

Univerzita Pardubice
Dopravní fakulta Jana Pernera

Analýza funkce vícehladinového měniče pro trakční napájecí stanici 25 kV 50 Hz
Bakalářská práce

Univerzita Pardubice
Dopravní fakulta Jana Pernera
Akademický rok: 2020/2021

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Ladislav Cerman**
Osobní číslo: **D18218**
Studijní program: **B3709 Dopravní technologie a spoje**
Studijní obor: **Elektrotechnické a elektronické systémy v dopravě**
Téma práce: **Analýza funkce vícehladinového měniče pro trakční napájecí stanici 25 kV 50 Hz**
Zadávající katedra: **Katedra elektrotechniky, elektroniky a zabezpečovací techniky v dopravě**

Zásady pro vypracování

- a) Seznamte se se strukturou a hlavními vlastnostmi měničových napájecích stanic 25 kV 50 Hz
- b) Sestavte zjednodušený simulační model měničové části napájecí stanice
- c) Analyzujte pomocí modelu hlavní statické a dynamické vlastnosti napájecí stanice

Rozsah pracovní zprávy: **dle zadání**
Rozsah grafických prací: **dle zadání**
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

Analýza funkce vícehladinového měniče pro trakční napájecí stanici 25 kV 50 Hz

Vedoucí bakalářské práce: **prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.**
Katedra elektrotechniky, elektroniky a zabezpečovací
techniky v dopravě

Datum zadání bakalářské práce: **24. ledna 2021**
Termín odevzdání bakalářské práce: **17. května 2021**

L.S.

doc. Ing. Libor Švadlenka, Ph.D.
děkan

Ing. Dušan Čermák, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 8. března 2021

Prohlašuji:

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 7/2019 Pravidla pro odevzdávání, zveřejňování a formální úpravu závěrečných prací, ve znění pozdějších dodatků, bude práce zveřejněna prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 14. května 2021

Ladislav Cerman v. r.

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych zde poděkoval vedoucímu mé bakalářské práce prof. Ing. Jaroslavu Novákovi, CSc. za cenné a odborné rady a dále za vstřícný přístup a čas věnovaný mé osobě při konzultacích. Rovněž bych rád poděkoval i své rodině, která mi byla oporou při psaní této práce.

ANOTACE

Předkládaná bakalářská práce se zabývá analýzou vícehladinových měničů v trakčních napájecích stanicích 25 kV 50 Hz z hlediska harmonického zkreslení výstupních proudů a napětí. Práce shrnuje teoretické informace o trakčních napájecích stanicích a strukturách vícehladinových měničů. Dále jsou popsány vytvořené simulační modely vícehladinových měničů v programu Matlab – Simulink. V poslední části se nachází vyhodnocení změřených hodnot a zvolení optimální zkoumané měničové topologie.

KLÍČOVÁ SLOVA

vícehladinový měnič, trakční napájecí stanice, celkové harmonické zkreslení, pulzně šířková modulace

TITLE

Analysis of multilevel converter function for traction supply station 25 kV 50 Hz

ANNOTATION

This bachelor thesis deals with analysis of multilevel converter for traction supply station 25 kV 50 Hz from the point of view of harmonic distortion of the output voltage and current. The thesis summarizes theoretical information about traction supply stations and structures of multilevel converters. It also describes created simulation models of multilevel converters, which are designed in Matlab – Simulink. The last part of the bachelor thesis represents the evaluation of measured values and the selection of the optimal researched converter.

KEYWORDS

Multilevel converter, traction supply station, total harmonic distortion, pulse width modulation

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	9
SEZNAM TABULEK.....	11
SEZNAM GRAFŮ	12
SEZNAM ZKRATEK, VELIČIN A ZNAČEK.....	13
ÚVOD	16
1 NAPÁJECÍ STANICE 25 kV/ 50 Hz	17
1.1 Konvenční napájecí stanice 25 kV/ 50 Hz.....	17
1.2 Měničová napájecí stanice 25 kV/ 50 Hz	19
1.2.1 Výhody a nevýhody měničových napájecích stanic 25 kV/ 50 Hz.....	20
2 STRUKTURY VÍCEHLADINOVÝCH MĚNIČŮ	22
2.1 Kaskádní vícehladinové měniče	23
2.2 Vícehladinové měniče s upínacími diodami (NPC)	25
2.3 Vícehladinové měniče s plovoucími kondenzátory (FLC).....	27
2.4 Modulární vícehladinové měniče (M ² LC, MMC)	29
3 STANOVENÍ CÍLŮ PRÁCE.....	32
3.1 Přehled studovaných topologií vícehladinových měničů	33
3.2 THD (Total Harmonic Distortion).....	34
3.3 Přehled studovaných situací pro simulační měření.....	35
3.3.1 Zátěž A	35
3.3.2 Zátěž B	36
3.3.3 Zkoumané parametry	37
4 TVORBA SIMULAČNÍCH MODELŮ	38
4.1 Řízení pulzně šířkovou modulací – PWM (Pulse width modulation).....	38
4.2 Popis vytvořeného modelu 3L NPC v Simulinku.....	42
4.2.1 Model obvodového zapojení 3L NPC.....	43
4.2.2 Popis subsystému pro PWM řízení 3L NPC	44

4.3	Popis vytvořeného modelu 3L MMC v Simulinku.....	46
4.3.1	Model obvodového zapojení 3L MMC.....	47
4.3.2	Popis subsystému pro PWM řízení 3L MMC.....	48
4.3.3	Simulační modely zbývajících zkoumaných MMC.....	50
4.4	Vytvořené simulační modely zkoumaných zátěží A a B.....	51
4.5	Spojení simulovaných modelů vícehladinových střídačů a zátěží.....	54
4.5.1	Vybrané časové průběhy u_z , i_z , u_{nap}	56
5	SIMULACE A ANALÝZA VYBRANÝCH MĚNIČŮ.....	57
5.1	Simulace.....	57
5.2	Analýza.....	59
5.2.1	Analýza závislostí při napájení zátěže A zkoumanými střídači.....	59
5.2.2	Analýza závislostí při napájení zátěže B zkoumanými střídači.....	62
5.2.3	Výběr ideální topologie vícehladinového střídače.....	65
5.2.4	Volba vhodné spínací frekvence pro vybranou topologii.....	66
5.2.5	Analýza chování ideální topologie pro vozidlo s $\cos\varphi = 0,8$	67
5.2.6	Porovnání ideální topologie a 2x 3L NPC s/bez přesazeného řízení.....	68
	ZÁVĚR.....	71
	POUŽITÁ LITERATURA.....	72
	PŘÍLOHY.....	73

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Demonstrační zapojení filtračně kompenzačního zařízení [1]	18
Obr. 2: Bloková struktura měničové napájecí stanice 25 kV/50 Hz [1]	19
Obr. 3: Ukázka výstupního sdruženého napětí modulárního pětihladinového střídače	22
Obr. 4: Vnitřní zapojení jedné buňky/H-můstku neboli jednofázového 3L kaskádního vícehladinového měniče (upraveno z [5])	23
Obr. 5: Ukázkové zapojení jedné fáze 3L NPC (upraveno z [5])	25
Obr. 6: Ukázkové zapojení jedné fáze 3L FLC (upraveno z [5])	27
Obr. 7: Ukázkové zapojení jedné fáze 3L MMC (upraveno z [5])	29
Obr. 8: Vnitřní zapojení submodulu modulárního vícehladinového měniče (upraveno z [5])	30
Obr. 9: Přehled využívaných zapojení: a) vícehladinového měniče s upínacími diodami, b) vícehladinového modulárního měniče během prováděných simulací (upraveno z [5])	33
Obr. 10: Zjednodušené obrázkové přiblížení provozní situace měničové napájecí stanice (MNS) napájející zátěž A	35
Obr. 11: Zjednodušené obrázkové přiblížení provozní situace měničové napájecí stanice (MNS) napájející zátěž B	36
Obr. 12: Princip PWM neboli vytváření modulovaného signálu z komparace nosného a referenčního signálu	39
Obr. 13: Ukázka PD PWM pro řízení jedné větve sedmihladinového měniče	40
Obr. 14: Ukázka POD PWM pro řízení jedné větve sedmihladinového měniče	41
Obr. 15: Ukázka APOD PWM pro řízení jedné větve sedmihladinového měniče	41
Obr. 16: Simulační model jednofázového 3L NPC ve funkci střídače	42
Obr. 17: Simulační subsystém (řídící jednotka) PWM řízení 3L NPC metodou POD PWM	44
Obr. 18: Ukázka průběhů referenčního a nosných signálů metody POD PWM pro 3L NPC	45
Obr. 19: Časové průběhy u_z , i_z při napájení z 3L NPC	45
Obr. 20: Simulační model jednofázového 3L MMC ve funkci střídače	46
Obr. 21: Subsystém představující jeden submodul modulárního vícehladinového měniče	47
Obr. 22: Simulační subsystém (řídící jednotka) PWM řízení 3L MMC metodou POD PWM	48
Obr. 23: Ukázka průběhů referenčního a nosných signálů metody POD PWM pro 3L MMC	49
Obr. 24: Časové průběhy u_z , i_z při napájení z 3L MMC	49
Obr. 25: Simulační subsystém (řídící jednotka) PWM řízení 5L MMC metodou POD PWM	50
Obr. 26: Simulační model zátěže A	53
Obr. 27: Simulační model zátěže B	53

Obr. 28: Finální simulační obvod při měření THDu a THDi na zátěži A napájené z 3L MMC.....	54
Obr. 29: Finální simulační obvod při měření THDu a THDi na zátěži B napájené z 3L NPC ...	55
Obr. 30: Časové průběhy u_z , i_z , u_{nap} 7L MMC se zátěží A	56
Obr. 31: Časové průběhy u_z , i_z , u_{nap} 9L MMC se zátěží A	56

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1: Procentuální obsah stejnosměrné složky průběhu u_{nap} a hodnoty $\text{THD}_{u_{\text{nap}}}$ při řízení zkoumaných vícehladinových střídačů metodou PD PWM a POD PWM.....	57
Tabulka 2: Změřené hodnoty THD_u a THD_i zkoumaných proudů a napětí na zátěžích A, B při $f_{\text{spin}} = 2 \text{ kHz}$	67
Tabulka 3: Změřené hodnoty $\text{THD}_{u_{\text{nap}}}$, THD_{u_z} a THD_{i_z} pro 9L MMC při $\cos\varphi = 0,8$ a $0,99$..	68
Tabulka 4: $\text{THD}_{u_{\text{nap}}}$, THD_{u_z} a THD_{i_z} pro 1x 3L NPC, sériové řazení dvou 3L NPC s/bez přesazeného řízení a 9L MMC.....	70

SEZNAM GRAFŮ

Graf 1: Porovnání hodnot $THDu_{nap}$ zkoumaných vícehladinových střídačů ve zvolené vzdálenosti vozidla od NS (zátěž A).....	59
Graf 2: Porovnání závislostí $THDu_{nap} = f(s)$ v rámci modulárního střídače o různých počtech hladin (při napájení zátěže A).....	60
Graf 3: Porovnání závislostí $THDu_z = f(s)$ v rámci modulárního střídače o různých počtech hladin (při napájení zátěže A).....	61
Graf 4: Porovnání závislostí $THDu_{nap} = f(f_{spin})$ v rámci MMC o různých počtech hladin (při napájení zátěže A).....	61
Graf 5: Porovnání hodnot $THDu_{nap}$ zkoumaných vícehladinových střídačů ve zvolené vzdálenosti s_1 vozidla č. 1 od NS (zátěž B).....	62
Graf 6: Porovnání závislostí $THDu_{nap} = f(s_1)$ v rámci modulárního střídače o různých počtech hladin (při napájení zátěže B).....	63
Graf 7: Porovnání závislostí $THDu_{z1} = f(s_1)$ v rámci modulárního střídače o různých počtech hladin (při napájení zátěže B).....	63
Graf 8: Porovnání závislostí $THDu_{nap} = f(f_{spin})$ v rámci MMC o různých počtech hladin (při napájení zátěže B).....	64
Graf 9: Porovnání hodnot $THDu_{nap}$ všech zkoumaných vícehladinových střídačů při napájení zátěže A i B.....	65
Graf 10: Porovnání hodnot $THDi_z$ všech zkoumaných vícehladinových střídačů při napájení zátěže A i B.....	65
Graf 11: Porovnání hodnot $THDu_z$, $THDu_{z1}$ a $THDu_{z2}$ všech zkoumaných vícehladinových střídačů při napájení zátěže A i B.....	66
Graf 12: Porovnání $THDi_z$ při zvolených hodnotách vzdálenosti pro 1x 3L NPC, sériové řazení dvou 3L NPC s/bez přesazeného řízení a 9L MMC.....	68
Graf 13: Porovnání $THDu_z$ při zvolených hodnotách vzdálenosti pro 1x 3L NPC, sériové řazení dvou 3L NPC s/bez přesazeného řízení a 9L MMC.....	69
Graf 14: Porovnání $THDu_{nap}$ při zvolených hodnotách vzdálenosti pro 1x 3L NPC, sériové řazení dvou 3L NPC s/bez přesazeného řízení a 9L MMC.....	69

SEZNAM ZKRATEK, VELIČIN A ZNAČEK

3L, 5L, 7L, 9L = tři hladiny, pět hladin, sedm hladin, devět hladin

AC = Alternating Current, střídavý proud

APOD PWM = alternative phase opposition disposition PWM

C_i = kapacita kondenzátoru jedné větve filtru vyšších harmonických [F]

$\cos \varphi$ = účinník [-]

DC = Direct Current, stejnosměrný proud

f = síťová frekvence [Hz]

FKZ = filtračně kompenzační zařízení

FLC = Flying capacitor multilevel converter, vícehladinový měnič s plovoucími kondenzátory

f_{spin} = spínací frekvence spínacích prvků v simulačních modelech [Hz]

I = proud [A]

i = řád vyšší harmonické složky [-]

IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor, bipolární tranzistor s izolovaným hradlem

IGCT = Integrated Gate Commutated Thyristor, integrovaný tyristor komutovaný hradlem

I_i = efektivní hodnota i -té harmonické proudu [A]

i_s = okamžitá hodnota proudu protékajícího submodule [A]

i_u = okamžitá hodnota výstupního proudu jednofázového střídače [A]

i_z = okamžitá hodnota proudu tekoucího zátěží [A]

L = indukčnost [H]

L_i = indukčnost cívky jedné větve filtru vyšších harmonických [H]

L_z = indukčnost zátěže z kapitol 4.2.1 a 4.3.1 [H]

M^2LC , MMC = modular multilevel converter, modulární vícehladinový měnič

MNS = měničová napájecí stanice

n = počet hladin vícehladinového měniče [-]

NPC = Neutral-point clamped multilevel converter, vícehladinový měnič s upínacími diodami

NS = napájecí stanice

P = činný příkon [W]

PD PWM = phase disposition PWM

POD PWM = phase opposition disposition PWM

PWM = pulse width modulation, pulzně šířková modulace

R = odpor [Ω]

R_Z = odpor zátěže z kapitol 4.2.1 a 4.3.1 [Ω]

s = vzdálenost vozidla od napájecí stanice (zátěž A) [km]

s_1 = vzdálenost 1. vozidla od napájecí stanice (zátěž B) [km]

s_2 = vzdálenost mezi 1. a 2. vozidlem (zátěž B) [km]

t = počet stejnosměrných zdrojů napětí [-]

THD = total harmonic distortion, celkové harmonické zkreslení [%]

THDi = celkové harmonické zkreslení proudu [%]

THDi_Z = celkové harmonické zkreslení proudu i_Z [%]

THDu = celkové harmonické zkreslení napětí [%]

THDu_{nap} = celkové harmonické zkreslení napětí u_{nap} [%]

THDu_{Zx} = celkové harmonické zkreslení napětí u_{Zx} [%]

U_{DC} = napětí na stejnosměrné straně měniče [V]

U_L = úbytek napětí na cívce [V]

u_{nap} = okamžitá hodnota napětí na výstupních svorkách napájecí stanice [V]

U_R = úbytek napětí na rezistoru [V]

U_S = napětí na výstupních svorkách submodulu [V]

U_{sb} = napětí na sběrači vozidla [V]

u_U = okamžitá hodnota fázového napětí měniče [V]

u_{Zx} = okamžitá hodnota napětí na x. zátěži [V]

X_k = reaktance nakrátko transformátoru [Ω]

Z_{lokx} = impedance x. vozidla [Ω]

Z_{tr} = impedance troleje [Ω]

Z_{trm} = impedance trolejového vedení vztažená na kilometr [Ω/km]

φ = fázový posun [$^\circ$]

ω = úhlová frekvence sítě [s^{-1}]

ω_v = úhlová frekvence i-té harmonické [s^{-1}]

ÚVOD

S plánovaným postupným přechodem železničních napájecích soustav na jednotnou střídavou soustavu 25 kV 50 Hz vyvstává potřeba hledat a realizovat nová řešení trakčních napájecích stanic. Potřeba je motivována předpokladem postupného zpřísnování požadavků na symetrický odběr z energetické sítě, snižování obsahu vyšších harmonických složek proudu odebíraného z distribuční soustavy i snížení harmonického zkreslení na straně trakčního vedení. Řešení na uvedené problémy by měly přinést vícehladinové měničové struktury v trakčních napájecích stanicích.

Oblast řešení vícehladinových měničů se neustále rozvíjí. Rozvoj lze pozorovat například na poli řízení měničů, kdy vznikají nové metody pro eliminace vybraných vyšších harmonických složek proudů a napětí nebo pro dosažení nejnižšího možného celkového harmonického zkreslení na výstupu měniče. Cílem předkládané práce je analýza funkce vybraných topologií vícehladinových měničů, používaných v moderních napájecích stanicích. Analýza se zaměřuje na celkové harmonické zkreslení průběhů proudů a napětí na zvolených zátěžích, představujících dvě provozní situace na traťovém úseku. Analýza dále směřuje k určení optimální zkoumané měničové topologie pro zvolené provozní situace.

První část je věnována popisu trakčních transformátoroven a moderních měničových napájecích stanic spolu s výpisem jejich výhodných a nevýhodných vlastností.

Druhá část se zabývá podrobným popisem funkce čtyř nejčastějších vícehladinových měničových struktur. Součástí je i uvedení zapojení jedné fáze každého z měničů.

Třetí část blíže specifikuje dříve uvedené cíle práce. Nachází se zde popis zkoumaných provozních situací a přehled vybraných topologií vícehladinových měničů pro analýzu celkového harmonického zkreslení.

Ve čtvrté části je chronologicky popsána vlastní tvorba simulačních modelů měničů, jejich řídicích obvodů a zátěží. Dále jsou zde uvedeny uvažované zjednodušující předpoklady. Součástí této části je i vysvětlení tvorby PWM a stanovení zkoumaných metod vytváření PWM.

Poslední část analyzuje simulací získané hodnoty zkoumaných parametrů a vyvozuje závěry ze zjištěných poznatků. V této části dochází k určení optimální měničové topologie a bližšímu analyzování jejích vlastností při doplňujících simulacích. Příkladem doplňujícího měření je simulace při dvou uvažovaných hodnotách účinníků vozidel.

