlny střídavého napětí vykresleny. Vyšší množství pulzů způsobuje vyšší kvalitu prokreslení, která ale zároveň závisí na zvolené modulační technice. Při každém sepnutí a rozepnutí tranzistoru vznikají ztráty, a proto je potřeba najít mezi těmito parametry rovnováhu.

Techniky modulace napětí jsou vymodelovány v prostředí MATLAB Simulink a v simulaci se ověří jejich funkčnost na modelu střídače a motoru. Po simulaci bude následovat laboratorní měření. Změřená data budou podrobena harmonické analýze a porovnána se simulací. Na závěr dojde k celkovému vyhodnocení bilance ztrát způsobených PWM napájením pro jednotlivé modulační techniky.

2 Modulace napětí

Na Obr. 1 je schéma zpětnovazebního řízení PMSM. Předmětem této práce je ale pouze blok *Algoritmus modulace napětí* a střídač, který je ve schématu znázorněn symbolicky.



Obrázek 1: Schéma zpětnovazebního řízení PMSM

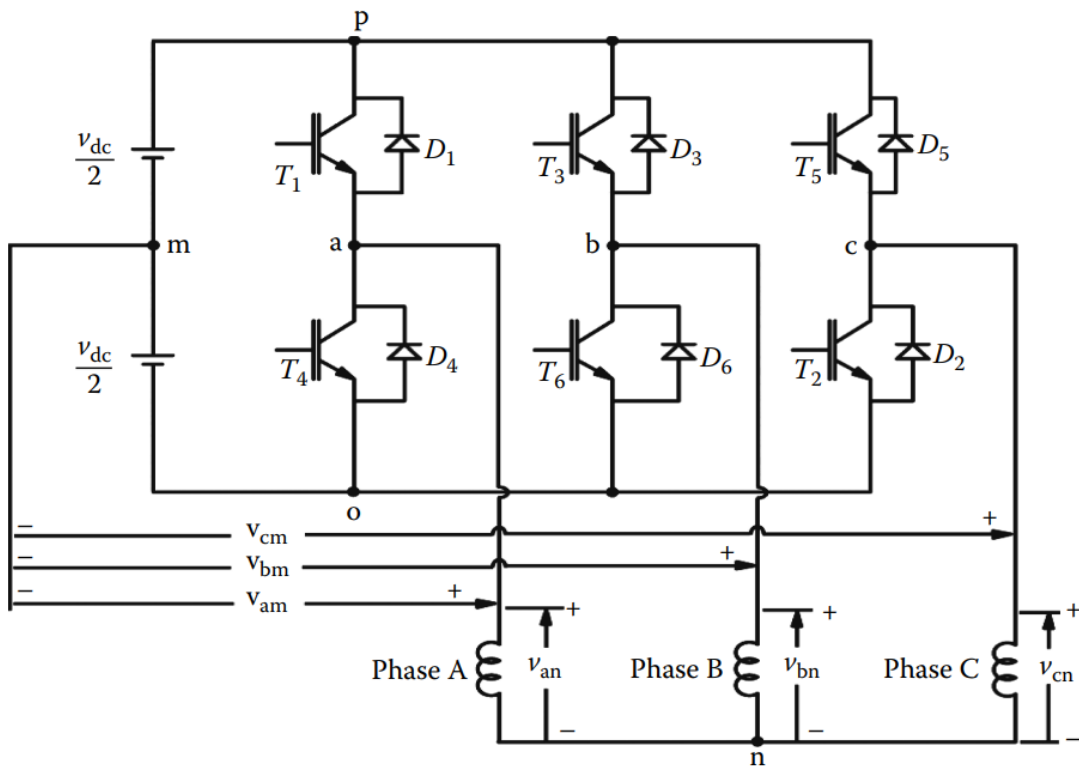
Zpětnovazební regulace synchronního motoru s permanentními magnety funguje tak, že je nastaven požadavek na hodnotu otáček motoru ω a řídicí algoritmus s ohledem na aktuální hodnotu proudu i_a , i_b a elektrického úhlového natočení rotoru ϕ vygeneruje požadované průběhy napětí V_α a V_β . Algoritmus modulace napětí pomocí těchto referencí vygeneruje takové signály spínání tranzistorů G , pomocí kterých střídač rozstřídá stejnosměrné napájecí napětí V_{dc} . Motor je napájen napětím ze střídače a vše se opakuje.

Kromě zmíněné zpětnovazební regulace je možné synchronní motor s permanentními magnety řídit také pomocí skalárního řízení s konstantním poměrem napětí a frekvence (U/f).

2.1 Střídač

Střídač je polovodičový měnič sloužící k modulaci stejnosměrného napětí na střídavé. Na Obr. 2 je vidět schéma střídače. Obvod je napájen napětím o velikosti V_{dc} , třífázovou zátěž představují tři vinutí *Phase A*, *B*, *C*. Samotný střídač je

pak složený ze tří větví, z nichž každá obsahuje dva tranzistory označené T_1 až T_6 s antiparalelně zapojenými diodami D_1 až D_6 .



Obrázek 2: Schéma třífázového střídače [1]

Okamžité hodnoty větrových napětí jsou označeny jako v_{am} , v_{bm} a v_{cm} , fázová napětí jsou značena jako v_{an} , v_{bn} a v_{cn} (často též v_{as} , v_{bs} a v_{cs}) a sdružená napětí lze vyjádřit následovně

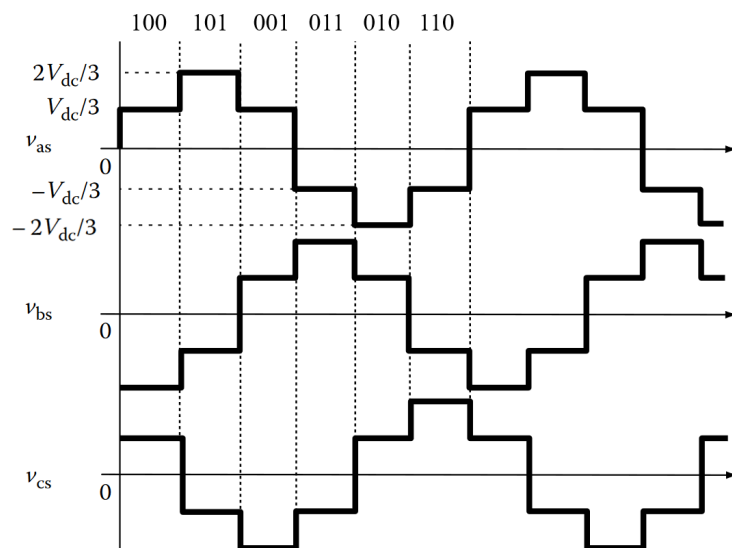
$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \quad (1)$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \quad (2)$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \quad (3)$$

Vhodným spínáním jednotlivých tranzistorů se docílí požadovaného napětí na každé fázi. Důležité je, aby vždy v rámci jedné větve byl jeden tranzistor sepnut a druhý rozepnut, jinak by došlo ke zkratu. Vzhledem k tomu, že rozepnutí tranzistoru trvá déle než jeho sepnutí, je důležité vkládání takzvaných ochranných ("mrtvých") dob, tyto doby slouží k obnovení blokovacích vlastností vypínaných tranzistorů a zamezují zkratování stejnosměrného napájecího obvodu střídačem [2].

Nejjednodušší metodou spínání tranzistorů za účelem modulace napětí je obdélníko-



Obrázek 3: Průběh fázových napětí při obdélníkové modulaci [1], upraveno

vá metoda. Na Obr. 3 je vidět průběh fázových napětí v_{as} , v_{bs} a v_{cs} . Například stav 110 znamená, že vrchní tranzistory na větvích A a B jsou sepnuty, na C je tranzistor rozepnut. Při této kombinaci je na fázi C napětí $-2/3V_{dc}$ a zbylé dvě fáze mají $+1/3V_{dc}$. Připojí-li se fáze A a B na kladný pól napájecího napětí a fáze C na záporný, pak se vzhledem k neutrálnímu bodu n napětí rozloží mezi fáze na výše zmíněné hodnoty.

Další metody modulace napětí jsou založeny na pulzně šířkové modulaci, viz kapitola 2.3.

2.2 Ztráty ve střídači

Ztráty ve střídači se dělí na [2]

- ztráty v propustném stavu,
- ztráty v závěrném stavu,
- ztráty v blokovacím stavu,
- ztráty v řídicí elektrodě,
- ztráty spínací.

Nicméně ztráty v závěrném, v blokovacím stavu a ztráty v řídicí elektrodě jsou zanedbatelné, a proto nebudou dále rozebírány [2].

2.2.1 Ztráty IGBT a diod v propustném stavu

Při sepnutí tranzistoru začne součástí proudit proud a vzhledem k nezanedbatelnému odporu vznikají ztráty. Průměrný ztrátový výkon IGBT v propustném stavu během jedné spínací periody lze vyjádřit následovně [3]

$$P_{cond,IGBT} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} v_{ce,sat} i_{ce} dt \quad (4)$$

kde T_{sw} je spínací perioda, i_{ce} je procházející proud a $v_{ce,sat}$ je napětí, které se dá vyjádřit jako [3]

$$v_{ce,sat} = v_{ce,0} + r_{on} i_{ce} \quad (5)$$

kde $v_{ce,0}$ je saturované napětí při nulovém proudu a r_{on} je odpor tranzistoru v propustném směru.

Po dosazení (5) do (4) získáme

$$P_{cond,IGBT} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (v_{ce,0} + r_{on} i_{ce}) i_{ce} dt = v_{ce,0} I_{ce,avg} + r_{on} I_{ce,rms}^2 \quad (6)$$

kde $I_{ce,avg}$ je střední hodnota proudu a $I_{ce,rms}$ je jeho efektivní hodnota.

Vzorec pro výpočet ztrát v propustném stavu pro diodu vypadá obdobně [3]

$$P_{cond,diode} = v_{F,0} I_{d,avg} + r_F I_{d,rms}^2 \quad (7)$$

kde $I_{d,avg}$ je střední hodnota proudu a $I_{d,rms}$ je jeho efektivní hodnota, $v_{F,0}$ je prahové napětí diody a r_F je diferenciální odpor diody, obojí lze najít v datasheetu [3].

2.2.2 Ztráty MOSFET v propustném stavu

Průměrná hodnota ztrát v propustném stavu jedné periody je dána [4]

$$P_{cond,MOSFET} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} dV_{ds} i_{ds} dt, \quad (8)$$

kde d je střída, V_{ds} a i_{ds} jsou proud a napětí procházející tranzistorem (*drain-source*).

Po nahrazení napětí pomocí proudu a *drain-source* odporu R_{ds} dostaneme

$$P_{cond,MOSFET} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} dR_{ds} i_{ds}^2(t) dt \quad (9)$$

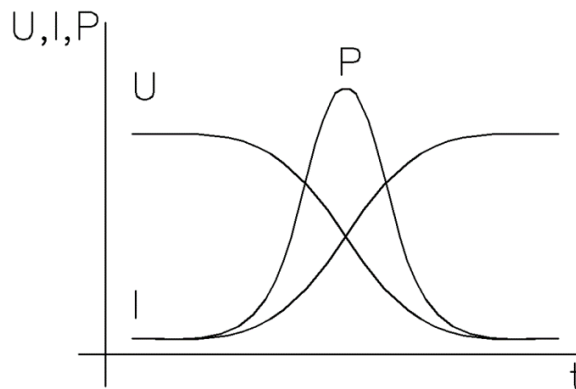
Ztráty v propustném stavu v MOSFET pak lze vyjádřit jako

$$P_{cond,MOSFET} = dI^2 R_{ds} \quad (10)$$

V souhrnu lze říci, že ztráty v propustném stavu závisejí na parametrech polovodičových součástek, a na velikosti procházejícího proudu.

2.2.3 Spínací ztráty

Při každém sepnutí a rozepnutí tranzistoru a při přerušení proudění diodou se spotřebuje nadbytečná energie, která se označuje jako spínací ztráta. Na Obr. 4 lze sledovat průběhy proudu, napětí a ztrátového výkonu při sepnutí polovodičové součástky. V rozepnutém stavu je na součástce jen velmi malý zbytkový proud, a tak je ztrátový výkon zanedbatelný. Dojde-li k sepnutí, na krátký okamžik vlivem přechodových dějů dojde k nárůstu ztrátového výkonu ($P \propto UI$).



Obrázek 4: Ztrátový výkon při sepnutí polovodičové součástky [2]

Energie zmařená při sepnutí a rozepnutí tranzistoru [1]

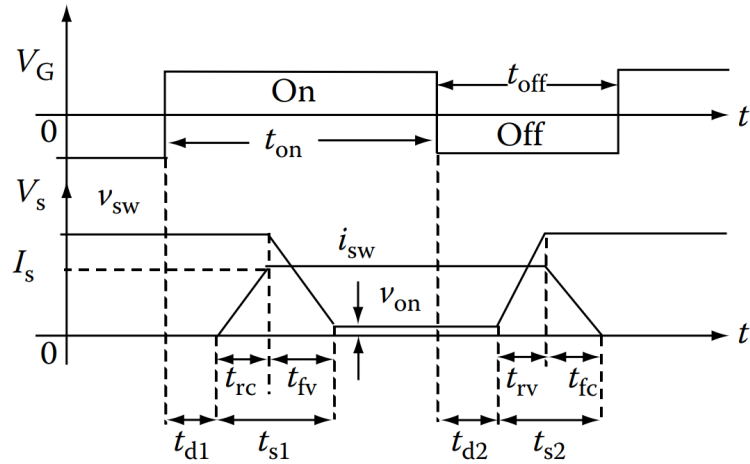
$$E_{sw} = \frac{1}{2} I_0 V (t_{s1} + t_{s2}) = \frac{1}{2} I_0 V t_s \quad (11)$$

kde V je napětí, t_{s1} a t_{s2} jsou součty časů přechodových dějů proudu a napětí pro sepnutí a rozepnutí tranzistorů, viz Obr. 5.

Výkonvé ztráty pak mají podobu

$$P_{sw} = E_{sw} f_{sw} = \frac{1}{2} I_0 V t_s f_{sw} \quad (12)$$

kde f_{sw} je spínací frekvence.



Obrázek 5: Průběh napětí a proudu při sepnutí a rozepnutí tranzistoru [1]

Spínací ztráty tedy závisí stejně jako ztráty v propustném stavu na parametrech tranzistorů a diod a dále pak na spínací frekvenci a modulační technice. Více o volbě spínací frekvence v kapitole 5.1.

2.2.4 Spínací ztráty IGBT

Pro IGBT bývají jednotlivé ztrátové energie již zadány v technické dokumentaci, a tak výpočet vypadá následovně [5]

$$P_{sw,IGBT} = \frac{6}{\pi} f_{sw} (E_{on,IGBT} + E_{off,IGBT} + E_{off,diode}) \frac{V_{dc}}{V_{ref}} \frac{I_0}{I_{ref}} \quad (13)$$

$E_{on,IGBT}$ je ztrátová energie při sepnutí IGBT, $E_{off,IGBT}$ při rozepnutí a $E_{off,diode}$ je ztrátová energie na diodě způsobená obnovovacím proudem. V_{ref} a I_{ref} jsou hodnoty, při kterých dané energie platí. Daný vztah platí pouze pro sinusovou modulaci.

2.2.5 Spínací ztráty MOSFET

Výpočet spínacích ztrát MOSFET navazuje na rovnici (12). Časy přechodových dějů lze vyjádřit pomocí nábojů a proudu na *gate*. Po dosazení vypadá rovnice následovně [6]

$$P_{sw} = V_{ds} I_D f_{sw} \frac{Q_{GS} + Q_{GD}}{I_G} \quad (14)$$

kde V_{ds} je *drain-source* napětí, I_D je vstupní proud a Q_{GS} je *gate to source* náboj a Q_{GD} je *gate to drain* náboj, I_G je proud na *gate*.

2.3 Metody modulace napětí

2.3.1 Historie modulačních technik

Nejstarší metodou modulace napětí založenou na pulzně šířkové modulaci (PWM) je sinusová pulzně šířková modulace, zkráceně SPWM. Vzhledem k poměrně nízkému maximálnímu využití napájecího stejnosměrného napětí ($0,5V_{dc}$) v této metodě vznikly snahy o jeho zvýšení. Houdsworth a Grant v roce 1984 [7] přišli s přidáním třetí harmonické k sinusovému referenčnímu signálu, což zvýšilo využití napájecího napětí o 15,5 %. Dalším prostorem pro zlepšení bylo snížení spínacích ztrát. S nespojitou modulací napětí (DPWM) přišel Depenbrock v roce 1977 [8]. Tyto nespojitě metody byly stejně jako SPWM založeny na porovnávání referenčního signálu s trojúhelníkovým o podstatně vyšší frekvenci. S prostorově vektorovou modulací (SVM) přišli v roce 1988 de Broeck et al [9]. a v roce 1989 Ogasawara et al [10]. Navržená metoda vykazuje nižší harmonické zkreslení a využití napájecího napětí jako SPWM obohacené o třetí harmonickou. Velkou výhodou SVM je snadná digitální realizace. Tuto metodu lze aplikovat i pro nespojitou modulaci. Od roku 1991 se začaly vyvíjet nové metody na základě neuronových sítí pro aplikace s velmi vysokou spínací frekvencí [11].

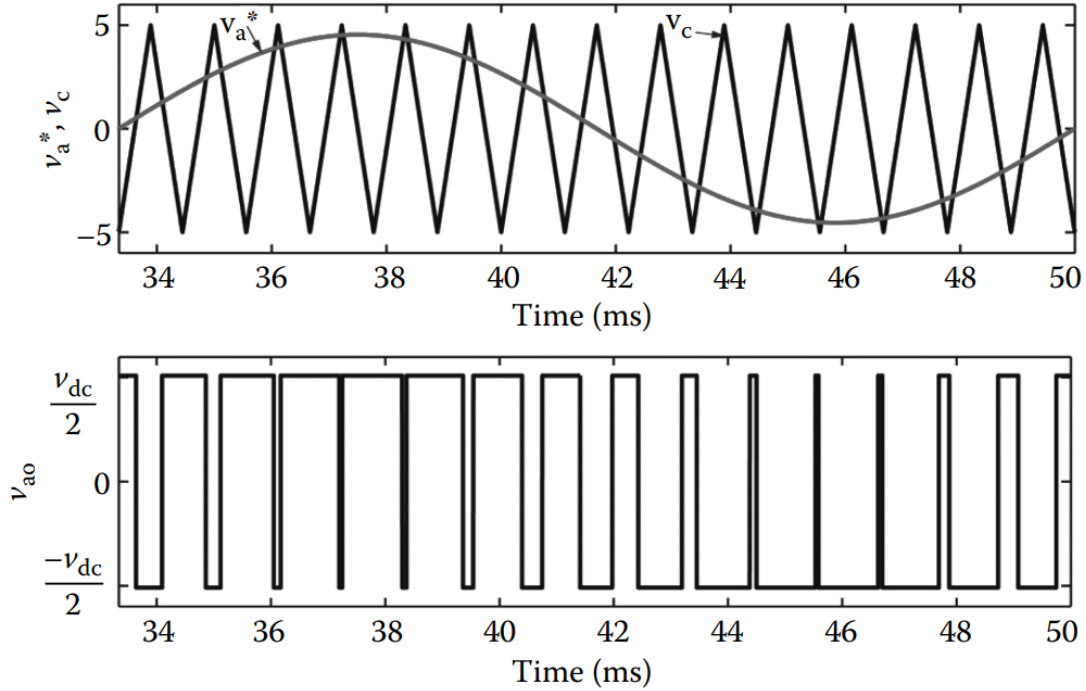
2.3.2 SPWM

SPWM neboli *sinusoidal pulse width modulation*, v překladu sinusová pulzně šířková modulace, je z metod založených na PWM tou nejjednodušší.

Spočívá v porovnávání referenčního napětí s trojúhelníkovým signálem, viz Obr. 6. v_a^* je referenční napětí, tedy napětí, které chceme namodulovat, kterým chceme napájet motor. v_c je nosný trojúhelníkový signál o frekvenci podstatně vyšší než frekvence modulovaného napětí. Čím nižší frekvence nosného signálu je, tím je vyšší podíl harmonických složek a tím pádem nižší účinnost, více informací v kapitole 5.1. v_{ao} je větvové napětí, na Obr. 2 by to bylo napětí mezi body A a o .

Je-li hodnota referenčního napětí vyšší než hodnota nosné trojúhelníkové vlny, vygeneruje se spínací signál "1" pro vrchní tranzistor dané větve, viz Obr. 2, tranzistor sepne a větvové napětí má hodnotu rovnou $V_{dc}/2$. Při opačném výsledku porovnání se pošle signál "0", vrchní tranzistor se rozepne, spodní sepne a větvové napětí dané větve bude $-V_{dc}/2$. Pro jednu větev se signály vždy generují tak, aby jeden tranzistor byl sepnut a druhý rozepnut, jinak by došlo ke zkratu.

Modulační index vyjadřuje podíl základní harmonické složky modulovaného napětí



Obrázek 6: SPWM [1]

v_a^* ku polovině stejnosměrného napájecího napětí [1].

$$m = \frac{v_a^*}{V_{dc}/2} \quad (15)$$

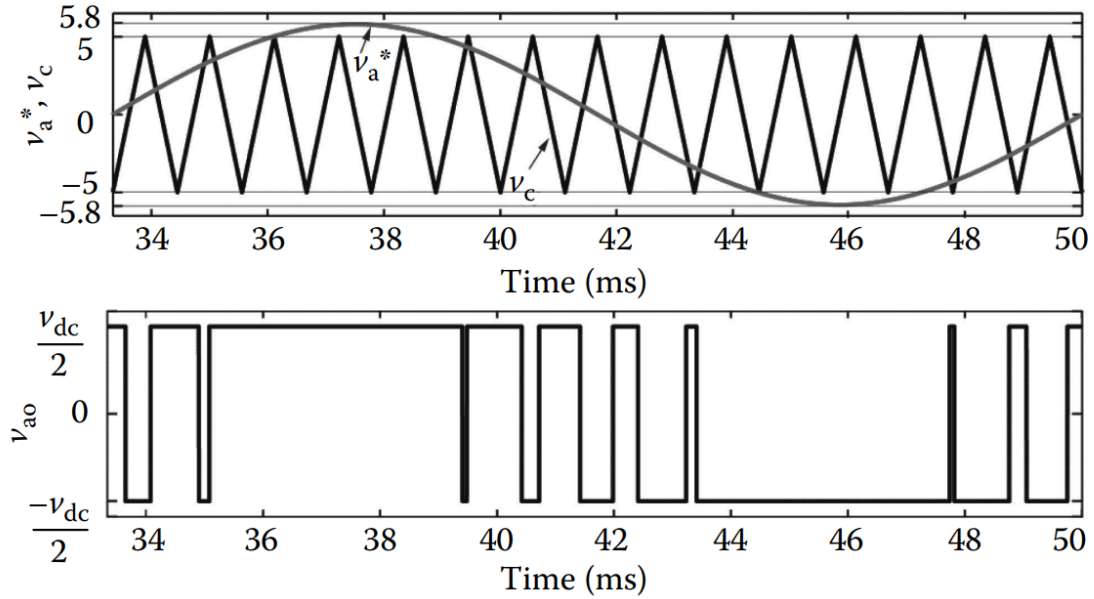
Hodnota $V_{dc}/2$ je rovna amplitudě trojúhelníkové vlny. Při modulačním indexu vyšším než 1 dochází u SPWM k přemodulování, viz Obr. 7. Při tomto stavu již amplituda výstupního napětí neporoste lineárně a navíc dojde ke zvýšenému harmonickému zkreslení, což s sebou přinese zvýšení ztrát. Tento stav obecně není žádoucí.

