

Západočeská univerzita v Plzni  
Fakulta elektrotechnická

# DISERTAČNÍ PRÁCE

Regulační algoritmy pro optimalizaci maximálního  
výkonu duálního měniče

# Disertační práce

k získání akademického titulu doktor v oboru  
Elektronika

Ing. Martin Votava

Regulační algoritmy pro optimalizaci maximálního  
výkonu duálního měniče

Školitel: Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem disertační práci vypracoval samostatně a použil jsem prameny, které cituji a uvádím v seznamu literatury. V předložené vědecké práci jsou použity obvyklé vědecké postupy.

V Plzni, datum

.....

podpis

## Poděkování

Rád bych poděkoval za finanční podporu projektům. Tato práce vznikla s podporou Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci projektu OP VVV Elektrotechnické technologie s vysokým podílem vestavěné inteligence, číslo CZ.02.1.01/0.0/0.0/18\_069/0009855 a v rámci projektu SGS-2021-021 Výzkum a vývoj perspektivních technologií v elektrických pohonech a strojích IV. Dále bych rád poděkoval vedoucímu práce prof. Ing. Zdeňkovi Peroutkovy, Ph.D. za odborné vedení práce a odbornému konzultantovi za cenné a věcné rady.

## Prohlášení řešitele projektu

Prohlašuji, že v rámci projektu SGS-2021-021 a projektu OP VVV Elektrotechnické technologie s vysokým podílem vestavěné inteligence, číslo CZ.02.1.01/0.0/0.0/18\_069/0009855, ve kterých byla zpracována tato disertační práce, bylo dosaženo předkládaných výsledků. Student se na těchto výsledcích podílel a to 4 %.

V Plzni, datum

.....

podpis



## Anotace

Tato práce se zabývá analýzou a návrhem řídicích algoritmů měniče pracujícího do zátěže napájené ze dvou nezávislých zdrojů (např. otevřené statorové vinutí), tzv. duálního měniče. Je zaměřená na algoritmy řízení umožňující zvýšení výkonové hustoty. Toho je dosaženo pomocí navýšení přenášeného výkonu na maximální možnou úroveň optimalizací výkonových ztrát a jejich řízením rozvážení mezi jednotlivé výkonové polovodičové prvky. Maximální přenášený výkon je stanoven na základě tepelného modelu měniče, analýzy časového průběhu ztrátového výkonu jednotlivých výkonových polovodičových prvků a maximální přípustnou teplotou jednotlivých prvků. V práci jsou popsány algoritmy řídicí napětí na výstupu duálního měniče a algoritmy řídicí proud zátěže napájené z duálního měniče. Pro řízení napětí to jsou algoritmy založené na PWM s nosnou a vektorové modulaci (SVPWM). Pro řízení proudu zátěže napájené z duálního měniče to je proporčně sumační (PS) regulátor a prediktivní řízení s omezenou množinou akčních zásahů (FCS-MPC).

Nejprve je v práci provedena rešerše algoritmů zabývajících se řízením duálního a víceúrovňových měničů. Následně je popsán a identifikován matematický model měniče se zátěží s otevřeným vinutím. Na základě matematického modelu je pro navýšení výkonové hustoty u algoritmů PWM s nosnou a vektorové modulace upraveno modulační schéma tak, aby byly vyrovnávány ztráty. U algoritmů využívajících principů FCS-MPC je vyrovnávání ztrát dosaženo přidáním penalizace hodnoty exponenciálního filtru vyhodnocujícího průměrnou spínací frekvenci nebo ztráty jednotlivých výkonových polovodičových prvků.

Omezení maximálního ztrátového výkonu je provedeno limitováním průměrných ztrát a omezením amplitudy proudu zátěže dle měřené teploty pouzdra. Amplituda proudu zátěže je omezovaná tak, aby průběh teploty v kvazistacionárních stavech nepřekročil stanovenou mez. Limitování průměrných ztrát zajišťuje, aby nebyla maximální přípustná teplota překročena vlivem chyby způsobené zjednodušením modelu použitým pro výpočet oteplení v závislosti na amplitudě proudu.

## Klíčová slova

Duální měnič, PWM, vektorová PWM, prediktivní řízení, výkonové ztráty, tepelný model

## Abstract

This thesis deals with the analysis and design of control of a dual inverter with an open-ended winding load. The thesis focuses on algorithms for maximizing the converter's power density. The maximum allowed output power is increased by the optimization of power losses and their controlled redistribution among the power semiconductors. The maximum allowed output power is calculated based on the converter thermal model, the analysis of power losses waveform of individual power semiconductors and maximum allowed semiconductor temperature. The thesis describes modulation algorithms and algorithms controlling the load current. The algorithm controlling the load voltage are based on PWM and space vector modulation. The algorithms controlling the load current are discrete PI controller and finite control set model predictive control.

At the beginning of the thesis, state of the art of control algorithms for the dual inverter and multilevel converters is analyzed. Then, the mathematical model of the inverter and the load is described. The mathematical model is utilized in the modulation scheme to balance power losses among the converters semiconductors, allowing maximization of the converter's power density. Power losses in the case of FCS-MPC are balanced by penalizing the value of exponential filters, which calculates either the average switching frequency of each semiconductor or the average power losses of each semiconductor.

The reduction of maximum power losses is realized by limiting average power losses and current amplitude according to the measured temperature of the converter baseplate. The limit on load current amplitude ensures that maximum semiconductor temperature in a quasi-steady state is not passed. Limiting the power losses then protects the converter from higher power losses caused by inaccurate simplification of the maximum load current amplitude calculation.

## Keywords

Dual inverter, PWM, space vector PWM, model predictive control, power losses, thermal model

## Seznam symbolů a zkratk

<b>A</b>	Stavová matice systému
<i>A</i>	Technologický faktor
ANPC	Měnič s aktivním klampingem (Active neutral point converter)
$\overline{Au}_{r1}$	Vektor mezi bodem A a vrcholem $\overline{u}_{r1}$
<b>A<sub>y</sub></b>	Matice měřených rozdílů teplot a ztrátových výkonů jednotlivých prvků
$\overline{a}_y, \overline{b}_{yx}$	Koeficienty ustáleného stavu tepelného modelu
$a_{y,n-v}, b_{yx,k-w-1}$	Koeficienty tepelného modelu
<b>B</b>	Vstupní matice systému
<b>C</b>	Výstupní matice systému
$C_1, C_2$	Kondenzátory měniče
$C'_1$	Celková kapacita skupiny kondenzátorů měřícího převodníku
CRPWM	PWM s rotujícími nosnými signály (Carrier rotation PWM)
$C_{th1}, C_{th2}, C_{th3},$ $C_{th4}$	Tepelná kapacita cauerova článku 1, respektive 2, 3 a 4
CHB	Měnič s kaskádně zapojenými H-můstky (Cascaded H-bridge converter)
<b>D</b>	Převodní matice systému
$D'_1, D'_4$	Upínací diody
$d_b$	Průměr bondu
DCRPWM	CRPWM s nespojitým referenční signálem (Discontinuous carrier rotation PWM)
$dq$	Rotující souřadný systém
$D_x$	Zpětná dioda $x$
FCS-MPC	Prediktivní řízení s omezenou množinou akčních zásahů (Finite control set - model predictive control)
FLC	Měnič s plovoucími kondenzátory (Flying capacitor converter)
$f_{pwm}$	Frekvence nosného signálu PWM
$f_{out}$	Výstupní frekvence měniče
$f_{sn}$	Jmenovitá statorová frekvence
$f_{sw}$	Požadovaná spínací frekvence
$f_{swx}$	Spínací frekvence $x$ -tého půlmůstku
$f_{vyp}$	Vzorkovací frekvence PS regulátoru
$g, h$	Souřadný systém tvořený osami svírající mezi sebou úhel $60^\circ$
$g_{balance}$	Kritérium ztrátové funkce vyrovnávající ztrátové výkony jednotlivých prvků

$g_c$	Kritérium ztrátové funkce penalizující $N_{f,y}^{-1}$
$g_k$	Kritérium ztrátové funkce v kroku $k$
$g_{imax}$	Kritérium ztrátové funkce penalizující překročení maximální hodnoty povoleného proudu
$g_{loss}$	Kritérium ztrátové funkce penalizující celkovou hodnotu ztrát
$g_{sp}$	Kritérium ztrátové funkce penalizující odchylku teploty prvků od průměrné teploty prvků
$g_{Tlim}$	Kritérium ztrátové funkce penalizující překročení teplotního limitu prvku
$g_{track}$	Kritérium ztrátové funkce penalizující odchylku jednotlivých složek proudového vektoru
$g_{sw}$	Ztrátová funkce penalizující sepnutí prvků
HB	H-můstek
$I_{(50)}$	Amplituda základní harmonické proudu
$I_{(b-50)}$	Amplituda $b$ -té harmonické proudu
$i_a, i_b, i_c$	Proud tekoucí zátěží fáze $a$ , respektive fáze $b$ a $c$
$i_B$	Proud tekoucí jedním bondem výkonového prvku
$i_d, i_q$	Složky proudového vektoru svázaného s rotujícím souřadným systémem $dq$
$i_d^*, i_q^*$	Složky požadovaného proudového vektoru svázaného s rotujícím souřadným systémem $dq$
$i_d^{**}, i_q^{**}$	Složky požadovaného proudového vektoru svázaného s rotujícím souřadným systémem $dq$ po aplikování limitů
$i_{Dx}$	Proud uzavírající se $D_x$
$I_{max}$	Maximální povolená amplituda proudu
$i_{od}$	Proud tekoucí ochranou diodou
$i_{ph}$	Proud zátěže ve fázi $ph$
$i_{Sx}$	Proud uzavírající se $S_x$
$I_{vst}$	Vstupní proud operačního zesilovače
$I_{y,max}$	Maximální povolená amplituda proudu uzavírající se $y$ -tým prvkem
$k, k + 1$	Číslo kroku
$k_1$	Maximální přípustný poměr mezi $u_{T0}$ a $U_{CE,max}$
$K_{on}, K_{off}$	Koeficient zapínacích, respektive vypínacích ztrát tranzistoru
$k_p$	Proporční zesílení PS regulátoru
$k_I$	Integrační zesílení PS regulátoru
$K_{rr}$	Koeficient ztrát způsobeným zotavovacím nábojem zpětné diody
$l$	Indikátor invertované logiky PWM
$L$	Indukčnost zátěže
$m$	Hloubka modulace

$m_1, m_2$	$u_g$ a $u_h$ vztažené na $\frac{2}{3}U_{dc}$
MMC	Modulární víceúrovňový měnič (Modular multilevel converter)
MPC	Prediktivní řízení (Model predictive control)
$n_c, p_c$	Upínací režim spodního, respektive horního tranzistoru
$N_{f,y}$	Počet zatěžovacích cyklů $y$ -tého prvku.
$n_n$	Jmenovité otáčky
NPC	Měnič s upínacími diodami (Neutral point clamped converter)
PDPWM	PWM s amplitudově posunutými nosnými (Phase disposition PWM)
$P_{Dx}$	Ztrátový výkon $D_x$ v ustáleném stavu
PID	Proporcionálně integrační a derivační regulátor
PM	Půlmůstek
$P_n$	Jmenovitý výkon
$P_x$	Ztrátový výkon $x$ -tého prvku v ustáleném stavu
$\bar{P}_{x,k}$	Průměrný ztrátový výkon vyhodnocený v kroku $k$
$P_{x,max}$	Maximální přípustné ztráty $x$ -tého prvku
POSS	Predikce optimální sekvence
PS	Proporcionálně sumační
PSPWM	PWM s fázově posunutými nosnými (Phase shifted PWM)
$P_{Sx}$	Ztrátový výkon $S_x$ v ustáleném stavu
PWM	Pulzně šířková modulace (Pulse width modulation)
<b>Q</b>	Matice penalizace kvadrátu odchylky $\bar{x}_{k+1}$ od $\bar{x}_{k+1}^*$
$R$	Odpor zátěže
<b>R</b>	Matice penalizace kvadrátu odchylky $\bar{u}_k$ od $\bar{u}_k^*$
$R'_1, R'_2, R'_3, R'_4$	Celkové odpory jednotlivých skupin rezistorů měřícího převodníku
$RL$	Sériové spojení rezistoru a tlumivky
$R_m$	Rezistor použitý pro měření teploty IGBT tranzistoru
$r_{TD}$	Odpor otevřené diody
$R_{th1}, R_{th2}, R_{th3},$ $R_{th4}$	Tepelný odpor cauerova článku 1, respektive 2, 3 a 4
$r_{TT}$	Odpor otevřeného kanálu tranzistoru
$S_1, S_2, S_3, S_4,$ $S_5, S_6$	Výkonové tranzistory
$S_7, S_8, S_9, S_{10},$ $S_{11}, S_{12}$	Výkonové tranzistory
$\overline{SA}$	Vektor mezi body S a A
$S_{k1}, S_{k2}, S_{k3},$ $S_{k4}$	Výkonové tranzistory $k$ -tého půlmůstku, nebo $k$ -tého můstku
$S_{Dx,k}, S_{Dx,k-1}$	Stav sepnutí $D_x$ v kroku $k$ , respektive $k - 1$

SHCPWM	Subhexagonální PWM (Sub-hexagonal centre PWM)
$S_{px,k}, S_{px,k-1}$	Stav sepnutí $x$ -tého pólumůstku v kroku $k$ , respektive $k - 1$
$S_{Sx,k}, S_{Sx,k-1}$	Stav sepnutí $S_x$ v kroku $k$ , respektive $k - 1$
$S_x$	Výkonový tranzistor $x$
$S_y$	Výkonový tranzistor $y$
SVPWM	Vektorová modulace (Space vector PWM)
$T$	Doba měření jednoho vzorku teploty
$T_{avg}$	Průměrná teplota prvku
$TD_i$	Činitel zkreslení proudu
THD	Činitel harmonického zkreslení (Total harmonic distortion)
$THD_u$	Činitel harmonického zkreslení napětí
$THD_i$	Činitel harmonického zkreslení proudu
$T_{lim}$	Teplotní limit
$T_{max}$	Maximální přípustná teplota
$t_{on}$	Doba otevření tranzistoru
$T_{PWM}$	Perioda nosného signálu PWM
$T_y$	Teplota $y$ -tého prvku
$T_{y2}, T_{y3}, T_{y4}$	Teplota Cauerových článků $y$ -tého prvku
$T_{y,avg}$	Průměrná teplota prvku $y$
$T_{y,min}$	Teplota nechladnějšího prvku
$T_{zI}$	Teplota základny měniče $I$
$T_{zII}$	Teplota základny měniče $II$
$\bar{u}$	Napěťový vektor
$U$	Množina vstupů
$U_{(1)}$	Amplituda základní harmonické průběhu napětí zátěže
$U_{(b)}$	Amplituda $b$ -té harmonické průběhu napětí zátěže
$U_{CE,max}$	Maximální měřitelná hodnota napětí otevřeného tranzistoru
$u_{01}$	Nulová složka referenčního signálu
$u_{02}$	Druhá nulová složka referenčního signálu
$\bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{u}_3$	Napěťové vektory
$u_{1,m1}, u_{1,m2}$	$m_1$ , respektive $m_2$ vektoru $\bar{u}_1$
$u_{2,m1}, u_{2,m2}$	$m_1$ , respektive $m_2$ vektoru $\bar{u}_2$
$u_{3,m1}, u_{3,m2}$	$m_1$ , respektive $m_2$ vektoru $\bar{u}_3$
$u_a, u_b, u_c$	Napětí zátěže ve fázi $a$ , respektive na $b, c$
$u_{a1g1}, u_{b1g1}, u_{c1g1}$	Napětí fáze $a$ , respektive $b$ a $c$ měniče I vůči zemi $g_1$
$u_{a2g2}, u_{b2g2},$	Napětí fáze $a$ , respektive $b$ a $c$ měniče II vůči zemi $g_2$
$u_{c2g2}$	
$u_{aref}, u_{bref},$	Požadované fázové napětí fáze $a$ , respektive $b$ a $c$ vztažené na $\frac{U_{dc}}{2}$
$u_{cref}$	

$U_{ce}$	Napětí mezi kolektorem a emitorem IGBT tranzistoru
$u_{d1,k}^*$	Složka požadovaného napěťového vektoru svázaného s rotujícím souřadným systémem $dq$ v kroku $k$ daná PS regulátorem
$u_{d2,k}^*$	Složka požadovaného napěťového vektoru svázaného s rotujícím souřadným systémem $dq$ v kroku $k$ daná dopřednou vazbou
$u_{d,k}^*$	Výsledná složka požadovaného napěťového vektoru svázaného s rotujícím souřadným systémem $dq$ v kroku $k$
$U_{dc}$	Napětí stejnosměrného meziobvodu
$U_{dc1}, U_{dc2}$	Napětí stejnosměrného meziobvodu měniče I, respektive měniče II
$U_{dck}$	Napětí stejnosměrného meziobvodu $k$ -tého H-můstku
$u_g$	Složka napěťového vektoru v ose $g$
$u_{g1g2}$	Napětí mezi zemí měniče I a měniče II
$u_h$	Složka napěťového vektoru v ose $h$
$\bar{u}_k$	Vektor vstupů v kroku $k$
$\bar{u}_k^*$	Vektor požadovaných vstupů
$u_{ph}$	Napětí zátěže ve fázi $ph$
$u_{phg1}$	Napětí fáze $ph$ měniče vůči zemi $g_1$
$u_{phg2}$	Napětí fáze $ph$ měniče vůči zemi $g_2$
$u_{phref}$	Požadované fázové napětí vztažené na $\frac{U_{dc}}{2}$
$u_{phref01}$	Referenční signál pro napětí fáze $ph$
$u_{q1,k}^*$	Složka požadovaného napěťového vektoru svázaného s rotujícím souřadným systémem $dq$ v kroku $k$ daná PS regulátorem
$u_{q2,k}^*$	$q$ -složka požadovaného napěťového vektoru v kroku $k$ daná dopřednou vazbou
$u_{q,k}^*$	Výsledná složka požadovaného napěťového vektoru svázaného s rotujícím souřadným systémem $dq$ v kroku $k$
$\bar{u}_r$	Referenční napěťový vektor
$U_{R1,max}$	Limitní hodnota úbytku napětí na skupině odporů $R'_1$
$u_{r,m1}, u_{r,m2}$	$m_1$ , respektive $m_2$ vektoru $\bar{u}_r$
$\bar{u}_{r1}, \bar{u}_{r2}, \bar{u}_{r6},$ $\bar{u}_{r7}, \bar{u}_{r8}$	Referenční napěťové vektory
$\bar{u}_{ra}, \bar{u}_{rb}$	Pomocné vektory
$U_{sn}$	Jmenovité napětí statoru
$u_{T0D}$	Prahové napětí zpětné diody
$u_{T0T}$	Prahové napětí tranzistoru
$u_\alpha, u_\beta, u_0$	Složky napěťového vektoru ve stacionárním souřadném systému $\alpha, \beta, 0$
$V_c$	Napěťová třída měniče
$\bar{x}_k, \bar{x}_{k+1}$	Stavový vektor systému v kroku $k$ , respektive $k - 1$

$\bar{x}_{k+1}^*$	Požadovaný stavový vektor systému v kroku $k$
$\bar{y}_k$	Vektor výstupů systému v kroku $k$
$\mathbf{Y}_y$	Vektor měřených rozdíl teplot $y$ -tého prvku a teploty základny
$z_1, z_2, z_3$	Poměrná doba sepnutí napěťových vektorů
$z_m$	Amplituda poměrné doby sepnutí prvků
$z_{S_1, S_2}, z_{S_3, S_4},$ $z_{S_5, S_6}$	Poměrná doba sepnutí tranzistorové dvojice $S_1 S_2$ , respektive dvojice $S_3 S_4$ a $S_5 S_6$
$z_x$	Poměrná doba sepnutí $x$ -tého prvku
$\alpha_y$	Koeficient vlivu druhé mocniny proudu na oteplení prvku $y$
$\beta_y$	Koeficient vlivu první mocniny proudu na oteplení prvku $y$
$\Delta k$	Vzorkovací perioda (délka výpočetního kroku)
$\Delta P_{D_x}$	Ztrátový výkon diody
$\Delta P_{max}$	Ztrátový výkon nejvíce zatíženého tranzistoru
$\Delta P_{S_x}$	Ztrátový výkon tranzistoru $S_x$
$\Delta P_{tot}$	Celkové ztráty výkonových prvků měniče
$\Delta P_x$	Ztrátový výkon prvku $x$
$\Delta P_y$	Ztrátový výkon prvku $y$
$\Delta T_{cy}$	Absolutní hodnota rozdílu mezi $T_y$ a $T_{y,avg}$
$\Delta T_{y,k}$	Rozdíl teploty prvku $y$ a teploty základny
$\beta_{1-6}$	Koeficienty rovnice pro určení počtu zatěžovacích cyklů
$\boldsymbol{\theta}_y$	Vektor obsahující parametry tepelného modelu $y$ -tého prvku
$\phi_{u,k}$	Úhel požadovaného vektoru napětí
$\lambda_b$	Váhový koeficientu pro vyrovnávání ztrát
$\boldsymbol{\lambda}_D$	Vektor váhových koeficient pro penalizaci ztrátových výkonů jednotlivých zpětných diod
$\lambda_{D_x}$	Váhový koeficient ztrátového výkonu $D_x$
$\lambda_l$	Váhový koeficient pro penalizaci překročení povolených ztrát
$\lambda_{loss}$	Váhový koeficient pro penalizaci ztrát
$\boldsymbol{\lambda}_S$	Vektor váhových koeficient pro penalizaci ztrátových výkonů jednotlivých výkonových tranzistorů
$\lambda_{sp}$	Váhový koeficient pro penalizaci odchylky teploty prvku od průměrné teploty prvku
$\lambda_{sw}$	Váhový koeficient penalizace počtu sepnutí prvků
$\lambda_{S_x}$	Váhový koeficient ztrátového výkonu $S_x$
$\mu$	Lagrangeův multiplikátor
$\nu$	Koeficient exponenciálního filtru
$\rho$	Lagrangeova rovnice
$\phi$	Úhel referenčního vektoru proud
$\phi_u$	Úhel referenčního vektoru napětí



$\chi_{on}, \chi_{off}$	Funkce indikující zda došlo k sepnutí, respektive vypnutí tranzistoru
$\chi_{rr}$	Funkce indikující zda došlo k vypnutí diody
$\psi_x$	Elektrický úhel proudu ve fázi prvku $x$
$\ominus$	Označení sepnutí spodního tranzistoru měniče I, nebo horního tranzistoru měniče II
$\oplus$	Označení sepnutí horního tranzistoru měniče I, nebo spodního tranzistoru měniče II
+	Sepnutí horního tranzistoru půlmůstku
-	Sepnutí spodního tranzistoru půlmůstku

# Obsah

<b>1</b>	<b>Úvod</b>	<b>15</b>
1.1	Motivace . . . . .	15
<b>2</b>	<b>Současný stav poznání</b>	<b>16</b>
2.1	Kaskádní spojení dvouúrovňových měničů - duální měnič . . . . .	17
2.2	Metody řízení . . . . .	18
2.3	Omezení ztrát a vyrovnávání ztrát výkonových polovodičů měniče . . .	19
2.4	Maximalizace přeneseného výkonu . . . . .	19
2.5	Dílčí závěr . . . . .	20
<b>3</b>	<b>Cíle práce</b>	<b>22</b>
<b>4</b>	<b>Metodika řešení</b>	<b>23</b>
<b>5</b>	<b>Matematický model duálního měniče se zátěží s otevřeným vinutím</b>	<b>24</b>
5.1	Napěťový model . . . . .	24
5.1.1	Napájení ze společného zdroje . . . . .	25
5.1.2	Napájení z galvanicky oddělených zdrojů . . . . .	25
5.2	Proudový model . . . . .	26
5.3	Model ztrát v polovodičích . . . . .	27
5.4	Zjednodušený tepelný model polovodičových prvků . . . . .	28
5.5	Navrhovaný tepelný model s vazbou mezi jednotlivými polovodiči . . .	29
5.6	Návrh desky plošného spoje pro měření teploty . . . . .	30
5.7	Určení parametrů tepelného modelu výkonových polovodičových modulů	35
5.7.1	Měření teploty tranzistoru . . . . .	35
5.7.2	Identifikace parametrů tepelného modelu pomocí metody nejmen- ších čtverců . . . . .	37
5.7.3	Validace parametrů tepelného modelu . . . . .	39
<b>6</b>	<b>Algoritmy řízení výstupního napětí měniče založené na PWM</b>	<b>41</b>
6.1	Optimalizace rozložení ztrát pomocí PWM s nosnou . . . . .	41
6.1.1	PWM s amplitudově posunutými nosnými (PDPWM) . . . . .	42
6.1.2	PWM s rotujícími nosnými signály (CRPWM) . . . . .	43
6.1.3	PWM s nespojitým referenčním signálem (DCRPWM) . . . . .	47
6.2	Optimalizace rozložení ztrát pomocí vektorové PWM . . . . .	49
6.2.1	Subhexagonální PWM . . . . .	51
6.2.2	Subhexagonální PWM s variabilní sekvencí . . . . .	68
6.2.3	Subhexagonální PWM s redukovanou sekvencí . . . . .	80

6.3	Optimalizace ztrát při vektorové PWM s využitím principů prediktivního řízení . . . . .	89
6.4	Optimalizace ztrát při subhexagonální PWM s využitím principů prediktivního řízení . . . . .	99
6.5	Simulační studie algoritmů PWM . . . . .	110
6.6	Experimentální studie algoritmů PWM . . . . .	131
6.7	Dílčí závěr . . . . .	141
<b>7</b>	<b>Řízení proudu duálního měniče</b>	<b>143</b>
7.1	Řízení s proporcionálně sumačním regulátorem a PWM . . . . .	143
7.2	Prediktivní řízení s omezenou množinou akčních zásahů . . . . .	144
7.2.1	FCS-MPC u duálního měniče . . . . .	145
7.3	FCS-MPC s omezením spínací frekvence . . . . .	148
7.4	FCS-MPC s exponenciálním filtrem . . . . .	150
7.5	Porovnání algoritmů řízení proudu . . . . .	154
7.6	Simulace . . . . .	154
7.7	Experimentální testy . . . . .	159
7.8	Dílčí závěr . . . . .	164
<b>8</b>	<b>Prediktivní řízení duálního měniče s ochranou polovodičových prvků proti přetížení</b>	<b>166</b>
8.1	Návrh ztrátové funkce FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení . . . . .	167
8.2	Tepelné limity . . . . .	169
8.2.1	Ustálený stav tepelného modelu . . . . .	169
8.2.2	Odvození maximálních přípustných ztrát . . . . .	169
8.2.3	Omezení amplitudy proudu . . . . .	170
8.3	FCS-MPC s vyrovnáváním teplot pro duální měnič . . . . .	176
8.3.1	FCS-MPC s vyrovnáváním teplot a omezením amplitudy proudu	178
8.4	Simulace . . . . .	179
8.5	Experiment . . . . .	189
8.6	Dílčí závěr . . . . .	193
<b>9</b>	<b>Závěr</b>	<b>195</b>
	<b>Seznam použité literatury a informačních zdrojů</b>	<b>197</b>
	<b>Seznam publikací a výstupů autora vztahujících se k disertační práci</b>	<b>203</b>
	<b>Ostatní publikace a výstupy autora</b>	<b>207</b>

<b>Příloha A - Katalogový list výkonového polovodičového modulu FZ750R65KE3T</b>	<b>208</b>
<b>Příloha B - Katalogový list výkonového polovodičového modulu SK 20 DGDL 065 ET</b>	<b>217</b>

# 1 Úvod

Předkládaná práce shrnuje hlavní výsledky výzkumných a vývojových aktivit autora v oblasti řízení duálních měničů se zátěží s otevřeným vinutím, kterými se autor zabýval během doktorského studia. Cílem je najít a upravit algoritmus řízení pro tuto topologii tak, aby byly tepelné ztráty rovnoměrně rozloženy mezi jednotlivé vypínatelné součástky, navýšena výkonová zatížitelnost a aby byla zaručena ochrana proti přetížení.

## 1.1 Motivace

Napěťové měniče mají klíčovou roli v širokém spektru průmyslových aplikací a energetice. Vývoj napěťových měničů je ovlivněn narůstajícími energetickými požadavky v těchto odvětvích. Pro potlačení ztrát je elektrická energie přenášena na vyšších napěťových hladinách. S vyšší hladinou napětí rostou nároky na napěťové schopnosti napěťových měničů. Ty lze navýšit použitím prvků na vyšší jmenovité napětí, sériovým řazením prvků a použitím vysokonapěťových topologií měničů rozdělujících napěťové namáhání mezi jednotlivé výkonové prvky. Jednu z perspektivních topologií těchto měničů představuje duální měnič. Jeho předností je vysoký počet spínací kombinací. Toho lze využít při návrhu řídicích algoritmů u této topologie k snížení a vyrovnání ztrát jednotlivých výkonových polovodičových prvků, a tím navýšení výkonové hustoty měniče. Pro navýšení maximálního přeneseného výkonu je vhodné pomocí tepelného modelu a modelu ztrát odhadovat teplotu prvků a maximální přípustné ztráty měniče stanovit tak, aby nebyla překročena maximální povolená teplota PN přechodu.

## 2 Současný stav poznání

Vysokonapěťové topologie měničů byly již aplikovány v mnoha oblastech průmyslu a energetiky. Jako příklad aplikací lze uvést potrubní čerpadla v petrochemickém průmyslu, ventilátory pro cementárny, pohony pro elektrickou trakci, válcovny oceli, kompenzátory jalového výkonu atd. [1]. Oproti sériovému řazení prvků je napěťové namáhání ve statických stavech dáno pouze napěťovými poměry ve stejnosměrném meziobvodu. Na napěťové namáhání výkonových prvků u těchto topologií nemá vliv rozdílná charakteristika sériově řazených prvků. Absencí sériového řazení také odpadá problematika nerovnoměrného napěťového namáhání v dynamických stavech daná rozdílnou rychlostí vypnutí a zapnutí prvků řazených v sérii [2].

Mezi typicky používané topologie víceúrovňových měničů patří měnič s upínacími diodami (NPC) [3], měnič s aktivním clampingem (ANPC) - prvkem připojeným na nulový potenciál je jak tranzistor, tak i dioda [4], měnič s plovoucími kondenzátory (FLC) [5], kaskádní zapojení H-můstků (CHB) [6], modulární víceúrovňový měnič (MMC) [7], řada hybridních topologií [8, 9]. Uvedené topologie mají různé nevýhody, například nevyvážené napětí ve stejnosměrném meziobvodu, které vede na zvýšené napěťové namáhání polovodičových součástí [5, 10], větší potřeba pasivních nebo polovodičových prvků. U kaskádního zapojení H-můstků je nevýhodou složitý stejnosměrný meziobvod, který potřebuje velký počet galvanicky oddělených zdrojů [5]. Potřeba vyššího počtu galvanicky oddělených zdrojů je vyřešena u topologie MMC přidáním jedné tlumivky mezi horní prvky a příslušný fázový výstup měniče a druhé tlumivky mezi spodní prvky a příslušný fázový výstup [7].

Velmi zajímavou topologií je kaskádní zapojení dvou dvouúrovňových měničů, tzv. duální měnič. Počet prvků je stejný jako u dvou nezávislých dvouúrovňových měničů, oproti zmíněným topologiím není potřeba dalších pasivních ani polovodičových prvků. Navíc napětí v meziobvodu je dané napájecím zdrojem a není ho nutné balancovat. Nevýhodou je výskyt netočivé složky proudu. Tu lze redukovat úpravou řídicího algoritmu nebo galvanickým oddělením měničů.

Hlavní odlišností oproti zmíněným topologiím je využití otevřeného vinutí zátěže. Díky tomu se nabízí použití této topologie u obnovitelných zdrojů elektrické energie [11, 12], pro pohony lodí [13, 14], u vozidel s elektrickým pohonem [15, 16].

- V případě obnovitelných zdrojů je jeden měnič připojen k obnovitelnému zdroji, zátěží je otevřené vinutí transformátoru a druhý měnič je připojen k baterii nebo superkapacitoru [11]. U této aplikace lze lépe regulovat výkon dodávaný do sítě, snížit jeho fluktuace. V případě přebytku elektrické energie v elektrické síti je možné nabíjet baterie a akumulovanou energií do sítě dodávat, až bude potřeba.
- Pohon lodí může být řešen pomocí diesel generátorů, které dodávají energii do

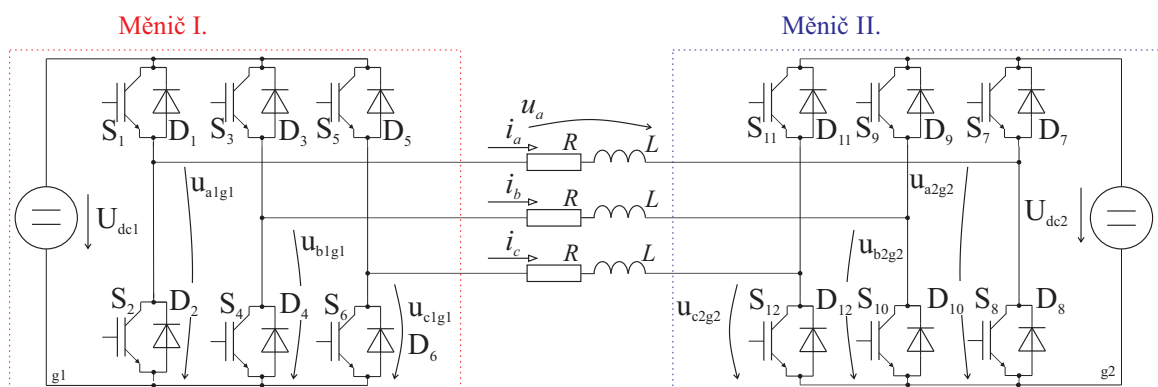
stejnosemného meziobvodu, z kterého jsou napájeny měniče elektromotorů. Diesel generátory jsou navrženy na určitý jmenovitý výkon, pro který mají nejvyšší účinnost [13]. To je nevýhodou v případě malých otáček elektromotoru, kdy je potřeba malý výkon a diesel generátor má malou účinnost. Problém malé účinnosti lze řešit rozdělení jmenovitého výkonu mezi dva diesel generátory. V případě nízkých otáček je u kaskádního spojení měničů dodávána energie pouze z jednoho měniče, respektive jednoho diesel generátoru. Díky tomu je generovaný výkon blíže k jmenovitému a generátor má lepší účinnost. Druhý měnič pouze drží napětí ve stejnosměrném meziobvodu a druhý generátor je vypnut.

- V případě vozidel s elektrickým pohonem nabízí otevřené vinutí jednodušší nabíjení stejnosměrného meziobvodu [17].

## 2.1 Kaskádní spojení dvouúrovňových měničů - duální měnič

Topologie, jejíž analýza a návrh nových algoritmů řízení jsou stěžejním tématem této práce, se nazývá kaskádní spojení dvouúrovňových měničů [18] nebo také duální měnič [19]. Popisovaná topologie je zobrazená na obr. 1. Sestává ze dvou standardních dvouúrovňových měničů označených I a II, přičemž oproti samostatně zapojenému měniči je u zátěže zapojené do hvězdy rozpojen její střed a konce vinutí jsou připojeny k druhému měniči [18]. Parametry a řízení této topologie se liší dle použitého napájení jednotlivých měničů. Měniče mohou být napájeny ze dvou nezávislých zdrojů [11, 18], nebo z jednoho společného [19].

Řízení kaskádního zapojení dvouúrovňových měničů je obdobné řízení tříúrovňového měniče. Oproti řízení tříúrovňových měničů není nutné řešit balancování napětí na kondenzátorech ve stejnosměrném meziobvodu. Díky tomu se nabízí větší volnost při návrhu řízení. Redundantní spínací kombinace lze místo balancování napětí na kondenzátorech využít např. k potlačení netočivé složky napětí [20], snížení spínacích ztrát [21] nebo rovnoměrnému rozložení ztrát výkonových polovodičů [22].



Obr. 1: Kaskádní zapojení dvou dvouúrovňových měničů.

## 2.2 Metody řízení

U duálního měniče s galvanicky oddělenými zdroji napětí vychází velká část technik řízení z technik použitých u jiných topologií měničů. Typické topologie NPC, FLC, CHB a MMC lze řídit pomocí mnoha technik. Výhodou při návrhu technik je, že řízení duálního měniče nemusí zajišťovat vyrovnávání napěťových poměrů stejnosměrného meziobvodu. Mezi běžně používané techniky patří modifikace pulzně šířkové modulace (PWM), modifikace vektorové PWM (SVPWM), hysterezní řízení a prediktivní řízení s omezenou množinou akčních zásahů (MPC) [6, 23, 24].

PWM je v základní variantě založena na porovnávání referenčního signálu s nosným. U kaskádního zapojení lze modifikovat vlastnosti PWM různými způsoby. Mezi typické modifikace patří PWM s fázově posunutými nosnými (PSPWM) a PWM s amplitudově posunutými nosnými (PDPWM) [6]. Použití PSPWM vede na lepší frekvenční spektrum fázového napětí a na možnost potlačit netočivou složku napětí. U varianty PDPWM lze dosáhnout během jedné modulační periody menšího počtu sepnutí polovodičových prvků a dochází ke snížení spínací frekvence tranzistorů [25]. Hlavní nevýhodou PDPWM oproti PSPWM je nerovnoměrné rozložení ztrát [13, 21, 26]. Výhodné se ukázalo vložení netočivé složky do modulačního signálu. Toho lze využít například k potlačení spínání v jedné fázi měniče během jedné modulační periody [26, 27]. Dále lze nulovou složku použít pro navýšení maximální dosažitelné amplitudy výstupního napětí v lineární oblasti modulace [28].

SVPWM je založena na aproximaci referenčního napěťového vektoru pomocí několika spínacích kombinací [6]. U kaskádního zapojení dvouúrovňových měničů se obvykle používá modifikace subhexagonální PWM (SHCPWM). U této modifikace je omezena spínací frekvence tím, že vždy dochází k spínání podle oblasti referenčního vektoru pouze na jednom z měničů. Nevýhodou této modulace jsou přechody mezi oblastmi, kde je nutné navíc vložit další sepnutí polovodičových prvků [22].

Dále existují techniky bez modulátoru. Mezi tyto techniky patří například MPC a hysterezní řízení [29, 30]. U těchto technik je po dobu jednoho kroku sepnutá jedna kombinace. U hysterezního řízení je tato kombinace daná požadavkem na výstupní, měřenou hodnotou proudu a šířkou pásma necitlivosti (hysterezí). Spínací frekvence je kromě parametrů zátěže a dc-linku úměrná šířce hystereze.

U MPC je určení spínací kombinace založeno na predikci dle matematického modelu a na řešení optimalizační ztrátové funkce [24]. Pro omezení spínací frekvence se do ztrátové funkce přidává část penalizující změnu vstupů<sup>1</sup>. U kaskádního zapojení se prediktivní řízení často používá k potlačení okruhových proudů [31].

<sup>1</sup>Vstupem je u MPC pro střídače označováno napětí na výstupu měniče, nebo stav sepnutí jednotlivých pólů (spínací kombinace).



## 2.3 Omezení ztrát a vyrovnávání ztrát výkonových polovodičů měniče

U výše uvedených technik jsou ztráty snižovány pouze pomocí uspořádání nosných signálů, šířkou hysterezního pásma, nebo penalizací sepnutí. Pro omezení ztrát existují pokročilejší techniky využívající matematický model měniče a zátěže [32], měření proudu [33, 34], selektivní harmonické eliminace [35], atd.

Kromě spínací frekvence spínací ztráty závisí na hodnotě proudu příslušné fáze zátěže, napětí ve stejnosměrném meziobvodu a velikosti odporu rezistoru připojeného k gate spínaného tranzistoru [2, 36]. Fázové napětí zátěže lze ovlivnit kromě spínání polovodičových prvků v příslušné fázi i pomocí prvků ve zbylých fázích [18]. Díky tomu lze spínáním prvků ve fázích, kde teče menší proud, značně redukovat spínací ztráty, aniž by bylo zvýšeno zvlnění výstupního proudu [33, 34, 37].

Další možností je variabilní spínací frekvence [32, 38]. Spínací frekvence je volena dle výpočtu zvlnění při nominální spínací frekvenci pomocí matematického modelu měniče a zátěže. Pro hloubky modulace a úhly referenčního vektoru, kde je očekáváno větší zvlnění při nominální frekvenci je volena vyšší spínací frekvence a naopak tam, kde je očekáváno menší zvlnění, je volena menší spínací frekvence.

Značné ušetření spínací frekvence nabízí metody založené na offline výpočtu tabulky úhlů sepnutí jednotlivých prvků. Úhly sepnutí mohou být vypočtené tak, aby byly potlačeny vybrané harmonické [35], nebo tak, aby bylo dosaženo co nejvyšší kvality frekvenčního spektra výstupního napětí při dané spínací frekvenci [39].

Značná nevýhoda uvedených technik je, že není zaručeno vyrovnávání ztrát mezi jednotlivými polovodiči. To se nejvíce projevuje v mezních stavech např. stejnosměrný režim (nulová výstupní frekvence), nebo při pomalém rozjezdu pohonu. V těchto stavech jsou vždy po relativně dlouhou dobu v závislosti na výstupní frekvenci nerovnoměrně zatíženy výkonové prvky.

## 2.4 Maximalizace přeneseného výkonu

Kromě minimalizace a vyrovnání ztrát lze využitelnost výkonových prvků zvýšit správným návrhem ochrany proti přetížení a vyrovnáváním teplot jednotlivých výkonových polovodičových prvků. Realizace vyrovnávání teplot je závislá na použitém typu řízení. U modulací se používají techniky měnicí spínací sekvence [40]. U MPC lze přidat do ztrátové funkce člen penalizující odchylku teploty jednotlivých prvků od průměrné teploty prvku [41].

Ochrana proti přetížení by měla být navržena tak, aby zároveň zaručila bezpečný chod prvků v mezních stavech, a zároveň tak, aby maximální výkon (proud) nebyl zbytečně omezen při běžných provozních stavech. Vzorovou aplikací jsou například vozy

s elektrickými pohony. Problematická je zde proměnná rychlost vozu, se kterou se mění požadavek na výstupní frekvenci. Problematický je zde rozjezd vozu, kde je měnič zatěžován proudy s nízkou výstupní frekvencí [42]. V nízkých frekvencích je delší cyklus, kdy jsou zatěžovány proudem ty samé prvky. Tím dochází oproti vyšším výstupním frekvencím k nárůstu maximální teploty, která je dosažena na výkonových prvcích.

Ochranu proti přetížení lze vyřešit omezením maximálního proudu, nicméně tím se omezí i možnost krátkodobého přetížení. Další možností je využití pojistky nebo tepelného senzoru umístěného uvnitř pouzdra (na základně) měniče. Pojistka je aktivována pouze v případě zkratu nebo velkého přetížení [43], bohužel zapůsobení pojistky vede k vypnutí měniče. Sofistikovanější metody ochrany vycházejí z Cauerovi, Fosterovi tepelné sítě [44], nebo tranzientní tepelné impedance [45]. Maximální přípustné ztráty jsou následně odvozené dle měřené teploty (čidlo bývá obvykle uvnitř modulu měniče [36] nebo může být dodatečně umístěno na chladiči) a matematického modelu daného tranzientní tepelnou impedancí [44]. Pro případ přiblížení se teplotního limitu polovodičových prvků měniče existuje několik možností snížení limitů. Velmi často jsou použity omezení spínací frekvence, zakázání spínacích kombinací vedoucích k překročení tepelného limitu polovodiče [41], omezení amplitudy proudu [44] a změna modulačního schématu [45].

Pro odvození amplitudy proudu zátěže jsou obvykle použity tepelné modely [44, 45, 46] založené na Cauerových nebo Fosterových člancích. Použitý model počítá s homogenní teplotou pouzdra, není zohledněna vzdálenost mezi umístěním senzoru měřícího teplotu pouzdra a jednotlivými výkonovými prvky. Chybí také zohlednění vlivu ztrátových výkonů jednotlivých polovodičových prvků na ostatní prvky. To může být problematické u některých uspořádání pouzder [36], kde některé prvky jsou umístěny blíže ke středu modulu a jiné blíže k okraji modulu. Pro přesnější modelování teploty lze například použít metodu konečných diferencí [47], sofistikované tepelné sítě [48]. Nicméně její nevýhodou je vyšší výpočetní náročnost. Další nedostatkem je, že při určení maximálního přípustného proudu v závislosti na teplotě je uvažována konstantní hloubka modulace, tj. je uvažován konstantní poměr rozložení ztrát mezi tranzistory a zpětné diody.

## 2.5 Dílčí závěr

Z podrobné analýzy současného stavu poznání vyplývají významné nedořešené problémy v těchto oblastech řízení duálních měničů:

- U modulací založených na PWM nebo SVPWM nejsou vyvážené výkonové ztráty polovodičů, nebo kvůli vyvážení ztrát byla navýšena spínací frekvence tranzistorů.
- U ochrany polovodičů proti přetížení není u používaných algoritmů omezení výkonových ztrát založeno na tepelném modelu měniče.

- Není navrženo prediktivní řízení vyrovnávající ztráty jednotlivých tranzistorů a chrání jednotlivé tranzistory měniče proti přetížení.
- Není navrženo omezení amplitudy proudu a ztrát polovodičových prvků zohledňující jejich tepelné vazby, jejich umístění a umístění teplotního čidla.

### 3 Cíle práce

Na základě analýzy současného stavu a v souvislosti nalezenými nevyřešenými problémy v řízení duálních měničů byly stanoveny následující cíle práce:

- Návrh algoritmů využívající PWM s nosnou pro optimalizaci distribuce spínacích ztrát mezi jednotlivé prvky měniče s využitím modifikace nosného signálu.
- Návrh algoritmů využívající vektorovou PWM pro optimalizaci distribuce spínacích ztrát mezi jednotlivé prvky měniče s využitím redundantních spínacích kombinací.
- Návrh algoritmu prediktivního řízení s omezenou množinou akčních zásahů a optimalizace z hlediska spínacích ztrát a jejich rozložení mezi jednotlivými výkonovými polovodičovými prvky.
- Návrh algoritmu prediktivního řízení pro ochranu výkonových polovodičových prvků v závislosti na teplotě a ztrátách v měniči.
- Návrh algoritmu omezující ztráty a amplitudu proudu zátěže na základě teplotního modelu měniče.
- Sestavení matematických modelů a ověření navržených algoritmů řízení simulacemi v ustálených i vybraných přechodových stavech.
- Stavba laboratorního modelu měniče, implementace navržených algoritmů řízení a jejich experimentální ověření.

## 4 Metodika řešení

Práce je souborem řešení několika navzájem souvisejících problémů, které jsou členěny v základních partiích – částech 5 až 8. Každá část je dělena na dílčí kapitoly, případně na další podkapitoly. Teoretické předpoklady a návrhy jsou u vybraných problémů ověřovány pomocí simulačních modelů a pomocí experimentů na laboratorním prototypu duálního měniče.

První část je věnována matematickému modelu duálního měniče a zátěže s otevřeným vinutím. Komplexní matematický model duálního měniče a zátěže s otevřeným vinutím sestává ze čtyř částí. Každá část je popsána samostatně v dílčí kapitole. První část popisuje napěťový model pro různé způsoby napájení. Druhá část popisuje proudový model zátěže. Ve třetí části je popsán model ztrát měniče. Čtvrtá část se zabývá tepelným modelem měniče. Jsou zde popsány dva rozdílné modely. Druhý model je oproti prvnímu upřesněn zahrnutím tepelných vazeb mezi jednotlivými prvky.

Druhá část se zabývá algoritmy založenými na PWM a jejich úpravou za účelem snížení a vyrovnání ztrát jednotlivých spínacích polovodičových prvků měniče. Popisované algoritmy vycházejí z PWM s více nosnými signály nebo z vektorové PWM. Dále je zde představen algoritmus založený na kombinaci vektorové modulace s prediktivním řízením. Jednotlivé algoritmy jsou srovnány z hlediska ztrát a kvality průběhů napětí a proudů získaných pomocí provedených simulací a experimentů.

Třetí část se zabývá návrhem FCS-MPC se ztrátovou funkcí, která umožňuje omezení, případně vyrovnání spínací frekvence jednotlivých výkonových polovodičů měniče. Spínací frekvence je omezována pomocí penalizace spínání nebo průměrné spínací frekvence získané pomocí exponenciálního filtru. Navržený algoritmus je porovnán pomocí simulací a experimentů s PWM s proporčně-sumačními regulátory a konvenčními algoritmy FCS-MPC z hlediska spínací frekvence a zkreslení proudu.

Čtvrtá část řeší problematiku ochrany proti přetížení měniče pomocí prediktivního řízení. Je zde popsán návrh ztrátové funkce pro řízení proudu, vyrovnávání ztrátových výkonů jednotlivých polovodičů a omezování jejich ztrátového výkonu na základě teplotního modelu. Navržená metoda řízení využívající tuto ztrátovou funkci je srovnána s metodou, kde ztrátová funkce přímo penalizuje teplotu PN přechodu jednotlivých prvků. Srovnání je provedeno pomocí simulací pro několik různých režimů zatížení. Navržené řízení je dále verifikováno sérií experimentů.

Každá z uvedených částí navíc obsahuje shrnutí získaných výsledků při využití dané metody řízení.

## 5 Matematický model duálního měniče se zátěží s otevřeným vinutím

Pro potřeby simulace vlastního výkonového obvodu a pro návrh pokročilých algoritmů řízení duálního měniče je nutné navrhnout vhodný matematický model a identifikovat jeho parametry. Model použitý v této práci lze rozdělit na čtyři hlavní části: napěťový model, proudový model, model ztrát a tepelný model. Napěťový model je použit pro výpočet napětí zátěže při jednotlivých spínacích kombinacích, proudový model je použit pro výpočet proudu zátěže, model ztrát pro výpočet ztrát výkonových polovodičových prvků a tepelný model jsou použity pro určení oteplení polovodičových prvků na základě jejich ztrátových výkonů.

### 5.1 Napěťový model

Každý z měničů má k dispozici osm různých spínacích kombinací, z nich lze dohromady vytvořit 64 různých spínacích kombinací [18]. Obvykle se napětí na zátěži při sepnutí jednotlivých spínacích kombinacích znázorňuje ve dvoudimenzionálním stacionárním souřadném systému  $\alpha\beta$

$$\begin{aligned} u_\alpha &= \frac{1}{3}(2u_a - u_b - u_c), \\ u_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}}(u_b - u_c), \end{aligned} \quad (1)$$

kde  $u_a, u_b, u_c$  jsou fázová napětí zátěže. Netočivá složka napětí

$$u_0 = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c) \quad (2)$$

je obvykle v případě potřeby znázorněna samostatně. Pro určení hodnoty napětí na zátěži je vhodné zavést fázová napětí měniče I  $u_{a1g1}, u_{b1g1}, u_{c1g1}$ , fázová napětí měniče II  $u_{a2g2}, u_{b2g2}, u_{c2g2}$  a napětí mezi měniči  $u_{g1g2}$ . Fázová napětí příslušného měniče znázorněná na obr. 1 jsou mezi vývody jednotlivých fází a záporným pólem zdroje, napětí mezi měniči je mezi zápornými póly obou zdrojů. Rovnice pro výpočet jednotlivých fázových napětí zátěže lze následně sestavit dle Kirchhoffova zákona

$$\begin{aligned} u_a &= u_{a1g1} - u_{a2g2} + u_{g1g2}, \\ u_b &= u_{b1g1} - u_{b2g2} + u_{g1g2}, \\ u_c &= u_{c1g1} - u_{c2g2} + u_{g1g2}, \end{aligned} \quad (3)$$

kde napětí  $u_{a1g1}$  a  $u_{a2g2}$  nabývají hodnot 0, nebo  $U_{dc1}$ , respektive  $U_{dc2}$ . Velikost  $u_{g1g2}$  je daná spínací kombinací a impedancí mezi oběma měniči při vypnutých spínacích

prvcích (tj., způsobem napájení měniče).

### 5.1.1 Napájení ze společného zdroje

U společného napájení střídačů lze po zanedbání parazitní indukčnosti a odporu napájecích vodičů považovat impedanci mezi oběma střídači rovnu nule. To vede na nulové napětí mezi měniči, a fázové napětí zátěže dané fáze závisí pouze na stavu sepnutí tranzistorů v této fázi. Soustavu rovnic pro určení napětí jednotlivých fází lze následně zjednodušit na

$$\begin{aligned} u_a &= u_{a1g1} - u_{a2g2} \\ u_b &= u_{b1g1} - u_{b2g2} \\ u_c &= u_{c1g1} - u_{c2g2} \end{aligned} \quad (4)$$

Po dosazení  $u_a, u_b, u_c$  do rovnice (2) je patrné, že  $u_0$  nebude potlačena. Velikost netočivé složky napětí se bude pohybovat v rozmezí  $-U_{dc}, -\frac{2U_{dc}}{3}, -\frac{U_{dc}}{3}, 0, \frac{U_{dc}}{3}, \frac{2U_{dc}}{3}, U_{dc}$ .

### 5.1.2 Napájení z galvanicky oddělených zdrojů

Napětí  $u_{g1g2}$  lze vypočítat z fázových napětí obou měničů dle rovnice

$$u_{g1g2} = \frac{1}{3} (-u_{a1g1} - u_{b1g1} - u_{c1g1} + u_{a2g2} + u_{b2g2} + u_{c2g2}). \quad (5)$$

Po dosazení lze rovnice upravit:

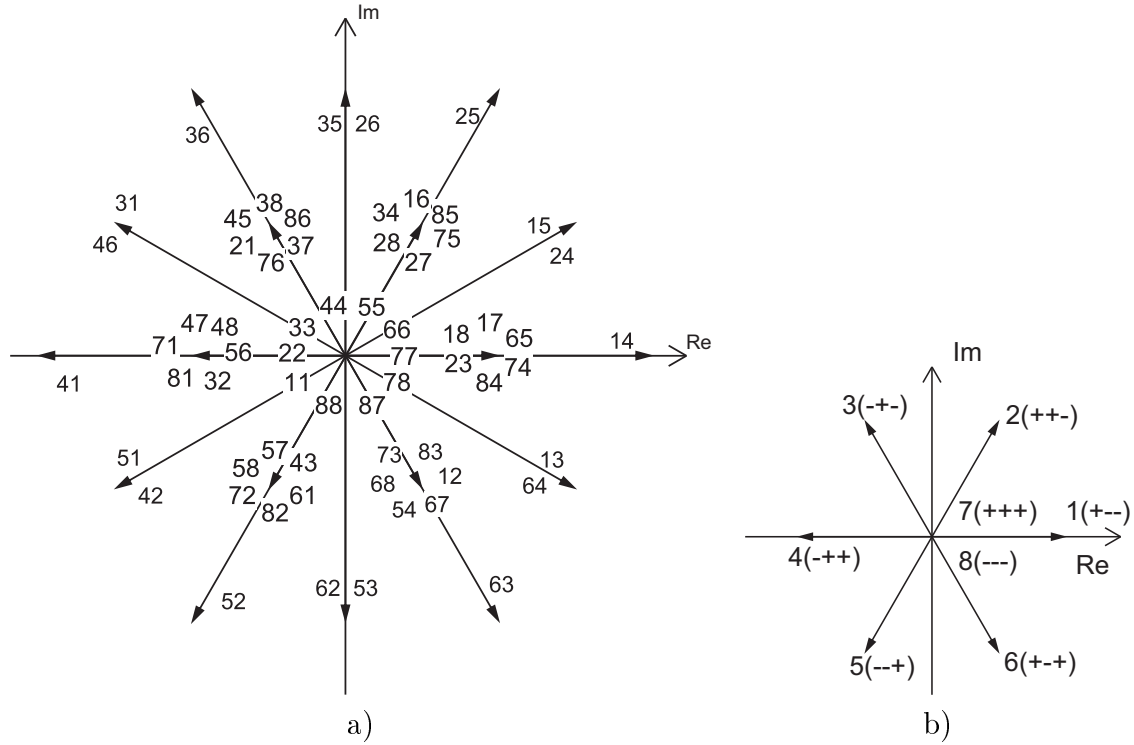
$$\begin{aligned} u_a &= \frac{1}{3} [2(u_{a1g1} - u_{a2g2}) - (u_{b1g1} - u_{b2g2}) - (u_{c1g1} - u_{c2g2})], \\ u_b &= \frac{1}{3} [-(u_{a1g1} - u_{a2g2}) + 2(u_{b1g1} - u_{b2g2}) - (u_{c1g1} - u_{c2g2})], \\ u_c &= \frac{1}{3} [-(u_{a1g1} - u_{a2g2}) - (u_{b1g1} - u_{b2g2}) + 2(u_{c1g1} - u_{c2g2})]. \end{aligned} \quad (6)$$

U napájení ze dvou galvanicky oddělených zdrojů je, stejně jako u zátěže zapojené do hvězdy, součet fázových napětí roven nule. Díky tomu je netočivá složka napětí rovna nule a napěťové vektory se dají vyjádřit v komplexní rovině, kde vektor je dán

$$\bar{u} = u_\alpha + j \cdot u_\beta. \quad (7)$$

V případě vyrovnaného napětí stejnosměrných meziobvodů lze stejně jako u tříúrovňového měniče dle rovnic (1, 7) pomocí 64 spínacích kombinací sestavit 19 nezávislých napěťových vektorů zobrazených na obr. 2a). Zde je každá spínací kombinace označena dvěma číslicemi. První číslice vyznačuje spínací kombinaci na měniči I a druhá spínací

kombinaci na měniči II. Spínací kombinace u samostatných měničů I resp. II jsou vyznačené na obr. 2b). Například spínací kombinace 1 je zde označena jako 1(+ - -). Zde „+“ na první pozici značí kladné  $u_{a1g1}$ , respektive kladné  $u_{a2g2}$ , „-“ na druhé pozici značí nulové  $u_{b1g1}$ , respektive nulové  $u_{b2g2}$  a „-“ na třetí pozici značí nulové  $u_{c1g1}$ , respektive nulové  $u_{c2g2}$ .



Obr. 2: Znázornění dosažitelných napěťových vektorů v komplexní rovině a) u kaskádního zapojení měničů napájený dvěma nezávislými zdroji ekvivalentního napětí, b) samostatně zapojeného dvouúrovňového měniče.

## 5.2 Proudový model

Pro zátěž typu  $RL$  lze proudový model popsat rovnicí:

$$i_{ph,k+1} = i_{ph,k} + (u_{ph,k+1} - Ri_{ph,k}) \frac{1}{L} \Delta k, \quad (8)$$

kde  $i_{ph,k+1}$  reprezentuje hodnotu daného fázového proudu v následujícím kroku  $k + 1$ ,  $i_{ph,k}$  reprezentuje hodnotu proudu v kroku  $k$ ,  $u_{ph,k+1}$  je fázové napětí na zátěži v následujícím kroku  $k + 1$  dáno rovnicí (6) a  $\Delta k$  je vzorkovací perioda.  $u_{ph,k}$  se liší dle použitého napájení, viz kapitola 5.1.

V práci jsou pro názornost řešení fázové proudy transformovány do složek rotujícího souřadného systému svázaného s požadovaným vektorem proudu. Jednotlivé složky



proudového vektoru v rotujícím souřadném systému  $dq0$  lze získat pomocí rovnic:

$$i_{\alpha,k+1} = \frac{1}{3} (2i_{a,k+1} - i_{b,k+1} - i_{c,k+1}), \quad (9)$$

$$i_{\beta,k+1} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{b,k+1} - i_{c,k+1}), \quad (10)$$

$$i_{d,k+1} = i_{\alpha,k+1} \cdot \cos\theta_{k+1} + i_{\beta,k+1} \cdot \sin\theta_{k+1}, \quad (11)$$

$$i_{q,k+1} = -i_{\alpha,k+1} \cdot \sin\theta_{k+1} + i_{\beta,k+1} \cdot \cos\theta_{k+1}, \quad (12)$$

$$i_{0,k+1} = \frac{1}{3} (i_{a,k+1} + i_{b,k+1} + i_{c,k+1}) \quad (13)$$

kde  $i_{\alpha}$ ,  $i_{\beta}$  označují složky proudového vektoru ve stacionárním souřadném systému,  $\theta$  je úhel rotujícího souřadného systému.

### 5.3 Model ztrát v polovodičích

Ztráty polovodičů lze členit na řídicí, závěrné, blokovací, vodivostní a spínací [2]. Řídicí jsou způsobeny průchodem řídicího signálu, závěrné průchodem proudu v závěrném směru, blokovací průchodem proudu v propustném směru, pokud není polovodičová součástka otevřena, vodivostní vedením proudu v propustném směru a spínací jsou způsobeny spínáním součástky. Řídicí, závěrné a blokovací ztráty jsou oproti vodivostním a spínacím zanedbatelné. Díky tomu lze model ztrát tranzistoru zjednodušit do tvaru

$$\Delta P_{S_x,k+1} = u_{T0T} \cdot i_{S_x,k+1} + r_{TT} \cdot i_{S_x,k+1}^2 + (\chi_{on,k} + \chi_{off,k}) \cdot i_{S_x,k}, \quad (14)$$

kde  $u_{T0T}$  je prahové napětí otevřeného tranzistoru,  $i_{S_x,k+1}$  je proud tekoucí tranzistorem v kroku  $k + 1$ ,  $r_{TT}$  je odpor otevřeného kanálu tranzistoru,  $i_{S_x,k}$  je proud protékající tranzistorem v kroku  $k$  a

$$\chi_{on,k} = \begin{cases} K_{on} & \text{pro } S_{S_x,k} > S_{S_x,k-1} \\ 0 & \text{jinak,} \end{cases}$$

$$\chi_{off,k} = \begin{cases} K_{off} & \text{pro } S_{S_x,k} < S_{S_x,k-1} \\ 0 & \text{jinak,} \end{cases}$$

kde  $K_{on}$  je aproximovaný koeficient ztrát způsobených zapnutím při proudu jeden ampér z charakteristiky závislosti zapínacích ztrát na proudu,  $S_{S_x,k}$  a  $S_{S_x,k-1}$  indikuje zda je tranzistor sepnut v kroku  $k$ , respektive  $k - 1$ ,  $K_{off}$  je aproximovaný koeficient ztrát způsobených vypnutím tranzistoru z charakteristiky závislosti vypínacích ztrát při proudu jeden ampér.

Pro model diody lze obdobně psát

$$\Delta P_{D_x,k+1} = u_{T0D} \cdot i_{D_x,k+1} + r_{TD} \cdot i_{D_x,k+1}^2 + \chi_{rr,k} \cdot i_{D_x,k}, \quad (15)$$

kde  $u_{T0D}$  je prahové napětí diody,  $r_{TD}$  je odpor otevřené diody,  $i_{D_x,k+1}$  je proud tekoucí diodou v kroku  $k + 1$ ,  $i_{D_x,k}$  je proud tekoucí diodou v kroku  $k$  a

$$\chi_{rr,k} = \begin{cases} K_{rr} & \text{pro } S_{D_x,k} < S_{D_x,k-1} \\ 0 & \text{jinak} \end{cases},$$

$K_{rr}$  je aproximovaný koeficient ztrát způsobených zotavovacím nábojem diody z charakteristiky závislosti vypínacích ztrát diody při proudu jeden ampér,  $S_{D_x,k}$  a  $S_{D_x,k-1}$  indikuje zda byla zpětná dioda  $x$  sepnuta v kroku  $k$ , respektive v kroku  $k - 1$ .

## 5.4 Zjednodušený tepelný model polovodičových prvků

Velmi často je využíván tepelný model měniče založený na Cauerových člancích bez uvažování ohřevu PN přechodu ztrátami ostatních výkonových prvků[41, 44]. Náhradní schéma tepelného modelu je zobrazeno na obr. 3. Řešení pro model složený ze čtyř článků je dle [49] vyjádřeno:

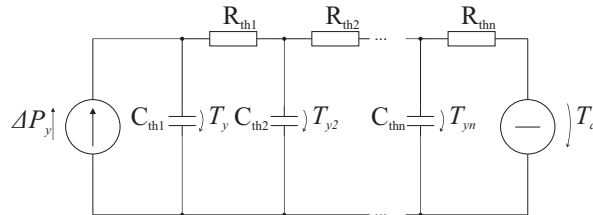
$$T_{y,k+1} = T_{y,k} + \left( -\frac{1}{C_{th1}R_{th1}}T_{y,k} + \frac{1}{C_{th1}R_{th1}}T_{y2,k} + \frac{1}{C_{th1}}\Delta P_{y,k+1} \right) \Delta k, \quad (16)$$

$$T_{y2,k+1} = T_{y2,k} + \left( \frac{1}{C_{th2}R_{th1}}T_{y,k} - \frac{R_{th1} + R_{th2}}{C_{th2}R_{th1}R_{th2}}T_{y2,k} + \frac{1}{C_{th2}R_{th2}}T_{y3,k} \right) \Delta k, \quad (17)$$

$$T_{y3,k+1} = T_{y3,k} + \left( \frac{1}{C_{th3}R_{th2}}T_{y2,k} - \frac{R_{th2} + R_{th3}}{C_{th3}R_{th2}R_{th3}}T_{y3,k} + \frac{1}{C_{th3}R_{th3}}T_{y4,k} \right) \Delta k, \quad (18)$$

$$T_{y4,k+1} = T_{y4,k} + \left( \frac{1}{C_{th4}R_{th3}}T_{y3,k} - \frac{R_{th3} + R_{th4}}{C_{th4}R_{th3}R_{th4}}T_{y4,k} + \frac{1}{C_{th4}R_{th4}}T_a \right) \Delta k, \quad (19)$$

kde  $C_{thn}$  je tepelná kapacita  $n$ -tého článku,  $R_{thn}$  je tepelný odpor  $n$ -tého článku,  $T_a$  je teplota okolí,  $P_y$  je ztrátový výkon  $y$ -tého prvku,  $T_y$  je modelovaná teplota  $y$ -tého prvku,  $T_{y2}$ ,  $T_{y3}$ ,  $T_{y4}$  jsou teploty Cauerových článků  $y2$  až  $y4$ .



Obr. 3: Náhradní schéma tepelného modelu polovodičového prvku s  $n$   $RC$  články.

## 5.5 Navrhovaný tepelný model s vazbou mezi jednotlivými polovodiči

Navrhovaný model vychází z uspořádání použitých výkonových polovodičových modulů duálního měniče. Ten je v případě experimentálního stanoviště tvořen ze dvou navzájem teplotně nezávislých modulů dvouúrovňového měniče. Vnitřní uspořádání jednotlivých prvků měniče je zobrazeno na obr. 4. Jako prvek je zde uvažována kombinace tranzistoru  $S_y$  a diody  $D_y$ . Teplota jednotlivých prvků  $T_y$  lze určit pomocí tepelného modelu. Na měniči I je přímo měřena teplota základny  $T_{zI}$  a na měniči II teplota základny  $T_{zII}$  pomocí termistoru umístěného v pravém dolním rohu modulu, modeluje se tedy rozdíl mezi teplotou základny a teplotou jednotlivých prvků  $\Delta T_y$ , kterou pro prvky z měniče I ( $y = \{1; 2; \dots; 6\}$ ) lze popsat jako:

$$\Delta T_{y,k} = T_{y,k} - T_{zI,k} \quad (20)$$

a pro prvky z měniče II ( $y = \{7; 8; \dots; 12\}$ ) lze popsat jako:

$$\Delta T_{y,k} = T_{y,k} - T_{zII,k}. \quad (21)$$

$\Delta T_{y,k}$  pro  $y = \{1; 2; \dots; 6\}$  je modelován pomocí autoregresivního a regresivního modelu v závislosti na  $\Delta T_y$  v předchozích krocích a na ztrátovém výkonu prvků  $x = \{1; 2; \dots; 6\}$  v předchozích krocích:

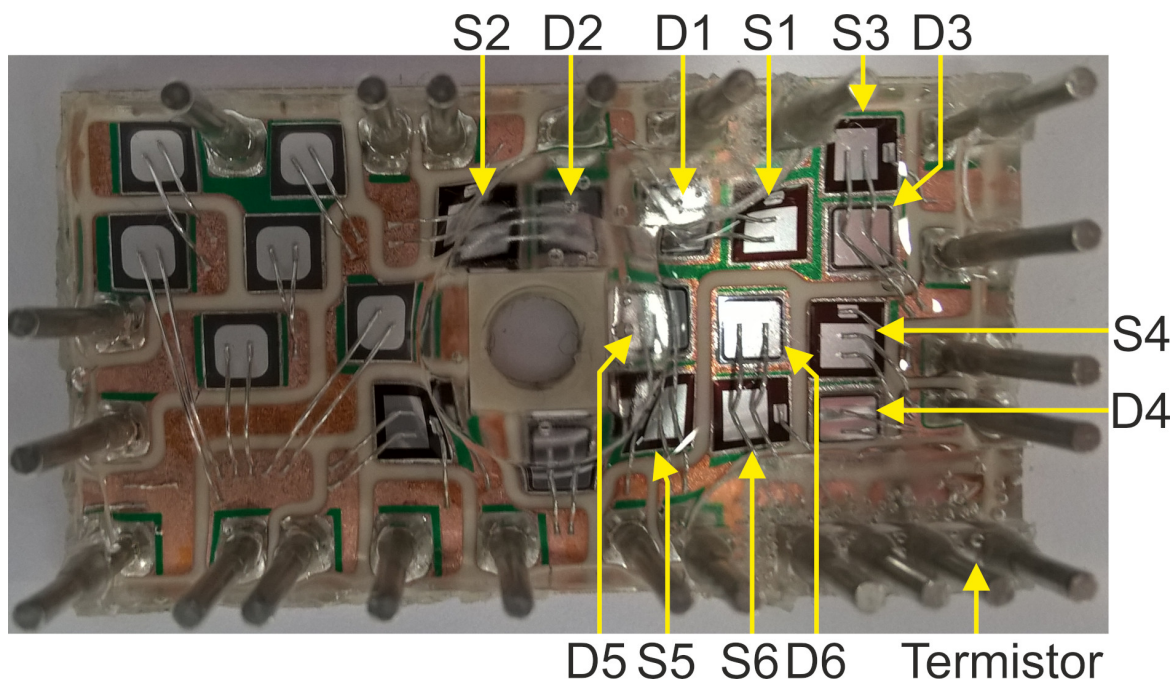
$$\Delta T_{y,k} = \sum_{v=1}^n -a_{y,n-v} \Delta T_{y,k-v} + \sum_{x=1}^6 \sum_{w=1}^m b_{yx,m-w} \Delta P_{x,k-w}. \quad (22)$$

Rovnici zde lze rozdělit na dva členy:

- První člen  $\sum_{v=1}^n -a_{y,n-v} \Delta T_{y,k-v}$  udává přírůstek  $\Delta T_y$  v závislosti na  $\Delta T_y$  v předchozích krocích  $k-v$ . Zde  $v$  udává rozdíl mezi aktuálním krokem  $k$  a vyšetřovaným krokem,  $a_{y,n-v}$  značí koeficienty modely udávající vliv  $\Delta T_y$  v předchozích krocích a  $\Delta T_{y,k-v}$  značí  $\Delta T_y$  v kroku  $k-v$ .
- Druhý člen  $\sum_{x=1}^6 \sum_{w=0}^m b_{yx,m-w} \Delta P_{x,k-w-1}$  udává přírůstek  $\Delta T_y$  v závislosti na  $\Delta P_x$  v předchozích krocích  $k-w$ . Zde  $x$  značí prvek,  $w$  je proměnná použitá při značení kroku,  $b_{yx,m-w}$  je koeficient udávající vliv ztrátového výkonu  $x$ -tého prvku na  $\Delta T_{y,k}$  a  $\Delta P_{x,k-w-1}$  je ztrátový výkon  $x$ -tého prvku v kroku  $k$ .

Obdobně lze modelovat  $\Delta T_{y,k}$  pro  $y = \{7; 8; \dots; 12\}$  v závislosti na ztrátovém výkonu prvků  $x = \{7; 8; \dots; 12\}$ :

$$\Delta T_{y,k} = \sum_{v=1}^n -a_{y,n-v} \Delta T_{y,k-v} + \sum_{x=7}^{12} \sum_{w=1}^m b_{yx,m-w} \Delta P_{x,k-w-1}. \quad (23)$$



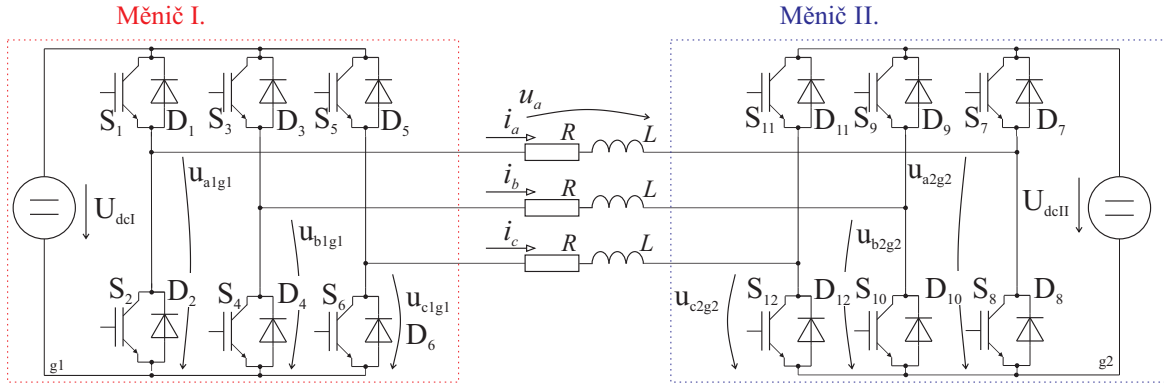
Obr. 4: Vnitřní uspořádání modulu měniče.

## 5.6 Návrh desky plošného spoje pro měření teploty

Pro měření teploty tranzistoru a následnou identifikaci byl vytvořen měřicí obvod. Principiální schéma navrhovaného obvodu je zobrazeno na obr. 5. Obvod slouží jako měřicí převodník převádějící napětí otevřeného tranzistoru a otevřené zpětné diody na napětí v rozsahu  $\pm 10V$  s vnitřním odporem daným parametry operačního zesilovače. Převod na výstupní napětí je dán velikostí odporu rezistorů napěťových děličů dle rovnice:

$$U_{out} = \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} \cdot \left(1 + \frac{R'_4}{R'_3}\right) \cdot U_{CE}, \quad (24)$$

kde  $R'_1$ ,  $R'_2$ ,  $R'_3$ ,  $R'_4$  jsou celkové odpory jednotlivých skupin rezistorů a  $U_{CE}$  je napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru. Výstup operačního zesilovače je přiveden na jeden kanál vybraného externího A/D převodníku řídicí desky.



Obr. 5: Principiální schéma obvodu měřícího napětí  $U_{CE}$  otevřeného tranzistoru.

Kompletní návrh desky plošného spoje byl proveden v programu Altium. Kromě úpravy signálu pro A/D převodník řídicí desky MLC interface je dále nutné v obvodu zajistit symetrické napájení, potlačení souhlasného a vysokofrekvenčního rušení, ochranu obvodu před přepětím a nadimenzovat rezistory  $R'_1$  a  $R'_2$ .

Kompletní schéma je zobrazené na obr. 6. Vstup pro měřené napětí je proveden pomocí zámkového konektoru. Z konektoru je dále vstup přiveden na napěťový dělič  $R'_1$ ,  $R'_2$ . Ten spolu s diodami  $V3$ ,  $V5$  a tranzistorem  $Q1$  slouží jako ochrana operačního zesilovače  $IC7A$  před vysokým napětím v případě zavřeného výkonového tranzistoru. Pro potlačení vysokofrekvenčního rušení je napěťový dělič opatřen kondenzátorem. Rezistory napěťového děliče je nutné navrhnout tak:

1. Aby byla zajištěna dostatečná rychlost přechodového děje po otevření tranzistoru.
2. Aby měřené napětí bylo co nejméně ovlivněno vstupním proudem operačního zesilovače.
3. Aby proud tekoucí ochrannými diodami a ochranným tranzistorem byl co nejmenší.
4. Aby byl dodržen maximální přípustný ztrátový výkon rezistorů děliče.
5. Aby byl zajištěn, co největší odstup signálu od šumu daného vlastnostmi operačního zesilovače.

Proud ochrannou diodou lze za předpokladu ideální diody určit

$$i_{od} = \frac{U_{dc}}{R'_1}, \quad (25)$$

kde  $U_{dc}$  je napětí stejnosměrného meziobvodu. Pro omezení proudu tekoucího ochrannými diodami a ochranným tranzistorem se vyplatí volit  $R'_1$  co největší. Naopak pro omezení úbytku napětí na  $R'_1$  vznikajícího vlivem vstupního proudu operačního ( $I_{vst}$ ) je vhodné  $R'_1$  volit co nejmenší. Při návrhu byl respektován předpoklad, že operační

zesilovač bude zvolen tak, aby jeho hodnota vstupního proudu  $I_{vst}$  nepřesáhla  $20 nA$ . Limitní hodnota úbytku napětí na  $R'_1$  ( $U_{R'_1,max}$ ) způsobená  $I_{vst}$  byla stanovena na  $30 \mu V$ . Po stanovení limitu lze určit hodnotu odporu  $R'_1$

$$R'_1 \leq \frac{U_{R'_1,max}}{I_{vst}} \leq 1500 \Omega. \quad (26)$$

$R'_2$  je následně nutné volit tak, aby byl zajištěn co největší odstup signálu/šum na vstupu operačního zesilovače, aby napětí na vstupu operačního zesilovače bylo v mezích a aby nebyl veliký zbytkový proud protékající ochrannou diodou. Pro potlačení tohoto proudu bylo ve schématu navýšeno prahové napětí použitím čtyř sériově zapojených diod. Celkové prahové napětí diod u integrovaných obvodů  $V3$  a  $V7$  je očekáváno přibližně  $1,2 V$ . Maximální měřitelná hodnota napětí otevřeného tranzistoru  $U_{CE,max}$  je stanovena na  $2,5 V$ . Odpor rezistoru  $R'_2$  je vhodné dle následujícího vztahu nastavit tak, aby hodnota napětí na vstupních pinech operačního zesilovače dosahovala při  $U_{CE,max}$  menší hodnoty, než je prahové napětí ochranné diody  $u_{T00}$ :

$$k_1 u_{T00} \leq \frac{U_{CE,max} \cdot R'_2}{R'_1 + R'_2} \quad (27)$$

$$R'_2 \leq \frac{R'_1}{\frac{U_{CE,max}}{k_1 \cdot u_{T00}} - 1}, \quad (28)$$

kde  $k_1$  je maximální přípustný poměr mezi  $u_{T0}$  a maximálním očekávaným měřeným napětím na vstupu operačního zesilovače. Pokud se dle rovnice (28)  $R'_2$  zvolí  $750 \Omega$ , tak vychází  $k_1 = 0,5417$  a hodnota zbytkového proudu je zanedbatelná. Kromě velikosti odporu je nutné dimenzovat maximální ztrátový výkon rezistoru  $R'_1$ , který je dán  $U_{dc}$ . Proto je  $R'_1$  při návrhu schématu nahrazen 25 sérioparalelně řazenými rezistory s celkovým přípustným ztrátovým výkonem  $10 W$  a celkovým odporem  $1500 \Omega$ . Ze znalosti odporů rezistorů a doby měření  $T$  lze stanovit maximální přípustnou velikost vstupního kondenzátoru filtrujícího vysokofrekvenční složku rušení tak, aby časová konstanta obvodu byla desetkrát menší než doba měření

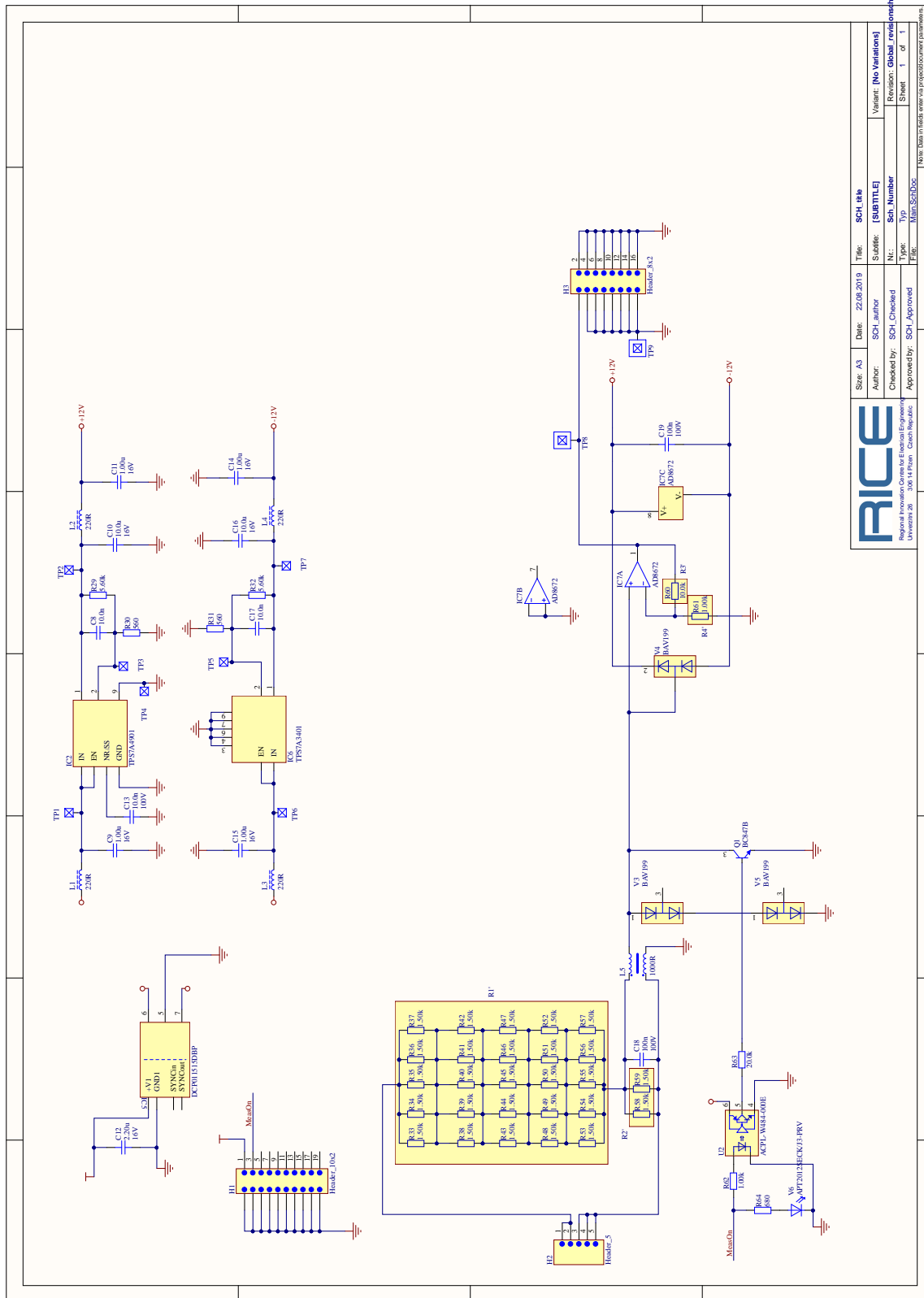
$$C'_1 \leq 0,1 \cdot \frac{T}{R'_2}. \quad (29)$$

Pro  $T = 1 ms$  lze  $C'_1$  zvolit  $100 nF$ . Dále je na vstupu nezbytné potlačit souhlasné rušení. To je realizováno pomocí cívky pro potlačení souhlasného rušení  $L3$ . Za cívkou jsou umístěny ochranné diody a tranzistor. Diody se otevírají v případě přepětí na vstupu operačního zesilovače. Tranzistor slouží pro omezení přepětí v dynamických stavech po vypnutí výkonového IGBT tranzistoru. Oproti diodám je tranzistor otevírán před vypnutím IGBT tranzistoru. Díky tomu nevzniká nežádoucí přechodový děj a pře-


pětí způsobené dobou otevírání diod. Tranzistor je ovládán přes PWM výstup MLC interface pomocí optočlenu  $U2$ , který umožňuje galvanické oddělení od MLC interface.

Za ochrannými diodami a tranzistorem je umístěn operační zesilovač zapojen v neinvertujícím zapojení. Jeho zesílení je dáno volbou rezistorů  $R60$  a  $R61$ . Výstup operačního zesilovače je přiveden na vstup A/D převodníku řídicí desky.

Obvod je napájen z řídicí desky přes izolovaný dc/dc měnič, na jehož výstupu je symetrické napájení. Výstup kladné hodnoty napětí je použit pro napájení optočlenu  $U2$  řídicího ochranný tranzistor  $Q1$ . Výstup obou polarit napětí je opatřen LC filtry  $L1-C9$  a  $L3-C15$ . Za LC filtry je umístěn lineární napěťový stabilizátor tlumící kmity vyvolané spínáním dc/dc měniče. Hodnota výstupního napětí stabilizátorů je nastavena přibližně na  $12V$  pomocí rezistorů mezi výstupem (OUT), zpětnovazebním vstupem (FB) a zemí (GND). Kondenzátor  $C8$  tlumí nežádoucí vysokofrekvenční složku. Poslední část tlumení vysokofrekvenčního rušení způsobeného spínáním dc/dc měniče je realizována za lineárními napěťovými stabilizátory pomocí CLC filtrů  $C10-L2-C11$ ,  $C16-L4-C14$ . Pro maximální potlačení rušení je z výstupu CLC napájen pouze operační zesilovač.



Size: A3	Date: 22.08.2019	Title: SCH title
Author: SCH author	SubTitle: [SUBTITLE]	Variant: [No Variations]
Checked by: SCH Checked	Nr.: Sch. Number	Revision: Global_revisionsh_re
Approved by: SCH Approved	Type: Typ	Sheet 1 of 1
	Fig. MainSCHDoc	


 Regional Innovation Centre for Electrical Engineering  
 University of Pardubice, Czech Republic  
 www.pricer.cz

Obr. 6: Kompletní schéma zapojení pro měření napětí na otevřeném tranzistoru střídače.



## 5.7 Určení parametrů tepelného modelu výkonových polovodičových modulů

Výkonové moduly obou měničů jsou stejného typu, proto jsou očekávány téměř identické vlastnosti, a je identifikován pouze model měniče I, jehož parametry jsou následně použity i pro model měniče II. Pro modelování teploty byl zvolen tepelný model popsán rovnicí (22) s  $n = 3$  a  $m = 3$ . Parametry modelu lze získat na základě měření teploty základny a teploty  $y$ -tého tranzistoru a ze znalosti ztrátových výkonů jednotlivých prvků. Teplota základny je měřena pomocí termistoru umístěného v pravém dolním rohu modulu, viz obr. 4. Teplota  $y$ -tého tranzistoru je určena nepřímou metodou pomocí měření teplotně závislého úbytku napětí mezi kolektorem a emitorem  $y$ -tého tranzistoru.

### 5.7.1 Měření teploty tranzistoru

Schéma zapojení pro měření teploty  $y$ -tého tranzistoru měniče I je zobrazeno na obr. 8. Úbytek napětí na kolektoru  $U_{ce}$  je měřen pomocí navržené desky plošného popsané v kapitole 5.6 připojené k výstupu příslušné fáze měniče a na kladném či záporném pólu stejnosměrného meziobvodu podle toho, zda je  $U_{ce}$  měřen na horních tranzistorech  $S_1, S_3, S_5$  nebo na spodních tranzistorech  $S_2, S_4, S_6$ .

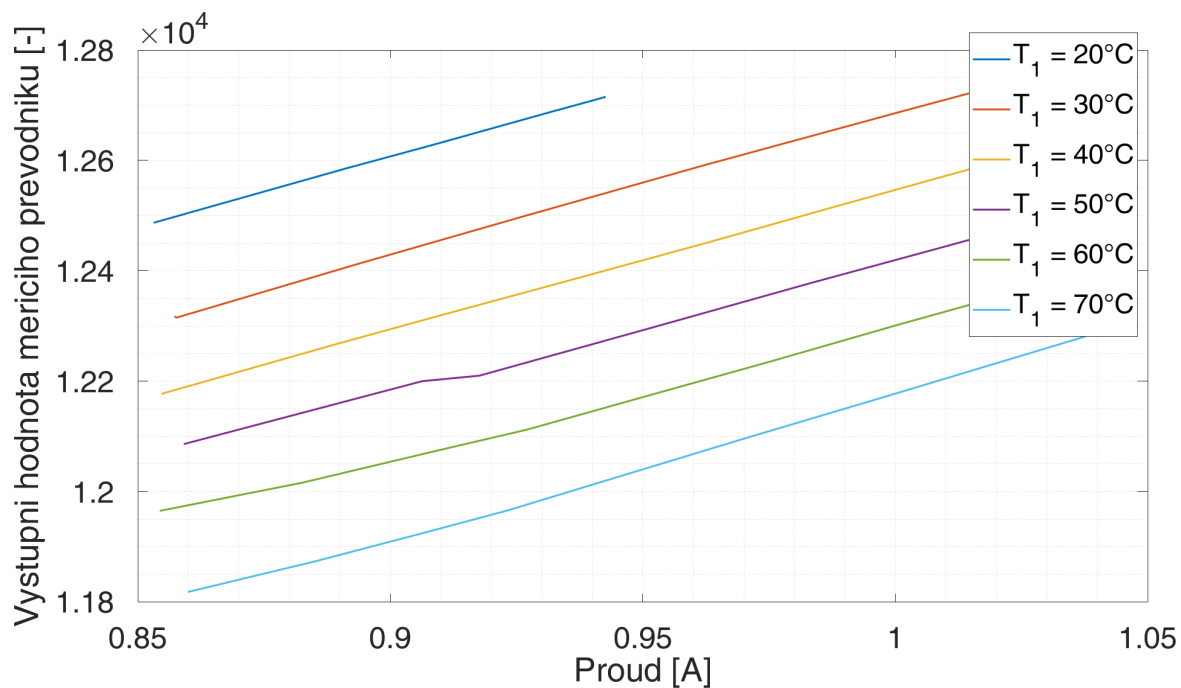
Závislost výstupní hodnoty měřicího převodníku na teplotě pro různé proudy je zobrazena na obr. 7. Parametry obvodu jsou voleny tak, aby se hodnota proudu  $I_m$  při měření  $U_{ce}$  přibližně rovnala  $0,9 A$ . Nezávislost protékajícího proudu při měření  $U_{ce}$  na jiných veličinách, než je teplota tranzistoru, je zajištěna pomocí pomocného měniče, regulovaného napěťového zdroje  $U_{dc1} = 30 V$  a rezistoru  $R_m = 30 \Omega$ . Díky tomu je možné vyhodnotit teplotu PN přechodu tranzistoru bez měření proudu. Teplota je během měření odečítána každých  $40 ms$ . Doba odečtu byla nastavena na  $6 ms$ . Tato doba je využita pro ustálení proudu tekoucího měřeným tranzistorem. Měřený tranzistor je zatížen po dobu  $34 ms$  proudem zátěže dané fáze a  $6 ms$  proudem potřebným pro měření teploty. Během každého experimentu je odečítána teplota pouze jednoho tranzistoru.

