



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A
ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING**

PRŮMYSLOVÉ ČERPADLO S INTEGROVANÝM ELEKTROMAGNETICKÝM SYSTÉMEM

INDUSTRIAL PUMP WITH ELEKTROMAGNETIC SYSTEM

DIZERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. IVO PAZDERA

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. JIŘÍ SKALICKÝ, CSc.

BRNO 2013

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem disertační práci na téma „PRŮMYSLOVÉ ČERPADLO S INTEGROVANÝM ELEKTROMAGNETICKÝM SYSTÉMEM“ zpracoval samostatně a použil jen prameny uvedené v seznamu literatury.

V Brně dne

Podpis autora

Poděkování

V úvodu této práce bych rád poděkoval prof. Ing. Jiřímu Skalickému, CSc. za vedení disertační práce. Dále děkuji doc. Ing. Pavlu Vorlovi, Ph.D. a doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za cenné rady a připomínky při řešení této práce. Děkuji Ing. Petru Procházkovi, Ph.D. za pomoc při realizaci funkčního vzorku.

Klíčová slova

SiC polovodiče, nekonvenční filtr DC/AC měniče, vysoká spínací frekvence, zkreslení PWM, ochranná doba tranzistoru, bez-ucpávkové čerpadlo, diskový synchronní motor, aktivní magnetické ložisko.

Keywords

SiC semiconductors, non-conventional filter of a DC/AC converter, high switching frequency, PWM distortion, dead-time, radial sealless pump, disk synchronous three-phase motor, active magnetic bearing.

Abstrakt

Tato práce je zaměřena na konstrukci DC/AC střídače s použitím progresivní polovodičové technologie SiC s novou topologií výstupního filtru. Výzkum a následný vývoj tohoto měniče byl součástí širšího výzkumného úkolu zaměřeného na inovativní konstrukci průmyslového bez-ucpávkového čerpadla. Navrhovaný DC/AC střídač pracuje s vysokou spínací frekvencí 100kHz. Takto vysoká hodnota spínací frekvence je prozatím v průmyslových pohonech s výstupním napájecím napětím 400V zcela neobvyklá. Nové výkonové SiC tranzistory v sobě spojují robustnost tranzistorů IGBT (maximální blokující napětí a maximální proud v sepnutém stavu) a nízké ztráty tranzistorů MOSFET (rychlost procesu zapínání a vypínání – malé přepínací ztráty, malý odpor kanálu v sepnutém stavu – malé ztráty vedením). Vysoká spínací frekvence umožňuje snížit hodnoty indukčnosti a kapacit ve výstupním filtru a tím redukovat velikost tohoto filtru. Jeho použití pak není ani z hlediska celkové hmotnosti a ceny zařízení problematické. V současnosti se totiž (při nižších spínacích frekvencích) od použití filtru často z ekonomických důvodů upouští. Následkem toho jsou pak problémy v oblasti EMC a životnosti ložisek a izolace motoru - ložiskové proudy, du/dt namáhání izolací atd. Hladké sinusové napájení zajištěné přítomností kvalitního výstupního filtru snižuje také vf pulzace momentu. Třífázový synchronní motor pohánějící čerpadlo je umístěn v tělese čerpadla a je konstruován jako diskový bez železa. Díky tomu jsou vlastní indukčnosti fázových vinutí malé a při absenci filtru by vznikalo velké zvlnění fázových proudů s negativním vlivem na napájecí měnič. Vzniklé velké vf zvlnění momentu by také negativně ovlivňovalo činnost použitého aktivního magnetického ložiska (v oblasti sání je totiž klasické ložisko nahrazeno aktivním magnetickým ložiskem). Výhodu aktivního magnetického ložiska lze spatřovat v případě čerpání agresivních látek, které by klasické ložisko rychle znehodnotily, nebo v případě zaručení nízkého znečištění čerpané látky.

Abstract

This work is focused on innovative construction of the industrial radial sealless pump and mainly on construction of the three phase DC/AC converter based on new semiconductor technology SiC. These new semiconductor devices allow move switching frequency up to 100 kHz. For such high switching frequency new non-conventional topology of the output filter was designed. This high frequency is currently unusual in three-phase application with output voltage 400V. High switching frequency reduces size of wound components of the output filter and its presence is accepted in terms of total weight and price of the whole system. Clear sinus waveform of the output converter voltage reduces torque ripple, EMC and extend the lifetime and reliability of mechanical parts and the whole pump drive. Three phase synchronous motor is directly placed into the pump body and is designed as slotless motor. In the inlet area is the classical bearing replaced by active magnetic bearing. It is used due to

possibility to pump aggressive liquids or substances where high level of cleanness has to be guaranteed.

Seznam použitých symbolů

$N+$	vysoce dotovaná záporná polovodičová vrstva
$N-$	málo dotovaná záporná polovodičová vrstva
P	kladně dotovaná polovodičová vrstva
u_{Va}	větvové napětí fáze a
u_{Vb}	větvové napětí fáze b
u_{Vc}	větvové napětí fáze c
u_{az}	napětí na zátěži fáze a
u_{bz}	napětí na zátěži fáze b
u_{cz}	napětí na zátěži fáze c
R_a	odpor fáze a
R_b	odpor fáze b
R_c	odpor fáze c
i_{az}	proud zátěže fáze a
i_{bz}	proud zátěže fáze b
i_{cz}	proud zátěže fáze c
L_a	indukčnost zátěže fáze a
L_b	indukčnost zátěže fáze b
L_c	indukčnost zátěže fáze c
u_{ia}	vnitřní indukované napětí zátěže ve fázi a
u_{ib}	vnitřní indukované napětí zátěže ve fázi b
u_{ic}	vnitřní indukované napětí zátěže ve fázi c
u_{z0}	napětí středu třífázové zátěže
u_{af0}	napětí fáze a na výstupu filtru vůči nulovému potenciálu měniče
u_{bf0}	napětí fáze b na výstupu filtru vůči nulovému potenciálu měniče
u_{cf0}	napětí fáze c na výstupu filtru vůči nulovému potenciálu měniče
$L_{a,filtr}$	indukčnost filtru fáze a
$L_{b,filtr}$	indukčnost filtru fáze b
$L_{c,filtr}$	indukčnost filtru fáze c
L_{filtr}	indukčnost filtru (v kap. 4.1 a 4.2 je tak chápána jedna indukčnost ve větvi, v kap. 4.3 je tak chápána celková indukčnost filtru jedné fáze)
$i_{a,filtr}$	proud cívkou filtru fáze a
$i_{b,filtr}$	proud cívkou filtru fáze b
$i_{c,filtr}$	proud cívkou filtru fáze c

$u_{La,fil}$	okamžitá hodnota napětí na indukčnosti $L_{a,fil}$
u_0	napětí středu třífázové soustavy
u_{VaH}	větvové napětí větve horního tranzistoru fáze a
u_{VbH}	větvové napětí větve horního tranzistoru fáze b
u_{VcH}	větvové napětí větve horního tranzistoru fáze c
u_{VaD}	větvové napětí větve dolního tranzistoru fáze a
u_{VbD}	větvové napětí větve dolního tranzistoru fáze b
u_{VcD}	větvové napětí větve dolního tranzistoru fáze c
u_{af}	fázové napětí filtru
u_{bf}	fázové napětí filtru
u_{cf}	fázové napětí filtru
i_{aH}	proud horní cívkou fáze a
i_{bH}	proud horní cívkou fáze b
i_{cH}	proud horní cívkou fáze c
i_{aD}	proud dolní cívkou fáze a
i_{bD}	proud dolní cívkou fáze b
i_{cD}	proud dolní cívkou fáze c
U_{DC}	napětí měniče meziobvodu
U_{am}	amplituda napětí fáze a
s_a	okamžitá hodnota střídání fáze a
s_b	okamžitá hodnota střídání fáze b
s_c	okamžitá hodnota střídání fáze c
u'_0	napětí středu třífázové soustavy při poruše jednoho tranzistoru
t_{on}	doba po kterou je sepnut tranzistor
t_{off}	doba po kterou je tranzistor vypnut
T_{PWM}	doba periody PWM modulace
k	k -tý násobek periody PWM modulace
$\Delta I_{H,on}(k)$	nárůst proudu v horní cívce během k -té periody PWM modulace, při sepnutém horním tranzistoru
$U_{LH,on}(k)$	napětí na horní cívce během k -té periody PWM modulace, při sepnutém horním tranzistoru
$U_{LH,off}(k)$	napětí na horní cívce během k -té periody PWM modulace, při vypnutém horním tranzistoru
$\Delta I_{D,on}(k)$	nárůst proudu v dolní cívce během k -té periody PWM modulace, při sepnutém dolním tranzistoru

$U_{LD,on}(k)$	napětí na dolní cívce během k -té periody PWM modulace, při sepnutém dolním tranzistoru
$U_{LD,off}(k)$	napětí na dolní cívce během k -té periody PWM modulace, při vypnutém dolním tranzistoru
$\Delta I_{D,off}(k)$	pokles proudu v dolní cívce během k -té periody PWM modulace, při vypnutém dolním tranzistoru
$\Delta I_{H,off}(k)$	pokles proudu v horní cívce během k -té periody PWM modulace, při vypnutém horním tranzistoru
t_0	doba, po kterou nevede proud v parazitní cívce
f_{1h}	frekvence první harmonické výstupního napětí filtru
f_{PWM}	frekvence PWM
i_{aV}	výstupní proud z větve A
I_{am}	amplituda proudu fáze a
φ	obecný fázový posun proudu fáze a
u_{1h}	první harmonická fázového napětí
R_{okr}	celkový odpor smyčky okruhového proudu příslušející jedné větvi
$R_{okr,b}$	bezpečná hodnota odporu smyčky okruhového proudu příslušející jedné větvi
ΔE_{zbyt}	přírůstek energie v parazitní cívce za jednu periodu PWM
ΔE_R	přírůstek energie v parazitní cívce za jednu periodu PWM při nenulovém odporu smyčky okruhového proudu.
$\Delta E_{R,b}$	bezpečná hodnota energie, která musí být přeměněná v Jouelovo teplo.
$\Delta I(k)$	hodnota zvlnění proudu v cívce filtru v k -té periodě PWM
ΔI_{max}	maximální hodnota zvlnění proudu v cívce filtru
$\Delta I_{S,max}$	hodnota nárůstu fázového proudu během jedné periody PWM
$\Delta I_S(k)$	směrnice nárůstu fázového proudu v k -té periodě PWM
M	modulační koeficient
$\Delta P_{j,R}$	Jouelovy ztráty ve smyčce okruhového proudu
U_{FD}	napětí na diodě v propustném směru
$I_{HL,ef}$	efektivní hodnota proudu horní cívkou jedné fáze
$I_{DL,ef}$	efektivní hodnota proudu dolní cívkou jedné fáze
$I_{HL,str}$	střední hodnota proudu horní cívkou jedné fáze
$I_{DL,str}$	střední hodnota proudu dolní cívkou jedné fáze
ΔI_σ	přírůstek proudu v parazitní cívce při kritické hodnotě odporu cesty okruhového proudu v porovnání s bezpečnou hodnotou

$R_{okr,krit}$	kritická hodnota odporu smyčky okruhového proudu příslušející jedné větvi
P_{prep}	přepínací ztráty na tranzistoru
E_{on}	ztrátová energie na tranzistoru při spínacím ději
E_{off}	ztrátová energie na tranzistoru při vypínacím ději
K_u	činitel napětí pro přepočtení katalogové hodnoty ztrátové energie na tranzistoru
K_i	činitel proudu pro přepočtení katalogové hodnoty ztrátové energie na tranzistoru
$P_{ved,Tr}$	ztráty vedením na tranzistoru
$R_{Tr,on}$	odpor kanálu tranzistoru
$R_{DD,on}$	diferenciální odpor kanálu tranzistoru
$P_{ved,D0}$	ztráty vedením na diodě
$I_{Tr,ef}$	efektivní hodnota proudu tranzistorem
$I_{D0,ef}$	efektivní hodnota proudu diodou
$I_{D0,str}$	střední hodnota proudu diodou
P_{celk}	celkové ztráty na polovodičích měniče vyvolané pracovním proudem
$P_{prid,Pr}$	přídavné přepínací ztráty na tranzistoru
$K_{NI,str}$	normalizační činitel tvaru střední hodnoty proudu v parazitní cívce nové topologie
$K_{NI,ef}$	normalizační činitel tvaru efektivní hodnoty proudu v parazitní cívce nové topologie
$P_{pridV,Tr}$	přídavné ztráty vedením na tranzistoru
$P_{pridV,D0}$	přídavné ztráty vedením na diodě
$P_{prid,Celk}$	celkové přídavné ztráty na polovodičích
P_{RL}	ztráty na odporech filtračních cívek
$I_{af,ef}$	efektivní hodnota proudu
R_L	odpor filtrační cívky
$P_{RL,prid}$	přídavné ztráty na odporu filtrační cívky
R_C	odpor filtračního kondenzátoru
P_{RC}	ztráty na odporech filtračních kondenzátorů
T_{DT}	minimální doba zpoždění signálu pro sepnutí tranzistoru
T_D	ochranná doba vkládaná do PWM modulátoru
$t_{ON,id}$	ideální doba sepnutí tranzistoru
ΔU_{Vx}	úbytek větrového napětí v důsledku ochranné doby
ΔI_{zkr}	přírůstek proudu vlivem krátkodobého zkratu při současném sepnutí horního i dolního tranzistoru

$t_{d,off}$	katalogová hodnota zpoždění poklesu proudu tranzistorem při jeho vypínání
$t_{f,off}$	katalogová hodnota doby poklesu proudu tranzistorem při jeho vypínání
$t_{r,on}$	katalogová hodnota doby nárůstu proudu tranzistorem při jeho zapínání
$t_{d,on}$	katalogová hodnota zpoždění nárůstu proudu tranzistorem při jeho zapínání
t_{zkr}	doba po kterou působí zkrat tranzistorů
L_{okr}	indukčnost v horní, nebo dolní větvi nové topologie výstupního filtru
ΔI_M	celkový nárůst proudu v parazitní cívce za jednu periodu PWM s uvážením přírůstků proudu vlivem krátkodobých zkratů meziobvodu při komutaci horního a dolního tranzistoru
$\Delta I(t)$	aktuální hodnota zvlnění fázového proudu
$\Delta I_{a,IV}(t)$	aktuální hodnota zvlnění fázového proudu ve IV. sektoru fázorové roviny vektoru napětí
$s_{x1}(t_{x1})$ výpočtu	hraniční hodnota střidy (času) ve IV. sektoru kdy dochází ke změně maximální hodnoty zvlnění
$s_{x3}(t_{x3})$	hraniční hodnota střidy (času) v VI. sektoru kdy dochází ke změně výpočtu maximální hodnoty zvlnění
$\Delta I_{a,V}(t)$	aktuální hodnota zvlnění fázového proudu v V. sektoru fázorové roviny vektoru napětí
ΔI_{max01}	maximální hodnota zvlnění proudu v cívce filtru pro střidy 0 a 1
$\Delta i_{f,ob}(t)$	obálka zvlnění fázového proudu
$f_{ob}(t)$	schodovitá „normovaná“ funkce obálky zvlnění fázového proudu
$f_{ob}(k)$	diskretní hodnota schodovité obálkové funkce
$F_{ob,ef}$	efektivní hodnota schodovité obálkové funkce $f_{ob}(t)$
$t_1(k)$	dílčí interval integrace schodovité obálkové funkce $f_{ob}(t)$
$i_{Lp}(t)$	okamžitá hodnota proudu parazitní cívkou
$I_{Lp,ef}(t)$	efektivní hodnota proudu parazitní cívkou
$F_{ob,stř}$	střední hodnota schodovité obálkové funkce $f_{ob}(t)$
$I_{Lp,stř}(t)$	střední hodnota proudu parazitní cívkou
$i_c(t)$	okamžitý proud filtračním kondenzátorem
$I_{C,ef}$	efektivní hodnota proudu filtračního kondenzátoru
R_S	sériový odpor filtrační cívky
R_C	sériový odpor filtračního kondenzátoru
R_Z	odpor zátěže
L_Z	indukčnost zátěže
ξ	tlumení obvodu hradla tranzistoru

R_g	odpor budicího obvodu hradla tranzistoru
C_{iss}	vstupní kapacita hradla tranzistoru
L	indukčnost společné vodivé cesty budicího obvodu hradla a silové části tranzistoru
$P_{\dot{c}}$	výkon čerpadla
Q	průtok čerpadla
$\eta_{\dot{c}erp}$	účinnost čerpadla
ρ_{kap}	hustota kapaliny
H	výška čerpání kapaliny
g	tíhové zrychlení
F	síla
l	délka vodiče
B	magnetická indukce
r	poloměr ramene působící síly
dN_s	diferenciální přírůstek závitů na jednu fázi
N_s	celkový počet závitů na jednu fázi
dI_s	diferenciální přírůstek proudových elementů v třífázovém vinutí motoru
θ	mechanický úhel
ω	úhlová rychlost
β	zátěžný úhel
k_{v1}	činitel vinutí
r_1	vnitřní poloměr vinutí
r_2	vnější poloměr vinutí
D_{21}	součet vnějšího r_2 a vnitřního r_1 poloměru vinutí
l_v	aktivní délka vodiče
B_{max}	maximální hodnota magnetické indukce
M	moment motoru
U_{if}	efektivní hodnota indukovaného napětí
U_{Sef}	efektivní hodnota sdruženého napětí čerpadla
$M_{\dot{c}}$	změřený moment čerpadla
P_i	vnitřní výkon synchronního stroje
B_m	magnetická indukce v pracovním bodě
S_m	obsah plochy permanentního magnetu
λ_c	celková vodivost magnetického obvodu motoru
l_m	výška permanentního magnetu

λ_r	rozptylová vodivost
λ_δ	celková vodivost vzduchové mezery
λ_{cm}	magnetická vodivost z čela magnetů
λ_{hm}	magnetická vodivost z hrany magnetů
a	šířka magnetu
b	délka magnetu
x	výška magnetu
2δ	vzduchová mezera motoru
R_1	střední vzdálenost dvou sousedních magnetů v rovině
R_2	vzdálenost konců dvou magnetů v rovině
K	koeficient tuhosti magnetického ložiska
μ	koeficient tření magnetického ložiska
D	vnější průměr ložiska
d	vnitřní průměr ložiska
l	délka aktivní části statoru magnetického ložiska
w	šířka pólů
τ	pólová rozteč
l_v	délka vzduchové mezery
σ_j	proudová hustota
k_{cu}	činitel tvaru
S_{cu}	průřez vinutí ložiska
a_p	koeficient zohledňující rozložení síly v závislosti na počtu pólů ložiska
λ	Lagrangeův multiplikátor
$X(d,w)$	Lagrangeova definiční funkce
$g(d,w)$	Lagrangeova definiční funkce
w_0	optimální šířka pólů
d_0	optimální vnitřní průměr ložiska
Ψ	spřažený magnetický tok
μ_r	relativní permeabilita materiálu
l_{je}	střední délka siločáry magnetické indukce v magnetickém obvodu ložiska
R_{ML}	odpor vinutí ložiska
F_M	magnetická síla ložiska
G	tíha rotoru ložiska
W	magnetická energie

l_{v0}	nominální vzduchová mezera magnetického ložiska
A, B, C, D	matice linearizované soustavy magnetického ložiska
F_{ML}	přenosová funkce magnetického ložiska
F_{Me}	přenos měniče pro napájení magnetického ložiska
K_M	zesílení měniče magnetického ložiska
T_M	náhradní časová konstanta měniče magnetického ložiska
$F_{\check{c}p}$	přenosová funkce čidla proudu magnetického ložiska
K_I	zesílení čidla proudu magnetického ložiska
F_S	přenosová funkce soustavy proudové smyčky magnetického ložiska
F_o	přenos otevřené smyčky proudu magnetického ložiska
F_w	přenos uzavřené smyčky proudu magnetického ložiska
τ_σ	časová konstanta uzavřené smyčky navržené dle metody optimálního modulu a symetrického optima
R_I	přenos regulátoru proudu
T_0, T_1	časové konstanty regulátoru proudu magnetického ložiska
K_{CPOL}	zesílení polohového čidla magnetického ložiska
T_P	časová konstanta čidla polohy
F_{SP}	přenosová funkce soustavy polohové smyčky magnetického ložiska
F_{oP}	přenos otevřené smyčky polohy magnetického ložiska
F_{wP}	přenos uzavřené smyčky polohy magnetického ložiska
T_Σ	náhradní součtová časová konstanta soustavy polohové smyčky magnetického ložiska
K_{SP}	zesílení polohové smyčky magnetického ložiska
R_P	přenos regulátoru polohy
K_{PP}	proporcionální zesílení regulátoru polohy magnetického ložiska
K_{DP}	derivační zesílení regulátoru polohy magnetického ložiska
F_{ERR}	přenosová funkce poruchy v soustavě polohové smyčky magnetického ložiska

Obsah

1. Úvod	16
2. Přehled současného stavu problematiky	18
2.1 <i>Srovnání výkonových, křemíkových polovodičů s novou technologií SiC, aplikační možnosti SiC polovodičů v technice pulsních měničů</i>	18
2.2 <i>Koncepce odstředivého čerpadla pro průmyslové aplikace</i>	22
3. Cíle disertační práce	26
4. Třífázový DC/AC měnič s novou topologií silového obvodu, osazený výkonovými SiC tranzistory.	27
4.1 <i>Matematická analýza třífázového DC/AC s atypickou topologií silového obvodu</i>	29
4.2 <i>Modelování nové topologie a ověření její vlastností</i>	53
4.3 <i>Volba a dimenzování prvků výstupního filtru</i>	71
4.4 <i>Realizace funkčního vzorku</i>	89
4.5 <i>Měření a ověření vlastností nové topologie na funkčním vzorku</i>	95
5. Konstrukce čerpadlového bloku	98
6. Návrh aktivního magnetického ložiska	107
7. Závěr	125
8. Literatura	127

1. Úvod

Současné požadavky při návrhu aplikací v oblasti elektrických pohonů a výkonové elektroniky lze shrnout do několika hlavních bodů:

- Zvyšování účinnosti všech systémových prvků soustavy elektrického pohonu od napájecích jednotek až po mechanické části.
- Snižování nákladů na komponenty i celkovou realizaci aplikace. Hledání jednoduchých a efektivních řešení.
- Snižování velikosti a hmotnosti celého zařízení, zvláště má-li být vestavěno do komplexnějšího systému.
- Integrace jednotlivých součástí pohonu do kompaktní neoddělitelné konstrukce.
- Snaha o snižování dopadu výrobku na životní prostředí.
- Univerzalita aplikace, tedy schopnost pracovat v mnoha režimech a prostředích

Při vývoji nových aplikací pak tyto požadavky nutí vývojáře k nasazení moderních technologií a součástek. Vývoj nových materiálů umožňuje návrh inovativních koncepcí ve všech částech soustavy elektrického pohonu. Nutno ovšem zmínit, že jednotlivé výše uvedené požadavky se do jisté míry vylučují, a proto je vždy návrh nové koncepce jistým kompromisem. Tato práce ukazuje možnost inovace standardního průmyslového čerpadla s motorem napájeným třífázovým měničem s neobvyklou konstrukcí výstupního filtru. Měnič je postaven z nových výkonových součástek využívajících technologii karbidu křemíku. Tato technologie zlepšuje již tak skvělé dynamické vlastnosti konvenčních křemíkových tranzistorů MOSFET a posouvá jejich závěrné napětí vysoko nad hodnoty 1kV. Tím otevírá cestu k nasazení tranzistorů MOSFET i v aplikacích s hladinou napětí meziobvodu nad 300V, kterých je bezesporu v oblasti elektrických pohonů většina. Výborné dynamické vlastnosti těchto tranzistorů umožňují zvyšovat spínací frekvence, aniž by nepříjemně rostly přepínací ztráty měniče. To umožňuje snižovat velikost tlumivek případně pulsních transformátorů měniče, snižovat akustický hluk pohonu atd. Zlepšený odvod tepla ze SiC čipu dovoluje snížení velikosti chladicích soustav. Všechny tyto vlastnosti vedou k návrhu třífázových měničů, které jsou menší a účinnější, než měniče založené na IGBT technologii.

Razantní zvýšení spínací frekvence DC/AC měniče ovšem zvyšuje vliv parazitních jevů, které jsou potom příčinou nutnosti modifikovat celou topologii silového obvodu (aby byl obvod z praktického hlediska realizovatelný a plně funkční). Jedná se zejména o obtíže spojené s realizací velmi malé hodnoty ochranné doby (dead-time) při velké spínací frekvenci. Obtížnost práce proto spočívala právě v překonání těchto konkrétních úskalí, jejichž existence se v plné šíři projevuje teprve při skutečné realizaci. Je téměř bezpředmětné snažit se nalézt uspokojivé řešení pouze v rovině simulací.

Nejdůležitější očekávané vlastnosti nové topologie silového obvodu realizovaného třífázového DC/AC měniče:

- Velmi vysoká spínací frekvence 100kHz při napětí meziobvodu až 540V a výkonu až 16kW.
- Tranzistory jsou spínány bez ochranných dob (dead-time). Nedochozí ke zkreslení výstupního napětí (zkreslení PWM).
- Díky přítomnosti filtru je výstupní napětí sinusové. Eliminace ložiskových proudů, snížení ztát v železe motoru.
- Nižší napěťové namáhání du/dt komplementárního tranzistoru ve větvi. Nižší úroveň rušení do budicích obvodů.
- Omezení zkratového proudu meziobvodu a možnost jeho rychlého snímání.
- Nižší EMI na vysokých frekvencích vlivem malých zotavovacích dob SiC diod.

Vinutí motoru čerpadla je zalito v pryskyřici a čerpaná kapalina poskytuje potřebné chlazení. Umístění motoru do tělesa čerpadla vyhovuje modernímu pojetí integrace systémových modulů pohonu. Motor obsahuje dvě nezávislá vinutí, která lze zapojit dle potřeby do série nebo paralelně. Motor lze tedy provozovat na dvou napěťových hladinách.

V oblasti sání kapaliny je navíc použito aktivní magnetické ložisko místo klasického kuličkového ložiska. Toto řešení odstraňuje nutnost použití ucpávky, kapalina prochází aktivním prostorem čerpadla, přičemž současně tlumí případné vibrace. Pro hladký chod magnetického ložiska přispívá konstrukce magnetického obvodu motoru a hladké sinusové napájení na výstupu filtru DC/AC měniče. Spínací frekvence měniče je dostatečně vysoká, aby nemohla ohrozit chod magnetického ložiska případnými rezonancemi. Protože v případě magnetického ložiska není přítomno žádné mazání, lze jej využít pro různé typy čerpaných kapalin a rozsahy jejich teplot.

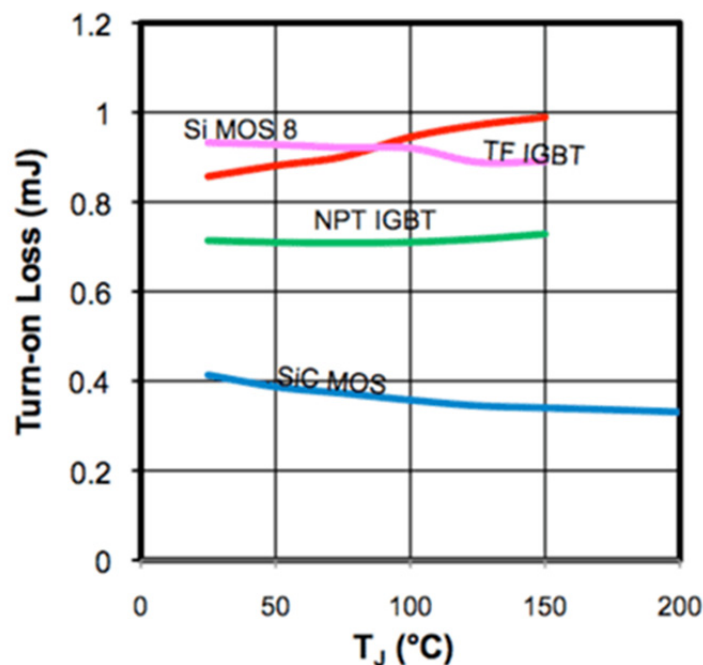
Nová koncepce ukazuje moderní pojetí návrhu aplikace pohonné jednotky průmyslového čerpadla, se snahou o dosažení co nejvyšší účinnosti a integrace celého systému.

2. Přehled současného stavu problematiky

2.1 Srovnání výkonových, křemíkových polovodičů s novou technologií SiC, aplikační možnosti SiC polovodičů v technice pulsních měničů

Současné technologie výkonových polovodičů a jejich vlastnosti:

Do současnosti se ve výkonové elektronice prosadily v zásadě dvě koncepce tranzistorů. Klasická technologie MOSFET a IGBT. Za svoji existenci prošly obě technologie značným vývojem. IGBT technologie byla od začátku určena pro vysoká závěrná napětí až jednotky kV a velké proudy (jednotky kA). Vývoj IGBT prošel celou řadou změn od klasické technologie PT (“Punch Through“) IGBT až k modernější NPT (“Non-Punch Through“) IGBT. Klasická technologie PT má substrátovou N vrstvu rozdělenou na dvě, jednu vysoce dotovanou N^+ a druhou málo dotovanou N^- . NPT IGBT tranzistor pak má pouze jednu málo dotovanou vrstvu N^- . Pouze jedna vrstva N^- pak při stejné velikosti čipu umožňuje vyšší závěrné napětí tranzistoru, ovšem za cenu vyššího úbytku napětí v sepnutém stavu. Velký zbytkový náboj v substrátové oblasti u PT technologie pak výrazně zpomaluje vypnutí tranzistoru. Všechny tyto nedostatky víceméně potlačuje nejnovější technologie, které různě modifikují substrátovou vrstvu NPT tranzistorů tak, aby bylo dosaženo co nejlepšího poměru statických a dynamických parametrů [1].



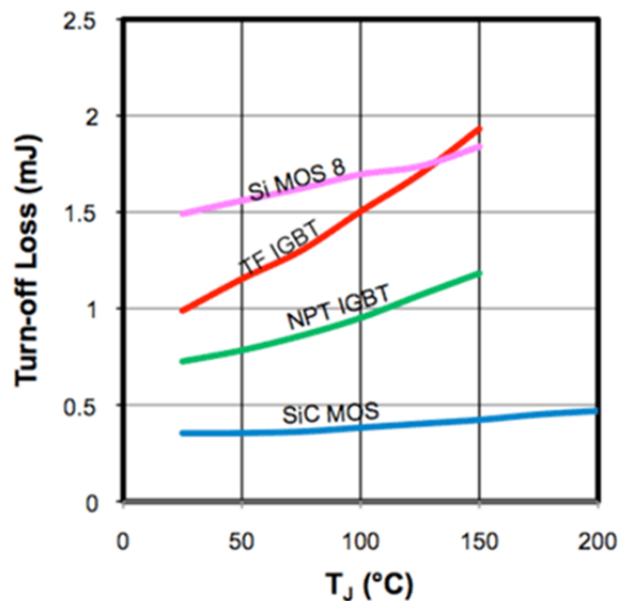
Obr. 2.1 Srovnání ztrát zapínacích u Si a SiC technologie, převzato z [3].

Např. FST (“Field Stop Trench“) IGBT (Infineon). Tyto tranzistory mají těsně pod P kolektorovou vrstvou umístěnou tzv. “stop“ vrstvu s vysokou dotací donorů a je

navržená tak, že snižuje velikost elektrického pole v okolí hranice polovodiče a kovu na nulu. Tím lze substrátovou vrstvu vyrobit mnohem užší než u klasické NPT technologie. FST tranzistory mají tedy menší ztráty v sepnutém stavu. Zbytkový proud je při vypínání tranzistoru prakticky potlačen a tranzistor vypíná rychleji.

FST tranzistory mají dále nižší strmost di/dt při vypínání a jejich vliv na elektromagnetickou kompatibilitu je výrazně příznivější [2]. Nižší strmosti proudů mají příznivý vliv i na EMC. Tyto nejmodernější IGBT tranzistory se již svými dynamickými parametry přibližují standardním MOSFET tranzistorům. A pro malé proudové hustoty, napětí do 600V a frekvence přibližně do 100kHz je již dokáží plně nahradit (NPT S-IGBT od fy. Siemens). Nutno ještě podotknout, že nejmodernější IGBT lze řadit paralelně jako tranzistory MOSFET.

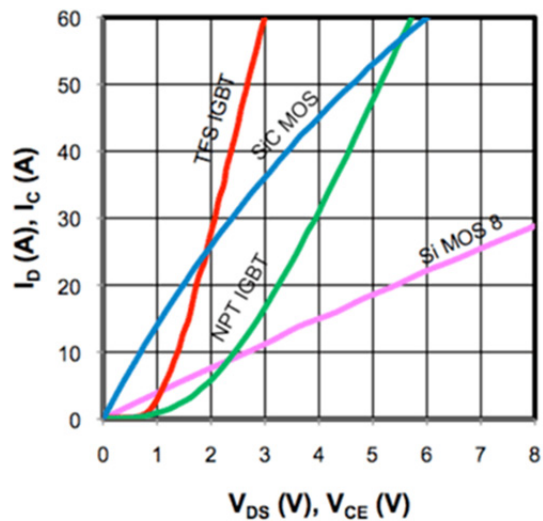
Tranzistory MOSFET se se svým závěrným napětím dlouho nedostaly přes hranici 600V. V současnosti již však existují MOSFET tranzistory s blokujícím napětím přes 600V. Jedná se o křemíkové technologie SJMOS (900V) a MOS 8 (až 1200V). Tranzistory založené na těchto technologiích mají nižší odpor kanálu v sepnutém stavu (nižší ztráty vedením), avšak úprava epitaxní vrstvy na vyšší napětí výrazně zhoršuje jejich spínací doby (MOS 8 i SJMOS). Nutno ještě podotknout, že tranzistory MOSFET mají obecně vysokou diferenciální vodivost. Díky tomu má pak speciálně SJMOS ze všech Si technologií nejnižší přepínací ztráty při podobných dynamických vlastnostech. Ztráty vedením jsou však u SJMOS výrazně horší. Zvláště pro vyšší teploty, kdy odpor kanálu výrazně roste. Celkové ztráty (přepínací + vedením) můžou být pak dokonce vyšší, než jaké jsou u nejlepších IGBT technologií.



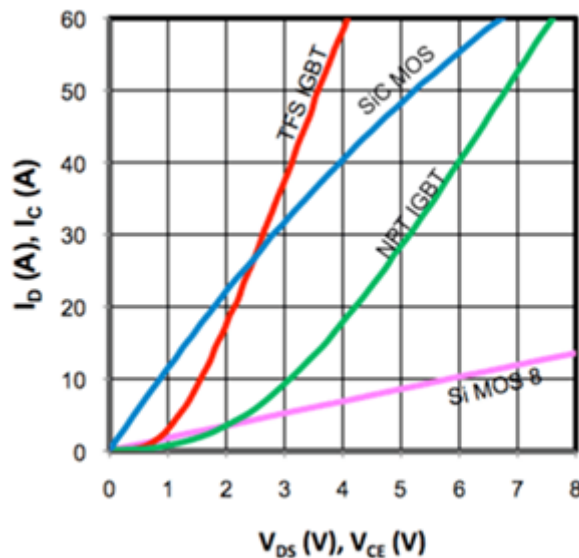
Obr. 2.2 Srovnání ztrát vypínacích u Si a SiC technologie, převzato z [3].

Technologie MOS 8 (závěrné napětí až 1200V) je na tom pochopitelně ještě výrazně hůře. Zde jsou ztráty vedením i ztráty přepínací výrazně vyšší. Důvodem je výrazně vyšší hodnota Millerovy kapacity a zejména kapacity hradla. Doménou MOSFET tranzistorů zůstávají aplikace do 600V. Jejich skvělé dynamické vlastnosti nelze tedy využít v tradičních třífázových aplikacích. Jejich uplatnění je pak především ve spínaných zdrojích. Rychlé zapínací a vypínací časy umožňují spínání tranzistorů na vysokých frekvencích, až stovky kHz. Vysoké spínací frekvence umožňují snížení

objemů magnetických obvodů, a tím i snížení velikosti a hmotnosti celého zařízení. Parametry substrátové antiparalelní diody jsou již u standartních MOSFET tranzistorů natolik obstojné, že již není potřeba připojovat k tranzistoru vnější antiparalelní rychlou diodu. To se projeví na celkové kompaktnosti zařízení s tranzistory MOSFET. Nejprogresivnější MOSFET technologie současnosti jsou tranzistory CoolMOS (Infineon). Jejich vypínací časy jsou obvykle kolem 100 ns. Na vysokých spínacích frekvencích (nad 100 kHz) jim z hlediska účinnosti nejsou schopny konkurovat ani nejlepší IGBT tranzistory. Nejpodstatnější nevýhoda, a to malé blokující napětí (max. 600V), přetrvává. U těchto velmi rychlých tranzistorů se navíc objevuje takzvaný “Ringing efekt“. Jedná se v podstatě o velkou náchylnost na kmitání obvodu hradla. Tranzistor pak může být opakovaně parazitně spínán. Odstranění tohoto jevu je nutnou podmínkou pro bezpečný provoz tranzistoru a klade vyšší nároky na jeho budicí obvod.



Obr. 2.3 Srovnání výstupní V-A charakteristiky sepnutých tranzistorů technologie Si a SiC při 25°C, převzato z [3].



Obr. 2.4 Srovnání výstupní V-A charakteristiky sepnutých tranzistorů technologie Si a SiC při 150°C, převzato z [3].

Všechny popsané nevýhody 1200V křemíkových technologií se snaží potlačit nová technologie SiC založená na karbidu křemíku. Tato krystalová struktura dosahuje vyšší teplotní a výkonové zatížitelnosti, než klasická křemíková struktura. Její jedinečné vlastnosti jsou v současnosti využívány v LED aplikacích a nově také ve výkonových polovodičích. Nejvýznamnější výrobce výkonových SiC tranzistorů je firma CREE se svou řadou tranzistorů DMOS a blokujícím napětím 1200V. Tyto tranzistory se vyznačují především velmi nízkým celkovým nábojem hradla v porovnání s klasickou Si technologií. To snižuje proudové namáhání budících obvodů. V oblasti podobných pracovních proudů mají tyto tranzistory nejnižší úbytek napětí v sepnutém stavu.

Nižší přepínací ztráty jsou dosaženy nepřítomností zbytkového proudu volných nábojů v epitaxní vrstvě, v porovnání s IGBT. Vysoká proudová hustota a malá aktivní délka epitaxní vrstvy snižuje pracovní kapacity čipu, což příznivě vede ke snížení přepínacích ztrát. Celkové nižší ztráty tak umožňují snížení rozměrů chladičů, vyšší spínací frekvence, zmenšení velikosti magnetických obvodů, snížení hmotnosti a ceny celého systému. Podle [3] zvyšují SiC tranzistory účinnost zařízení v průměru až o 2% a dovolují zvýšit spínací kmitočty až pětinasobně. Další výhodou je extrémně nízký závěrný proud, nižší než 1 μ A. SiC tranzistory vynikají malým odporem kanálu v sepnutém stavu (krátká aktivní délka substrátu a vyšší dotování) a navíc je tento odpor ve srovnání s Si polovodiči prakticky konstantní v závislosti na teplotě (20%). To je výhodná vlastnost jak z hlediska ztrát, tak i z hlediska konstrukce ochranných obvodů (anti-saturační ochrany). Malá změna odporu kanálu v závislosti na teplotě umožňuje provozovat tranzistor na vyšších teplotách, než u klasického křemíku. Aby však byla dosažena správná hodnota odporu, je třeba zajistit požadované vlastnosti řídicích obvodů. Stejně jako výkonové MOSFETy, má i SiC tranzistor svoji parazitní substrátovou diodu. Její prahové napětí se pohybuje přibližně mezi 2,5 – 2,7V. Zotavovací charakteristiky jsou výrazně lepší než u klasických Si tranzistorů. Přesto se kvůli poměrně velkému prahovému napětí doporučuje použít externí Schottky SiC diodu pro zlepšení účinnosti. Při volbě externí diody je třeba vzít v úvahu opačné teplotní koeficienty SiC Schottky diody (kladný) a parazitní diody SiC tranzistoru (záporný), tak aby při vyšší teplotě se neotevřela substrátová dioda SiC tranzistoru [3].

GaN technologie (nitrid galia) je teprve rozvíjející se oblast, slibující takřka stejně dobré vlastnosti jako SiC. Podstatnou výhodou je méně nákladná technologie výroby a tím i nižší očekávaná cena. V několika příštích letech, po uvedení prvních výkonových součástek na trh, by tak jejich cena mohla dokonce klesnout pod úroveň klasických Si polovodičů. Nejslabším parametrem GaN je, ve srovnání se SiC, přibližně třetinová hodnota tepelné vodivosti. Tepelná vodivost GaN je srovnatelná s technologií Si. Pro proudové přetěžování je tedy bezkonkurenční SiC a nepřekonatelná bude i v maximálních hodnotách závěrného napětí. Na druhou stranu je GaN, zřejmě díky nejlepší elektronové pohyblivosti, ideální součástí pro vysokofrekvenční aplikace.

Technologie výkonových měničů

Topologie třífázových měničů je prakticky po celou dobu vývoje neměnná. Co se týče konstrukce výstupních filtrů, tak jejich modifikací je celá řada. Jedná se především o různorodé kombinace zapojení L,C prvků s cílem dosáhnout požadovaný tvar frekvenční charakteristiky a minimalizovat přídavné ztráty ve filtru. Výstupní filtr je v praxi obvykle málo používán i přes jeho příznivý vliv na elektrický pohon. Samotný motor totiž spolehlivě působí jako filtr. Přídavný filtr zvyšuje hmotnost, objem a cenu celého pohonu. Spínací frekvence se pohybuje přibližně v rozmezí 10 - 30kHz, samozřejmě s vyšším výkonem klesá, protože výkonovější

spínací polovodiče jsou pomalejší tj. vykazují vyšší přepínací ztráty. Velikost spínací frekvence je tak omezena dynamickými vlastnostmi současné vysoko-napěťové IGBT technologie resp. technologie MOSFET.

Spínací frekvence 100kHz použitá v realizačním výstupu této práce je tedy poměrně unikátní, zejména pak v oblasti třífázových měničů s napětím meziobvodu okolo 500V a výkonem řádu jednotek až desítek kW. Zvyšování spínacího kmitočtu nad cca 25kHz v měničích pro účely elektrických pohonů nebývá obvyklé, jelikož to nepřináší snížení velikosti motoru (ta souvisí s jeho momentem).

Pozn.: Jiná situace je v měničích pro tzv. spínané zdroje, kde zvýšení spínacího kmitočtu přináší snižování rozměrů pulsních výkonových transformátorů a vyhlazovacích tlumivek.

V pohonářských aplikacích je tedy sice jediným podstatným přínosem zvýšení spínací frekvence redukce rozměrů dodatečného výstupního filtru, ovšem tato skutečnost je velice zásadní, pokud nechceme filtr zcela vynechat a riskovat tak problémy v oblasti EMC, životnosti izolačního systému stroje motoru a jeho ložisek.

Použití extrémně vysoké spínací frekvence však s sebou nese realizační úskalí, která nás nutí k odklonu od standardní topologie silového obvodu. Tyto potíže jsou spojeny zejména s realizací ochranné doby (dead-time). Při periodě 10 μ s (kmitočet 100kHz) představuje již bezpečný dead-time 1 μ s desetiprocentní změnu střídavy. Zkreslení PWM vlivem dead-time je tedy výrazné. Přesná realizace kratších ochranných dob je rovněž problematická s ohledem na teplotní závislosti atd.

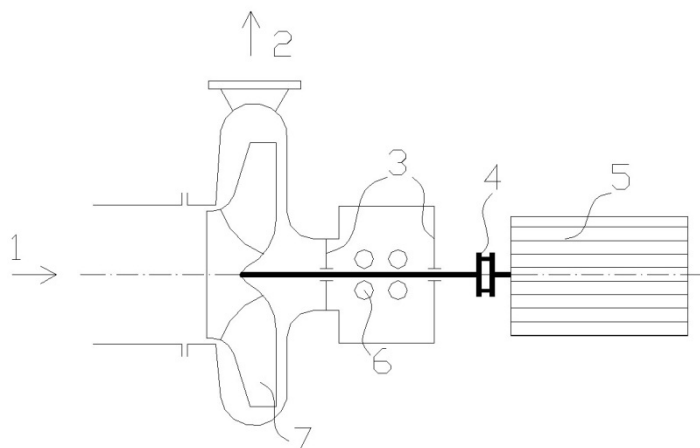
Navrhovaná topologie byla sestavena tak, aby ochranných dob vůbec nebylo třeba použít. Ochranná doba má zabránit krátkodobým zkratům meziobvodu, kdy se např. horní tranzistor teprve zavírá (dosud však jeho vodivost není nulová) a dolní se již otevírá. V nově navrhované topologii zajišťuje ochranu proti tomuto jevu indukčnost figurující mezi horním a dolním tranzistorem. Jedná se přitom o využití indukčnosti zvláště zapojeného výstupního LC filtru, viz dále Obr. 4.1.

2.2 Koncepce odstředivého čerpadla pro průmyslové aplikace

Čerpadla jsou v dnešní době nezbytnou komponentou četných zařízení. Hrají významnou roli při dopravě kapalin v různých odvětvích národního hospodářství. Čerpadla jsou hojně používána pro zásobování obyvatelstva a zemědělství pitnou a užitkovou vodou při zabezpečování odvodnění a závlah v zemědělství, při odkanalizování územních celků, v energetice a v různých technologických provozech sloužících k dodávkám chladicího média. Zvláštní pozornost si zaslouží užití čerpadel v bytové oblasti, a to zejména na sídlištích při zajišťování kvality života. Zde se však použití čerpadel nevztahuje pouze na dodávky pitné vody a odkanalizování, ale také na zabezpečení dodávky požární vody, teplé užitkové vody, bezporuchový a bezpečný provoz centrálního vytápění. Novinkou je bezpochyby užití čerpadel pro náhradní srdeční činnost. Neustálé zvyšování životní úrovně obyvatelstva a především náročnosti a dokonalosti technologických procesů klade vyšší požadavky také na čerpadla. Vyšší nároky na rychlost, dynamiku a řízení, společně s rychlým vývojem v oblasti informačních technologií, vede k novým návrhům konstrukcí čerpadel, za účelem splnění náročnějších požadavků průmyslu. Jednou z těchto možností je právě použití speciální konstrukce průmyslového čerpadla s integrovaným diskovým motorem a magnetickými ložisky [5], [6].

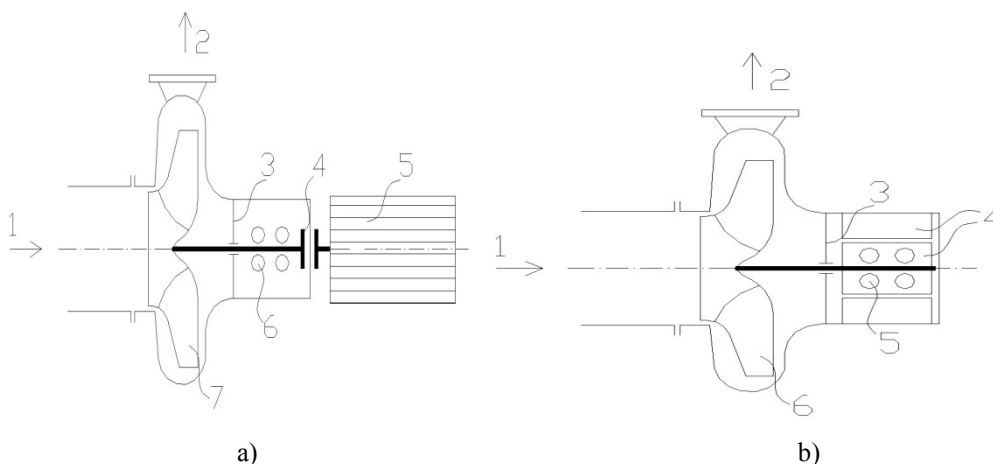
Odstředivé čerpadlo s integrovaným diskovým motorem

Na čerpadlo je kladen požadavek zamezení úniku čerpaného média do okolí. V případě čerpadla s externím pohánějícím motorem je pak nutná ucpávka hnací hřídele, viz Obr. 2.5.



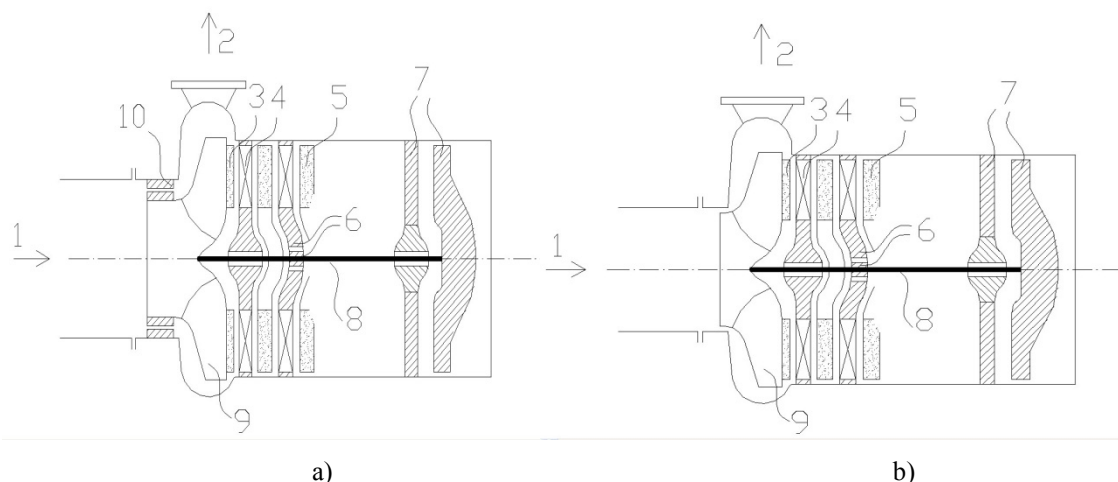
Obr. 2.5 1 – sací potrubí; 2 – výtlak; 3 – ucpávka; 4 – mechanická spojka; 5 – elektromotor; 6 – ložiska; 7 – čerpadlo

Dnes se používají také bezucpávková provedení. Buď je pak motor integrován v čerpadle (hermeticky uzavřen v čerpadle) nebo je místo vyvedení hnací hřídele použita magnetická spojka. Princip takových agregátů je znázorněn na Obr. 2.6.



Obr. 2.6 1 – sací potrubí; 2 – výtlak; 3 – ucpávka; 4 – magnetická spojka (obr. a); 5 – elektromotor (obr. a), ložiska (obr. b); 6 – ložiska;

Uvedená řešení však disponují řadou nevýhod v porovnání s koncepcí znázorněné na Obr. 2.7. Jedná se o bezucpávkové odstředivé čerpadlo s diskovým synchronním motorem s permanentními magnety.



Obr. 2.7 1 – sací potrubí; 2 – výtlak; 3, 5 – magnety; 4 – diskový motor; 6 – aktivní radiální magnetické ložisko; 7 - aktivní axiální magnetické ložisko; 8 – rotor; 9 – oběžné kolo; 10 - aktivní magnetické ložisko (hydrodynamická spára)

Čerpací efekt zajišťuje oběžné lopatkové kolo 9, které je umístěno na hřídeli synchronního diskového motoru s permanentními magnety 3. Stator motoru má v bezdrážkové provedení bez železa. Toto řešení je vhodné, pokud se počítá s použitím magnetických ložisek. Jednotlivé prvky diskového motoru mohou být řazeny do série, viz pozice 3,4, atd. čímž lze zvyšovat výkon motoru. Součástí provedení mohou být i aktivní radiální magnetická ložiska 10, 7 a aktivní axiální magnetické ložisko. (zpětnovazebně řízená ložiska). Aktivními magnetickými ložisky lze zachytit statickou i dynamickou složku radiální a axiální síly.

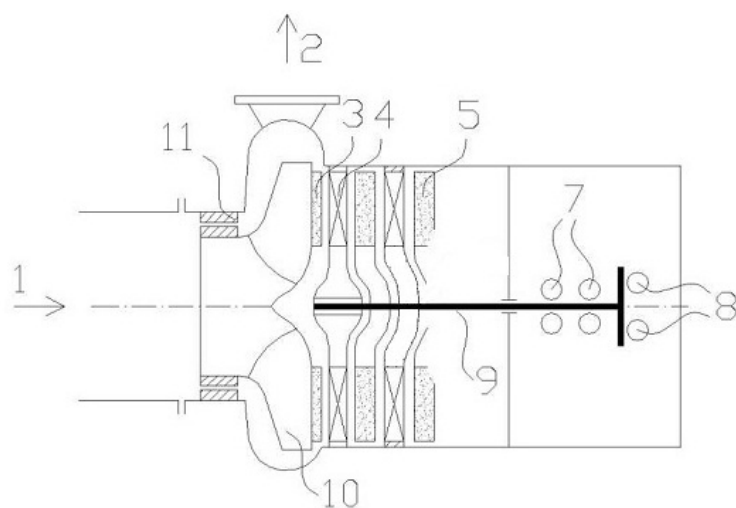
Oproti ostatním provedením zcela odpadají ucpávky a spojka. Čerpadla jsou absolutně těsná a vhodná pro práci v ekologických technologiích a výbušném prostředí. Sériovým řazením prvků diskového motoru je možno dosahovat požadovaných výkonů při zvolených otáčkách. Motor nepotřebuje chlazení a tudíž je provoz čerpadla velmi tichý, jelikož je rotor čerpadla veden pouze v magnetickém poli a tlumen kapalinovými vrstvami. Umístění a velikost magnetických ložisek jsou závislé na parametrech čerpadla. Doporučuje se umísťovat první radiální magnetické ložisko 10 do místa „těsnicího“ kruhu, který má tvořit hydrodynamickou těsnicí spáru.

Realizovaná varianta čerpadla

Aktivní magnetické ložisko a malé radiální ložisko bylo nahrazeno suchým kluzným ložiskem, viz Obr. 2.8 (7,8).

Bezdrážkový motor s magnetickým obvodem bez železa byl zvolen pro jeho zanedbatelné rušivé axiální a radiální síly působící na magnetický systém aktivních magnetických ložisek. Pokud použijeme běžný elektromotor, pak musíme podstatně zvýšit únosnost magnetických ložisek, to znamená zvýšení jejich hmotnosti, rozměrů a ceny. Elektrické obvody elektromotoru a magnetických ložisek jsou chlazeny přímo pracovním médiem. Elektronický řídicí systém aktivních ložisek a motoru je konstruován jako externí a je umístěn mimo prostor čerpadla.

Nový konstrukční návrh vyhovuje požadavkům na kompaktní provedení systému pumpa – el. pohon a magnetické ložisko. Všechny tyto části mohou být umístěny do prostoru současné konvenční pumpy.



Obr. 2.8 1 – sací potrubí; 2 – výtlak; 3, 5 – magnety; 4 – diskový motor; 7 – radiální ložisko; 8 – axiální ložisko; 9 – rotor; 10 – čerpadlo; 11 - aktivní magnetické ložisko (hydrodynamická těsnící spára)

3. Cíle disertační práce

Cílem disertační práce je přispět k inovaci pohonu radiálního průmyslového čerpadla. Jedná se o modifikaci klasického kapalinového čerpadla novými pohonnými prvky. Do těla běžného průmyslového čerpadla je navržen a vestavěn speciální synchronní motor diskové konstrukce bez železa. Čerpadlo je konstruováno jako bezucpávkové, tzn., že čerpané médium prochází přes všechny prvky těla čerpadla včetně motoru (Tato oblast vývoje není předmětem výzkumu a je v práci uvedena pouze jako dílčí část celkové složité přestavby čerpadla). Klasická kluzná ložiska jsou nahrazena aktivními magnetickými ložisky, která současně tvoří hydrodynamickou ucpávku, viz kap 2.2.

Hlavním cílem této práce je návrh a realizace prototypu třífázového DC/AC měniče se speciální topologií silového obvodu, určeného k napájení synchronního motoru čerpadla. Tato nová koncepce je založena na progresivní technologii polovodičových součástek SiC. Spínací frekvence je posunuta na neobvyklých 100 kHz při vysokém výstupním sdruženém napětí měniče až 400V a výkonu cca 16kW. Dále bylo v rámci práce realizováno i magnetické ložisko v oblasti sání s jednoduchým analogovým řízením.