1 NAPÁJECÍ STANICE 25 kV/ 50 Hz

1.1 Konvenční napájecí stanice 25 kV/ 50 Hz

Základním prvkem napájecí stanice (NS) 25 kV/ 50 Hz je jednofázový transformátor (vvn/27 kV) s výkonem 10 až 12,5 MVA. Kompenzování výkyvů napětí na primární straně transformátoru (sít' 110 kV) lze provádět pomocí odbočkové regulace primárního vinutí transformátoru (2x 8 odboček). V NS se většinou nacházejí dva jednofázové transformátory, které jsou zapojeny do „V“. Primární strany transformátorů se připojují na dvě fáze distribuční soustavy a při zapojení do „V“ je jeden primární vývod u obou transformátorů připojen na stejnou fázi a fáze připojené na zbylé primární vývody jsou odlišné. Důvodem pro zapojení do „V“ je částečná symetrizace jednofázového odběru NS z distribuční sítě. Zapojení do „V“ přináší negativum, které se projevuje fázovým posunem napětí v trakčním vedení sousedních traťových úseků, a proto je nutno sousední úseky oddělit neutrálním polem. Neutrální pole také brání přenosu nechtěné energie z distribuční soustavy přes úseky trakčního vedení, napájeného ze stejného sdruženého napětí, při odlišných potenciálech jedné fáze distribuční sítě v napájecích stanicích. Snížení počtu neutrálních polí lze docílit zapojením primárních stran transformátorů do „T“. Bohužel tímto řešením se sníží symetrie odběru energie, která se získala zapojením do „V“. [1] [2]

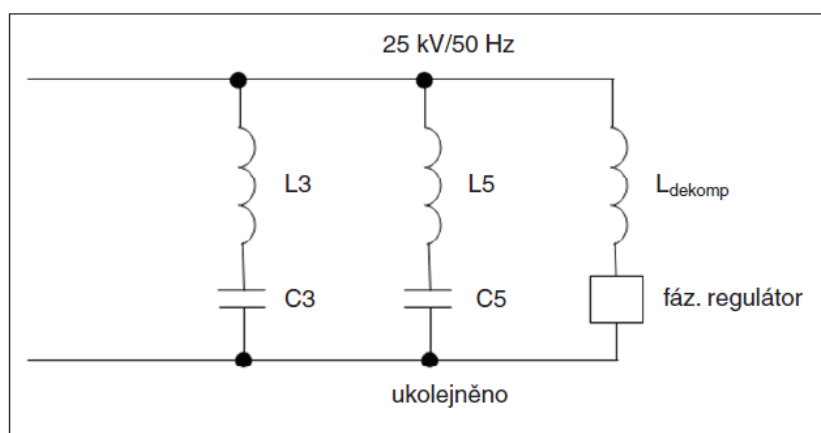
Další možností pro zlepšení symetrie odběru energie je využití řízených balancérů, které původně dvoufázový odběr proudu z třífázové distribuční soustavy rozdělí mezi všechny tři fáze. [1]

Starší hnací vozidla (1. a 2. generace) obsahují stejnosměrné trakční motory, napájené z usměrňovačů odebírajících téměř obdélníkový proud, který je zpožděný za napětím z důvodu induktivního charakteru vozidla (vinutí elektromotoru, transformátoru). Kvůli fázovému posunu proudu za napětím jsou NS vybaveny statickými kompenzátory pro zlepšení účinnosti. Obdélníkový průběh proudu je způsoben obsahem lichých vyšších harmonických složek proudu (především 3. a 5.). Kvůli snížení obsahu zmiňovaných vyšších harmonických složek proudu se NS vybavují filtračně kompenzačním zařízením (viz obr. 1). Jedná se o paralelní větve se sériovým spojením cívky a kondenzátoru, jejichž hodnoty vychází z Thomsonova vzorce (1). Pro danou vyšší harmonickou složku proudu se daný sériový rezonanční obvod nachází v rezonanci. Při rezonanci má sériový LC člen minimální impedanci a chová se pro danou harmonickou složku proudu téměř jako zkrat. [1]

$$\omega_v = i \cdot \omega = \frac{1}{\sqrt{L_i \cdot C_i}} \quad (1)$$

Kde je ω_v úhlová frekvence i -té harmonické [s^{-1}], i řád vyšší harmonické složky proudu či napětí [-], ω úhlová frekvence sítě [s^{-1}], L_i indukčnost cívky jedné větve filtru, nastavené na filtraci i -té harmonické [H], C_i kapacita kondenzátoru jedné větve filtru, eliminující i -tou harmonickou [F].

Kondenzátory použité ve větvích FKZ pomáhají kompenzovat jalový výkon odebíraný NS. Při nízkém zatížení trakční napájecí sítě by mohlo dojít k překompenzování (oblast kapacitního účinníku) a z toho důvodu se do FKZ vkládá dekompenzační cívka s fázovým regulátorem řídicím protékající proud dekompenzační cívkou. [1]

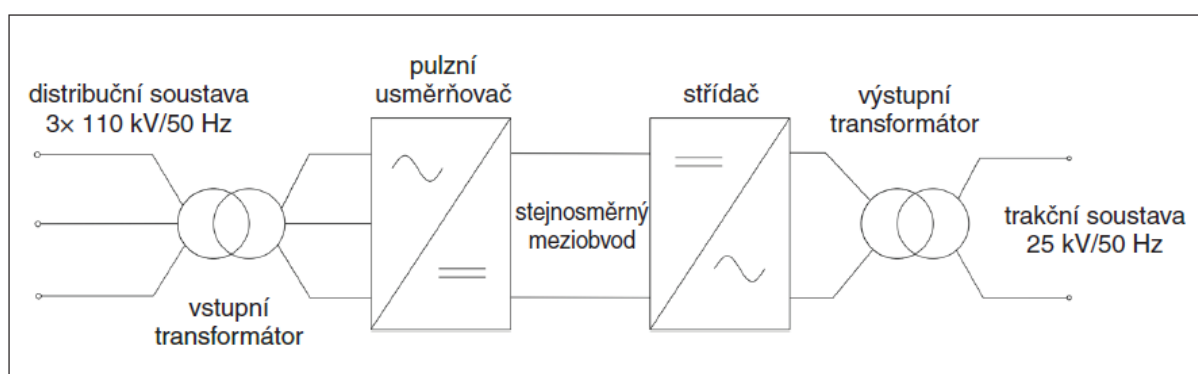


Obr. 1: Demonstrační zapojení filtračně kompenzačního zařízení [1]

Současná vozidla 3. generace s asynchronními motory napájenými pomocí frekvenčních měničů se chovají téměř jako odporové zátěže a odebírají proud ve fázi s napětím a s průběhem pouze málo odlišným od sinusového. Proto využití FKZ v kombinaci s těmito vozidly není zapotřebí a přináší pouze komplikace, například v podobě vyšších ztrát, zejména při provozu filtračně kompenzačních zařízení s malým zatížením. [1]

1.2 Měničová napájecí stanice 25 kV/ 50 Hz

Z kapitoly 1.1 vyplývají nedostatečné vlastnosti konvenční NS z hlediska kvality napájení drážních vozidel a ovlivňování distribuční soustavy nesymetrickým odběrem proudu. Řešení uvedených problémů by měly přinést moderní měničové napájecí stanice (MNS) obsahující vícehladinové měniče. Nejčastěji využívanými vysokonapěťovými spínacími prvky ve vícehladinových měničích jsou IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) a také IGCT (Integrated Gate Controlled Thyristor). [1]



Obr. 2: Blokova struktura měničové napájecí stanice 25 kV/50 Hz [1]

Blokové zapojení měničové napájecí stanice je uvedeno na obr. 2. Využití můstkové měniče umožňuje tok výkonu oběma směry, a proto se většinou nazývají čtyřkvadrantové měniče nebo 4Q měniče. Výkonové oboustrannosti měniče bude v budoucnu jistě využito při generátorickém brzdění (rekuperaci) trakčních motorů, kdy dochází k přeměně kinetické energie na energii elektrickou. Měničová NS na rozdíl od konvenční NS splňuje požadavky na symetrické dodávání rekuperované energie do distribuční sítě. Jedná se tak o velký přínos měničových NS. Blokové schéma se skládá z třífázového vstupního oddělovacího transformátoru, 3 AC/DC měniče, stejnosměrného meziobvodu, DC/1 AC měniče a následně zvyšovacího jednofázového transformátoru. [1] [3]

Uvedená měničová NS nejčastěji přijímá elektrickou energii ze směru od distribuční sítě 110 kV, tudíž 3 AC/DC měnič při daném toku výkonu pracuje v režimu pulzního usměrňovače a DC/1 AC v režimu střídače. Při rekuperaci se funkce měničů obrátí. První případ toku výkonu je v praxi nejčastější, jelikož rekuperace do energetické sítě u konvenčních NS byla až na výjimky zakázána a ani z hlediska ekonomického není výhodná. Nicméně s růstem traťových úseků obsazených MNS došlo ke zrušení zákazu rekuperace a růstu významu rekuperace. Kvůli častějšímu toku výkonu ve zmiňovaném směru a jednotnému názvosloví je v textu nazýván 3 AC/DC měnič pulzním usměrňovačem a DC/1 AC střídačem. [1]

Jednofázový střídač je napájený ze stejnosměrného napětového meziobvodu, jehož napětí se pohybuje mezi 5-15 kV. Výstupní napětí ze střídače o síťové frekvenci 50 Hz je následně zvýšeno pomocí jednofázového transformátoru nebo autotransformátoru na požadované napětí v trakčním vedení o hodnotě 25 kV. Vhodných parametrů výstupního trakčního napětí a proudu z měničové NS je dosaženo zvoleným způsobem řízení měničů. [1]

Obr. 2 představuje univerzální blokové zapojení MNS. Výrobky jednotlivých výrobců se především liší až vnitřním zapojením jednotlivých měničů či samotnou topologií měničů. Veškeré použité měniče jsou ve vícehladinovém zapojení, tudíž počet hladin je dalším rozdílovým parametrem jednotlivých nabízených řešení. Mezi přední výrobce měničového vybavení NS patří ABB, GE a SIEMENS. [1]

1.2.1 Výhody a nevýhody měničových napájecích stanic 25 kV/ 50 Hz

Měničové napájecí stanice jsou díky větší složitosti návrhu i množstvím použitých součástek dražší než běžné transformátorové NS. Nicméně svými vlastnostmi řeší nedostatky konvenčních NS z hlediska odebírané energie z distribuční sítě a kvalitního trakčního napájení. [1]

MNS umožňují na rozdíl od konvenčních NS symetrické dodávání rekuperované energie zpět do distribuční energetické sítě spolu se symetrickým třífázovým odběrem z energetické sítě. U konvenčních NS se takovéto symetrizace třífázového odběru nedalo dosáhnout ani dříve zmiňovanými prostředky. Nesymetrie odběru by způsobovala zvýšené zahřívání vstupního transformátoru. V současné době velkého využití třífázových asynchronních motorů v průmyslu, by nesymetrie odběru energie poškozovala ostatní odběratele energie využívající zmíněné motory. Poškozením je zde myšleno snížení životnosti indukčních motorů. Protože odlišností třífázových proudů tekoucích do indukčních motorů jsou vinutí protékána vyššími proudy více ohřívána. Tudíž izolace těchto vinutí by mohla být nadměrným ohřevem poškozena. Zároveň by nesymetrie způsobovala protékání zpětných proudů třífázovými asynchronními motory a tím snižovala jejich moment při jmenovitých pracovních podmínkách. [3] [4]

MNS umožňují odebírat nebo dodávat (rekuperovat) činný výkon do distribuční sítě. Další výhodné vlastnosti jsou docíleny vstupním pulzním usměrňovačem, který zajišťuje snížení obsahu vyšších harmonických vstupního proudu, schopnost dodávat starším trakčním vozidlům jalový a deformační výkon bez nechtěného ovlivňování distribuční sítě. Pulzní usměrňovač lze využít jako účinnější variantu FKZ, neboť umožňuje kompenzovat jalový výkon v distribuční síti dodáváním potřebného kladného či záporného jalového výkonu. [3]

Hlavních výhod MNS se docílí společným řízením nebo spoluprací více NS na dané trati či traťovém úseku. Poté hlavními přínosy MNS oproti konvenčním NS jsou systém jednotné fáze v traťovém vedení a s tím související oboustranné spojitě napájení traťových úseků bez nutnosti neutrálních polí. Právě oboustranné spojitě napájení vyřeší problém s výpadky dodávek energie do vozidel v oblasti neutrálních polí, sníží potřebný počet NS v dané oblasti, sníží úbytky napětí na trakčním vedení a zajistí zvýšení a říditelnost tvrdosti trakční sítě. Oproti velkým dovoleným výkyvům napětí v trakčním vedení při napájení z konvenčních NS by napětí v trakčním vedení nemělo za provozních podmínek klesnout pod 22,5 kV při napájení z měničových NS. Měničové NS také umožňují proměnné rozdělování výkonů mezi jednotlivé NS, čímž se zrovnoměří celkový odběr z distribuční sítě a zabrání se vedení nechtěné energie z distribuční sítě přes trakční vedení, kterému bránily u konvenčních NS neutrální napájecí pole. [3]

Hlavním elementem zhoršujícím účinnost u konvenčních NS je FKZ. MNS dosahují vysoké účinnosti z důvodu využití vícehladinových měničů, které při vhodném řízení umožňují snížení až eliminování vyšších harmonických složek trakčního proudu a napětí a tím snížit ztráty jimi vyvolané. V oblasti jmenovitého zatížení je účinnost vysoká, ale se snižováním zatížení, vzhledem ke stálým ztrátám naprázdno v transformátorech (v jejich magnetických obvodech: magnetizační ztráty a ztráty vlivem vířivých proudů) se jejich účinnost snižuje. [3]

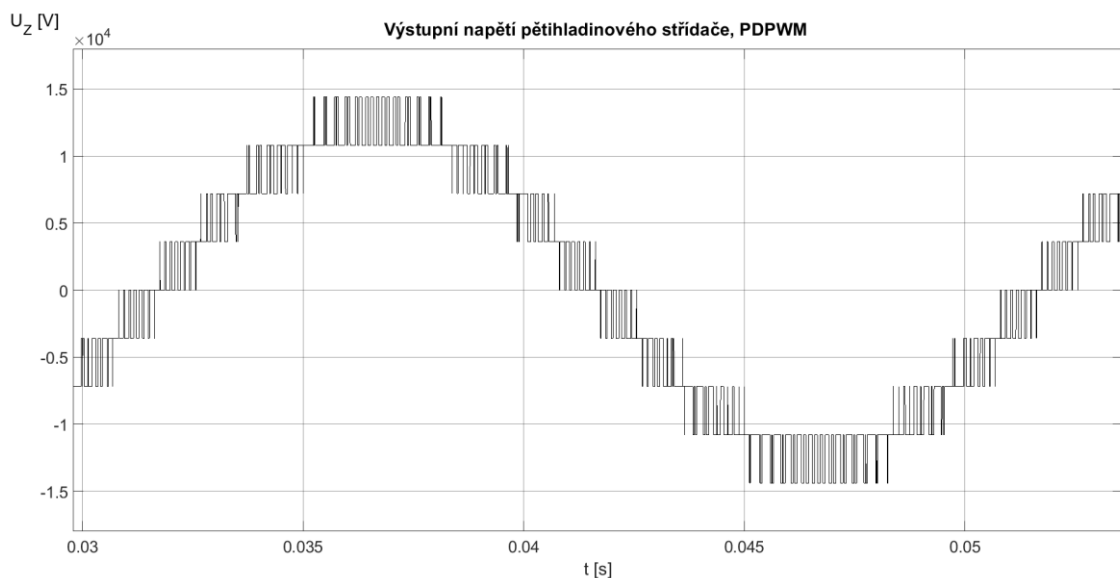
Měničové NS přináší značnou možnost redundance, díky zabudování několika měničových struktur uvnitř jedné NS, či využitím vícehladinových modulárních měničů složených z většího množství modulů, než je potřebné pro požadované vlastnosti výstupních napětí a proudů. [3]

2 STRUKTURY VÍCEHLADINOVÝCH MĚNIČŮ

Vícehladinové měniče přinášejí řadu výhod, díky kterým získaly své široké uplatnění zejména v energetice. Mezi zmiňované výhody patří schopnost snižování obsahu vyšších harmonických složek výstupního proudu a napětí bez zvýšení spínací frekvence a snížení dodávaného výkonu do zátěže. Napětí stejnosměrné strany měniče se dělí na jednotlivé spínací součástky. S růstem počtu hladin je využito větší množství polovodičových spínacích součástek, a tudíž lze využít výkonové součástky s nižšími napět'ovými úrovněmi, které dosahují lepších dynamických vlastností. Bohužel vyšší množství použitých součástek znamená i vyšší ceny vícehladinových měničů. [5]

V literatuře se lze setkat s pojmenováním vícehladinových měničů jako měničů víceúrovňových, nicméně zde je využito prvního uvedeného označení.

Výstupní napětí vícehladinového střídače má schodovitý průběh, poskládaný z částí vstupního stejnosměrného napětí (viz obr. 3). Využitím střídače s vyšším počtem hladin lze dosáhnout výstupního schodovitého průběhu napětí velmi podobného harmonickému sinusovému průběhu.



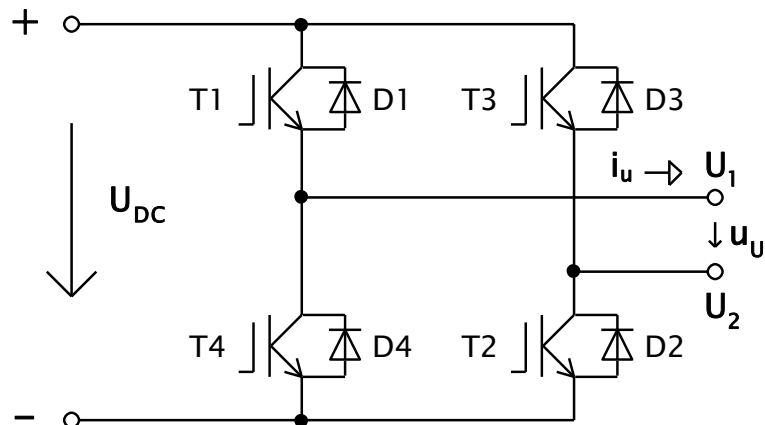
Obr. 3: Ukázka výstupního sdruženého napětí modulárního pětihladinového střídače

Přehled struktur vícehladinových/víceúrovňových měničů od nejstarší po nejnovější:

- Kaskádní vícehladinové měniče (Cascaded H-bridge multilevel converter)
- Vícehladinové měniče s upínacími diodami (Neutral-point clamped multilevel converter)
- Vícehladinové měniče s plovoucími kondenzátory (Flying capacitor multilevel converter)
- Vícehladinové modulární měniče (Modular multilevel converter)

2.1 Kaskádní vícehladinové měniče

Kaskádní vícehladinové měniče se vytváří sériovým spojováním jednofázových měničových můstků (nazývaných H-můstky). Vnitřní zapojení základní buňky/H-můstku je uvedeno na obr. 4. [5]



Obr. 4: Vnitřní zapojení jedné buňky/H-můstku neboli jednofázového 3L kaskádního vícehladinového měniče (upraveno z [5])

Základní buňka kaskádního vícehladinového měniče sestává ze čtveřice výkonových polovodičových spínacích prvků T1, T2, T3, T4 s antiparalelně zapojenými zpětnými diodami D1, D2, D3, D4 u každého z nich. Každá buňka kaskádního vícehladinového měniče je napájena ze samostatného stejnosměrného napěťového zdroje. Zapojením kaskádního vícehladinového měniče sestávajícího pouze z jedné buňky, se vytváří tříhladinový jednofázový kaskádní vícehladinový měnič. Jednofázový pětihladinový kaskádní měnič se skládá ze dvou sériově zapojených H-můstků. Ze sériového zapojení jednotlivých měničů vyplývá i vztah pro celkové výstupní fázové napětí – součet fázových napětí jednotlivých měničů je roven celkovému výstupnímu fázovému napětí sériového spojení měničů. [5]

Funkce kaskádního měniče je vysvětlena na jednofázovém tříhladinovém zapojení uvedeném na obr. 4. Výstupní fázové napětí u_U může nabývat hodnot $+U_{DC}$, 0 a $-U_{DC}$. Při sepnutých prvcích T1 a T2 je dosažena hladina napětí u_U o hodnotě $+U_{DC}$. Následně pro dosažení hladiny fázového napětí $-U_{DC}$ musí být sepnuta dvojice prvků T3 a T4. Nulová hodnota výstupního napětí je docílena jednou ze dvou možných spínacích kombinací: T1 a T3 nebo T4 a T2. Popis vedení proudu jednotlivými prvky zde není kvůli jednoduché představě uveden. [5]

Během řízení kaskádního měniče nesmí dojít k současnému sepnutí prvků T1 a T4 nebo T2 a T3, neboť by došlo ke zkratu stejnosměrného napájecího zdroje, což je nebezpečný stav.