Pro identifikaci šíření tepla od všech tranzistorů měniče výkonovým modulem je nutné provést experiment šestkrát, pokaždé s měřením teploty jiného tranzistoru. Jednotlivé tranzistory a spínače jsou spínány dle následující pravidel:

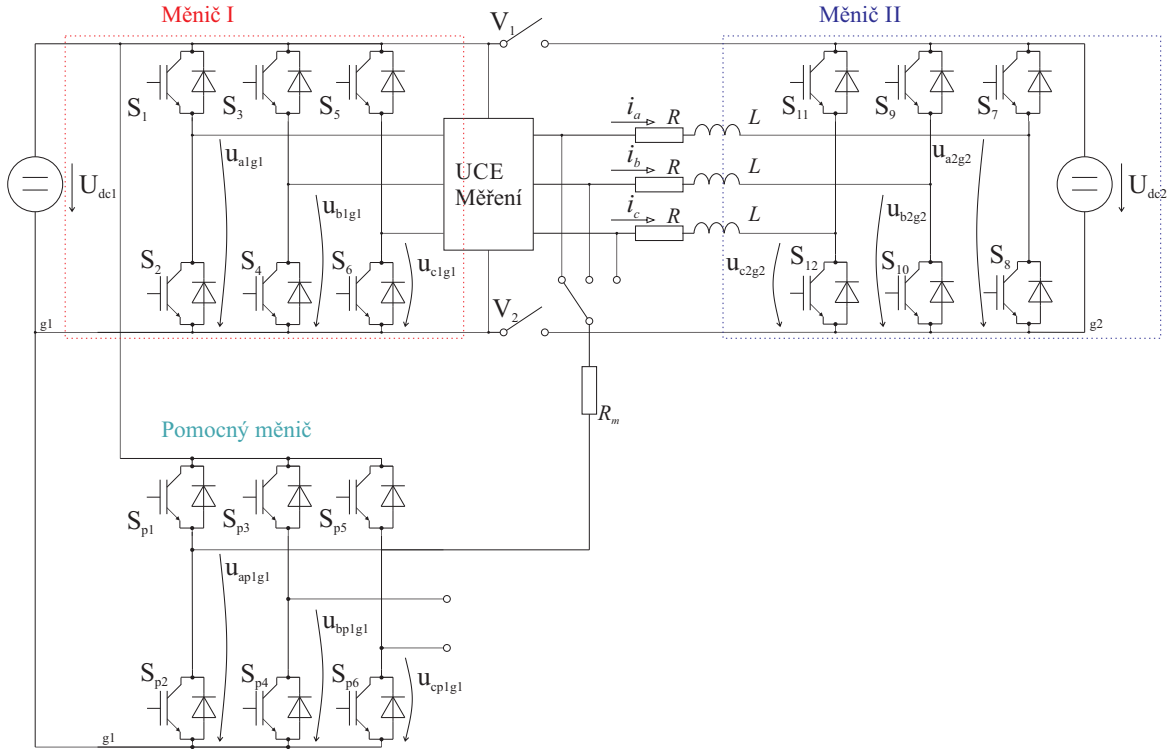
- Pro měření teploty jednoho z horních prvků  $S_1, S_3, S_5$  je sepnut měřený prvek, pomocný tranzistor  $S_{p2}$ . Spínač  $V_3$  je v poloze dle fáze měřeného tranzistoru. Tj. pro  $S_1$  poloha  $pu$ , pro  $S_3$  poloha  $pv$  a pro  $S_5$  poloha  $pw$ .
- Pro měření teploty jednoho ze spodních prvků  $S_2, S_4, S_6$  je sepnut měřený prvek, pomocný tranzistor  $S_{p1}$ . Spínač  $V_3$  je v poloze dle fáze měřeného tranzistoru. Tj.

pro  $S_2$  poloha  $pu$ , pro  $S_4$  poloha  $pv$  a pro  $S_6$  poloha  $pw$ .

- Pro režim zatížení pouze jednoho tranzistoru měniče I jsou sepnuty spínače  $V_1$ ,  $V_2$  a příslušný tranzistor měniče II: pro zatížení  $S_1$  je sepnut  $S_8$ , pro  $S_2$  je to  $S_7$ , pro  $S_3$  je to  $S_{10}$ , pro  $S_4$  je to  $S_9$ , pro  $S_5$  je to  $S_{12}$  a pro  $S_6$  je to  $S_{11}$ .



Obr. 7: Závislost výstupní hodnoty měřícího převodníku  $U_{ce}$  na proudu pro různé teploty.


 Obr. 8: Schéma zapojení pro měření teploty  $y$ -tého tranzistoru měniče I.

### 5.7.2 Identifikace parametrů tepelného modelu pomocí metody nejmenších čtverců

Model teploty prvku  $y$  lze přepsat do maticové formy:

$$\mathbf{Y}_y = \mathbf{A}_y \boldsymbol{\theta}_y, \quad (30)$$

kde  $\mathbf{Y}_y$  obsahuje měřené hodnoty rozdílu teploty  $\mathbf{Y}_y = [\Delta T_{y,4}, \Delta T_{y,5}, \dots, \Delta T_{y,l}]^T$ , jednotlivé koeficienty modelu jsou obsaženy v řádkovém vektoru  $\boldsymbol{\theta}_y = [\mathbf{a}_y, \mathbf{b}_{y1}, \mathbf{b}_{y2}, \mathbf{b}_{y3}, \mathbf{b}_{y4}, \mathbf{b}_{y5}, \mathbf{b}_{y6}]^T$ , měřené teploty rozdílu v předchozích krocích a ztrátové výkony jednotlivých prvků v předchozích krocích jsou obsaženy v matici

$$\mathbf{A}_y = \begin{bmatrix} \Delta T_{y,3} & P_{1,3} & P_{2,3} & P_{3,3} & P_{4,3} & P_{5,3} & P_{6,3} \\ \Delta T_{y,4} & P_{1,4} & P_{2,4} & P_{3,4} & P_{4,4} & P_{5,4} & P_{6,4} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \Delta T_{y,l-1} & P_{1,l-1} & P_{2,l-1} & P_{3,l-1} & P_{4,l-1} & P_{5,l-1} & P_{6,l-1} \end{bmatrix}, \quad (31)$$

kde

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{T}_{y,k} &= [\Delta T_{y,k}, \Delta T_{y,k-1}, \Delta T_{y,k-2}]^T & \mathbf{P}_{y,k} &= [P_{y,k}, P_{y,k-1}, P_{y,k-2}] \\ \mathbf{a}_y &= [a_{y,2}, a_{y,1}, a_{y,0}]^T & \mathbf{b}_{yx} &= [b_{yx,2}, b_{yx,1}, b_{yx,0}]^T. \end{aligned}$$

Exaktní řešení splňující podmínku (30) není vždy možné najít, proto se do rovnice přidává chyba identifikovaného modelu.

$$\mathbf{Y}_y = \mathbf{A}_y \hat{\theta}_y + \mathbf{e} \quad (32)$$

$$\mathbf{e} = \mathbf{Y}_y - \mathbf{A}_y \hat{\theta}_y \quad (33)$$

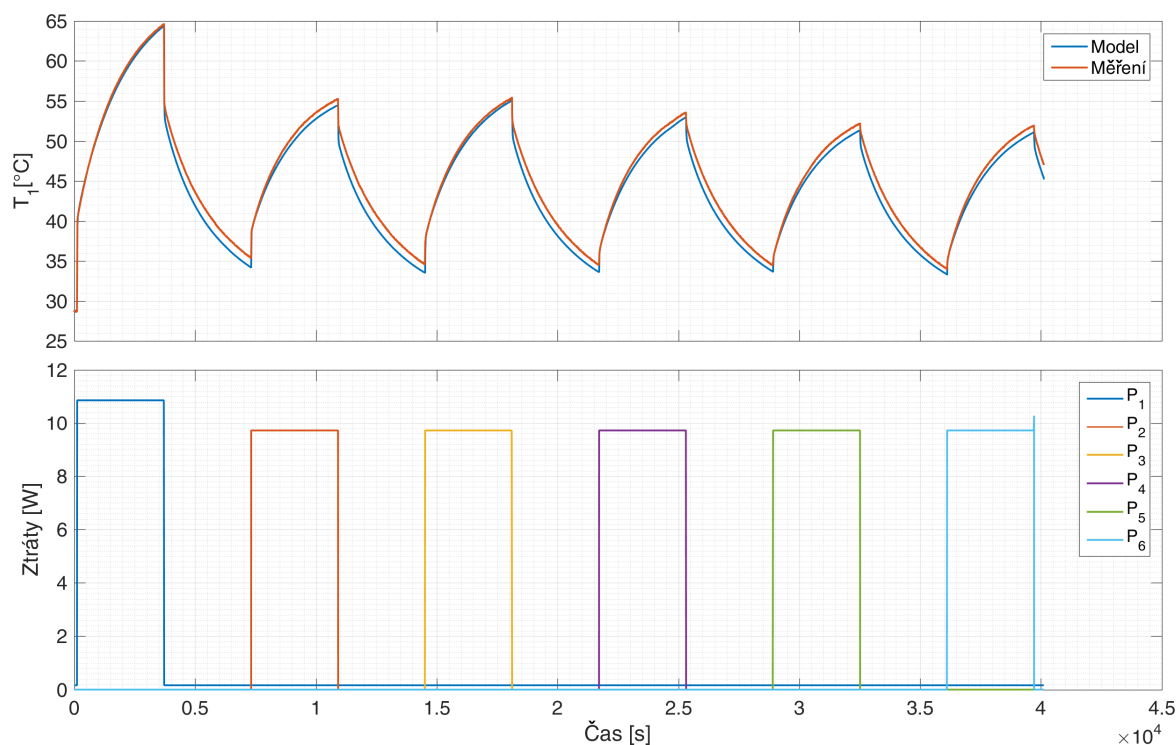
Pro identifikaci parametrů byla zvolena metoda nejmenších čtverců [50]. Cílem této metody je minimalizace sumy kvadrátů jednotlivých prvků chyby:

$$\left\| \mathbf{Y}_y - \mathbf{A}_y \hat{\theta}_{y,LS} \right\|_2 = \min_{\theta_y \in \mathbb{R}} \left\| \mathbf{Y}_y - \mathbf{A}_y \theta_y \right\|_2. \quad (34)$$

Zde  $\hat{\theta}_{y,LS}$  obsahuje parametry získané metodou nejmenších čtverců. Minimum nastává, když platí:

$$\hat{\theta}_{y,LS} = (\mathbf{A}_y^T \mathbf{A}_y)^{-1} \mathbf{A}_y^T \mathbf{Y}_y. \quad (35)$$

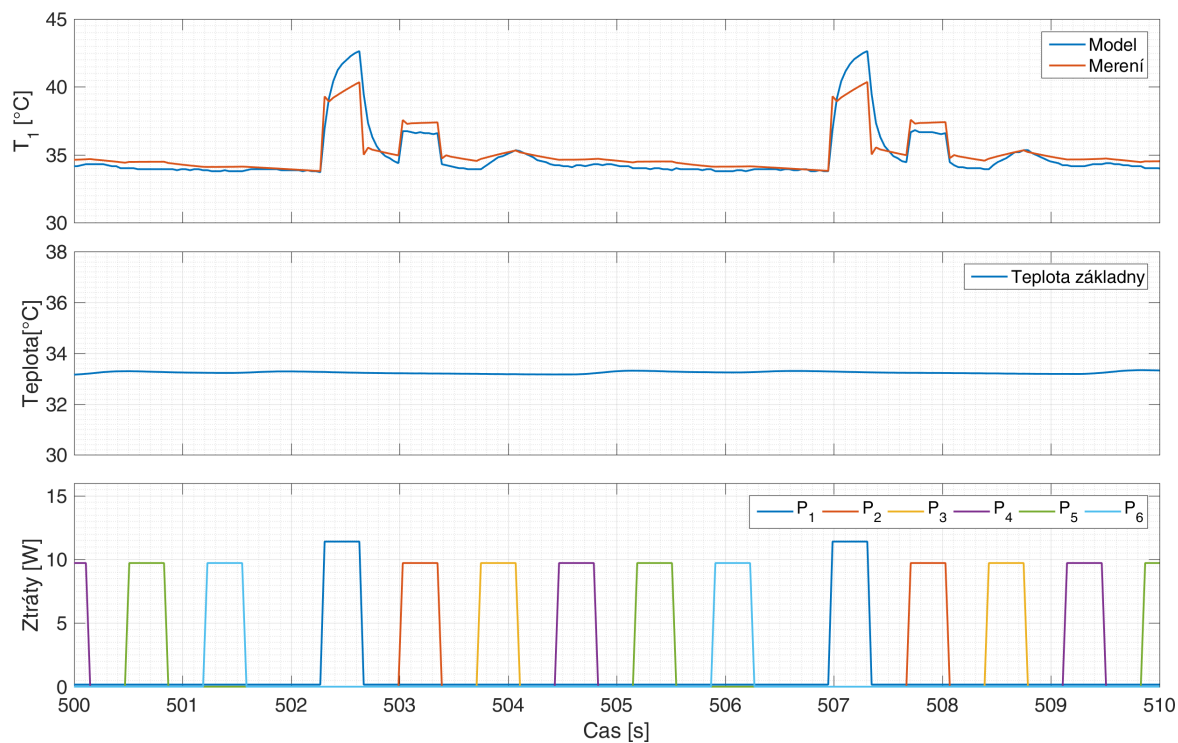
Data použitá k identifikaci tepelného modelu jsou zobrazena na obr. 9. První graf reprezentuje průběh modelované (modrá) a měřené (červená) teploty PN přechodu tranzistoru  $S_1$ . Druhý graf znázorňuje průběhy ztrátových výkonů jednotlivých prvků. Sekvence je nastavená tak, aby se vždy proud tekoucí zátěží uzavíral pouze přes jeden tranzistor měniče I. Měřicí sekvence je rozdělena do 11 intervalů. Každý interval trvá hodinu. V lichém intervalu je zatěžován jeden tranzistor a v sudém nejsou tranzistory zatěžovány žádné tranzistory a probíhá chlazení měniče. Ztráty prvního tranzistoru jsou navýšené vlivem proudu uzavírajícího se přes  $R_m$  a pomocný měnič, který navyšuje celkový proud tekoucí tímto tranzistorem. Maximální rozdíl mezi modelovanou a skutečnou teplotou tranzistoru je přibližně  $2^\circ\text{C}$ .



Obr. 9: Experiment: Průběh modelované (modrá) a měřené (červená) teploty PN přechodu  $S_1$  a ztrátového výkonu jednotlivých prvků.

### 5.7.3 Validace parametrů tepelného modelu

Oproti identifikaci byly pro validaci modelu použity průběhy, které mají vyšší četnost spínání. To je realizováno vyšší počtem kratší sekvencí. Detail průběhů použitých pro validaci dat tranzistoru  $S_1$  je zobrazen na obr. 10. Jednu sekvenci lze rozdělit do intervalů. Začíná  $350\text{ ms}$  iterací, kdy je zatížen první tranzistor. Následuje  $350\text{ ms}$  iterace, kdy není zatěžován ani jeden tranzistor. Následně v lichých intervalech jsou postupně zatěžovány proudem zátěže zbylé tranzistory a v sudých intervalech není zatížen ani jeden tranzistor. Poté, co byly během sekvence postupně zatíženy všechny tranzistory, je nakonec přidána iterace o délce  $700\text{ ms}$ , kdy není proudem zátěže zatěžován ani jeden tranzistor. Maximální rozdíl mezi odhadovanou a skutečnou teplotou je přibližně  $2,5^\circ\text{C}$ .



Obr. 10: Experiment: Průběh modelované (modrá křivka) a měřené (červená křivka) teploty PN přechodu  $S_1$ , průběh teploty základny měniče I a ztrátových výkonů jednotlivých prvků.

## 6 Algoritmy řízení výstupního napětí měniče založené na PWM

Známé techniky PWM s nosnou a vektorové PWM uvedené v kapitole 2 byly modifikovány tak, aby byla vylepšena distribuce ztrát jednotlivých prvků u kaskádního zapojení dvouúrovňových měničů. Za tímto účelem byly v modulačním schématu u PWM upraveny nosné signály a nulová složka referenčního signálu. Stejných účinků bylo dosaženo i u vektorové PWM pomocí navržené změny spínací sekvence. U algoritmu vektorové PWM je navíc popsáno vylepšení využívající principů FCS-MPC. Princip vektorové PWM je zde použit pro nalezení možných spínacích sekvencí a princip FCS-MPC pro výběr optimální sekvence z hlediska distribuce ztrát jednotlivých výkonových polovodičových prvků měniče.

### 6.1 Optimalizace rozložení ztrát pomocí PWM s nosnou

V této dílčí kapitole je popsán algoritmus PWM s amplitudově posunutými nosnými signály (PDPWM) a návrh dvou vylepšení PWM s nosnou. První modifikace spočívá v úpravě nosných signálů modulace tak, aby došlo k vyrovnání průměrné spínací frekvence jednotlivých tranzistorů. Druhá modifikace se zabývá optimalizací referenčního signálu pomocí nulové složky tak, aby během jedné modulační periody na fázi s nejvyšší okamžitou hodnotou referenčního signálu nedocházelo ke spínání tranzistorů.

U PWM a jejich modifikací lze referenční signál pro napětí fáze  $ph$  určit dle rovnice

$$u_{phref01} = u_{phref} + u_{01}, \quad (36)$$

kde  $u_{phref}$  představuje požadované napětí na dané fázi vztažené na  $\frac{U_{dcI} + U_{dcII}}{2}$ ,  $u_{01}$  je nulová složka referenčního signálu, která je pro všechny tři fáze stejná. Požadované napětí jednotlivých fází je dané amplitudou požadovaného napětí ( $U_m$ ) a úhlem ( $\phi$ ):

$$\begin{aligned} u_{a,ref} &= \frac{2U_m}{U_{dc1} + U_{dc2}} \cos\phi \\ u_{b,ref} &= \frac{2U_m}{U_{dc1} + U_{dc2}} \cos\left(\phi - \frac{2}{3}\pi\right) \\ u_{c,ref} &= \frac{2U_m}{U_{dc1} + U_{dc2}} \cos\left(\phi + \frac{2}{3}\pi\right). \end{aligned} \quad (37)$$

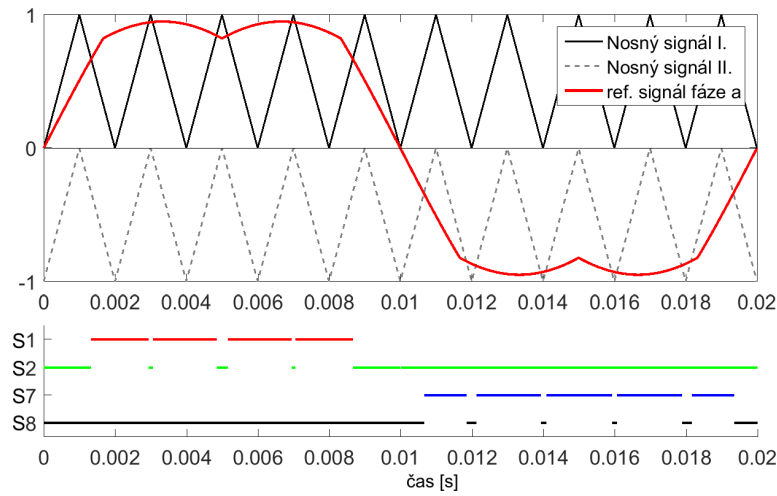
Nulová složka se na výsledném fázovém napětí zátěže neprojevuje a může být zvolena v závislosti na parametrech modulace. Z hlediska navýšení napětí v lineární oblasti modulace se ukázalo vhodné volit nulovou složku

$$u_{01} = 0,5 \cdot (-u_{refmax} - u_{refmin}), \quad (38)$$

kde  $u_{ref\ max} = \max \{u_{ph\ ref}\}$ ,  $u_{ref\ min} = \min \{u_{ph\ ref}\}$  [51].

### 6.1.1 PWM s amplitudově posunutými nosnými (PDPWM)

Princip této metody včetně spínacího diagramu pro příslušné tranzistory je pro fázi  $a$  zobrazen na obr. 11. V případě kaskádního spojení dvou střídačů je modulační schéma tvořeno dvěma nosnými signály. Ty jsou stejné u všech tří fází. První nosný signál nabývá hodnot  $\langle 0; 1 \rangle$  a druhý  $\langle -1; 0 \rangle$ . Pokud je referenční signál větší než šedivý (čárkovaný) nosný signál, je sepnut tranzistor  $S_8$ , a pokud je menší než nosný signál, je sepnut  $S_7$ . Tranzistor  $S_1$  je sepnut, pokud je referenční signál větší než černý nosný signál, jinak je sepnut tranzistor  $S_2$  [13].



Obr. 11: Princip modulace PDPWM a spínací diagram pro jednu fázi měniče.

Algoritmus začíná výpočtem požadovaných hodnot jednotlivých fázových napětích dle soustavy rovnic (37). Po určení referenčních hodnot jednotlivých fázových napětí je k těmto hodnotám přičtena netočivá složka (38). Následuje určení poměrné doby sepnutí jednotlivých dvojic prvků. Dvojice prvků měniče I jsou střídavě spínány pouze, pokud je hodnota referenčního signálu napětí příslušné fáze větší než 0. Pro poměrnou dobu sepnutí těchto prvků platí:

$$z_{S1,2} = \begin{cases} u_{a,ref01} & \text{pro } u_{a,ref01} > 0 \\ 1 & \text{jinak} \end{cases} \quad (39)$$

$$z_{S3,4} = \begin{cases} u_{b,ref01} & \text{pro } u_{b,ref01} > 0 \\ 1 & \text{jinak} \end{cases} \quad (40)$$

$$z_{S5,6} = \begin{cases} u_{c,ref01} & \text{pro } u_{c,ref01} > 0 \\ 1 & \text{jinak} \end{cases} \quad (41)$$



Dvojice prvků měniče II jsou naopak spínány pouze, pokud je hodnota referenčního signálu napětí příslušné fáze menší než nula:

$$z_{S7,8} = \begin{cases} u_{a,ref01} + 1 & \text{pro } u_{a,ref01} < 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (42)$$

$$z_{S9,10} = \begin{cases} u_{b,ref01} + 1 & \text{pro } u_{b,ref01} < 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (43)$$

$$z_{S11,12} = \begin{cases} u_{c,ref01} + 1 & \text{pro } u_{c,ref01} < 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (44)$$

Je patrné, že pokud je referenční hodnota fázové napětí ve příslušné fázi větší než nula, jsou v dané fázi spínány prvky měniče I a prvky měniče II jsou v upínacím režimu (nejsou během modulační periody spínány). Naopak, pokud je referenční hodnota signálu menší než nula, jsou spínány prvky měniče II a prvky měniče I jsou v upínacím režimu. Pro PWM komparátor mikroprocesorového regulátoru je nutné dále převést poměrnou dobu sepnutí jednotlivých dvojic prvků do celočíselného datového formátu a vztáhnout na polovinu periody nosného signálu:

$$z_{PWM,SX_1,SX_2} = z_{SX_1,SX_2} \cdot \text{CNTMAX}, \quad (45)$$

kde CNTMAX reprezentuje maximální hodnotu PWM čítače danou hodinovým taktom PWM periférie procesoru a polovinou hodnoty periody nosného signálu. U měniče I je horní prvek otevřen, pokud je hodnota  $z_{PWM,SX_1,SX_2}$  větší než aktuální hodnota čítače. Naopak, pokud je menší, je otevřen spodní prvek. U měniče II je spodní prvek otevřen, pokud je hodnota  $z_{PWM,SX_1,SX_2}$  větší než aktuální hodnota čítače. Naopak, pokud je menší, je otevřen horní prvek.

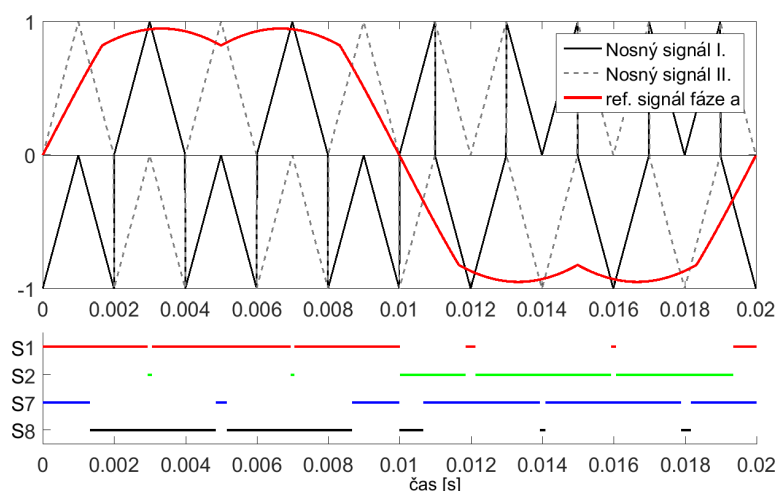
### 6.1.2 PWM s rotujícími nosnými signály (CRPWM)

Původně byla tato technika využita pro vyrovnávání napěťových poměrů stejnosměrného meziobvodu FLC měniče [52]. Oproti PDPWM je nutné nosné signály pro jednotlivé fáze generovat zvlášť. Hlavní výhodou je možnost střídání v rámci každé fáze zvlášť nosné signály mezi větví měniče I a větví měniče II. Nosné signály jsou voleny ze dvou intervalů  $\langle 0; 1 \rangle$  a  $\langle -1; 0 \rangle$ . Výsledný tvar referenční křivky a nosných signálů jedné fáze obou měničů je zobrazen na obr. 12, kde černě je zobrazen nosný signál fáze  $a$  měniče I, šedivě čárkovanou čarou nosný signál fáze  $a$  měniče II a červeně plnou čarou referenční křivka žádaného napětí ve fázi  $a$ . Pokud je referenční křivka větší než černý nosný signál, je sepnutý tranzistor  $S_1$  a  $S_2$  je vypnutý. Naopak pokud je referenční křivka menší nebo rovna černému signálu, je sepnut  $S_2$  a vypnut  $S_1$ . V případě druhého měniče je

sepnutý  $S_8$  a  $S_7$  je vypnutý, pokud je referenční křivka větší než šedivý nosný signál, a pokud je šedivý nosný signál větší než referenční, je sepnut  $S_7$ . Vystřídat nosné signály tak, aby nedošlo ke komutaci tranzistorů, lze provést vždy, když jsou oba nosné signály větší než referenční signál, nebo když jsou oba menší. Během jedné poloviny modulační periody jsou nosné signály vystřídány maximálně jednou. Pro výběr okamžiku, kdy je střídán signál platí následující pravidla:

- Pokud je referenční napětí kladné, je střídání nosných signálů provedeno v případě, že jeden signál je roven nule a druhý minus jedné.
- Pokud je referenční napětí záporné, je střídání nosných signálů provedeno v případě, že jeden signál je roven jedné a druhý nule.

Oproti PDPWM (kap. 6.1.1) je počet přepnutí jednotlivých dvojic vyrovnanější. Navíc u této techniky nedochází ve fázích během poloviny modulační periody k trvalému sepnutí spodního prvku měniče II a během druhé poloviny k trvalému sepnutí spodního prvku měniče II.



Obr. 12: Modulační schéma PWM s rotujícími nosnými signály.

Algoritmus byl implementován do mikroprocesorového regulátoru ve formě zobrazené na obr. 13. Algoritmus je podobný algoritmu PDPWM popsaném v podkapitole 6.1.1. Stejně jako u algoritmu PDPWM je i u algoritmu CRPWM jedna iterace spouštěna vždy, když PWM čítač dosáhne nulu nebo maximum. Oproti PDPWM je zde zahrnuto střídání nosných signálů. Toto chování je zde implementováno, tak že se vybírá, které dvojice prvků budou spínány, a které dvojice budou v upínacím režimu (nebudou spínány v průběhu modulační periody). Přičemž vždy platí, že v každé fázi je spínána jedna dvojice a druhá je v upínacím režimu:

- Pro  $u_{a,ref01} > 0$  je poměrná doba sepnutí dvojic prvků ve fázi  $a$  určena jako:

$$z_{S1,S2} = \begin{cases} u_{a,ref01} & \text{pro spínací režim,} \\ 1 & \text{pro upínací režim,} \end{cases} \quad (46)$$

$$z_{S7,S8} = \begin{cases} u_{a,ref01} & \text{pro spínací režim,} \\ 1 & \text{pro upínací režim.} \end{cases} \quad (47)$$

- Pro  $u_{a,ref01} \leq 0$  platí:

$$z_{S1,S2} = \begin{cases} u_{a,ref01} + 1 & \text{pro spínací režim,} \\ 0 & \text{pro upínací režim,} \end{cases} \quad (48)$$

$$z_{S7,S8} = \begin{cases} u_{a,ref01} + 1 & \text{pro spínací režim,} \\ 0 & \text{pro upínací režim.} \end{cases} \quad (49)$$

- Pro  $u_{b,ref01} > 0$  je poměrná doba sepnutí dvojic prvků ve fázi  $b$  určena jako:

$$z_{S3,S4} = \begin{cases} u_{b,ref01} & \text{pro spínací režim,} \\ 1 & \text{pro upínací režim,} \end{cases} \quad (50)$$

$$z_{S9,S10} = \begin{cases} u_{b,ref01} & \text{pro spínací režim,} \\ 1 & \text{pro upínací režim.} \end{cases} \quad (51)$$

- Pro  $u_{b,ref01} \leq 0$  platí:

$$z_{S3,S4} = \begin{cases} u_{b,ref01} + 1 & \text{pro spínací režim,} \\ 0 & \text{pro upínací režim,} \end{cases} \quad (52)$$

$$z_{S9,S10} = \begin{cases} u_{b,ref01} + 1 & \text{pro spínací režim,} \\ 0 & \text{pro upínací režim.} \end{cases} \quad (53)$$

- Pro  $u_{c,ref01} > 0$  je poměrná doba sepnutí dvojic prvků ve fázi  $a$  určena jako:

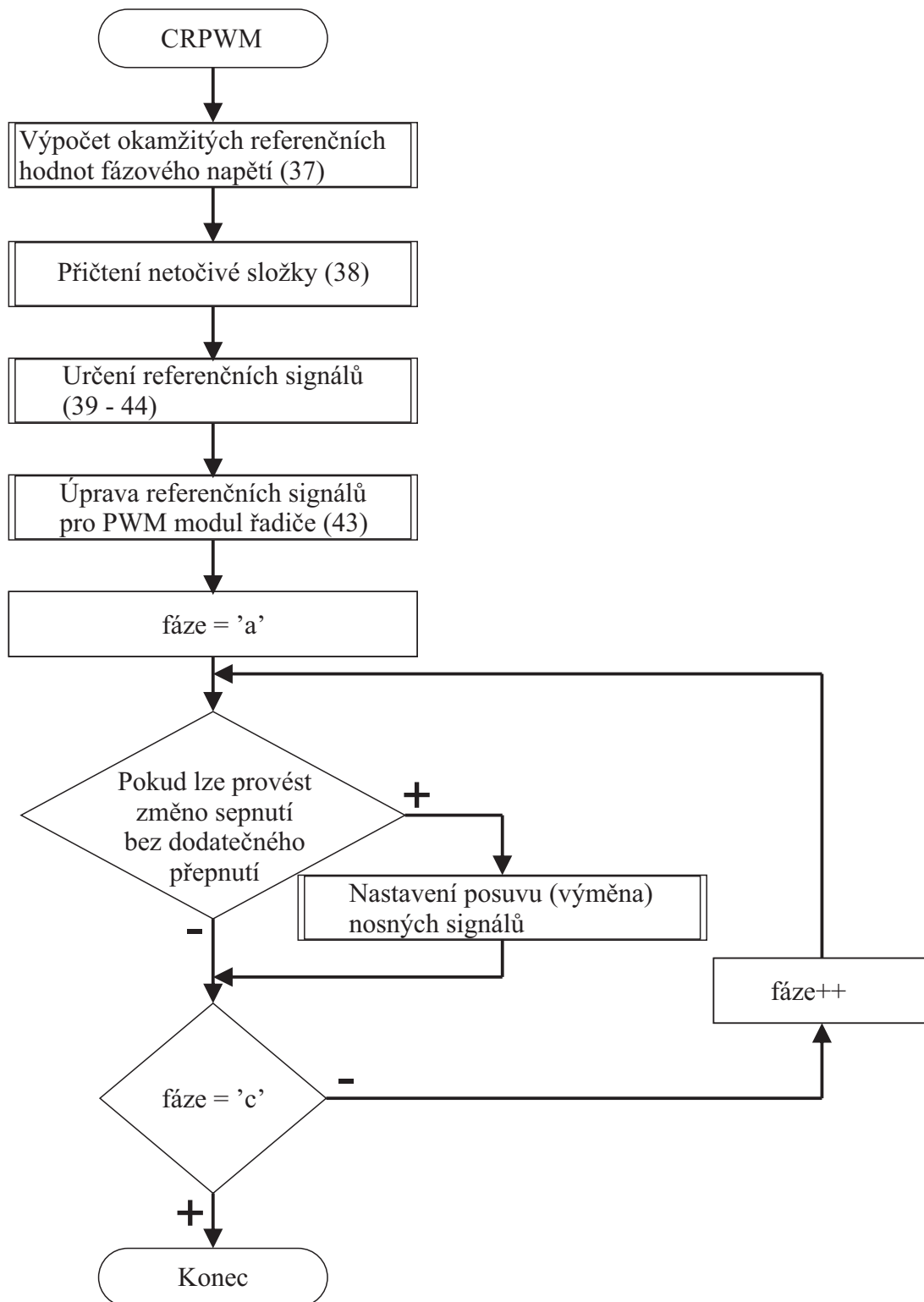
$$z_{S5,S6} = \begin{cases} u_{c,ref01} & \text{pro spínací režim,} \\ 1 & \text{pro upínací režim,} \end{cases} \quad (54)$$

$$z_{S11,S12} = \begin{cases} u_{c,ref01} & \text{pro spínací režim,} \\ 1 & \text{pro upínací režim.} \end{cases} \quad (55)$$

- Pro  $u_{c,ref01} \leq 0$  platí:

$$z_{S5,S6} = \begin{cases} u_{c,ref01} + 1 & \text{pro spínací režim,} \\ 0 & \text{pro upínací režim,} \end{cases} \quad (56)$$

$$z_{S11,S12} = \begin{cases} u_{c,ref01} + 1 & \text{pro spínací režim,} \\ 0 & \text{pro upínací režim.} \end{cases} \quad (57)$$



Obr. 13: Vývojový diagram algoritmu PDPWM.

### 6.1.3 PWM s nespojitým referenčním signálem (DCRPWM)

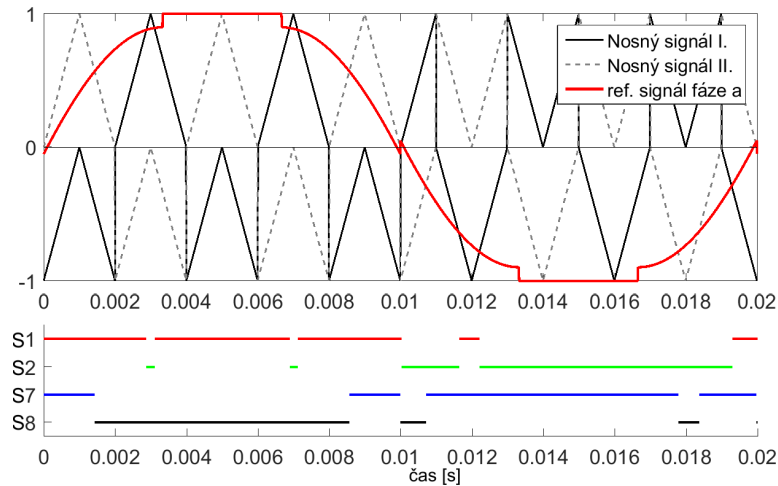
Princip PWM s nespojitým referenčním signálem je zobrazen na obr. 14. Způsob úpravy referenčního signálu na nespojitý signál je podobný jako u dvouúrovňového měniče [27]. Oproti předchozím typům modulací, kde je netočivá složka použita tak, aby bylo do-

saženo zvýšení maximální hloubky modulace, je u této navrhované modulace upravena netočivá složka přidáním části pro snížení spínací frekvence tranzistorů. Ta je oproti algoritmům PDPWM (kap. 6.1.1) a CRPWM (6.1.2) složená ze dvou částí.

První část ( $u_{01}$ ) je stejně jako u PDPWM a CRPWM daná rovnicí (38). Druhá část netočivé složky ( $u_{02}$ ) je určena na základě úhlu žádaného výstupního vektoru dle tab. 2, kde  $u_{a,ref}$ ,  $u_{b,ref}$ ,  $u_{c,ref}$  jsou referenční signály jednotlivých fázových napětí. Následně lze celkový referenční signál jednotlivých fází určit jako celkový součet všech tří složek dle rovnice:

$$u_{ph,ref02} = u_{ph,ref} + u_{01} + u_{02}, \tag{58}$$

kde  $u_{01}$  je počítaná dle (38). Vývojový diagram algoritmu odpovídá diagramu algoritmu CRPWM (obr. 13). Jediný rozdílem je, že místo  $u_{a,ref01}$ ,  $u_{b,ref01}$  a  $u_{c,ref01}$  je v rovnicích pro výpočet poměrné doby sepnutí dvojic prvků (46-57) dosazeno  $u_{a,ref02}$ ,  $u_{b,ref02}$  a  $u_{c,ref02}$ . Referenční signál je vždy v jedné fázi roven jedné nebo minus jedné. Ve fázi  $a$  je referenční signál roven jedné v intervalu požadovaného úhlu  $-30^\circ$  až  $30^\circ$  a minus jedné v intervalu  $150^\circ$  až  $210^\circ$ . Ve zbylých fázích jsou tyto intervaly posunuty dle fázového posuvu jejich požadovanému napětí oproti požadovanému napětí ve fázi  $a$ . V těchto intervalech nedochází v dané fázi ke koincidenci mezi pilovými a referenčními signály, a tudíž nedochází ke spínání prvků v dané fázi. Díky tomu je u algoritmu DCRPWM oproti algoritmům PDPWM (kap. 6.1.1) a CRPWM (6.1.2) až o třetinu menší spínací frekvence jednotlivých prvků.



Obr. 14: Princip PWM s rotujícími nosnými signály a s nespojitým referenčním signálem.

$\phi$	$u_{02} =$
$\langle 30^\circ; 90^\circ \rangle$	$1 - u_{aref} + u_{01}$
$\langle 90^\circ; 150^\circ \rangle$	$-1 - u_{cref} + u_{01}$
$\langle 150^\circ; 210^\circ \rangle$	$1 - u_{bref} + u_{01}$
$\langle 210^\circ; 270^\circ \rangle$	$-1 - u_{aref} + u_{01}$
$\langle 270^\circ; 330^\circ \rangle$	$1 - u_{cref} + u_{01}$
$\langle 330^\circ; 30^\circ \rangle$	$-1 - u_{bref} + u_{01}$

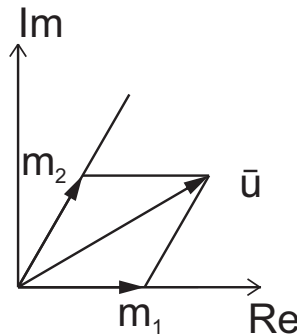
Tab. 2: Výpočet druhé netočivé složky v závislosti na úhlu žádaného referenčního vektoru a velikosti první netočivé složky dané rovnicí (38).

## 6.2 Optimalizace rozložení ztrát pomocí vektorové PWM

Na základě principů subhexagonální PWM (SHCPWM) [22] byl navržen nový algoritmus řízení duálního měniče využívající pro vylepšení rozložení ztrát a omezení počtu sepnutí variabilní spínací sekvence. Omezení a vyrovnání ztrát je zde dosaženo volbou spínací sekvence na základě poslední spínací kombinace.

SHCPWM vychází z principu vektorové PWM (SVPWM) [53, 54]. U vektorové PWM je oproti PWM s nosnou, kde je vstupní hodnota PWM komparátorů odvozena na základě generování sinusových funkcí, vstupní hodnota PWM komparátorů určena na základě výpočtu dle požadovaného referenčního vektoru. Algoritmy SVPWM obvykle začínají převodem požadovaného napětí jednotlivých fází ( $u_a, u_b, u_c$ ) na referenční vektor ( $\bar{u}_r$ ). Ten je dle obr. 15 popsán dvěma o šedesát stupňů navzájem pootočenými složkami. K tomu, aby byly složky dosažitelných aktivní vektorů vždy celá čísla, je pro převod mezi fázovými napětími a jednotlivými složkami referenčního a dosažitelných vektorů použit následující vztah [53]:

$$u_r(m_1, m_2) = \frac{1}{3(U_{dcI} + U_{dcII})} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{a1g1} - u_{a2g2} - u_{b1g1} + u_{b2g2} \\ u_{b1g1} - u_{b2g2} - u_{c1g1} + u_{c2g2} \\ u_{c1g1} - u_{c2g2} - u_{a1g1} + u_{a2g2} \end{bmatrix}. \quad (59)$$



Obr. 15: Určení složek referenčního vektoru v souřadném systému daného sektoru.

Výsledné dosažitelné vektory jsou zobrazené v komplexní rovině na obr. 16. Po

převodu následuje volba aktivních vektorů měniče, které budou použity k aproximaci referenčního vektoru. Existuje více možností, jak volit aktivní vektory měniče. Typickou možností naznačenou na obr. 16 je volit tři nejbližší vektory, tím lze dosáhnout nejmenšího počtu sepnutí při přechodu mezi jednotlivými vektory a nejlepší činitel  $THD_u$ . Pro nalezení tří nejbližších aktivních vektorů měniče se využívá toho, že složky jednotlivých dosažitelných vektorů jsou vždy celým číslem.

- První vektor  $\bar{u}_1$  je dán zaokrouhlením složky  $m_1$  vektoru  $\bar{u}_r$  nahoru a zaokrouhlením složky  $m_2$  dolu:

$$\bar{u}_1(m_1, m_2) = [\lceil u_{r,m_1} \rceil, \lfloor u_{r,m_2} \rfloor], \quad (60)$$

kde  $u_{r,m_1}, u_{r,m_2}$  je velikost složky  $m_1$ , respektive  $m_2$  referenčního vektoru napětí  $\bar{u}_r$ , znak  $\lceil \cdot \rceil$  je použit pro označení zaokrouhlení nahoru a znak  $\lfloor \cdot \rfloor$  je použit pro označení zaokrouhlení dolu.

- Druhý vektor  $\bar{u}_2$  je dán zaokrouhlením složky  $m_1$  dolů a zaokrouhlením složky  $m_2$  nahoru:

$$\bar{u}_2(m_1, m_2) = [\lfloor u_{r,m_1} \rfloor, \lceil u_{r,m_2} \rceil]. \quad (61)$$

- Vztah pro výběr třetího vektoru je dán referenčním vektorem a prvním nejbližším vektorem:

$$\bar{u}_3(m_1, m_2) = \begin{cases} \lceil u_{r,m_1} \rceil, \lceil u_{r,m_2} \rceil & \text{pro } u_{r,m_1} + u_{r,m_2} > u_{1,m_1} + u_{1,m_2} \\ \lfloor u_{r,m_1} \rfloor, \lfloor u_{r,m_2} \rfloor & \text{jinak} \end{cases}, \quad (62)$$

kde  $u_{1,m_1}$  a  $u_{1,m_2}$  je velikost složky  $m_1$ , respektive  $m_2$  vektoru  $\bar{u}_1$ .

Vhodným nastavením poměrné doby sepnutí lze pomocí těchto aktivních vektorů rekonstruovat referenční vektor. Musí platit, že součet jednotlivých vektorů vynásobených příslušnou poměrnou dobou sepnutí je roven referenčnímu vektoru a součet poměrných sepnutí je roven jedné [53]

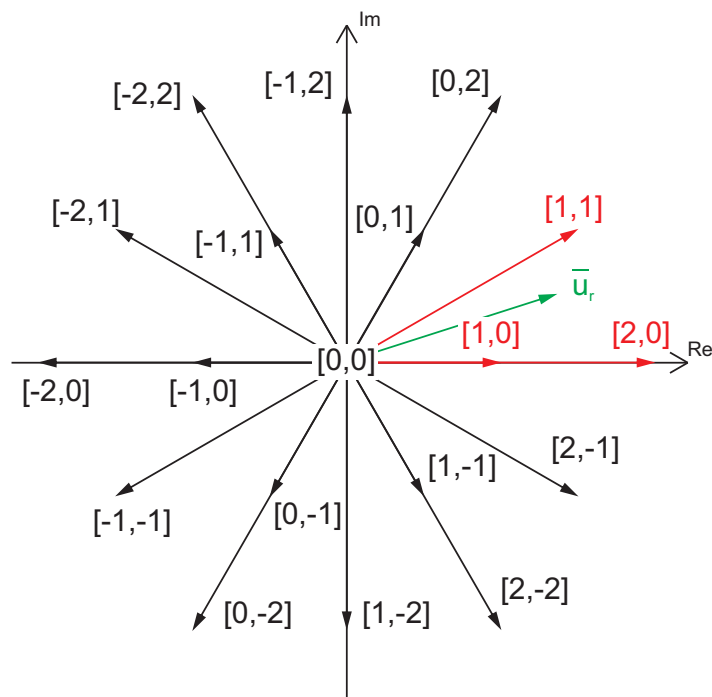
$$\begin{aligned} u_{r,m_1} &= z_1 \cdot u_{1,m_1} + z_2 \cdot u_{2,m_1} + z_3 \cdot u_{3,m_1} \\ u_{r,m_2} &= z_1 \cdot u_{1,m_2} + z_2 \cdot u_{2,m_2} + z_3 \cdot u_{3,m_2} \\ 1 &= z_1 + z_2 + z_3, \end{aligned} \quad (63)$$

kde  $z_1, z_2, z_3$  jsou poměrné doby sepnutí vektoru  $\bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{u}_3$ . Řešením této soustavy rovnic lze získat jednotlivé poměrné doby sepnutí dosažitelných vektorů.

Jednotlivé aktivní vektory mohou být dosažitelné pomocí různých spínacích kombinací. To vede na velký počet možných spínacích sekvencí. Při volbě spínacích kombinací



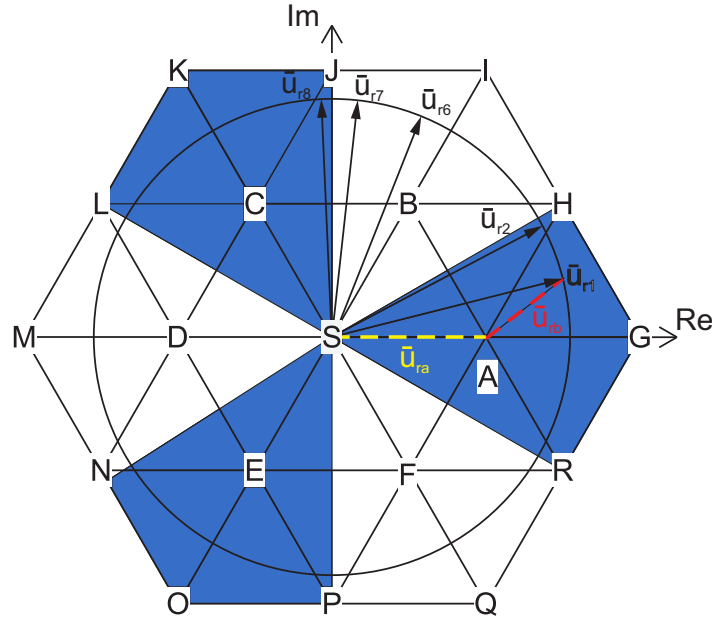
lze přihlížet k několika faktorům jako jsou ztráty [55], netočivá složka napětí [54], frekvenční spektrum výstupního průběhu napětí [53] a u některých topologií tříúrovňových měničů jsou jedním z faktorů také napěťové poměry ve stejnosměrném meziobvodu [56]. Na základě výběru spínacích kombinací a volbě jejich poměrné doby sepnutí je následně určena poměrná doba sepnutí jednotlivých prvků. Tyto hodnoty jsou následně přivedeny do komparátoru, kde jsou porovnány s nosným pilovým signálem. Výstupem jsou stejně jako u PWM s nosnou signály řídicí spínání tranzistorů měniče.



Obr. 16: Znárodnění postupu hledání nejbližších vektorů v komplexní rovině.

### 6.2.1 Subhexagonální PWM

Jednu z možností, jak volit spínací kombinace, nabízí verze vektorové modulace označovaná jako subhexagonální PWM [22]. Princip této techniky je vyznačen na obr. 17. Referenční vektor je improvizován pomocí dvou dílčích vektorů. Ty jsou vyznačeny žlutou a červenou čárkovanou čarou. První dílčí vektor referenčního vektoru je pojmenován  $\bar{u}_{r1a}$  a druhý  $\bar{u}_{r1b}$ . Na první vektor jsou použity tranzistory měniče I a na druhý tranzistory měniče II. Omezení počtu sepnutí je dosaženo tím, že během modulační periody dochází k spínáním prvků pouze jednoho měniče. Jako prvek je zde uvažován tranzistor a antiparalelně připojená dioda.



Obr. 17: Rozdělení pracovní oblasti SHCPWM dle režimů měničů.

Vývojový diagram algoritmu je zobrazen na obr. 31. Algoritmus začíná určením regionu, ve kterém se nachází referenční vektor. Regiony jsou na obr. 17 vyznačeny bíle a modře. Region lze snadno určit podle úhlu referenčního vektoru dle tabulky 3. Na základě regionu je následně určeno, který z měničů bude v tzv. upínacím režimu (trvale sepnuta jedna spínací kombinace během jedné modulační periody) a který bude naopak ve spínacím režimu (na kterém budou postupně spínány jednotlivé prvky). V modrých regionech je na měniči I trvale sepnuta jedna příslušná spínací kombinace (měnič je tzv. upínacím režimu) a tranzistory měniče II jsou spínány dle zvolené sekvence (volba sekvence je uvedena níže). Naopak v bílých regionech je na měniči II trvale sepnuta jedna příslušná spínací kombinace a tranzistory měniče I jsou spínány dle zvolené sekvence. Jednotlivé spínací kombinace měniče v upínacím režimu volené v závislosti na úhlu referenčního vektoru jsou uvedeny v tab. 3<sup>2</sup>.

úhel referenčního vektoru	Region	Upínací režim na	spínací kombinace
$\langle -30^\circ; 30^\circ \rangle$	<i>SRGH</i>	Měnič I	$1(p_c n_c n_c)$
$\langle 30^\circ; 90^\circ \rangle$	<i>SHIJ</i>	Měnič II	$5(n_c n_c p_c)$
$\langle 90^\circ; 150^\circ \rangle$	<i>SJKL</i>	Měnič I	$3(n_c p_c n_c)$
$\langle 150^\circ; 210^\circ \rangle$	<i>SLMN</i>	Měnič II	$1(p_c n_c n_c)$
$\langle 210^\circ; 270^\circ \rangle$	<i>SNOP</i>	Měnič I	$5(n_c n_c p_c)$
$\langle 330^\circ; -30^\circ \rangle$	<i>SPQR</i>	Měnič II	$3(n_c p_c n_c)$

 Tab. 3: Přehled spínacích kombinací použitých v upínacím režimu<sup>2</sup>.

Po určení režimu u obou měničů je z hlediska snížení počtu sepnutí vhodné dete-

<sup>2</sup>Tzv. upínací režim měniče značený  $n_c$  nebo  $p_c$  podle toho, zda je sepnut spodní nebo horní prvek. Označení  $p_c$  představuje kladné výstupní napětí měniče v upínacím režimu (sepnut horní prvek v příslušné fázi),  $n_c$  znamená záporné fázové napětí měniče v upínacím režimu.

kovat, zda došlo k přechodu mezi regiony. V modrém regionu jsou na měniči II vždy sepnuty dva spodní prvky. Z hlediska počtu sepnutí je po přechodu z bílého do modrého regionu výhodnější začínat první spínací sekvencí měniče II kombinací 8(− − −). Díky tomu dochází k přepnutí pouze jedné dvojice prvků<sup>3</sup>. Naopak pokud se začne kombinací 7(+ + +), dochází k přepnutí dvou dvojic prvků. Obdobně po přechodu z modrého do bílého regionu je vhodné začínat první spínací sekvencí měniče I kombinací 8(− − −). Toho je dosaženo nastavením čítače PWM komparátorů po přechodu mezi regiony do nuly.

Poslední částí algoritmu je určení poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků. Tranzistory  $S_1, S_3, S_5, S_7, S_9, S_{11}$  jsou sepnuty, pokud hodnota PWM čítače je vyšší než  $z_{S1,2}$ , respektive  $z_{S3,4}, z_{S5,6}, z_{S7,8}, z_{S9,10}$  a  $z_{S11,12}$ . Naopak tranzistory  $S_2, S_4, S_6, S_8, S_{10}, S_{12}$  jsou sepnuty, pokud hodnota PWM čítače je menší nebo rovna  $z_{S1,2}$ , respektive  $z_{S3,4}, z_{S5,6}, z_{S7,8}, z_{S9,10}$  a  $z_{S11,12}$ .

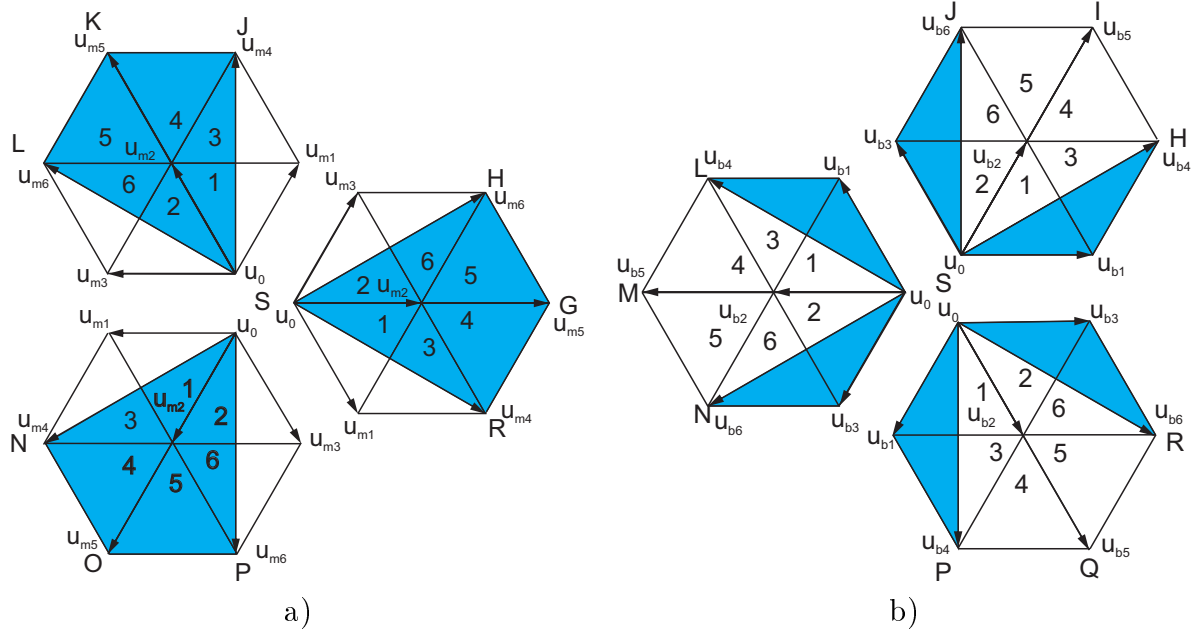
Určení poměrné doby sepnutí je závislé na tom, v jakém regionu a oblasti se nachází referenční vektor. Výpočet poměrné doby sepnutí jednotlivých dvojic prvků je pro jednotlivé regiony stejné barvy podobný. Liší se pouze v pořadí, v jakém dochází k sepnutí jednotlivých dvojic prvků. Díky tomu je možné zavést poměrné sepnutí  $z_{x1}, z_{x2}, z_{x3}$  pro obecné dvojice prvků  $x_1, x_2, x_3$ .

#### Modré regiony:

- V regionu  $SRGH$   $z_{S7,8} = z_{x1}, z_{S9,10} = z_{x2}, z_{S11,12} = z_{x3}$ .
- V regionu  $SJKL$   $z_{S9,10} = z_{x1}, z_{S11,12} = z_{x2}, z_{S7,8} = z_{x3}$ .
- V regionu  $SNOP$   $z_{S11,12} = z_{x1}, z_{S7,8} = z_{x2}, z_{S9,10} = z_{x3}$ .

K tomu, aby šel výpočet poměrné doby sepnutí snadno definovat pro všechny modré regiony, jsou na obr. 18a) znázorněny obecné oblasti značené číslicemi 1 – 6 a obecné vektory  $\bar{u}_0$  a  $\bar{u}_{m1}$  až  $\bar{u}_{m6}$ . Poměrné doby sepnutí těchto vektorů jsou značeny  $z_{u0}, z_{um1}$  až  $z_{um6}$ . Výpočet  $z_{x1}, z_{x2}, z_{x3}$  je poté nezávislý na regionu. V modrých regionech lze při výpočtu  $z_{x1}, z_{x2}, z_{x3}$  vycházet z modulačních schémat pro jednotlivé oblasti z obr. 19–24. Jako první a zároveň poslední je vždy sepnut vektor  $u_{m2}$ . Pro jeho sepnutí jsou použity dvě spínací kombinace, proto jsou rovnice pro výpočet  $z_{x1}, z_{x2}, z_{x3}$  upraveny tak, aby na každou spínací kombinaci připadala polovina  $z_{um2}$ . Zbylé vztahy pro výpočet  $z_{x1}, z_{x2}, z_{x3}$  jsou odvozeny dle jednotlivých oblastí.

<sup>3</sup>Jako dvojice jsou označovány dva prvky v jedné fázi měniče I nebo dva prvky v jedné fázi měniče II.



Obr. 18: Znázornění vektorů jednotlivých regionů a) modré regiony, b) bílé regiony.

- V oblasti 1 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{m2}, \bar{u}_{m1}, \bar{u}_0$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $1(p_c n_c n_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $1(+ - -)$ ,  $2(+ + -)$  a  $7(+ + +)^4$ . V regionu *SJKL* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $3(n_c p_c n_c)$  a na měniči II jsou spínány postupně kombinace  $8(- - -)$ ,  $3(- + -)$ ,  $4(- + +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SNOP* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $5(- - +)$ ,  $6(+ - +)$  a  $7(+ + +)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

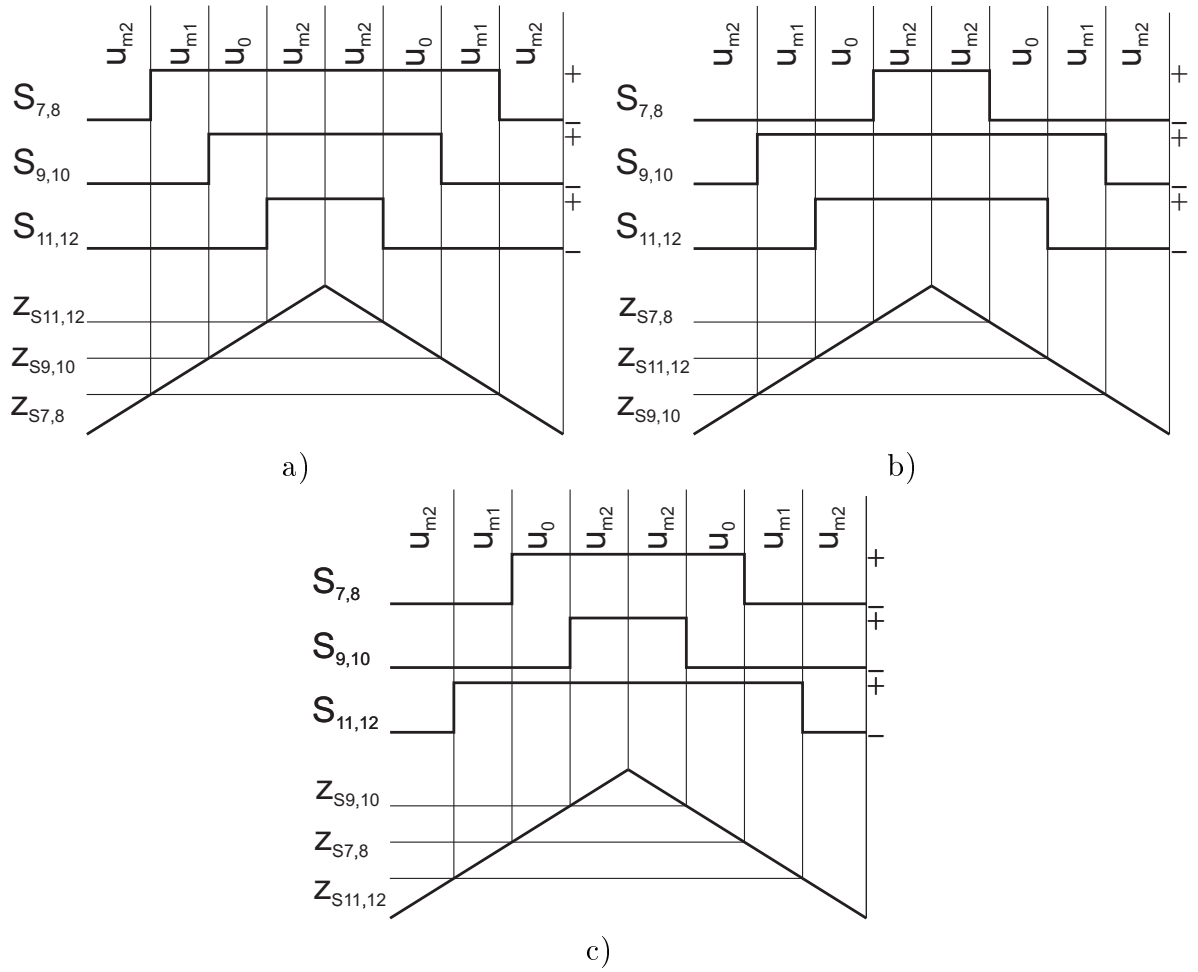
$$z_{x1} = \frac{z_{um2}}{2}, \quad (64)$$

$$z_{x2} = z_{x1} + z_{um1}, \quad (65)$$

$$z_{x3} = z_{x2} + z_{u0}. \quad (66)$$

kde  $z_{u0}, z_{um1}, z_{um2}$  jsou poměrné doby sepnutí tří nejbližších vektorů  $\bar{u}_0, \bar{u}_{m1}, \bar{u}_{m2}$  určené řešením soustavy rovnic (63).

<sup>4</sup>Pořadí jednotlivých stavů sepnutí v závorkách koresponduje s pořadím fází měniče, první je napětí  $u_{a2g2}$ , následují  $u_{b2g2}$  a  $u_{c2g2}$ .



Obr. 19: Modulační schéma pro oblast 1 v regionu a) SRGH, b) SJKL a c) SNOP.

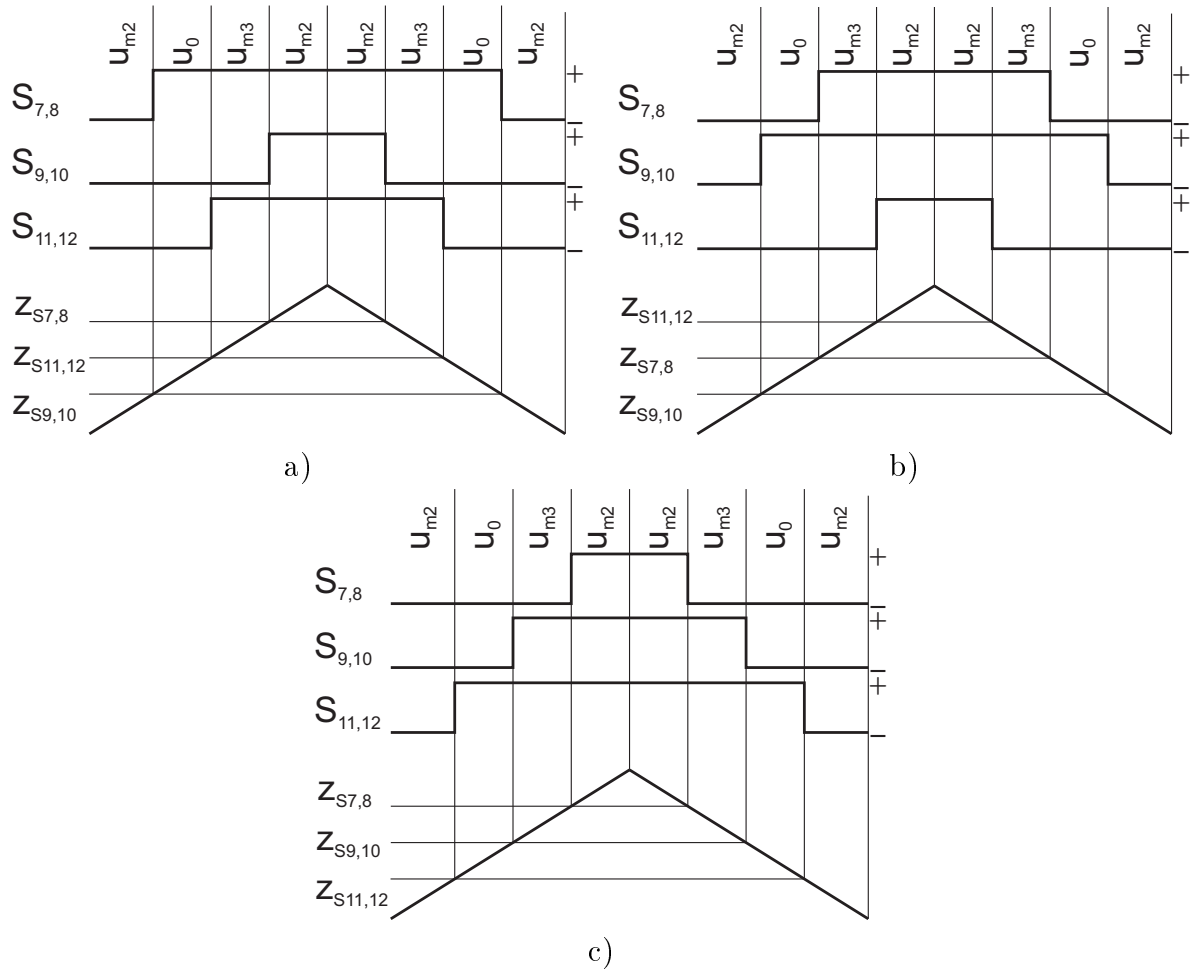
- V oblasti 2 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{m2}$ ,  $\bar{u}_0$ ,  $\bar{u}_{m3}$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $1(p_c n_c n_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $1(+ - -)$ ,  $6(+ - +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SJKL* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $3(n_c p_c n_c)$  a na měniči II jsou spínány postupně kombinace  $8(- - -)$ ,  $3(- + -)$ ,  $2(+ + -)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SNOP* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $5(- - +)$ ,  $4(- + +)$  a  $7(+ + +)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x1} = \frac{z_{um2}}{2}, \quad (67)$$

$$z_{x3} = z_{x1} + z_{u0}, \quad (68)$$

$$z_{x2} = z_{x3} + z_{um3}, \quad (69)$$

kde  $z_{um3}$  je poměrná doba sepnutí vektoru  $\bar{u}_{m3}$ .



Obr. 20: Modulační schéma pro oblast 2 v regionu a) SRGH, b) SJKL a c) SNOP.

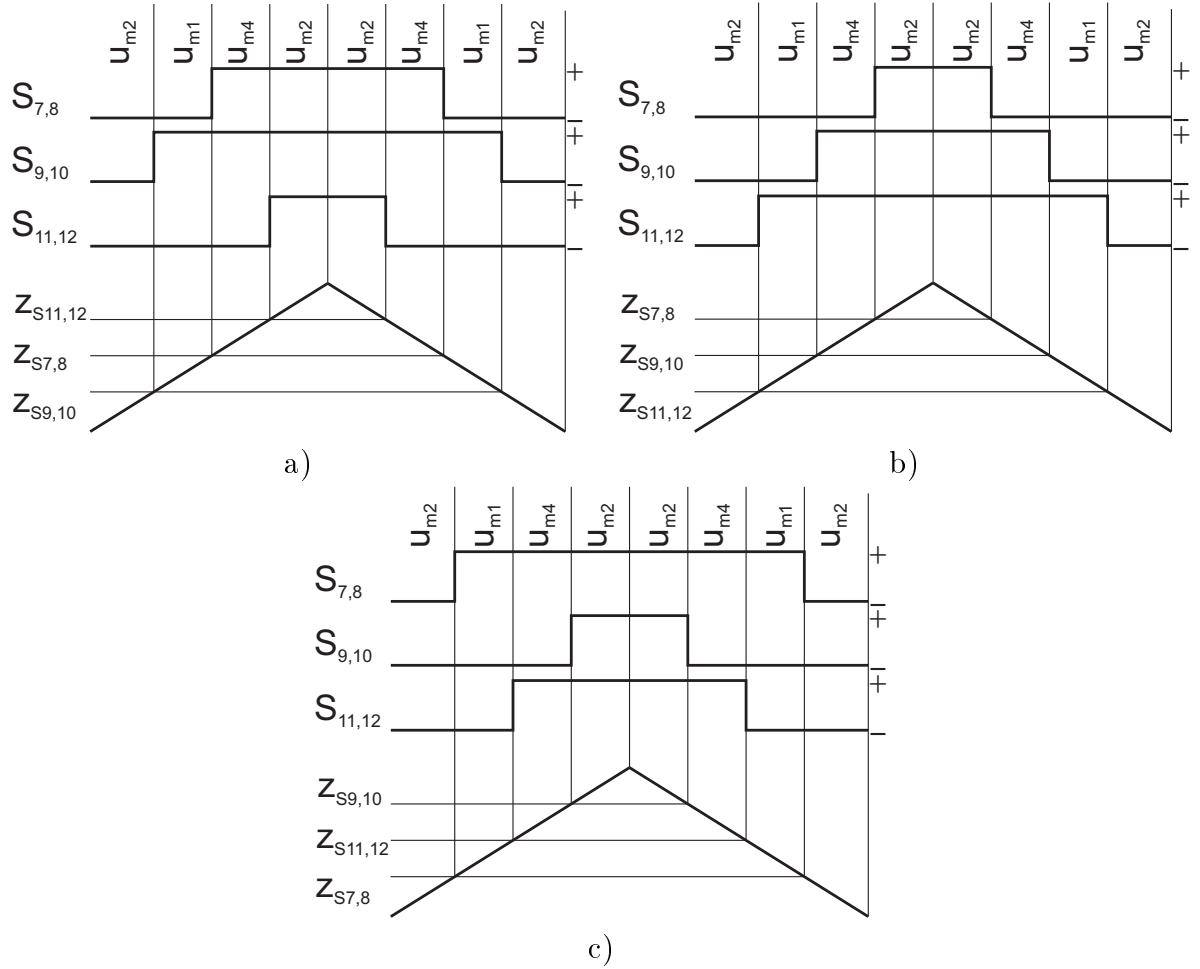
- V oblasti 3 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{m2}$ ,  $\bar{u}_{m4}$ ,  $\bar{u}_{m1}$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $1(p_c n_c n_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $3(- + -)$ ,  $2(+ + -)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SJKL* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $3(n_c p_c n_c)$  a na měniči II jsou spínání postupně kombinace  $8(- - -)$ ,  $5(- - +)$ ,  $4(- + +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SNOP* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $1(+ - -)$ ,  $6(+ - +)$  a  $7(+ + +)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x2} = \frac{z_{um2}}{2}, \quad (70)$$

$$z_{x1} = z_{x2} + z_{um4}, \quad (71)$$

$$z_{x3} = z_{x1} + z_{um1}, \quad (72)$$

kde  $z_{um4}$  je poměrná doba sepnutí vektoru  $\bar{u}_{m4}$ .



Obr. 21: Modulační schéma pro oblast 3 v regionu a) SRGH, b) SJKL a c) SNOP.

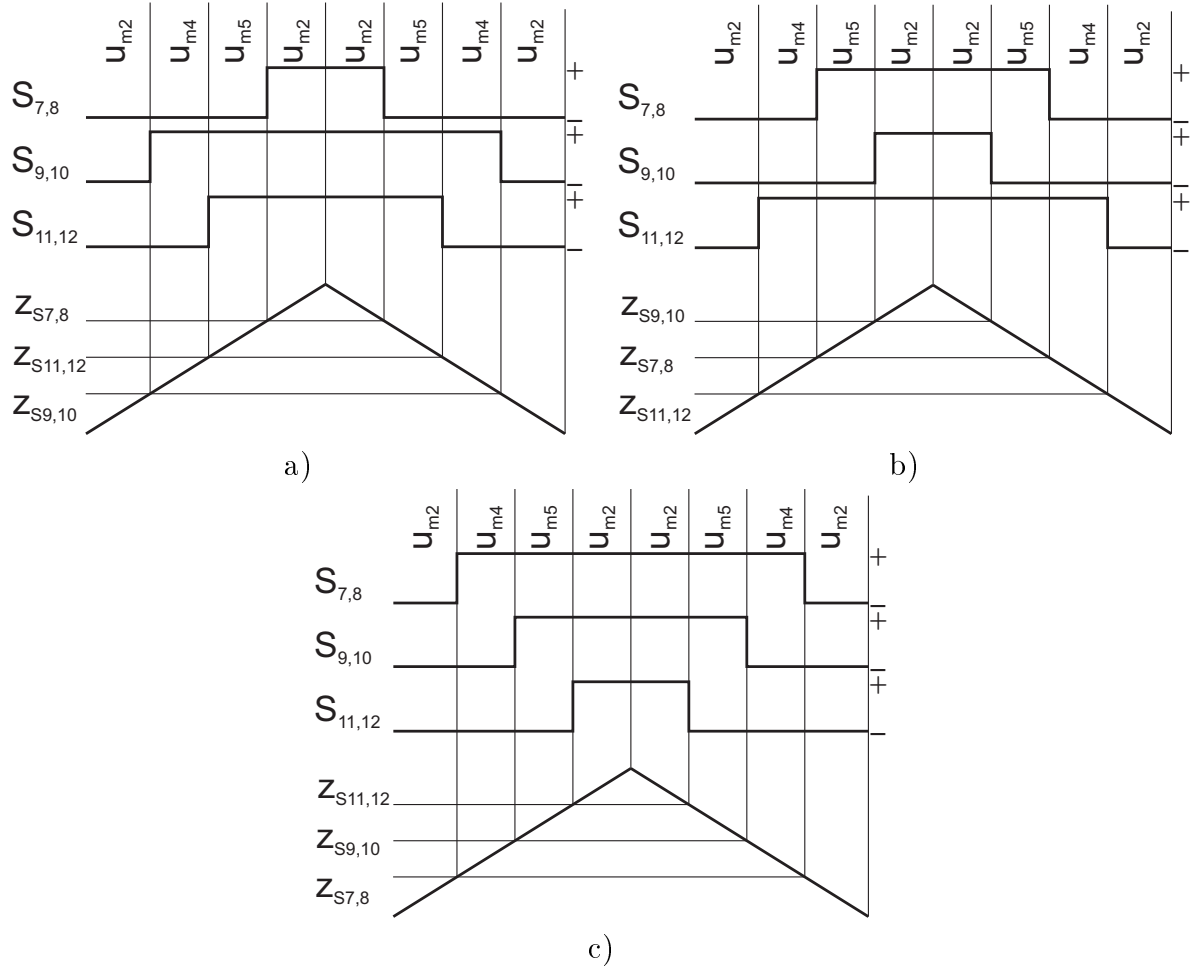
- V oblasti 4 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{m2}$ ,  $\bar{u}_{m4}$ ,  $\bar{u}_{m5}$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $1(p_c n_c n_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $3(- + -)$ ,  $4(- + +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SJKL* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $3(n_c p_c n_c)$  a na měniči II jsou spínány postupně kombinace  $8(- - -)$ ,  $5(- - +)$ ,  $6(+ - +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SNOP* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $1(+ - -)$ ,  $6(+ + -)$  a  $7(+ + +)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x2} = \frac{z_{um2}}{2}, \quad (73)$$

$$z_{x3} = z_{x2} + z_{um4}, \quad (74)$$

$$z_{x1} = z_{x3} + z_{um5}, \quad (75)$$

kde  $z_{um5}$  je poměrná doba sepnutí vektoru  $\bar{u}_{m5}$ .



Obr. 22: Modulační schéma pro oblast 4 v regionu a) SRGH, b) SJKL a c) SNOP.

- V oblasti 5 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{m2}$ ,  $\bar{u}_{m6}$ ,  $\bar{u}_{m5}$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $1(p_c n_c n_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $5(- - +)$ ,  $4(- + +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SJKL* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $3(n_c p_c n_c)$  a na měniči II jsou spínány postupně kombinace  $8(- - -)$ ,  $1(+ - -)$ ,  $6(+ - +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SNOP* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $3(- + -)$ ,  $6(+ + -)$  a  $7(+ + +)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

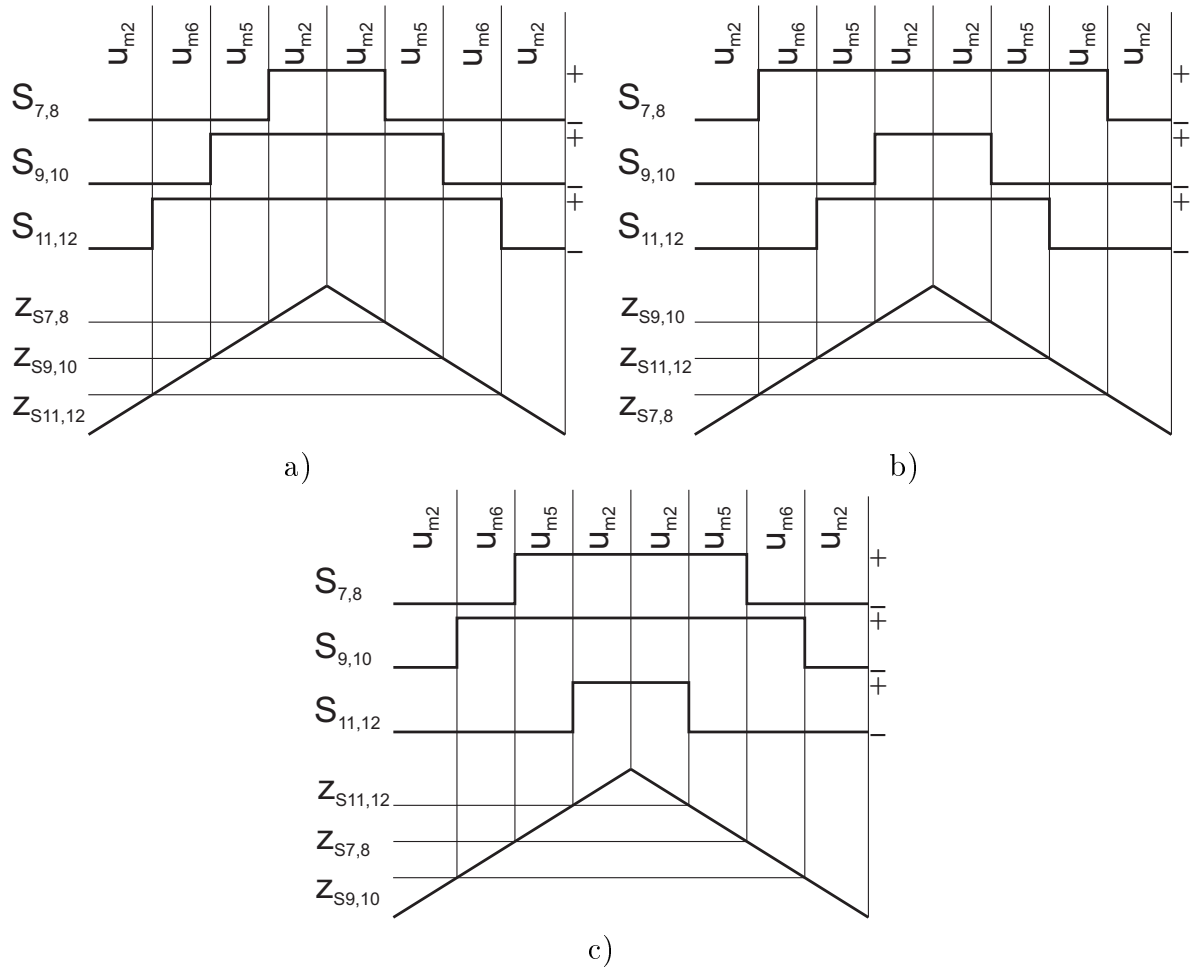
$$z_{x3} = \frac{z_{um2}}{2}, \quad (76)$$

$$z_{x2} = z_{x3} + z_{um6}, \quad (77)$$

$$z_{x1} = z_{x2} + z_{um5}, \quad (78)$$

kde  $z_{um6}$  je poměrná doba sepnutí vektoru  $\bar{u}_{m6}$ .





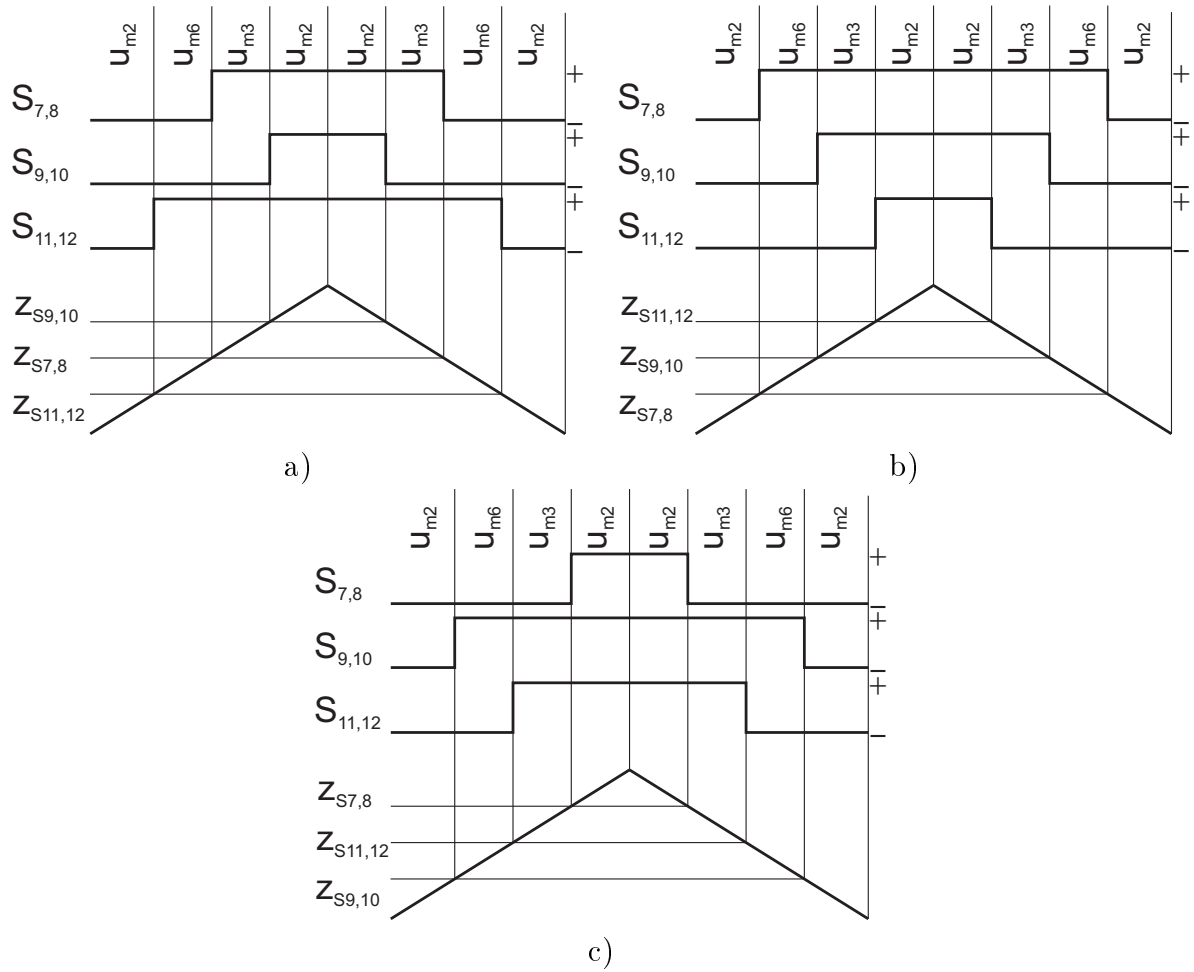
Obr. 23: Modulační schéma pro oblast 5 v regionu a) SRGH, b) SJKL a c) SNOP.

- V oblasti 6 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{m2}$ ,  $\bar{u}_{m6}$ ,  $\bar{u}_{m3}$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $1(p_c n_c n_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $5(- - +)$ ,  $6(+ - +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SJKL* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $3(n_c p_c n_c)$  a na měniči II jsou spínány postupně kombinace  $8(- - -)$ ,  $1(+ - -)$ ,  $2(+ + -)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SNOP* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $3(- + -)$ ,  $4(- + +)$  a  $7(+ + +)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x3} = \frac{z_{um2}}{2}, \quad (79)$$

$$z_{x1} = z_{x3} + z_{um6}, \quad (80)$$

$$z_{x2} = z_{x1} + z_{um3}. \quad (81)$$



Obr. 24: Modulační schéma pro oblast 6 v regionu a) SRGH, b) SJKL a c) SNOP.

### Bílé regiony:

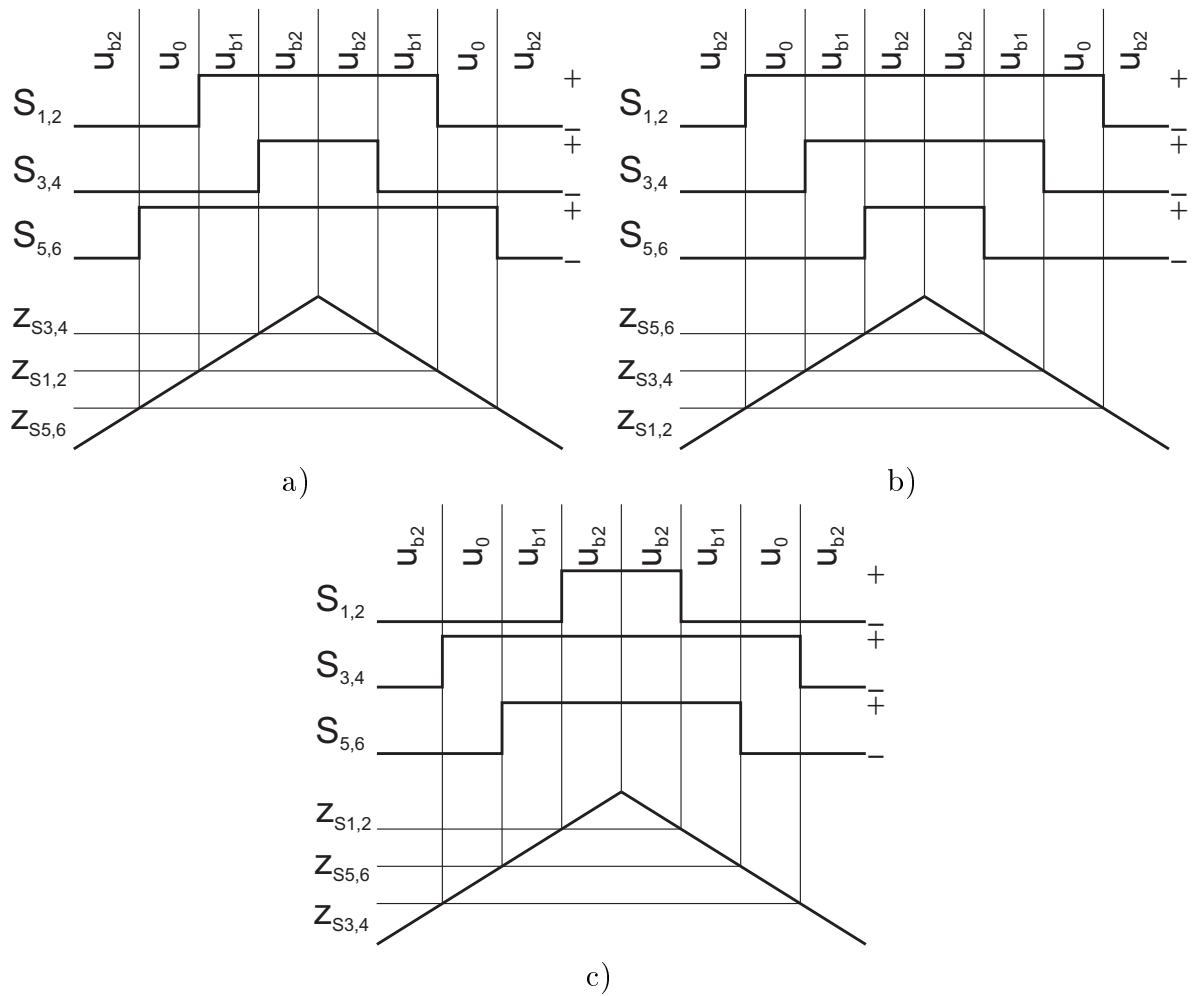
K tomu, aby šel výpočet poměrné doby sepnutí snadno definovat pro všechny bílé regiony, jsou na obr. 18b) znázorněny oblasti označené číslicemi 1 – 6 a obecné vektory  $\bar{u}_0$  a  $\bar{u}_{b1}$  až  $\bar{u}_{b6}$ , poměrné doby sepnutí těchto vektorů jsou značeny  $z_{u0}$ ,  $z_{ub1}$  až  $z_{ub6}$ . Výpočet  $z_{x1}, z_{x2}, z_{x3}$  je poté nezávislý na regionu a k jednotlivým dvojicím prvků pak lze přiřadit poměrnou dobu sepnutí v rámci regionu. V bílých regionech lze při výpočtu  $z_{x1}, z_{x2}, z_{x3}$  vycházet z modulačních schémat pro jednotlivé oblasti z obr. 25–30. Jako první a zároveň poslední je vždy sepnutí vektor  $u_{b2}$ .