K dosažení komplexního cíle práce je nutné splnit tyto konkrétní dílčí cíle:

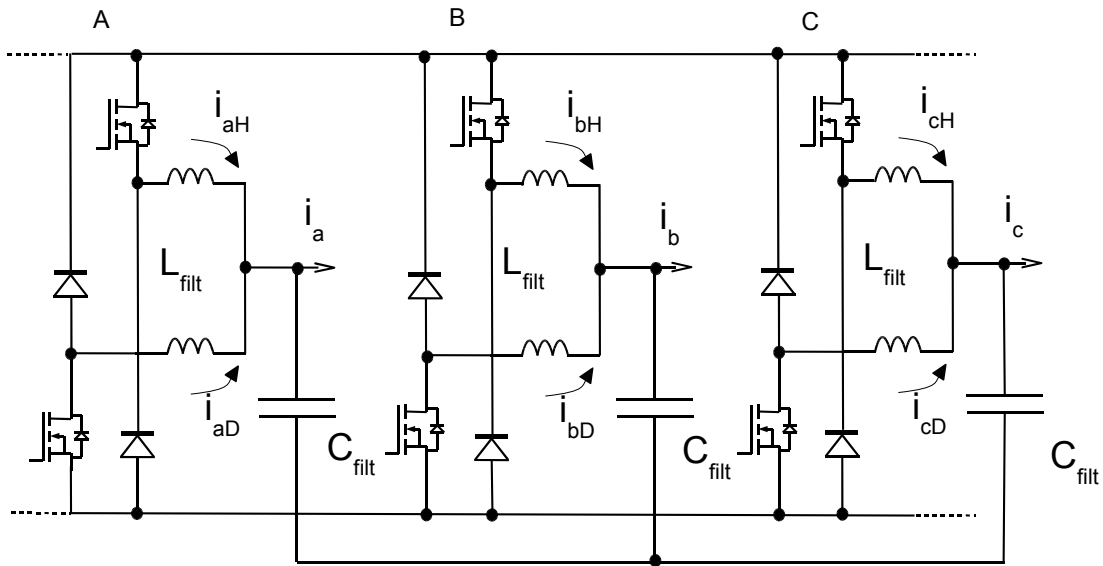
- Matematická analýza nové koncepce třífázového DC/AC měniče s novou topologií silového obvodu, návrh silového obvodu (dimenzování polovodičů, návrh prvků filtru, výpočet ztrát, atd.)
- Simulace silové části DC/AC měniče.
- Návrh a realizace vhodného budicího obvodu pro SiC Z-FET tranzistory.
- Kompletní realizace silového obvodu a řídicích obvodů
- Měření a ověření vlastností měniče
- Návrh a realizace magnetického ložiska s jednoduchým kaskádním řízením.
- Měření na soustavě měnič – magnetické ložisko – čerpadlo.

4. Třífázový DC/AC měnič s novou topologií silového obvodu, osazený výkonovými SiC tranzistory.

Tato kapitola dává bližší pohled na návrh a realizaci vysokofrekvenčního třífázového DA/AC měniče osazeného novými výkonovými SiC MOSFET tranzistory. Součástí koncepce měniče je výstupní filtr atypické konstrukce. To souvisí s neobvyklou topologií celého silového obvodu. Unikátní statické a dynamické vlastnosti SiC tranzistorů umožňují konstruovat třífázový měnič, s v současnosti neobvyklou vysokou spínací frekvencí 100kHz, při napěťové hladině meziobvodu 540V a výkonu desítek kW. Vysoká spínací frekvence snižuje objem a velikost výstupního filtru, čímž odstraňuje hlavní ekonomické a technické překážky jeho nasazení. Výstupní filtr má příznivý vliv na ztráty v pohonu, snižuje namáhání mechanických částí (především ložisek) zvlněným momentem, snižuje rušivý kapacitní proud unikající z motoru do okolí a celkově tak příznivě působí na spolehlivost a životnost celého zařízení. Přepokládané vlastnosti měniče jsou již přehledně uvedeny v kapitole 2. Avšak pro lepší názornost jsou zde znovu připomenuty:

- Velmi vysoká spínací frekvence 100kHz při napětí meziobvodu až 540V a výkonu až 16kW.
- Větev tranzistoru je rozdělena do dvou nezávislých spínačů (horní a dolní) vzájemně oddělenými vlastními tlumivkami, které společně tvoří výstupní cívku filtru.
- Tranzistory jsou spínány bez ochranných dob. Případné zkraty ve větvi jsou eliminovány rozdělenými cívkami filtru. Nedochozí ke zkreslení výstupního napětí.
- Výstupní napětí je čistě sinusové (přítomnost filtru). Eliminace ložiskových proudů, snížení ztát v železe motoru.
- Nižší napěťové namáhání du/dt komplementárního tranzistoru ve větvi. Nižší úroveň rušení do budících obvodů.
- Omezení zkratového proudu tranzistoru a jeho rychlé snímání.
- Nižší EMI na vysokých frekvencích vlivem malých zotavovacích dob SiC součástek.
- Vyšší ztráty v „parazitní cívce“.

Pozn.: Neobvyklý pojem „parazitní cívka“ bude objasněn při konkrétním popisu topologie.



Obr. 4.1 Nová topologie výstupního filtru třífázového měniče

Schematické znázornění topologie s rozdělenými větvemi výstupního filtru je patrné z Obr. 4.1. Klasická topologie je zde modifikována osamostatněním každého spínače (tranzistor spolu s diodou tvořící buď horní, nebo dolní spínač). Dochází tak k rozdělení měniče do šesti nezávislých spínačů. Jednu větev měniče pak tvoří dvojice horního a dolního spínače. Každý spínač má svoji vlastní cívku. Tyto cívky spolu tvoří jednu fázovou část filtru. V praxi to znamená, že horní spínač je určen pro vedení proudu v kladné půlperiodě první harmonické fázového proudu a dolní vede proud při záporné půlplně. Teoreticky se obě nezávislé větve neovlivňují. Tlumivky v tomto zapojení pak tvoří ochranu pro zkratové proudy vlivem rozdílných spínacích a vypínacích dob tranzistorů (komutační zkrat). Proto je možné konstruovat řídicí obvody bez ochranných dob, nebo je minimalizovat a eliminovat tak jejich rušivý vliv na výstupní napětí měniče. Krátké vypínací časy SiC (řádově desítky nanosekund) navíc zkracují trvání těchto extrémních stavů a limitují jejich účinky na akceptovatelné hodnoty (nárůsty zkratových proudů). Budiče pak nemusejí být vybaveny složitými obvody pro ochranu tranzistoru proti nadproudu založené na měření saturačního napětí tranzistoru.

Případné poruchové stavy (zkraty a nadproudy) lze lehce měřit a vyhodnocovat pomocí levných a rychlých konvenčních čidel, což u klasického měniče nebylo z topologických důvodů možné díky nutnosti minimalizace parazitních indukčností.

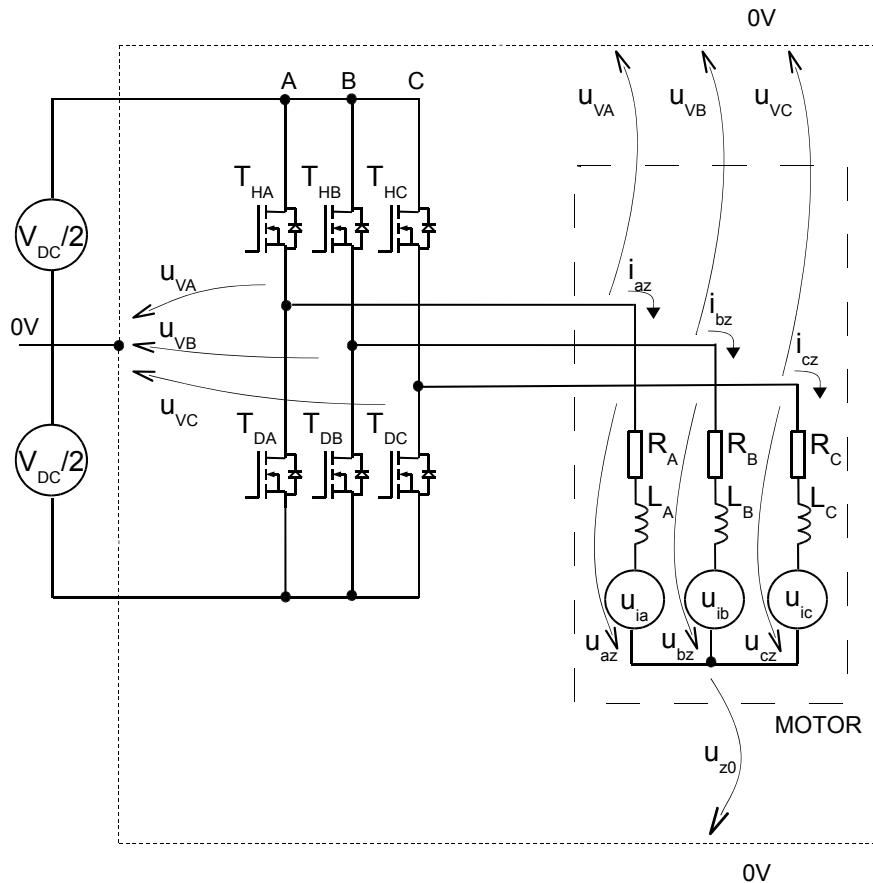
Vysoká spínací frekvence minimalizuje rozměry indukčností filtru a částečně tím redukuje nevýhodu dvojnásobného počtu cívek použitých v této topologii.

Následující kapitoly popisují vlastnosti nové topologie, návrh a optimalizaci komponentů výstupního filtru, výpočet jednotlivých ztrát v měniči, problematiku budičích obvodů pro SiC tranzistory a v neposlední řadě samotnou realizaci měniče.

4.1 Matematická analýza třífázového DC/AC měniče s atypickou topologií silového obvodu

4.1.1 Odvození základních vztahů

Nejprve je vhodné uvést vztahy pro klasickou topologii třífázového měniče bez výstupního LC filtru, pracujícího do třífázové zátěže, dle Obr. 4.2.



Obr. 4.2 Klasická topologie třífázového měniče

Pro větвовé napětí platí (z II. Kirchhoffova zákona):

$$\begin{aligned} u_{Va} &= u_{az} + u_{z0} \\ u_{Vb} &= u_{bz} + u_{z0} \\ u_{Vc} &= u_{cz} + u_{z0} \end{aligned} \quad (4.1)$$

kde napětí u_{az}, u_{bz}, u_{cz} lze dále rozepsat:

$$\begin{aligned} u_{az} &= R_a i_{az} + L_a \frac{di_{az}}{dt} + u_{ia} \\ u_{bz} &= R_b i_{bz} + L_b \frac{di_{bz}}{dt} + u_{ib} \\ u_{cz} &= R_c i_{cz} + L_c \frac{di_{cz}}{dt} + u_{ic} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Z rovnic (4.1) plyne:

$$\begin{aligned} u_{Va} + u_{Vb} + u_{Vc} &= u_{az} + u_{bz} + u_{cz} + 3u_{z0} \\ u_{z0} &= \frac{1}{3}(u_{Va} + u_{Vb} + u_{Vc} - u_{az} - u_{bz} - u_{cz}) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Pro třífázovou soustavu s nevyvedeným středem musí dále platit, že součet všech fázových proudů je nulový (I. Kirchhoffův zákon). A je-li dále soustava symetrická ($R_a = R_b = R_c = R$, $L_a = L_b = L_c = L$), pak je nutně v rovnici (4.3) výraz $-u_{az} - u_{bz} - u_{cz}$ nulový, protože s použitím (4.2) platí:

$$\begin{aligned} -u_{az} - u_{bz} - u_{cz} &= -R \underbrace{(i_{az} + i_{bz} + i_{cz})}_0 - L \frac{d}{dt} \underbrace{(i_{az} + i_{bz} + i_{cz})}_0 - \underbrace{(u_{ia} + u_{ib} + u_{ic})}_0 \\ -u_{az} - u_{bz} - u_{cz} &= 0 \end{aligned} \quad (4.4)$$

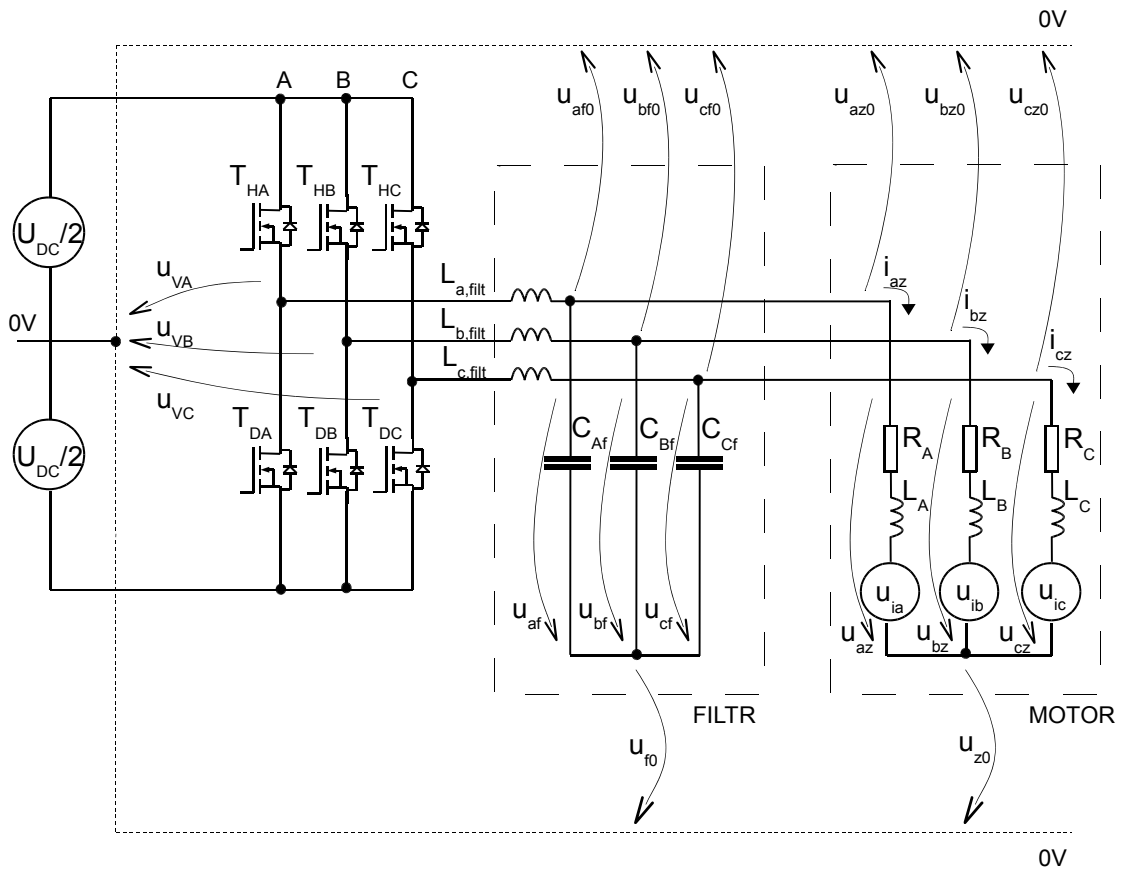
Dosazením (4.4) do (4.3) dostaneme již známý tvar pro napětí plovoucího středu zátěže u_{z0} :

$$u_{z0} = \frac{1}{3}(u_{Va} + u_{Vb} + u_{Vc}) \quad (4.5)$$

A pro fázové napětí z (4.1) a (4.4):

$$\begin{aligned} u_{az} &= \frac{2}{3}u_{Va} - \frac{1}{3}u_{Vb} - \frac{1}{3}u_{Vc} \\ u_{bz} &= \frac{2}{3}u_{Vb} - \frac{1}{3}u_{Va} - \frac{1}{3}u_{Vc} \\ u_{cz} &= \frac{2}{3}u_{Vc} - \frac{1}{3}u_{Va} - \frac{1}{3}u_{Vb} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Tyto rovnice jsou však odvozeny pro případ, kdy je motor z měniče napájen krátkým vedením. Pro vyšší frekvence a dlouhé přívodní kabely už však nemusí být větвовé napětí na svorkách motoru stejné jako větвовé napětí na výstupu měniče. Vlivem šíření vf. vln (způsobených strmými pulzy napětí du/dt) na přívodním vedení, mohou být pulzy napětí na svorkách motoru až dvojnásobné [7], [8].



Obr. 4.3 Klasická topologie třífázového měniče s filtrem

Jestliže však použijeme vhodný filtr k potlačení strmých pulzů napětí (du/dt) a zanedbáme-li úbytek napětí na vedení mezi filtrem a zátěží, pak lze ukázat, že pro symetrickou soustavu filtru se napětí na zátěži nezmění. Pokud filtrací vhodně eliminujeme vysokofrekvenční účinky napájecího napětí na připojovacím vedení motoru, pak bude vždy při zanedbání odporu a indukčnosti vinutí (pro nf. signál) platit (viz. Obr. 4.2):

$$\begin{aligned} u_{af0} &= u_{az0} \\ u_{bf0} &= u_{bz0} \\ u_{cf0} &= u_{cz0} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Pak nutně musí platit:

$$u_{z0} = \frac{1}{3}(u_{af0} + u_{bf0} + u_{cf0}) \quad (4.8)$$

Dále pro větvová napětí s vloženým filtrem napětí můžeme psát:

$$\begin{aligned} u_{Va} &= u_{af0} + L_{a,filtr} \frac{di_{a,filtr}}{dt} \\ u_{Vb} &= u_{bf0} + L_{b,filtr} \frac{di_{b,filtr}}{dt} \\ u_{Vc} &= u_{cf0} + L_{c,filtr} \frac{di_{c,filtr}}{dt} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Sečtením (4.9) dostaneme za předpokladu symetrického filtru $L_{a,filtr} = L_{b,filtr} = L_{c,filtr} = L_{filtr}$:

$$u_{Va} + u_{Vb} + u_{Vc} = u_{af0} + u_{bf0} + u_{cf0} + L_{filtr} \frac{d}{dt} \underbrace{(i_{a,filtr} + i_{b,filtr} + i_{c,filtr})}_0 \quad (4.10)$$

$$u_{Va} + u_{Vb} + u_{Vc} = u_{af0} + u_{bf0} + u_{cf0}$$

Při uvažování symetrické zátěže a symetrie filtru dále vylpne důležitá skutečnost:

$$u_{f0} = \frac{1}{3}(u_{Va} + u_{Vb} + u_{Vc}) = \frac{1}{3}(u_{af0} + u_{bf0} + u_{cf0}) = u_{z0} = u_0 \quad (4.11)$$

kde u_0 značí plovoucí napětí středu symetrického filtru nebo zátěže a to jak pro topologii z Obr. 4.1, tak i z Obr. 4.2 a Obr. 4.3. Symetrický filtr nikterak neovlivňuje rozložení napětí na zátěži. Jeho přítomnost umožňuje pro popis soustavy třífázového měniče, s libovolnou symetrickou zátěží a délkou vedení, použít obecně známé rovnice (4.1) až (4.6).

Z předešlých rovnic lze snadno určit napětí na indukčnosti filtru, které je důležité pro dimenzování a návrh tlumivky filtru. Pro symetrický filtr je např. napětí na indukčnosti fáze a dané $u_{Lafiltr}$:

$$u_{Va} + u_0 = u_{Lafiltr} + u_{af} \Rightarrow u_{La,filtr} = u_{Va} - u_{af} - u_0 \quad (4.12)$$

4.1.2 Modifikace základních vztahů pro novou topologii

Pro popis nové topologie z Obr. 4.1 je nutné rozšířit základní rovnice z předchozí kapitoly. Pro větvová napětí v uspořádání dle Obr. 4.1 platí:

$$\begin{aligned} u_{VaH} &= u_{af} + L_{filtr} \frac{di_{aH}}{dt} + u_0 \\ u_{VaD} &= u_{af} + L_{filtr} \frac{di_{aD}}{dt} + u_0 \\ u_{VbH} &= u_{bf} + L_{filtr} \frac{di_{bH}}{dt} + u_0 \\ u_{VbD} &= u_{bf} + L_{filtr} \frac{di_{bD}}{dt} + u_0 \\ u_{VcH} &= u_{cf} + L_{filtr} \frac{di_{cH}}{dt} + u_0 \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$u_{VcD} = u_{cf} + L_{filt} \frac{di_{cD}}{dt} + u_0$$

kde u_{ViH} a u_{ViD} pro $i = a, b, c$ jsou větвовá napětí horního a dolního spínače. Pro proudy v jednotlivých větvích dále platí:

$$\begin{aligned} i_{af} &= i_{aH} + i_{aD} \\ i_{bf} &= i_{bH} + i_{bD} \\ i_{cf} &= i_{cH} + i_{cD} \\ i_{af} + i_{bf} + i_{cf} &= 0 \end{aligned} \quad (4.14)$$

Sloučením (4.13):

$$\begin{aligned} u_{VaH} + u_{VaD} + u_{VbH} + u_{VbD} + u_{VcH} + u_{VcD} &= \\ = L_{filt} \frac{d}{dt} (i_{aH} + i_{aD} + i_{bH} + i_{bD} + i_{cH} + i_{cD}) + 2(u_{af} + u_{bf} + u_{cf}) + 6u_0 \end{aligned} \quad (4.15)$$

Dosazením (4.14) do (4.15):

$$\begin{aligned} u_{VaH} + u_{VaD} + u_{VbH} + u_{VbD} + u_{VcH} + u_{VcD} &= \\ = L_{filt} \frac{d}{dt} \underbrace{(i_{af} + i_{bf} + i_{cf})}_0 + 2(u_{af} + u_{bf} + u_{cf}) + 6u_0 &= \\ = 2 \sum_{i=a,b,c} u_{if} + 6u_0 \end{aligned} \quad (4.16)$$

Pro plovoucí napětí středu filtru platí za předpokladu symetrické soustavy:

$$u_0 = \frac{1}{6} (u_{VaH} + u_{VaD} + u_{VbH} + u_{VbD} + u_{VcH} + u_{VcD}) \quad (4.17)$$

Okamžitá velikost jednotlivých větвовých napětí je závislá na aktuálním rozložení proudu cívkami. Jak bude ukázáno v následující kapitole, pokud vedou proud všechny cívky, platí:

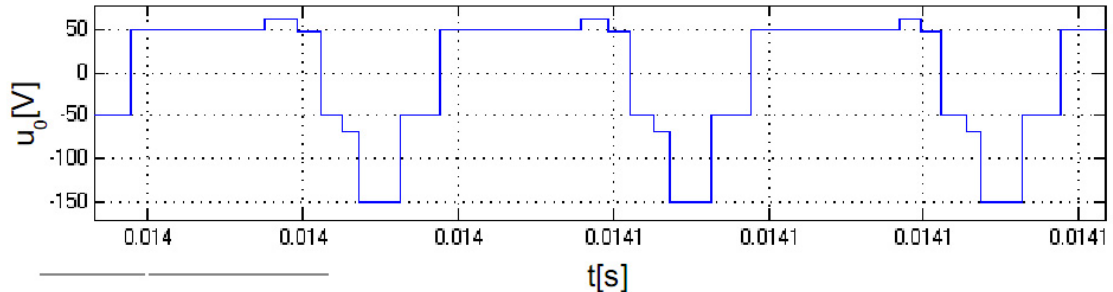
$$u_{VaH} = \begin{cases} \frac{U_{DC}}{2} & 0 < t < t_{on} \\ -\frac{U_{DC}}{2} & t_{on} < t < T_{PWM} \end{cases} \quad u_{VaD} = \begin{cases} \frac{U_{DC}}{2} & 0 < t < t_{on} \\ -\frac{U_{DC}}{2} & t_{on} < t < T_{PWM} \end{cases} \quad (4.18)$$

$$u_{VaH} = u_{VaD} = u_{Va}, \quad u_{VbH} = u_{VbD} = u_{Vb}, \quad u_{VcH} = u_{VcD} = u_{Vc}$$

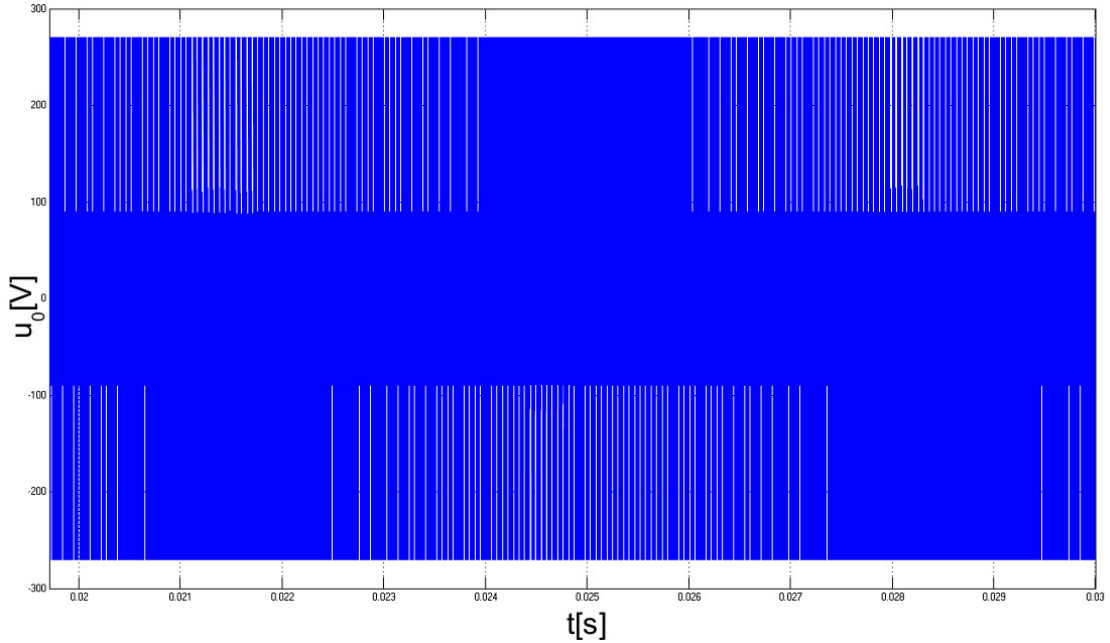
kde t_{on} je doba po kterou je sepnut tranzistor a T_{PWM} je perioda PWM. Rovnice (4.17) přejde na tvar:

$$u_0 = \frac{1}{3} (u_{Va} + u_{Vb} + u_{Vc}) \quad (4.19)$$

Nová topologie se chová naprosto analogicky klasické topologii. Tato situace platí pro případ, kdy každá cívka vede proud pouze a přesně v příslušné púlperiodě fázového proudu. Pak se tedy systém (viz. Obr. 4.1) chová naprosto identicky jako klasický systém (viz. Obr. 4.2 a Obr. 4.3). Jak bude ukázáno, dále tato situace vlivem parazitních okruhových proudu nemůže být samovolně zajištěna. Lze ji však poměrně přesně navodit spínáním pouze jednoho tranzistoru ve větvi. To ovšem vyžaduje složitější řídicí algoritmus. Rozložení proudů v jednotlivých cívkách se bude věnovat následující kapitola. Nicméně pro úplnost lze předeslat, že během PWM periody dochází k situacím, kdy vede současně proud pouze pět nebo dokonce čtyři spínače (z principu musí téct proud alespoň třemi spínači (trojpól tranzistor - dioda)). To se projeví na tvaru vychylovacího napětí. U klasické topologie nabývá vychylovací napětí čtyř hodnot podle kombinace sepnutých tranzistorů ($\pm U_{DC}/2$ a $\pm U_{DC}/6$). To samé platí pro novou topologii, pokud je aktivní pouze jeden spínač ve větvi, nebo pokud všech šest cívek vede trvale proud. Jestliže však dojde během jedné PWM periody k situaci kdy vede proud pouze pět spínačů (cívek), vychylovací napětí nabývá šesti hodnot ($\pm U_{DC}/2$, $\pm U_{DC}/6$, $\pm U_{DC}/5$) a pokud vedou proud pouze čtyři spínače, pak se ve vychylovacím napětí středu hvězdy objeví další dvě hodnoty ($\pm U_{DC}/4$). Tyto hodnoty lze snadno odvodit vynecháním příslušné větrové rovnice v (4.13). Příklad deformace vychylovacího napětí vlivem střídavého přerušení proudu v jednotlivých větvích je zobrazen na Obr. 4.4. Vychylovací napětí zde obsahuje všechny možné hodnoty, dle (4.13), je-li aplikována klasická PWM modulace s nosným signálem zarovnaným na střed ($U_{DC} = 300V$). Vychylovací napětí je tedy obohaceno o krátkodobé výběžky odpovídající aktuálnímu počtu větví, kterými teče proud. Toto zkreslení se podle (4.6) na výstupním napětí nikterak neprojevívá.



Obr. 4.4 Detail deformovaného vychylovacího napětí středu hvězdy, pro napětí meziobvodu 300V.



Obr. 4.5 Detail vychylovacího napětí středu hvězdy pro kladnou půlperiodu napětí fáze a bez poruchy spínání tranzistorů.

Z hlediska diagnostiky může mít praktické využití situace, kdy trvale nevede jeden spínač (tranzistor vlivem poruchy nespíná). Proto pro úplnost provedeme rozbor situace, kdy v soustavě nové topologie trvale spíná pouze pět spínačů.

Uvažujme poruchu dolního tranzistoru ve fázi a . Pro $i_{af} > 0$ vypustíme z rovnice (4.13) rovnici pro větvové napětí u_{VaD} . Sečtením dostaneme pro vychylovací napětí:

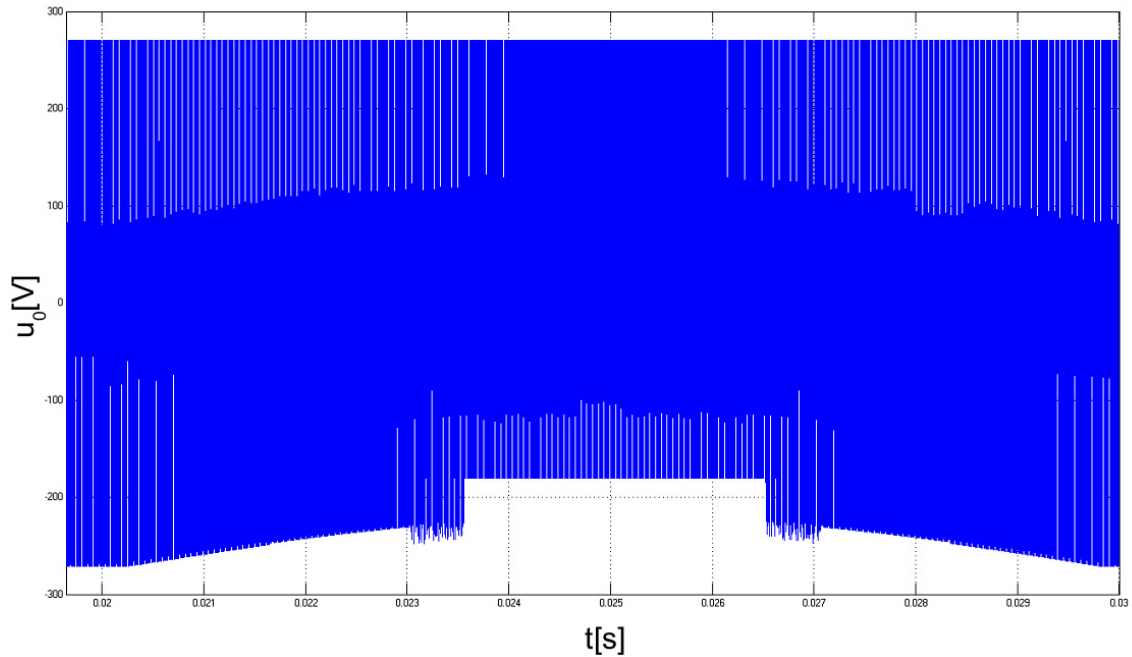
$$u_0 = \frac{1}{5} \left[\begin{array}{l} u_{VaH} + u_{VbH} + u_{VbD} + u_{VcH} + u_{VcD} - \underbrace{(u_{bf} + u_{cf})}_0 + \underbrace{(u_{af} + u_{bf} + u_{cf})}_0 \\ - R \underbrace{(i_{af} + i_{bf} + i_{cf})}_0 - L_{filt} \frac{d}{dt} \underbrace{(i_{af} + i_{bf} + i_{cf})}_0 - \underbrace{(u_{af} + u_{bf} + u_{cf})}_0 \end{array} \right] \quad (4.20)$$

Rozepsáním výrazu $u_{bf} + u_{cf}$ dostaneme:

$$u_{bf} + u_{cf} = U_{am} [\sin(\omega t - 120^\circ) + \sin(\omega t + 120^\circ)] = -U_{am} \sin(\omega t) = -u_{af} \quad (4.21)$$

Okamžitá hodnota napětí středu hvězdy je pak vychylována jednou pětinou okamžitého fázového napětí té fáze, kde se objevila porucha:

$$u_0 = \frac{1}{5} (u_{VaH} + u_{VbH} + u_{VbD} + u_{VcH} + u_{VcD} + u_{af}) \quad (4.22)$$



Obr. 4.6 Detail vychylovacího napětí středu hvězdy pro kladnou půlperiodu napětí fáze a při poruše spínání dolního tranzistoru větve A .

Za předpokladu, že všechny cívky vedou proud, samozřejmě kromě té, kde vznikla porucha, platí $u_{VBH} = u_{VBD}$ a $u_{VCH} = u_{VCD}$. Pak pro demodulovaný signál vychylovacího napětí (filtrace) platí:

$$u_0' = \frac{1}{5} \left(\frac{U_{DC}}{2} (2s_a - 1) + U_{DC} (2s_b - 1) + U_{DC} (2s_c - 1) + \frac{U_{DC}}{2} (2s_a - 1) \right) \quad (4.23)$$

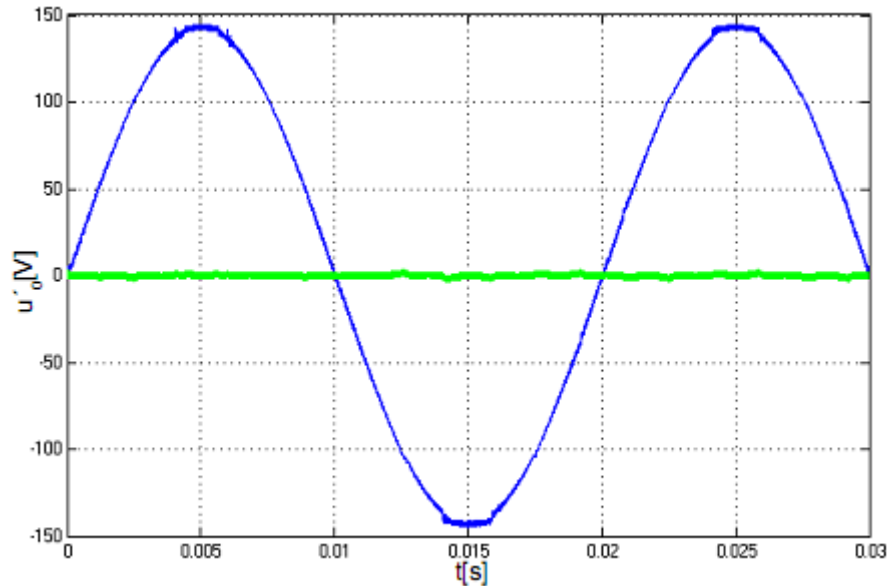
kde s_a, s_b, s_c jsou hodnoty okamžité střídny dané fází podle:

$$s_a = \frac{1}{2} (\sin(\omega t) + 1), \quad s_b = \frac{1}{2} (\sin(\omega t - 120^\circ) + 1), \quad s_c = \frac{1}{2} (\sin(\omega t + 120^\circ) + 1) \quad (4.24)$$

Dosažením (4.24) a (4.23) a po úpravě dostaneme pro demodulovaný signál u_0' :

$$u_0' = \frac{U_{DC}}{5} (\sin(\omega t) - \sin(\omega t)) = 0 \quad (4.25)$$

Z rovnice (4.22) plyne, že v okamžité hodnotě vychylovacího napětí středu se objeví složka fázového napětí právě té fáze, ve které porucha vznikla. Přesněji, nastane-li porucha spínání dolního tranzistoru ve fázi a , pak v průběhu okamžité hodnoty vychylovacího napětí středu je patrná kladná půlvlna pětiny sinusového napětí fáze a . Na Obr. 4.6 je detailní pohled na okamžitou hodnotu vychylovacího napětí středu pro kladnou periodu fáze a . Jedná se o výsledek simulace, který potvrzuje správnost analytického vyjádření (4.22).



Obr. 4.7 Fázové napětí a filtrované vychylovací napětí středu hvězdy filtru pro bezporuchový stav.

Dále z rovnice (4.25) plyne, že hodnota demodulovaného napětí zůstává stále nulová, tak jak je tomu v případě bezporuchového chodu, viz Obr. 4.7.

Pro $i_{af} < 0$ by byla situace za bezporuchových podmínek analogická. Jestliže je ovšem dolní tranzistor nefunkční, pak jím nemůže téct záporná půlvlna fázového proudu a fáze a se pak chová jako odpojená, $i_{af} = 0$. Výše uvedené úvahy a vztahy, založené na symetrii třífázové soustavy, již dále neplatí. Situaci pak přesněji naznačuje Obr. 4.8. Poruchovou fází a neteče proud a je tedy zcela vynechána. Sečtením (4.13) při vynechání rovnic pro fázi a a s uvážením (4.18) dostaneme:

$$2u_{vb} + 2u_{vc} = 2u_{bf} + 2u_{cf} + L_{filt} \frac{di_{bf}}{dt} + L_{filt} \frac{di_{cf}}{dt} + 4u_0 \quad (4.26)$$

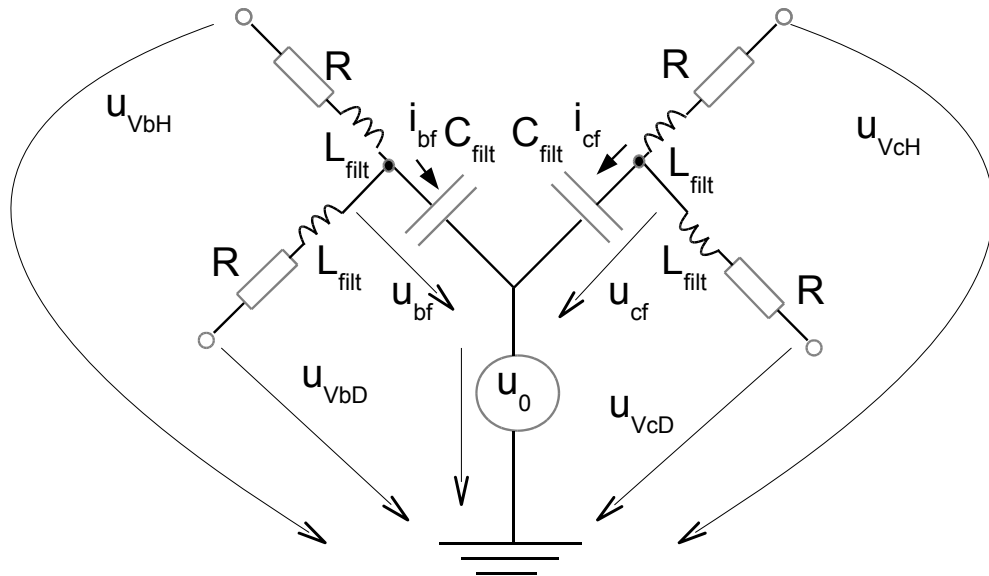
Protože fází a neteče proud a soustava nemá vyvedený střed, pak nutně musí platit, že $i_{af} = -i_{cf}$ a současně $u_{bf} = -u_{cf}$. S uvážením těchto skutečností přejde rovnice (4.26) na jednodušší tvar:

$$u_0 = \frac{u_{vb} + u_{vc}}{2} \quad (4.27)$$

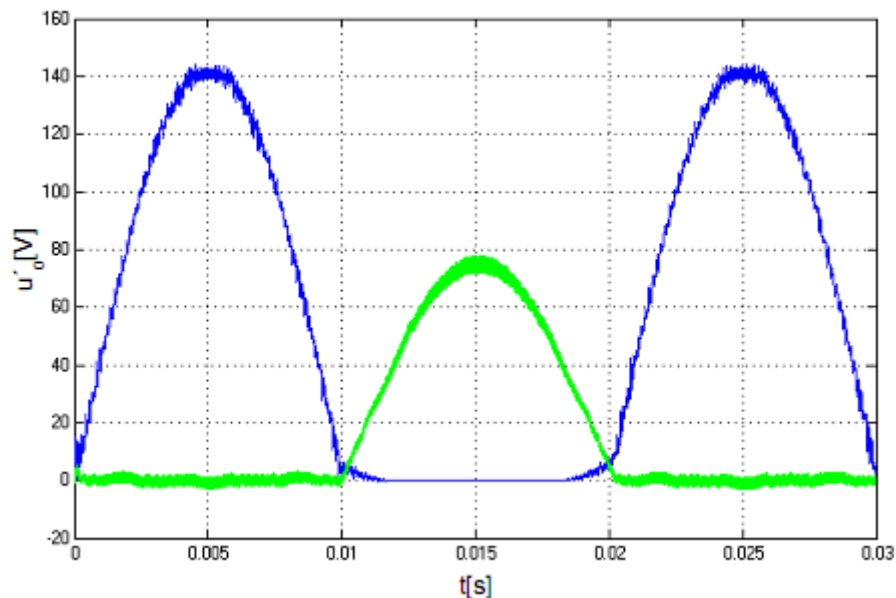
Pro demodulovaný signál větrového napětí při uvažování harmonických stříd větrových napětí u_{vb} a u_{vc} pak dostaneme:

$$u_0' = \frac{\frac{U_{DC}}{2} \sin(\omega t - 120^\circ) + \frac{U_{DC}}{2} \sin(\omega t + 120^\circ)}{2} = -\frac{U_{DC}}{4} \sin(\omega t) \quad (4.28)$$

Existence harmonické části demodulovaného vychylovacího napětí je patrná na Obr. 4.9.



Obr. 4.8 Schematický obvod silové části měniče při poruše spínání jednoho tranzistoru.

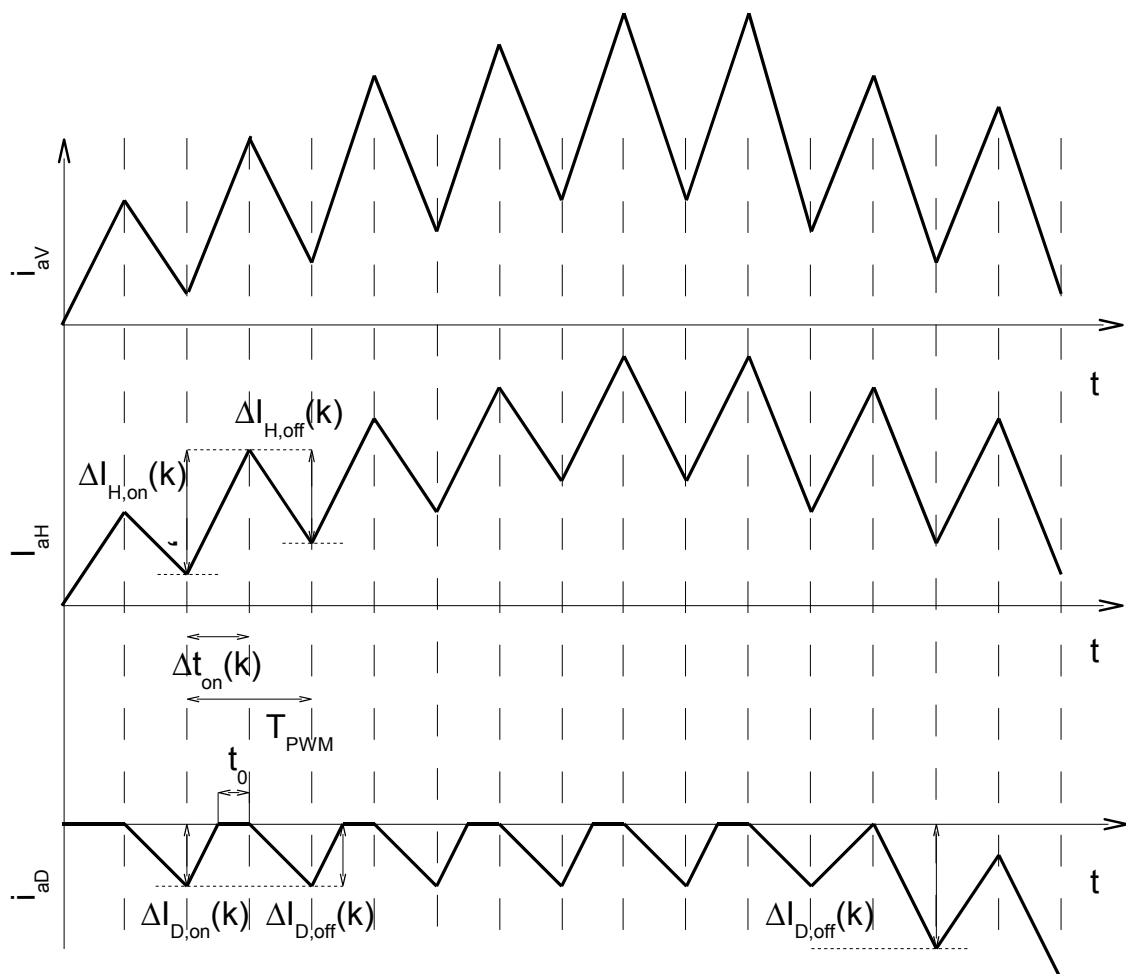


Obr. 4.9 Fázové napětí a filtrované vychylovací napětí středu hvězdy filtru při současném spínání pouze pěti větví měniče.

Vychylovací napětí středu filtru lze snadno měřit a jednoduchou filtrací dostaneme demodulovaný signál nesoucí informaci o poruše. Z jeho fáze lze i přesně určit, ve kterém spínači nastala porucha. Pochopitelně poruchu tranzistoru lze přímo určit z měření proudu. Měření vychylovacího napětí zde může sloužit jako kontrola proudového čidla, pokud je vyžadována. Analýza poruchového stavu spínání jednoho z tranzistorů ovšem spíše slouží k ověření analytických úvah o nové topologii silové části měniče s realizovanou simulací a její věrohodností při hlubší analýze nové topologie v následující kapitole.

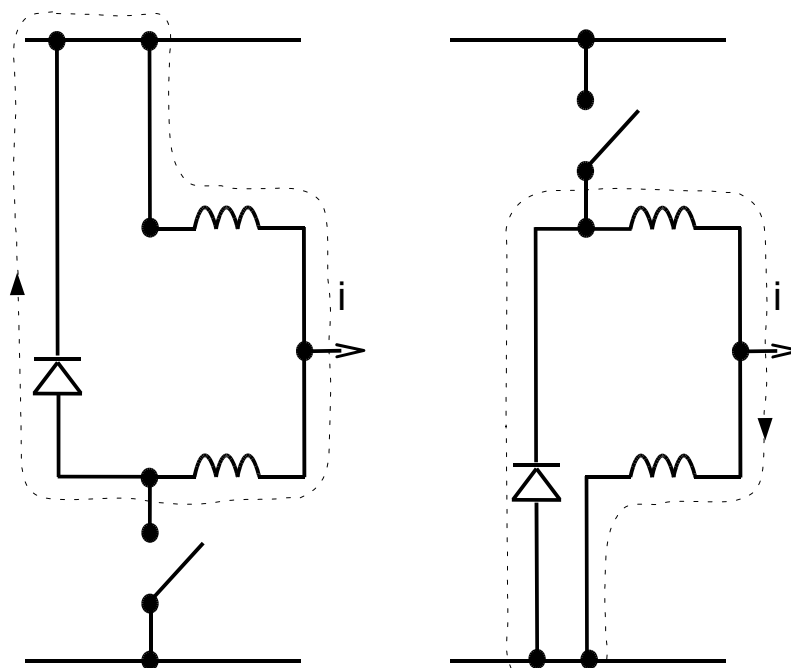
4.1.3 Analýza rozložení proudů v jednotlivých větvích měniče

Předpokládejme situaci, kdy obecný větvový proud $i_V > 0$, tzn., že vytéká z větve měniče do zátěže (můžeme vybrat jakoukoliv větev, pro všechny ostatní je situace naprosto analogická, větvovým proudem se dále rozumí proud tekoucí ze společného uzlu filtračních tlumivek (obsahuje výrazné zvlnění), nikoliv proud tekoucí do fáze zátěže.). Horní cívka, zapojená k hornímu spínači, dle Obr. 4.1, je pak hlavní a dodává proud ze zdroje do zátěže. Je-li na dolní cívku (náležící dolnímu spínači) přiváděn spínací signál, pak se nutně tato cívka chová "parazitně", protože pro chod měniče není z principu potřeba. V ideálním případě by proud dolní cívkou v kladné půlčluně vůbec netekl a měnič by se choval naprosto stejně jako klasická topologie třífázového měniče, jak z hlediska proudu, tak i výstupního napětí. Avšak jak bude ukázáno dále, při komplementárním spínání horního i dolního tranzistoru dochází k přelévání energie z hlavní cívky do parazitní a naopak.



Obr. 4.10 Rozložení proudu v jednotlivých spínačích a ve větví měniče. Vznik okruhového proudu.

Tento přenos energie je způsoben tzv. okruhovým proudem, uzavírajícím se mezi dolním a horním spínačem. Účinky tohoto proudu způsobují přídavné Jouleovy ztráty v měniči. Problém vzniku okruhového proudu je znázorněn na Obr. 4.10. Vznik okruhového proudu lze rozdělit do čtyř sektorů v rámci jedné periody první harmonické fázového proudu. Případ vyšetříme např. pro větev A . Pro ostatní je to analogické. Obálka výstupního proudu větve A má tedy harmonický tvar a pro první sektoru platí $i_{aV} > 0$ a současně $di_{aV}/dt > 0$.



Obr. 4.11 Smyčka okruhového proudu.

Hlavní cívka, která přenáší energii do zátěže je připojena ke větvi horního tranzistoru dané fáze. Při sepnutí horního tranzistoru naroste proud v horní (hlavní) cívce o hodnotu $\Delta I_{H,on}(k)$, kde k značí obecně k -tou periodu PWM.

Zdvih proudu $\Delta I_{H,on}(k)$ v dané periodě PWM chápeme jako diskrétní funkci - pro každou (tj. pro k -tou) periodu PWM nabývá jedné funkční hodnoty. Podobným způsobem definujeme i ostatní funkce závislé na k , které se vyskytují v Obr. 4.10.

Pro napětí horní cívky v obecně k -té periodě a při sepnutém horním tranzistoru platí $U_{LH,on}(k)$:

$$U_{LH,on}(k) = L_{filt} \frac{\Delta I_{H,on}(k)}{t_{on}(k)} \quad (4.29)$$

Kde $t_{on}(k)$ je doba, po kterou je horní tranzistor sepnut v právě k -té periodě. Při vypnutí horním tranzistoru se proud uzavře přes jeho protilehlou diodu Obr. 4.11. Současně dojde k sepnutí dolního tranzistoru komplementární větve. Tím dojde k paralelnímu spojení hlavní a parazitní indukčnosti. Parazitní indukčnosti je tak nuceno napětí hlavní indukčnosti řízené poklesem proudu $\Delta I_{H,off}(k)$:

$$U_{LD,on}(k) = U_{LH,off}(k) = L_{filt} \frac{\Delta I_{H,off}(k)}{t_{off}(k)} \quad (4.30)$$

kde $t_{off}(k)$ je doba vypnutí horního tranzistoru v k -té periodě: $t_{off}(k) = T_{PWM} - t_{on}(k)$. Tato doba je identická s dobou zapnutí spodního tranzistoru. Proto pro nárůst proudu spodní (parazitní) cívkou lze napsat:

$$\Delta I_{D,on}(k) = L_{filt} \frac{U_{LD,on}(k)}{t_{off}(k)} = L_{filt} \frac{U_{LH,off}(k)}{t_{off}(k)} = \Delta I_{H,off}(k) \quad (4.31)$$

Z (4.31) plyne zřejmá skutečnost, že obecně v k -té periodě PWM je nárůst proudu v dolní cívice stejný, jako pokles proudu v horní cívice. Při opětovném sepnutí horního tranzistoru v $k+1$ periodě, dochází k nárůstu proudu v horní cívice o hodnotu $\Delta I_{H,on}(k+1)$ a dolní cívkou klesá proud k nule tekoucí přes svoji diodu protilehlou k dolnímu tranzistoru (opět je horní a dolní cívka spojena paralelně, Obr. 4.11):

$$\Delta I_{H,on}(k+1) = L_{filt} \frac{U_{LH,on}(k+1)}{t_{on}(k+1)} \quad (4.32)$$

Dokud teče proud dolní („parazitní“, $i_{aD} \neq 0$) je napětí na horní i dolní cívice stejné $U_{LH,on}(k+1) = U_{LD,off}(k+1)$. Pak z (4.32) je opět zřejmé, že pokles v parazitní cívice je vnučen napětím na hlavní cívice a proto i změny proudů by měly být stejné. Protože však v tomto sektoru proud ve fázi narůstá $di_{aV}/dt > 0$, musí být pokles proudu v hlavní cívice v k -té periodě menší, než nárůst proudu v hlavní cívice v $k+1$ PWM periodě:

$$\Delta I_{H,on}(k+1) > \Delta I_{H,off}(k) = \Delta I_{D,on}(k) \quad (4.33)$$

Z (4.33) plyne, že proud parazitní cívkou klesne k nule dříve, než dojde k vypnutí horního tranzistoru. Po krátkou definovanou dobu t_0 dolní cívka nevede proud:

$$t_0 = t_{on}(k+1) - \frac{L_{filt} \Delta I_{D,off}(k+1)}{U_{LH,on}(k+1)} \quad (4.34)$$

Přesný výpočet t_0 je obtížný kvůli problematickému analytickému vyjádření napětí na cívkách U_{LD}, U_{LH} . Protože první harmonická fázového napětí $f_{1h} \ll f_{PWM}$ (řádově 10^3 krát), je perioda PWM výrazně menší než perioda první harmonické výstupního napětí měniče (tj. uvažujeme $T_{PWM} \rightarrow 0$). Rozdíl mezi nárůstem a poklesem proudu v hlavní cívice je minimální, v rámci jedné periody, $\Delta I_{H,off}(k) \rightarrow \Delta I_{H,on}(k)$. Pak doba $t_0 \rightarrow 0$ a cívky prakticky trvale pracují pod proudem v paralelním chodu. V tomto sektoru okruhový proud nemůže vzniknout z principu. Proud parazitní cívkou je omezen na hodnotu zvlnění danou velikostí indukčnosti filtru L_{filt} , viz Obr. 4.10.

Jiná je ovšem situace v druhém sektoru, kdy je proud fáze stále kladný, ale klesá. Tedy $i_{aV} > 0$ a současně $di_{aV}/dt < 0$. Energie je do zátěže přenášena stále horní cívkou a dolní se chová opět parazitně. Jestliže fázový proud (obálka) začne klesat, musí nutně platit:

$$\Delta I_{H,on}(k+1) = \Delta I_{D,off}(k+1) < \Delta I_{H,off}(k) = \Delta I_{D,on}(k) \quad (4.35)$$

A v parazitní cívice dojde k nárůstu proudu o hodnotu $\Delta I_{D,on}(k) - \Delta I_{D,off}(k+1)$, což je to samé jako $\Delta I_{H,off}(k) - \Delta I_{H,on}(k+1)$. Důsledkem je postupný vznik nežádoucího okruhového proudu (Obr. 4.10), který se uzavírá přes paralelní kombinaci cívek horní a dolní větve jedné fáze měniče (viz. Obr. 4.11). Tento proud nekoná užitečnou práci, působí značné přídavné ztráty na polovodičových prvcích a vodivých cestách smyčky okruhového proudu.