Chceme-li vyjádřit, jak velkou část napájecího napětí je možné pomocí SPWM využít, začneme výpočtem stejnosměrného napětí, které získáme usměrněním střídavého napětí ze sítě. Nutno podotknout, že usměrnění nebývá dokonalé a rovnice (16) uvažuje ideální případ [7].

$$V_{dc} = \sqrt{2}V_{in} \quad (16)$$

V_{in} je vstupní sdružené napětí a V_{dc} je usměrněné stejnosměrné napětí. Maximální možné větrové napětí je rovno $V_{dc}/2$. Efektivní hodnota fázového napětí je dána

$$V_{out,phase} = \frac{V_{dc}}{2} \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (17)$$



Obrázek 7: Přemodulování [1]

Po dosazení vztahu (16) do (17) získáme

$$V_{out,phase} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{V_{in}}{2} \quad (18)$$

Sdružené napětí na výstupu ze střídače je tedy

$$V_{out} = \sqrt{3} \frac{V_{in}}{2} = 0.866V_{in} \quad (19)$$

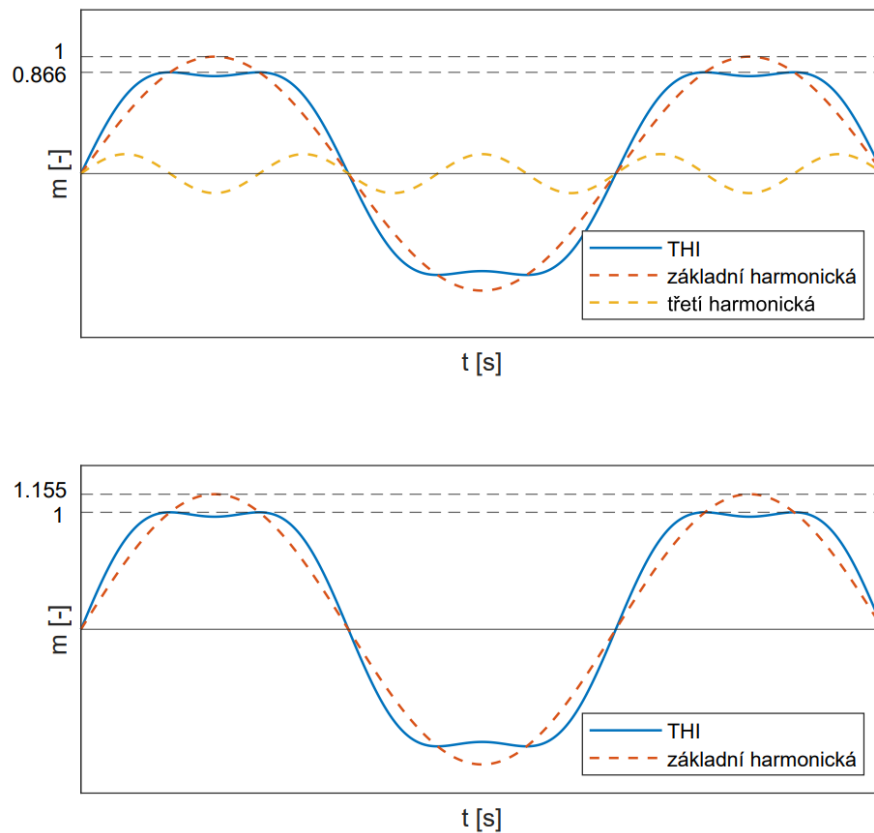
Z výpočtu vyplývá, že bez překročení modulačního indexu $m = 1$ pomocí SPWM metody je možné využít pouze 86.6 % vstupního napětí.

2.3.3 THIPWM

Vzhledem k nízkému využití napájecího napětí u SPWM metody vznikly snahy o jeho zvýšení. Jednou z možností je *third harmonic injection pulse width modulation*, ve zkratce THIPWM, tedy v podstatě metoda SPWM s tím rozdílem, že k vlně referenčního napětí je přičtena její třetí harmonická složka, viz Obr. 8. Přičtením třetí harmonické se zvýší možnost maximálního využití napájecího napětí o 15.5 %.

V [7] bylo odvozeno, že nejvhodnější amplituda přičítané třetí harmonické složky je 1/6 amplitudy první harmonické. Vlna má tak nejnižší maximální hodnotu s relativně nejvyšší efektivní hodnotou, díky čemuž je dosaženo maximálního využití napájecího napětí. V [3] bylo ale simulačně vyhodnoceno, že vhodnější je amplituda

o velikosti 1/4 první harmonické. Z Obr. 8 je zřejmé, že přičtení třetí harmonické snížilo maximální hodnotu referenčního napětí na 0.866 při zachování amplitudy základní harmonické. Je tedy možné amplitudu vlny zvýšit o faktor K [7].



Obrázek 8: Přičtení třetí harmonické

Při uvažování přičtení třetí harmonické s amplitudou 1/6 základní harmonické lze vyjádřit referenční vlnu jako [7]

$$y = K(\sin\theta + \frac{1}{6}\sin3\theta) \quad (20)$$

Maximální modulovatelné napětí u SPWM mělo amplitudu y rovnou 0.866 x amplituda střídavého napájecího napětí, viz kapitola 2.3.2. Dostáváme tedy

$$1 = K \cdot 0.866 \quad (21)$$

$$K = 1/0.866 = 1.155$$

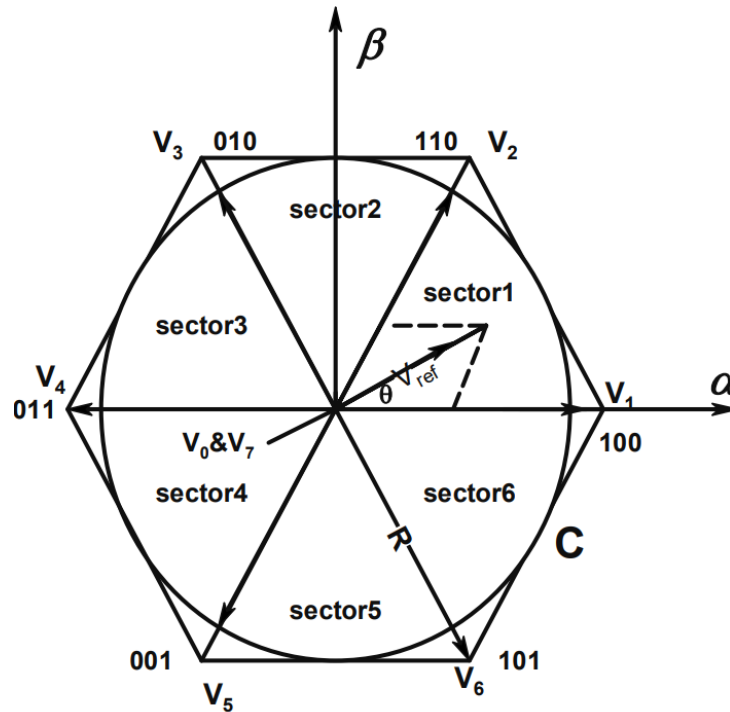
Výsledkem je, že základní harmonickou složku napětí můžeme zvýšit o 15.5 %. V neposlední řadě je vhodné zdůraznit, že vlivem přidání třetí harmonické nedojde ke

zkreslení sdružených napětí, jelikož se třetí harmonické složky ve fázových napětích vyruší [7].

2.3.4 SVM

Prostorově vektorová modulace, anglicky *space vector modulation* má stejnou míru využití napájecího napětí jako THIPWM, ale její algoritmus se značně liší.

Na Obr. 9 je vidět fázor referenčního napětí V_{ref} v $\alpha\beta$ souřadnicích a šestiúhelník vytvořený pomocí šesti sektorů definovaných šesti vektory. Každý vektor představuje jednu spínací kombinaci střídače. Na příklad vektoru V_1 odpovídá spínací kombinace 110, tedy vrchní tranzistor na větvi c je rozepnut, na zbylých sepnuty.

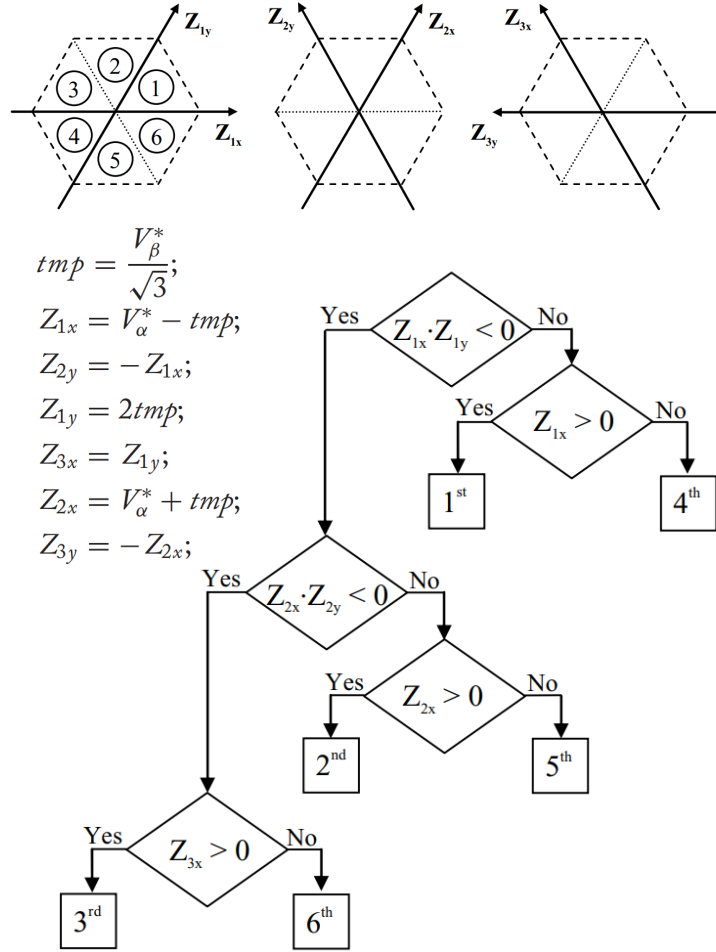


Obrázek 9: Fázor napětí v $\alpha\beta$ souřadnicích [12]

Největší amplituda napětí, které je možné dosáhnout při SVM je rovna poloměru kružnice vepsané v šestiúhelníku vytvořeného jednotlivými vektory a lze vyjádřit následovně

$$|V_{max}| = \frac{2}{3}V_{dc}\cos(\phi/6) = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc} \doteq 0.577V_{dc} \quad (22)$$

Stejně jako obdélníková metoda, viz kapitola 2.1, SVM funguje také na základě přepínání mezi vektory. Je ale založena na pulzně šířkové modulaci a pro změnu



Obrázek 10: Výběr sektoru [13]

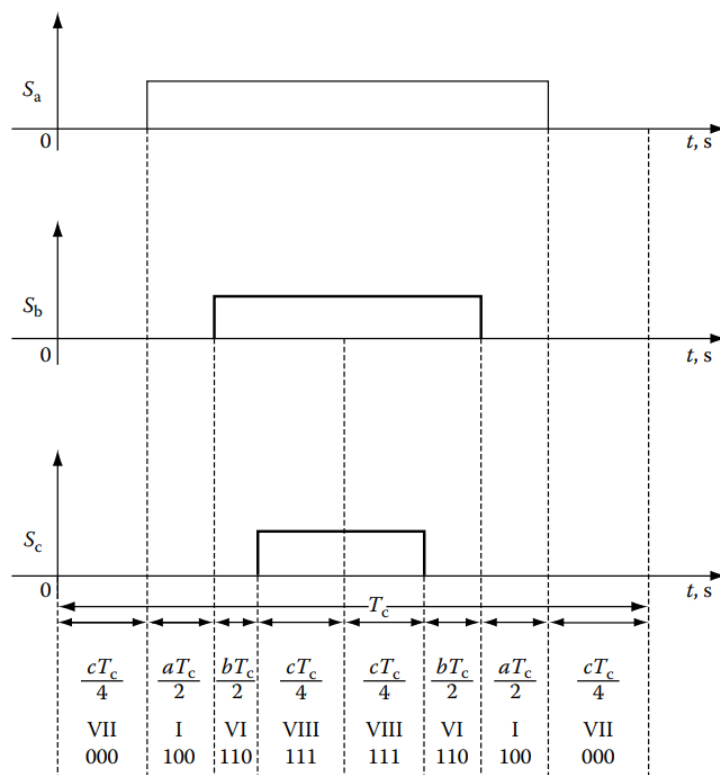
amplitudy napětí využívá nulové vektory 000 a 111, při kterých jsou napětí na všech fázích nulová.

Prvním krokem k vygenerování spínacích signálů pro střídač je vyhodnocení, v jakém sektoru se v daný moment nachází fázor napětí. Lze k tomu dojít buď výpočtem úhlu fázoru z požadovaného napětí v $\alpha\beta$ souřadnicích, což ale zvyšuje výpočetní náročnost, nebo podle Obr. 10, kde jsou použity jen jednoduché matematické operace. Napětí V_{α} a V_{β} se promítne na jednotlivé složky Z a pouhým porovnáváním jejich znamének se zjistí sektor, ve kterém se v daný okamžik nachází fázor napětí.

Poté je potřeba vypočítat poměrné časy a , b a c setrvání v jednotlivých vektorech v rámci jednoho sektoru. Časy a a b jsou poměrné doby setrvání ve dvou přiléhajících vektorech, které tvoří daný sektor, a jejich velikost se v rámci sektoru plynule mění, čas c vyjadřuje poměrnou dobu setrvání v nulových vektorech a jeho velikost je

závislá na velikosti modulačního indexu.

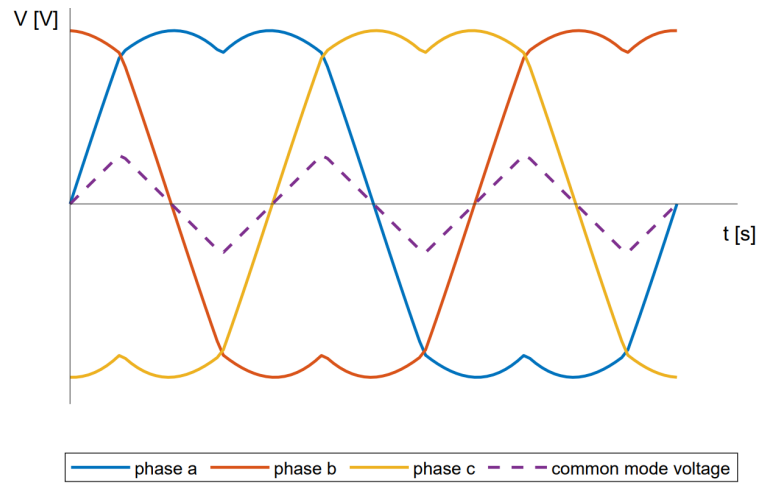
Na Obr. 11 jsou vidět spínací signály všech tří fází S_a, S_b a S_c . Pod grafy je posloupnost vektorů s časy setrvání v rámci jedné periody T_c . Poskládání vektorů je záměrně navrženo tak, aby docházelo k co nejmenšímu počtu sepnutí/rozepnutí tranzistorů, aby nevznikaly zbytečné spínací ztráty. Perioda začíná v nulovém stavu 000 a opět v něm končí, tudíž při přechodu na další periodu nebude nutné žádné sepnutí. Při rozdělení této periody na dvě stejně velké se tento způsob skládání v PWM nazývá *center-aligned PWM*, v překladu středově zarovnaná pulzně šířková modulace. Poskládání vektorů podle Obr. 11 je nejvýhodnější, ale ne závazné, což přidává stupeň volnosti při implementaci.



Obrázek 11: Spínací signály [1]

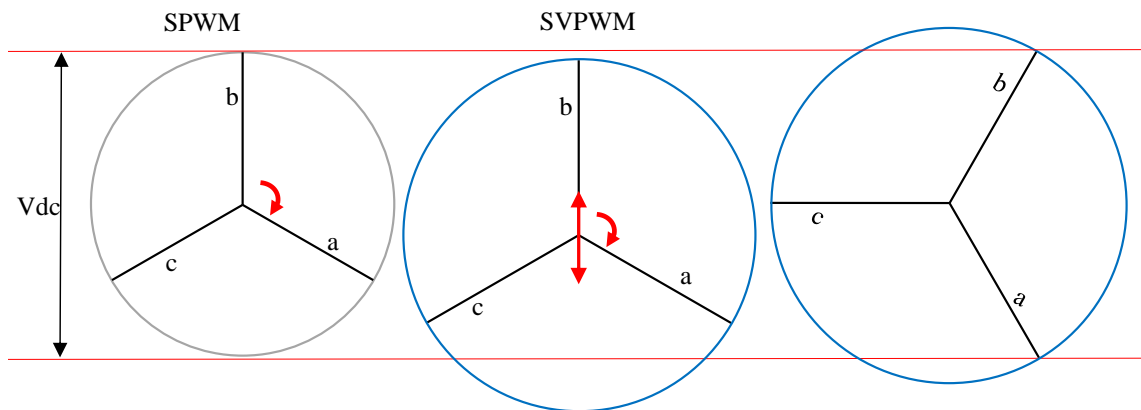
Na Obr. 12 je vidět tvar fázových napětí a průběh vychylovacího napětí (napětí mezi bodem m a n na Obr. 2), které je využito pro úpravu tvaru vln, a tak umožňuje vyšší využití napájecího napětí. Nutno podotknout, že ve sdrženém napětí se odchylka od tvaru vyruší a pro motor má napětí tvar čistě sinusový.

Pro hlubší porozumění lze tvar vln a s ním spojené využití napájecího napětí vysvětlit pomocí Obr. 13. Vlevo je souřadnicový systém v abc s osami o velikosti napětí při modulačním indexu $m = 1$ pro metodu SPWM. V tomto případě napětí



Obrázek 12: Průběh fázových napětí při SVM

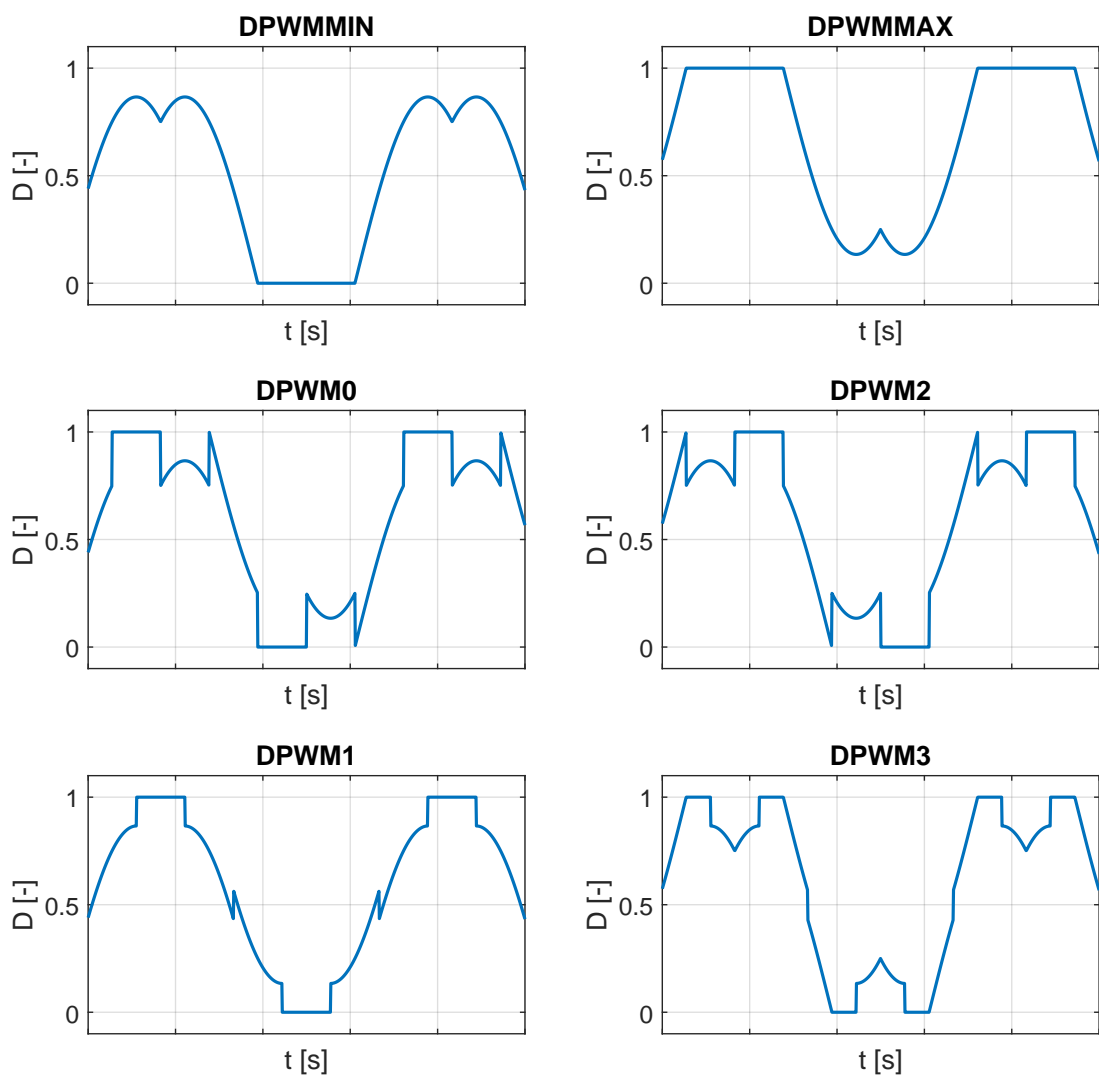
dosáhnou maximální hodnotu $V_{dc}/2$. Uprostřed a vpravo je totéž ale s $m = 1.15$ pro metodu SVM. Souřadnicový systém se v rámci napájecího napětí pomyslně pohybuje podle výše zmíněného společného módu napětí. Dostupné napájecí napětí je využito maximálně.



Obrázek 13: Vysvětlení tvaru SVM, inspirace z [14]

2.3.5 DPWM

Nespojitá pulzně šířková modulace, zkratka DPWM (*discontinuous pulse width modulation*) vznikla za účelem snížit spínací ztráty střídače. Metody jsou vytvořeny tak, že každá z větví střídavě třetinu periody nespíná, tedy je připojena buď ke kladnému, nebo zápornému pólu napájecího napětí. Jednotlivé metody nespínají buď po 30° , 60° , nebo 120° (360° děleno násobky 3). Nespojité metody se také někdy označují jako pětisegmentové prostorově vektorové modulace (*5-Segment SVM*), jelikož je po úsecích vždy vynechán jeden nulový vektor, a tak v rámci jedné periody dochází k pěti sepnutím oproti sedmi při spojitě SVM [15]. Přehled používaných nespojitých metod je na Obr. 14.



Obrázek 14: Přehled nespojitých metod

120°DPWM

Metoda DPWMMIN využívá pouze jeden nulový vektor, a to 000. Vždy na 120° (dva sektory z SVM) je vrchní tranzistor jedné větve nastaven na 0. Obdobnou metodou je DPWMMAX, která ale využívá nulový vektor 111. Obě metody mají ale dvě nevýhody. Sdružená napětí nejsou symetrická, což zvyšuje harmonické zkreslení v porovnání s SVM, a ztráty tranzistorů a diod v sepnutém stavu nejsou rovnoměrně rozložené v rámci větví [16].

60°DPWM

Vždy na 60° jedna větev nespíná, ale tentokrát se nulové vektory střídají. Dané metody se liší posunutím 60° úseku. DPWM1 skládá nespínací úseky symetricky a blízko ke kladnému a zápornému vrcholu, to je optimální pro odporovou zátěž. Proud a napětí jsou ve fázi, a tak nedochází ke spínání při nejvyšších hodnotách proudu, což snižuje spínací ztráty [16].

Pro zátěž indukční povahy se doporučuje opozdit nespínací interval až o 30° (DPWM2) a naopak pro dopřednou zátěž (kondenzátory) předsunout až o 30° (DPWM0). Posouvání nespínacího intervalu ale bohužel opět vnáší asymetrii do sdruženého napětí [16].

30°DPWM

Nespínací interval DPWM3 je pouze 30° a nulové vektory se střídají po 60°. Sdružené napětí je opět symetrické.