- V regionu *SHIJ*  $z_{S1,2} = z_{x1}$ ,  $z_{S3,4} = z_{x2}$ ,  $z_{S5,6} = z_{x3}$ .
- V regionu *SLMN*  $z_{S3,4} = z_{x1}$ ,  $z_{S5,6} = z_{x2}$ ,  $z_{S1,2} = z_{x3}$ .
- V regionu *SPQR*  $z_{S5,6} = z_{x1}$ ,  $z_{S1,2} = z_{x2}$ ,  $z_{S3,4} = z_{x3}$ .
- V oblasti 1 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{b2}$ ,  $\bar{u}_0, \bar{u}_{b1}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu *SHIJ* je na měniči II trvale sepnutá spínací kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči I jsou

postupně spínány kombinace  $8(---)$ ,  $5(--+)$ ,  $6(+++)$  a  $7(+++)$ <sup>5</sup>. V regionu *SLMN* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $1(p_cn_cn_c)$  a na měniči I jsou spínány postupně kombinace  $8(---)$ ,  $1(+--)$ ,  $2(++-)$  a  $7(+++)$ . V regionu *SPQR* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $3(n_cp_cn_c)$  a na měniči I jsou postupně spínány kombinace  $8(---)$ ,  $3(-+-)$ ,  $4(-++)$  a  $7(+++)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$\begin{aligned} z_{x3} &= \frac{z_{ub2}}{2}, \\ z_{x1} &= z_{x3} + z_{u0}, \\ z_{x2} &= z_{x1} + z_{ub1}, \end{aligned} \tag{82}$$

kde  $z_{b1}$  značí poměrnou dobu sepnutí vektoru  $u_{b1}$  a  $z_{b2}$  značí poměrnou dobu sepnutí vektoru  $u_{b2}$ .



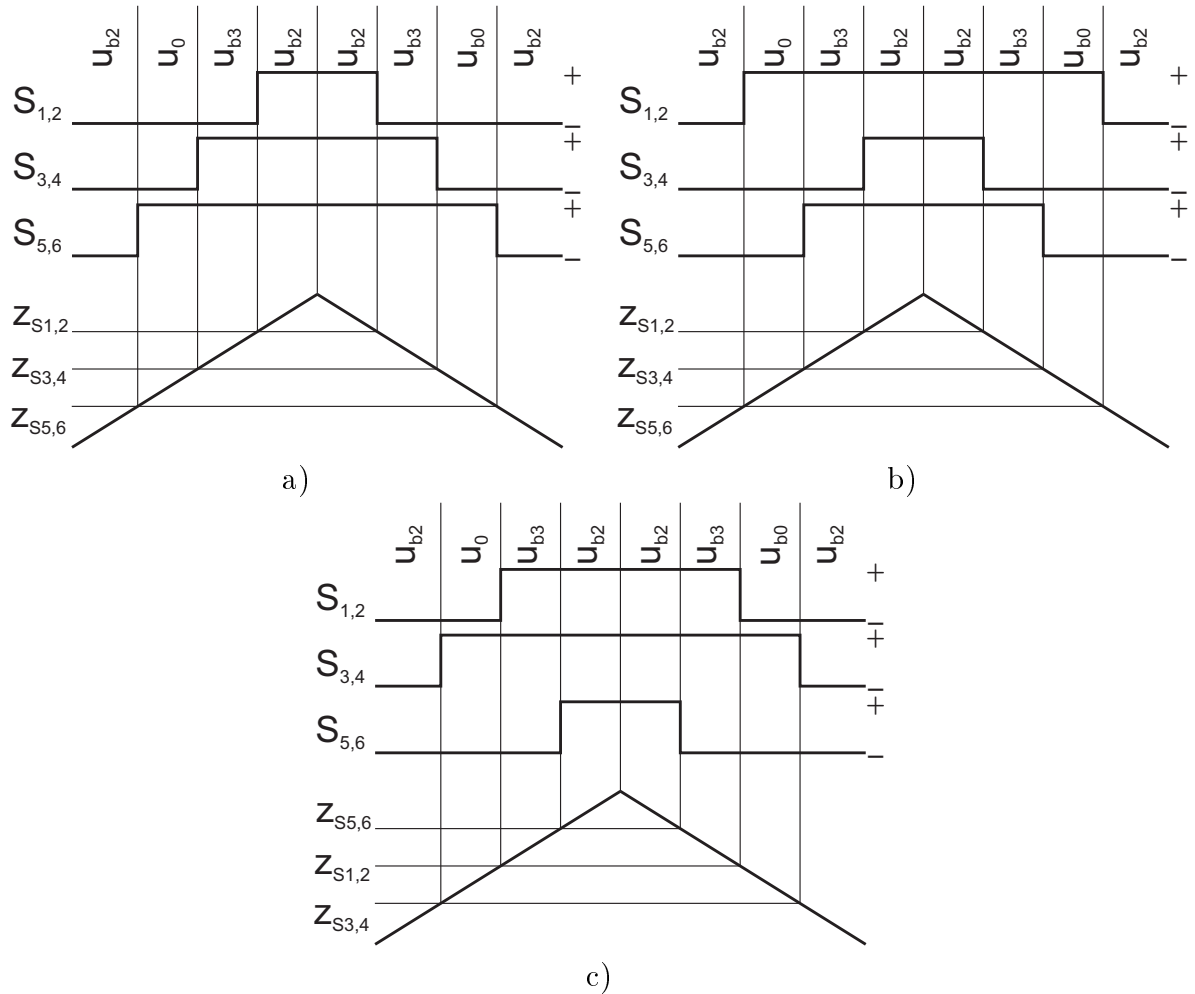
Obr. 25: Modulační schéma pro oblast 1 v regionu a) SHIJ, b) SLMN a c) SPQR.

<sup>5</sup>Pořadí jednotlivých stavů sepnutí v závorkách koresponduje s pořadím fází měniče, první je napětí  $u_{a1g1}$ , následují  $u_{b1g1}$  a  $u_{c1g1}$ .

- V oblasti 2 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{b2}$ ,  $\bar{u}_0$ ,  $\bar{u}_{b3}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu *SHIJ* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči I jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $5(- - +)$ ,  $2(+ + -)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SLMN* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $1(p_c n_c n_c)$  a na měniči I jsou spínány postupně kombinace  $8(- - -)$ ,  $1(+ - -)$ ,  $5(+ - +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SPQR* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $3(n_c p_c n_c)$  a na měniči I jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $3(- + -)$ ,  $2(+ + -)$  a  $7(+ + +)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$\begin{aligned} z_{x3} &= \frac{z_{ub2}}{2}, \\ z_{x2} &= z_{x3} + z_{u0}, \\ z_{x1} &= z_{x2} + z_{ub3}, \end{aligned} \tag{83}$$

kde  $z_{b3}$  je poměrná doba sepnutí vektoru  $u_{b3}$ .

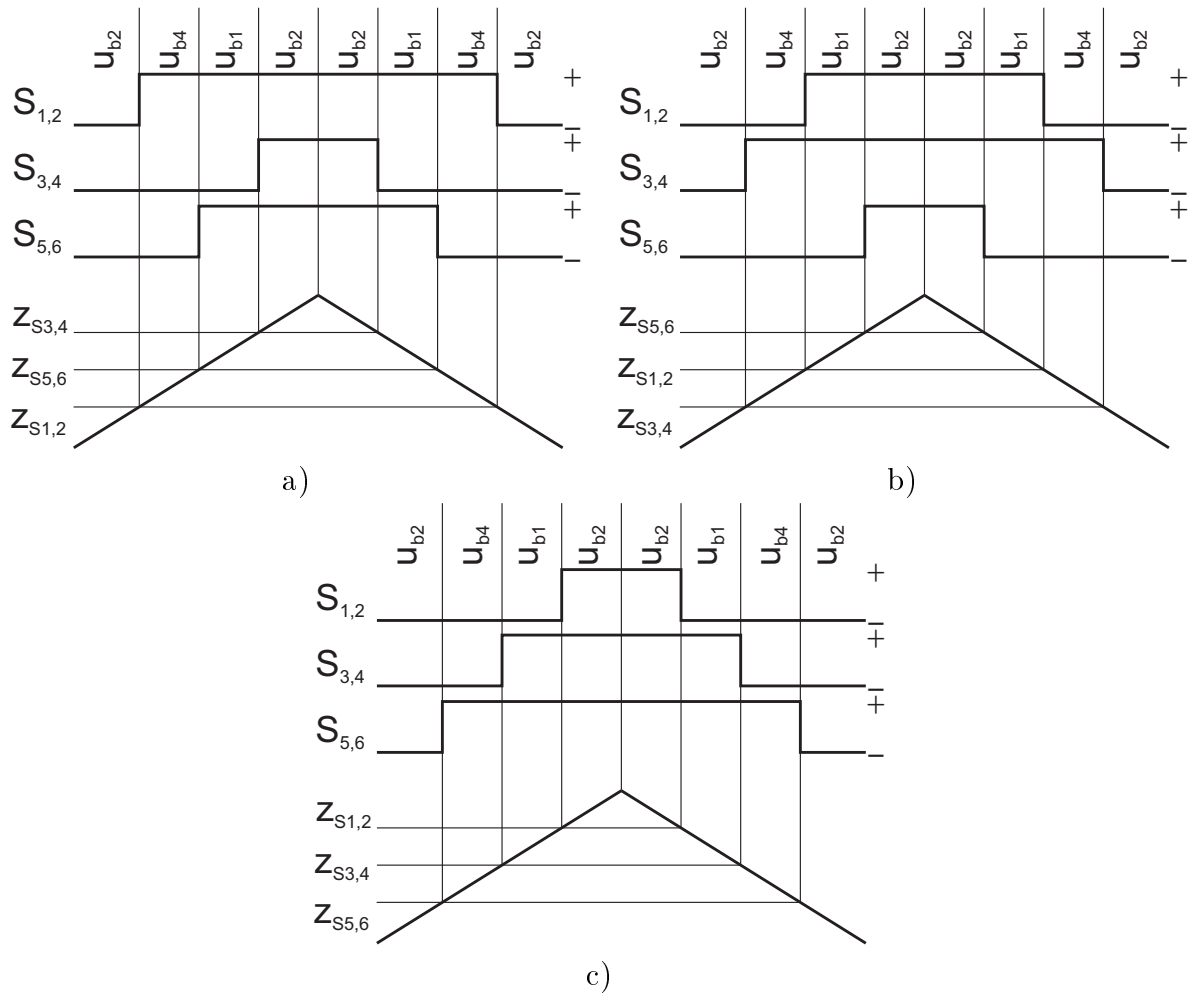


Obr. 26: Modulační schéma pro oblast 2 v regionu a) SHIJ, b) SLMN a c) SPQR.

- V oblasti 3 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{b2}$ ,  $\bar{u}_{b4}, \bar{u}_{b1}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu *SHIJ* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči I jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $1(+ - -)$ ,  $6(+ - +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SLMN* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $1(p_c n_c n_c)$  a na měniči II jsou spínány postupně kombinace  $8(- - -)$ ,  $3(- + -)$ ,  $2(+ + -)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SPQR* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $3(n_c p_c n_c)$  a na měniči I jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $5(- - +)$ ,  $4(- + +)$  a  $7(+ + +)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$\begin{aligned} z_{x1} &= \frac{z_{ub2}}{2}, \\ z_{x3} &= z_{x1} + z_{ub4}, \\ z_{x2} &= z_{x3} + z_{ub1}, \end{aligned} \tag{84}$$

kde  $z_{b4}$  je poměrná doba sepnutí vektoru  $u_{b4}$ .



Obr. 27: Modulační schéma pro oblast 3 v regionu a) SHIJ, b) SLMN a c) SPQR.

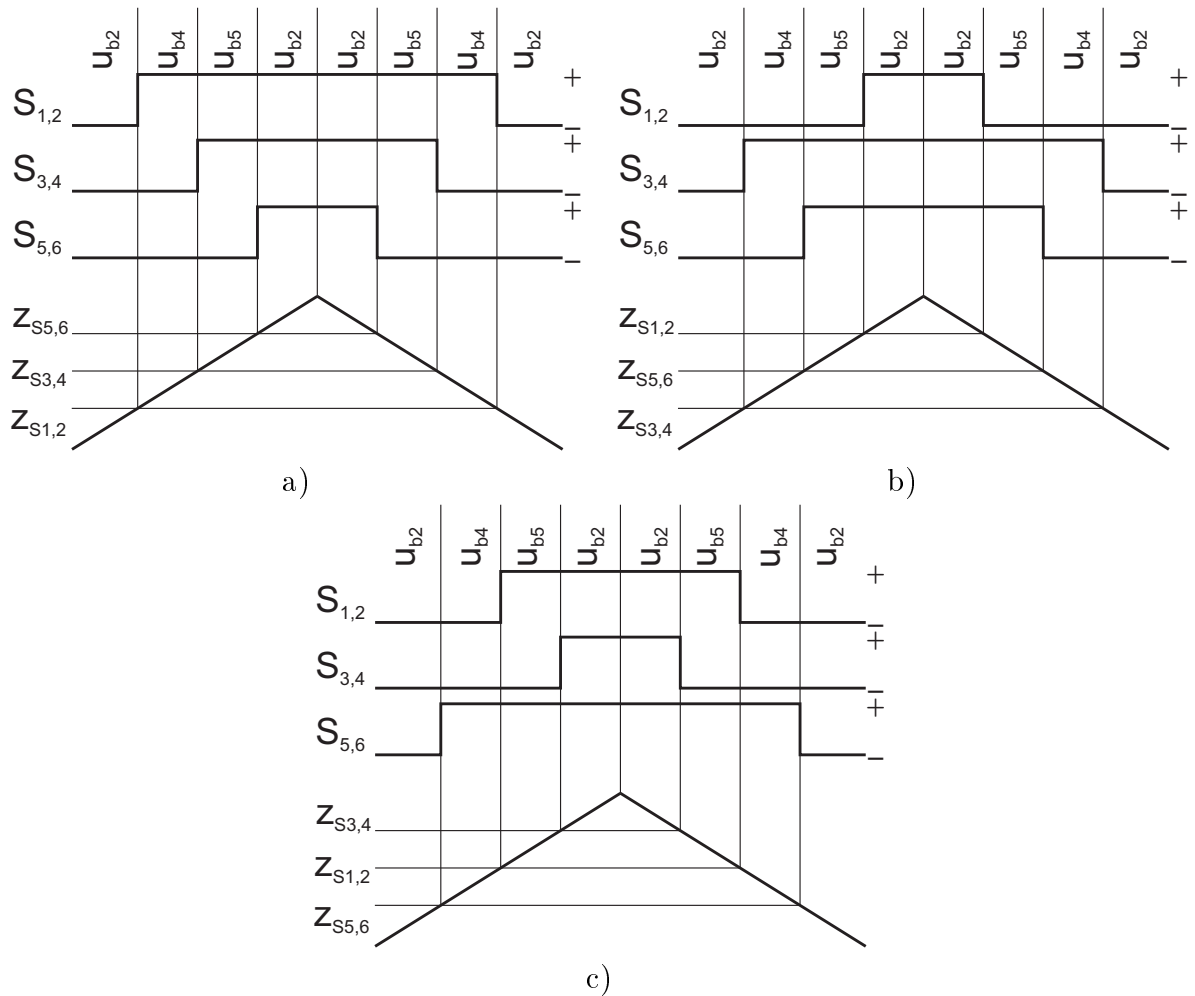
- V oblasti 4 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{b2}$ ,  $\bar{u}_{b4}, \bar{u}_{b5}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu *SHIJ* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči I jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $1(+ - -)$ ,  $2(+ + -)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SLMN* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $1(p_c n_c n_c)$  a na měniči I jsou spínány postupně kombinace  $8(- - -)$ ,  $3(- + -)$ ,  $4(- + +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SPQR* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $3(n_c p_c n_c)$  a na měniči I jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $5(- - +)$ ,  $2(+ + -)$  a  $7(+ + +)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x1} = \frac{z_{ub2}}{2}, \tag{85}$$

$$z_{x2} = z_{x1} + z_{ub4}, \tag{86}$$

$$z_{x3} = z_{x2} + z_{ub5}, \tag{87}$$

kde  $z_{b5}$  je poměrná doba sepnutí vektoru  $u_{b5}$ .



Obr. 28: Modulační schéma pro oblast 4 v regionu a) SHIJ, b) SLMN a c) SPQR.

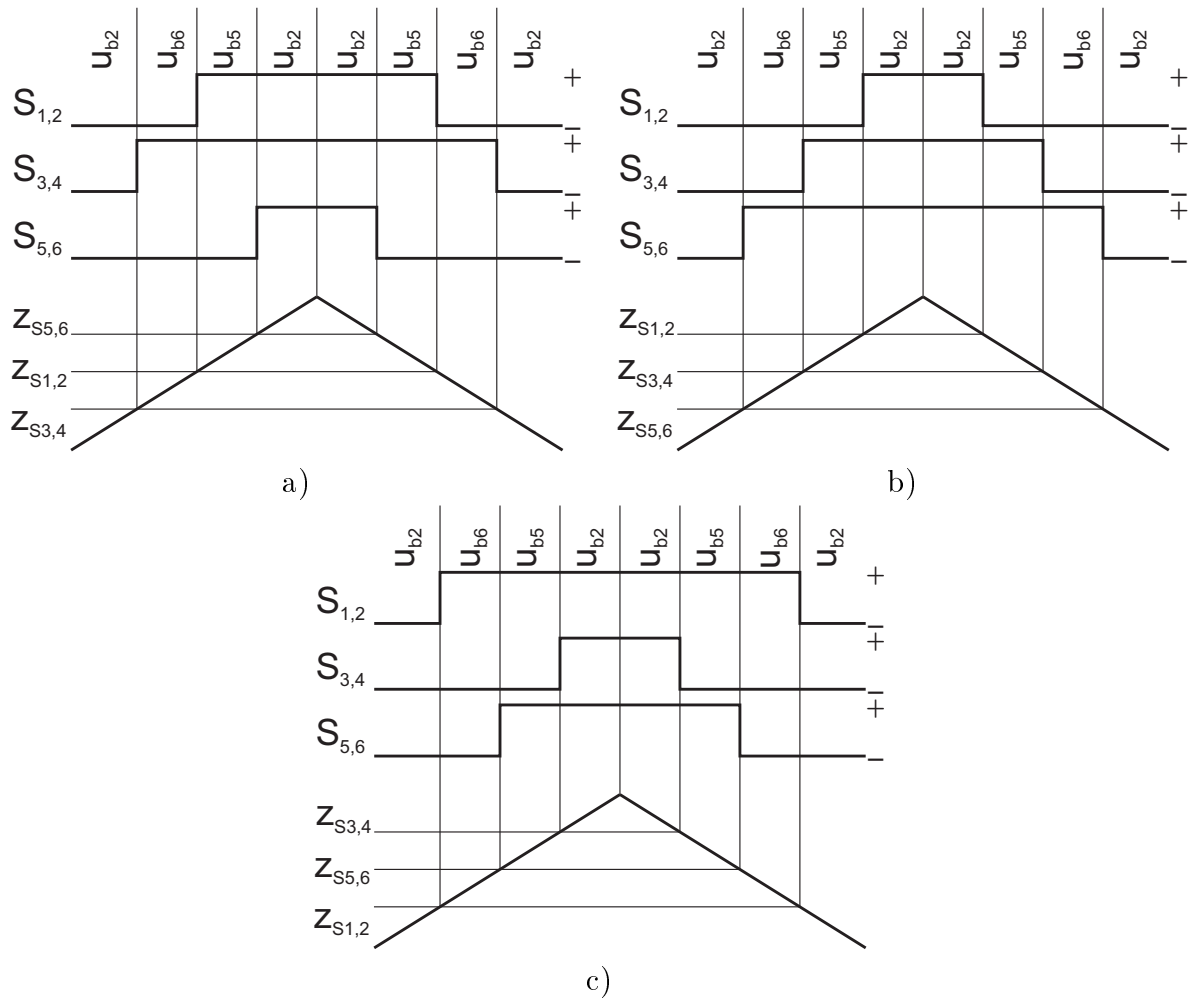
- V oblasti 5 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{b2}$ ,  $\bar{u}_{b6}$ ,  $\bar{u}_{b5}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu *SHIJ* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči I jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $3(- + -)$ ,  $2(+ + -)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SLMN* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $1(p_c n_c n_c)$  a na měniči I jsou spínány postupně kombinace  $8(- - -)$ ,  $5(- - +)$ ,  $4(- + +)$  a  $7(+ + +)$ . V regionu *SPQR* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace  $3(n_c p_c n_c)$  a na měniči I jsou postupně spínány kombinace  $8(- - -)$ ,  $5(+ - -)$ ,  $6(+ - +)$  a  $7(+ + +)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x2} = \frac{z_{ub2}}{2}, \tag{88}$$

$$z_{x1} = z_{x2} + z_{ub6}, \tag{89}$$

$$z_{x3} = z_{x1} + z_{ub5}, \tag{90}$$

kde  $z_{b6}$  je poměrná doba sepnutí vektoru  $u_{b6}$ .



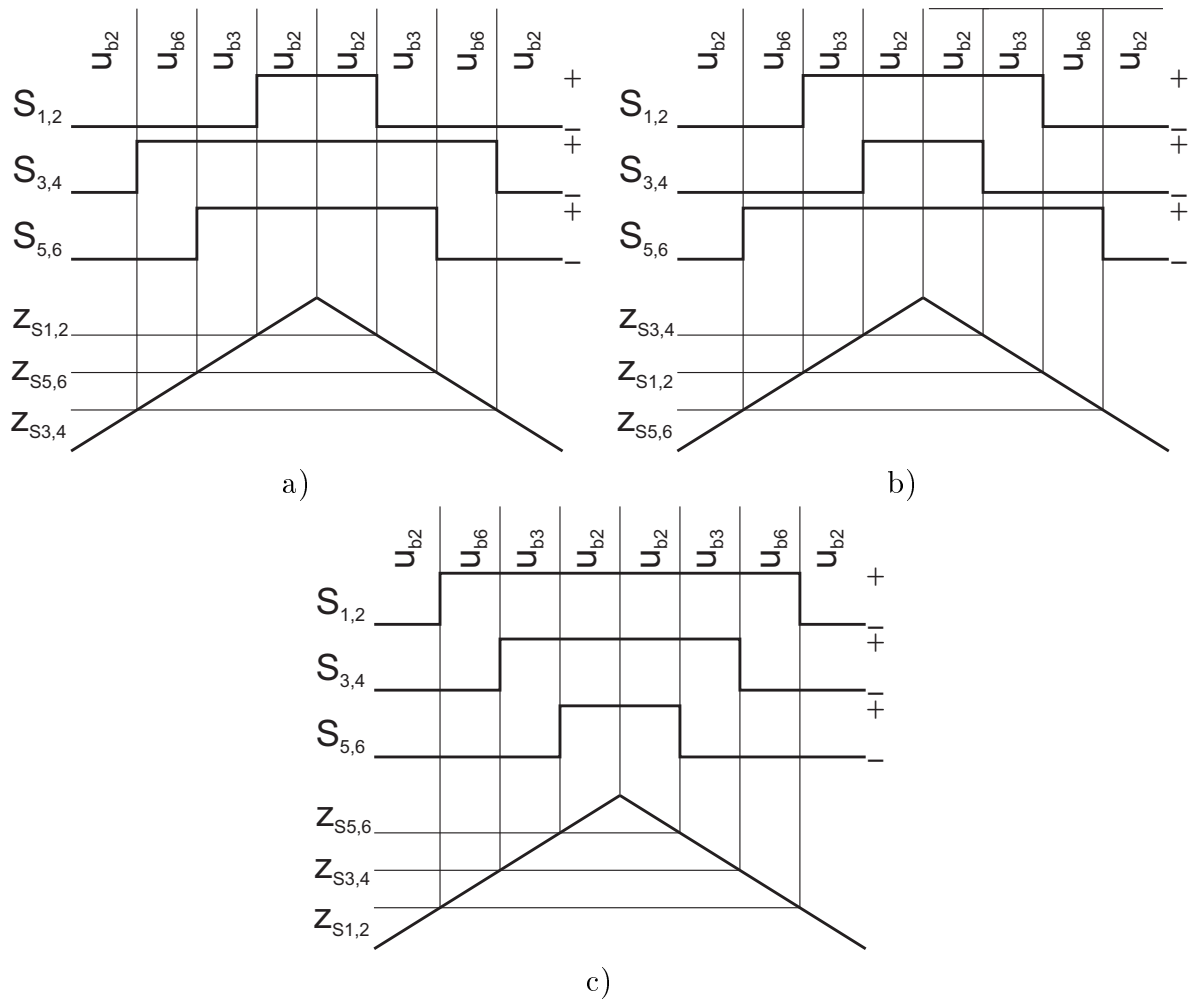
Obr. 29: Modulační schéma pro oblast 5 v regionu a) SHIJ, b) SLMN a c) SPQR.

- V oblasti 6 jsou postupně spínány vektory  $\bar{u}_{b2}$ ,  $\bar{u}_{b6}, \bar{u}_{b3}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu *SHIJ* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace 5( $n_c n_c p_c$ ) a na měniči I jsou postupně spínány kombinace 8( $- - -$ ), 3( $- + -$ ), 4( $- + +$ ) a 7( $+ + +$ ). V regionu *SLMN* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace 1( $p_c n_c n_c$ ) a na měniči I jsou spínány postupně kombinace 8( $- - -$ ), 5( $- - +$ ), 6( $+ - +$ ) a 7( $+ + +$ ). V regionu *SPQR* je na měniči II trvale sepnuta spínací kombinace 3( $n_c p_c n_c$ ) a na měniči I jsou postupně spínány kombinace 8( $- - -$ ), 5( $+ - -$ ), 2( $+ + -$ ) a 7( $+ + +$ ). Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x2} = \frac{z_{ub2}}{2}, \tag{91}$$

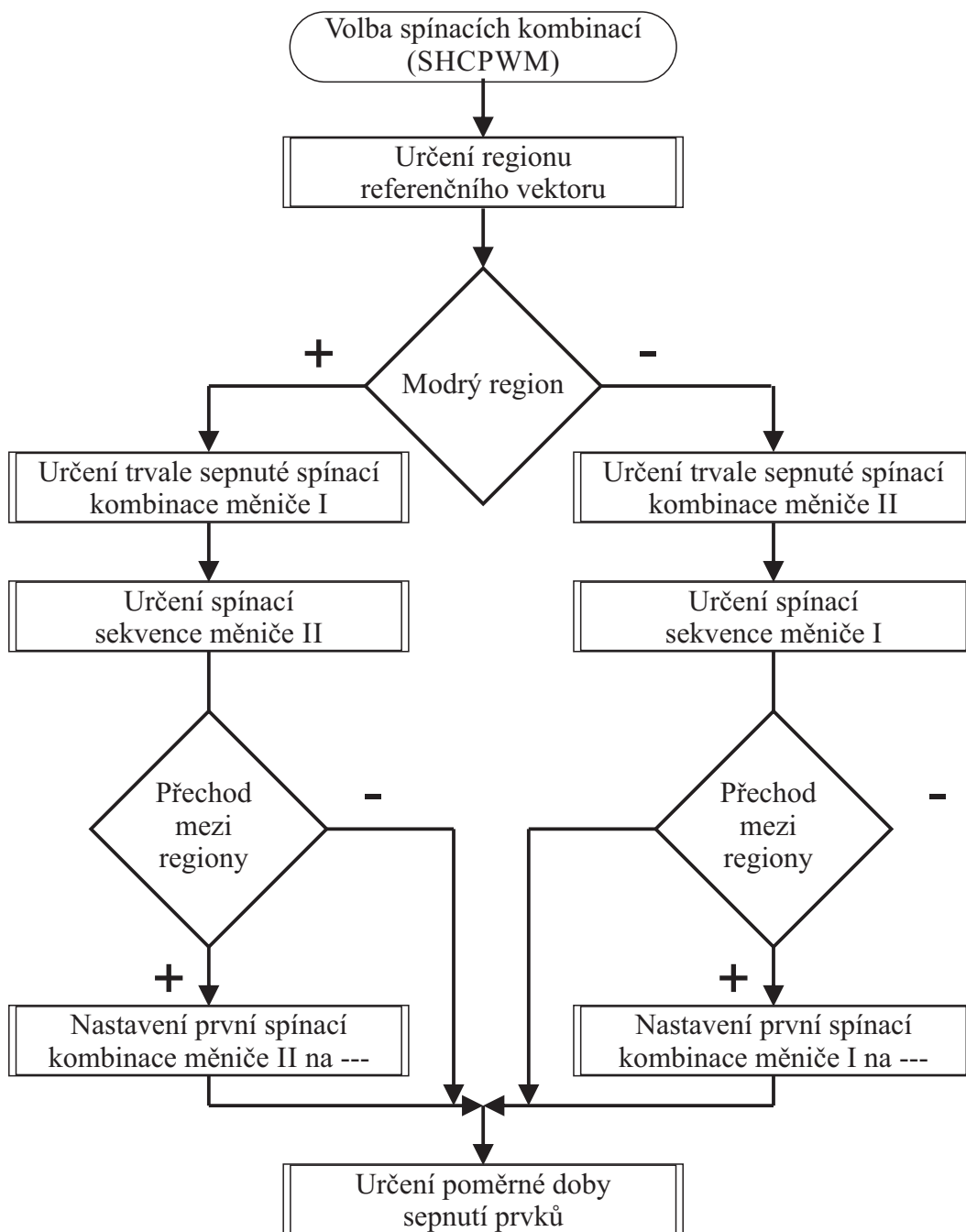
$$z_{x3} = z_{x2} + z_{ub6}, \tag{92}$$

$$z_{x1} = z_{x3} + z_{ub3}. \tag{93}$$



Obr. 30: Modulační schéma pro oblast 6 v regionu a) SHIJ, b) SLMN a c) SPQR.

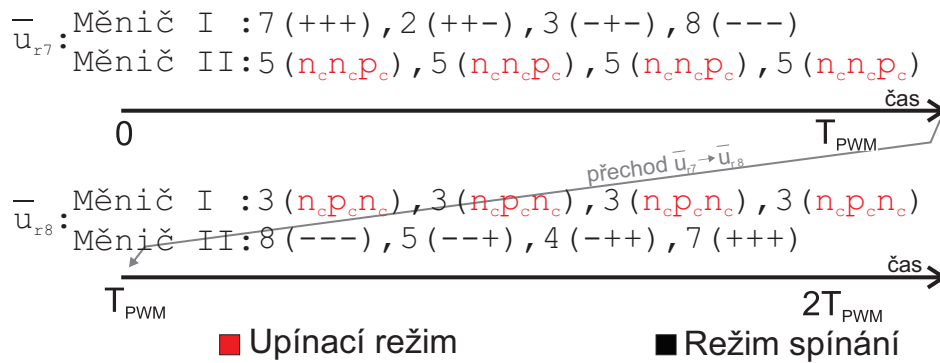




Obr. 31: Vývojový diagram algoritmu SHCPWM.

Jako příklad pro rekonstrukci je použit referenční vektor označený na obr. 17 jako  $\bar{u}_{r1}$ . Vektor  $\bar{u}_{r1}$  lze aproximovat dvěma složkami: vektorem  $\overline{SA}$  označeným žlutě a vektorem  $\overline{Au}_{r1}$  označeným červeně. Vektor  $\overline{SA}$  je dán trvale sepnutou kombinací  $1(p_c n_c n_c)$  na měniči I. Druhou složku referenčního vektoru  $\overline{Au}_{r1}$  lze vytvořit spínací sekvencí 7(+ + +), 4(- + +), 5(- - +), 8(- - -) na měniči II, kde + znamená kladné fázové napětí měniče a režim spínání, - znamená záporné fázové napětí měniče a režim spínání. Pořadí jednotlivých stavů sepnutí v závorkách koresponduje s pořadím fází měniče, první je napětí  $u_{a2g2}$ , následují  $u_{b2g2}$  a  $u_{c2g2}$ .

Na obr. 32 je znázorněn příklad spínací sekvence pro aproximaci referenčního vektoru při střídání režimů měničů (změna regionu – vymezeného čtyřúhelníku v obr. 17). Dochází zde k přechodu mezi regiony  $SHIJ$  a  $SJKL$ , jde o přechod z referenčního vektoru  $\bar{u}_{r7}$  na vektor  $\bar{u}_{r8}$ . Pokud se stav sepnutí dané tranzistorové dvojice během aproximace jednoho vektoru nemění, je označen červeně, pokud se mění, je označen černě. Při aproximaci referenčního vektoru  $\bar{u}_{r7}$  je na měniči II trvale sepnuta kombinace  $5(n_c n_c p_c)$  a na měniči I jsou postupně spínány v daném pořadí kombinace  $7(+++)$ ,  $2(++-)$ ,  $3(-+-)$ ,  $8(---)$ . Při přechodu z  $\bar{u}_{r7}$  na  $\bar{u}_{r8}$  se mění spínací kombinace měniče I z  $8(---)$  na  $3(n_c p_c n_c)$  a kombinace měniče II z  $7(n_c n_c p_c)$  na  $7(+++)$ . Je patrné, že nastávají komutace na dvou tranzistorových dvojicích. Poté následuje vektor  $\bar{u}_{r8}$ , kde je na měniči II trvale sepnuta kombinace  $3(n_c p_c n_c)$  a na měniči I jsou spínány postupně kombinace  $8(---)$ ,  $5(---+)$ ,  $4(-++)$  a  $7(+++)$ .



Obr. 32: Příklad spínací sekvence pro tvorbu referenčních vektorů  $\bar{u}_{r7}$  a  $\bar{u}_{r8}$ .

Nevýhodou algoritmu je nepoměr v době sepnutí jednotlivých tranzistorů. V upínací režimu jsou vždy sepnuty dva spodní tranzistory (převládá stav  $n_c$  nad stavem  $p_c$ ). Další nevýhodou je, že režim každé dvojice tranzistorů je měněn pouze dvakrát za periodu výstupního signálu. Navíc při změně režimu při přechodu mezi regiony dochází k extra spínání. Například při přechodu z vektoru  $\bar{u}_{r7}$  na  $\bar{u}_{r8}$  dojde k přepnutí z  $8(---) - 5(n_c n_c p_c)$  na  $3(n_c p_c n_c) - 8(---)$ <sup>6</sup>, to jsou sepnutí dvou tranzistorových dvojic.

### 6.2.2 Subhexagonální PWM s variabilní sekvencí

Tato úprava subhexagonální PWM byla navržena k odstranění nepoměru mezi dobou sepnutí spodních tranzistorů a dobou sepnutí horních tranzistorů obou měničů a k odstranění velkého počtu sepnutí při přechodu mezi regiony. Oproti původní subhexagonální PWM (kap. 6.2.1) neplatí, že dvojice prvků v upínacím režimu musí být vždy z jednoho měniče. Jediným omezením je, že v každé fázi duálního měniče musí být jedna dvojice v upínacím režimu a druhá ve spínacím režimu.

<sup>6</sup>První číslo a závorka značí spínací kombinaci měniče I a druhé číslo a závorka spínací kombinaci měniče II.

Jako příklad lze uvažovat region  $SRGH$ . Zde u původní subhexagonální PWM lze vektor  $\overline{SA}$  dosáhnout pouze spínacími kombinacemi  $1(+ - -) - 8(- - -)$  a  $1(+ - -) - 7(+ + +)$ , přičemž měnič I je v upínacím režimu a měnič II ve spínacím režimu. U navrhovaného algoritmu jsou v upínacím režimu pouze jednotlivé dvojice. Vektor  $\overline{SA}$  tak lze navíc dosáhnout spínacími kombinacemi:  $2(+ + -) - 3(- + -)$ ,  $8(- - -) - 4(- + +)$ ,  $7(+ + +) - 4(- - +)$  a  $6(+ - +) - 5(- - +)$ .

Pro zjednodušení při popisu algoritmů je vhodné vytvořit značení sekvencí, které bude nezávislé na tom, zda dochází k přepnutí dvojice na měniči I nebo měniči II. Výhodné je zvlášť značit spínací kombinace dvojic prvků použitých pro upínací režim a zvlášť tranzistorové dvojice použité pro spínací režim. Stav je výhodné značit podle toho jaké napětí vyvolají na zátěži, není proto vhodné použít značení  $+$ ,  $-$ ,  $p_c$ ,  $n_c$  použité v kapitole 6.2.1. Místo toho je pro označení stavu sepnutí v dané fázi použito  $\oplus$ ,  $\ominus$ .

- $\oplus$  znamená, že prvky v dané fázi na zátěži vyvolávají kladné napěťové poměry (kladné napětí ve směru vyznačeném na obr. 1). To u měniče I znamená, že v příslušné fázi je sepnut horní prvek dvojice. Naopak u měniče II to znamená, že je sepnut spodní prvek dané dvojice.
- $\ominus$  znamená, že prvky v dané fázi na zátěži vyvolávají záporné napěťové poměry. To u měniče I znamená, že v příslušné fázi je sepnut spodní prvek dvojice. Naopak u měniče II to znamená, že je sepnut horní prvek dané dvojice.

Pro uvedený region  $SRGH$  je pro upínací režim dvojic prvků použito značení  $\oplus\ominus\ominus$  v pořadí jednotlivých fází  $a$ ,  $b$ ,  $c$ . Obdobně je provedeno i značení pro dvojice prvků ve spínacím režimu. Výsledné zjednodušené značení spínací kombinace je sestaveno ze dvou závorek. V první závorce je uvedeno sepnutí tranzistorů v upínacím režimu a ve druhé závorce je uvedeno sepnutí tranzistorů ve spínacím režimu. Například spínací kombinace výše zmíněného vektoru  $\overline{SA}$  lze značit  $(\oplus\ominus\ominus) - (\ominus\ominus\ominus)$  nebo  $(\oplus\ominus\ominus) - (\oplus\oplus\oplus)$ .

Algoritmus začíná výběrem jednoho z regionů definovaných na obr. 17 dle úhlu referenčního vektoru. Na základě regionu je dle tab. 4 určena spínací kombinace dvojic prvků v upínacím režimu.

úhel referenčního vektoru	Region	Označení dílčího vektoru	spínací kombinace pro upínací režim
$\langle -30^\circ; 30 \rangle$	<i>SRGH</i>	$\overline{SA}$	$(\oplus \ominus \ominus)$
$\langle 30^\circ; 90 \rangle$	<i>SHIJ</i>	$\overline{SB}$	$(\oplus \oplus \ominus)$
$\langle 90^\circ; 150 \rangle$	<i>SJKL</i>	$\overline{SC}$	$(\ominus \oplus \ominus)$
$\langle 150^\circ; 210 \rangle$	<i>SLMN</i>	$\overline{SD}$	$(\ominus \oplus \oplus)$
$\langle 210^\circ; 270 \rangle$	<i>SNOP</i>	$\overline{SE}$	$(\ominus \ominus \oplus)$
$\langle 330^\circ; -30 \rangle$	<i>SPQR</i>	$\overline{SF}$	$(\oplus \ominus \oplus)$

Tab. 4: Určení regionu a spínací kombinace pro upínací režim.

Následuje určení poměrné doby sepnutí prvků ve spínacím režimu  $z_{sr1}$ ,  $z_{sr2}$ ,  $z_{sr3}$ . To se liší v závislosti na tom, v jakém regionu a oblasti se nachází referenční vektor. Výpočet poměrné doby sepnutí prvků ve spínacím režimu je pro jednotlivé regiony stejné barvy podobný. Liší se pouze v pořadí, v jakém dochází k sepnutí jednotlivých dvojic prvků. Díky tomu je možné zavést poměrné sepnutí  $z_{x1}, z_{x2}, z_{x3}$  pro obecné dvojice prvků  $x_1, x_2, x_3$ .

#### Modré regiony:

- V regionu *SRGH*  $z_{sr1} = z_{x1}$ ,  $z_{sr2} = z_{x2}$ ,  $z_{sr3} = z_{x3}$  a pro upínací režim je zvolena spínací kombinace  $(\oplus \ominus \ominus)$ .
- V regionu *SJKL*  $z_{sr2} = z_{x1}$ ,  $z_{sr3} = z_{x2}$ ,  $z_{sr1} = z_{x3}$  a pro upínací režim je zvolena spínací kombinace  $(\ominus \oplus \ominus)$ .
- V regionu *SNOP*  $z_{sr3} = z_{x1}$ ,  $z_{sr1} = z_{x2}$ ,  $z_{sr2} = z_{x3}$  a pro upínací režim je zvolena spínací kombinace  $(\ominus \ominus \oplus)$ .

K tomu, aby šel výpočet poměrné doby sepnutí snadno definovat pro všechny modré regiony jsou na obr. 18a) definovány jednotlivé oblasti značené číslicemi 1 – 6 a obecné vektory  $U_0$  a  $U_{m1}$  až  $U_{m6}$ . Poměrné doby sepnutí těchto vektorů jsou značeny  $z_{u0}$ ,  $z_{um1}$  až  $z_{um6}$ . Výpočet  $z_{x1}, z_{x2}, z_{x3}$  je poté nezávislý na regionu.

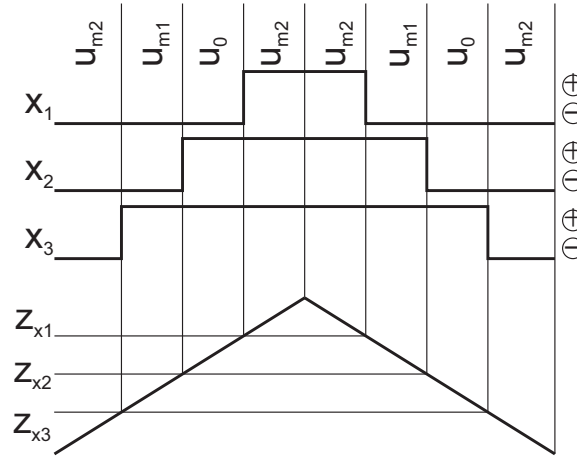
- Modulační schéma pro oblast 1 v modrých regionech je zobrazeno na obr. 33. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{m2}$ ,  $\bar{u}_{m1}, \bar{u}_0$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \ominus \oplus)$ ,  $(\ominus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SJKL* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SNOP* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \ominus)$ ,  $(\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby

sepnutí dvojic prvků  $(z_{x1}, z_{x2}, z_{x3})$  určené podle soustavy rovnic:

$$z_{x3} = \frac{z_{um2}}{2} \quad (94)$$

$$z_{x2} = z_{x3} + z_{um1} \quad (95)$$

$$z_{x1} = z_{x2} + z_{u0}. \quad (96)$$



Obr. 33: Modulační schéma SHCPWM s variabilní sekvencí pro oblast 1 v modrých regionech.

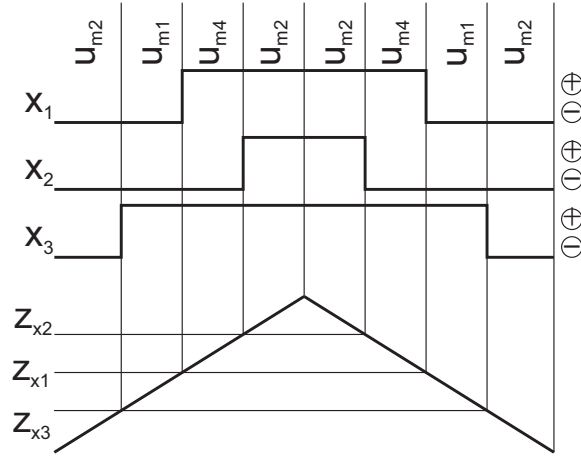
- Modulační schéma pro oblast 2 v modrých regionech je zobrazeno na obr. 34. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{m2}$ ,  $\bar{u}_0$ ,  $\bar{u}_{m3}$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* jsou ve spínací režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SJKL* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \ominus \oplus)$ ,  $(\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SNOP* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků  $(z_{x1}, z_{x2}, z_{x3})$  určené podle soustavy rovnic:

$$z_{x2} = \frac{z_{um2}}{2} \quad (97)$$

$$z_{x3} = z_{x2} + z_{u0} \quad (98)$$

$$z_{x1} = z_{x3} + z_{um3}. \quad (99)$$





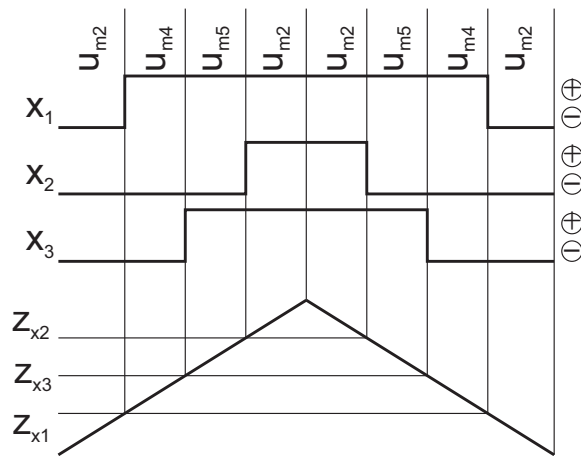
Obr. 35: Modulační schéma SHCPWM s variabilní sekvencí pro oblast 3 v modrých regionech.

- Modulační schéma pro oblast 4 v modrých regionech je zobrazeno na obr. 36. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{m2}$ ,  $\bar{u}_{m4}$ ,  $\bar{u}_{m5}$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* ve spínacím režimu jsou postupně spínány kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\oplus\ominus\ominus)$ ,  $(\oplus\ominus\oplus)$  a  $(\oplus\oplus\oplus)$ . V regionu *SJKL* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\ominus\oplus\ominus)$ ,  $(\oplus\oplus\ominus)$  a  $(\oplus\oplus\oplus)$ . V regionu *SNOP* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\ominus\ominus\oplus)$ ,  $(\ominus\oplus\oplus)$ , a  $(\oplus\oplus\oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků  $(z_{x1}, z_{x2}, z_{x3})$  určené podle soustavy rovnic:

$$z_{x1} = \frac{z_{um2}}{2} \tag{103}$$

$$z_{x3} = z_{x1} + z_{um4} \tag{104}$$

$$z_{x2} = z_{x3} + z_{um5}. \tag{105}$$



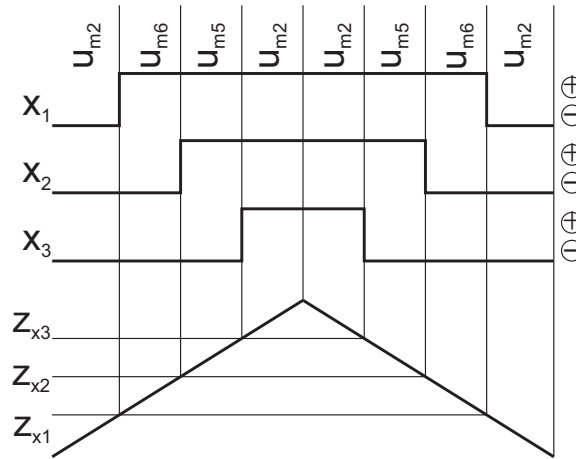
Obr. 36: Modulační schéma SHCPWM s variabilní sekvencí pro oblast 4 v modrých regionech.

- Modulační schéma pro oblast 5 v modrých regionech je zobrazeno na obr. 37. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{m2}$ ,  $\bar{u}_{m6}$ ,  $\bar{u}_{m5}$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SJKL* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SNOP* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \ominus \oplus)$ ,  $(\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků  $(z_{x1}, z_{x2}, z_{x3})$  určené podle soustavy rovnic:

$$z_{x1} = \frac{z_{um2}}{2} \quad (106)$$

$$z_{x2} = z_{x1} + z_{um6} \quad (107)$$

$$z_{x3} = z_{x2} + z_{um5}. \quad (108)$$



Obr. 37: Modulační schéma SHCPWM s variabilní sekvencí pro oblast 5 v modrých regionech.

- Modulační schéma pro oblast 6 v modrých regionech je zobrazeno na obr. 38. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{m2}$ ,  $\bar{u}_{m6}$ ,  $\bar{u}_{m3}$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \ominus)$ ,  $(\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SJKL* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \oplus)$ ,  $(\oplus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SNOP* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \ominus \oplus)$ , a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . Tomu odpovídají

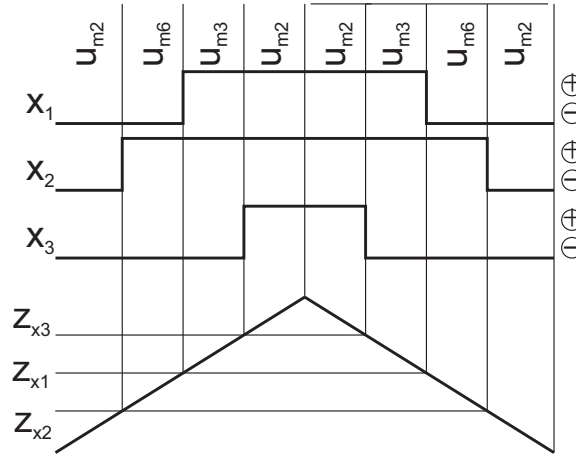


poměrné doby sepnutí dvojic prvků ( $z_{x1}$ ,  $z_{x2}$ ,  $z_{x3}$ ) určené podle soustavy rovnic:

$$z_{x2} = \frac{z_{um2}}{2} \quad (109)$$

$$z_{x1} = z_{x2} + z_{um6} \quad (110)$$

$$z_{x3} = z_{x1} + z_{um3}. \quad (111)$$



Obr. 38: Modulační schéma SHCPWM s variabilní sekvencí pro oblast 6 v modrých regionech.

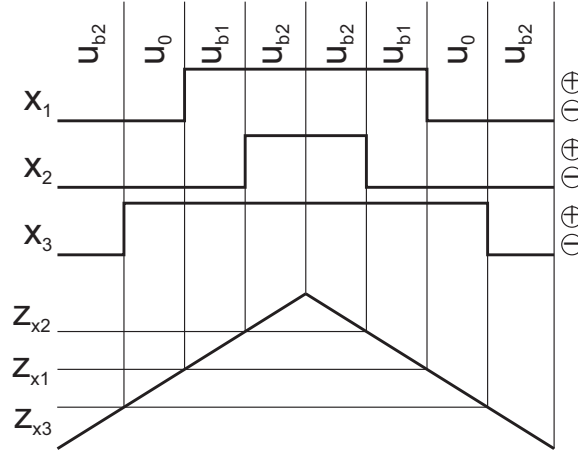
### Bílé regiony:

K tomu, aby šel výpočet poměrné doby sepnutí snadno definovat pro všechny bílé regiony, jsou na obr. 18b) definovány jednotlivé oblasti značené číslicemi 1–6 a obecné vektory  $\bar{u}_0$  a  $\bar{u}_{b1}$  až  $u_{b6}$ . Poměrné doby sepnutí těchto vektorů jsou značeny  $z_{u0}$ ,  $z_{ub1}$  až  $z_{ub6}$ . Výpočet  $z_{x1}$ ,  $z_{x2}$ ,  $z_{x3}$  je poté nezávislý na regionu a k jednotlivým tranzistorovým dvojicím pak lze přiřadit poměrnou dobu sepnutí v rámci regionu.

- V regionu *SHIJ*  $z_{sr1} = z_{x1}$ ,  $z_{sr2} = z_{x2}$ ,  $z_{sr3} = z_{x3}$  a v upínacím režimu je sepnuta spínací kombinace  $(\oplus \oplus \ominus)$ .
- V regionu *SLMN*  $z_{sr2} = z_{x1}$ ,  $z_{sr3} = z_{x2}$ ,  $z_{sr1} = z_{x3}$  a v upínacím režimu je sepnuta spínací kombinace  $(\ominus \oplus \oplus)$ .
- V regionu *SPQR*  $z_{sr3} = z_{x1}$ ,  $z_{sr1} = z_{x2}$ ,  $z_{sr2} = z_{x3}$  a v upínacím režimu je sepnuta spínací kombinace  $(\oplus \ominus \oplus)$ .
- Modulační schéma pro oblast 1 v bílých regionech je zobrazeno na obr. 39. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{b2}$ ,  $\bar{u}_0$ ,  $\bar{u}_{b1}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu *SHIJ* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \ominus \oplus)$ ,  $(\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ <sup>7</sup>. V regionu *SLMN*

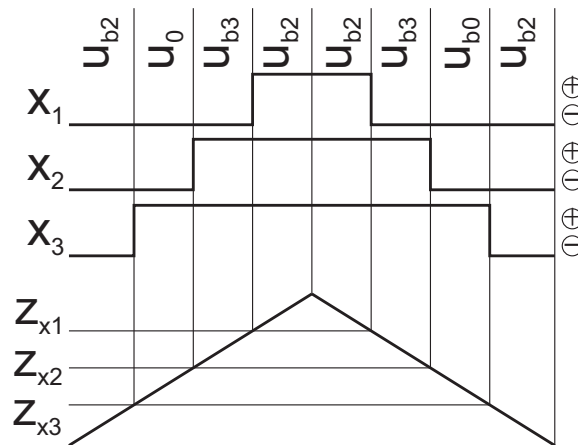
<sup>7</sup>Pořadí jednotlivých stavů sepnutí v závorkách koresponduje s pořadím fází měniče.

jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\oplus\ominus\ominus)$ ,  $(\oplus\oplus\ominus)$  a  $(\oplus\oplus\oplus)$ . V regionu  $SPQR$  jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\ominus\oplus\ominus)$ ,  $(\ominus\oplus\oplus)$  a  $(\oplus\oplus\oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků  $(z_{x1}, z_{x2}, z_{x3})$  určené podle soustavy rovnic (82).



Obr. 39: Modulační schéma SHCPWM s variabilní sekvencí pro oblast 1 v bílých regionech.

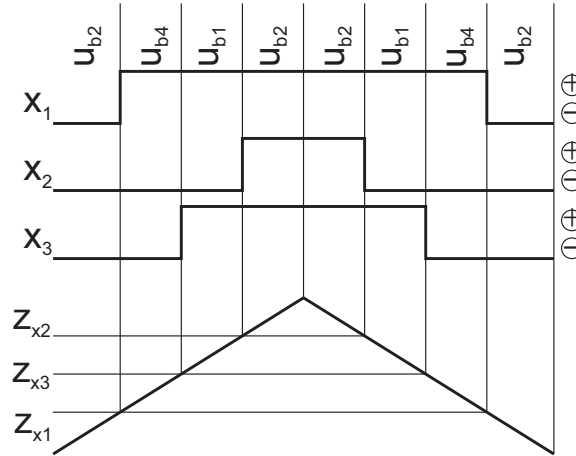
- Modulační schéma pro oblast 2 v bílých regionech je zobrazeno na obr. 40. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{b2}$ ,  $\bar{u}_0, \bar{u}_{b3}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu  $SHIJ$  jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\ominus\ominus\oplus)$ ,  $(\oplus\oplus\ominus)$  a  $(\oplus\oplus\oplus)$ . V regionu  $SLMN$  jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\oplus\ominus\ominus)$ ,  $(\oplus\ominus\oplus)$  a  $(\oplus\oplus\oplus)$ . V regionu  $SPQR$  jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\ominus\oplus\ominus)$ ,  $(\oplus\oplus\ominus)$  a  $(\oplus\oplus\oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků  $(z_{x1}, z_{x2}, z_{x3})$  určené podle soustavy rovnic (83).



Obr. 40: Modulační schéma SHCPWM s variabilní sekvencí pro oblast 2 v bílých regionech.

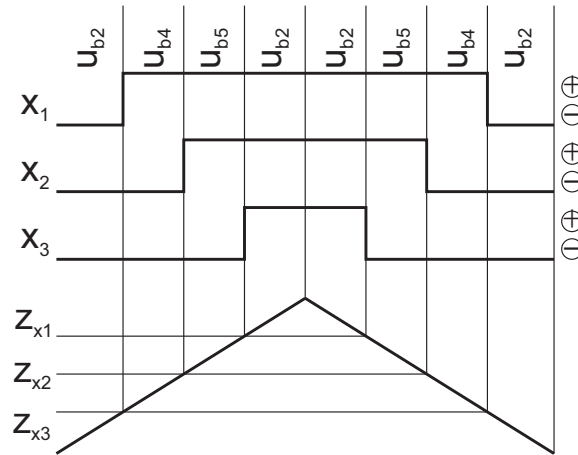
- Modulační schéma pro oblast 3 v bílých regionech je zobrazeno na Obr. 41. Během

improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{b2}, \bar{u}_{b4}, \bar{u}_{b1}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu *SHIJ* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus), (\oplus \ominus \ominus), (\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SLMN* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus \ominus \ominus), (\ominus \oplus \ominus), (\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SPQR* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus), (\ominus \oplus \oplus), (\oplus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků  $(z_{x1}, z_{x2}, z_{x3})$  určené podle soustavy rovnic (84).



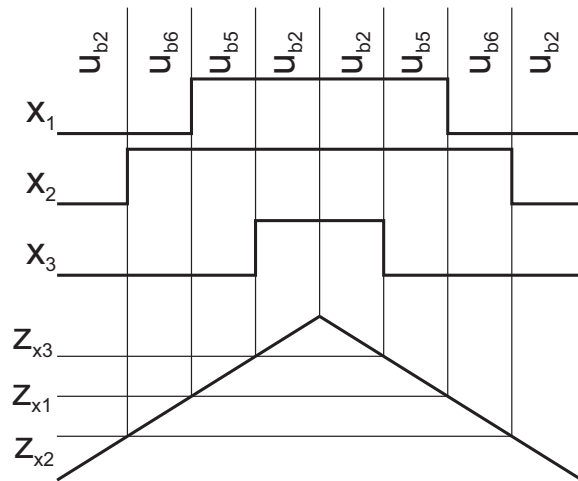
Obr. 41: Modulační schéma SHCPWM s variabilní sekvencí pro oblast 3 v bílých regionech.

- Modulační schéma pro oblast 4 v bílých regionech je zobrazeno na Obr. 42. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{b2}, \bar{u}_{b4}, \bar{u}_{b5}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu *SHIJ* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus), (\oplus \ominus \ominus), (\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SLMN* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus \ominus \ominus), (\ominus \oplus \ominus), (\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SPQR* jsou v upínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus), (\ominus \oplus \oplus), (\oplus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle soustavy rovnic (86).



Obr. 42: Modulační schéma SHCPWM s variabilní sekvencí pro oblast 4 v bílých regionech.

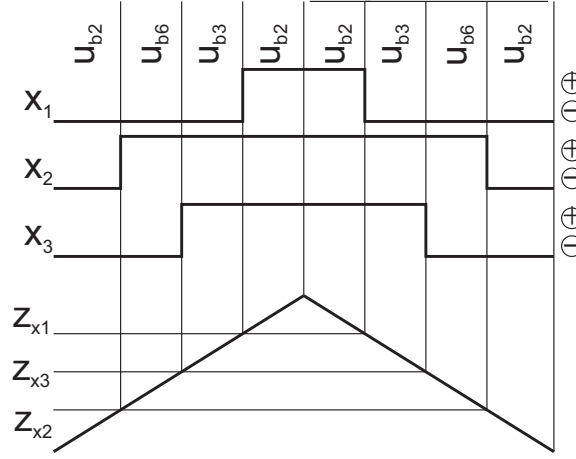
- Modulační schéma pro oblast 5 v bílých regionech je zobrazeno na Obr. 43. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{b2}, \bar{u}_{b6}, \bar{u}_{b5}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu *SHIJ* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus), (\ominus \oplus \ominus), (\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SLMN* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus \ominus \ominus), (\ominus \ominus \oplus), (\ominus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SPQR* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus), (\oplus \ominus \ominus), (\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků  $(z_{x1}, z_{x2}, z_{x3})$  určené podle soustavy rovnic (89).



Obr. 43: Modulační schéma SHCPWM s variabilní sekvencí pro oblast 5 v bílých regionech.

- Modulační schéma pro oblast 6 v bílých regionech je zobrazeno na Obr. 44. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{b2}, \bar{u}_{b6}, \bar{u}_{b3}$  a opět  $\bar{u}_{b2}$ . V regionu *SHIJ* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus), (\ominus \oplus \ominus), (\ominus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SLMN*

jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\ominus\ominus\oplus)$ ,  $(\oplus\ominus\oplus)$  a  $(\oplus\oplus\oplus)$ . V regionu  $SPQR$  jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\oplus\ominus\ominus)$ ,  $(\oplus\oplus\ominus)$  a  $(\oplus\oplus\oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků  $(z_{x1}, z_{x2}, z_{x3})$  určené podle soustavy rovnic (92).



Obr. 44: Modulační schéma SHCPWM s variabilní sekvencí pro oblast 6 v bílých regionech.

Následuje přiřazení  $z_{sr1}$ ,  $z_{sr2}$  a  $z_{sr3}$  k jednotlivým dvojicím prvků:

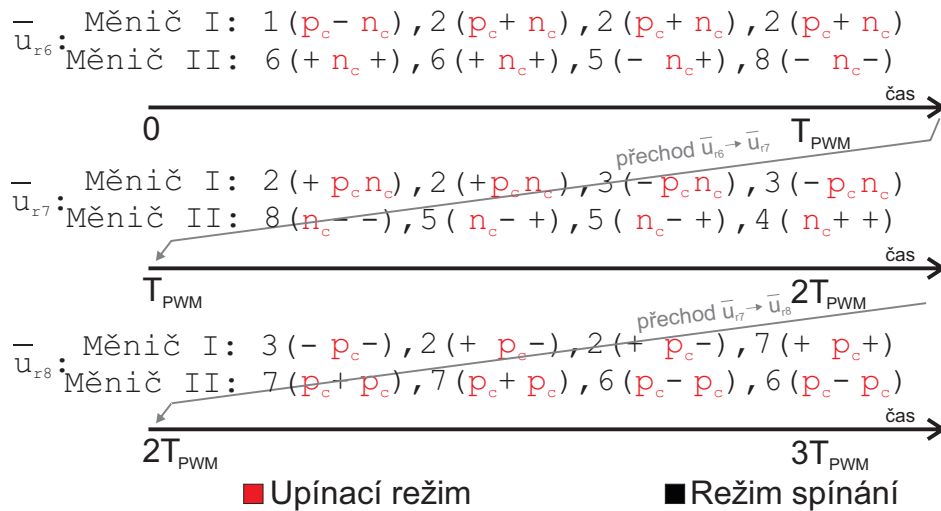
- Je-li ve fázi  $a$  v upínacím režimu měnič I, platí  $z_{S7,8} = z_{sr1}$  a  $z_{S1,2}$  je určen dle spínací kombinace pro upínací režim, jinak  $z_{S1,2} = z_{sr2}$  a  $z_{S7,8} = z_{sr3}$ .
- Je-li ve fázi  $b$  v upínacím režimu měnič I, platí  $z_{S9,10} = z_{sr2}$  a  $z_{S3,4}$  je určen dle spínací kombinace pro upínací režim, jinak  $z_{S3,4} = z_{sr3}$  a  $z_{S9,10} = z_{sr1}$ .
- Je-li ve fázi  $c$  v upínacím režimu měnič I, platí  $z_{S11,12} = z_{sr3}$  a  $z_{S5,6}$  je určen dle spínací kombinace pro upínací režim, jinak  $z_{S5,6} = z_{sr1}$  a  $z_{S11,12} = z_{sr2}$ .

Tranzistory  $S_1, S_3, S_5, S_8, S_{10}, S_{12}$  jsou sepnuty, pokud hodnota PWM čítače je vyšší než  $z_{S1,2}$ , respektive  $z_{S3,4}, z_{S5,6}, z_{S7,8}, z_{S9,10}$  a  $z_{S11,12}$ . Naopak tranzistory  $S_2, S_4, S_6, S_7, S_9, S_{11}$  jsou sepnuty, pokud hodnota PWM čítače je menší nebo rovna  $z_{S1,2}$ , respektive  $z_{S3,4}, z_{S5,6}, z_{S7,8}, z_{S9,10}$  a  $z_{S11,12}$ .

Po určení poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků je nastaven režim jednotlivých dvojic pro následující modulační periodu. Režim dvojic prvků v dané fázi je změněn, pokud je na konci modulační periody sepnut na měniči I horní prvek a na měniči II spodní prvek nebo naopak na měniči I spodní prvek a na měniči II horní prvek. V těchto okamžicích nedochází k sepnutí vlivem změny režimů.

**Příklad:** Spínací sekvence referenčních vektorů  $\bar{u}_{r6}$ ,  $\bar{u}_{r7}$  a  $\bar{u}_{r8}$  daných na obr. 17 je zobrazen na obr. 45. Na počátku referenčního vektoru  $\bar{u}_{r6}$  byl zvolen upínací režim

u dvojic prvků  $S_{1,2}$ ,  $S_{5,6}$  a  $S_{9,10}$ . Tzn, že během improvizace vektoru jsou postupně voleny spínací kombinace  $1(p_c - n_c) - 6(+n_c +)$ ,  $2(p_c + n_c) - 6(+n_c +)$ ,  $2(p_c + n_c) - 5(-n_c +)$ ,  $2(p_c, +, n_c) - 8(-n_c -)$ . Zde v první závorce je uvedena úroveň jednotlivých fázových napětí měniče I v pořadí  $u_{a1g1}$ ,  $u_{b1g1}$ ,  $u_{c1g1}$  a ve druhé je uvedena úroveň jednotlivých fázových napětí měniče II v pořadí  $u_{a2g2}$ ,  $u_{b2g2}$ ,  $u_{c2g2}$ , označení  $p_c$  znamená kladné výstupní napětí a upínací režim tranzistorů tvořících příslušné napětí,  $n_c$  znamená záporné fázové napětí měniče a upínací režim, „+“ znamená kladné fázové napětí měniče a režim spínání, „-“ znamená záporné fázové napětí měniče a režim spínání. Ze spínací sekvence je patrné, že prvky měniče I ve fázích  $a$  a  $c$  a prvky druhého měniče ve fázi  $b$  jsou v upínacím režimu, ostatní prvky jsou naopak v režimu spínání. Na konci spínací sekvence referenčního vektoru  $\bar{u}_{r6}$  jsou  $u_{a1g1}$  s  $u_{a2g2}$  a  $u_{b1g1}$  s  $u_{b2g2}$  navzájem opačné polarity. Díky tomu lze u dvojic prvků  $S_{1,2}$ ,  $S_{7,8}$ ,  $S_{3,4}$ ,  $S_{9,10}$ , změnit režim bez vložení sepnutí. Během spínací sekvence druhého uvedeného referenčního vektoru jsou použity spínací kombinace  $2(+p_c n_c) - 8(n_c - -)$ ,  $2(+p_c n_c) - 5(n_c - +)$ ,  $3(-p_c n_c) - 5(n_c - +)$ ,  $3(-p_c n_c) - 4(n_c + +)$ . Mezi referenčními vektory  $\bar{u}_{r7}$  a  $\bar{u}_{r8}$  je přechod mezi dvěma čtyřúhelníky. Během přechodu nastává přepnutí pouze na tranzistorových dvojicích fáze  $a$  měniče II. Poté následuje perioda pro improvizaci referenčního vektoru  $\bar{u}_{r8}$ , kde jsou postupně použity spínací kombinace  $3(-p_c -) - 7(p_c + p_c)$ ,  $2(+p_c, -) - 7(p_c + p_c)$ ,  $2(+p_c -) - 6(p_c - p_c)$ ,  $7(+p_c +) - 6(p_c - p_c)$ .



Obr. 45: Příklad spínacích sekvencí vektorů  $\bar{u}_{r6}$ ,  $\bar{u}_{r7}$  a  $\bar{u}_{r8}$  z obr. 17.

### 6.2.3 Subhexagonální PWM s redukovanou sekvencí

Subhexagonální PWM s redukovanou sekvencí je podobná se subhexagonální PWM s variabilní sekvencí popsanou v kapitole 6.2.2. Cílem je zde potlačit počet sepnutí. Rozdílem je počet použitých spínacích kombinací, ten je u redukované sekvence v oblastech 3–6 vyznačených na Obr. 18 omezen na tři. V oblastech 1–2 jsou kvůli potlačení netočivé složky použity stejně jako u SHCPWM s variabilní sekvence čtyři spínací kom-

binace.

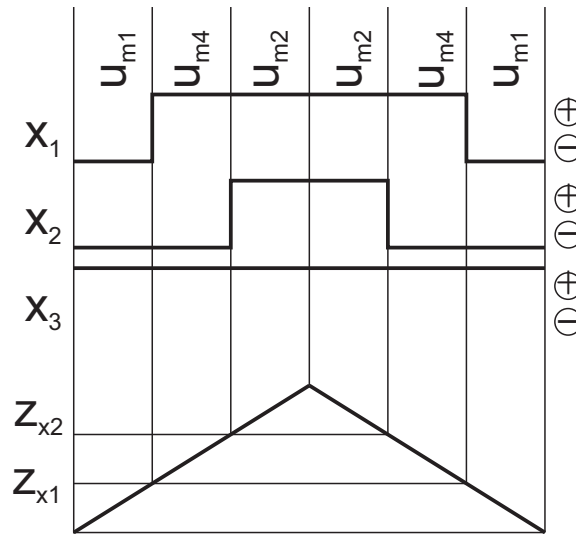
**Modré regiony:**

- Oblasti 1 a 2 zůstávají stejné jako u SHCPWM s variabilní sekvencí (kap. 6.2.2).
- Modulační schéma pro oblast 3 v modrých regionech je zobrazeno na Obr. 46. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{m4}$ ,  $\bar{u}_{m1}$  a  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $(\oplus \ominus \ominus)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \oplus)$ ,  $(\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SJKL* jsou spínání postupně kombinace  $(\oplus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SNOP* je na měniči I trvale sepnuta spínací kombinace  $(\ominus \ominus \oplus)$  a na měniči II jsou postupně spínány kombinace  $(\ominus \oplus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x3} = 0, \quad (112)$$

$$z_{x1} = z_{x3} + z_{um4}, \quad (113)$$

$$z_{x2} = z_{x1} + z_{um1}. \quad (114)$$



Obr. 46: Modulační schéma SHCPWM s redukovanou sekvencí pro oblast 3 v modrých regionech.

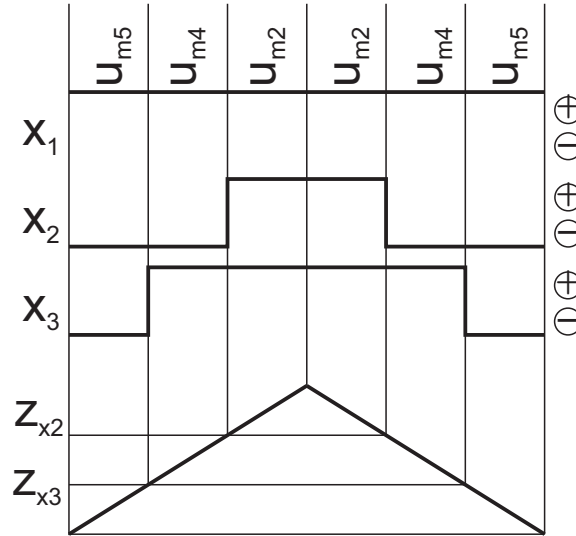
- Modulační schéma pro oblast 4 v modrých regionech je zobrazeno na Obr. 47. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{m5}$ ,  $\bar{u}_{m4}$  a  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu *SRGH* ve spínacím režimu jsou postupně spínány kombinace  $(\oplus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SJKL* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus \oplus \ominus)$ ,  $(\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu *SNOP* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \oplus)$ ,

$(\ominus \oplus \oplus)$ , a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x1} = 0, \quad (115)$$

$$z_{x3} = z_{x1} + z_{um5}, \quad (116)$$

$$z_{x2} = z_{x3} + z_{um4}. \quad (117)$$



Obr. 47: Modulační schéma SHCPWM s redukovanou sekvencí pro oblast 4 v modrých regionech.

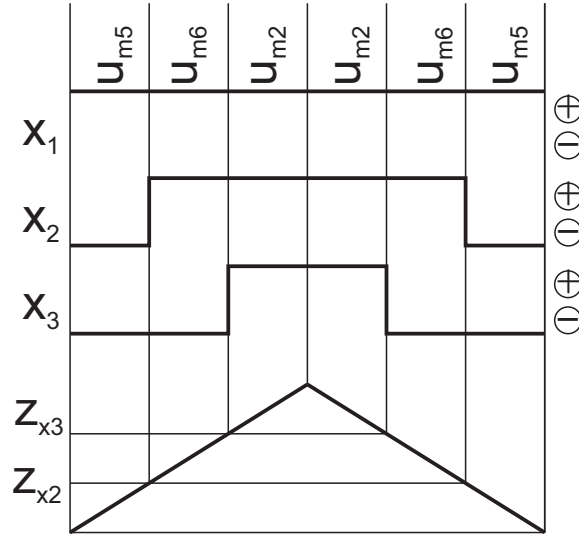
- Modulační schéma pro oblast 5 v modrých regionech je zobrazeno na Obr. 48. Během improvizace referenčního vektoru  $z$  této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{m6}$ ,  $\bar{u}_{m5}$  a opět  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu  $SRGH$  jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\oplus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu  $SJKL$  jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus \oplus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu  $SNOP$  jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \oplus)$ ,  $(\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x1} = 0, \quad (118)$$

$$z_{x2} = z_{x1} + z_{um5}, \quad (119)$$

$$z_{x3} = z_{x2} + z_{um6}. \quad (120)$$





Obr. 48: Modulační schéma SHCPWM s redukovanou sekvencí pro oblast 5 v modrých regionech.

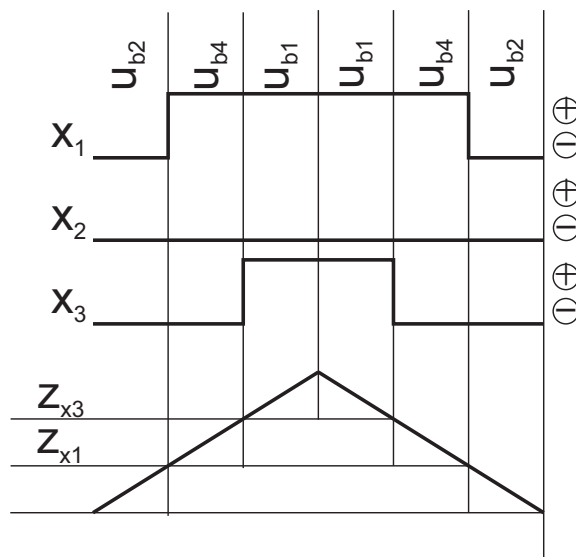
- Modulační schéma pro oblast 6 v modrých regionech je zobrazeno na Obr. 49. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{m6}$ ,  $\bar{u}_{m3}$  a  $\bar{u}_{m2}$ . V regionu  $SRGH$  jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \oplus \ominus)$ ,  $(\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu  $SJKL$  jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus \ominus \oplus)$ ,  $(\ominus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . V regionu  $SNOP$  jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\oplus \ominus \oplus)$ ,  $(\oplus \oplus \oplus)$ , a  $(\oplus \oplus \oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x2} = 0, \quad (121)$$

$$z_{x1} = z_{x2} + z_{um6}, \quad (122)$$

$$z_{x3} = z_{x1} + z_{um3}. \quad (123)$$





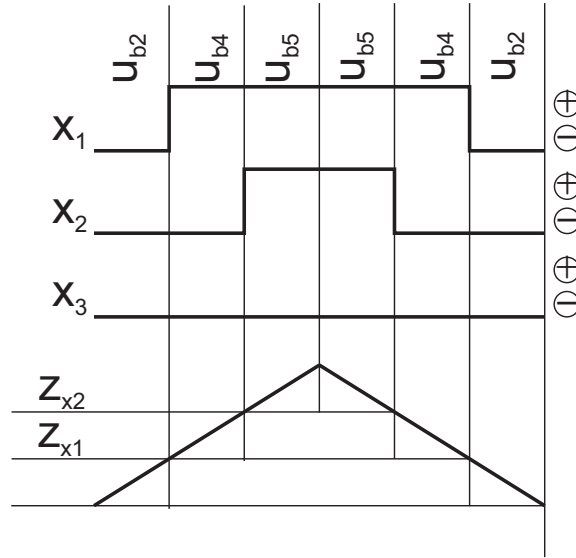
Obr. 50: Modulační schéma SHCPWM s redukovanou sekvencí pro oblast 3 v bílých regionech.

- Modulační schéma pro oblast 4 v bílých regionech je zobrazeno na Obr. 51. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{b2}$ ,  $\bar{u}_{b4}$  a  $\bar{u}_{b5}$ . V regionu *SHIJ* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\oplus\ominus\ominus)$  a  $(\oplus\oplus\ominus)$ . V regionu *SLMN* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\ominus\oplus\ominus)$  a  $(\ominus\oplus\oplus)$ . V regionu *SPQR* jsou v upínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\ominus\ominus\oplus)$  a  $(\oplus\oplus\ominus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x1} = \frac{z_{ub2}}{2}, \quad (127)$$

$$z_{x2} = z_{x2} + z_{ub4}, \quad (128)$$

$$z_{x3} = 1. \quad (129)$$



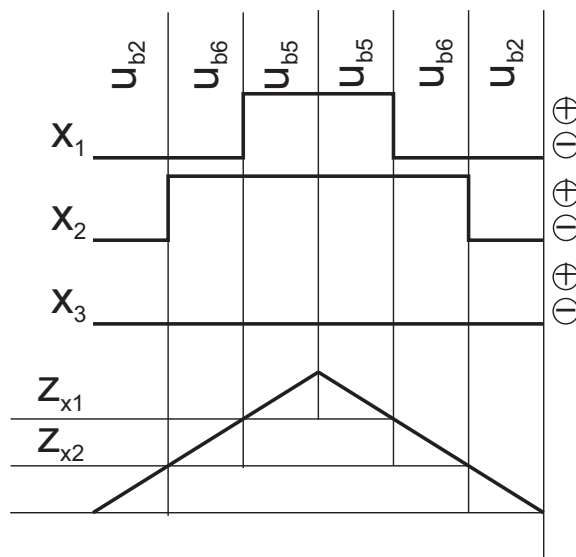
Obr. 51: Modulační schéma SHCPWM s redukovanou sekvencí pro oblast 4 v bílých regionech.

- Modulační schéma pro oblast 5 v bílých regionech je zobrazeno na Obr. 52. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{b2}$ ,  $\bar{u}_{b6}$  a  $\bar{u}_{b5}$ . V regionu *SHIJ* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \ominus)$ , a  $(\oplus \oplus \ominus)$ . V regionu *SLMN* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \ominus \oplus)$  a  $(\ominus \oplus \oplus)$ . V regionu *SPQR* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \ominus \ominus)$  a  $(\oplus \ominus \oplus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x2} = \frac{z_{ub2}}{2}, \tag{130}$$

$$z_{x1} = z_{x2} + z_{ub6}, \tag{131}$$

$$z_{x3} = 1. \tag{132}$$



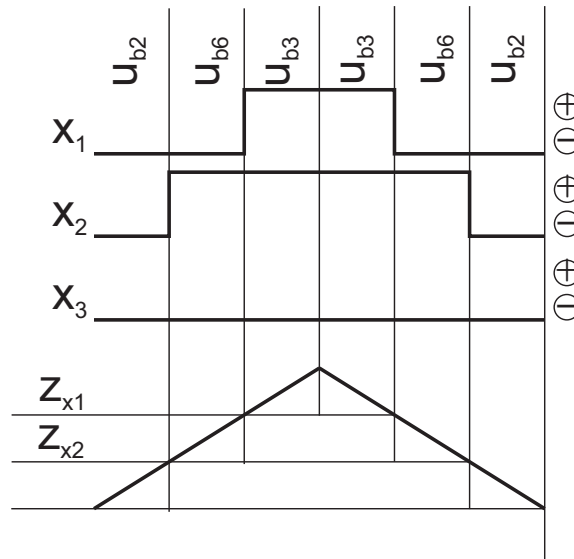
Obr. 52: Modulační schéma SHCPWM s redukovanou sekvencí pro oblast 5 v bílých regionech.

- Modulační schéma pro oblast 6 v bílých regionech je zobrazeno na Obr. 53. Během improvizace referenčního vektoru z této oblasti jsou postupně spínány aktivní vektory  $\bar{u}_{b2}$ ,  $\bar{u}_{b6}$  a  $\bar{u}_{b3}$ . V regionu *SHIJ* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\ominus\oplus\ominus)$  a  $(\ominus\oplus\oplus)$ . V regionu *SLMN* jsou ve spínacím režimu spínány postupně kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\ominus\ominus\oplus)$  a  $(\oplus\ominus\oplus)$ . V regionu *SPQR* jsou ve spínacím režimu postupně spínány kombinace  $(\ominus\ominus\ominus)$ ,  $(\oplus\ominus\ominus)$  a  $(\oplus\oplus\ominus)$ . Tomu odpovídají poměrné doby sepnutí dvojic prvků určené podle následujících rovnic:

$$z_{x2} = \frac{z_{ub2}}{2}, \quad (133)$$

$$z_{x3} = z_{x2} + z_{ub6}, \quad (134)$$

$$z_{x1} = 1. \quad (135)$$



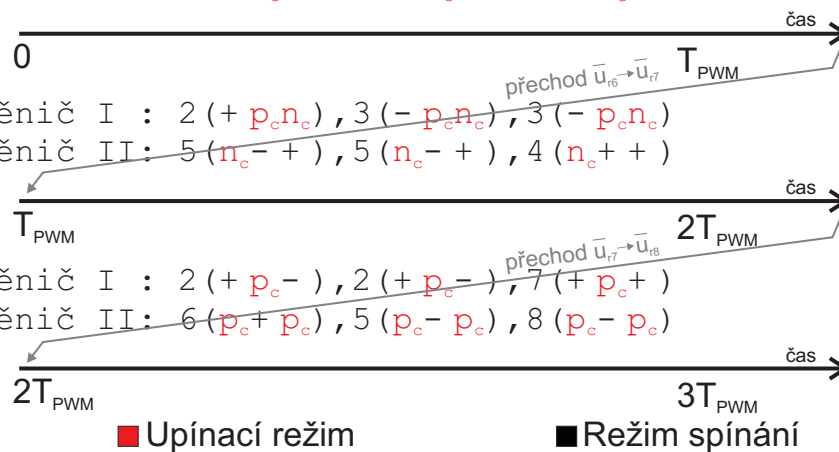
Obr. 53: Modulační schéma SHCPWM s redukovanou sekvencí pro oblast 6 v bílých regionech.

**Příklad:** Spínací sekvence vektorů  $\bar{u}_{r6}$ ,  $\bar{u}_{r7}$  a  $\bar{u}_{r8}$  z obr. 17 je uveden na obr. 54. Oproti konvenční SHCPWM a SHCPWM s variabilní sekvencí zde mají jednotlivé rekonstruované vektory pouze tři spínací kombinace. Během rekonstrukce vektoru  $\bar{u}_{r6}$  z trojúhelníku  $BIJ$  jsou na měničích postupně voleny spínací kombinace  $1(p_c - n_c) - 6(+n_c+)$ ,  $2(p_c + n_c) - 6(+n_c+)$ ,  $2(p_c + n_c) - 5(-n_c+)$ . Oproti SHCPWM s variabilní spínací sekvencí zde není použita spínací kombinace  $2(+p_c n_c) - 8(n_c - -)$ . Během spínací sekvence druhého uvedeného referenčního vektoru  $\bar{u}_{r7}$  jsou použity spínací kombinace  $2(+p_c n_c) - 5(n_c - +)$ ,  $3(-p_c n_c) - 5(n_c - +)$ ,  $3(-p_c n_c) - 4(n_c, ++)$ . Poté následuje perioda pro rekonstrukci referenčního vektoru  $\bar{u}_{r8}$ , kde jsou postupně použity spínací kombinace  $2(+p_c, -) - 6(p_c + p_c)$ ,  $3(+p_c -) - 6(p_c - p_c)$ ,  $3(+p_c +) - 6(p_c - p_c)$ .

$$\bar{u}_{r6}: \begin{array}{l} \text{Měnič I : } 1(p_c - n_c), 2(p_c + n_c), 2(p_c + n_c) \\ \text{Měnič II: } 6(+n_c+), 6(+n_c+), 5(-n_c+) \end{array}$$

$$\bar{u}_{r7}: \begin{array}{l} \text{Měnič I : } 2(+p_c n_c), 3(-p_c n_c), 3(-p_c n_c) \\ \text{Měnič II: } 5(n_c - +), 5(n_c - +), 4(n_c++) \end{array}$$

$$\bar{u}_{r8}: \begin{array}{l} \text{Měnič I : } 2(+p_c -), 2(+p_c -), 7(+p_c +) \\ \text{Měnič II: } 6(p_c + p_c), 5(p_c - p_c), 8(p_c - p_c) \end{array}$$



Obr. 54: Příklad spínací sekvence pro vektory  $\bar{u}_{r6}$ ,  $\bar{u}_{r7}$  a  $\bar{u}_{r8}$  z obr. 17.

### 6.3 Optimalizace ztrát při vektorové PWM s využitím principů prediktivního řízení

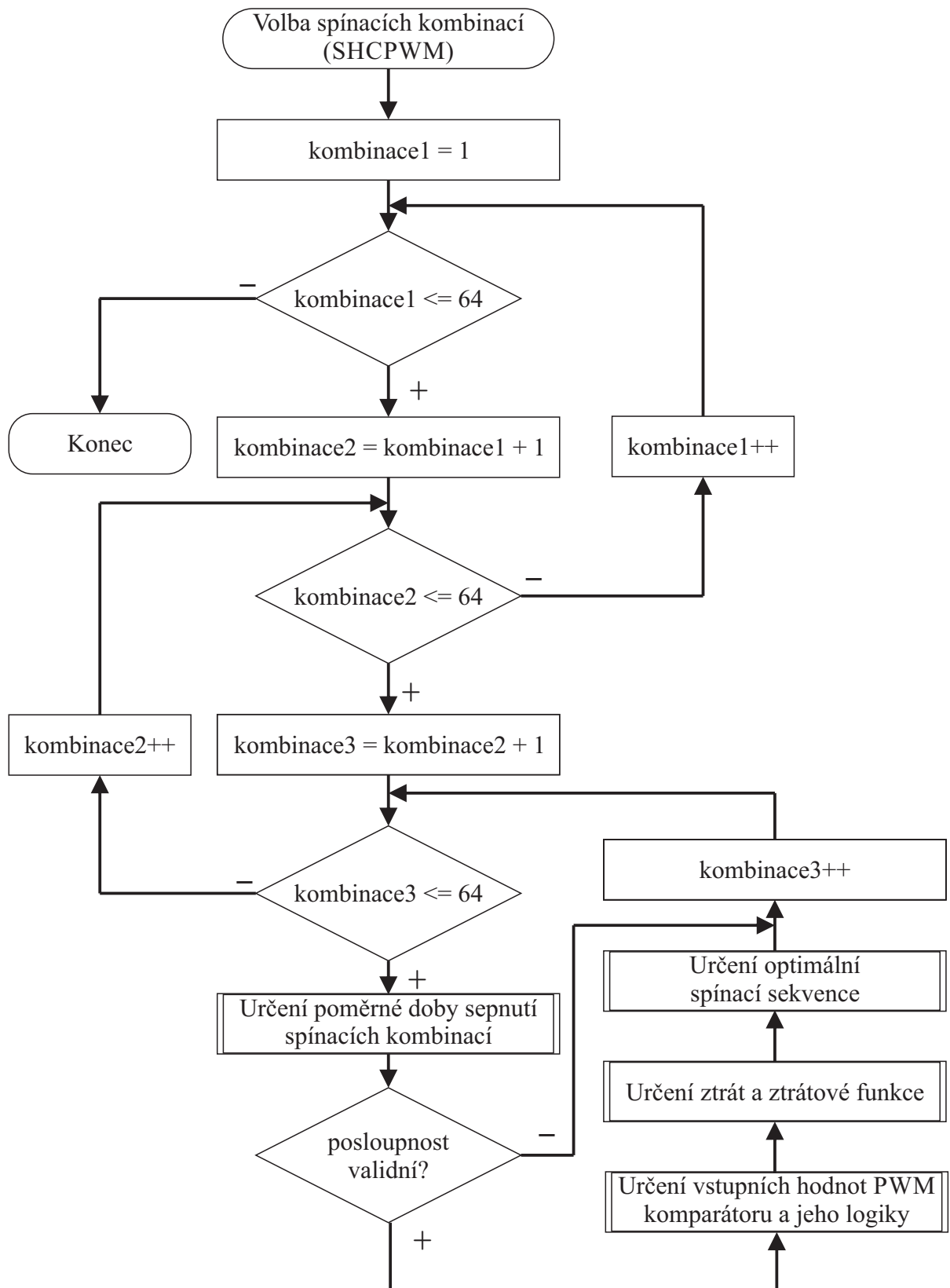
Nevýhodou výše uvedených modulačních technik je provoz měniče při nulové a velmi malé výstupní frekvenci, kdy dochází k nevyrovnanému zatížení jednotlivých tranzistorů. Volba spínací sekvence, tak aby ztráty jednotlivých tranzistorů byly vyrovnané, je problematická. Pro vylepšení rozložení zatížení jednotlivých tranzistorů je do řízení zahrnut model ztrát.

Navrhovaná metoda kombinuje vektorovou PWM s FCS-MPC. Vektorová PWM je použita pro nalezení vhodných spínacích sekvencí (preselekcce) a FCS-MPC je použito pro určení optimální spínací sekvence (pořadí sepnutí vybraných spínacích kombinací) na základě určení ztrát jednotlivých polovodičových prvků. V této dílčí kapitole jsou navrženy dvě techniky lišící ve volbě spínacích kombinací.

U první techniky je redukován počet spínacích kombinací. Redukce spočívá v tom, že pro syntézu referenčního vektoru jsou použity pouze spínací kombinace tří nejbližších vektorů určené pomocí vztahů (60)–(62). Tato technika je označována jako SVPWM s predikcí optimální spínací sekvence (POSS) s redukováním počtem sekvencí.

U druhé techniky je širší výběr spínacích kombinací. Ten je omezen pouze řešením rovnic (63). Spínací kombinace lze použít, pokud  $z_1$ ,  $z_2$ ,  $z_3$  vychází větší nebo rovno nule a zároveň menší nebo rovno jedné. Tato technika je dále označovaná jako SVPWM s POSS.

Vývojový diagram algoritmu SVPWM s POSS je zobrazen na obr. 55. Dle algoritmu jsou vyšetřeny ztráty všech možných spínacích sekvencí tvořených třemi spínacími kombinacemi. Dohromady je pro uvažovaný typ měniče vyšetřeno  $64^3$  sekvencí.



Obr. 55: Vývojový diagram algoritmu SVPWM s POSS.

Algoritmus začíná výběrem vyšetřované spínací sekvence. Pro každou sekvenci jsou dle (63) určeny poměrné doby sepnutí vektorů a jejich zvolených spínacích kombinací.