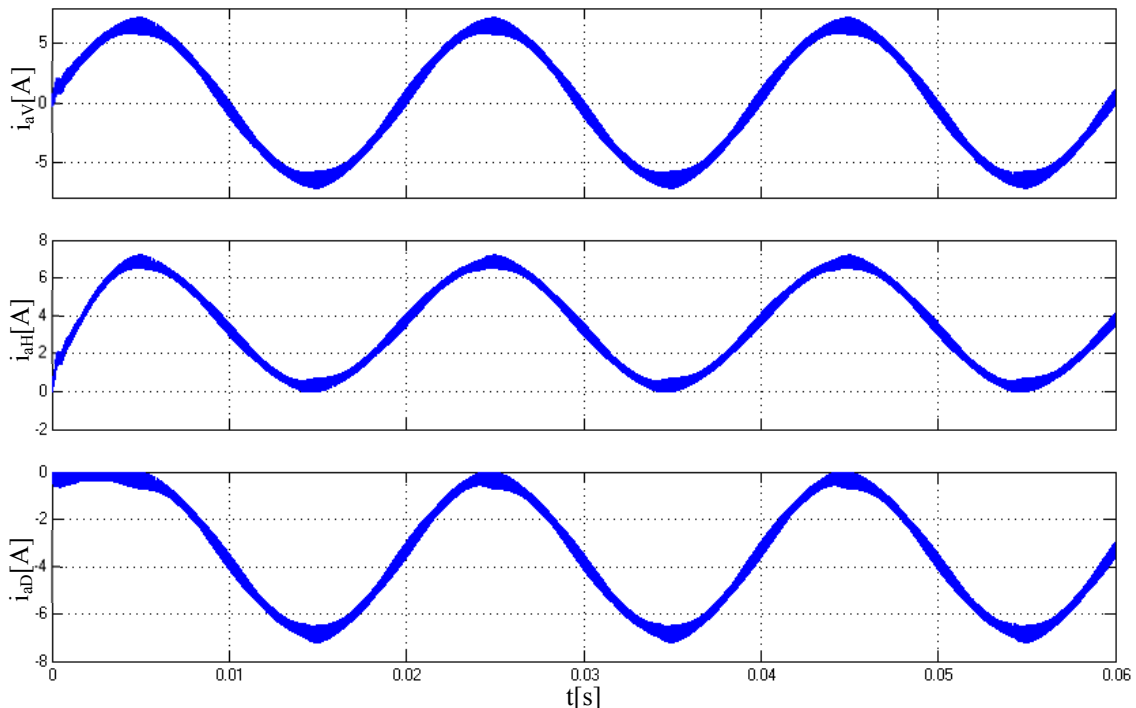
Pro fázový proud platí:

$$i_{aH} + i_{aD} = i_{aV} = I_{am} \sin\left(\frac{2\pi t}{T_{1h}} + \varphi\right) \quad (4.36)$$

Kde I_{am} je amplituda fázového proudu, T_{1h} je jeho perioda a φ jeho počáteční fáze. Proudů v jednotlivých spínačích z principu nevedou obě polarity proudu, proto jsou stejnosměrně posunuty o polovinu amplitudy fázového proudu, každý s opačným znaménkem:

$$\begin{aligned} i_{aH} &= I_{am} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \left(\frac{2\pi t}{T_{1h}} + \varphi \right) \right) \\ i_{aD} &= -I_{am} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sin \left(\frac{2\pi t}{T_{1h}} + \varphi \right) \right) \end{aligned} \quad (4.37)$$

Z (4.37) plyne, že při teoreticky zcela bezeztrátovém provozu měniče v něm vzniká okruhový proud, který se uzavírá mezi dvěma společnými větvemi jedné fáze. Oběma cívkami tedy teče trvale značný proud. Z Obr. 4.12 je jasně vidět, že v okamžicích průchodů fázového proudu nulou, tedy v bodě kdy si mají jednotlivé větve přebírat proud, dosahuje proud v každé z nich hodnoty poloviny amplitudy pracovního fázového proudu.



Obr. 4.12 Maximální okruhový proud. Horní průběh je fázový proud, pod ním proud ve větvi horního tranzistoru a nakonec proud ve větvi spodního tranzistoru.

Ve zbývajících sektorech je situace analogická. V oblasti kdy je fázový proud záporný a stále klesající, $i_{aV} < 0$ a současně $di_{aV}/dt < 0$, převezme úlohu hlavní cívky dolní cívka v obvodu dolního tranzistoru. Proud v horní (nyní parazitní) klesá na nulovou hodnotu právě v okamžiku, kdy dosáhne proud v dolní cívce své maximální hodnoty a nastává poslední se v rámci periody výstupního fázového napětí $i_{aV} < 0$ a současně $di_{aV}/dt > 0$. Situace sektor pak periodicky opakuje.

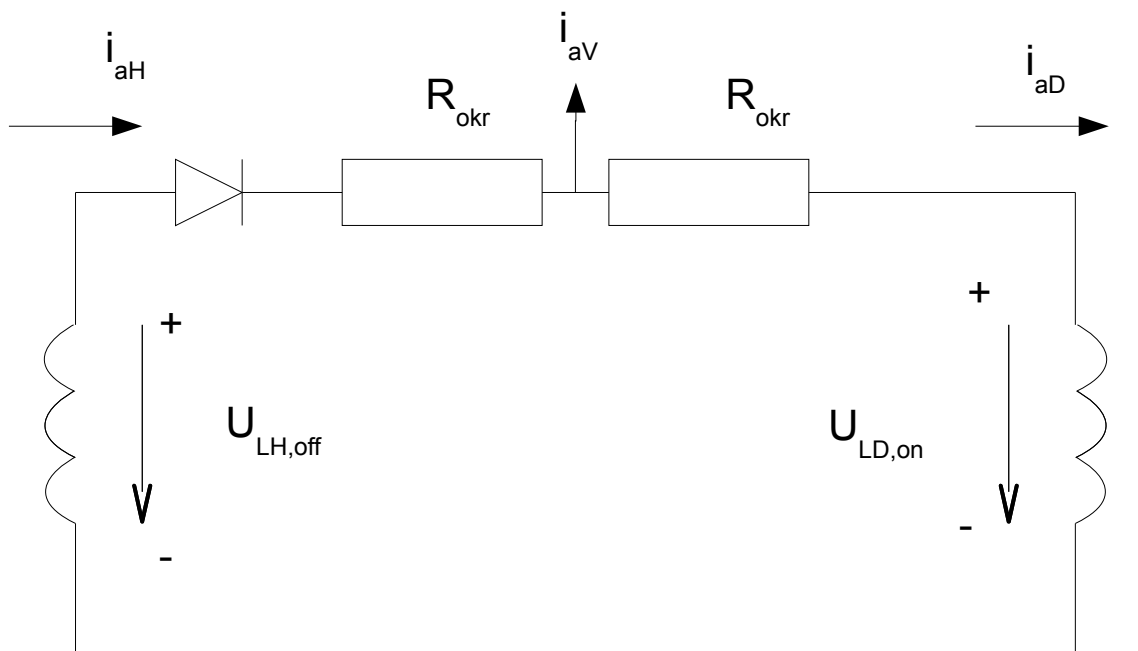
Proud je tedy trvale udržován v obou cívkách a ty pak pracují v paralelním režimu. Výstupní indukčnost filtru se nutně jeví jako poloviční, oproti klasické topologii. To má za následek dvojnásobné zvlnění výstupního fázového proudu. Efektivní hodnotou tohoto zvlnění jsou více zatěžovány kondenzátory filtru. Konečně okruhový proud

způsobuje značné přídavné Jouleovy ztráty. Za této konfigurace nelze měnič reálně provozovat. Okruhový proud lze snadno omezit vyřazením spínání tranzistoru v parazitní cívce, ovšem za cenu složitějšího řízení. Proud musí být snímán v co nejužším pásmu kolem průchodu nulou a v tomto pásmu musí dojít ke spínání obou tranzistorů, aby byl tento přechod vůbec umožněn. Avšak i při této technice dochází k částečnému prosakování proudu do parazitní cívky vlivem antiparalelních diod v oblasti kdy první harmonická fázového napětí $|u_{1h}| > U_{DC}/3$. Ztráty vyvolané tímto proudem jsou však zanedbatelné.

Nabízí se dále otázka, nakolik dojde k omezení okruhového proudu při uvážení neodstranitelných ztrát způsobených odporem polovodičů a vodivých cest smyčky okruhového proudu. A následně stanovení minimálního celkového odporu smyčky okruhového proudu, který omezí jeho nárůst nad přijatelnou úroveň.

4.1.4 Vliv činných ztrát na existenci okruhového proudu

Předpokládejme výchozí bod jako počátek prvního kvadrantu $i_{aV} = i_{aH} = i_{aD} = 0$ a bude následovat 1. sektor, kde $i_{aV} > 0 \wedge di_{aV}/dt > 0$. Nyní analyzujeme vliv Jouleových ztrát na velikost okruhového proudu. Při zapnutí horního tranzistoru se přelévá energie ze zdroje do horní cívky. Proud v ní narůstá na hodnotu $\Delta I_{H,on}(k)$, dle (4.29). Při vypnutí horního tranzistoru a sepnutí dolního je dolní (parazitní) cívka zásobena energií z horní cívky, avšak část energie se zmaří na odporech vodičů a polovodičích. Tím je v dolní cívce akumulováno méně energie než při bezeztrátovém chodu, který jsme uvažovali v přechodní kapitole. Vlivem odporů protékáných proudem již neplatí, že při paralelním zapojení cívek je na obou cívkách stejné napětí a že pokles proudu v hlavní cívce se rovná nárůstu proudu v parazitní.



Obr. 4.13 Proudové a napěťové poměry na cívkách při vypnutém horním tranzistoru.

Je tedy potřeba přesněji označit jednotlivé proudy a napětí v cívkách. Vyjdeme-li tedy z počátečního bodu $k = 1$ (první PWM perioda po zapnutí), tak při sepnutí horního

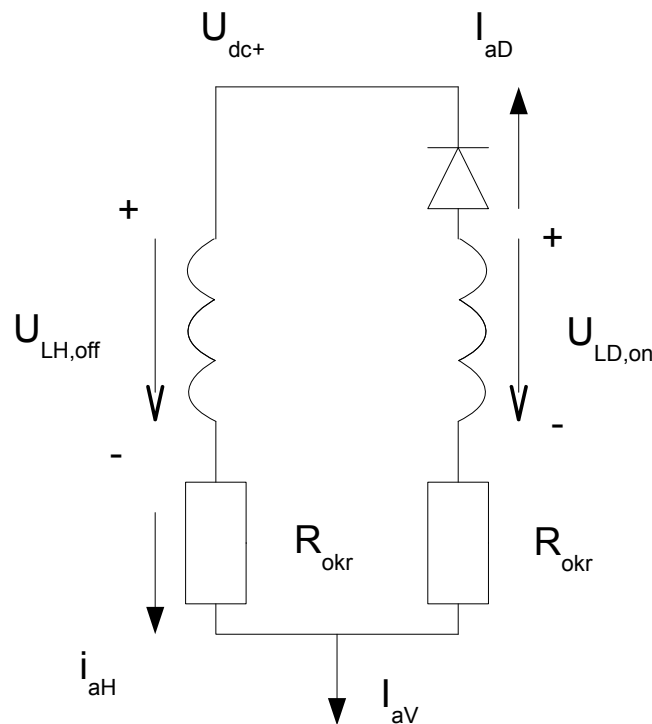
tranzistoru naroste proud v hlavní cívce na hodnotu $\Delta I_{H,on}(k)$, parazitní cívka je vlivem vypnutého spodního tranzistoru bez proudu. Při vypnutí horního tranzistoru dojde opět k připojení výstupu větve k dolnímu zápornému pólu přes protilehlou diodu. Proud hlavní cívkou klesá a ta předává část své energie do parazitní cívky, kde narůstá proud. Situace je názorně zobrazena na Obr. 4.13 a lze ji zjednodušeně popsat:

$$\begin{aligned}
 U_{LH,off}(k) &= L_{filt} \frac{\Delta I_{H,off}(k)}{t_{off}(k)} \\
 \Delta I_{D,on}(k) &= \frac{U_{LD,on}(k)}{L_{filt}} t_{off}(k) \\
 U_{LD,on}(k) &= U_{LH,off}(k) - U_D - R \cdot i_{aH} - R \cdot i_{aD}
 \end{aligned}
 \tag{4.38}$$

Pozn.: Rovnice (4.38) předpokládají stále existenci lineárního (trojúhelníkového) průběhu zvlněné proudů cívkami tj. pro zjednodušení neuvažuje skutečnou exponenciální závislost danou přítomností odporů. Rovnice (4.38) tedy předpokládá, že změny proudů cívkami v rámci periody PWM jsou zanedbatelně velké vůči aktuálním hodnotám těchto proudů.

Z (4.38) plyne důležitý praktický závěr, že nárůst v dolní cívce je ve skutečnosti menší, než pokles proudu v horní (hlavní) cívce, vlivem úbytku napětí na odporech a diodě (oproti předešlé kapitole). To samozřejmě platí pro libovolnou k -tou periody v prvním sektoru ($i_{aV} > 0$ a $di_{aV}/dt > 0$, $\Delta I_{H,off}(k) > \Delta I_{D,on}(k)$).

Při sepnutí horního tranzistoru je situace obdobná, energie akumulovaná v parazitní cívce se začne vracet do zdroje (potažmo do hlavní cívky), viz Obr. 4.14.



Obr. 4.14 Proudové a napěťové poměry na cívkách při sepnutém horním tranzistoru.

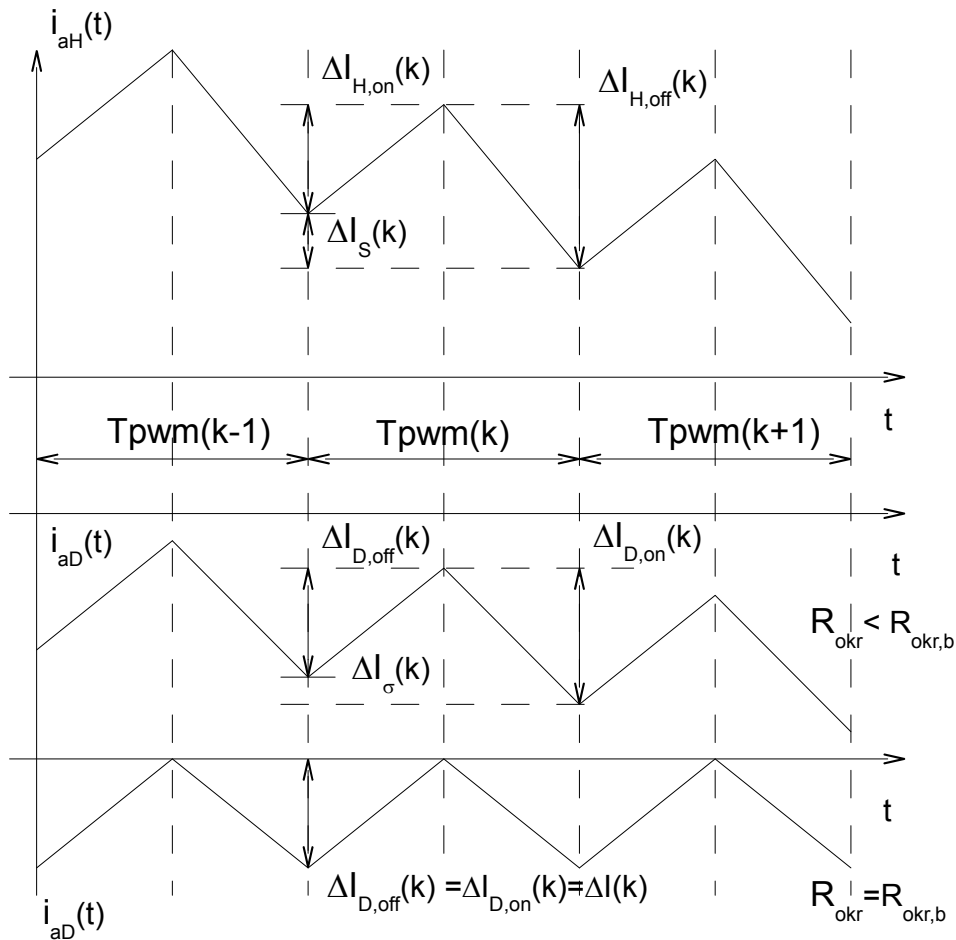
Obdobně, jako v předešlém případě, lze situaci jednoduše popsat:

$$\begin{aligned}
 U_{LH,on}(k) &= L_{filt} \frac{\Delta I_{H,on}(k)}{t_{on}(k)} \\
 \Delta I_{D,off}(k) &= \frac{U_{LD,off}(k)}{L_{filt}} t_{on}(k) \\
 U_{LD,off}(k) &= U_{LH,on}(k) + U_D + R_{okr} \cdot i_{aH} + R_{okr} \cdot i_{aD}
 \end{aligned}
 \tag{4.39}$$

Z Obr. 4.14 je patrné, že napětí na parazitní (dolní) cívce $U_{LD,off}(k)$ je větší, než napětí $U_{LH,on}(k)$. Strmost poklesu proudu v parazitní cívce musí být větší, opět to lze zobecnit na jakoukoliv k -tou periodu v prvním kvadrantu ($di_{aD}/dt > di_{aH}/dt$, $U_{LH,on}(k) < U_{LD,off}(k)$). Proud v ní tedy zanikne dříve, než dojde k vypnutí horního tranzistoru a proud v horní cívce naroste o hodnotu $\Delta I_{H,on}(k)$. Doba, po kterou je parazitní cívka bez proudu, se zvětší a je nyní dána po zobecnění vztahem:

$$t_0(k) = t_{on}(k) - \frac{\Delta I_{D,off}(k)}{U_{LD,off}(k)}
 \tag{4.40}$$

Z (4.40) je jasné, že vlivem Jouleových ztrát dochází ke zvýšení doby t_0 , kdy je parazitní cívka bez proudu. Tato doba dále narůstá se zvyšujícím se fázovým proudem vlivem vyšších ztrát. Tato skutečnost výrazně limituje vznik okruhového proudu.



Obr. 4.15 Vznik okruhového proudu při nenulovém odporu v jeho smyčce.

Již z předchozí kapitoly je zřejmé, že pro první kvadrant se okruhový proud z principu plně nerozvine v důsledku (4.33). Avšak pro druhý kvadrant kdy fázový proud klesá a platí tak nerovnost (4.35), proud parazitní cívkou při zanedbání ztrát narůstá. Nyní se pokusíme nalézt minimální odpor (ztráty) ve smyčce okruhového proudu, který zabrání v jeho rozvinutí. Zaměříme se tedy na druhý kvadrant $di_{af}/dt < 0$ (analogicky čtvrtý $di_{af}/dt > 0$), kde vzniká okruhový proud. Na Obr. 4.15 je naznačena situace rozložení proudů v cívkách pro různé mezní hodnoty celkového odporu smyčky okruhového proudu. Pro klesající proud platí $\Delta I_{H,off}(k) < \Delta I_{H,on}(k)$, pak v k -té periodě PWM poklesne proud větvi horního tranzistoru o určitou hodnotu $\Delta I_S(k)$ – viz Obr. 4.15. Zrcadlově, při zanedbání ztrát $R_{okr} = 0$, vzroste proud v parazitní cívce o stejnou hodnotu. Pro zvyšující se R_{okr} se však nárůst proudu snižuje. Při dosažení určité “bezpečné” hodnoty $R_{okr} = R_{okr,b}$ bude okruhový proud omezen pouze na velikost zvlnění, omezenou velikostí indukčností filtru. Další zvyšování odporu by sice mělo za následek snížení proudu v parazitní cívce, avšak za cenu snížení účinnosti měniče. Je tedy vhodné, alespoň orientačně, určit hodnotu odporu $R_{okr,b}$. Pro přesné určení lze využít rovnic z předchozích kapitol. Analytické řešení je velmi obtížné a je vhodnější využít vhodných numerických, simulačních programů. Další možností, s velkou mírou zjednodušení, je stanovit orientační hodnotu odporu z úvah, založených na energetických poměrech ve smyčce okruhového proudu.

V předešlé kapitole bylo vysvětleno, že cívky (hlavní a parazitní) pracují při komplementárním spínání horního a dolního tranzistoru v paralelním chodu. Dochází tak mezi nimi k přelévání energie a pro ideální stav $R_{okr} = 0$ se veškerá změna energie v hlavní cívce projeví stejným nárůstem energie v parazitní cívce. Čili při poklesu proudu v hlavní cívce o $\Delta I_{H,off}(k)$, kdy proud parazitní cívkou naroste z nuly na hodnotu $\Delta I_{D,on}(k) = \Delta I_{H,off}(k)$, je energie akumulovaná v parazitní cívce daná vztahem:

$$E = \frac{1}{2} L_{filt} \Delta I_{H,off}^2(k) = \frac{1}{2} L_{filt} \Delta I_{D,on}^2(k) \quad (4.41)$$

Předpokládáme tedy, že proud v parazitní cívce je v počátku nulový. Proud je u indukčnosti stavovou veličinou a jeho aktuální hodnota udává aktuální hodnotu akumulované energie. Při opětovném zapnutí horního tranzistoru naroste proud v hlavní cívce o hodnotu $\Delta I_{H,on}(k+1)$, kde pro druhý kvadrant platí: $\Delta I_{H,on}(k+1) < \Delta I_{H,off}(k)$, a v parazitní cívce zůstane zbytková energie:

$$\Delta E_{zbyt} = \frac{1}{2} L_{filt} (\Delta I_{H,off}^2(k) - \Delta I_{H,on}^2(k+1)) \neq 0 \quad (4.42)$$

Parazitní cívkou teče zbytkový proud odpovídající hodnotě zbytkové energie.

Pro $R_{okr} > 0$ je nárůst proudu v parazitní cívce menší, než pokles v hlavní $\Delta I_{H,off}(k) > \Delta I_{D,on}(k)$. Energie přeměněná v Jouleovo teplo je dána:

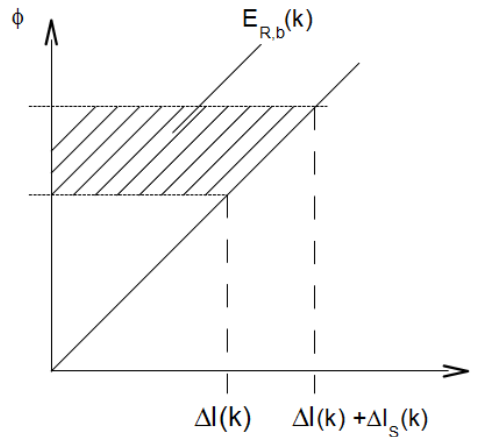
$$\Delta E_R = \frac{1}{2} L_{filt} (\Delta I_{H,off}^2(k) - \Delta I_{D,on}^2(k)) \quad (4.43)$$

Velikost ztrátové energie určíme maximálním požadovaným nárůstem proudu v parazitní cívce. Z Obr. 4.15. plyne:

$$\begin{aligned} \Delta I_{H,off}(k) &= \Delta I(k) + \Delta I_S(k) \\ \Delta I(k) &= \Delta I_{H,on}(k) \end{aligned} \quad (4.44)$$

kde $\Delta I(k)$ značí zvlnění proudu, závislé na velikosti L_{filt} , frekvenci PWM a střídě. $\Delta I_S(k)$ pak určuje trend poklesu aktuální hodnoty fázového proudu.

Pro $R_{okr} = 0$ narostl okruhový proud v parazitní cívce o hodnotu právě $\Delta I_S(k)$. Bezpečná hodnota nárůstu proudu v parazitní cívce při sepnutém dolním tranzistoru je $\Delta I(k)$. Pokud proud v parazitní cívce nepřekročí tuto hodnotu, pak nemůže dojít k nárůstu proudu v parazitní cívce dříve, než klesne proud v hlavní cívce k nule.



Obr. 4.16 Ztrátová energie ve smyčce okruhového proudu.

Pak bezpečná hodnota energie, která musí být přeměněná na teplo, je dána vztahem:

$$\Delta E_{R,b} = \frac{1}{2} L_{filt} (\Delta I_{max}(k) - \Delta I_{S,max}(k))^2 - \frac{1}{2} L_{filt} \Delta I_{max}^2(k) \quad (4.45)$$

Po úpravě:

$$\Delta E_{R,b} = L_{filt} \cdot \Delta I_{max}(k) \cdot \Delta I_{S,max}(k) + \frac{1}{2} L_{filt} \Delta I_{max}^2(k) \quad (4.46)$$

Podle (4.46) je velikost ztrátové energie dána především velikostí L_{filt} (s níž souvisí také hodnota ΔI_{max}) a nárůstem proudu $\Delta I_{S,max}$. Pro nalezení maximální hodnoty energie (kterou je třeba zmařit v rezistoru pro zabránění vzniku okruhového proudu) v průběhu jedné periody fázového proudu vyžaduje nejprve nalezení maximálního zvlnění ΔI_{max} a nárůstu $\Delta I_{S,max}$ fázového proudu. V důsledku jde o hledání extrému funkce dvou proměnných. Maximum energie lze však najít jednoduchou úvahou. Víme, že maximální nárůst proudu je v bodě průchodu fázového proudu nulou a maximální zvlnění nastává při průchodu fázového napětí nulou. Pokud je fázový posuv mezi napětím a proudem malý, pak uvažujeme maximální energii v okolí průchodu fázového proudu a napětí nulou. Pro jednoduchost budeme tedy uvažovat nulový nebo alespoň minimální fázový posuv. Nárůst proudu a jeho maximum v rámci jedné periody PWM lze najít pomocí strmosti obálky harmonického průběhu fázového proudu:

$i_{af} = I_{am} \sin\left(\frac{2\pi t}{T_{1h}} + \varphi\right)$. Pak směrnici nárůstu proudu dostaneme:

$$\frac{di_{af}}{dt} = \frac{I_{am} 2\pi}{T_{1h}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}} t + \varphi\right) \quad (4.47)$$

Maximální hodnota nárůstu proudu je:

$$\Delta I_{S,\max} = \frac{I_{am} 2\pi}{T_{1h}} T_{PWM} \quad (4.48)$$

Vztahy pro maximální zvlnění proudu budou odvozeny v dalších kapitolách. Zde pro úplnost uvedeme odvozený vztah:

$$\Delta I_{\max} = \frac{U_{DC} M}{6 f_{PWM} L_{filt}} \quad (4.49)$$

Pro bezpečné zamezení nárůstu okruhového proudu tedy musí platit:

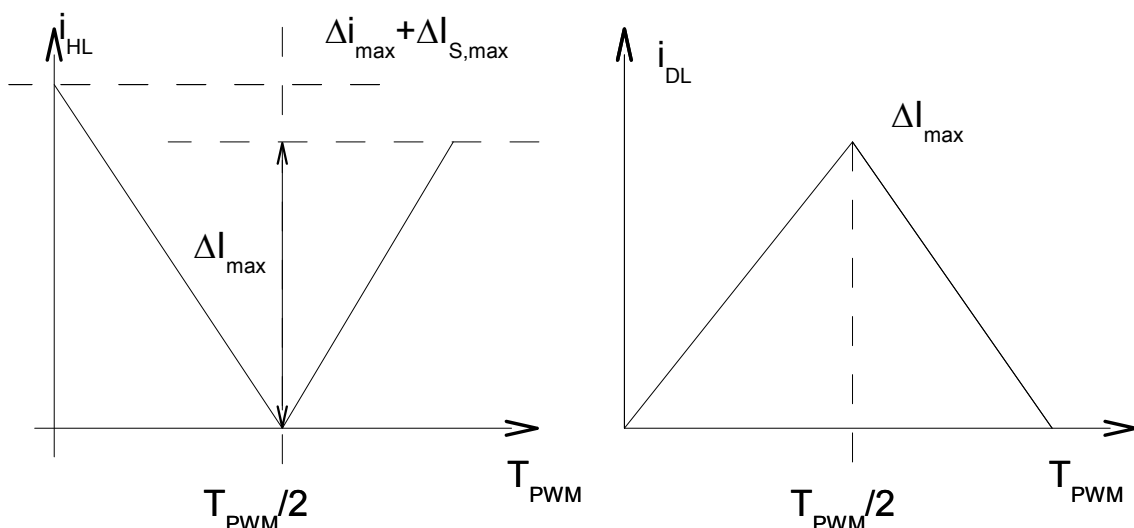
$$E_{R,b} = \Delta P_j \cdot T_{PWM} \quad (4.50)$$

kde ΔP_j jsou Jouelovy ztráty ve smyčce okruhového proudu. Tyto ztráty jsou pak definovány vztahem:

$$\Delta P_j = R_{okr} \cdot (i_{HL,ef}^2 + i_{DL,ef}^2) + U_{FD} (i_{HL,str} + i_{D,Lstr}) / 2 \quad (4.51)$$

Kde $i_{HL,ef}$, $i_{DL,ef}$ jsou „okamžité“ efektivní hodnoty okruhového proudu tekoucí horním a dolním tranzistorem fáze a během periody PWM, v níž prochází fázový proud nulou. $i_{DL,str}$ je pak „okamžitá“ střední hodnota pro tutěž periodu PWM (ztráty na diodě vedením jsou úměrné střední hodnotě proudu, jedna polovina ve vztahu (4.51) zohledňuje přítomnost diody pouze v jedné části okruhové smyčky). Je patrné, že pro rostoucí proud klesá potřebná bezpečná hodnota celkového odporu okruhové smyčky. Nejprísnější podmínkou (tj. nejvyšší požadovaný celkový odpor okruhové smyčky) bude tedy vyjádření R_{okr} z (4.51) s uvážením (4.50).

Průběh proudu pro výpočet efektivních a středních hodnot je naznačen na Obr. 4.17.



Obr. 4.17 Průběh okruhového proudu v horní (a) a dolní (b) cívce v okolí bodu průchodu fázového proudu nulou.

Efektivní hodnota proudu horní cívky $i_{HL,ef}$:

$$i_{HL,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{T_{PWM}} i_{HL}^2 dt} = \sqrt{\frac{\Delta I_{max}^2}{3} + \frac{\Delta I_{max} \Delta I_S}{3} + \frac{\Delta I_S^2}{6}} \quad (4.52)$$

Efektivní hodnota proudu dolní cívky $i_{DL,ef}$:

$$i_{DL,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{T_{PWM}} i_{DL}^2 dt} = \frac{\Delta I_{max}}{\sqrt{3}} \quad (4.53)$$

Střední hodnota proudu horní cívky $i_{HL,str}$:

$$i_{HL,str} = \frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{T_{PWM}} i_{HL} dt = \frac{\Delta I_{max}}{2} + \frac{\Delta I_S}{2} \quad (4.54)$$

Střední hodnota proudu dolní cívky $i_{DL,str}$:

$$i_{DL,str} = \frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{T_{PWM}} i_{DL} dt = \frac{\Delta I_{max}}{2} \quad (4.55)$$

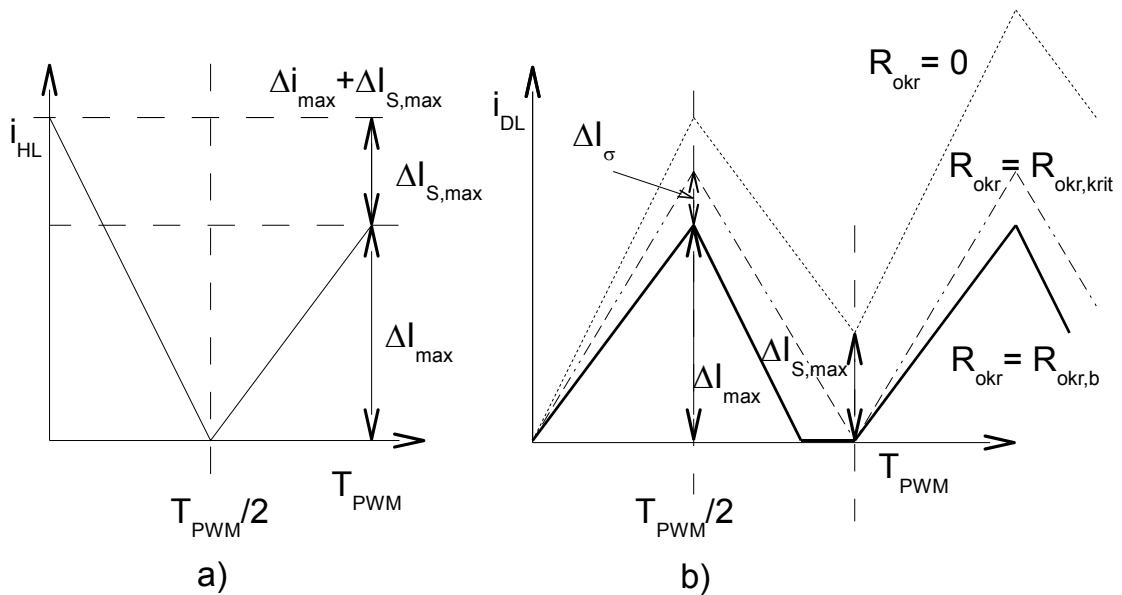
Dosažením rovnic (4.46) a (4.51) až (4.55) do (4.50) dostaneme vztah pro přibližný výpočet bezpečné hodnoty odporu vodivé smyčky okružového proudu pro jednu větev:

$$R_{okr,b} = \frac{L_{filt} \Delta I_{max} \cdot \Delta I_{S,max} + \frac{1}{2} L_{filt} \Delta I_{S,max}^2 - U_{FD} \left(\frac{\Delta I_{max}}{2} + \frac{\Delta I_{S,max}}{4} \right) T_{PWM}}{T_{PWM} \left[2 \frac{\Delta I_{max}^2}{3} + \frac{\Delta I_{max} \cdot \Delta I_{S,max}}{3} + \frac{\Delta I_{S,max}^2}{6} \right]} \quad (4.56)$$

Vztah (4.56) slouží k určení bezpečné hodnoty odporu jedné větve v okružové smyčce, při které nemůže narůstat proud v parazitní smyčce a zůstává omezen pouze na hodnotu zvlnění danou parametry měniče. V podstatě jde o hrubou kontrolu realizovatelnosti měniče, při daných parametrech, z hlediska účinnosti. Při rostoucí spínací frekvenci f_{PWM} a konstantní amplitudě fázového proudu klesá hodnota nárůstu proudu během jedné periody PWM. V jistých případech pro vysoké frekvence a malé proudy, kdy $\Delta I_{S,max}$ se blíží k nule, lze (4.56) zjednodušit:

$$R_{okr,b} = \frac{L_{filt} \Delta I_{max} \cdot \Delta I_{S,max} - U_{FD} \frac{\Delta I_{max}}{2} T_{PWM}}{2 T_{PWM} \frac{\Delta I_{max}^2}{3}} \quad (4.57)$$

Platnost tohoto vztahu byla dále ověřována pomocí numerických simulačních nástrojů, které v současnosti dokáží věrně modelovat skutečný měnič.



Obr. 4.18 Průběh okruhového proudu v horní (a) a dolní (b) cívice v okolí bodu průchodu fázového proudu nulou pro různé hodnoty odporu ve smyčce okruhového proudu.

Na Obr. 4.18 je dokumentováno, že strmost sestupu proudu parazitní cívkou (i_{DL} v intervalu $T_{PWM}/2$ až T_{PWM}) je tím větší, čím větší je odpor smyčky okruhového proudu. Bezpečná hodnota $R_{okr,b}$ byla odvozena z podmínky, aby i_{DL} ve vzestupné fázi nenarostl na celou hodnotu $\Delta I_{max} + \Delta I_{S,max}$, ale pouze na ΔI_{max} . Pak díky zmíněnému chování sestupné strmosti vznikne při $R_{okr,b}$ jistě rezerva (proud i_{DL} zanikne ještě před koncem periody T_{PWM}), viz silný plný průběh v Obr. 4.18b).

Ve skutečnosti by tedy stačila menší hodnota odporu $R_{okr,krit}$ (aby rezerva sice už nevznikla, přesto aby však i_{DL} stačil do konce T_{PWM} zcela zaniknout). Tomu odpovídá větší nárůst proudu i_{DL} - viz čerchovaný průběh v Obr. 4.18b). V Obr. 4.18b) je tento zvětšený dovolený nárůst označen jako $\Delta I_{max} + \Delta I_{\sigma}$. Jestliže platí, že $T_{PWM} \ll T_{1h}$ a současně $\Delta I_{max} \gg \Delta I_{S,max}$, pak z popsaných geometrických souvislostí přibližně platí: $\Delta I_{\sigma} = \Delta I_{S,max}/2$.

Nahradíme-li v rovnici (4.57) výraz $\Delta I_{S,max}$ výrazem $\Delta I_{\sigma} \in (0, \Delta I_{S,max}/2)$, lze vztahy použít pro výpočet $R_{okr,krit}$, což je tedy hodnota nižší (výhodnější, optimističtější) oproti tzv. „bezpečné“ hodnotě $R_{okr,b}$. Ověření těchto úvah bude provedeno v následujících kapitolách, a to s parametry odpovídajícími realizovanému funkčnímu vzorku takového měniče.

4.1.5 Výpočet ztrát v měniči s novou topologií

Do celkových ztrát měniče jsou zahrnuty ztráty na polovodičových prvcích, ztráty na odporech cívek a ztráty na kondenzátorech výstupního filtru.

Při stanovení ztrát na polovodičových prvcích předpokládáme, že okruhový proud je omezen na velikost zvlnění proudu (tj. proud tekoucí parazitní cívkou má tvar trojúhelníkových impulsů, které vždy začínají i končí v nulové hodnotě - viz spodní průběh v Obr. 4.15). Měnič se pak chová analogicky klasické topologii třífázového měniče a pro přepínací ztráty a ztráty vedením lze použít standartní vztahy [9]. Celkové

ztráty na polovodičích, vypočtené dle klasické metodiky, jsou pak rozšířeny o přídavné ztráty vznikající v důsledku okružového proudu.

Pro přepínací ztráty na tranzistoru platí:

$$P_{prep} = \frac{(E_{on} + E_{off})K_u K_i}{\pi} f_{PWM} \quad (4.58)$$

Kde E_{on} a E_{off} jsou katalogové hodnoty přepínací energie, konstanty K_u a K_i jsou normovací konstanty pro přepočet katalogových hodnot přepínacích energií na hodnoty při skutečných proudech a napětích v měniči. Pokud nejsou tyto energie uvedeny, lze pro stanovení přepínací energie tranzistoru (pro jednu periodu PWM) $E_{on} + E_{off}$ použít následující vztah (jeho podrobnější vysvětlení lze nalézt v literatuře [9]):

$$E_{on} + E_{off} \approx \frac{1}{4} U_{DC} I_{am} (t_{on} + t_{off}) \quad (4.59)$$

kde t_{on} a t_{off} jsou katalogové spínací a vypínací časy tranzistoru a I_{am} je amplituda fázového proudu. Přepínací ztráty SiC schottky diod jsou zanedbatelné.

Ztráty vedením na jednom tranzistoru [9]:

$$P_{ved,Tr} = R_{Tr,on} I_{Tr,ef}^2 = R_{Tr,on} I_{af}^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{2M}{3\sqrt{3}\pi} \cos(\varphi) \right)^2 \quad (4.60)$$

kde $R_{Tr,on}$ je odpor sepnutého kanálu tranzistoru, M je modulační činitel.

Ztráty vedením na antiparalelní diodě (jeho podrobnější vysvětlení lze nalézt v literatuře [9]):

$$P_{ved,D0} = U_{FD} I_{D0,str} + R_{DD,on} I_{D0,ef}^2 = U_{FD} I_{af} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{4\sqrt{3}} \cos(\varphi) \right) + R_{DD,on} I_{af}^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{2M}{3\sqrt{3}\pi} \cos(\varphi) \right)^2 \quad (4.61)$$

Sečtením (4.58), (4.60) a (4.61) dostaneme celkové ztráty v polovodičových prvcích na jednu větev v měniči. Celkové ztráty v polovodičích měniče v důsledku pracovního proudu jsou pak P_{celk} :

$$P_{celk} = 6(P_{ved,D0} + P_{ved,Tr} + P_{prep}) \quad (4.62)$$

Přídavné ztráty v měniči v důsledku trojúhelníkového průběhu proudu parazitní cívku lze opět rozdělit na přepínací a ztráty vedením.

Opět předpokládáme okružový proud omezený na pouhé trojúhelníkové zvlnění proudu v parazitní cívce. Zapínací ztráty budou tedy nulové v důsledku nulového proudu parazitní cívku v okamžiku zapnutí.

Přídavné přepínací ztráty jsou dány pouze ztrátami vypínacími na tom tranzistoru, který aktuálně pracuje do parazitní cívky. Během jedné celé periody první harmonické fázového proudu se v této roli symetricky vystřídají oba tranzistory. Souhrnné přídavné přepínací ztráty (na obou tranzistorech) můžeme proto počítat jakoby proud parazitní cívky protékal po celou dobu stále jediným tranzistorem:

$$P_{Pr\ id,\ Pr} = \frac{K_{NI,\ str}}{4} U_{DC} \cdot \Delta I_{\max} \cdot t_{off} \cdot f_{PWM} \quad (4.63)$$

Kde $K_{NI,\ str}$ je korekční konstanta zohledňující proměnlivost výšky trojúhelníků průběhu proudu parazitní cívky v průběhu periody první harmonické výstupního napětí.

Podobně souhrnné přídavné ztráty vedením (obou tranzistorů ve fázi) jsou:

$$P_{Pr\ idV,\ Tr} = R_{Tron} K_{NI,\ ef}^2 \cdot \Delta I_{\max}^2 \quad (4.64)$$

Kde $K_{NI,\ ef}$ je korekční konstanta zohledňující proměnlivou hodnotu výšky trojúhelníků průběhu proudu parazitní cívky a také skutečnost, že ztráty jsou úměrné efektivní hodnotě procházejícího proudu.

Souhrnné přídavné ztráty vedením na obou diodách jedné fáze:

$$P_{Pr\ idV,\ D0} = U_{FD} K_{NI,\ str} \Delta I_{\max} + R_{D0,\ on} K_{NI,\ ef}^2 \cdot \Delta I_{\max}^2 \quad (4.65)$$

Celkové přídavné ztráty na polovodičových prvcích pak:

$$P_{Pr\ id,\ Celk} = 3(P_{Pr\ idP} + P_{Pr\ idV,\ Tr} + P_{Pr\ idV,\ D0}) \quad (4.66)$$

Celkové ztráty ve vinutí cívek způsobené pracovním proudem musí být:

$$P_{RL} = 3P_{RL,\ f} = 3R_L I_{af,\ ef}^2 \quad (4.67)$$

kde $P_{RL,\ f}$ jsou ztráty na odporu obou cívek jedné fáze způsobené pouze pracovním proudem (uvažujeme pouze jeho obálku).

Přídavné ztráty na parazitních cívkách (v důsledku jejich trojúhelníkového průběhu proudu):

$$P_{RL,\ prid} = 3P_{RL,\ f,\ prid} = 3R_L K_{NI,\ ef}^2 \cdot \Delta I_{\max}^2 \quad (4.68)$$

Kde opět $P_{RL,\ f,\ prid}$ jsou celkové ztráty obou cívek na jednu fázi.

Ztráty v kondenzátorech jsou způsobeny především jejich sériovými odpory a jejich výpočet je stejný, jak pro novou topologii, tak i pro klasickou:

$$P_{RC} = 3P_{RC,\ f} = 3R_C K_{Ni,\ ef}^2 \cdot \Delta I_{\max}^2 \quad (4.69)$$

Kde $P_{RC,\ f}$ jsou ztráty na kondenzátorech jedné fáze. ΔI_{\max} je zvlnění proudu definované jako špička-špička. U nové topologie jsou ztráty v kondenzátorech oproti klasickému měničů větší - v důsledku dvojnásobné hodnoty zvlnění proudu ΔI_{\max} (má-li každá cívka v nové topologii stejnou indukčnost jako jediná cívka ve fázi klasické topologie).

R_C je ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru filtru (ESR).

4.2 Modelování nové topologie a ověření její vlastností

4.2.1 Model měniče a jeho parametry

Pomocí numerického simulačního nástroje MATLAB/Simulink, a především knihovny diskretních součástek „PowerSimToolbox“, lze poměrně věrohodně modelovat navrhovaný měnič s netradiční topologií výstupního filtru. Parametry modelu jsou voleny tak, aby co nejvíce odpovídaly parametrům realizovaného měniče. Tab 4.1 dává souhrnný přehled nejdůležitějších parametrů modelovaného měniče:

Tab 4.1 Parametry modelovaného měniče.

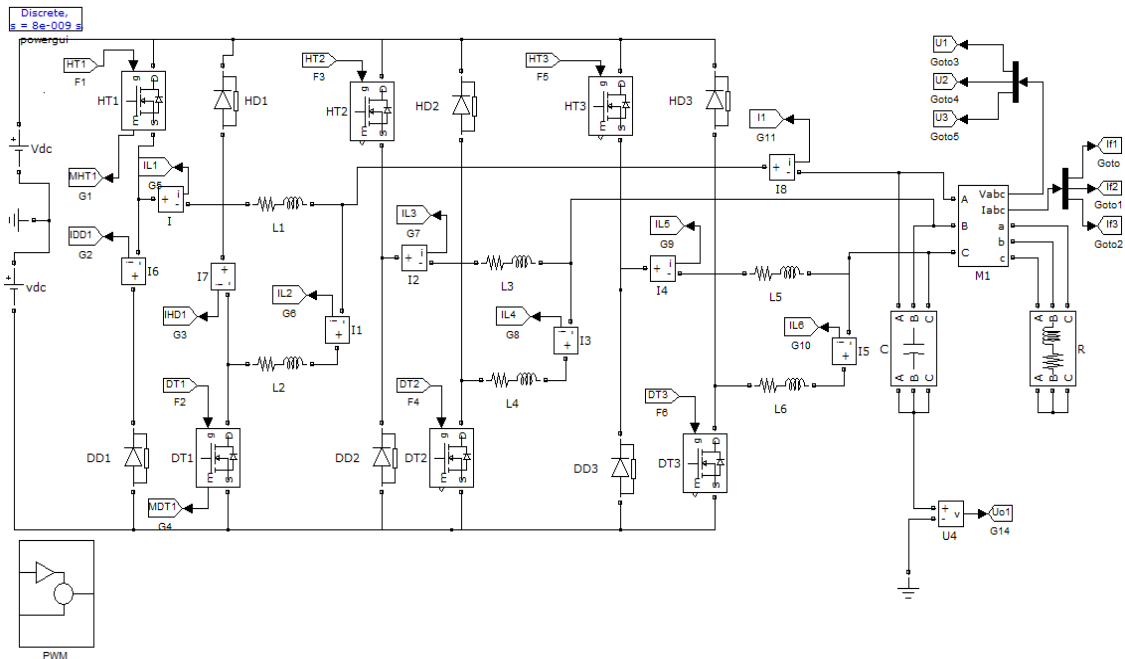
Parametr	Hodnota
Napětí meziobvodu U_{DC}	540V
Spínací frekvence f_{PWM}	100kHz
Modulační činitel M	$\langle 0, \sqrt{3}/2 \rangle$
Výstupní fázový proud I_{af}	11A
Výstupní sdružené napětí	330V
Výstupní výkon	6,3kW
Indukčnost cívky filtru	779 μ H
Zvlnění výstupního proudu	2A
Kapacita filtračních kondenzátoru	1,6 μ F

Parametry polovodičových prvků jsou přehledně uvedeny v Tab 4.2:

Tab 4.2 Parametry polovodičových prvků.

Parametr	Hodnota
Sic DMOS CREE Transistor CMF20120D	
Blokující napětí U_{DSB}	1200V
Jmenovitý proud (25°C) I_{DS25}	47A
Jmenovitý proud (100°C) I_{DS100}	21A
Vstupní kapacita C_{iss}	2nF
Doba sepnutí t_{on}	37ns
Doba vypnutí t_{off}	96ns
Odpor kanálu (25°C) R_{DSon}	80m Ω
Sic schottky Infineon Diode IDH15S120	
Blokující napětí U_B	1200V
Jmenovitý proud ($T < 130^\circ\text{C}$) I_D	15A
Odpor v propustném směru (25°C) R_{DDon}	50m Ω
Zotavovací doba t_{rr}	-
Napětí v propustném směru	1.2V

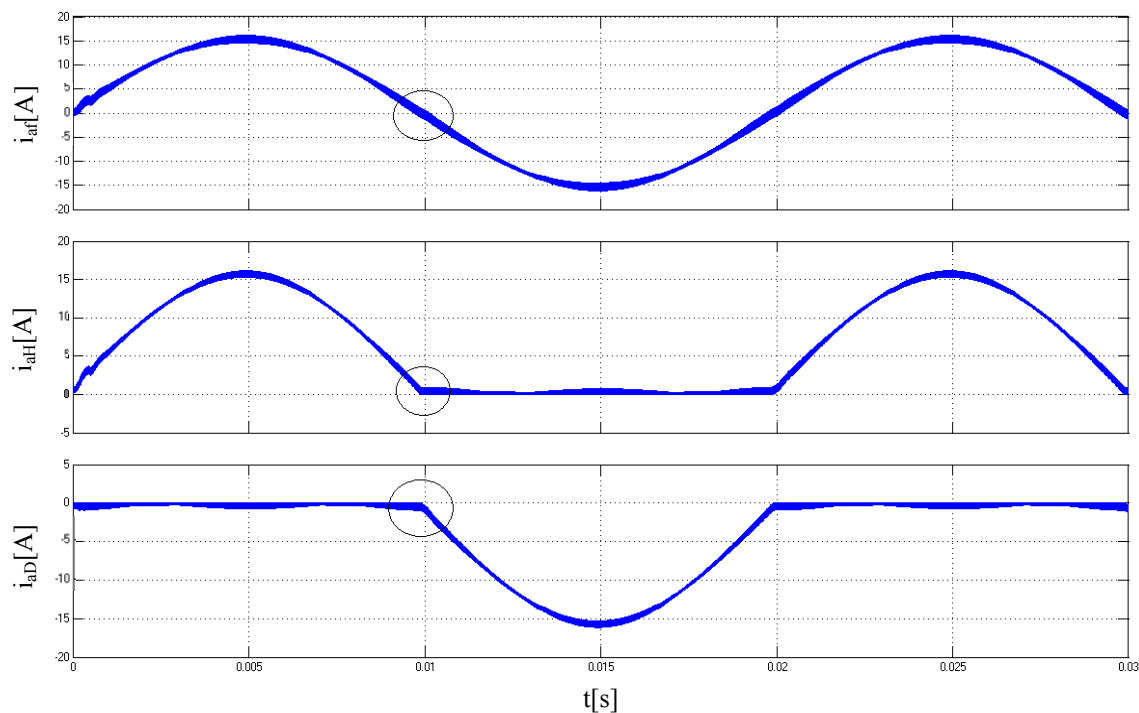
Zkonstruovaný model měniče s navrhovanou topologií výstupního filtru je na Obr. 4.19. Jednotlivé bloky diskretních součástí umožňují nastavit požadované parametry uvedené v tabulkách Tab 4.1 a Tab 4.2.



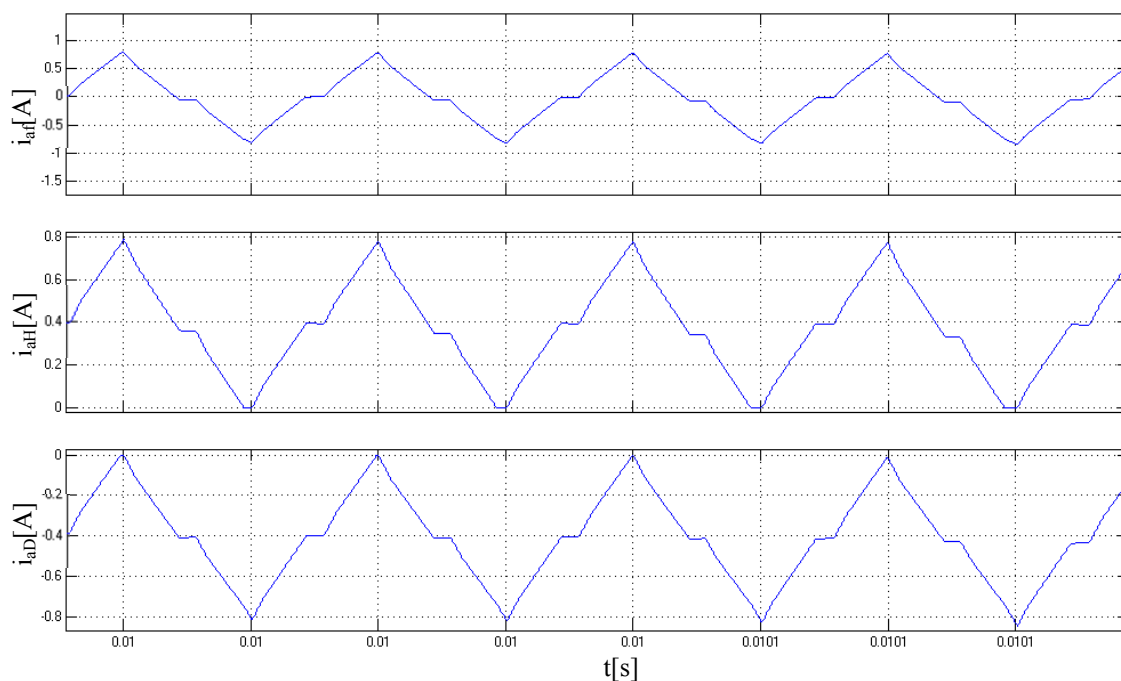
Obr. 4.19 Model měniče s navrhovanou topologií filtru realizovaný v Matlab/Simlink/SimPowerSystem.

4.2.2 Modelování vlivu odporu větví na vznik okruhového proudu

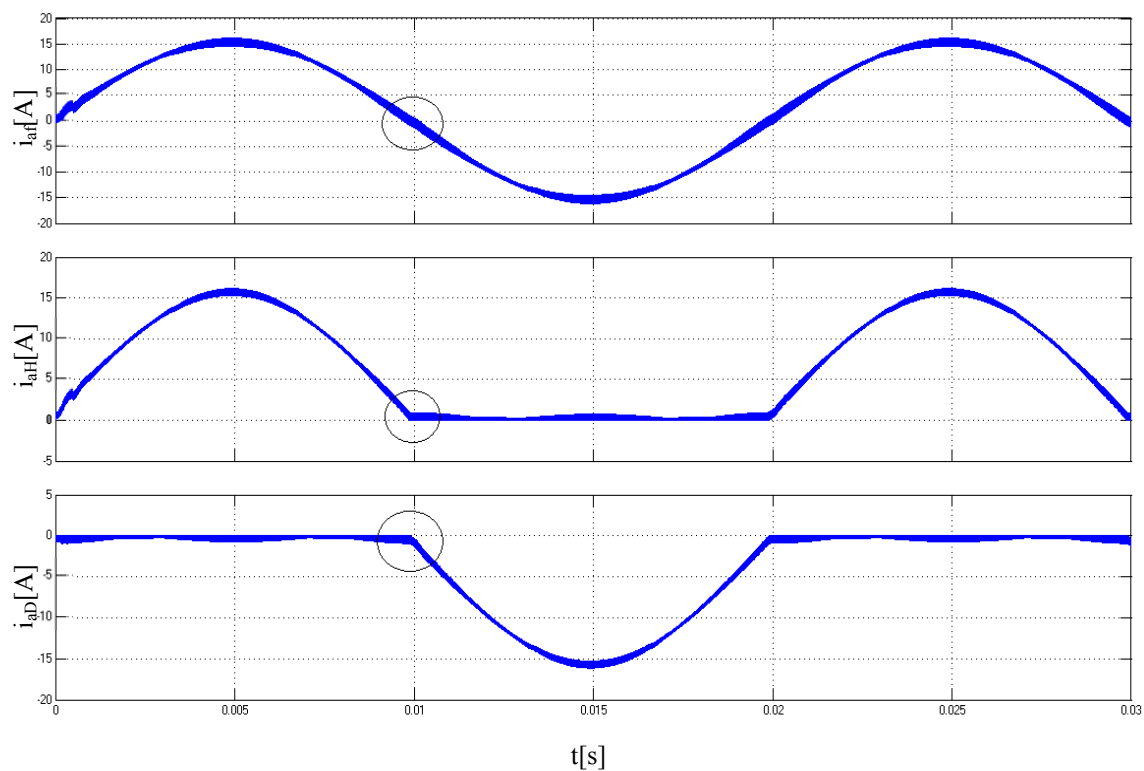
Z rovnice (4.57) a lze určit přibližnou bezpečnou nebo kritickou hodnotu odporu v jedné větvi smyčky okruhového proudu – viz popis Obr. 4.13, Obr. 4.14 a Obr. 4.15. Dle rovnice (4.57) je bezpečná hodnota odporu přibližně $R_{okr,b} = 4,5 \Omega$. Tato hodnota byla také použita pro ověření v simulaci nové topologie. Podle průběhu proudů v jednotlivých cívkách je z Obr. 4.20 patrné, že pracovní proud je striktně rozdělen mezi horní a dolní tranzistor a v parazitních cívkách (pro daný směr proudu) teče pouze proud o velikosti zvlnění. Na Obr. 4.21 je zobrazen detail v době komutace cívek (dochází k přebírání proudu). Parazitní cívka přebírá pracovní proud až po určité době, kdy poklesne proud v hlavní cívce na nulu (resp. je omezen na aktuální hodnotu zvlnění). Hodnota kritického odporu z rovnice (4.57) je přibližně $R_{okr,krit} = 2 \Omega$. Po dosažení této hodnoty do simulačního modelu je situace obdobná jako v předešlém případě. Okruhový proud je opět omezen na hodnotu aktuálního zvlnění proudu v hlavní cívce, Obr. 4.22



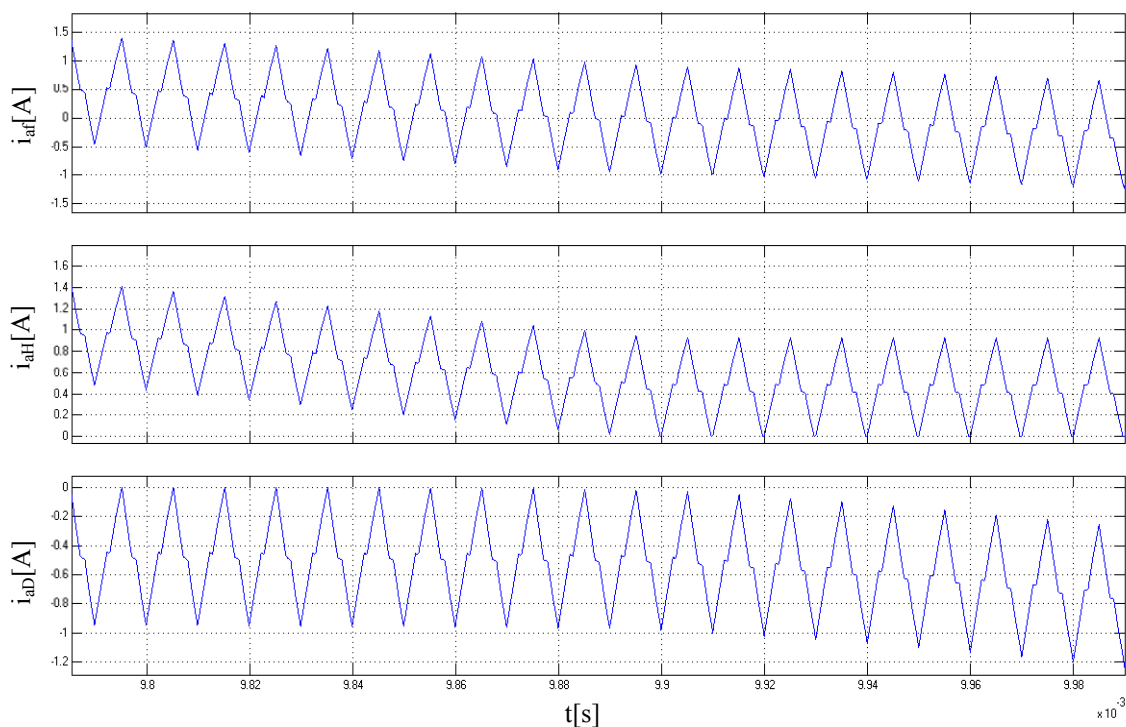
Obr. 4.20 Průběh proudů ve větvi měniče pro “bezpečnou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu. Nahoře – fázový proud, uprostřed – proud horní cívkou, dole – proud dolní cívkou.