Pro počet hladin kaskádního měniče platí vztah (2).

$$n = 2t + 1 \quad (2)$$

Kde n značí počet hladin kaskádního n -hladinového měniče a t počet samostatných stejnosměrných napěťových zdrojů. Obě veličiny jsou bezrozměrné. [5]

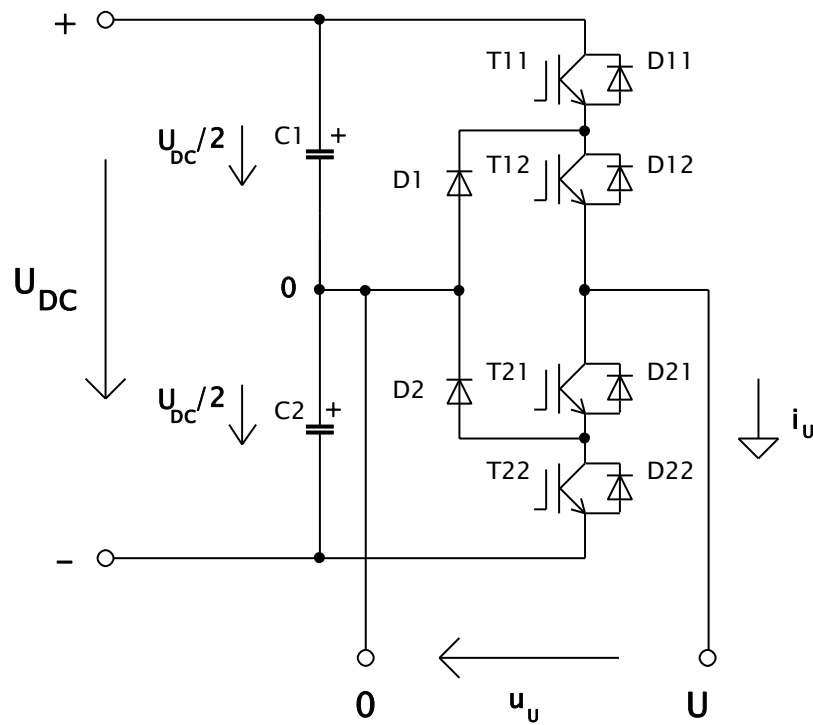
Jedná se o jednu z nejjednodušších konstrukcí vícehladinových měničů, která obsahuje malé množství součástek. Jednoduché řízení spínacích výkonových součástek a schopnost snadného „buňkového“ zvyšování/snižování počtu hladin zajišťuje nízkou cenu kaskádního měniče. Zásadní nevýhodou kaskádního měniče jsou oddělené stejnosměrné napájecí zdroje jednotlivých zapojených H-můstků. [5]

2.2 Vícehladinové měniče s upínacími diodami (NPC)

Princip funkce vícehladinového měniče s upínacími diodami je ukázán na tříhladinovém jednofázovém zapojení ve funkci napět'ového střídače: 3L NPC (viz obr.5).

Vstupní stejnosměrné napětí U_{DC} je v ideálním případě rozděleno na kapacitním děliči tvořeném sériovou kombinací kondenzátorů C1 a C2 na poloviny. V reálném zapojení je potřeba udržovat stálý potenciál středu vstupního kapacitního děliče.[6] [1]

Výstupní napětí u_U 3L NPC může nabývat tři hladin/úrovní: $+U_{DC}/2$, 0 , $-U_{DC}/2$. Ve zkoumané větvi jsou zapojeny čtyři spínací polovodičové součástky T11, T12, T21, T22 (ve schématu zakresleny jako IGBT), dále jsou k nim připojeny zpětné diody D11, D12, D21, D22. Upínací diody D1 a D2 spojují vzniklý střed uprostřed kapacitního děliče s uzlem mezi T11, T12 (zajišťuje D1) a s uzlem mezi T21 a T22 (zajišťuje D2). [6]



Obr. 5: Ukázkové zapojení jedné fáze 3L NPC (upraveno z [5])

Pro získání výstupního napětí o úrovni $+U_{DC}/2$ je nutné sepnout horní dvojici tranzistorů T11 a T12. Poté při kladném proudu fázi U prochází proud přes tranzistory T11 a T12. Záporný proud prochází přes jejich zpětné antiparalelní diody D11 a D12. Úroveň 0 výstupního napětí u_U je dosažena při sepnutých tranzistorech T12 a T21. Kladný fázový proud i_U protéká upínací diodou D1 a tranzistorem T12, v případě záporného fázového proudu i_U vede nulová dioda D2 a tranzistor T21. Díky sepnutým tranzistorům T21 a T22 dosáhne výstupní napětí u_U úrovně $-U_{DC}/2$. Během této fáze protéká kladný proud přes nulové diody D21 a D22. Při opačném směru toku proudu vedou tranzistory T21 a T22. [6]

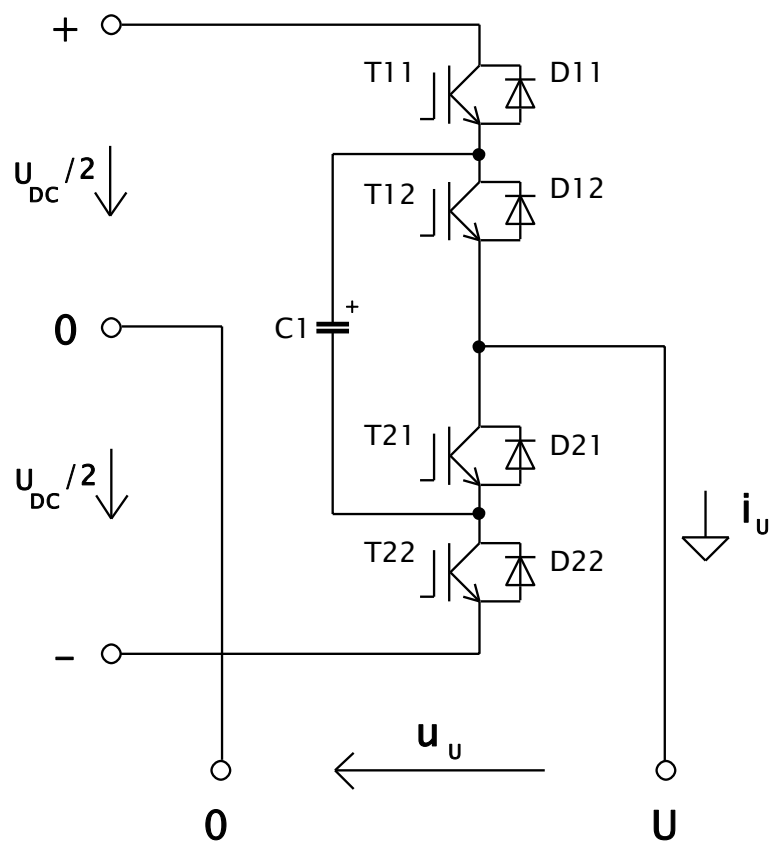
Rizikem u NPC jsou zakázané spínací kombinace, které nesmí nastat. Při zakázaných spínacích kombinacích dochází ke zkratování kondenzátorů C1 nebo C2. Zakázané spínací kombinace mohou nastat při přepínání některých dříve zmiňovaných kombinací, kdy současně vedou součástky obou kombinací (například při přechodu z $U_{DC}/2$ na 0 – v případě vedení T11, T12 a T21 současně). Zmiňovaný problém je řešen vkládáním mrtvých časů mezi přepínání kombinací, jejichž souběh by mohl vést ke zkratu kondenzátorů. Jinými slovy je využito komplementární spínání, aby nebyly současně sepnuty nežádoucí spínací prvky. Obdobně nežádoucí je také stav se sepnutými veškerými spínacími prvky v jedné fázi, jelikož vede ke zkratu vstupního stejnosměrného zdroje napětí = stejnosměrného meziobvodu. [6]

Vícehladinové měniče s upínacími diodami jsou používány kvůli jednoduché konstrukci, vysoké účinnosti a společné stejnosměrné vstupní sběrnici. Zásadním negativem je nutnost balancování napětí na vstupním kapacitním děliči, které je složitější a zároveň potřebnější při růstu počtu hladin. Potřebné obvody zajišťující balancování napětí bohužel snižují jednoduchost konstrukce. [5]

2.3 Vícehladinové měniče s plovoucími kondenzátory (FLC)

Princip funkce vícehladinového měniče s plovoucími kondenzátory je pro názornost opět vysvětlen na tříhladinovém jednofázovém zapojení ve funkci napěťového střídače: 3L FLC (viz obr.6). Lze vidět velkou podobnost se zapojením 3L NPC, jediným rozdílem je náhrada upínacích diod kondenzátorem. Při růstu počtu hladin měniče by s růstem počtu upínacích diod u NPC obdobně rostl počet kondenzátorů u FLC.

Větev/fáze uvedeného zapojení 3L FLC obsahuje čtyři sériově zapojené spínací součástky T11, T12, T21, T22 a k nim antiparalelně zapojené zpětné diody D11, D12, D21, D22. Na obr. 6 jsou zakresleny IGBT, ale lze využít i jiných spínacích polovodičových součástek. Kondenzátor C1 je v ideálním případě nabit na $U_{DC}/2$ a svým napětím pomáhá dotvářet potřebné hladiny výstupního napětí u_u . Je zapojen obdobně jako u NPC upínací diody neboli vývody kondenzátoru C1 jsou spojeny se středy mezi horní a dolní dvojicí tranzistorů. [6]



Obr. 6: Ukázkové zapojení jedné fáze 3L FLC (upraveno z [5])

Princip činnosti jedné fáze 3L FLC je následující. Pro dosažení hladiny $U_{DC}/2$ musí dojít k sepnutí prvků T11 a T12, čímž se vývod U spojí s kladným pólem uvažovaného stejnosměrného zdroje a výstupní napětí u_U mezi vývodem U a středem 0 je rovno $U_{DC}/2$. Jeli uvažovaný proud i_U kladného směru, prochází i_U přes T11 a T12. Uvažovaný proud i_U opačného směru prochází antiparalelními diodami D11 a D12. Získání nulové hladiny napětí u_U je možné dvěma spínacími kombinacemi – sepnutím tranzistorů T11 a T21 nebo T12 a T22. Nulová hladina napětí u_U je odvozena od rozdílu napětí mezi kladným pólem stejnosměrného zdroje vůči středu ($U_{DC}/2$) a napětím na kondenzátoru C1 ($U_{DC}/2$). Jelikož by v ideálním případě měla být obě napětí totožná, je výsledkem nulové napětí. Při sepnutých prvcích T11 a T21 prochází proud kladného směru přes T11 a D21 a proud opačného směru je veden prvky D11 a T21. Druhá sepnutá dvojice prvků T12 a T22 zajišťuje vedení kladného proudu přes prvky T12 a D22, prvky D12 a T22 vedou proud opačného směru. Hladinu výstupního fázového napětí o hodnotě $-U_{DC}/2$ lze vytvořit sepnutím prvků T21 a T22 (spojení vývodu U se záporným pólem uvažovaného vstupního stejnosměrného zdroje). Kladný proud je zde veden prvky D21 a D22, záporný proud vedou tranzistory T21 a T22. [6]

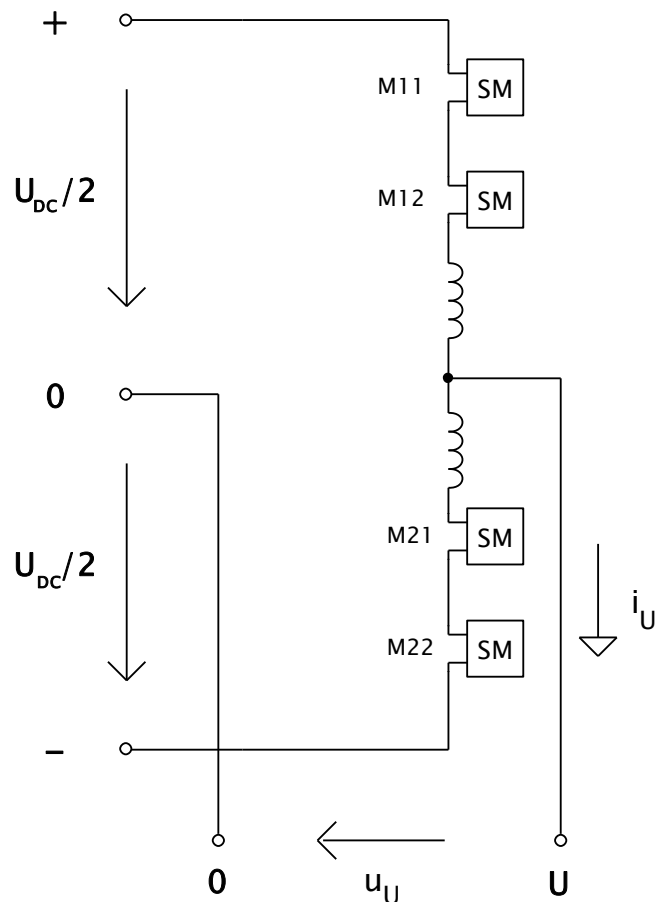
Dvojice spínacích kombinací pro dosažení nulové hladiny výstupního napětí je využito pro balancování napětí na plovoucím kondenzátoru C1. Analogické využití nachází i při vyšším počtu hladin neboli vyšším počtu plovoucích kondenzátorů. Kondenzátor C1 se při sepnutých prvcích T11 a T21 při zakresleném směru proudu i_U na obr. 6 nabíjí a při opačném směru proudu vybíjí. Během sepnutých prvků T12 a T22 dochází k vybíjení kondenzátoru při zakresleném směru proudu i_U (viz obr. 6) a k nabíjení při opačném směru proudu. [6]

Při řízení FLC musí obdobně jako u NPC docházet ke komplementárnímu řízení prvků, jejichž současné sepnutí by vedlo ke zkratování kondenzátorů. Zakázané spínací kombinace pro 3L FLC nastávají pro T11 a T22 a T12 a T21. [6]

Výhodné i nevýhodné vlastnosti FLC souvisí s plovoucími kondenzátory. Celkový počet součástek je u FLC nižší než u NPC, díky nižšímu potřebnému množství plovoucích kondenzátorů než upínacích diod pro daný počet hladin. Nicméně potřebný počet elektrolytických kondenzátorů je i přes to nezanedbatelný (projeví se na celkových rozměrech měniče). Rostoucí počet kondenzátorů s růstem hladin sebou přináší složitější řízení balancování jejich napětí. K tomu je nutné měřit směr daného fázového proudu a napětí na všech plovoucích kondenzátorech. Tudíž celková cena FLC je vyšší než u NPC. [5] [6]

2.4 Modulární vícehladinové měniče (M^2LC , MMC)

Funkce vícehladinového modulárního měniče s balančními kondenzátory je v této kapitole pro názornost vysvětlena na obdobném příkladu jako u předchozích měničů neboli natříhladinovém jednofázovém zapojení ve funkci napěťového střídače: 3L M^2LC (viz obr. 7).



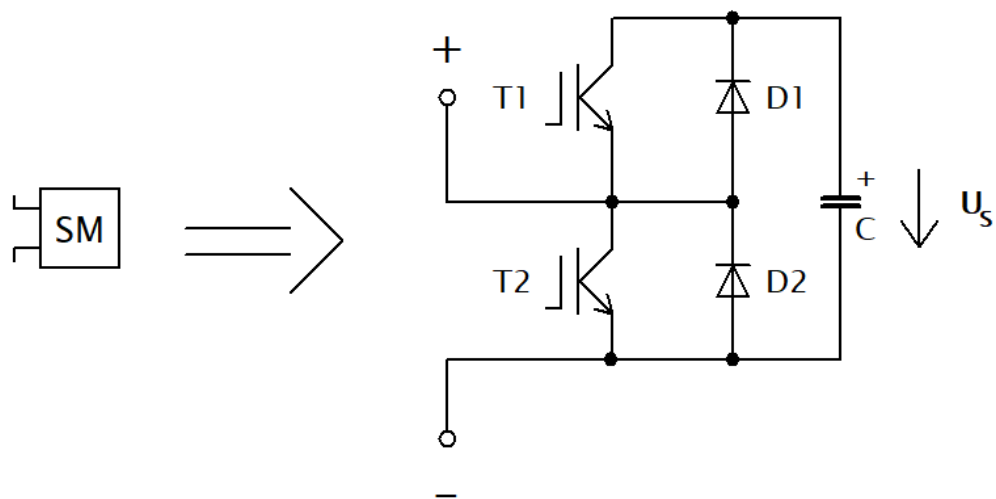
Obr. 7: Ukázkové zapojení jedné fáze 3L MMC (upraveno z [5])

Jedna fáze modulárního vícehladinového měniče se skládá z takzvaných submodulů SM, jejichž vnitřní zapojení lze vidět na obr. 8. Submoduly jsou v jedné fázi rozděleny do dvou skupin (v anglicky psané literatuře nazývané „upper and lower arm“). Pro MMC platí, že počet submodulů v jedné skupině dané fáze je roven počtu hladin měniče sníženému o jedna. Proto u tříhladinového zapojení (viz obr. 7) je v každé skupině po dvou submodulech. [3] [5]

Pro názorné vysvětlení principu funkce MMC lze využít zjednodušení v podobě náhrady submodulů zdroji stejnosměrného napětí. Poté funkce daného měniče spočívá ve vytváření požadovaného potenciálu na výstupní střídavé svorce (na obr. 7 by se jednalo o svorku U), kdy při přechodu určitých zdrojů do stavu s nulovým napětím („zkrat“) v dolní a horní skupině dochází k formování požadovaného potenciálu na výstupní svorce. Přičemž při přechodu jednoho zdroje napětí z jedné skupiny fáze do aktivního stavu (nenulové napětí) se musí jeden zdroj napětí z druhé skupiny fáze uvést do stavu s nulovým napětím. V každém okamžiku je v dané fázi měniče v aktivním stavu $(n-1)$ submodulů, kdy n je počet hladin měniče. [3]

Okamžitá hodnota potenciálu na výstupní střídavé svorce U může u tříhladinového měniče nabývat hodnot $+U_{DC}/2$, 0 , $-U_{DC}/2$.

Každý submodul sestává ze dvou spínacích prvků, na obr. 8 reprezentovaných IGBT (T1 a T2), dvou zpětných diod (D1, D2) a kondenzátoru C. Z dříve popsaného principu je zřejmé, že výstupní napětí submodulu může nabývat hodnoty U_S nebo 0 . Kdy se submodul chová jako zdroj napětí (díky energii akumulované v kondenzátoru C) anebo jsou jeho výstupní svorky zkratovány. [3]



Obr. 8: Vnitřní zapojení submodulu modulárního vícehladinového měniče (upraveno z [5])

Vždy při jednom sepnutém spínacím prvku je druhý spínací prvek submodulu v nevodivém stavu. Při sepnutí T1 je na výstupních svorkách modulu napětí U_S , které je napětím kondenzátoru C. Při kladném směru proudu prochází i_S přes D1 a kondenzátor C se nabíjí. Při opačném směru proudu i_S se kondenzátor vybíjí a proud vede T1. Naopak při sepnutém prvku T2 dochází ke zkratování vývodů submodulu a jedná se tudíž o stav s nulovým napětím na vývodech submodulu, neboli i s nulovým napětím na kondenzátoru C. V tomto stavu vede kladný proud prvek T2 a při uvažování opačného směru proudu i_S , vede proud dioda D2. [3]

Jelikož reálné kondenzátory v submodulech nejsou ideálními napětovými zdroji, je potřeba udržovat napětí na všech kondenzátorech přibližně stejné neboli balancovat jejich napětí. Při balancování dochází k hlídání napětí na jednotlivých submodulárních kondenzátorech. Jeli napětí na určitém kondenzátoru vyšší než požadované, pak je nutné kondenzátor vybit. Řídící obvod zareaguje převedením daného submodulu do aktivního stavu (sepnutí T1 submodulu) při požadavku na směr proudu submodulem, který způsobí vybíjení kondenzátoru. Naopak při nižším napětí na kondenzátoru, dochází k přepnutí daného submodulu do aktivního stavu při směru proudu zajišťujícím nabíjení kondenzátoru (například při kladném směru proudu uvedeném na obr. 7). [3]

Tlumivky zapojené mezi skupinami jedné fáze na obr. 7 slouží pro omezení vyrovnávacích proudů při přechodu mezi hladinami výstupního napětí. Důvod těchto proudů je rozdílnost okamžitých napětí na kondenzátorech, vlivem jejich parazitních vlastností, které z nich činí dříve zmiňované reálné zdroje napětí. Vyrovnávací proudy by bez omezení způsobovaly zvýšené teplotní namáhání součástek. [3] [5]

MMC jsou vzhledem ke svým vlastnostem velmi perspektivní topologií vícehladinového měniče. Modulární řešení nabízí značnou redundanci a snadné zvyšování počtu hladin. Díky vyššímu počtu hladin lze dosáhnout průběhů výstupních veličin velmi podobných sinusovým, které obsahují mále množství vyšších harmonických složek. Snížený obsah vyšších harmonických složek proudu a napětí se samozřejmě projeví i na snížení ztrát transformátorů. Dalším přínosem je možnost použití součástek na nižší napětovou hladinu. Nevýhodou je nutnost řídicích jednotek zajišťujících balancování kondenzátorů. [3] [5]

3 STANOVENÍ CÍLŮ PRÁCE

Jelikož analýza celé vnitřní měničové struktury NS by svou šíří byla nad rámec této práce, zaměřuje se předkládaná práce na analýzu koncové/výstupní části NS. Neboli je zde analyzován výstupní měnič NS, pracující ve střídačovém režimu. Vstupní měnič, který při uvažovaném toku výkonu pracuje v režimu usměrňovače zde není zkoumán a je dále v práci spolu s napěťovým stejnosměrným meziobvodem nahrazen zjednodušenou představou stejnosměrného zdroje napětí.