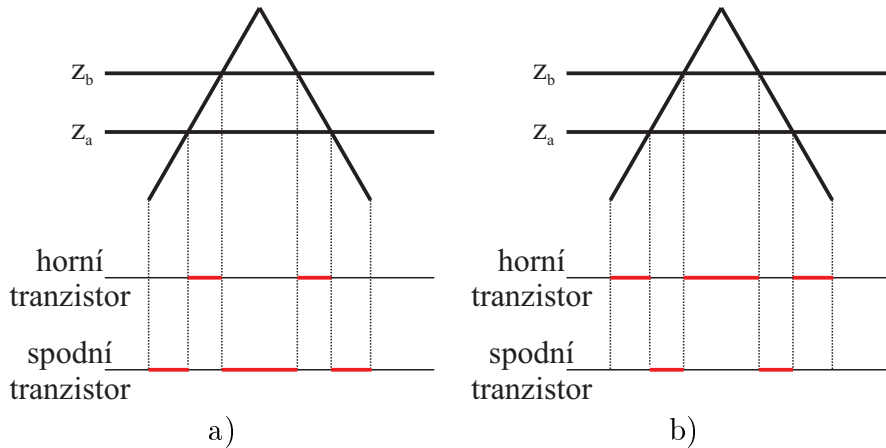


Vybraná spínací sekvence je validní, pokud platí, že existuje takové řešení soustavy rovnic (63), kde  $0 \leq z_1 \leq 1$ ,  $0 \leq z_2 \leq 1$  a  $0 \leq z_3 \leq 1$ . O tom, která z možných spínacích sekvencí je optimální, je rozhodnuto na základě rozložení ztrát jednotlivých tranzistorů a zpětných diod.

Pokud je spínací sekvence validní, algoritmus pokračuje určením ztrát. Pro určení ztrát je nejprve u jednotlivých dvojic prvků stanovena komparační logika ( $l$ ) a vypočteny dvě hodnoty vstupující do PWM komparátoru ( $z_{a,S_x}$ ,  $z_{b,S_x}$ ). Princip použitého PWM komparátoru pro jednotlivé dvojice prvků je zobrazen na obr. 56. Výstup řídicí horní tranzistor je při neinvertované logice ( $l = 0$ ) v logické jedničce, když je jen jedna z hodnot  $z_a$ ,  $z_b$  menší než hodnota PWM čítače. Při invertované logice ( $l = 1$ ) je výstup řídicí horní tranzistor v logické jedničce, pokud žádná nebo obě hodnoty jsou menší než hodnota PWM čítače. Signál řídicí spodní tranzistor je roven logické negaci řídicího signálu horního tranzistoru. Výstupní signály řídicí horní tranzistorů ( $x = 1, 3, 5, 7, 9, 11$ ) a spodní tranzistorů ( $x = 2, 4, 6, 8, 10, 12$ ) dané dvojice  $PWM_{S_{x1}}$  a  $PWM_{S_{x2}}$  lze popsat pomocí exkluzivní disjunkce a její negace:

$$PWM_{S_{x1}} = \text{XOR}(l, z_{a,S_x} < \text{hodnota PWM čítače}, z_{b,S_x} < \text{hodnota PWM čítače}), \quad (136)$$

$$PWM_{S_{x2}} = \text{XNOR}(l, z_{a,S_x} < \text{hodnota PWM čítače}, z_{b,S_x} < \text{hodnota PWM čítače}). \quad (137)$$



Obr. 56: Princip PWM komparátoru u SVPWM s POSS při a)  $l = 0$ , b)  $l = 1$ .

Nastavení komparační logiky ( $l$ ) je dáno první spínací kombinací, pokud první spínací kombinace sekvence má v dané dvojici prvků sepnut horní prvek je  $l = 1$ , jinak je  $l = 0$ . Poměrné doby sepnutí  $z_a$  je určeno podle následujících pravidel.

- Pokud v dané dvojici prvků je během jedné modulační periody ve všech třech použitých spínacích kombinacích sepnut pouze jeden prvek,  $z_a = 1$ .

- Pokud se stav sepnutí v dané dvojici prvků liší mezi první a druhou kombinací,  $z_a = z_1$ .
- Pokud se stav sepnutí v dané dvojici prvků liší pouze mezi druhou a třetí kombinací,  $z_a = z_1 + z_2$ .

Jednodušší je určení poměrné doby sepnutí  $z_b$ . Pokud se liší stav sepnutí v dané dvojici prvků mezi první a druhou kombinací a zároveň mezi druhou a třetí, tak  $z_b = z_1 + z_2$ , jinak  $z_b = 1$ .

Po sestavení signálů pro komparační logiku je vyhodnocen ztrátový výkon jednotlivých tranzistorů a diod. Ztráty polovodičových prvků jsou určeny v závislosti na spínací sekvenci a na fázových proudech. Pokud je polarita proudu v dané fázi kladná, proud se může uzavírat pouze horním tranzistorem a spodní diodou v příslušné fázi měniče I a horní diodou a spodním tranzistorem v příslušné fázi měniče II. Naopak, pokud je polarita proudu záporná, proud se může uzavírat pouze spodním tranzistorem a horní diodou v příslušné fázi měniče I a spodní diodou a horním tranzistorem v příslušné fázi měniče II.

- Pro proud horního tranzistoru  $i_{Sx1}$  a proud spodní diody  $i_{Dx2}$  v dané fázi  $ph$  měniče I ( $x_1 = \{1; 3; 5\}$ ,  $x_2 = \{2; 4; 6\}$ ) platí:

$$i_{Sx1} = \begin{cases} i_{ph} & \text{pro } i_{ph} > 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (138)$$

$$i_{Dx2} = \begin{cases} i_{ph} & \text{pro } i_{ph} > 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (139)$$

- Pro proud spodního tranzistoru  $i_{Sx2}$  a proud horní diody  $i_{Dx1}$  v dané fázi  $ph$  měniče I

$$i_{Sx2} = \begin{cases} -i_{ph} & \text{pro } i_{ph} < 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (140)$$

$$i_{Dx1} = \begin{cases} -i_{ph} & \text{pro } i_{ph} < 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (141)$$

- Pro proud horního tranzistoru  $i_{Sx3}$  a proud spodní diody  $i_{Dx4}$  v dané fázi  $ph$

měníče II ( $x_3 = \{7; 9; 11\}$ ,  $x_4 = \{8; 10; 12\}$ ) platí :

$$i_{Sx3} = \begin{cases} -i_{ph} & \text{pro } i_{ph} < 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (142)$$

$$i_{Dx4} = \begin{cases} -i_{ph} & \text{pro } i_{ph} < 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (143)$$

- Pro proud spodního tranzistoru  $i_{Sx4}$  a proud horní diody  $i_{Dx3}$  v dané fázi  $ph$  měniče II

$$i_{Sx4} = \begin{cases} i_{ph} & \text{pro } i_{ph} > 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (144)$$

$$i_{Dx3} = \begin{cases} i_{ph} & \text{pro } i_{ph} > 0 \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (145)$$

Na základě komparační logiky a hodnot vstupujících do PWM komparátoru jsou následně určeny ztráty. Vodivostní ztráty v predikovaném kroku jsou kromě polarity proudu dále závislé na poměrné době sepnutí příslušného polovodičového prvku. Poměrná doba sepnutí se liší v závislosti na  $z_{a,S_x}$ ,  $z_{b,S_x}$ ,  $l_x$  a umístění tranzistoru. Pro horní tranzistory a diody ( $x = 1, 3, 5, 7, 9, 11$ ) ve dvojicích platí:

$$z_{S_x} = \begin{cases} |z_{b,S_x} - z_{a,S_x}| & \text{pro } l_x = 0 \\ 1 - |z_{b,S_x} - z_{a,S_x}| & \text{pro } l_x = 1 \end{cases} . \quad (146)$$

Pro spodní tranzistory a diody ( $x = 2, 4, 6, 8, 10, 12$ ) ve dvojicích platí:

$$z_{S_x} = \begin{cases} |z_{b,S_x} - z_{a,S_x}| & \text{pro } l_x = 1 \\ 1 - |z_{b,S_x} - z_{a,S_x}| & \text{pro } l_x = 0 \end{cases} . \quad (147)$$

Vodivostní ztráty tranzistorů ( $\Delta P_{vod,S_x,k+1}$ ) a diod ( $\Delta P_{vod,D_x,k+1}$ ) v kroku  $k + 1$  poté lze aproximovat pomocí rovnic:

$$\Delta P_{vod,S_x,k+1} = z_{S_x} \cdot (u_{T0T} \cdot i_{S_x,k+1} + r_{TT} \cdot i_{S_x,k+1}^2), \quad (148)$$

$$\Delta P_{vod,D_x,k+1} = z_{S_x} \cdot (u_{T0D} \cdot i_{D_x,k+1} + r_{TD} \cdot i_{D_x,k+1}^2), \quad (149)$$

kde  $u_{T0T}$  je prahové napětí tranzistoru,  $u_{T0D}$  je prahové napětí diody,  $r_{TT}$  je odpor otevřeného kanálu tranzistoru,  $r_{TD}$  je odpor PN přechodu diody, pro zjednodušení je

provedena aproximace proudu v kroku  $k + 1$

$$i_{ph,k+1} \doteq i_{ph,k}. \quad (150)$$

Při aproximaci spínacích ztrát je nejprve určeno, kolikrát během jedné modulační periody došlo k zapnutí a vypnutí tranzistoru. Jednotlivá sepnutí jsou dána  $z_{a,S_x}$ ,  $z_{b,S_x}$ ,  $l_x$  a stavem sepnutí tranzistoru na konci předchozí modulační periody. Sepnutí může nastat:

- Při přechodu z předchozí modulační periody,
- Pokud se čítač PWM komparátoru rovná  $z_{a,S_x}$ ,
- Pokud se čítač PWM komparátoru rovná  $z_{b,S_x}$ .

Pro pomoc při určování zda dojde alespoň k jednomu zapnutí tranzistoru  $S_x$  ( $\chi_{on1,S_x}$ ), ke dvěma zapnutí  $S_x$  ( $\chi_{on2,S_x}$ ), alespoň k jednomu vypnutí  $S_x$  ( $\chi_{off1,S_x}$ ) a ke dvěma vypnutím  $S_x$  ( $\chi_{off2,S_x}$ ), jsou zavedeny logické funkce:  $g_1 (z_{a,S_x} = 0)$ ,  $g_2 (z_{b,S_x} = 0)$ ,  $g_3 (z_{a,S_x} < 1)$ ,  $g_4 (z_{b,S_x} < 1)$ . Pokud nastane vyšetřovaná událost pro danou kombinaci  $g_1, g_2, g_3$  a  $g_4$ , výstup dané kombinace je označen „1“. Pokud vyšetřovaná událost nenastane, výstup dané kombinace je označen „0“. Pokud je kombinace  $g_1, g_2, g_3$  a  $g_4$  neplatná (nemůže nastat), výstup dané kombinace je označen „X“ a lze s ním při minimalizaci počítat jako s „1“ i s „0“. Pomocí těchto funkcí se dají v závislosti na  $l_x$ , na stavu sepnutí na konci předchozí modulační periody  $S_{x,k}$  a na stavu čítače na konci předchozí modulační odvodit Karnaughovi mapy a minimalizovat logiku pro určení spínání:

- Při  $l_x = 0$ ,  $S_{x,k} = 0$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu nule lze pomocí Karnaughových map zobrazených na obr. 57 minimalizovat  $\chi_{on1,S_x}$ ,  $\chi_{off1,S_x}$ ,  $\chi_{on2,S_x}$  a  $\chi_{off2,S_x}$  do tvaru:

$$\chi_{on1,S_x} (l_x = 0, S_{x,k} = 0, g_5 = 0) = \overline{g_1 g_2 + g_3 g_4 + g_2 g_4}, \quad (151)$$

$$\chi_{off1,S_x} (l_x = 0, S_{x,k} = 0, g_5 = 0) = \overline{g_1 g_2 + g_1 g_3 g_4}, \quad (152)$$

$$\chi_{on2,S_x} (l_x = 0, S_{x,k} = 0, g_5 = 0) = 0, \quad (153)$$

$$\chi_{on2,S_x} (l_x = 0, S_{x,k} = 0, g_5 = 0) = 0. \quad (154)$$

	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$
	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$
$g_2$	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	0	1	1	1
	X	X	1	1
	X	X	0	X
	X	1	1	X
a)	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	0	0	1	0
	X	X	1	0
	X	X	0	X
	X	0	1	X
b)	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	0	0	0	0
	X	X	0	0
	X	X	0	X
	X	0	0	X
c)	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	0	0	0	0
	X	X	0	0
	X	X	0	X
	X	0	0	X
d)	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$

Obr. 57: Karnaughova mapa pro a)  $\chi_{on1,S_x}$ , b)  $\chi_{off1,S_x}$ , c)  $\chi_{on2,S_x}$  a d)  $\chi_{off2,S_x}$  při  $l_x = 0$ ,  $S_{x,k} = 0$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu nule.

- Při  $l_x = 1$ ,  $S_{x,k} = 0$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu nule lze pomocí Karnaughových map zobrazených na obr. 58 minimalizovat  $\chi_{on1,S_x}$ ,  $\chi_{off1,S_x}$ ,  $\chi_{on2,S_x}$  a  $\chi_{off2,S_x}$  do tvaru:

$$\chi_{on1,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 0, g_5 = 0) = \overline{g_1 g_2} + g_3 g_4, \quad (155)$$

$$\chi_{off1,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 0, g_5 = 0) = \overline{g_1 + g_2 + g_3 g_4}, \quad (156)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 1, S_{x,k}' = 0, g_5 = 0) = \overline{g_1 g_2} g_3 g_4, \quad (157)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 1, S_{x,k}' = 0, g_5 = 0) = 0. \quad (158)$$

	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$
	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$
$g_2$	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	1	1	1	1
	X	X	1	0
	X	X	1	X
	X	0	1	X
a)	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	0	1	1	1
	X	X	0	0
	X	X	0	X
	X	0	0	X
b)	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	0	0	1	0
	X	X	0	0
	X	X	0	X
	X	0	0	X
c)	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	0	0	0	0
	X	X	0	0
	X	X	0	X
	X	0	0	X
d)	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$

Obr. 58: Karnaughova mapa pro a)  $\chi_{on1,S_x}$ , b)  $\chi_{off1,S_x}$ , c)  $\chi_{on2,S_x}$  a d)  $\chi_{off2,S_x}$  při  $l_x = 1$ ,  $S_{x,k} = 0$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu nule.

- Při  $l_x = 0$ ,  $S_{x,k} = 0$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu periodě PWM lze pomocí Karnaughových map zobrazených na obr. 59 minimalizovat  $\chi_{on1,S_x}$ ,  $\chi_{off1,S_x}$ ,  $\chi_{on2,S_x}$  a  $\chi_{off2,S_x}$  do tvaru:

$$\chi_{on1,S_x}(l_x = 0, S_{x,k} = 0, g_5 = 1) = \overline{\overline{g_3 g_4}} + g_1 g_2, \quad (159)$$

$$\chi_{off1,S_x}(l_x = 0, S_{x,k} = 0, g_5 = 1) = \overline{g_1 g_2} \cdot (g_3 + g_4), \quad (160)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 0, S_{x,k}' = 0, g_5 = 1) = 0, \quad (161)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 0, S_{x,k}' = 0, g_5 = 1) = 0. \quad (162)$$

	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$
	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$
$g_2$	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	0	1	1	1
	X	X	1	1
	X	X	0	X
	X	1	1	X
a)	b)	c)	d)	

Obr. 59: Karnaughova mapa pro a)  $\chi_{on1,S_x}$ , b)  $\chi_{off1,S_x}$ , c)  $\chi_{on2,S_x}$  a d)  $\chi_{off2,S_x}$  při  $l_x = 0$ ,  $S_{x,k} = 0$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu periodě.

- Při  $l_x = 1$ ,  $S_{x,k} = 0$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu periodě PWM lze pomocí Karnaughových map zobrazených na obr. 60 minimalizovat  $\chi_{on1,S_x}$ ,  $\chi_{off1,S_x}$ ,  $\chi_{on2,S_x}$  a  $\chi_{off2,S_x}$  do tvaru:

$$\chi_{on1,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 0, g_5 = 1) = \overline{g_1g_2} + g_3g_4, \quad (163)$$

$$\chi_{off1,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 0, g_5 = 1) = \overline{g_1}g_3g_4 + g_1\overline{g_2}g_4, \quad (164)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 0, g_5 = 1) = \overline{g_1g_2}g_3g_4, \quad (165)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 0, g_5 = 1) = 0s. \quad (166)$$

	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$
	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$
$g_2$	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	0	0	1	0
	X	X	0	0
	X	X	0	X
	X	0	0	X
a)	b)	c)	d)	

Obr. 60: Karnaughova mapa pro a)  $\chi_{on1,S_x}$ , b)  $\chi_{off1,S_x}$ , c)  $\chi_{on2,S_x}$  a d)  $\chi_{off2,S_x}$  při  $l_x = 1$ ,  $S_{x,k} = 0$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu periodě.

- Při  $l_x = 0$ ,  $S_{x,k} = 1$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu nule lze pomocí Karnaughových map zobrazených na obr. 61 minimalizovat  $\chi_{on1,S_x}$ ,  $\chi_{off1,S_x}$ ,  $\chi_{on2,S_x}$  a  $\chi_{off2,S_x}$  do tvaru:

$$\chi_{on1,S_x}(l_x = 0, S_{x,k} = 1, g_5 = 0) = \overline{g_1g_2}g_4 + \overline{g_1}g_3\overline{g_4}, \quad (167)$$

$$\chi_{off1,S_x}(l_x = 0, S_{x,k} = 1, g_5 = 0) = \overline{g_1g_2} + g_3g_4, \quad (168)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 0, S_{x,k} = 1, g_5 = 0) = 0, \quad (169)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 0, S_{x,k} = 1, g_5 = 0) = \overline{g_1g_2}g_3g_4. \quad (170)$$

	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$
	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$
$g_2$	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	0	1	1	1
	X	X	0	0
	X	X	0	X
	X	0	0	X
a)	b)	c)	d)	

Obr. 61: Karnaughova mapa pro a)  $\chi_{on1,S_x}$ , b)  $\chi_{off1,S_x}$ , c)  $\chi_{on2,S_x}$  a d)  $\chi_{off2,S_x}$  při  $l_x = 0$ ,  $S_{x,k} = 1$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu nule.

- Při  $l_x = 1$ ,  $S_{x,k} = 1$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu nule lze pomocí Karnaughových map zobrazených na obr. 62 minimalizovat  $\chi_{on1,S_x}$ ,  $\chi_{off1,S_x}$ ,  $\chi_{on2,S_x}$  a  $\chi_{off2,S_x}$  do tvaru:

$$\chi_{on1,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 1, g_5 = 0) = \overline{g_1}g_3g_4 + g_1\overline{g_2}g_4, \quad (171)$$

$$\chi_{off1,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 1, g_5 = 0) = \overline{g_2}g_3 + \overline{g_1}g_4, \quad (172)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 1, g_5 = 0) = 0, \quad (173)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 1, g_5 = 0) = 0. \quad (174)$$

	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$	$\overline{g_4}$
	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$	$\overline{g_3}$
$g_2$	$g_1$	$g_1$	$g_1$	$g_1$
	0	0	1	0
	X	X	1	0
	X	X	0	X
	X	0	1	X
a)	b)	c)	d)	

Obr. 62: Karnaughova mapa pro a)  $\chi_{on1,S_x}$ , b)  $\chi_{off1,S_x}$ , c)  $\chi_{on2,S_x}$  a d)  $\chi_{off2,S_x}$  při  $l_x = 1$ ,  $S_{x,k}=1$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu nule.

- Při  $l_x = 0$ ,  $S_{x,k} = 1$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu periodě PWM lze pomocí Karnaughových map zobrazených na obr. 63 minimalizovat  $\chi_{on1,S_x}$ ,  $\chi_{off1,S_x}$ ,  $\chi_{on2,S_x}$  a  $\chi_{off2,S_x}$  do tvaru:

$$\chi_{on1,S_x}(l_x = 0, S_{x,k} = 1, g_5 = 1) = \overline{g_1}g_3g_4 + g_1\overline{g_2}g_4, \quad (175)$$

$$\chi_{off1,S_x}(l_x = 0, S_{x,k} = 1, g_5 = 1) = \overline{g_1}g_2 + g_3g_4, \quad (176)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 0, S_{x,k} = 1, g_5 = 1) = 0, \quad (177)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 0, S_{x,k} = 1, g_5 = 1) = 0. \quad (178)$$

a)

b)

c)

d)

Obr. 63: Karnaughova mapa pro a)  $\chi_{on1,S_x}$ , b)  $\chi_{off1,S_x}$ , c)  $\chi_{on2,S_x}$  a d)  $\chi_{off2,S_x}$  při  $l_x = 0$ ,  $S_{x,k} = 1$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu periodě.

- Při  $l_x = 1$ ,  $S_{x,k} = 1$  a hodnota registru PWM čítače rovna periodě PWM lze pomocí Karnaughových map zobrazených na obr. 64 minimalizovat  $\chi_{on1,S_x}$ ,  $\chi_{off1,S_x}$ ,  $\chi_{on2,S_x}$  a  $\chi_{off2,S_x}$  do tvaru:

$$\chi_{on1,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 1, g_5 = 1) = \overline{g_1}g_2g_3 + \overline{g_1}g_2g_4, \quad (179)$$

$$\chi_{off1,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 1, g_5 = 1) = \overline{g_1}g_2 + \overline{g_3}g_4, \quad (180)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 1, g_5 = 1) = 0, \quad (181)$$

$$\chi_{on2,S_x}(l_x = 1, S_{x,k} = 1, g_5 = 1) = 0. \quad (182)$$

a)

b)

c)

d)

Obr. 64: Karnaughova mapa pro a)  $\chi_{on1,S_x}$ , b)  $\chi_{off1,S_x}$ , c)  $\chi_{on2,S_x}$  a d)  $\chi_{off2,S_x}$  při  $l_x = 1$ ,  $S_{x,k} = 1$  a hodnotě registru PWM čítače rovnu periodě.

Pomocí indikačních funkcí lze aproximovat spínací ztráty tranzistorů

$$\Delta P_{on1,S_x,k+1} = 2f_{pwm}\chi_{on1,S_x}E_{on}i_{S_x,k}, \quad (183)$$

$$\Delta P_{off1,S_x,k+1} = 2f_{pwm}\chi_{off1,S_x}E_{off}i_{S_x,k}, \quad (184)$$

$$\Delta P_{on2,S_x,k+1} = 2f_{pwm}\chi_{on2,S_x}E_{on}i_{S_x,k}, \quad (185)$$

$$\Delta P_{off2,S_x,k+1} = 2f_{pwm}\chi_{off2,S_x}E_{off}i_{S_x,k}, \quad (186)$$

$$\Delta P_{sw,S_x,k+1} = \Delta P_{on1,S_x,k+1} + \Delta P_{off1,S_x,k+1} + \Delta P_{on2,S_x,k+1} + \Delta P_{off2,S_x,k+1}, \quad (187)$$

kde  $E_{on}$  je aproximovaný koeficient ztrátové energie způsobené zapnutím tranzistoru,  $E_{off}$  je koeficient energie způsobené vypnutím tranzistoru. Spínací ztráty diod lze apro-



ximovat podobně pomocí stejných indikačních funkcí:

$$\Delta P_{off1,D_x,k+1} = 2f_{pwm}\chi_{on1,S_x}E_{rr}i_{D_x,k}, \quad (188)$$

$$\Delta P_{off2,D_x,k+1} = 2f_{pwm}\chi_{on2,S_x}E_{rr}i_{D_x,k}, \quad (189)$$

$$\Delta P_{sw,D_x,k+1} = \Delta P_{off1,S_x,k+1} + \Delta P_{on2,S_x,k+1}, \quad (190)$$

kde  $E_{rr}$  koeficient ztrátové energie způsobené zotavovacím nábojem.

Výsledné ztráty v modulační periodě  $k+1$  jsou dané součtem spínacích a vodivostních ztrát

$$\Delta P_{S_x,k+1} = \Delta P_{vod,S_x,k+1} + \Delta P_{sw,S_x,k+1}, \quad (191)$$

$$\Delta P_{D_x,k+1} = \Delta P_{vod,D_x,k+1} + \Delta P_{sw,D_x,k+1}. \quad (192)$$

Ztráty jsou dále průměrovány pomocí exponenciálního filtru:

$$P_{S_x,k+1} = \nu \cdot P_{S_x,k} + (1 - \nu) \cdot \Delta P_{S_x,k+1}, \quad (193)$$

$$P_{D_x,k+1} = \nu \cdot P_{D_x,k} + (1 - \nu) \cdot \Delta P_{D_x,k+1}, \quad (194)$$

kde  $\nu$  je koeficient určující časovou konstantu filtru.

Optimální spínací sekvence je následně určena minimalizací ztrátové funkce

$$g = \sum_{x=1}^{12} \{ \lambda_{S_x} P_{S_x,k+1}^2 + \lambda_{D_x} P_{D_x,k+1}^2 \}, \quad (195)$$

kde  $\lambda_{S_x}$  a  $\lambda_{D_x}$  jsou váhové koeficienty ztrátové funkce udávající vliv  $x$ -tého tranzistoru, respektive  $x$ -té diody.

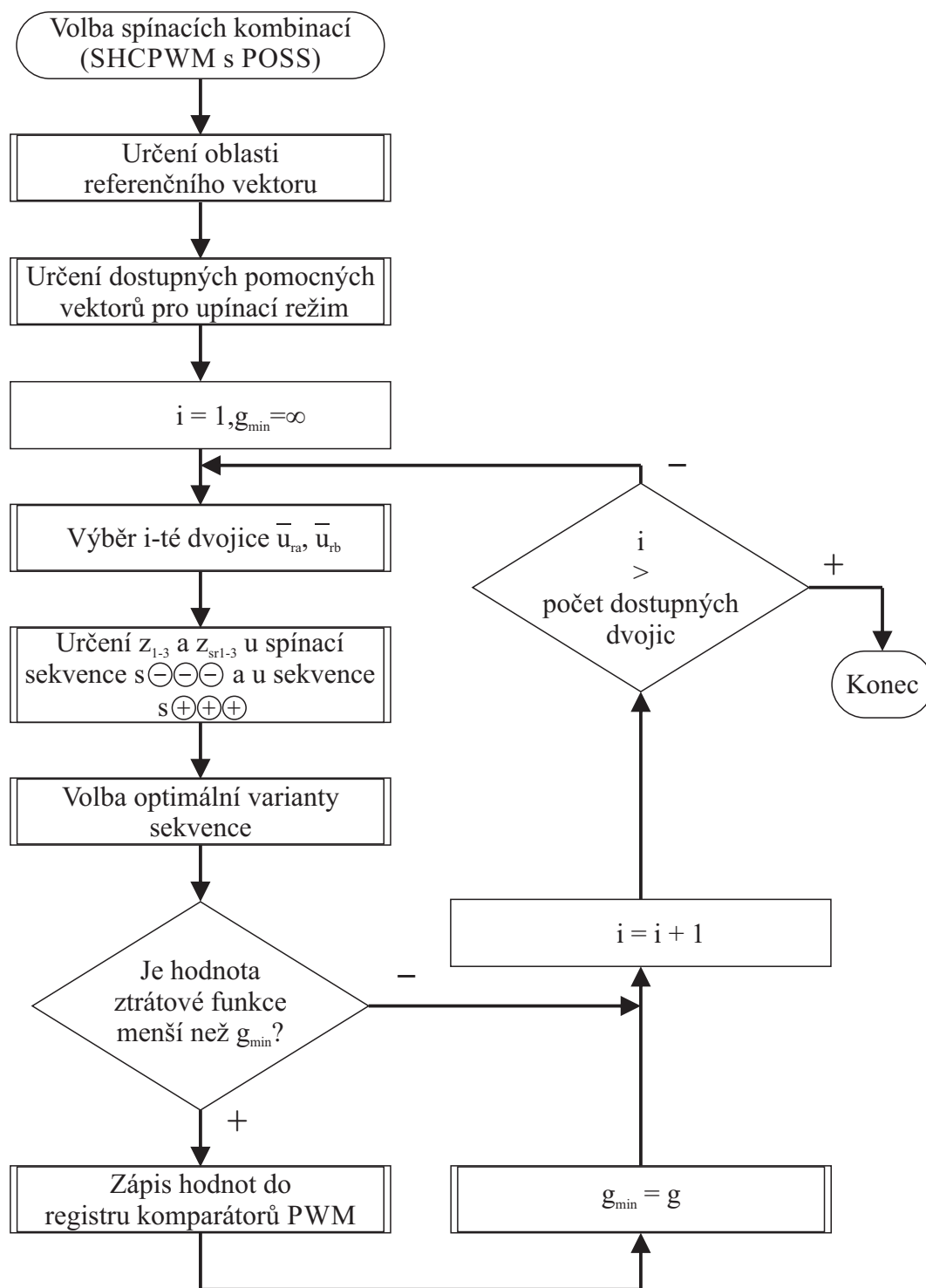
## 6.4 Optimalizace ztrát při subhexagonální PWM s využitím principů prediktivního řízení

Problém výše uvedených technik je vysoká výpočetní náročnost daná velkým počtem možných spínacích sekvencí. Pro snížení výpočetní náročnosti je v této kapitole zavedeno několik pravidel, jak lze sestavit spínací sekvenci:

1. Během jedné sekvence může dojít k přepnutí maximálně dvou dvojic prvků.
2. V každé dvojici prvků může dohromady dojít maximálně k jednomu přepnutí
3. Pro improvizaci referenční vektoru mohou být použity pouze spínací kombinace tří nejbližších vektorů.

Při hledání spínacích sekvencí lze vycházet z SHCPWM s redukovanou sekvencí (kap. 6.2.3). Výběr optimální sekvence je proveden stejně jako v předchozí kapitole pomocí

prediktivního řízení FCS-MPC. Vývojový diagram algoritmu je zobrazený na obr. 65. Algoritmus lze rozdělit na čtyři části I.–IV.



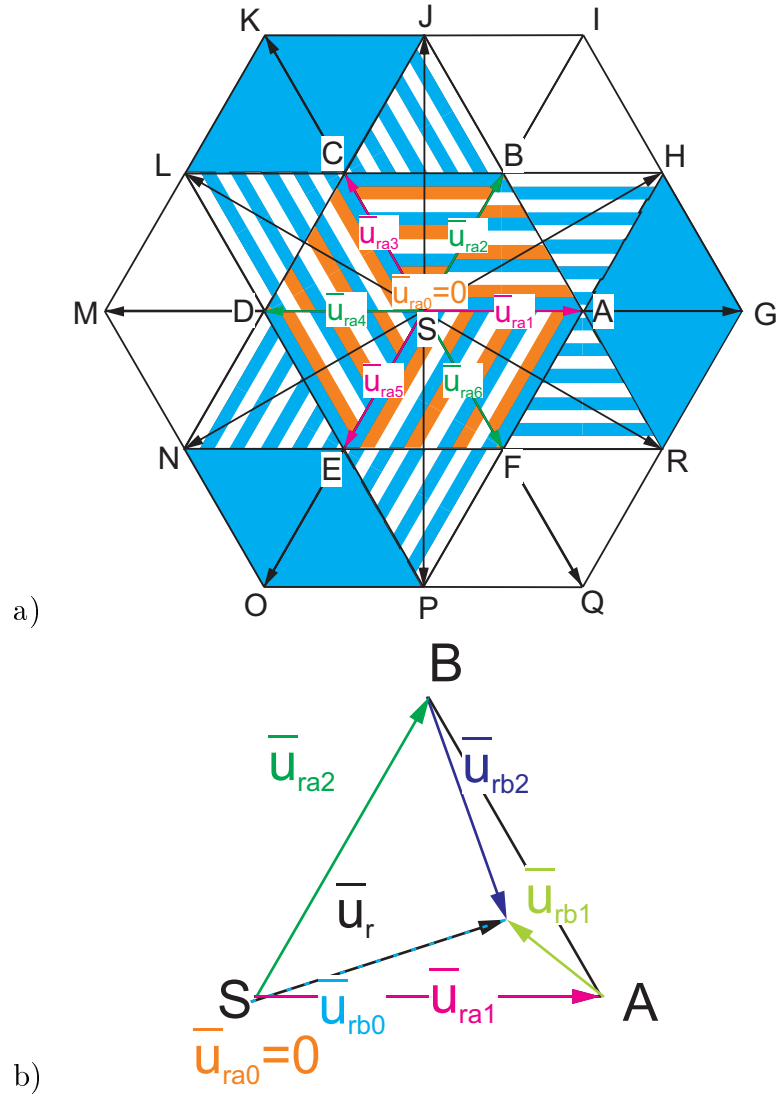
Obr. 65: Vývojový diagram algoritmu SHCPWM s POSS.

**I. - Určení možných kombinací pomocných vektorů:** Stejně jako u SHCPWM s redukovanou sekvencí je referenční vektor rozdělen na dva dílčí vektory  $\bar{u}_{ra}$  a  $\bar{u}_{rb}$ . Pro první dílčí vektor ( $\bar{u}_{ra}$ ) jsou použity tři dvojice prvků. Jejich spínací kombinace

se v průběhu jedné modulační periody nemění, použité prvky jsou v tzv. upínacím režimu. Druhý dílčí vektor ( $\bar{u}_{rb}$ ) improvizuje v součtu s  $\bar{u}_{ra}$  přesnou velikost a polohu referenčního vektoru. K tomu je použita spínací sekvence realizována pomocí spínání zbylých dvojic prvků. Tyto prvky jsou v spínacím režimu. Oproti SHCPWM s redukovanou sekvencí není striktně dán  $\bar{u}_{ra}$  a zároveň není striktně daná spínací sekvence použitá pro  $\bar{u}_{rb}$ .  $\bar{u}_{ra}$  a spínací sekvence  $\bar{u}_{rb}$  druhého dílčího vektoru jsou vybrány na základě vyhodnocení ztrát a ztrátové funkce (195).

Princip výběru prvního dílčího vektoru  $\bar{u}_{ra}$  je naznačen na obr. 66. Volba vektoru  $\bar{u}_{ra}$  je omezena na modro-oranžovo-bílé oblasti. Během volby pomocných vektorů není stanoven stav sepnutí jednotlivých polovodičových prvků měniče, proto je pro označení stavu sepnutí v dané fázi použito  $\oplus$ ,  $\ominus$  značení z kapitoly 6.2.2 ukazující jaké napěťové poměry na zátěži způsobí větve měniče v upínací režimu a větve měniče, které jsou v průběhu modulační periody spínány. Dohromady lze vektor  $\bar{u}_{ra}$  volit až ze sedmi dílčích nezávislých vektorů ( $\bar{u}_{ra0-6}$ ) vyznačených v tab. 5. Ty jsou dosažitelné pomocí osmi spínacích kombinací. Výběr vektoru  $\bar{u}_{ra}$  je omezen dle oblasti (trojúhelníku), ve které se nachází referenční vektor. Ta je vymezena třemi dosažitelnými vektory, které jsou nejbližší k referenčnímu vektoru. Vektor  $\bar{u}_{ra}$  se musí dotýkat hranice této oblasti. Na základě tab. 5 lze pro barevně vymezené regiony z obr. 66 shrnout volbu prvního dílčího vektoru ( $\bar{u}_{ra}$ ):

- V modro-oranžovo-bílých oblastech jsou pro volbu prvního dílčího vektoru k dispozici tři nejbližší vektory. Například pro referenční vektor z oblasti  $SAB$  jsou k dispozici vektory  $\bar{u}_{ra1}$ ,  $\bar{u}_{ra2}$  a  $\bar{u}_{ra0}$ .
- V modro-bílých oblastech jsou k dispozici dva nejbližší vektory ležící na hranici modro-bílé a modro-oranžové-bílé oblasti. Například pro referenční vektor z oblasti  $AHB$  jsou k dispozici vektory  $\bar{u}_{ra1}$  a  $\bar{u}_{ra2}$ .
- V modrých oblastech je k dispozici nejbližší vektor ležící na hranici modré a modro-oranžovo-bílé oblasti. Například pro referenční vektor z oblasti  $AGH$  je to vektor  $\bar{u}_{ra1}$ .
- V bílých oblastech je k dispozici nejbližší vektor ležící na hranici bílé a modro-oranžovo-bílé oblasti. Například pro referenční vektor z oblasti  $BHI$  je to vektor  $\bar{u}_{ra2}$ .



Obr. 66: Princip SHCPWM s POSS a) rozdělení oblastí dle počtu dostupných dílčích vektorů, b) příklad rozdělení referenčního vektoru na dva dílčí.

Označení vektoru	Spínací kombinace	Dostupný pro oblasti:
$\bar{u}_{ra0}$ – nulový vektor	$(\ominus \ominus \ominus), (\oplus \oplus \oplus)$	$SAB, SBC, SCD, SDE, SEF, SFA$
$\bar{u}_{ra1}$ – $\overline{SA}$	$(\oplus \ominus \ominus)$	$SFA, FRA, ARG, SAB, AHB, AGH$
$\bar{u}_{ra2}$ – $\overline{SB}$	$(\oplus \oplus \ominus)$	$SAB, AHB, BHI, SBC, BCJ, BIJ$
$\bar{u}_{ra3}$ – $\overline{SC}$	$(\ominus \oplus \ominus)$	$SBC, BCJ, CJK, CKL, CLD, SCD$
$\bar{u}_{ra4}$ – $\overline{SD}$	$(\ominus \oplus \oplus)$	$SDC, DCL, DLM, DMN, DNE, SDE$
$\bar{u}_{ra5}$ – $\overline{SE}$	$(\ominus \ominus \oplus)$	$SDE, DNE, ENO, EOP, EPF, SEF$
$\bar{u}_{ra6}$ – $\overline{SF}$	$(\oplus \ominus \oplus)$	$SEF, EPF, FPQ, FQR, FRA, SFA$

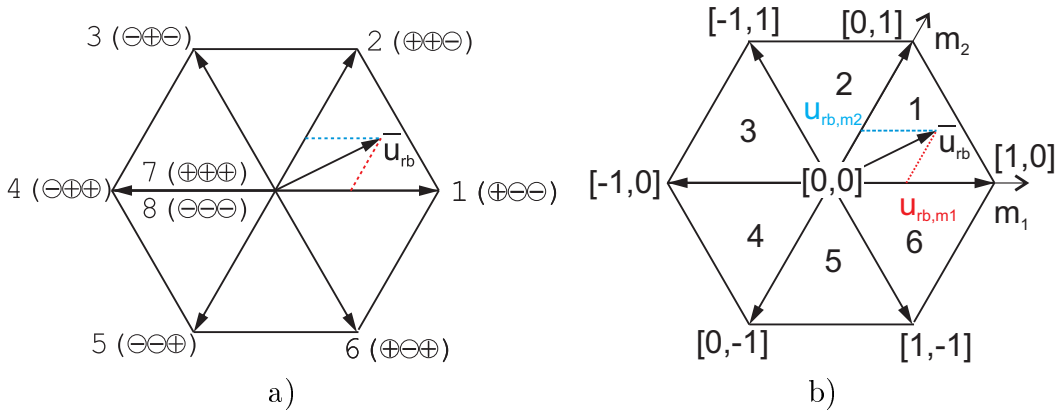
Tab. 5: Přehled možných dílčích vektorů  $\bar{u}_{ra}$ .

Pro každou volbu  $\bar{u}_{ra}$  je následně určen  $\bar{u}_{rb}$ . To je naznačeno na obr. 66. Zde referenční vektor  $\bar{u}_r$  je z modro-oranžovo-bílé oblasti  $SBA$ . Dle tab. 5 jej lze rozdělit až na tři různé dvojice vektorů  $\bar{u}_{ra1}$  a  $\bar{u}_{rb1}$ ,  $\bar{u}_{ra2}$  a  $\bar{u}_{rb2}$  nebo  $\bar{u}_{ra0}$  a  $\bar{u}_{rb0}$ . Pro každý  $\bar{u}_{ra}$  je dán

druhý dílčí vektor odečtením  $\bar{u}_{ra}$  od referenčního vektoru

$$\bar{u}_{rb} = \bar{u}_r - \bar{u}_{ra}. \quad (196)$$

**II. – Určení poměrné doby sepnutí prvků improvizujících  $\bar{u}_{rb}$ :** Po odečtení  $\bar{u}_{ra}$  je princip improvizace dílčího vektoru  $\bar{u}_{rb}$  stejný jako u improvizace  $\bar{u}_r$  u dvouúrovňového měniče [57]. Dílčí vektor  $\bar{u}_{rb}$  lze improvizovat spínáním tří dvojic prvků, které zajišťují přechod mezi třemi nejbližšími vektory dále značenými jako  $\bar{u}_1$ ,  $\bar{u}_2$  a  $\bar{u}_3$ . Princip improvizace je znázorněn na obr. 67 – obr. 67a) zobrazuje jednotlivé spínací kombinace a obr. 67b) velikosti složek  $m_1$ ,  $m_2$  jednotlivých vektorů. Poměrná doba sepnutí jednotlivých vektorů lze určit na základě velikosti složek  $m_1$ ,  $m_2$  vektoru  $\bar{u}_{rb}$  pomocí soustavy rovnic (63), kde  $z_1$ ,  $z_2$ ,  $z_3$  značí poměrnou dobu sepnutí  $\bar{u}_1$ ,  $\bar{u}_2$  a  $\bar{u}_3$ . Pro omezení počtu sepnutí je v každém modulačním kroku vynechána jedna spínací kombinace vektoru  $\bar{u}_3$ , a tudíž jsou v jednom modulačním kroku spínány pouze dvě dvojice prvků. Volba vektorů a poměrná doba sepnutí jednotlivých prvků závisí na volbě spínací kombinace vektoru  $\bar{u}_3$  a oblasti vektoru  $\bar{u}_{rb}$ . Oblast je dána úhlem, který svírají  $\bar{u}_{rb}$  a reálná osa. Celkem je číslicemi na obr.67b) vyznačeno šest oblastí po  $60^\circ$ .



Obr. 67: Princip improvizace vektoru  $\bar{u}_{rb}$  a) jednotlivé spínací kombinace, b) velikosti složek jednotlivých vektorů.

- V oblasti 1 jsou použity vektory  $\bar{u}_1 = [1, 0]$ ,  $\bar{u}_2 = [0, 1]$  a  $\bar{u}_3 = [0, 0]$ . První dva jsou tvořeny spínacími kombinacemi  $(\oplus\ominus\ominus)$  a  $(\oplus\oplus\ominus)$  a nulový vektor je dosažen pomocí kombinace  $(\oplus\oplus\oplus)$  nebo  $(\ominus\ominus\ominus)$ . Po dosazení do (63) lze vyjádřit poměrnou dobu sepnutí jednotlivých vektorů:

$$\begin{aligned} z_1 &= u_{rb,m1}, \\ z_2 &= u_{rb,m2}, \\ z_3 &= 1 - u_{rb,m1} - u_{rb,m2}. \end{aligned} \quad (197)$$

K dispozici jsou dvě spínací sekvence spínacích kombinací: (i)  $(\oplus\ominus\ominus)$ ,  $(\oplus\oplus\ominus)$

a  $(\oplus \oplus \oplus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $a$  nebo (ii)  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \ominus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \ominus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $c$ . Poměrná doba sepnutí prvků ve spínacím režimu v jednotlivých fázích lze následně určit z poměrné doby sepnutí jednotlivých vektorů dle pořadí jednotlivých spínacích kombinací. U spínací sekvence (i) začínající vektorem  $\bar{u}_1$  a pokračující vektory  $\bar{u}_2$  a  $\bar{u}_3$  jsou poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků určeny:

$$\begin{aligned} z_{sr1} &= 0, \\ z_{sr2} &= z_1, \\ z_{sr3} &= z_1 + z_2. \end{aligned} \tag{198}$$

Obdobně u spínací sekvence (ii) začínající vektorem  $\bar{u}_3$  a pokračující vektory  $\bar{u}_1$  a  $\bar{u}_2$  lze poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků určit:

$$\begin{aligned} z_{sr1} &= z_3, \\ z_{sr2} &= z_1 + z_3, \\ z_{sr3} &= 1. \end{aligned} \tag{199}$$

- V oblasti 2 jsou použity vektory  $\bar{u}_1 = [0, 1]$ ,  $\bar{u}_2 = [-1, 1]$  a  $\bar{u}_3 = [0, 0]$ . První dva jsou tvořeny spínací kombinacemi  $(\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\ominus \oplus \ominus)$  a nulový vektor je dosažen pomocí kombinace  $(\oplus \oplus \oplus)$  nebo  $(\ominus \ominus \ominus)$ . Po dosazení do (63) lze vyjádřit poměrnou dobu sepnutí jednotlivých vektorů:

$$\begin{aligned} z_1 &= u_{rb,m2} + u_{rb,m1}, \\ z_2 &= -u_{rb,m1}, \\ z_3 &= 1 - z_1 - z_2. \end{aligned} \tag{200}$$

K dispozici jsou dvě spínací sekvence spínacích kombinací: (i)  $(\ominus \oplus \ominus)$ ,  $(\oplus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $b$  nebo (ii)  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \ominus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $c$ . Poměrná doba sepnutí prvků ve spínacím režimu v jednotlivých fázích lze následně určit z poměrné doby sepnutí jednotlivých vektorů dle pořadí jednotlivých spínacích kombinací. U spínací sekvence (i) začínající vektorem  $\bar{u}_2$  a pokračující vektory  $\bar{u}_1$  a  $\bar{u}_3$  jsou poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků ve spínacím režimu určeny:

$$\begin{aligned} z_{sr2} &= 0, \\ z_{sr1} &= z_2, \\ z_{sr3} &= z_1 + z_2. \end{aligned} \tag{201}$$

Obdobně u spínací sekvence (ii) začínající vektorem  $\bar{u}_3$  a pokračující vektory  $\bar{u}_2$  a  $\bar{u}_1$  lze poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků určit:

$$\begin{aligned} z_{sr2} &= z_3, \\ z_{sr1} &= z_2 + z_3, \\ z_{sr3} &= 1. \end{aligned} \tag{202}$$

- V oblasti 3 jsou použity vektory  $\bar{u}_1 = [-1, 1]$ ,  $\bar{u}_2 = [-1, 0]$  a  $\bar{u}_3 = [0, 0]$ . První dva jsou tvořeny spínací kombinacemi  $(\ominus \oplus \ominus)$  a  $(\ominus \oplus \oplus)$  a nulový vektor je dosažen pomocí kombinace  $(\oplus \oplus \oplus)$  nebo  $(\ominus \ominus \ominus)$ . Po dosazení do (63) lze vyjádřit poměrnou dobu sepnutí jednotlivých vektorů:

$$\begin{aligned} z_1 &= u_{rb,m2}, \\ z_2 &= -u_{rb,m1} - u_{rb,m2}, \\ z_3 &= 1 - z_1 - z_2. \end{aligned} \tag{203}$$

K dispozici jsou dvě spínací sekvence spínacích kombinací: (i)  $(\ominus \oplus \ominus)$ ,  $(\ominus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $b$  nebo (ii)  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \oplus \oplus)$  a  $(\ominus \oplus \oplus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $a$ . Poměrná doba sepnutí prvků ve spínacím režimu v jednotlivých fázích lze následně určit z poměrné doby sepnutí jednotlivých vektorů dle pořadí jednotlivých spínacích kombinací. U spínací sekvence (i) začínající vektorem  $\bar{u}_1$  a pokračující vektory  $\bar{u}_2$  a  $\bar{u}_3$  jsou poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků určeny:

$$\begin{aligned} z_{sr2} &= 0, \\ z_{sr3} &= z_1, \\ z_{sr1} &= z_1 + z_2. \end{aligned} \tag{204}$$

Obdobně u spínací sekvence (ii) začínající vektorem  $\bar{u}_3$  a pokračující vektory  $\bar{u}_1$  a  $\bar{u}_2$  lze poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků určit:

$$\begin{aligned} z_{sr2} &= z_3, \\ z_{sr3} &= z_1 + z_3, \\ z_{sr1} &= 1. \end{aligned} \tag{205}$$

- V oblasti 4 jsou použity vektory  $\bar{u}_1 = [-1, 0]$ ,  $\bar{u}_2 = [0, -1]$  a  $\bar{u}_3 = [0, 0]$ . První dva jsou tvořeny spínací kombinacemi  $(\ominus \oplus \oplus)$  a  $(\ominus \ominus \oplus)$  a nulový vektor je dosažen pomocí kombinace  $(\oplus \oplus \oplus)$  nebo  $(\ominus \ominus \ominus)$ . Po dosazení do (63) lze vyjádřit

poměrnou dobu sepnutí jednotlivých vektorů:

$$\begin{aligned}
 z_1 &= -u_{rb,m1}, \\
 z_2 &= -u_{rb,m2}, \\
 z_3 &= 1 - z_1 - z_2.
 \end{aligned} \tag{206}$$

K dispozici jsou dvě spínací sekvence spínacích kombinací: (i)  $(\ominus \ominus \oplus)$ ,  $(\ominus \oplus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $c$  nebo (ii)  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \ominus \oplus)$  a  $(\ominus \oplus \oplus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $a$ . Poměrná doba sepnutí prvků ve spínacím režimu v jednotlivých fázích lze následně určit z poměrné doby sepnutí jednotlivých vektorů dle pořadí jednotlivých spínacích kombinací. U spínací sekvence (i) začínající vektorem  $\bar{u}_2$  a pokračující vektory  $\bar{u}_1$  a  $\bar{u}_3$  jsou poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků určeny:

$$\begin{aligned}
 z_{sr3} &= 0, \\
 z_{sr2} &= z_2, \\
 z_{sr1} &= z_1 + z_2.
 \end{aligned} \tag{207}$$

Obdobně u spínací sekvence (ii) začínající vektorem  $\bar{u}_3$  a pokračující vektory  $\bar{u}_2$  a  $\bar{u}_1$  lze poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků určit:

$$\begin{aligned}
 z_{sr3} &= z_3, \\
 z_{sr2} &= z_2 + z_3, \\
 z_{sr1} &= 1.
 \end{aligned} \tag{208}$$

- V oblasti 5 jsou použity vektory  $\bar{u}_1 = [0, -1]$ ,  $\bar{u}_2 = [1, -1]$  a  $\bar{u}_3 = [0, 0]$ . První dva jsou tvořeny spínací kombinacemi  $(\ominus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \ominus \oplus)$  a nulový vektor je dosažen pomocí kombinace  $(\oplus \oplus \oplus)$  nebo  $(\ominus \ominus \ominus)$ . Po dosazení do (63) lze vyjádřit poměrnou dobu sepnutí jednotlivých vektorů:

$$\begin{aligned}
 z_1 &= -u_{rb,m1} - u_{rb,m2}, \\
 z_2 &= u_{rb,m1}, \\
 z_3 &= 1 - z_1 - z_2.
 \end{aligned} \tag{209}$$

K dispozici jsou dvě spínací sekvence spínacích kombinací: (i)  $(\ominus \ominus \oplus)$ ,  $(\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $c$  nebo (ii)  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\ominus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $b$ . Poměrná doba sepnutí prvků ve spínacím režimu v jednotlivých fázích lze následně určit z poměrné doby sepnutí jednotlivých vektorů dle pořadí jednotlivých spínacích kombinací. U spínací sekvence (i) za-



čínající vektorem  $\bar{u}_1$  a pokračující vektory  $\bar{u}_2$  a  $\bar{u}_3$  jsou poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků určeny:

$$\begin{aligned} z_{sr3} &= 0, \\ z_{sr1} &= z_1, \\ z_{sr2} &= z_1 + z_2. \end{aligned} \tag{210}$$

Obdobně u spínací sekvence (ii) začínající vektorem  $\bar{u}_3$  a pokračující vektory  $\bar{u}_1$  a  $\bar{u}_2$  lze poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků určit:

$$\begin{aligned} z_{sr3} &= z_3, \\ z_{sr1} &= z_1 + z_3, \\ z_{sr2} &= 1. \end{aligned} \tag{211}$$

- V oblasti 6 jsou použity vektory  $\bar{u}_1 = [1, -1]$ ,  $\bar{u}_2 = [1, 0]$  a  $\bar{u}_3 = [0, 0]$ . První dva jsou tvořeny spínací kombinacemi  $(\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \ominus \ominus)$  a nulový vektor je dosažen pomocí kombinace  $(\oplus \oplus \oplus)$  nebo  $(\ominus \ominus \ominus)$ . Po dosazení do (63) lze vyjádřit poměrnou dobu sepnutí jednotlivých vektorů:

$$\begin{aligned} z_1 &= -u_{rb,m2}, \\ z_2 &= u_{rb,m1} + u_{rb,m2}, \\ z_3 &= 1 - z_1 - z_2. \end{aligned} \tag{212}$$

K dispozici jsou dvě spínací sekvence spínacích kombinací: (i)  $(\oplus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \ominus \oplus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $a$  nebo (ii)  $(\ominus \ominus \ominus)$ ,  $(\oplus \ominus \ominus)$  a  $(\oplus \oplus \oplus)$  redukující počet sepnutí ve fázi  $b$ . Poměrná doba sepnutí prvků ve spínacím režimu v jednotlivých fázích lze následně určit z poměrné doby sepnutí jednotlivých vektorů dle pořadí jednotlivých spínacích kombinací. U spínací sekvence (i) začínající vektorem  $\bar{u}_2$  a pokračující vektory  $\bar{u}_1$  a  $\bar{u}_3$  jsou poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků určeny:

$$\begin{aligned} z_{sr1} &= 0, \\ z_{sr3} &= z_2, \\ z_{sr2} &= z_1 + z_2. \end{aligned} \tag{213}$$

Obdobně u spínací sekvence (ii) začínající vektorem  $\bar{u}_3$  a pokračující vektory  $\bar{u}_2$

a  $\bar{u}_1$  lze poměrné doby sepnutí jednotlivých prvků určit:

$$\begin{aligned} z_{sr1} &= z_3, \\ z_{sr3} &= z_2 + z_3, \\ z_{sr2} &= 1. \end{aligned} \tag{214}$$

**III. Výběr prvků použitých pro improvizaci vektoru  $\bar{u}_{rb}$ :** Pro obě spínací sekvence pak následně existuje 8 variant, jak volit prvky, které budou použity pro improvizaci prvního dílčí vektoru a které budou použity pro improvizaci druhého dílčího vektoru. Podle toho je dále určena poměrná doba sepnutí prvků:

- Pokud ve fázi  $a$  jsou prvky měniče I použity pro improvizaci prvního dílčího vektoru a prvky měniče II použity pro improvizaci druhého dílčího vektoru, platí:

$$z_{S1,2} = \begin{cases} 1 & \text{pokud je fázi } a \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \ominus, \\ 0 & \text{pokud je fázi } a \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \oplus, \end{cases} \tag{215}$$

$$z_{S7,8} = z_{Sr1}. \tag{216}$$

Naopak pokud ve fázi  $a$  jsou prvky měniče II použity improvizaci prvního dílčího vektoru a prvky měniče I použity pro improvizaci druhého dílčího vektoru, platí:

$$z_{S1,2} = z_{Sr1}, \tag{217}$$

$$z_{S7,8} = \begin{cases} 1 & \text{pokud je fázi } a \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \ominus, \\ 0 & \text{pokud je fázi } a \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \oplus. \end{cases} \tag{218}$$

- Pokud ve fázi  $b$  jsou prvky měniče I použity improvizaci prvního dílčího vektoru a prvky měniče II použity pro improvizaci druhého dílčího vektoru, platí:

$$z_{S3,4} = \begin{cases} 1 & \text{pokud je fázi } b \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \ominus, \\ 0 & \text{pokud je fázi } b \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \oplus, \end{cases} \tag{219}$$

$$z_{S9,10} = z_{Sr2}. \tag{220}$$

Naopak pokud ve fázi  $b$  jsou prvky měniče II použity improvizaci prvního dílčího vektoru a prvky měniče I použity pro improvizaci druhého dílčího vektoru, platí:

$$z_{S3,4} = z_{Sr2}, \tag{221}$$

$$z_{S9,10} = \begin{cases} 1 & \text{pokud je fázi } b \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \ominus, \\ 0 & \text{pokud je fázi } b \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \oplus. \end{cases} \tag{222}$$

- Pokud ve fázi  $c$  jsou prvky měniče I použity improvizací prvního dílčího vektoru a prvky měniče II použity pro improvizaci druhého dílčího vektoru, platí:

$$z_{S5,6} = \begin{cases} 1 & \text{pokud je fáze } c \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \ominus, \\ 0 & \text{pokud je fáze } c \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \oplus, \end{cases} \quad (223)$$

$$z_{S11,12} = z_{Sr3}. \quad (224)$$

Naopak pokud ve fázi  $c$  jsou prvky měniče II použity improvizací prvního dílčího vektoru a prvky měniče I použity pro improvizaci druhého dílčího vektoru, platí:

$$z_{S5,6} = z_{Sr3}, \quad (225)$$

$$z_{S11,12} = \begin{cases} 1 & \text{pokud je fáze } c \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \ominus, \\ 0 & \text{pokud je fáze } c \text{ u prvního dílčího vektoru zvoleno } \oplus. \end{cases} \quad (226)$$

Horní prvky měniče I jsou aktivní, pokud je poměrná doba sepnutí příslušné dvojice horní a spodního prvku menší než hodnota PWM čítače. Naopak spodní prvky měniče I jsou aktivní, pokud je poměrná doba sepnutí příslušné dvojice horního a spodního prvku větší než hodnota PWM čítače. U měniče II platí opak. Spodní prvky měniče II jsou aktivní, pokud je poměrná doba sepnutí příslušné dvojice horní a spodního prvku menší než hodnota PWM čítače. Naopak horní prvky měniče II jsou aktivní, pokud je poměrná doba sepnutí příslušné dvojice horního a spodního prvku větší než hodnota PWM čítače. Poměrnou dobu sepnutí jednotlivých prvků ( $z_{S1-12}$ ) pak lze určit jako:

$$\begin{aligned} z_{S1} &= z_{S1,2}, & z_{S2} &= 1 - z_{S1,2}, & z_{S7} &= 1 - z_{S7,8}, & z_{S8} &= z_{S7,8}, \\ z_{S3} &= z_{S3,4}, & z_{S4} &= 1 - z_{S3,4}, & z_{S9} &= 1 - z_{S9,10}, & z_{S10} &= z_{S9,10}, \\ z_{S5} &= z_{S5,6}, & z_{S6} &= 1 - z_{S5,6}, & z_{S11} &= 1 - z_{S11,12}, & z_{S12} &= z_{S11,12}. \end{aligned}$$

Každá z variant má jiné poměrné doby sepnutí prvků, a tudíž i jinak distribuované ztráty a jinou velikost ztrátové funkce. Pro výpočet ztrát polovodičových prvků a ztrátové funkce prediktivního řízení jsou použity rovnice (193)–(194) a (195) dle kapitoly 6.3.

**IV. Porovnání s předchozí sekvencí:** U obou spínacích sekvencí je dle (195) vybrána optimální varianta. Sekvence s menší hodnotou ztrátové funkce je následně srovnána s předchozí sekvencí. Pokud je hodnota kritéria ztrátové funkce u vyšetřované sekvence menší než u předchozí uložené sekvence, je vyšetřovaná spínací sekvence uložena a připravena k porovnání s dalšími sekvencemi. Na konci algoritmu vyjde posloupnost s nejmenší hodnotou ztrátové funkce.

## 6.5 Simulační studie algoritmů PWM

Pro simulace byl vybrán výkonový modul FZ750R65KE3T od společnosti Infineon [58]. Parametry elektrického obvodu byly zvoleny následně:

$$\begin{aligned} L &= 4 \text{ mH}; & f_{pwm} &= 1 \text{ kHz}; & R &= 4 \Omega \\ U_{dc1} = U_{dc2} &= 3 \text{ kV}; & f_{out} &= \{50 \text{ Hz}; 0 \text{ Hz}\} \end{aligned}$$

U algoritmů s POSS byl navíc nastaven vektor obsahující jednotlivé váhové koeficienty ztrátové funkce  $\lambda_{S_x}$  a vektor obsahující jednotlivé váhové koeficienty ztrátové funkce  $\lambda_{D_x}$  tak, aby byly vyrovnávány ztráty jednotlivých výkonových tranzistorů a diod:

$$\lambda_S = [1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1],$$

$$\lambda_D = [1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1].$$

Pro snížení ztrát ve fázi  $a$  bylo v simulacích navíc vyzkoušeno následující nastavení váhových koeficientů ztrátové funkce:

$$\lambda_S = [5; 5; 1; 1; 1; 1; 5; 5; 1; 1; 1; 1] \text{ a } \lambda_D = [5; 5; 1; 1; 1; 1; 5; 5; 1; 1; 1; 1].$$

Jednotlivé algoritmy byly porovnány na základě velikosti a rozložení výkonových ztrát mezi jednotlivé prvky měničů, průběhů napětí zátěže a proudu zejména z hlediska harmonického zkreslení (THD) a netočivé složky napětí pro různé hodnoty hloubky modulace  $m$ . Činitel harmonického zkreslení křivky fázového napětí zátěže je zde určen

$$THD_u = \frac{\sqrt{\sum_{b=2}^{50} U_{(b)}^2}}{U_{(1)}}, \quad (227)$$

kde  $U_{(b)}$  je amplituda  $b$ -té harmonické fázového napětí zátěže a  $U_{(1)}$  je amplituda základní harmonické. Dohromady bylo provedeno několik sérií simulací a sérií měření pro různé hodnoty hloubky modulace a výstupní frekvence.

**Režim s výstupní frekvencí 50 Hz:** Nejprve byly samostatně provedeny simulace u algoritmů založených na PWM (PDPWM, CRPWM, DCRPWM, SHCPWM, SHCPWM s variabilní sekvencí a SHCPWM s redukovanou sekvencí) při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ . Průběhy při  $m = 0, 90$  jsou pro modulaci PDPWM zobrazeny na obr. 68a), respektive na obr. 68b) pro modulaci CRPWM, na obr. 68c) pro modulaci DCRPWM, na obr. 68d) pro modulaci SHCPWM, na obr. 68e) pro modulaci SHCPWM s variabilní spínací sekvencí a na obr. 68f) pro modulaci SHCPWM s redukovanou spínací sekvencí. Hodnoty  $\Delta P_{max}$ ,  $\Delta P_{tot}$  a  $THD_u$  při  $m = 0, 9$  jsou zobrazeny v tab. 6.

Průběhy při  $m = 0, 25$  jsou pro modulaci PDPWM zobrazeny na obr. 69a), re-

spektive na obr. 69b) pro modulaci CRPWM, 69c) pro modulaci DCRPWM, 69d) pro modulaci SHCPWM, 69e) pro modulaci SHCPWM s variabilní spínací sekvencí, 69f) pro modulaci SHCPWM s redukovanou spínací sekvencí. Hodnoty  $\Delta P_{max}$ ,  $\Delta P_{tot}$  a  $THD_u$  při  $m = 0,25$  jsou zobrazeny v tab. 7. Závislost celkového ztrátového výkonu  $\Delta P_{tot}$ , ztrátového výkonu nejvíce zatíženého tranzistoru  $\Delta P_{max}$  a  $THD_u$  na hloubce modulace  $m$  jsou v případě simulací zobrazeny na obr. 70.

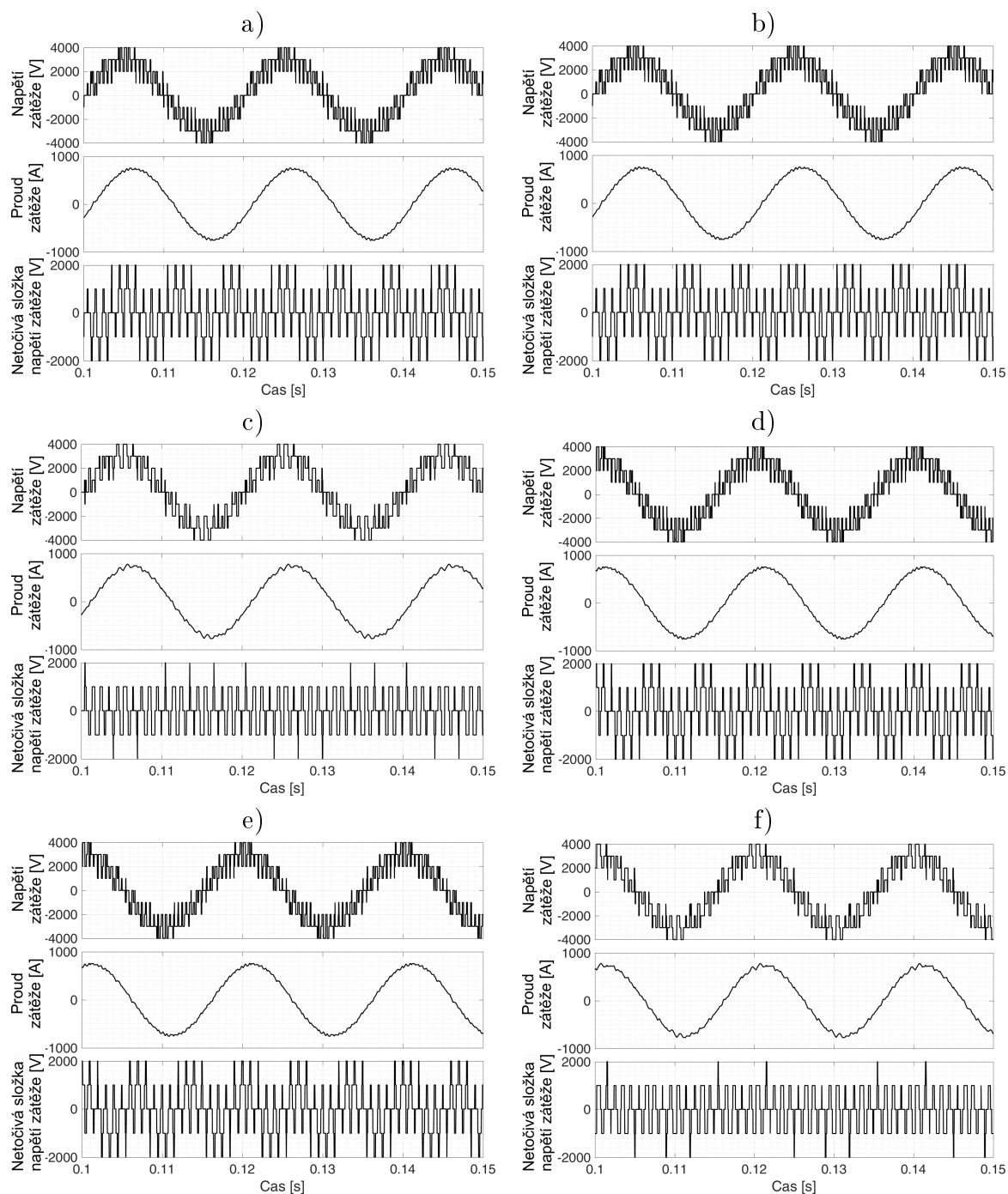
- $\Delta P_{tot}$  je největší u SHCPWM. Srovnatelné z hlediska  $\Delta P_{tot}$  jsou algoritmy PDPWM, CRPWM a SHCPWM s variabilní sekvencí. Nejlépe ve vysokých hodnotách  $m$  na tom jsou díky omezení počtu přepnutí prvků algoritmy DCRPWM a SHCPWM s redukovanou sekvencí. V nízkých  $m$  je hodnota  $\Delta P_{tot}$  znatelně nejmenší u DCRPWM. Oproti původnímu algoritmu SHCPWM jsou ztráty u DCRPWM při  $m = 0,9$  o  $6 \text{ kW}$  (20 %) menší.
- $\Delta P_{max}$  je vlivem absence vyrovnávání ztrát největší u PDPWM. Znatelně menší je hodnota  $\Delta P_{max}$  u SHCPWM, která je z důvodu nerovnoměrného zatížení polovodičových prvků druhá největší. Díky střídání režimů jednotlivých tranzistorů jsou na tom oproti SHCPWM lépe algoritmy CRPWM a SHCPWM s variabilní sekvencí. Dalšího zlepšení  $\Delta P_{max}$  je dosaženo omezením počtu přepnutí prvků u algoritmů DCRPWM a SHCPWM s redukovanou sekvencí. V porovnání s algoritmem PDPWM jsou  $\Delta P_{max}$  u DCRPWM při  $m = 0,9$  menší o  $1 \text{ kW}$  (30 %).
- $THD_u$  je naopak nejhorší u technik, kde byly nejvíce sníženy  $\Delta P_{tot}$ . V porovnání s SHCPWM je  $THD_u$  u DCRPWM horší o 3,8 % (relativně oproti SHCPWM o 15 %).
- Další nevýhodou DCRPWM je rostoucí efektivní hodnota netočivé složky s klesající  $m$ .

	$\Delta P_{max}$ [kW]	$\Delta P_{tot}$ [kW]	$THD_u$ [%]
PDPWM	3,42	31,31	24,55
CRPWM	2,67	31,17	24,55
DCRPWM	2,42	24,84	28,3
SHCPWM	2,96	34,02	23,23
SHCPWM s variabilní sekvencí	2,67	31,26	24,52
SHCPWM s redukovanou sekvencí	2,58	25,24	28,14

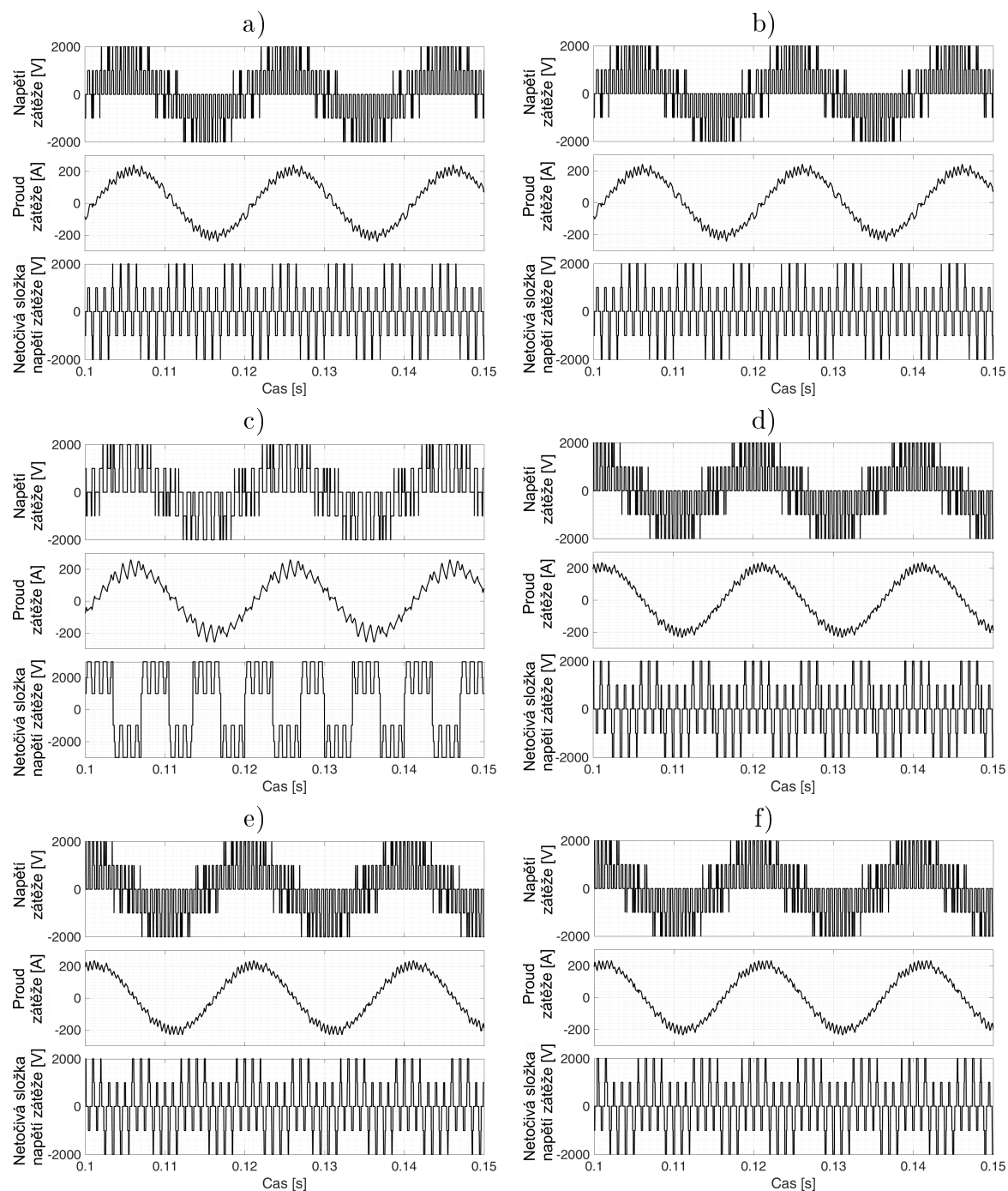
Tab. 6: Hodnoty  $\Delta P_{max}$ ,  $\Delta P_{tot}$  a  $THD_u$  vypočtené v simulaci při  $m = 0,9$ .

	$\Delta P_{max}$ [kW]	$\Delta P_{tot}$ [kW]	$THD_u$ [%]
PDPWM	1,04	9,97	104,9
CRPWM	0,88	9,90	104,9
DCRPWM	0,88	8,84	104,4
SHCPWM	0,99	10,95	95,42
SHCPWM s variabilní sekvencí	0,88	9,88	98,77
SHCPWM s redukovanou sekvencí	0,88	9,88	98,77

Tab. 7: Hodnoty  $\Delta P_{max}$ ,  $\Delta P_{tot}$  a  $THD_u$  vypočtené v simulaci při  $m = 0,25$ .

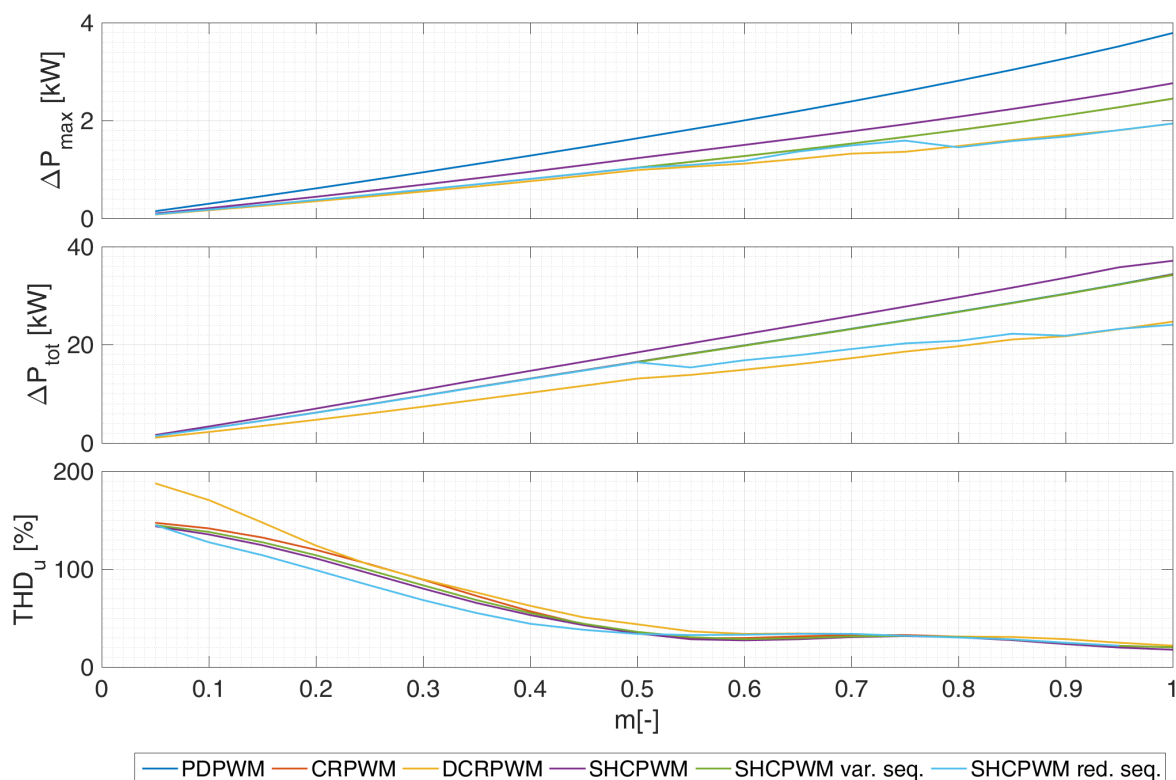


Obr. 68: Porovnání průběhu napětí zátěže, proudu, netočivé složky napětí u modulační a) PDPWM, b) CRPWM, c) DCRPWM, d) SHCPWM, e) SHCPWM s variabilní sekvencí, f) SHCPWM s redukovanou sekvencí při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$ .



Obr. 69: Porovnání průběhu napětí zátěže, proudu, netočivé složky napětí u modulační schémata a) PDPWM, b) CRPWM, c) DCRPWM, d) SHCPWM, e) SHCPWM s variabilní sekvencí, f) SHCPWM s redukovanou sekvencí při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,25$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$ .



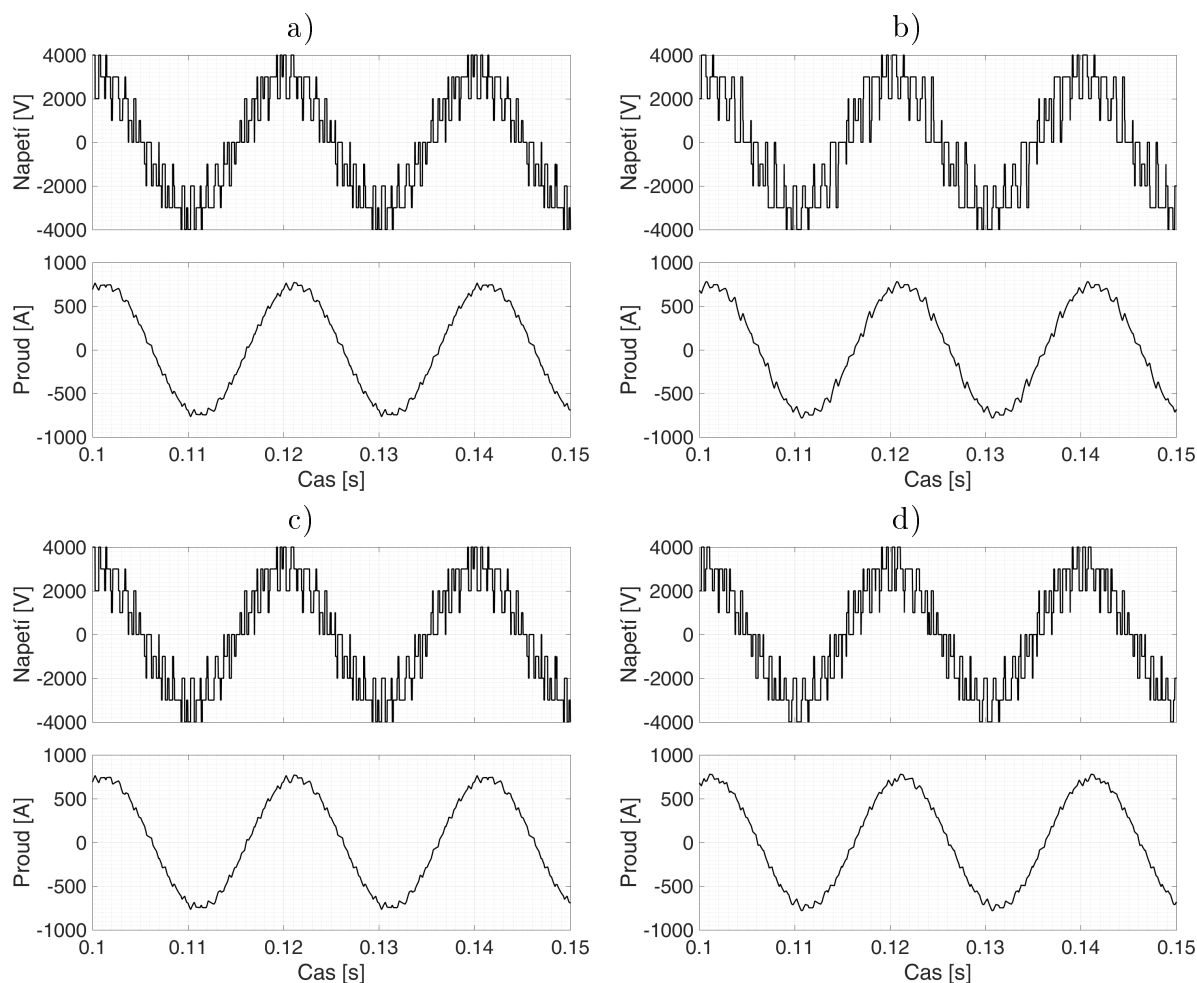


Obr. 70: Srovnání a) celkových ztrát duálního měniče  $\Delta P_{tot}$ , b) ztrát nejvíce zatíženého tranzistoru  $\Delta P_{max}$  a c)  $THD_u$  pro PDPWM (modrá), CRPWM (červená), DCRPWM (oranžová), SHCPWM (fialová), SHCPWM s variabilní sekvencí (zelená), SHCPWM s redukovanou sekvencí (tyrkysová) v závislosti na hloubce modulace s využitím simulačního modelu.

Následně byly porovnány algoritmy SVPWM s POSS, SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí a SHCPWM s POSS vůči DCRPWM, která z uvedených technik bez POSS dosahovala nejmenších celkových ztrát. Simulované průběhy napětí a proudu zátěže v případě střídavého výstupního napětí při  $m = 0,9$  a

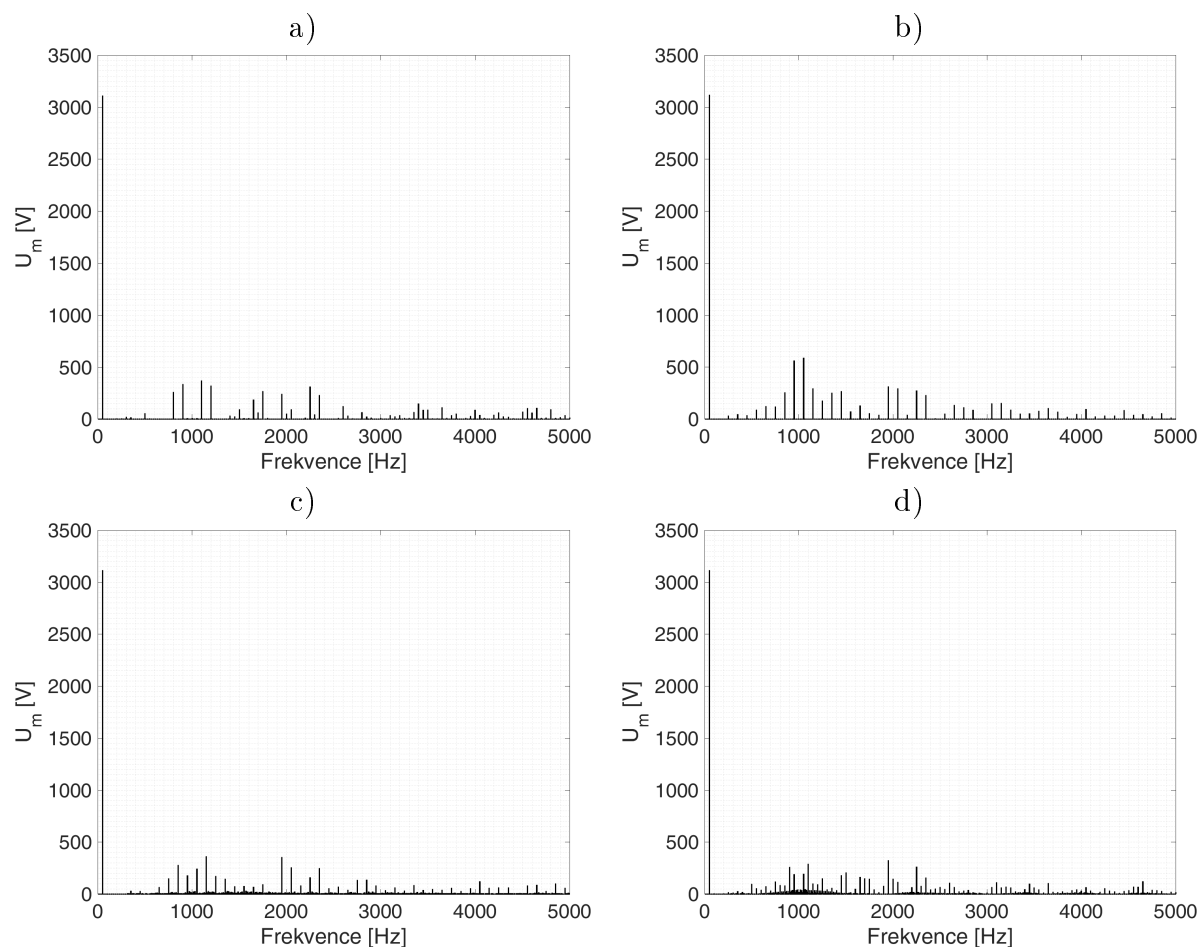
$$\boldsymbol{\lambda}_S = [1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1] \text{ a } \boldsymbol{\lambda}_D = [1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1].$$

jsou zobrazeny pro jednotlivé algoritmy na obr. 71. Frekvenční spektrum průběhu napětí je zobrazeno na obr. 72. Rozložení ztrát jednotlivých tranzistorů je zobrazeno ve sloupcovém grafu, kde jednotlivé sloupce představují ztráty tranzistorů  $S_1$  až  $S_{12}$ , na obr. 73. Rozložení ztrát jednotlivých diod je zobrazeno na obr. 74. Přehled dosažených hodnot celkového ztrátového výkonu výkonových polovodičových prvků ( $\Delta P_{tot}$ ), hodnoty ztrátového výkonu nejvíce zatíženého IGBT ( $\Delta P_{max}$ ) a  $THD_u$  jsou zobrazeny v tab. 8.



Obr. 71: Průběh fázového napětí a proudu zátěže u a) DCRPWM, b) SVPWM s POSS, c) SVPWM s POSS s redukováným počtem sekvencí a d) SHCPWM s POSS při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$ ,  $\lambda_S = \lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$ .

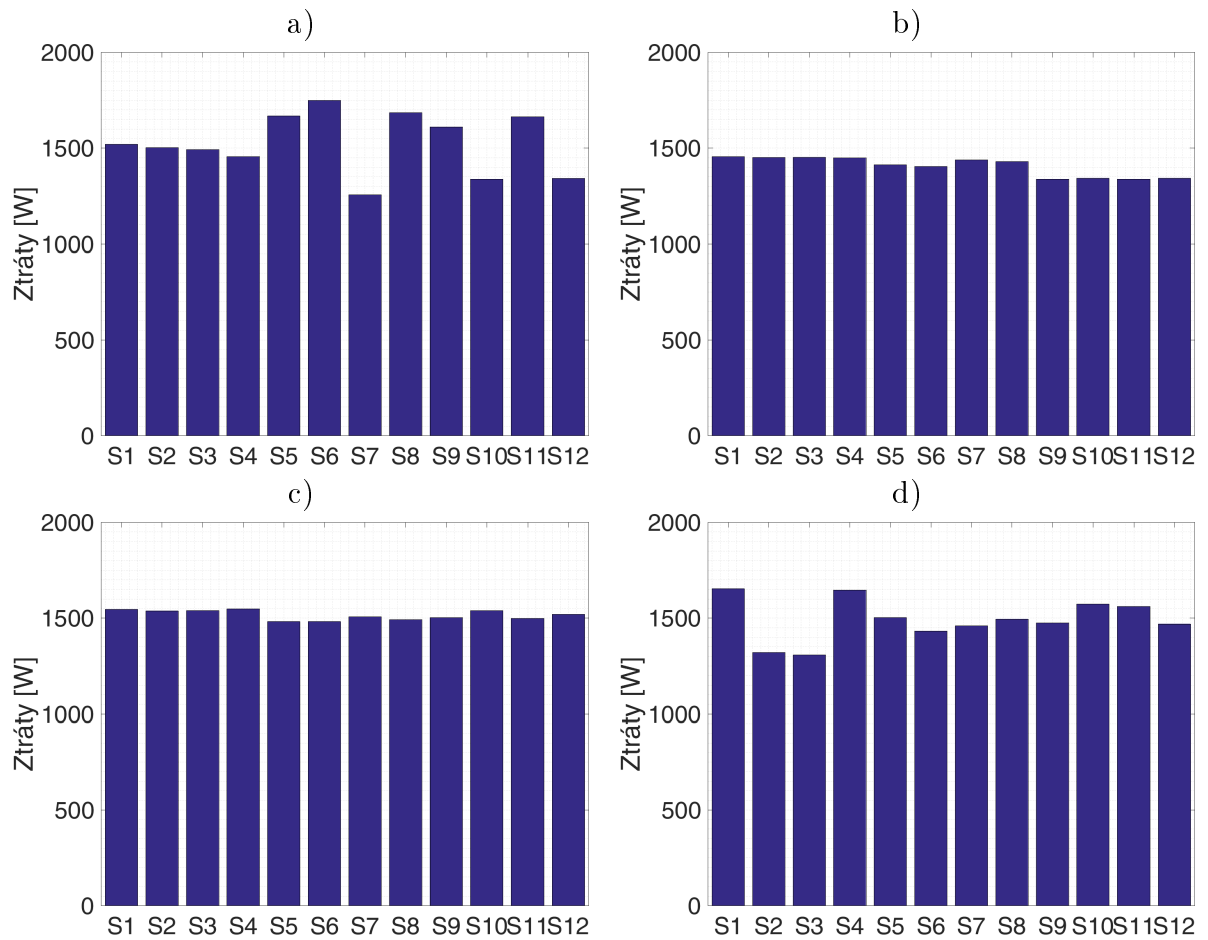
- Oproti DCRPWM bylo s uvedenými parametry simulace u navrhovaných algoritmů dosaženo snížení  $\Delta P_{tot}$ . Nejmenší  $\Delta P_{tot}$  byl dosažen u SVPWM s POSS. Zde byla hodnota  $\Delta P_{tot}$  oproti  $\Delta P_{tot}$  u DCRPWM nižší o 2,036 kW (10%).
- Další výhodou algoritmů s POSS je lepší rozložení ztrát mezi jednotlivé tranzistory. Nejmenší hodnota  $\Delta P_{max}$  je dosažena u SVPWM s POSS. Ta je při  $m = 0,9$  oproti DCRPWM o 293,9 W (15%) nižší.
- Z hlediska  $THD_u$  jsou algoritmy SVPWM s POSS redukováným počtem sekvencí, SHCPWM s POSS a DCRPWM srovnatelné. U algoritmu SVPWM s POSS je  $THD_u$  navýšeno. To je způsobeno kritériem ztrátové funkce, dle kterého je volba spínací sekvence optimalizována z hlediska ztrát, nikoliv z hlediska  $THD_u$ . Vyšší počet povolených spínacích sekvencí vede na možnost volby spínacích sekvencí, které navyšují činitel  $THD_u$ .