Obr. 4.21 Detail proudů ve větvi měniče v okolí bodu komutace fáze pro “bezpečnou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu.

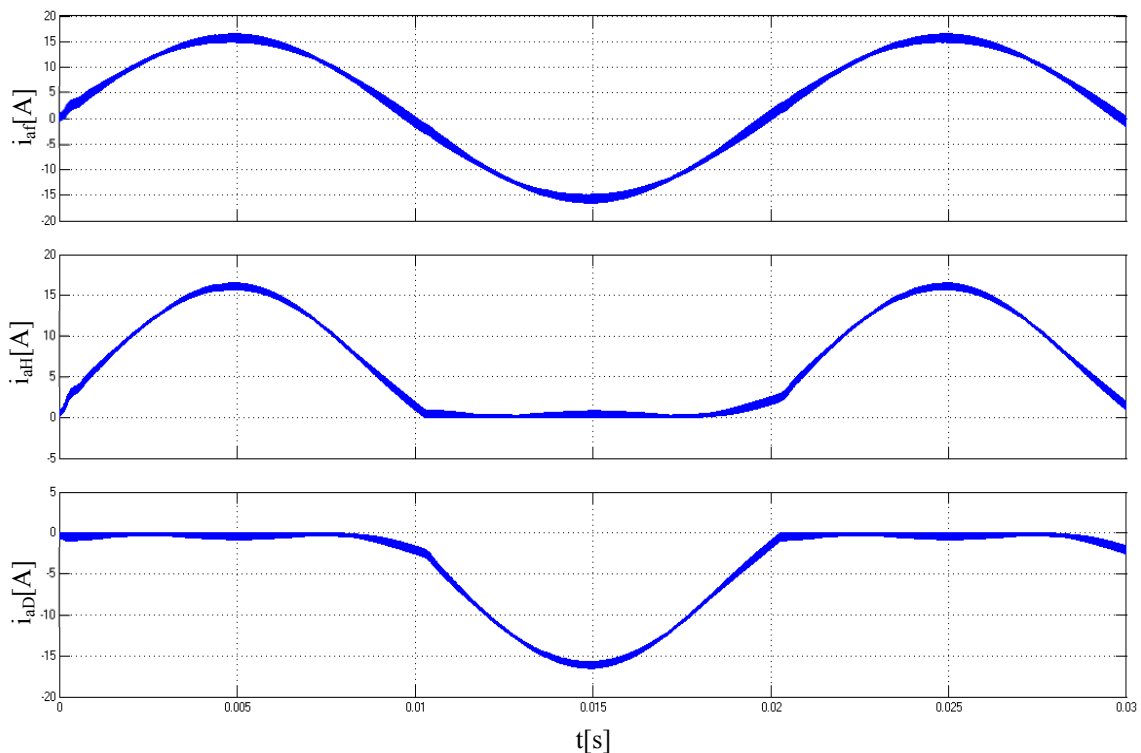


Obr. 4.22 Průběh proudů ve větvi měniče pro “kritickou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu. Nahore – fázový proud, uprostřed – proud horní cívky, dole – proud dolní cívky.



Obr. 4.23 Detail proudů ve větvi měniče v okolí bodu komutace fáze pro “kritickou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu.

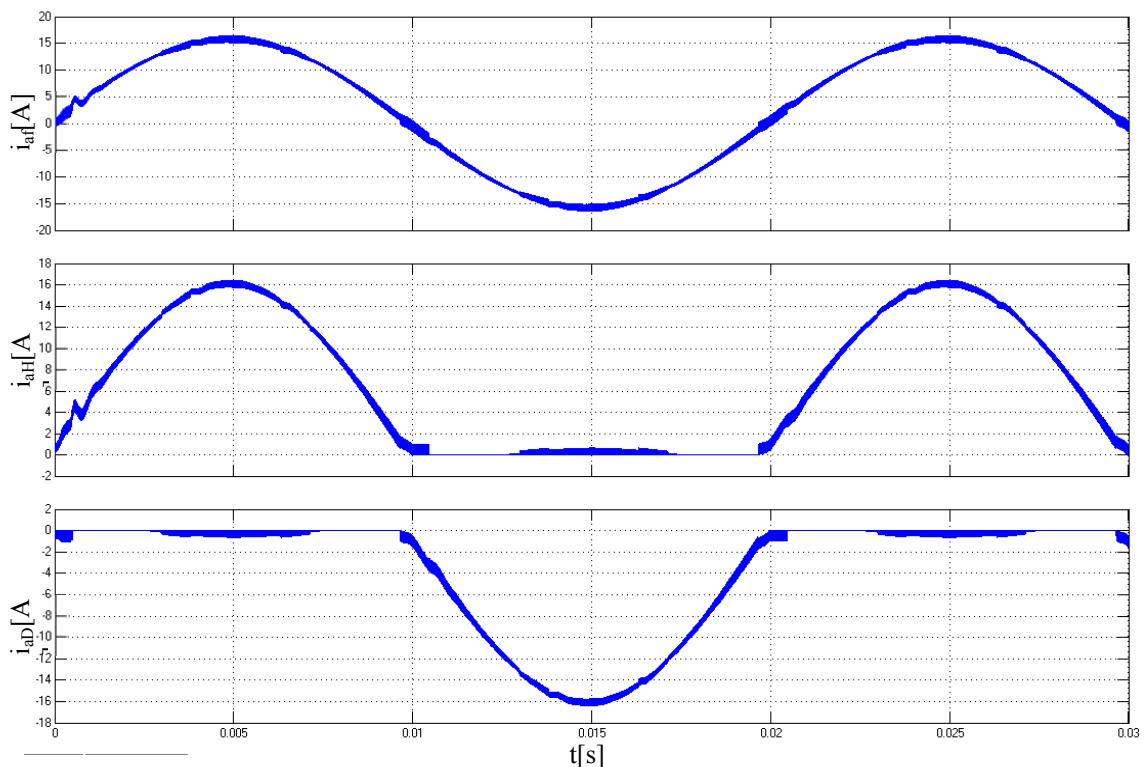
V okolí bodu komutace již dochází k plynulému předávání proudu mezi hlavní a vedlejší cívkou. Jakmile proud hlavní cívkou klesá k nule, okamžitě začíná narůstat proud v parazitní, která se tím stává hlavní cívkou pro vedení proudu opačného směru. Detailní komutace je patrná z Obr. 4.23. Z výpočtů je patrné, že sice jde omezit okruhový proud v parazitních prvcích měniče, avšak za cenu neúnosně velkých ztrát. Jednotky ohmů v cestě pracovního proudu by způsobily nepřijatelné úbytky napětí a ztráty v soustavě měniče. Vystává tedy otázka, jaký skutečný nárůst okruhového proudu bude při reálných odporech jednotlivých prvků měniče. Velikost reálného odporu lze odhadnout z parametrů polovodičových prvků a z reálných hodnot odporů tlumivek. Ekvivalentní hodnota reálného odporu v jedné větvi smyčky okruhového proudu je $R_{okr} = 200 \text{ m}\Omega$ (předpokládaná hodnota okruhového odporu odhadnutá ze skutečných parametrů realizovaného vzorku měniče). Výpočet nárůstu okruhového proudu je již značně komplikovaný (mnoho proměnných parametrů). Proto je výhodnější využít modelu měniče ke stanovení proudových poměrů v měniči.



Obr. 4.24 Průběh proudů ve větvi měniče pro “reálnou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu. Nahoře – fázový proud, uprostřed – proud horní cívkou, dole – proud dolní cívkou.

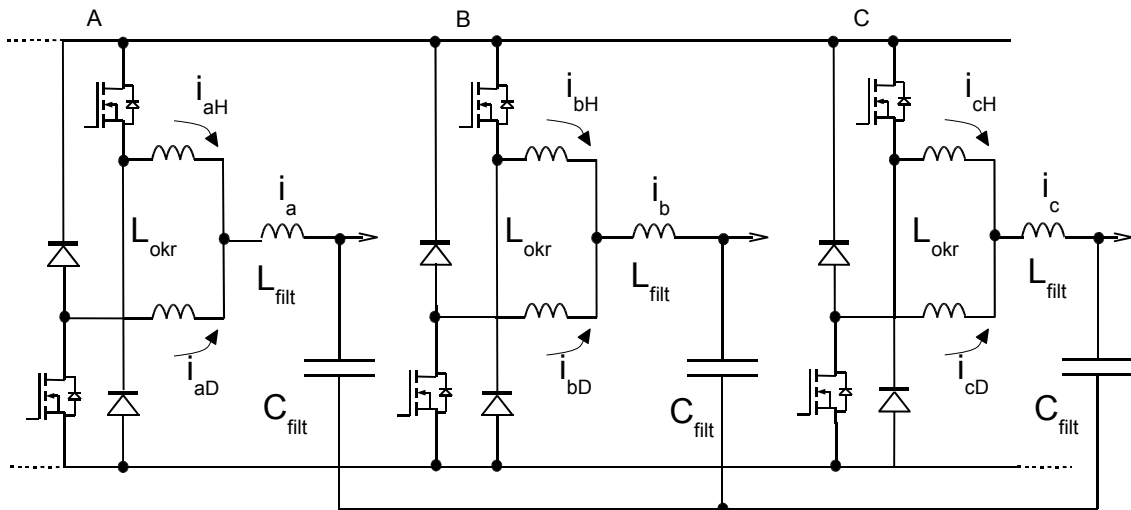
Průběhy z Obr. 4.24 dokazují úvahy z kap. 4.1.3. V okolí průchodu fázového proudu nulou dochází k nárůstu okruhového proudu. Zde je největší energie akumulovaná v parazitní cívkě a současně nejnižší ztráty na celkovém odporu smyčky okruhového proudu. Nárůst proudu není nikterak dramatický, jedná se přibližně o 15% z amplitudy fázového proudu, přesto však jistě způsobuje nežádoucí přídavné ztráty. Za dané konfigurace je to konstrukčně neodstranitelný problém. Při dané topologii je jediná možnost, jak omezit vznik okruhového proudu, spínat pouze jeden tranzistor ve větvi podle směru proudu. To s sebou nese nutnost realizovat komplikovanější řídicí systém. V každé fázi musí být snímán proud a vyhodnocován jeho směr. Podle směru proudu je spínán příslušný tranzistor (horní nebo dolní). Výhodou je úplné potlačení okruhového proudu v prakticky celé půlperiodě fázového proudu. V oblasti průchodu fázového proudu nulou je v definovaném pásmu umožněno spínání obou tranzistorů. Okruhový

proud je tím časově omezen pouze na tyto velmi krátké intervaly a je prakticky zanedbatelný. Jeho velikost závisí na šířce těchto intervalů. Šířku intervalu ovlivňuje především velikost zvlnění. Pro hladký průběh komutace mezi tranzistory (v jedné větvi) je vhodné, aby velikost zvlnění proudu byla menší než měřené pásmo filtrovaných hodnot proudu. Tedy čím bude nižší zvlnění proudu (vyšší indukčnost filtru), tím bude i kratší interval, po který bude vznikat okruhový proud. Příklad spínání jednoho tranzistoru ve větvi, pro reálné hodnoty soustavy měniče, je na Obr. 4.25. Okruhový proud je zde prakticky zcela potlačen. V okolí okamžiků komutace nedochází k nežádoucímu nárůstu proudu v parazitní cívce, nebo je tento nárůst dostatečně omezen. Proud tak plynule přechází mezi komutačními cívkami. Výhodou spínání jednoho tranzistoru ve větvi je, že tlumivky se po většinu času chovají jako tlumivka jediná a pro definované zvlnění fázového proudu je jejich hodnota indukčnosti poloviční oproti situaci kdy jsou společně spínány oba tranzistory ve větvi. To je vidět i z průběhu zvlnění, v okamžicích spínání obou tranzistorů dojde k dvojnásobnému nárůstu zvlnění proudu. Z hlediska ztrát a doby trvání lze tento nárůst označit za zanedbatelný. Při narůstajícím fázovém napětí dochází k pronikání okruhového proudu přes parazitní diodu. Tento jev se zesiluje při nárůstu fázového napětí nad $U_{DC}/3$. Kdy při určitých spínacích kombinacích je napětí středu filtru posunuto vůči nulovému středu napájecího zdroje o $U_{DC}/6$. Stejně tak tato situace nastává při nulových vektorech (stavech) spínací kombinace. Nárůst proudu je navíc poměrně málo citlivý na velikost snímaného pásma proudů. Při pásmu $\pm 2A$ činí nárůst okruhového proudu v okolí komutace pouhých tři procenta a v pásmu $\pm 4A$ je pouhých šest procent. Tato skutečnost pak neklade přílišné nároky na vyhodnocovací elektroniku. Samozřejmě, čím je širší pásmo, tím dochází k většímu namáhání pasivních součástí filtru, v důsledku vyššího zvlnění proudu působícího po delší dobu.



Obr. 4.25 Průběh proudů ve větvi měniče pro “reálnou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu při spínání pouze jednoho tranzistoru ve fázi. Nahoře – fázový proud, uprostřed – proud horní cívky, dole – proud dolní cívky.

Dále se nabízí otázka, zda by nebylo možné snížit vliv okruhového proudu změnou parametrů měniče či částečnou úpravou stávající topologie. Z (4.57) plyne, že při zvýšení frekvence PWM dojde ke snížení odporu smyčky, potřebného pro omezení okruhového proudu při stejné velikosti fázového proudu. Současná spínací frekvence 100 kHz je již dosti vysoké a není zde mnoho prostoru pro další její zvyšování. Nabízí se tedy možnost, výrazně snížit velikost indukčnosti v okruhové smyčce, při zachování konstantního zvlnění a frekvenci, a to úpravou stávající nové topologie, topologií zobrazenou na Obr. 4.26. Horní a dolní cívka je nahrazena cívkami s malou indukčností a do výstupu fáze je zapojena filtrační cívka s velkou indukčností. Indukčnost filtrační cívky je několikanásobně vyšší než indukčnosti cívek ve smyčce okruhového proudu a společně s kondenzátory tvoří výstupní filtr. Zvlnění proudu v malých cívkách a kondenzátorech je pak dáno velkou hodnotou indukčnosti filtrační cívky. Výhodou je poloviční hodnota indukčnosti filtrační cívky k dosažení stejného zvlnění, oproti předešlé topologii se dvěma cívkami s velkou indukčností. V důsledku malých hodnot indukčností cívek ve smyčce okruhového proudu mohou být tyto cívky konstruovány jako vzduchové, čímž nezvyšují ekonomické ani hmotnostní zatížení soustavy měniče a výstupního filtru. Hodnota indukčnosti malých cívek musí být dostatečná pouze na to, aby dokázala omezit proud v poruchových stavech na detekovatelnou úroveň a nepotlačovala tak výhodné vlastnosti navrhované topologie (tj. aby stále nebylo třeba použití ochranné doby atd.).

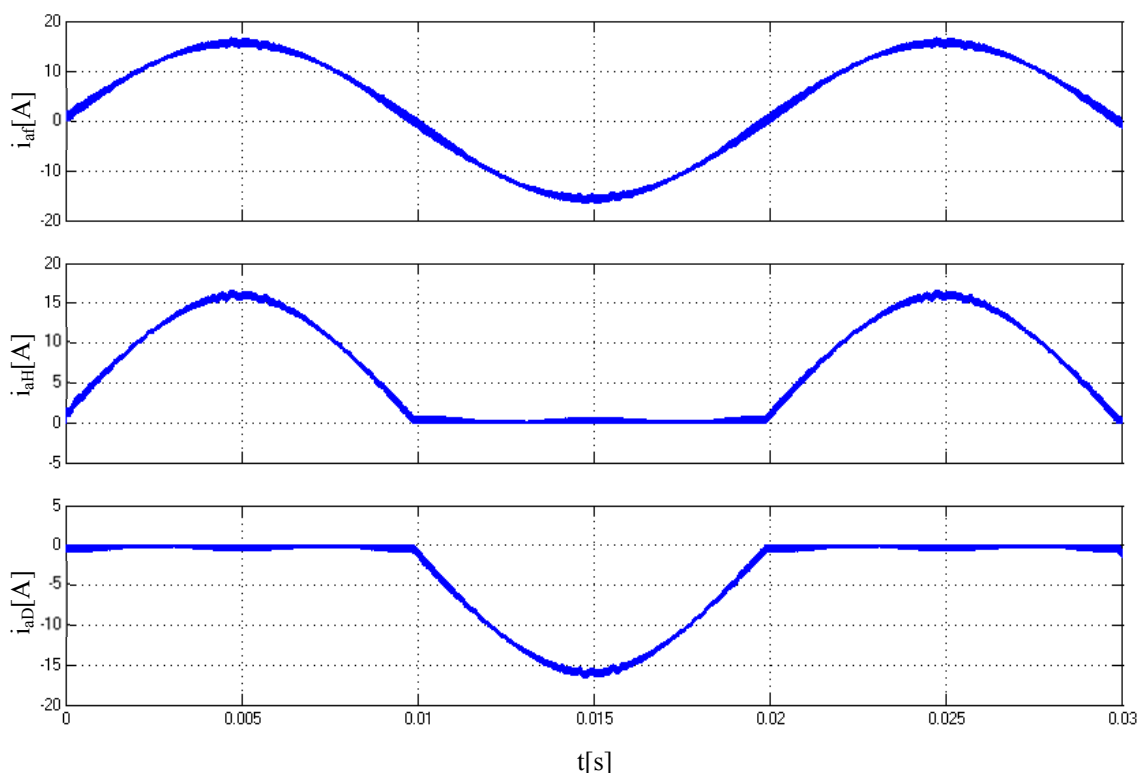


Obr. 4.26 Modifikovaná topologie s jednou hlavní filtrační cívkou a dvěma malými okruhovými cívkami
 Při vysoké hladině napájecího napětí U_{DC} (až 600V) je při tvrdém zkratu nárůst proudu až několik stovek ampér za mikrosekundu. Proto je vhodné volit okruhové indukčnosti v desítkách μH , aby nárůst proudu nepřesáhl hodnoty jednotek ampér $\text{A}/\mu\text{s}$.

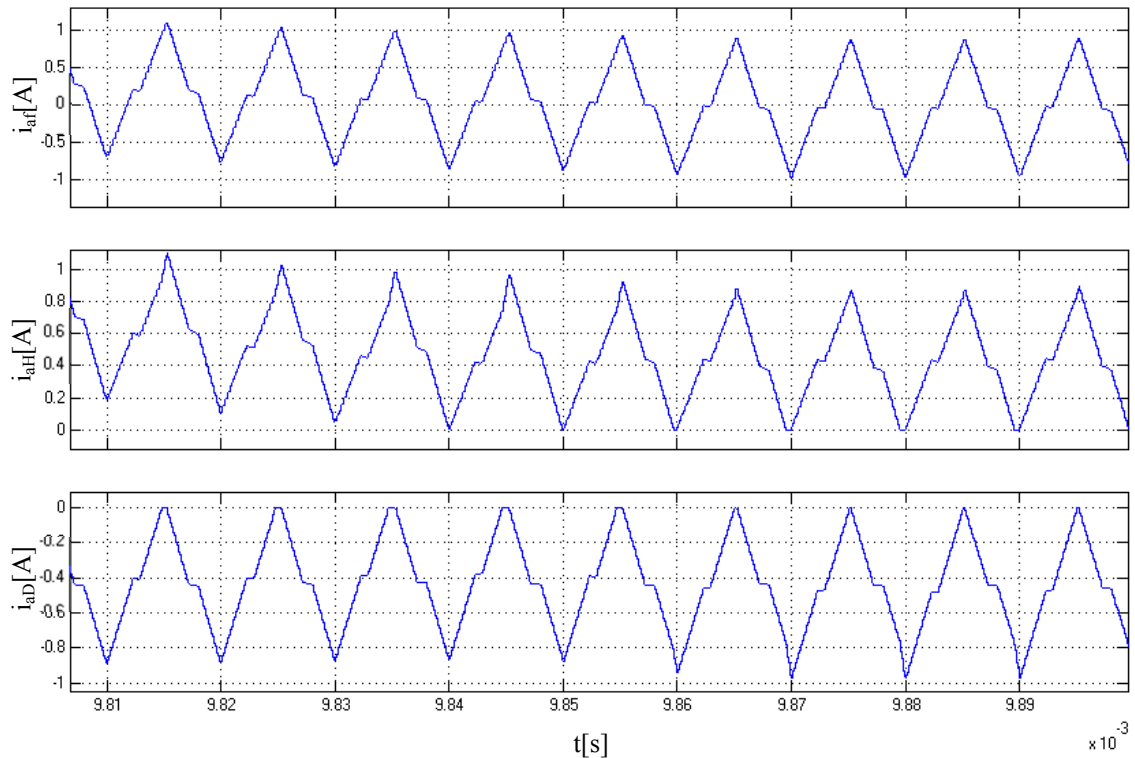
Z rovnice (4.57) a lze stanovit maximální možnou hodnotu indukčnosti okruhových cívek tak, aby nedošlo k nárůstu okruhového proudu. Při daném zvlnění proudu hlavní cívky lze z uvedených rovnic totiž stanovit maximální možnou indukčnost okruhových cívek tak, aby existující (výhodně malá) hodnota odporu v okruhové byla ještě vyšší než “kritická“ či dokonce než “bezpečná“ hodnota. Pro stávající konfiguraci je maximální hodnota indukčnosti okruhových cívek $L_{okr} \sim 150\mu\text{H}$. Pro simulaci byla zvolena hodnota indukčnosti malé okruhové cívky $L_{okr} = 30\mu\text{H}$. Při této hodnotě lze v rozumných rozměrech realizovat okruhové cívky jako vzduchové. Výsledek simulace upravené topologie je zobrazen na Obr. 4.27. Pracovní proud je i pro reálně nízké hodnoty odporů v okruhové smyčce striktně rozdělen do jednotlivých cívek. Zvlnění

proudu je dáno především hlavní filtrační cívkou (ve skutečnosti je nepatrně nižší vlivem přírůstkem okruhových indukčností o hodnotu $L_{okr}/2$). Okruhový proud v parazitní cívce je po celou dobu periody PWM omezen na hodnotu menší než je skutečné zvlnění v okruhových cívkách.

Pokud je zvlnění v parazitní cívce co nejvíce potlačeno, blíží se limitně účinnost navrhované topologie účinnosti klasického zapojení. Při stávající konfiguraci lze parazitní proud více omezit zvyšováním hodnoty indukčnosti filtrační cívky. To ovšem zvyšuje cenu, rozměry a váhu měniče.

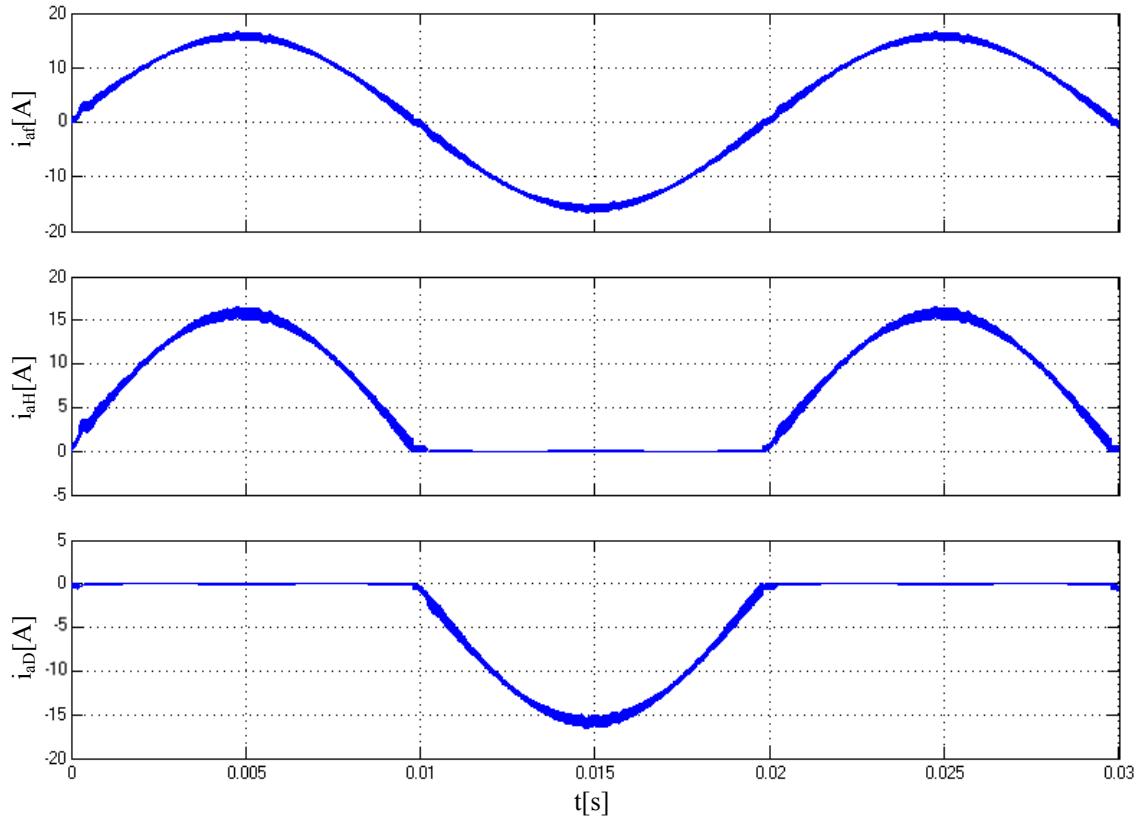


Obr. 4.27 Průběh proudů ve větvích měniče pro “reálnou” hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu. Nahoře - fázový, uprostřed – proud horní cívky, dole – proud dolní cívky. Modifikovaná topologie s jednou hlavní filtrační cívkou a dvěma malými okruhovými cívkami.



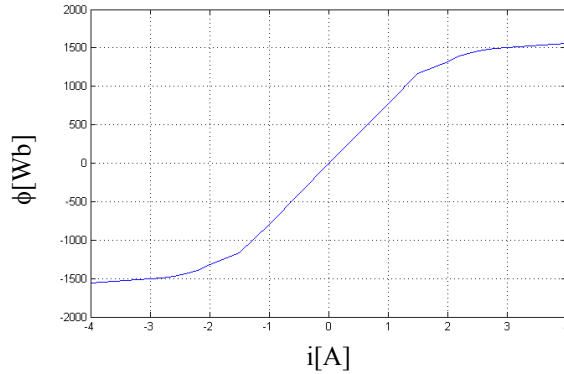
Obr. 4.28 Detail průběhu proudů ve větvi měniče pro “reálnou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu. Nahoře – fázový proud, uprostřed – proud horní cívky, dole – proud dolní cívky. Modifikovaná topologie s jednou hlavní filtrační cívkou a dvěma malými okruhovými cívkami.

Pokud místo vzduchových cívek s malou indukčností použijeme přesytky, tedy indukčností pracující s přesyceným magnetickým obvodem, lze okruhový proud výrazně potlačit. Přesytka v sobě pojí výhodné vlastnosti malých okruhových cívek a velké filtrační cívky. Při překročení pracovního proudu přesytky dojde k výraznému přesycení magnetického obvodu a následkem toho i k výraznému poklesu indukčností cívky. Pracovní proud přesytek je vhodné volit okolo maximální hodnoty zvlnění fázového proudu. Pracovním proudem se myslí proud, při němž dojde k přesycení magnetického obvodu. Z hlediska ztrát ve vinutí musí být přesytky dimenzovány na efektivní hodnotu půlvlny fázového proudu. Rozměry přesytek jsou malé i při vysokých počátečních indukčnostech (stovky μH) a lze jimi velmi dobře nahradit vzduchové cívky. Výsledky s okruhovou přesytkou s počáteční indukčností $L_{okr} = 550\mu\text{H}$ jsou na Obr. 4.29. Přesytka se v hlavní a parazitní větvi chová odlišně. Pouze v okolí průchodu fázového proudu nulou, kdy obě pracují pod hodnotou svého pracovního proudu, mají stejné vlastnosti. Jakmile dojde v hlavní větvi k překročení pracovního proudu přesytky, pak vlivem přesycení její hodnota indukčností prudce poklesne. Tím dojde k poklesu zbytkové energie podle rovnice (4.57) a následně ke ztížení podmínek nárůstu okruhového proudu.

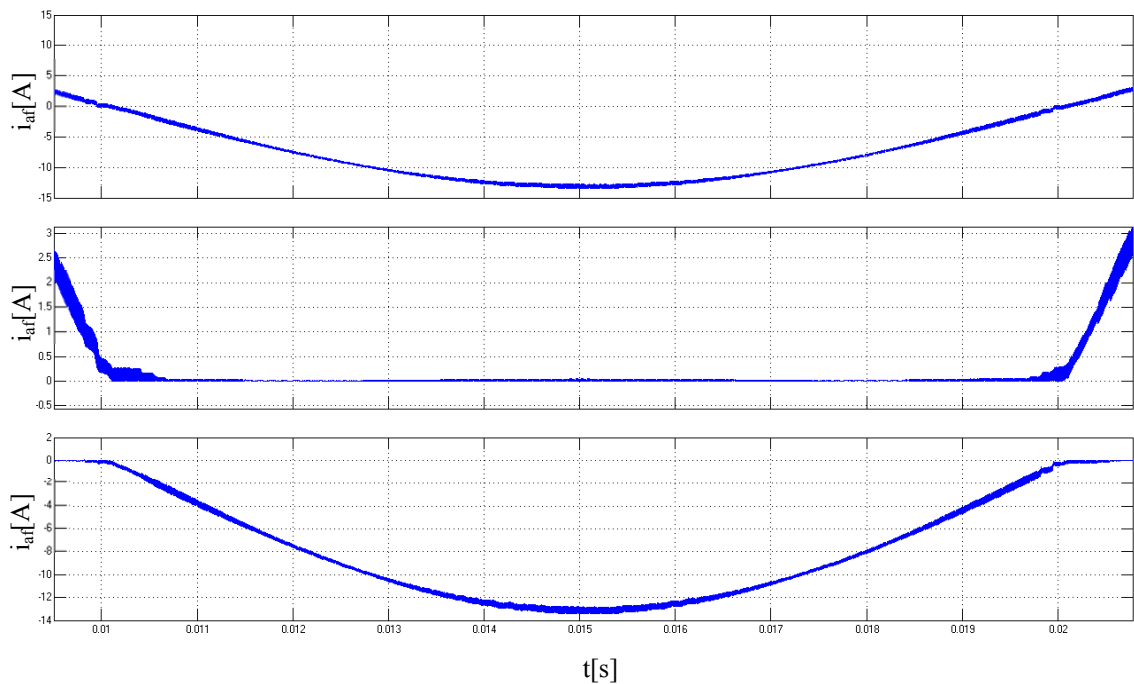


Obr. 4.29 Průběh proudů ve větvi měniče pro “reálnou” hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu. Nahoře – fázový proud, uprostřed – proud horní cívkou, dole – proud dolní cívkou. Modifikovaná topologie s jednou hlavní filtrační cívkou a dvěma okruhovými přesytkami.

Parazitní indukčnost (nyní je hlavní a parazitní cívka konstruována jako přesytka) stále pracuje pod úrovní svého pracovního proudu a má proto velkou indukčnost. Protože obě cívky pracují v paralelním chodu, musí na nich být stejné napětí. Velikost napětí je dána zvlněním proudu vnuceným filtrační tlumivkou a velikostí indukčnosti hlavní cívky. Z (4.31) nebo (4.38) je jasné, že nárůst proudu v parazitní cívce je výrazně potlačen vyšší indukčností nepřesycené přesytky pracující jako parazitní. Velikost parazitního proudu je dána poměrem indukčností hlavní a parazitní přesytky. Tento poměr může být až dvacetinásobný. Parazitní proud je prakticky zcela potlačen. Zvlnění fázového proudu klesne na polovinu, dojde k potlačení přídavných ztrát v měniči a v komponentech filtru. Velká počáteční indukčnost přesytek má dále příznivý vliv na nárůst zkratového proudu v případě poruchy (omezení nárůstu na desetiny až jednotky ampérů za mikrosekundu), který je pak snadno detekovatelný poměrně jednoduchou elektronikou. Na Obr. 4.30 je zobrazena závislost indukčnosti přesytky na pracovním proudu, která byla použita pro simulace topologie s přesytkami.



Obr. 4.30 Průběh závislosti indukčnosti přesytky na pracovním proudu, která byla využita pro simulace.



Obr. 4.31 Detail průběhu proudů v jedné větvi měniče pro “reálnou” hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu. Nahoře - fázový, uprostřed – proud horní cívkou, dole – proud dolní cívkou. Modifikovaná topologie s jednou hlavní filtrační cívkou a dvěma okruhovými přesytkami.

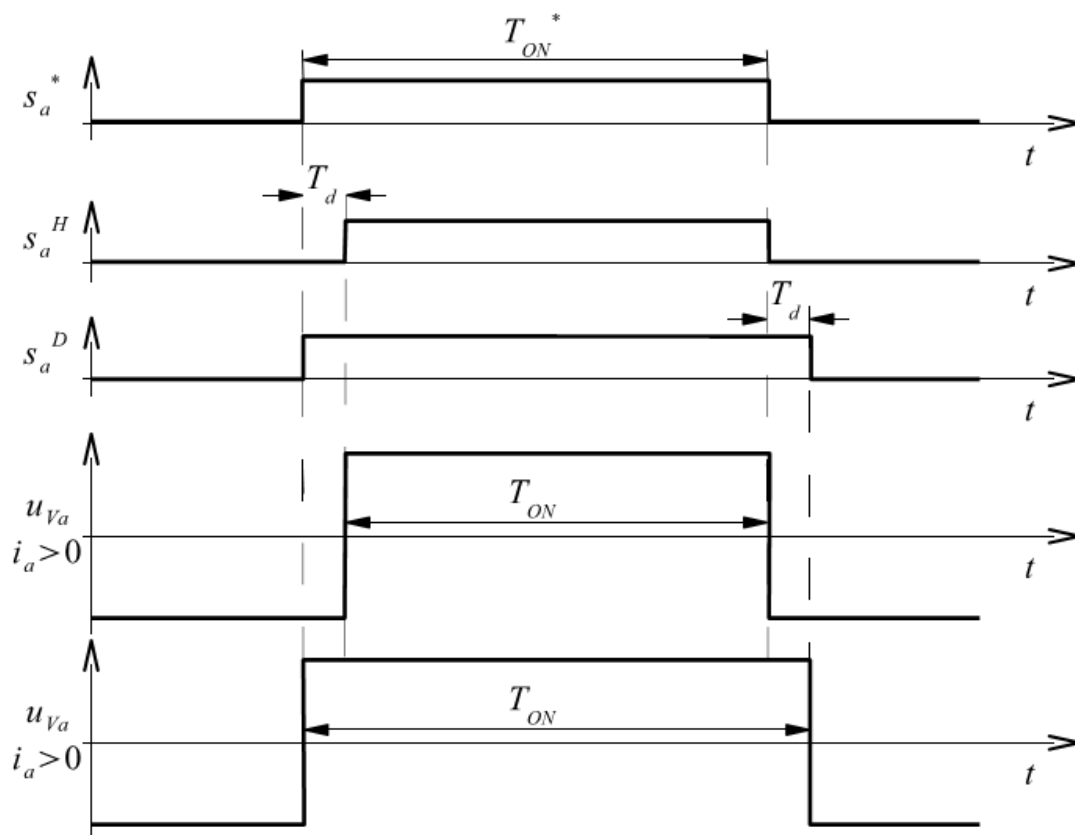
4.2.3 Minimalizace ochranných dob a vliv krátkodobých zkratů meziobvodu v důsledku rozdílného spínání tranzistorů.

Vlivem nestejných spínacích a vypínacích časů tranzistorů není možné spínat horní a dolní tranzistor ve větvi striktně komplementárně – známá problematika ochranné doby (dead-time). Nejrychlejší křemíkové tranzistory MOSFET se závěrným napětím 600V vyžadují minimální ochranou dobu v řádu stovek nanosekund. Podobně je na tom i použitá technologie SiC, avšak při závěrném napětí 1200V. Při napájecích napětích 500V a velmi nízkých indukčnostech cest mezi tranzistory (v řádu jednotek nH) je nárůst proudu při případném komutačním zkratu (nedostatečná ochranná doba) i stovky ampér, ačkoliv tento zkrat trvá pouze několik desítek nanosekund. S takovou strmostí si, ve snaze ochránit tranzistor před zničením, nemusí poradit ani velice rychlé saturační ochrany.

Vzniklá časová bezpečnostní rezerva (vložením ochranné doby) je definována jako T_{DT} (podrobně vysvětleno v literatuře[11]):

$$T_{DT} = T_D + t_{on} - t_{off} \quad (4.70)$$

kde T_D je ochranná doba vytvořená řídicími obvody (algoritmem) a t_{on} , t_{off} jsou katalogové doby spínání tranzistoru. Spínací časy tranzistorů jsou závislé na teplotě, kvalitě budicího obvodu a dalších skutečnostech, proto je ochranná doba volena větší s dostatečnou rezervou k pokrytí všech těchto obtížně identifikovatelných jevů (spínací děje tranzistoru jsou nelineární). Volba ideální ochranné doby tranzistoru je vždy kompromisem. Dostatečná dlouhá doba zabrání nežádoucím sepnutím i při větší změně parametrů tranzistorů či budicích obvodů, avšak způsobuje nežádoucí zkreslení výstupního napětí(protože u PWM modulátoru způsobuje nelinearitu typu *hystereze*).



Obr. 4.32 Vliv ochranných dob tranzistorů na větвовé napětí, převzato z [10].

Vlivem ochranné doby dochází ke změně střídý oproti signálu z PWM modulátoru (podrobněji v [10], [11]):

$$t_{ON} = t_{ONid} - T_D \cdot \text{sgn}(i_{af}) \quad (4.71)$$

Tato deformace doby sepnutí má pak za následek úbytek větвовého napětí o střední hodnotě [11]:

$$\Delta U_{Vx} = \frac{T_D}{T_{PWM}} U_{DC} \text{sgn}(i_{af}), \quad x = a, b, c \quad (4.72)$$

Z rovnice (4.72) plyne, že úbytek napětí roste se zvyšující se frekvencí PWM. Pro spínací frekvence okolo 100 kHz tvoří tento úbytek již několik procent. Při vysokých napětích meziobvodu mohou úbytky napětí dosahovat jednotky až desítek voltů. Princip vzniku úbytku napětí vlivem ochranných dob je naznačen na Obr. 4.32. V dnešní době jsou moderní procesory vybaveny modulátory schopnými jednoduše kompenzovat účinky ochranných dob změnou střídy, v závislosti na znaménku měřeného fázového proudu [12].

V minulých kapitolách jsme vyšetřili chování měniče s ideálním spínáním tranzistorů. Nová topologie však umožňuje téměř úplné vynechání ochranných dob a to díky velkým indukčnostím (až stovky μH) v cestě potenciálního zkratového proudu. Snahou je tedy využít vlastností nové topologie ke snížení ochranných dob na minimum, a tím i k potlačení jejich vlivu, zvláště při vysokých hodnotách spínacích frekvencí.

Přitom je užitečné určit, jak se soustava měniče bude chovat při vystavení krátkodobého komutačního zkratu, který v praxi může být způsoben poruchou řídicí elektroniky nebo vnějším rušením. Je nutné si uvědomit, že vysoké spínací frekvence a extrémně rychlé polovodičové prvky vystavují řídicí obvody vysoké zátěži z hlediska rušivých signálů. Konvenční budičí obvody již nemusí být zcela imunní vůči vysokým strmostem du/dt a může tak docházet k nežádoucím krátkodobým sepnutím, s následkem zkratu meziobvodu.

Situaci vyšetříme nejprve pro nestandardní a značně extrémní situaci, kdy jsou tranzistory spínány bez ochranných dob a budiče výkonových tranzistorů dávají naprosto symetrické povely pro zapnutí i vypnutí tranzistoru (zpoždění výstupního signálu budiče je symetrické pro povel k sepnutí i vypnutí). Pokud uvažujeme použitý SiC tranzistor, pak lze přibližně určit dobu, po kterou působí tvrdý zkrat t_{zkr} , odečtením zapínacího času od času vypínacího, Tab 4.2:

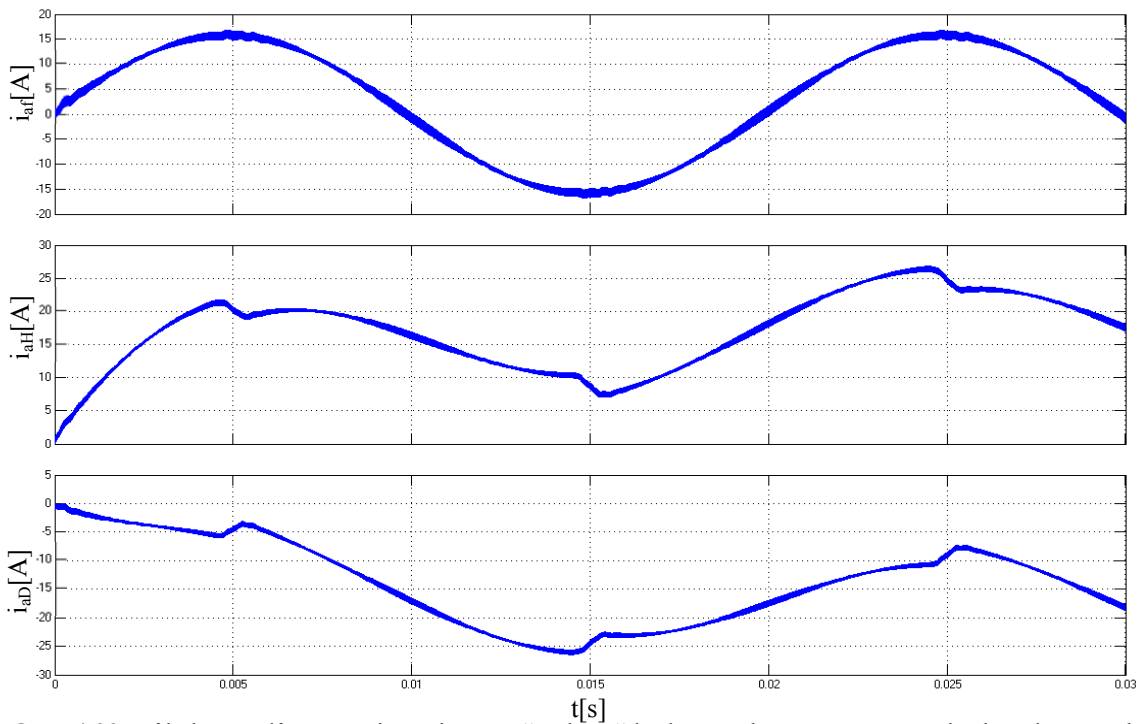
$$t_{zkr} = (t_{doff} + t_{foff} - t_{ron} - t_{don}) \quad (4.73)$$

Pak nárůst zkratového proudu ΔI_{zkr} za tuto dobu je definován:

$$\Delta I_{zkr} = \frac{U_{DC}}{2L_{okr}} t_{zkr} \quad (4.74)$$

Nárůst zkratového proudu může být zachycen okruhovými tlumivkami, viz Obr. 4.26. (pro topologii podle Obr. 4.1 je okruhová cívka současně i filtrační cívkou $L_{okr} = L_{filt}$). Při stejných hodnotách okruhových indukčností se na nich napětí rovnoměrně rozloží a nárůst zkratového proudu je stejný, jak v hlavní, tak i v parazitní tlumivce. Příspěvek zkratového proudu způsobí v parazitní cívkce (kap. 4.1), zejména v druhém (resp. čtvrtém) kvadrantu, nárůst okruhového proudu o $2\Delta I_{zkr}$, v rámci jedné periody PWM. K potlačení nárůstu okruhového proudu by tato hodnota musela být opět kompenzována ztrátami na odporech a polovodičích, vznikajících ve smyčce okruhového proudu. Pro stanovení vlivu zkratového proudu na "bezpečnou" či "kritickou" hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu lze opět využít vztahu (4.57) - s jednoduchou záměnou ΔI_{Smax} za novou hodnotu $\Delta I_M = 2\Delta I_{zkr} + \Delta I_{Smax}$ pro "bezpečnou" a za $\Delta I_M/2 = 2\Delta I_{zkr} + \Delta I_{Smax} / 2$ pro "kritickou" hodnotu odporu. Výraz $2\Delta I_{zkr}$ zohledňuje dvě přepínací události v rámci jedné periody PWM. Uvažujeme-li tedy extrémní možnost bez aplikace ochranné doby, pak doba působení zkratového proudu při přepínání je pro použitý SiC tranzistor $t_{zkr} = 69\text{ns}$. Pro případ dvou velkých okruhových cívek

s indukčností $L_{okr} = 780\mu\text{H}$ je nárůst proudu v obou cívkách z (4.74) $\Delta I_{zkr} = 24\text{mA}$. Aby s dostatečnou rezervou nevznikl okruhový proud, musela by podle (4.57) být hodnota odporu v okruhové smyčce přibližně $10\ \Omega$, nebo alespoň kriticky $6\ \Omega$ (postup výpočtu odporů je analogický jako v přechozí kapitole). Tyto hodnoty jsou v důsledku neúnosných ztrát nepřijatelné. Na Obr. 4.33 je modelován vliv krátkodobých zkratů na průběhy proudů v jednotlivých větvích fáze, při reálném odporu jedné větve okruhové smyčky $R_{okr} = 200\text{m}\Omega$. Z průběhů je patrný destruktivní efekt zkratového proudu na okruhový proud při nechráněném spínání tranzistorů.



Obr. 4.33 Průběh proudů ve větvi měniče pro “reálnou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu při symetrickém spínání tranzistorů bez ochranných dob. Nahoře – fázový proud, uprostřed – proud horní cívkou, dole – proud dolní cívkou

Velikost ustáleného zkratového proudu lze snadno odhadnout ze vztahu I_{zkrat} :

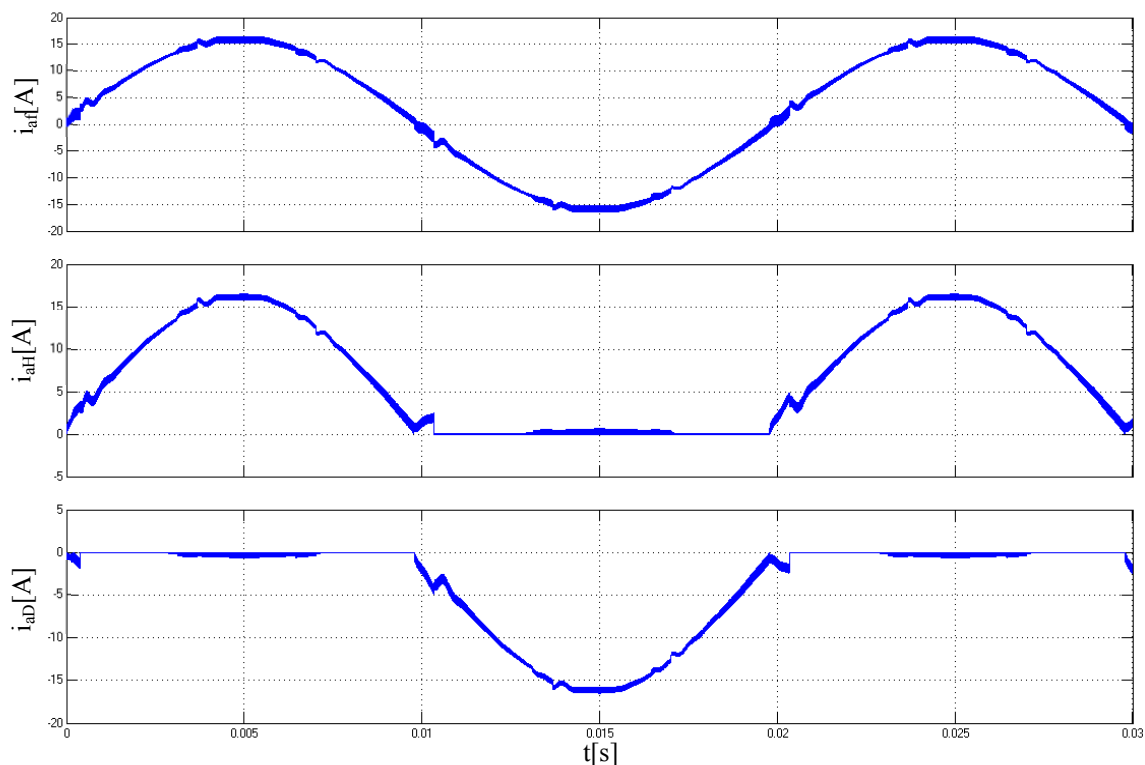
$$I_{zkrat} = \frac{U_{DC}}{2R_{okr}} \frac{t_{zkr}}{T_{PWM}} \quad (4.75)$$

Pro danou konfiguraci je tedy ustálená hodnota zkratového proudu $I_{zkrat} = 9,4\text{A}$. A cívky v jednotlivých větvích fáze jsou neúnosně zatěžovány přídatnými proudy:

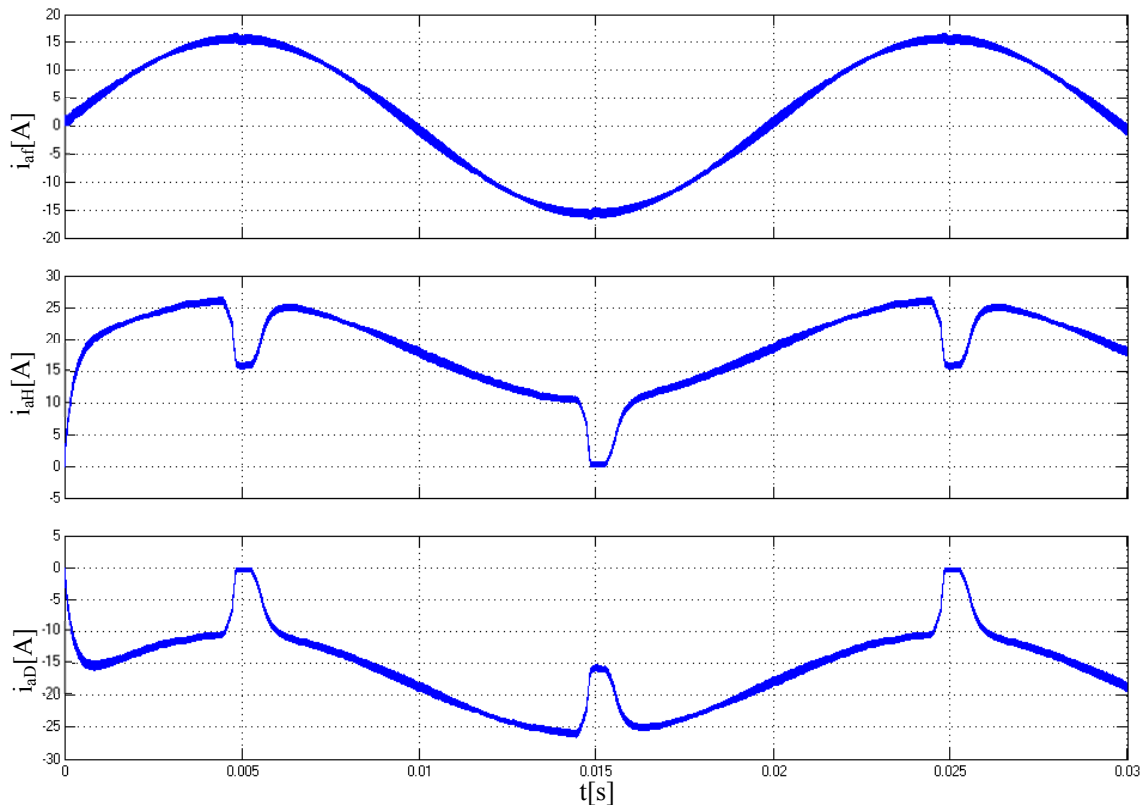
$$\begin{aligned} i_{aH} &= I_{zkrat} + I_{am} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \left(\frac{2\pi t}{T_{1h}} + \varphi \right) \right) \\ i_{aD} &= -I_{zkrat} - I_{am} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sin \left(\frac{2\pi t}{T_{1h}} + \varphi \right) \right) \end{aligned} \quad (4.76)$$

Omezení takto extrémních podmínek při dané topologii měniče je prakticky možné jen spínáním pouze jednoho tranzistoru ve větvi. V okolí průchodu fázového proudu nulou je povoleno spínání obou tranzistorů pro plynulou komutaci proudů mezi cívkami. Oblast, kde je povoleno spínání obou tranzistorů, musí být co nejmenší, aby byl nárůst zkratového proudu co nejvíce omezen. Velké hodnoty indukčností zajistí malé zvlnění

proudu a tím i úzké pásmo spínání obou tranzistorů. Velká indukčnost dále zvýší časovou konstantu zkratového proudu a omezí jeho maximální hodnotu na konci tohoto pásma. Na Obr. 4.34 je průběh proudů pro pásmo $\pm 2A$. Při hodnotách indukčnosti $L_{okr} = 780 \mu H$ lze považovat přídavný zkratový proud za zanedbatelný a měnič lze provozovat i v takto extrémních podmínkách. Velké hodnoty indukčnosti cívek mají také příznivý vliv na elektromagnetickou kompatibilitu. Výrazně redukují ostré špičky zkratového proudu a snižují tak namáhání meziobvodu měniče.