Výstupní měnič NS je analyzován z hlediska kvality jím produkovaných výstupních průběhů napětí a proudu. Tudiž hlavním cílem předkládané práce je studium harmonického zkreslení výstupního napětí a proudu vícehladinového střídače a napětí na simulovaných zátěžích. Pro hodnocení harmonického zkreslení průběhů výstupních veličin u jednotlivých vícehladinových měničových topologií je využito porovnávání THD zkoumaných veličin. Součástí předchozího cíle je i určení ideální/nejvhodnější topologie měniče z pohledu zkreslení výstupního průběhu napětí a proudu.

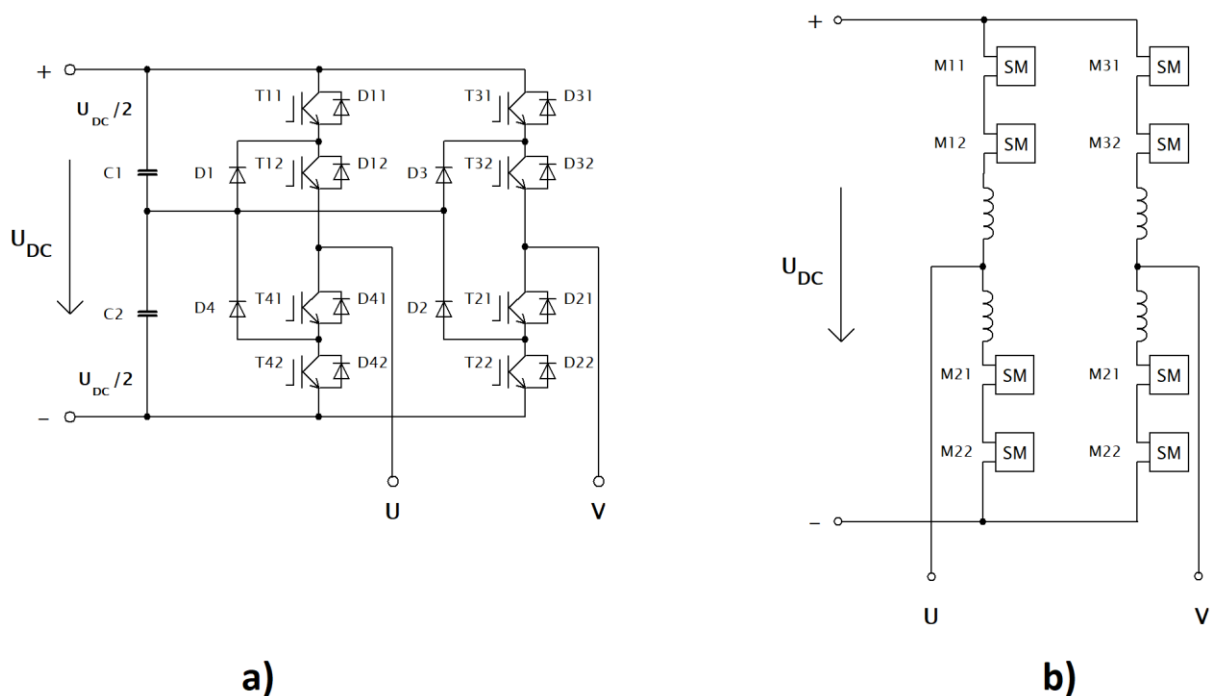
Volba ideálního vícehladinového měniče spočívá ve výběru vhodné spínací frekvence použitých prvků, počtu hladin měniče a topologie (vybíráno z topologií popisovaných v kapitole 3.1). Součástí úkolu je zvolení vhodného způsobu řízení, přičemž výběr vychází z využívaných druhů PWM.

3.1 Přehled studovaných topologií vícehladinových měničů

Jak bylo dříve zmíněno, hlavními výrobci měničových struktur moderních NS jsou především ABB a SIEMENS. Každý z výrobců se specializuje na jednu ze zkoumaných struktur. ABB se zaměřuje na vícehladinové měniče s upínacími diodami s využitím IGCT a SIEMENS na vícehladinové modulární měniče.

Proto jsou v této práci zkoumány tyto dvě v praxi používané topologie vícehladinových měničů – měnič s upínacími diodami a modulární měnič.

Ve 2. kapitole bylo pro jednotnost a jednoduchost využito jednofázových tříhladinových topologií s jednou větví. Výstupní napětí u_U zmiňovaných měničů byla dána rozdílem potenciálů mezi střídavou výstupní svorkou (ve 2. kapitole označovanou U) a středem (svorka s uvažovaným nulovým potenciálem) stejnosměrné napájecí strany. V předkládané práci je ale v simulačních modelech využito jednofázových zapojení výstupních měničů se dvěma větvemi, kdy výstupní napětí měniče je dáno rozdílem potenciálů na výstupních svorkách obou větví (viz obr. 9)



Obr. 9: Přehled využívaných zapojení: a) vícehladinového měniče s upínacími diodami, b) vícehladinového modulárního měniče během prováděných simulací (upraveno z [5])

MNS obsahující vícehladinové měniče s upínacími diodami na své vstupní i výstupní sekci využívají transformátory s několika primárními či sekundárními vinutími. Tudíž se v dané NS nenachází pouze jeden vícehladinový měnič na vstupu a výstupu, ale jsou zde určité sekce několika vstupních tříhladinových pulzních usměrňovačů a výstupních tříhladinových střídačů, které jsou napájeny nebo naopak napájí několik primárních či sekundárních vinutí transformátorů. [3]

Nižšího obsahu vyšších harmonických složek výstupního proudu a napětí NS, zde není dosaženo velkým počtem hladin měničů s upínacími diodami. Je zde ale využito principu využívaného u vícefázových pulzních měničů pro snížení zvlnění napětí a proudu. Při pohledu na výstupní část NS lze uvedeného principu dosáhnout připojením výstupních tříhladinových měničů k primárním vinutím několikavinutového výstupního transformátoru a přesazením jejich řízení. Připojením k vícevinutovému transformátoru se supluje „sériové řazení“, které by bylo využito u pulzních měničů (dochází k součtu vzniklých magnetických indukčních toků primárních vinutí v magnetickém obvodu transformátoru). Při analýze byla proto provedena simulace obdobného spojení dvou tříhladinových střídačů, která je prezentována dále v práci.

Vícehladinové modulární měniče v NS obsahují vysoký počet hladin, kterým zajišťují výrazné snížení harmonického zkreslení. Velkou výhodou vysokého počtu hladin je vyšší rozdělení napětí mezi spínací prvky, a tudíž dříve zmiňované nižší napěťové namáhání spínacích prvků. Využití prvků s nižší napěťovou hladinou sebou přináší pozitivum v jejich lepších dynamických vlastnostech, které se projeví možností vyšších spínacích frekvencí (v řádu jednotek kHz). [3]

V této práci jsou proto zkoumána tři, pěti, sedmi a devítihladinová zapojení modulárních výstupních střídačů.

3.2 THD (Total Harmonic Distortion)

Český název pro *THD* zní celkové harmonické zkreslení. Činitel harmonického zkreslení udává míru zkreslení průběhu zkoumané veličiny vlivem přítomnosti vyšších harmonických složek ve zkoumaném průběhu.

Při zkoumaném harmonickém zkreslení průběhu proudu se činitel harmonického zkreslení značí $THDi$ a v případě průběhu napětí $THDu$. Z efektivní hodnoty 1. harmonické (základní harmonické) a efektivních hodnot ostatních harmonických do i -tého řádu je možné určit $THDi$ (3) a analogicky $THDu$.

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{40} I_i^2}}{I_1} \cdot 100 \quad (3)$$

Kde $THDi$ je činitel celkového harmonického zkreslení proudu [%], I_i efektivní hodnota i -té harmonické proudu [A], I_1 efektivní hodnota 1. harmonické proudu [A]

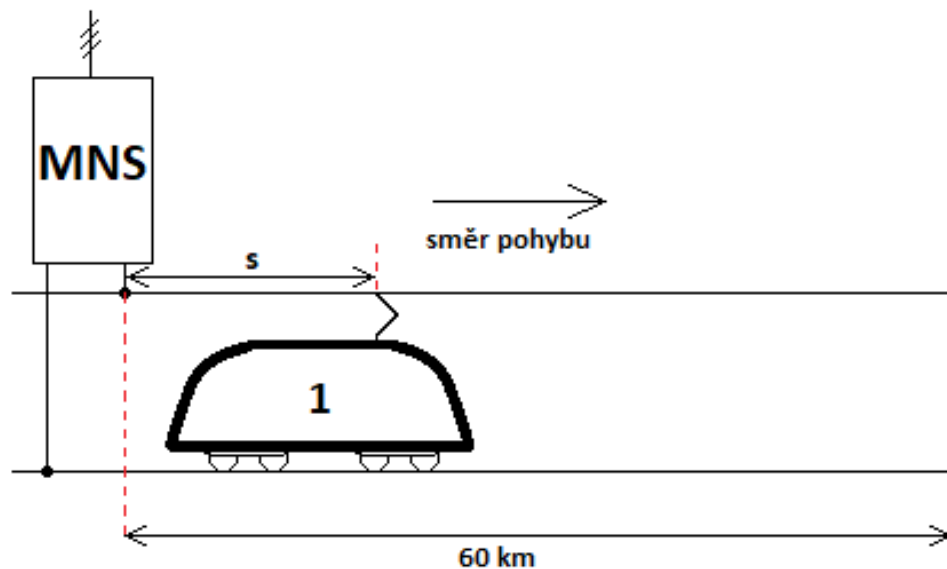
Všechny výpočty $THDu$ a $THDi$ v této práci jsou provedeny v souladu s normou EN 50160, podle které se ve výpočtu THD uvažují harmonické do 40. řádu ($i_{max} = 40$).

3.3 Přehled studovaných situací pro simulační měření

Vytvořené simulační obvody jednotlivých střídačů napájí dva typy zátěží, které představují různé provozní situace. Celkem je analyzováno pět variant vícehladinových střídačů: 3L NPC, 3L MMC, 5L MMC, 7L MMC a 9L MMC.

3.3.1 Zátěž A

První zátěž (dále v dokumentu označována jako zátěž A) se skládá z úseku trakčního vedení napájeného jednostranně pomocí MNS a jednoho vozidla o příkonu P , pohybujícího se po daném traťovém úseku (viz obr. 10). MNS se skládá ze zkoumaného výstupního vícehladinového střídače a výstupního transformátoru.



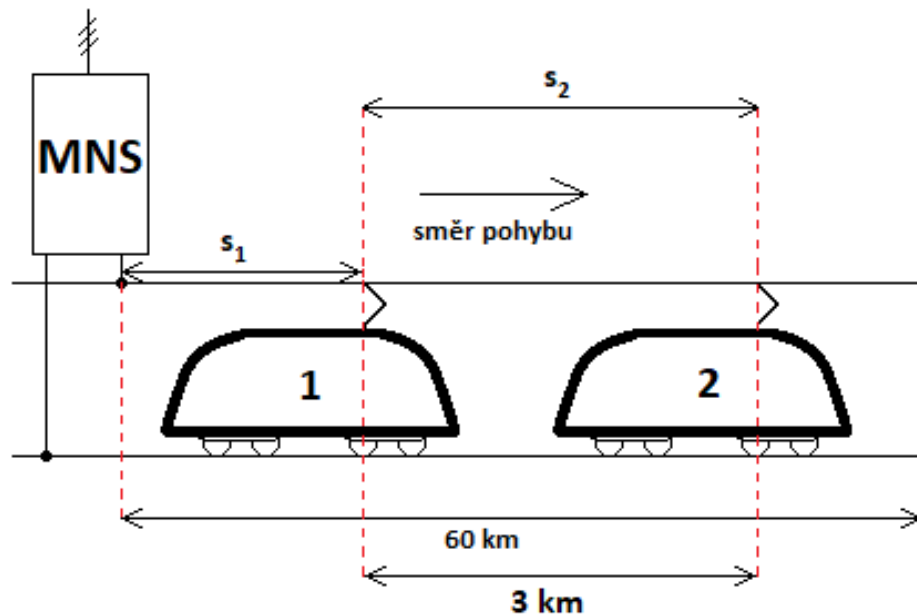
Obr. 10: Zjednodušené obrázkové přiblížení provozní situace měničové napájecí stanice (MNS) napájející zátěž A

Vozidlo se pohybuje od NS, přičemž zkoumaná vzdálenost s je proměnná v rozmezí 0,1 až 60 km. Pro zjednodušení je vozidlo uvažován jako hmotný bod v těžišti, který se po traťovém úseku pohybuje.

Maximální zkoumaná vzdálenost vozidla od NS o hodnotě 60 km, byla zvolena s ohledem na hraniční/maximální rozestup konvenčních trakčních transformoven [1].

3.3.2 Zátěž B

Druhá zátěž (dále jmenovaná zátěž B) opět představuje úsek trakčního vedení napájeného jednostranně pomocí NS (se stejnou vnitřní strukturou jako u zátěže A), ale po traťovém úseku se pohybují dvě vozidla o shodném příkonu $P_1 = P_2$. Jednotlivá vozidla mezi sebou udržují konstantní vzdálenost s_2 o hodnotě 3 km. Vzdálenost s_1 prvního vozidla, umístěného z dvojice vozidel blíže k NS, je opět proměnná od 0,1 až 60 km. Zátěž B zkoumá dopad vyššího celkového výkonu na THD.



Obr. 11: Zjednodušené obrázkové přiblížení provozní situace měničové napájecí stanice (MNS) napájející zátěž B

3.3.3 Zkoumané parametry

Pro jednotlivé zátěže je měřeno $THDi_z$ trakčního proudu protékajícího trakčním vedením, $THDu_z$ napětí na vozidlu č. 1 a v případě zátěže B i vozidlu č. 2 a $THDu_{nap}$ napětí na výstupních svorkách NS. Jednotlivé hodnoty $THDi$ či $THDu$ jsou měřeny pro zátěž A i B v závislosti na rostoucí vzdálenosti vlaku od NS a dále v závislosti na proměnné spínací frekvenci v rozsahu 1 kHz až 3 kHz.

Pro ideální zvolenou topologii vícehladinového měniče jsou dále provedena další měření s cílem určit vhodnou spínací frekvenci.

Veškeré dosud popsané simulace byly s uvažovanými moderními trakčními vozidly, jejichž účinnost je přibližně roven 1 (bližší přiblížení uvažované hodnoty účinnosti je uvedeno v kapitole 4.4). Nicméně vzhledem k faktu, že stará trakční vozidla 1. a 2. generace mají zásadně nižší hodnoty účinnosti, je provedeno i simulační měření s uvažováním ideální střídačové topologie a vozidla s uvažovaným účinností $\cos \varphi = 0,8$.

V poslední simulaci je využito myšlenky dvou tříhladinových střídačů s upínacími diodami, jejichž vývody jsou připojeny na jednotlivá vinutí vícevinutového výstupního transformátoru. Uvedené zapojení je v simulaci nahrazeno sériovým spojením dvou 3L NPC. Je zde měřeno několik hodnot $THDi_z$, $THDu_z$ a $THDu_{nap}$ v závislosti na proměnné vzdálenosti vozidla od NS. Simulace je rozdělena do dvou částí, v první jsou uvažované vícehladinové měniče bez přesazeného řízení a v druhé části je řízení obou střídačů přesazeno o 50% periody PWM.

4 TVORBA SIMULAČNÍCH MODELŮ

Pro simulace uvedených typů vícehladinových střídačů bylo využito aplikace Matlab-Simulink. Matlab (**matrix laboratory**) je prostředí od firmy MathWorks, které nachází široké uplatnění na poli výpočtů, modelování a simulací pro nejrůznější technické i netechnické odvětví [7]. Matlab také umožňuje vykreslování vypočtených nebo simulací získaných závislostí. Všechny časové závislosti napětí a proudů, které jsou dále v dokumentu uvedeny, byly vykresleny a editovány v Matlabu.

Simulink (**simulation and link**) je rozšíření Matlabu pro simulování dynamických systémů [7]. Obsahuje značné množství knihoven s bloky, ze kterých se vytváří zkoumané modely. Pro vytvoření simulačních modelů vícehladinových střídačů bylo využito knihoven *Simscape Electrical* pro Simulink. Využití knihovní bloky a jejich funkce jsou uvedeny v průběhu popisu simulovaných modelů.

V této kapitole jsou nejprve popsány zvolené metody tvorby PWM. Následuje chronologický popis vytvořených simulačních modelů od prvotního vypracování modelů vybraných střídačů: 3L NPC, 3L, 5L, 7L a 9L MMC a volba zátěží A a B spolu se sestavením jejich simulačních modelů. Konec předkládané kapitoly popisuje a představuje finální simulační modely, ve kterých jsou sloučené simulační modely zkoumaných střídačů a zátěží.

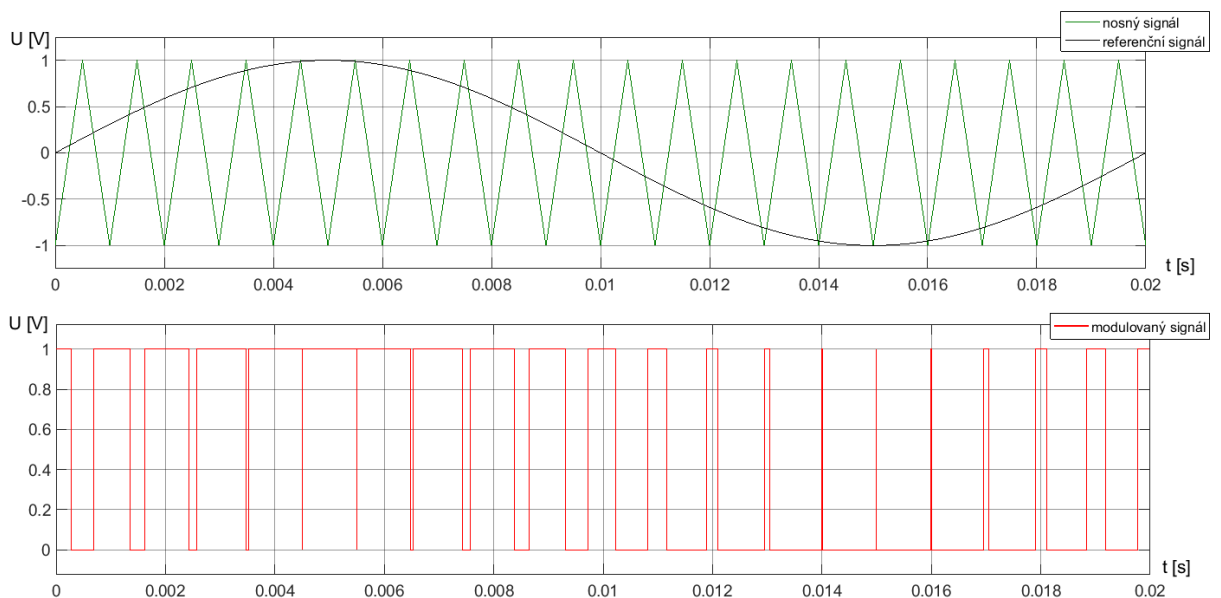
4.1 Řízení pulzně šířkovou modulací – PWM (Pulse width modulation)

Nejprve je vhodné uvést a popsat základní pojmy spojené obecně s modulací. Během modulace dochází ke změně parametrů modulačního signálu signálem nosným. Modulačním signálem je chápán vstupní signál do uvažovaného modulátoru, ve kterém je za pomoci nosného signálu modulován neboli dochází ke změně jeho parametrů. Modulační signál je také nazýván referenčním signálem. Výstupní signál z modulátoru, čímž je myšlen signál upravený za pomoci modulace, se nazývá modulovaný signál.