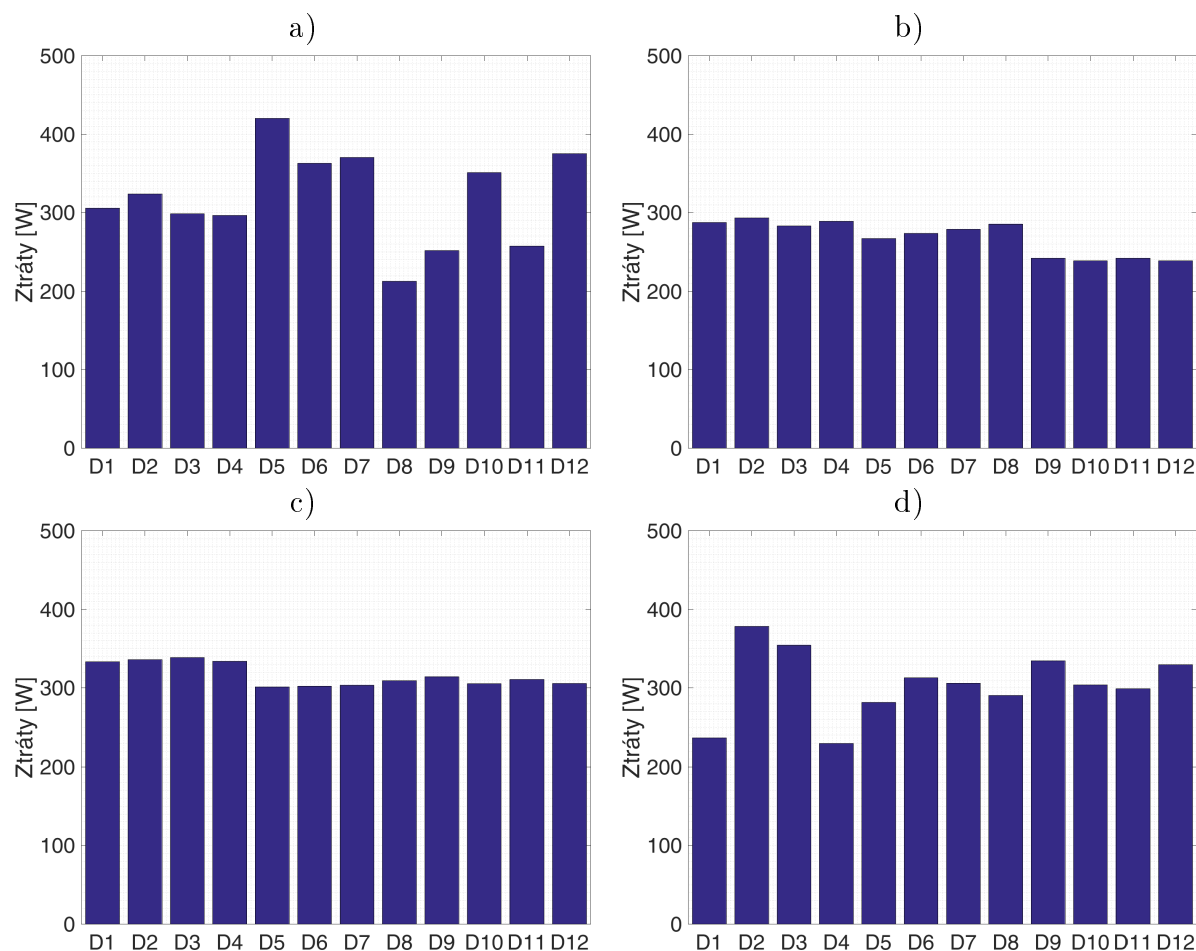
Obr. 72: Frekvenční amplitudové spektrum fázového napětí zátěže u a) DCRPWM, b) SVPWM s POSS, c) SVPWM s POSS s redukováným počtem sekvencí a d) SHCPWM s POSS při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$ ,  $\lambda_S = \lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$ .

Algoritmus	$THD_u$ [%]	$\Delta P_{tot}$ [kW]	$\Delta P_{max}$ [kW]
DCRPWM	28,30	22,104	1,7486
SVPWM s POSS	37,35	20,068	1,4547
SVPWM s POSS s red. počtem sekvencí	28,12	21,985	1,5482
SHCPWM s POSS	28,64	21,549	1,6536

Tab. 8: Přehled hodnoty činitel  $THD_u$ ,  $\Delta P_{tot}$  a  $\Delta P_{max}$  u jednotlivých algoritmů při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$ .



Obr. 73: Rozložení ztrát mezi jednotlivé IGBT při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$ ,  $\lambda_S = \lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$  u a) DCRPWM, b) SVPWM s POSS, c) SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí a d) SHCPWM s POSS s redukovanou sekvencí.

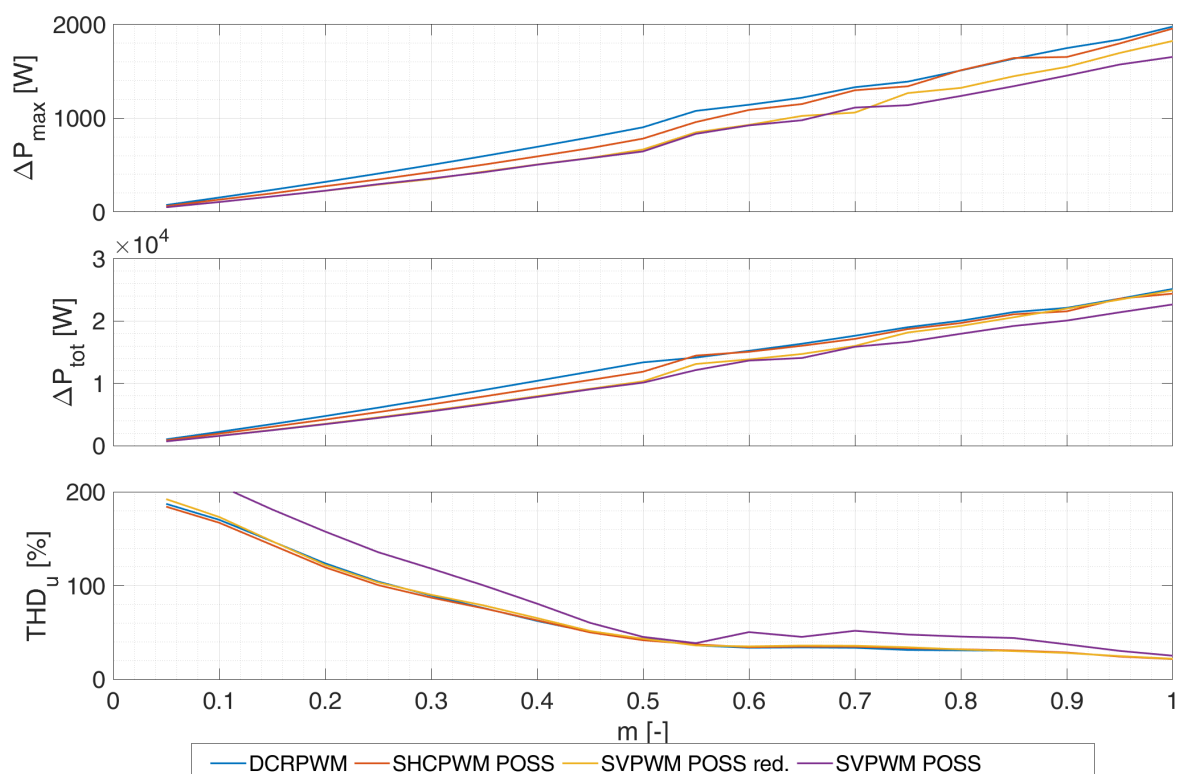


Obr. 74: Rozložení ztrát mezi jednotlivé zpětné diody při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$ ,  $\lambda_S = \lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$  u a) DCRPWM, b) SVPWM s POSS, c) SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí a d) SHCPWM s POSS.

Vliv hloubky modulace je zobrazen na obr. 75. Grafy a), b), c) zobrazují vliv  $m$  na celkové ztráty měniče  $\Delta P_{tot}$ , respektive na maximum ztrát mezi jednotlivými polovodičovými prvky  $\Delta P_{max}$  a na  $THD_u$ .

- Z hlediska  $\Delta P_{tot}$  pro různé hodnoty  $m$  nejhůře dopadla DCRPWM. Následují SHCPWM s POSS, SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí a SVPWM s POSS. Snížení  $\Delta P_{tot}$  pomocí SVPWM s POSS je patrné zejména ve velkých  $m$ , kde oproti DCRPWM je až o 10% menší.
- Obdobných výsledků bylo dosaženo z hlediska  $\Delta P_{max}$ . Nejhůře dopadla DCRPWM. Následují SHCPWM s POSS, SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí a SVPWM s POSS. Snížení  $\Delta P_{max}$  pomocí SVPWM s POSS je patrné zejména ve velkých  $m$ , kde oproti DCRPWM je až o 17% menší.
- $THD_u$  je u algoritmů DCRPWM, SHCPWM s POSS a SVPWM s POSS s redukováním počtem sekvencí srovnatelná. Naopak znatelného zhoršení  $THD_u$  pro

různé  $m$  bylo dosaženo u algoritmu SVPWM s POSS.

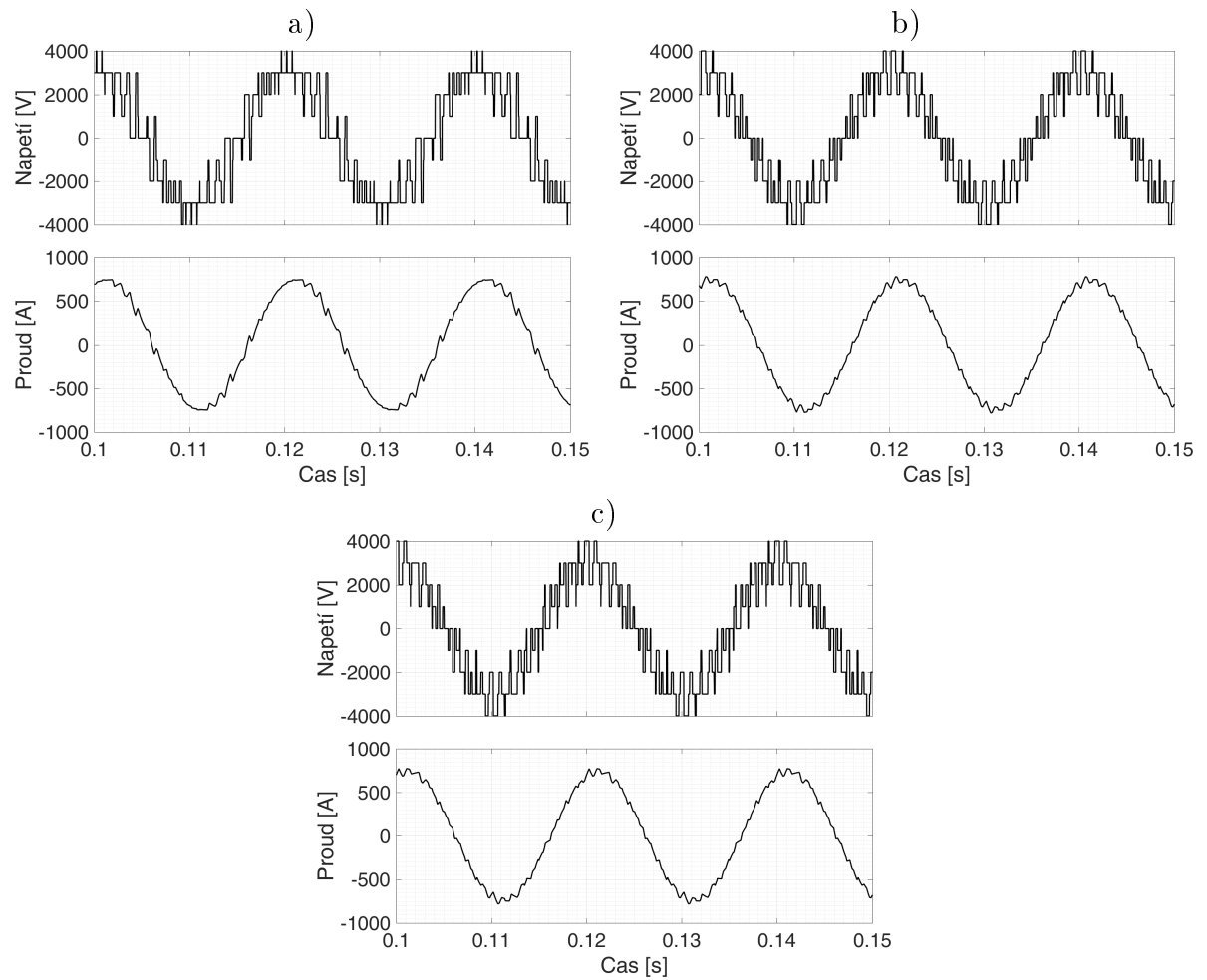


Obr. 75: Vliv hloubky modulace na  $\Delta P_{tot}$ ,  $\Delta P_{max}$  a  $THD_u$  u DCRPWM (modrá), SHCPWM s POSS (červená), SVPWM s POSS s redukováným počtem sekvencí (oranžová), SVPWM s POSS (fialová).

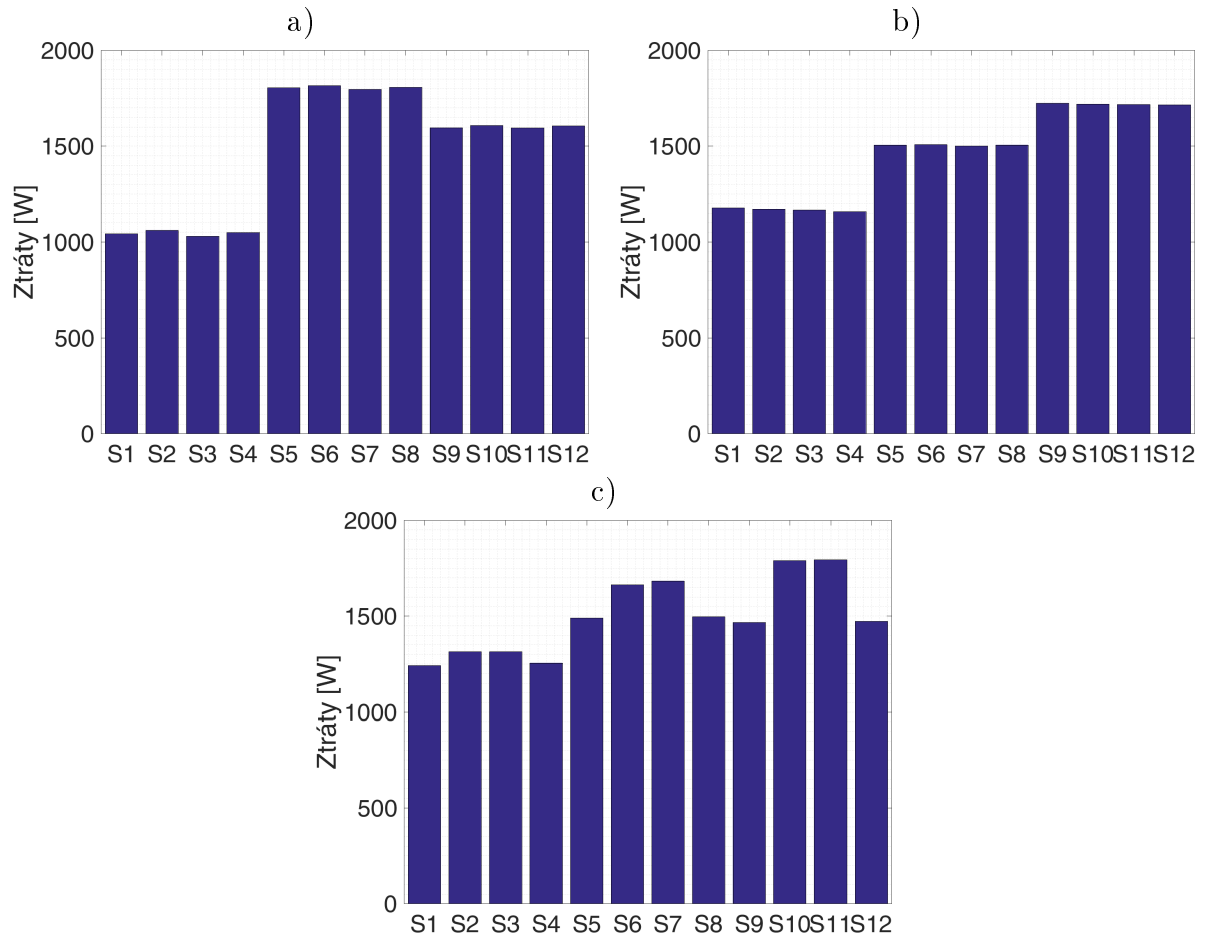
Pro částečnou redistribuci ztrát prvků ve vybrané fázi do prvků zbylých fází byl zvolen

$$\lambda_S = [5; 5; 1; 1; 1; 1; 5; 5; 1; 1; 1; 1] \text{ a } \lambda_D = [5; 5; 1; 1; 1; 1; 5; 5; 1; 1; 1; 1].$$

Průběhy napětí a proudu zátěže pro dané váhové koeficienty jsou zobrazeny pro jednotlivé techniky na obr. 76. Největší vliv změny váhových koeficientů na průběhy fázového napětí a proudu zátěže je patrný u SVPWM s POSS. Výhodou u tohoto algoritmu je, že lze nejvíce omezit ztráty na vybraných prvcích. U SVPWM s POSS s redukováným počtem sekvencí je vlivem omezeného počtu sekvencí schopnost snížit ztráty ve vybrané fázi menší. U algoritmu SHCPWM s POSS je počet možných sekvencí ještě menší, proto je zde nejmenší schopnost algoritmu omezit ztráty ve vybrané fázi měniče.



Obr. 76: Průběh fázového napětí a proudu zátěže při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$  a  $\lambda_S = \lambda_D = [5; 5; \dots; 1; 1]$  u a) SVPWM s POSS, b) SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí, c) SHCPWM s POSS.

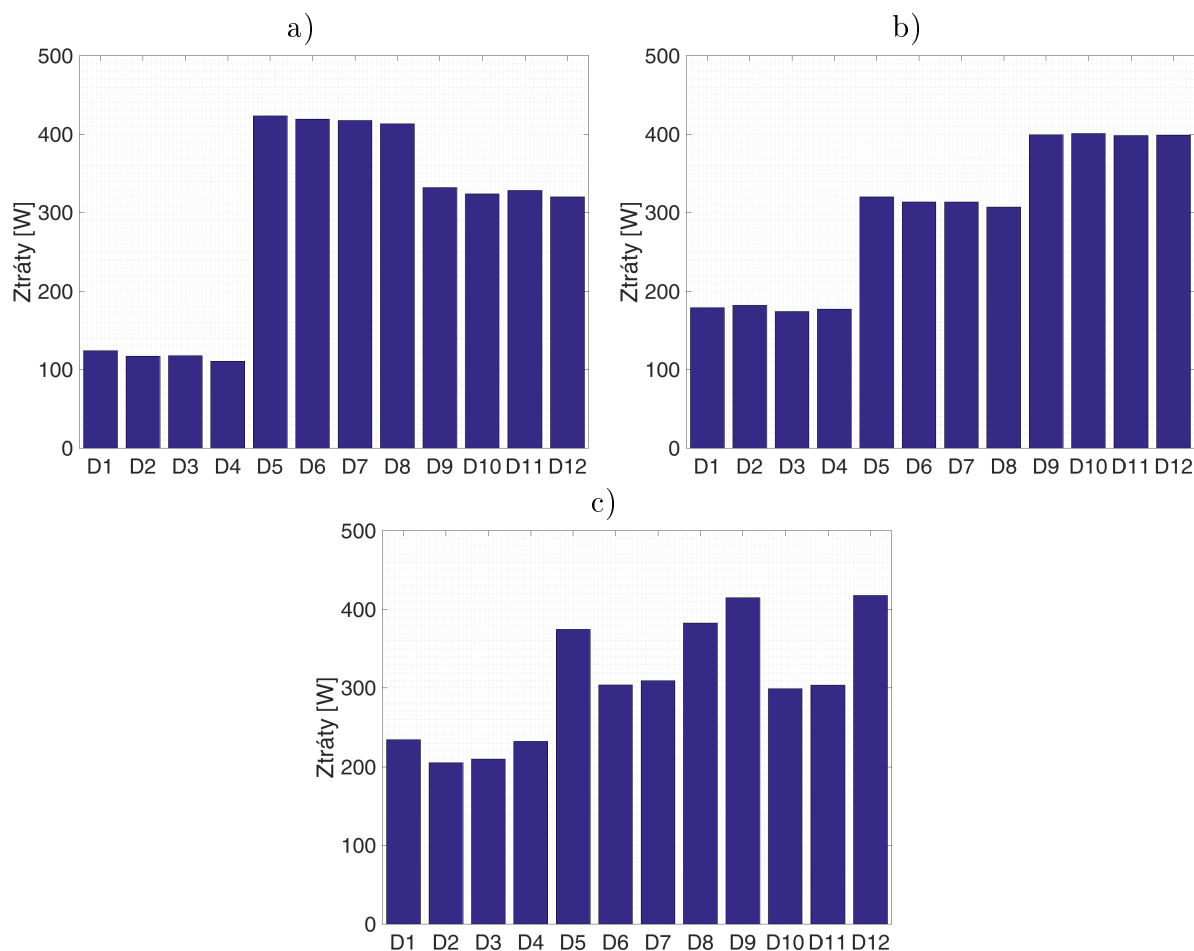


Obr. 77: Rozložení ztrát mezi jednotlivé IGBT při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$  a  $\lambda_S = \lambda_D = [5; 5; \dots; 1; 1]$  u a) SVPWM s POSS, b) SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí, c) SHCPWM s POSS.

**Režim stejnosměrného výstupního napětí:** Dále byl simulován režim stejnosměrného výstupního napětí, tj. nulová výstupní frekvence. Během tohoto režimu dochází k nadměrnému zatěžování určitých prvků v závislosti na zvoleném úhlu referenčního vektoru. Závislost  $\Delta P_{tot}$  a  $\Delta P_{max}$  při  $m = 0,9$  a  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$  na úhlu je zobrazena na obr. 79. Simulace ukázaly výhodu navržených technik. Průběžné střídání nosných signálů u CRPWM a průběžné změny režimů jednotlivých tranzistorových dvojic u SHCPWM s variabilní sekvencí umožňují znatelně snížit nerovnoměrné zatížení jednotlivých polovodičových prvků a omezit  $\Delta P_{max}$ . Další znatelné zlepšení přináší potlačení spínání tranzistorů ve fázích s největším proudem u technik DCRPWM a SHCPWM s redukovanou sekvencí. To vede na snížení ztrát tranzistorů zatížených největším proudem, a tím ke zlepšení rozložení ztrát mezi jednotlivé prvky, snížení  $\Delta P_{max}$  a  $\Delta P_{tot}$ .

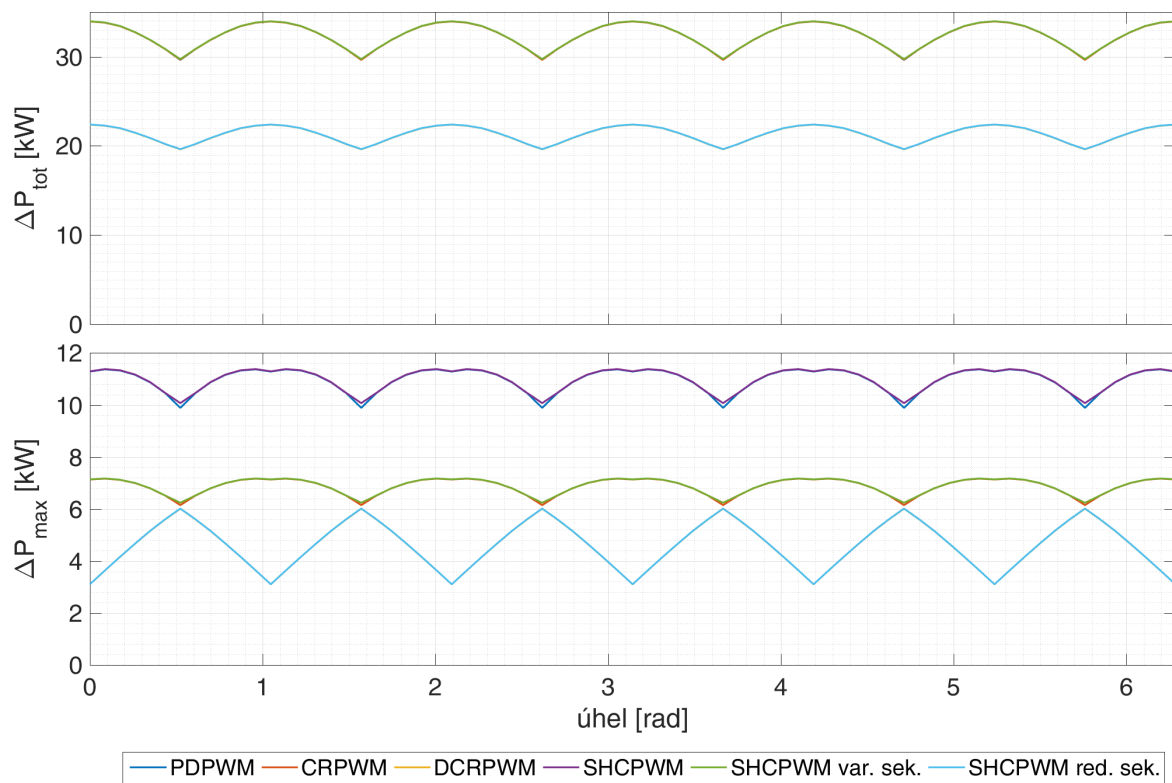
Nevýhoda technik DCRPWM a SHCPWM s redukovanou sekvencí je větší zvlnění průběhu. To je patrné z průběhů napětí a proudu zobrazených na obr. 80. Při nulovém úhlu referenčního vektoru je vlivem omezení počtu sepnutí dvojnásobné zvl-



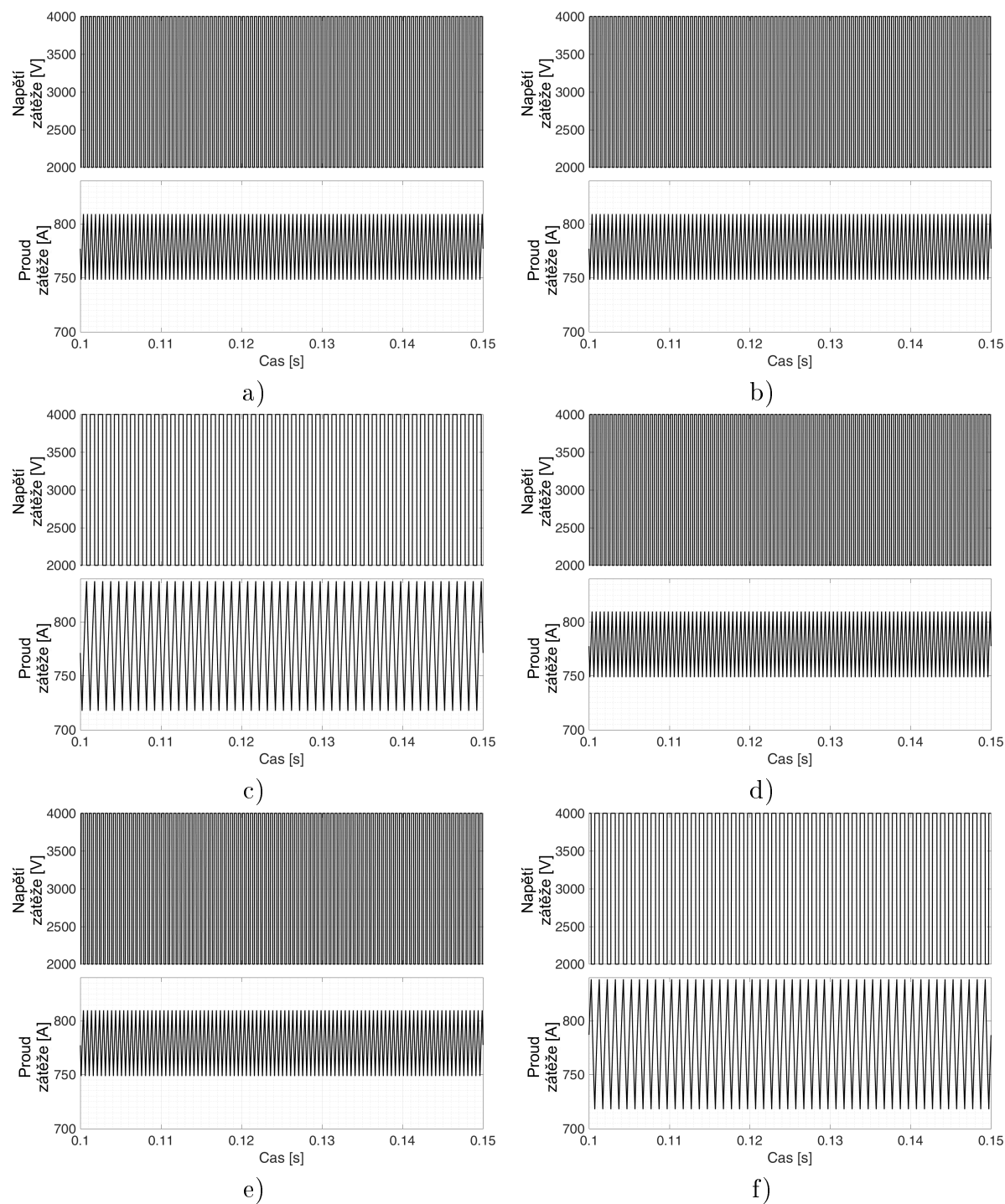


Obr. 78: Rozložení ztrát mezi jednotlivé zpětné diody při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$  a  $\lambda_S = \lambda_D = [5; 5; \dots; 1; 1]$  u a) SVPWM s POSS, b) SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí, c) SHCPWM s POSS.

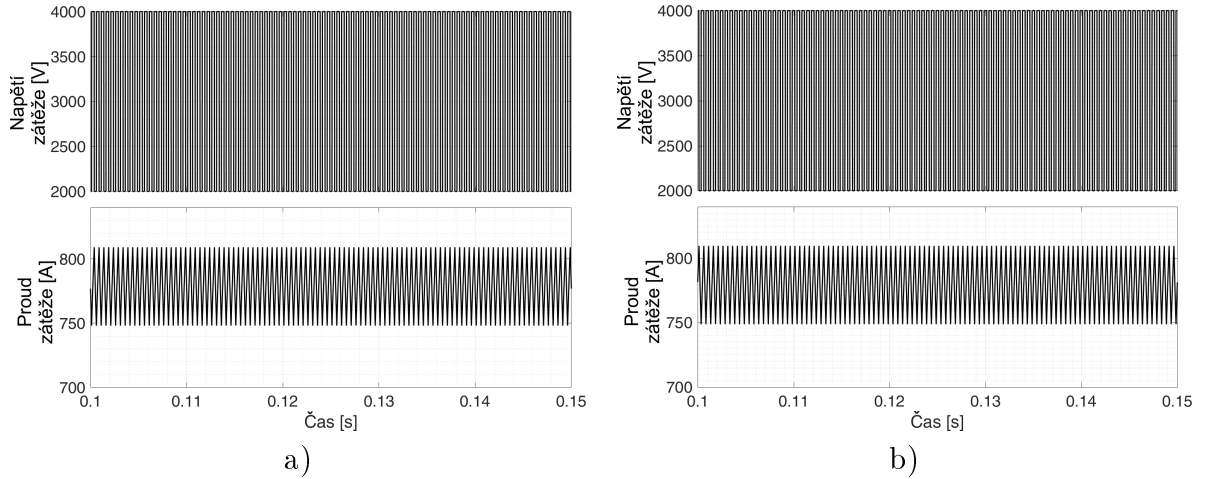
nění. Pro srovnatelné zvlnění je u DCRPWM a SHCPWM s redukovanou sekvencí zvýšena spínací frekvence na  $f_{pwm} = 2000 \text{ Hz}$ . Průběhy pro DCRPWM a SHCPWM s redukovanou sekvencí při této  $f_{pwm}$  jsou zobrazeny na obr. 81. Celkové ztráty jsou v tomto případě srovnatelné se ztrátami CRPWM a SHCPWM s variabilní sekvencí při  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ . Výhodou je přesun spínacích ztrát do fází méně zatížených spínacími ztrátami. Díky tomu se sníží  $\Delta P_{max}$  z  $7,14 \text{ kW}$  na  $5,36 \text{ kW}$  a dosáhne se vyrovnanějšího rozložení ztrát.



Obr. 79: Simulovaná závislost  $\Delta P_{tot}$  a  $\Delta P_{max}$  na úhlu referenčního vektoru.



Obr. 80: Porovnání průběhu napětí a proudu zátěže u modulace a) PDPWM, b) CR-PWM, c) DCRPWM, d) SHCPWM, e) SHCPWM s variabilní sekvencí, f) SHCPWM s redukovanou sekvencí při  $f_{out} = 0 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$ .



Obr. 81: Porovnání průběhu napětí a proudu zátěže u modulační a) DCRPWM, b) SHCPWM s redukovanou sekvencí při  $f_{out} = 0 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 2000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 3 \text{ kV}$ .

Simulace algoritmů s POSS pro režim nulové výstupní frekvence byly provedeny s následujícími váhovými koeficienty ztrátové funkce:

$$\lambda_S = [1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1] \text{ a } \lambda_D = [1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1].$$

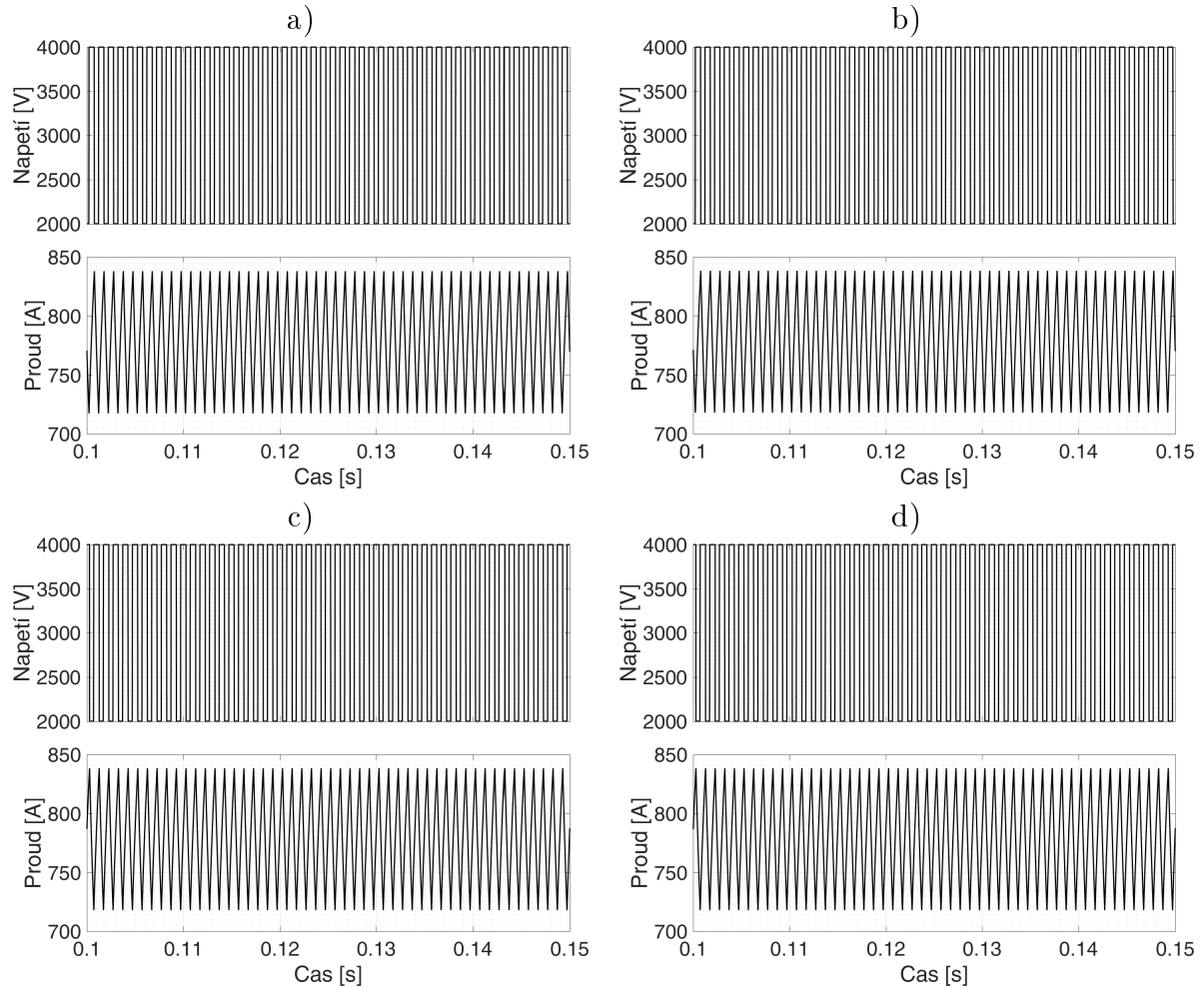
Průběhy napětí a proudu zátěže v případě trvale zvoleného jednoho referenčního vektoru s pevně daným úhlem  $\phi = 0^\circ$  jsou pro jednotlivé techniky zobrazeny na obr. 82. Ztráty jednotlivých IGBT jsou zobrazeny na obr. 83. Rozložení ztrát jednotlivých zpětných diod je zobrazeno na obr. 84. Přehled hodnot  $\Delta P_{max}$  a  $\Delta P_{tot}$  je zobrazen v tab. 9.

Je patrné, že pro zvolený úhel se průběhy napětí a proudu zátěže neliší.  $\Delta P_{tot}$  je nejmenší u algoritmu SVPWM s POSS, dále v pořadí u SVPWM s POSS s redukovaným počtem sekvencí, u DCRPWM a SHCPWM s POSS. Z hlediska  $\Delta P_{max}$  vychází nejlépe v pořadí algoritmy DCRPWM, SHCPWM s POSS, SVPWM s POSS a SVPWM s POSS s redukovaným počtem sekvencí.

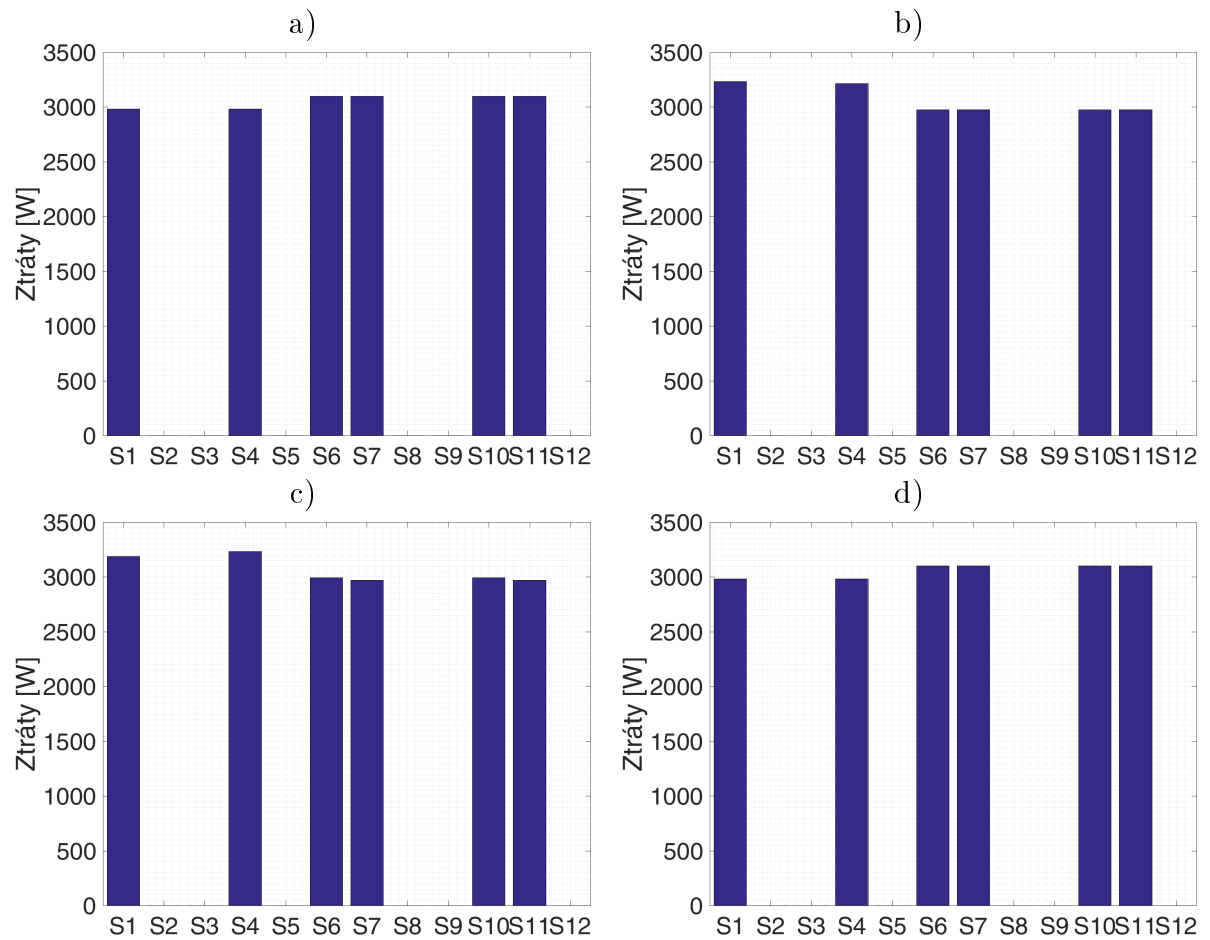
Možnost algoritmů SVPWM s POSS a SVPWM s POSS s redukovaným počtem sekvencí volit z většího počtu sekvencí se projevuje při obecně zadaném úhlu referenčního vektoru. To je patrné z charakteristik závislosti  $\Delta P_{max}$  a  $\Delta P_{tot}$  na úhlu zvoleného referenčního vektoru zobrazených na obr. 85. Výhodou algoritmů SVPWM s POSS a SVPWM s POSS s redukovaným počtem sekvencí oproti u DCRPWM a u SHCPWM s POSS je, že hodnota  $\Delta P_{max}$  je pro určité úhly až o 30 % menší. Celkový ztrátový výkon  $\Delta P_{tot}$  je pro většinu zvolených referenčních vektorů přibližně stejný pro všechny zmíněné algoritmy. Nejhoršího rozložení ztrát (největší  $\Delta P_{max}$ ) je dosaženo vždy, když proud jedné fáze je roven nule, tj. při  $\phi = 30^\circ + k \cdot 60^\circ$ .

Pro vybraný  $\phi = 30^\circ$  byla dále na Obr. 86 provedena analýza závislosti  $\Delta P_{max}$  a  $\Delta P_{tot}$  na  $m$ . Z hlediska  $\Delta P_{tot}$  jsou jednotlivé algoritmy podobné. Výhodou SHCPWM

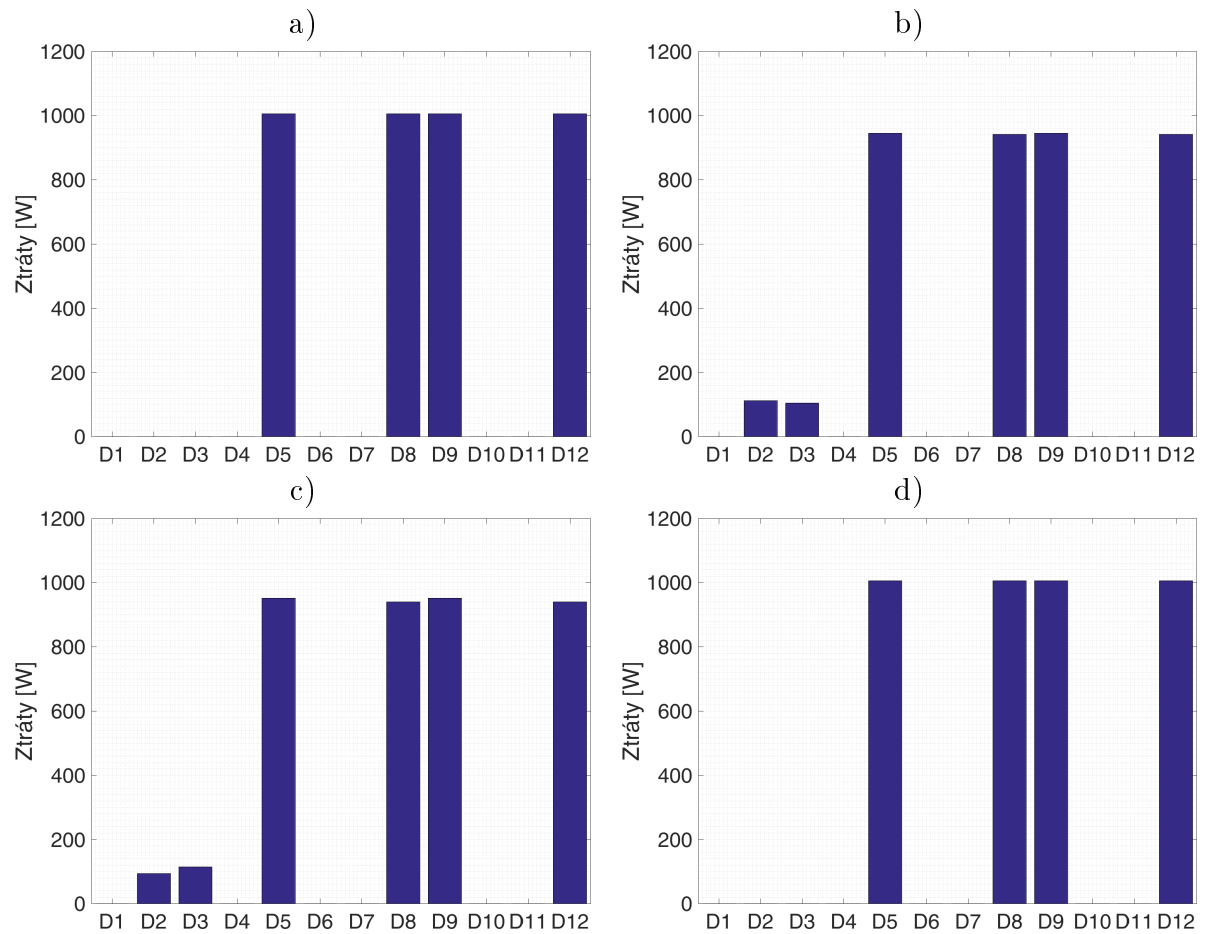
s POSS, SVPWM s POSS a SVPWM s POSS s redukovaným počtem je oproti DCR-PWM menší  $\Delta P_{max}$  v oblasti  $m \leq 0,5$ . V oblasti  $m \geq 0,5$  je menšího  $\Delta P_{max}$  dosaženo pouze u algoritmů SVPWM s POSS a SVPWM s POSS s redukovaným počtem, algoritmus SHCPWM s POSS má  $\Delta P_{max}$  srovnatelný s  $\Delta P_{max}$  DCRPWM.



Obr. 82: Průběh napětí a proudu zátěže při pevně zvoleném referenčním vektoru s parametry  $\phi = 0^\circ$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$ ,  $\lambda_S = \lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $U_{dcI} = U_{dcII} = 3 \text{ kV}$  u a) DCRPWM, b) SVPWM s POSS, c) SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí a d) SHCPWM s POSS.



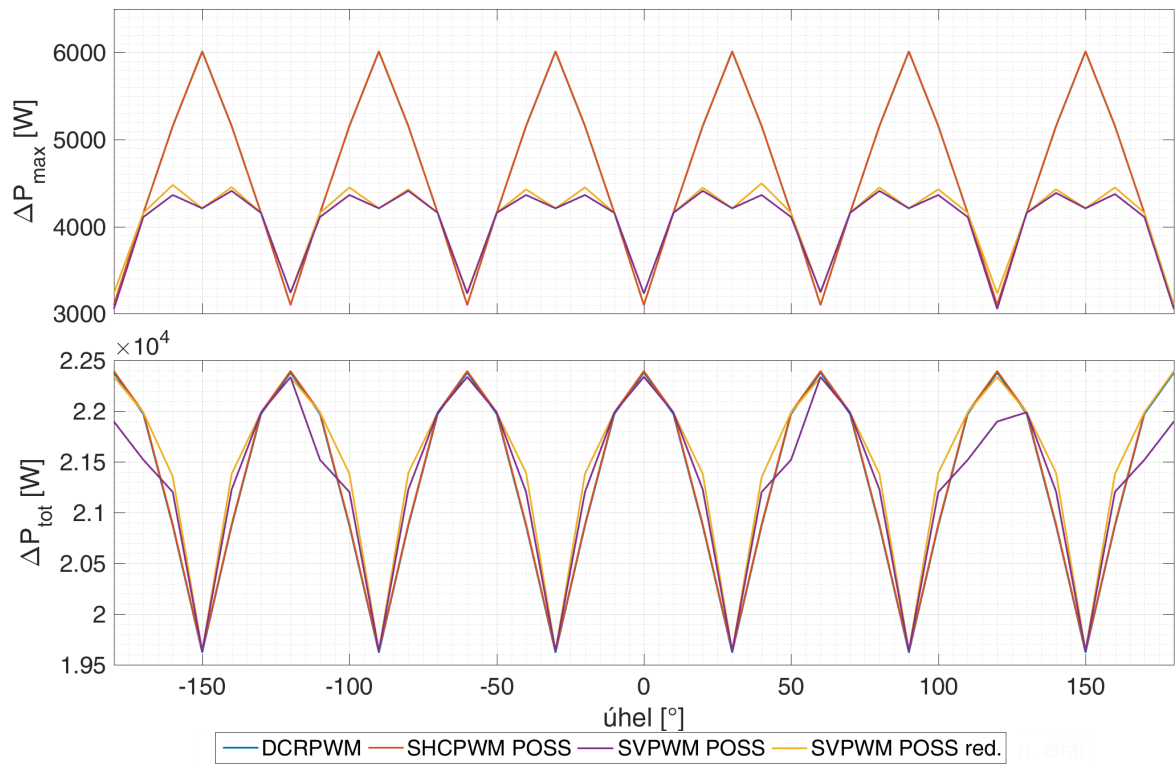
Obr. 83: Rozložení ztrát mezi jednotlivé IGBT při pevně zvoleném referenčním vektoru s parametry  $\phi = 0^\circ$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$ ,  $\lambda_S = \lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $U_{dcI} = U_{dcII} = 3 \text{ kV}$  u a) DCRPWM, b) SVPWM s POSS, c) SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí a d) SHCPWM s POSS.



Obr. 84: Rozložení ztrát mezi jednotlivé zpětné diody při pevně zvoleném referenčním vektoru s parametry  $\phi = 0^\circ$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 4 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$ ,  $\lambda_S = \lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $U_{dcI} = U_{dcII} = 3 \text{ kV}$  u a) DCRPWM, b) SVPWM s POSS, c) SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí a d) SHCPWM s POSS.

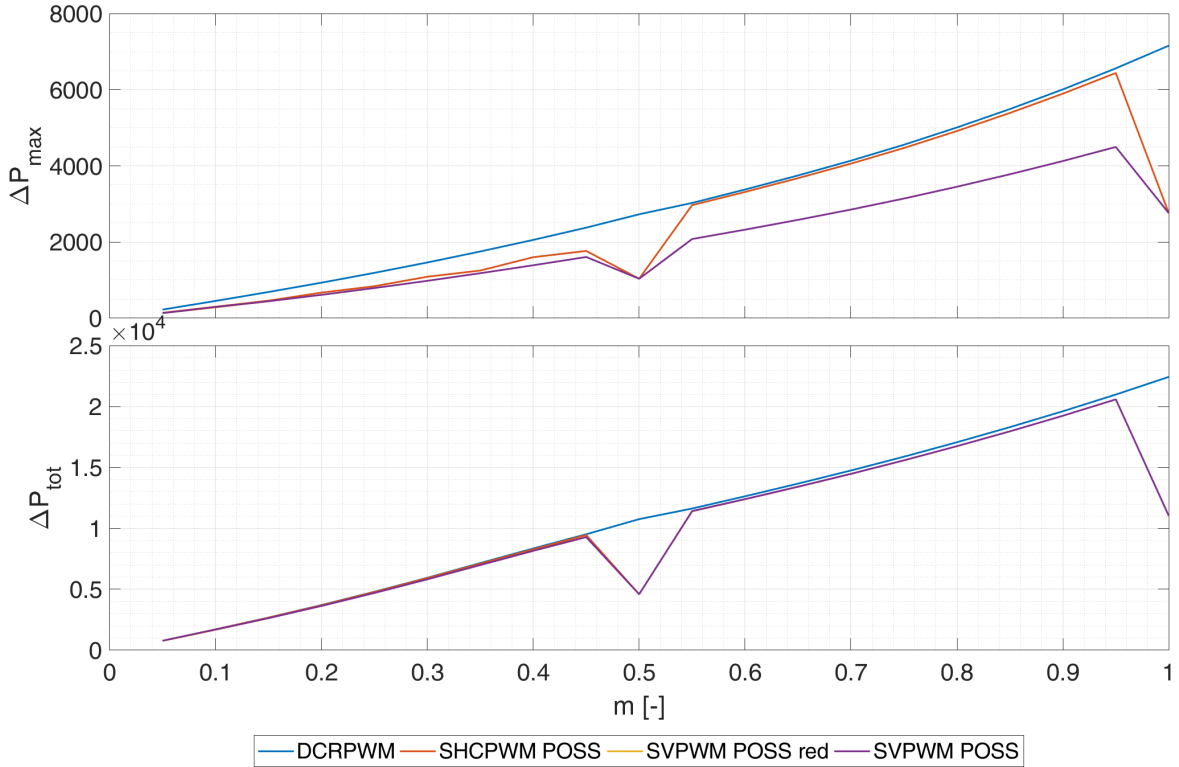
Algoritmus	$\Delta P_{tot}$	$\Delta P_{max}$
DCRPWM	22,38	3099
SVPWM s POSS	22,34	3233
SVPWM s POSS s redukováním počtem spínacích sekvencí	22,34	3232
SHCPWM s POSS	22,4	3101

Tab. 9: Přehled hodnot  $\Delta P_{tot}$  a  $\Delta P_{max}$  při  $\theta = 0^\circ$ ,  $\lambda_S = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $\lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$ .



Obr. 85: Závislost  $\Delta P_{max}$  (horní graf) a  $\Delta P_{tot}$  (spodní graf) na úhlu pevně zvoleného referenčního vektoru při  $m = 0,9$ ,  $\lambda_S = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $\lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$  u DCRPWM (modrá), SHCPWM s POSS (červená), SVPWM s redukováným počtem sekvencí.





Obr. 86: Závislost  $\Delta P_{max}$  (horní graf) a  $\Delta P_{tot}$  (spodní graf) na  $m$  při  $\phi = 30^\circ$ ,  $\lambda_S = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $\lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$  u DCRPWM (modrá), SHCPWM s POSS (červená), SVPWM s POSS s redukováným počtem sekvencí (oranžová), SVPWM s POSS (fialová).

## 6.6 Experimentální studie algoritmů PWM

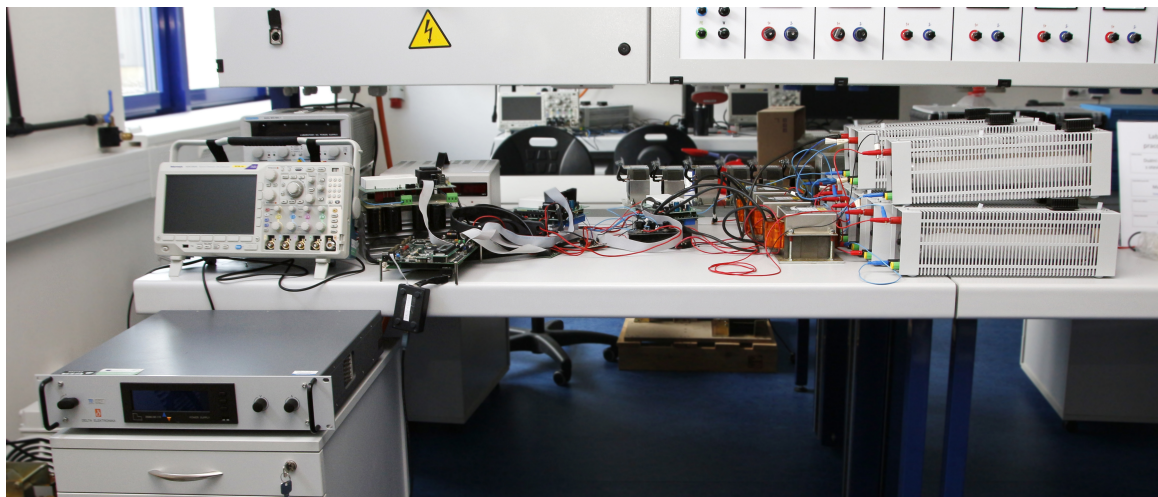
Pro experimentální testy byl jako zátěž zvolen elektrický obvod trojfázové sériové spojení rezistoru  $R$  a tlumivky  $L$ .

$$\begin{aligned} L &= 2 \text{ mH}; & f_{pwm} &= 1 \text{ kHz}; & R &= 3 \Omega \\ U_{dc1} = U_{dc2} &= 30 \text{ V}; & f_{out} &= 50 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Experimentální stanoviště je zobrazeno na obr. 87. Pro experimentální testy jsou použity dva moduly typu SK 20 DGDL 065 ET od firmy Semikron [36]. Měníče jsou napájeny ze dvou různých zdrojů galvanicky oddělených od sítě. Vliv případné parazitní kapacitní vazby mezi oběma zdroji je potlačen proudově kompenzovanou tlumivkou. Řízení modulů je zajištěno pomocí vývojové kitu MLC interface. Ten je opatřen signálovým procesorem TMS320F28335 a FPGA cyclon III. V signálovém procesoru jsou uloženy řídicí algoritmy modulací a FPGA je použito pro tvorbu řídicích signálů PWM. U algoritmů SVPWM s POSS, SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí a SHCPWM s POSS byly nastaveny váhové koeficienty penalizující ztráty jednotlivých výkonových

polovodičových prvků

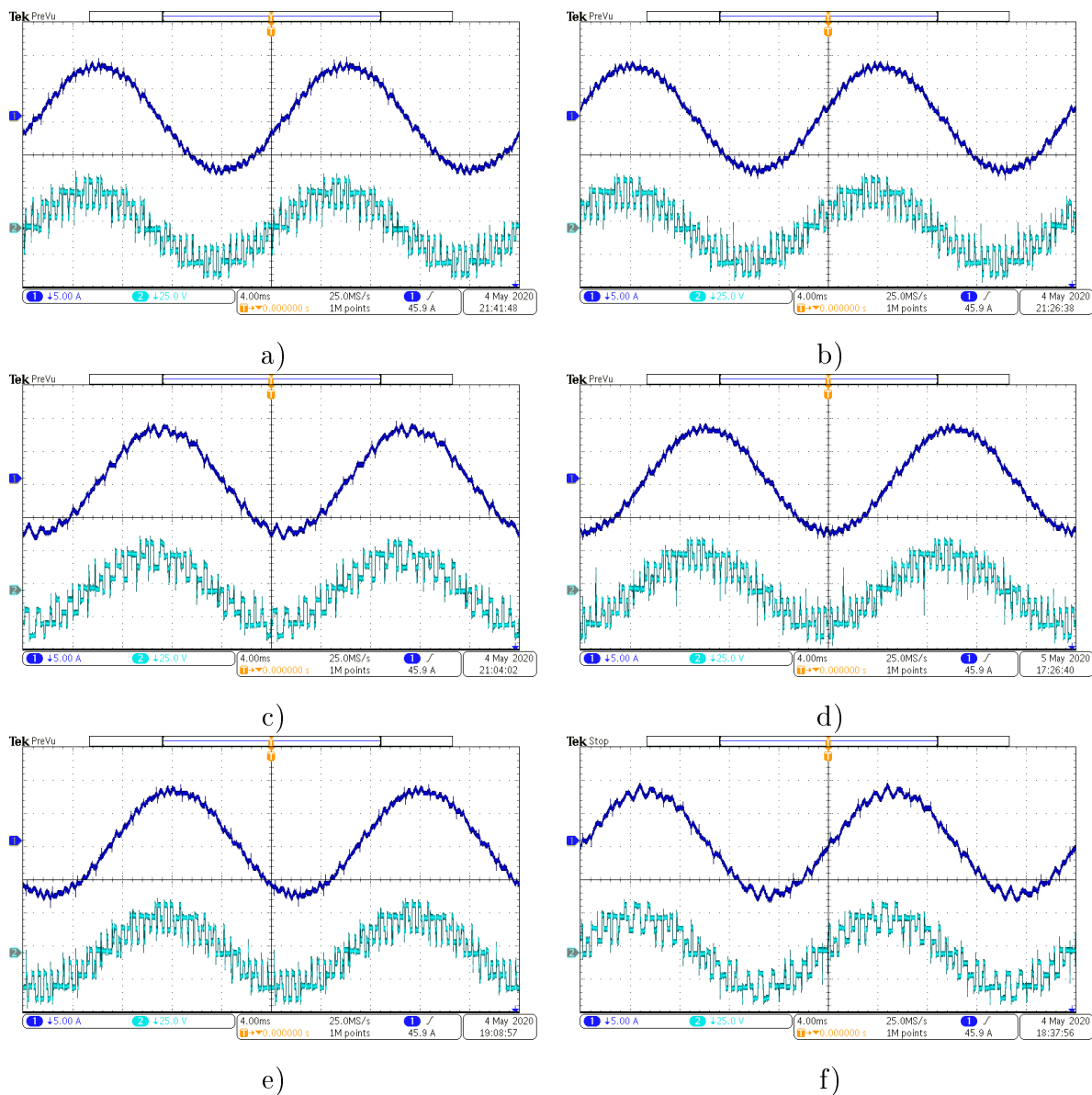
$$\lambda_S = [1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1] \text{ a } \lambda_D = [1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1; 1].$$



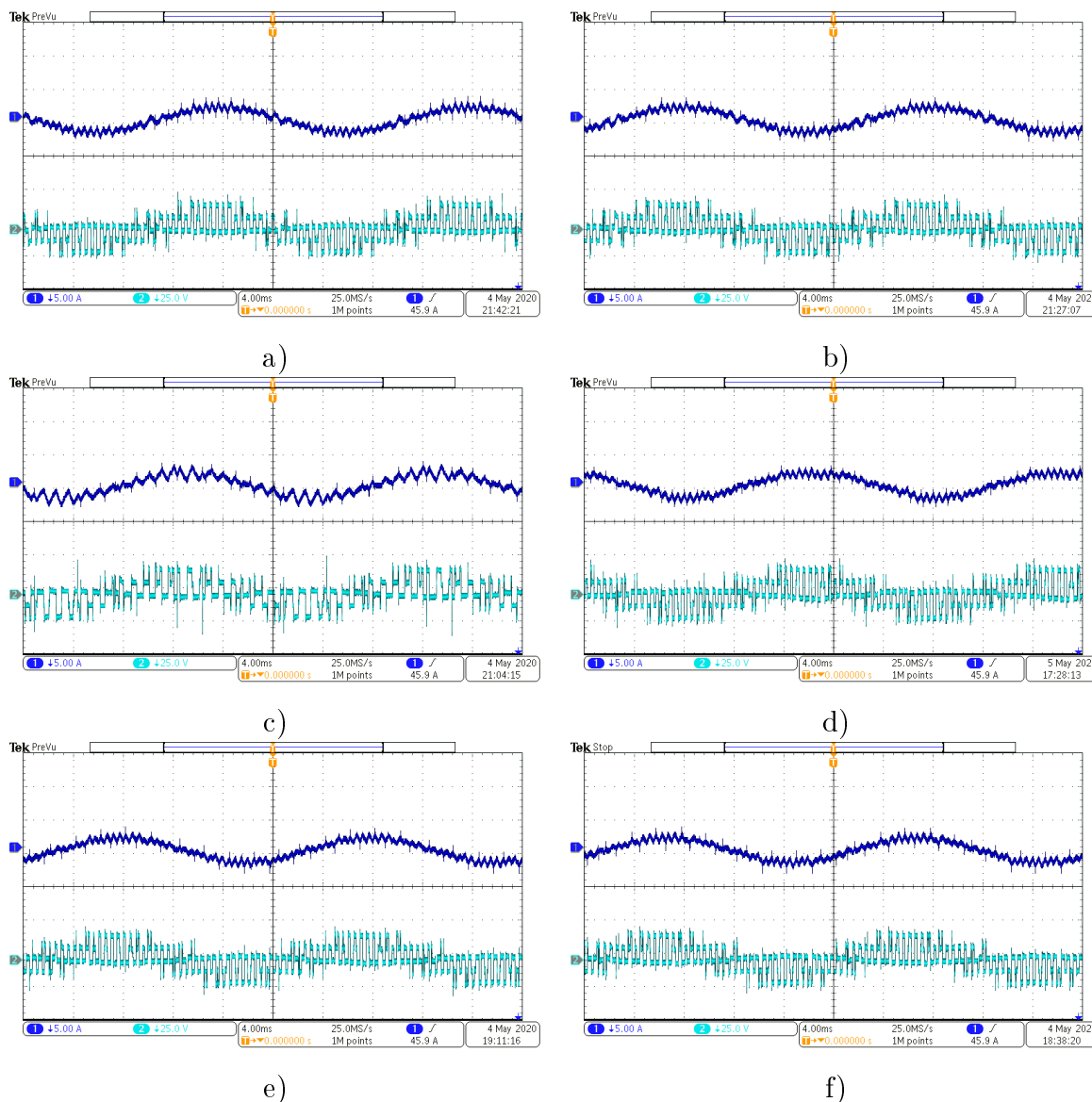
Obr. 87: Experimentální stanoviště.

### Režim výstupní frekvence 50 Hz:

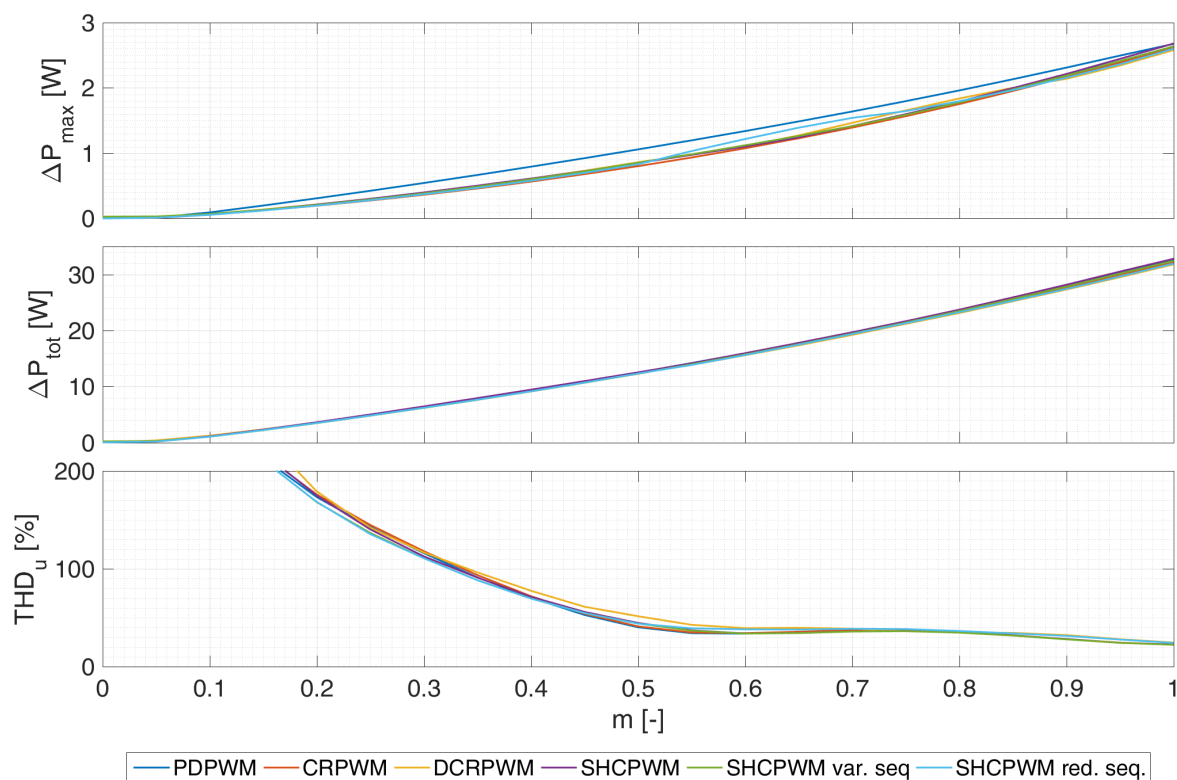
Měřené průběhy napětí (tyrkysová) a proudu (modrá) uvedených modulací bez POSS jsou zobrazeny na obr. 88. Tvar křivky napětí a křivky proudů je srovnatelný s výsledky získanými v simulacích. Stejně jako v simulacích je na obr. 90 zobrazena závislost  $\Delta P_{tot}$ ,  $\Delta P_{max}$  a  $THD_u$  na  $m$ . Graf  $\Delta P_{tot}$  ukazuje, že největší ztráty mají techniky, kde dochází častějšímu spínání. Nejhůře dopadla technika SHCPWM, kde dochází navíc k extra přepnutí při přechodu mezi regiony. Naopak nejlépe dopadly techniky, které mají omezený počet sepnutí během jedné modulační periody, tedy techniky DCRPWM a SHCPWM s redukovanou sekvencí. Nevýhodou těchto technik jsou oproti CRPWM a SHCPWM s variabilní sekvencí vyšší  $\Delta P_{max}$ . Pro názornost byly vybrány průběhy napětí a proudu při  $m = 0,9$  (obr. 88) a při  $m = 0,25$  (obr. 89). Je patrné, že snížená četnost spínání vede na vyšší zvlnění. U průběhů napětí a proudu technik CRPWM a SHCPWM s variabilní sekvencí lze naopak pozorovat, že zavedené modifikace vyrovnávající ztráty nemají vliv na tvar průběhů napětí a proudu. Tomu odpovídá  $THD_u$ , které je srovnatelné u modulací PDPWM, CRPWM, SHCPWM, SHCPWM s variabilní sekvencí. Nejvyšší činitel  $THD_u$  je u DCRPWM, kde jsou v nízkých hloubkách modulace v průběhu jedné modulační periody spínány pouze dvě tranzistorové dvojice.



Obr. 88: Měřené průběhy napětí (tyrkysová), proudu (modrá) na laboratorním prototypu měniče s  $RL$  zátěží při  $f_{out} = 50\text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000\text{ Hz}$ ,  $R = 3\ \Omega$ ,  $L = 2\text{ mH}$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 30\text{ V}$  u a) PDPWM, b) CRPWM, c) DCRPWM, d) SHCPWM, e) SHCPWM s variabilní sekvencí a f) SHCPWM s redukovanou sekvencí.



Obr. 89: Měřené průběhy napětí (tyrkysová), proudu (modrá) na laboratorním prototypu měniče s  $RL$  zátěží při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,25$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 3 \Omega$ ,  $L = 2 \text{ mH}$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 30 \text{ V}$  u a) PDPWM, b) CRPWM, c) DCRPWM, d) SHCPWM, e) SHCPWM s variabilní sekvencí a f) SHCPWM s redukovanou sekvencí.

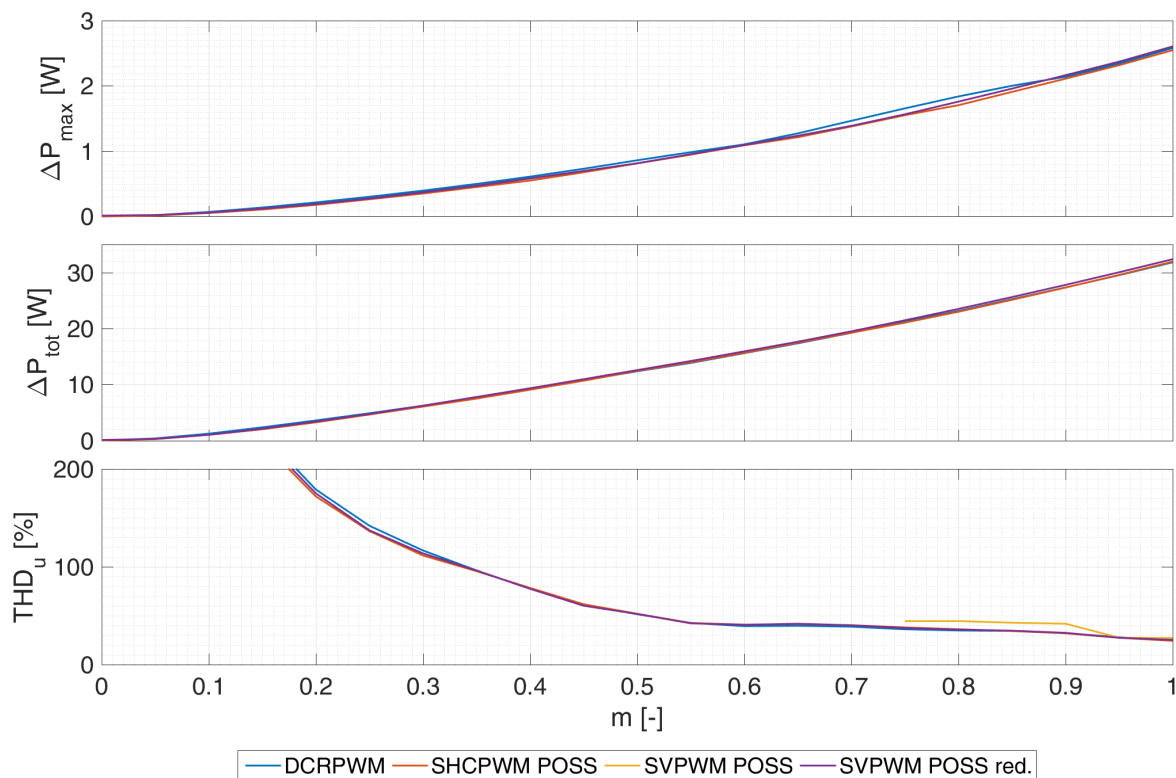


Obr. 90: Měření závislost  $\Delta P_{max}$ ,  $\Delta P_{tot}$  a  $THD_u$  na  $m$  pro jednotlivé modulační techniky.

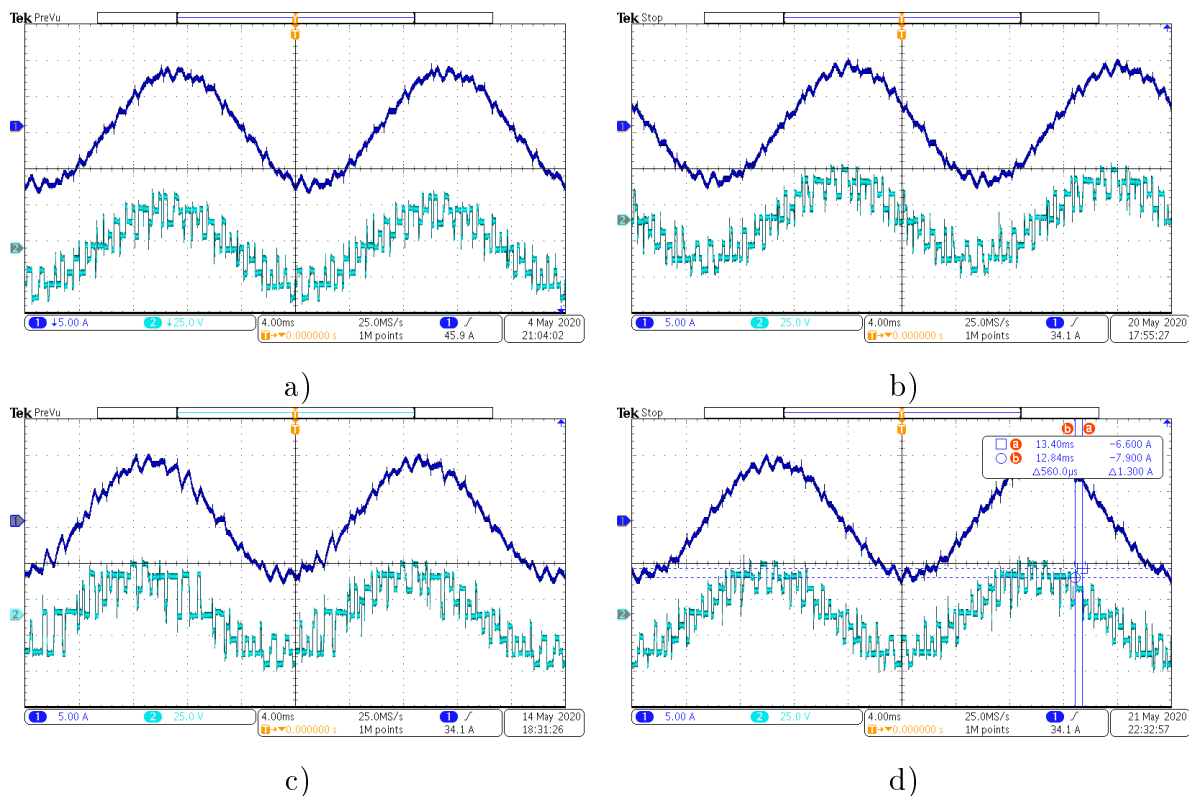
Měřená závislost  $\Delta P_{max}$ ,  $\Delta P_{tot}$  a  $THD_u$  při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$  je pro jednotlivé modulační techniky s POSS zobrazena na obr. 91. Pro srovnání jsou v jednotlivých grafech také zobrazeny uvedené závislosti i pro DCRPWM. Kvůli vysoké výpočetní náročnosti SVPWM s POSS v nižších hloubkách modulace, kde je k dispozici více spínacích sekvencí, bylo vyšetření závislosti na hloubce modulace u této techniky omezeno na interval od 0,75 do 1. S ohledem na nízký podíl spínacích ztrát na celkových ztrátách vychází  $\Delta P_{tot}$  pro všechny vyšetřované techniky přibližně stejně. Výhodně se však jeví rozložení ztrát mezi jednotlivé prvky, kde se u technik s POSS podařilo snížit  $\Delta P_{max}$ . Z hlediska  $THD_u$  jsou algoritmy SHCPWM s POSS a SVPWM s POSS s redukováným počtem sekvencí srovnatelné s algoritmem DCRPWM. Znatelného zhoršení bylo dosaženo pouze u algoritmu SVPWM s POSS.

Měřené průběhy napětí a proudu při  $m = 0,9$  jsou zobrazeny na obr. 92. Průběhy napětí a proudu technik SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí a SHCPWM s POSS jsou z hlediska zvlnění podobné průběhům techniky DCRPWM. Z hlediska zvlnění je znatelně horší SVPWM s POSS. Zvlnění u této techniky je dáno tím, že tvorba spínací sekvence není limitována na spínací kombinace tří nejbližších vektorů.

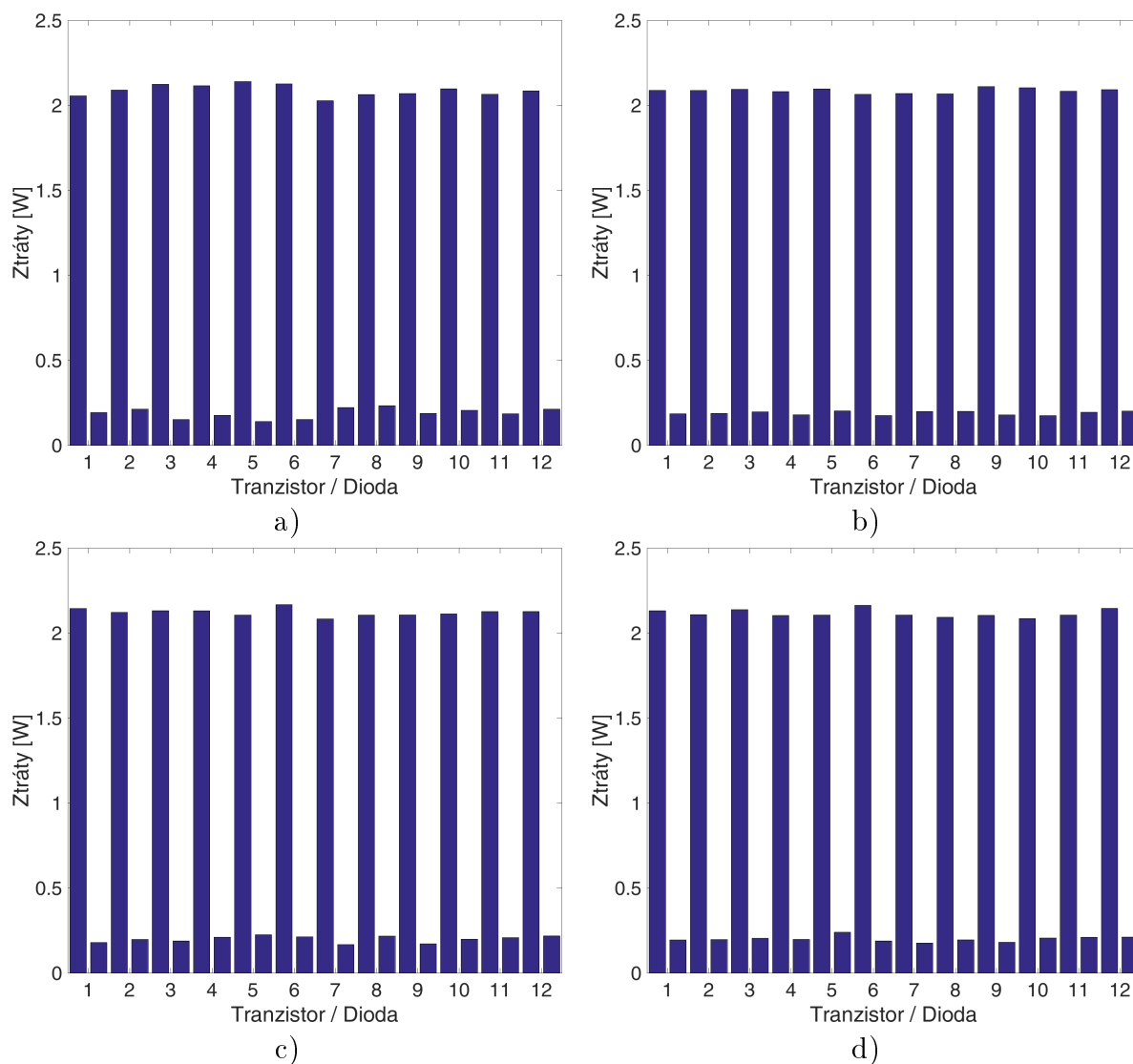
Dále byla u této hloubky modulace na obr. 93 provedena analýza rozložení ztrát mezi jednotlivé prvky měniče. Zde si oproti DCRPWM lépe vedou navržené modulační techniky s POSS, které mají vyrovnanější ztráty jednotlivých prvků.



Obr. 91: Měřená závislost  $\Delta P_{max}$ ,  $\Delta P_{tot}$  a  $THD_u$  na  $m$  pro jednotlivé modulační techniky.



Obr. 92: Měřené průběhy napětí proudu při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 3 \Omega$ ,  $L = 3 \text{ mH}$ ,  $\lambda_S = \lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 30 \text{ V}$  u a) DCRPWM, b) SHCPWM s POSS, c) SVPWM s POSS, d) SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí.

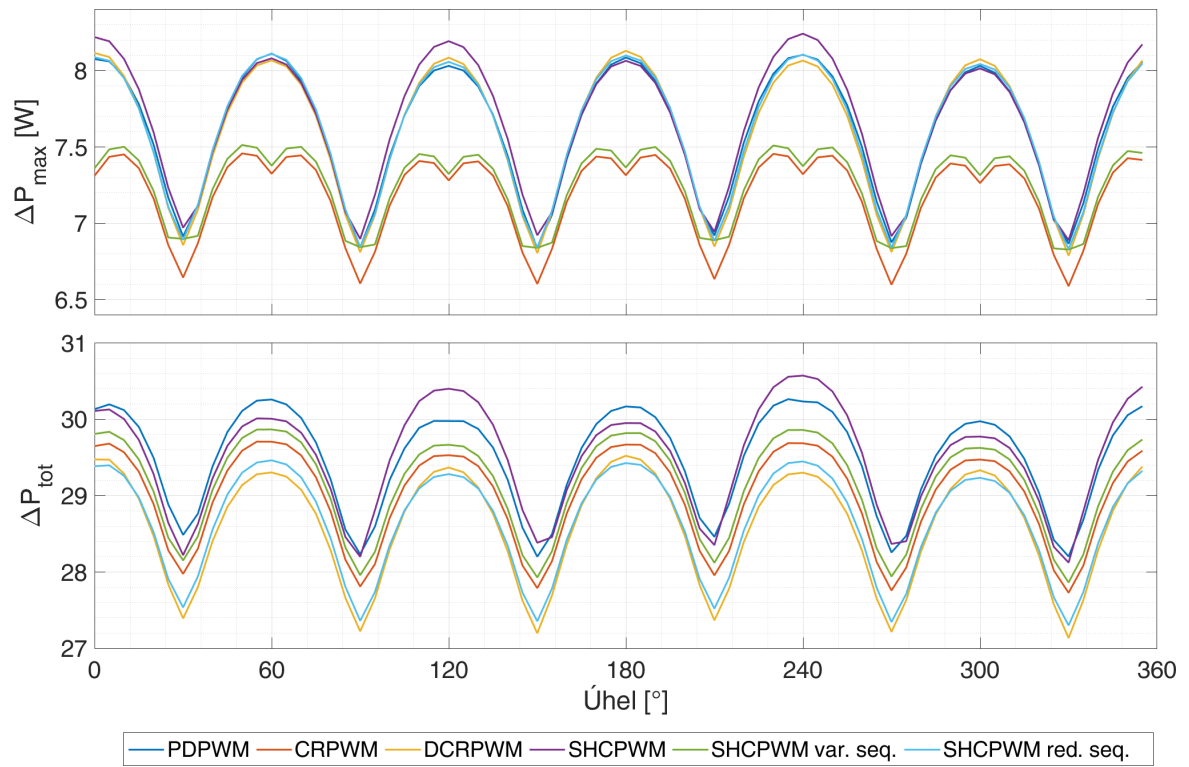


Obr. 93: Měření rozložení ztrát mezi jednotlivé IGBT při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 3 \Omega$ ,  $L = 3 \text{ mH}$ ,  $\lambda_S = \lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 30 \text{ V}$  u a) DCRPWM, b) SHCPWM s POSS, c) SVPWM s POSS, d) SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí.

**Režim nulové výstupní frekvence:** Měřená závislost  $\Delta P_{max}$  a  $\Delta P_{tot}$  na úhlu požadovaného referenčního vektoru je zobrazena na obr. 94. Velikost ztrát pro jednotlivé úhly se liší v závislosti okamžité hodnoty proudu na úhlu referenčního vektoru. Z hlediska celkových ztrát jsou nejlepší modulační techniky DCRPWM a SHCPWM s redukovanou sekvencí, u kterých je potlačeno spínání prvků ve fázi s největším proudem. Naopak z hlediska ztrát nejvíce zatíženého prvku si nejlépe vedou techniky CRPWM a SHCPWM s variabilní sekvencí. To je zde oproti simulacím dáno výrazně vyššími vodivostními ztrátami oproti spínacím.

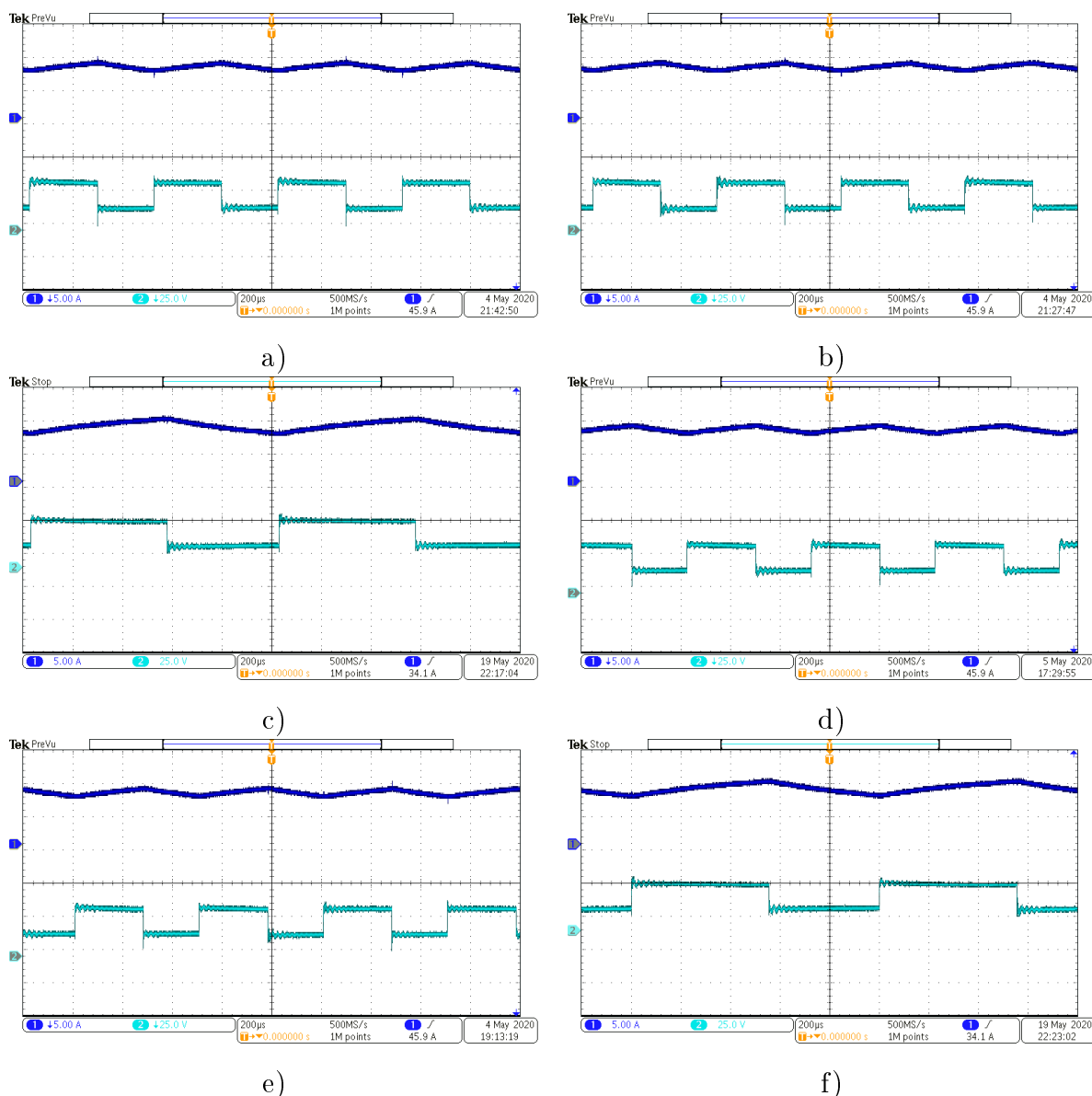
Detailní průběhy napětí a proudu při nulovém úhlu referenčního vektoru pro jednotlivé modulační techniky jsou zobrazeny na obr. 95. Stejně jako v simulacích je zde největší zvlnění proudu u DCRPWM a SHCPWM s redukovanou sekvencí, které potlačují spí-

nání prvků ve fázích s největší proudem.