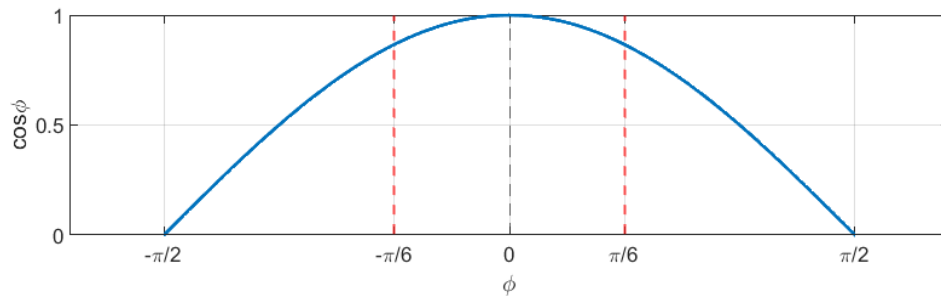
DPWM a výkonové ztráty

U nespojitých metod lze uvažovat poloviční spínací ztráty oproti metodám spojitým. Nespojitě metody třetinu periody modulované vlny nespínají. To by teoreticky snížilo spínací ztráty o jednu třetinu. Je-li ale vhodně zvolená nespojitá metoda s ohledem na povahu zátěže, pak lze navíc konstatovat, že se uvedená třetina periody nachází v místě vrcholu průběhu proudu. Spínací ztráty jsou přímo závislé na velikosti proudu, a tak při nižší okamžité hodnotě proudu jsou i spínací ztráty nižší. Důkaz daného tvrzení je na Obr. 15 a v následujících rovnicích [15].

$$P_{sw,cont} \approx \frac{1}{\pi} kI \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos\phi d\phi = \frac{2}{\pi} kI \quad (23)$$

$$P_{sw,discont} \approx \frac{1}{\pi} kI \left(\int_{-\pi/2}^{-\pi/6} \cos\phi d\phi + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \cos\phi d\phi \right) = \frac{1}{\pi} kI \quad (24)$$

$P_{sw,cont}$ a $P_{sw,discont}$ jsou spínací ztráty pro spojitou a pro nespojitou metodu, koeficient k v sobě zahrnuje ostatní veličiny ovlivující spínací ztráty, viz rovnice (12) [15].



Obrázek 15: Část vlny se zvýrazněným nespínaným intervalem z rovnice (24)

Nespojitá modulace zpravidla zvýší harmonické zkreslení, na druhou stranu možnost vyšší spínací frekvence při stejných spínacích ztrátách naopak zkreslení snižuje. Celkovou bilanci ztrát nelze jasně předpovědět, navíc se liší pro různé metody a pracovní podmínky.

3 Ztráty v elektromotoru

3.1 Odporové ztráty

Odporové ztráty jsou často označovány jako ztráty ve vinutí, nebo ztráty v mědi. Vzhledem k vnitřnímu odporu vodičů dochází k maření energie v teplo ve vinutí statoru podle rovnice [17]

$$R_w = \frac{L_w}{\sigma_w A_{Cu}} \quad (25)$$

kde L_w je délka vodiče, σ_w je vodivost a A_{Cu} je průřez vodiče [18]. Ztráty ve vinutí pak lze vyjádřit jako

$$P_{Cu} = R_w I^2 \quad (26)$$

kde I je proud.

Z výše uvedených vztahů lze vyčíst, že ztráty ve vinutí jsou závislé na rozměrech vinutí, ale také na aktuální provozní teplotě stroje, jelikož vodivost, respektive odpor, jsou na ní závislé.

3.2 Ztráty v jádře

K disipaci energie dochází v jádru statoru i rotoru kvůli hysterezi a vířivým proudům. Feromagnetické materiály, ze kterých jsou vyrobena jádra, jsou vystavovány časově proměnnému buzení. Vlivem časově proměnného buzení vznikají hysteretní ztráty a ztráty vířivými proudy. Jsou většinou měřeny dohromady, jelikož je obtížné je oddělit. Spolu jsou označovány jako ztráty v jádře nebo ztráty v železe. Jejich odhad je ztížen skutečností, že magnetické pole je proměnné a různé části stroje jsou vystaveny různým amplitudám hustoty magnetického toku, jeho průběhům a frekvencím buzení [18].

Hysteretní ztráty vznikají v důsledků magnetizace a demagnetizace jádra vlivem proudění proudu ve statorovém vinutí. Se zvyšujícím se proudem roste i magnetický tok, ale se snižujícím proudem dojde jen k mírnějšímu poklesu toku. Klesne-li procházející proud na nulu, magnetický tok má ještě stále kladnou hodnotu a pro jeho vynulování musí proud proudit v opačném směru. Nakreslí-li se odpovídající hysteretní křivka, pak její plocha bude rovna ztrátě energie při jednom cyklu.

Ztráty vířivými proudy jsou způsobeny indukovaným proudem ve feromagnetickém materiálu [18]. Vířivý proud vzniká v plošných a objemových vodičích, v jejichž okolí se mění magnetický indukční tok.

Pro výpočet ztrát v jádře se běžně používá Steinmetzova rovnice, která počítá hysterezní ztráty a ztráty vířivými proudy odděleně. Výpočet hysterezních ztrát na jednotku objemu [17]

$$P_h = k_h f B^\alpha \quad (27)$$

kde k_h je hysterezní koeficient, který závisí na materiálu a rozměrech, f je frekvence buzení, B je hustota magnetického toku a koeficient α většinou nabývá hodnoty 1.8 až 2.2 v závislosti na materiálu.

Ztráty vířivými proudy na jednotku objemu [17]

$$P_e = \frac{\pi^2 B^2 t^2 f^2}{\rho \beta} \quad (28)$$

kde t je tloušťka materiálu, B je hustota magnetického toku, ρ je odpor materiálu a β je koeficient geometrie struktury [17]. Při uvažování konstantní tloušťky materiálu, odporu a koeficientu geometrie struktury můžeme rovnici přepsat do tvaru

$$P_e = k_e f^2 B^2 \quad (29)$$

kde k_e je materiálová konstanta zahrnující výše zmíněné konstanty.

Pro důkladnější analýzu je možné ztráty vířivými proudy rozdělit na klasické a přídavné. Klasické ztráty vířivými proudy jsou ztráty vzniklé od rovnoměrně rozloženého magnetického toku. Přídavné ztráty jsou pak jejich přídavkem od nerovnoměrnosti rozložení magnetického toku a nelineárního šíření elektromagnetických polí [19].

Celkové ztráty v jádře pak mají tvar [20]

$$P_{iron} = k_h B^\alpha f + k_c (Bf)^2 + k_e (Bf)^{\frac{3}{2}} \quad (30)$$

kde koeficienty k_h , k_c a k_e mohou být určeny fitováním křivky na závislost ztrát v železe od výrobce, nebo naměřené závislosti [17]. Vzhledem k závislosti na frekvenci se očekává, že hysterezní ztráty budou dominantní při nižších frekvencích a ztráty vířivými proudy při vyšších.

Rovnice (30) je založena na předpokladu čistě sinusového napájení. Ačkoliv vztah mezi celkovým harmonickým zkreslením (THD), viz kapitola 4, a přídavnými ztrátami od harmonických složek není plně objasněný, v [20] byl vypracovaný detailní analytický model pro výpočet ztrát v jádře, který zohledňuje harmonické ztráty [20].

$$P_h = \sum_{k=2}^{\infty} [k_h(kf)B_k^2] = k_h f [I_{11}^2 THD^2 + \sum_{k=2}^{\infty} [(k\psi^2 - 1)I_{1k}^2]$$

$$P_e = \sum_{k=2}^{\infty} [k_e(kf)^2 B_k^2] = k_e f [I_{11}^2 THD^2 + \sum_{k=2}^{\infty} [(k^2\psi^2 - 1)I_{1k}^2]$$

kde k je pořadí harmonické frekvence, B_k je hustota magnetického toku k -té harmonické, I_k je amplituda k -té harmonické proudu a ψ je koeficient použit pro vyjádření B_k pomocí amplitudy proudu jednotlivých harmonických složek $B_k = \psi I_k$. Zahrnuje v sobě několik koeficientů, rozměrů částí motoru, indukčností, impedancí a liší se pro mezery a pro zuby rotoru.

Analytický model ztrát v železe vhodný pro vysokofrekvenční motory a zohledňující harmonické zkreslení byl navržen v [21] a vypadá následovně

$$P_{iron} = \sum_{k=1}^n k_h k f (B_{kmax}^\alpha + B_{kmin}^\alpha) + \sum_{k=1}^n k_c (k f)^2 (B_{kmax}^\alpha + B_{kmin}^\alpha) + \frac{k_e}{8.763363 T} \int_0^T \left(\left| \frac{dB_r(t)}{dt} \right|^{1.5} + \left| \frac{dB_\phi(t)}{dt} \right|^{1.5} \right) dt \quad (31)$$

kde B_r a B_ϕ jsou radiální a obvodové složky elipticky rotujícího vektoru hustoty magnetického toku, B_{kmax} a B_{kmin} jsou amplitudy B_r a B_ϕ [21].

3.3 Ztráty v permanentních magnetech

Ztráty uvnitř permanentních magnetů vznikají změnou hustoty magnetického toku v magnetech. Jelikož magnety jsou do jisté míry elektricky vodivé, střídavá magnetická pole vedou ke vzniku vířivých proudů a tudíž i ke ztrátám v podobě tepla. Zahřívání magnetů zhoršuje jejich magnetické vlastnosti a přílišné zahřátí permanentních magnetů způsobuje odmagnetování, kterému je potřeba se vyhnout. Z tohoto důvodu je důležitý odhad magnetických ztrát a jejich omezení [22].

Magnetické ztráty mohou být výrazné u motoru s permanentními magnety umístěnými na povrchu (SPMSM). Magnety čelí vzduchovým mezerám a tudíž jsou vystaveny vysokofrekvenčním harmonickým složkám magnetického pole, které vznikají kvůli drážkám ve statoru a nesinusovému rozložení vinutí. Motory s vnitřními magnety (IPMSM) mají zanedbatelné magnetické ztráty, neboť permanentní magnety jsou uvnitř rotoru, a tak nepříjdou do přímého styku s harmonickými složkami magnetického pole [15].

3.4 Mechanické ztráty

Mechanické ztráty se skládají z třecích ztrát a ze ztrát z odporu vzduchu. Třecí ztráty jsou způsobeny mechanickým odporem ložisek. Ztráty z odporu vzduchu vznikají v úzké vzduchové mezeře mezi statorem a rotorem jako maření energie v teplo vlivem jejich relativního pohybu [17].

Mechanické ztráty jsou závislé na kvadrátu úhlové rychlosti a platí pro ně vztah podle [23]

$$P_m = c_m \omega_e^2 \quad (32)$$

kde c_m je koeficient mechanických ztrát.

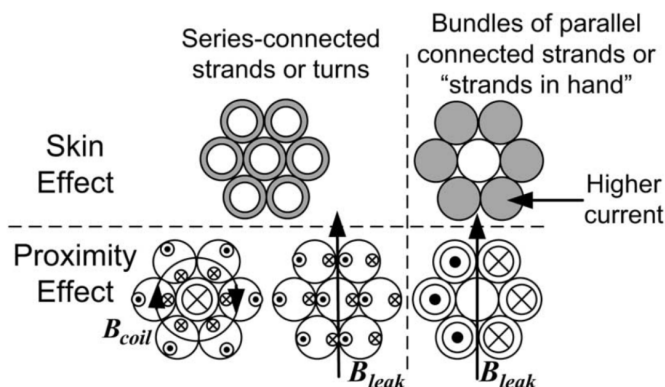
3.5 Rozptylové ztráty

Rozptylovými ztrátami se označují takové ztráty, které se mění se zatížením, ale nelze jednoduše označit jejich závislost na proudu. K těmto ztrátám dochází jak v jádře, tak ve vinutí [24]. Patří mezi ně například skin a proximity efekty [17]. Ke skin efektu dochází při průchodu střídavého proudu vodičem, kdy je proud vytlačovaný k povrchu. Část vzniklého magnetického toku prochází vodičem a indukuje v něm vířivé proudy. Pokud vířivé proudy způsobuje střídavé magnetické pole okolních vodičů, dochází k proximity efektu, viz Obr. 16 [25].

Podle [23] jsou ale rozptylové ztráty závislé na frekvenci a proudu s druhou mocninou a lze pro ně použít následující vzorec

$$P_{str} = c_{str} \omega_e^2 I^2 \quad (33)$$

kde c_{str} je koeficient rozptylových ztrát a ω_e je elektrická úhlová rychlost.

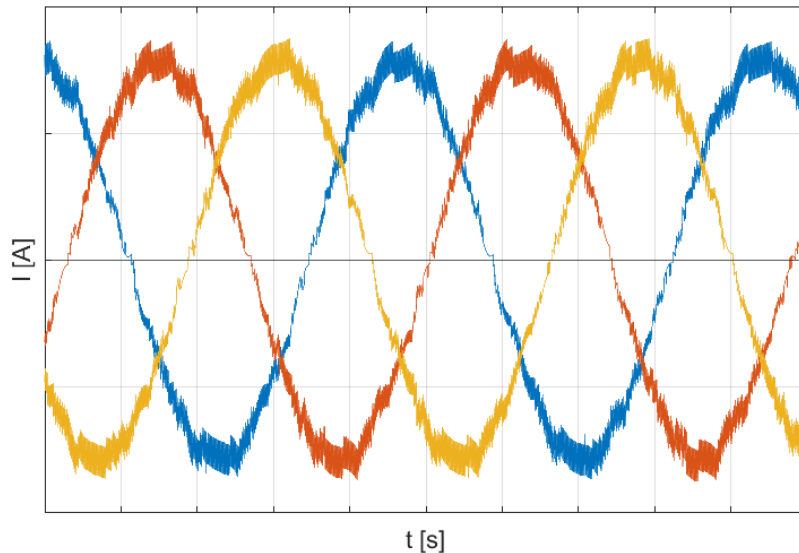


Obrázek 16: Skin a proximity efekty [26]

4 Harmonické ztráty elektromotoru

4.1 Úvod do harmonických ztrát

Při napájení motoru pomocí střídače dochází k harmonickému zkreslení napětí, které pak způsobí harmonické zkreslení proudu, viz Obr. 17. Harmonické ztráty zvyšují ztráty ve vinutí, v jádře a magnetické ztráty [15].



Obrázek 17: Zkreslený střídavý proud

Zkreslení signálu způsobují vyšší harmonické složky, tedy složky s frekvencí rovnou kladným celočíselným násobkům základní frekvence. Signál je zpravidla zkreslen lichými harmonickými složkami. Sudé harmonické se běžně neobjevují kvůli symetrii mezi kladnou a zápornou polovinou cyklu.

Harmonické proudy procházejí vinutím stroje a vyvolávají dodatečné ztráty způsobené ohřevem ve vinutí. Dále tyto proudy způsobují vytváření harmonických magnetických polí v jádře stroje. Tato harmonická magnetická pole indukují proudy v jádře, což vede k vytváření dalších ztrát v železe [27]. Vliv harmonických ztrát na ztráty v železe je ale stále otevřeným tématem [15].

Míru zkreslení udává *celkové harmonické zkreslení*, obecně známé jako THD (*total harmonic distortion*), které lze vypočítat pomocí následujících vzorců [28]

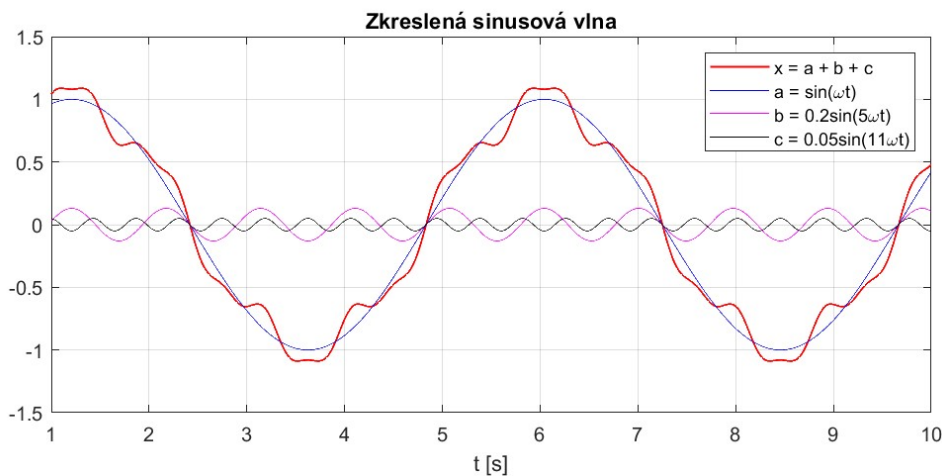
$$THD_I = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \cdot 100 \quad (34)$$

$$THD_V = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2} \cdot 100 \quad (35)$$

$$I^2 = I_1^2 \cdot (1 + THD_I^2) \quad (36)$$

kde THD_I a THD_V jsou celková harmonická zkreslení proudu a napětí, I_h a V_h jsou harmonické složky proudu a napětí, h označuje pořadí harmonické složky, tedy celočíselný násobek základní harmonické složky. I_1 a V_1 jsou základní složky harmonického proudu a napětí a I^2 je kvadrát proudu, který v sobě zahrnuje jak fundamentální složku proudu, tak i vyšší harmonické. S pomocí takto doplněného proudu lze přesněji vypočítat ztráty v mědi dosazením do rovnice (26).

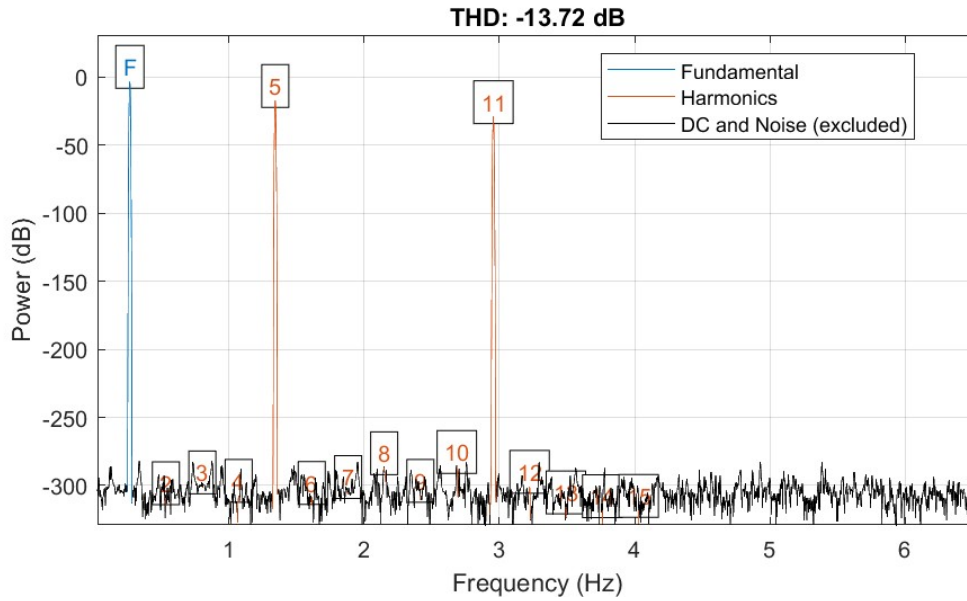
Harmonické složky proudu a napětí se získají pomocí Fourierovy transformace, která rozloží danou veličinu na jednotlivé harmonické složky s příslušnými amplitudami a frekvencemi v podobě násobků základní harmonické. Na Obr. 18 je na ukázkou vidět rozklad vlny x na jednotlivé harmonické složky.



Obrázek 18: Harmonicky zkreslená sinusová vlna

Na Obr. 19 je vyhodnocení celkového harmonického zkreslení vlny z Obr.18. V grafu je dominantní základní harmonická složka označená F jako *fundamental* a dále pak dvě harmonické označené jejich pořadím. Z grafu je tedy možné vyčíst, že vlna byla zkreslena 5. a 11. harmonickou složkou, což souhlasí s Obr. 18. Hodnoty blízké -300 dB jsou zanedbatelné, jejich amplituda se pohybuje okolo 10^{-15} .

Kromě THD existují další indexy používané pro posouzení harmonického zkreslení. *Vážený faktor harmonického zkreslení* zohledňuje pořadí harmonických složek,



Obrázek 19: Vyhodnocení harmonického zkreslení

kdy nižším složkám dává vyšší váhu než nižším [29].

$$WHDF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{h}\right)^2} \quad (37)$$

Faktor harmonického zkreslení (Harmonic Distortion Factor, HDF) je nenormalizovaná verze WHDF. Vyjadřuje obecnou představu o celkovém harmonickém obsahu v daném napětí. Stále ale zachovává vážení harmonických složek podle jejich pořadí [15].

$$HDF = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{h}\right)^2} \quad (38)$$

4.2 Měření harmonických ztrát

Ke zjištění ztrát způsobených PWM modulací napětí se používají dva způsoby:

1. Model a simulace

Pomocí detailních znalostí motoru a softwaru založeném na *metodě konečných prvků* lze získat přesný odhad. Tento způsob je ale časově náročný a informace o potřebných parametrech motoru většinou nejsou dostupné. Metoda použití modelu a simulace je vhodná spíše při samotném návrhu motoru.

2. Experimentální

Druhým způsobem je tzv. *black box* přístup, neboli měření chování stroje přímo z jeho svorkovnic. Možné způsoby experimentálního měření harmonických ztrát jsou:

- *harmonic injection*, tedy napájení motoru s přidáním harmonických složek,
- rozdělení ztrát mezi první harmonickou a zbylé harmonické složky [30],
- porovnání napájení ze střídače s čistě sinusovým napájením,
- kalorimetrické měření ztrát a
- měřením impedance ve frekvenčních oblastech [27].

4.3 Odhad harmonických ztrát pomocí měření impedance

Vzhledem k závislosti harmonických ztrát na kvadrátu amplitudy harmonického napětí je možné vytvořit ztrátový model založený na impedanci. Následuje stručný přehled ztrát v synchronním motoru s permanentními magnety a důkaz jejich závislosti na frekvenci a napětí, ze kterého vychází použitá měřicí metoda. Podrobnější popis ztrát je k nalezení v kapitole 3 a hlubší vysvětlení metody měření impedance je v článku [27], případně v [15].

4.3.1 Harmonické ztráty ve vinutí

Mají odporovou povahu a jsou generovány harmonickými proudy. Při zjednodušujícím předpokladu, že indukance L dominuje celkové impedanci, můžeme vyjádřit závislost harmonických ztrát ve vinutí následovně [27]

$$P_{w,h} \propto R_w I_h^2 \approx R_w \left(\frac{V_h}{2\pi f_h L} \right)^2 \propto \frac{1}{f_h^2} \quad (39)$$

kde $P_{w,h}$ jsou ztráty ve vinutí způsobené h -tou harmonickou proudem, R_w je odpor vinutí a f_h je h -tá harmonická frekvence. Ze vztahu (39) vyplývá, že harmonické ztráty ve vinutí klesají s druhou mocninou frekvence harmonické složky. Ve skutečnosti ale v jejich poklesu hraje roli i ovlivnění odporu vinutí R_w skin a proximity efektem, tudíž se očekává o něco mírnější pokles.

4.3.2 Harmonické ztráty v jádře

Tyto ztráty jsou způsobené změnami hustoty magnetického toku ve satorovém paketu, který je tvořen elektroplechy. Při uvažování průměrného průřezu pro celou cestu toku lze vyjádřit závislost harmonické hustoty toku jako $B_h \propto \frac{V_h}{f_h}$. Závislost hysterezních ztrát a ztrát vířivými proudy na frekvenci lze vyjádřit následovně [27]

$$P_{Fe,hys,h} \propto f_h B_h^\alpha \propto f_h^{1-\alpha} V_h^\alpha \propto \frac{1}{f_h^{\alpha-1}} \quad (40)$$

$$P_{Fe,eddy,h} \propto f_h^2 B_h^2 \propto V_h^2 \propto const \quad (41)$$

kde α je koeficient definující závislost hysterezních ztrát na hustotě magnetického toku. Vzhledem k rychlému poklesu harmonických hysterezních ztrát se zvyšující se frekvencí, ztráty vířivými proudy dominují ve vyšších frekvencích.