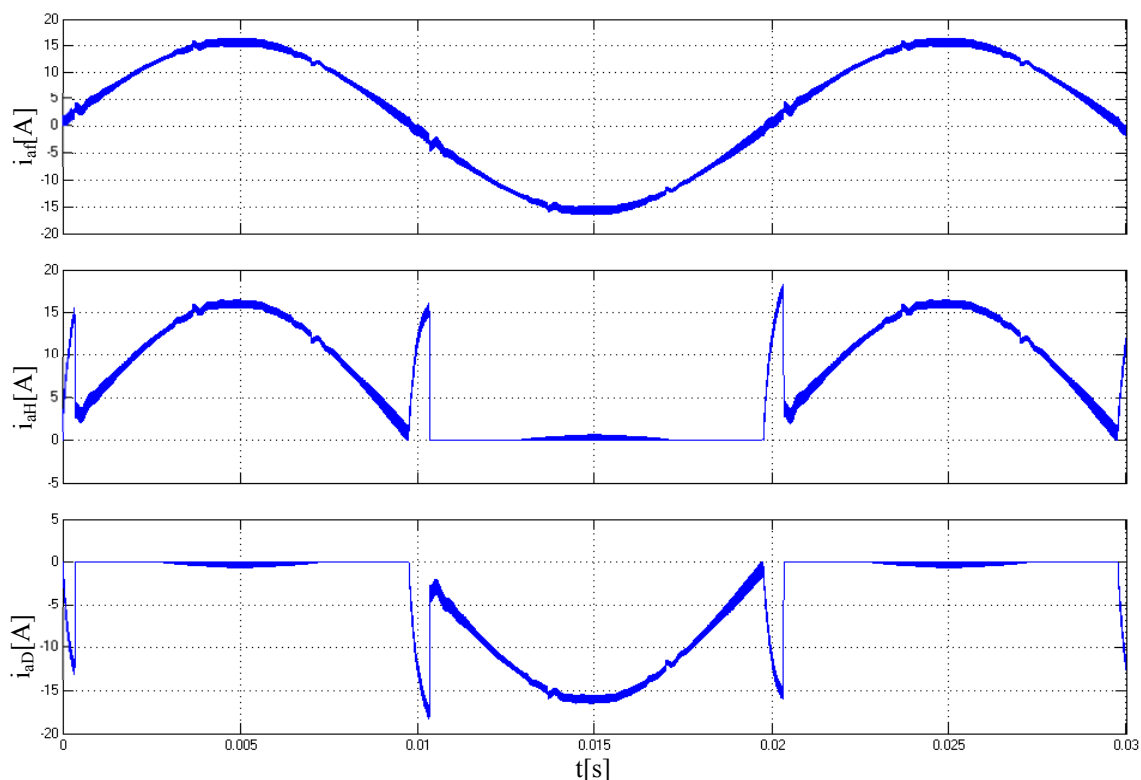
Obr. 4.34 Průběh proudů ve větvi měniče pro “reálnou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu při spínání pouze jednoho tranzistoru ve fázi bez ochranných dob. Nahoře - fázový, uprostřed – proud horní cívkou, dole – proud dolní cívkou.



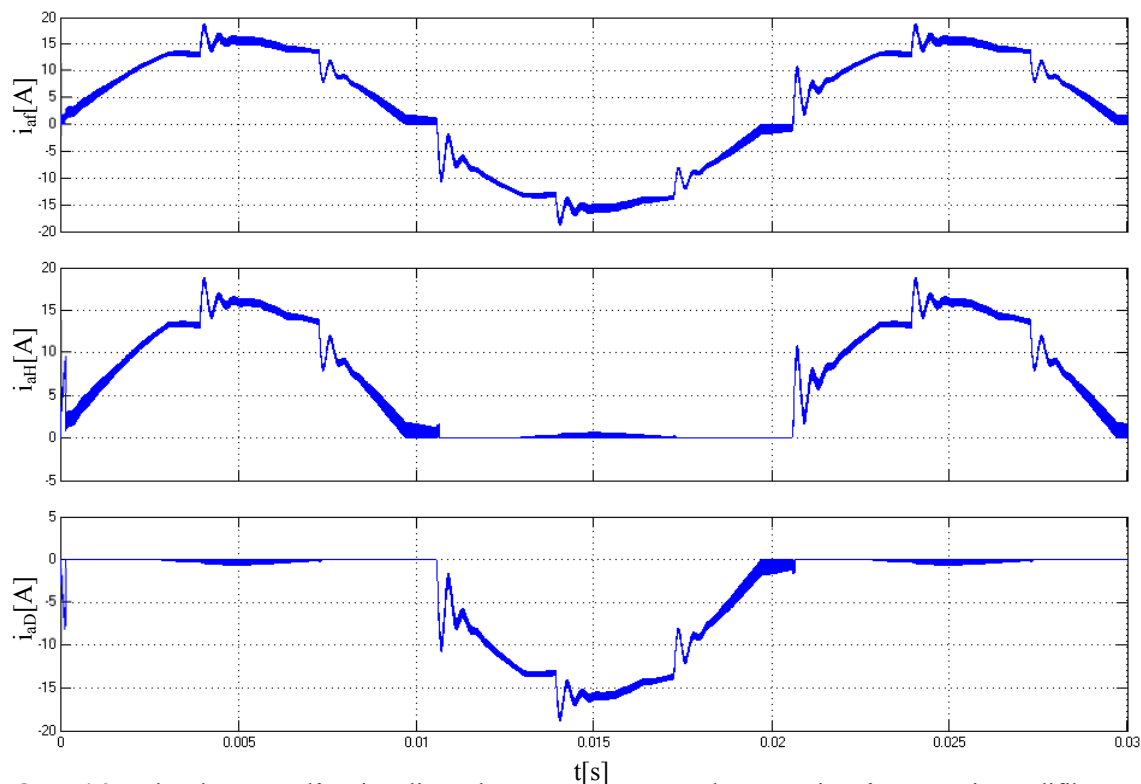
Obr. 4.35 Průběh proudů ve větvi měniče pro “reálnou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu při symetrickém spínání tranzistorů bez ochranných dob. Nahoře - fázový, uprostřed – proud horní cívkou, dole – proud dolní cívkou. Modifikovaná topologie s jednou hlavní filtrační cívkou a dvěma malými okruhovými cívkami.

Nevýhodami topologie s pouze dvěma velkými cívkami (Obr. 4.1) jsou především větší rozměry cívek, jejich hmotnost, cena a vyšší zvlnění proudu výstupního filtru. Pokud bychom pro eliminování těchto nevýhod chtěli použít upravenou topologii na Obr. 4.26, pak je zřejmé, že tato topologie je pro použití zkratů nevhodná. Malé hodnoty okruhových indukčností snižují časovou konstantu zkratového proudu a omezení jeho ustálené hodnoty je výrazně obtížnější. Zkratový proud rychle narůstá na svoji vysokou ustálenou hodnotu. V okolí maximální střídý, kdy nedochází k častému spínání obou tranzistorů, pak rychle klesá k nule, Obr. 4.35. Využití metody spínání pouze jednoho tranzistoru je zde omezeno v důsledku rychlého nárůstu zkratového proudu. Již pro pásmo $\pm 2A$ narůstá zkratový proud na hodnotu rovnou amplitudě pracovního proudu, Obr. 4.36. Tyto vysoké proudové pulzy již způsobují nezanedbatelné ztráty a svojí strmostí neúměrně zatěžují meziobvod a napájecí síť.

Omezit účinky zkratového proudu lze zkracováním délky intervalu spínání obou tranzistorů ve větvi. Avšak přílišné zkrácení způsobuje zkreslení fázového proudu a zvýšení obsahu vyšších harmonických ve spektru. Na Obr. 4.37 je naznačena deformace fázového proudu pro pásmo spínání v rozsahu pouhých $\pm 0,5A$. Jak již bylo uvedeno, při hodnotách pásma spínání nižších než je hodnota zvlnění proudu v cívkách, nedochází k plynulé komutaci proudu mezi cívkami a výstupní fázový proud je výrazně zkreslen přechodovými jevy. Z uvedených skutečností se jeví jako výhodnější nahradit okruhové cívky s malými indukčnostmi přesytkami. Jejich výhodné vlastnosti lze využít právě pro případ spínání pouze jednoho tranzistoru ve fázi. Pokud nasycení jejich magnetického obvodu bude korelovat s pásmem proudu, kde jsou spínány oba tranzistory ve větvi, pak zkratové proudy budou omezovány jejich vysokou počáteční indukčností a pro vyšší proudy dojde k jejich přesycení.

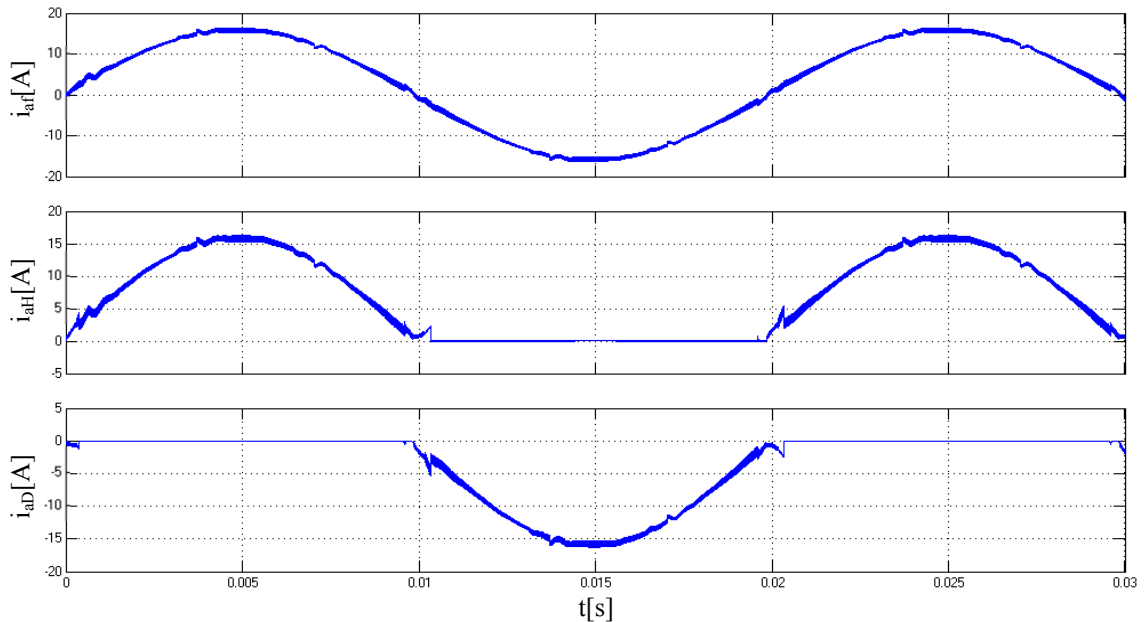


Obr. 4.36 Průběh proudů ve větvi měniče pro “reálnou“ hodnotu odporu ve smyčce okružového proudu při spínání pouze jednoho tranzistorů bez ochranných dob. Nahoře - fázový, uprostřed – proud horní cívky, dole – proud dolní cívky. Modifikovaná topologie s jednou hlavní filtrační cívkou a dvěma malými okružovými cívkami.

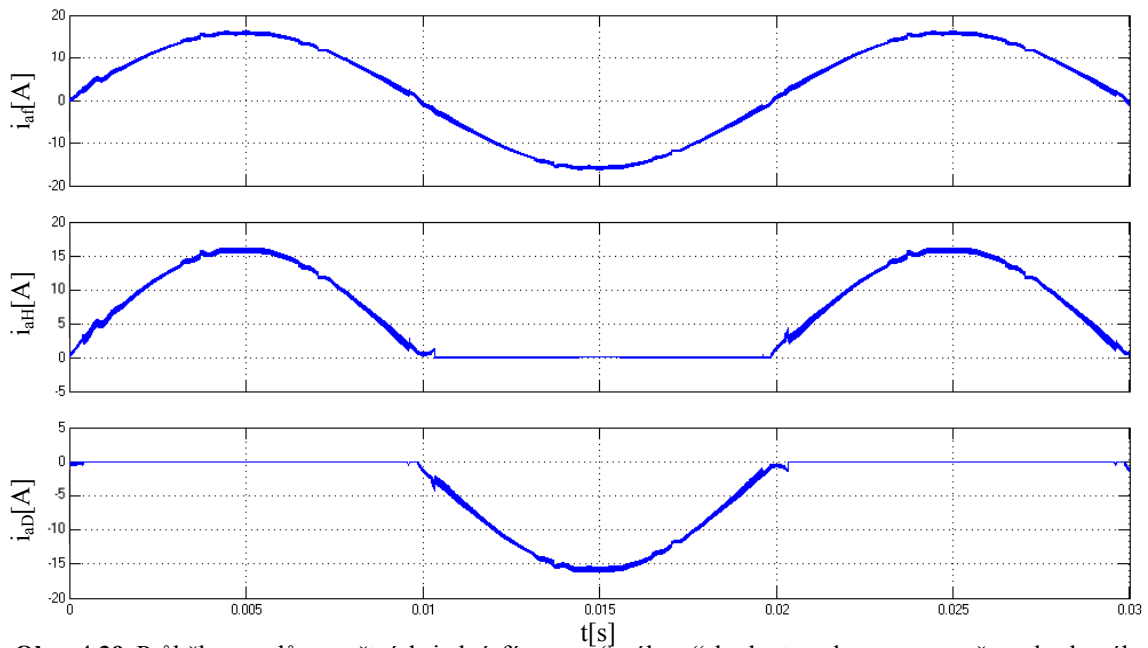


Obr. 4.37 Zkreslení proudů při příliš malém pásmu spínání obou tranzistorů ve větvi. Modifikovaná topologie s jednou hlavní filtrační cívkou a dvěma malými okružovými cívkami.

Vlivem relativně malé hodnoty proudu přesyčení je lze konstruovat s malými rozměry a hmotností. Velká počáteční indukčnost přesytky zcela omezí proud v parazitní tlumivce, Obr. 4.38 a Obr. 4.39. Velikost indukčnosti přesytky je nutno volit tak, aby nárůst proudu v parazitní cívce nepřesáhl mezní hodnotu proudu, která způsobí přesytní přesytky. Pokud by se tak stalo, hrozí vznik velkých proudových špiček, jako v předešlém případě s dvěma malými cívkami. Volba přesytky je tedy podmíněna velikostí mezního proudu přesytky a velikostí odporu smyčky okruhového proudu.



Obr. 4.38 Průběh proudů ve větvi měniče pro “reálnou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu při spínání pouze jednoho tranzistorů bez ochranných dob. Nahoře - fázový, uprostřed – proud horní cívky, dole – proud dolní cívky. Modifikovaná topologie s jednou hlavní filtrační cívkou a přesytkami. Indukčnost přesytky $L_{přesyt} = 2 * L_{filt}$.



Obr. 4.39 Průběh proudů ve větvích jedné fáze pro “reálnou“ hodnotu odporu ve smyčce okruhového proudu při spínání pouze jednoho tranzistorů bez ochranných dob. Nahoře - fázový, uprostřed – proud horní cívky, dole – proud dolní cívky. Modifikovaná topologie s jednou hlavní filtrační cívkou a přesytkami. Indukčnost přesytky $L_{přesyt} = 3 * L_{filt}$.

Ve všech uvedených případech je průběh fázových proudů čistě harmonický. Zkreslení vlivem ochranných dob je výrazně redukováno, nebo dokonce úplně eliminováno. Čistě harmonické napájení motoru omezuje vznik rušivých kapacitních proudů, uzavírajících se přes zemní kapacity a spojení v soustavě napájecí síť – měnič – zátěž (motor). Zanedbatelné zotavovací doby SiC diod snižují rušení v oblastech vysokých kmitočtů (nad 20MHz). Rozdělení větve měniče dvěma tlumivkami zvyšuje robustnost měniče vůči poruchám způsobených náhodným rušením (náhodné sepnutí tranzistorů), zkratům zátěží. Strmosti zkratových proudů či nadproudů jsou omezeny na snadno měřitelné hodnoty, což zjednodušuje vyhodnocující elektroniku a zvyšuje životnost a spolehlivost zařízení. Pomocí popsaných jevů je dále možné diagnostikovat změny v soustavě a včasně tak předpovědět blížící se závažnou poruchu. Celé zařízení je značně robustní v případě krátkodobých náhodných poruch, aniž by nějak omezilo chod zařízení dočasným odpojením nebo ztrátou funkce. Použití soustavy cívek zapojených do obvodu horního a dolního tranzistoru jedné větve snižuje napěťové namáhání du/dt výkonových součástek a budicích obvodů, čímž přispívá ke větší spolehlivosti celého zařízení. V případě použití SiC polovodičových výkonových prvků je totiž důležitým parametrem dobrá imunita řídicích obvodů na velké strmosti napětí v důsledku výborných statických a dynamických parametrů technologie SiC.

4.3 Volba a dimenzování prvků výstupního filtru

Z předchozích kapitol se pro návrh filtru jeví jako kritický parametr indukčnost filtračních cívek. Velikostí filtrační indukčnosti ovlivňujeme rozsah použitelnosti nové topologie (okružové proudy) a samozřejmě i velikost, hmotnost a cenu. Hodnota filtrační indukčnosti určuje velikost zvlnění fázového proudu. Znalost hodnoty zvlnění je nutná podmínka pro bezpečný provoz měniče s novou topologií. Velikost zvlnění přímo ovlivňuje ztráty v kondenzátorech filtru, zvyšuje přídatné ztráty a má vliv na optimální návrh magnetického obvodu filtračních cívek.

Zvlnění proudu a především jeho tvar je během periody první harmonické výrazně proměnný a jeho popis je poměrně obtížný. Pro analýzu zvlnění fázového proudu budeme uvažovat generování spínacích signálů středově zarovnanou PWM modulací se sinusovým průběhem střídavy. Periodu první harmonické výstupního napětí lze standardně rozdělit do šesti intervalů, kde se střídají pouze krajní vektory napětí, odpovídající dané kombinaci sepnutí s vektory nulovými, viz Obr. 4.41.

Pozn.: Jak bylo ukázáno v kapitole 4.1, nová topologie se z vnějšího popisu chová analogicky klasické a lze u ní využívat klasickou teorii PWM modulace třífázových měničů).

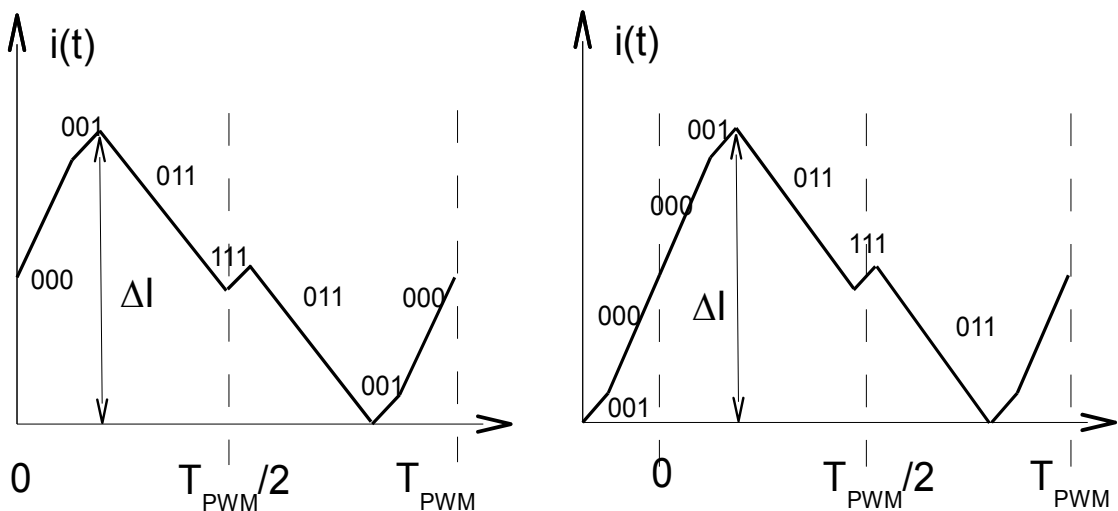
Problém analytického vyjádření zvlnění proudu se tím výrazně zjednoduší. Vzhledem k symetrii signálu střídavy a nosného signálu PWM lze dále popis omezit pouze na tři sektory a ve zbylých třech je průběh zvlnění zrcadlový [8],[10],[12].

V rámci jedné periody PWM má fázový proud tvar nekolinárně lomených úseček. S principu se v každé periodě PWM vyskytují úseky s rozdílnou strmostí změny fázového proudu. Celkem může v každé periodě PWM strmost změny nabývat čtyř hodnot. To je patrné např. z Obr. 4.41 – vektor napětí vzniká totiž v rámci kteréhokoliv sektoru kombinací spínání dvou krajních (hraničních) vektorů se dvěma vektory nulovými. Doba trvání každého z těchto čtyř dílčích stavů je proměnná - souvisí s aktuální střídou ve všech třech fázích (sinusová PWM). V každém z těchto čtyř stavů

je jiné napětí na indukčnosti filtru (v rámci každého tohoto stavu ho však lze uvažovat konstantní, protože výstupní harmonické napětí měniče se v rámci jedné periody PWM téměř nezmění).

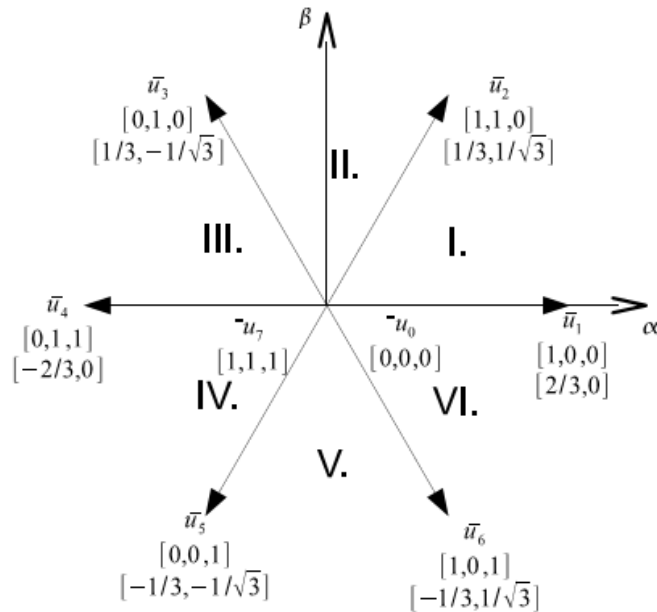
Cílem další analýzy bude nalezení aktuálního rozdílu $\Delta I(t)$ mezi minimální a maximální hodnotou fázového proudu v rámci jedné periody PWM. Tuto hodnotu úmyslně nenazýváme zdvihem, protože pojem „zdvih“ evokuje představu pouhého trojúhelníkového průběhu. V našem případě se však může jednat např. o konkrétní situaci, na Obr. 4.40.

Zmíněný maximální rozdíl velikosti proudu v rámci jedné periody PWM je pro nás důležitý, jelikož z hlediska návrhu výstupního filtru v rámci periody PWM „makroskopicky“ má tato hodnota podobný význam jako prostý zdvih trojúhelníkového proudu u jednoduché topologie (např. snižující měnič). Uvedený rozdíl $\Delta I(t)$ dále budeme nazývat prostým pojmem aktuální zvlnění proudu.



Obr. 4.40 Skutečný tvar zvlněného proudu tekoucího parazitní cívkou.

Dílčí zdvih proudu (během každého ze čtyř stavů vektoru napětí uvnitř periody PWM) vypočteme z aktuálního napětí na indukčnosti (konstanta po dobu celého stavu), z doby trvání stavu a ze známé hodnoty indukčnosti.



Obr. 4.41 Vektory napětí v třífázové soustavě [10].

Tab 4.3 Kombinace sepnutí jednotlivých větví třífázového měniče.

[kombinace]	U_{va}	U_{vb}	U_{vc}	U_0	$U_{va}-U_0$	$U_{vb}-U_0$	$U_{vc}-U_0$
000	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	0	0	0
001	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{6}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$
011	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{6}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$
010	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{6}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$
110	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{6}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$
100	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{6}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$
101	$\frac{U_{DC}}{2}$	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{6}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$
111	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	0	0	0

Průběh zvlnění proudu ve fázi a vyjádříme pro sektory IV až VI, tedy pro střidu s_a v intervalu $(0; 1)$, kde nulová střída je položena do počátku časové osy.

Okamžitou hodnotu zvlnění fázového proudu $\Delta I_{all}(t)$, definovanou ve IV. sektoru v rámci jedné periody PWM, lze získat analýzou konkrétních čtyř dílčích stavů uvnitř periody PWM. Složitějším rozbohem s použitím Obr. 4.42, vztahů pro aktuální střidu a a aktuální hodnotu výstupního harmonického napětí fáze a lze zjistit:

$$\Delta I_{aIV}(t) = \begin{cases} \frac{U_{DC}M}{2\sqrt{3}L_{filt}f_{PWM}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t\right) \left(1 - \frac{2M}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t + \frac{\pi}{6}\right)\right) + \\ + \frac{U_{DC}M}{2\sqrt{3}L_{filt}f_{PWM}} \left(\frac{M}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t\right) - \frac{1}{3}\right) \left(\sin\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t - \frac{7\pi}{6}\right)\right) & \begin{matrix} s \in \langle 0, s_{x1} \rangle \\ t \in \langle 0, t_{x1} \rangle \end{matrix} \\ \frac{U_{DC}M}{2\sqrt{3}L_{filt}f_{PWM}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t\right) \left(1 - \frac{2M}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t\right)\right) & \begin{matrix} s \in (s_{x1}; 0,33) \\ t \in (t_{x1}, T_{lh}/6) \end{matrix} \end{cases} \quad (4.77)$$

Definice L_{filt} :

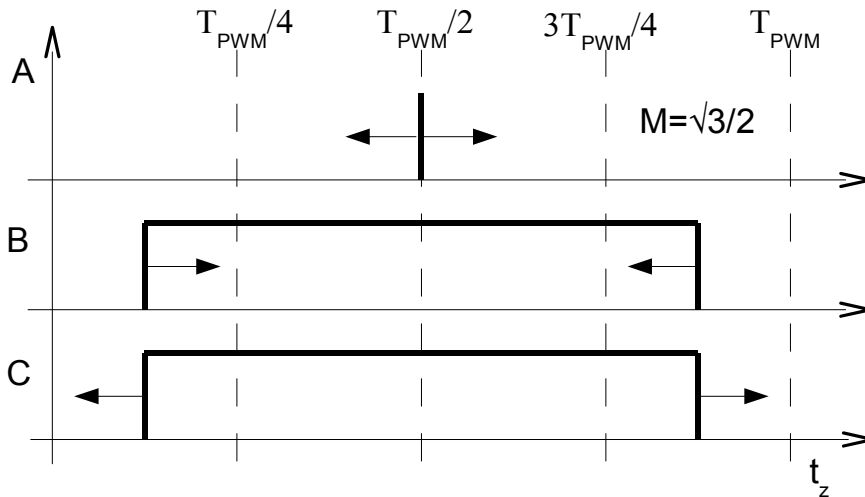
V případě klasické topologie je L_{filt} v rovnici (4.78) a ve všech následujících rovnicích indukčnost filtrační tlumivky, v případě topologie podle Obr. 4.1 je to poloviční hodnota oproti indukčnosti dvou dílčích filtračních tlumivek a v případě modifikované topologie podle Obr. 4.26 je to indukčnost hlavní filtrační tlumivky (indukčnost malých okruhových tlumivek lze zanedbat).

Z rovnice (4.77) je vidět, že v popisovaném IV. sektoru existuje určitá hraniční hodnota střídý s_{x1} . Pro $s < s_{x1}$ má sekvence čtyř dílčích nárůstů a poklesů proudu jiný tvar než pro $s > s_{x1}$. Proto musí být pro oba tyto intervaly rozdílný vztah pro zvlnění $\Delta I_{aIV}(t)$. Pro $s < s_{x1}$ proud opětovně narůstá ve dvou po sobě následujících stavech 000 a 001, proto jsou ony zodpovědné za celkové zvlnění proudu. Pro $s > s_{x1}$ je naopak za celkové zvlnění zodpovědný stav 111, v němž pak proud narůstá.

Určení s_{x1} (a tedy t_{x1}) je obtížné a vede na transcendentní vyjádření:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t\right) \left(1 - \frac{2M}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t + \frac{\pi}{6}\right)\right) + \left(\frac{M}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t\right) - \frac{1}{3}\right) \left(\sin\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t - \frac{7\pi}{6}\right)\right) \\ & + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t\right) \left(1 - \frac{2M}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{lh}}t\right)\right) = 0 \end{aligned} \quad (4.78)$$

Pro maximální modulační činitel $M = \sqrt{3}/2$, při harmonickém tvaru střídý, lze numericky určit hodnotu $t_{x1} = 2,1\text{ms}$. Pro klesající hodnoty modulačního činitele se hodnota t_{x1} posouvá blíže k počátku.



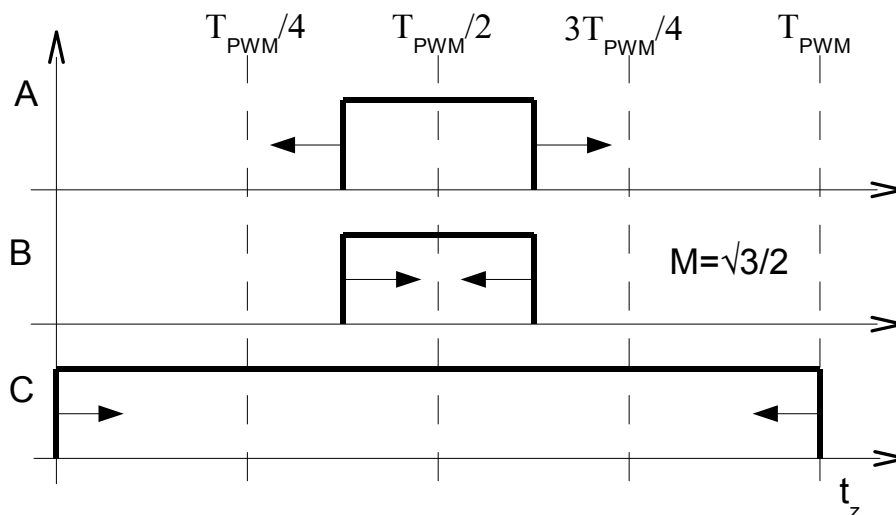
Obr. 4.42 Doby sepnutí tranzistorů v intervalu IV.

Pro odvození vztahů v sektoru V vyjdeme opět z podobných úvah,

Tab 4.3 a Obr. 4.43. Pak pro okamžitou hodnotu zvlnění během jedné periody PWM $\Delta I_{aV}(t)$ platí:

$$\Delta I_{aV}(t) = \frac{U_{DC}M}{2\sqrt{3}L_{filt}f_{PWM}} \overbrace{\cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) \left(1 + \frac{2M}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t - \frac{7\pi}{6}\right)\right)}^{111} - \frac{U_{DC}M}{\sqrt{3}L_{filt}f_{PWM}} \overbrace{\left(\frac{M}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) + \frac{1}{3}\right) \left(\cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t - \frac{7\pi}{6}\right)\right)}^{101}, \quad \begin{matrix} s \in (0,33;0,67) \\ t \in (T_{1h}/6, T_{1h}/4) \end{matrix} \quad (4.79)$$

Kdy k nárůstu proudu dochází při spínacích kombinacích (111) a (000).



Obr. 4.43 Doby sepnutí tranzistorů v intervalu V.

V posledním sektoru VI je situace obdobná sektoru IV. Situace spínání tranzistorů je naznačena na Obr. 4.44.

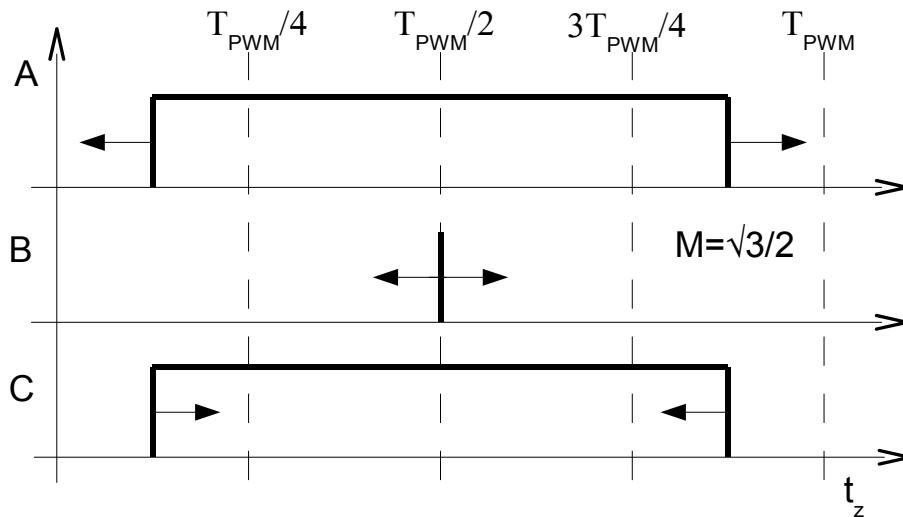
Tab 4.3 pro okamžitou hodnotu zvlnění $\Delta I_{aVI}(t)$ během jedné periody PWM platí:

$$\Delta I_{aVI}(t) = \begin{cases} \frac{U_{DC} M}{2\sqrt{3}L_{filt}f_{PWM}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) \left(\frac{2M}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) - 1 \right) & s \subset \langle 0,67, s_{x3} \rangle \\ & t \subset \langle T_{1h}/6, t_{x3} \rangle \\ \\ \frac{U_{DC} M}{\sqrt{3}L_{filt}f_{PWM}} \left(\frac{2}{3} + \frac{M}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) \right) \left(\cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t + \frac{\pi}{6}\right) \right) & \\ \\ \frac{U_{DC} M}{2\sqrt{3}L_{filt}f_{PWM}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) \left(1 - \frac{2M}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) \right) & s \subset (s_{x3}, 1) \\ & t \subset (t_{x3}, T_{1h}/2) \end{cases} \quad (4.80)$$

V kvadrantu VI dochází opět k podobné situaci jako v IV. Opět existuje hraniční hodota střidy s_{x3} . Do tohoto okamžiku je nevhodnější a nejsnadnější vyjádřit aktuální hodnotu zvlnění právě pro spínací kombinaci (000). V této kombinaci sice proud klesá, nicméně je to jednodušší a přehlednější způsob, jak stanovit hodnotu změny proudu v cínce na celé periodě PWM. Pro $t_{x3} < t < T_{1h}/2$ je pak hodnota nárůstu proudu v cínce přesněji vyjádřitelná pomocí dějů při spínacích kombinacích (001) a (000). Hodnotu t_{x3} lze opět určit numericky z následující rovnice:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) \left(1 - \frac{2M}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) \right) - \left(\frac{M}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) + \frac{2}{3} \right) \left(\cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t + \frac{\pi}{6}\right) \right) \\ & + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) \left(\frac{2M}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) - 1 \right) = 0 \end{aligned} \quad (4.81)$$

Pro maximální hodnotu modulačního koeficientu $M = \sqrt{3}/2$ je $t_{x3} = 7,87\text{ms}$.



Obr. 4.44 Doby sepnutí tranzistorů v intervalu VI.

Rovnice (4.77), (4.79) a (4.80) stanovují rozdíl mezi minimem a maximem fázového proudu $\Delta I(t)$ v rámci jedné periody PWM. V dalším popisu provedeme zjednodušení – tvar proudu nahradíme prostým trojúhelníkem s výškou (zdvihem) rovnou $\Delta I(t)$. Skutečný složitější průběh (sekvence čtyř dílčích úseků) se ve skutečnosti blíží prostému trojúhelníku po většinu doby každého sektoru s výjimkou okolí hraničních

hodnot střídavy s_{x1} a s_{x3} (viz výše). Zavedení tohoto zjednodušení nám značně zjednoduší výpočet efektivní hodnoty proudu kondenzátorem filtrů (s dostatečnou přesností).

Průběh střídavy je v intervalech I – III a IV – VI je symetrický podle vertikální osy, a proto k popisu zvlnění postačí analýza pouze jedné z těchto dvou skupin. Výše naznačený postup výpočtu aktuálního zvlnění proudu lze z principu využít i pro libovolný jiný tvar signálu střídavy.

Pro dimenzování polovodičů a magnetického obvodu filtračních cívek je vhodné znát maximální hodnotu zvlnění fázového proudu na celé periodě první harmonické fázového proudu. To znamená nalezení lokálního extrému funkce z rovnic (4.77), (4.79) a (4.80). Lze ukázat, že pouze v sektoru V (symetricky II) existuje lokální extrém. Derivací a položením rovnice (4.79) rovnu nule dostaneme:

$$\cos\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) \cdot \left(4M \sin\left(\frac{2\pi}{T_{1h}}t\right) + 1\right) = 0 \quad (4.82)$$

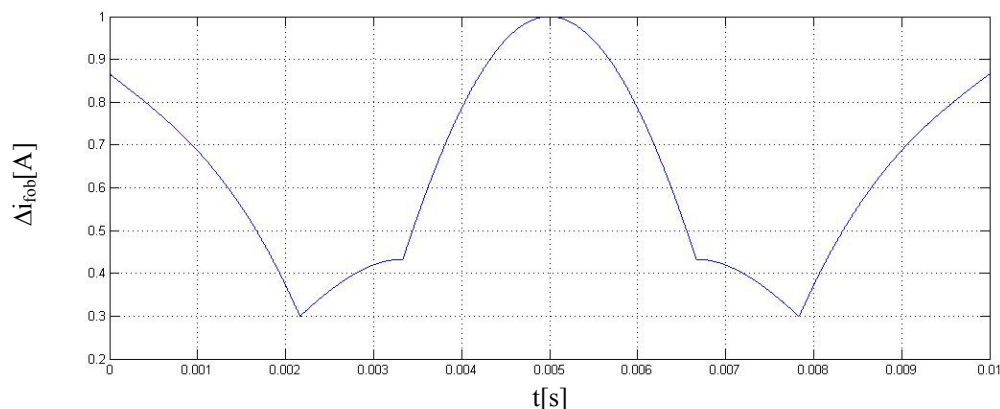
Řešením dostaneme polohu dvou lokálních extrémů pro $t_1 = T_{1h}/4$ ($s = 0,5$) a $t_2 = (T_{1h}/2\pi) \cdot \arcsin(-1/4M)$. Hodnota t_2 leží pro $M < \langle 0, \sqrt{3}/2 \rangle$ mimo definovaný interval a v bodě $t_1 = T_{1h}/4$ je lokální maximum. Dosazením $t_1 = T_{1h}/4$ do rovnice (4.79) dostaneme hodnotu maximálního zvlnění fázového proudu, definovanou pro periodu první harmonické fázového proudu:

$$\Delta I_{\max} = \frac{U_{DC} M}{6 f_{PWM} L_{filt}}, \quad M < \langle 0, \sqrt{3}/2 \rangle \quad (4.83)$$

Na hranicích jednotlivých sektorů je dále potřeba ověřit velikost absolutních extrémů. Největší hodnota zvlnění v hraničních bodech nastává pro $t = 0, T_{1h}/2$ ($s = 0; 1$). Hodnotu zvlnění v těchto bodech lze vyjádřit z (4.77) a (4.80):

$$\Delta I_{\max 01} = \frac{U_{DC}}{2\sqrt{3} f_{PWM} L_{filt}} \left(1 - \frac{M}{\sqrt{3}}\right), \quad M < \langle 0, \sqrt{3}/2 \rangle \quad (4.84)$$

Průběh obálky zvlnění fázového proudu přes celou periodu první harmonické fázového proudu je zobrazen na Obr. 4.45.

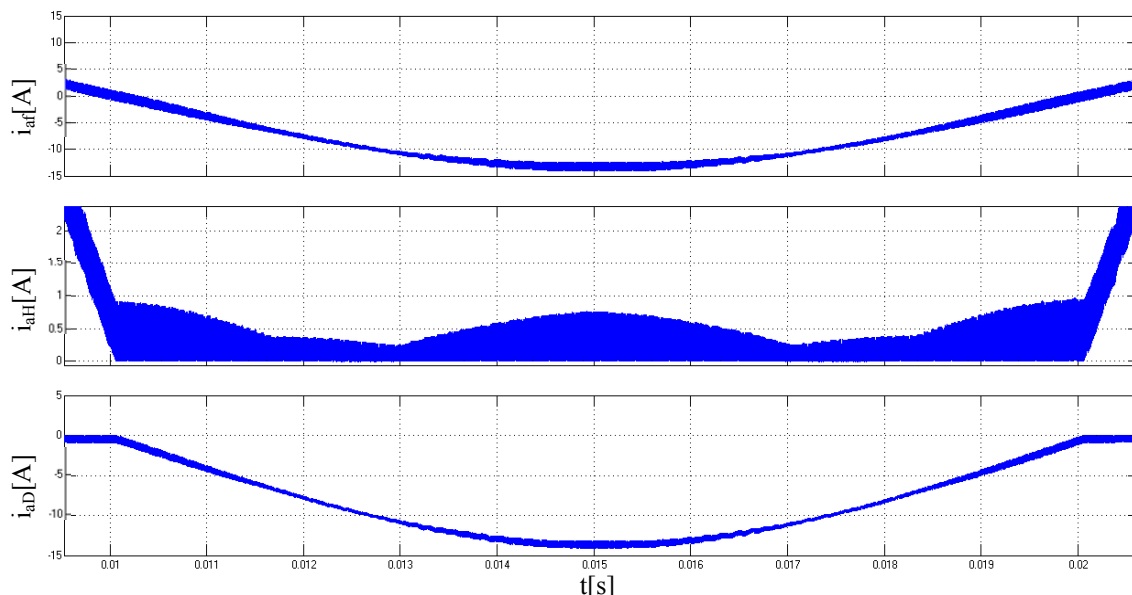


Obr. 4.45 Průběh obálky zvlnění fázového proudu během jedné půl periody první harmonické, hodnota filtrační indukčnosti $L_{filt} = 780\mu\text{H}$, napětí meziobvodu $U_{dc} = 540\text{V}$, $f_{PWM} = 100\text{ kHz}$ a $M = \sqrt{3}/2$.

Průběh **obálky proudu parazitní cívky** v nové topologii podle Obr. 4.1 i v modifikované nové topologii podle Obr. 4.26 je pak totožný uvedené obálce

fázového proudu, **ovšem s poloviční velikostí**. Toto platí samozřejmě za podmínky, že je potlačen vznik spojitého okruhového proudu ($R_{okr} > R_{okrkrít}$). Vysvětlení viz kap. 4.1

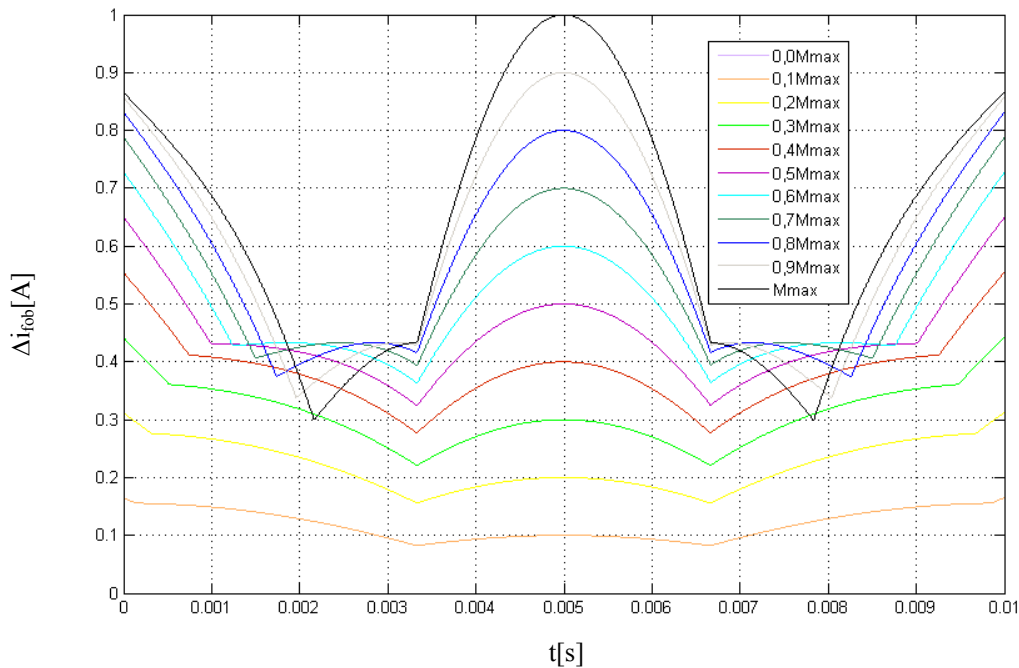
U nové topologie (Obr. 4.1) je velikost indukčnosti velmi důležitý parametr z hlediska omezení spojitého okruhového proudu v parazitních cívkách (plyne z dříve uvedených skutečností v kap. 4.1.4). Velikostí filtrační indukčnosti můžeme dále ovlivnit přídavné ztráty v parazitních cívkách, ztráty na polovodičích a sériových odporech kondenzátorů filtru, jelikož tato indukčnost přímo ovlivňuje zvlnění fázového proudu, viz (4.83).



Obr. 4.46 Proud parazitní cívky i_{Lp} na obrázku aktuálně teče horní cívkou a je značen jako i_{aH} , fázový proud i_{aF} , proud dolní (aktuálně hlavní) cívkou i_{aD} . Hodnota filtrační indukčnosti $L_{fil} = 780\mu\text{H}$, napětí meziobvodu $U_{dc} = 540\text{V}$, $f_{PWM} = 100\text{kHz}$, $M = \sqrt{3}/2$

Skutečný průběh proudu parazitní cívkou topologie podle Obr. 4.1 s parametry odpovídajícími Obr. 4.43 a také se stejným modulačním činitelem je pak na Obr. 4.46 (simulace MATLAB). Opravdu se tvarově věrně shoduje s Obr. 4.45 a dosahuje poloviční velikosti.

Obr. 4.45 ukazuje „obálku“ zvlnění fázového proudu pro maximální modulační činitel $M = \sqrt{3}/2$. Při nižším modulačním činitelem dojde ke snížení absolutní velikosti zvlnění podle (4.83), ale i ke změně jeho tvaru. Vliv modulačního činitele na průběh zvlnění fázového proudu je patrný na Obr. 4.47.



Obr. 4.47 Průběh obálky zvlnění fázového proudu při proměnném modulačním činiteli M , hodnota filtrační indukčnosti $L_{filt} = 780\mu\text{H}$, napětí meziobvodu $U_{dc} = 540\text{V}$, $f_{PWM} = 100\text{ kHz}$.

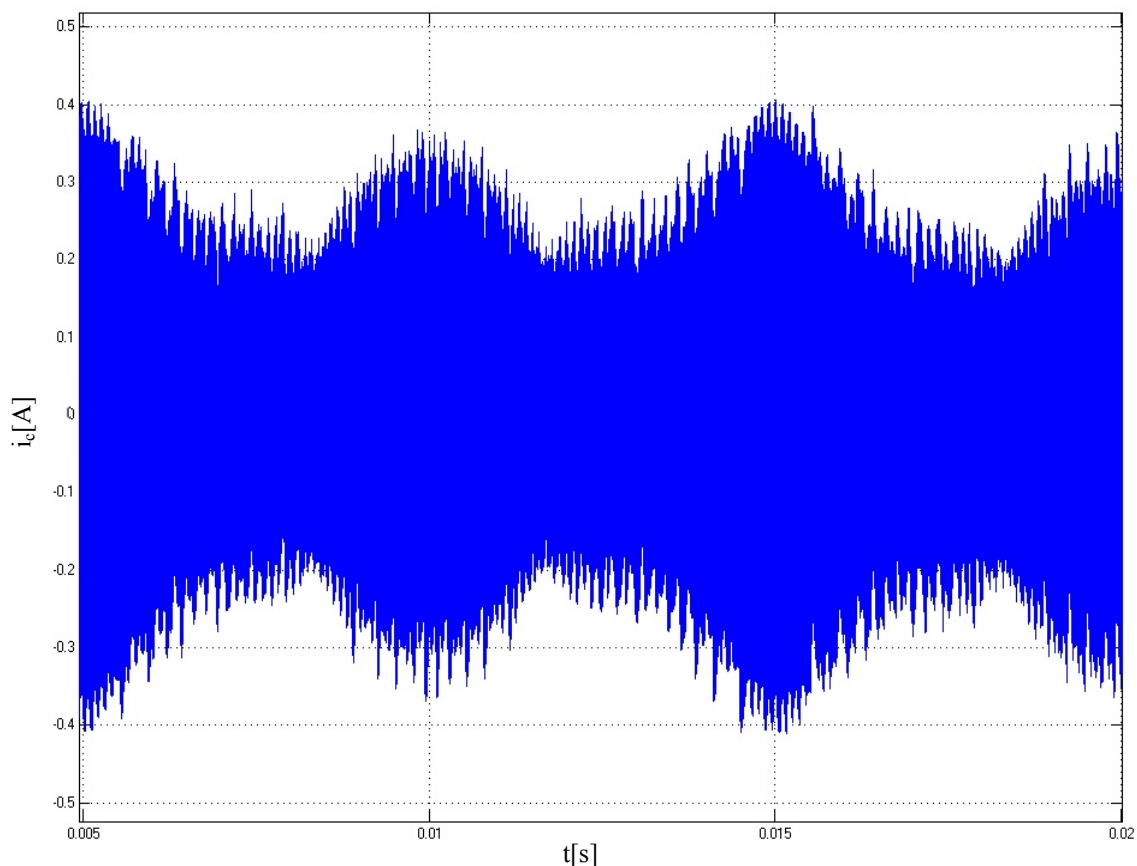
Z průběhů je dále patrné, že pro hodnotu modulačního koeficientu menší než hraniční hodnota M_{eq} je zvlnění nejvyšší v bodech nulové nebo plné střídy (je zde vyšší než lokální extrém při $s = 0,5$). Tuto hodnotu lze určit porovnáním rovnic (4.83) s (4.84):

$$M_{eq} = \frac{3 - \sqrt{3}}{\sqrt{3}} = 0,732 \quad (4.85)$$

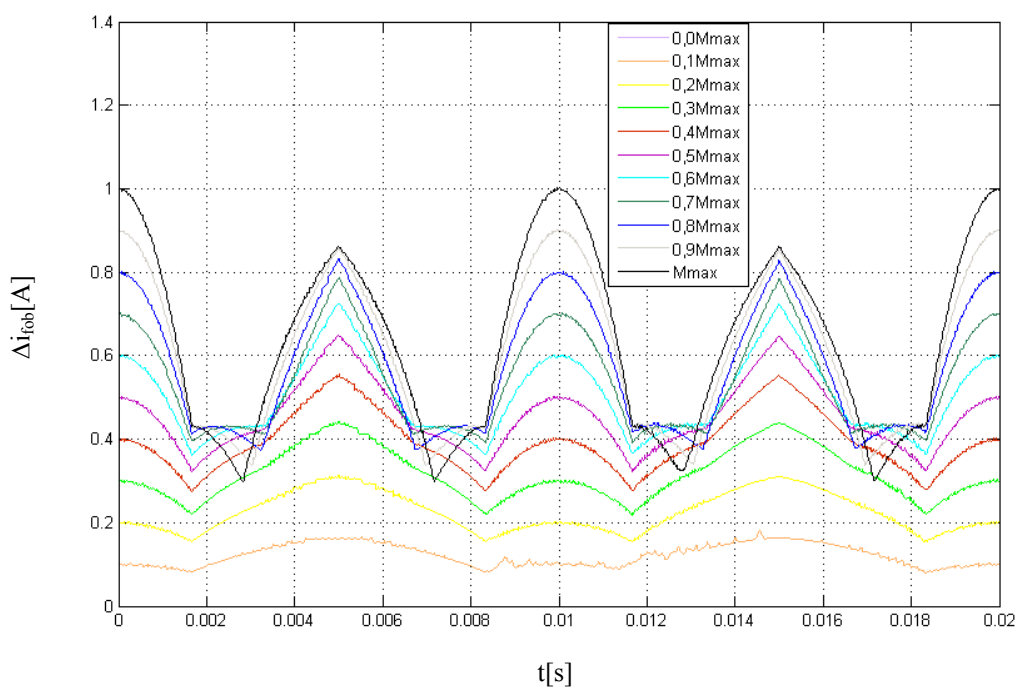
Rovnice (4.85) může být využita pro optimálnější návrh aplikace, která pracuje trvale s nižším modulačním činitelem. Pro modulační koeficient $M = 0,6M_{max}$ je situace znázorněna na Obr. 4.48, kdy je dosaženo maximální hodnoty zvlnění v bodech nulové nebo plné střídy.

Pozn.: Obr. 4.48 udává nasimulovaný průběh proudu kondenzátorem filtru, který v principu odpovídá právě zvlnění fázového proudu.

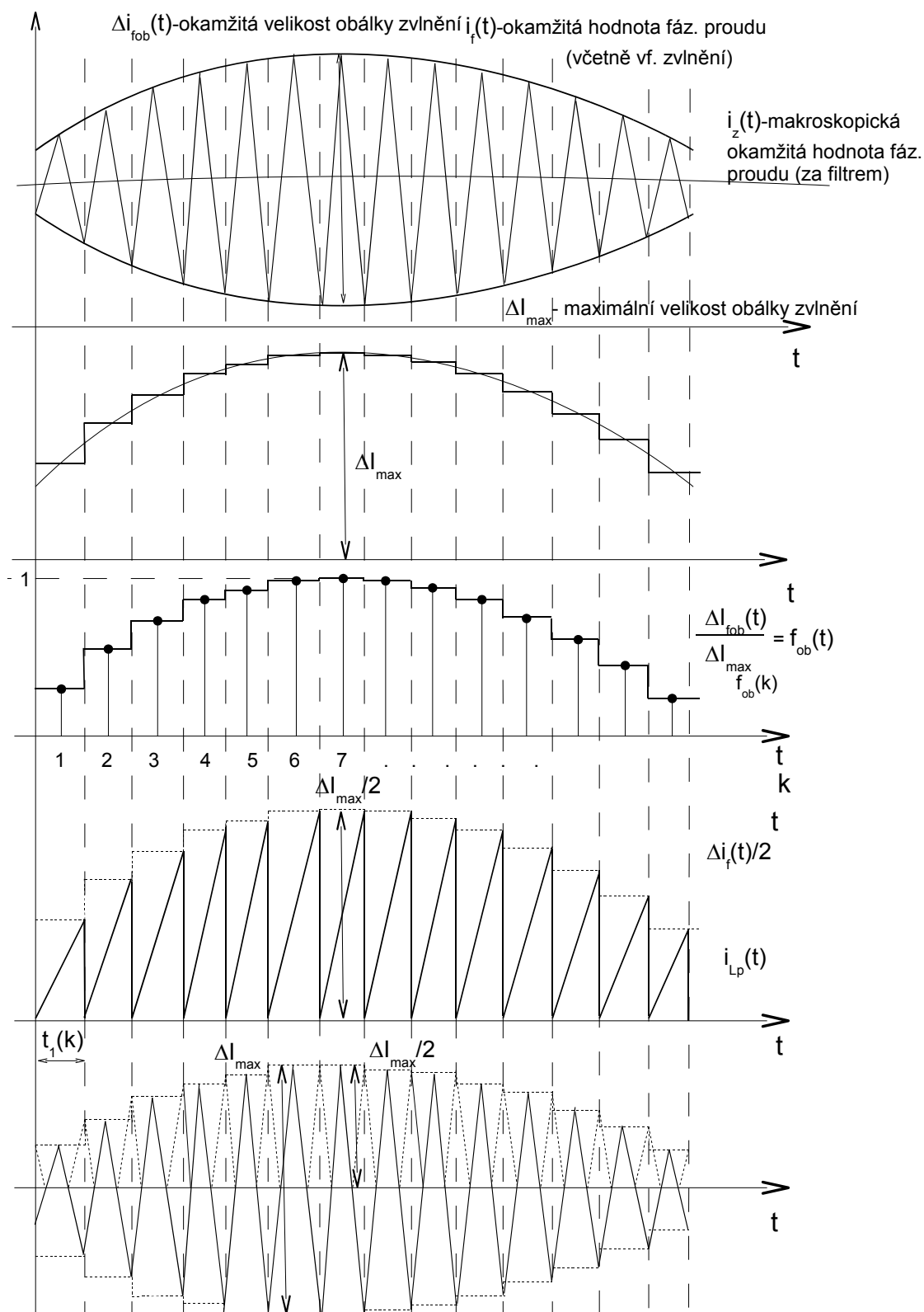
Na Obr. 4.49 je dále zobrazen přesný průběh velikosti nárůstu fázového proudu během jedné periody PWM na celé periodě první harmonické fázového proudu (numericky výpočet - ovšem podle výše uváděných přesných analytických rovnic). Obr. 4.48 a Obr. 4.49 prokazují uspokojivou shodu analytického a numerického řešení velikosti zvlnění fázového proudu.



Obr. 4.48 Zvlnění proudu tekoucí kondenzátorem fáze při proměnném modulačním koeficientu M na celé periodě PWM, hodnota filtrační indukčnosti $L_{filt} = 780\mu\text{H}$, napětí meziobvodu $U_{dc} = 540\text{V}$, $f_{PWM} = 100\text{ kHz}$, $M=0,6M_{max}$



Obr. 4.49 Průběh obálky zvlnění fázového proudu při proměnném modulačním koeficientu M na celé periodě PWM, hodnota filtrační indukčnosti $L_{filt} = 780\mu\text{H}$, napětí meziobvodu $U_{dc} = 540\text{V}$, $f_{PWM} = 100\text{ kHz}$



Obr. 4.50 Průběhy funkcí pro výpočet efektivní a střední hodnoty proudu v parazitní cívce a efektivní hodnoty proudu tekoucím filtračním kondenzátorem.