Obr. 94: Měřená závislost  $\Delta P_{\text{tot}}$  a  $\Delta P_{\max}$  na úhlu referenčního vektoru pro jednotlivé modulační techniky.

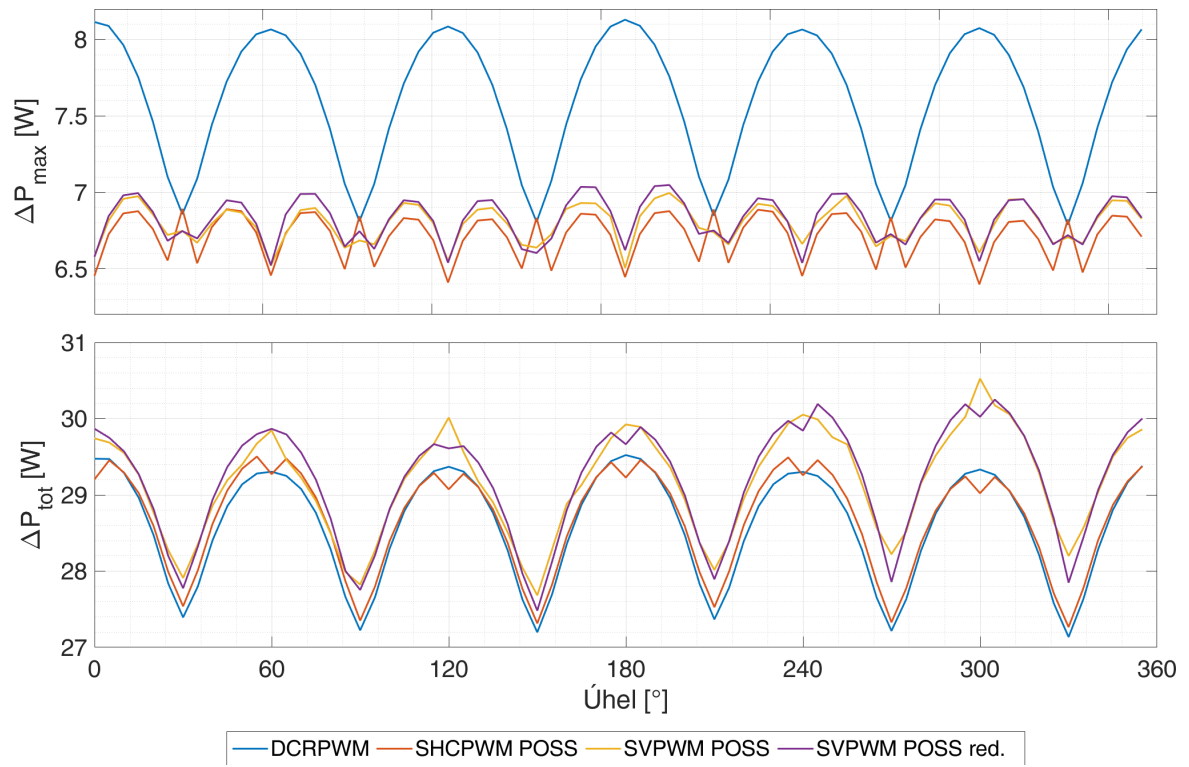




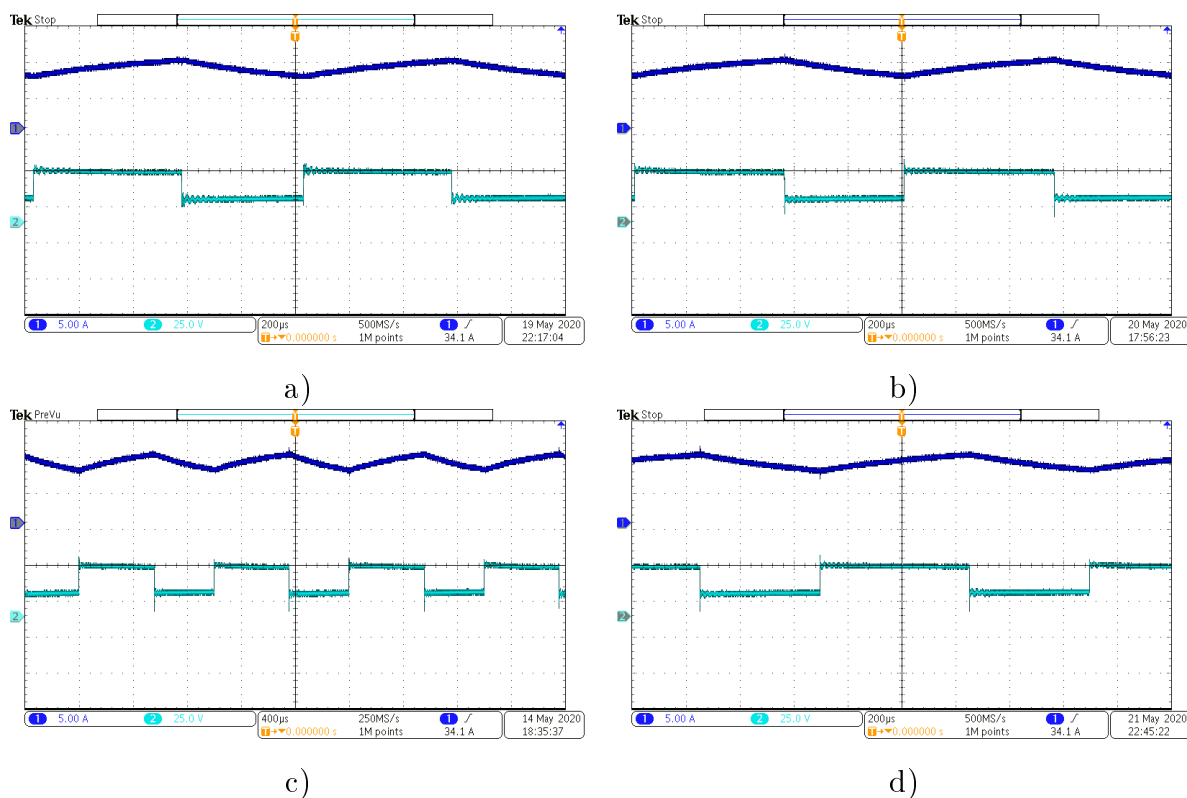
Obr. 95: Měření průběhy napětí (tyrkysová), proudu (modrá) na laboratorním prototypu měniče s  $RL$  zátěží při nulovém úhlu referenčního vektoru,  $f_{out} = 0 \text{ Hz}$ ,  $m = 0,9$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 3 \Omega$ ,  $L = 2 \text{ mH}$  a  $U_{dc1} = U_{dc2} = 30 \text{ V}$  u a) PDPWM, b) CR-PWM, c) DCRPWM, d) SHCPWM, e) SHCPWM s variabilní sekvencí a f) SHCPWM s variabilní sekvencí.

Analýza závislosti  $\Delta P_{tot}$  a  $\Delta P_{max}$  pro jednotlivé modulační techniky s POSS a DCR-PWM na úhlu referenčního vektoru je zobrazena na obr. 96. Oproti DCRPWM a ostatním modulačním technikám, jejichž závislost  $\Delta P_{max}$  a  $\Delta P_{tot}$  je zobrazena na obr. 94, mají techniky s POSS znatelně lepší rozložení ztrát mezi jednotlivé polovodičové prvky. Oproti DCRPWM jsou ztráty nejvíce zatíženého tranzistoru nižší až o  $1,5 \text{ W}$ . Nevýhodou jsou o  $1 \text{ W}$  větší celkové ztráty. V případě SHCPWM s POSS se daří tyto ztráty vlivem preselektce snížit na úroveň DCRPWM. Pro analýzu průběhů byl vybrán referenční vektor s úhlem nula stupňů. Průběhy napětí a proudu pro tento úhel jsou zobrazeny na obr. 97. Je patrné, že vylepšené vyvážení ztrát mezi jednotlivé prvky

nemá vliv na průběh napětí a proudu.



Obr. 96: Měřená závislost  $\Delta P_{max}$  a  $\Delta P_{tot}$  na úhlu zvoleného referenčního vektoru.



Obr. 97: Měřené průběhy napětí (tyrkysová) a proudu (modrá) u a) DCRPWM, b) SHCPWM s POSS, c) SVPWM s POSS, d) SVPWM s POSS s redukovanou sekvencí při nulovém úhlu referenčního vektoru při  $\phi = 0^\circ$ ,  $m = 0,25$ ,  $f_{pwm} = 1000 \text{ Hz}$ ,  $R = 3 \Omega$ ,  $L = 2 \text{ mH}$ ,  $U_{dc1} = U_{dc2} = 30 \text{ V}$ ,  $\lambda_S = [1; 1; \dots; 1; 1]$  a  $\lambda_D = [1; 1; \dots; 1; 1]$ .

## 6.7 Dílčí závěr

V této kapitole byl popsán návrh základních typů modulačních algoritmů vhodných pro řízení duálního měniče během provozní stavu při  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$  a návrh pokročilých modulačních algoritmů využívajících principů prediktivního řízení. Základní algoritmy byly modifikovány zejména s ohledem na rozložení ztrát mezi jednotlivé tranzistory a zároveň byly optimalizovány z hlediska snížení celkových ztrát v měniči.

Mezi výhody navržených algoritmů CRPWM, SHCPWM s variabilní sekvencí, DCRPWM a SHCPWM s redukovanou sekvencí oproti konvenčním algoritmům PD-PWM a SHCPWM patří:

- Snížení počtu sepnutí polovodičových prvků, a tím menší  $\Delta P_{tot}$ , a to zejména u algoritmů SHCPWM s redukovanou sekvencí a DCRPWM, kde snížení dosahuje až 20 %.
- Vlivem lepšího rozložení ztrát polovodičových prvků je dosaženo až o 30 % menšího  $\Delta P_{max}$ .

Naopak nevýhodou navrhovaného algoritmu DCRPWM je oproti konvenčním algoritmům zvětšená netočivá složka rostoucí s klesající hloubkou modulace a větší zkres-

lení průběhu napětí a proudu zátěže. Kompromis mezi velikostí netočivé složky a  $\Delta P_{tot}$  nabízí algoritmus SHCPWM s redukovanou sekvencí, kde je za cenu větších ztrát v nízkých hloubkách modulace potlačena netočivá složka.

Modulační algoritmy využívající principů prediktivního řízení se ukázaly jako výhodné zejména v mezních provozních stavech (velmi nízké výstupní frekvence). Tyto algoritmy vyhodnocují zatížení jednotlivých polovodičových prvků a upravují spínací sekvenci během provozu měniče tak, aby byly ztráty nejvíce zatížených výkonových polovodičových prvků přesunuty na méně zatížené prvky. Kromě mezních stavů byla schopnost těchto algoritmů snižovat  $\Delta P_{max}$  a  $\Delta P_{tot}$  prokázána také pro běžné provozní stavy, kde oproti algoritmům, které principů prediktivního řízení nepoužívají, dosahují až o 10 % menších  $\Delta P_{tot}$  a o 17 % menších  $\Delta P_{max}$ .

Správná funkce popisovaných modulačních algoritmů byla ověřena sérií simulací a experimentálními testy. Jednotlivé algoritmy byly implementovány v mikroprocesorovém řídicím systému s procesorem TMS320F28335 a FPGA Cyclon III.

## 7 Řízení proudu duálního měniče

Navržený algoritmus je založen na prediktivním řízení s omezenou množinou akčních zásahů. Úkolem navrženého algoritmu je řídit proud, omezit spínací frekvenci tranzistorů a navíc zajistit rovnoměrné rozložení počtu sepnutí jednotlivých tranzistorů měniče. To je zajištěno pomocí penalizace hodnoty exponenciálních filtrů použitých pro aproximaci spínací frekvence jednotlivých tranzistorů. Pro srovnání s navrhovaným prediktivním řízením bylo v této kapitole navrženo také řízení proudu s proporcionálně sumačními regulátory a PWM, prediktivní řízení s omezenou množinou akčních zásahů (FCS-MPC) a FCS-MPC s omezením spínací frekvence pomocí penalizace sepnutí [24].

### 7.1 Řízení s proporcionálně sumačním regulátorem a PWM

Schéma řízení je uvedeno na obr. 98. Pro řízení proudu je nutné k PWM modulátoru přidat nadřazenou regulaci řídicí velikost a úhel výstupního napěťového vektoru.

Jednotlivé veličiny jsou transformovány do rotujícího souřadného systému svázaného s vektorem požadovaného proudu s úhlem závislým na čísle kroku a výstupní frekvenci ( $f_{out}$ )

$$\phi_k = \sum_{l=1}^k \{2 \cdot \pi \cdot f_{out} \cdot \Delta k\}, \quad (228)$$

kde  $\Delta k$  je délka kroku. Díky tomu je složka požadovaného vektoru proudu svázaná s podélnou osou virtuálního souřadného systému, takže pro příčnou složku ( $q$ ) požadovaného proudového vektoru platí  $i_{q,k}^* = 0$  a pro podélnou složku ( $d$ ) platí  $i_{d,k}^* = |i_k^*|$ , kde  $|i_k^*|$  je amplituda požadovaného proudu. Ve výkonovém obvodu je měřen proud zátěže, který lze převést do rotujícího souřadného systému pomocí rovnic (11) a (12). Vektor požadovaného napětí je složen ze dvou částí. První část je určena PS regulátorem

$$\begin{aligned} u_{d1,k}^* &= k_p \cdot (i_{d,k}^* - i_{d,k}) + k_I \cdot \sum_{l=1}^{k-1} (i_{d,l}^* - i_{d,l}), \\ u_{q1,k}^* &= k_p \cdot (-i_{q,k}) + k_I \cdot \sum_{l=1}^{k-1} (i_{q,l}^* - i_{q,l}), \end{aligned} \quad (229)$$

kde  $k_p$  je konstanta proporčního zesílení regulátoru a  $k_I$  je integrační konstanta regulátoru,  $i_d$ ,  $i_q$  je  $d$ -složka, respektive  $q$ -složka vektoru proudu zátěže v rotujícím souřadném systému svázaném s vektorem požadovaného proudu. Pro zlepšení kvality regulace je struktura doplněna dopřednou vazbou, která je daná rovnicí pro ustálený stav

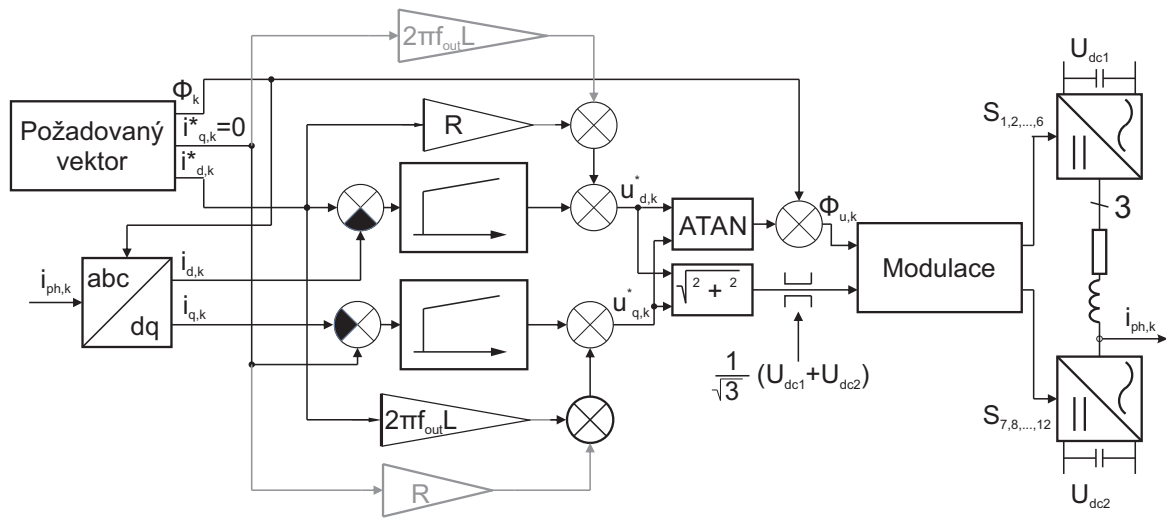
$$\begin{aligned} u_{d2,k}^* &= R \cdot i_{d,k}^* \\ u_{q2,k}^* &= 2\pi \cdot f_{out} \cdot L \cdot i_{d,k}^* \end{aligned} \quad (230)$$

kde  $i_{d,k}^*$ ,  $i_{q,k}^*$  jsou žádané složky proudového vektoru v kroku  $k$ ,  $f_{out}$  je žádaná výstupní frekvence<sup>8</sup>. Složky požadovaného vektoru napětí jsou dány součtem obou částí

$$\begin{aligned} u_{d,k}^* &= u_{d1,k}^* + u_{d2,k}^* \\ u_{q,k}^* &= u_{q1,k}^* + u_{q2,k}^*. \end{aligned} \quad (231)$$

Výsledný úhel požadovaného vektoru napětí v kroku  $k$  je určen

$$\phi_{u,k} = \phi_k + \arctan \frac{u_{q,k}^*}{u_{d,k}^*}. \quad (232)$$



Obr. 98: Regulační struktura řízení proudu  $RL$  zátěže pomocí PWM a PS regulátoru.

## 7.2 Prediktivní řízení s omezenou množinou akčních zásahů

Prediktivní řízení s omezenou množinou akčních zásahů (FCS-MPC) je založeno na matematickém modelu řízeného systému. Pomocí matematického modelu se provádí predikce stavových proměnných pro danou množinu vstupů. To vede za určitých podmínek oproti PS regulátoru, kde je hodnota na vstupu určena na základě stavu řízeného systému v předchozích krocích, na lepší dynamiku a stabilitu systému [24].

Stavový model lineárního systému lze zapsat soustavou rovnic

$$\bar{x}_{k+1} = \mathbf{A}\bar{x}_k + \mathbf{B}\bar{u}_k \quad (233)$$

$$\bar{y}_k = \mathbf{C}\bar{x}_k + \mathbf{D}\bar{u}_k, \quad (234)$$

kde  $\bar{x}_{k+1}$  je stav řízeného systému v kroku  $k + 1$ ,  $\bar{x}_k$  je vektor stavů řízeného systému v kroku  $k$ ,  $\bar{u}_k$  je vektor vstupů v kroku  $k$ ,  $\mathbf{A}$  je stavová matice,  $\mathbf{B}$  je vstupní matice,  $\mathbf{C}$

<sup>8</sup>Pokud  $i_{q,k}^* \neq 0$ , je pro něj nutné také uvažovat dopřednou vazbu. Ta je vyznačena šedivě na obr. 98.

je výstupní matice,  $\mathbf{D}$  je převodní matice [24]. Typ prediktivního řízení se může lišit v závislosti na množině vstupů  $U$ . Ta může být spojitá nebo konečná. V případě spojitě množiny vstupů lze v daném rozsahu volit libovolný vektor. V případě konečné množiny vstupů je k dispozici pouze omezený počet akčních zásahů, například u výkonových měničů lze volit pouze mezi dosažitelnými napěťovými vektory, tento typ řízení bývá označován jako prediktivní řízení s omezenou množinou akčních zásahů (FCS-MPC).

Chování systému lze ovlivnit výběrem vhodného vektoru vstupů  $\bar{u}_k$ . Výběr optimálního vstupního vektoru je dán řešením minimalizace ztrátové funkce. Ta se volí dle požadovaných kritérií. Příklad ztrátové funkce může být penalizace součtu kvadrátu odchylky stavových veličin od požadovaných a kvadrátu odchylky vstupního vektoru od požadovaného vstupního vektoru

$$g_k = (\bar{x}_{k+1} - \bar{x}_{k+1}^*)^T \mathbf{Q} (\bar{x}_{k+1} - \bar{x}_{k+1}^*) + (\bar{u}_k - \bar{u}_k^*)^T \mathbf{R} (\bar{u}_k - \bar{u}_k^*), \quad (235)$$

kde  $\bar{x}_{k+1}^*$  je požadovaná hodnota stavového vektoru v následujícím kroku  $k + 1$ ,  $\bar{u}_k^*$  je požadovaná hodnota vektoru vstupů v kroku  $k$ ,  $\mathbf{Q}$  je matice penalizace kvadrátu odchylky stavového vektoru od požadovaného stavového vektoru,  $\mathbf{R}$  je matice penalizace kvadrátu odchylky vektoru vstupů od požadovaného vektoru vstupů. Optimální vstupní vektor je ten, který má nejmenší hodnotu ztrátové funkce

$$u_k^{\text{opt}} = \arg \min_{\bar{u}_k \in U} \{g_k(\bar{x}_{k+1}, \bar{u}_k, \bar{x}_{k+1}^*, \bar{u}_k^*)\}. \quad (236)$$

### 7.2.1 FCS-MPC u duálního měniče

Hlavním řídicím kritériem u duálního měniče často bývá kvadrát odchylky aktuálního proudu od proudu požadovaného. Vývojový diagram algoritmu minimalizující toto kritérium je zobrazen na obr. 99. Algoritmus začíná kompenzací dopravního zpoždění. Dopravní zpoždění je dáno intervalem mezi okamžikem měření proudu a okamžikem aplikováním vyhodnoceného optimálního stavu sepnutí. Velikost intervalu je rovna periodě vzorkování  $T_s$ . Kompenzace dopravního zpoždění je provedena pomocí jedнокrokové predikce proudu:

$$i_{ph,k} = i_{ph,k-1} + \frac{u_{ph,k-1} - Ri_{ph,k-1}}{L} \Delta k, \quad (237)$$

kde  $i_{ph,k-1}$  je měřený proud fáze  $ph$ ,  $u_{ph,k-1}$  je napětí ve fázi  $ph$  dané aktivní spínací kombinací,  $R$  je odpor zátěže,  $L$  je indukčnost zátěže a  $\Delta k$  je perioda vzorkování. Pro každou spínací kombinaci je určena ztrátová funkce. Počet vyšetřovaných kombinací lze redukovat vyřazením redundantních spínacích kombinací se stejnými napěťovými poměry na zátěži. Dohromady lze u duálního měniče volit z 19 možností napěťových

poměrů na zátěži (z 19 nezávislých vektorů). Pro určení optimální spínací kombinace je nejprve u každé vyšetřované kombinace dle rovnice (8) provedena predikce proudů na základě elektrického modelu zátěže (8). Následně jsou predikované fázové proudy pomocí rovnic (9 – 12) převedeny na vektor v rotujícím souřadném systému, kde  $d$  osa je svázaná s vektorem požadovaného proudu. Poté lze určit hodnotu ztrátové funkce penalizující odchylku od požadovaného proudu dle rovnice:

$$g_{track} = (i_{d,k+1} - i_{d,k+1}^*)^2 + (i_{q,k+1} - i_{q,k+1}^*)^2, \quad (238)$$

kde  $i_d^*$  je požadovaná hodnota  $d$  – složky proudového vektoru a  $i_q^*$  je  $q$  složka požadovaného proudového vektoru. Pokud je optimální nezávislý vektor dosažitelný pomocí více spínacích kombinací, je vybrána jedna z nich tak, aby došlo k nejmenšímu počtu sepnutí prvků a aby v jednotlivých fázích byl vyrovnaný počet sepnutí. Pro zjednodušení algoritmu je zavedeno třístavové značení označující sepnutí jednotlivých prvků v pořadí ve fázích  $a, b, c$   $S'_k = [S_{a,k}, S_{b,k}, S_{c,k}]^T$ . Stav sepnutí nabývá tří hodnot:

- 1 – ve fázi  $ph$  je sepnut horní prvek měniče I a spodní prvek měniče II.
- 0 – ve fázi  $ph$  je sepnut horní prvek měniče I a horní prvek měniče II nebo spodní prvek měniče I a spodní prvek měniče II. Výběr jedné z těchto možností je proveden na základě toho jaká možnost byla vybrána při předešlém přechodu do stavu sepnutí 0. Pokud po předchozím přechodu byly v dané fázi sepnuty horní prvek měniče I a horní prvek měniče II, budou po následujícím přechodu sepnuty spodní prvky. Naopak, pokud po předchozím přechodu byly v dané fázi sepnuty spodní prvek měniče I a spodní prvek měniče II, budou po následujícím přechodu sepnuty horní prvky.
- -1 – ve fázi  $ph$  je sepnut spodní prvek měniče I a horní prvek měniče II.

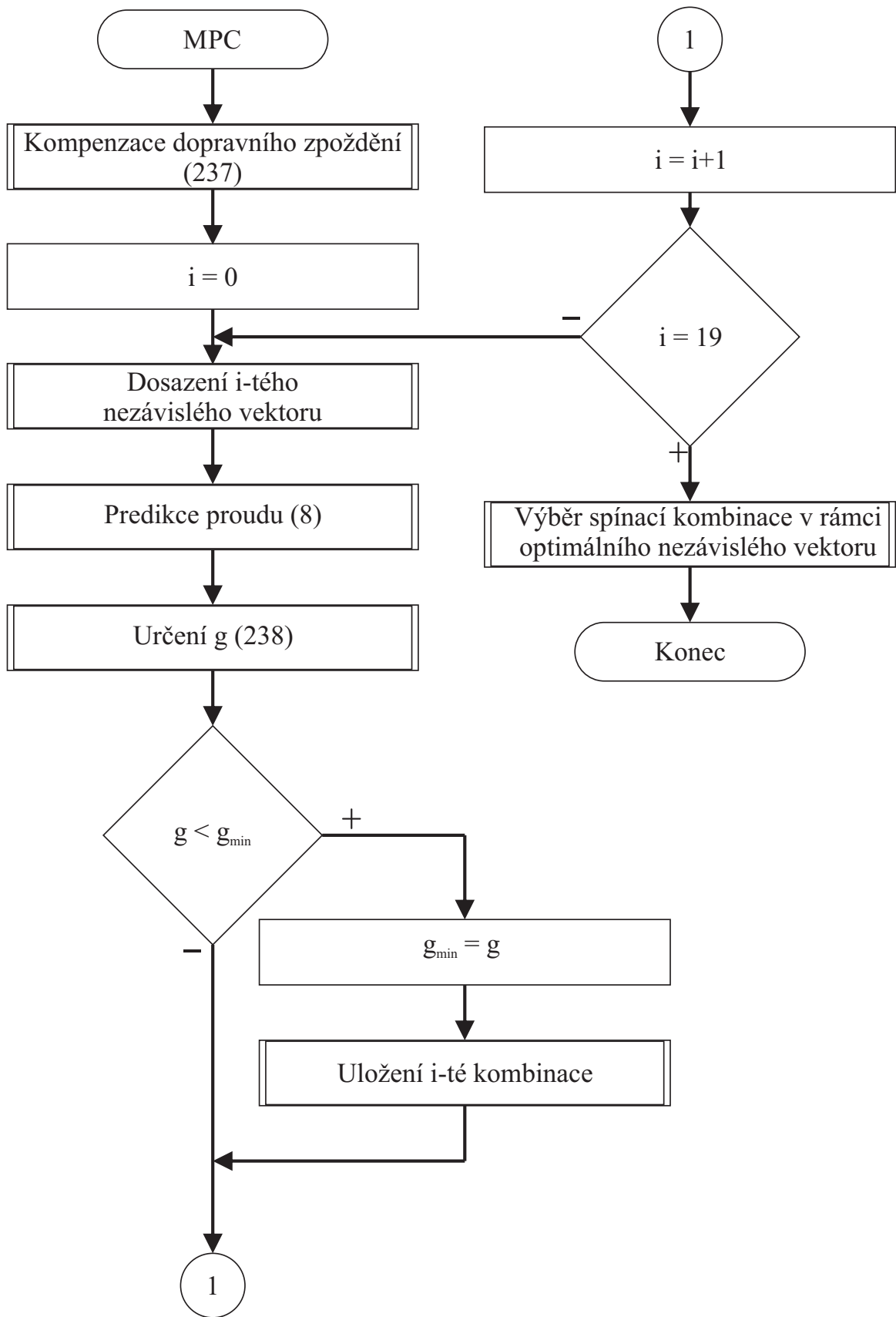
Dohromady je k dispozici 27 stavů sepnutí vyznačených na obr. 100. Pokud je možno dosáhnout optimální nezávislý vektor několika stavy sepnutí, je vybrán stav s nejmenší hodnotou kritéria penalizující kvadrát počtu sepnutí v jednotlivých fázích:

$$g_{sw} = [S_{a,k}, S_{b,k}, S_{c,k}] \cdot [S_{a,k}, S_{b,k}, S_{c,k}]^T. \quad (239)$$

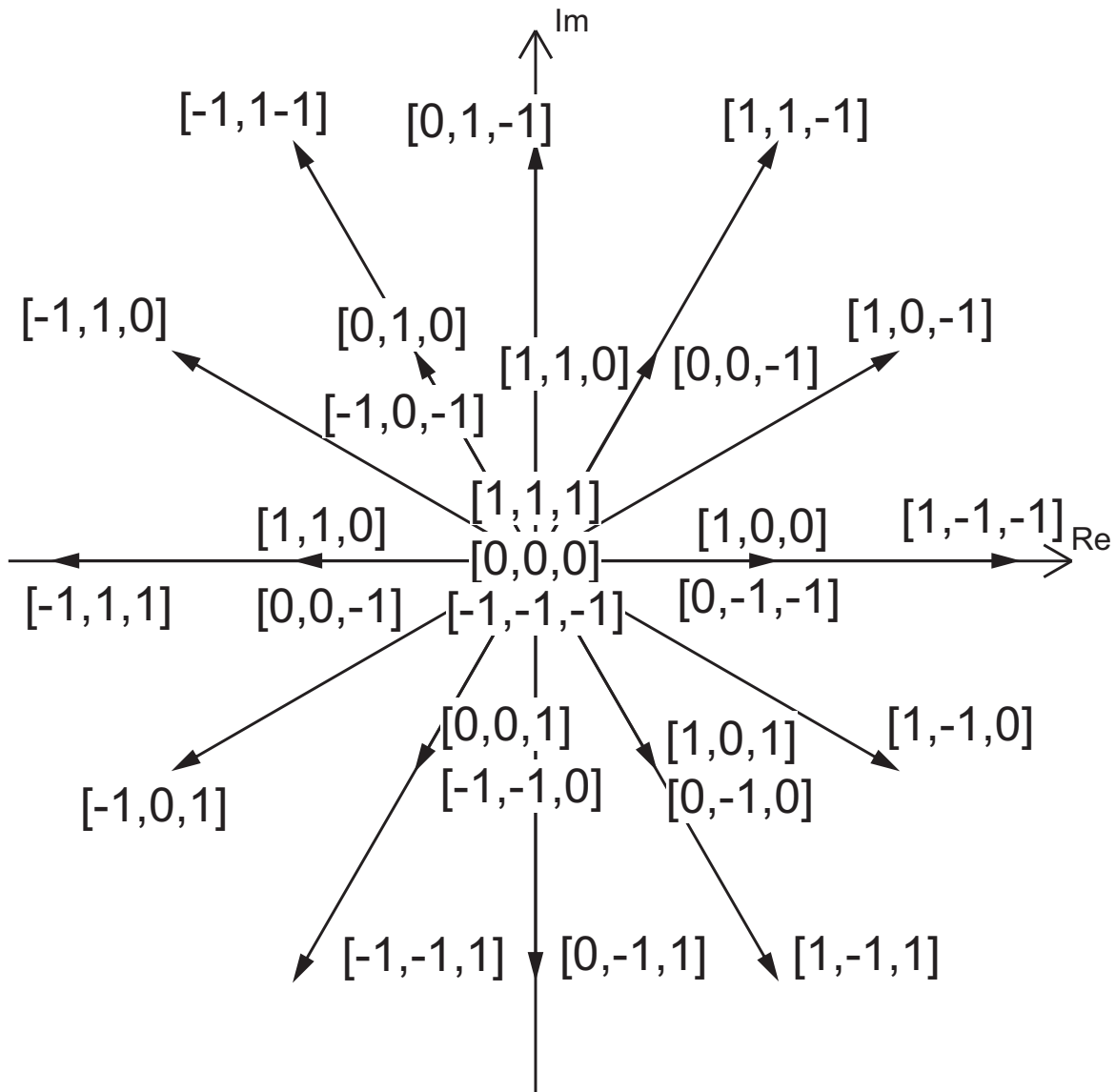
---

<sup>9</sup> $i_q^*$  je v případě rotačního souřadného systému s osou  $d$  svázanou s vektorem požadovaného proudu nulová.





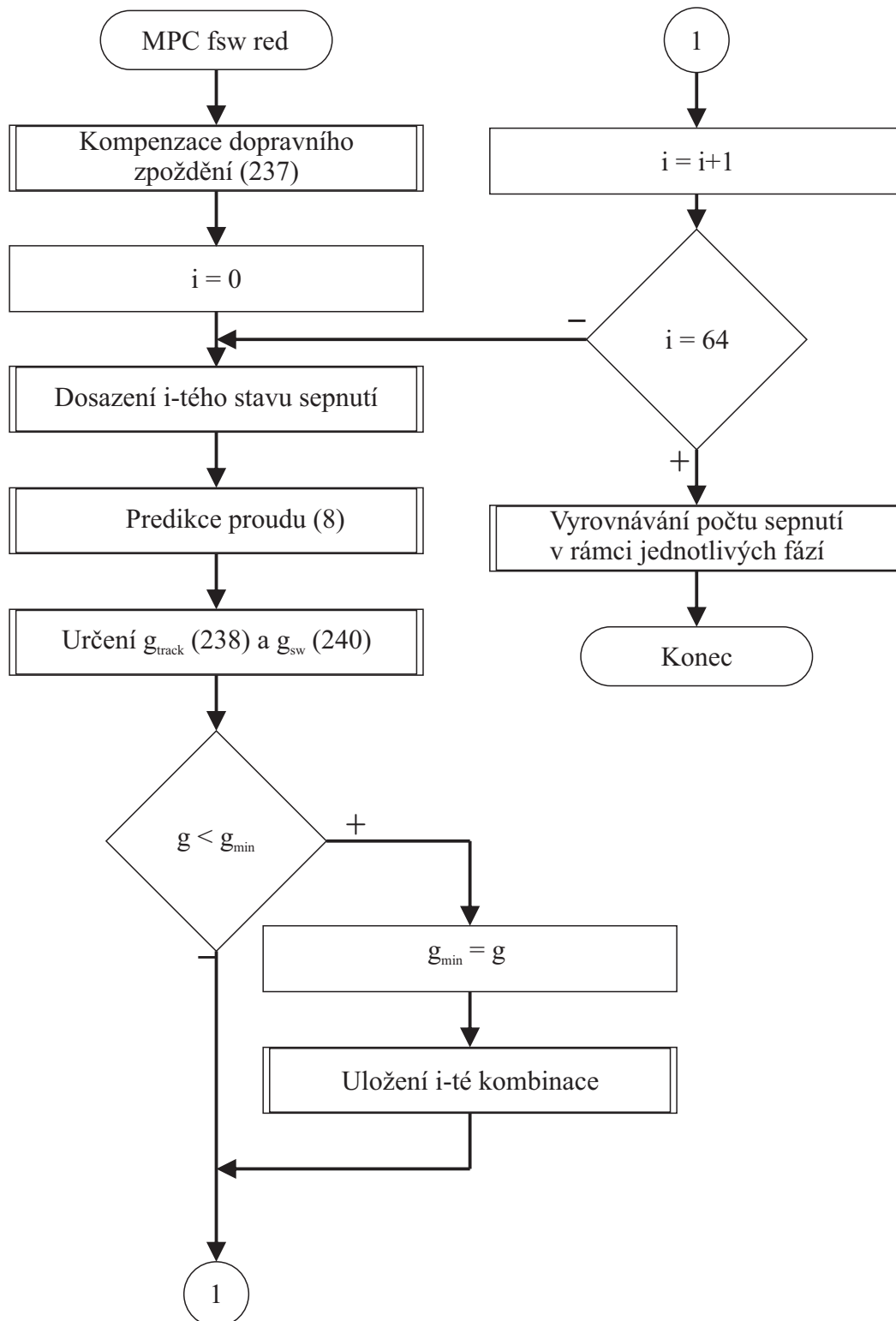
Obr. 99: Vývojový diagram algoritmu FCS-MPC.



Obr. 100: Stavy sepnutí duálního měniče popsané třístavovým značením 1, 0 – 1.

### 7.3 FCS-MPC s omezením spínací frekvence

Výhodou FCS-MPC je vysoká modularita při návrhu řízení. Kromě řízení proudu lze u duálního měniče pomocí MPC vhodnou definicí kritérií ztrátové funkce ovlivňovat řadu parametrů, jako příklad je uvedena modifikace ztrátové funkce pro snižování spínací frekvence, která může mít využití zejména u měničů velkého výkonu. Pro omezení spínací frekvence tranzistorů je možné do ztrátové funkce přidat část penalizující sepnutí. Vývojový diagram algoritmu je zobrazen na obr. 101.



Obr. 101: Vývojový diagram algoritmu FCS-MPC s omezením spínací frekvence.

Algoritmus začíná stejně jako FCS-MPC uvedené v podkapitole 7.2.1 kompenzací dopravního zpoždění pomocí jednokrokové predikce proudu (237). Po kompenzaci dopravního zpoždění algoritmus určuje u každého možného stavu sepnutí celkovou hodnotu ztrátové funkce. Nejprve začíná predikcí proudu (8), následuje určení  $g_{track}$  (238)

a penalizace počtu sepnutí  $g_{sw}$  [59]. Penalizace  $g_{sw}$  je realizována pomocí rovnice

$$g_{sw} = \left( \mathbf{S}'_k - \mathbf{S}'_{k-1} \right)^T \left( \mathbf{S}'_k - \mathbf{S}'_{k-1} \right), \quad (240)$$

kde  $\mathbf{S}'_k = [S_{a,k}; S_{b,k}; S_{c,k}]^T$  je stav sepnutí prvků v pořadí fází  $a, b, c$  v kroku  $k$  a  $\mathbf{S}'_{k-1}$  je stav sepnutí prvků v kroku  $k - 1$ . Stav sepnutí prvků ve fázi  $ph$  nabývá stejně jako u FCS-MPC (kap. 7.2.1) hodnot 1, 0,  $-1$ .

Konečný tvar ztrátové funkce je dán rovnicí

$$g = g_{track} + \lambda_{sw} \cdot g_{sw}. \quad (241)$$

Velikost spínací frekvence tranzistorů lze nastavit úpravou váhového koeficientu části penalizující počet sepnutí  $\lambda_{sw}$ . Pro řízení měniče je zvolena spínací kombinace s nejmenší hodnotou ztrátové funkce.

## 7.4 FCS-MPC s exponenciálním filtrem

Vylepšením navrhovaného řízení oproti FCS-MPC s omezením spínání uvedeném v kapitole 7.3 je schopnost vyrovnávat spínací frekvenci jednotlivých tranzistorů. To je realizováno pomocí exponenciálního filtru aproximujícího spínací frekvenci jednotlivých dvojic prvků. Vývojový diagram algoritmu zobrazený na obr. 101 je podobný vývojovému diagramu algoritmu FCS-MPC s omezením spínací frekvence. Oproti FCS-MPC s omezením spínací frekvence je rozdílná ztrátová funkce, která je počítána zvlášť pro všech 64 spínacích kombinací. Díky tomu může být spínací kombinace volena pouze pomocí ztrátové funkce. Rozdílný oproti FCS-MPC s omezením spínací frekvence je výpočet části ztrátové funkce ovlivňující spínání tranzistorů

$$g_{sw} = \sum_{x=1}^6 f_{swx,k+1}^2, \quad (242)$$

kde  $f_{sw,k+1}$  je aproximovaná spínací frekvence jednotlivých dvojic. Jednu dvojici představují dva tranzistory a dvě příslušné zpětné diody, které jsou na jednom měniči v jedné fázi. V případě fáze  $a$  měniče I jsou to tranzistory  $S_1$  a  $S_2$  a jejich příslušné zpětné diody. Aproximovaná spínací frekvence je určena ve stavovém modelu pomocí exponenciálního filtru prvního řádu dle rovnice

$$f_{swx,k+1} = \nu \cdot f_{swx,k} + \frac{1}{\Delta k} \cdot (1 - \nu) \cdot |S_{x,k} - S_{x,k-1}|, \quad (243)$$

kde  $f_{swx,k+1}$  je aproximovaná spínací frekvence v kroku  $k + 1$ ,  $f_{swx,k}$  je aproximovaná hodnota spínací frekvence v kroku  $k$ ,  $\nu$  je vyhlazovací koeficient filtru. Díky rozšíření stavového modelu a penalizací kvadrátu aproximované hodnoty spínací frekvence každé

dvojice lze kromě minimalizace četnosti sepnutí tranzistorů vyrovnávat jejich spínací frekvence. Lze odvodit, že minimum ztrátové funkce  $g_{sw}$  by nastalo, pokud by jednotlivé členy  $f_{swx,k+1}$  byly rovny nule. Nicméně v případě ztrátové funkce (241) je předpoklad nenulového počtu sepnutí tranzistorů

$$\sum_{x=1}^6 f_{swx,k+1} = c, \quad (244)$$

kde  $c$  značí celkový počet sepnutí všech tranzistorových dvojic. Minimum  $g_{sw}$  za podmínky (244) lze určit nalezením vázaného extrému<sup>10</sup> pomocí Lagrangeovy funkce [60]. Pro určení vázaného extrému je nejprve nutné upravit podmínku do tvaru:

$$h(f_{sw1,k+1}, f_{sw2,k+1}, \dots, f_{sw6,k+1}) = \sum_{x=1}^6 f_{swx,k+1} - c = 0. \quad (245)$$

Následně lze sestavit Lagrangeovu rovnici:

$$\rho(f_{sw1,k+1}, f_{sw2,k+1}, \dots, f_{sw6,k+1}, \mu) = \sum_{x=1}^6 f_{swx,k+1}^2 + \left( \sum_{x=1}^6 f_{swx,k+1} - c \right) \mu, \quad (246)$$

kde  $\mu$  je Lagrangeův multiplikátor. Dále lze vypočítat její parciální derivace podle jednotlivých  $f_{swx,k+1}$ :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \rho}{\partial f_{sw1,k+1}} &= 2 \cdot f_{sw1,k+1} + \mu \\ \frac{\partial \rho}{\partial f_{sw2,k+1}} &= 2 \cdot f_{sw2,k+1} + \mu \\ \frac{\partial \rho}{\partial f_{sw3,k+1}} &= 2 \cdot f_{sw3,k+1} + \mu \\ \frac{\partial \rho}{\partial f_{sw4,k+1}} &= 2 \cdot f_{sw4,k+1} + \mu \\ \frac{\partial \rho}{\partial f_{sw5,k+1}} &= 2 \cdot f_{sw5,k+1} + \mu \\ \frac{\partial \rho}{\partial f_{sw6,k+1}} &= 2 \cdot f_{sw6,k+1} + \mu. \end{aligned} \quad (247)$$

---

<sup>10</sup>Vázaný extrém je extrém nastávající ve vymezené oblasti definičních hodnot.

Pro určení bodu vázaného extrému, jsou nejprve rovnice (247) položeny do rovnosti k nule:

$$\begin{aligned}
 0 &= 2 \cdot f_{sw1,k+1} + \mu \\
 0 &= 2 \cdot f_{sw2,k+1} + \mu \\
 0 &= 2 \cdot f_{sw3,k+1} + \mu \\
 0 &= 2 \cdot f_{sw4,k+1} + \mu \\
 0 &= 2 \cdot f_{sw5,k+1} + \mu \\
 0 &= 2 \cdot f_{sw6,k+1} + \mu.
 \end{aligned} \tag{248}$$

Z těchto rovnic plyne vztah mezi jednotlivými  $f_{swx,k+1}$  a  $\mu$

$$f_{sw1,k+1} = f_{sw2,k+1} = \dots = f_{sw6,k+1} = -\frac{\mu}{2}. \tag{249}$$

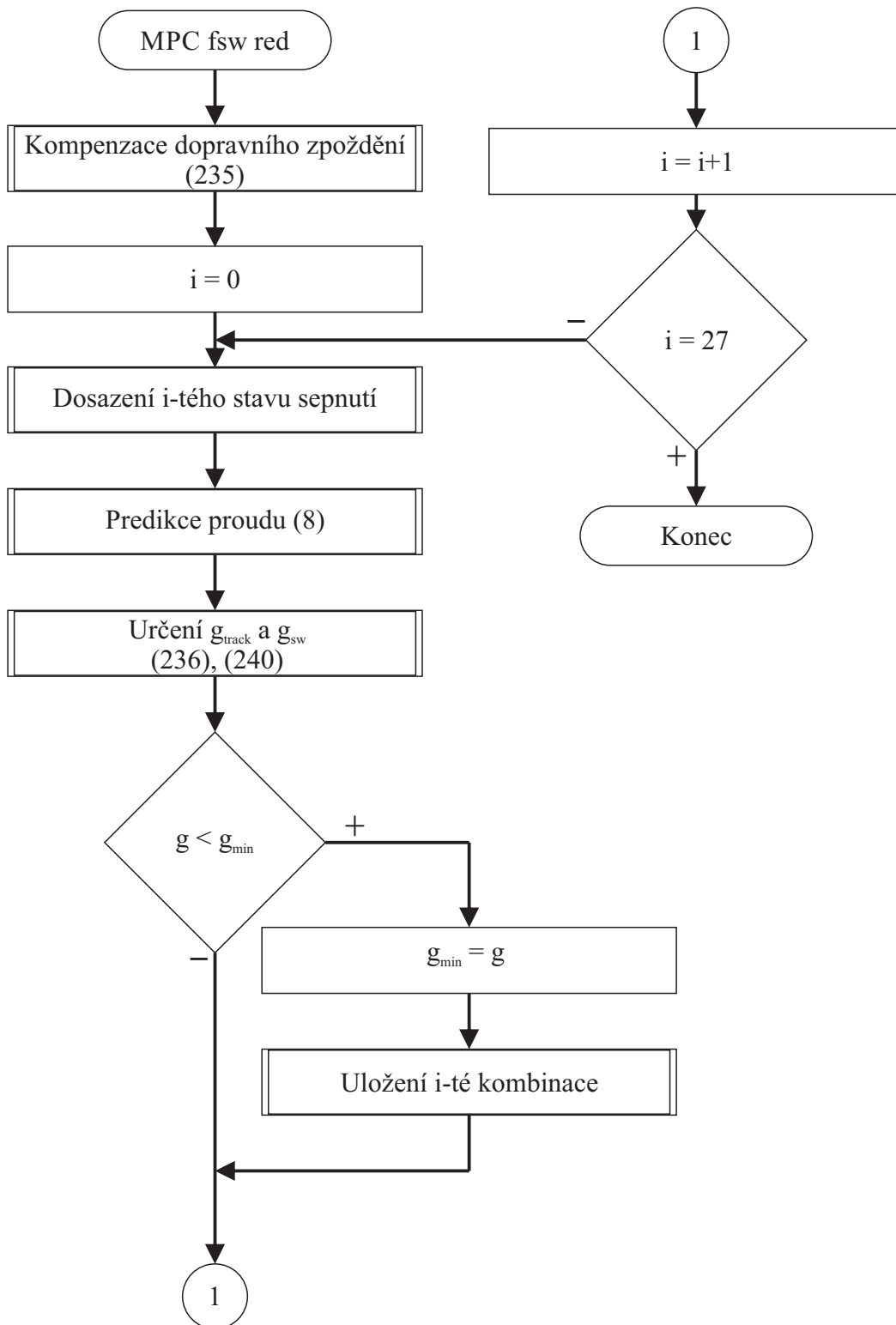
Velikost jednotlivých  $f_{swx,k+1}$  a  $\mu$  lze určit po dosazení (249) do (244) jako:

$$\begin{aligned}
 \mu &= -\frac{1}{3}c \\
 f_{sw1,k+1} &= \frac{c}{6} \\
 f_{sw2,k+1} &= \frac{c}{6} \\
 f_{sw3,k+1} &= \frac{c}{6} \\
 f_{sw4,k+1} &= \frac{c}{6} \\
 f_{sw5,k+1} &= \frac{c}{6} \\
 f_{sw6,k+1} &= \frac{c}{6}.
 \end{aligned} \tag{250}$$

Minimum nastává, pokud jsou si jednotlivé hodnoty aproximovaných frekvencí rovny

$$f_{sw1,k+1} = f_{sw2,k+1} = f_{sw3,k+1} = f_{sw4,k+1} = f_{sw5,k+1} = f_{sw6,k+1} = \frac{c}{6}.$$

Kromě minimalizace průměrné spínací frekvence prvků tak člen  $g_{sw}$  upravuje volbu spínací kombinace, tak aby bylo preferováno sepnutí dvojic s menší spínací frekvencí.



Obr. 102: Vývojový diagram algoritmu FCS-MPC s exponenciálním filtrem spínací frekvence.

## 7.5 Porovnání algoritmů řízení proudu

Jednotlivé algoritmy byly porovnány pomocí simulací a experimentálních testů. Pro simulace byl vybrán obvod s následujícími parametry:

$$\begin{aligned} L &= 4 \text{ mH}; & R &= 4 \Omega; \\ U_{dc1} = U_{dc2} &= 3000 \text{ V}; & I_m &= 850 \text{ A}. \end{aligned}$$

Pro experimentální testy byl použit obvod s následujícími parametry:

$$\begin{aligned} L &= 2 \text{ mH}; & R &= 3 \Omega \\ U_{dc1} = U_{dc2} &= 30 \text{ V}; & I_m &= 8 \text{ A}. \end{aligned}$$

Pro porovnání byly simulovány a testovány režim nulové výstupní frekvence ( $f_{out} = 0 \text{ Hz}$ ) a režim  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$ .

## 7.6 Simulace

Nejprve bylo provedeno u FCS-MPC s omezením spínací frekvence a FCS-MPC s exponenciálním filtrem určení koeficientu  $\lambda_{sw}$ , u FCS-MPC určení vzorkovací periody ( $\Delta k$ ) a u PS regulátoru s DCRPWM určení nosné frekvence PWM ( $f_{pwm}$ ) tak, aby byla průměrná spínací frekvence ( $f_{sw,avg}$ ) u jednotlivých algoritmů vyrovnána. Závislost  $THD_i$  na  $f_{sw,avg}$  pro různé hodnoty  $\lambda_{sw}$ ,  $\Delta k$  a  $f_{pwm}$  je vyšetřena na obr. 103. Činitel harmonického zkreslení proudu byl určen dle rovnice:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{b=2}^{50} I_{(b)}^2}}{I_{(1)}}, \quad (251)$$

kde  $I_{(b)}$  reprezentuje amplitudu  $b$ -té harmonické,  $I_{(1)}$  reprezentuje amplitudu základní harmonické proudu. Obdobně je na obr. 104 vyšetřena závislost  $THD_i$  na spínací frekvenci nejvíce spínaného prvku ( $f_{sw,max}$ ). Průběhy jednotlivých algoritmů FCS-MPC jsou srovnatelné. Jejich výhodou je oproti PS regulátoru s DCRPWM při stejné hodnotě  $f_{sw,avg}$  a  $f_{sw,max}$  menší  $THD_i$ . Na základě vyšetřené závislosti byly následně určeny hodnoty  $\lambda_{sw}$ ,  $\Delta k$  a  $f_{pwm}$  tak, aby  $f_{sw,avg}$  byla přibližně rovna  $300 \text{ Hz}$ :

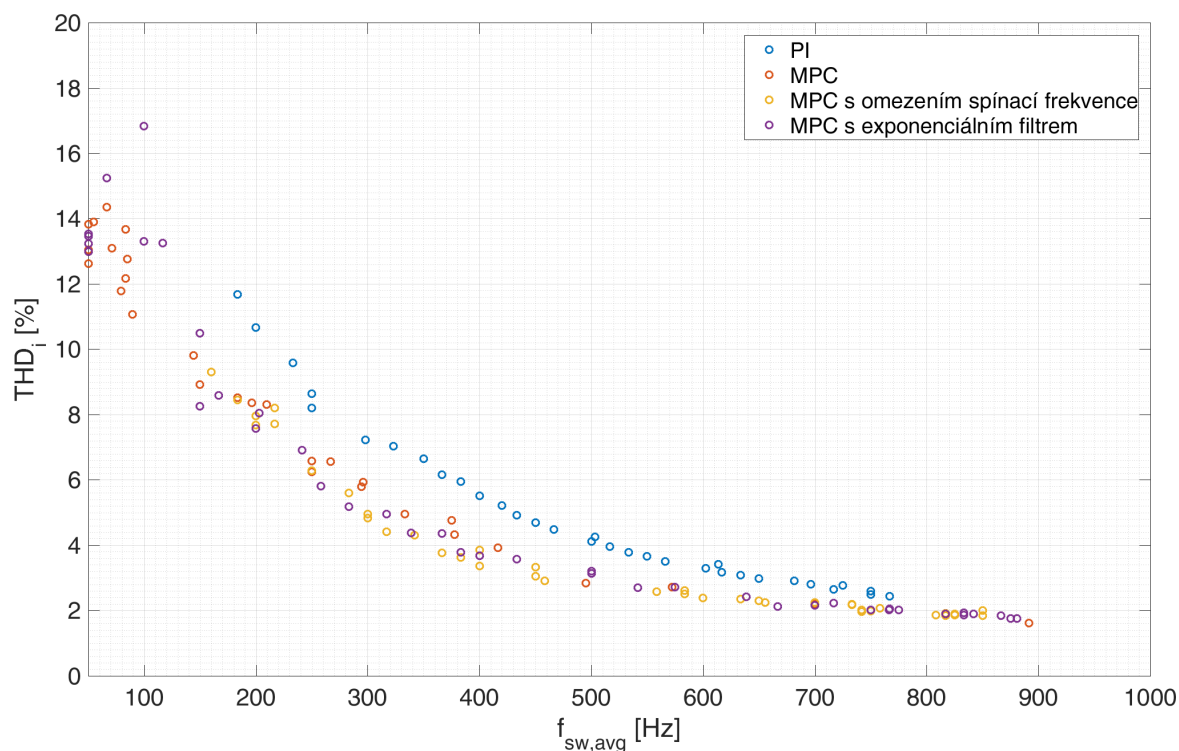
$$\begin{aligned} \text{PS s DCRPWM:} & \quad f_{pwm} = 650 \text{ Hz} \\ \text{FCS-MPC:} & \quad \Delta k = 300 \mu\text{s} \\ \text{FCS-MPC s omezením spínací frekvence:} & \quad \lambda_{sw} = 4291,9; \Delta k = 100 \mu\text{s} \\ \text{FCS-MPC s exponenciálním filtrem:} & \quad \lambda_{sw} = 562350; \Delta k = 100 \mu\text{s} \end{aligned}$$

Pro uvedené nastavení jsou zobrazeny na obr. 105 průběhy napětí a proudu zátěže pro režim  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$  a na obr. 106 pro režim nulové výstupní frekvence při  $\theta = 0^\circ$ .

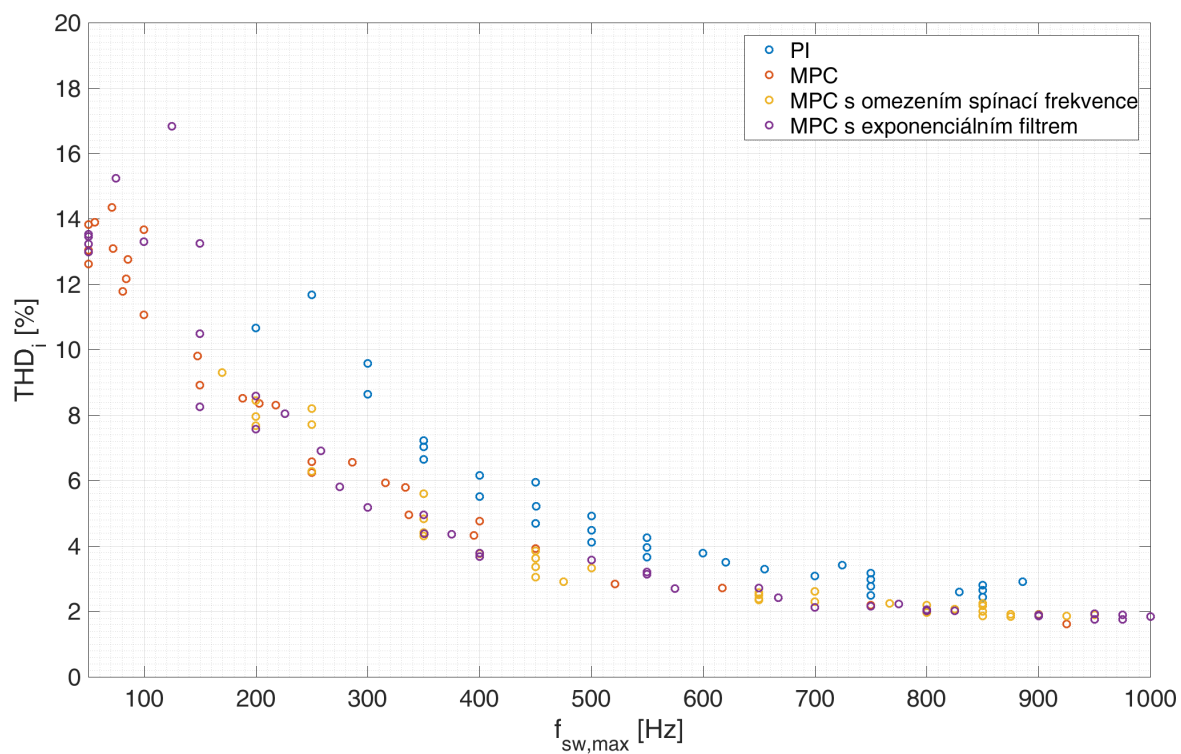


Z průběhů je patrná výhoda jednotlivých FCS-MPC, u kterých lze pozorovat menší zvlnění proudu zátěže.

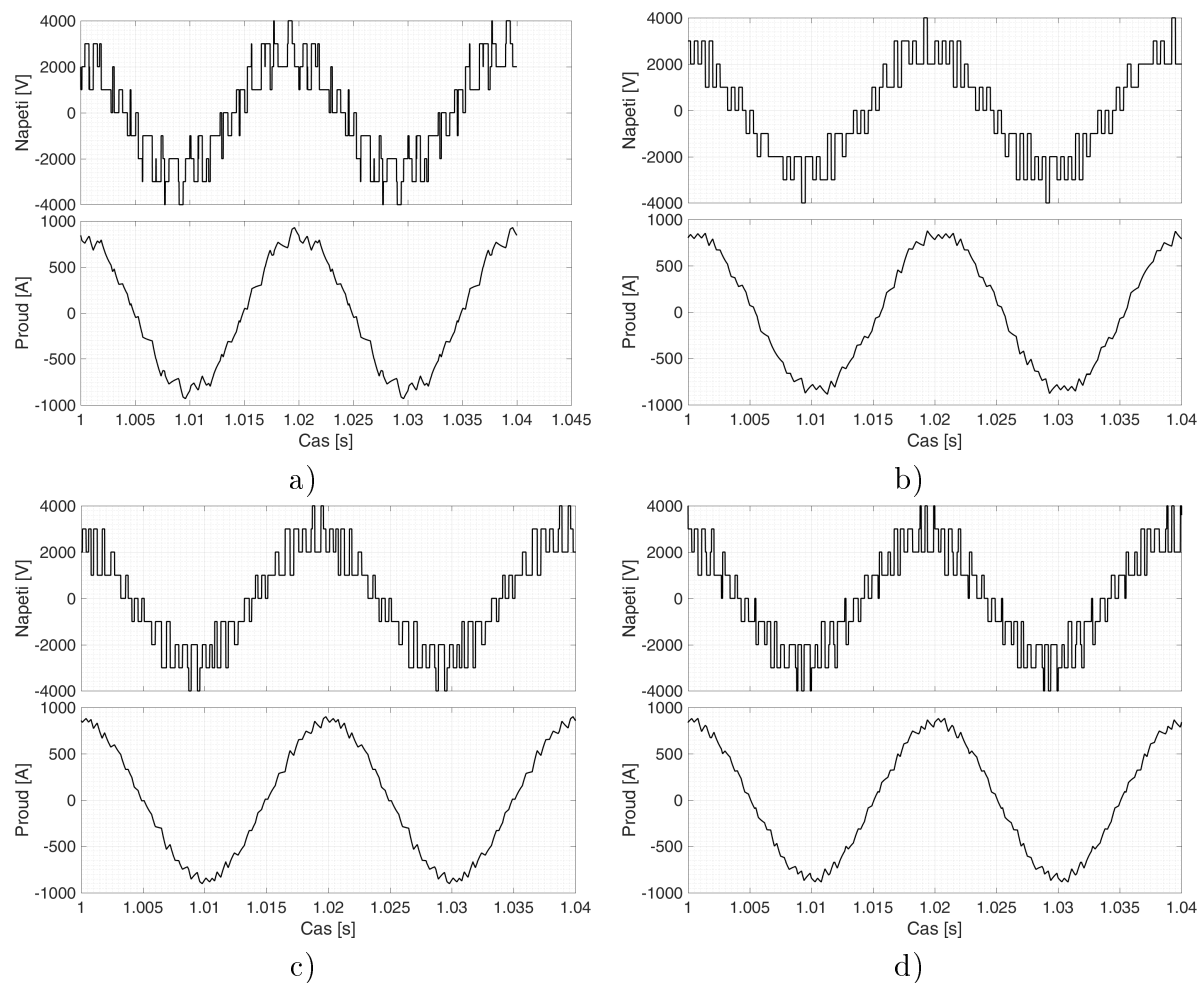
Závislost  $f_{sw,avg}$  a  $f_{sw,max}$  na úhlu referenčního vektoru proudu  $\theta$  pro režim nulové výstupní frekvence byla vyšetřena na obr. 106. Nevýhodou FCS-MPC a FCS-MPC s omezením spínací frekvence je oproti PS s DCRPWM a FCS-MPC s exponenciálním filtrem je větší rozdíl mezi  $f_{sw,avg}$  a  $f_{sw,max}$ . Z průběhů při  $\theta = 0^\circ$  je patrné, že algoritmy FCS-MPC mají v režimu nulové výstupní frekvence menší zvlnění proudu a vyšší  $f_{sw,avg}$ .



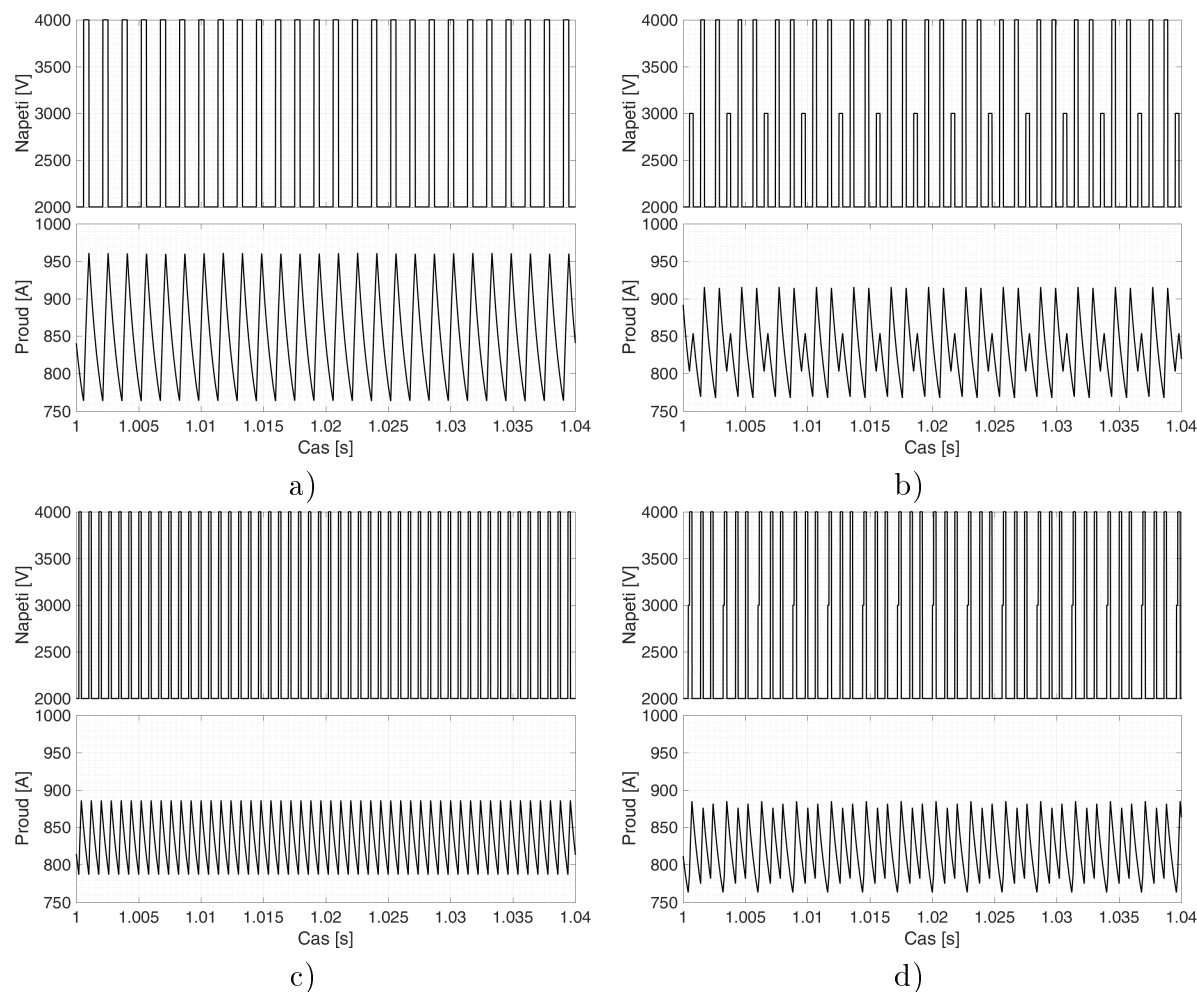
Obr. 103: Simulovaná závislost  $THD_i$  na průměrné spínací frekvenci prvků u PS regulátoru s modulátorem DCRPWM (modrá), FCS-MPC (červená), FCS-MPC s omezením spínací frekvence (oranžová) a FCS-MPC s exponenciálním filtrem (fialová).



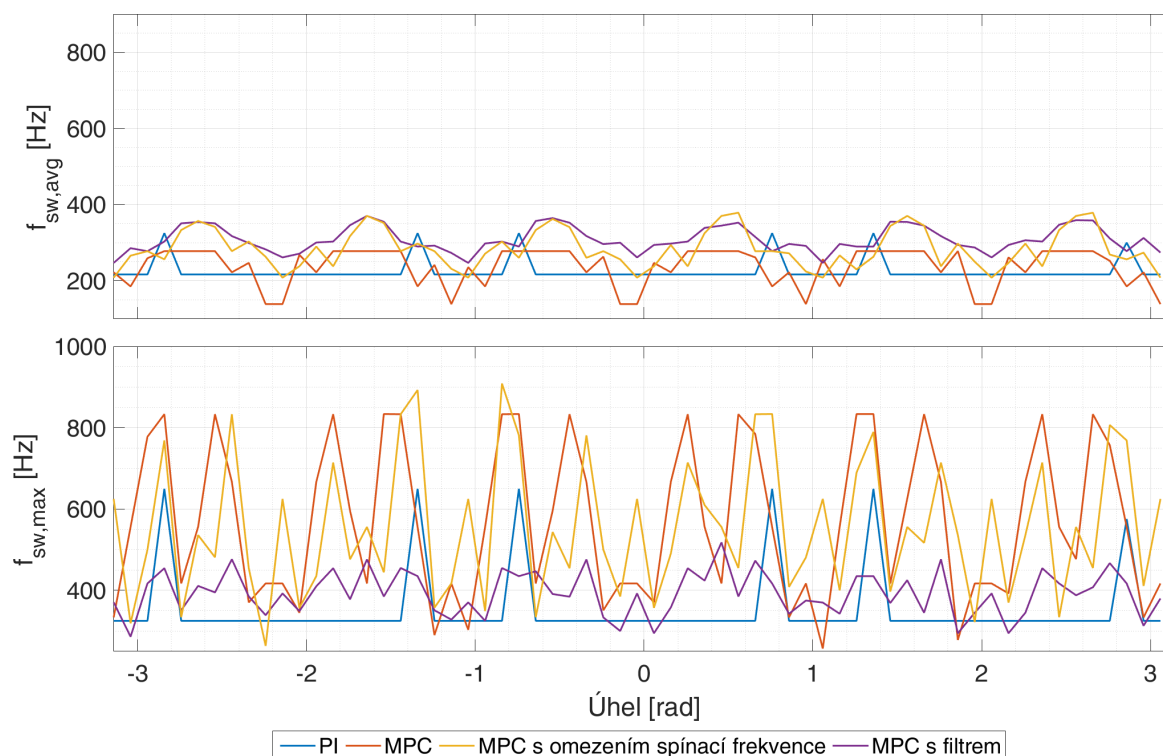
Obr. 104: Simulovaná závislost  $THD_i$  na maximální spínací frekvenci prvků u PS regulátoru s modulátorem DCRPWM (modrá), FCS-MPC (červená), FCS-MPC s omezením spínací frekvence (oranžová) a FCS-MPC s exponenciálním filtrem (fialová).



Obr. 105: Simulované průběhy napětí a proudu zátěže pro  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$  u a) PS regulátoru s DCRPWM modulací ( $f_{pum} = 650 \text{ Hz}$ ,  $f_{sw,avg} = 298,2 \text{ Hz}$  a  $f_{sw,max} = 350 \text{ Hz}$ ), b) FCS-MPC ( $f_{sw,avg} = 294,3 \text{ Hz}$  a  $f_{sw,max} = 333,5 \text{ Hz}$ ), c) FCS-MPC s omezením spínací frekvence ( $f_{sw,avg} = 300 \text{ Hz}$  a  $f_{sw,max} = 350 \text{ Hz}$ ) a d) FCS-MPC s exponenciálním filtrem spínací frekvence ( $f_{sw,avg} = 316,7 \text{ Hz}$  a  $f_{sw,max} = 350 \text{ Hz}$ ).



Obr. 106: Simulované průběhy napětí a proudu zátěže pro  $f_{out} = 0 \text{ Hz}$  u a) PS regulátoru s DCRPWM modulací ( $f_{sw,avg} = 216,7 \text{ Hz}$  a  $f_{sw,max} = 325 \text{ Hz}$ ), b) FCS-MPC ( $f_{sw,avg} = 222,3 \text{ Hz}$  a  $f_{sw,max} = 333,5 \text{ Hz}$ ), c) FCS-MPC s omezením spínací frekvence ( $f_{sw,avg} = 208,3 \text{ Hz}$  a  $f_{sw,max} = 625 \text{ Hz}$ ) a d) FCS-MPC s exponenciálním filtrem spínací frekvence ( $f_{sw,avg} = 247 \text{ Hz}$  a  $f_{sw,max} = 370,5 \text{ Hz}$ ).



Obr. 107: Závislost  $f_{sw,avg}$  a  $f_{sw,max}$  na úhlu referenčního vektoru proudu u PS regulátoru s modulátorem DCRPWM (modrá), FCS-MPC (červená), FCS-MPC s omezením spínací frekvence (oranžová) a FCS-MPC s exponenciálním filtrem (fialová).

## 7.7 Experimentální testy

Pro experiment byly nejprve laděny váhový koeficient ( $\lambda_{sw}$ ), vzorkovací perioda ( $\Delta k$ ) a nosná frekvence PWM ( $f_{pwm}$ ), tak aby se průměrná spínací frekvence prvků ( $f_{sw,avg}$ ) přibližně pohybovala v intervalu  $\langle 100 \text{ Hz}; 900 \text{ Hz} \rangle$ .

- U PS regulátoru s DCRPWM bylo vyšetřeno několik nastavení  $f_{pwm}$  z intervalu  $\langle 325 \text{ Hz}; 1000 \text{ Hz} \rangle$  s krokem  $25 \text{ Hz}$ .
- U FCS-MPC bylo vyšetřeno několik nastavení  $\Delta k$  z intervalu  $\langle 100 \mu\text{s}; 650 \mu\text{s} \rangle$  s krokem  $25 \mu\text{s}$ .
- U FCS-MPC s omezením spínací frekvence a u FCS-MPC s exponenciálním filtrem bylo vyšetřeno 18 různých nastavení  $\lambda_{sw}$  z intervalu  $\langle 0,001; 0,65 \rangle$ , respektive 18 různých nastavení z intervalu  $\langle 0,001; 3,2 \rangle$ .

Hodnoty dosažených  $f_{sw,avg}$  jsou vyneseny na osu x grafu zobrazeného na obr. 108 a na osu y jsou vyneseny hodnoty  $THD_i$  odpovídající dané frekvenci. Je patrné, že navrhované FCS-MPC algoritmy mají oproti PS regulátoru s DCRPWM modulátorem menší činitel  $THD_i$  při stejné  $f_{sw,avg}$ . Dále byla na obr. 109 vyšetřena závislost  $THD_i$  na  $f_{sw,max}$ . Zde je stejně jako u závislosti  $THD_i$  na  $f_{sw,avg}$  dosaženo lepších výsledků u FCS-MPC. Výsledky jednotlivých FCS-MPC algoritmů jsou navzájem srovnatelné.

Pro přibližné dosažení  $f_{sw,avg} = 300 \text{ Hz}$  bylo u jednotlivých algoritmů vybráno následující nastavení:

$$\text{PS s DCRPWM: } f_{pwm} = 650 \text{ Hz}$$

$$\text{FCS-MPC: } \Delta k = 300 \mu s$$

$$\text{FCS-MPC s omezením spínací frekvence: } \lambda_{sw} = 175; \Delta k = 100 \mu s$$

$$\text{FCS-MPC s exponenciálním filtrem: } \lambda_{sw} = 400; \Delta k = 100 \mu s$$

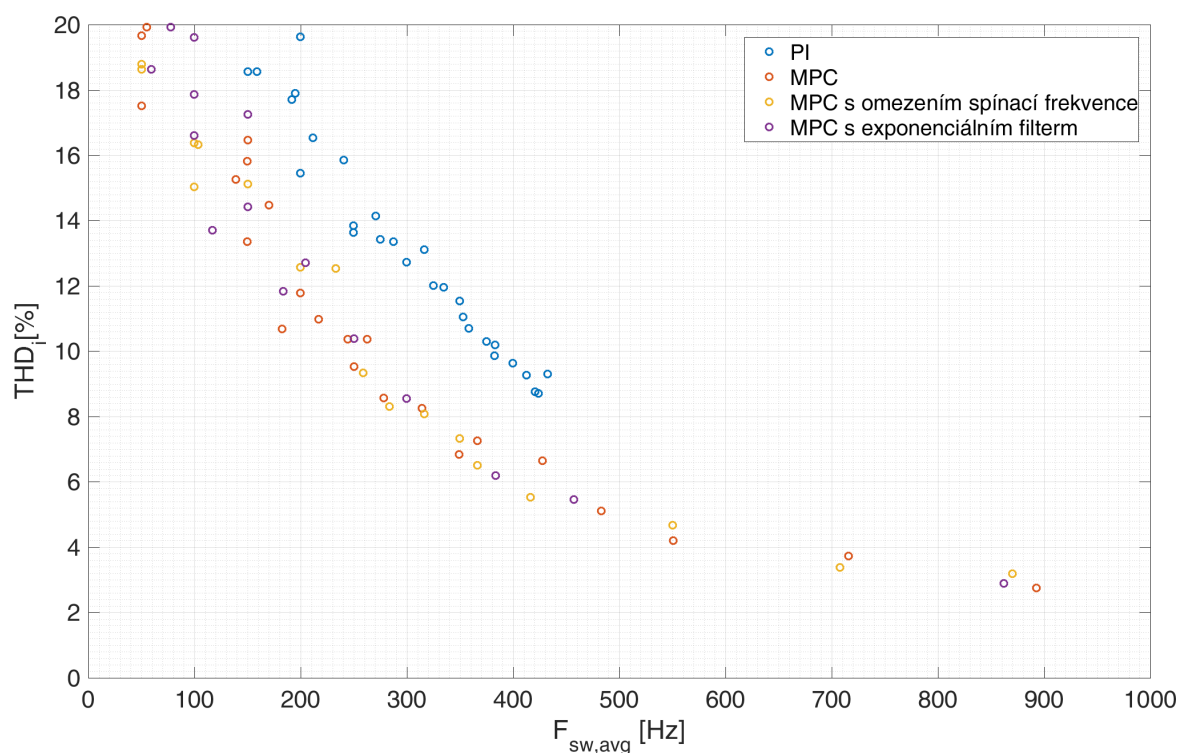
Průběhy napětí a proudu zátěže pro režim  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$  jsou zobrazeny na obr. 110. Hodnoty  $f_{sw,avg}$ ,  $f_{sw,max}$  a  $THD_i$  pro uvedené průběhy byly následující

$$\text{PS s DCRPWM: } f_{sw,avg} = 300 \text{ Hz}, f_{sw,max} = 350 \text{ Hz}$$

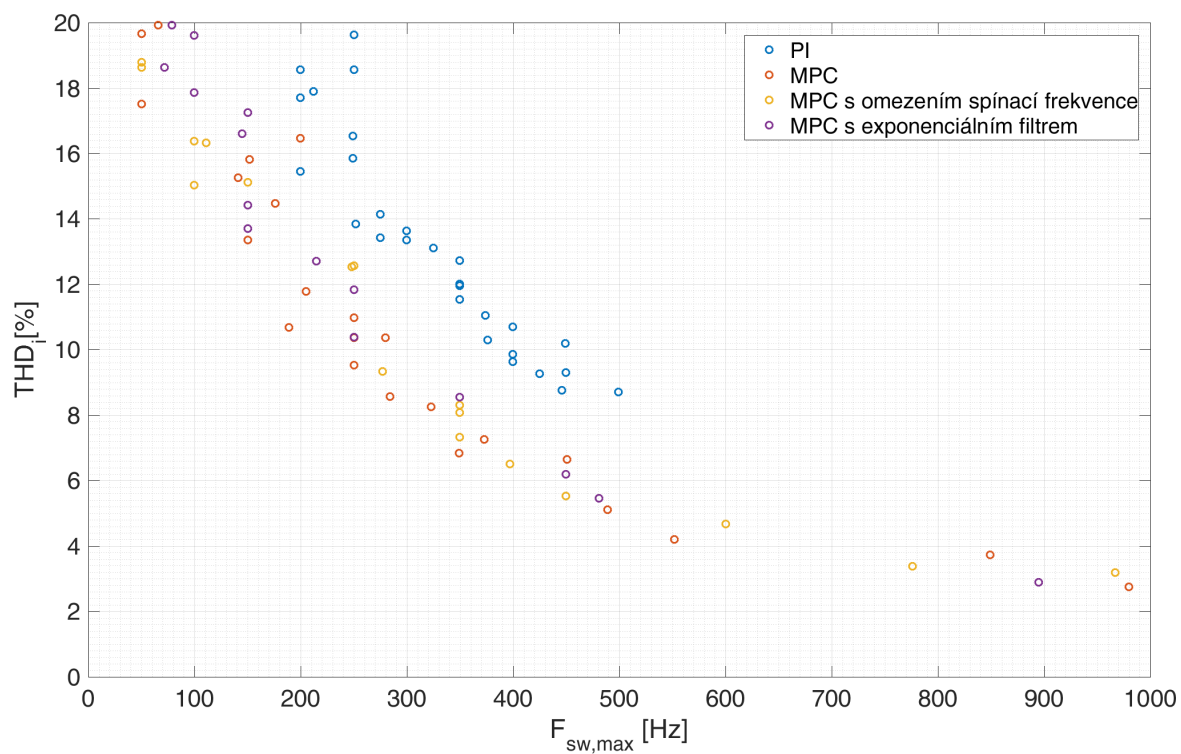
$$\text{FCS-MPC: } f_{sw,avg} = 278 \text{ Hz}, f_{sw,max} = 284 \text{ Hz}$$

$$\text{FCS-MPC s omezením spínací frekvence: } f_{sw,avg} = 283 \text{ Hz}, f_{sw,max} = 350 \text{ Hz}$$

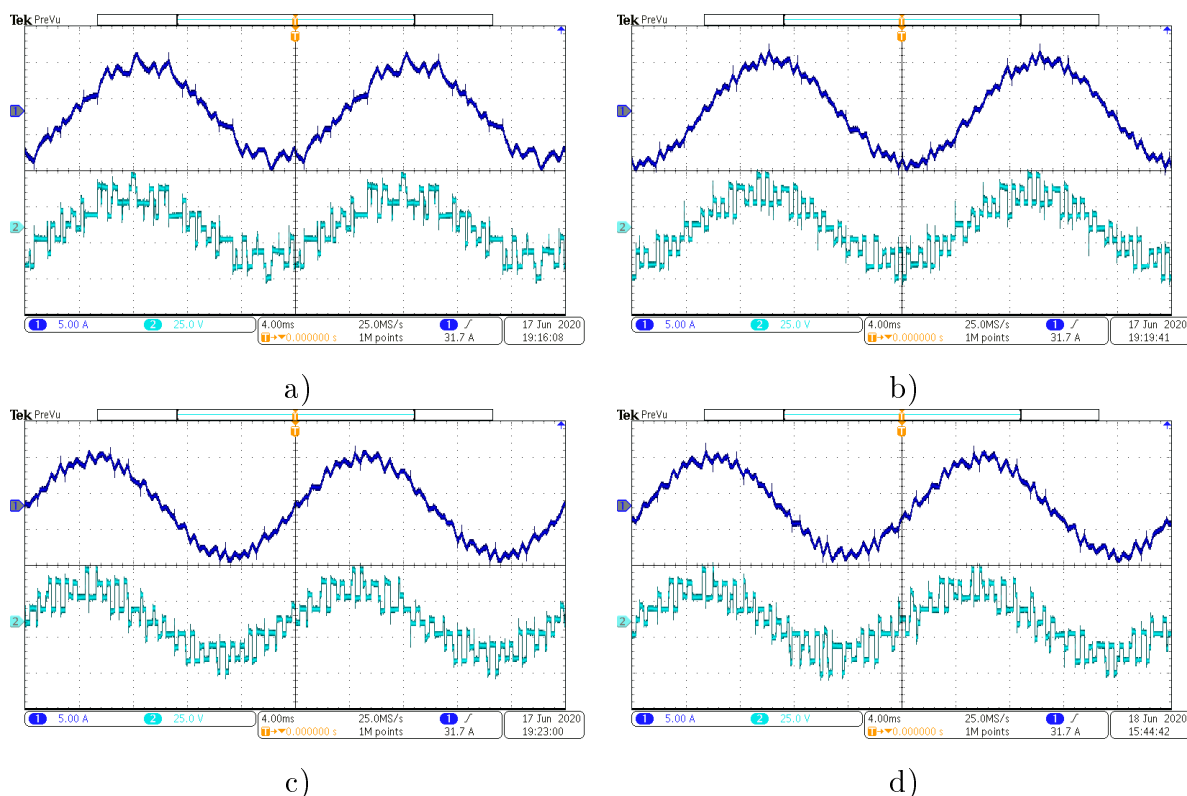
$$\text{FCS-MPC s exponenciálním filtrem: } f_{sw,avg} = 300 \text{ Hz}, f_{sw,max} = 350 \text{ Hz}$$



Obr. 108: Měřená závislost  $THD_i$  na průměrné spínací frekvenci prvků u PS regulátoru s modulátorem DCRPWM (modrá), FCS-MPC (červená), FCS-MPC s omezením spínací frekvence (oranžová) a FCS-MPC s exponenciálním filtrem (fialová).



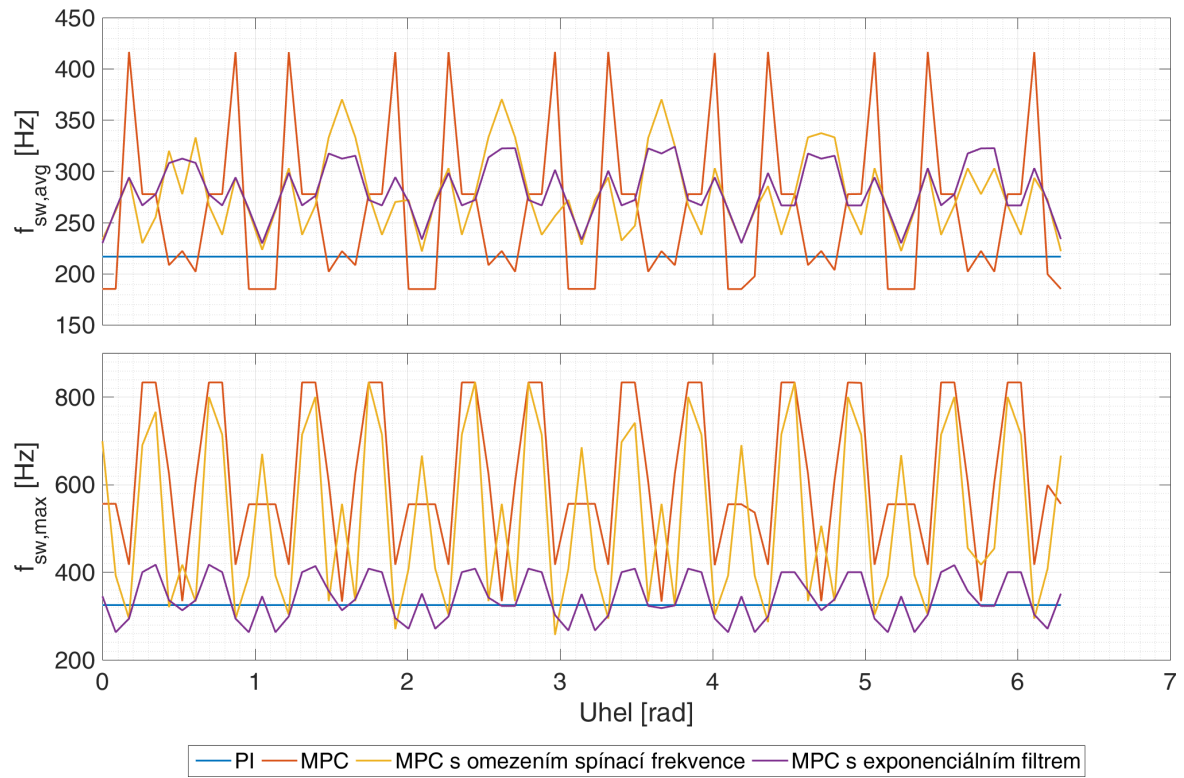
Obr. 109: Měřená závislost  $THD_i$  na maximální spínací frekvenci prvků u PS regulátoru s modulátorem DCRPWM (modrá), FCS-MPC (červená), FCS-MPC s omezením spínací frekvence (oranžová) a FCS-MPC s exponenciálním filtrem (fialová).



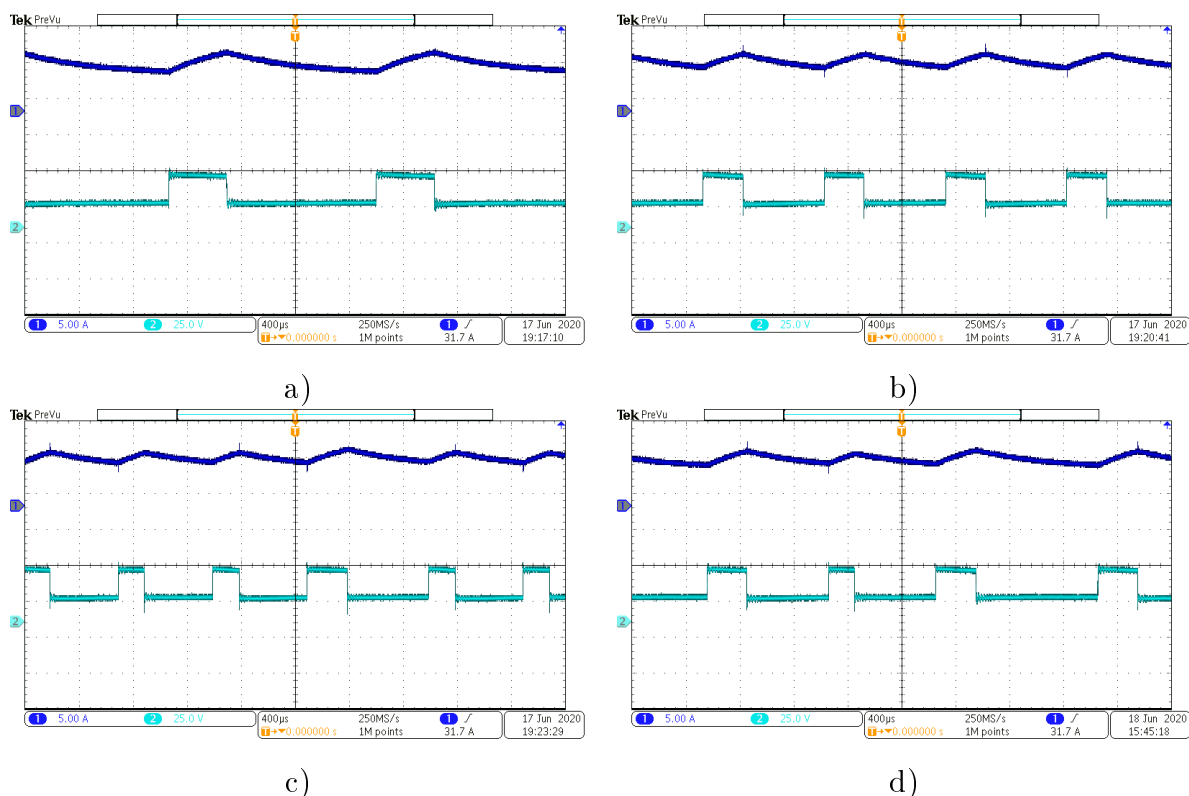
Obr. 110: Měřené průběhy napětí (tyrkysová) a proudu (modrá) zátěže pro  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$  u a) PS regulátoru s DCRPWM modulací při  $f_{pwm} = 650 \text{ Hz}$  ( $f_{sw,avg} = 300 \text{ Hz}$ ), b) FCS-MPC při  $\Delta k = 300 \mu\text{s}$  ( $f_{sw,avg} = 278 \text{ Hz}$ ), c) FCS-MPC s omezením spínací frekvence při  $\lambda_{sw} = 175$  ( $f_{sw,avg} = 283 \text{ Hz}$ ) a d) FCS-MPC s exponenciálním filtrem spínací frekvence  $\lambda_{sw} = 400$  ( $f_{sw,avg} = 300 \text{ Hz}$ ).