4.3.3 Harmonické ztráty v magnetech

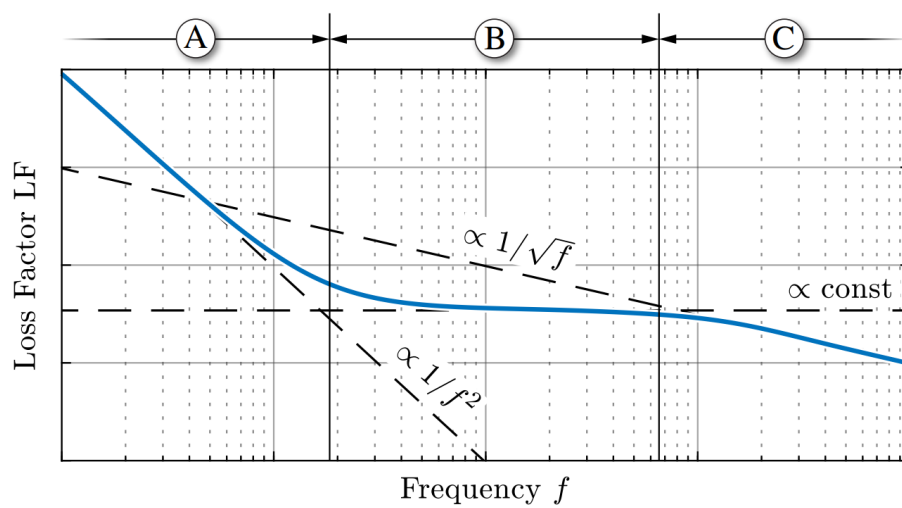
Magnetické harmonické ztráty mají stejné chování v závislosti na frekvenci jako ztráty v jádře, jelikož ke stejným jevům jako v jádře dochází i v magnetech [27].

4.3.4 Frekvenční oblasti harmonických ztrát

Se zvyšující se frekvencí se harmonické ztráty v železe stanou dominantními nad ztrátami v mědi, což vyplývá z rovnic (39), (40) a (41).

Frekvenční oblast lze rozdělit na tři podoblasti podle typu dominantních ztrát, ty jsou vidět na Obr. 20, kde na nich závisí velikost *faktoru ztrát* (loss factor). Graf je bez jednotek, jelikož jde pouze o předpoklad průběhu. Více informací o faktoru ztrát v kapitole 7.3.

- A. Dominantní ztráty ve vinutí
- B. Dominantní ztráty v jádře a zanedbatelný skin efekt v laminacích
- C. Dominantní ztráty v jádře a zanedbatelný skin efekt v laminacích



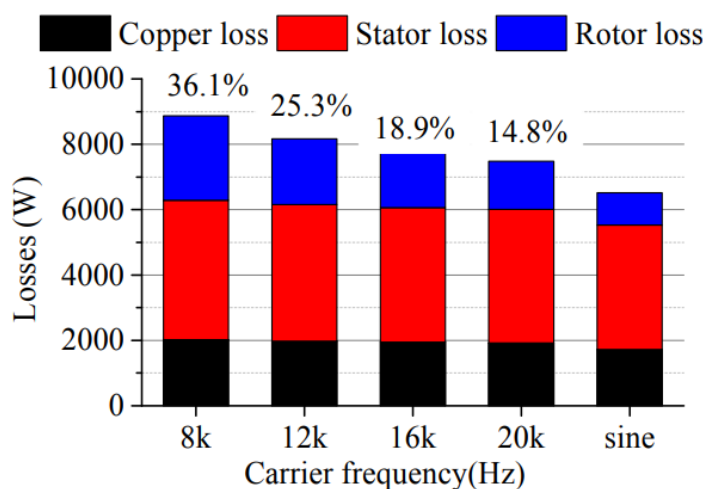
Obrázek 20: Očekávaný průběh faktoru ztrát v závislosti na frekvenci napájení [27]

5 Ovlivnění celkových ztrát PWM napájením

5.1 Spínací frekvence

5.1.1 Typ harmonických ztrát a jejich závislost na spínací frekvenci

Velikost harmonického zkreslení silně ovlivňuje spínací frekvence střídače. Důkazem toho je například Obr. 21. Procenta nad sloupci vyjadřují, o kolik byly vyšší ztráty oproti čistě sinusovému napájení. Jednotlivé sloupce se liší hodnotou nosné frekvence. Z grafu lze vyčíst, že s rostoucí spínací frekvencí klesají ztráty a harmonické zkreslení má nejvyšší vliv na rotorové ztráty vířivými proudy. Porovnáme-li ztráty při krajních hodnotách nosné frekvence, tedy při 8k a 20k, zjistíme, že rotorové ztráty se snížily o celých 17 %, kdežto ztráty v mědi a statorové ztráty se snížily jen o 1.5 % a o 2.8 % [21]. Celkově lze tedy usoudit, že v daném případě jsou spínací frekvencí, a tedy harmonickým zkreslením, nejvíce ovlivněny ztráty v rotoru, do kterých jsou zahrnuty ztráty vířivými proudy a třecí ztráty. Nutno podotknout, že daný graf vychází z analytického modelu PMSM o výkonu 300 kW a nominálních otáčkách 12 000 rpm.

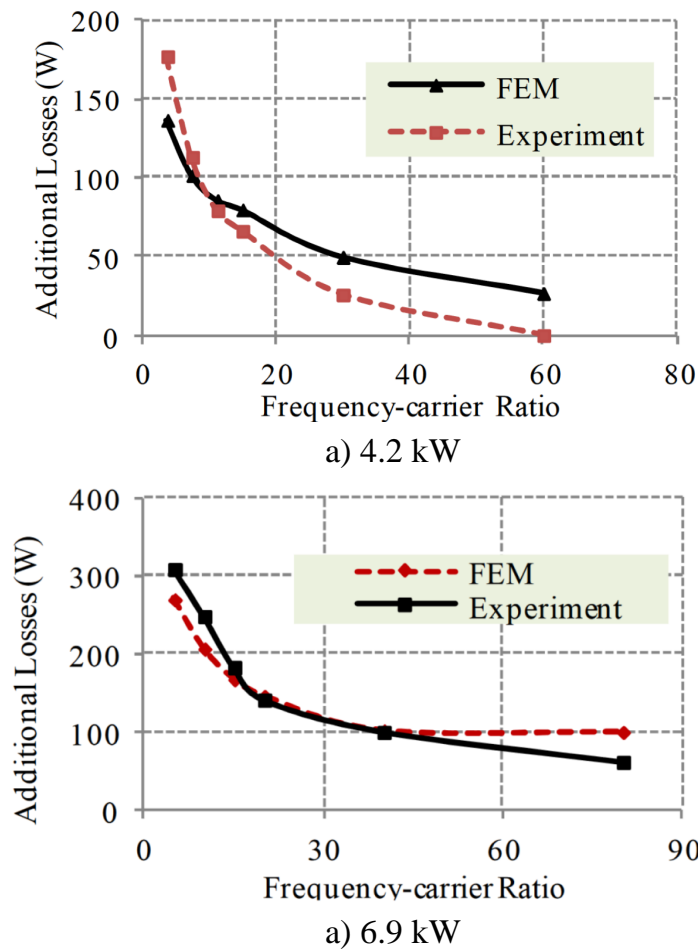


Obrázek 21: Ztráty v závislosti na spínací frekvenci s ohledem na typ ztrát [21]

5.1.2 Harmonické ztráty v závislosti na spínací frekvenci pro různé motory

V [20] byl proveden experiment, ve kterém byla měřena závislost harmonických ztrát na poměru základní frekvence s frekvencí spínací, viz Obr. 22 Využití tohoto poměru je vhodnou metodou posouzení závislosti, neboť poměr představuje množství PWM pulzů, kterým je vlna vykreslena. Na druhou stranu je ale nutné

podotknout, že podle množství pulzů na vlnu lze porovnávat jen měření při stejné základní frekvenci vzhledem k závislosti chování motoru na otáčkách.

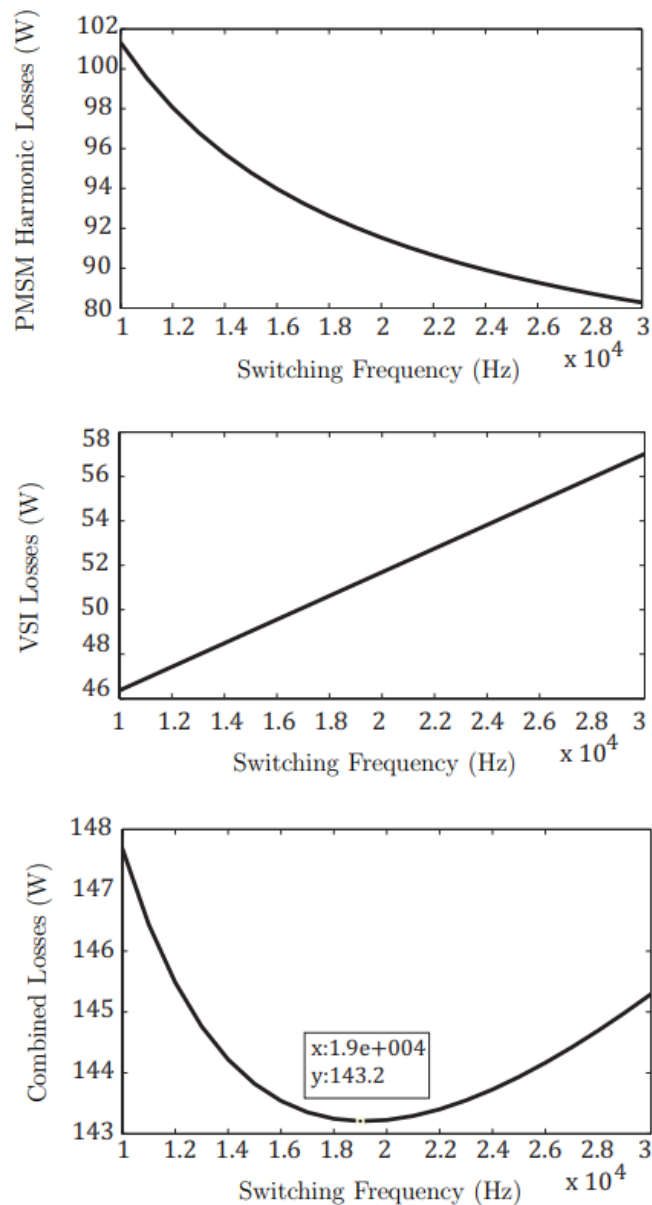


Obrázek 22: Harmonické ztráty v závislosti na poměru spínací frekvence ku základní [20]

Podle očekávání se zvyšujícím se poměrem frekvencí harmonické ztráty klesají. Při nízkých hodnotách strmě, při vyšších mírněji. Průběh je ale velmi závislý na parametrech motoru, v daném experimentu při poměru frekvencí $f_s/f_f = 60$ klesly harmonické ztráty u motoru s 4.2 kW téměř na nulu, u motoru s výkonem 6.9 kW se k nule ztráty zdaleka nedostaly ani při poměru 80. V simulačním modelu motoru o výkonu 2.8 kW a jmenovitých otáčkách 4500 ot/min v [31] klesají harmonické ztráty se zvyšující se spínací frekvencí o poznání mírněji. Různé motory je proto z hlediska harmonických ztrát posuzovat zvlášť, což souhlasí s matematickými modely v kapitole 3, které jsou silně závislé na parametrech motoru.

5.1.3 Optimální spínací frekvence pro minimální ztráty

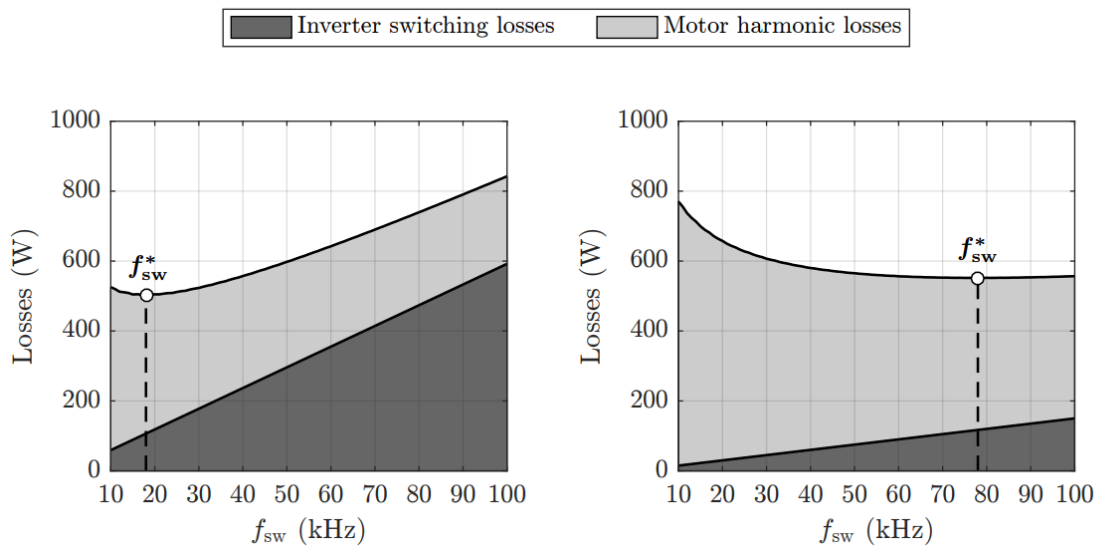
Se zvyšující se spínací frekvencí klesají harmonické ztráty motoru, na druhou stranu ale také stoupají ztráty střídače. Proto je důležité najít optimální spínací frekvenci, při které bude součet harmonických ztrát motoru a spínacích ztrát střídače minimální. Na Obr. 23 jsou vidět výsledky ze simulace harmonických ztrát motoru s výkonem 2.8 kW a nominálních otáčkách 4500 ot/min. Se zvyšující se spínací frekvencí harmonické ztráty klesají a ztráty střídače naopak lineárně stoupají. Ze sečtení ztrát vyplývá, že pro tento konkrétní motor a střídač je optimální, ve smyslu nejnižších celkových ztrát, spínací frekvence 19 kHz.



Obrázek 23: Ztráty v závislosti na nosné frekvenci [31]

Určování optimální spínací frekvence je ale ještě o stupeň složitější. Pro dosažení různých pracovních podmínek je potřeba měnit modulační index a také velikost odebíraného proudu. Jak je již uvedeno v kapitole 5.2, harmonické zkreslení a z něj vyplývající harmonické ztráty jsou ovlivněné modulačním indexem. Proud na druhou stranu silně ovlivňuje ztráty střídače, viz kapitola 2.2. Ukázka odlišných pracovních podmínek je vidět na Obr. 24, kde při vyšší hodnotě proudu vznikají vysoké spínací ztráty, které nestačí vyrovnat harmonické ztráty snižující se se spínací frekvencí, a tudíž je optimální spínací frekvence pouze necelých 20 kHz. Na druhou stranu při nižším proudu a vysokém napětí jsou spínací ztráty velmi nízké oproti harmonickým, a tak je optimální frekvence téměř 80 kHz.

U vyšších spínacích frekvencí je ale třeba hledět i na to, že mohou vyvolat vyšší úroveň rušení do okolí (*EMC-electromagnetic compatibility*). Náchylnější jsou k tomu SiC měniče, které mají vysoké dV/dt , tedy vysokou rychlost změny napětí za čas.

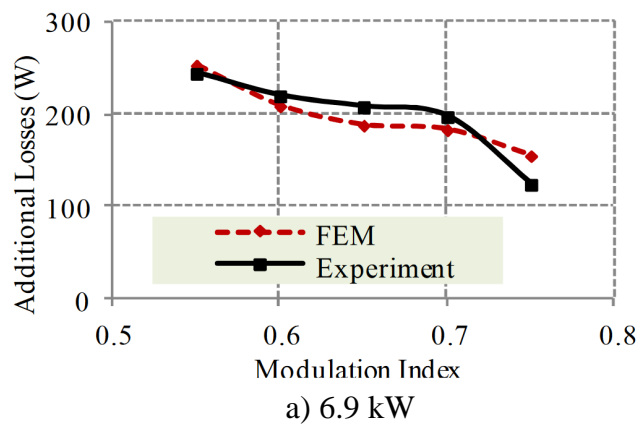
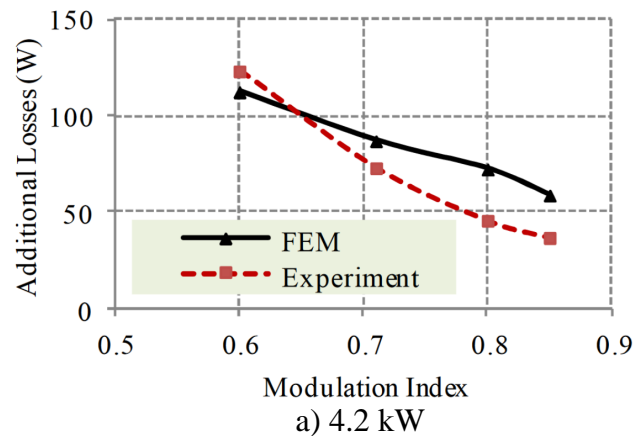


Obrázek 24: Optimální spínací frekvence pro různé pracovní podmínky, $V = 50 \text{ V}$, $I = 400 \text{ A}$ (vlevo), $V = 200 \text{ V}$, $I = 100 \text{ A}$ (vpravo) [15]

5.2 Modulační index

Další důležitou proměnnou je modulační index, tedy podíl hlavní harmonické složky modulovaného napětí na polovině stejnosměrného napájecího napětí. Ze simulace a experimentu v [20] vyplývá, že s modulačním indexem rostoucím od hodnoty 0.55 do 0.85 klesají harmonické ztráty, opět ale průběh silně záleží na parametrech motoru, viz Obr. 25 U motoru o výkonu 4.2 kW v daném rozmezí klesají ztráty s modulačním indexem téměř lineárně, u motoru o výkonu 6.9 kW se v rozmezí indexu

0.6-0.7 ztráty téměř nesníží, naopak po hodnotě 0.7 strmě klesají.

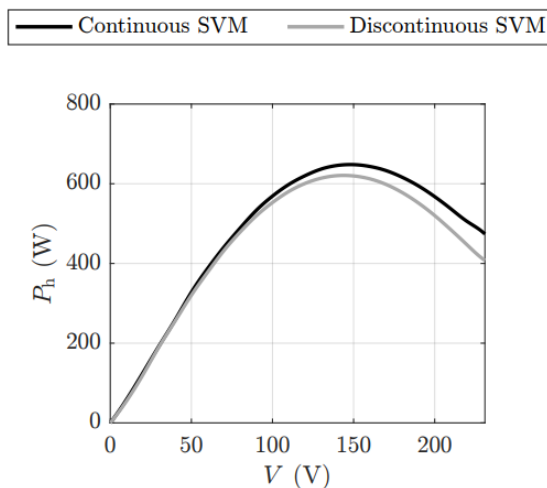


Obrázek 25: Harmonické ztráty v závislosti na velikosti modulačního indexu pro dva různé motory [20]

Jiný průběh závislosti byl simulačně nepřímo zjištěn pro motor o výkonu 93 kW a nominálních otáčkách 1500 ot/min v [15], viz Obr.26, kde harmonické ztráty stoupají spolu s modulačním indexem m do hodnoty přibližně $m = 0.75$ a poté klesají. Závislost byla naměřena pro větší rozsah, a to $m = 0$ až $m = 1.15$. Je velmi prudká, vzhledem k tomu, že se harmonické ztráty v závislosti na modulačním indexu změní z hodnoty blízké 0 až na přibližně 630 W.

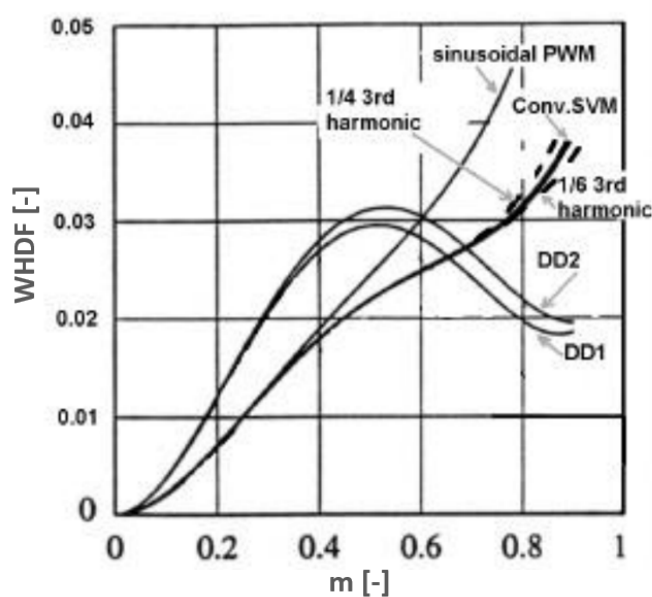
Na Obr. 26 je porovnání harmonických ztrát v závislosti na modulačním indexu pro spojitě a nespojitě metody při stejných spínacích ztrátách, tedy při spínací frekvenci dvojnásobné pro nespojitou metodu oproti spojitě, viz kapitola 2.3.5. Stejný tvar křivek by zůstal i po přepočtu napětí na modulační index ($m = 1.15$ při 230 V). Nižší ztráty vykazuje nespojitá metoda. Do zhruba 80 V rozdíl není téměř žádný, s rostoucím napětím se ale prohlubuje.

Na Obr. 27 je závislost váženého faktoru zkreslení (WHDF), viz kapitola 4, na



Obrázek 26: Harmonické ztráty v závislosti na napětí [15]

modulačním indexu pro různé modulační techniky. Graf by se dal rozdělit na dvě oblasti pod a nad modulačním indexem zhruba 0.7. Při modulačním indexu do 0.7 jsou výrazně lepší spojité modulační techniky a nad 0.7 zase nespojité. Sinusová pulzně šířková modulace po dosažení modulačního indexu 0.35 vykazuje oproti zbylým spojitým modulačním technikám o poznání vyšší faktor zkreslení.



Obrázek 27: Vážený faktor zkreslení v závislosti na modulačním indexu [29]

5.3 Zobecněná pulzně šířková modulace

Vzhledem k závěrům v předešlé podkapitole je zřejmé, že žádná z představených metod nemá nejlepší výsledky přes celou oblast modulačního indexu, a proto se nabízí možnost měnit modulační techniky podle aktuálního modulačního indexu pro co nejnižší zkreslení. Tento způsob se v angličtině nazývá *generalised PWM*, v překladu zobecněná pulzně šířková modulace [32].

Rozhodovací algoritmus lze rozšířit na komplexnější analýzu pracovních podmínek. V [15] byl vyvinut algoritmus, který volí jednak mezi spojitou a nespojitou modulační technikou, ale také hledá optimální spínací frekvenci. S každým krokem jsou počítány ztráty ve střídači, harmonické ztráty a je posuzována teplota polovodičových součástí, aby nedocházelo k přehřívání. Algoritmus je založen na principu *brute force* (hrubá síla) kvůli nelinearitě a celkové složitosti systému.