Pulzně šířková modulace má široké uplatnění při řízení spínacích prvků ve dvouhladinových i vícehladinových měničích. PWM modulace umožňuje řídit velikost výstupního napětí střídače spolu s jeho frekvencí. Tím se zásadně odlišuje od jednoduššího obdélníkového řízení, které umožňuje pouze měnit frekvenci, ale velikost napětí střídače nelze řízením měnit. Amplituda výstupního napětí střídače je u obdélníkového řízení rovna hodnotě napětí stejnosměrného vstupu.

V předkládané práci je zvoleno řízení za pomoci takzvané subharmonické PWM, která spočívá v porovnání referenčního a nosného signálu [8]. V práci je zvolen trojúhelníkový nosný signál, ale používá se i například pilový signál. Jako referenční signál je v práci použitý sinusový signál se síťovou frekvencí 50 Hz.

PWM signál je například u dvouúrovňového střídače vytvořen dříve zmiňovaným porovnáním referenčního a nosného signálu. Na obr. 12 je využit sinusový referenční signál (50 Hz) a trojúhelníkový nosný signál. V případě, kdy je hodnota referenčního signálu větší nebo rovna nosnému signálu, nabývá modulovaný signál hodnoty konstantního napětí, představujícího stav logické 1. Ve zbývajícím případě, kdy je hodnota sinusového referenčního signálu menší než nosného signálu, nabývá modulovaný signál nulové hodnoty (stav logické 0).



Obr. 12: Princip PWM neboli vytváření modulovaného signálu z komparace nosného a referenčního signálu

Modulovaný signál z obr. 12 má dvoustavový průběh, nabývá hodnot 0 a U (zde konkrétně 1 V). Díky dvoustavovému průběhu modulovaného signálu je PWM řízení měničů velmi oblíbené. Jelikož v současné době, kdy se v měničích využívají vypínatelné součástky (např. IGBT, IGCT), což jsou součástky zapínatelné i vypínatelné řídicím signálem, se tyto dva stavy modulovaného signálu dají využít právě na jejich zapínání a vypínání.

Řešení PWM řízení pro vícehladinové měniče je podobné řešení uvedenému pro měniče dvouhladinové.

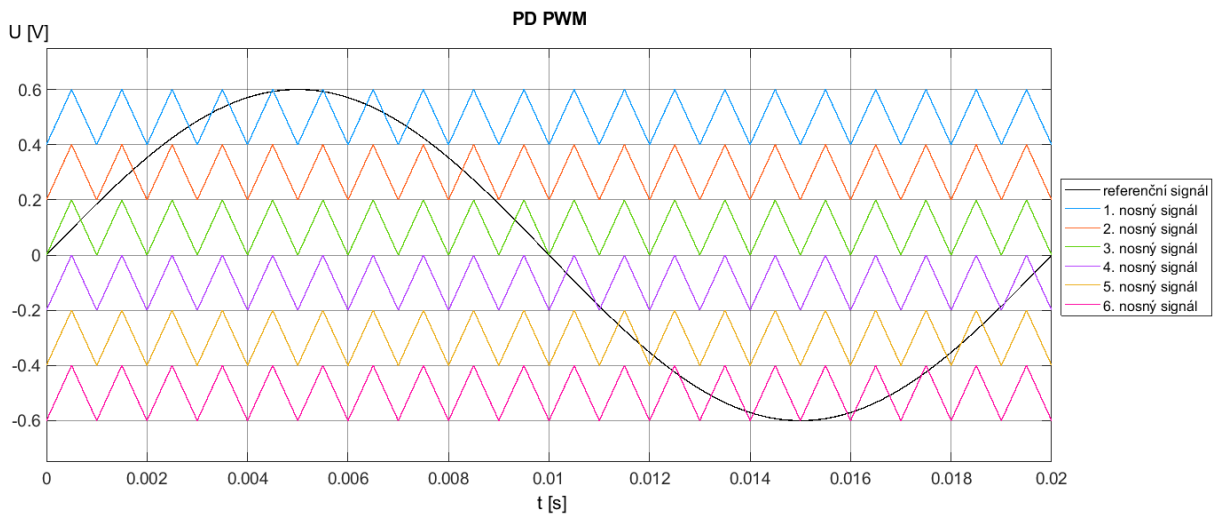
V předkládané práci je využito kategorie pulzně šířkových modulací pro vícehladinové měniče, která se v anglické literatuře nazývá *Multicarrier PWM*. Při této technice je potřeba využít větší počet nosných trojúhelníkových signálů. Jejich počet je roven počtu hladin daného měniče zmenšený o jedna. Tudíž například pro sedmihladinový měnič je potřeba šesti nosných signálů. [9]

Multicarrier PWM se dále dělí na dvě skupiny, které se nazývají *Level Shifted PWM* a *Phase Shifted PWM* [9].

Metoda *Level Shifted PWM* je založena na využití nosných signálů, jejichž amplitudy jsou rovny amplitudě nosného signálu podělené počtem nosných signálů. Následně jsou nosné signály uspořádány do řad umístěných nad sebou. [9]

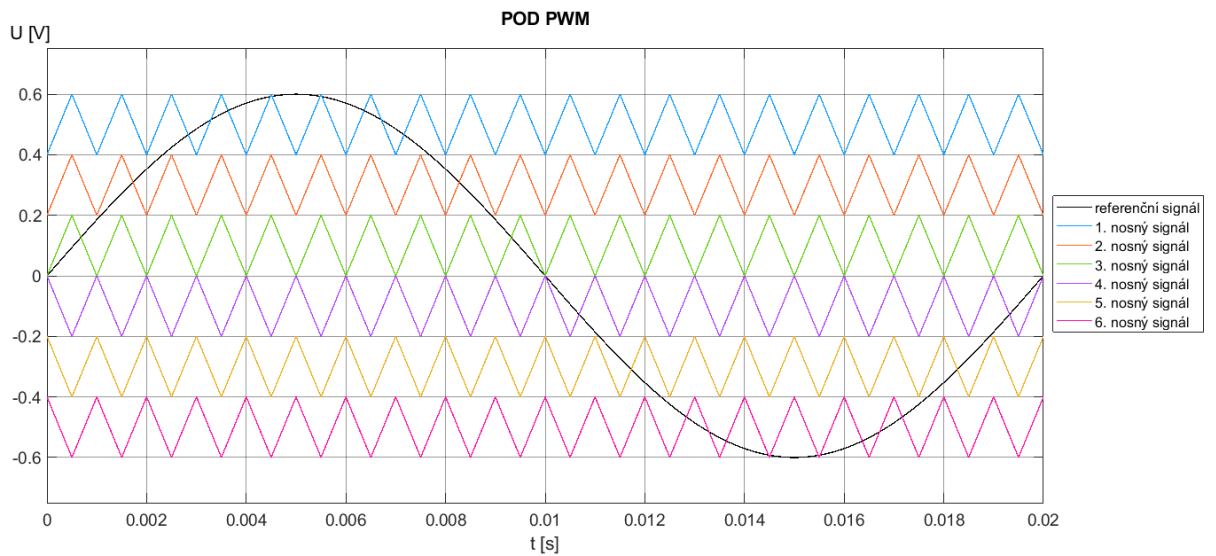
Podle fázového posunu mezi jednotlivými nosnými signály se *Level Shifted PWM* dělí na *Phase Disposition*, *Phase Opposition Disposition*, *Alternative Phase Opposition Disposition* [9].

- *Phase Disposition (PD PWM)*, zde jsou všechny nosné signály ve fázi (viz obr. 13) [9].



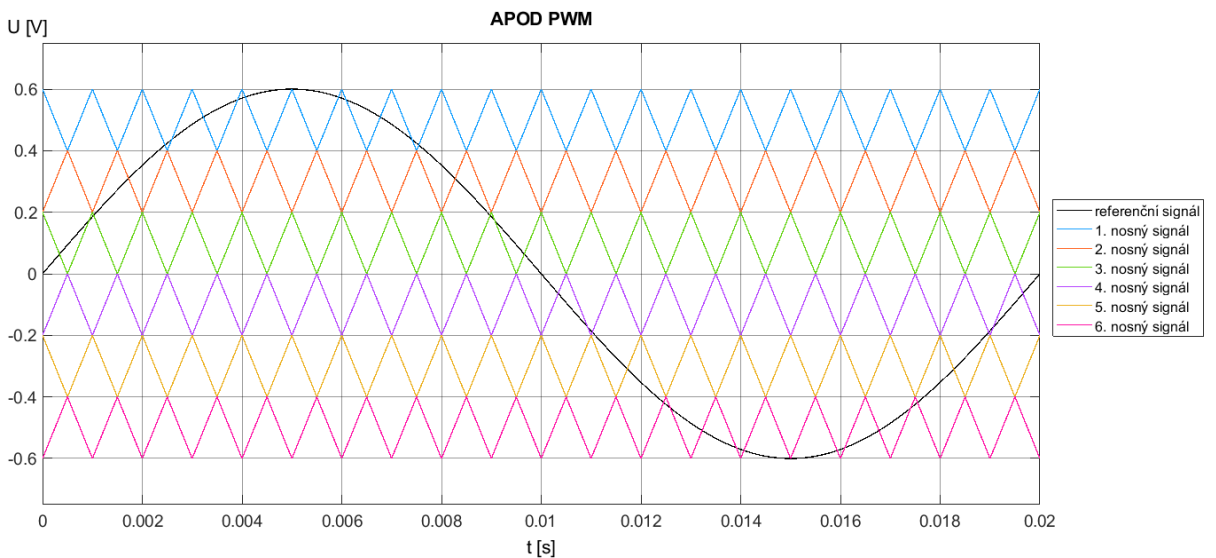
Obr. 13: Ukázka PD PWM pro řízení jedné větve sedmihladinového měniče

- Phase Opposition Disposition (POD PWM), zde jsou nosné signály nad vodorovnou osou (v kladné napěťové polorovině) ve fázi. Nosné signály pod vodorovnou osou (v záporné polorovině) jsou oproti těm nad osou fázově posunuty o 180° , ale mezi sebou navzájem fázový posun nemají (viz obr. 14). [9]



Obr. 14: Ukázka POD PWM pro řízení jedné větve sedmihladinového měniče

- Alternative Phase Opposition Disposition (APOD PWM), zde jsou liché nosné signály oproti sudým nosným signálům fázově posunuty o 180° (viz obr. 15) [9].

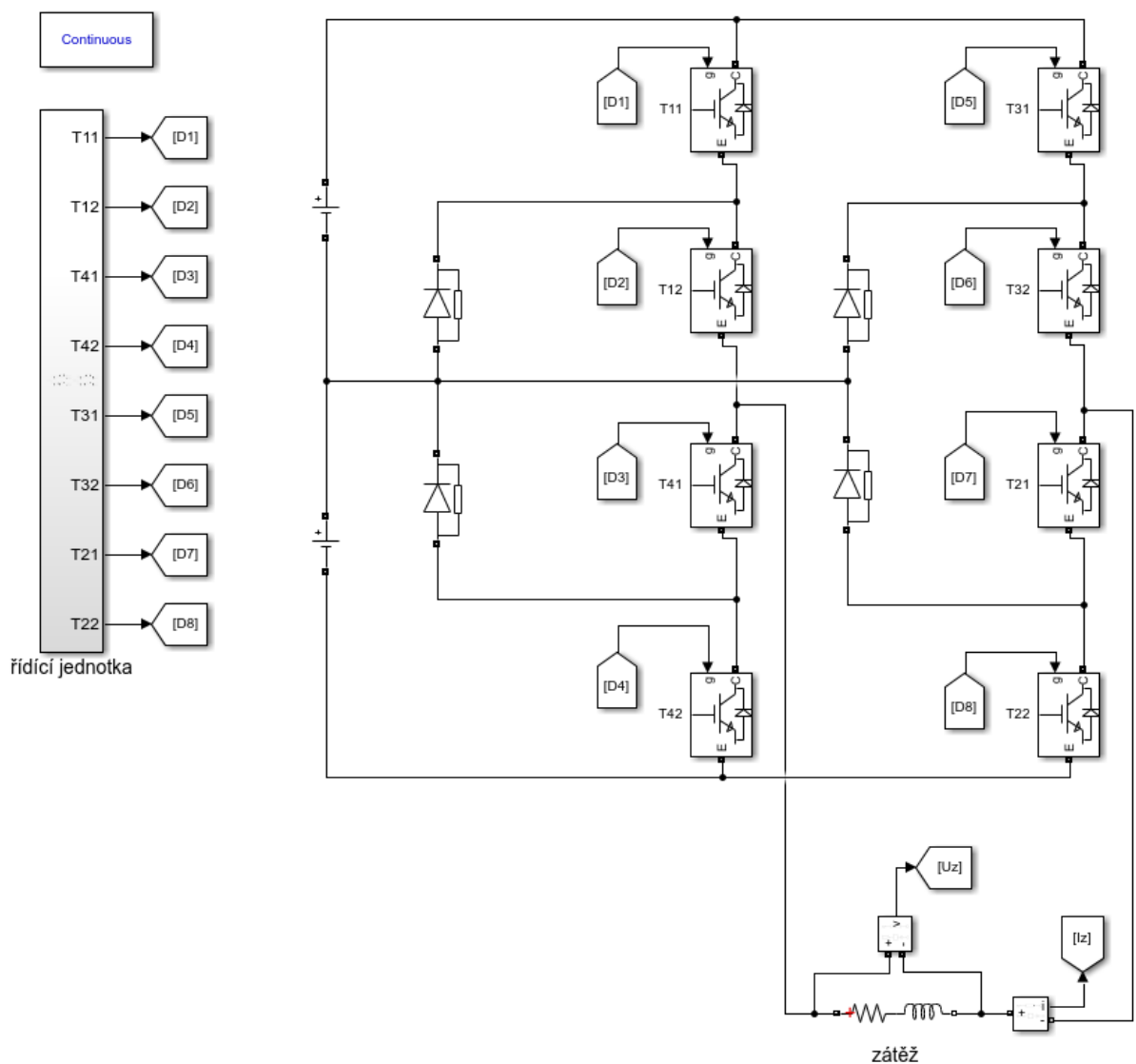


Obr. 15: Ukázka APOD PWM pro řízení jedné větve sedmihladinového měniče

Metoda *Phase shifted PWM* využívá nosných signálů, které mají shodné amplitudy s referenčním signálem, ale jednotlivé nosné signály jsou od sebe fázově posunuté o $2\pi/N$, kde N značí počet nosných signálů. Tato metoda modulace není dále v práci zkoumána, kvůli značné obšírnosti daného tématu modulací. Dále se v práci využívají pouze kategorie *Level shifted PWM*. [10]

4.2 Popis vytvořeného modelu 3L NPC v Simulinku

Simulační model je ukázán na obr. 16. Vychází z prezentovaného jednofázového 3L NPC s jednou větví z obr. 5, ale přidáním další větve jako na obr. 9a.



Obr. 16: Simulační model jednofázového 3L NPC ve funkci střídače

Simulační model 3L NPC se skládá ze tří hlavních částí. První částí je subsystém pojmenovaný *řídící jednotka*, ve které je vytvořeno PWM řízení střídače. Druhou částí je samotný model obvodového zapojení 3L NPC. Poslední část představuje blok *powergui*, který určuje typ výpočtu simulace. Zde v této práci je vždy nastaven na „spojité řešení“ – Continuous solver. Blok *powergui* je využit i pro měření THD vybraných veličin, jelikož obsahuje funkci *FFT Analysis Tool*, která lze použít pro určení THD zvoleného průběhu. Umožňuje určit počáteční čas zkoumání průběhu, počet zkoumaných period, základní frekvenci a řád nejvyšší zkoumané harmonické složky průběhu. *FFT Analysis Tool* dále umožňuje určení stejnosměrné složky průběhu.

Na obr. 16, 17 jsou odpovídající vstupy i výstupy ze subsystémů a bloků pojmenovány shodně pro snadnou orientaci v zapojení bloků.

4.2.1 Model obvodového zapojení 3L NPC

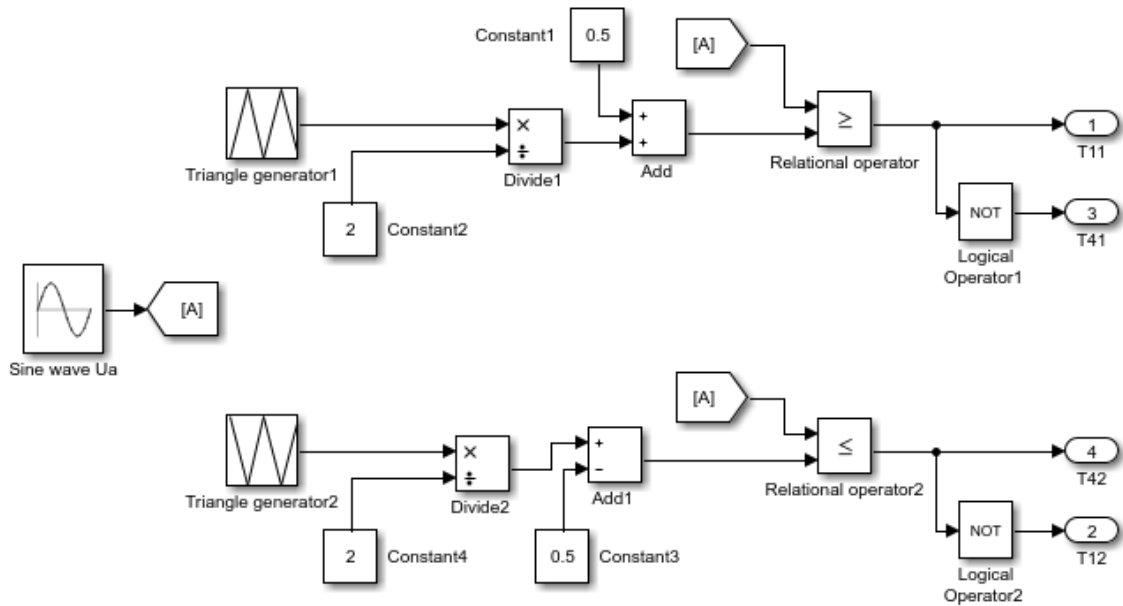
Pro ověření funkčnosti simulačního modelu byla provedena simulace modelu 3L NPC z obr. 16. Stejnosměrné napájecí napětí střídače bylo zvoleno $U_{DC} = 10$ kV. Zátěž byla složená ze sériového spojení rezistoru o hodnotě $R_Z = 180 \Omega$ a cívky o hodnotě $L_Z = 0,08$ H. Spínací frekvence použitých IGBT byla nastavena na $f_{spin} = 1$ kHz. Pro PWM řízení výkonových spínacích prvků byla vybrána metoda POD PWM.

Při vytváření simulačního modelu 3L NPC bylo použito zjednodušení, týkající se kapacitního napěťového děliče na stejnosměrné straně. Kondenzátory v kapacitním děliči napětí byly nahrazeny dvěma shodnými zdroji stejnosměrného napětí. Zjednodušení bylo zvoleno kvůli srovnatelným podmínkám při porovnávání nasimulovaných závislostí se simulačními modely MMC. V nich byly také nahrazeny kondenzátory ideálními zdroji napětí. Bližší vysvětlení zjednodušujícího předpokladu se nachází v kapitole 4.3 o simulačních modelech MMC.

V simulačním modelu je využito bloků z knihovny Simscape Electrical ze sekce *Specialized Power Systems*. Bloky *Diode* reprezentují upínací diody, *DC Voltage Source* představují vstupní stejnosměrné zdroje napětí popsané v předchozím odstavci. Spínacími prvky v obvodu jsou zvoleny IGBT s antiparalelními diodami, které jsou v obvodu zastoupeny bloky *IGBT/Diode*. Zátěž (sériová kombinace rezistoru a cívky) je v modelu reprezentována blokem *Series Branch*, který může simulovat libovolnou sériovou kombinaci kondenzátoru, cívky a rezistoru. Libovolnou kombinací je myšlena i varianta čistě odporové zátěže. Dále jsou využity běžné bloky související s měřením a vykreslováním časových průběhů napětí a proudů.