Pro uvedené nastavení koeficientů a spínací frekvence byl experimentálně testován režim s nulovou výstupní frekvencí. Měřené závislosti  $f_{sw,avg}$  a  $f_{sw,max}$  na úhlu referenčního proudového vektoru jsou zobrazeny na obr. 111. Pro srovnání jsou dále zobrazeny na obr. 112 průběhy napětí a proudu zátěže jednotlivých technik při nulovém úhlu referenčního proudového vektoru. Výhodou PS regulátoru s DCRPWM modulací je konstantní spínací frekvence pro všechny vyšetřované úhly proudového referenčního vektoru a nízká  $f_{sw,max}$ . Z hlediska  $f_{sw,max}$  je s PS regulátorem s DCRPWM modulátorem srovnatelné FCS-MPC s exponenciálním filtrem. Oproti PS regulátoru s DCRPWM má FCS-MPC s exponenciálním filtrem méně zvlněný průběh napětí a proudu. Z hlediska zvlnění proudu jsou s algoritmem FCS-MPC s exponenciálním filtrem srovnatelné algoritmy FCS-MPC a FCS-MPC s omezením spínací frekvence. Jejich nevýhodou je vyšší  $f_{sw,max}$ .





Obr. 111: Měřené závislosti  $f_{sw,avg}$  a  $f_{sw,max}$  na úhlu proudového referenčního vektoru u PS regulátoru s modulátorem DCRPWM (modrá), FCS-MPC (červená), FCS-MPC s omezením spínací frekvence (oranžová) a FCS-MPC s exponenciálním filtrem (fialová).



Obr. 112: Průběhy napětí (tyrkysová) a proudu (modrá) zátěže pro  $f_{out} = 0 \text{ Hz}$  u a) PS regulátoru s DCRPWM modulací při  $f_{pwm} = 650 \text{ Hz}$  ( $f_{sw,avg} = 217 \text{ Hz}$ ,  $f_{sw,max} = 325 \text{ Hz}$ ), b) FCS-MPC při  $T_s = 300 \mu\text{s}$  ( $f_{sw,avg} = 185 \text{ Hz}$ ,  $f_{sw,max} = 556 \text{ Hz}$ ), c) FCS-MPC s omezením spínací frekvence při  $\lambda_{sw} = 175$  ( $f_{sw,avg} = 220 \text{ Hz}$ ,  $f_{sw,max} = 661 \text{ Hz}$ ) a d) FCS-MPC s exponenciálním filtrem spínací frekvence  $\lambda_{sw} = 400$  ( $f_{sw,avg} = 230 \text{ Hz}$ ,  $f_{sw,max} = 345 \text{ Hz}$ ).

## 7.8 Dílčí závěr

V kapitole je popsán algoritmus FCS-MPC s exponenciálním filtrem. Řízení využívá exponenciální filtr k vyhodnocení průměrné spínací frekvence jednotlivých dvojic prvků. Hodnota průměrné spínací frekvence jednotlivých prvků je zohledněna ve ztrátové funkci.

Tento algoritmus byl porovnán s FCS-MPC s omezením spínací frekvence (kap. 7.3), s algoritmem řízení proudu s PS regulátorem a modulátorem DCRPWM. Sérií simulací a experimentálních testů byly dokázány přednosti FCS-MPC s exponenciálním filtrem oproti PS regulátoru s DCRPWM modulátorem, FCS-MPC a FCS-MPC s omezením spínací frekvence.

Oproti PS regulátoru s DCRPWM byl u algoritmu FCS-MPC s exponenciálním filtrem vylepšen poměr mezi  $THD_u$  a počtem sepnutí. Navíc díky vyšší vzorkovací frekvenci a matematickému modelu je u FCS-MPC s exponenciálním filtrem oproti PS regulátoru dosažena lepší dynamika. Výhodou je také provoz v režimu nulové výstupní frekvence, kde byl oproti PS regulátoru dosažen lepší poměr mezi zvlněním proudu

a průměrnou spínací frekvencí.

V porovnání s algoritmy FCS-MPC a FCS-MPC s omezením spínací frekvence má algoritmus FCS-MPC s exponenciálním filtrem při nenulové výstupní frekvenci hlediska  $THD_u$  a počtu sepnutí podobné vlastnosti. Výhodou FCS-MPC s exponenciálním filtrem je oproti těmto algoritmům vyrovnanější spínací frekvence jednotlivých dvojic prvků.

## 8 Prediktivní řízení duálního měniče s ochranou polovodičových prvků proti přetížení

Cílem algoritmu je společně s řízením proudu dosáhnout toho, aby nebyla překročena maximální přípustná teplota výkonových polovodičových prvků. Uvedený cíl lze realizovat pomocí optimalizace dle ztrátové funkce

$$g = \sum_{l=k}^N \{g_{track,l} + g_{Tlim,l}\}, \quad (252)$$

kde  $k$  značí počáteční krok predikce,  $N$  značí počet kroků predikce, kritérium řídicí proud ( $g_{track,l}$ ) je vyjádřené rovnicí (238) a pro kritérium omezující teplotu výkonových polovodičových prvků ( $g_{Tlim,l}$ ) platí

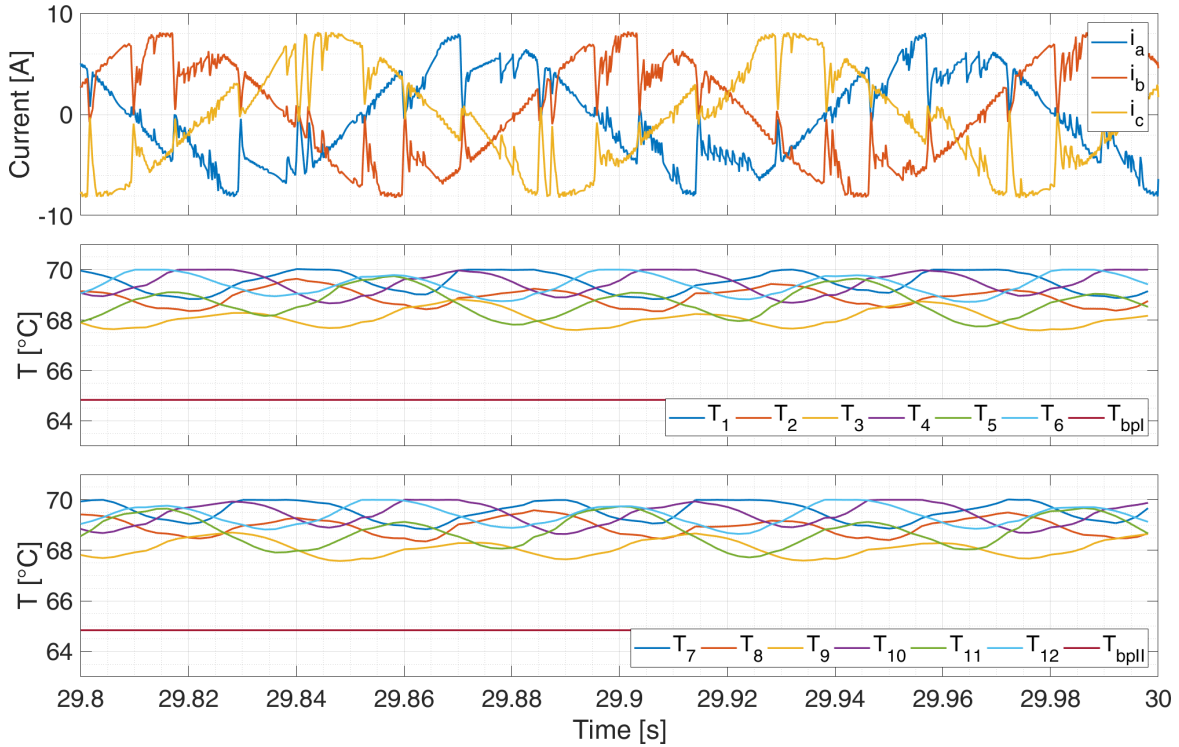
$$g_{Tlim,l} = \sum_{y=1}^{12} \begin{cases} 0 & \text{pro } |T_{y,l+1} \leq T_{max}| \\ \infty & \text{jinak} \end{cases}. \quad (253)$$

$T_{y,l+1}$  je zde počítán dle tepelného modelu uvedeném v kapitole 5.5 pomocí rovnic (22 a 23).

Problematická je zde rozdílná časová konstanta proudového a tepelného modelu. Pro řízení proudu je ve srovnání s ochranou proti překročení maximální teploty potřeba krátká perioda vzorkování. Naopak pro určení vlivu volby spínací kombinace na teplotu jednotlivých výkonových prvků je potřeba dlouhý predikční horizont. Pro nalezení optimální spínací kombinace v kroku  $k$  je tak potřeba dlouhého predikčního horizontu s velkým počtem kroků predikce. S počtem kroků roste exponenciálně počet iterací potřebný pro určení ztrátové funkce všech spínací kombinací. U duálního měniče je v každém kroku  $l$  k dispozici 64 spínacích kombinací, proto platí:

$$\text{počet iterací} = 64^N. \quad (254)$$

Kvůli velkému počtu spínacích kombinací je s ohledem na výpočetní náročnost nutné omezit délku predikčního horizontu na  $N = 1$ . Typické průběhy pro uvedenou ztrátovou funkci (252) při  $N = 1$  jsou uvedeny na Obr. 113. Vlivem krátkého horizontu predikce se začne omezovat proud až, když dojde k dosažení maximální přípustné teploty. Vzhledem k tomu, že není průběh proudu omezován rovnoměrně během celého průběhu, dochází k jeho harmonickému zkreslení.



Obr. 113: Simulace: Průběhy fázových proudů zátěže, teploty výkonových prvků měniče I a jeho pouzdra, a teploty výkonových prvků měniče II a jeho pouzdra v kvaziustáleném stavu při použití ztrátové funkce (252).

## 8.1 Návrh ztrátové funkce FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení

U navrhovaného řízení je ochrana proti překročení tepelného limitu realizována omezením maximální amplitudy požadovaného proudu a omezením ztrátového výkonu na základě tepelného modelu pro kvaziustálený, respektive ustálený stav. Omezení maximálního proudu je určeno tak, aby v kvaziustáleném stavu nedošlo k přehřátí nejvíce tepelně namáhaného polovodičového prvku. Cílem omezení maximálního ztrátového výkonu je dle tepelného modelu zajistit, aby vlivem chyby zjednodušení při určování maximálního přípustného proudu nedošlo k přehřátí výkonových polovodičových prvků. Navržená ztrátová funkce penalizuje odchylku proudu, překročení povoleného ztrátového výkonu u jednotlivých prvků a pro vyrovnávání teplot je penalizován kvadrát ztrátového výkonu jednotlivých prvků

$$g = g_{track} + \lambda_b \cdot g_{balance} + \lambda_l \cdot g_{limit}, \quad (255)$$

kde  $\lambda_b$  a  $\lambda_l$  jsou váhové koeficienty,  $g_{track}$  zde oproti rovnici (238) zahrnuje limit amplitudy proudu

$$g_{track} = (i_{d,k+1} - i_d^{**})^2 + (i_{q,k+1} - i_q^{**})^2, \quad (256)$$

kde  $i_d^{**}$  a  $i_q^{**}$  je požadovaný proud ve složkách  $d$ ,  $q$  po aplikování pevného limitu.

$$i_d^{**} = \begin{cases} i_d^* & \text{pro } |i_d^*| < I_{max}, \\ I_{max} & \text{jinak.} \end{cases} \quad (257)$$

$$i_q^{**} = 0 \quad (258)$$

Člen  $g_{balance}$  představuje část ztrátové funkce minimalizující, a tím zároveň vyrovnávající ztrátové výkony jednotlivých prvků. Člen je dán vztahem

$$g_{balance} = \sum_{x=1}^{12} \bar{P}_{x,k+1}^2, \quad (259)$$

kde  $\bar{P}_{x,k}$  jsou průměrné ztráty  $x$ -tého elementu v kroku  $k$ <sup>11</sup>. Průměrné ztráty jsou vyhodnoceny pomocí exponenciálního filtru daného vztahem:

$$\bar{P}_{x,k+1} = \nu \bar{P}_{x,k} + (1 - \nu) \cdot \Delta P_x, \quad (260)$$

$$\Delta P_x = \begin{cases} \Delta P_{S_x} & \text{pokud } i_{x,k+1} > 0 \\ \Delta P_{D_x} & \text{jinak} \end{cases}, \quad (261)$$

$$\Delta P_{S_x} = u_{T0T} \cdot i_{x,k+1} + r_{TT} \cdot i_{x,k+1}^2 + (\chi_{on,x,k} \cdot K_{on} + \chi_{off,x,k} \cdot K_{off}) \cdot i_{x,k}, \quad (262)$$

$$\Delta P_{D_x} = -u_{T0D} \cdot i_{x,k+1} + r_{TD} \cdot i_{x,k+1}^2 - \chi_{rr,x,k} \cdot K_{rr} \cdot i_{x,k}, \quad (263)$$

kde  $\nu$  je koeficient exponenciálního filtru,  $\chi_{on,k}$ ,  $\chi_{off,k}$ ,  $\chi_{rr,k}$  indikují zda došlo k zapnutí tranzistoru  $S_x$ , respektive k vypnutí  $S_x$  a k vypnutí diody  $D_x$ .

- $\chi_{on,k}$  je rovno jedné, pokud platí  $S_{x,k-1} = 0$  a  $S_{x,k} = 1$ .
- $\chi_{off,k}$  a  $\chi_{rr,k}$  jsou rovny jedné, pokud platí  $S_{x,k-1} = 1$  a  $S_{x,k} = 0$ .

$\bar{P}_x$  je dále použito v poslední části ztrátové funkce pro limitování ztrát prvků

$$g_{limit} = \sum_{x=1}^{12} (\bar{P}_{x,k+1} - P_{x,max})^2 \chi(\bar{P}_{x,k+1} > P_{x,max}),$$

kde  $P_{x,max}$  je maximální přípustný ztrátový výkon daný teplotou PN přechodu výkonového prvku,  $\chi$  je indikační funkce, která je rovna jedné, pokud je splněna podmínka  $\chi(\bar{P}_{x,k+1} > P_{x,max})$ , jinak je rovna nule.

<sup>11</sup>Schopnost algoritmu vyrovnávat ztráty jednotlivých prvků lze dokázat stejným způsobem jako u vyrovnávání spínací frekvence jednotlivých dvojic prvků u algoritmů uvedených v kapitole 7.4.

## 8.2 Tepelné limity

Z důvodu absence měření teploty tranzistorů a výpočetně náročného modelování těchto teplot je limit ztrátového výkonu a maximální přípustné amplitudy proudu určen na základě modelu pro ustálený stav, respektive pro kvaziustálený stav. Limit ztrátového výkonu je stanoven tak, aby v ustáleném stavu nebyla překročena přípustná teplota výkonových prvků. Podobně je určen limit amplitudy proudu. Oproti limitu ztrátového výkonu je počítán na základě kvazistacionárního ustáleného stavu.

### 8.2.1 Ustálený stav tepelného modelu

V ustáleném stavu je teplotní diference mezi prvkem  $y$  a základnou ( $\Delta T_y$ ) dána vztahem:

$$\Delta T_y = \sum_{x=1}^6 \frac{\bar{b}_{yx}}{\bar{a}_y} \cdot P_x, \quad (264)$$

kde  $\bar{b}_{yx}$  je koeficient vlivu ztrát  $x$ -tého prvku na  $\Delta T_y$  v ustáleném stavu a je dán sumou jednotlivých  $b_{yx}$ :  $\bar{b}_{yx} = \sum_{w=1}^m b_{yx,m-w}$ ,  $\bar{a}_y$  je koeficient udávající chlazení  $y$ -tého prvku v závislosti na  $\Delta T_y$  a je určen na základě koeficientů  $a_y$ :  $\bar{a}_y = 1 + \sum_{v=1}^n a_{y,n-v}$  a  $P_x$  jsou ztráty v ustáleném stavu.

### 8.2.2 Odvození maximálních přípustných ztrát

Maximální přípustné ztráty  $y$ -tého prvku jsou stanoveny dle maximální povolené teploty prvků  $T_{max}$  a teploty základny měniče I  $T_{zI}$ , nebo teploty základny měniče II  $T_{zII}$  podle toho, ve kterém měniči se nachází prvek  $y$ . Při určování přípustné hodnoty ztrát se vychází z předpokladu  $(\Delta T_{y,k} + T_{zI,k}) = T_{max}$ . Po dosazení (20) do (264) lze vyjádřit maximální hodnotu přípustných ztrát prvku  $y$  v závislosti na průměrných ztrátách ostatních prvků a teploty základny

$$P_{y,max} = \frac{\bar{a}_y (T_{max} - T_{zI}) - \sum_X \bar{b}_{yx} \bar{P}_{x,k}}{\bar{b}_{yy}}, \quad (265)$$

kde  $X = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\} - \{y\}$ ,  $\bar{b}_{yy} = \sum_{w=1}^m b_{yy,m-w}$  je koeficient vlivu ztrát  $y$ -tého prvku na jeho teplotu. První člen  $\bar{a}_y (T_{max} - T_{zI})$  zde reprezentuje přechod tepla z prvku  $y$  na základnu a druhý člen  $\sum_X \bar{b}_{yx} \bar{P}_{x,k}$  oteplení  $y$  prvku od ostatních prvků měniče. Obdobně lze vypočítat přípustné ztráty na měniči II:

$$P_{y,max} = \frac{\bar{a}_y (T_{max} - T_{zII}) - \sum_X \bar{b}_{yx} \bar{P}_{x,k}}{\bar{b}_{yy}}, \quad (266)$$

kde  $X = \{7, 8, 9, 10, 11, 12\} - \{y\}$ .

### 8.2.3 Omezení amplitudy proudu

Odvození maximální přípustné amplitudy proudu je provedeno na základě dvou předpokladů: konstantní  $f_{sw}$  a konstantní amplitudy poměrné doby sepnutí  $z_m$ . Spínací frekvence  $f_{sw}$  byla zvolena tak, aby bylo zkreslení proudu přijatelné a zároveň byly nízké ztráty, tato kritéria lze při použitých parametrech elektrického obvodu ( $U_{dcI} = U_{dcII} = 30\text{ V}$ ,  $R = 3\ \Omega$  a  $L = 2\text{ mH}$ ) splnit při  $f_{sw} = 1000\text{ Hz}$ . Maximální poměrná doba sepnutí  $z_m$  je volena z hlediska ztrát jako nejméně příznivá varianta, tj.  $z_m = 1$ .

Poté jsou ztráty jednotlivých prvků závislé pouze na amplitudě proudu a úhlu referenčního proudového vektoru a mohou být aproximovány:

$$P_x = \begin{cases} P_{Sx} & \text{pro } \psi_x \in \left\langle -\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2} \right\rangle \\ P_{Dx} & \text{jinak} \end{cases}, \quad (267)$$

$$\begin{aligned} P_{Sx} &= z_x \cdot \kappa \cdot (r_{TT} \cdot \kappa + u_{T0T}) + f_{sw} \cdot (K_{on} + K_{off}) \cdot \kappa, \\ P_{Dx} &= z_x \cdot \kappa (r_{TD} \cdot \kappa - u_{T0D}) - f_{sw} \cdot K_{rr} \cdot \kappa, \\ \kappa &= I_m \cdot \cos \psi_x, \end{aligned} \quad (268)$$

kde  $f_{sw}$  je požadovaná spínací frekvence tranzistorů,  $I_m$  je amplituda proudu,  $K_{on}$  je koeficient zapínacích ztrát tranzistoru,  $K_{off}$  je koeficient vypínacích ztrát,  $K_{rr}$  je koeficient vypínacích ztrát diody,  $\psi_x$  udává elektrický úhel proudu ve fázi  $x$ -tého prvku

$$\psi_1 = \psi_2 = \phi, \quad \psi_3 = \psi_4 = \phi - \frac{2}{3}\pi, \quad \psi_5 = \psi_6 = \phi + \frac{2}{3}\pi,$$

$\phi$  je úhel proudového referenčního vektoru,  $z_x$  je odhadnutá poměrná doba otevření tranzistoru pro daný  $\psi_x$ . Poměrná doba sepnutí  $z_x$  je odhadnutá za předpokladu, že tranzistory jsou otevřeny stejně jako při sinusové modulaci se třetí harmonickou [28]. Pro horní tranzistory transistory ( $x = 1, 3, 5$ ) je  $z_x$  rovno

$$z_x = \frac{z_m \cdot \left(1, 15 \cdot \cos \psi_x - \frac{1}{6} \cdot \cos 3\phi\right) + 1}{2}, \quad (269)$$

$z_x$  pro spodní tranzistory ( $x = 2, 4, 6$ ) je rovno

$$z_x = 1 - \frac{z_m \cdot \left(1, 15 \cdot \cos \psi_x - \frac{1}{6} \cdot \cos 3\phi\right) + 1}{2}, \quad (270)$$

kde  $z_m$  je amplituda poměrné doby sepnutí daná amplitudou požadovaného proudu, impedancí zátěže při výstupní frekvenci  $f_{out}$  a napětím stejnosměrného meziobvodu:

$$z_m = \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{R^2 + (2\pi \cdot f_{out} \cdot L)^2} \cdot I_m}{U_{dcI} + U_{dcII}}, \quad (271)$$



kde  $R$  je odpor zátěže,  $L$  je indukčnost zátěže,  $U_{dcI}$  a  $U_{dcII}$  označují napětí stejnosměrného meziobvodu jednotlivých měničů. Ztráty v ustáleném stavu u prvků měniče II lze určit ze ztrát prvků měniče I:

$$\begin{aligned} P_7 &= P_2 & P_8 &= P_1 & P_9 &= P_4 \\ P_{10} &= P_3 & P_{11} &= P_6 & P_{12} &= P_5. \end{aligned}$$

Kvůli závislosti ztrát na velikosti úhlu referenčního proudového vektoru (267) je kromě amplitudy proudu oteplení závislé na základní frekvenci průběhu proudu zátěže. Maximální přípustná amplituda je určena tak, aby při této hodnotě nejvíce tepelně namáhaný výkonový prvek dosáhl v kvaziustáleném stavu maximální povolené teploty

$$T_{max} = \max \{T_x\}, x \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}. \quad (272)$$

Pro danou teplotu základny  $T_z$  je tak maximální přípustná amplituda  $I_{max}$  závislá na

$$I_{max} = f(T_{max}, T_z, f_{out}). \quad (273)$$

Analyticky je tato hodnota maximální amplitudy přípustného proudu snadno řešitelná pouze pro případ nulové  $f_{out}$ , pro vyšší frekvenci je hodnota  $I_{max}$  aproximována.

**Nulová výstupní frekvence:** Speciální případ je nulová frekvence, kde se nemění úhel referenčního vektoru a okamžité ztráty jsou konstantní. Díky tomu se průběh teploty ustálí. Maximální přípustná amplituda proudu prvku  $y$  lze vyjádřit z (264) po dosazení (267) a (20) jako:

$$(T_{max} - T_{zI}) = \alpha_y I_{max}^2 + \beta_y I_{max}, \quad (274)$$

kde  $\alpha_y$  reprezentuje vliv ztrát určených z kvadrátu maximální přípustné amplitudy proudu uzavírajícího se přes jednotlivé prvky na oteplení tranzistoru  $y$ ,  $\beta_y$  reprezentuje vliv ztrát určených z první mocniny maximální přípustné amplitudy proudu uzavírajícího se přes jednotlivé prvky na oteplení tranzistoru  $y$ . Tyto koeficienty lze vyjádřit:

$$\alpha_y = \sum_{x=1}^6 \frac{\bar{b}_{yx}}{\bar{a}_y} \cdot C_{xa}, \quad (275)$$

$$\beta_y = \sum_{x=1}^6 \frac{\bar{b}_{yx}}{\bar{a}_y} \cdot C_{xb}, \quad (276)$$

kde  $\frac{\bar{b}_{yx}}{\bar{a}_y}$  reprezentuje vliv ztrát prvku  $x$  na oteplení prvku  $y$ ,  $C_{xa}$  udává vliv kvadrátu amplitudy proudu na velikost ztrát  $x$ -tého prvku,  $C_{xb}$  udává vliv amplitudy proudu na velikost ztrát  $x$ -tého prvku.  $C_{xa}$  a  $C_{xb}$  závisí na parametrech tranzistorů a zpětných

diod, spínací frekvenci a úhlu referenčního proudového vektoru. Dále je nutné odlišit zda vede u příslušného prvku tranzistor, nebo dioda. Pro  $\psi_x \in \langle -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \rangle$  vede tranzistor, jinak zpětná dioda.  $C_{xa}$  a  $C_{xb}$  pro horní prvky ( $x = \{1, 3, 5\}$ ) lze určit jako:

$$C_{xa} = \begin{cases} z_x \cdot r_{TT} \cdot \cos^2 \psi_x & \text{pro } \psi_x \in \langle -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \rangle \\ z_x \cdot r_{TD} \cdot \cos^2 \psi_x & \text{jinak} \end{cases} \quad (277)$$

$$C_{xb} = \begin{cases} f_{sw}(K_{on} + K_{off}) + z_x \cdot u_{T0T} & \text{pro } \psi_x \in \langle -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \rangle \\ -(f_{sw}K_{rr} + z_x \cdot u_{T0D}) \cdot \cos \psi_x & \text{jinak} \end{cases} \quad (278)$$

$$\psi_1 = \phi \quad \psi_3 = \phi - \frac{2}{3}\pi \quad \psi_5 = \phi + \frac{2}{3}\pi. \quad (279)$$

Zde  $z_x$  po dosazení  $z_m = 1$  do (269) lze určit jako:

$$z_x = \frac{(1, 15 \cdot \cos \psi_x - \frac{1}{6} \cdot \cos 3\phi + 1)}{2}. \quad (280)$$

Obdobně lze určit koeficienty  $C_{xa}$  a  $C_{xb}$  pro spodní prvky ( $x = \{2, 4, 6\}$ ):

$$C_{xa} = \begin{cases} z_x \cdot r_{TD} \cdot \cos^2 \psi_x & \text{pro } \psi_x \in \langle -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \rangle \\ z_x \cdot r_{TT} \cdot \cos^2 \psi_x & \text{jinak} \end{cases} \quad (281)$$

$$C_{xb} = \begin{cases} (f_{sw}\gamma_{rr} + z_x \cdot u_{T0D}) \cdot \cos \psi_x & \text{pro } \psi_x \in \langle -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \rangle \\ -(f_{sw}(\gamma_{on} + \gamma_{off}) + z_x \cdot u_{T0T}) \cdot \cos \psi_x & \text{jinak} \end{cases} \quad (282)$$

$$\psi_2 = \phi \quad \psi_4 = \phi - \frac{2}{3}\pi \quad \psi_6 = \phi + \frac{2}{3}\pi, \quad (283)$$

$$z_x = 1 - \frac{(1, 15 \cdot \cos \psi_x - \frac{1}{6} \cdot \cos 3\phi + 1)}{2}. \quad (284)$$

Zde  $\alpha_y$  reprezentuje vliv kvadrátu proudu. Hodnotu proudu, při které je dosažena maximální teplota na  $y$ -tém prvku, lze vyjádřit z rovnice (274):

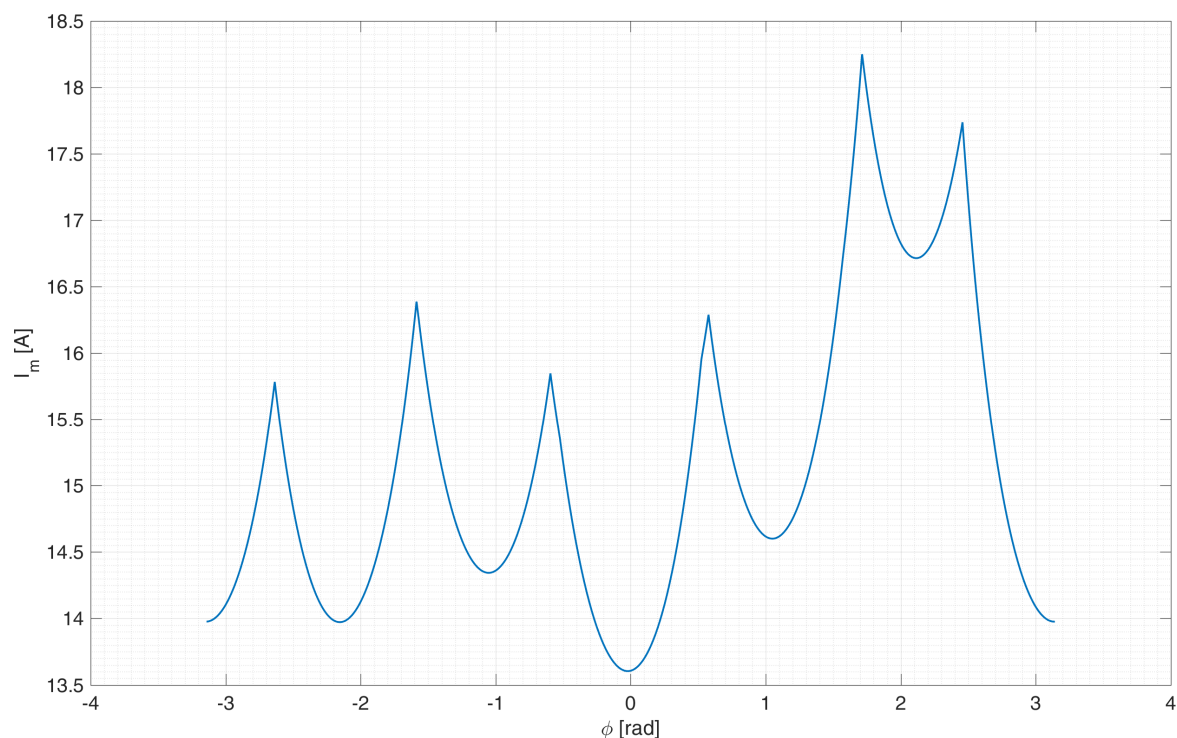
$$I_{y,max} = \frac{-\beta_y + \sqrt{\beta_y^2 - 4 \cdot \alpha_y \cdot (T_{max} - T_{zI})}}{2 \cdot \alpha_y}. \quad (285)$$

Maximální přípustná amplituda proudu je daná výkonovým prvkem, u kterého je povolena nejmenší amplituda proudu

$$I_{max} = \min_{y \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}} \{I_{y,max}\}. \quad (286)$$

Výsledná závislost maximální přípustné amplitudy proudu na  $\phi$  je zobrazena na

obr. 114.

Obr. 114: Závislost maximálního přípustného proudu na úhlu referenčního vektoru  $\phi$ .

Z grafu je patrné, že nejmenší možná povolená amplituda proudu nastává v okolí bodu  $\phi = 0$ . Po dosazení  $\phi = 0$  do rovnic (280) a (284) lze určit, jak dlouho povedou jednotlivé výkonové tranzistory a jejich diody. Pro  $\phi = 0$  platí:

- Největší proud je fázi  $a$ , ve fázích  $b$  a  $c$  je poloviční proud opačné polarity.
- Proud vedou tranzistory  $S_1, S_4, S_6$  a zpětné diody  $D_2, D_3, D_5$ .
- Poměrná doba sepnutí jednotlivých prvků lze určit po dosazení  $\phi = 0$  do rovnice (269):  $z_1 = 0,9917, z_2 = 0,0083, z_3 = z_5 = 0,1292$  a  $z_4 = z_6 = 0,8708$ .
- Největší oteplení je předpokládáno u prvku  $y = 1$ , který je nejdéle otevřen a protéká jím největší proud.

Pro získání nejmenší povolené amplitudy proudu v závislosti na teplotě stačí určit  $I_{1,max}$  pomocí koeficientů  $\alpha_1, \beta_1$ :

$$\alpha_1 = \epsilon_1 + \zeta_1, \quad (287)$$

$$\beta_1 = \eta_1 + \theta_1 + \iota_1, \quad (288)$$

kde  $\alpha_1$  představuje vliv kvadrátu amplitudy proudu na oteplení prvku  $y = 1$ ,  $\beta_1$  představuje vliv první mocniny amplitudy proudu na oteplení prvku  $y = 1$ .  $\alpha_1$  je dále

rozděleno na vliv kvadrátu proudu protékajícím tranzistory  $S_1, S_4, S_6$  ( $\epsilon_1$ ) a diodami  $D_2, D_3, D_5$  ( $\zeta_1$ ):

$$\epsilon_1 = \left( z_1 \frac{\bar{b}_{11}}{\bar{a}_1} + \frac{z_4 \bar{b}_{14}}{4 \bar{a}_1} + \frac{z_6 \bar{b}_{16}}{4 \bar{a}_1} \right) \cdot r_{TT}, \quad (289)$$

$$\zeta_1 = \left( z_2 \frac{\bar{b}_{12}}{\bar{a}_1} + \frac{z_3 \bar{b}_{13}}{4 \bar{a}_1} + \frac{z_5 \bar{b}_{15}}{4 \bar{a}_1} \right) \cdot r_{TD}, \quad (290)$$

kde  $\frac{\bar{b}_{1x}}{\bar{a}_1}$  reprezentuje přepočtení (poměr) mezi oteplením prvku  $y$  způsobeným prvkem  $x$  a ztrátami prvku  $x$  v ustáleném stavu<sup>12</sup>,  $\beta_1$  je dále rozdělena na vliv ztrát určených součinem prahového napětí tranzistorů ( $\eta_1$ ) a amplitudy proudu, součinem prahového napětí zpětných diod ( $\theta_1$ ) a spínacími ztrátami ( $\iota_1$ )<sup>12</sup>

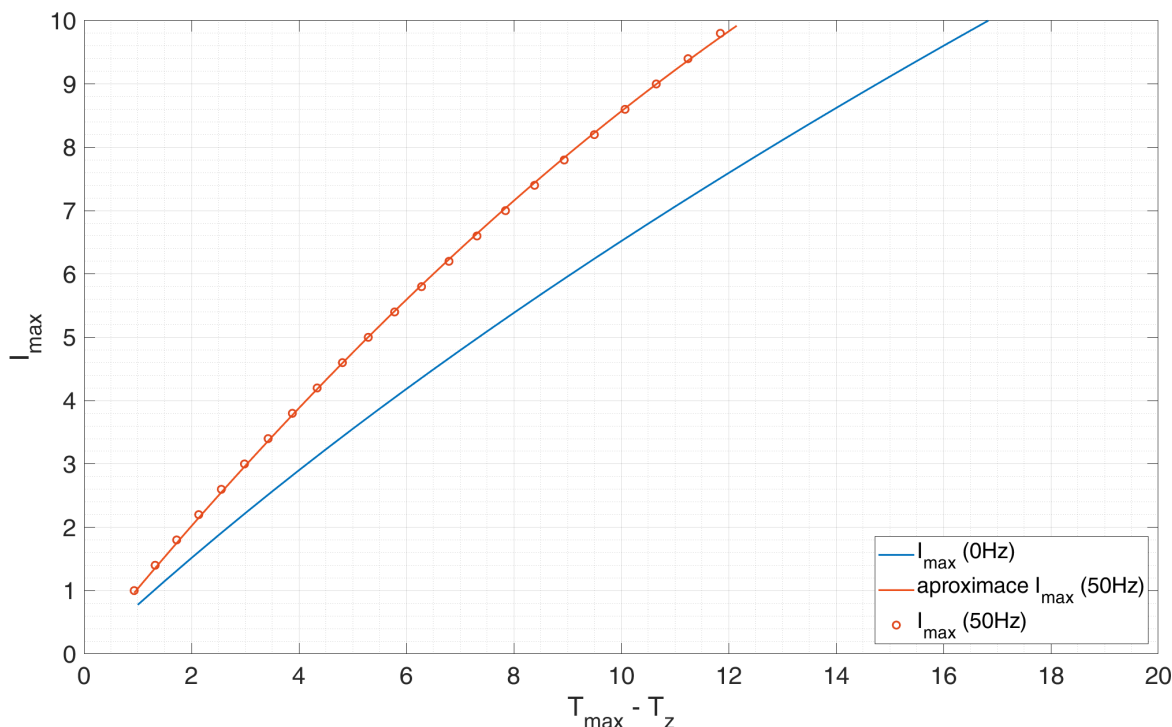
$$\eta_1 = \left( z_1 \frac{\bar{b}_{11}}{\bar{a}_1} + \frac{z_4 \bar{b}_{14}}{2 \bar{a}_1} + \frac{z_6 \bar{b}_{16}}{2 \bar{a}_1} \right) \cdot u_{T0T}, \quad (291)$$

$$\theta_1 = \left( z_2 \frac{\bar{b}_{12}}{\bar{a}_1} + \frac{z_3 \bar{b}_{13}}{2 \bar{a}_1} + \frac{z_5 \bar{b}_{15}}{2 \bar{a}_1} \right) \cdot u_{T0D}, \quad (292)$$

$$\iota_1 = f_{sw} \cdot \left( \left( \frac{\bar{b}_{11}}{\bar{a}_1} + \frac{\bar{b}_{14}}{2\bar{a}_1} + \frac{\bar{b}_{16}}{2\bar{a}_1} \right) \cdot (K_{on} + K_{off}) + \left( \frac{\bar{b}_{12}}{\bar{a}_1} + \frac{\bar{b}_{13}}{2\bar{a}_1} + \frac{\bar{b}_{15}}{2\bar{a}_1} \right) \cdot K_{rr} \right). \quad (293)$$

Pro předpoklad, že nejnižší povolená amplituda proudu je v případě referenčního proudového vektoru s nulovým úhlem, lze na obr. 115 snadno vyjádřit maximální přípustnou amplitudu proudu v závislosti na  $T_z$ .

<sup>12</sup>Prvky  $x = \{3, 4, 5, 6\}$  teče poloviční proud a hodnota kvadrátu proudu je čtvrtinová, proto je při stejné amplitudě proudu nutné u těchto prvků počítat s čtvrtinovým vlivem kvadrátu proudu a polovičním vlivem první mocniny proudu na oteplení prvku  $y = 1$ .



Obr. 115: Závislost maximální přípustné amplitudy proudu na  $T_{max} - T_z$ .

**Nenulová výstupní frekvence:** Oproti nulové výstupní frekvenci se mění okamžitá hodnota proudu a s tím i okamžitá hodnota ztrát jednotlivých prvků. Díky tomu je po ustálení průběh teploty jednotlivých prvků kvazistacionární. Cílem je omezit amplitudu proudu tak, aby v okamžitých hodnotách nedošlo k překročení teplotního limitu. Oproti nulové výstupní frekvenci je zde problém s nelineárním přepočtem průběhu proudu na průběh ztrátového výkonu, který vede na složité řešení rovnice (273). Pro usnadnění výpočtu je řešení  $I_{max}$  pro všechny pracovní frekvence aproximováno pomocí rovnice (274), kde jsou koeficienty  $\alpha_y$  a  $\beta_y$  pro nenulové  $f_{out}$  aproximovány na základě hodnoty maxima teplotního průběhu jednotlivých prvků získané pomocí simulací při různých hodnotách  $I_{max}$ . Model použitý pro simulaci je dán rovnicí (22). Ztrátový výkon je v simulaci dán rovnicí (267), kde je za úhel referenční vektoru proudu  $\phi$  dosazeno  $\phi_k$ :

$$\phi_k = 2h\pi\Delta k f_{out} - 2q\pi, \quad (294)$$

$$q = \left\lfloor \frac{2h\pi f_{out}\Delta k + \pi}{2\pi} \right\rfloor, \quad (295)$$

kde  $\Delta k$  značí periodu vzorkování (délku jednoho kroku),  $\lfloor \cdot \rfloor$  značí zarovnění čísla dolů,  $q$  zajišťuje to, že  $\phi_k \in \langle -\pi, \pi \rangle$ ,  $h \in \mathbb{N}$  udává číslo periody. Délka simulace byla stanovena na 10 s a perioda vzorkování byla nastavena na  $\Delta k = 100 \mu s$  a počáteční podmínky byly rovny nule. Pro získání závislosti  $I_{max}$  na  $T_{max} - T_z$  je nutné v simulacích odečíst

maximální dosaženou teplotu na prvcích:

$$\Delta T_{max} = \max_{k \in \langle 0; \frac{10}{T_s} \rangle} \left\{ \max \left\{ \Delta T_1(k), \Delta T_2(k), \Delta T_3(k), \Delta T_4(k), \Delta T_5(k), \Delta T_6(k) \right\} \right\}. \quad (296)$$

Pro danou amplitudu proudu musí pro teplotu základny platit  $T_z \leq T_{max} - \Delta T_{max}$ . Jednotlivé body  $[T_{max} - \Delta T_{max}, I_{max}]$ , pro které platí

$$\Delta T_{max}(I_{max}, f_{out}) + T_z = T_{max}, \quad (297)$$

jsou pro  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$  vyneseny do grafu na obr. 115 a na jejich základě identifikovaná křivka pomocí metody nejmenších čtverců. Ta je na obr. 115 vynesena do grafu a srovnána s křivkou pro maximální proud při nulové frekvenci. Oproti nulové frekvenci lze při stejné teplotě vybraný měnič zatížit přibližně 1,4 násobkem přípustné amplitudy proudu při nulové frekvenci.

### 8.3 FCS-MPC s vyrovnáváním teplot pro duální měnič

Pro srovnání s navrženým algoritmem je v této kapitole popsán algoritmus přímo omezující teplotu prvků tak, aby nebyla překročena maximální přípustná teplota prvků. Tento algoritmus byl původně navržený pro dvouúrovňový měnič k navýšení počtu zatěžovacích cyklů [41]. Vývojový diagram algoritmu je zobrazen na Obr. 116. Kromě penalizace převrácené hodnoty počtu zatěžovacích cyklů má ve ztrátové funkci zahrnuto vyrovnávání teplot, omezení celkových ztrát a ochranu proti přetížení. Ztrátová funkce je složena ze šesti kritérií:

$$g = g_{track} + \lambda_c g_c + \lambda_{sp} g_{sp} + \lambda_{loss} g_{loss} + g_{imax} + g_{Tlim}, \quad (298)$$

kde  $g_c$ ,  $g_{sp}$ ,  $g_{loss}$ ,  $g_{imax}$ ,  $g_{Tlim}$  jsou kritéria ztrátové funkce,  $\lambda_c$ ,  $\lambda_{sp}$ ,  $\lambda_{loss}$  jsou váhové koeficienty ztrátové funkce a  $g_{track}$  může být popsána rovnicí (238).

Účelem kritéria  $g_c$  je navýšit počet zatěžovacích cyklů. Penalizovaná je převrácená hodnota počtu zatěžovacích cyklů jednotlivých tranzistorů měniče

$$g_c = \sum N_{f,y,k+1}^{-1} \quad (299)$$

$$N_{f,y,k+1} = A \cdot \Delta T_{cy,k+1}^{\beta_1} \cdot e^{\left(\frac{\beta_2}{T_{y,min,k+1}}\right)} \cdot t_{on,y,k+1}^{\beta_3} \cdot i_{B,k+1}^{\beta_4} \cdot V_c^{\beta_5} \cdot d_b^{\beta_6}, \quad (300)$$

kde  $\Delta T_{cy,k+1}$  je amplituda teplotního cyklu daného výkonového polovodičového prvku,  $T_{y,min,k+1}$  je teplota nejchladnějšího výkonového polovodičového prvku,  $t_{on,y,k+1}$  je délka pulzu sepnutí,  $i_B$  je proud tekoucí jedním bondem  $y$ -tého výkonového polovodičového prvku,  $V_c$  je napěťová třída měniče,  $d_b$  je průměr bondu,  $A$  je technologický faktor a  $\beta_{1-6}$  jsou koeficienty odvozeny na základě spolehlivostních experimentů pro daný

měníč.  $\Delta T_{cy,k+1}$  je určena na základě průměrné teploty výkonového polovodičového prvku  $T_{y,avg,k+1}$  a aktuální teplotě výkonového polovodičového prvku  $T_{y,k+1}$

$$\Delta T_{cy,k+1} = |T_{y,k+1} - T_{y,avg,k+1}|. \quad (301)$$

$T_{y,avg,k+1}$  je určena pomocí exponenciálního filtru

$$T_{y,avg,k+1} = \phi_T T_{y,avg,k} + (1 - \phi_T) T_{y,k+1}, \quad (302)$$

kde  $\phi_T$  je koeficient filtru.

Třetí část ztrátové funkce  $g_{sp}$  vyrovnává teploty jednotlivých výkonových polovodičových prvků pomocí penalizování teplotní variance

$$g_{sp} = \text{Var}(T_{y,k+1} - T_{avg,k+1}), \quad (303)$$

kde průměrná teplota prvku lze určit jako:  $T_{avg,k+1} = \frac{1}{12} \sum_{y=1}^{12} T_{y,k+1}$ .

Čtvrtým kritériem ztrátové funkce je penalizace celkových okamžitých ztrát. Penalizace ztrát je daná rovnicí

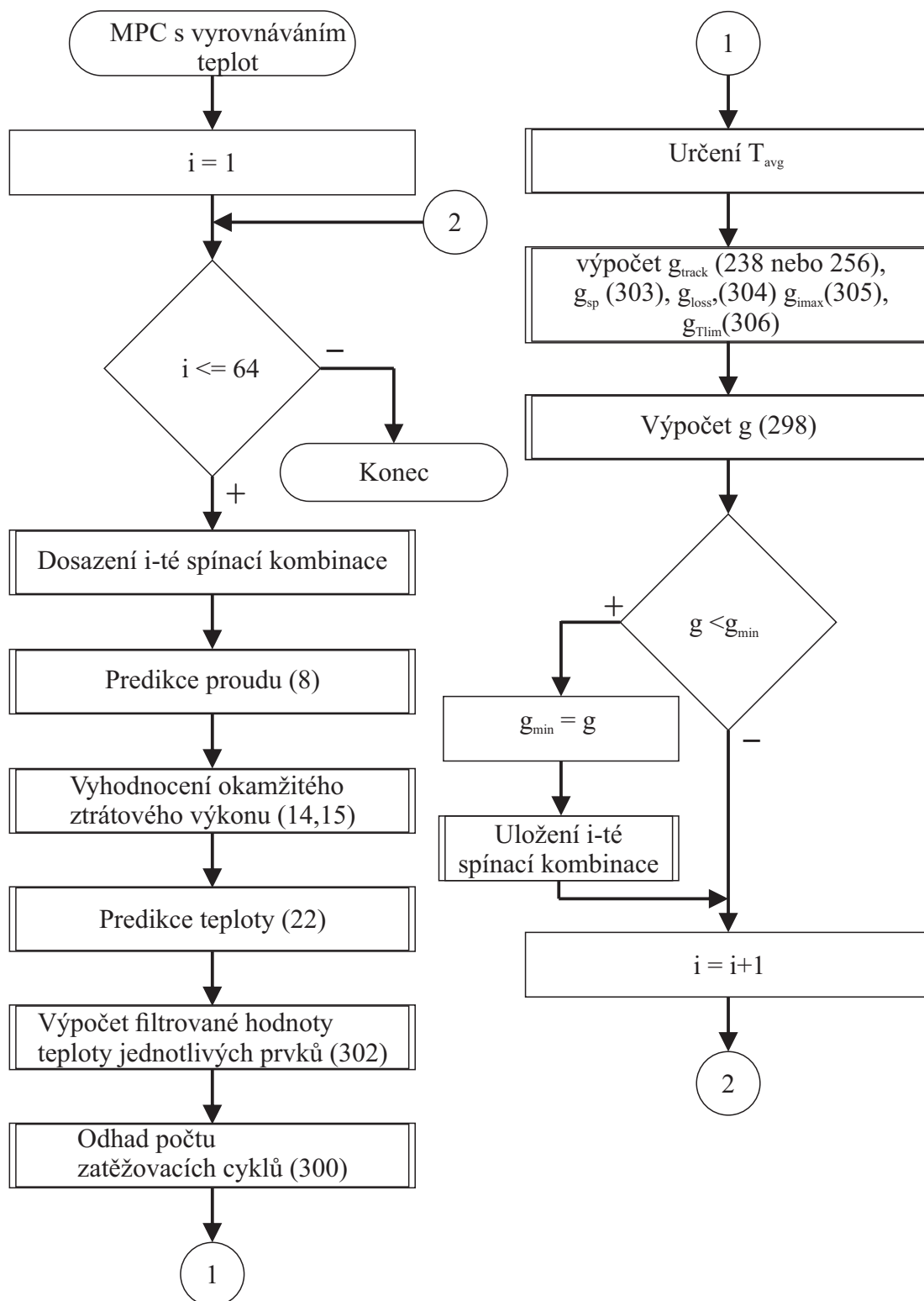
$$g_{loss} = \sum_{x=1}^{12} \Delta P_{x,k+1}. \quad (304)$$

Zbývající kritéria zahrnují tvrdá omezení maximálního fázového proudu a teploty

$$g_{imax} = \begin{cases} 0 & |i_{ph,k+1} \leq i_{max}| \\ \infty & \text{jinak} \end{cases} \quad (305)$$

$$g_{Tlim} = \begin{cases} 0 & |T_{y,max,k+1} \leq T_{max}| \\ \infty & \text{jinak} \end{cases}, \quad (306)$$

kde  $i_{max}$  maximální přípustná hodnota fázového proudu.



Obr. 116: Vývojový diagram algoritmu FCS-MPC s vyrovnáváním teplot.

### 8.3.1 FCS-MPC s vyrovnáváním teplot a omezením amplitudy proudu

K tomu, aby byl algoritmus FCS-MPC s vyrovnáváním teplot srovnatelný s algoritmem FCS-MPC s ochranou proti přetížení, je do tohoto algoritmu přidáno omezení ampli-



tudy proudu dle teploty základny měniče definovaného rovnicí (274) v kapitole 8.2.3. Rozdílem oproti FCS-MPC s vyrovnáváním teploty bez omezení amplitudy proudu je změna výpočtu  $g_{track}$ . To je určeno pomocí rovnice (256).

## 8.4 Simulace

Simulace byly provedeny pro  $RL$  zátěž s parametry uvedenými v tab. 10 pro tři varianty řízení: (i) FCS-MPC s vyrovnáváním teplot, (ii) FCS-MPC s vyrovnáváním teplot a navrženým omezením amplitudy proudu dle teploty základny a (iii) navrhané FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení. Simulace byly provedeny pro dvě výstupní frekvence  $f_{out} = \{0; 50\} Hz$  s  $i_d^* = 8, 13 A$ . Maximální poměrná doba sepnutí při požadovaném proudu  $i_d^*$  lze přibližně určit z parametrů elektrického obvodu a z úbytku napětí na tranzistorech daného amplitudou proudu a z výstupní charakteristiky tranzistorů [36]:

$$z_m(i_d^*) = \frac{\frac{1}{\sqrt{3}}(2U_{dc} - 4(u_{T0} + r_T i_d^*))}{\sqrt{(2\pi f_{out} L)^2 + R^2}} \doteq 0,77. \quad (307)$$

Parametry pro určení počtu zatěžovacích cyklů uvedené v tab. 11 byly empericky odhadnuty na základě parametrů modulu uvedeného v [41]. Váhové koeficienty jsou uvedeny pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot jednotlivých tranzistorů v tab. 12 a pro navrhané FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení v tab. 13.

Název parametrů	Hodnota
$L$ - Indukčnost zátěže	$L = 2 mH$
$R$ - Odpor zátěže	$R = 3,0 \Omega$
$U_{dc}$ - Napětí stejnosměrného meziobvodu	$U_{dc} = 30 V$
Řád modelu - denominátor	$n = 3$
Řád modelu - nominátor	$m = 3$
Modul	Semikron SK 20 DGDL 065 ET

Tab. 10: Parametry simulace.

Název parametrů	Hodnota
Technologický faktor	$A = 2,03 \cdot 10^{-14}$
Napěťová třída / 100	$V_c = 6$
Průměr bondu	$d_b = 300 \mu m$
koeficient pro $\kappa T_x$	$\beta_1 = -4,416$
koeficient pro $T_{x,min}$	$\beta_2 = 1285$
koeficient pro $t_{on}$	$\beta_3 = -0,463$
koeficient pro $i_B$	$\beta_4 = -0,716$
koeficient pro $V_C$	$\beta_5 = -0,761$
koeficient pro $d_b$	$\beta_6 = -0,5$

Tab. 11: Parametry pro výpočet počtu zatěžovacích cyklů modulu Semikron SK 20 DGD 065 ET.

Označení koeficientu	Hodnota
$\lambda_c$	$4,06 \cdot 10^{-6}$
$\lambda_{sp}$	0,01
$\lambda_{loss}$	0,0005

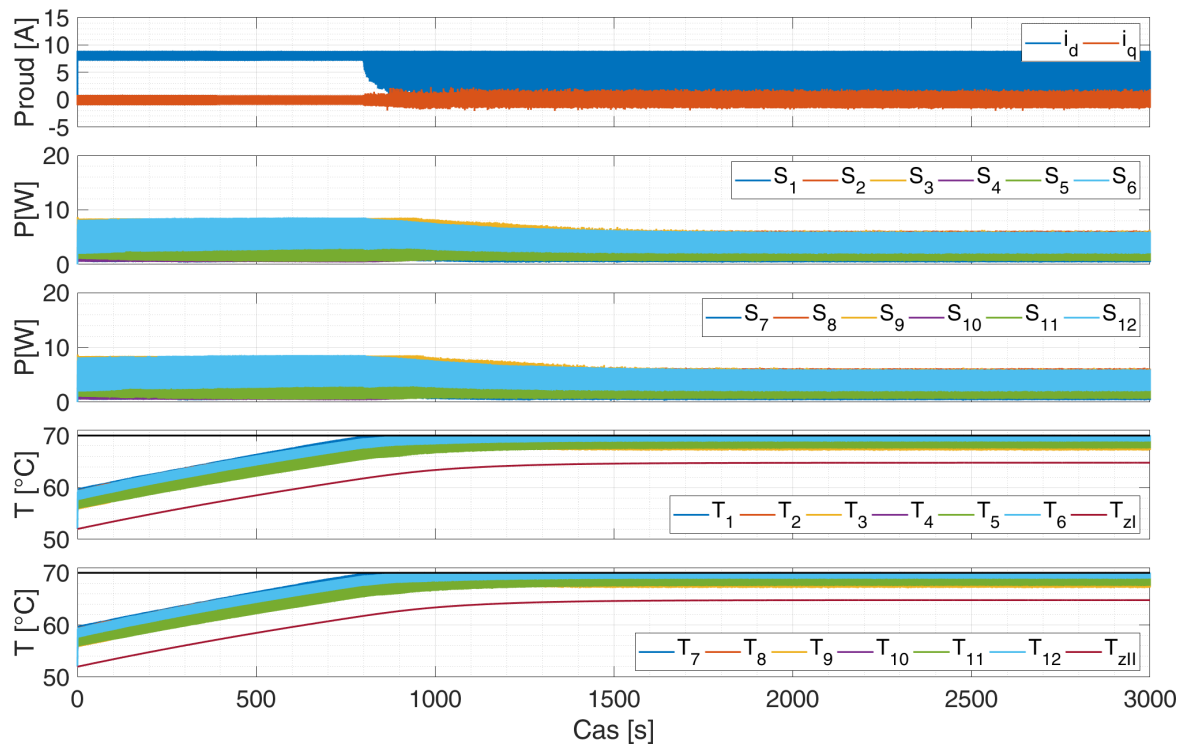
Tab. 12: Přehled koeficientů FCS-MPC s vyrovnáváním teplot.

Označení koeficientu	Hodnota
$\lambda_{bal}$	0,013
$\lambda_{lim}$	10

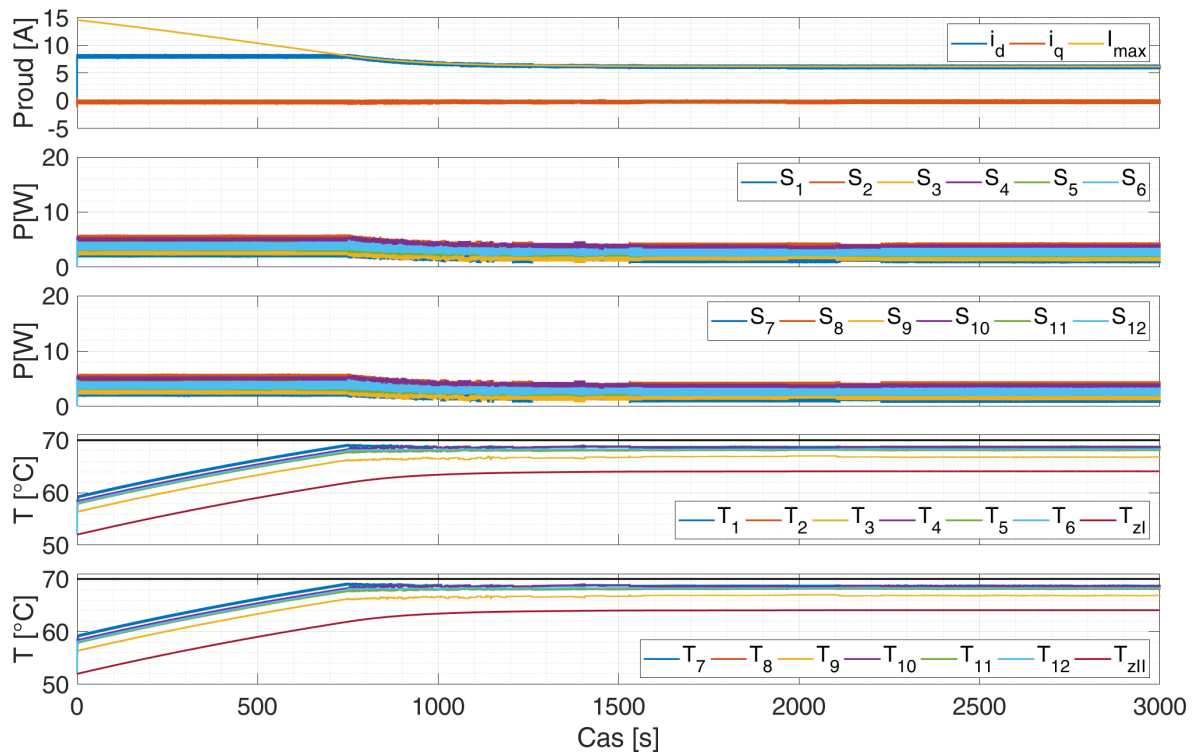
Tab. 13: Přehled koeficientů navrhovaného FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení.

**Režim výstupní frekvence 50 Hz:** Výsledky simulace zahřátí měniče po spuštění s výstupní frekvencí  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$  jsou zobrazeny pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot na obr. 117, pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot s navrženým omezením amplitudy proudu dle teploty na obr. 118 a pro FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení na obr. 119. První graf reprezentuje složky d, q proudového vektoru v souřadném systému svázaném s vektorem požadovaného proudu a maximální přípustnou amplitudu proudu. Druhý graf zobrazuje průměrované ztrátové výkony prvků měniče I a třetí graf zobrazuje to samé pro prvky měniče II. Čtvrtý graf zobrazuje průběh teplot jednotlivých tranzistorů a základny měniče I. To samé pro měnič II zobrazuje pátý graf.

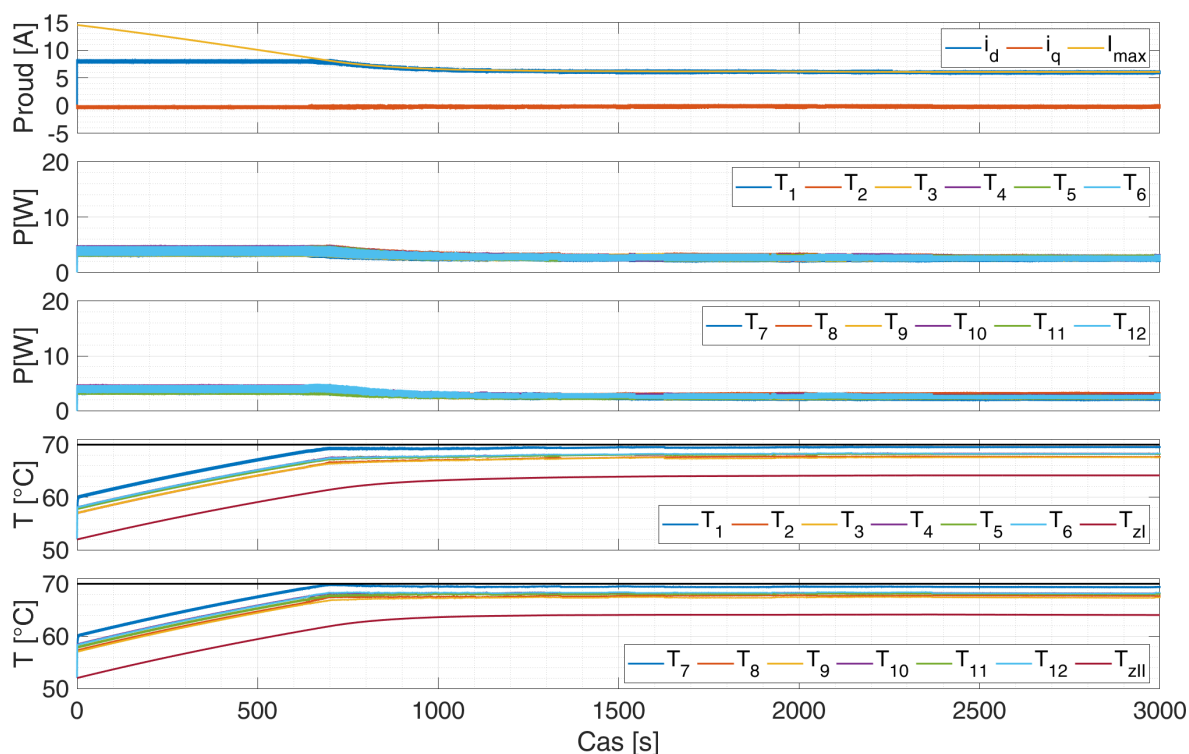
Je patrné, že u FCS-MPC s vyrovnáváním teplot vlivem rozdílných časových konstant modelu proudu a teplotního modelu dochází k deformaci průběhu proudu. Pokud se k MPC s vyrovnáváním teplot přidá omezování amplitudy proudu dle teploty, pak jsou obě řešení srovnatelná. U navrženého FCS-MPC s ochranou proti přetížení jsou výhodou vyrovnané ztrátové výkony jednotlivých prvků. Zatímco u FCS-MPC s vyrovnáváním teplot je výhodou přibližně o půl stupně menší teplota nejvíce zahřátého prvku.



Obr. 117: Simulace: Průběhy proudů v rotujícím souřadném systému svázaného s referenčním vektorem proudu, ztrátových výkonů a teplot jednotlivých prvků měniče I a II během přechodového děje po spuštění měniče s  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$  pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot.



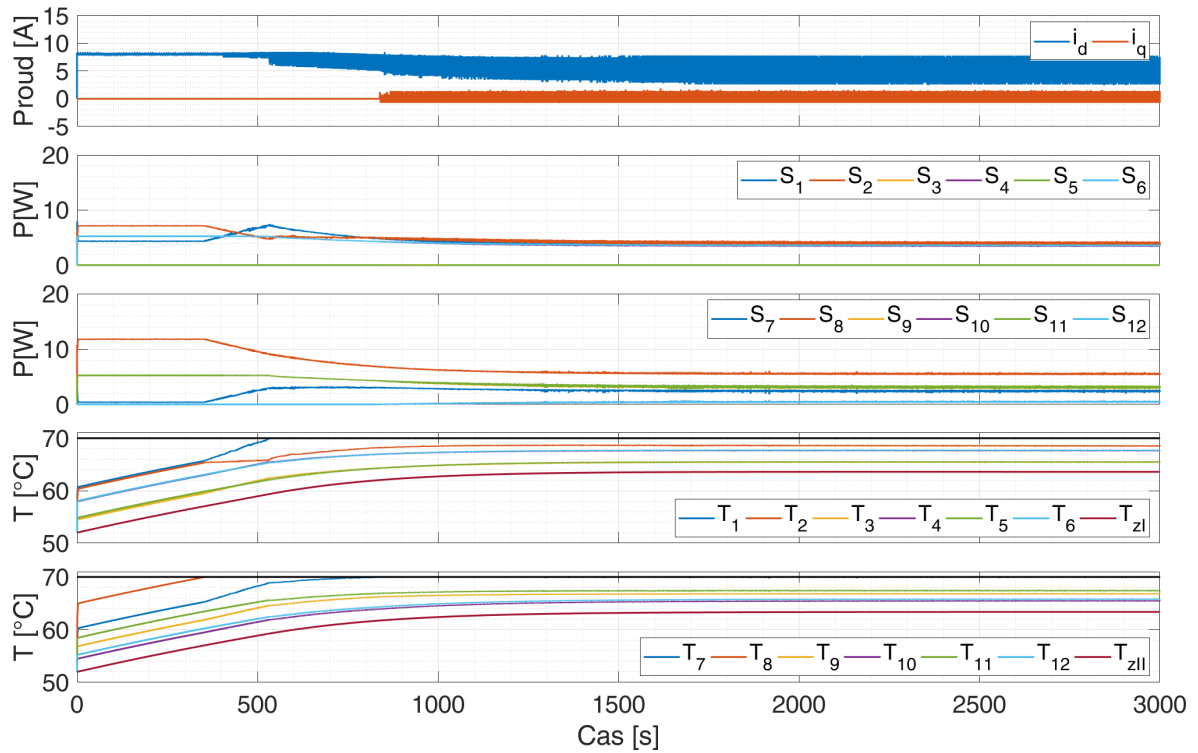
Obr. 118: Simulace: Průběhy proudů v rotujícím souřadném systému, ztrátových výkonů a teplot jednotlivých prvků měniče I a II během přechodového děje po spuštění měniče s  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$  pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot s omezením amplitudy proudu dle teploty.



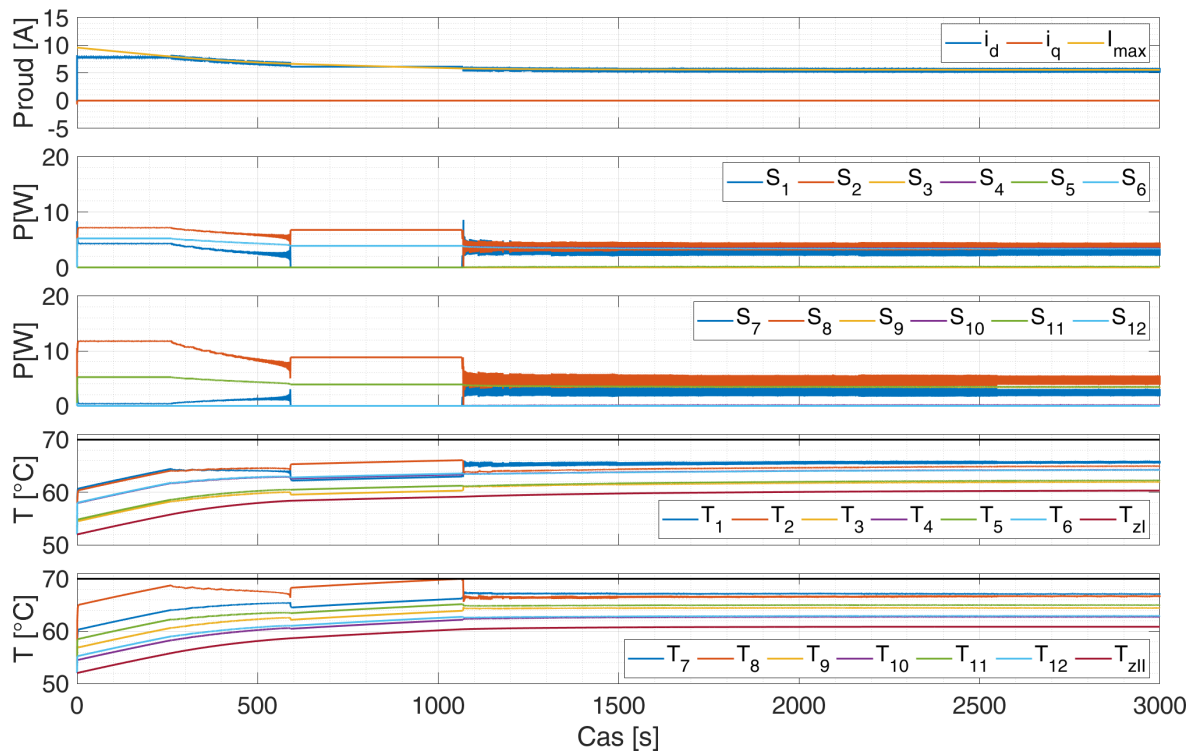
Obr. 119: Simulace: Průběhy proudů v rotujícím souřadném systému, ztrátových výkonů a teplot jednotlivých prvků měniče I a II během přechodového děje po spuštění měniče s  $f_{out} = 50 \text{ Hz}$  pro FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení.

**Režim zatěžování stejnosměrným proudem:** Výsledky simulace zahřátí měniče po spuštění při výstupní frekvenci  $f_{out} = 0 \text{ Hz}$  jsou zobrazeny pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot na obr. 120, pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot s omezením maximální amplitudy proudu dle teploty základen na obr. 121 a pro FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení na Obr. 122.

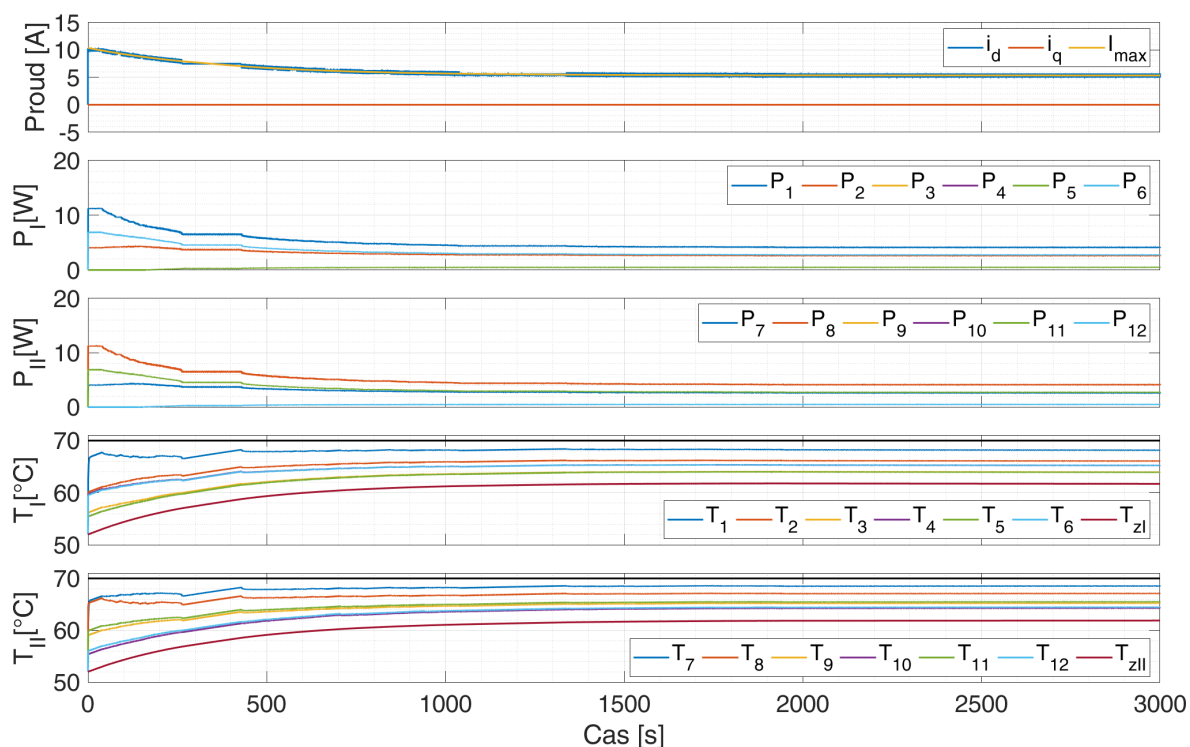
U FCS-MPC s vyrovnáváním teplot bez omezení maximální amplitudy se projevuje zkreslením proudu. Zkreslení je u této techniky potlačeno přidáním omezení amplitudy. Oproti FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení zde dochází kvůli kombinaci jednokrokového horizontu predikce a vyššího řádu tepelného modelu k rozvážení teplot. Zejména u tranzistorů vedoucích kladný proud zátěže ve fázi  $a$ . Zde je  $S_8$  oproti  $S_1$  na začátku přechodového děje po spuštění měniče více zatížen, a tak má znatelně vyšší teplotu. U FCS-MPC s ochranou proti přetížení polovodičových prvků jsou ztrátové výkony těchto dvou tranzistorů vyrovnané, a tak je jejich teplotní rozdíl dán pouze různým umístěním uvnitř modulu měniče. Maximální teplota prvku je u FCS-MPC s vyrovnáním teplot s omezením amplitudy  $70^\circ\text{C}$ , zatímco u FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení pouze  $68,7^\circ\text{C}$ .



Obr. 120: Simulace: Průběhy proudů v rotujícím souřadném systému, ztrátových výkonů a teplot jednotlivých prvků měniče I a II během přechodového děje po spuštění měniče s  $f_{out} = 0 \text{ Hz}$  pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot.



Obr. 121: Simulace: Průběhy proudů v rotujícím souřadném systému, ztrátových výkonů a teplot jednotlivých prvků měniče I a II během přechodového děje po spuštění měniče s  $f_{out} = 0 \text{ Hz}$  pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot a omezením maximální amplitudy proudu.

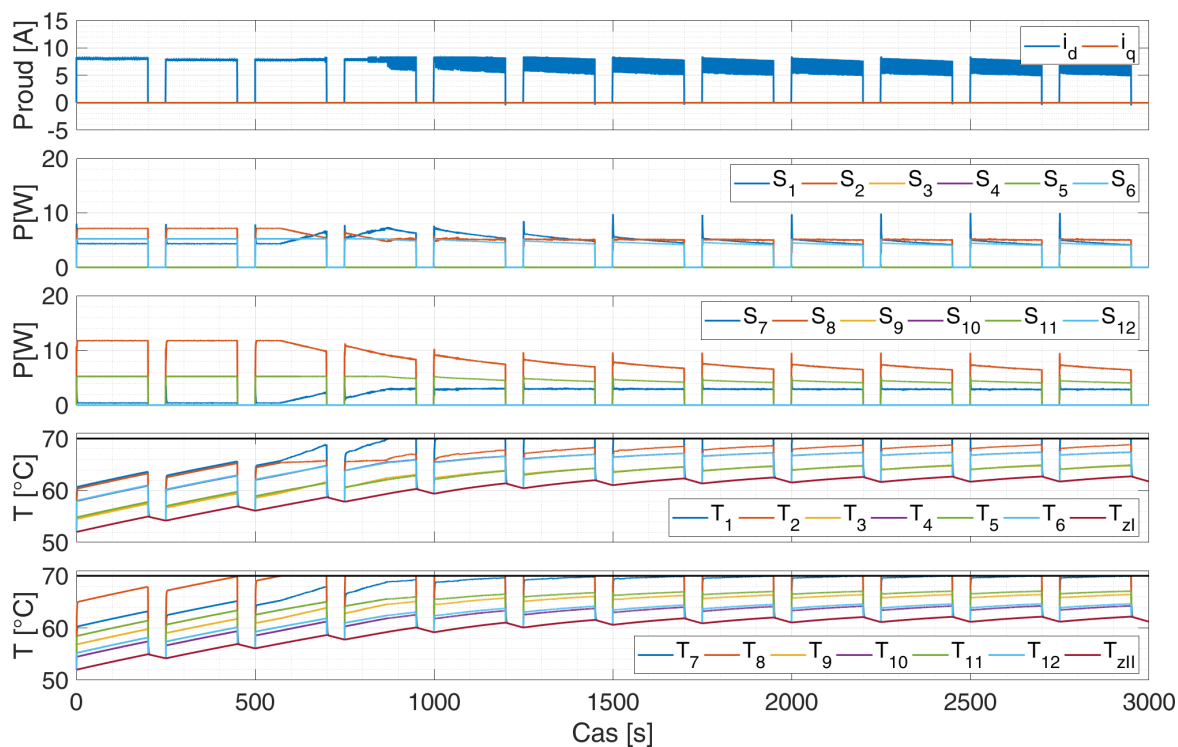


Obr. 122: Simulace: Průběhy proudů v rotujícím souřadném systému, ztrátových výkonů a teplot jednotlivých prvků měniče I a II během přechodového děje po spuštění měniče s  $f_{out} = 0 \text{ Hz}$  pro FCS-MPC s ochranu polovodičových prvků proti přetížení.

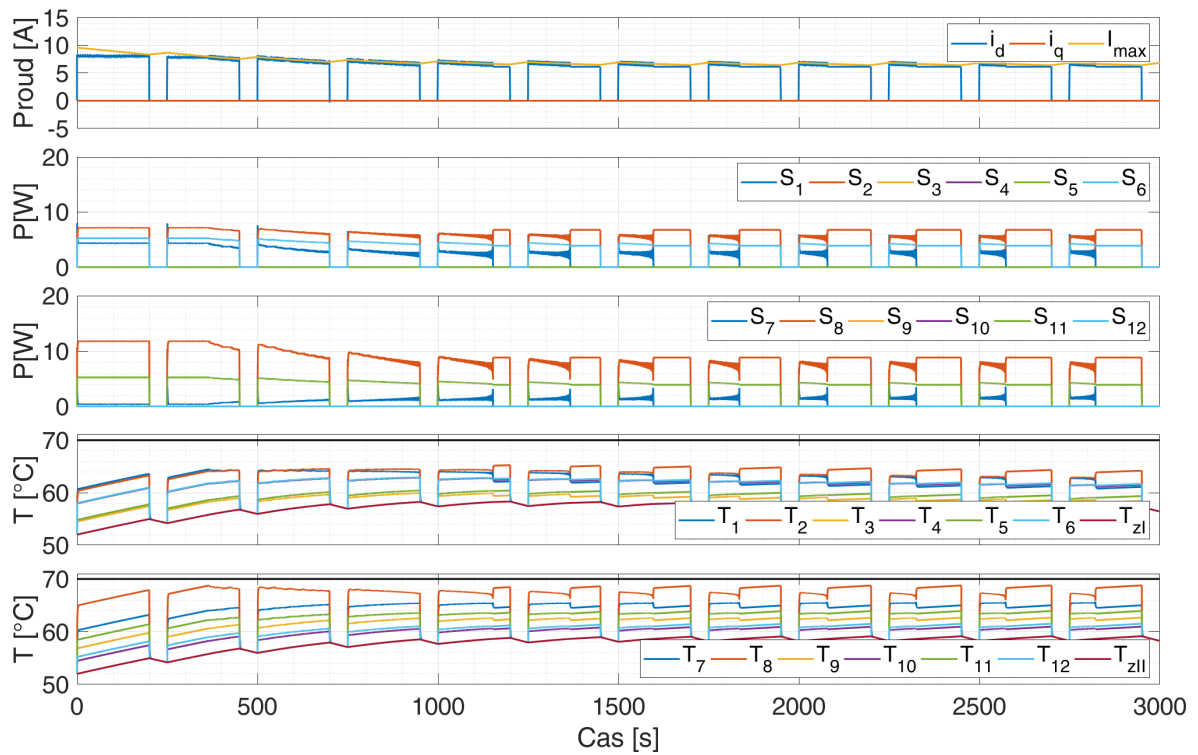
**Režim přerušovaného zatížení s nulovou výstupní frekvencí:** Výsledky simulace zahřátí měniče po jeho spuštění v režimu přerušovaného zatížení s nulovou výstupní frekvencí jsou zobrazeny pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot na obr. 123, pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot s omezením maximální amplitudy proudu na obr. 124 a pro navrhované FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení na obr. 125.

V porovnání si algoritmy FCS-MPC vedou stejně jako v případě režimu zatížení s nulovou výstupní frekvencí. U FCS-MPC s vyrovnáním teplot bez omezení amplitudy proudu dochází ke zkreslení proudu zátěže. Zkreslení je odstraněno přidáním omezení amplitudy. Výhodou FCS-MPC s ochranou proti přetížení polovodičových prvků je oproti MPC s vyrovnáváním teplot s omezením amplitudy proudu menší teplota nejvíce tepelně namáhaného polovodičového prvku. Ta je u FCS-MPC s ochranou proti přetížení rovna  $67^\circ\text{C}$  a u FCS-MPC s vyrovnáváním teplot  $68,8^\circ\text{C}$ .

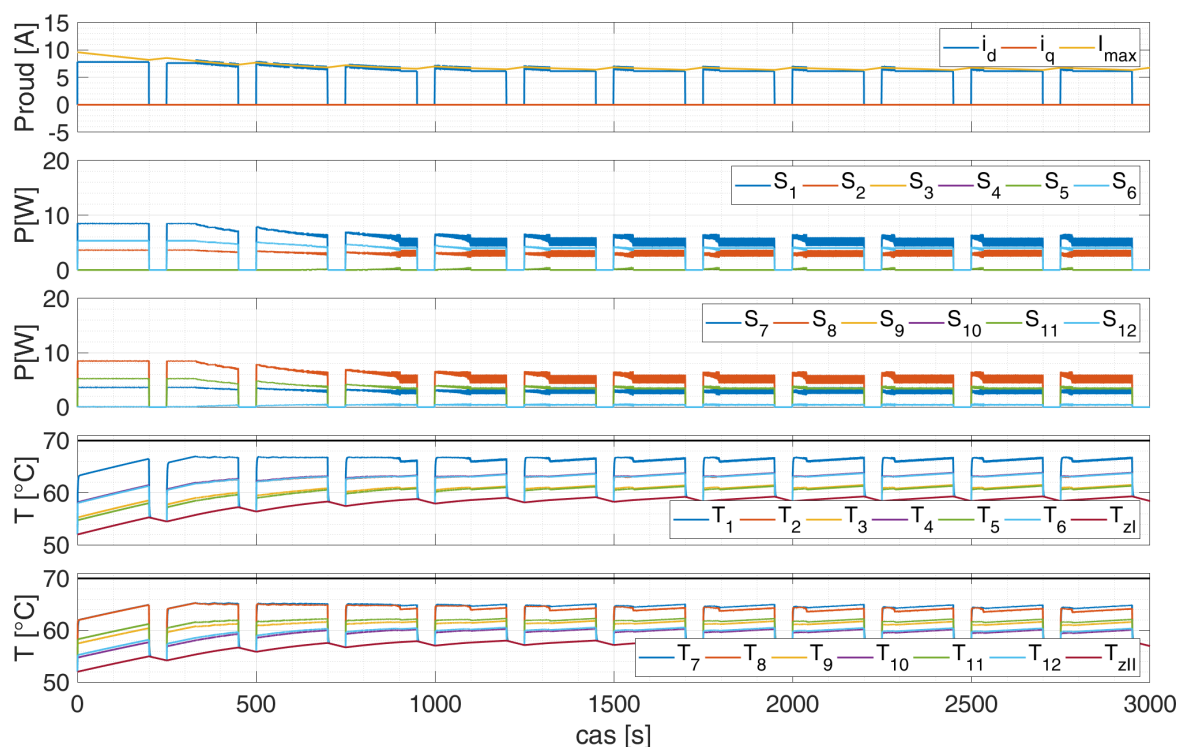




Obr. 123: Simulace: Průběhy proudů v rotujícím souřadném systému, ztrátových výkonů a teplot jednotlivých prvků měniče I a II během přechodového děje po spuštění měniče v režimu cyklického zatěžování stejnosměrným proudem pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot.



Obr. 124: Simulace: Průběhy proudů v rotujícím souřadném systému, ztrátových výkonů a teplot jednotlivých prvků měniče I a II během přechodového děje po spuštění měniče v režimu cyklického zatěžování stejnosměrným proudem pro FCS-MPC s vyrovnáváním teplot s omezením maximální amplitudy proudu.



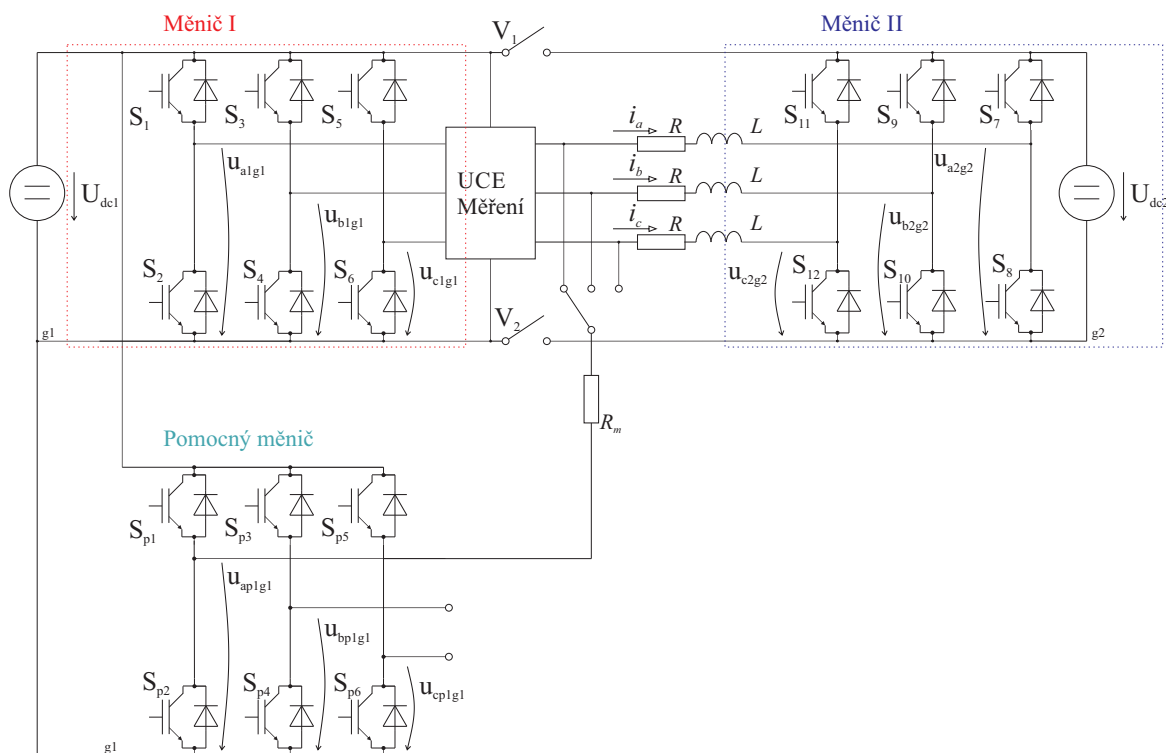
Obr. 125: Simulace: Průběhy proudů v rotujícím souřadném systému, ztrátových výkonů a teplot jednotlivých prvků měniče I a II během přechodového děje po spuštění měniče v režimu cyklického zatěžování stejnosměrným proudem pro FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení.

## 8.5 Experiment

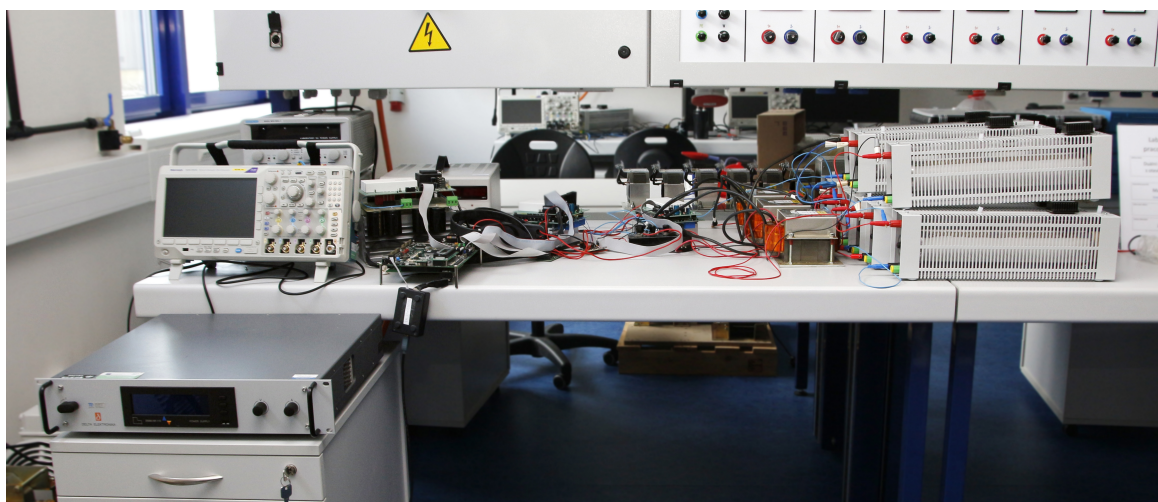
Navržený algoritmus FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení byl testován řadou experimentů. Experimenty byly provedeny na dvou modulech trojfázového měniče typu Semikron SK 20 DGD L 065. Schéma experimentálního prototypu výkonového obvodu je znázorněno na obr. 126. Pro validaci navrhovaného algoritmu je měřena teplota tranzistoru  $S_1$ , u kterého je dle parametrů tepelného modelu očekávána nejvyšší teplota. Postup měření teploty je popsán v kapitole 5.7.1. Oproti obvodu zobrazeném na obr. 8 použitým pro identifikaci a validaci tepelného modelu je zde galvanicky oddělený stejnosměrný meziobvod obou měničů, do obvodu zátěže přidány tlumivky a jsou na něj kladeny menší požadavky z hlediska četnosti odečtu teplot tranzistoru. Pro validování algoritmu byla zvolena perioda odečtů měření 3 s. Během měření teploty jsou na měničích I a II sepnuty horní tranzistory jednotlivých půlmůstků a na pomocném měniči jsou sepnuty spodní tranzistory. Díky tomu v ustáleném stavu po sepnutí těchto tranzistorů teče tranzistory proud nezávislý na obvodu zátěže a je možné provést odečet teploty. Po dobu, kdy není aktivní měření teploty, jsou tranzistory pomocného měniče uzavřeny a spínací kombinace měniče I a měniče II jsou voleny dle provozního režimu.

Experimentální testy byly provedeny pro režim výstupní frekvence  $50\text{Hz}$ , pro režim

nulové výstupní frekvence a pro režim cyklického zatěžování stejnosměrným proudem. Parametry experimentu jsou specifikovány v tab. 14.



Obr. 126: Schéma zapojení experimentálního stanoviště.