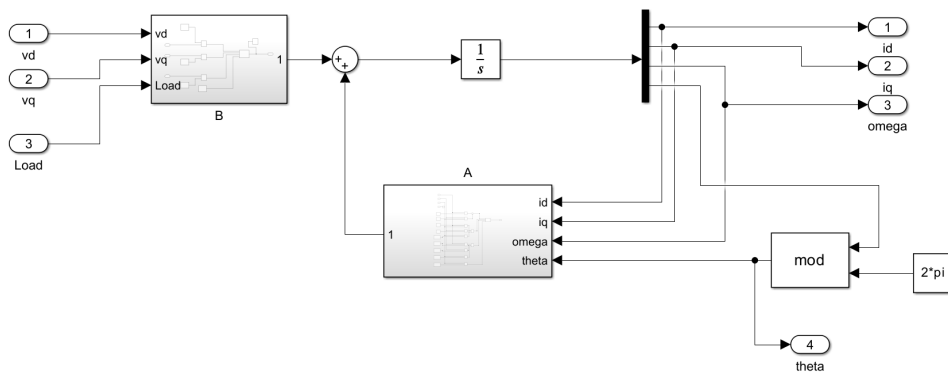
6 Simulace

6.1 Simulační model

Simulační model v Simulinku se skládá z modelu motoru, střídače a modulačních technik. Model synchronního motoru s permanentními magnety na Obr. 28 byl vytvořen pomocí rovnic a má stejné parametry jako motor v experimentální části. Jedná se o dynamický model PMSM vyjádřený v tzv. soustavě rotoru dq , který lze zapsat jako [1]

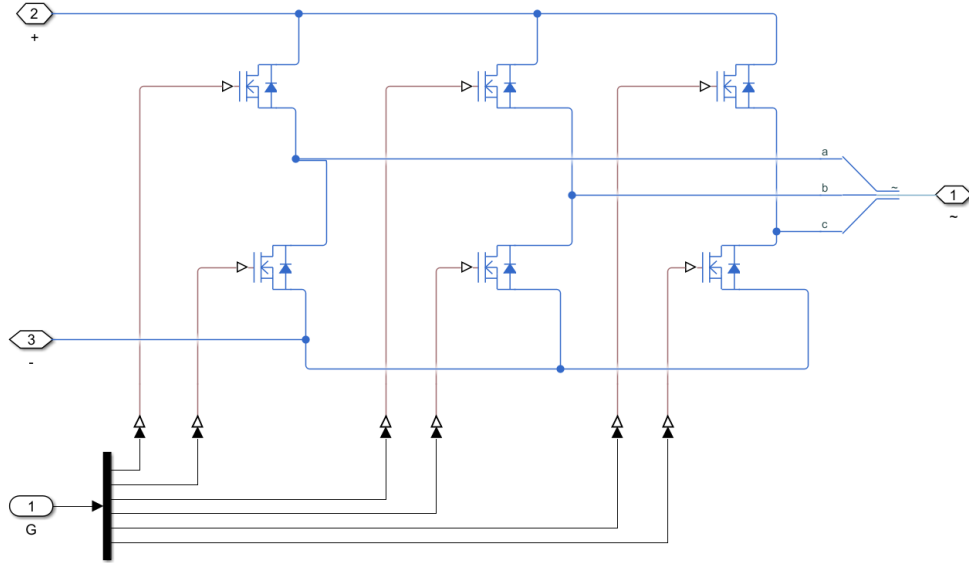
$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_d &= \frac{1}{L_d} (v_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \\ \frac{d}{dt}i_q &= \frac{1}{L_q} (v_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \lambda_m) \\ \frac{d}{dt}\omega_e &= \frac{3}{2J} \left(\frac{N_p}{2}\right)^2 [(L_d - L_q) i_d + \lambda_m] i_q - \frac{1}{J} B_m \omega_e - \frac{N_p}{2J} T_l \\ \frac{d}{dt}\theta_e &= \omega_e \end{aligned} \quad (42)$$

kde i_d a i_q , v_d a v_q , L_d a L_q jsou proudy, napětí a indukčnosti vyjádřené v soustavě rotoru dq ve stejném pořadí. λ_m je magnetický tok permanentních magnetů, R_s je odpor statorového vinutí, ω_e je elektrická úhlová rychlost rotoru, θ_e je elektrická úhlová poloha rotoru, N_p je počet polů rotoru, J je setrvačnost rotoru, B_m je odpor v ložiskách a T_l je moment zátěže. Třífázové napětí je převedeno do soustavy dq pomocí Parkovo transformace a výstupní proudy jsou převedeny z dq do třífázové soustavy pomocí inverzní Parkovo transformace.



Obrázek 28: Simulační model motoru

Pro modelování střídače byly využity zabudované bločky *MOSFET (Ideal, Switching)* ze Simscape, viz Obr. 29.



Obrázek 29: Simulační model střídače

Modelování modulačních technik se skládalo ze dvou hlavních částí. Nejprve bylo potřeba namodelovat průběh referenčního napětí (tvar vln). U sinusové pulzně šířkové modulaci (SPWM) jsou to sinusové vlny. Modulace s přičtením třetí harmonické složky (THIPWM) spočívá vytvoření vln pro referenci v pouhém přičtení sinusové vlny o trojnásobné frekvenci a amplitudě například 1/6 hlavní vlny, viz 2.3.3. Při zpětnovazební regulaci by to ale znamenalo měřit frekvenci, amplitudu a sledovat fázi požadovaného napětí. Existuje jednodušší a efektivní způsob, a to použití rovnic, které z referenčního napětí v $\alpha\beta$ soustavě vytvoří požadovanou vlnu obohacenou o třetí harmonickou složku [33].

$$v_a = \frac{2}{3}v_\alpha - \frac{v_\alpha v_\alpha^2 - 3v_\beta^2}{9 v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (43)$$

$$v_b = -\frac{1}{3}v_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3}v_\beta - \frac{v_\alpha v_\alpha^2 - 3v_\beta^2}{9 v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (44)$$

$$v_c = -\frac{1}{3}v_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{3}v_\beta - \frac{v_\alpha v_\alpha^2 - 3v_\beta^2}{9 v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (45)$$

Vytvoření vlny pro prostorově vektorovou modulaci (SVM) se běžně dělá tak, že se nejprve určí sektor, ve kterém se nachází fázor napětí. Podle toho se vypočítávají poměrné časy sepnutí jednotlivých tranzistorů v daném sektoru. Pomocí těchto poměrných časů se vytvoří průběhy vln. Alternativně lze generování SVM vlny uchopit jako přičtení trojúhelníkové vlny o trojnásobné frekvenci k sinusové vlně

o základní frekvenci, viz. Obr. 12. Pak lze jejich vlny (střídý) získat z následujících rovnic [34].

$$d_a = \frac{1}{2} + \frac{v_a^*}{V_{dc}} - \frac{1}{2V_{dc}}[\max(v_a^*, v_b^*, v_c^*) + \min(v_a^*, v_b^*, v_c^*)] \quad (46)$$

$$d_b = \frac{1}{2} + \frac{v_b^*}{V_{dc}} - \frac{1}{2V_{dc}}[\max(v_a^*, v_b^*, v_c^*) + \min(v_a^*, v_b^*, v_c^*)] \quad (47)$$

$$d_c = \frac{1}{2} + \frac{v_c^*}{V_{dc}} - \frac{1}{2V_{dc}}[\max(v_a^*, v_b^*, v_c^*) + \min(v_a^*, v_b^*, v_c^*)] \quad (48)$$

Nespojité modulace byly vytvořeny pomocí výpočtu střídý (*duty cycle*) podle aktuálního sektoru. Základem bylo vypočítat střídý pro metody, které využívají jen jeden nulový vektor. Poté se využilo skutečnosti, že zbylé nespojité metody lze získat přepínáním podle úhlu fázoru napětí mezi metodou DPWMMIN, která používá pouze nulový vektor 000, a mezi metodou DPWMMAX, která využívá nulový vektor 111. Postup je podrobněji popsán v [16].

Druhou částí bylo vymodelování nosné vlny, případně použití PWM. Pro SVM a nespojité modulace se výhradně používá středově zarovnaná pulzně šířková modulace, díky které je zajištěn minimální nutný počet sepnutí [14].

Funkčnost všech namodelovaných modulačních technik byla ověřena i při zpětno-vazební regulaci, kdy se referenční napětí počítá z veličin ve zpětné vazbě, a tak může být zašuměné.

6.2 Výsledky simulace

Byla provedena simulace při zastaveném rotoru. Rotor byl zastaven pomocí zvýšení momentu setrvačnosti z 0.0001 na 0.1 Kgm² a koeficientu tření v ložiskách z 8.2 · 10⁻⁵ na 8.2 · 10¹.

Simulace a měření proběhlo tak, aby bylo možné provést co nejpřesnější porovnání jednotlivých modulačních technik. Hodnota modulačního indexu tak byla pro všechna měření nastavena na hodnotu 0.7, kdy mají všechny techniky přibližně stejný faktor harmonického zkreslení, viz Obr. 27. Tímto se zajistilo, že z pohledu modulačního indexu mají všechny metody rovné podmínky. Dále na výstupu byla udržována konstantní efektivní hodnota proudu, a to 2.6 A, která byla vybrána jako nejvyšší možná hodnota, které je možné dosáhnout při všech měřených frekvencích a maximálním napětí na DC zdroji. Při konstantním napájecím napětí a se zvyšující se základní frekvencí klesá efektivní hodnota proudu, která podle zkušenosti z měření

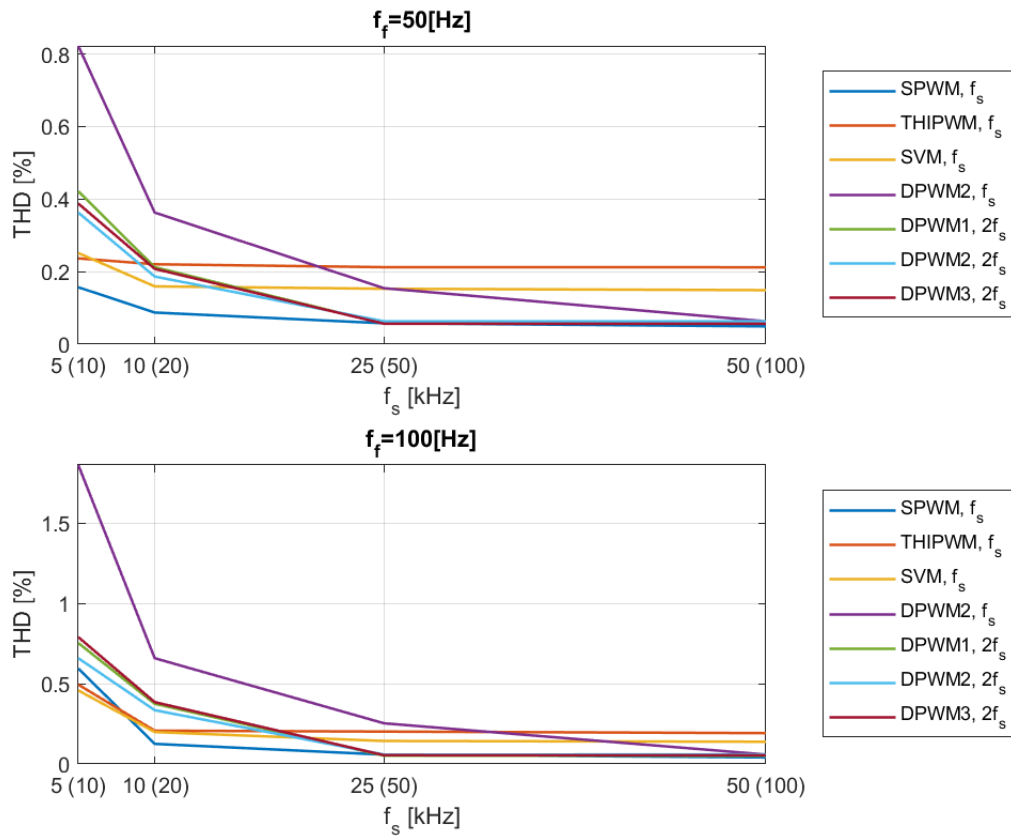
ovlivňuje kvalitu jeho zaznamenání. Z toho důvodu bylo během měření nastavováno napájecí napětí tak, aby efektivní hodnota proudu byla pro všechna měření stejná. Velikost napájecího napětí nemá vliv na harmonické zkreslení proudu. Při měření se zastaveným rotorem bylo maximální dostupné napětí na DC zdroji 30 V a při nastavení maximální měřené základní frekvence 416 Hz byla efektivní hodnota proudu rovna 2.6 A.

Postupně byla nastavována frekvence referenčního napětí na hodnoty 50, 100, 200, 300 a 416 Hz, tedy od nízkých otáček až po jmenovité. Spínací frekvence byla nastavována pro spojitě metody na hodnoty 5, 10, 25 a 50 kHz a pro nespojitě dvojnásobná, tedy 10, 20, 50 a 100 kHz. Dvojnásobek spínací frekvence umožňuje porovnání harmonického zkreslení při stejných spínacích ztrátách, viz kapitola 2.3.5. Navíc bylo provedeno měření vybrané nespojitě metody jak pro dvojnásobné spínací frekvence, tak i pro ty jednonásobné pro lepší porovnání metod.

Simulace i měření proběhly pro celkem 6 modulačních technik, tři spojitě (SPWM, THIPWM a SVM) a tři nespojitě (DPWM1, DPWM2 a DPWM3). V souhrnu lze tedy říci, že bylo proměřeno 6 z celkem 9 uvedených metod z kapitoly 2.3. Vynechány byly 3 nespojitě metody, a to DPWMMAX, DPWMMIN a DPWM0. První dvě zmíněné nerovnoměrně zatěžují tranzistory v jednotlivých větvích a zároveň kvůli nesymetrickému sdruženému napětí mívají vyšší harmonické zkreslení. Metoda DPWM0 není vhodná pro daný typ zátěže. Vzhledem k indukčnosti motoru bývá proud opožděn za napětím, kdežto uvedená metoda je vhodná naopak pro případ, kdy proud předchází napětí.

Vyhodnocení spočívalo v použití funkce *THD* v MATLABu pro zaznamenané proudy na výstupu střídače. THD bylo vyhodnoceno pro prvních 50 harmonických složek. Výsledky jsou na obrázcích 30 a 31. Na ose *x* jsou uvedené dvě hodnoty spínací frekvence, první je pro spojitě metody a hodnota v závorce je pro nespojitě metody. Pro shrnutí harmonického zkreslení napříč základními a spínacími frekvencemi jsou na obrázcích 32 a 33 mapy zkreslení zvláště pro jednu spojitou (SVM) a jednu nespojitou (DPWM2) metodu.

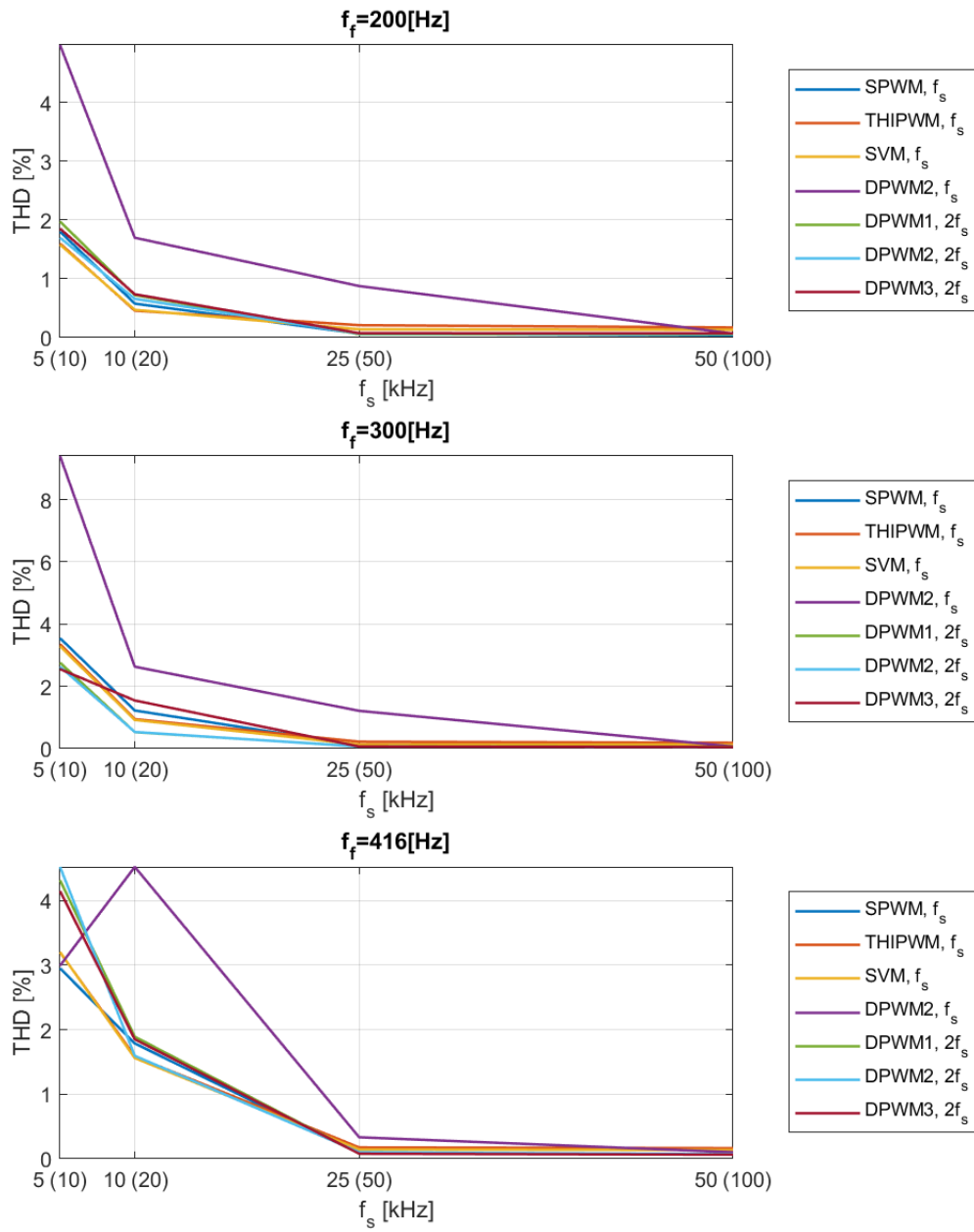
Výsledky ze simulace dopadly podle očekávání. S rostoucí spínací frekvencí klesá harmonické zkreslení. Klesání se ale pro většinu metod zastaví, vzhledem k tomu, že THD dosáhne velmi nízkých hodnot, které se už jen stěží překonávají. Výrazně odlišná je nespojitá metoda při nižších spínacích frekvencích, která má znatelně vyšší THD, což ale může kompenzovat nižšími spínacími ztrátami. Nejlepších výsledků dosahují nespojitě metody a spojitě metoda SPWM. Naopak překvapivý je průběh



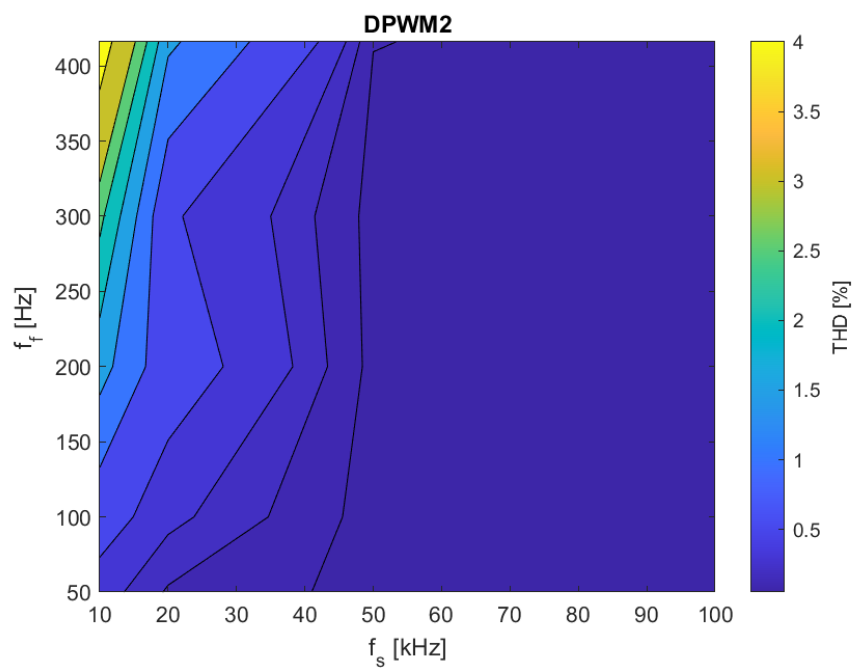
Obrázek 30: THD ze simulace pro základní frekvenci 50 a 100 Hz

THD pro spojité metody SVM a THIPWM při nižších základních frekvencích, kdy jsou téměř konstantní přes celý rozsah spínacích frekvencí. Zároveň nedosáhnou tak nízkých hodnot zkreslení jako ostatní metody.

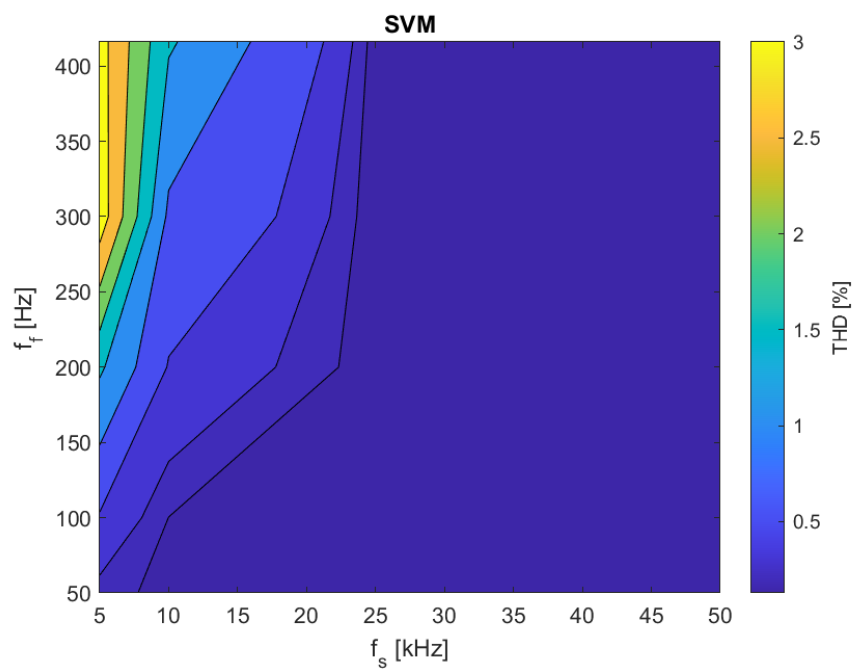
Mapy zkreslení ve shrnutí ukazují, že k nejvyššímu zkreslení dochází u vysokých základních frekvencí a nízkých spínacích, tedy potvrzují, že nižší počet pulzů na vlnu vede k horšímu prokreslení.



Obrázek 31: THD ze simulace pro základní frekvence 200, 300 a 416 Hz



Obrázek 32: Mapa THD pro DPWM2 (simulace)



Obrázek 33: Mapa THD pro SVM (simulace)

7 Měření

7.1 Měření proudu se zastaveným rotorem

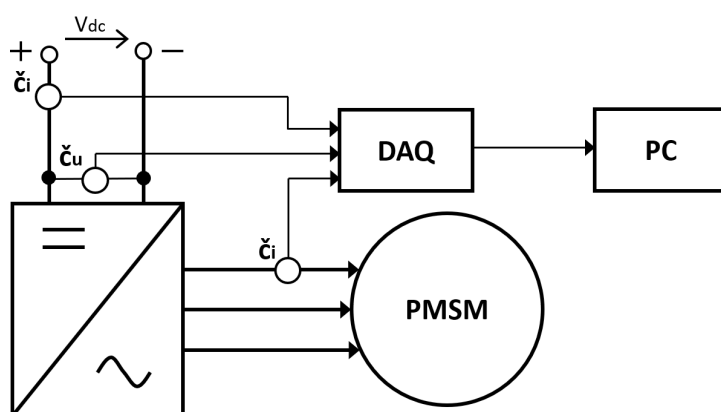
Měření se zastaveným rotorem má tu výhodu, že není nutné dodatečné řízení, tedy skalární ani zpětnovzební.