Pro určení ztrát v parazitních cívkách způsobených právě zvlněním fázového proudu je nutné znát střední a efektivní hodnotu zvlněného proudu parazitní cívkou. Obdobně je důležité znát efektivní hodnotu zvlnění fázového proudu pro dimenzování kondenzátorů filtru.

Přesné analytické výpočty uvedených veličin jsou ale značně obtížné. I zjednodušený výpočet pomocí odvozených analytických rovnic (4.77), (4.79) a (4.80) je komplikovaný. Nicméně lze tyto rovnice využít k numerickému výpočtu efektivní a střední hodnoty zvlnění fázového proudu.

Postup objasňuje Obr. 4.50. Pokud je $T_{1h} \gg T_{PWM}$, pak lze na úseku jednoho dílčího trojúhelníkového impulsu fázového proudu považovat obálkovou funkci $\Delta i_{fob}(t)$ za konstantní. Makroskopicky tedy půjde o schodovitou funkci. Dále tuto funkci normujeme a vytvoříme tak funkci $f_{ob}(t)$.

Pozn.: Normováním rozuměj podíl $\Delta i_{fob}(t)/\Delta I_{max}$.

Následně definujeme normovanou diskrétní funkci $f_{ob}(k)$ – viz Obr. 4.50.

Pro efektivní hodnotu normované schodovité obáلكové funkce $f_{ob}(t)$ jistě platí:

$$F_{obef} = \sqrt{\frac{1}{T_{1h}} \sum_{k=1}^n f_{ob}^2(k) \cdot t_1(k)} \quad (4.86)$$

Pozn.: Z hlediska názvosloví se přesněji jedná o „normu funkce“. Příkladně se však pojmu efektivní hodnota, i když $f_{ob}(t)$ fyzikálně nepředstavuje proud, ale je bezrozměrná.

Naznačenou numerickou integrací (4.86) s respektováním skutečného tvaru $\Delta i_{fob}(t)$ podle původního Obr. 4.45 bylo zjištěno: $F_{obef} = 0,7$. Jedná se zde o tvar $\Delta i_{fob}(t)$ při maximálním modulačním činiteli.

Nyní budeme vyšetřovat efektivní hodnotu proudu parazitní cívkou v nové topologii podle Obr. 4.1. nebo v modifikované nové topologii podle Obr. 4.47., a to za příznivé situace, kdy je zabráněno rozvoji spojitého okruhového proudu - tj. proud parazitní cívkou stále bude trojúhelníkově kmitat mezi nulou a proměnnou kladnou hodnotou – aktuální výškou trojúhelníku, viz kap 4.1.4 (pokud je splněna podmínka $R_{okr} > R_{okrkrít}$). Aktuální výška těchto trojúhelníků je rovna polovině aktuální výšky zvlnění fázového proudu. Díky tomu je tedy tvar obáلكy proudu parazitní cívky shodný s tvarem obáلكy zvlnění fázového proudu, pouze má poloviční velikost. Pro snazší matematický popis však trojúhelník v proudu parazitní cívky nahradíme pilou – viz Obr. 4.50. Na níže uvedené výpočty to však nemá vliv.

Z Obr. 4.50 vidíme, že na každém dílčím intervalu $t_1(k)$ lze okamžitou hodnotu proudu parazitní cívkou vyjádřit jako lineární funkci:

$$i_{Lp}(t) = \frac{1}{2} \Delta I_{max} \frac{t}{t_1(k)} f_{ob}(k) \quad 0 \leq t < t_1(k) \quad (4.87)$$

Nyní pro efektivní hodnotu proudu parazitní cívkou můžeme napsat:

$$\begin{aligned}
 I_{L_{pef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_{1h}} \int_0^{T_{1h}} i_{Lp}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_{1h}} \sum_{k=1}^n \int_0^{t_1(k)} \frac{1}{4} \Delta I_{\max}^2 \frac{t^2}{t_1^2(k)} f_{ob}^2(k) dt} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T_{1h}} \sum_{k=1}^n \frac{1}{4} \Delta I_{\max}^2 f_{ob}^2(k) \int_0^{t_1(k)} \frac{t^2}{t_1^2(k)} dt} = \sqrt{\frac{1}{4T_{1h}} \Delta I_{\max}^2 \sum_{k=1}^n f_{ob}^2(k) \left[\frac{t^3}{3t_1^2(k)} \right]_0^{t_1(k)}} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{4T_{1h}} \Delta I_{\max}^2 \sum_{k=1}^n f_{ob}^2(k) \left[\frac{t^3}{3t_1^2(k)} \right]_0^{t_1(k)}} = \frac{\Delta I_{\max}}{2\sqrt{3}} \sqrt{\frac{1}{T_{1h}} \sum_{k=1}^n f_{ob}^2(k) t_1(k)} = \frac{\Delta I_{\max}}{2\sqrt{3}} F_{obef}
 \end{aligned} \tag{4.88}$$

Při změně modulačního činitele M dochází bohužel ke změně tvaru obálky. Simulačně bylo však ověřeno, že závislost efektivní hodnoty obáلكové funkce F_{obef} (a tedy i celkové efektivní hodnoty proudu parazitní cívkou) na modulačním činiteli lze přibližně aproximovat lineárně, viz Obr. 4.50:

$$I_{L_{pef}} = \frac{\Delta I_{\max}}{2\sqrt{3}} F_{obef} \frac{M}{M_{\max}} = \frac{F_{obef} M}{3} \Delta I_{\max} = K_{N_{ief}} \Delta I_{\max}, \quad M \in \langle 0, \sqrt{3}/2 \rangle \tag{4.89}$$

Kde $K_{N_{ief}}$ je výsledný normalizační činitel tvaru efektivní hodnoty proudu v parazitní cívce nové topologie, zohledující trojúhelníkový tvar proudu, metodu PWM a rozsah modulačního koeficientu.

Dále vypočteme střední hodnotu proudu parazitní cívkou (potřebná pro výpočet ztrát na diodě). Střední hodnota normované obáلكové funkce $f_{ob}(t)$ byla opět zjištěna numerickou integrací: $F_{obstř} = 0.64$

Na základě podobných rozborů jako u efektivní hodnoty lze snadno dospět k tomuto výslednému vztahu pro střední hodnotu proudu parazitní cívkou $I_{L_{pstř}}$:

$$I_{L_{pstř}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{F_{obstř} M}{2} \Delta I_{\max} = K_{N_{istr}} \Delta I_{\max}, \quad M \in \langle 0, \sqrt{3}/2 \rangle \tag{4.90}$$

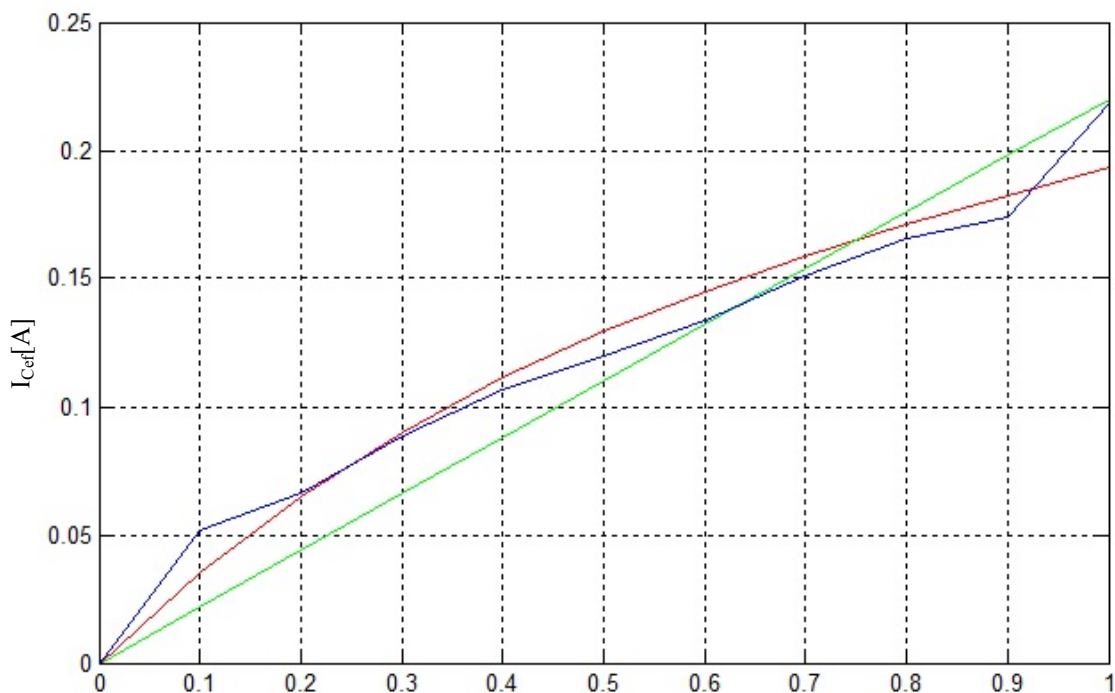
Kde $K_{N_{istr}}$ je normalizační činitel tvaru střední hodnoty proudu v parazitní cívce nové topologie zohledující trojúhelníkový tvar proudu, metodu PWM (tvar střídý) a rozsah modulačního koeficientu. Vztahy pro efektivní a střední hodnotu proudu v parazitní cívce lze využít pro výpočet přídavných ztrát nové topologie, viz Kap. 4.1.5.

Odečteme-li průběh filtrovaného výstupního fázového proudu $i_z(t)$ od celkového průběhu fázového proudu $i_f(t)$ včetně jeho vf zvlnění, dostaneme skutečný průběh proudu filtračním kondenzátorem – viz Obr. 4.50. Střední hodnota proudu tímto kondenzátorem je totiž samozřejmě nulová. Efektivní hodnota tohoto proudu bude shodná, jako kdybychom tento proud dvojcestně usměrnili - vyznačeno čárkovanou čarou v průběhu proudu kondenzátorem $i_c(t)$. Srovnáním (dvojcestně usměrněného) průběhu $i_c(t)$ a $i_{Lp}(t)$ v Obr. 4.50 je zřejmé, že efektivní hodnoty těchto proudů musí být totožné. Použijeme-li přitom $I_{L_{pef}}$ podle (4.89), dostaneme:

$$I_{Cef} = I_{L_{pef}} = \frac{F_{obef} M}{3} \Delta I_{\max} = K_{N_{ief}} \Delta I_{\max}, \quad M \in \langle 0, \sqrt{3}/2 \rangle \tag{4.91}$$

Na Obr. 4.51 jsou vyneseny závislosti efektivní hodnoty proudu kondenzátorem na proměnném modulačním koeficientu. Modrá křivka reprezentuje efektivní hodnotu proudu kondenzátorem zjištěnou simulačně. Červené křivka reprezentuje analytický výpočet pomocí rovnic (4.77), (4.79) a (4.80). Zelená křivka reprezentuje aproximační

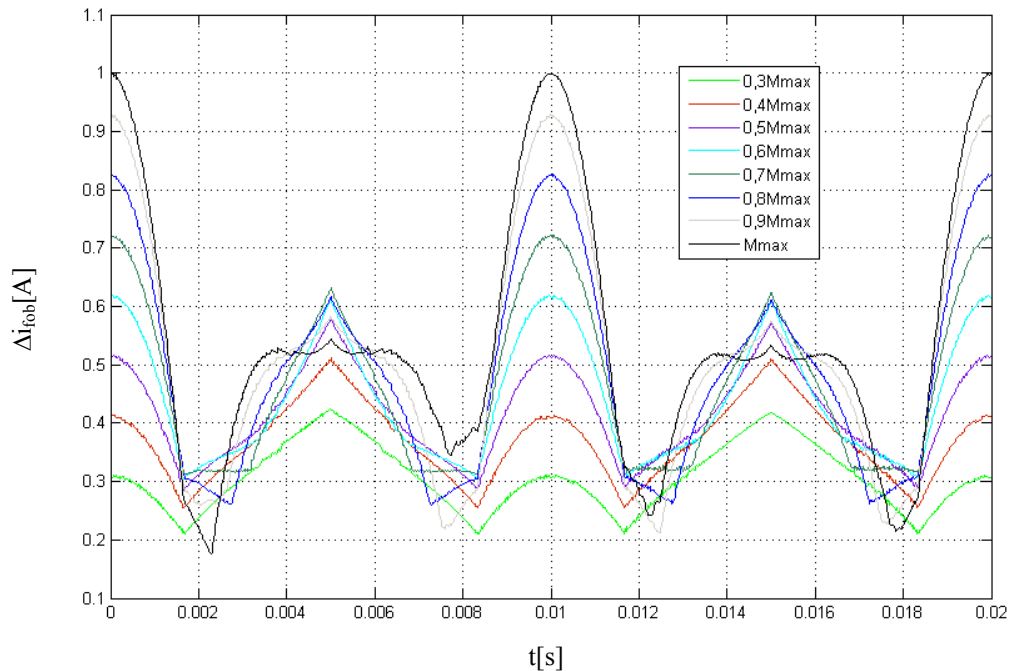
vztah pro výpočet efektivní hodnoty proudu kondenzátorem. Průběhy tak dokazují uspokojivou shodu výsledků získaných z odvozených vztahů s reálnými hodnotami.



Obr. 4.51 Efektivní hodnota proudu filtračním kondenzátorem. Porovnání skutečných a vypočtených hodnot, hodnota filtrační indukčnosti $L_{fil} = 780\mu\text{H}$, napětí meziobvodu $U_{dc} = 540\text{V}$, $f_{PWM} = 100\text{ kHz}$, $M = \sqrt{3}/2$

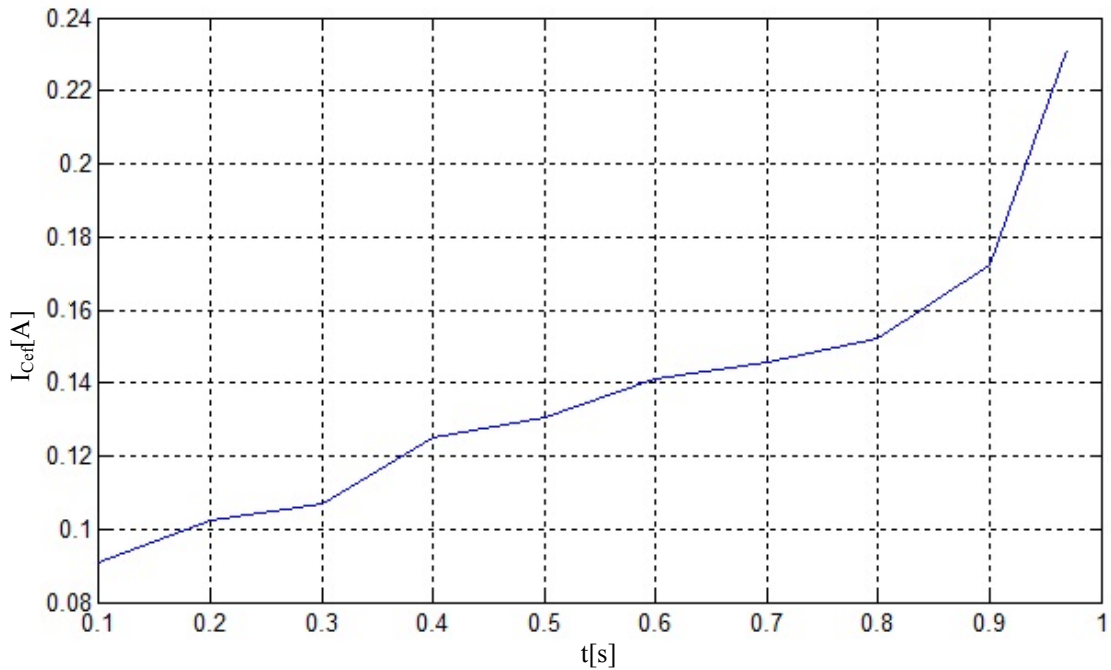
Uvedené vztahy jsou odvozeny pro sinusový průběh střídání, především pro snadnější operace s periodickými harmonickými funkcemi. Obecně známá nevýhoda sinusové modulace je nízká maximální hodnota modulačního činitele $M = \sqrt{3}/2$. Pokročilejší metody využívané pro řízení třífázových pohonů v praxi dokáží pracovat s modulačním koeficientem v plném rozsahu $M = 1$.

U těchto metod již není průběh střídání harmonický. Jednou z možností jak dosáhnout maximálního rozsahu modulačního koeficientu je injektováním třetí harmonické do signálu střídání [8]. Tato metoda může být i snadno implementována do rovnic (4.77), (4.79) a (4.80), ovšem za cenu výrazného zvýšení komplikovanosti analytického řešení nově vzniklého systému. Numericky vypočtený tvar zvlnění při sinusové střídě doplněné o signál s třetí harmonickou je na Obr. 4.52.

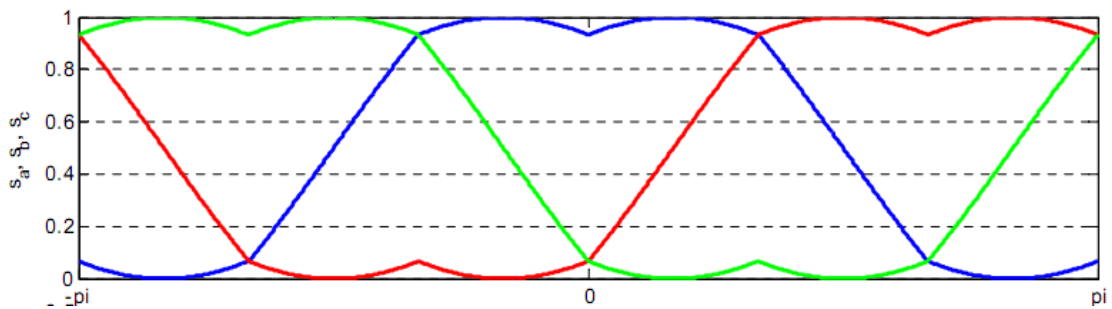


Obr. 4.52 Průběh obálky zvlnění fázového proudu při proměnném modulačním koeficientu M . Funkce střidy je doplněna o “vrchlíkový” signál s třetí harmonickou, hodnota filtrační indukčnosti $L_{filt} = 780\mu\text{H}$, napětí meziobvodu $U_{dc} = 540\text{V}$, $f_{PWM} = 100\text{ kHz}$.

Průběh zvlnění se příliš nezměnil. Vztah pro maximální velikost zvlnění (4.83) zůstává v platnosti i pro tuto metodu s modulačním koeficientem v rozsahu $M \subset (0,1)$. Velikost zvlnění při střídě 0 a 1 je nižší ve srovnání s čistě sinusovou modulací a toto zvlnění zde vykazuje maximum v rámci celé periody (platí přibližně pro hodnoty $M < 0,6$). Vztahy (4.84) a (4.85) již pro tento tvar střidy nevyhovují a pro přesnější výpočet je nutné odvodit nové. Závislost efektivní hodnoty proudu kondenzátorem je vynesena na Obr. 4.53. Z výsledků vyplývá, že pro výpočet efektivní hodnoty proudu lze použít odvozené vztahy (4.89) a (4.91), a to i pro tento tvar signálu střidy. V praxi jsou pro řízení střídavých třífázových pohonů často využívány metody SWM, zejména pak při číslicovém řízení. Klasická metoda SWM, kdy dochází k rovnoměrnému střídání nulových vektorů, má tvar střidy prakticky stejný jako metoda s třetí harmonickou, viz Obr. 4.54. Proto lze použít odvozené vztahy a koeficienty i pro tuto metodu. V praxi se dále využívají různé modifikace SWM k minimalizování spínání tranzistorů apod. Tvar signálu střidy se u jednotlivých metod liší a to může ovlivnit výsledky. Obecně lze však říci, že odchylka tvaru signálu není nikterak dramatická a lze očekávat, že odvozené vztahy budou obecně platné, s dostačující přesností, pro většinu modifikovaných metod [10].



Obr. 4.53 Efektivní hodnota proudu filtračním kondenzátorem pro signál střidy doplněný “vrchlikovou” část, hodnota filtrační indukčnosti $L_{filt} = 780\mu\text{H}$, napětí meziobvodu $U_{dc} = 540\text{V}$, $f_{PWM} = 100\text{ kHz}$, $M = \sqrt{3}/2$

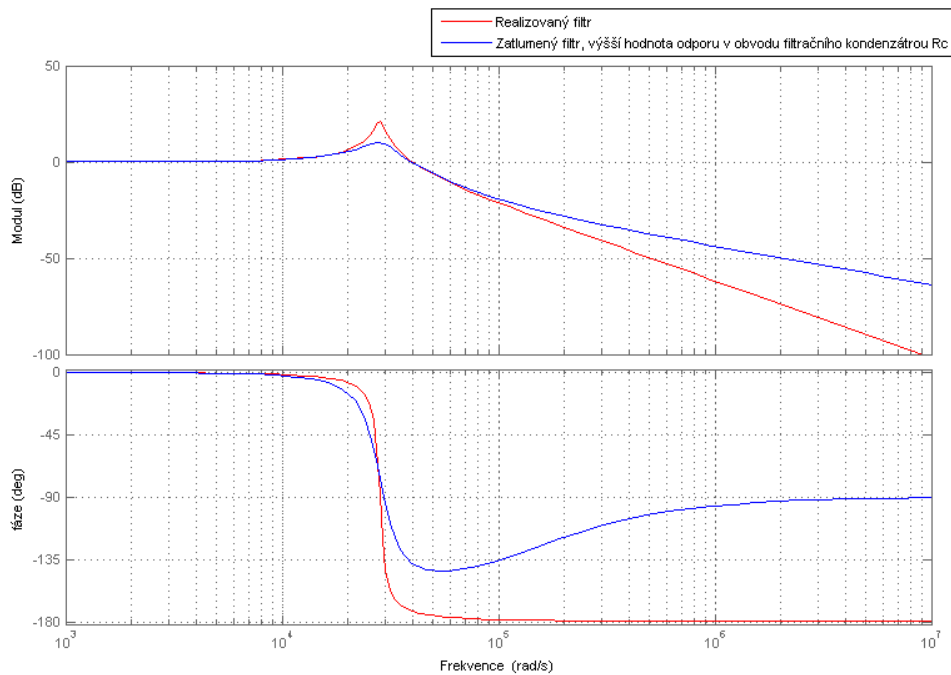


Obr. 4.54 Průběh stříd pro klasickou SWM metodu řízení s rovnoměrným střídáním nulových vektorů napětí.

Volba prvků výstupního filtru je při dané topologii ovlivněna především volbou filtrační indukčnosti. Snahou je volit indukčnost co nejvyšší a docílit tak malou velikost zvlnění fázového proudu. Malé zvlnění fázového proudu snižuje přídavné ztráty, které v nové topologii parazitně vznikají, omezuje zkratové účinky při velmi krátkých případně nulových ochranných dobách, zvyšuje spolehlivost a robustnost celého systému a snižuje nároky na řízení. Konečná volba indukčnosti je však vždy kompromisem mezi velikostí, hmotností, cenou a účinností celého zařízení.

Pro realizovanou topologii podle Obr. 4.1 byla volena hodnota filtrační indukčnosti $L_{filt} = 390\mu\text{H}$ (dvě cívky s indukčností $779\mu\text{H}$). Při této hodnotě je maximální zvlnění fázového proudu 2A v parazitních cívkách je pak maximální zdvih 1A. Volba kapacity filtračních kondenzátorů je volena podle známého Thomsonova vztahu tak, aby frekvence PWM byla dostatečně vzdálena za zlomovou frekvencí filtru. Vhodné pásmo zlomové frekvence lze uvažovat v rozmezí 2 – 20 kHz. Příliš nízká frekvence již může fázově ovlivňovat fázi výstupního napětí a proudu a zlomová frekvence blízká frekvenci PWM zvyšuje riziko rezonance filtru s PWM signálem. Vysoká hodnota kapacity dále zvyšuje velikost kondenzátoru a jeho cenu, zvláště pak pro vysoká maximální napětí, na které musí být kondenzátor dimenzován (minimálně 600-700V). Finální hodnota

kapacity kondenzátorů jedné fáze filtru byla zvolena $1,6\mu\text{F}$. Tomu odpovídá zlomová frekvence filtru $f_{zlom} = 4,51\text{kHz}$. Frekvenční charakteristika výstupního napětí filtru naprázdno je na Obr. 4.55.



Obr. 4.55 Frekvenční charakteristika nezátíženého filtru (napět'ový přenos). Modrá – zvýšená hodnota odporu R_c zapojeného v sérii s kondenzátorem ($R_c = 5\Omega$). Červená – skutečný filtr uvažovaný pouze se skutečnou hodnotou sériového odporu $R_c = 200\text{m}\Omega$.

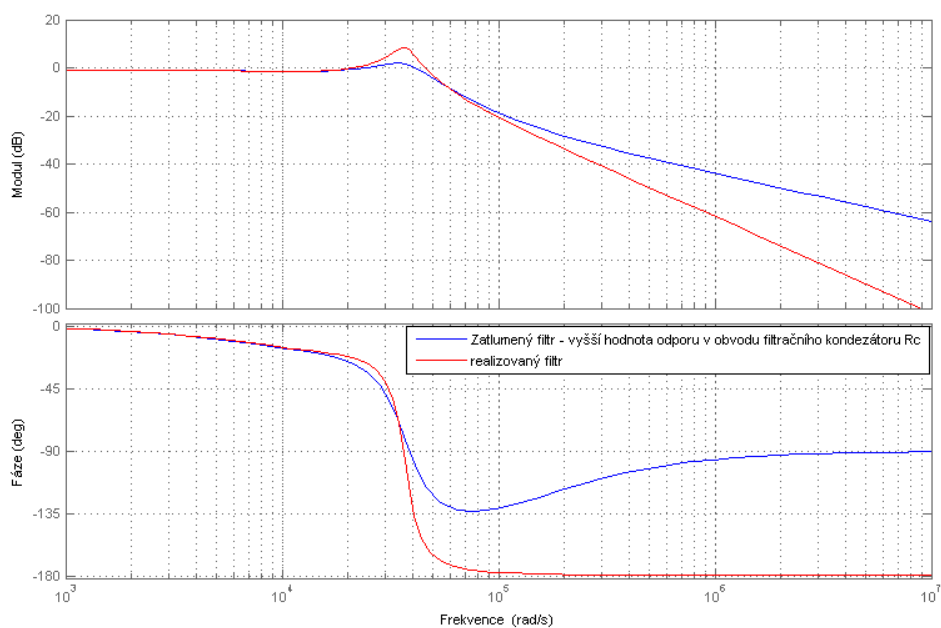
Jeho zjednodušená přenosová funkce mezi výstupním a vstupním napětím filtru je dána:

$$F_{filtr0} = \frac{R_c C \cdot p + 1}{L_{filtr} C \cdot p^2 + (R_s + R_c) C \cdot p + 1} \quad (4.92)$$

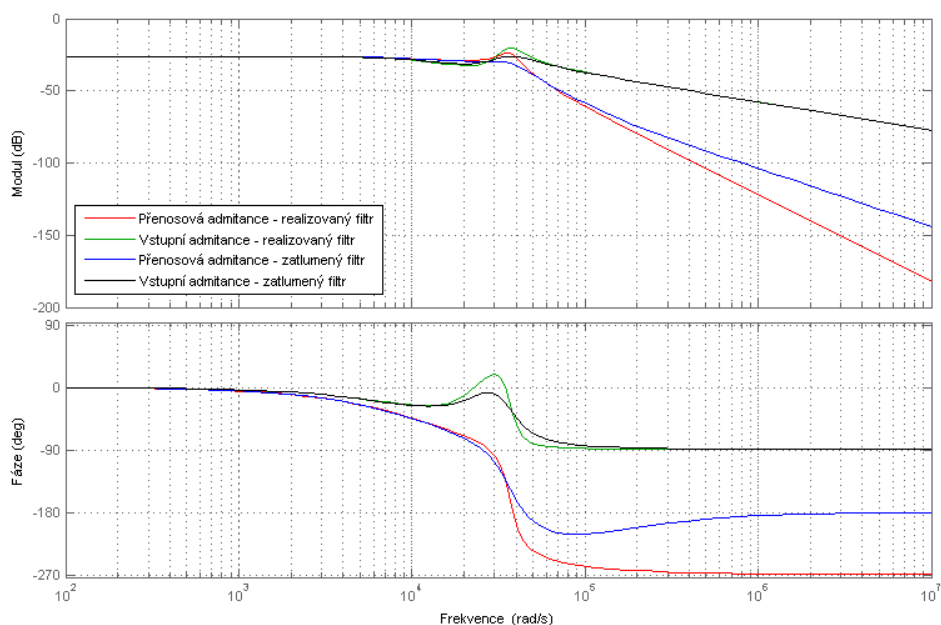
kde R_s reprezentuje sériový odpor tlumivky a polovodičů, R_c je sériový odpor kondenzátoru. Podle [13],[14] lze mnoha způsoby upravovat frekvenční charakteristiku tak, aby měla co nejvíce monotónní charakter bez velkých rezonančních překmitů. Je nevhodné zvyšovat tlumení filtru zvyšování odporu v cestě fázového proudu, z důvodů vysokých ztrát. Mnohem výhodnější je upravovat výsledný tvar frekvenční charakteristiky serio-paralelní kombinací RLC prvků v obvodu filtračních kondenzátorů [13]. Další možnost - použití modifikovaných připojení filtračních kondenzátorů přímo k meziobvodu [15] - je pro navrhovanou topologii nevhodná, především z důvodů zvýšení zvlnění proudu v parazitních cívkách. Na Obr. 4.55 reprezentuje červená křivka napět'ová přenos realizovaného filtru, modrá křivka je napět'ový přenos při zvýšení hodnoty odporu R_c z $200\text{m}\Omega$ na 5Ω . Charakteristika filtru s připojenou R-L zátěží je na Obr. 4.56 a je dána:

$$F_{filtr} = \frac{L_z R_c C \cdot p^2 + (R_z R_c C + L_z) \cdot p + R_z}{L_z L_{filtr} C \cdot p^2 + L_{filtr} C (L_{filtr} (R_c + R_z) + L_z (R_s + R_c)) \cdot p^2 + C (R_s (R_z + R_c) + R_c R_z + L_z + L_{filtr}) \cdot p + R_z + R_s} \quad (4.93)$$

Kde R_z a L_z představuje odpor a indukčnost zátěže – např. v našem případě fáze synchronního motoru čerpadla.



Obr. 4.56 Frekvenční charakteristika filtru (napětový přenos) pracujícího do synchronního motoru. Modrá – zvýšená hodnota odporu R_c zapojeného v sérii s kondenzátorem ($R_c = 5\Omega$). Červená – skutečný filtr uvažovaný pouze se skutečnou hodnotou sériového odporu $R_c = 200\text{m}\Omega$.



Obr. 4.57 Frekvenční závislost přenosové admittance a vstupní admittance filtru při připojené R-L zátěži. Modrá – zvýšená hodnota odporu R_c zapojeného v sérii s kondenzátorem ($R_c = 5\Omega$). Červená – skutečný filtr uvažovaný pouze se skutečnou hodnotou sériového odporu $R_c = 200\text{m}\Omega$.

Na Obr. 4.57 je frekvenční závislost přenosové admitance filtru definované jako výstupní fázový proud za kondenzátorem ku vstupnímu napětí filtru a dále vstupní admitance definované jako proud filtračními tlumivkami ku vstupnímu napětí filtru. Opět jsou uvedeny charakteristiky opět pro tlumený a netlumený filtr.

4.4 Realizace funkčního vzorku

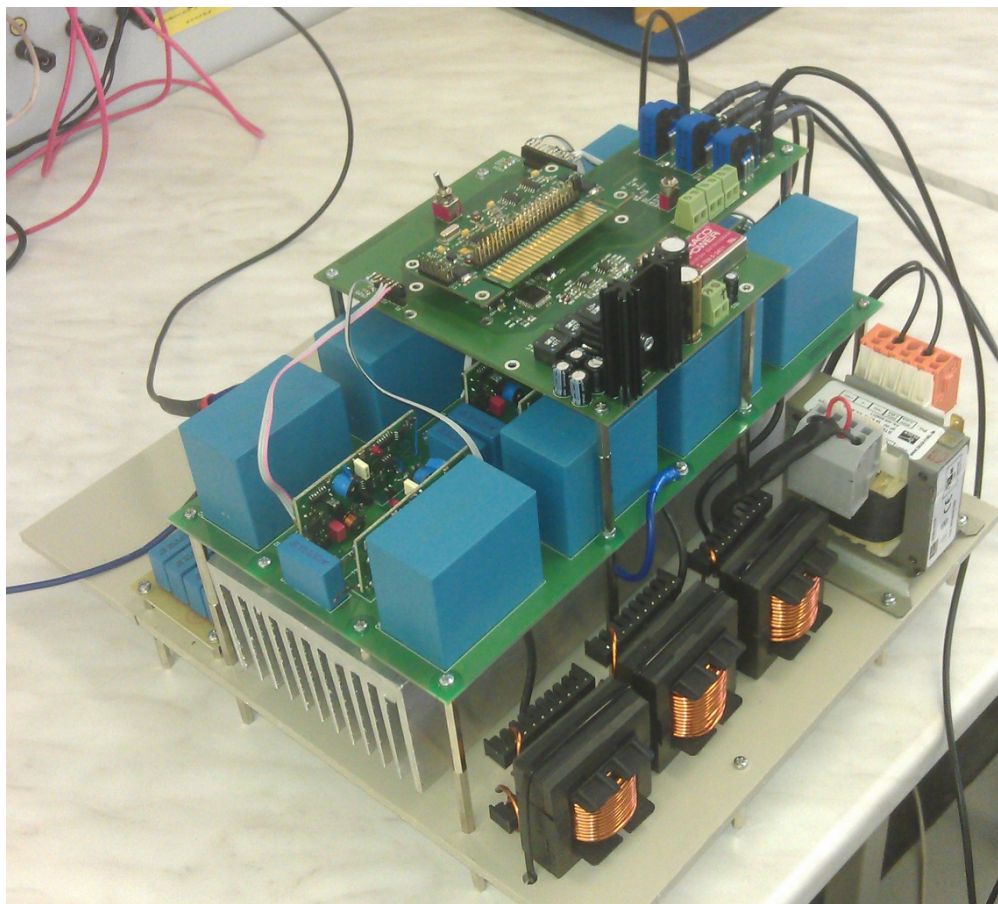
Pro ověření vlastností SiC polovodičů a chování nové topologie byl vytvořen funkční vzorek třífázového DC/AC měniče s navrhovanou topologií podle Obr. 4.1. Spínací frekvence tranzistorů 100kHz při napětí meziobvodu 540V je v praxi prozatím poměrně unikátní. Parametry měniče nejsou optimalizovány pro potřeby čerpadla. Je to hlavně z důvodů dalšího testování vlastností nové topologie a především SiC součástek. Chladiče i výkonové prvky jsou záměrně předimenzovány k zajištění vysoké spolehlivosti a odolnosti testovacího vzorku. Důvodem je poměrně omezený aktuálně dostupný počet SiC tranzistorů na trhu a jejich vysoká cena až 100USD za jeden kus. Parametry realizovaného prototypu jsou shrnuty v Tab 4.4.

Tab 4.4 Parametry modelovaného měniče.

Parametr	Hodnota
Napětí meziobvodu U_{DC}	540V
Spínací frekvence f_{PWM}	100kHz
Efektivní hodnota fázového proudu I_{af}	14A
Maximální hodnota fázového proudu I_{am}	21A/100°C
Efektivní hodnota výstupního sdruženého napětí	400V
Výstupní výkon	9,6kW
Indukčnost cívky filtru	340/750μH
Zvlnění výstupního proudu	2,4/5A
Kapacita filtračních kondenzátoru	1,6μF
Změřená účinnost při potlačení parazitních ztrát	0,976
Změřená účinnost při okruhovém proudu	0,973
Rozměry (mm)	280x300x150
Hmotnost	8 kg

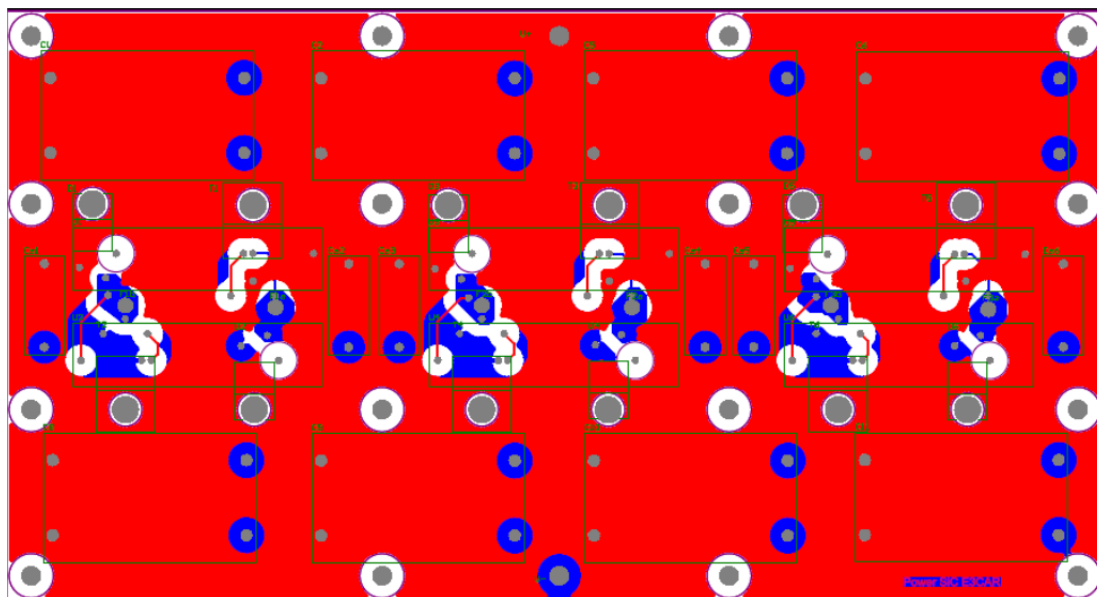
Pro testování byly navrženy a sestaveny dvě sady filtračních cívek o indukčnostech 350μH a 750μH. Takto malá hodnota indukčnosti umožněná vysokou spínací frekvencí dovoluje realizovat obě sady cívek na poměrně malém feritovém jádře Ej65x27. Cívky s nižší hodnotou indukčnosti jsou dimenzovány na plný výkon měniče. Cívky s vyšší hodnotou jsou dimenzovány na testovací výkon měniče 5kW. Tento výkon je záměrně snížen omezením proudu v tranzistorech pro zajištění dostatečné bezpečnosti rezervy prototypového vzorku. Výstupní kondenzátory filtru jsou svitkové polypropylenové

EPCOS 470nF/630V. V každé fázi jsou osazeny čtyři paralelně. Kapacita kondenzátorů v meziobvodu je 480 μ F. Tato hodnota zajišťuje konstantní napětí i při maximálním výkonu měniče. Kondenzátory v meziobvodu jsou EPCOS 60 μ F/800V svitkový polypropylenový, 8 kusů paralelně. Celý modul měniče s filtrem je na Obr. 4.58. Stejnoseměrný meziobvod měniče je konstruován jako sendvičový z důvodu minimalizace parazitních indukčností cest plošného spoje.



Obr. 4.58 Funkční vzorek třífázového měniče s nově navrhovanou topologií výstupního filtru.

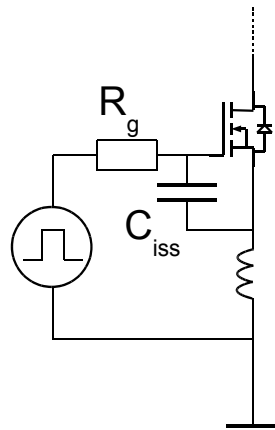
Rychlé přepínací děje SiC tranzistorů vyžadují precizní návrh plošného spoje, aby nedocházelo k velkým překmitům napětí při vypínání tranzistoru. Minimalizaci indukčností, ale i rozměrů PCB, komplikuje nutnost vyšších izolačních vzdáleností z důvodů vysokého napětí (až 1kV). Pro omezení napěťových překmitů je ke každé větvi, co nejbližší ke dvojici tranzistor – dioda, připojen v meziobvodu další kondenzátor EPCOS 470nF/630V.



Obr. 4.59 Silový obvod měniče (ilustrační obrázek)

SiC tranzistor potřebuje pro optimální sepnutí napětí řídicího hradla minimálně 16 V, lépe 20V, na rozdíl od 15V pro klasické Si tranzistory. Při vypnutí se hodnota napětí na hradle pohybuje mezi -2 až -5 V. To znamená, že výstup budičeho obvodu musí být schopen poskytnout rozkmit signálu nejméně 22V. Ačkoliv je spínací napětí vyšší, je celkový náboj hradla, a tím i doba sepnutí/vypnutí nižší. Koncový stupeň budiče musí mít co nejnižší impedanci, aby byl schopen zajistit vysokou strmost nárůstu budičeho napětí (tranzistor je plně sepnut až při překročení 16V). Dalším výrazným problémem při spínání SiC tranzistoru je, stejně jako u tranzistorů CoolMOS, tzv. “Ringing“ efekt. Nízké prahové napětí a malá diferenciální vodivost totiž výrazně snižuje imunitu hradla vůči kmitům, vznikajícím na společné emitorové indukčnosti (kmitání kolektorového proudu se zpětnovazebně přenáší do obvodu hradla). Přítomnost těchto kmitů v obvodu hradla vede k opakovanému částečnému spínání/vypínání tranzistoru, které výrazně zvyšuje přepínací ztráty, zhoršuje výstupní charakteristiku zařízení a může vést ke zničení tranzistoru. Kmitání tak musí být v obvodu hradla patřičně zatlumeno. Vnitřní neodstranitelný odpor hradla je přibližně 5Ω a spolu s vnějším bázovým odporem může poskytnout patřičné tlumení. Zvyšování vnějšího odporu však zhoršuje dynamické vlastnosti, proto je vhodnější snížit parazitní indukčnost obvodu hradla. To lze nejúčinněji dosáhnout připojením výstupních obvodu budiče co nejbližší k tranzistoru, viz Obr. 4.60, [16].

Pozn.: Další mechanismus vzniku nebezpečné zpětné vazby představuje Millerova kapacita (přenos vf. napětíových oscilací z obvodu kolektoru po vypnutí tranzistoru zpět do hradla).

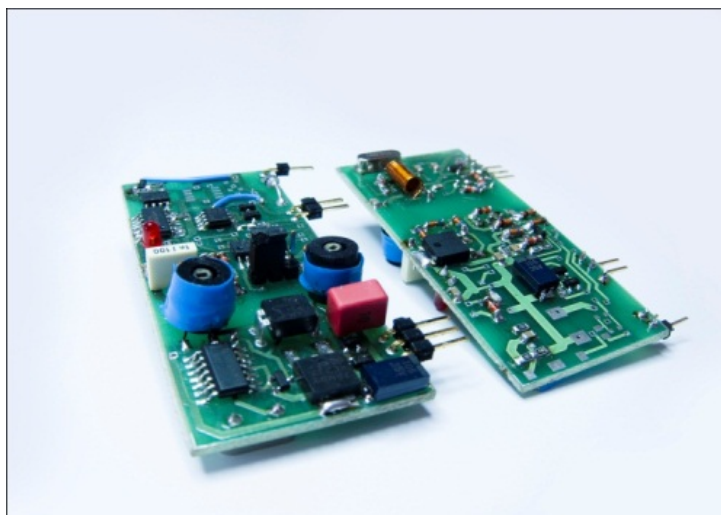


Obr. 4.60 Připojení obvodu budiče k tranzistoru, převzato z [16].

Tlumení parazitního sériového rezonančního obvodu podle Obr. 4.60 lze vyjádřit vztahem:

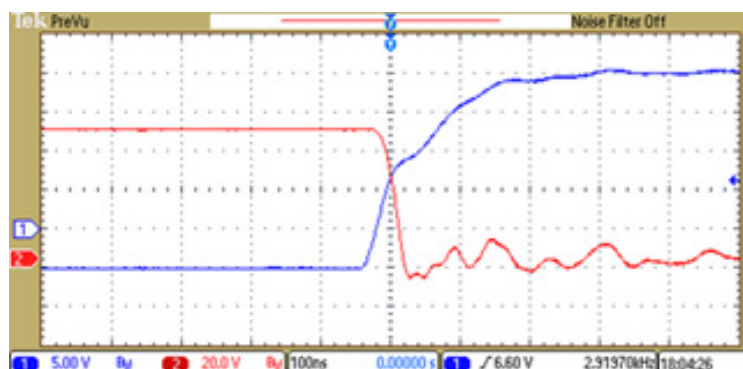
$$\xi = \frac{R_g}{2} \sqrt{\frac{L}{C_{iss}}} \quad (4.94)$$

kde C_{iss} je katalogová hodnota kapacity hradla (hradlo - emitor). Velkou citlivost prahového napětí tranzistoru na rušivý signál lze při vypínání potlačit zápornou hodnotou hradlového napětí. Budiče tranzistorů technologie SiC by tedy měly mít dostatečný rozkmit signálu, velkou špičkovou proudovou zatížitelnost, malý výstupní odpor a jejich umístění by mělo být co nejbližší k tranzistoru. Vysoké strmosti napětí způsobené rychlým spínáním zvyšují nároky na odolnost rušení budičích obvodů. I optočleny s mřížkou mají poměrně vysokou kapacitu (jednotky pF), která může vzhledem k vysoké hodnotě du/dt propustit nezanedbatelné proudové pulzy. Nízkých parazitních kapacit lze dosáhnout přenosem energie magnetickou cestou (parazitní kapacity mezi vinutími i jednotky pF). Složitost a pracnost výroby takových transformátorů se však výrazně zvyšuje. Realizace saturačních ochran se zpožděním pouze v řádu jednotek či desítek nanosekund začíná být problematická, zvláště pro nízkonákladové aplikace s jednoduchou analogovou technikou. Při realizaci saturační ochrany je třeba brát v úvahu typicky pozvolnou změnu saturačního napětí (kolektor - emitor) SiC tranzistoru v závislosti na zvyšujícím se proudu. Příklad realizovaného budiče se “vzduchovými“ transformátory, určenými pro přenos energie a signálu, je na Obr. 4.61. Tento budič se vyznačuje vysokou odolností vůči du/dt důsledkem extrémně rychlého spínání SiC tranzistoru. Přenos energie je řešen magnetickou cestou na vysokém kmitočtu 20MHz. Pak je možné realizovat vzduchové transformátory s nízkou parazitní kapacitou mezi primárním a sekundárním vinutím. Tato kapacita má hodnotu pouhé 3pF. Budič je vybaven saturační ochranou. Výstupní část poskytuje dostatečné proudové zatížení až 20A. Budič byl řešen v několika variantách výstupního obvodu s napětím $\pm 15V, 0/15V, -5/20V$. Výstupní charakteristika budiče vykazuje rozdílné doby přenosu zapínacího a vypínacího signálu pro tranzistor ze vstupu budiče na jeho výstup. Rozdíl těchto dob (zapínací - vypínací) je přibližně 60ns.

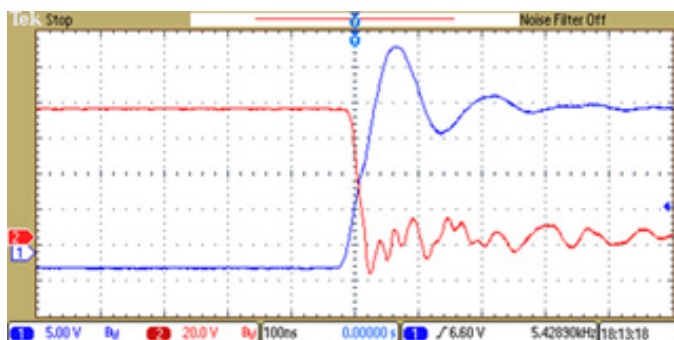


Obr. 4.61 Budič s vysokou odolností vůči du/dt strmé hrany napětí.

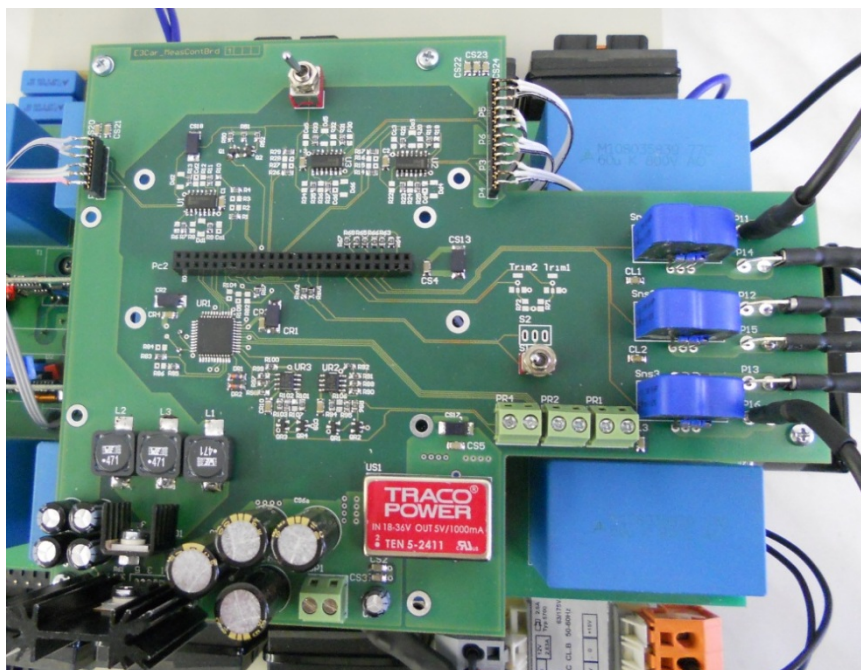
Příklad důležitosti blízkého zapojení budiče k tranzistoru demonstruje Obr. 4.62 a Obr. 4.63. Už připojení přes poměrně krátký kabel způsobuje rozkmitání obvodu hradla.



Obr. 4.62 Spínací děj SiC tranzistoru. $R_g = 6,8 \Omega$ (vnější externí odpor připojený do řídicího obvodu hradla tranzistoru), budič připojen těsně u tranzistoru. Modrý průběh – napětí U_{GS} hradla, červený průběh napětí U_{DS} na tranzistoru (kolektor – emitor).



Obr. 4.63 Spínací děj SiC tranzistoru. $R_g = 6,8 \Omega$, budič připojen přes 10cm kabel. Modrý průběh – napětí U_{GS} hradla, červený průběh napětí U_{DS} na tranzistoru (kolektor – emitor).



Obr. 4.64 Měřicí a řídicí rozhraní měniče.

Zpracování signálů a generaci potřebných úrovní napájecího napětí poskytuje speciální modul (PCB), který současně tvoří propojení mezi silovou částí, budiči a kontrolním modulem, viz Obr. 4.64. Zde jsou měřeny a zpracovávány signály z proudových čidel a z resolveru. Obvod AD2S1200 vyhodnocuje informaci z polohového čidla a pomocí SPI komunikace předává informaci o poloze nadřazenému řídicímu systému [17]. Modul poskytuje napájení pro budičí obvody a 5V pro řídicí logiku a procesor. Na modulu jsou osazeny rychlé TTL logické obvody pro úpravu spínacích signálů procesoru. Náběžné a sestupné hrany budičího signálu pro horní a dolní tranzistor lze tak vůči sobě posouvat libovolným směrem a to v jednotkách nanosekund.



Obr. 4.65 Řídicí modul s procesorem DSP 56F8322.

Řídicí modul je vybaven 16bit mikrokontrolérem DSC56F8322 na frekvenci 60MHz [18],[19], viz Obr. 4.65. Dále je osazen OZ v diferenčním zapojení pro úpravu měřených signálů. Realizace řídicích algoritmů, běžných pro třířázové pohony, je již pro tento procesor značně obtížná. Vysoká spínací frekvence významně zkracuje dobu, po

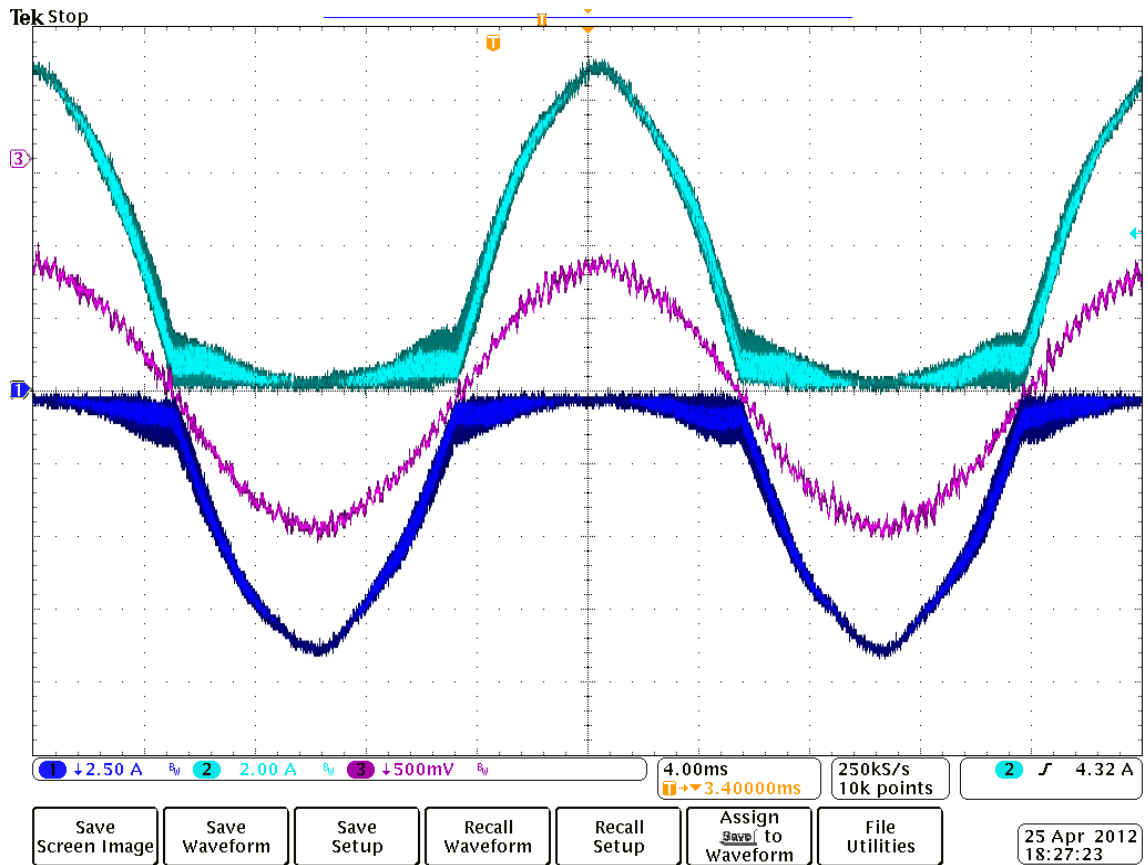
kterou musí být veškeré složité výpočty třífázových transformací provedeny. Nicméně v současnosti jsou již na trhu mnohem výkonnější procesory s 32bitovými operacemi a frekvencemi nad 100MHz [12]. Tyto mikrokontroléry poskytují dostatečný výpočetní výkon pro náročné třífázové aplikace s extrémně vysokými kmitočty PWM nad 100kHz.