4.2.2 Popis subsystemu pro PWM řízení 3L NPC

Vnitřní zapojení bloků subsystemu *řídící jednotka*, sloužícího pro PWM řízení metodou POD PWM, je uvedeno na obr. 17. Zakreslena je pouze jedna polovina vnitřního zapojení neboli část pro řízení jedné větve 3L NPC. Pro řízení druhé větve 3L NPC je v subsystemu ještě druhé stejné zapojení prvků jako je na obr. 17. Ve druhé větvi má referenční napětí odpovídající fázový posun proti první větvi.

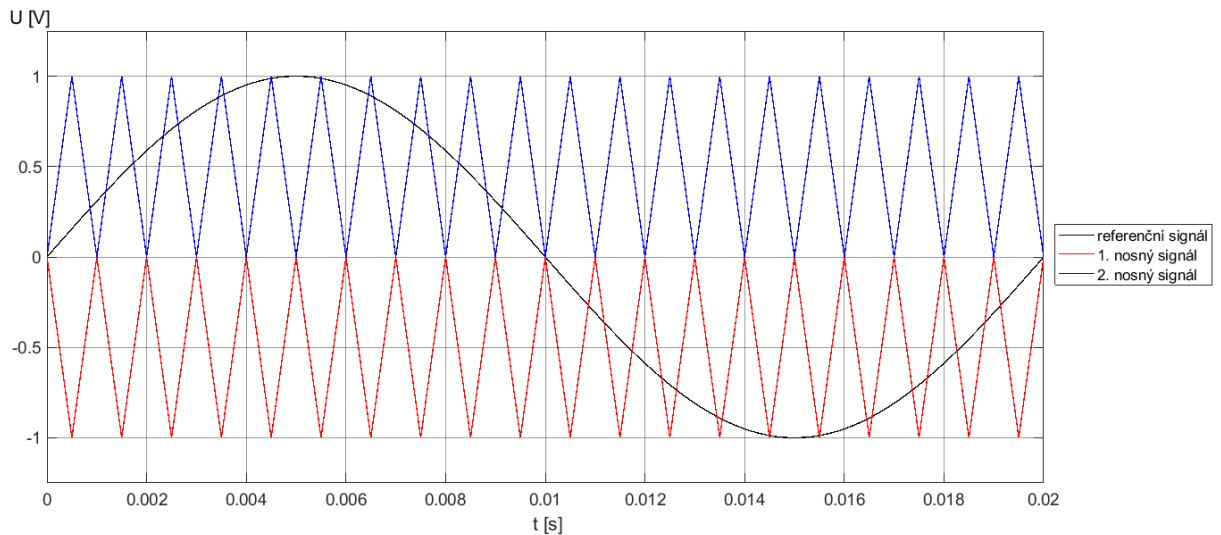


Obr. 17: Simulační subsystem (řídící jednotka) PWM řízení 3L NPC metodou POD PWM

Pro vytvoření třífázového 3L NPC by stačilo pouze na modelu (viz obr. 16) přidat třetí větev s polovodičovými spínacími prvky a v subsystemu *řídící jednotka* přidat další zapojení jako je zobrazeno na obr. 17. Posledním potřebným úkonem by bylo zajištění fázového posunu 120° referenčních signálů průběhů v jednotlivých fázích třífázového 3L NPC.

Princip tvorby modulovaných signálů spínajících jednotlivé spínací prvky v modelu, je vysvětlen i s ukázkovými průběhy (viz obr. 12 a 14) v kapitole 4.1. Přiřazení jednotlivých modulovaných signálů daným IGBT, pro formování požadovaného průběhu u_z , je podrobně popsáno v kapitole 2.2, týkající se teoretického popisu funkce 3L NPC.

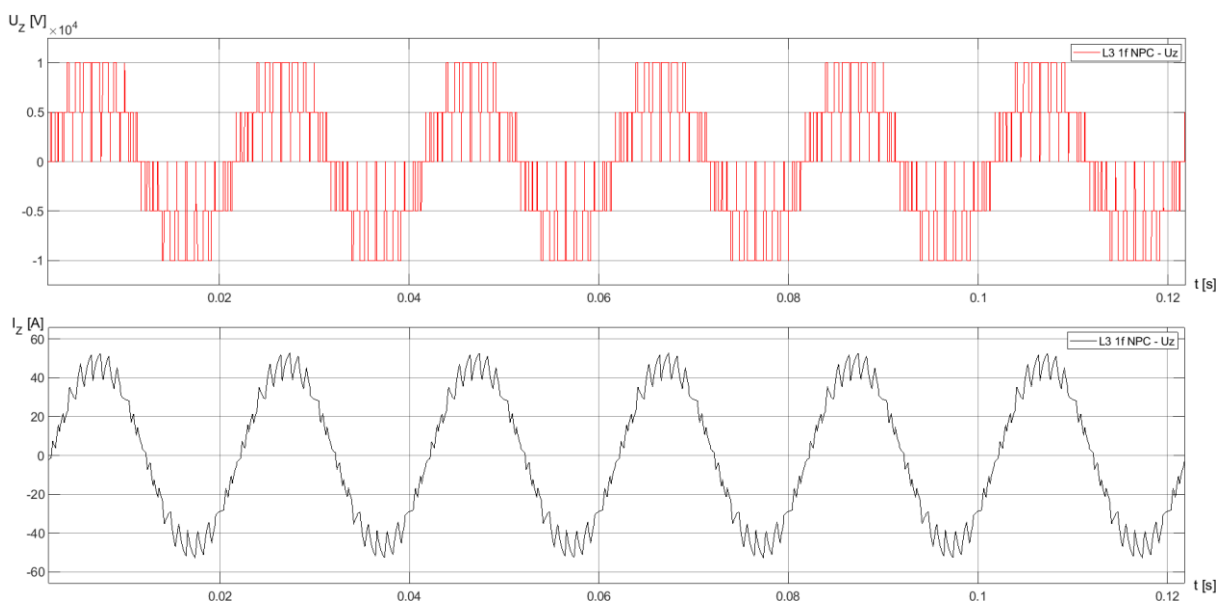
Při provedených simulacích s modelem 3L NPC (i s modely ostatních topologií) byly zanedbány ochranné (mrtvé) doby během přepínání spínacích součástek.



Obr. 18: Ukázka průběhů referenčního a nosných signálů metody POD PWM pro 3L NPC

Část subsystému řídicí jednotka pro řízení jedné větve 3L NPC sestává z bloku *Sine wave*, který generuje referenční sinusový signál o amplitudě 1 V, nulovým fázovým posunem a frekvencí 50 Hz. Jelikož se jedná o tříhladinový střídač, je zapotřebí dvou nosných pil. Při využití metody POD PWM, je vzájemný fázový posun mezi nosnými signály 180° . Nosné signály jsou generovány blokem *Triangle generator* s $f_{spin} = 1$ kHz a zmiňovaným fázovým posunem. Poté jsou oba nosné signály upraveny bloky *Divide*, *Add* a *Constant* do požadovaných průběhů (viz obr. 18). V bloku *Relational operator* jsou nosné signály porovnávány s referenčním signálem a výsledné modulované signály jsou poté přímo nebo v negované formě přivedeny do bloků spínacích prvků.

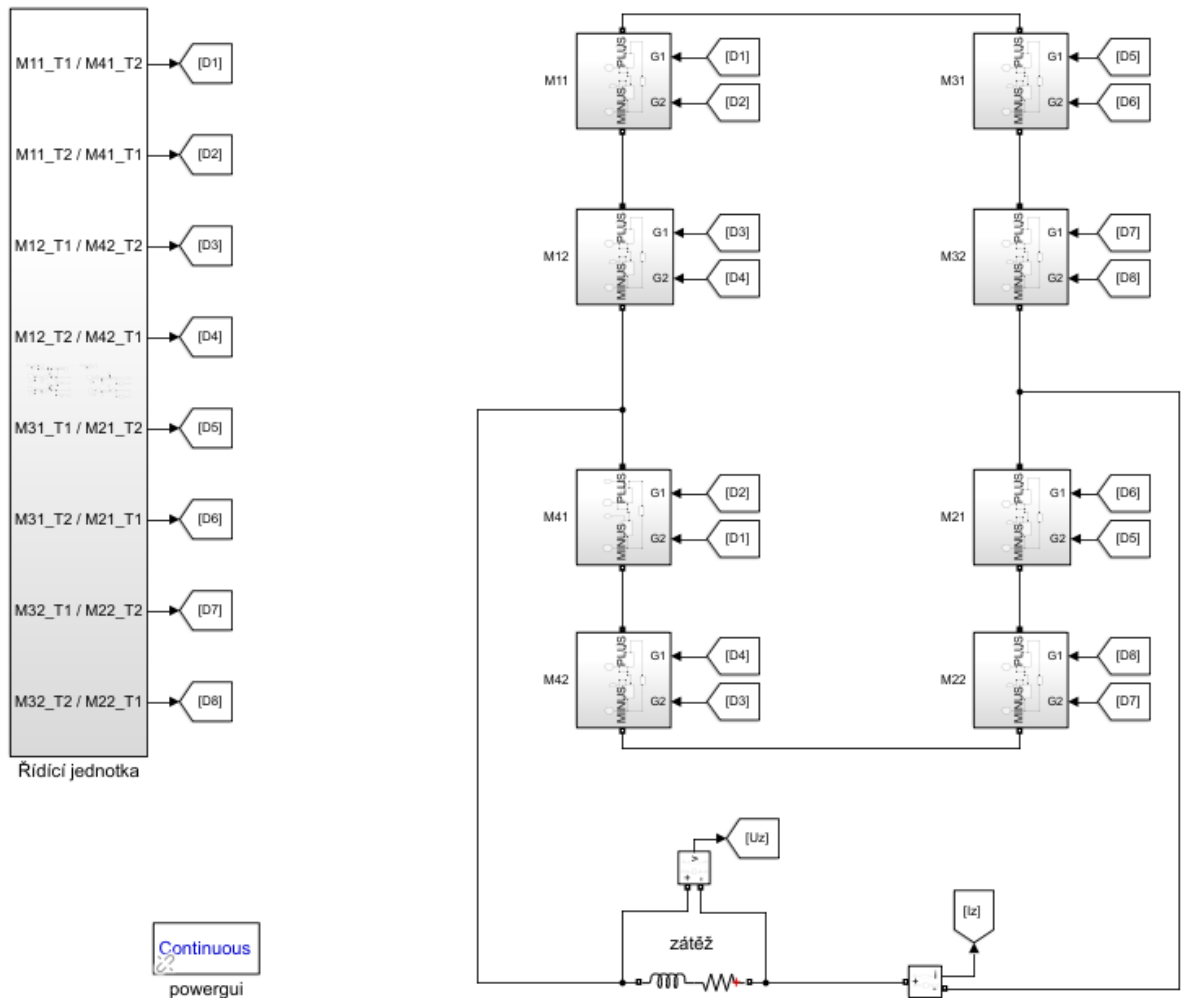
Simulací získané časové průběhy u_z a i_z na zátěži napájené z 3L NPC jsou uvedeny na obr. 19 a ověřují správnou funkci simulovaného obvodu.



Obr. 19: Časové průběhy u_z , i_z při napájení z 3L NPC

4.3 Popis vytvořeného modelu 3L MMC v Simulinku

Simulační model na obr. 20 vychází z prezentovaného jednofázového 3L MMC s jednou větví z obr. 7, ale je doplněn další větví jako na obr. 9b.



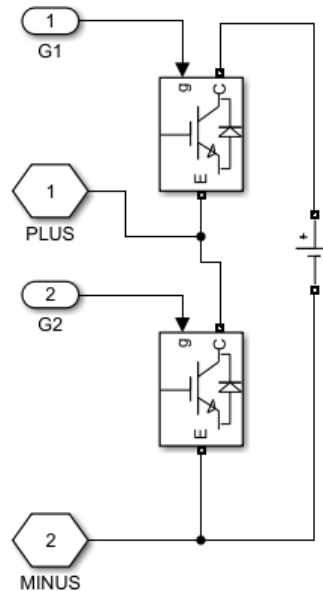
Obr. 20: Simulační model jednofázového 3L MMC ve funkci střídače

Simulační model 3L MMC se opět skládá ze stejných tří částí, jako simulační model 3L NPC uvedený v předchozí kapitole 4.2. Rozdíly jsou ve vnitřní struktuře subsystému *řídící jednotka* a v obvodovém zapojení 3L MMC. V simulačním modelu 3L MMC jsou použity shodné bloky jako v simulačním modelu 3L NPC.

Na obr. 20, 21 a 22 opět odpovídající vstupy a výstupy bloků sdílí shodné či logicky navazující pojmenování.

4.3.1 Model obvodového zapojení 3L MMC

Simulace ověřující správnost modelu 3L MMC probíhala se stejnými obvodovými parametry jako u modelu 3L DCC. Tudiž $U_{DC} = 10 \text{ kV}$, $R_Z = 180 \Omega$, $L_Z = 0,08 \text{ H}$, $f_{spin} = 1 \text{ kHz}$ a pro PWM řízení byla zvolena metoda POD PWM.



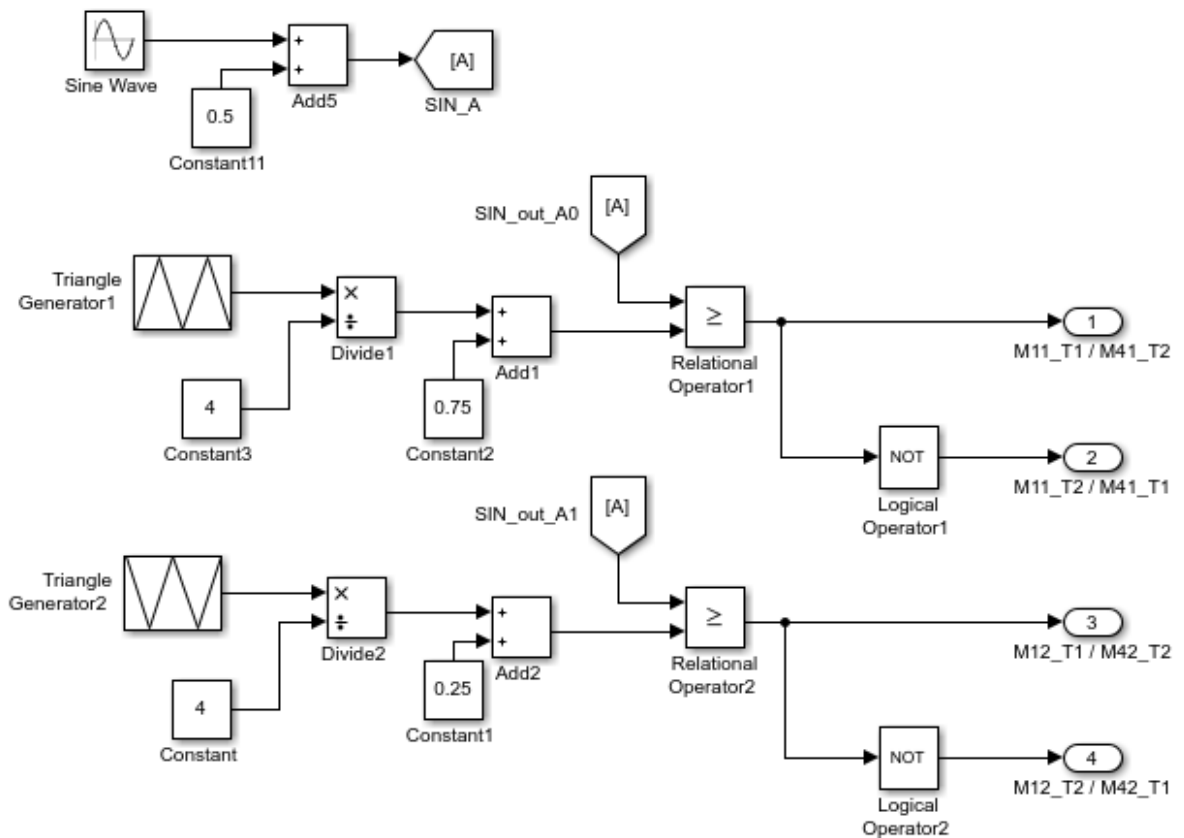
Obr. 21: Subsystem představující jeden submodul modulárního vícehladinového měniče

Obr. 21 obsahuje vnitřní zapojení submodulu MMC. Vnitřní zapojení bloků je téměř shodné se zapojením na obr. 8 uvedeným v kapitole 2.4, popisující princip funkce MMC. Rozdíl je způsoben zjednodušujícím předpokladem, spočívajícím v náhradě kondenzátorů submodulů za ideální zdroje napětí. V případě použití kondenzátorů by bylo zapotřebí zajistit jejich balancování. Z důvodu značné obsáhlosti problematiky balancování, bylo zvoleno uvedené řešení spočívající v předpokladu ideálně vybalancovaných kondenzátorů v submodulech. Předkládaná práce se proto může zaměřit na rozsáhlejší analýzu THD výstupních veličin vícehladinového střídače.

V souvislosti s využitím ideálních zdrojů napětí spočívá i další odlišnost od teoretického zapojení MMC z obr. 9b. S ideálními zdroji napětí není třeba v simulačním modelu uvažovat tlumivky z obr. 9b.

4.3.2 Popis subsystému pro PWM řízení 3L MMC

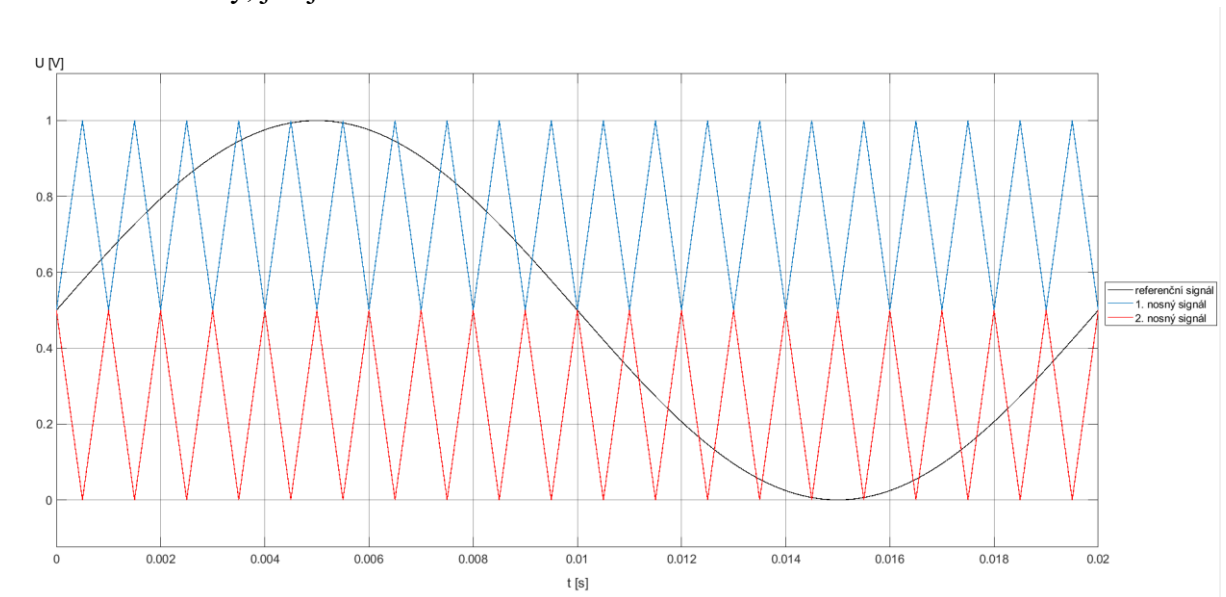
Vnitřní zapojení subsystému pro PWM řízení jedné větve 3L MMC metodou POD je ukázáno na obr. 22 a použitými bloky se prakticky neliší od řízení simulačního modelu 3L NPC. Pro řízení druhé větve 3L MMC a také vytvoření třífázového měniče 3L MMC platí stejné poznatky jako u 3L NPC.