Pro měření harmonického zkreslení při použití různých modulačních technik byly použity dva střídače *CSD18540Q5B* (60-V, N-Channel NexFET™ Power MOSFETs) a *LMG5200* (80-V, 10-A GaN Half-Bridge Power Stage) spolu s digitálním signálovým procesorem *TI LAUNCHXL-F280049C* a motorem s permanentními magnety *2AML406B-S*, viz tabulka 1. Rotor byl zastaven pomocí svěráku, viz Obr. 35.

označení motoru	2AML406B-S
typ konstrukce	SPMSM
jmenovitý moment	1.2 Nm
jmenovitý proud	12.2 A
jmenovité otáčky	25 000 min^{-1}
jmenovitý výkon	3 140 W
počet pólů	2

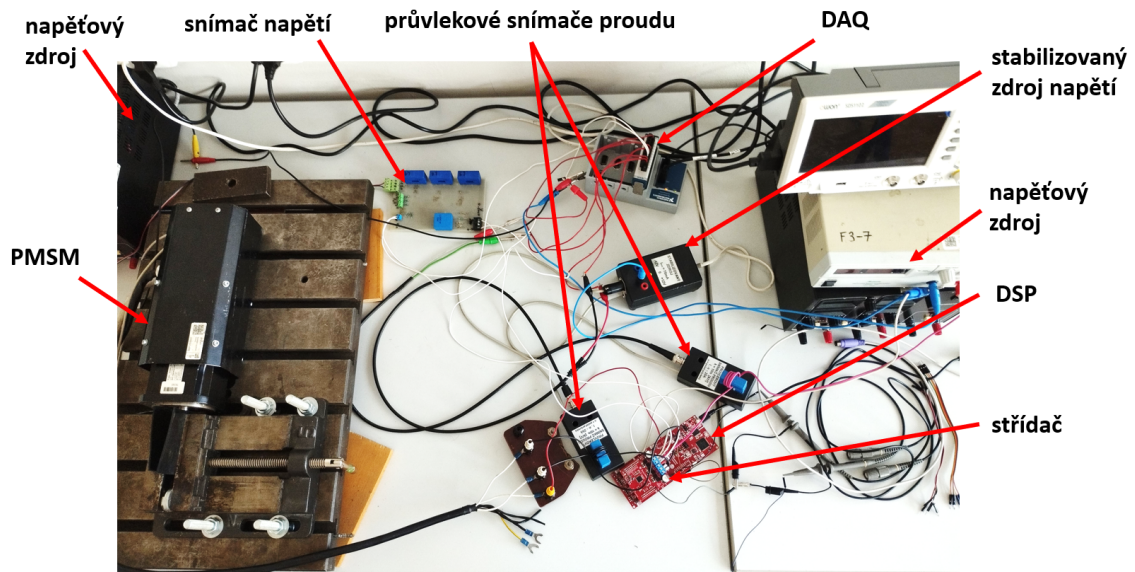
Tabulka 1: Parametry motoru

Měření proudu proběhlo za pomoci průvlekových senzorů *LEM LA 55-P* na vstupu a na výstupu střídače. Dále byl použit senzor napětí *LEM LV 25-P* na vstupu a systém pro sběr dat *NI cDAQ-9174* spolu s modulem *NI 9215*. Schématické zapojení je na Obr. 34, reálné zapojení pak na Obr. 35.



Obrázek 34: Schéma zapojení

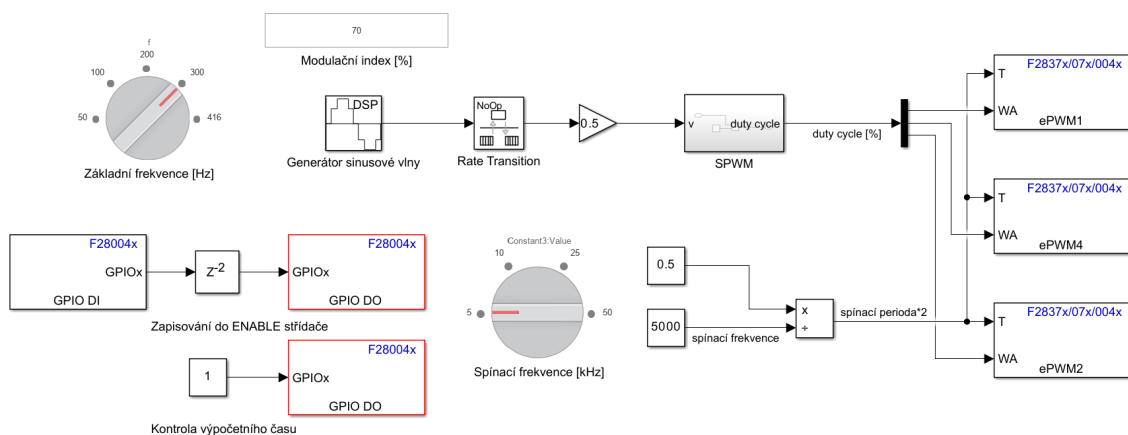
Měření probíhalo stejně jako simulace, viz kapitola 6.2.



Obrázek 35: Laboratorní zapojení

7.1.1 Model pro ovládání měření

Měření proběhlo pomocí modelu v *Simulinku*, viz Obr. 34. Simulink obsahuje doplňky, které umožňují uživatelsky přívětivé programování mikrokontrolerů od Texas Instruments. Model se skládá z generátoru sinusových vln, bloku s modulační technikou, tří bloků pro PWM moduly a ovládacích prvků, pomocí kterých je možné při spuštěném programu nastavovat základní a spínací frekvenci a modulační index. Dále bylo do modelu zahrnuto zapisování do pinu pro povolení (ENABLE) fungování střídače. Byl k tomu použit pin pro vstup, na který bylo připojeno napětí. Poslední částí modelu je trvalé zapisování 1 do pinu, který je nastaven na "toggle". Zapojením pinu na osciloskop tak je možné sledovat výpočetní frekvenci modelu, což bylo přínosné hlavně při ladění modelu.

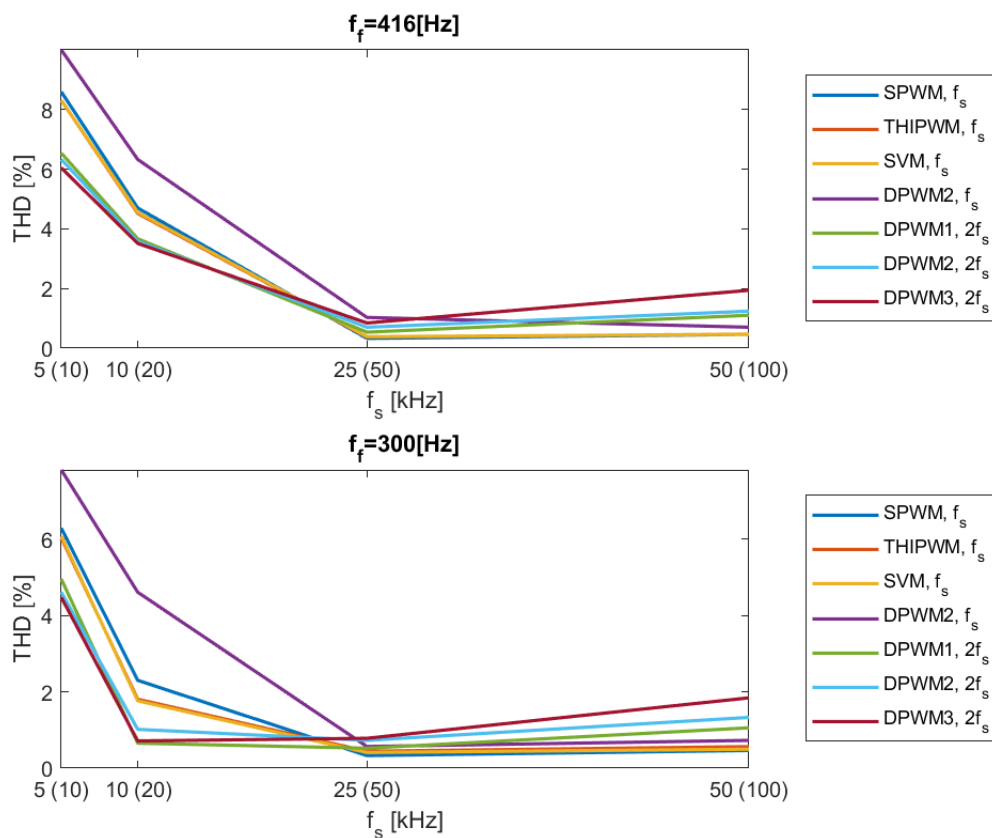


Obrázek 36: Model v Simulinku pro ovládání měření

Při sériové komunikaci pomocí režimu Monitor&Tune byl nastaven nejmenší možný vzorkovací krok na $10 \mu\text{s}$, ale naměřený výpočetní krok měl velikost $40 \mu\text{s}$. Posledním důležitým parametrem byla ochranná doba tranzistorů. Pro křemíkový střídač nebyla ochranná doba zadána vzhledem k tomu, že ji zajišťuje samotný driver, a to na 52 ns . GaN střídač ji sám nenastavuje, a proto byla podle doporučení v technické dokumentaci nastavena na 10 ns .

Ukládání měřených hodnot proběhlo za pomoci systému pro sběr dat *NI cDAQ-9174* s připojeným modulem *NI 9215* a programem vytvořeného v LabVIEW. Jednotlivé záznamy z měření mají délku 3 s a jsou vzorkovány frekvencí 100 kHz .

7.1.2 Výsledky měření s Si MOSFET střídačem

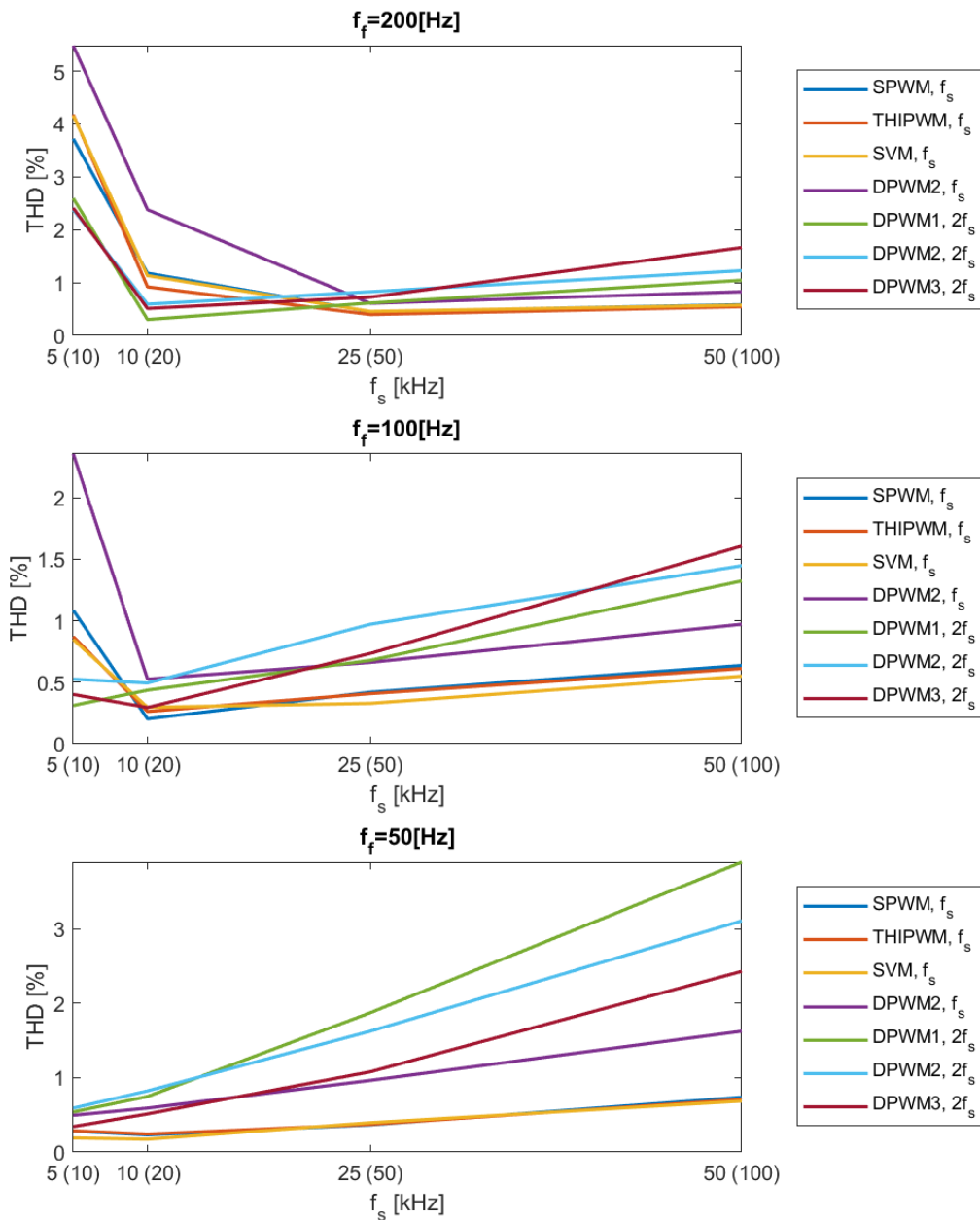


Obrázek 37: Velikost THD pro základní frekvence 300 a 416 Hz

Proud změřený na výstupu střídače byl podroben harmonické analýze. V MATLABu byla použita zabudovaná funkce *THD* pro prvních 50 harmonických složek.

Výsledek měření proudu pro základní frekvence 300 a 416 Hz je na Obr. 37. Hodnoty na ose x v závorkách jsou pro nespojitě metody. Závislost celkového harmonického zkreslení na spínací frekvenci f_s má u obou frekvencí průběh podle očekávání v intervalu $f_s = 5(10)$ až $f_s = 25(50) \text{ kHz}$, kdy klesá. Hodnoty při nejvyšší měřené

spínací frekvenci 50 kHz, resp. 100 kHz pro nespojité metody, naopak lehce vzrostly oproti nižší spínací frekvenci.

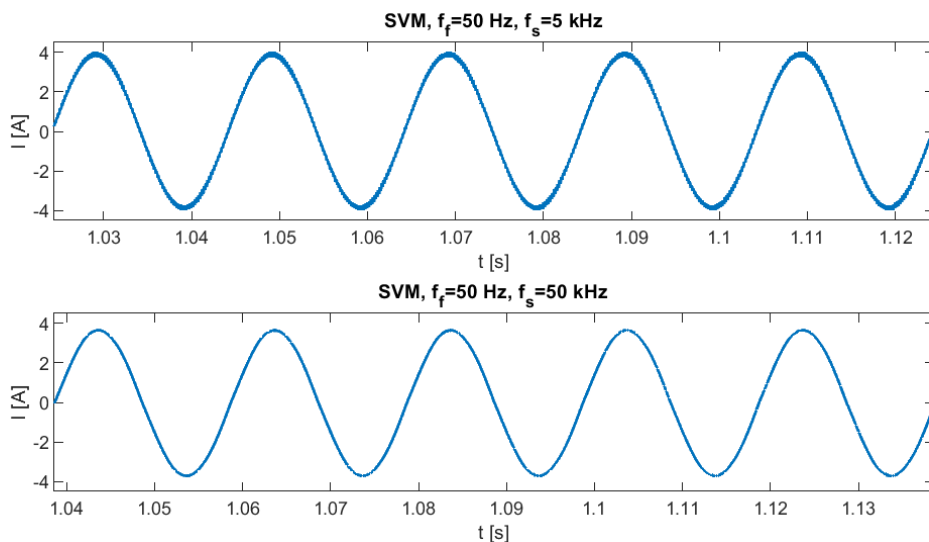


Obrázek 38: Velikost THD pro základní frekvence 50, 100 a 200 Hz

V grafech na Obr. 37 a38 je vidět jasný rozdíl mezi spojitými a nespojitými modulacemi. Spojité mají vyšší zkreslení při nižších frekvencích a naopak nespojité při vyšších. Mezi spojitými metodami nelze jasně vybrat nejlepší, jelikož mají velmi podobný průběh. Nespojité metody mezi sebou mají o něco větší rozdíly hlavně při základní frekvenci 300 Hz. Zajímavý je průběh DPWM2, který byl naměřen jak pro dvojnásobné frekvence, tak pro jednonásobné. Do spínací frekvence 25 kHz je zkreslení jasně horší oproti všem ostatním modulacím, při vyšších spínacích frekvencích

je tomu vzhledem k ostatním nespojitým modulacím naopak.

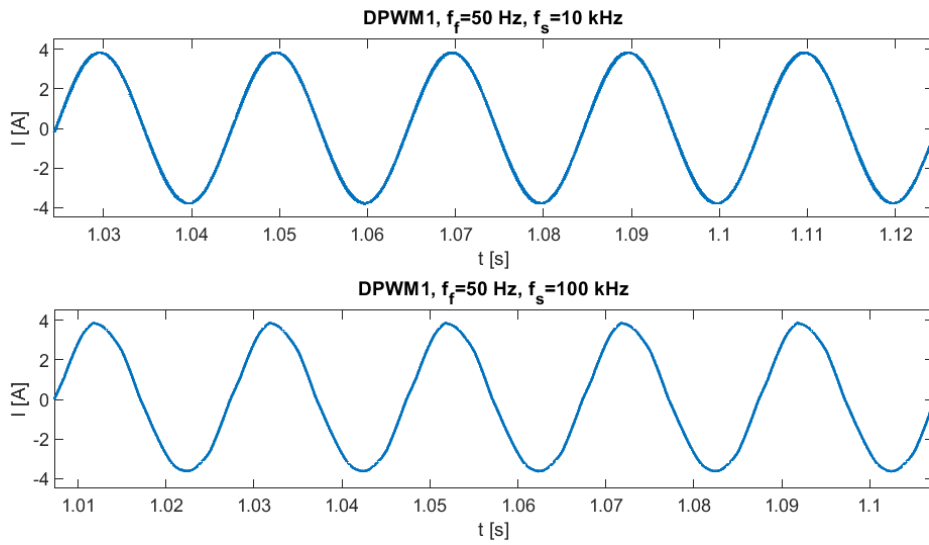
U základní frekvence 200 Hz je průběh spojitých metod stále ještě podle očekávání, u nespojitých ale dochází ke zřetelnému nárůstu zkreslení s vyššími frekvencemi, což je v rozporu s teorií a simulací. Fenomén zvyšování harmonického zkreslení se ještě zřetelněji projevuje u nižších základních frekvencích, navíc i pro spojitě metody. Dalo by se říct, že čím vzdálenější je základní frekvence od nominální, tím více se s vysokými spínacími frekvencemi zhoršuje zkreslení. Pro lepší prozkoumání překvapivého výsledku jsou na obrázcích 39 a 40 zobrazeny naměřené průběhy proudu pro jednu spojitou a jednu nespojitou při základní frekvenci 50 Hz a krajních spínacích frekvencích. U spojitě modulační odůvodnění vyššího THD při vysoké spínací frekvenci není zřetelné. U nespojitě metody je ale při vyšší spínací frekvenci vidět deformace vlny.



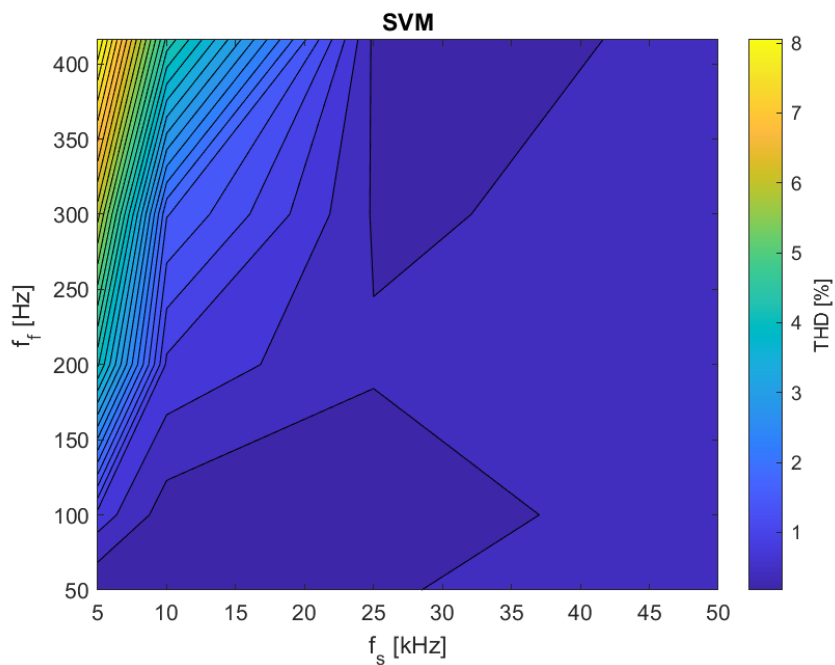
Obrázek 39: Naměřený fázový proud pro SVM při základní frekvenci 50 Hz a spínací 5 a 50 kHz

Pro shrnutí harmonického zkreslení jsou na obrázcích 41 a 42 zobrazeny mapy celkového harmonického zkreslení pro dvě vybrané metody, jednu spojitou a jednu nespojitou, které vhodně reprezentují své skupiny. Podle teorie by na mapách měl být vidět táhlý, ale jasný přechod od vyššího zkreslení u nižších spínacích frekvencí po nižší zkreslení u vyšších spínacích frekvencí.

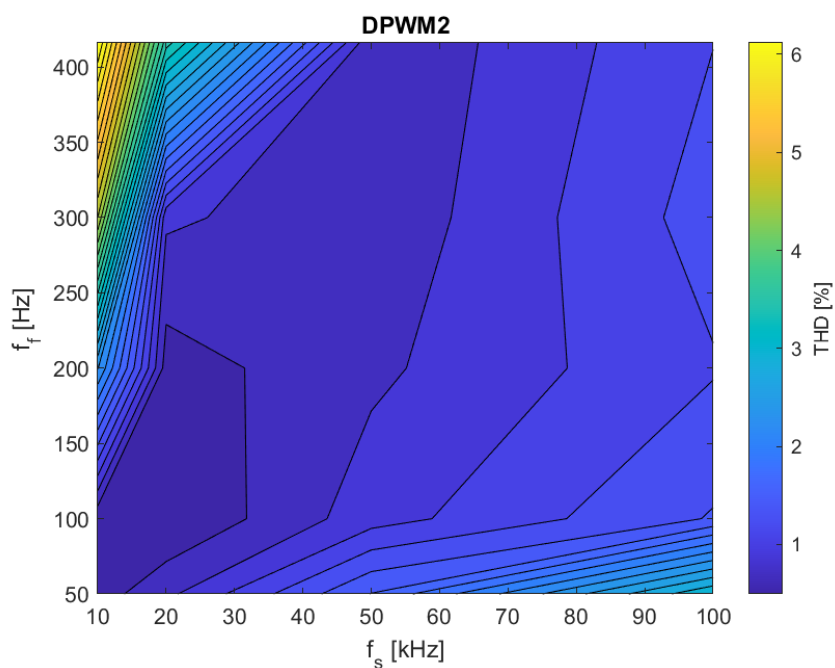
Na následujícím Obr. 43 je vidět mapa porovnání THD pro metodu SVM a DPWM2. Z grafu plyne rozdělení, při kterých frekvencích je vhodnější spojitá a při kterých nespojitá modulační.