4.5 Měření a ověření vlastností nové topologie na funkčním vzorku

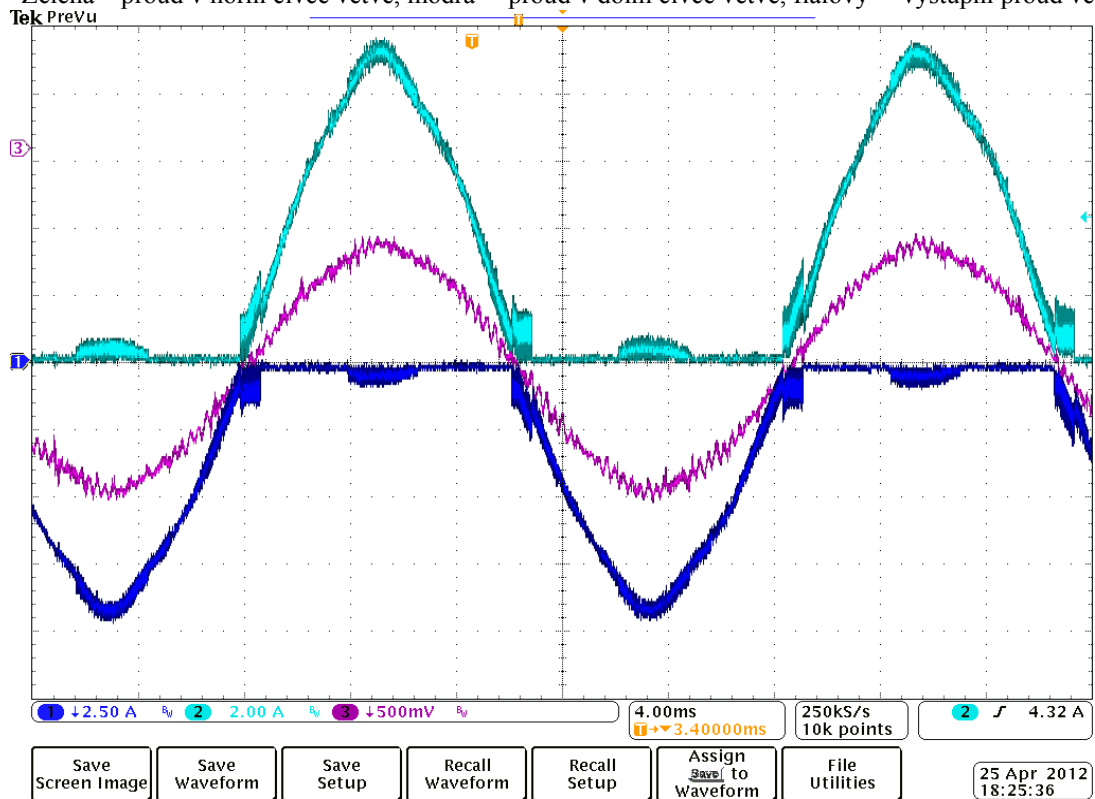
Na funkčním vzorku bylo provedeno měření rozložení proudů v jednotlivých větvích, a to při spínání obou tranzistorů ve větvi a alternativně při spínání pouze jednoho tranzistoru. Obě měření byla provedena pro navrhovanou topologii z Obr. 4.1. Pro prvotní testovací provoz je z důvodů bezpečnosti omezen proud tranzistorem na 10A. Obě měření byla provedena bez použití ochranných dob v řídicím algoritmu. Budiče generují neodstranitelnou ochranou dobu přibližně 60ns. Je to dáno rozdílnou dobou přenosu zapínacího a vypínacího signálu pro tranzistor ze vstupních svorek budiče na výstupní. To při vypínacích vlastnostech tranzistoru znamená, že tranzistory mohou být společně částečně vodivé po dobu maximálně jednotek nanosekund. Na Obr. 4.66 jsou zobrazeny skutečné proudy jednotlivými tlumivkami jedné větve měniče (zelená, modrá) a výsledný fázový proud (červená).

Fázový proud je čistě sinusový, nedochází ke zkreslení vlivem zanedbatelných ochranných dob. Proudů jsou rovnoměrně rozloženy do jednotlivých větví podle aktuální orientace fázového proudu. V parazitní cívce teče proud o hodnotě aktuálního zvlnění. V okolí průchodu fázového proudu nulou dochází k částečnému nárůstu okruhového proudu, tak jak bylo modelováno, viz Obr. 4.24.

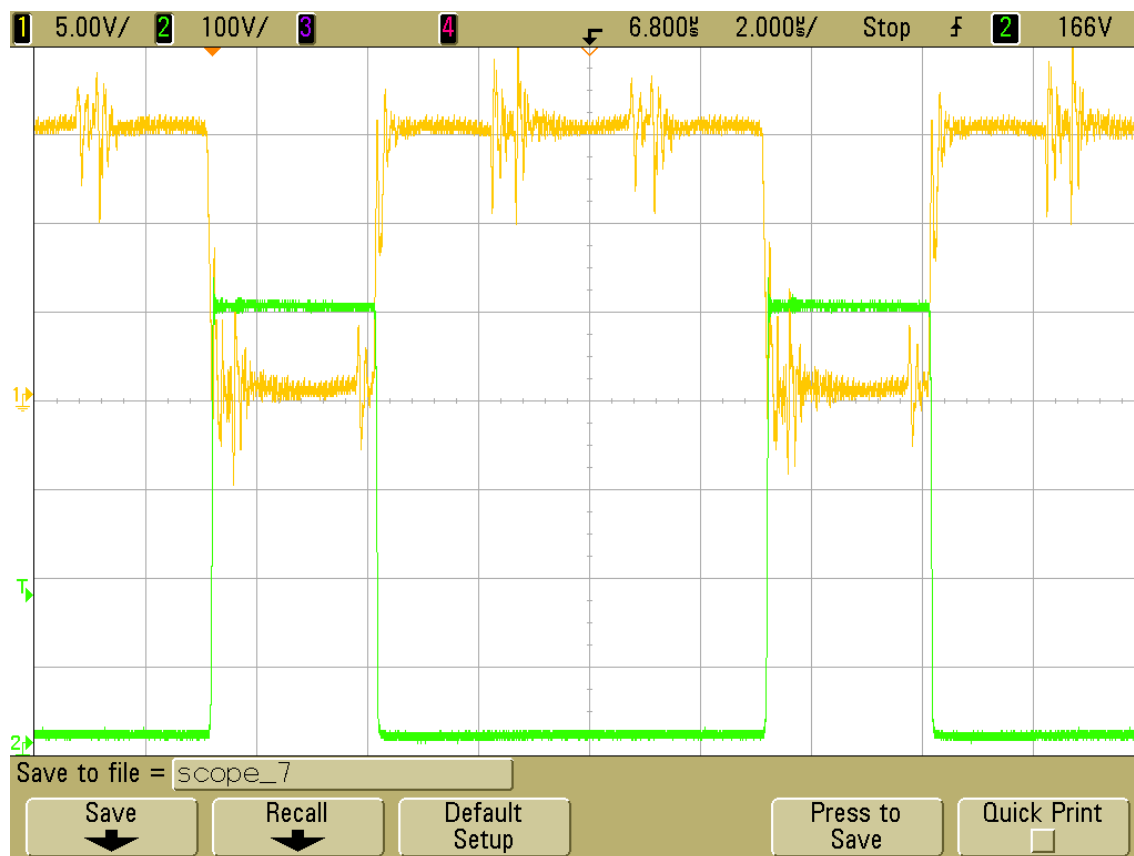
Na Obr. 4.67 jsou průběhy proudů při spínání pouze jednoho tranzistoru ve větvi. Proud v parazitní cívce je prakticky potlačen. Opět lze konstatovat poměrně přesnou shodu s modelovaným případem na Obr. 4.34.



Obr. 4.66 Rozložení proudů v jedné fázi, v topologii z Obr. 4.1, při spínání obou tranzistorů ve větvi. Zelená – proud v horní cívice větve, modrá – proud v dolní cívice větve, fialový – výstupní proud větve.



Obr. 4.67 Rozložení proudů v jedné větvi v topologii z Obr. 4.1, při spínání jednoho tranzistorů ve fázi. Zelená – proud v horní cívice větve, modrá – proud v dolní cívice větve, fialový – výstupní proud větve.



Obr. 4.68 Průběh napětí U_{DS} na tranzistoru (zelená) a napětí hradla (oranžová).

Na Obr. 4.68 je průběh napětí kolektor-emitru na SiC tranzistoru a řídicí napětí hradla. Napěťové přechody na tranzistoru jsou při vypínání, i díky precizní konstrukci plošného spoje, omezeny na minimum (maximální hodnota napěťových přechodů na tranzistoru se pohybovala přibližně 200V). V řídicím napětí hradla tranzistoru je evidentní přítomnost “ringing efektu“. Do řídicího napětí dále proniká silný rušivý signál v okamžicích spínání ostatních tranzistorů. Tranzistor je vypínán nulovým napětím na hradle. Ke zvýšení spolehlivosti je tedy vhodné vypínat tranzistor záporným napětím na hradle v rozsahu přibližně $-3 \div -5V$.

Ze změřených výsledků lze konstatovat uspokojivou shodu reálného a modelovaného systému a platnost odvozených analytických vztahů.

5. Konstrukce čerpadlového bloku

5.1 Parametry čerpadla

Kapitola není předmětem zkoumání této disertační práce, a je z větší části převzata z níže uvedených pramenů. Slouží spíše pro vytvoření jasnější představy o celkové přestavbě pohonu čerpadla.

Konstrukce oběžných kol s lopatkami, stejně jak celkové vnější rozměry čerpadla, prostor pro uložení vinutí a magnetických ložisek byl předem přesně definován. Čerpadlo je konstruováno jako jednostupňové s horizontální polohou hřídele, skříň čerpadla je radiálně axiální s jednoduchou spirálou. Předpokládaná sací výška čerpadla je $H = 8\text{m}$ při objemovém průtoku $Q = 0,025\text{m}^3\text{s}^{-1}$. Díky předpokládanému nasazení frekvenčního měniče jsou otáčky motoru měnitelné v širokém rozsahu. Výpočet potřebného výkonu motoru je tedy vztažen na otáčky $n = 2850\text{min}^{-1}$. Výkon motoru pak můžeme určit dle vztahu:

$$P_{\check{c}} = \frac{Q \cdot \rho_{kap} \cdot H \cdot g}{\eta_{\check{c}erp}} = \frac{0,0025 \cdot 1000 \cdot 8 \cdot 9,81}{0,55} = 356,72\text{W} . \quad (5.1)$$

kde $\eta_{\check{c}erp}=0,55$ je účinnost čerpadla. Vlivem změny otáček se parametry čerpadla (průtok, sací výška a výkon) mění následovně:

$$Q_2 = Q_1 \frac{n_2}{n_1}, H_2 = H_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2, P_2 = P_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^3 . \quad (5.2)$$

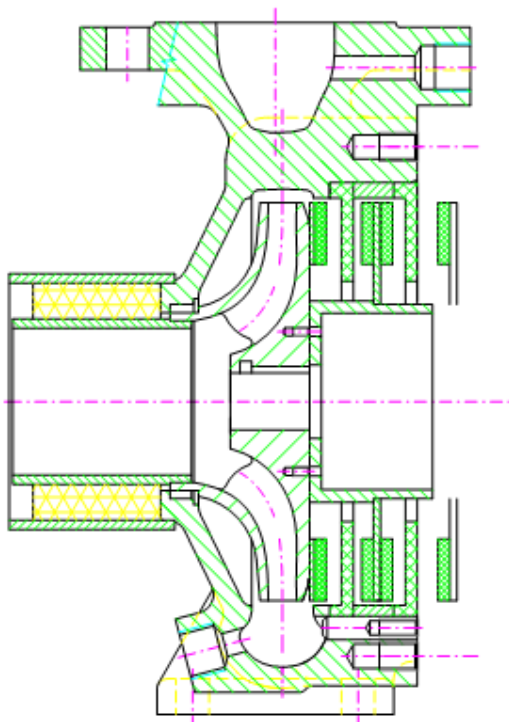
Jmenovité parametry čerpadla jsou uvedeny v tabulce Tab. 5.1

Tab. 5.1 Jmenovité parametry čerpadla.

Trvalý výkon	357 W
Spád	8 m
Průtok	$0,0025 \text{ m}^3\text{s}^{-1}$
Otáčky	2850 min^{-1}
Účinnost	0,55

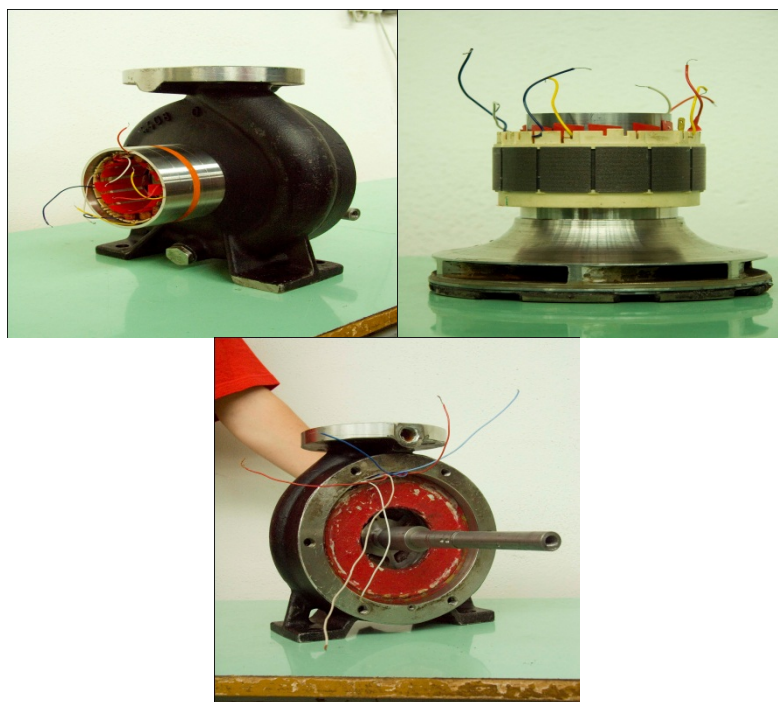
Finální konstrukce přední sací části je naznačena na Obr. 5.1. V oblasti sání je umístěno magnetické ložisko, kapalina je nasávána jeho střední částí. Aktivní část magnetického ložiska (vzduchová mezera) pak slouží jako hydrodynamická spára pro bez-ucpávkové řešení. Rotor čerpadla je pevně spojen s hřídelí, kde jeho přední část (sání) válcového profilu tvoří současně vnitřní průměr magnetického ložiska. Na zadní části hřídele je upevněn rotor synchronního motoru. Rotor je tvořen dvojicí disků s permanentními magnety upevněnými na povrchu. Konec hřídele je upevněn v zadním štítu čerpadla

v těsném teflonovém ložisku. V prostoru mezi disky s magnety jsou pevně umístěna dvě vinutí statoru. Tato vinutí pak mohou být zapojena do série, nebo paralelně.



Obr. 5.1 Řez přední, aktivní části čerpadla.

Od použití zadního magnetického ložiska spolu s axiálním se nakonec ustoupilo a to především z mechanických a konstrukčních důvodů rotorové části čerpadla. Reálná podoba realizace čerpadla je zachycena na Obr. 5.2



Obr. 5.2 Postupná realizace čerpadla

5.2 Diskový synchronní motor s permanentními magnety

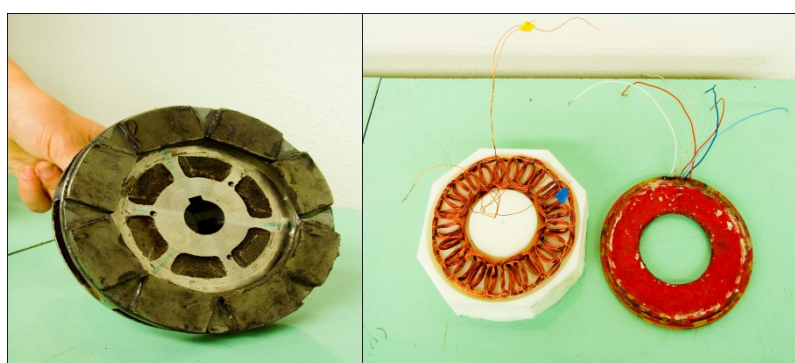
5.2.1 Základní parametry motoru

Návrh vinutí synchronního diskového motoru je určen výchozími parametry (viz Tab 5.2) a jeho realizace je na obrázku Obr. 5.3. Konstrukce oběžných kol s lopatkami, vnější rozměry čerpadla, prostor pro uložení vinutí a další byly předem definovány. Vinutí je konstruováno jako 3-fázové, stroj je osmipólový. Z důvodu potlačení pulsačních momentů je satorové vinutí konstruováno bez železa, zalité v epoxidové pryskyřici.

Tab 5.2 Jmenovité parametry diskového motoru.

Parametr	Hodnota
Počet pólových dvojic	4
Axiální délka vzduchové mezery	13 mm
Střední průměr vinutí $D_{21} (r_2 + r_1)$	129,4 mm
Aktivní délka vodiče $l_v (r_2 - r_1)$	78,6 mm
Počet "drážek" na pól a fázi	2
Počet vodičů na "drážku"	48
Jmenovitý proud	3 A

Z výrobních důvodů byla zvolena velká vzduchová mezera mezi magnety. Permanentní magnety ze vzácných zemin jsou upevněny po povrchu dvou oběžných kol, pevně spojených s hřídelí čerpadla. Orientace toku magnetů je vždy opačnými póly k sobě přes vzduchovou mezeru a tvoří celkově čtyři pólové dvojice. Konstrukční uspořádání vinutí a magnetu je zobrazeno na Obr. 5.3.



Obr. 5.3 Synchronní motor s PM bez železa

Pro stabilní pohon s aktivním magnetickým ložiskem má velký vliv charakter momentu a jeho případné nežádoucí pulsace. Všeobecně je jednou ze dvou hlavních příčin pulsace momentu rozdíl magnetické vodivosti zubů a drážek statoru nad permanentními magnety. Přítomnost tohoto typu pulsací je důležitou součástí návrhu synchronních strojů s permanentními magnety a projevuje se nežádoucími harmonickými složkami ve

výsledném tvaru momentu (cogging). Druhá příčina pulsací momentu je následkem reakce kotvy a s ní související změny v rozložení magnetického pole. Tento druh rušení je poměrně dobře potlačen setrvačností při vyšších rychlostech. Použitím diskového motoru bez železa významně omezíme první typ pulsací a tím i robustnost magnetické levitace ložisek. Nevýhodou je však složitější návrh magnetického obvodu, kde tento problém představuje prostorový charakter a nelze jej zjednodušit na rovinný problém. Určení náhradního magnetického obvodu je pak značně obtížné, protože nelze s dostatečnou přesností určit hlavní a rozptylové magnetické toky PM [20].

5.2.2 Základní parametry motoru

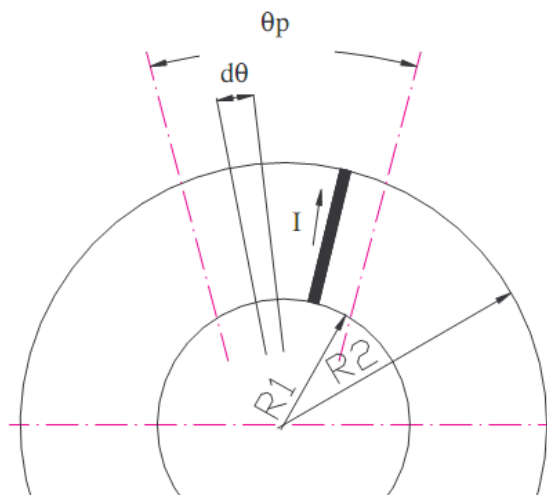
Pro odvození základních rovnic popisujících dynamické chování diskového motoru lze využít stejných vztahů, jako při popisu klasického motoru s radiálním magnetickým tokem:

$$\begin{aligned}\vec{F} &= l \cdot (\vec{i} \times \vec{B}) \\ \vec{M} &= \vec{r} \times \vec{F}.\end{aligned}\tag{5.3}$$

Pomocí těchto rovnic lze odvodit rovnice pro návrh stroje. Pro sinusové rozložení indukovaného magnetického toku ve statoru lze definovat celkový počet závitů na jednu fázi v závislosti na mechanickém úhlu jako (podrobněji v literatuře [20]):

$$dN_s = \frac{N_s}{2} \sin(p\theta) d\theta,\tag{5.4}$$

kde N_s je celkový počet sinusově rozložených závitů na jednu fázi a p je počet pólových dvojic.



Obr. 5.4 Rozložení statorového vinutí. Převzato z [20].

Integrací přes pólovou rozteč dostaneme celkový počet vodičů na pól a fázi N_s/p . Pro třífázové vinutí (posunutě o 120° elektrických) napájené sinusovými proudy dostaneme výraz pro celkové působení od všech proudů [20]:

$$dI_s = \frac{3\sqrt{2}}{2} I \frac{N_s}{2} \sin(p\theta - \omega t) d\theta\tag{5.5}$$

A pro magnetickou indukci lze psát [20]:

$$B(\theta) = B_{\max} \cos(p\theta - \omega t - \beta), \quad (5.6)$$

kde B_{\max} je amplituda indukce B a β je úhel natočení mezi mag. osou statoru a rotoru. Z rovnic (5.5) a (5.6) dostaneme integrací přes úhel jednoho pólu a aktivní část diskového motoru výraz pro moment [20]:

$$M = \frac{3\sqrt{2}}{2} B_{\max} \cdot k_{v1} \cdot N \cdot I \cdot D_{21} \cdot l_v \cdot \sin \beta \quad (5.7)$$

kde $D_{21} = r_2 + r_1$ a $l_v = r_2 - r_1$ a k_{v1} vyjadřuje činitel zkrácení, rozložení případně křížení vinutí. V literatuře se často při návrhu zavádí parametr „lineární proudová vrstva“ K_i . S pomocí tohoto parametru pak lze rovnici (5.7) přepsat na [20]:

$$M = \frac{1}{4} \pi \cdot B_{\max} \cdot k_{v1} \cdot K_i \cdot D_{21}^2 \cdot l_v \cdot \sin \beta \quad (5.8)$$

Pro efektivní hodnotu indukovaného napětí diskového motoru jedné fáze lze odvodit vztah [20]:

$$U_{if} = \frac{\sqrt{2}}{2} B_{\max} \cdot \omega_m \cdot k_{v1} \cdot N \cdot D_{21} \cdot l_v \quad (5.9)$$

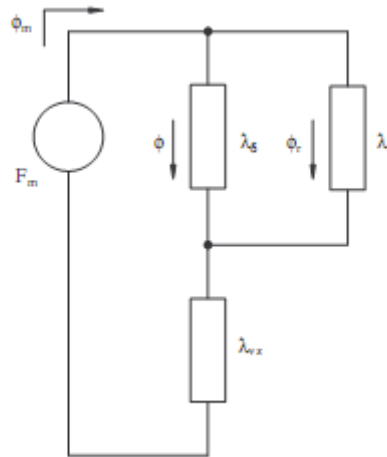
Pro vnitřní elektromagnetický výkon 3-fázového stroje z rovnice (5.9) vyplývá podle [20]:

$$P_i = 3 \cdot U_{if} \cdot I = \frac{\pi}{4} B_{\max} \cdot \omega_m \cdot k_{v1} \cdot K_i \cdot D_{21}^2 \cdot l_v \quad (5.10)$$

Podrobné odvození výše uvedených vztahů lze nalézt v literatuře [20].

Vztahy (5.3) až (5.10) velmi přesně platí pro návrh klasického synchronního motoru s PM, jehož stator je magneticky dobře vodivým materiálem. Pak lze poměrně dobře separovat a identifikovat hlavní a rozptylové toky v magnetickém obvodu motoru. Prostorový problém návrhu magnetického obvodu lze z velké části převést na rovinný problém a značná část přijatých zjednodušení pak nezanášejí do výpočtu významnou chybu. V případě motoru konstruovaného tzv. „bez železa“, kdy se magnetický tok mezi póly magnetu uzavírá přes vinutí pouze vzduchovým prostředím, je identifikace pracovních a rozptylových toků exaktní analytickou formou velmi obtížná. Problém zjištění jednotlivých magnetických vodivostí je nutno uvažovat v prostorovém uspořádání a přijatá zjednodušení již mohou vykazovat významnou odchylku. Pro přesný a optimalizovaný návrh je proto výhodnější použít simulačních softwarových programů na bázi přesných numerických metod. Analytické řešení je však možné s řadou přijatých zjednodušení a slouží spíše pro jakýsi prvotní návrh motoru. Podrobná metodika návrhu motoru bez železa je uvedena v literatuře [20]. Níže bude uveden pouze orientační výpočet výkonu a momentu čerpadla, tak aby vyhověl zadání z kapitoly 5.1.

Pro výpočet momentu a výkonu dle (5.8) a (5.10) je potřeba stanovit velikost magnetické indukce ve vzduchové mezeře. To lze realizovat pomocí jednoduchého náhradního obvodu na Obr. 5.5.



Obr. 5.5 Náhradní obvod magnetického obvodu motoru. Převzato z [20].

Hodnotu průměrné indukce ve vzduchové mezeře (pracovní bod magnetu) určíme z náhradního obvodu [20]:

$$B_m = \frac{B_r}{1 + \frac{\mu_0 S_m}{l_m \lambda_c}}, \quad (5.11)$$

kde B_r je remanentní magnetická indukce magnetu, S_m plocha magnetu l_m je výška magnetu a λ_c je celková magnetická vodivost tvořená sério-paralelní kombinací hlavního a rozptylového toku dle Obr. 5.5. Pro celkovou magnetickou vodivost tedy podle [20] plyne:

$$\lambda_c = \frac{(\lambda_\delta + \lambda_r) \cdot \lambda_{vz}}{(\lambda_\delta + \lambda_r) + \lambda_{vz}} = \frac{(\lambda_\delta + \lambda_r) \cdot (\lambda_{cm} + \lambda_{hm})}{(\lambda_\delta + \lambda_r) + (\lambda_{cm} + \lambda_{hm})}, \quad (5.12)$$

kde λ_δ je celková magnetická vodivost vzduchové mezery, λ_r je celková rozptylová indukčnost, λ_{cm} magnetická vodivost z čela magnetů, λ_{hm} magnetická vodivost rozptylového toku mezi sousedními magnety. Pro jednotlivé vodivosti uvedeme pouze výsledné vztahy, více viz [20]. Pro magnetickou vodivost z čela magnetů platí:

$$\lambda_{cm} = 2\mu_0 a \frac{16S_m}{(8R_1 + \pi R_2)^2} \cdot \frac{4\pi}{\left(\pi + 2\frac{R_1}{R_2}\right)^2} = 42,6nH \quad (5.13)$$

kde a je šířka magnetu, R_1 je střední vzdálenost dvou sousedních magnetů v rovině, R_2 je vzdálenost konců dvou magnetů v rovině. Pro magnetickou vodivost rozptylového toku mezi sousedními magnety λ_{hm} platí podle [20]:

$$\lambda_{hm} = 2\mu_0 a \cdot \frac{4\pi}{(\pi + 2)^2} = 33,4nH \quad (5.14)$$

Celková magnetická vodivost vzduchové mezery λ_δ [20] :

$$\lambda_\delta = \lambda_1 + \lambda_{23} + \lambda_{45} = \mu_0 \cdot \left\{ 4\delta \frac{4\pi \left(1 + \frac{x}{\delta}\right)^3}{3 \left(2 + \pi \left(1 + \frac{x}{\delta}\right)\right)^2} + a \frac{4\pi \left(1 + \frac{b}{a}\right)}{\left(\pi + \frac{2\delta}{x + \delta}\right)^2} + \frac{S_m}{2\delta} \right\} = \quad (5.15)$$

$$= 0,144 \mu H$$

kde 2δ je vzduchová mezera mezi protilehlými magnety, x je výška magnetu, a je šířka magnetu a b je délka magnetu. Pro celkovou rozptylovou vodivost platí λ_r [20]:

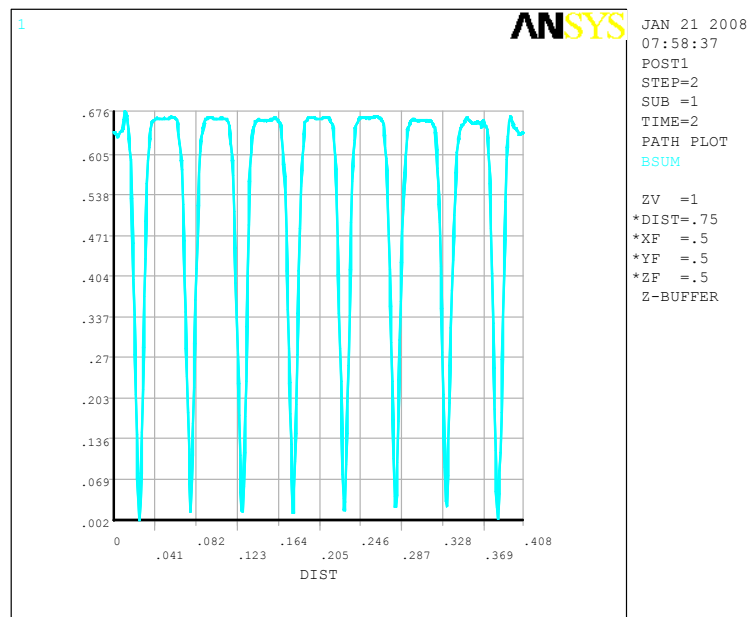
$$\lambda_r = \lambda_{bm} + \lambda_{cm} + \lambda_{hm} + \frac{\lambda_{23}}{2} + \frac{\lambda_{45}}{2} = 0,148 \mu H \quad (5.16)$$

kde λ_{bm} [20]:

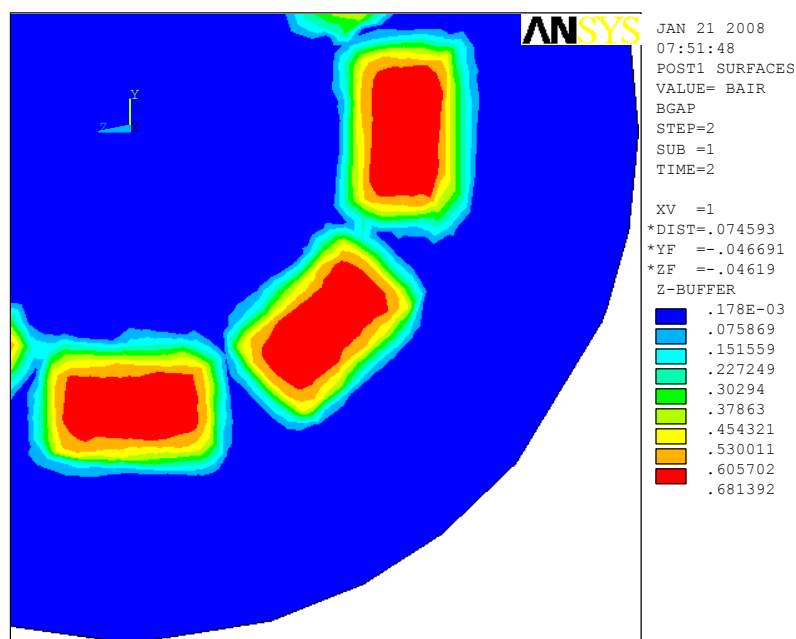
$$\lambda_{bm} = 2\mu_0 x \frac{1}{\alpha} \frac{r_2}{r_1} = 36,2 nH \quad (5.17)$$

úhel α svírají dva sousední magnety v rovině, r_1 je vnitřní poloměr uložení magnetů, r_2 je vnější poloměr uložení magnetů.

Dosazením (5.13) až (5.17) do (5.12) dostaneme pro celkovou vodivost $\lambda_c = 603 nH$. Pro magnetickou indukci z (5.11) dostaneme $B_m = 0,63$ T. Nyní lze dopočítat moment motoru pro daný pracovní bod (viz Tab.5.2) dle rovnice (5.8) dostaneme $M = 1,5 Nm$. Indukované napětí pro maximální otáčky $n = 2850 \text{ min}^{-1}$ je podle (5.9) $U_{if} = 147V$. A konečně vnitřní výkon pro jedno vinutí je dán podle rovnice (5.10) $P_i = 441,1W$. Tento výkon je dostatečný pro otáčení čerpadla (viz Tab. 5.1), při zapojení i druhého vinutí lze tak ještě výrazně zvýšit celkový výkon čerpadla. Jak bylo uvedeno dříve, je nutno brát tyto výpočty jako orientační a motor přesněji navrhnout pomocí softwarových designových nástrojů.

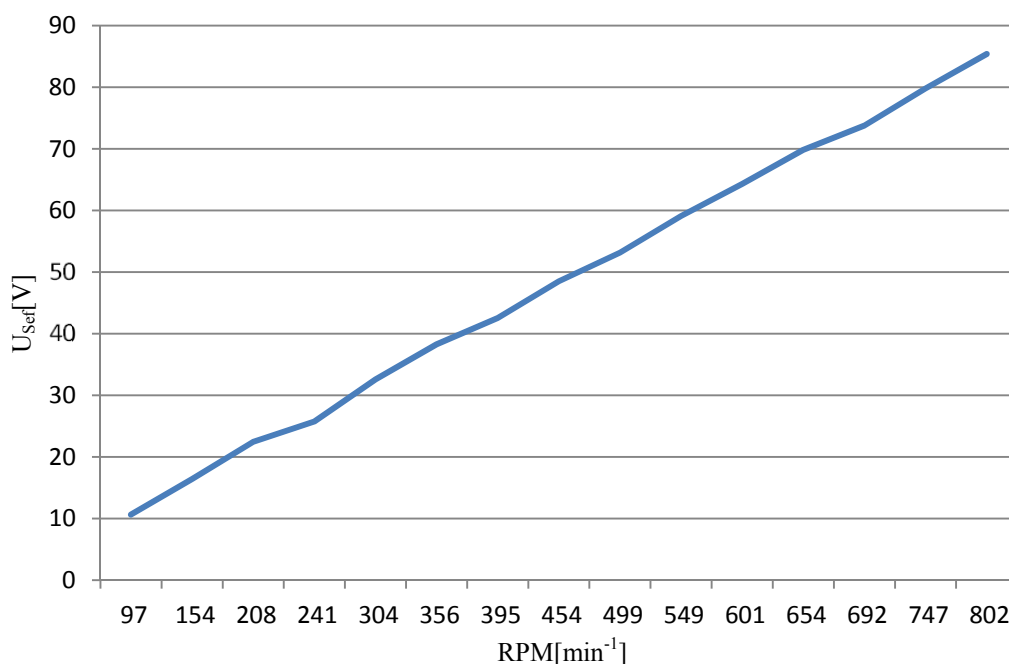


Obr. 5.6 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře modelovaný v programu Ansys.



Obr. 5.7 Grafické znázornění průběhu mag. indukce ve vzduchové mezeře (Ansys).

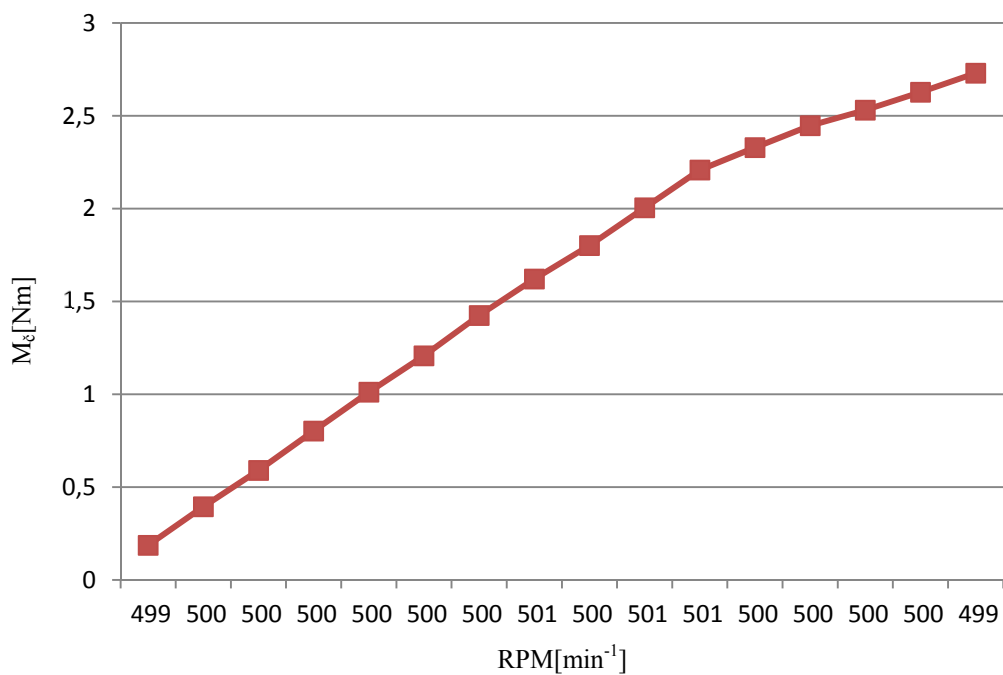
Finální návrh motoru byl proveden pomocí výpočetního programu ANSYS, výsledky rozložení magnetické indukce jsou znázorněny na Obr. 5.6 a Obr. 5.7.



Obr. 5.8 Průběh změřeného indukovaného napětí.

Na Obr. 5.8 je naznačen průběh změřeného indukovaného napětí (efektivní hodnota) při zapojení obou segmentů vinutí do série (napětí je měřeno jako sdružené). Z výsledků lze konstatovat, že změřené hodnoty přibližně odpovídají, i přes řadu výrazných zjednodušení, orientačnímu analytickému výpočtu, který byl naznačen v této kapitole. Obr. 5.9 pak dále demonstruje průběh momentu motoru zatěžovaného při konstantních

otáčkách. Závěrem lze říci, že navržený motor svými parametry plně postačuje požadavkům dle Tab. 5.1.



Obr. 5.9 Průběh momentu motoru při konstantních otáčkách.

6. Návrh aktivního magnetického ložiska

6.1 Úvod do problematiky, historie, současný stav

Zkoumáním vlastností elektromagnetického pole se došlo k poznatku, že magnetickou levitaci lze realizovat několika způsoby. Jedním z využití magnetické levitace jsou právě aktivní magnetická ložiska. Historii magnetických ložisek lze vystopovat pomocí udělených patentů v této oblasti. První vlaštvou v této oblasti byl patent udělený Jessemu Beamsovi z Virginské univerzity během druhé světové války (1941) a týkal se ultracentrifug (odstředivky vysokých rychlostí) používaných při výrobě atomové bomby. Avšak tato technologie nedoznala rozvoje, dokud nedošlo ke zdokonalení řídicí elektroniky a počítačově založeného návrhu řízení, publikovaných v pracích Habermanna a Schweitzera. Pokusy o magnetickou levitaci či realizaci magnetického ložiska s různým uspořádáním permanentních magnetů se objevovaly i před rokem 1941, v důsledku Earnshawova teorému je nemá smysl zmiňovat. První komerční nasazení aktivního magnetického ložiska bylo v aplikaci s turbínou, kde odstranilo olejové nádrže kompresorů plynovodů. Odstranění olejových nádrží mělo za následek snížení rizika požárů a snížení ceny pojištění a tím snížením celkových provozních nákladů. Úspěšné nasazení magnetických ložisek vedlo postupně k přechodu na diskretní řízení. Díky vývoji řídicích systémů a softwarů se objevují nové příležitosti pro aplikace magnetických ložisek, která představují odolná, hospodárná a osvědčená řešení, jež lze snadno zavést do průmyslové praxe. Specifické vlastnosti magnetických ložisek předurčily průmyslová odvětví, ve kterých jsou nejčastěji nasazovány. Magnetická ložiska jsou tak v současnosti využívána v polovodičovém a molekulárním průmyslu jako součásti molekulárních čerpadel, kde jsou požadovány vysoké úrovně vakua při iontových implementacích, nanášení vrstev, leptání, napařování, mikro-tisku atd. Setkáme se s nimi ve spektroskopech, elektronových mikroskopech a částicových urychlovačích. Od počátku svého vzniku se objevovala magnetická ložiska v aplikacích s kompresory, kde se používají v provozech se zemním plynem, vodíkem a ve vzduchotechnice. Magnetické ložisko (ML) zde přispělo k šetrnějšímu přístupu k životnímu prostředí, vyloučilo přítomnost oleje a tím možnosti kontaminace, snížilo spotřebu energie, provozní náklady, vibrace atd. Vyloučením mazání ML umožnilo návrh hermeticky uzavřených kompresorů s lepšími tepelnými vlastnostmi při vysokých rychlostech (chladicí technika, kryogenika atd.). ML jsou ideální pro všechny typy neutronových přerušovačů. Umožňují jejich bezúdržbový chod a zabraňují kontaminaci uhlovodíkem ve vakuovém prostředí. Také farmaceutický a biotechnický průmyslu vyžaduje nekontaktní a sterilní prostředí. Zajímavou, v budoucnu atraktivní a velmi prospěšnou aplikací ML je ve spojení s náhradními srdečními pumpami, které pomáhají lékařům při neustále narůstajícím nedostatku dárců srdce. Náhradní srdeční pumpy s ML snižují vliv na krevní hemolýzu a srážení. V průmyslu se vyskytují i tzv. hybridní ložiska. Hybridní ložiska v sobě kombinují výhody klasických ložisek a magnetických. Při nízkých rychlostech a vysoké zátěži poskytuje magnetické ložisko výhody vznášení a tlumení. Při vysokých rychlostech klasické ložisko poskytuje zvýšenou nosnost a také

slouží k zachycení zátěže při přerušení napájení magnetických ložisek. Výše uvedený výčet možností aplikací ML dokazuje impozantní vývoj, kterým ML od svého vzniku prošla. S vývojem výpočetních technologií lze očekávat jejich další pronikání do nových průmyslových oborů a zdokonalování již stávajících aplikací. Tam kde klasické postupy a technologie narážejí již na své možnosti, mohou být ML obstojnou alternativou, která tyto hranice posune zase o něco dále [20], [22], [23], [24], [30].

6.2 Druhy magnetických ložisek, princip činnosti

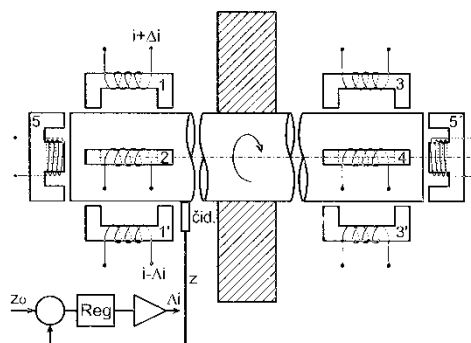
Princip činnosti magnetických ložisek je založen na využití přitažlivých nebo odpudivých magnetických sil, působících na feromagnetikum (paramagnetika se kvůli slabým reakčním polím nepoužívají). Obecně lze ložisko popsat jako mechanickou pružnou vazbu mezi dvěma tělesy, kde pevná část je stator a pohyblivá rotor. Magnetická ložiska můžeme rozlišit na aktivní či pasivní, podle toho zda pro svoji činnost potřebují dodávat elektrickou energii. Samotné aktivní ani pasivní ložisko neumožňuje stabilní levitaci. Poloha rotoru má totiž šest stupňů volnosti (tři translační a tři rotační). Jestliže uvažujeme otáčení rotoru nezávislé na magnetickém ložisku, pak nám zbývá řešení stability 5 stupňů volnosti. Pro úspěšnou stabilizaci levitace je tedy nutné použít kombinace radiálních a axiálních ložisek. Podle dané konfigurace ložisek se pak mezi jejich statory a rotory vytvoří magnetické či elektromagnetické pole, které zajistí tuhost v radiálním a axiálním směru [22].

Důležitou vlastností magnetického ložiska je jeho chování z hlediska mechaniky tuhých těles. Jak již bylo zmíněno, vzniká mezi statorem a rotorem ML mechanická vazba. Tato vazba zajišťuje konstantní vzdálenost mezi rotorem a statorem s cílem umožnit otáčení při minimálním tření. Ložisko je tedy definováno pomocí tuhosti K a koeficientu tření μ . Tuhost je pak diferenciální funkcí závislou na poloze pohybující se části, tedy reakční síly mohou být úměrné změně posunu a rychlosti posunu.

$$F = K \cdot x + K_1 \cdot \frac{dx}{dt} + K_2 \cdot \frac{d^2x}{dt^2} \quad (6.1)$$

Právě dynamická tuhost a nižší měrná nosnost magnetických ložisek oproti mechanickým je jejich zásadní nevýhodou. Naopak mezi jejich výhody patří: vysoká rychlost otáčení (omezena jen mechanickou pevností rotujících částí), vyloučení mechanického kontaktu (vyšší životnost, neovlivňuje okolní prostředí), výrazné zmenšení tření (závislé na hysterezích ztrátách a vířivých prouděch), tichý chod bez vibrací, možnost práce ve vzduchoprázdnu, pracuje při vysokých i nízkých teplotách, v agresivním prostředí, nepotřebuje mazání (ekologické, omezuje možnost havárie) atd. Další výhodou je zajištění statického i dynamického vyvážení rotoru a tím odstranění jeho nevyvážení. Lze také potlačit problémy při malých otáčkách či kolem kritických frekvencí (rezonance) [23].

Pasivní magnetická ložiska se konstruují jak radiální, tak i axiální. Tvořena jsou buď permanentními magnety, nebo elektromagnety se stejnosměrným budícím proudem. Nevýhodou pasivního ložiska je malá tuhost a prakticky žádné tlumení. Nosnost ložiska lze zvyšovat větší magnetickou indukcí ve vzduchové mezeře (větší budící proud, silnější permanentní magnety). Příkladem magnetického axiálního ložiska může být již zmíněná levitace diamagnetika nad supravodičem. Nosnost a tuhost ložiska lze výrazně zvýšit použitím Halbachovy soustavy permanentních magnetů [22].

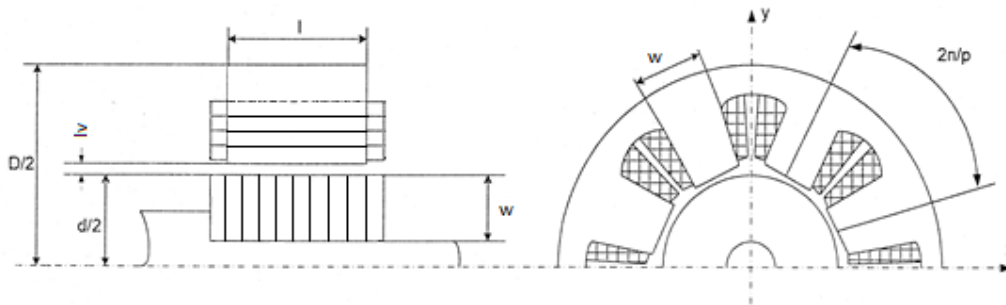


Obr. 6.1 Příklad soustavy aktivních magnetických ložisek. Převzato z [22].

Aktivní ložisko je založeno na principu EMS. Pomocí elektromagnetů se zpětnovazební regulací proudu v cívkách je vytvořeno proměnné magnetické pole, které udržuje levitující těleso v požadované poloze. Pro vytvoření aktivního magnetického ložiska je potřeba nejméně dvou elektromagnetů. Konstrukce ložisek jsou různé, stator se nejčastěji skládá ze soustavy elektromagnetů (obvykle osm až dvanáct), které mohou být zapojeny do série tak aby se polarita sousedních elektromagnetů střídala. Rotor je pak tvořen feromagnetikem, k omezení ztrát vířivými proudy je složen z plechů. Pomocí aktivního magnetického ložiska lze rotor řídit (při značném tlumení) ve všech stupních volnosti, kromě otáčení kolem vlastní osy, viz Obr. 6.1. Pro každý řízený stupeň volnosti (celkem 5) je čidlem sledována poloha rotoru (hřídele). Čidla zpracovávají signál o poloze, jejich signály jsou ve zpětné vazbě zpracovány regulátorem, který pomocí výkonové části řídí budicí proudy elektromagnetů a tím i přitažlivé síly. Řídicím signálem budicích proudů je rozdíl žádané polohy od aktuální polohy z čidel. Tento signál regulátor vyhodnotí a pomocí regulátoru vnutí do vinutí jednoho elektromagnetu o Δi větší proud a naopak protějším elektromagnetu sníží budicí proud o Δi . Pro určení polohy hřídele se používají různé typy čidel. Jednoduché induktivní čidlo pracuje s cívkou, která je zapojena do oscilačního obvodu, při změně vzduchové mezery dojde k rozladění obvodu. Zapojení s diferenciálním induktivním čidlem polohy tvoří dvojice cívek na feritových jádrech umístěných na protějším stranách hřídele. Cívky jsou zapojeny ve větvích střídavého můstku. Jakmile se zvětší (zmenší) vzduchová mezera dojde k rozvážení můstku a ke změně signálu polohy. Dále je možné použít kapacitní, optická, ultrazvuková, čidla s Halovými sondami a další.

6.3 Návrh magnetického obvodu ložiska

Návrh magnetického ložiska spočívá v nalezení minimálních rozměrů aktivní části (magnetický obvod) při dodržení požadovaných parametrů (především dostatečná síla, oteplení, maximální indukce atd.). Návrh magnetického obvodu lze díky použití silně magneticky vodivého materiálu (nejčastěji vhodné plechy) zjednodušit na rovinný problém. I přesto je magnetický obvod ložiska natolik složitý, že jeho chování popisuje celá řada důležitých, nejenom geometrických, parametrů. Z toho důvodu je nutné několik parametrů zvolit a zbylou část pak dopočítat pomocí matematických metod pro nalezení extrému funkcí („citlivostní“ analýza).



Obr. 6.2 Příklad typického uspořádání magnetického obvodu ložiska. Převzato z [31]

Příklad typické geometrie aktivního magnetického ložiska je na Obr. 6.2, kde jsou také naznačeny jeho hlavní geometrické parametry: D – vnější průměr ložiska, d – vnitřní průměr, l – délka aktivní části železa, p – počet pólů, w – šířka pólu, τ – pólová rozteč, l_v – vzduchová mezera.

Problém optimalizace je tedy dán zvolením základních parametrů a následně nalezením zbývajících. V našem případě se jeví nejvýhodnější definování vnějších parametrů, tedy vnější průměr D a délku l . Tyto parametry jsou víceméně definovány tělesem čerpadla. Dále je vhodné zvolit délku vzduchové mezery l_v , pak již zbývá dopočítat pouze dva vnitřní parametry a to vnitřní průměr d a šířku pólového nástavce w . Problém optimalizace rozměrů ložiska se následně redukuje na nalezení vázaných extrémů funkce dvou proměnných, který je často poměrně snadno řešitelný. Samozřejmě kombinace volených a počítaných parametrů může být libovolná [31]. Uvedený postup neoptimalizuje ložisko z hlediska počtu pólů [25]. Tento problém lze řešit samostatně a následně pak optimalizovat rozměry zvoleného počtu pólů.

Hledáme tedy vhodnou velikost pólového nástavce tak, aby byla dosažena maximální síla při dodržení maximální indukce B_{max} a proudové hustoty σ_j . Dle Ampérova zákona celkového proudu můžeme psát [31]:

$$\sigma_j \cdot k_{cu} \cdot S_{cu} = \frac{B}{\mu_0} \cdot 2l_v \quad (6.2)$$

kde $k_{cu} = 0.3 - 0.5$ je koeficient zahrnující činitel tvaru, izolace a plnění, $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ je permeabilita vakua. Pro průřez vinutí připadající na jeden pól S_{cu} pak platí:

$$S_{cu} = \left(\frac{D}{2} - \frac{d}{2} - w \right) \cdot \left(\frac{\pi \cdot d}{p} - w \right) \quad (6.3)$$

Z rovnic (6.2) a (6.3) dostaneme vztah pro magnetickou indukci B , jako funkci dvou proměnných [31]:

$$B(d, w) = K_B \left(\frac{D}{2} - \frac{d}{2} - w \right) \cdot \left(\frac{\pi \cdot d}{p} - w \right), \quad (6.4)$$

kde

$$K_B = \frac{\mu_0 \cdot \sigma_j \cdot k_{cu}}{2l_v} \quad (6.5)$$

Magnetická síle je dána vztahem [31]:

$$F = \frac{p \cdot a_p \cdot l \cdot w}{8 \cdot \mu_0} B^2 \quad (6.6)$$

kde a_p je koeficient závislý na počtu pólů. Podle (6.4) a (6.6) dostaneme vztah pro magnetickou sílu závislou na vnitřním průměru a šířce pólového nástavce [31]:

$$F(d, w) = K_F \cdot K_B^2 \left(\frac{D}{2} - \frac{d}{2} - w \right)^2 \left(\frac{\pi \cdot d}{p} - w \right)^2 \cdot w, \quad (6.7)$$

kde

$$K_B = \frac{p \cdot a_p \cdot l}{8 \mu_0} \quad (6.8)$$

Nyní lze problém optimalizace geometrických parametrů aktivního magnetického ložiska přenést na matematickou úlohu nalezení vázaných extrémů, tedy nalezení extrému funkce $F(d, w)$ na křivce maximální magnetické indukce $B(d, w) = B_{max}$. S využitím Lagrangeovy metody neurčitých koeficientů lze najít tyto extrémy pro novou funkci [28], [29]:

$$X(d, w) = F(d, w) + \lambda \cdot g(d, w) \quad (6.9)$$

Kde λ je Lagrangeův multiplikátor a funkce $g(d, w)$ vznikla spojením (6.4) a podmínky $B(d, w) = B_{max}$:

$$g(d, w) = \left(\frac{D}{2} - \frac{d}{2} - w \right) \cdot \left(\frac{\pi \cdot d}{p} - w \right) - \frac{B_{max}}{K_B} \quad (6.10)$$

Obě rovnice (6.7) a (6.10) jsou totálně diferencovatelné, a rovnice (6.10) má v každém bodě alespoň jednu parciální derivaci různou od nuly (problém existence lokálního extrému). Pak lze najít lokální extrém na křivce $g(d, w)$ řešením následujících rovnic s neznámými d_0, w_0, λ [28], [29]:

$$\frac{\partial X(d, w)}{\partial d} = 0, \frac{\partial X(d, w)}{\partial w} = 0, g(d, w) = 0 \quad (6.11)$$

Aplikováním podmínek (6.11) dostaneme soustavu tří rovnic o třech neznámých:

$$\left(\frac{D}{2} - \frac{d}{2} - w \right) \cdot \left(\frac{\pi \cdot d}{p} - w \right) = \frac{B_{max}}{K_B} \quad (6.12)$$

$$\left[\frac{\pi \cdot D}{2} - \frac{2\pi \cdot d}{2} + w \cdot \left(1 - \frac{2\pi}{p} \right) \right] \cdot [2K_F \cdot K_B \cdot B_{\max} \cdot w + \lambda] = 0 \quad (6.13)$$

$$\left[\frac{D}{2} - d \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{\pi}{p} \right) - 2 \cdot w \right] \cdot [2K_F \cdot K_B \cdot B_{\max} \cdot w + \lambda] = K_F \cdot B_{\max}^2 \quad (6.14)$$

Rovnice (6.13) a (6.14) mají stejný člen $(2K_F \cdot K_B \cdot B_{\max} \cdot w + \lambda)$ tento člen nesmí být roven nule, jinak by rovnice (6.14) neplatila. Pak je tedy zřejmé, že v rovnici (5.29) musí být roven nule první člen. Vyjádřením této podmínky dostaneme soustavu dvou rovnic o dvou neznámých d a w , kterou lehce vyřešíme vzájemným dosazením:

$$\left(\frac{D}{2} - \frac{d}{2} - w \right) \cdot \left(\frac{\pi \cdot d}{p} - w \right) - \frac{B_{\max}}{K_B} = 0 \quad (6.15)$$

$$\left(\frac{\pi \cdot D}{2} - \pi \cdot d - w \right) \cdot \left(1 - \frac{2\pi}{p} \right) = 0 \quad (6.16)$$

Pak pro vnitřní průměr ložiska lze psát:

$$d = \left(\frac{p}{2\pi} - 1 \right) \cdot w + 0,5 \cdot D \quad (6.17)$$

Šířku pólových nástavců w vyjádříme dosazením rovnice (6.17) do (6.15) a po zjednodušení dostaneme kvadratickou rovnici:

$$a \cdot w^2 + b \cdot w + c = 0, \quad (6.18)$$

kde

$$a = 1 + \left(\frac{p}{2\pi} - 1 \right) \left(\left(\frac{1}{2} - \frac{\pi}{p} \right) - \frac{1}{4} + \frac{\pi}{2p} \right); \quad b = - \left(1 + \frac{2\pi}{p} \right) \cdot \frac{D}{4}; \quad c = \frac{\pi \cdot D^2}{8p} - \frac{B_{\max}}{K_B} \quad (6.19)$$

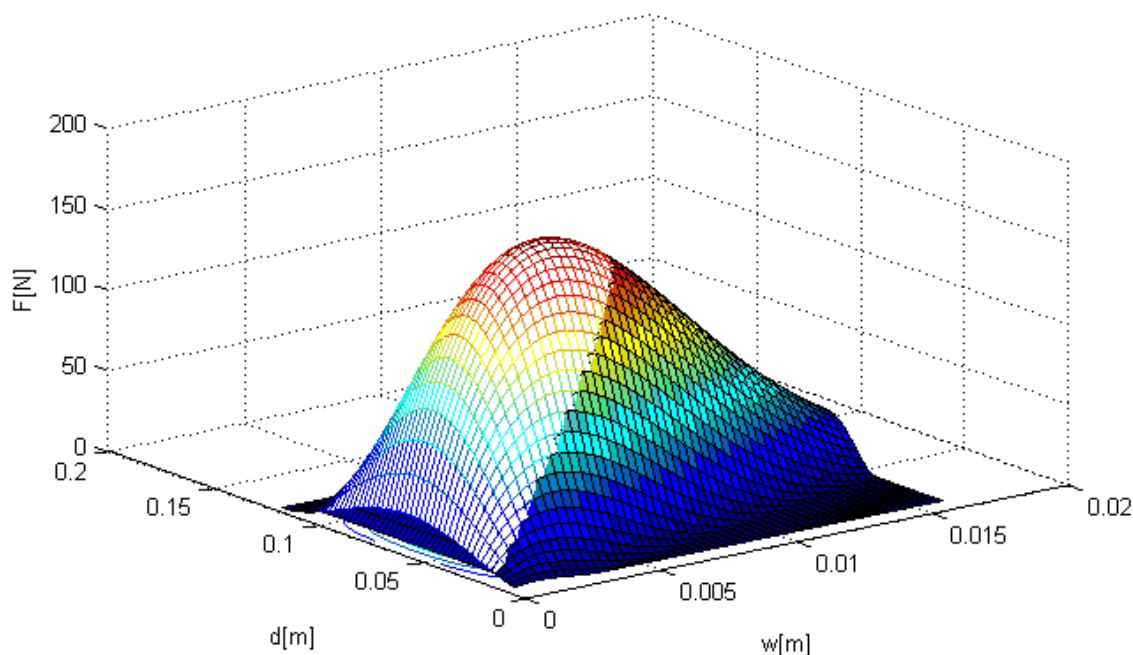
Nyní tedy můžeme provést výpočet parametrů ložiska. Nejprve je nutné zvolit počáteční parametry. Vnější průměr a délka je volena dle parametrů čerpadla, protože ložisko bude usazeno do vstupního nasávacího přívodu. $D = 0,12m$ a délka ložiska $l = 0,035m$ je volena pro potřeby kvalitního upevnění na čerpadlo. Vzduchová mezera je $\delta = 0,00035$ m, maximální proudová hustota je volena $j_{\max} = 3,5 \cdot 10^6$ A/m², činitel uložení vinuti $K_{cu} = 0,4$ indukce ve vzduchové mezeře je $B_{\max} = 0,9$ T, počet pólů $p = 8$. Na základě těchto parametrů pak můžeme dosazením do rovnic (6.17) až (6.18) dopočítat zbývající parametry jako vnitřní průměr a šířku pólů. Vyčíslením a dosazením koeficientů z rovnice (6.18) do rovnice (6.19) dostaneme kvadratickou rovnici:

$$1,0147 \cdot w^2 + (5.3562e-2) \cdot w + (3e-4) \cdot c = 0 \quad (6.20)$$

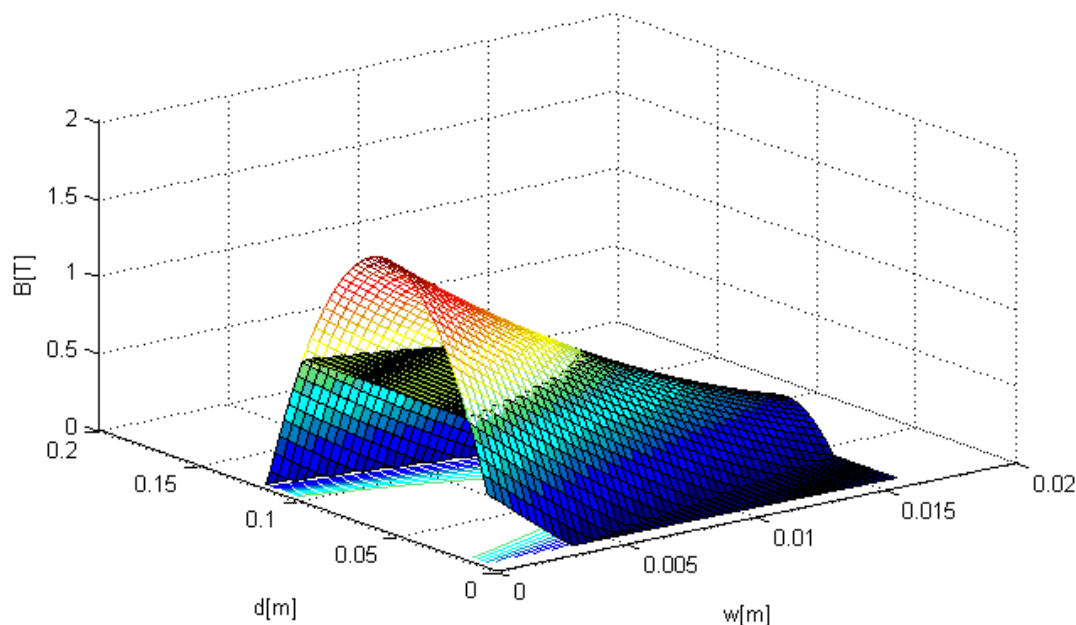
Jejím řešením jsou dva reálné kořeny $w_1 = 4.62e^{-2}$ m $w_2 = 6.11e^{-3}$ m volbou první větší šířky bychom se dostali do sporu s vnitřním průměrem, proto volíme šířku pólu w_1 a tu dosadíme do (6.17)

$$d = 0.2732 \cdot 6,11e - 3 + 0,06 = 61,8e - 3 \text{ m} \quad (6.21)$$

Tímto jsou veškeré parametry pro konstrukci statoru známy. Takto navržené ložisko je schopné v pracovním bodě vyvinout sílu 190N. Průběh síly a magnetické indukce ve vzduchové mezeře je na Obr. 6.3 a Obr. 6.4 Tmavá hranice určuje podmínku maximální indukce 0,9T a tvoří tak řeznou rovinu, na které můžeme najít maximální sílu.