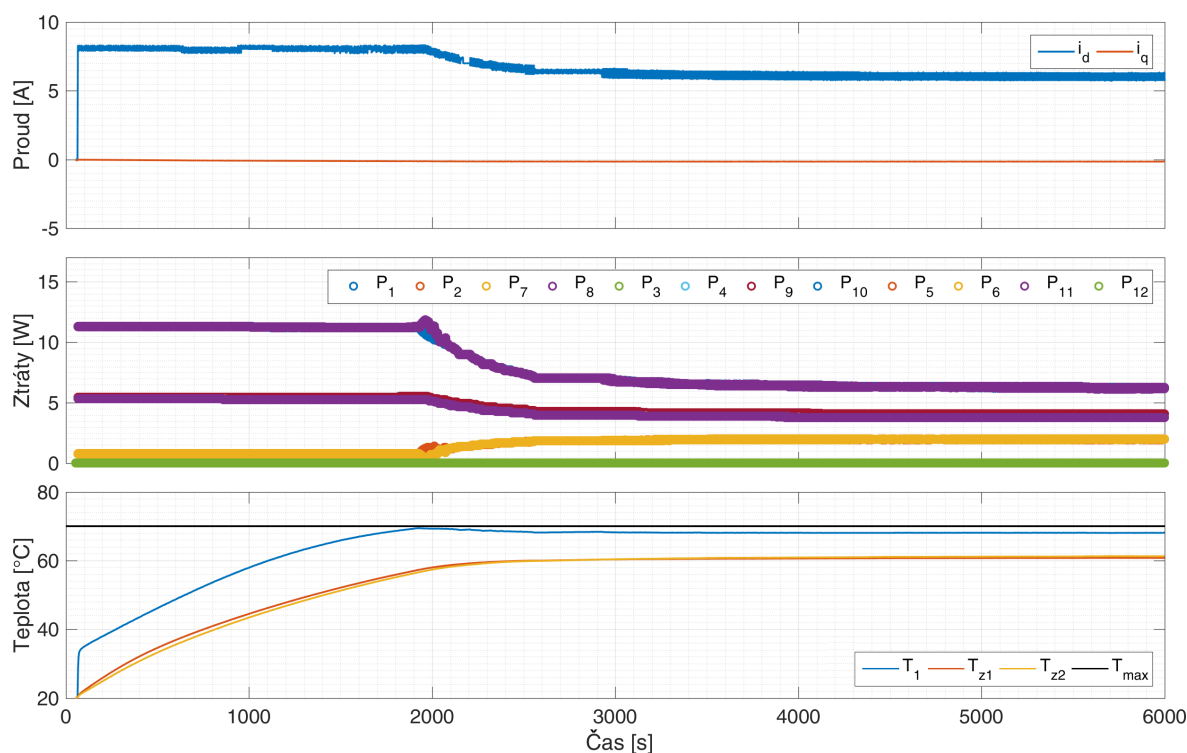


Obr. 127: Experimentální pracoviště.

Název parametru	Hodnota
Indukčnost zátěže	$L = 2 \text{ mH}$
Odpor zátěže	$R = 3 \Omega$
Napětí SS meziobvodu	$U_{dc} = 30 \text{ V}$
Modul	Semikron SK 20 DGDL 065 ET

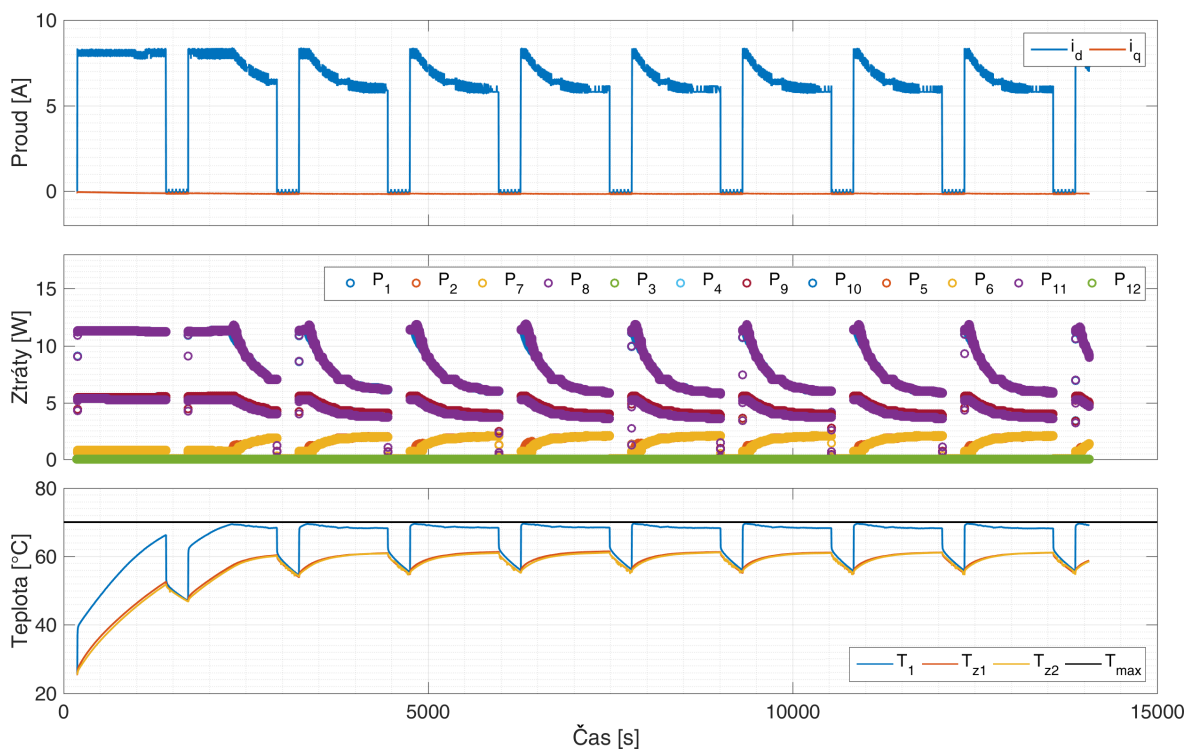
Tab. 14: Parametry měření.

**Režim nulové výstupní frekvence:** Navržené řízení bylo nejprve experimentálně otestováno v režimu zatěžování stejnosměrným proudem. Výsledky experimentu jsou zobrazeny na obr. 128. První graf reprezentuje složky proudového vektoru v souřadném systému svázaném s vektorem požadovaného proudu. Druhý zobrazuje ztráty jednotlivých tranzistorů. Třetí obsahuje průběh teploty tranzistoru  $S_1$ , teplotu základny jednotlivých měničů a maximální přípustnou teplotu PN přechodu. Na začátku děje jsou teplota tranzistoru a teploty základen nízké, proto nejsou aplikovány žádné limity na amplitudu výstupního proudu. S rostoucí teplotou jsou postupně limitovány ztráty tranzistorů a amplituda požadovaného proudu. Maximální teplota tranzistoru je rovna  $69,8^\circ\text{C}$ . Teplota v ustáleném stavu je rovna  $68^\circ\text{C}$ .



Obr. 128: Experiment: Průběh proudu v rotujícím souřadném systému, ztrát jednotlivých prvků, teplotu tranzistoru  $S_1$ , teplotu základny měniče I a II a maximální přípustnou teplotu PN přechodu během přechodového děje po spuštění měniče při  $f_{out} = 0 \text{ Hz}$  a  $i_d^* = 8,13 \text{ A}$ .

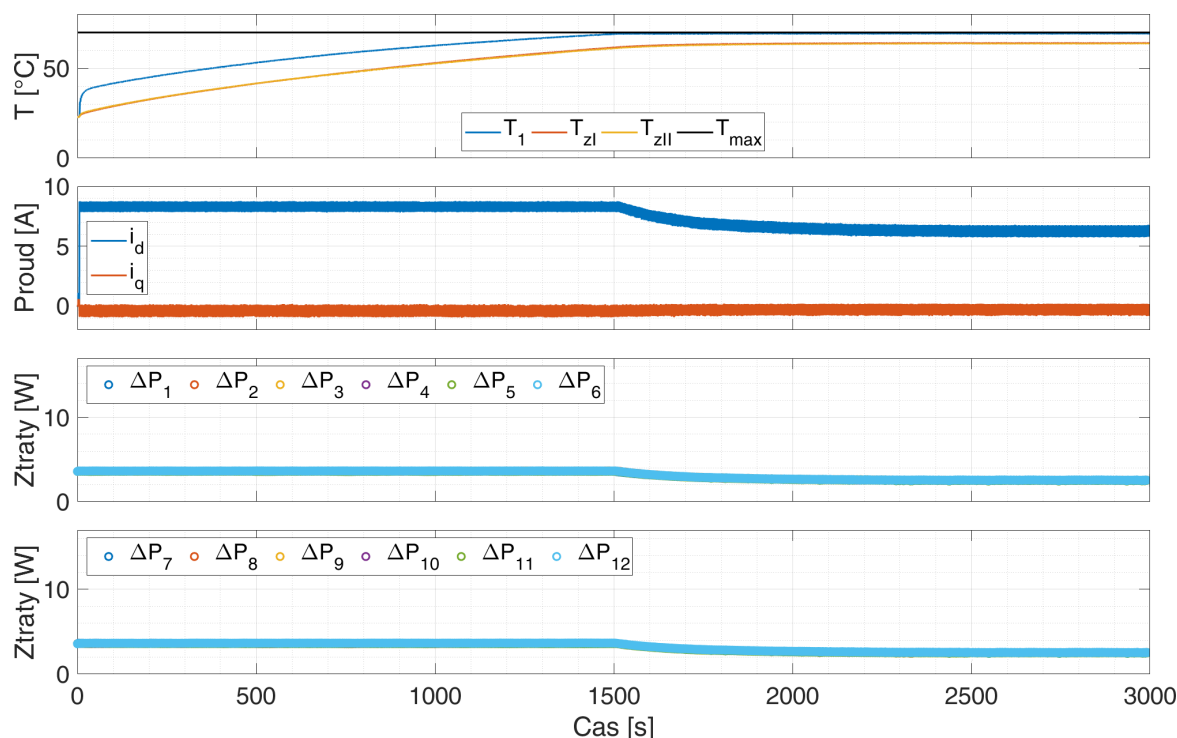
**Režim cyklického zatěžování stejnosměrným proudem:** Výsledky experimentu navrhovaného FCS-MPC v režimu cyklického zatěžování stejnosměrným proudem jsou zobrazeny na obr. 129. Požadovaný proudový vektor je nastaven po dobu dvaceti minut na 8,13 A a po dobu pěti minut na 0 A. Je patrné, že i při opakovaném zatěžování je zajištěno dodržení maximálního limitu oteplení tranzistorů.



Obr. 129: Experiment: Průběh proudu v rotujícím souřadném systému, ztrát jednotlivých prvků, teploty tranzistoru  $S_1$ , teploty základny měniče I a II měřené během přechodového děje po spuštění měniče v režimu cyklického zatěžování stejnosměrným proudem a při  $i_d^* = 8,13 A$ .

### Režim s výstupní frekvencí 50 Hz:

Výsledky pro tento režim jsou zobrazeny na obr. 130. Dle modelu (22), (23) je teplota prvků závislá na průběhu ztrátového výkonu jednotlivých prvků. Při  $f_{out} = 50 Hz$  je vlivem nenulové výstupní frekvence vyšší impedance zátěže, tím je prodloužena doba vedení tranzistorů a větší  $z_m$ . Vůči nejnepříznivější variantě  $z_m = 1$  je oproti režimu nulové výstupní frekvence menší rezerva a maximální teplota tranzistoru je vyšší. V ustáleném stavu je teplota tranzistoru  $69,33^\circ C$ .



Obr. 130: Experiment: Průběh teploty tranzistoru  $S_1$  (modrá), základny měniče I (červená) a měniče II (oranžová) a maximální povolená teplota PN přechodu, průběh ztrátových výkonů prvků 1–6, průběh ztrátových výkonů prvků 7–12 během přechodového děje po spuštění měniče při výstupní frekvenci  $50 \text{ Hz}$  a  $i_d^* = 8, 13 \text{ A}$ .

## 8.6 Dílčí závěr

V této kapitole byl popsán navržený algoritmus FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení. Řídicí algoritmus byl navržen se třemi cíli. Prvním cílem je řídit proud zátěže, druhým vyrovnávat ztráty jednotlivých tranzistorů obou měničů a třetím omezovat ztrátový výkon tranzistorů tak, aby nedošlo k jejich přetížení, ale zároveň byly maximálně využity.

Navrhované řízení je založené na využití modelu ztrát a tepelného modelu ve ztrátové funkci. Výsledný algoritmus balancuje rovnoměrně ztráty mezi jednotlivé tranzistory. Dále, pokud teplota polovodičových prvků dosáhne stanovené hranice, dochází ke snížení spínací frekvence a omezení amplitudy proudu.

Výhodou navrženého algoritmu oproti FCS-MPC s vyrovnáváním teplot je jednodušší ztrátová funkce a menší harmonické zkreslení proudu v případě, že se teplota základny pohybuje v okolí maximální povolené teploty polovodičů. Ve srovnání s FCS-MPC s vyrovnáváním teplot doplněným o omezení amplitudy proudu je u FCS-MPC s ochranou polovodičových prvků proti přetížení v případě režimu zatěžování stejnosměrným proudem menší nejvyšší dosažená teplota polovodičových prvků.

Algoritmus byl implementován v mikroprocesorovém řídicím systému s procesorem TMS320F28335 a FPGA Cyclon III. Funkčnost algoritmu byla demonstrována simula-

cemi a řadou měření v ustálených a přechodových stavech na laboratorním prototypu zařízení. Algoritmus byl dále upraven pro laboratorní pohon s asynchronním motorem napájeným z duálního měniče. Nejnovější poznatky byly publikovány v impaktovaném článku v časopisu IET Power Electronics [A1]. Hlavním přínosem oproti v práci uvedeném algoritmu je uvažování vlivu poměrné doby sepnutí tranzistorů na jejich oteplení.



## 9 Závěr

Tato práce se zabývá návrhem algoritmů řízení pro duální měnič. Navržené algoritmy řízení jsou zaměřeny zejména na vyrovnávání ztrát mezi jednotlivými spínacími prvky a na ochranu spínacích prvků před přetížením. Pro vyrovnání ztrát byly v první řadě vybrány techniky založené na subhexagonální PWM a na PWM s amplitudově posunutými nosnými, které byly modifikovány pro splnění uvedených kritérií. Vznikly tak nové algoritmy – modifikace subhexagonální PWM – s variabilní spínací sekvencí a subhexagonální PWM s redukovanou spínací sekvencí, PWM s rotujícími nosnými signály a PWM s nespojitým referenčním signálem. Jednotlivé modulační techniky byly porovnány řadou simulací a experimentů z pohledu kvality frekvenčního spektra, celkových výkonových ztrát a jejich rozložení mezi jednotlivé spínací prvky. U navržených modifikací uvedených algoritmů byl oproti PWM s amplitudově posunutými nosnými snížen ztrátový výkon nejvíce zatíženého tranzistoru pro vybrané hloubky modulace až o 30 % a celkový ztrátový výkon až o 20 %.

Další navržená technika kombinuje modulační techniky SVPWM a subhexagonální PWM s prediktivním řízením s konečným počtem akčních zásahů, kde jsou nalezeny vhodné spínací sekvence pomocí principu vektorové modulace, a z nich je potom spínací sekvence optimální z hlediska rozložení ztrátových výkonů vybrána pomocí prediktivního řízení. Významné zlepšení rozložení ztrát je dosaženo zejména pro mezní stavy, jako je např. pro nulovou výstupní frekvenci (stejnoseměrný režim). Zde je díky novému řízení dosaženo lepšího rozložení ztrát mezi jednotlivé tranzistory měniče a ztrátový výkon nejvíce zatíženého tranzistoru je až o 30 % nižší při zachování srovnatelného celkového ztrátového výkonu.

Jako velmi perspektivní se díky širokým možnostem volby kritérií optimalizace ukázalo prediktivní řízení. V práci byl navržen algoritmus prediktivního řízení s konečným počtem akčních zásahů pro ochranu výkonových spínacích prvků proti přetížení a vyrovnávání ztrátových výkonů. Byla navržena vhodná ztrátová funkce sestávající ze tří částí: řízení proudu, balancování ztrát mezi jednotlivými výkonovými spínacími prvky, a limitující tyto ztráty. Algoritmus navržený pro ochranu spínacích prvků pracuje se dvěma kritérii, a to limitem výkonových ztrát a omezováním maximální amplitudy proudu. Limit výkonových ztrát je dán tepelným matematickým modelem měniče a je vypočten na základě měření teploty základny. Limit amplitudy proudu je vypočten na základě požadavku minimální spínací frekvence a maximálního přípustného výkonu. Okamžitá hodnota výkonových ztrát jednotlivých tranzistorů je odhadována v reálném čase na základě modelu tepelných ztrát s parametry danými výrobcem. Hodnota průměrných ztrát je získána pomocí exponenciálního filtru. Jednotlivé spínací kombinace jsou vybírány tak, aby byl dodržen limit výkonových ztrát.

Maximální využitelnost měniče při použití tohoto algoritmu závisí na přesnosti te-

peelného modelu měniče. Při experimentech na měniči bylo omezení amplitudy proudu a výkonových ztrát určeno na základě modelu tak, že teplota nejvíce zatíženého tranzistoru se oproti stanovenému limitu lišila pouze o  $0,2^{\circ}\text{C}$ .

Výhodou navrženého algoritmu oproti algoritmu FCS-MPC s vyrovnáváním teplot je přibližně desetkrát menší výpočetní náročnost.

### Hlavní přínosy práce:

- Vybrané modulační techniky pro duální měnič byly upraveny za účelem minimalizace výkonových ztrát a jejich vyrovnání mezi jednotlivé spínací prvky.
- Jednotlivé modulační techniky byly porovnány z hlediska rozložení výkonových ztrát mezi jednotlivé spínací prvky a z hlediska kvality výstupního napětí a proudu měniče.
- Bylo dosaženo snížení ztrát nejvíce zatíženého tranzistoru až o 30 % a snížení celkových ztrát měniče až o 20 %.
- Byl navržen řízení kombinující prediktivní řízení a principy vektorové modulace pro vyrovnání a snížení ztrát výkonových spínacích prvků.
- Uvedené řízení dosahuje snížení ztrát u nejvíce zatíženého výkonového spínacího prvku v mezním případě, kdy je rekonstruován pouze jeden referenční vektor, až o 28 % a snížení celkových ztrát při výstupní frekvenci  $50\text{ Hz}$  až o 9 %.
- Bylo navržen prediktivní řízení proudu měniče s vyrovnáváním výkonových ztrát a ochranou tranzistorů měniče proti přetížení.
- Navržené prediktivní řízení s ochranou polovodičových prvků proti přetížení je přibližně desetkrát méně výpočetně náročné než prediktivní řízení s vyrovnáváním teploty [41] a velmi přesně modeluje teplotu PN přechodů tranzistorů.
- Navržené prediktivní řízení bylo dále upravené pro duální měnič napájecí pohon s asynchronním motorem [A1].

### Perspektivní směry dalšího výzkumu:

- Výzkum a vývoj komplexní varianty algoritmu prediktivního řízení s vyrovnáváním ztrát a ochranou tranzistorů měniče proti přetížení v kombinaci s algoritmy řízení rychlosti/momentu vybraného typu motoru.
- Optimalizace modulačních technik za účelem vyrovnávání výkonových ztrát jednotlivých tranzistorů pomocí matematických modelů.
- Modelování šíření tepla mezi prvky uvnitř výkonových modulů za účelem identifikace tepelného modelu měniče pro sofistikované algoritmy řízení s maximálním využitím fyzikálních vlastností polovodičových prvků.

## Seznam použité literatury a informačních zdrojů

- [1] RODRÍGUEZ, José; BERNET, Steffen; WU, Bin; PONTT, Jorge O; KOURO, Samir. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. 2007, roč. 54, č. 6, s. 2930–2945. ISSN 0278-0046.
- [2] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika, Svazek 6: Projektování výkonových polovodičových měničů vybrané stati*. Západočeská univerzita, 2003. ISBN 80-7082-980-X.
- [3] RODRIGUEZ, Jose; BERNET, Steffen; STEIMER, Peter K; LIZAMA, Ignacio E. A survey on neutral-point-clamped inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010, roč. 57, č. 7, s. 2219–2230. ISSN 0278-0046.
- [4] BRUCKNER, Thomas; BERNET, Steffen; GULDNER, Henry. The active NPC converter and its loss-balancing control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2005, roč. 52, č. 3, s. 855–868. ISSN 0278-0046.
- [5] LAI, Jih-Sheng; PENG, Fang Zheng. Multilevel converters—a new breed of power converters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*. 1996, roč. 32, č. 3, s. 509–517. ISSN 0093-9994.
- [6] RODRIGUEZ, Jose; LAI, Jih-Sheng; PENG, Fang Zheng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*. 2002, roč. 49, č. 4, s. 724–738. ISSN 0278-0046.
- [7] ROHNER, S.; BERNET, S.; HILLER, M.; SOMMER, R. Modulation, Losses, and Semiconductor Requirements of Modular Multilevel Converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. 2010, roč. 57, č. 8, s. 2633–2642. ISSN 0278-0046. Dostupné z DOI: 10.1109/TIE.2009.2031187.
- [8] ADAM, Grain Philip; ALAJMI, Bader; AHMED, KH; FINNEY, SJ; WILLIAMS, BW. New flying capacitor multilevel converter. In: *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2011, s. 335–339.
- [9] LEON, Jose I; FRANQUELO, Leopoldo G; KOURO, Samir; WU, Bin; VAZQUEZ, Sergio. Simple modulator with voltage balancing control for the hybrid five-level flying-capacitor based ANPC converter. In: *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2011, s. 1887–1892.
- [10] LESNICAR, Anton; MARQUARDT, Rainer. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*. 2003, sv. 3, 6–pp. ISBN 0-7803-7967-5.

- 
- [11] JAYASINGHE, SDG; VILATHGAMUWA, D Mahinda; MADAWALA, Udaya K. Dual inverter based battery energy storage system for grid connected photovoltaic systems. In: *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2010, s. 3275–3280. ISBN 978-1-4244-5394-8.
- [12] JAYASINGHE, SDG; VILATHGAMUWA, D Mahinda; MADAWALA, Udaya K. A dual inverter with integrated energy storage for wind power systems. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. 2010, s. 3182–3187. ISBN 978-1-4244-5225-5.
- [13] LEGA, Alberto. *Multilevel converters: dual two-level inverter scheme*. Bologna, 2007. Dizertační práce. University of Bologna.
- [14] KOU, Xiaomin; CORZINE, Keith A; WIELEBSKI, Mike W. Overdistention operation of cascaded multilevel inverters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*. 2006, roč. 42, č. 3, s. 817–824. ISSN 0093-9994.
- [15] ROSSI, Claudio; GRANDI, Gabriele; CORBELLI, Piero; CASADEI, Domenico. Generation system for series hybrid powertrain based on the dual two-level inverter. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*. 2009, s. 1–10. ISBN 978-1-4244-4432-8.
- [16] GRANDI, Gabriele; ROSSI, Claudio; LEGA, Alberto; CASADEI, Domenico. Multilevel operation of a dual two-level inverter with power balancing capability. In: *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*. 2006, sv. 2, s. 603–610. ISBN 1-4244-0364-2.
- [17] DE SOUSA, Luis; SILVESTRE, Benedicte; BOUCHEZ, Boris. A combined multiphase electric drive and fast battery charger for electric vehicles. In: *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2010, s. 1–6. ISBN 978-1-4244-8220-7.
- [18] CORZINE, Keith A; SUDHOFF, SD; WHITCOMB, CA. Performance characteristics of a cascaded two-level converter. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*. 1999, roč. 14, č. 3, s. 433–439. ISSN 0885-8969.
- [19] SHIVAKUMAR, EG; GOPAKUMAR, K; SINHA, SK; PITNET, Andrei; RANGANATHAN, VT. Space vector PWM control of dual inverter fed open-end winding induction motor drive. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*. 2001, sv. 1, s. 399–405. ISBN 0-7803-6618-2.
- [20] LAKSHMI, V Anantha; REDDY, T Brahmananda; SATHEESH, G; REDDY, VC Veera; KALAVATHI, M Surya. Simplified space vector based voltage modulation techniques for the mitigation of common mode voltage in induction motor drives. In: *Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET), 2012 International Conference on*. 2012, s. 1–6. ISBN 978-1-4673-2042-9.

- [21] QIU, Changqing; HUANG, Shenghua. Carrier phase-shifted discontinuous PWM algorithm for cascaded H-bridge inverters. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*. 2011, s. 1–4. ISBN 978-1-4577-1044-5.
- [22] RAMACHANDRASEKHAR, K; MOHAN, Shravan; SRINIVAS, S. An improved PWM for a dual two-level inverter fed open-end winding induction motor drive. In: *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*. 2010, s. 1–6. ISBN 978-1-4244-4174-7.
- [23] WANG, Jun; BURGOS, Rolando; BOROYEVICH, Dushan. A survey on the modular multilevel converters-Modeling, modulation and controls. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. 2013. ISBN 978-1-4799-0336-8.
- [24] RODRIGUEZ, Jose; CORTES, Patricio. *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012. ISBN 978-1-119-94264-1.
- [25] JEEVANANTHAN, S; MADHAVAN, R; PADMANABHAN, T Suresh; DANANJAYAN, P. State-of-the-art of Multi-Carrier Modulation Techniques for Seven Level Inverter: A Critical Evaluation and Novel Submissions based on Control Degree of Freedom. In: *Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on*. 2006, s. 1269–1274. ISBN 1-4244-0725-7.
- [26] HALÁSZ, Sándor. Discontinuous carrier-based PWM with low switching frequency. In: *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014 16th International*. 2014, s. 778–786. ISBN 978-1-4799-2060-0.
- [27] OJO, Olorunfemi. The generalized discontinuous PWM scheme for three-phase voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2004, roč. 51, č. 6, s. 1280–1289. ISSN 0278-0046.
- [28] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika: Měníče s vlastní komutací a bez komutace. Svazek 3*. Západočeská univerzita, 2003. ISBN 80-7082-980-X.
- [29] PAN, Ching-Tsai; CHANG, Ting-Yu. An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1994, roč. 9, č. 1, s. 97–104.
- [30] KWON, Bong-Hwan; KIM, Tae-Woo; YOUM, Jang-Hyoun. A novel SVM-based hysteresis current controller. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1998, roč. 13, č. 2, s. 297–307.
- [31] ZHU, Bohang; RAJASHEKARA, Kaushik; KUBO, Hajime. Predictive torque control with zero-sequence current suppression for open-end winding induction machine. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 2015 IEEE*. 2015, s. 1–7. ISBN 978-1-4799-8394-0.

- [32] CAO, Wenchao; WANG, Fred; JIANG, Dong. Variable switching frequency PWM strategy for inverter switching loss and system noise reduction in electric/hybrid vehicle motor drives. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*. 2013, s. 773–780. ISBN 978-1-4673-4354-1.
- [33] KWAK, Sangshin; PARK, Jun-Cheol. Switching strategy based on model predictive control of VSI to obtain high efficiency and balanced loss distribution. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2013, roč. 29, č. 9, s. 4551–4567.
- [34] KATO, Toshiji; INOUE, Kaoru; TANIYAMA, Yoshitaka; YAMADA, Kazunari. Optimum reduction of switching losses based on the two-phase PWM modulation method for two-level inverter. In: *2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. 2012, s. 1–6.
- [35] AHMADI, Damoun; ZOU, Ke; LI, Cong; HUANG, Yi; WANG, Jin. A universal selective harmonic elimination method for high-power inverters. *IEEE Transactions on power electronics*. 2011, roč. 26, č. 10, s. 2743–2752.
- [36] *3-phase bridge rectifier + brake chopper +3-phase bridge inverter SK 20 DGDL 065 ET*. 2008. Č. SK 20 DGDL 065 ET.
- [37] VARGAS, René; AMMANN, Ulrich; RODRIGUEZ, Jose. Predictive approach to increase efficiency and reduce switching losses on matrix converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2009, roč. 24, č. 4, s. 894–902.
- [38] ONEDERRA, Oier; KORTABARRIA, Inigo; ALEGRÍA, Iñigo Martínez de; ANDREU, Jon; GÁRATE, José Ignacio. Three-phase VSI optimal switching loss reduction using variable switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2016, roč. 32, č. 8, s. 6570–6576.
- [39] RATHORE, Akshay K; HOLTZ, Joachim; BOLLER, Till. Synchronous optimal pulsewidth modulation for low-switching-frequency control of medium-voltage multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010, roč. 57, č. 7, s. 2374–2381.
- [40] PHAN, The-minh; RIEDEL, Gernot; OIKONOMOU, Nikolaos; PACAS, Mario. PWM for active thermal protection in three level neutral point clamped inverters. In: *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*. 2013, s. 906–911. ISBN 978-1-4799-0483-9.
- [41] FALCK, Johannes; BUTICCHI, Giampaolo; LISERRE, Marco. Thermal stress based model predictive control of electric drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2018, roč. 54, č. 2, s. 1513–1522. ISSN 0093-9994.

- [42] KACZOROWSKI, Dennis; MICHALAK, Bastian; MERTENS, Axel. A novel thermal management algorithm for improved lifetime and overload capabilities of traction converters. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. 2015, s. 1–10.
- [43] SANTOS, Manoel Eustaquio dos; JC FILHO, Bde. Short circuit and overcurrent protection of IGCT-based three-level NPC inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. 2004, sv. 4, s. 2553–2558. ISBN 0-7803-8399-0.
- [44] BLASKO, Vladimir; LUKASZEWSKI, Rich; SLADKY, Ray. On line thermal model and thermal management strategy of a three phase voltage source inverter. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*. 1999, sv. 2, s. 1423–1431. ISBN 0-7803-5589-X.
- [45] LEMMENS, Joris; DRIESEN, Johan; VANASSCHE, Piet. Thermal management in traction applications as a constraint optimal control problem. In: *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2012, s. 36–41.
- [46] LEMMENS, Joris; VANASSCHE, Piet; DRIESEN, Johan. Optimal control of traction motor drives under electrothermal constraints. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2014, roč. 2, č. 2, s. 249–263.
- [47] BROECK, Christoph H van der; LORENZ, Robert D; DE DONCKER, Rik W. Monitoring 3-D temperature distributions and device losses in power electronic modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2018, roč. 34, č. 8, s. 7983–7995.
- [48] CHENG, Mengjie; LI, Shidong; XIE, Zhiyin; QIN, Liu. The Analysis of Numerical Simulation About Thermal Management on Frequency Converter. *IEEE Access*. 2019, roč. 7, s. 145677–145684.
- [49] FALCK, Johannes; ANDRESEN, Markus; LISERRE, Marco. Active thermal control of IGBT power electronic converters. In: *IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2015, s. 000001–000006. ISBN 978-1-4799-1762-4.
- [50] MARGALIT, Dan; RABINOFF, Joseph. Interactive Linear Algebra. *Georgia Institute of Technology*. 2017.
- [51] REDDY, M Harsha Vardhan; REDDY, T Bramhananda; REDDY, B Ravindranath; KALAVATHI, M Surya. Reduced common mode voltage PWM techniques for dual inverter configuration. In: *Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE), 2014*. 2014, s. 1–5. ISBN 978-1-4799-4040-0.

- [52] KANG, D-W; LEE, W-K; HYUN, D-S. Carrier-rotation strategy for voltage balancing in flying capacitor multilevel inverter. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*. 2004, sv. 151, s. 239–248. Č. 2.
- [53] CELANOVIC, Nikola; BOROYEVICH, Dushan. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. *IEEE transactions on industry applications*. 2001, roč. 37, č. 2, s. 637–641. ISSN 0093-9994.
- [54] LIN, Lei; ZOU, Yunping; WANG, Zhan; JIN, Hongyuan. A simple neutral-point voltage balancing control method for three-level NPC PWM VSI inverters. In: *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*. 2005, s. 828–833.
- [55] LI, Jinlong; ZHANG, Jian; ZHANG, Peilei; WANG, Youlong. The switching losses between Continuous and discontinuous space vector modulation drive a permanent magnet synchronous motor. In: *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2016, s. 1–4.
- [56] CELANOVIC, Nikola; BOROYEVICH, Dushan. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*. 2000, roč. 15, č. 2, s. 242–249.
- [57] KUMAR, Anup; CHATTERJEE, Debashis. A survey on space vector pulse width modulation technique for a two-level inverter. In: *2017 National Power Electronics Conference (NPEC)*. 2017, s. 78–83.
- [58] *IGBT-modules FZ750R65KE3T*. 2008. Č. FZ750R65KE3T. revision 2.
- [59] CORTES, Patricio; VATTUONE, Luna; RODRIGUEZ, Jose. Predictive current control with reduction of switching frequency for three phase voltage source inverters. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*. 2011, s. 1817–1822. ISBN 978-1-4244-9310-4.
- [60] KREML, Pavel; VLČEK, Jaroslav; VOLNÝ, Petr; KRČEK, Jiří; POLÁČEK, Jiří. Vázané extrémny. In: *Matematika II* [[Online]]. Ostrava: VSB, 2015, kap. 6.2, s. 308–317. ISBN 978-80-248-1316-5. Dostupné také z: <http://homen.vsb.cz/~kre40/esfmat2/>.



## Seznam publikací a výstupů autora vztahujících se k disertační práci

- [A1] VOTAVA, Martin, SMIDL, Vaclav, PEROUTKA, Zdenek, GLASBERGER, Tomas. Maximizing power utilization of dual converter using predictive control with steady state cost. In: *IET Power Electronics*. Wiley, 2021. ISSN 17554543, 17554535.
- [A2] BLAHNIK, Vojtěch, Martin, VOTAVA, Martin. *Algoritmus řízení výkonového měniče 50kW - prototyp A*. Plzeň, 2020. Výzkumná zpráva č. 22190-003-2020 . Západočeská univerzita v Plzni.
- [A3] VOTAVA, Martin, GLASBERGER Tomas, PEROUTKA, Zdenek. Multistep MPC of dual inverter for switching losses optimization. In: *22th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*. IEEE, 2020. s. 1-7. ISBN 978-90-75815-36-8.
- [A4] MOLNAR, Jan, PEROUTKA, Zdenek, JARA, Martin, VOTAVA, Martin, ZAVREL, Martin. *Generátor sítě 50 kW (Elektroline - zhotovení prototypu)*. Plzeň, 2020. Souhrnná výzkumná zpráva č. 22190-SZ027-2020. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A5] SEVCIK, Jakub, SMIDL, Vaclav, VOTAVA, Martin. Identification of thermal model of power module using expectation-maximization algorithm. In: *The 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2019)*. IEEE, 2019. s. 119-125. ISBN 978-1-72814-878-6.
- [A6] VOTAVA, Martin. Prediktivní řízení duálního měniče s prodlouženým horizontem pro minimalizaci ztrát. *XXXVI. celostátní konference o elektrických pohonech (ELPO 2019) 2019*. Česká elektrotechnická společnost ČSVTS. ISBN 978-80-02-02860-4
- [A7] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Metoda nejmenších čtverců pro identifikaci tepelného modelu trojfázového měniče*. Plzeň, 2018. Software č. 22160-SW001-2018. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A8] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Optimální algoritmy řízení a regulace vybraných klíčových komponent vlastní spotřeby*. Plzeň, 2018. Funkční vzorek č. 22190-FV020-2018. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A9] VOTAVA, Martin, GLASBERGER Tomas, PEROUTKA, Zdenek. Predictive real time minimization of power losses with improved space vector preselection algo-

- thm. In: *Proceedings of the 2018 18th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*. IEEE, 2018. s. 251-256. ISBN 978-80-214-5542-9.
- [A10] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Prediktivní řízení duálního měniče s omezením ztrát na základě tepelného modelu*. Plzeň, 2018. Výzkumná zpráva č. 22160-010-2018. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A11] VOTAVA, Martin, GLASBERGER Tomas. *Návrh tepelného modelu měniče a identifikace jeho parametrů*. In: *Elektrotechnika a informatika 2018. Elektrotechnika, elektronika, elektroenergetika*. Západočeská univerzita v Plzni, 2018. s. 157 - 160. ISBN 978-80-261-0785-9.
- [A12] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Prediktivní řízení duálního měniče s maximálním přípustným ztrátový výkonem dle tepelného modelu měniče*. Plzeň, 2018. Software č. 22160-SW002-2018. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A13] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Metoda nejmenších čtverců pro identifikaci tepelného modelu trojfázového měniče*. Plzeň, 2018. Software č. 22160-SW001-2018. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A14] VOTAVA, Martin, SMIDL, Vaclav, GLASBERGER Tomas, PEROUTKA, Zdenek. *Control of dual inverter with power losses minimization using SVPWM and prediction with extended horizon*. In: *Proceedings : IECON 2018 : 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2018. s. 1097-1102. ISBN 978-1-5090-6684-1.
- [A15] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Identifikace tepelného modelu dvouúrovňového trojfázového měniče*. Plzeň, 2018. Výzkumná zpráva č. 22160-009-2018. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A16] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Duální měnič napájený z jednoho zdroje s tlumivkou pro potlačení nesymetrické složky*. Plzeň, 2018. Výzkumná zpráva č. 22160-008-2018. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A17] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Návrh měřícího převodníku pro měření napětí mezi kolektorem a emitorem otevřeného IGBT tranzistoru*. Plzeň, 2017. Výzkumná zpráva č. 22160-012-2017. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A18] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Vektorová modulace s optimální sekvencí pro minimalizaci ztrát duálního měniče*. Plzeň, 2017. Výzkumná zpráva č. 22160-013-2017. Západočeská univerzita v Plzni.

- [A19] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Měřicí převodník napětí otevřeného tranzistoru*. Plzeň, 2017. Funkční vzorek č. 22160-FV001-2017. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A20] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Prediktivní řízení s prodlouženým horizontem pro minimalizaci ztrát duálního měniče*. Plzeň, 2017. Výzkumná zpráva č. 22160-014-2017. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A21] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Vektorová modulace s optimální sekvencí pro minimalizaci ztrát duálního měniče*. Plzeň, 2017. Software č. 22160-SW001-2017. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A22] VOTAVA, Martin. *Prediktivní řízení kaskádního zapojení měničů s ochranou IGBT proti přetížení*. Elektrotechnika a informatika 2017. Elektrotechnika, elektronika, elektroenergetika. s. 157-160. ISBN 978-80-261-0712-5.
- [A23] VOTAVA, Martin, SMIDL, Vaclav, GLASBERGER Tomas, PEROUTKA, Zdenek. Improved model predictive control with extended horizon for dual inverter with real-time minimization of converter power losses. In: *2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*. IEEE, 2017. s. 48-53. ISBN 978-1-5386-0507-3.
- [A24] VOTAVA, Martin, SMIDL, Vaclav, GLASBERGER Tomas, PEROUTKA, Zdenek. Improved SV PWM for dual inverter with real-time minimization of converter power losses. In: *19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*. IEEE, 2017. s. 1-7. ISBN 978-90-75815-27-6.
- [A25] VOTAVA, Martin, GLASBERGER Tomas. Prediktivní řízení kaskádního spojení měničů s exponenciálními filtry pro vyrovnávání výkonových ztrát a omezením maximálního zatížení dle tepelných limitů IGBT . In: *Elektrické pohony : XXXV. konference (ELPO 2017)*. Západočeská univerzita v Plzni, 2017. s. 1 - 6. ISBN 978-80-02-02724-9.
- [A26] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Výkonový obvod duálního měniče napájeného ze dvou nezávislých zdrojů* Plzeň, 2016. Funkční vzorek č. 22160-FV008-2016. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A27] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Pulzně šířková modulace s rotací nosných signálů pro vyrovnání ztrát u duálního měniče* Plzeň, 2016. Software č. 22160-SW001-2016. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A28] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Prediktivní řízení kaskádního spojení měničů s omezením maximálního zatížení dle tepelných limitů IGBT* Plzeň, 2016. Výzkumná zpráva č. 22160-005-2016. Západočeská univerzita v Plzni.



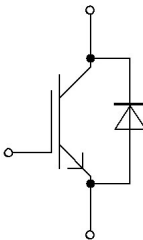






- [A29] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Prediktivní řízení pohonu s asynchronním motorem napájeným z kaskádního spojení měničů s omezením maximálního zatížení dle tepelných limitů IGBT* Plzeň, 2016. Výzkumná zpráva č. 22160-006-2016. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A30] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Modulační techniky pro minimalizaci spínací frekvence tranzistorů u kaskádního zapojení měničů*. Plzeň, 2016. Výzkumná zpráva č. 22160-006-2016. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A31] VOTAVA, Martin. *Prediktivní řízení kaskádního zapojení měničů s ochranou IGBT proti přetížení*. Elektrotechnika a informatika 2016. Elektrotechnika, elektronika, elektroenergetika. s. 151-154. ISBN 978-80-261-0516-9
- [A32] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Modulační techniky s vystřídáním řízením pro kaskádní spojení měničů*. Plzeň, 2016. Výzkumná zpráva č. 22160-008-2015. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A33] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Prediktivní řízení kaskádního zapojení dvouúrovňových měničů*. Plzeň, 2015. Výzkumná zpráva č. 22160-005-2016. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A34] VOTAVA, Martin, SMIDL, Vaclav, GLASBERGER Tomas, PEROUTKA, Zdenek. Model predictive control of dual inverter respecting temperature limits of IGBTs. In: *18th European Conference on Power Electronics and Application (EPE ECCE Europe 2016)*. IEEE, 2016. s. 1 - 10. ISBN 978-9-0758-1524-5.
- [A35] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomas. Comparative study of pulse width modulation techniques for three-level voltage source based on cascaded connection of two-level inverters. In: *2015 16th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*. IEEE, 2015. s. 729-732. ISBN 978-1-4673-6788-2.
- [A36] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomas. A Carrier Redistribution PWM for Dual Inverter with Separated DC Circuits. In: *20th International Conference on Applied Electronics 2015 (APPEL)*. IEEE, 2015. s. 275-278. ISBN 978-80-261-0385-1.
- [A37] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Analýza přechodových dějů vznikajících při komutaci u kaskádního zapojení dvouúrovňových měničů*. Plzeň, 2015. Výzkumná zpráva č. 22190-007-2015. Západočeská univerzita v Plzni.
- [A38] VOTAVA, Martin. *PWM s proměnnými nosnými signály pro kaskádní zapojení měničů*. Elektrotechnika a informatika 2015. Elektrotechnika, elektronika, elektroenergetika. s. 215-218. ISBN 978-80-261-0514-5


- [A39] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomas. Sub-hexagonal centre PWM with variable switching sequence for dual inverter. In:*Proceedings of the 2016 17th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*. IEEE, 2016. s. 443-448. ISBN 978-1-5090-0907-7.
- [A40] VOTAVA, Martin, GLASBERGER, Tomáš. *Kaskádní zapojení dvouúrovňových měničů*. Plzeň, 2014. Výzkumná zpráva č. 22190-092-2014. Západočeská univerzita v Plzni.


## Ostatní publikace a výstupy autora

- [B1] VOTAVA, Martin. *Řízení tříúrovňového měniče s upínacími diodami*. Elektrotechnika a informatika 2014. Část 2., Elektronika. s. 81-84. ISBN 978-80-261-0366-0.
- [B2] VOTAVA, Martin, BRYCHCÍN Jiří, GLASBERGER Tomáš. *SIL simulátor pohonů velkého výkonu – základní popis* Plzeň, 2014. Výzkumná zpráva č. 22190-099-2014. Západočeská univerzita v Plzni.
- [B3] VOTAVA, Martin, BRYCHCÍN Jiří, GLASBERGER Tomáš. *SIL simulátor pohonů velkého výkonu* Plzeň, 2014. Software č. 22190-SW005-2014. Západočeská univerzita v Plzni.


# Příloha A - Katalogový list výkonového polovodičového modulu FZ750R65KE3T

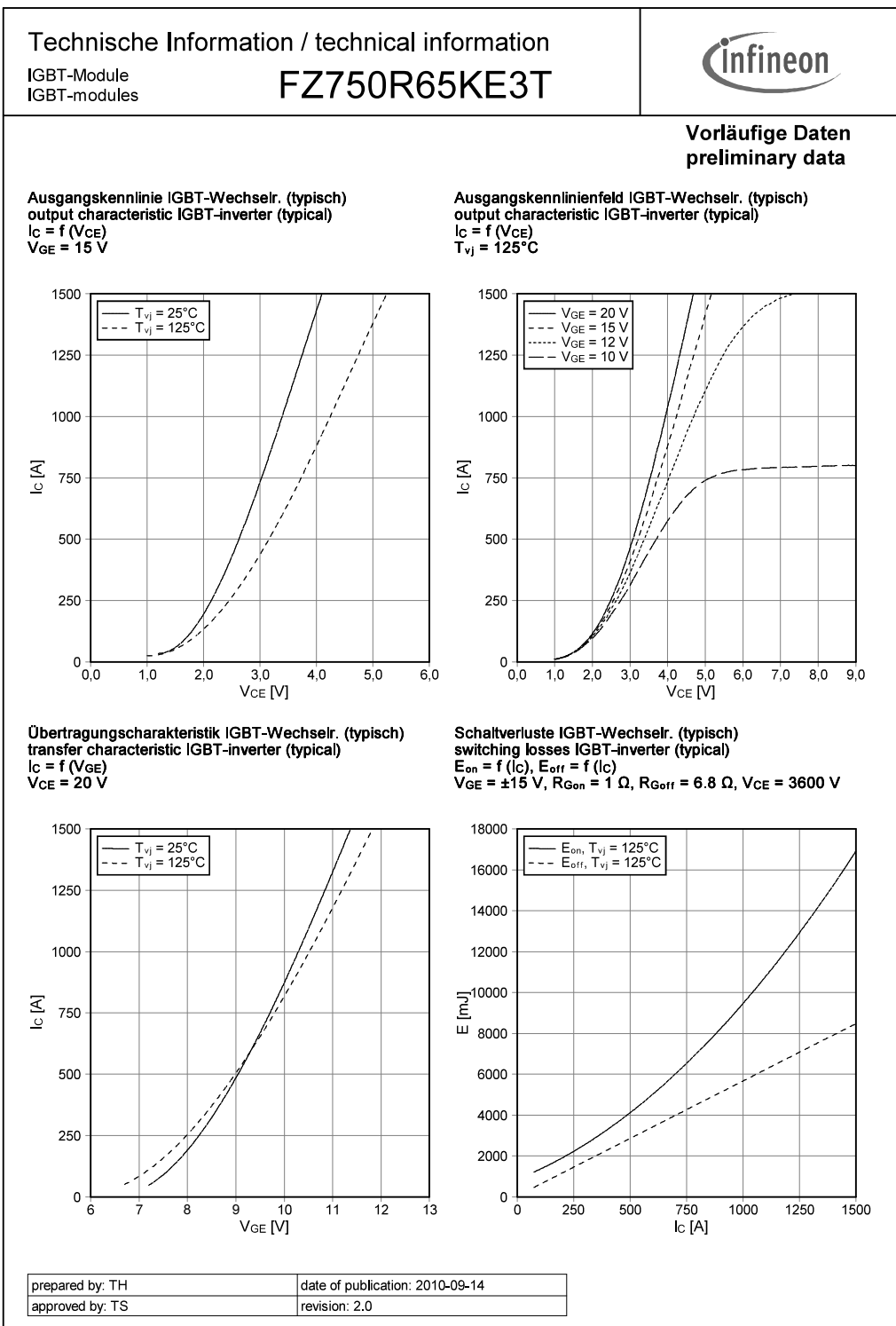
<p><b>Technische Information / technical information</b></p> <p>IGBT-Module IGBT-modules</p> <p style="text-align: center; font-size: 1.2em;"><b>FZ750R65KE3T</b></p>																													
<p>hochisolierendes Modul high insulated module</p> <p><b>Vorläufige Daten / preliminary data</b></p> <div style="display: flex; justify-content: space-around;"> <div style="width: 45%;">  <p style="text-align: right; font-size: 0.8em;">Typical Appearance</p> </div> <div style="width: 45%; text-align: center;">  <p><b>V<sub>CEs</sub> = 6500V</b> <b>I<sub>C nom</sub> = 750A / I<sub>CRM</sub> = 1500A</b></p> </div> </div> <div style="display: flex; justify-content: space-between; margin-top: 10px;"> <div style="width: 48%;"> <p><b>Typische Anwendungen</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Mittelspannungsantriebe</li> <li>• Traktionsumrichter</li> </ul> <p><b>Elektrische Eigenschaften</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Niedriges V<sub>CEsat</sub></li> </ul> <p><b>Mechanische Eigenschaften</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• AlSiC Bodenplatte für erhöhte thermische Lastwechselfestigkeit</li> <li>• Erweiterter Lagertemperaturbereich bis zu T<sub>stg</sub> = -55°C</li> <li>• Gehäuse mit CTI &gt; 600</li> <li>• Gehäuse mit erweiterten Isolationseigenschaften von 10,2kV AC 1min</li> <li>• Große Luft- und Kriechstrecken</li> </ul> </div> <div style="width: 48%;"> <p><b>Typical Applications</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Medium Voltage Converters</li> <li>• Traction Drives</li> </ul> <p><b>Electrical Features</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Low V<sub>CEsat</sub></li> </ul> <p><b>Mechanical Features</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• AlSiC Base Plate for increased Thermal Cycling Capability</li> <li>• Extended Storage Temperature down to T<sub>stg</sub> = -55°C</li> <li>• Package with CTI &gt; 600</li> <li>• Package with enhanced Insulation of 10.2kV AC 1min</li> <li>• High Creepage and Clearance Distances</li> </ul> </div> </div>																													
<p><b>Module Label Code</b></p> <table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 30%;"><b>Barcode Code 128</b></td> <td style="width: 40%; text-align: center;">  <p style="font-size: 0.8em;">0000012345600000000000</p> </td> <td style="width: 30%;"><b>Content of the Code</b></td> <td style="width: 10%;"><b>Digit</b></td> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <td>Module Serial Number</td> <td>1 - 5</td> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <td>Module Material Number</td> <td>6 - 11</td> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <td>Production Order Number</td> <td>12 - 19</td> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <td>Datecode (Production Year)</td> <td>20 - 21</td> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <td>Datecode (Production Week)</td> <td>22 - 23</td> </tr> </table> <table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 30%;"><b>DMX - Code</b></td> <td style="width: 40%; text-align: center;">  </td> <td style="width: 30%;"></td> <td style="width: 10%;"></td> </tr> </table>		<b>Barcode Code 128</b>	 <p style="font-size: 0.8em;">0000012345600000000000</p>	<b>Content of the Code</b>	<b>Digit</b>			Module Serial Number	1 - 5			Module Material Number	6 - 11			Production Order Number	12 - 19			Datecode (Production Year)	20 - 21			Datecode (Production Week)	22 - 23	<b>DMX - Code</b>			
<b>Barcode Code 128</b>	 <p style="font-size: 0.8em;">0000012345600000000000</p>	<b>Content of the Code</b>	<b>Digit</b>																										
		Module Serial Number	1 - 5																										
		Module Material Number	6 - 11																										
		Production Order Number	12 - 19																										
		Datecode (Production Year)	20 - 21																										
		Datecode (Production Week)	22 - 23																										
<b>DMX - Code</b>																													
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse; font-size: 0.8em;"> <tr> <td style="width: 33%;">prepared by: TH</td> <td style="width: 33%;">date of publication: 2010-09-14</td> <td style="width: 33%;">material no: 33877</td> </tr> <tr> <td>approved by: TS</td> <td>revision: 2.0</td> <td>UL approved (E83335)</td> </tr> </table>		prepared by: TH	date of publication: 2010-09-14	material no: 33877	approved by: TS	revision: 2.0	UL approved (E83335)																						
prepared by: TH	date of publication: 2010-09-14	material no: 33877																											
approved by: TS	revision: 2.0	UL approved (E83335)																											

Technische Information / technical information							
IGBT-Module IGBT-modules					FZ750R65KE3T		
<b>Vorläufige Daten preliminary data</b>							
<b>IGBT-Wechselrichter / IGBT-inverter</b>							
<b>Höchstzulässige Werte / maximum rated values</b>							
Kollektor-Emitter-Sperrspannung collector-emitter voltage	$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = -50^{\circ}\text{C}$	$V_{CES}$	6500 6500 5900	V			
Kollektor-Dauergleichstrom DC-collector current	$T_C = 80^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$I_{C\text{ nom}}$	750	A			
Periodischer Kollektor Spitzenstrom repetitive peak collector current	$t_p = 1\text{ ms}$	$I_{CRM}$	1500	A			
Gesamt-Verlustleistung total power dissipation	$T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$P_{tot}$	14,5	kW			
Gate-Emitter-Spitzenspannung gate-emitter peak voltage		$V_{GES}$	+/-20	V			
<b>Charakteristische Werte / characteristic values</b>							
			min.	typ.	max.		
Kollektor-Emitter Sättigungsspannung collector-emitter saturation voltage	$I_C = 750\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $I_C = 750\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$V_{CE\text{ sat}}$	3,00 3,70	3,40 V V		
Gate-Schwellenspannung gate threshold voltage	$I_C = 100\text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$V_{GEth}$	5,4	6,0	6,6	V
Gateladung gate charge	$V_{GE} = -15\text{ V} \dots +15\text{ V}, V_{CE} = 3600\text{V}$		$Q_G$	31,0			$\mu\text{C}$
Interner Gatewiderstand internal gate resistor	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$R_{Gint}$	0,75			$\Omega$
Eingangskapazität input capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		$C_{ies}$	205			nF
Rückwirkungskapazität reverse transfer capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		$C_{res}$	3,20			nF
Kollektor-Emitter Reststrom collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 6500\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$I_{CES}$			5,0	mA
Gate-Emitter Reststrom gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{ V}, V_{GE} = 20\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		$I_{GES}$			400	nA
Einschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn-on delay time (inductive load)	$I_C = 750\text{ A}, V_{CE} = 3600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Gon} = 1,0\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ on}}$	0,70 0,80			$\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$
Anstiegszeit (induktive Last) rise time (inductive load)	$I_C = 750\text{ A}, V_{CE} = 3600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Gon} = 1,0\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$t_r$	0,33 0,40			$\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$
Abschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn-off delay time (inductive load)	$I_C = 750\text{ A}, V_{CE} = 3600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Goff} = 6,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{ off}}$	7,30 7,60			$\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$
Fallzeit (induktive Last) fall time (inductive load)	$I_C = 750\text{ A}, V_{CE} = 3600\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Goff} = 6,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$t_f$	0,40 0,50			$\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$
Einschaltverlustenergie pro Puls turn-on energy loss per pulse	$I_C = 750\text{ A}, V_{CE} = 3600\text{ V}, L_S = 280\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Gon} = 1,0\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$E_{on}$	4200 6500			mJ mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls turn-off energy loss per pulse	$I_C = 750\text{ A}, V_{CE} = 3600\text{ V}, L_S = 280\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Goff} = 6,8\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$E_{off}$	3600 4200			mJ mJ
Kurzschlussverhalten SC data	$V_{GE} \leq 15\text{ V}, V_{CC} = 4500\text{ V}$ $V_{CEmax} = V_{CES} - I_{SCE} \cdot di/dt$ $t_p \leq 10\ \mu\text{s}, T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$		$I_{SC}$	4500			A
Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	pro IGBT / per IGBT		$R_{thJC}$			8,70	K/kW
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro IGBT / per IGBT $\lambda_{Paste} = 1\text{ W/(m}\cdot\text{K)} / \lambda_{grease} = 1\text{ W/(m}\cdot\text{K)}$		$R_{thCH}$			8,80	K/kW
prepared by: TH	date of publication: 2010-09-14						
approved by: TS	revision: 2.0						

Technische Information / technical information IGBT-Module IGBT-modules		<b>FZ750R65KE3T</b>				
					<b>Vorläufige Daten preliminary data</b>	
<b>Diode-Wechselrichter / diode-inverter</b>						
<b>Höchstzulässige Werte / maximum rated values</b>						
Periodische Spitzensperrenspernung repetitive peak reverse voltage	$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = -50^{\circ}\text{C}$	$V_{RRM}$	6500 6500 5900			V
Dauergleichstrom DC forward current		$I_F$	750			A
Periodischer Spitzenstrom repetitive peak forward current	$t_p = 1 \text{ ms}$	$I_{FRM}$	1500			A
Grenzlastintegral $I^2t$ - value	$V_R = 0 \text{ V}, t_p = 10 \text{ ms}, T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$I^2t$	470			$\text{kA}^2\text{s}$
Spitzenverlustleistung maximum power dissipation	$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$P_{ROM}$	3000			kW
Mindesteinschaltzeit minimum turn-on time		$t_{on \text{ min}}$	10,0			$\mu\text{s}$
<b>Charakteristische Werte / characteristic values</b>						
				min.	typ.	max.
Durchlassspannung forward voltage	$I_F = 750 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$ $I_F = 750 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$V_F$	3,00 2,95	3,50	V V
Rückstromspitze peak reverse recovery current	$I_F = 750 \text{ A}, -di_F/dt = 3000 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=125^{\circ}\text{C})$ $V_R = 3600 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$I_{RM}$	1100 1200		A A
Sperrverzögerungsladung recovered charge	$I_F = 750 \text{ A}, -di_F/dt = 3000 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=125^{\circ}\text{C})$ $V_R = 3600 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$Q_r$	850 1600		$\mu\text{C}$ $\mu\text{C}$
Abschaltenergie pro Puls reverse recovery energy	$I_F = 750 \text{ A}, -di_F/dt = 3000 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=125^{\circ}\text{C})$ $V_R = 3600 \text{ V}$ $V_{GE} = -15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	$E_{rec}$	1400 3000		mJ mJ
Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	pro Diode / per diode		$R_{thJC}$		18,5	K/kW
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro Diode / per diode $\lambda_{\text{Paste}} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K}) / \lambda_{\text{grease}} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$		$R_{thCH}$	14,0		K/kW
prepared by: TH		date of publication: 2010-09-14				
approved by: TS		revision: 2.0				



Technische Information / technical information IGBT-Module IGBT-modules		<b>FZ750R65KE3T</b>				
					<b>Vorläufige Daten</b> <b>preliminary data</b>	
<b>Modul / module</b>						
Isolations-Prüfspannung insulation test voltage	RMS, f = 50 Hz, t = 1 min.	V <sub>ISOL</sub>	10,2			kV
Teilentladungs Aussetzspannung partial discharge extinction voltage	RMS, f = 50 Hz, Q <sub>PD</sub> typ 10 pC (acc. to IEC 1287)	V <sub>ISOL</sub>	5,1			kV
Kollektor-Emitter-Gleichsperrspannung DC stability	T <sub>vj</sub> = 25°C, 100 fit	V <sub>CE D</sub>	3800			V
Material Modulgrundplatte material of module baseplate			AISiC			
Material für innere Isolation material for internal insulation			AlN			
Kriechstrecke creepage distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		56,0 56,0			mm
Luftstrecke clearance distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		26,0 26,0			mm
Vergleichszahl der Kriechwegbildung comparative tracking index		CTI	> 600			
			min.	typ.	max.	
Modulinduktivität stray inductance module		L <sub>sCE</sub>		18		nH
Modulleitungswiderstand, Anschlüsse - Chip module lead resistance, terminals - chip	T <sub>c</sub> = 25°C, pro Schalter / per switch	R <sub>CC'-EE'</sub> R <sub>AA'-CC'</sub>		0,12 0,12		mΩ
Höchstzulässige Sperrschichttemperatur maximum junction temperature	Wechselrichter, Brems-Chopper / Inverter, Brake-Chopper	T <sub>vj max</sub>			150	°C
Temperatur im Schaltbetrieb temperature under switching conditions	Wechselrichter, Brems-Chopper / Inverter, Brake-Chopper	T <sub>vj op</sub>	-50		125	°C
Lagertemperatur storage temperature		T <sub>stg</sub>	-55		125	°C
Anzugsdrehmoment f. mech. Befestigung mounting torque	Schraube M6 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M6 - mounting according to valid application note	M	4,25	-	5,75	Nm
Anzugsdrehmoment f. elektr. Anschlüsse terminal connection torque	Schraube M4 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M4 - mounting according to valid application note Schraube M8 - Montage gem. gültiger Applikation Note screw M8 - mounting according to valid application note	M	1,8 8,0	- -	2,1 10	Nm Nm
Gewicht weight		G		1400		g
prepared by: TH		date of publication: 2010-09-14				
approved by: TS		revision: 2.0				



Technische Information / technical information

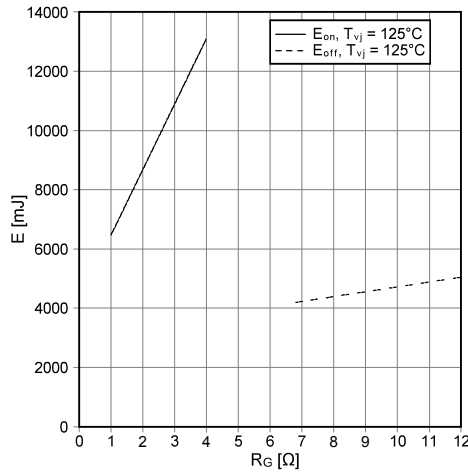
IGBT-Module  
IGBT-modules

FZ750R65KE3T

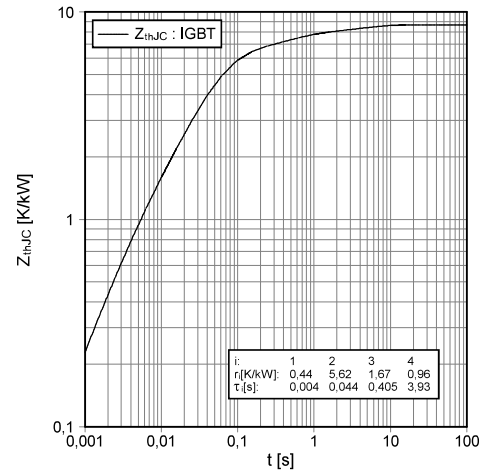


Vorläufige Daten  
preliminary data

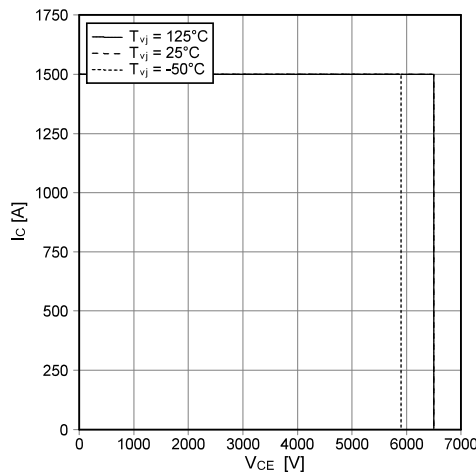
Schaltverluste IGBT-Wechselr. (typisch)  
switching losses IGBT-Inverter (typical)  
 $E_{on} = f(R_G), E_{off} = f(R_G)$   
 $V_{CE} = \pm 15\text{ V}, I_C = 750\text{ A}, V_{CE} = 3600\text{ V}$



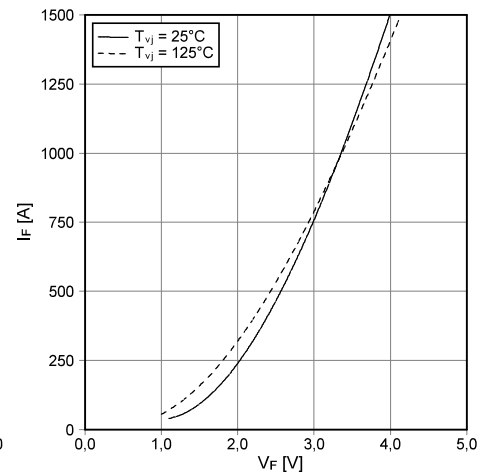
Transienter Wärmewiderstand IGBT-Wechselr.  
transient thermal impedance IGBT-inverter  
 $Z_{thJC} = f(t)$



Sicherer Rückwärts-Arbeitsbereich IGBT-Wr. (RBSOA)  
reverse bias safe operating area IGBT-inv. (RBSOA)  
 $I_C = f(V_{CE})$   
 $V_{CE} = \pm 15\text{ V}, R_{Goff} = 6.8\ \Omega, T_{vj} = 125^\circ\text{C}$



Durchlasskennlinie der Diode-Wechselr. (typisch)  
forward characteristic of diode-inverter (typical)  
 $I_F = f(V_F)$



prepared by: TH	date of publication: 2010-09-14
approved by: TS	revision: 2.0

Technische Information / technical information

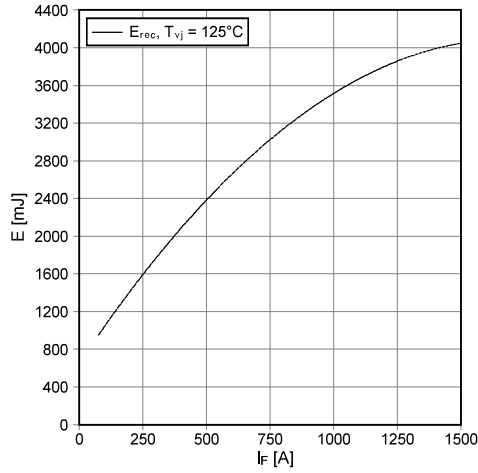
IGBT-Module  
IGBT-modules

FZ750R65KE3T

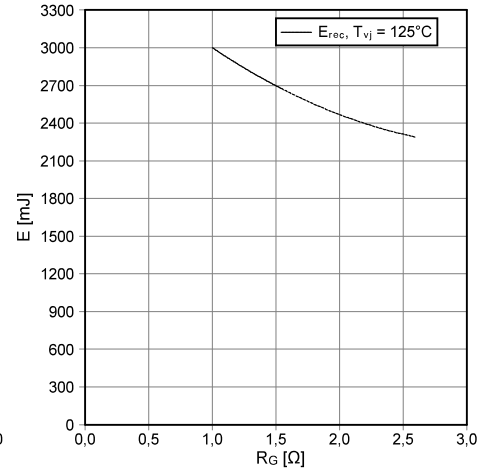


Vorläufige Daten  
preliminary data

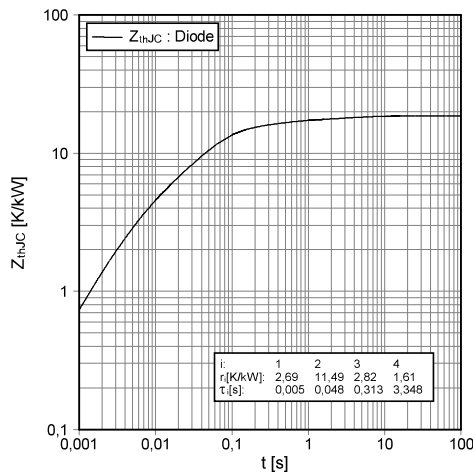
Schaltverluste Diode-Wechselr. (typisch)  
switching losses diode-inverter (typical)  
 $E_{rec} = f(I_F)$   
 $R_{Gon} = 1 \Omega, V_{CE} = 3600 V$



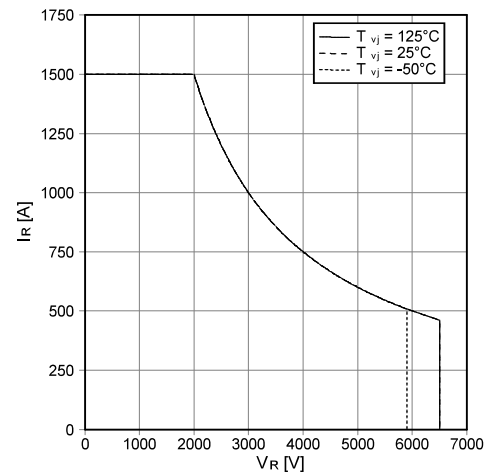
Schaltverluste Diode-Wechselr. (typisch)  
switching losses diode-inverter (typical)  
 $E_{rec} = f(R_G)$   
 $I_F = 750 A, V_{CE} = 3600 V$



Transienter Wärmewiderstand Diode-Wechselr.  
transient thermal impedance diode-inverter  
 $Z_{thJC} = f(t)$



Sicherer Arbeitsbereich Diode-Wechselr. (SOA)  
safe operation area diode-inverter (SOA)  
 $I_R = f(V_R)$   
 $T_{vj} = 125^\circ C$



prepared by: TH	date of publication: 2010-09-14
approved by: TS	revision: 2.0

Technische Information / technical information

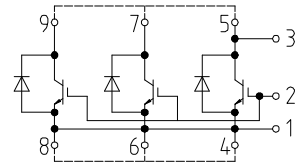
IGBT-Module  
IGBT-modules

FZ750R65KE3T

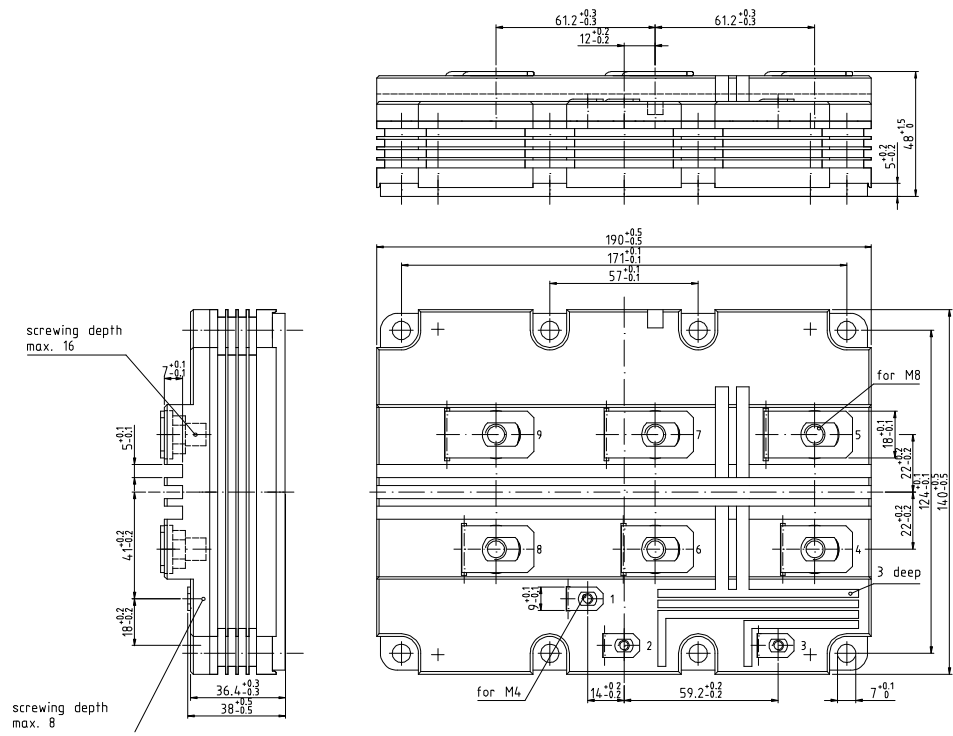


Vorläufige Daten  
preliminary data


Schaltplan / circuit diagram



Gehäuseabmessungen / package outlines

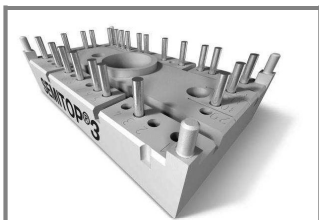


prepared by: TH	date of publication: 2010-09-14
approved by: TS	revision: 2.0

<p>Technische Information / technical information IGBT-Module IGBT-modules</p>					
<p style="text-align: center;"><b>FZ750R65KE3T</b></p> <p style="text-align: right;"><b>Vorläufige Daten preliminary data</b></p> <p><b>Nutzungsbedingungen</b></p> <p>Die in diesem Produktdatenblatt enthaltenen Daten sind ausschließlich für technisch geschultes Fachpersonal bestimmt. Die Beurteilung der Eignung dieses Produktes für Ihre Anwendung sowie die Beurteilung der Vollständigkeit der bereitgestellten Produktdaten für diese Anwendung obliegt Ihnen bzw. Ihren technischen Abteilungen.</p> <p>In diesem Produktdatenblatt werden diejenigen Merkmale beschrieben, für die wir eine liefervertragliche Gewährleistung übernehmen. Eine solche Gewährleistung richtet sich ausschließlich nach Maßgabe der im jeweiligen Liefervertrag enthaltenen Bestimmungen. Garantien jeglicher Art werden für das Produkt und dessen Eigenschaften keinesfalls übernommen.</p> <p>Sollten Sie von uns Produktinformationen benötigen, die über den Inhalt dieses Produktdatenblatts hinausgehen und insbesondere eine spezifische Verwendung und den Einsatz dieses Produktes betreffen, setzen Sie sich bitte mit dem für Sie zuständigen Vertriebsbüro in Verbindung (siehe <a href="http://www.infineon.com">www.infineon.com</a>, Vertrieb&amp;Kontakt). Für Interessenten halten wir Application Notes bereit.</p> <p>Aufgrund der technischen Anforderungen könnte unser Produkt gesundheitsgefährdende Substanzen enthalten. Bei Rückfragen zu den in diesem Produkt jeweils enthaltenen Substanzen setzen Sie sich bitte ebenfalls mit dem für Sie zuständigen Vertriebsbüro in Verbindung.</p> <p>Sollten Sie beabsichtigen, das Produkt in Anwendungen der Luftfahrt, in gesundheits- oder lebensgefährdenden oder lebenserhaltenden Anwendungsbereichen einzusetzen, bitten wir um Mitteilung. Wir weisen darauf hin, dass wir für diese Fälle</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- die gemeinsame Durchführung eines Risiko- und Qualitätsassessments;</li> <li>- den Abschluss von speziellen Qualitätssicherungsvereinbarungen;</li> <li>- die gemeinsame Einführung von Maßnahmen zu einer laufenden Produktbeobachtung dringend empfehlen und gegebenenfalls die Belieferung von der Umsetzung solcher Maßnahmen abhängig machen.</li> </ul> <p>Soweit erforderlich, bitten wir Sie, entsprechende Hinweise an Ihre Kunden zu geben.</p> <p>Inhaltliche Änderungen dieses Produktdatenblatts bleiben vorbehalten.</p> <p><b>Terms &amp; Conditions of usage</b></p> <p>The data contained in this product data sheet is exclusively intended for technically trained staff. You and your technical departments will have to evaluate the suitability of the product for the intended application and the completeness of the product data with respect to such application.</p> <p>This product data sheet is describing the characteristics of this product for which a warranty is granted. Any such warranty is granted exclusively pursuant the terms and conditions of the supply agreement. There will be no guarantee of any kind for the product and its characteristics.</p> <p>Should you require product information in excess of the data given in this product data sheet or which concerns the specific application of our product, please contact the sales office, which is responsible for you (see <a href="http://www.infineon.com">www.infineon.com</a>, sales&amp;contact). For those that are specifically interested we may provide application notes.</p> <p>Due to technical requirements our product may contain dangerous substances. For information on the types in question please contact the sales office, which is responsible for you.</p> <p>Should you intend to use the Product in aviation applications, in health or live endangering or life support applications, please notify. Please note, that for any such applications we urgently recommend</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- to perform joint Risk and Quality Assessments;</li> <li>- the conclusion of Quality Agreements;</li> <li>- to establish joint measures of an ongoing product survey, and that we may make delivery depended on the realization of any such measures.</li> </ul> <p>If and to the extent necessary, please forward equivalent notices to your customers.</p> <p>Changes of this product data sheet are reserved.</p> <table border="1" data-bbox="363 1682 975 1733"> <tr> <td>prepared by: TH</td> <td>date of publication: 2010-09-14</td> </tr> <tr> <td>approved by: TS</td> <td>revision: 2.0</td> </tr> </table>		prepared by: TH	date of publication: 2010-09-14	approved by: TS	revision: 2.0
prepared by: TH	date of publication: 2010-09-14				
approved by: TS	revision: 2.0				

# Příloha B - Katalogový list výkonového polovodičového modulu SK 20 DGD L 065 ET

## SK 20 DGD L 065 ET



SEMITOP® 3

3-phase bridge rectifier +  
brake chopper +3-phase  
bridge inverter  
SK 20 DGD L 065 ET

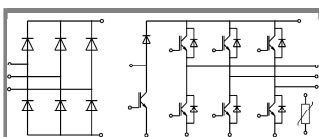
Preliminary Data

### Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and isolation through direct copper bonded aluminum oxide ceramic (DCB)
- Ultrafast NPT technology IGBT
- CAL Technology FWD
- Integrated NTC temperature sensor

### Typical Applications\*

- Inverter



DGD L - ET

Absolute Maximum Ratings		T <sub>s</sub> = 25°C, unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	Values	Units
<b>IGBT - Inverter, Chopper</b>			
V <sub>CES</sub>	T <sub>s</sub> = 25 (80) °C	600	V
I <sub>C</sub>	T <sub>s</sub> = 25 (80) °C	24 (17)	A
I <sub>CRM</sub>	I <sub>CRM</sub> = 2 × I <sub>Cnom</sub> , t <sub>p</sub> = 1 ms	40	A
V <sub>GES</sub>		±20	V
T <sub>J</sub>		-40 ... +150	°C
<b>Diode - Inverter, Chopper</b>			
I <sub>F</sub>	T <sub>s</sub> = 25 (80) °C	25 (18)	A
I <sub>FRM</sub>	I <sub>FRM</sub> = 2 × I <sub>Fnom</sub> , t <sub>p</sub> = 1 ms	50	A
T <sub>J</sub>		-40 ... +150	°C
<b>Rectifier</b>			
V <sub>RRM</sub>	T <sub>s</sub> = 80 °C	800	V
I <sub>F</sub>	T <sub>s</sub> = 80 °C	30	A
I <sub>FSM</sub> / I <sub>TSM</sub>	t <sub>p</sub> = 10 ms, sin 180°, T <sub>J</sub> = 25 °C	220	A
I <sub>t</sub>	t <sub>p</sub> = 10 ms, sin 180°, T <sub>J</sub> = 25 °C	240	A <sup>2</sup> s
T <sub>J</sub>		-40 ... +150	°C
T <sub>sol</sub>	Terminals, 10s	260	°C
T <sub>stg</sub>		-40 ... +125	°C
V <sub>isol</sub>	AC, 1 min. / 1s	2500 / 3000	V

Characteristics		T <sub>s</sub> = 25°C, unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
<b>IGBT - Inverter, Chopper</b>					
V <sub>CEsat</sub>	I <sub>C</sub> = 20 A, T <sub>J</sub> = 25 (125) °C		2 (2,2)	2,5	V
V <sub>GE(th)</sub>	V <sub>GE</sub> = V <sub>CE</sub> , I <sub>C</sub> = 0,5 mA	3	4	5	V
V <sub>CE(TO)</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C (125) °C		1,2 (1,1)	1,3	V
r <sub>T</sub>	T <sub>J</sub> = 25 °C (125) °C		40 (55)	60	mΩ
C <sub>ies</sub>	V <sub>CE</sub> = V <sub>GE</sub> = 0 V, f = 1 MHz		1,2		nF
C <sub>oes</sub>	V <sub>CE</sub> = V <sub>GE</sub> = 0 V, f = 1 MHz		-		nF
C <sub>res</sub>	V <sub>CE</sub> = V <sub>GE</sub> = 0 V, f = 1 MHz		-		nF
R <sub>th(j-s)</sub>	per IGBT			1,7	K/W
t <sub>d(on)</sub>	under following conditions		21		ns
t <sub>r</sub>	V <sub>CC</sub> = 300 V, V <sub>GE</sub> = ± 15 V		28		ns
t <sub>d(off)</sub>	I <sub>C</sub> = 20 A, T <sub>J</sub> = 125 °C		170		ns
t <sub>f</sub>	R <sub>Gon</sub> = R <sub>Goff</sub> = 30 Ω		20		ns
E <sub>on</sub>	inductive load		0,69		mJ
E <sub>off</sub>			0,39		mJ
<b>Diode - Inverter, Chopper</b>					
V <sub>F</sub> = V <sub>EC</sub>	I <sub>F</sub> = 20 A, T <sub>J</sub> = 25(125) °C		1,6 (1,6)		V
V <sub>(TO)</sub>	T <sub>J</sub> = °C (125) °C		1 (0,9)		V
r <sub>T</sub>	T <sub>J</sub> = °C (125) °C		30 (33)		mΩ
R <sub>th(j-s)</sub>	per diode			1,7	K/W
I <sub>FRM</sub>	under following conditions		-		A
Q <sub>rr</sub>	I <sub>F</sub> = A, V <sub>R</sub> = V		-		μC
E <sub>rr</sub>	V <sub>GE</sub> = 0 V, T <sub>J</sub> = °C		-		mJ
	di <sub>p</sub> /dt = - A/μs				
<b>Diode rectifier</b>					
V <sub>F</sub>	I <sub>F</sub> = 15 A, T <sub>J</sub> = 25( ) °C		1,1		V
V <sub>(TO)</sub>	T <sub>J</sub> = 150 °C		0,8		V
r <sub>T</sub>	T <sub>J</sub> = 150 °C		20		mΩ
R <sub>th(j-s)</sub>	per diode			2	K/W
<b>Temperatur sensor</b>					
R <sub>ts</sub>	5 %, T <sub>r</sub> = 25 (100) °C		5000(493)		Ω
<b>Mechanical data</b>					
w			30		g
M <sub>s</sub>	Mounting torque			2,5	Nm

**SK 20 DGDL 065 ET**

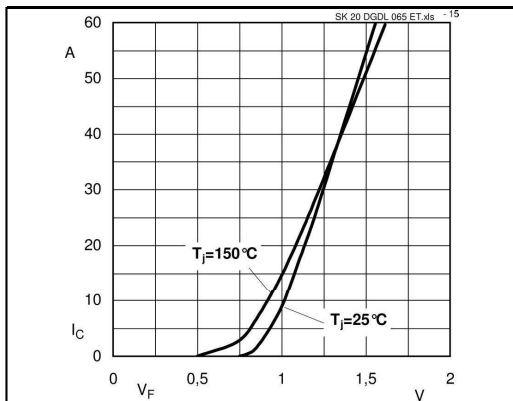


Fig. 15 Input Bridge Diode forward characteristic

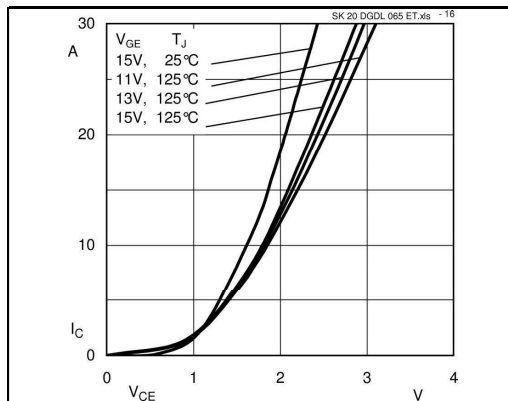


Fig. 16 Typical Output Characteristic

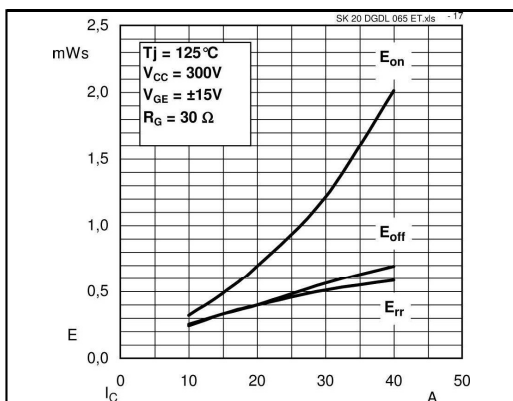


Fig. 17 Turn-on/-off energy =  $f(I_c)$

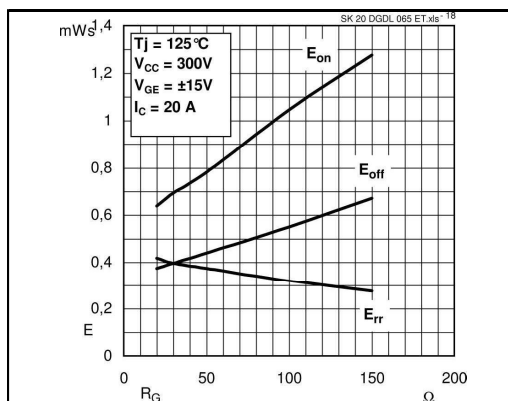


Fig. 18 Turn-on/-off energy =  $f(R_g)$

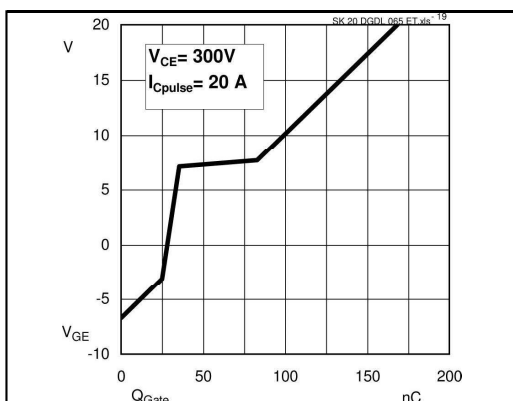
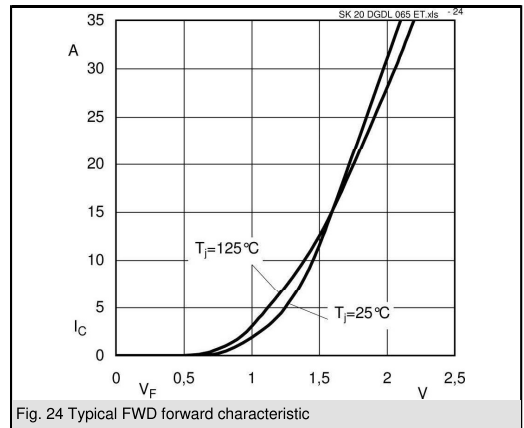
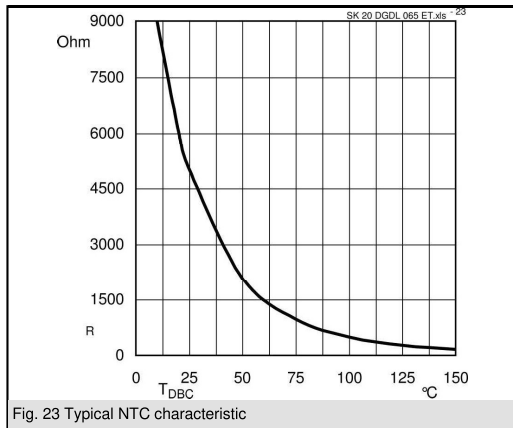
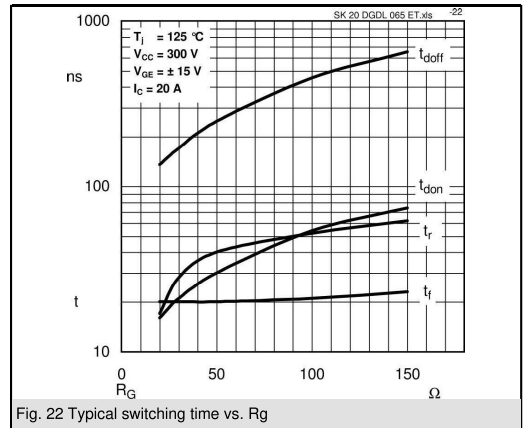
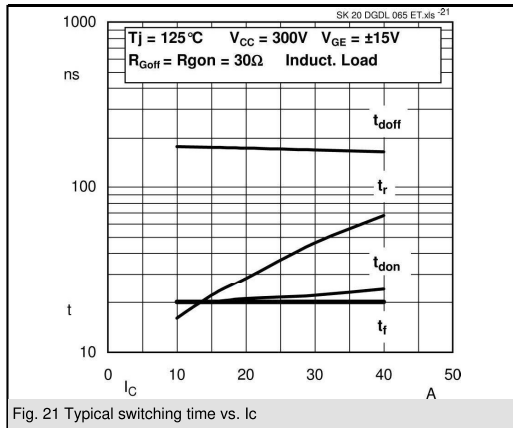


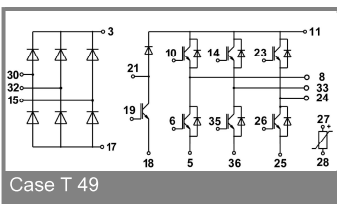
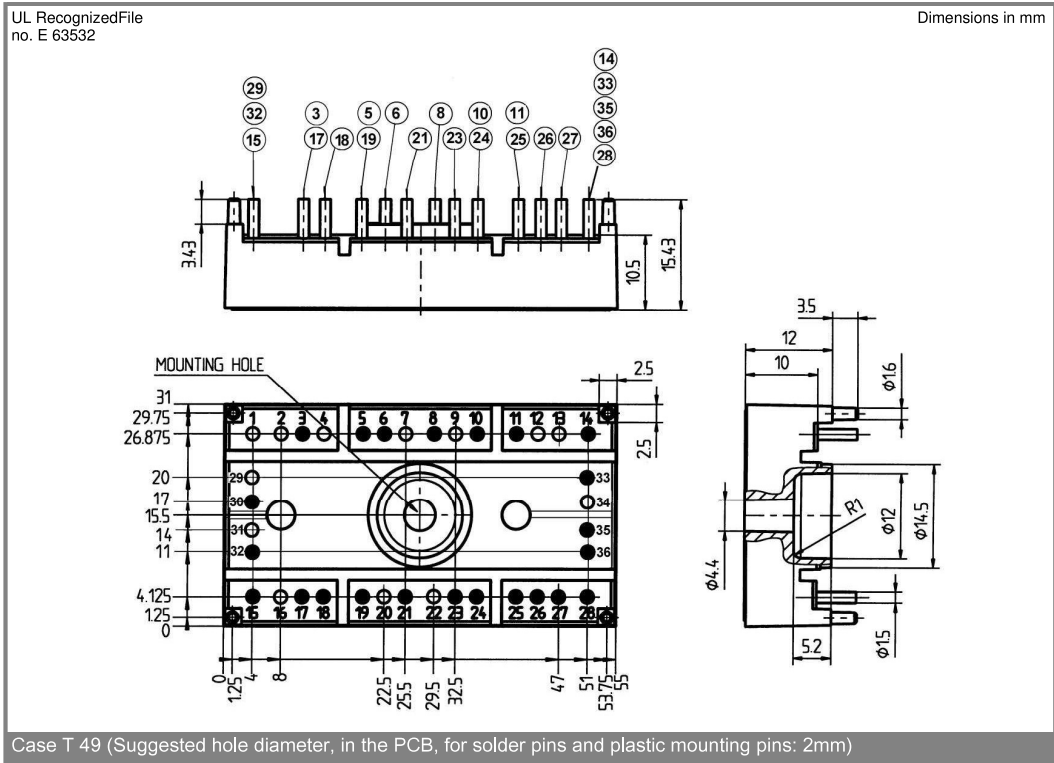
Fig. 19 Typical gate charge characteristic



**SK 20 DGD L 065 ET**



# SK 20 DGDL 065 ET



This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX.

\* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our personal.