Obr. 22: Simulační subsystém (řídící jednotka) PWM řízení 3L MMC metodou POD PWM

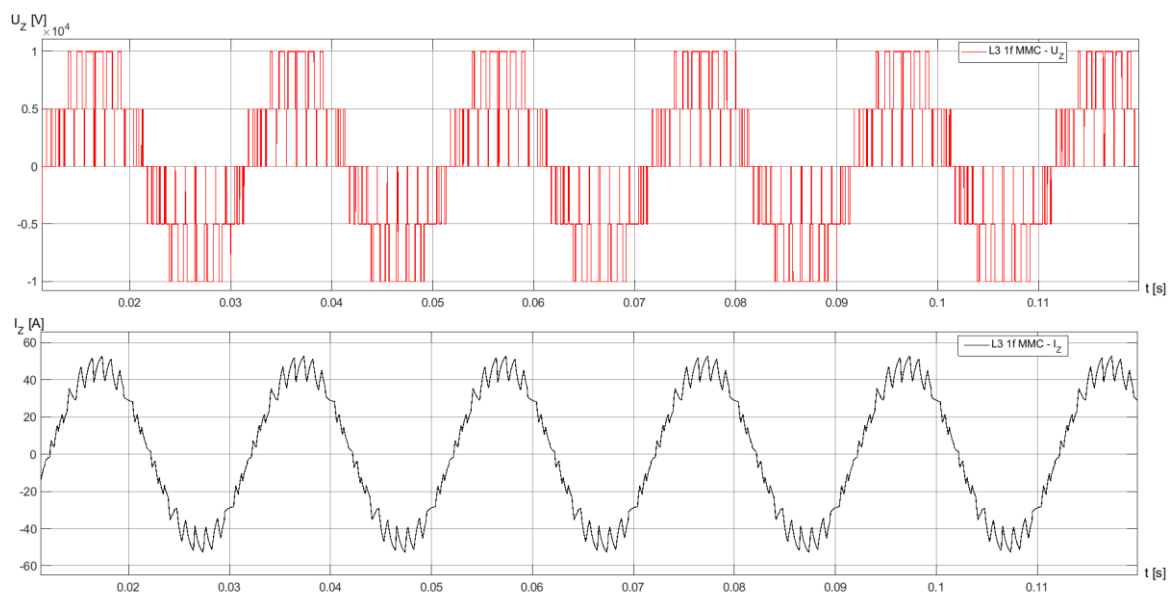
Logická část PWM řízení 3L MMC se odlišuje od logického řešení PWM řízení 3L NPC, kvůli odlišným spínacím kombinacím IGBT v jednotlivých větvích pro dosažení požadovaného průběhu u_z . Spínací kombinace jednotlivých spínačů byly již popsány v kapitole 2.4, týkající se teoretického popisu funkce 3L MMC.

Při tvorbě logické části simulovaného řídicího obvodu bylo vycházeno ze snahy ukázat další pohledy na vzájemné pozice referenčního a nosných signálů vzhledem k časové ose souřadné soustavy. Proto jsou referenční signál a všechny nosné signály přesunuty do 1. kvadrantu souřadné soustavy, jak je vidět na obr. 23.



Obr. 23: Ukázka průběhů referenčního a nosných signálů metody POD PWM pro 3L MMC

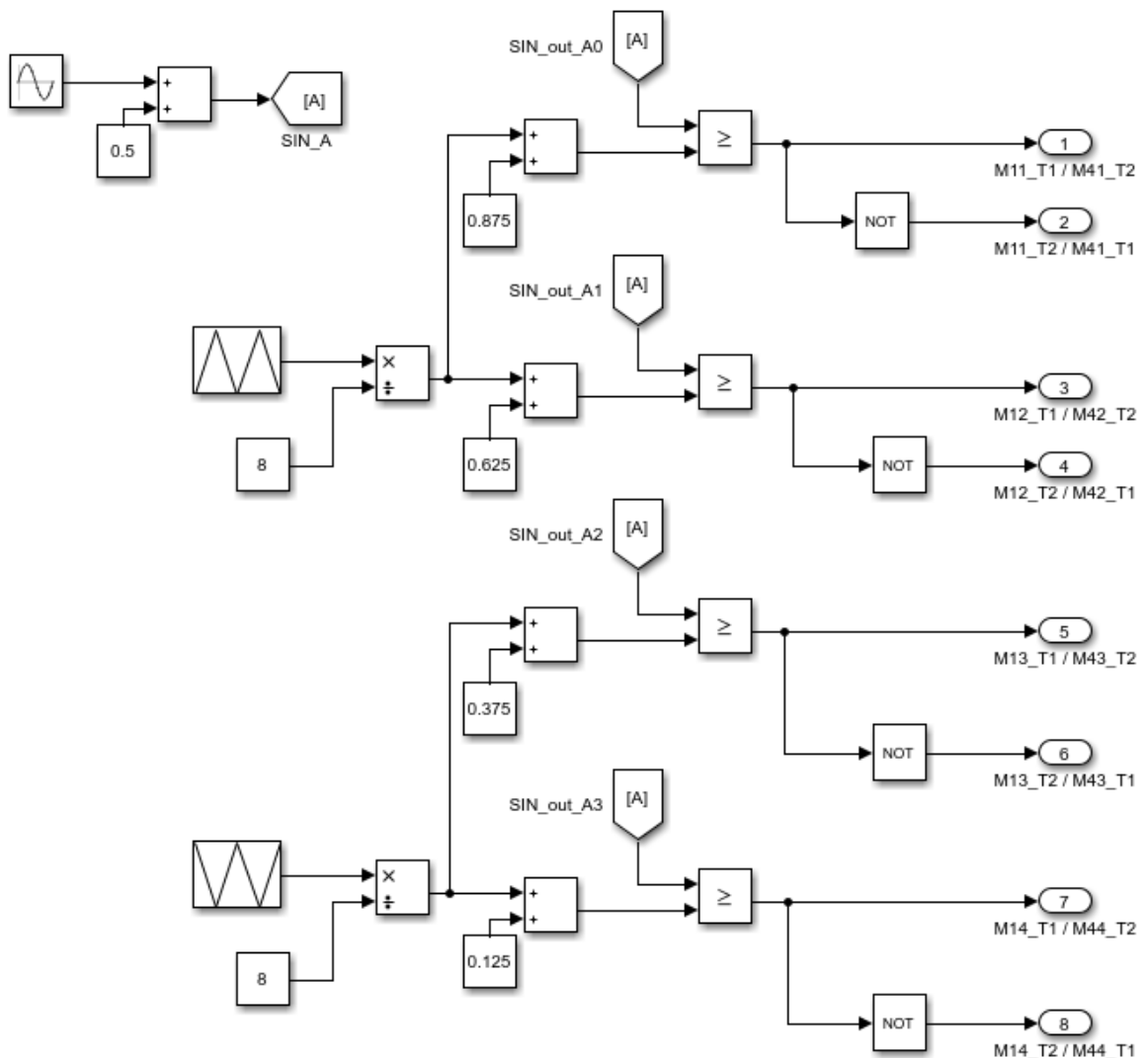
Simulací získané časové průběhy u_z a i_z ověřující správnou funkci 3L MMC jsou vykresleny na obr. 24.



Obr. 24: Časové průběhy u_z , i_z při napájení z 3L MMC

4.3.3 Simulační modely zbývajících zkoumaných MMC

Vytvoření simulačních modelů pro 5L, 7L a 9L MMC se díky dříve zmíněným vlastnostem MMC provede snadno za pomoci simulačního modelu 3L MMC. Stačí pouze zvýšit počet submodulů v obou skupinách všech větví simulačního modelu MMC na hodnotu rovnou počtu hladin sníženou o jedna. V řídicím obvodu PWM je poté potřeba navýšit počet nosných signálů na stejný počet. Tvorba modulovaných signálů a jejich přiřazení pro konkrétní spínací prvky je analogické dříve popsanému řešení pro 3L MMC. Na obr. 25 je pro názornost ukázán řídicí PWM obvod pro 5L MMC, vytvořený zmíněným postupem z 3L MMC.



Obr. 25: Simulační subsystém (řídicí jednotka) PWM řízení 5L MMC metodou POD PWM

4.4 Vytvořené simulační modely zkoumaných zátěží A a B

Při vytváření simulačního modelu uvedených zátěží A a B byly přijaty následující zjednodušující předpoklady v jednotlivých dílčích částech zátěží.

Impedance trakčního vedení je uvažována pouze jako impedance trolejového drátu, která je reprezentovaná sériovým spojením rezistoru a cívky. Impedance trolejového vedení je oproti impedanci zpětné cesty dominantní. U střídavé trakce jsou zpětné proudy procházející zemí dovolené, protože nezpůsobují závažné problémy jako proudy stejnosměrné (elektrochemická koroze). Použité zjednodušení spočívá v zanedbání impedance zpětného vedení a kapacity vedení. Uvažovaná impedance trolejového drátu na kilometr je dána: $Z_{trm} = 0,26 + 0,55j \Omega/km$.

Jednofázový výstupní zvyšovací transformátor v NS je v simulačním obvodu respektován reaktancí nakrátko X_k . Zvyšování výstupního napětí NS pomocí transformátoru je respektováno nastavením výstupního napětí na uvažovaných výstupních svorkách NS (na obr. 26 U_{nap}) na $U_{nap} = 27$ kV během každého měření. Hodnota reaktance nakrátko transformátoru je zvolena $X_k = 7,5 \Omega$. Jedná se o hodnotu běžných transformátorů současných trakčních transformátoroven.

Moderní vozidla obsahují na svém vstupu měniče, které odebírají vyšší harmonické složky proudu a napětí. Nicméně v simulačních modelech jsou pro zjednodušení vozidla uvažovaná jako lineární zátěže. Vozidlo je v simulaci možno nahradit sériovou nebo paralelní kombinací rezistoru a cívky. S použitím paralelním náhradním schématem vozidla byly během simulací problémy. Vycházely nekorektní výsledky proudu protékajícího zátěží. Proto byl pro simulaci použit sériový náhradní model vozidla, který dával výsledky korektní. Kvůli přesnějším hodnotám odporu a indukčnosti vozidla jsou jejich hodnoty určeny z příkonu, účinníku a napětí na sběrači vozidla. Uvažovaná hodnota napětí na sběrači vozidla je $U_{sb} = 25$ kV. Napětí na sběrači je o úbytek napětí na vedení nižší než napětí uvažovaného napájení. Uvažováním konstantního napětí na sběrači $U_{sb} = 25$ kV se zde vnáší nepřesnost do výpočtu, která ale není zásadní.

Pro určení velikosti odporu a indukčnosti vozidla je nutné provést následující výpočty:

$$P = I \cdot U_{sb} \cdot \cos\varphi \quad (4)$$

Kde P [W] je činný příkon vozidla, I [A] hodnota napájecího proudu vozidla, U_{sb} [V] hodnota napětí na sběrači a $\cos\varphi$ [-] účinník vozidla. Proud I lze vyjádřit z uvedeného vztahu (5).

$$I = \frac{P}{U_{sb} \cdot \cos\varphi} \quad (5)$$

Při uvažování příkonu vozidla $P = 3,43 \text{ MW}$, $\cos\varphi = 0,99$ a $U_{sb} = 25 \text{ kV}$ je proud po dosazení do (5):

$$I = \frac{P}{U_{sb} \cdot \cos\varphi} = \frac{3,43 \cdot 10^6}{2,5 \cdot 10^4 \cdot 0,99} \text{ A} = 138,6 \text{ A} \quad (6)$$

Proud I spočítaný z rovnice (6) je $138,6 \text{ A}$.

Následně při představě fázorového diagramu sériového spojení rezistoru a cívky lze určit napětí na rezistoru U_R a cívce U_L :

$$U_R = U_{sb} \cdot \cos\varphi \quad (7)$$

$$U_L = U_{sb} \cdot \sin\varphi \quad (8)$$

Kde $U_R [\text{V}]$ je napětí na myšleném rezistoru, $U_L [\text{V}]$ napětí na myšlené cívce, $U_{sb} [\text{V}]$ napětí na sběrači, $\cos\varphi [-]$ účinník vozidla a $\varphi [^\circ]$ fázový posun.

Dosazením známých hodnot veličin do (7) je vypočtená hodnota $U_R = 24750 \text{ V}$ a dosazením známých hodnot do (8) je hodnota $U_L = 3526,7 \text{ V}$.

Hodnota odporu R vozidla představovaná rezistorem se vypočte:

$$R = \frac{U_R}{I} \quad (9)$$

Kde $R [\Omega]$ je hodnota odporu vozidla, $U_R [\text{V}]$ napětí na uvažovaném rezistoru vozidla a $I [\text{A}]$ hodnota napájecího proudu vozidla.

Po dosazení známých hodnot veličin do (9) vychází hodnota odporu vozidla $R = 178,6 \Omega$.

Hodnota indukčnosti L vozidla představovaná cívkou L se vypočte:

$$L = \frac{U_L}{I \cdot \omega} = \frac{U_L}{I \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \quad (10)$$

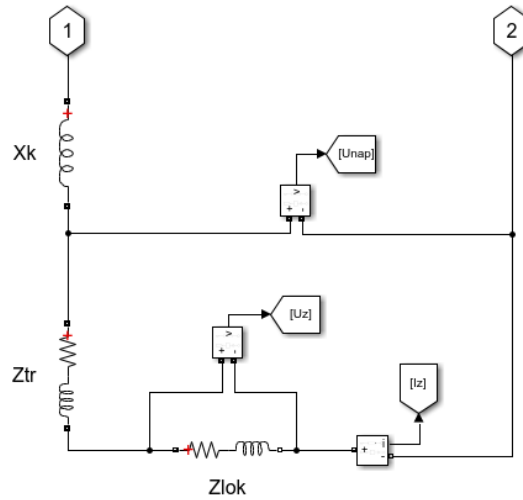
Kde $L [\text{H}]$ je hodnota indukčnosti vozidla, $U_L [\text{V}]$ napětí na uvažované cívce vozidla, $I [\text{A}]$ hodnota napájecího proudu vozidla, $\omega [\text{s}^{-1}]$ úhlová frekvence sítě a $f [\text{Hz}]$ frekvence sítě.

Dosazením známých hodnot veličin do (10) vychází hodnota indukčnosti vozidla $L = 0,081 \text{ H}$.

Při uvažování účinníku $\cos\varphi = 0,8$, $P = 3,43 \text{ MW}$ a $U_{sb} = 25 \text{ kV}$ by stejným výpočetním postupem vyšla hodnota odporu vozidla $R = 116,6 \Omega$ a indukčnosti vozidla $L = 0,278 \text{ H}$.

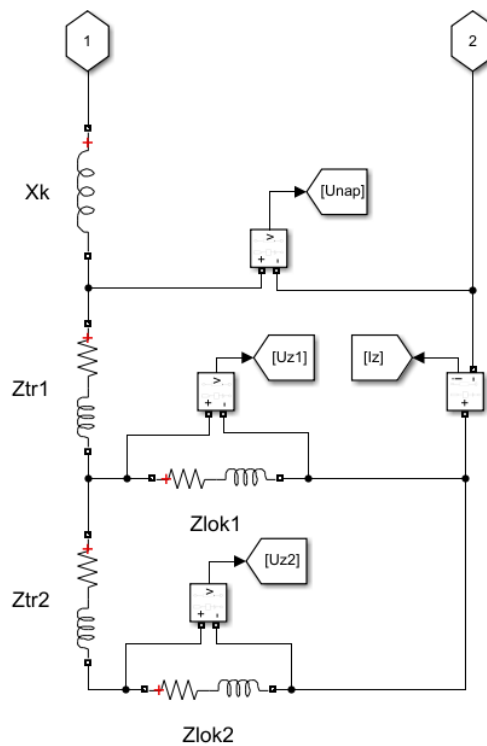
Tím byly odvozeny hodnoty rezistorů a cívek, jejichž sériovou kombinací jsou reprezentována vozidla v simulačních modelech.

Obr. 26 znázorňuje zapojení simulačního modelu zátěže A. Blok X_k představuje reaktanci nakrátko výstupního transformátoru, blok Z_{tr} impedance troleje a blok Z_{lok} impedanci vozidla.



Obr. 26: Simulační model zátěže A

Zapojení simulačního modelu zátěže B je uvedeno na obr. 27. Blok Z_{lok1} a Z_{lok2} představují impedance jednotlivých vozidel. Bloky Z_{tr1} a Z_{tr2} představují impedance trolejových úseků.

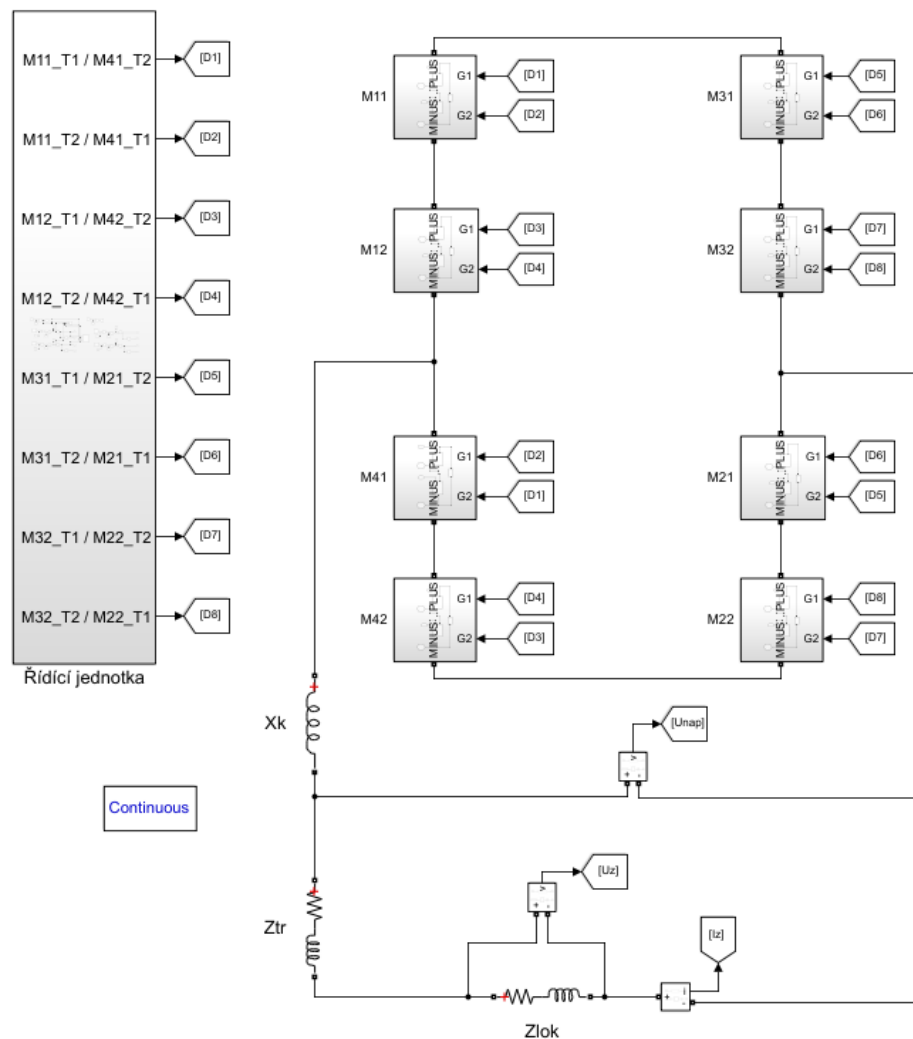


Obr. 27: Simulační model zátěže B

4.5 Spojení simulovaných modelů vícehladinových střídačů a zátěží

V této kapitole je zakončen chronologický vývoj návrhu a realizace simulačních modelů. Veškerá měření $THDu$ a $THDi$ probíhala na těchto finálních simulačních modelech vzniklých spojením modelů vícehladinových střídačů a zátěží.