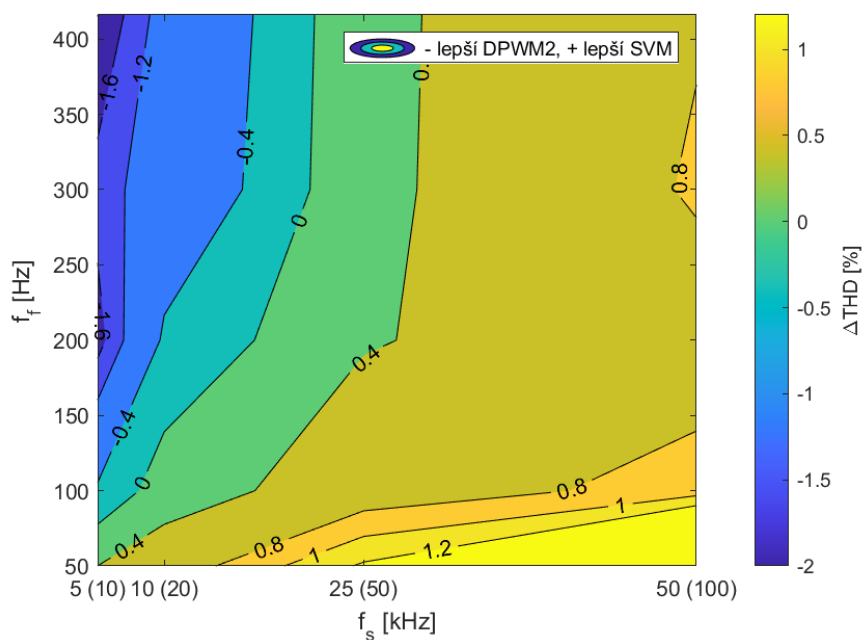
Obrázek 40: Naměřený fázový proud pro DPWM1 při základní frekvenci 50 Hz a spínací 10 a 100 kHz



Obrázek 41: Mapa THD pro SVM



Obrázek 42: Mapa THD pro DPWM2



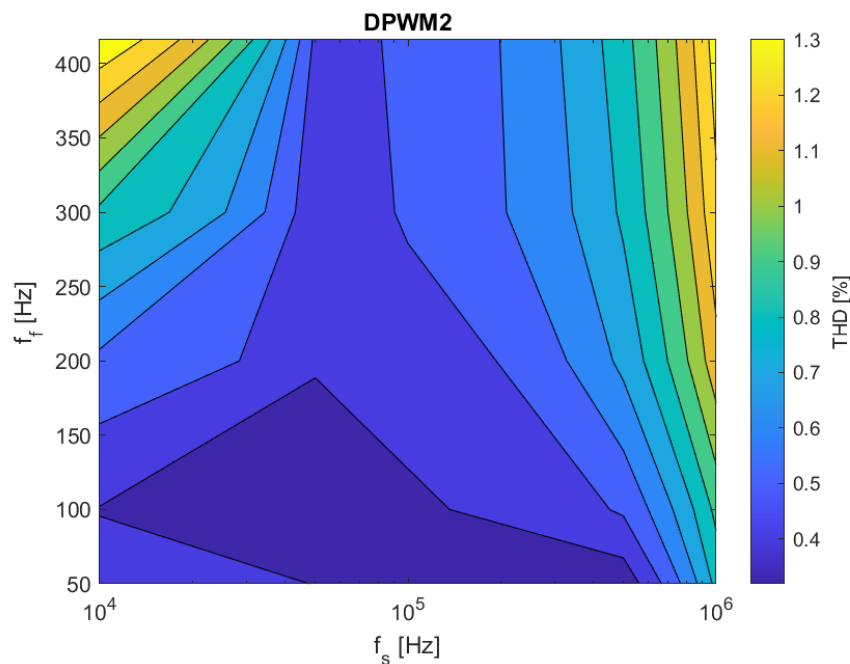
Obrázek 43: Mapa rozdílu THD pro SVM a DPWM2 (při záporných hodnotách má nižší THD DPWM2 a při kladných naopak SVM)

7.1.3 Výsledky měření s GaN FET střídačem

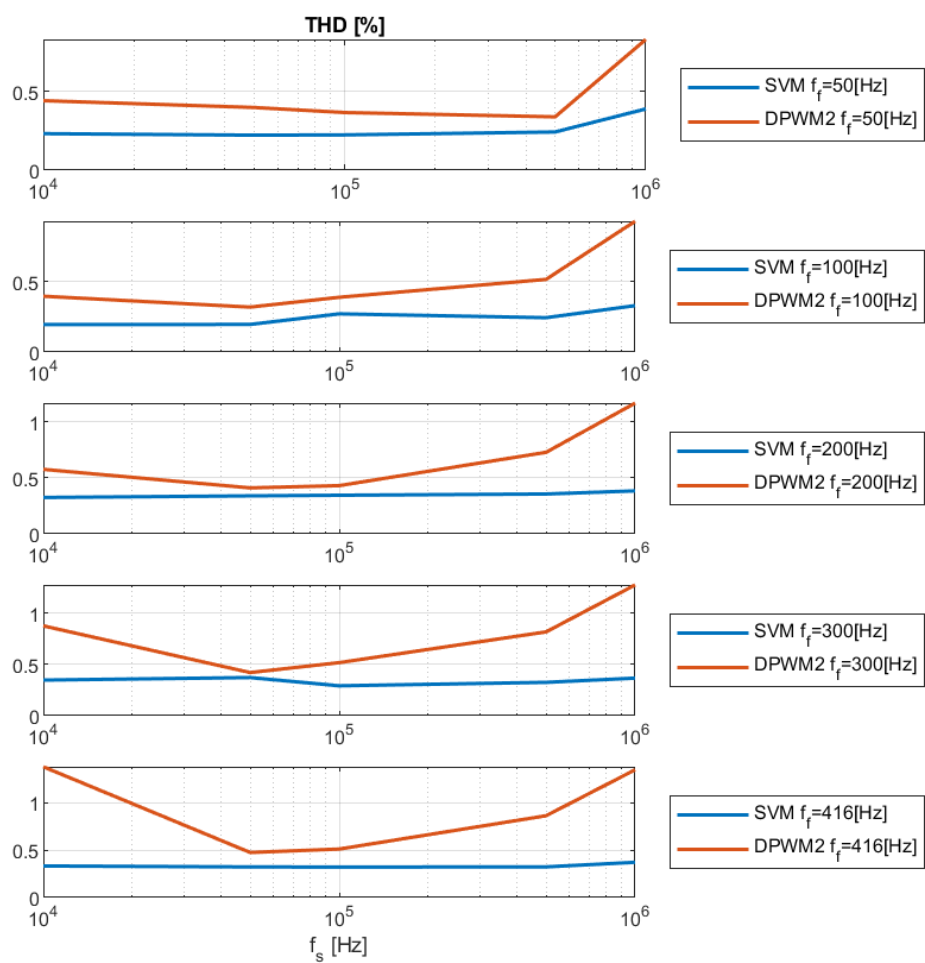
Gallium nitride (GaN) tranzistory nabízí oproti křemíkovým tranzistorům nižší spínací ztráty a možnost využití vyšších spínacích frekvencí.

Měření proběhlo pro stejné hodnoty základní frekvence jako při měření s křemíkovým tranzistorem, ale spínací frekvence byly podstatně zvýšeny na 0.01, 0.05, 0.1, 0.5 a 1 MHz. Pro lepší přehlednost byly grafy vytvořeny s osou x v logaritmických souřadnicích.

Z Obr. 45 je zřejmé, že nespojitá modulace DPWM2 při žádné základní ani spínací frekvenci nepodala lepší výsledek jak spojitá modulace SVM. Nejnižší THD dosahovala v blízkosti spínací frekvence 500 kHz, viz mapa na Obr. 42. I v tomto měření se hlavně u nespojité modulace částečně projevilo stoupání THD s rostoucí spínací frekvencí. Pro spojitou modulaci není potřeba vytvářet mapu zkreslení vzhledem k tomu, že její výsledky jsou velice konstantní přes všechny frekvence, pohybují se ve velmi nízkých hodnotách mezi 0.2 až 0.4 procenty.



Obrázek 44: Mapa THD pro DPWM2 v logaritmických souřadnicích

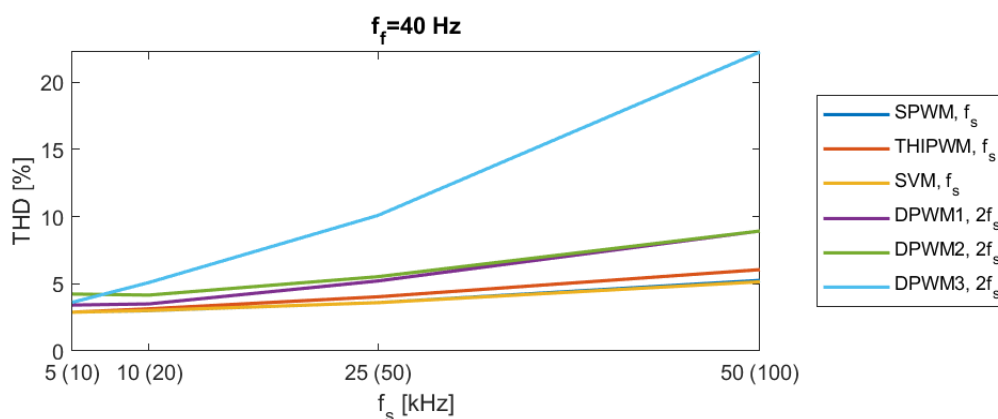


Obrázek 45: THD pro měření s GaN střídačem v logaritmických souřadnicích

7.2 Měření proudu naprázdno bez zatížení

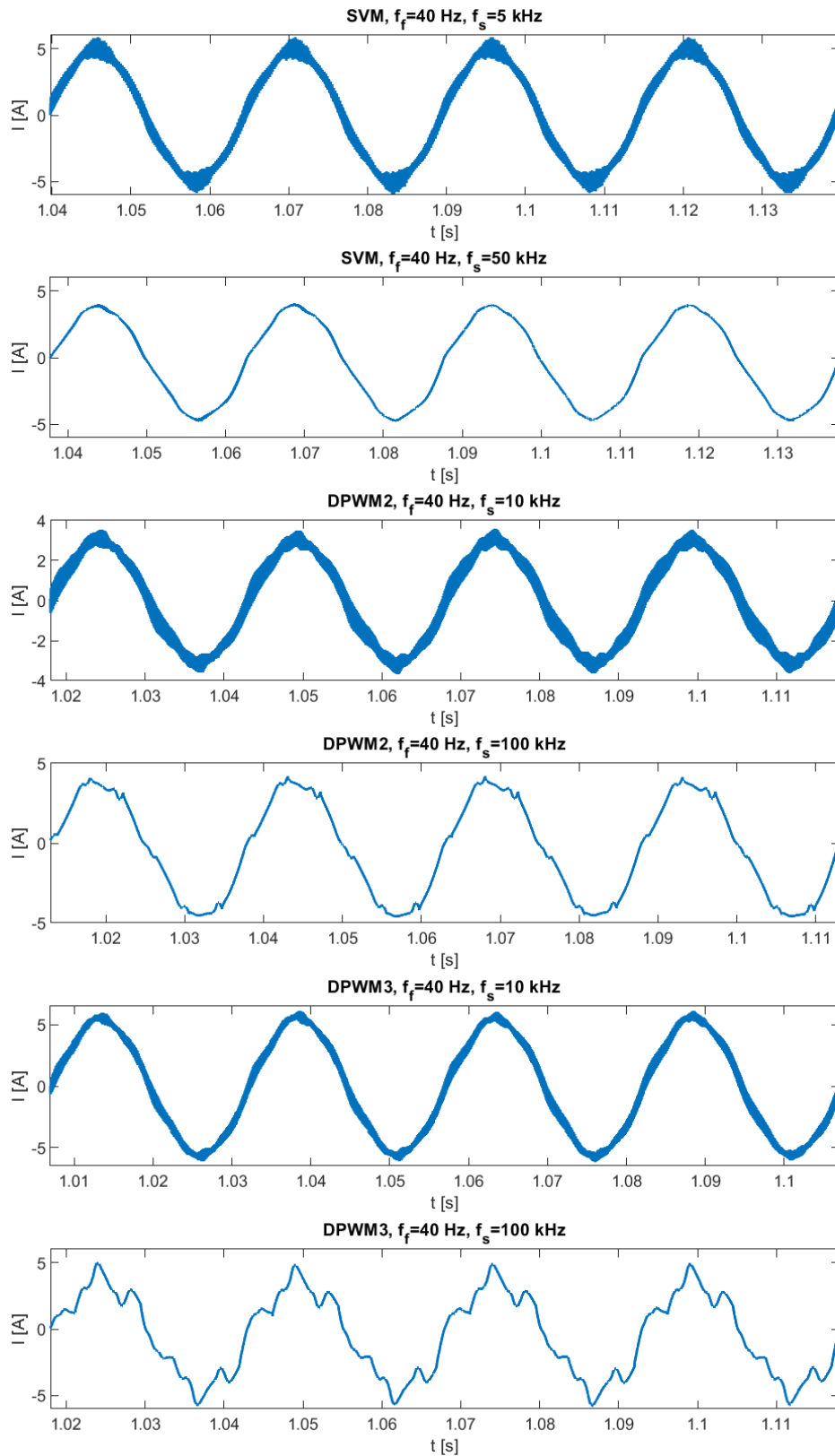
Jako další bylo provedeno měření s nezastaveným rotorem. Měření proběhlo pouze pro základní frekvenci 40 Hz kvůli napěťovému omezení střídače. Dané frekvence bylo dosaženo souběžnou změnou frekvence a napětí (skalární řízení). Skalární řízení bylo zvoleno z toho důvodu, že oproti zpětnovazebnímu řízení není referenční napětí ovlivněno nastavením PI regulátorů a šumem ve zpětné vazbě. Efektivní hodnota proudu na výstupu ze střídače byla při měření 3 A.

Harmonické zkreslení opět se spínací frekvencí roste, u spojitých metod mírněji jak u nespojitých, jak je vidět na Obr. 46. Zkreslení celkově dosahuje vyšších hodnot jak při měření se zastaveným rotorem, a to zhruba o 4 %. Překvapivý je výrazný rozdíl v průbězích nespojitých modulací, kdy metoda DPWM3 dosahuje THD až 22 %, tedy o přibližně 13 % více jak ostatní nespojité metody. Důvodem k tomu je pravděpodobně chyba v modelu pro ovládání měření.

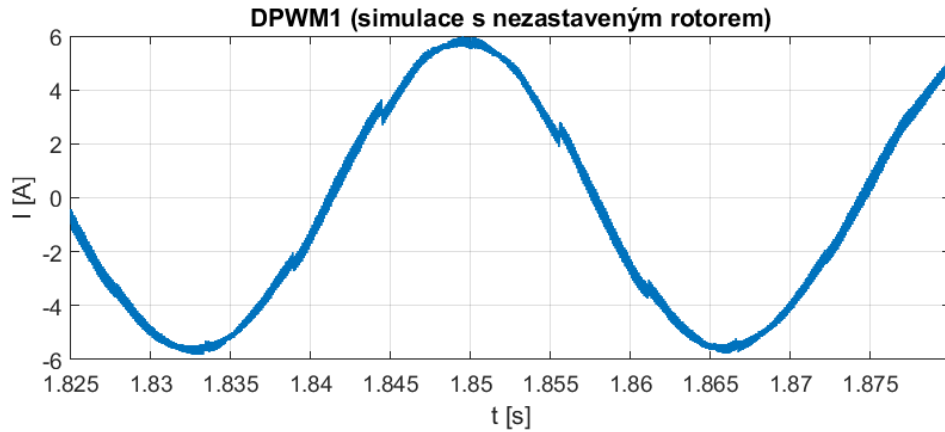


Obrázek 46: Měření s nezastaveným rotorem

U nespojitých modulací se při vysoké spínací frekvenci objevily pravidelné znatelné předěly. Totéž, jen v mírnější podobě, se projevilo i při simulaci s nezastaveným rotorem, viz Obr. 48. Předěly se objevily vždy v místech odpovídajících ostrým předělům modulačních vln, které jsou pro nespojité modulace typické. Při zastaveném rotoru k nim nedochází. Zůstává otázkou, zda se předěly vyhladí při zatížení motoru, nebo jestli budou způsobovat zvlnění otáček.



Obrázek 47: Proud při měření s nezastaveným rotorem



Obrázek 48: Proud při simulaci metody DPWM1 s nezastaveným rotorem

7.3 Měření impedance pro zjištění harmonických ztrát

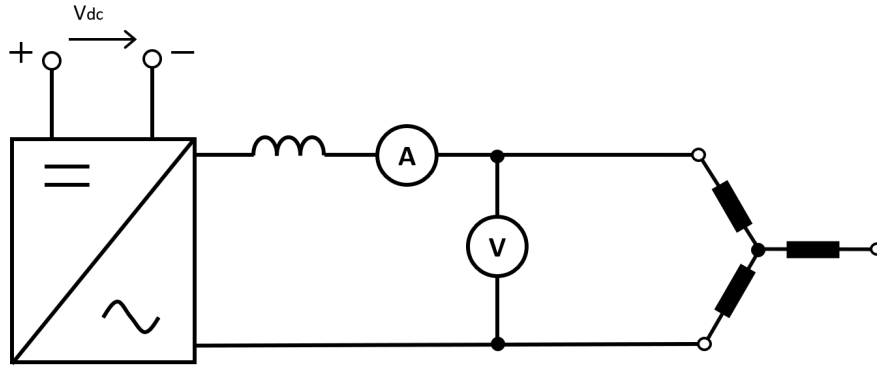
Východiska možnosti odhadu harmonických ztrát pomocí měření impedance se nachází v kapitole 4.3.

Smysl měření je takový, že motor bude napájen sinusovým napětím. Proud a napětí budou měřeny příslušnými senzory zmíněnými v kapitole 7.1. Po menších krocích bude zvyšována frekvence napájení a zaznamenají se hodnoty proudu a napětí. Měření impedance slouží k tomu, aby se zmapovaly její hodnoty v závislosti na frekvenci napájecího napětí. Změřené hodnoty pak lze použít pro výpočet faktoru ztrát, který přiřadí jednotlivým harmonickým složkám napětí jejich dopad na velikost způsobených ztrát. V ideálním případě by se pro účely této práce měly naměřit hodnoty pro škálu frekvencí až do nejvyšší harmonické frekvence, pro kterou bude prováděna harmonická analýza. Tato frekvence lze vypočítat jako součin nejvyšší měřené základní frekvence f_{fmax} s počtem harmonických složek N_{harm} , pro které je prováděna analýza.

$$f_m = f_{fmax} N_{harm} = 416 \cdot 50 = 20800 Hz \quad (49)$$

Vzhledem k tomu, že pro měření nebyl dostupný vhodný zesilovač pro zesílení signálu z generátoru ideálního sinusového napětí, proběhlo měření při neideálních podmínkách. Jako generátor sinusových vln posloužil IGBT střídač v zapojení s tlumivkou pro vyhlazení, viz Obr. 49.

Dalším problémem bylo omezené frekvenční pásmo, ve kterém je použitý snímač napětí schopen spolehlivě měřit napětí. Napěťový snímač LEM LA 55-P je primárně určen pro 50 Hz síť, tudíž se se zvyšujícími frekvencemi zhoršuje jeho linearita a dochází k



Obrázek 49: Schéma zapojení měření impedance

potlačení amplitudy skutečného měřeného napětí. Experimentálně za pomoci ideálního zdroje sinusového napětí byl změřen jeho aplikační rozsah frekvencí. Měření proběhlo pro frekvenci 50 až 1100 Hz, tudíž bude možné vyhodnotit harmonické ztráty pouze pro základní frekvenci 50 Hz a pouze do 22. harmonické složky.

Pro zjištění impedance byl měřen proud a napětí. Impedance byla vypočtena pomocí Ohmova zákona. Pro získání *faktoru ztrát (loss factor)* je nutné vyjádřit si reálnou a imaginární část impedance. Následující vzorec vyplývá ze zjednodušeného modelu impedance motoru v [27]

$$Z = Z_w + Z_c = R_w + R_c + j2\pi fL = R_r + j2\pi fL \quad (50)$$

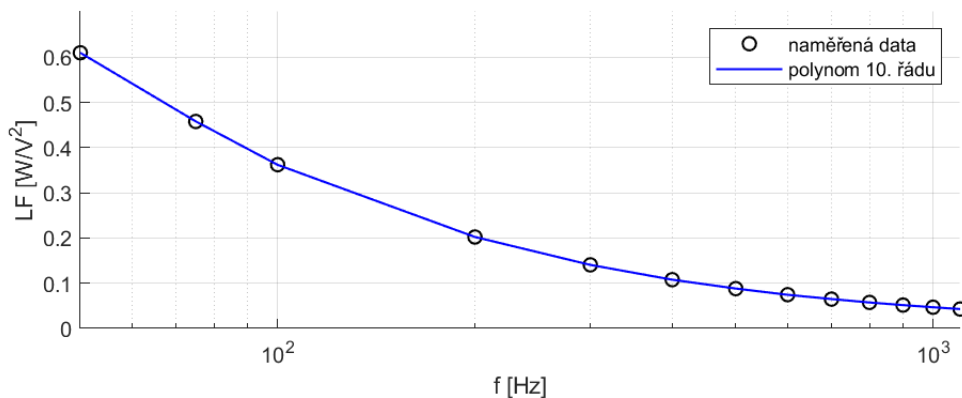
kde Z_w je impedance vinutí, Z_c je impedance jádra, R_w je odpor vinutí, R_c je odpor jádra, R je reálná část impedance a L je indukčnost fáze. Imaginární část impedance je známa vzhledem k závislosti na frekvenci, která byla při měření volena, a na indukčnosti, která byla změřena mezi dvěma fázemi pomocí LCR metru. Jedinou neznámou tak zůstává reálná část impedance, kterou lze jednoduše vyjádřit z rovnice (50).

Dosazením impedance a reálné části impedance do následujícího vzorce získáme faktor ztrát [27]

$$LF(f_h) = \frac{P_h}{V_h^2} = \frac{1}{2} \frac{R_r(f_h)}{|Z(f_h)|^2} \quad (51)$$

I přes omezený rozsah frekvencí je výsledný průběh, viz Obr. 50, shodný s oblastí A na Obr. 20.

Celkové harmonické ztráty se pak získají sečtením ztrát způsobených jednot-



Obrázek 50: Naměřený faktor ztrát

livými harmonickými složkami napětí jako

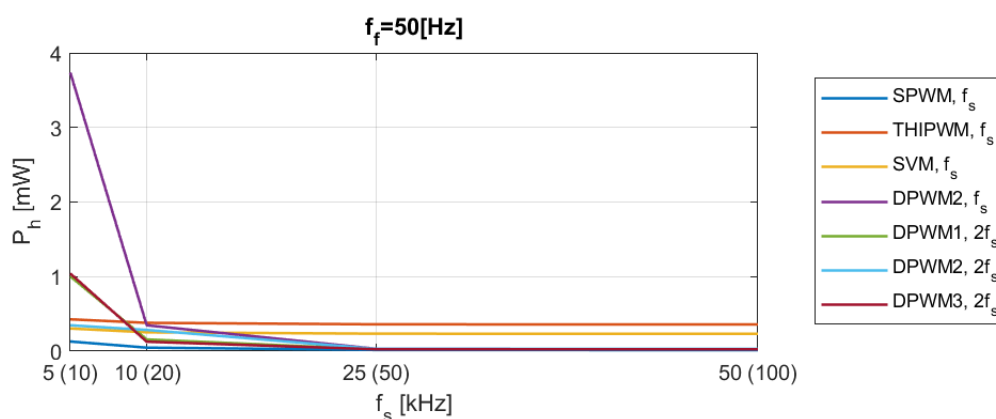
$$P_{h,tot} = \sum_h LF(f_h)V_h^2 \quad (52)$$

kde V_h je amplituda harmonických složek napětí na výstupu ze střídače.