Obr. 6.3 Průběh magnetické síly ve vzduchové mezeře ložiska, v závislosti na vnitřních parametrech. Světlá část grafu vymezuje zakázaný prostor kdy je magnetická indukce vyšší než dovolená maximální hodnota $B_{max} = 0,9$.



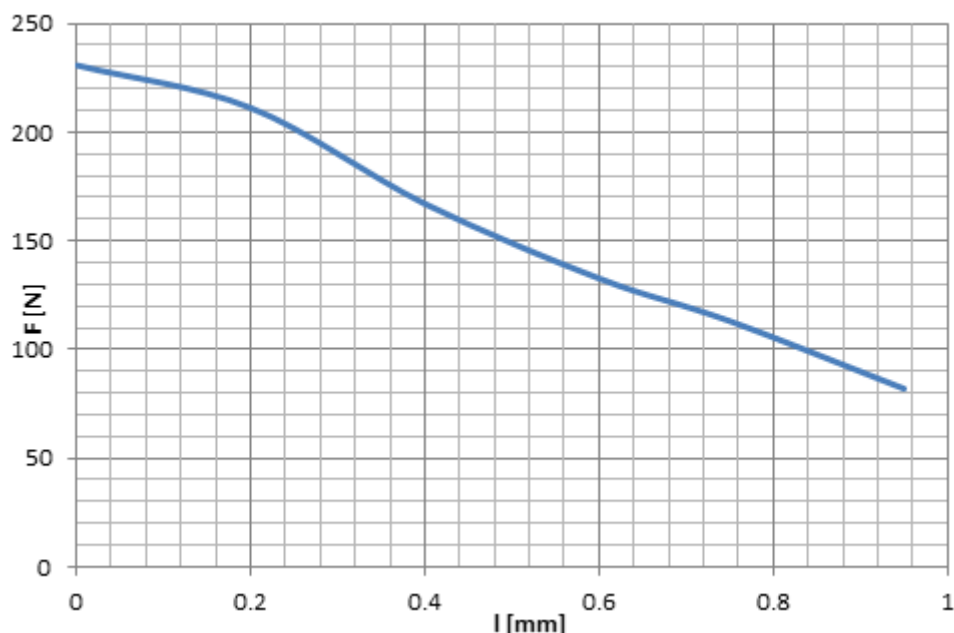
Obr. 6.4 Průběh magnetické indukce ve vzduchové mezeře ložiska, v závislosti na vnitřních parametrech. Světlá část grafu vymezuje zakázaný prostor kdy je magnetická indukce vyšší než dovolená maximální hodnota $B_{max}=0,9$.

Na základě těchto výpočtů byl zvolen již existující stator, který se nejvíce blížil vypočteným hodnotám. Parametry zkonstruovaného ložiska jsou uvedeny v Tab 6.1.

Tab 6.1 Parametry realizovaného ložiska

Parametr	Hodnota
Jmenovité zatížení rotoru ložiska	43N
Vnější průměr	12,3 mm
Vnitřní průměr	6,4 mm
Délka pólu	40mm
Šířka pólu	6 mm
Průřez vinutého drátu	0,38mm ²
Mag. síla na jednu cívku při buzení 2A, a jmenovité vzduchové mezeře	170 N

Síla oproti výpočtu poklesla přibližně o 10%. Vzhledem ke jmenovité zátěži 43N ložisko disponuje dostatečnou dynamickou odezvou až 3G, při zanedbání tlumících jevů čerpané kapaliny. Čerpaná kapalina navíc působí proti tíhové síle unášeného rotoru. Síla v krajní klidové pozici rotoru (s největší vzduchovou mezerou) je při proudové hustotě 5Amm⁻² přibližně 132N, Toto je bezpečně velká hodnota k utržení rotoru z klidové polohy do nominální. Průběh měřené magnetické síly je znázorněn na Obr. 6.5. Zde je již patrné přesycování statoru ložiska při minimální vzduchové mezeře.



Obr. 6.5 Průběh magnetické síly realizovaného ložiska v závislosti na velikosti vzduchové mezery.

K návrhu lze přistoupit i z opačné strany, kdy si definujeme potřebnou sílu v pracovním bodě a zpětně optimalizujeme tvar okna vinutí, aby vyhověl zadaným vnějším parametrům, obdobně jako v [30]. Zkonstruované magnetické ložisko, již připevněné na čerpadle, je zobrazeno na Obr. 5.2.

6.4 Řízení aktivního magnetického ložiska

Modelování a řízení magnetického ložiska představuje silně nelineární problém. Nelineární vlastnosti magnetických materiálů, existence pohybového napětí a další vlastnosti magnetického ložiska lze popsat systémem nelineárních rovnic, které jsou obecně velmi obtížně řešitelné. Základním předpokladem správného řízení je co nejpřesnější popis a identifikace řízené soustavy, tzn. sestavit přesný matematický model a na jeho základě pak zvolit metodu a způsob regulace. Matematický model pak slouží jako nástroj simulace reálného systému a jeho provozních stavů. Jeho reálná použitelnost a přesnost jde samozřejmě na úkor provedených zjednodušení. Matematický model lze například rozdělit na model uvažující nelineární železo, tedy proměnnou relativní permeabilitu v závislosti na intenzitě magnetického pole. A alternativně na model, který předpokládá provoz magnetického ložiska v lineární oblasti magnetizační charakteristiky. V dalším budeme uvažovat právě tento případ [30].

Pokud tedy uvažujeme lineární vztah mezi magnetickou indukcí B a mag. intenzitou H , pak lze vyjádřit spřažený magnetický tok ψ jako lineární funkci proudu i :

$$\psi = L \cdot i \quad (6.22)$$

kde pro indukčnost L platí:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot S_{Cu} \cdot N^2}{\frac{l_{fe}}{\mu_r} + 2l_v} \quad (6.23)$$

Při napájení elektromagnetu z vnějšího napěťového zdroje lze z druhého Kirchhoffova zákona odvodit napěťovou rovnici:

$$u = R_{ML} \cdot i + \frac{d\psi(i, l_v)}{dt} = R_{ML} \cdot i + i \cdot v \cdot \frac{\partial L}{\partial l_v} + L \cdot \frac{di}{dt} \quad (6.24)$$

Indukované napětí je tedy vyjádřeno totálním diferenciálem magnetického toku, kde jedna část představuje tzv. pohybové napětí a druhá část indukované napětí, způsobené změnou proudu v cívce. Pro kompletní elektromechanický popis ložiska (resp. jednoho levitačního magnetu) je nutno rovnici doplnit o druhý Newtonův pohybový zákon:

$$m \frac{d^2 l_v}{dt^2} = F_M - G \quad (6.25)$$

Kde G je tíha vyvolaná hmotností soustavy rotoru mag. ložiska a F_M je magnetická síla vyvolaná proudem ve vinutí elektromagnetu. Sílu lze určit z magnetické energie soustavy elektromagnetu. Je obecně známo, že velikost magnetické síly je dána změnou magnetické energie:

$$F_M = -\frac{\partial W}{\partial y}, \text{ kde } dW = i \cdot d\psi \quad (6.26)$$

Vyjádříme-li magnetickou energii pomocí (6.22) a dosazením do (6.26) dostaneme:

$$F_M = -\frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{\partial L}{\partial l_v} \cos \alpha$$

$$\frac{\partial L}{\partial l_v} = \frac{-2 \cdot \mu_0 \cdot S_{Fe} \cdot N^2}{\left(2 \cdot l_v \cdot \frac{l_{Fe}}{\mu_r}\right)} \quad (6.27)$$

Kde výraz „ $\cos(\alpha)$ “ zohledňuje natočení (uspořádání) magnetu ze svislé osy. Rovnice (6.24) a (6.25) pak plně popisují chování elektromagnetu. Pro kompletní popis aktivního radiálního magnetického ložiska pak stačí zahrnout vztahy pro zbývající elektromagnety, ty jsou však analogické. Pro protilehlé magnety je nutné uvažovat opačné směrnice nárůstu proudu a směru polohy. Popsaný systém představuje nelineární systém třetího řádu, který je obtížně říditelný. Existují metody pro návrh nelineární regulace založené na Ljapunovských kritériích stability nelineární soustavy, či další moderní adaptivní techniky regulace (neuronové sítě, fuzzy, atd.) [21]. Výhodou těchto metod je schopnost pracovat v širokém rozsahu kolem pracovního bodu. Pokud se ovšem spokojíme s nižší přesností, lze nelineární systém linearizovat v okolí stabilního pracovního bodu a návrh regulace pak řešit pomocí jednoduchých standardních lineárních metod. Výhodou je snadný návrh regulátoru, nízké nároky na výpočetní

výkon a jednoduchá realizace řídicí elektroniky. Předpokladem k bezpečnému chodu je však dostatečně robustní a rychlý řídicí systém s velkou dynamickou v aktivní části systému (ložisko s dostatečně dynamickou odezvou). Linearizaci lze například provést náhradou Taylorovým rozvojem stupně jedna v okolí pracovního bodu l_{v0} v daném okamžiku t . Máme-li tedy obecný systém dif. rovnic n -tého řádu (případně rovnic n -tého řádu) [26], [28], [29]:

$$\begin{pmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ \vdots \\ \frac{dx_n}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1(x_1 \cdots x_n, u_1 \cdots u_n) \\ f_2(x_1 \cdots x_n, u_1 \cdots u_n) \\ f_3(x_1 \cdots x_n, u_1 \cdots u_n) \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1(x_1 \cdots x_n, u_1 \cdots u_r) \\ f_2(x_1 \cdots x_n, u_1 \cdots u_r) \\ f_3(x_1 \cdots x_n, u_1 \cdots u_r) \end{pmatrix} \quad (6.28)$$

definujeme-li funkci jako přírůstek v okolí pracovního bodu pak můžeme psát:

$$\begin{aligned} u_1 &= u_{10} + \Delta u_1 \cdots, u_r = u_{r0} + \Delta u_r \\ x_1 &= x_{10} + \Delta x_1 \cdots, x_n = x_{n0} + \Delta x_n \\ y_1 &= y_{10} + \Delta y_1 \cdots, y_m = y_{m0} + \Delta y_m \end{aligned} \quad (6.29)$$

Dosažením (3.46) do (3.45) dostaneme:

$$\frac{dx_i}{dt} = \frac{d\Delta x_i}{dt} = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f_i}{\partial x_i} \right)_{x_0} \Delta x_i + \sum_{i=1}^r \left(\frac{\partial f_i}{\partial u_i} \right)_{u_0} \Delta u_i, \quad \text{kde } \frac{dx_{i0}}{dt} = 0 \quad (6.30)$$

Aplikováním rovnic (6.28) až (6.30) na systém magnetického ložiska v okolí rovnovážného bodu $l_v = l_{v0}$, $v = 0$, $i = i_0$ dostaneme:

$$\Delta u = R_{ML} \cdot \Delta i + i_0 \cdot \Delta v \cdot \left(\frac{-2\mu_0 \cdot N^2 \cdot S_{Cu}}{\left(2l_{v0} + \frac{l_{Fe}}{\mu_r}\right)^2} \right)_{l_{v0}} + \left(\frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot S_{Cu}}{2l_{v0} + \frac{l_{Fe}}{\mu_r}} \right) \cdot \frac{d\Delta i}{dt} \quad (6.31)$$

A pro sílu při zanedbání úbytku magnetického potenciálu v železe:

$$\begin{aligned} \Delta F_M &= \frac{\partial}{\partial i} \left(-\frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{\partial L}{\partial l_v} \cos \alpha \right) + \frac{\partial}{\partial l_v} \left(-\frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{\partial L}{\partial l_v} \cos \alpha \right) \\ \Delta F_M &= \left(i_0 \cdot \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot S_{Fe}}{l_{v0}^2} \cos \alpha \right) \cdot \Delta i - \left(\frac{1}{2} \cdot i_0^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot S_{Fe}}{l_{v0}^3} \cos \alpha \right) \Delta l_v \end{aligned} \quad (6.32)$$

Vyčíslením soustavy rovnic dostaneme linearizovaný systém přepsaný do stavového tvaru:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta X}{dt} &= A \cdot \Delta X + B \cdot U \\ \Delta Y &= C \cdot X + D \cdot U \end{aligned} \quad (6.33)$$

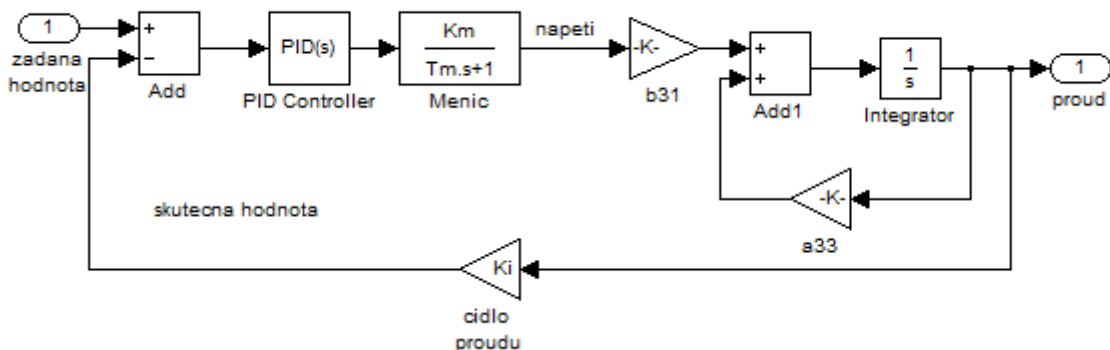
kde matice A a B v naší konkrétní aplikaci vycházejí:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 56057 & 0 & -31 \\ 0 & 1797 & -122 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 13.2 \end{bmatrix} \quad (6.34)$$

Takto linearizovaný systém lze již snadno převést Laplaceovou transformací do operátorové oblasti a zde využít řadu návrhových metod ke stanovení regulační struktury. Problém řízení magnetického ložiska spočívá v udržování konstantní jmenovité vzduchové mezery na základě informace z polohových čidel. Jedná se tedy o klasický problém řízení servomechanismu. V této oblasti se poměrně dobře osvědčila kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou a případně i rychlostní smyčkou. Tento druh regulační struktury je právě zvolen pro řízení navrženého ložiska. U složitějších mechanických soustav, zvláště těch, které nejsou dostatečně tuhé (dvojhmotový systém), už vnější popis soustavy nemusí dostačovat a je výhodnější navrhovat regulační strukturu ve stavovém prostoru, kde je lepší kontrola dynamických veličin [32]. Vzhledem k tomu, že mechanická soustava čerpadla a ložiska je malých a kompaktních rozměrů, lze předpokládat dobrou tuhost celé mechanické soustavy. Ložisko je dále poměrně předimenzované a je tedy dostatečně dynamicky robustní. Ke klidnému chodu zřejmě přispěje i tlumící vliv kapaliny v aktivním prostoru čerpadla. S uvažováním všech těchto důvodů se jeví jako dostačující použití kaskádní struktury s podřízenou proudovou smyčkou.

K základnímu návrhu regulátoru použijeme metodu optimálního modulu, jedná se o metodu založenou na standardním požadovaném tvaru uzavřené smyčky. Tato metoda se dobře osvědčila při návrhu kaskádních struktur v servopohonech [27]. Výhodou je její robustnost, daná velkou fázovou bezpečností. Pro samotný návrh regulátoru musíme nejprve identifikovat soustavu proudové smyčky. K tomu využijeme linearizovaných rovnic (6.33) a (6.34). Dobrou představu o podobě proudové smyčky dává blokové zobrazení na

Obr. 6.6.



Obr. 6.6 Proudová smyčka magnetického ložiska.

Přenosová funkce mezi proudem ložiska a jeho napájecím napětím je při zanedbání vlivu pohybového napětí (zabrzdný rotor):

$$F_{ML} = \frac{K_{ML}}{T_{PL}p+1} = \frac{b31}{p+a33} = \frac{13,2}{0,0082p+1} \quad (6.35)$$

Přenosová funkce měniče:

$$F_{Me} = \frac{K_M}{T_M p+1} = \frac{24/1,23}{2e-5p+1} = \frac{19,5}{2e-5p+1} \quad (6.36)$$

Kde K_M je zesílení měniče definované jako poměr výstupního napětí ke vstupnímu $K_M = 24/1,65$. T_M je časová konstanta měniče definovaná, která tak definuje dopravní zpoždění o které je posunut výstupní signál za vstupním řídicím signálem. Výkonový stupeň je realizován specializovaným obvodem LM2567 a z jeho vnitřní struktury je stanovena časová konstanta měniče, $T_M = 2e-5$ s a modeluje tak zjednodušeně dopravní zpoždění generované vnitřní strukturou PWM modulátoru.

Přenosová funkce čidla proudu je definována pouze zesílením. Jeho horní mezní kmitočet je dostatečně daleko za pracovní frekvencí proudové smyčky, proto jej lze pro další úvahy zanedbat:

$$F_{cp} = K_I = 10V / 3A = 3,33 \quad (6.37)$$

S pojením rovnic (6.35) až (6.37) dostaneme celkový přenos soustavy proudové smyčky (zesílení čidla proudu ve zpětné vazbě je z definičních důvodů použité metody návrhu regulátoru přesunuto do dopředné větve):

$$F_S = \frac{K_M K_{ML} K_I}{(T_M p+1)(T_{ML} p+1)} = \frac{K_S}{(T_M p+1)(T_{ML} p+1)} = \frac{857,14}{(2e-5p+1)(8,2e-3p+1)} \quad (6.38)$$

Nyní můžeme přistoupit k samotnému návrhu regulátoru pomocí metody optimálního modulu. Jak již bylo uvedeno, tato metoda vychází z požadavku na průběh absolutní hodnoty přenosu uzavřené smyčky. Prvním požadavkem je, aby absolutní hodnota přenosu uzavřené smyčky byla rovna jedné $F_w(p) = 1$, do co možná nejvyššího kmitočtu. A dále aby byl její průběh klesající (monotónní funkce) bez rezonančních překmitů, tedy [27]:

$$\frac{d|F_w(j\omega)|}{d\omega} \leq 0 \quad (6.39)$$

Z těchto podmínek pak lze odvodit tvar uzavřené smyčky druhého řádu (OM).

$$F_w(p) = \frac{1}{1+2p\tau_\sigma + 2p^2\tau_\sigma^2} \quad (6.40)$$

Z uzavřené smyčky pak pomocí známého vztahu $F_w(p) = F_o(p) / (1 + F_o(p))$ dostaneme tvar otevřené smyčky:

$$F_o(p) = \frac{1}{2p\tau_\sigma \cdot (1 + p\tau_\sigma)} \quad (6.41)$$

Na tento tvar otevřené smyčky lze při znalosti soustavy navrhnout regulátor proudu $R_I(p)$:

$$F_o(p) = R_I(p) \cdot F_s(p) \Rightarrow R_I(p) = \frac{F_o(p)}{F_s(p)} \quad (6.42)$$

Dosazením (6.41) a (6.38) do (6.42):

$$R_I(p) = \frac{(1 + pT_M)(1 + pT_{ML})}{K} \frac{1}{2p\tau_\sigma(1 + p\tau_\sigma)} \quad (6.43)$$

Pomocí regulátoru se snažíme kompenzovat velké časové konstanty v soustavě. Čili, v čitateli regulátoru by měla zůstat největší časová konstanta soustavy. V našem případě platí, že $T_M < T_{ML}$, tedy za τ_σ volíme $\tau_\sigma = T_M$. Pak

$$R_I(p) = \frac{(1 + pT_M)(1 + pT_{ML})}{K_S} \frac{1}{2pT_M(1 + pT_M)} = \frac{1 + pT_{ML}}{2K_S T_M} = \frac{1 + pT_1}{pT_0} \quad (6.44)$$

Kde $T_1 = T_{ML} = 8,2e-3$, $T_0 = K_S \cdot T_M \cdot 2 = 0,034$

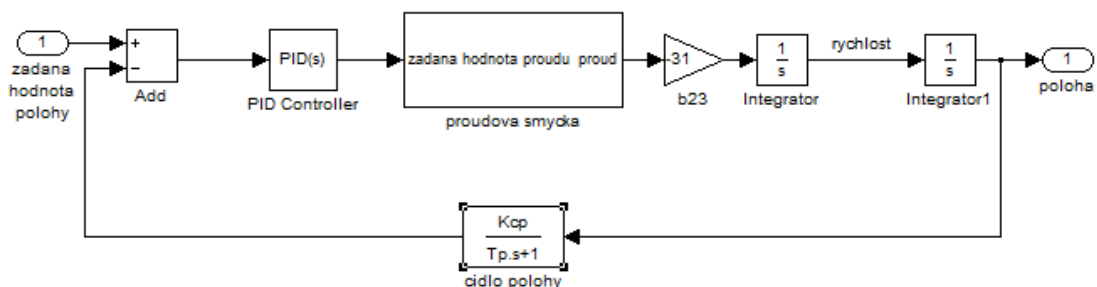
Návrh regulátoru polohy provedeme obdobným způsobem jako u proudového regulátoru. Zde je soustava složitější a pro reálný popis uzavřené smyčky je náhrada přenosovou funkcí druhého řádu již nedostačující. Proto pro návrh regulátoru polohy využijeme metodu symetrického optima (SO):

$$F_{wp}(p) = \frac{F_{op}(p)}{1 + F_{op}(p)} = \frac{1 + 4\tau_\sigma p}{1 + 4\tau_\sigma p + 8\tau_\sigma^2 p^2 + 8\tau_\sigma^3 p^3} \quad (6.45)$$

Pro otevřenou smyčku platí:

$$F_{op}(p) = R_P(p)F_{sp}(p) = \frac{1 + 4\tau_\sigma p}{8\tau_\sigma^2 p^2 (1 + p\tau_\sigma)} \quad (6.46)$$

Přenosovou funkci soustavy polohové smyčky určíme dle Obr. 6.7



Obr. 6.7 Polohová smyčka magnetického ložiska.

Soustava polohové smyčky má tvar:

$$F_{SP}(p) = F_{IN}(p)F_{CPOL}(p)\frac{a_{23}}{p^2} = \frac{1/K_{cp}}{(2T_M p + 1)} \frac{K_{CPOL}}{(T_P p + 1)} \frac{a_{23}}{p^2} \quad (6.47)$$

F_{SP} je náhradní přenos uzavřené smyčky proudu, kde pro usnadnění návrhu regulátoru uvažujeme pouze první řád. Dále je potřeba výstup proudové smyčky upravit opět do rozměru skutečného proudu v ampérech. Přenos čidla polohy je definován zesílením a dynamickou časovou konstantou. Čidlo proudu je konstruováno na indukčním principu napájené sinusovým signálem s frekvencí 100kHz. Jako snímače jsou použity ferity s otevřeným magnetickým obvodem. Snímače od protilehlých magnetů jsou zapojeny do můstku. Zesílení čidla polohy $K_{CPOL} = 1,6e4$ a časová konstanta čidla je $T_P = 1e-4$. Pro zjednodušení je výhodné blízké časové konstanty sečíst v jednu součtovou $T_\Sigma = 2T_M + T_P = 4e-5 + 1e-4 = 1,4e-4$

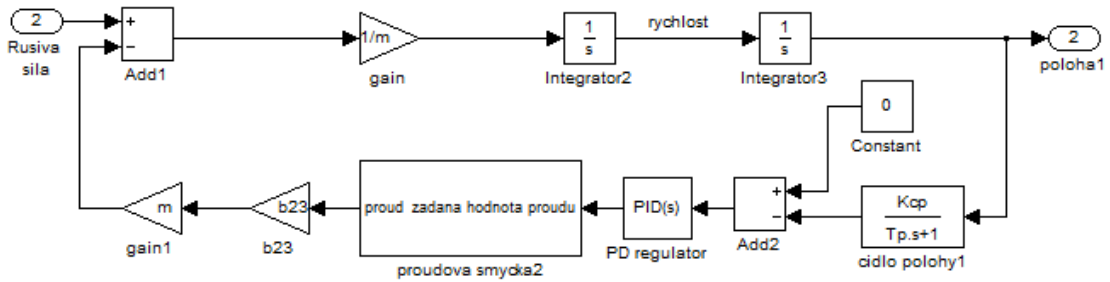
:

$$F_{SP}(p) = \frac{(1/K_{cp})K_{CPOL}}{(T_\Sigma p + 1)} \frac{b_{23}}{p^2} = \frac{K_{SP}}{(T_\Sigma p + 1)p^2} = \frac{149e3}{(1,4e-4 p + 1)p^2} \quad (6.48)$$

Opět jednoduchým dosazením (6.48) do (6.46) a vyjádřením R_p (kde nutně $\tau_\sigma = T_\Sigma$):

$$R_p(p) = \frac{(T_\Sigma p + 1)p^2}{K_{SP}} \frac{1 + 4T_\Sigma p}{8T_\Sigma^2 p^2 (1 + pT_\Sigma)} = \frac{1 + 4T_\Sigma p}{K_{SP} \cdot 8 \cdot T_\Sigma^2} = \frac{1 + T_{P1}p}{T_{P0}} = K_{PP} + K_{DP}p \quad (6.49)$$

Výsledný regulátor je typu PD s proporcionálním zesílením $K_{PP} = 42,8$ a derivačním zesílením $K_{DP} = 0,023$. Struktura bez podřízené otáčkové smyčky byla použita pro jednodušší realizaci řídicí elektroniky. Vyhodnocování skutečné rychlosti z polohového čidla je v analogové technice nepříjemná komplikace. Derivační část filtrace rychlosti může zesilovat rušivé signály indukované do měřené smyčky. Výhodou podřízené smyčky je, že pro její řízení plně vyhoví robustní a lehce nastavitelný PI regulátor. A pro polohovou smyčku pak často stačí použít pouze proporcionální regulátor. V případě kaskádní struktury se neobejdeme u polohového regulátoru bez derivační složky, která může být na vyšších kmitočtech zesilovačem rušivých signálů. Proto velikost derivační složky musí být volena obezřetně. Vypočtený PD regulátor lze ještě doplnit o integrační složku, ta pak zajistí regulaci na nulovou odchylku. Nevýhodou je však zpomalení přechodného děje a tedy i dynamiky celé polohové smyčky. Jsme-li schopni nastavit dostatečné zesílení v otevřené smyčce tak, aby byla odchylka minimální, je použití integrační složky prakticky zbytečné. V aplikacích s magnetickým ložiskem, kdy je ložisko rotačním pohybem neustále vychylováno z rovnovážné polohy a v podstatě tak neustále kolem ní osciluje, se jeví výhodnější použití rychlého PD regulátoru (případně u PID regulátoru integrační složku více potlačit). Hodnotu statické tuhosti u soustavy, s pouze podřízenou smyčkou proudu, lze odhadnout z linearizované soustavy pomocí blokového schématu na Obr. 6.8



Obr. 6.8 Porucha působící na soustavu polohové smyčky ložiska.

Pomocí limitní věty lze určit ustálenou odchylku polohy vzduchové mezery na skok jednotkové síly. Z Obr. 6.8 platí pro přenosovou funkci poruchy (vstupem poruchy je právě rušivá síla) $F_{ERR}(p)$:

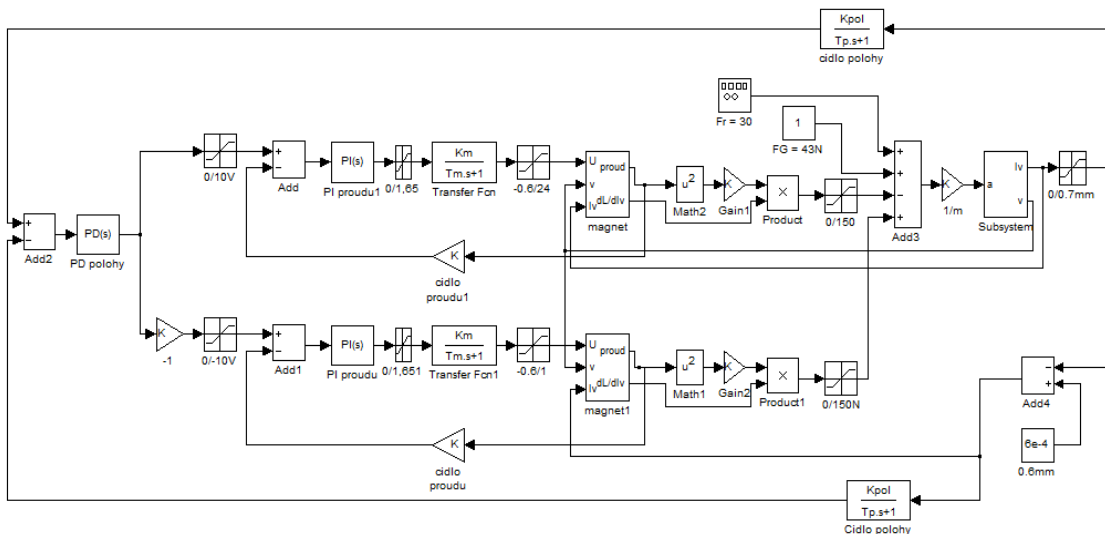
$$F_{ERR}(p) = - \frac{(2T_M p + 1)(2T_P p + 1)}{m \cdot ((2T_M p + 1)(2T_P p + 1)p^2 + (K_{PP} + K_{DP}p) \cdot K_{SP})} \quad (6.50)$$

Pak pro statickou poddajnost lze nalézt pomocí limitní věty Laplaceovy transformace:

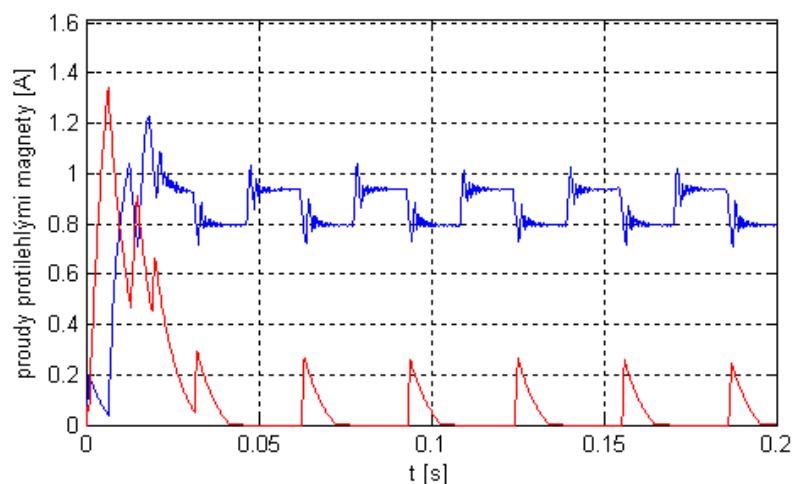
$$\lim_{t \rightarrow \infty} l_v(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p F_{ERR}(p) F_{Rus} = \lim_{p \rightarrow 0} F_{ERR}(p) = - \frac{8T_\Sigma^2}{m} = -3,56e-8 \quad (6.51)$$

Teoretická statická tuhost ložiska je tedy ohromná - až 28kN/mm. Vlivem řady omezení v reálné řídicí soustavě je pak skutečná hodnota nižší, především pak limitována maximální možnou silou, kterou je ložisko ještě schopno vyvinout.

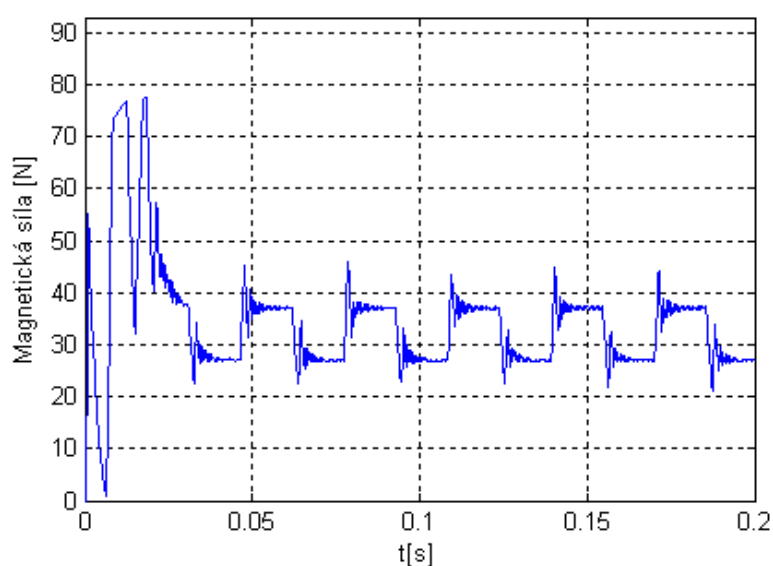
Díky dostatečné silové rezervě aktivní části byla pro ověření činnosti ložiska realizována jednoduchá analogová kaskádní struktura se zpětnovazební regulací polohy a pouze podřízenou proudovou smyčkou. Výsledky simulace modelu protilehlého páru magnetického ložiska (Obr. 5.7) jsou uvedeny na Obr. 6.10 až Obr. 6.13. Rotor ložiska je periodicky vychylován vnější rušivou silou o velikosti 5N.



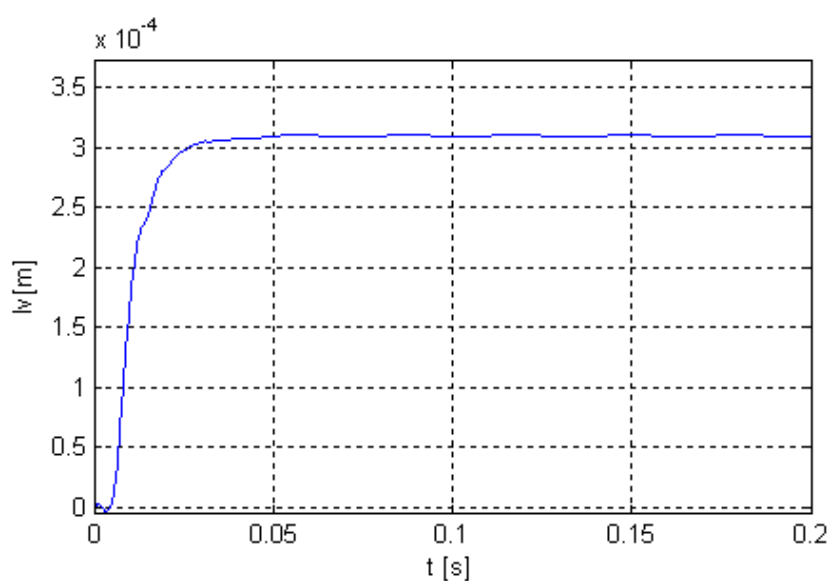
Obr. 6.9 Model polohového řízení magnetického ložiska s diferenčním odměřováním polohy.



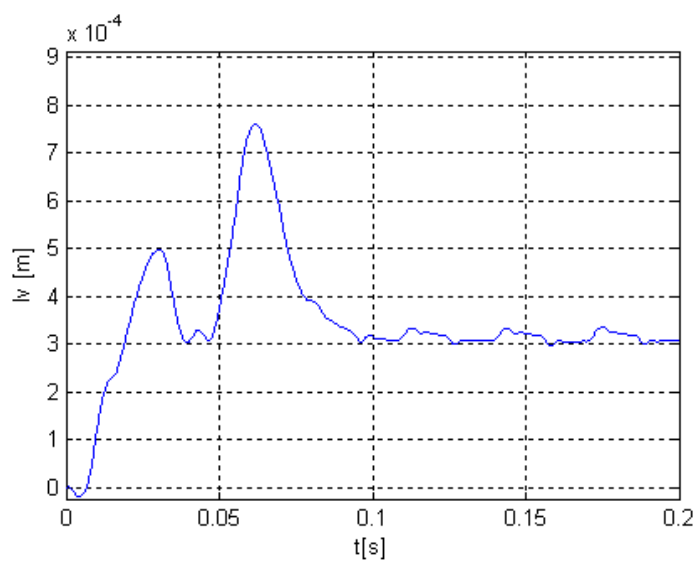
Obr. 6.10 Proudy v protilehlých cívkách magnetického ložiska při působení periodické síly.



Obr. 6.11 Magnetická síla horní části ložiska.



Obr. 6.12 Průběh vzduchové mezery při působení vnější rušivé síly 5N na rotor ložiska.



Obr. 6.13 Průběh vzduchové mezery při působení vnější rušivé síly 15N na rotor ložiska.

7. Závěr

Obecným cílem disertační práce bylo přispět k inovaci pohonu klasického radiálního průmyslového čerpadla. Komplexní přestavba byla zaměřena na všechny dílčí komponenty čerpadla, od základních konstrukčních a mechanických prvků až po sofistikované řídicí a pohonné systémy. Z výčtu je jasné, že zcela nový návrh všech jednotlivých částí čerpadla je složitý multidisciplinární problém. Vývoj a konečná realizace čerpadla vznikala ve spolupráci s odborníky a ústavy různých technických zaměření.

Disertační práce tedy pro přehlednost zjednodušeně popisuje komplexní postup inovace čerpadla a podrobně popisuje návrh a realizaci DC/AC měniče s novou topologií silového obvodu měniče. Tato tematika, která byla autorem podrobně zkoumána, je tedy stěžejní a tvoří jádro disertační práce. Její výsledky a zjištění budou dále v této kapitole shrnuty. Závěrečná kapitola se detailně věnuje návrhu a realizaci magnetického ložiska umístěného v oblasti sání nové konstrukce průmyslového čerpadla.

Hlavním cílem disertační práce bylo tedy navrhnout a realizovat novou koncepci třífázového DC/AC měniče s novou topologií silového obvodu s využitím výkonových polovodičových prvků na bázi SiC. Nová topologie silové části vhodně kombinuje zapojení jednotlivých větví měniče s prvky výstupního filtru. Přítomnost výstupního filtru je vhodná pro napájení realizovaného synchronního motoru čerpadla s magnetickým ložiskem. Výstupní filtr omezuje pulzace momentu a příznivě tak působí na chod magnetického ložiska a tím i celého pohonu čerpadla. Pro potřeby čerpání látek s velmi různou teplotou a různými nároky na jejich čistotu bylo dále na místo klasického kuličkového ložiska navrženo a realizováno aktivní magnetické ložisko.

Úvodní kapitoly práce shrnují současný stav v oblasti výkonových měničů a především dostupných výkonových polovodičů na bázi křemíku, které tento stav v podstatě určují. Alternativně k tomu je popsána nová SiC technologie výkonových polovodičů a jejich unikátní parametry jsou porovnány se současnými výkonovými polovodiči na bázi křemíku. Díky novým parametrům SiC polovodičů je možné realizovat nové topologie silových částí měničů a posouvat spínací frekvence nad 100kHz i u zařízení vyšších výkonů. V úvodu práce je dále naznačena inovativní „bezucpávková“ konstrukce čerpadla.

Čtvrtá kapitola tvoří jádro disertační práce a popisuje navrhovanou topologii DC/AC měniče s novým uspořádáním silové části (měnič + výstupní filtr). Je provedena podrobná matematická analýza nové topologie se dvěma filtračními cívkami v jedné fázi filtru. Dále jsou odvozeny omezující faktory použití této topologie. Jednotlivé úvahy a analytické výpočty jsou ověřovány náročnými simulacemi s důrazem na vytvoření simulačních modelů popisujících co nejvěrohodněji reálný stav. Jsou popsány různé další modifikace navrhované topologie se dvěma filtračními cívkami, které významně potlačují omezující faktory provozu nové topologie (vznik a potlačení okruhových proudů).

Jedou z výhodných vlastností nové topologie je možnost významně nebo úplně eliminovat použití ochranných dob tranzistorů. Nová topologie totiž výrazně omezuje vliv krátkodobých zkratů v okamžiku komutace tranzistorů, nebo při náhodném krátkodobém sepnutí vlivem rušení. Vliv krátkodobých opakovaných zkratů na soustavu měniče je také podrobně analyzován a ověřen simulací.

Pro úplnost jsou odvozeny vztahy pro výpočet ztrát nové topologie a způsob návrhu jednotlivých prvků výstupního filtru pro dosažení požadovaných parametrů měniče.

V závěru čtvrté kapitoly je popsána realizace prototypu DC/AC měnič s unikátními vlastnostmi, které nejsou v současné technické praxi běžné. Pro připomenutí uvedme například vysokou spínací frekvenci PWM 100kHz při napětí meziobvodu 540V a výstupním výkonu až 10kW. Při spínání tranzistorů nebyly použity žádné ochranné doby a nedocházelo tak k nežádoucímu zkreslení výstupního napětí a proudu měniče. Pro spínání SiC tranzistorů byly vytvořeny speciální budicí obvody s vysokou odolností du/dt na strmé napěťové pulzy způsobené extrémními spínacími charakteristikami SiC tranzistorů.

Lze tedy říci, že dílčí cíle této kapitoly byly úspěšně splněny. Teoretické výsledky a výsledky získané simulací se uspokojivě shodují s naměřenými výsledky. Různé navržené modifikace nové topologie silové části měniče budou dále zkoumány a ověřovány na realizovaném prototypu měniče.

Pátá kapitola stručně popisuje návrh a konstrukci synchronního motoru pro pohánění čerpadla. Tato problematika není předmětem zkoumání této práce a výsledky prezentované v této kapitole jsou převzaté z uvedených pramenů, jejichž autoři se společně podíleli na komplexní inovaci průmyslového čerpadla.

Šestá kapitola se zabývá návrhem a realizací aktivního magnetického ložiska. V úvodu kapitoly je proveden analytický rozbor pro stanovení vhodných rozměrů čerpadla při dosažení maximální síly. V programu MATLAB/Simulink je pak provedena linearizace soustavy magnetického ložiska a je simulováno řízení v jednoduché kaskádní regulační struktuře. Řízení magnetického ložiska je realizované v analogové podobě a slouží spíše pro ověření vlastností čerpadla, především pak jeho funkce v podobě hydrodynamické těsnící spáry.

Komplexní měření na soustavě *měnič – magnetické ložisko – čerpadlo* nebylo prozatím úspěšně realizováno. Důvodem je v současnosti nefungující hydrodynamická těsnící spára v oblasti sání a magnetického ložiska, kde dochází k úniku kapaliny do okolí. Pro ověření vlastností navrženého měniče je však vhodnější provádět měření na ustálené soustavě, kdy nedochází k prudkým změnám měřených veličin vlivem zásahu regulátorů. Realizovaný model prototypu měniče dále poslouží pro ověřování různých dalších modifikací navržené topologie a pro vývoj optimálního softwaru, vzhledem k výpočetní náročnosti třífázových regulačních pohonů a vzhledem ke krátkým reakčním dobám řídicího systému způsobených vysokou spínací frekvencí PWM nad 100kHz.

8. Literatura

- [1] März M., Knapp A., Billmann M. High-speed 600V IGBT in NPT technology. [cit. 2012-03-23]. Dostupné z <<http://www.upsci.com/pdf/IGBT.pdf>>
- [2] Frank W., Trench Stop - IGBT - Next Generation IGBT for Motor Drive Application. [cit. 2012-02-11]. Dostupné z <<http://www.infineon.com/dgdl/trenchstop-1%5B1%5D.pdf?folderId=db3a3043156fd5730115f56849b61941&fileId=db3a3043243b5f1701249b01178e507b>>
- [3] Davis S., 1200V SiC MOSFET Poised to Replace Si MOSFETs and IGBTs. , Power Electronics Technology, [cit. 2012-01-16]. Dostupné z <<http://powerelectronics.com/images/SiliconCarbide211.pdf>>
- [4] Advanced HF SiC MOS Devices, Agarwal A., Callanan R., Das M., Hull B., Richmond J., Ryu S., Palmour J., Power Electronics and Applications, EPE '09. 13th European Conference, 8-10 Sept. 2009, page(s): 1 – 10, Barcelona 2009, E-ISBN: 978-90-75815-13-9 , Print ISBN: 978-1-4244-4432-8
- [5] BRAD, K., HLAVÍNEK, P.: *Čerpadla ve vodním Hospodářství*, NOEL Brno, 2004
- [6] ČERMÁK, O., BAROKOVÁ, D., SOKÁČ, M.: *Čerpadlá a čerpací stanice*, Skriptum STU, Bratislava, 2001
- [7] Lee-Hun K., Hwan-Kyun Y., Chung-Yuen W., Young-Real K., Gi-Su C., "Output filter design for conducted EMI reduction of PWM inverter-fed induction motor system.", Power Electronics and Drive System, 2001, Proceedings , pages 898 – 902, 4th IEEE International Conference, 25 Oct. 2001, ISBN 0-7803-7233-6.
- [8] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, Svazek II, Měníče bez impulzního transformátoru*, Vysoké učení technické v Brně, Brno 2010, ISBN: 978-80-214-4177-0.
- [9] PATOČKA, M. *Matematický nástroj pro analýzu PWM signálů, jeho užití ve střídavých pohonech*. Vědecké spisy Vysokého učení technického v Brně. Edice Habilitační a inaugurační spisy, sv. 35. ISBN 80-214-1646-7.
- [10] Klíma, B. *Číslicové řízení střídavých pohonů*, Habilitační práce, VUT Brno 2011
- [11] Analog Devices, Inc. *Analog Devices : Technologies/Applications Motor Control* [online]. 2001 [cit. 2001-11-22]. Analysis and Compensation of Inverter Non-Idealities. Dostupné z WWW: http://www.analog.com/industry/motor_control/seminars/mctech/ch4.html
- [12] Freescale, *MC56F844xx Reference Manual*. Document Number: MC56F844XXRM, Rev. 1, 06/2012. Dostupné z WWW: http://cache.freescale.com/files/dsp/doc/ref_manual/MC56F844XXRM.pdf?fpsp=1&WT_TYPE=Reference%20Manuals&WT_VENDOR=FREESCALE&WT_FILE_FORMAT=pdf&WT_ASSET=Documentation
- [13] Ahmed, K.H.; Finney, S.J.; Williams, B.W.; , "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," *Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE '07* , vol., no., pp.1-9, May 29 2007-June 1 2007
- [14] Sozer, Y.; Torrey, D.A.; Reva, S.; , "New inverter output filter topology for PWM motor drives," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.15, no.6, pp.1007-1017, Nov 2000
- [15] Steinke, J.K.; , "Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter," *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.14, no.3, pp.649-654, Sep 1999
- [16] Cree, *CMF20120D-Silicon Carbide Power MOSFET*, Data Sheet, 2012. Dostupné z WWW: <http://www.cree.com/~media/Files/Cree/Power/Data%20Sheets/CMF20120D.pdf>

- [17] Analog devices, *12-Bit R/D Converter with Reference Oscillator AD2S1200*, Data Sheet, 203. Dostupné z WWW: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD2S1200.pdf
- [18] Freescale, *DSP56800E and DSP56800EX Reference Manual*. DSP56800ERM Rev. 3,09/2011. Dostupné z WWW: http://cache.freescale.com/files/dsp/doc/ref_manual/DSP56800ERM.pdf?fbsp=1&WT_TYPE=Reference%20Manuals&WT_VENDOR=FREESCALE&WT_FILE_FORMAT=pdf&WT_ASSET=Documentation
- [19] Freescale, *56F8300 Peripheral User Manual*. MC56F8300UM, Rev. 10,10/2007. Dostupné z WWW: http://cache.freescale.com/files/dsp/doc/user_guide/MC56F8300UM.pdf?fbsp=1&WT_TYPE=User%20Guides&WT_VENDOR=FREESCALE&WT_FILE_FORMAT=pdf&WT_ASSET=Documentation
- [20] LÁNÍČEK, T.: *Optimalizace magnetických a elektrických obvodů integrovaného systému motorek-magnetické ložisko*, Disertační práce, FEKT, VUT, BRNO 2007.
- [21] Yong Zhao; Fengxiang Wang; , "Study on control method of magnetic bearing for high speed machine," *Electrical Machines and Systems*, 2008. ICEMS 2008. International Conference on , vol., no., pp.1535-1538, 17-20 Oct. 2008. ISBN: 978-1-4244-3826-6
- [22] MAYER, D.: *Elektrodynamika v energetice*, BEN, Praha, 2004.
- [23] MALSEN, E.: *Magnetic Bearings*, Department of Mechanical, Aerospace and Nuclear Engineering, Elektronický text, Skriptum, University of Virginia, Virginia 2000
- [24] Eaton, D.; Rama, J.; Singhal, S.; , "Magnetic bearing applications & economics," *Petroleum and Chemical Industry Conference (PCIC), 2010 Record of Conference Papers Industry Applications Society 57th Annual* , vol., no., pp.1-9, 20-22 Sept. 2010. ISBN: 978-1-4244-6800-3
- [25] Matsuda, K.; Kanemitsu, Y.; Kijimoto, S.; , "Optimal Number of Stator Poles for Compact Active Radial Magnetic Bearings," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.43, no.8, pp.3420-3427, Aug. 2007. ISSN: 0018 - 9464
- [26] BALÁTĚ, J.: *Automatické řízení*, BEN, Praha, 2004.
- [27] VAVŘÍN, P., BLAHA, P.: *Řízení a regulace I*, Skriptum, Elektronický text, Ústav automatizace a měřicí techniky, FEKT, VUT, Brno 2004
- [28] Yong Zhao; Fengxiang Wang; , "Study on control method of magnetic bearing for high speed machine," *Electrical Machines and Systems*, 2008. ICEMS 2008. International Conference on , vol., no., pp.1535-1538, 17-20 Oct. 2008. ISBN: 978-1-4244-3826-6 REKTORYS, K. a kolektiv: *Přehled užité matematiky II*, Sedmé vydání Prometheus, Praha 2000.
- [29] REKTORYS, K. a kolektiv: *Přehled užité matematiky II*, Sedmé vydání Prometheus, Praha 2000.
- [30] KERLIN, T.: *Magnetická levitace*, Disertační práce, FEKT, VUT, BRNO 2006.
- [31] Zhuravlyov, N. Y.: *Active Magnetic Bearing*, Politechnika, 2003, ISBN 5-7325-0655-1
- [32] PAZDERA, I., HUZLÍK, R., HUTÁK, P., *Magnetic bearing for industrial pump application*, XIV Conference Computer Applications in electrical engineering, Proceedings, pages 47 – 48, Poznan 2009, ISBN 978-83-89333-19-3

Curriculum Vitae

Jméno: Ivo PAZDERA

Narozen: 7.9.1982 ve Velkém Meziříčí

Kontakt: pazderai@feec.vutbr.cz

Vzdělání

1994-2001 Gymnázium Velké meziříčí

2001-2006 Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně

2006-2012 Doktorské studium na UVEE, FEKT VUT Brno

Praxe

2001-2009 Arsel.s.r.o

2007-dosud Technický pracovník na UVEE, FEKT VUT Brno

Účast na řešení projektů

2008 Spoluřešitel řešitel grantového projektu FRVŠ s názvem „Moderní řízení servopohonů s indukčními motory“.

2008 Spoluřešitel grantového projektu s názvem „Integrace vozíku SHERPA do těžební lesnické lanovky LAMAKO H,“

2009 Spoluřešitel grantového projektu s názvem „ENIAC CA-E3Car - Nanoelectronics for an Energy Efficient Electrical Car"

2009 Spoluřešitel grantového projektu s názvem „Aplikace letounu VUT 001 Marabu pro pohon vodíkovými palivovými články"

2011 Spoluřešitel grantového projektu s názvem "Malé elektromotory s integrovanou elektronickou jednotkou"

Člen centra výzkumu a využití obnovitelných zdrojů energie (CVVOZE)