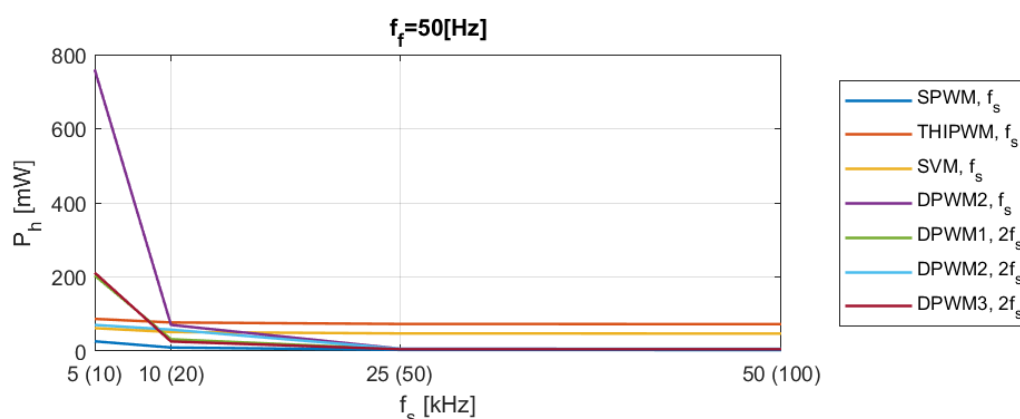
Harmonická analýza napětí byla provedena simulačně, jelikož přesné měření pulzů napětí na výstupu střídače je velmi náročné na vzorkování a reálné pulzy by se od simulovaných neměly výrazně lišit. Rozdíly jsou v přechodových jevech, ochranných dobách a prodlevě při sepnutí a rozepnutí tranzistoru. Nastavená ochranná doba je velmi nízká, viz kapitola 7.1 a při simulaci a následné harmonické analýze byl rozdíl při zahrnutí a nezahrnutí ochranné doby zanedbatelný. Totéž se týká prodlevy sepnutí a rozepnutí tranzistorů.

Na Obr. 51 jsou výsledné harmonické ztráty pro jednu větev střídače v závislosti na spínací frekvenci. Ztráty byly vyhodnoceny pro napájecí napětí 6.12 V, tedy stejnou hodnotu, při které bylo provedeno měření se zastaveným rotorem při základní frekvenci 50 Hz a proudem 1.3 A na vstupu. Příkon je roven součinu stejnosměrného napětí a proudu na vstupu $P = UI = 6.12 \cdot 1.3 = 8.02$ W a ztráty dosahovaly velikosti od 0.025 až do 3.7 mW, tedy v rozmezí 0.00031 až 0.046 %. Je to velmi nízké číslo, ale silně závisí na velikosti napětí. Pro příklad uvažujme stejný příkon, ale DC napětí na vstupu 60 V, a proud tudíž 135 mA. V tomto případě by harmonické ztráty byly 5 až 760 mW, což tvoří 0.06 až 9.5 % příkonu, viz Obr. 52.

Při spínacích frekvencích vyšších než 25 kHz pro spojitě metody a 50 kHz pro nespojitě dosahuje většina modulačních technik téměř nulových harmonických ztrát. Překvapivý průběh mají spojitě metody SVM a THIPWM, které jsou přes celou škálu spínacích frekvencí téměř konstantní a při vyšších spínacích frekvencích mají



Obrázek 51: Harmonické ztráty pro jednu větev střídače při napájecím napětí 6.12 V



Obrázek 52: Harmonické ztráty pro jednu větev střídače při napájecím napětí 60 V

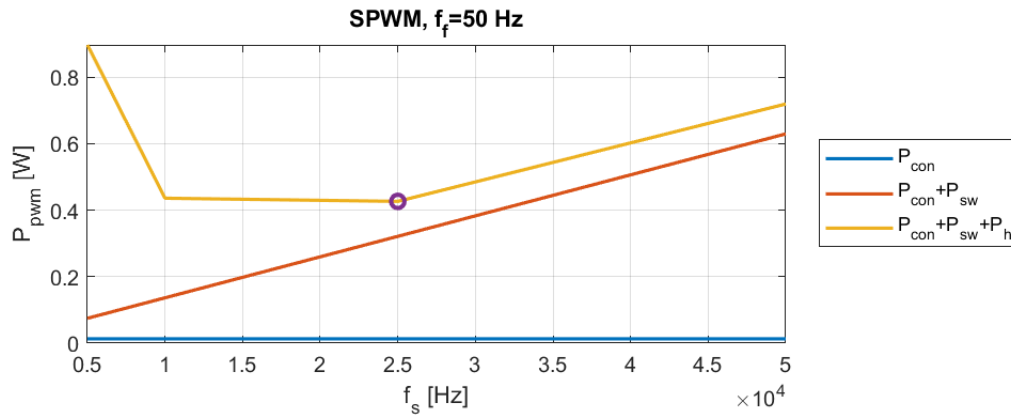
trvale vyšší harmonické ztráty jak všechny ostatní modulační techniky. Ostatně podobný průběh se projevil i při simulaci proudu na Obr. 30.

7.4 Bilance ztrát způsobených PWM napájením

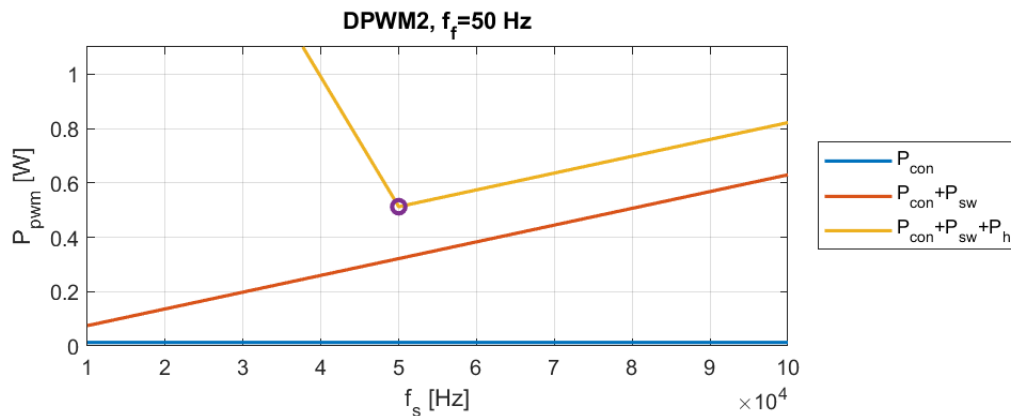
Celkové ztráty způsobené PWM napájením tvoří součet harmonických ztrát a ztrát ve střídači. Do ztrát střídače budou zahrnuté spínací ztráty a ztráty v propustném stavu. Ztráty v diodách budou v tomto případě zanedbané vzhledem k absenci potřebných parametrů v datasheetu střídače. Výpočet ztrát proběhl podle kapitoly 2.2.

Průběh celkových ztrát z PWM napájení pro spojitou modulaci je na Obr. 53, pro nespojitou s dvojnásobnou spínací frekvencí na Obr. 54 a s frekvencí stejnou jako pro spojitou modulaci na Obr. 55. Ztráty byly počítány pro podmínky, při kterých proběhlo měření se zastaveným rotorem a MOSFET střídačem pro základní

frekvenci 50 Hz. Napájecí napětí bylo rovno 6.12 V a proud na vstupu do střídače byl 1.3 A. V každém grafu jsou zvlášť vyznačené ztráty v propustném stavu P_{con} , další křivkou je vyznačený přírůstek od spínacích ztrát P_{sw} a poslední křivka zahrnuje i harmonické ztráty P_h , tedy celkové ztráty z PWM napájení. Vyznačený bod vždy ukazuje nejnižší ztráty pro danou metodu v daném rozsahu spínacích frekvencí.

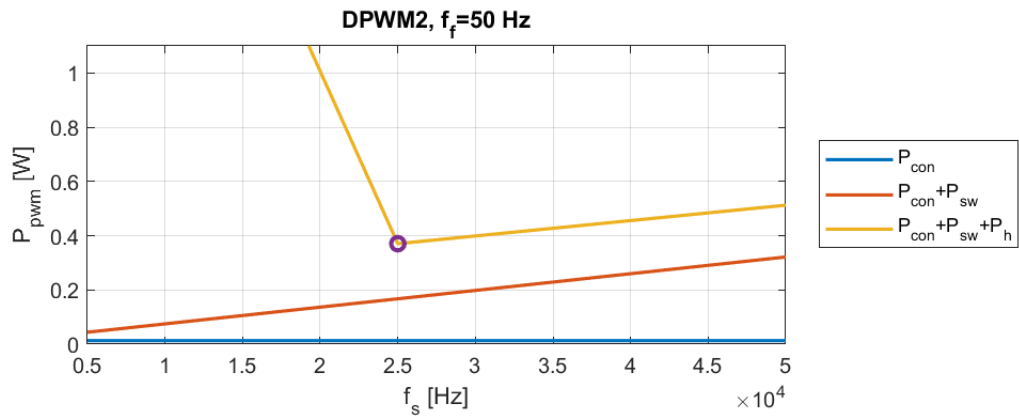


Obrázek 53: Ztráty z PWM napájení v závislosti na spínací frekvenci pro spojitou metodu (SPWM)



Obrázek 54: Ztráty z PWM napájení v závislosti na spínací frekvenci pro nespojitou metodu (DPWM2) při dvojnásobné spínací frekvenci oproti spojitě metodě

Ztráty v propustném stavu jsou velmi nízké vzhledem k nízkému proudu při měření a také nízkému odporu tranzistorů ($2.6\text{ m}\Omega$). Spínací ztráty podle očekávání lineárně stoupají se spínací frekvencí. Finální průběh však určuje průběh harmonických ztrát. Optimální spínací frekvence je pro dané pracovní podmínky pro spojitou metodu 25 kHz, pro nespojitou při stejných spínacích frekvencích taktěž 25 kHz a pro nespojitou metodu při dvojnásobných spínacích frekvencích 50 kHz. Nejnižší PWM ztráty jsou si při všech třech konfiguracích blízko v rozmezí 0.39 až 0.53 W. Nicméně nejnižší PWM ztráty byly dosaženy při nespojitě modulaci DPWM2 a



Obrázek 55: Ztráty z PWM napájení v závislosti na spínací frekvenci pro nespojitou metodu (DPWM2) při stejné spínací frekvenci jako spojitá metoda

spínací frekvenci 25 kHz, kdy ztráty z PWM napájení tvoří celkem 4.9 % příkonu.

8 Závěr

Cílem práce bylo vytvořit rešerši o ztrátách způsobených napájením motoru střídačem a simulačně a experimentálně porovnat techniky modulace napětí. V rešerši byly popsány ztrátové mechanismy synchronního motoru s permanentními magnety s důrazem na harmonické ztráty. Blíže byly rozebrány veličiny, které je ovlivňují, a nechybí ani přehled výsledků, ke kterým došly již publikované studie. Do ztrát způsobených PWM napájením ale patří i ztráty střídače, které můžeme ovlivňovat volbou polovodičových součástí a spínací frekvencí. Dále byly podrobně představeny nejpoužívanější modulační techniky, které byly následně vymodelovány v prostředí MATLAB Simulink. Pro účely měření pak byly nahrány do digitálního signálového procesoru (DSP).

Simulace a měření proběhly pro celkem 6 modulačních technik, tři spojitě (SPWM, THIPWM a SVM) a tři nespojitě (DPWM1, DPWM2 a DPWM3). Simulace a jedno z měření proběhly pro zaaretovaný rotor a MOSFET střídač. Měření proběhlo i pro menší počet metod při použití GaN FET střídače. Další měření proběhlo naprázdno bez zátěže a poslední měření bylo věnováno měření impedance motoru za účelem zjištění vývoje harmonických ztrát v závislosti na frekvenci napájení. Při rozložení zkresleného signálu na jeho harmonické složky je pak možné jednotlivým složkám přiřadit jejich vliv na ztráty v elektromotoru.

Při simulaci a měření se zaaretovaným rotorem a MOSFET střídačem byly základní frekvence nastavovány na hodnoty od velmi nízkých frekvencí až po nominální. Proměřily se 4 hodnoty spínacích frekvencí. Výsledné proudy byly podrobeny harmonické analýze. Proudů ze simulace obecně dosahovaly nižšího zkreslení, což je způsobeno i poměrně jednoduchým (ideálním) použitým modelem motoru v simulaci, ve kterém chybí složitější ztrátové mechanismy. Další odlišností je, že při nominální základní frekvenci mají při nižších spínacích frekvencích v simulaci nižší zkreslení spojitě metody, kdežto při měření jsou to naopak nespojitě metody. Měření s GaN střídačem proběhlo s řádově vyššími spínacími frekvencemi, pro což je určený. Nejnižší hodnoty harmonického zkreslení byly porovnatelné s použitím MOSFET střídače.

Měření naprázdno bez zátěže proběhlo jen pro jednu základní frekvenci kvůli nutnosti přídavného řízení oproti měření se zastaveným rotorem. Dosažená základní frekvence byla 40 Hz, což je velmi daleko od nominální hodnoty (416 Hz). Zkreslení se stoupající spínací frekvencí u většiny metod lehce stoupalo, k čemuž došlo i při měření se zastaveným rotorem při nízké základní frekvenci. Tato odchylka od teorie

i simulace zatím nebyla plně vysvětlena. Vliv ochranných dob a vzorkování PWM modulu na DSP byly vyloučeny. Možnou příčinou při běhu naprázdno ale může být, že s vyšší spínací frekvencí se u nespojitých metod zřetelněji prokreslují zkreslení v místech předělů jejich referenčních vln. Důležité ale je, že průběhy zkreslení u nominální frekvence při měření se zastaveným rotorem vyšly podle očekávání.

Díky změření impedance bylo možné vyhodnotit celkové ztráty z PWM napájení, tedy jak harmonické ztráty, tak ztráty ve střídači. Vzhledem k omezeným možnostem měření ale bylo možné vyhodnotit ztráty jen při frekvenci 50 Hz. Pro zvolené pracovní podmínky (6.12 V a 1.3 A) dosáhla nejnižších spínacích ztrát nespojitá metoda DPWM2 při spínací frekvenci 25 Hz, a to 0.39 W, tedy 4.9 % celkového příkonu. Poměrně vysoký podíl lze odůvodnit provozováním motoru daleko od jeho nominálních hodnot parametrů.

Celkově rozdělení metod podle spojitosti určuje i jejich průběh, což je zřetelně vidět v téměř všech vynesným závislostech. Při volbě metody je tedy nejdůležitější rozhodnout, zda bude vhodnější spojitá, nebo nespojitá metoda. Rozdíly zkreslení u jednotlivých metod jsou nevýrazné. Při volbě nespojitě metody je pak důležité zohlednit povahu zátěže, aby byl nespínací interval co nejbližší vrcholům vln proudu, což zajistí snížení spínacích ztrát, které jsou závislé na okamžité hodnotě proudu. Při volbě mezi spojitými metodami je vhodnější zvolit THIPWM, nebo SVM, jelikož sinová pulzně šířková modulace (SPWM) neumožňuje maximální využití napájecího napětí.

Reference

- [1] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2010.
- [2] J. Novák, *Elektromechanické systémy v dopravě a ve strojírenství*. 01 2002.
- [3] Y. HE, *A comparison of modulation techniques and motor performance evaluation*. PhD thesis, Master Thesis, Chalmers Univ. Technol, 2018.
- [4] Q. Wang, “Investigation and implementation of mosfets losses equations in a three-phase inverter,” 2015.
- [5] M. Bierhoff and F. Fuchs, “Semiconductor losses in voltage source and current source igbt converters based on analytical derivation,” in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 4, pp. 2836–2842 Vol.4, 2004.
- [6] G. Lakkas, “Mosfet power losses and how they affect power-supply efficiency,” *Analog Applications Journal*, 2016.
- [7] J. A. Houldsworth and D. A. Grant, “The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase pwm inverter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 5, pp. 1224–1228, 1984.
- [8] M. Depenbrock, “Pulse width control of a three-phase inverter with non sinusoidal phase voltage of a three-phase pwm inverter,” *Proc. IEEE Int. semiconductor Power Conversion Conf*, pp. 399–403, 1977.
- [9] H. van der Broeck, H.-C. Skudelny, and G. Stanke, “Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, no. 1, pp. 142–150, 1988.
- [10] S. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabae, “A novel pwm scheme of voltage source inverters based on space vector theory,” *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 74, pp. 33–41, 1990.
- [11] A. Iqbal, S. Moin, M. Khan, and H. Abu-Rub, “Generalised simulation and experimental implementation of space vector pwm techniques of a three-phase voltage source inverter,” *International Journal of Engineering, Science and Technology*, vol. 2, 01 2010.

- [12] M. Kubeitari, A. Alhusayn, and M. Alnahar, “Space vector pwm simulation for three phase dc/ac inverter,” *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 6, no. 12, 2012.
- [13] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*. Morgan Claypool Publishers, 2nd ed., 2015.
- [14] T. Instruments, “Teaching old motors new tricks.” [online].[cit.23.06.2023]. URL: <https://www.ti.com/video/3881563246001?keyMatch=SPACE%20VECTOR%20MODULATION>.
- [15] D. Cittanti, *System-Level Efficiency Optimization of an Electric Vehicle Traction Drive*. PhD thesis, Politecnico di Torino, 2018.
- [16] J. Restrepo, V. Guzmán, M. Giménez, A. Bueno, and J. Aller, “Parallelogram based method for space vector pulse width modulation,” *Revista Facultad de Ingeniería Universidad de Antioquia*, no. 52, pp. 161–171, 2010.
- [17] C. Huynh, L. Zheng, and D. Acharya, “Losses in high speed permanent magnet machines used in microturbine applications,” vol. 131, no. 2.
- [18] V. Leivsdottir, “Investigation of loss calculation methods for pmsms and implementation of loss functionality on a developed fem model,” Master’s thesis, Norwegian University of Science and Technology, 2016.
- [19] S. Talebian, Y. Hojjat, M. Ghodsi, and M. R. Karafi, “Study on classical and excess eddy currents losses of terfenol-d,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 388, pp. 150–159, 2015.
- [20] P. Chen, R. Tang, W. Tong, X. Han, J. Jia, and X. Zhu, “Analysis of losses of permanent magnet synchronous motor with pwm supply,” in *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1119–1124, 2014.
- [21] Y. Wan, S. Cui, S. Wu, and L. Song, “Electromagnetic design and losses analysis of a high-speed permanent magnet synchronous motor with toroidal windings for pulsed alternator,” *Energies*, vol. 11, 02 2018.
- [22] E. Schmidt, M. Kaltenbacher, and A. Wolfschluckner, “Eddy current losses in permanent magnets of surface mounted permanent magnet synchronous machines—analytical calculation and high order finite element analyses.,” *Elektrotech. Inftech.*, p. 148–155, 2017.

- [23] C. Mademlis, J. Xypteras, and N. Margaris, “Loss minimization in surface permanent-magnet synchronous motor drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 1, pp. 115–122, 2000.
- [24] D. Kothari and I. Nagrath, *Electric Machines*. Electric power systems, Tata McGraw-Hill.
- [25] P. Klíma, “Skin efekt ve vysokootáčkových elektrických strojích,” Master’s thesis, Vysoké učení technické v Brně, 2019.
- [26] M. Popescu and D. G. Dorrell, “Skin effect and proximity losses in high speed brushless permanent magnet motors,” in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3520–3527, 2013.
- [27] D. Cittanti, V. Mallemaci, F. Mandrile, S. Rubino, R. Bojoi, and A. Boglietti, “Pwm-induced losses in electrical machines: An impedance-based estimation method,” in *2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 548–553, 2021.
- [28] J. Ghorbani and H. Mokhtari, “Impact of harmonics on power quality and losses in power distribution systems,” *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 5, p. 166, 02 2015.
- [29] D. Neacsu, “Space vector modulation - an introduction - tutorial at iecon2001,” 01 2001.
- [30] M. Schweizer, *System-oriented efficiency optimization of variable speed drives*. PhD thesis, ETH Zurich, 2012.
- [31] W. Hassan and B. Wang, “Efficiency optimization of pmsm based drive system,” in *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 2, pp. 1027–1033, 2012.
- [32] A. Hava, R. Kerkman, and T. Lipo, “A high-performance generalized discontinuous pwm algorithm,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pp. 1059–1071, 1998.
- [33] B. Tan, Z. Gu, K. Shen, and X. Ding, “Third harmonic injection spwm method based on alternating carrier polarity to suppress the common mode voltage,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 9805–9816, 2019.

- [34] M. Gaiceanu and C. Nichita, “dSPACE implementation of the third harmonic insertion based modulation on the three phase power inverter,” *Analele Universității ”Eftimie Murgu”Reșița, ISSN 2344-4568*, vol. Engineering Fascicle, pp. 295–304, 12 2014.

Seznam obrázků

1	Schéma zpětnovazebního řízení PMSM	2
2	Schéma třífázového střídače [1]	3
3	Průběh fázových napětí při obdélníkové modulaci [1], upraveno	4
4	Ztrátový výkon při sepnutí polovodičové součástky [2]	6
5	Průběh napětí a proudu při sepnutí a rozepnutí tranzistoru [1]	7
6	SPWM [1]	9
7	Přemodulování [1]	10
8	Přičtení třetí harmonické	11
9	Fázor napětí v $\alpha\beta$ souřadnicích [12]	12
10	Výběr sektoru [13]	13
11	Spínací signaly [1]	14
12	Průběh fázových napětí při SVM	15
13	Vysvětlení tvaru SVM, inspirace z [14]	15
14	Přehled nespojitých metod	16
15	Část vlny se zvýrazněným nespínaným intervalem z rovnice (24)	18
16	Skin a proximity efekty [26]	22
17	Zkreslený střídavý proud	23
18	Harmonicky zkreslená sinusová vlna	24
19	Vyhodnocení harmonického zkreslení	25
20	Očekávaný průběh faktoru ztrát v závislosti na frekvenci napájení [27]	28
21	Ztráty v závislosti na spínací frekvenci s ohledem na typ ztrát [21]	29
22	Harmonické ztráty v závislosti na poměru spínací frekvence ku základní [20]	30
23	Ztráty v závislosti na nosné frekvenci [31]	31
24	Optimální spínací frekvence pro různé pracovní podmínky, $V = 50$ V, $I = 400$ A (vlevo), $V = 200$ V, $I = 100$ A (vpravo) [15]	32
25	Harmonické ztráty v závislosti na velikosti modulačního indexu pro dva různé motory [20]	33
26	Harmonické ztráty v závislosti na napětí [15]	34
27	Vážený faktor zkreslení v závislosti na modulačním indexu [29]	34

28	Simulační model motoru	36
29	Simulační model střídače	37
30	THD ze simulace pro základní frekvenci 50 a 100 Hz	40
31	THD ze simulace pro základní frekvence 200, 300 a 416 Hz	41
32	Mapa THD pro DPWM2 (simulace)	42
33	Mapa THD pro SVM (simulace)	42
34	Schéma zapojení	43
35	Laboratorní zapojení	44
36	Model v Simulinku pro ovládání měření	44
37	Velikost THD pro základní frekvence 300 a 416 Hz	45
38	Velikost THD pro základní frekvence 50, 100 a 200 Hz	46
39	Naměřený fázový proud pro SVM při základní frekvenci 50 Hz a spínací 5 a 50 kHz	47
40	Naměřený fázový proud pro DPMW1 při základní frekvenci 50 Hz a spínací 10 a 100 kHz	48
41	Mapa THD pro SVM	48
42	Mapa THD pro DPWM2	49
43	Mapa rozdílu THD pro SVM a DPWM2 (při záporných hodnotách má nižší THD DPWM2 a při kladných naopak SVM)	49
44	Mapa THD pro DPWM2 v logaritmických souřadnicích	50
45	THD pro měření s GaN střídačem v logaritmických souřadnicích	51
46	Měření s nezastaveným rotorem	52
47	Proud při měření s nezastaveným rotorem	53
48	Proud při simulaci metody DPWM1 s nezastaveným rotorem	54
49	Schéma zapojení měření impedance	55
50	Naměřený faktor ztrát	56
51	Harmonické ztráty pro jednu větev střídače při napájecím napětí 6.12 V	57
52	Harmonické ztráty pro jednu větev střídače při napájecím napětí 60 V	57
53	Ztráty z PWM napájení v závislosti na spínací frekvenci pro spojitou metodu (SPWM)	58
54	Ztráty z PWM napájení v závislosti na spínací frekvenci pro nespoji- tou metodu (DPWM2) při dvojnásobné spínací frekvenci oproti spo- jité metodě	58
55	Ztráty z PWM napájení v závislosti na spínací frekvenci pro nespoji- tou metodu (DPWM2) při stejné spínací frekvenci jako spojitá metoda	59

Seznam tabulek

1	Parametry motoru	43
---	----------------------------	----

Seznam příloh

Příloha 1	PMSM_locked_rotor.slx
Příloha 2	PMSM_DSP_measurment.slx