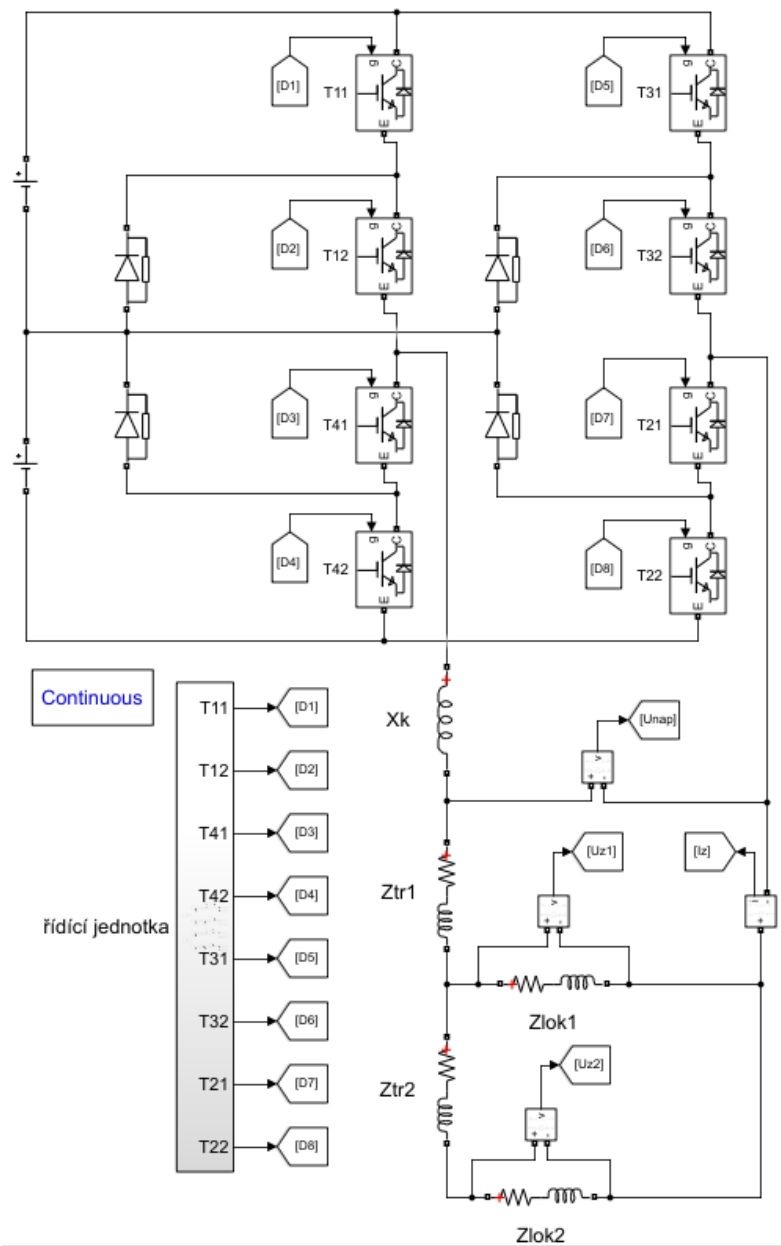
Na obr. 28 je ukázán simulační model při měření $THDu$ a $THDi$ na zátěži A napájené z 3L MMC.



Obr. 28: Finální simulační obvod při měření $THDu$ a $THDi$ na zátěži A napájené z 3L MMC

V simulačních modelech není použita zpětnovazební regulace, jelikož úbytek napětí na X_k transformátoru v průběhu měření na zátěži A je velmi malý. Simulacemi zjištěný rozdíl napětí ΔU_{nap} , při měření na zátěži A napájené libovolnými zkoumanými topologiemi, je v případě vozidla vzdáleného od NS 0,1 km a 60 km zhruba 120 V. Proto je pro vzdálenost 0,1 km, kdy je nejmenší úbytek napětí na X_k , zvýšena hodnota U_{nap} o polovinu uvedeného úbytku na 27 060 V. Tím je úbytek napětí na transformátoru v průběhu zkoumané proměnné zátěže symetricky rozdělen kolem požadované výstupní hodnoty $U_{nap} = 27$ kV.

Simulační model při měření $THDu$ a $THDi$ na zátěži B napájené z 3L NPC je zobrazen na obr. 29.

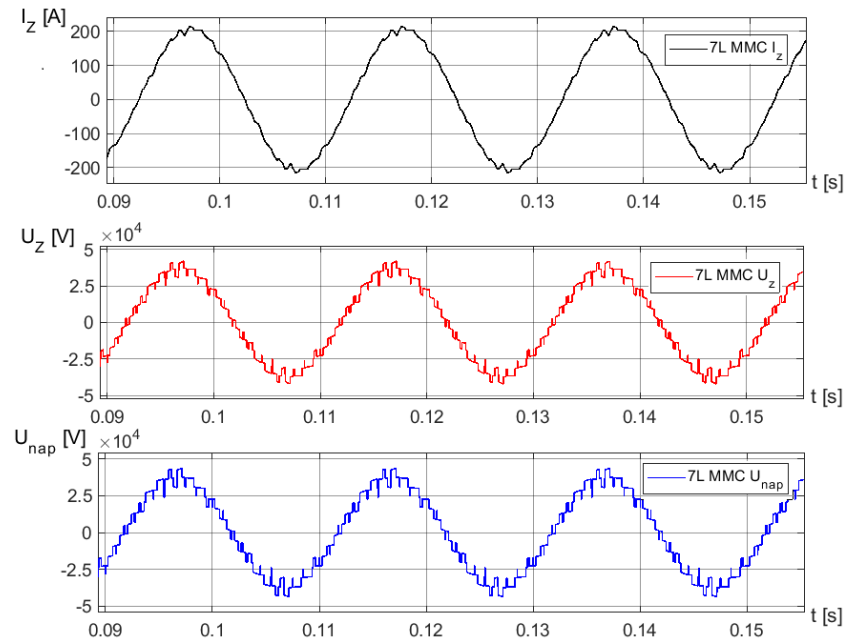


Obr. 29: Finální simulační obvod při měření $THDu$ a $THDi$ na zátěži B napájené z 3L NPC

Obdobná situace nastává i u zátěže B, kde úbytek na X_k je vyšší než v případě zátěže A. Simulacemi ověřený úbytek napětí na X_k se u zátěže B pohybuje okolo 332 V. Proto i v případě zátěže B bylo zvoleno stejné zjednodušení jako pro případ zátěže A. Tudíž při vzdálenosti 0,1 km 1. vozidla od NS je hodnota U_{nap} nastavena na 27 166 V a následně již neprobíhá regulace.

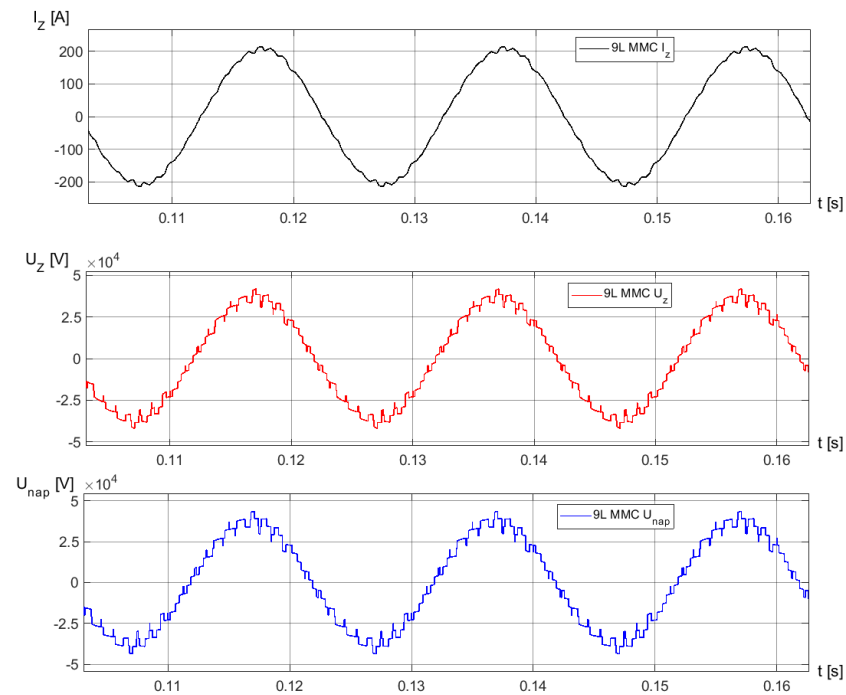
4.5.1 Vybrané časové průběhy u_z , i_z , u_{nap}

Obr. 30 obsahuje časové průběhy u_z , i_z , u_{nap} 7L MMC se zátěží A při $f_{spin} = 1$ kHz, vozidlu o příkonu 3,43 MW a vzdáleného 12 km od NS.



Obr. 30: Časové průběhy u_z , i_z , u_{nap} 7L MMC se zátěží A

Časové průběhy u_z , i_z , u_{nap} 9L MMC se zátěží A při $f_{spin} = 1$ kHz, vozidlu o příkonu 3,43 MW a vzdáleného 12 km od NS jsou uvedeny na obr. 31.



Obr. 31: Časové průběhy u_z , i_z , u_{nap} 9L MMC se zátěží A

5 SIMULACE A ANALÝZA VYBRANÝCH MĚNIČŮ

Tato kapitola popisuje vlastní simulace jednotlivých modelů při všech uvažovaných kombinacích parametrů a analyzuje zjištěné poznatky.

5.1 Simulace

Při simulaci se ukázala důležitost volby metody tvorby PWM, kvůli rozdílnému obsahu stejnosměrné složky v průbězích měřených veličin v simulovaných modelech vícehladinových měničů a dále kvůli hodnotě THD simulovaných průběhů obvodových veličin. Tuto skutečnost zobrazuje tabulka 1. Procentuální obsah stejnosměrné složky v tabulce 1 je vztažen k maximální hodnotě U_{nap} . V tabulce 1 jsou porovnávány pouze stejnosměrné složky a THD veličiny u_{nap} , ale u ostatních zkoumaných veličin zátěže A lze pozorovat stejné trendy a závislosti, které je možné vyjádřit z průběhů veličiny u_{nap} .

Tabulka 1: Procentuální obsah stejnosměrné složky průběhu u_{nap} a hodnoty $THDu_{nap}$ při řízení zkoumaných vícehladinových střídačů metodou PD PWM a POD PWM

Zátěž A, $f_{spin} = 1$ kHz, $P = 3,43$ MW					
U _{NAP} PD PWM					
	3L NPC	3L MMC	5L MMC	7L MMC	9L MMC
	DC složka [%]	DC složka [%]	DC složka [%]	DC složka [%]	DC složka [%]
s [km]					
0,1	0,32	0,31	0,02	0,74	0,13
30	0,31	0,33	0,04	0,76	0,14
60	0,31	0,26	0,03	0,75	0,01
	3L NPC	3L MMC	5L MMC	7L MMC	9L MMC
	THDu _{nap} [%]	THDu _{nap} [%]	THDu _{nap} [%]	THDu _{nap} [%]	THDu _{nap} [%]
s [km]					
0,1	20,21	20,27	9,07	5,56	4,46
30	21,9	22,04	9,81	5,97	4,75
60	22,85	22,96	10,1	6,23	4,91
U _{NAP} POD PWM					
	3L NPC	3L MMC	5L MMC	7L MMC	9L MMC
	DC složka [%]	DC složka [%]	DC složka [%]	DC složka [%]	DC složka [%]
s [km]					
0,1	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
30	0,02	0,00	0,01	0,00	0,01
60	0,00	0,01	0,00	0,00	0,00
	3L NPC	3L MMC	5L MMC	7L MMC	9L MMC
	THDu _{nap} [%]	THDu _{nap} [%]	THDu _{nap} [%]	THDu _{nap} [%]	THDu _{nap} [%]
s [km]					
0,1	23,67	23,64	13,64	9,62	8,07
30	25,69	25,63	14,79	10,49	8,73
60	26,8	26,95	15,39	10,91	9,1

Při hledání nejvhodnější metody vytváření PWM jsou analyzovány metody POD a PD PWM z kategorie *Level Shifted PWM*.

Při porovnání hodnot $THDu_{nap}$ z tabulky 1 je patrné, že při PWM řízení zkoumaných střídačů metodou POD PWM jsou hodnoty $THDu_{nap}$ vyšší oproti metodě PD PWM. U tříhladinových topologií je nárůst hodnoty $THDu_{nap}$ o zhruba 17 %, u 5L MMC o zhruba 50 %, u 7L MMC o cca 74 % a u 9L MMC o 83 %. Tudíž při využití metody POD PWM obsahuje průběh u_{nap} a analogicky i veličin i_Z a u_Z vyšší harmonické zkreslení než při tvorbě PWM metodou PD PWM.

Naopak stejnosměrná složka u metody POD PWM není prakticky vůbec obsažena v průbězích u_{nap} , ale průběhy u_{nap} při metodě PD PWM mají stejnosměrnou složku velkou, a to zvláště průběh u_{nap} 7L MMC.

Přes reálný výstupní transformátor se stejnosměrná složka napětí na trolej nedostane, ale způsobuje stejnosměrnou magnetizaci transformátoru. Stejnosměrná magnetizace transformátoru se projeví zvýšeným sycením transformátoru ve shodných půlperiodách napětí. Tudíž by došlo ke zvýšeným ztrátám v jádru transformátoru a posunu pracovního bodu po magnetizační charakteristice transformátoru. Z praktického hlediska při hledání vhodné metody tvorby PWM má větší význam eliminace stejnosměrné složky. Proto v dalších simulacích je uvažována pouze metoda POD PWM, která stejnosměrnou složku nezpůsobuje. Jedná se o metodu vytváření PWM pro hledaný ideální vícehladinový střídač.

Ve shodě s cíli práce, uvedenými v teoretické části předkládané práce, bylo provedeno přes 6 000 měření, z čehož vyplývá značné množství naměřených hodnot a vykreslených průběhů. Převážná část vykreslených průběhů a hodnot je přiložena v přílohách (viz příloha A až P).

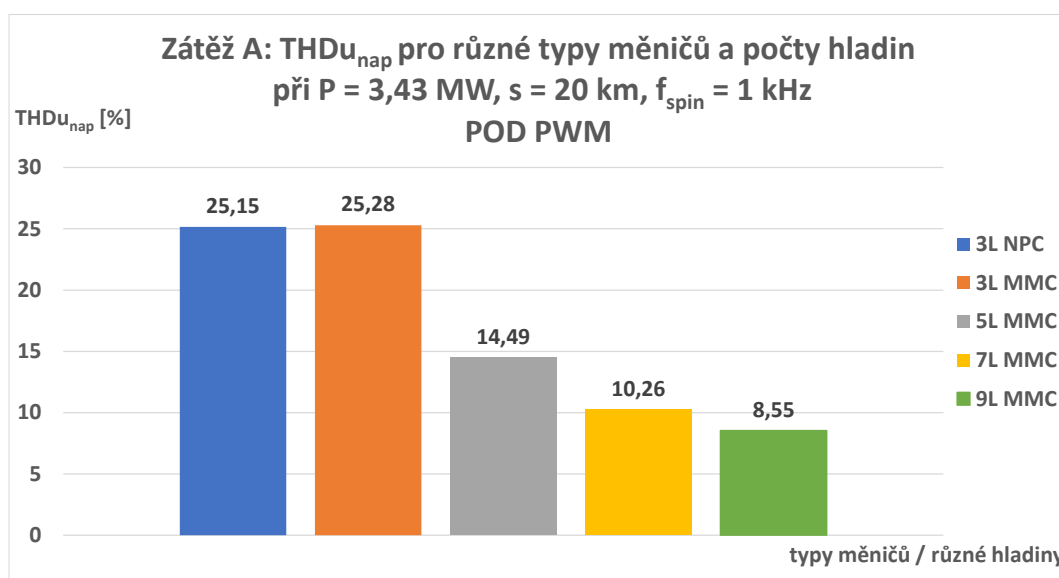
5.2 Analýza

V předkládané kapitole jsou analyzovány naměřené závislosti a zjištěné souvislosti mezi měřenými parametry simulačních modelů.

5.2.1 Analýza závislostí při napájení zátěže A zkoumanými střídači

Simulací získané hodnoty $THDu_{nap}$, $THDu_z$ a $THDi_z$ v závislosti na proměnné vzdálenosti s vozidla od NS a proměnné spínací frekvenci spínacích prvků střídačů jsou uvedeny v příloze A.

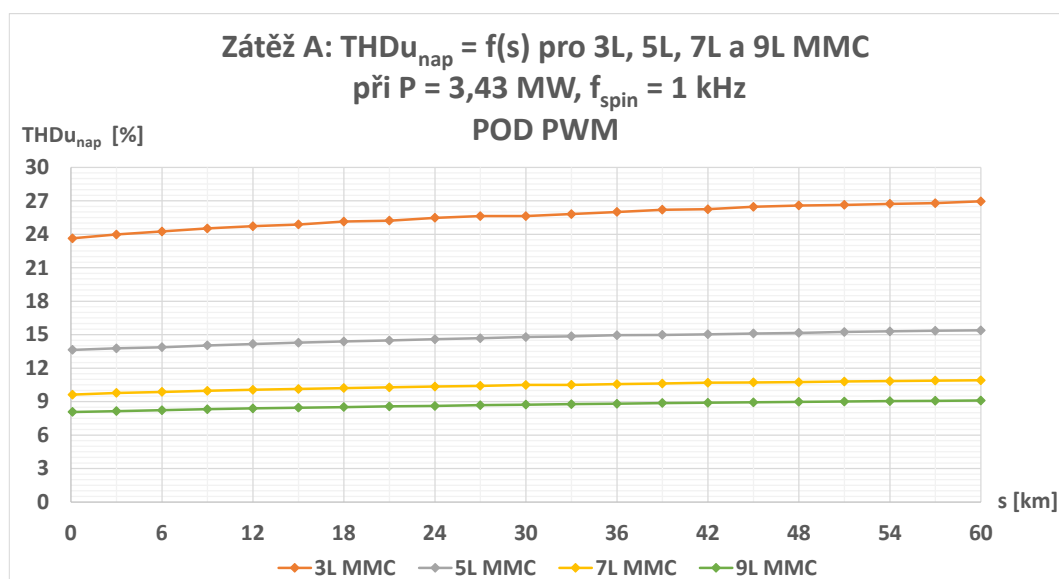
Kromě měření závislosti THD na f_{spin} spínacích prvků střídače, probíhalo měření THD na zátěži A při spínací frekvenci 1 kHz. V přílohách C až H jsou vykresleny veškeré zmiňované závislosti. Do této kapitoly jsou vloženy jen některé význačné průběhy $THD = f(s)$, $THD = f(f_{spin})$ a porovnání $THDu_{nap}$ zkoumaných vícehladinových střídačů při jedné zvolené vzdálenosti $s = 20$ km (viz graf 1).



Graf 1: Porovnání hodnot $THDu_{nap}$ zkoumaných vícehladinových střídačů ve zvolené vzdálenosti vozidla od NS (zátěž A)

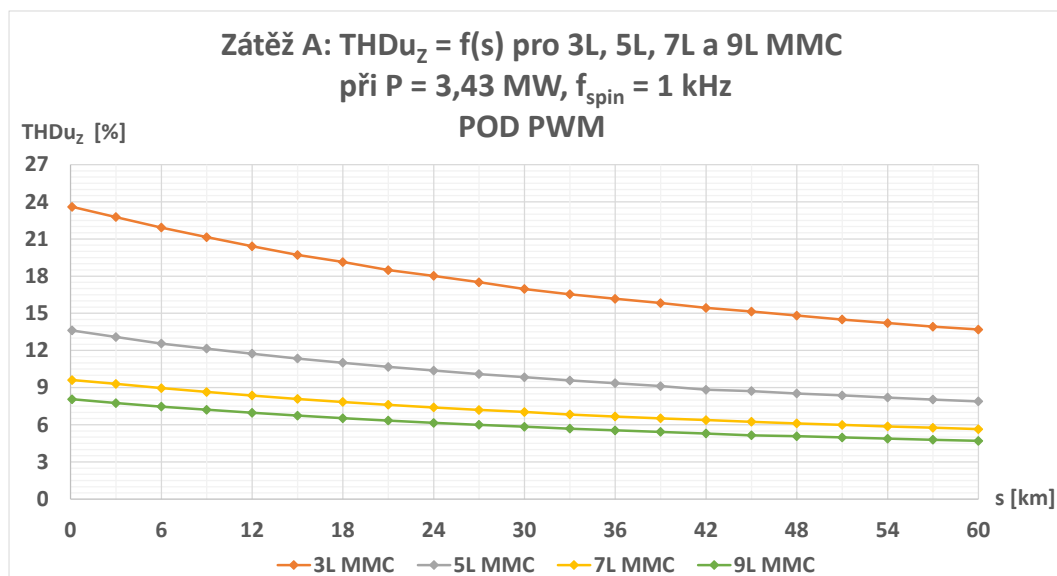
Z grafu 1 lze vidět, že tříhladinová zapojení NPC a MMC mají téměř shodné hodnoty $THDu_{nap}$. Dále je patrná tendence snižování velikosti $THDu_{nap}$ s růstem počtu hladin střídače. V přílohách E a G jsou uvedeny obdobné závislosti pro $THDi_z$ a $THDu_z$, přičemž i pro ně platí stejné poznatky jako pro $THDu_{nap}$.

Z naměřených dat pro zátěž A (viz příloha A) vyplývá obdobný poznatek pro vztah mezi 3L NPC a 3L MMC. Tudiž zjištěné hodnoty $THDu_{nap}$, $THDi_Z$ a $THDu_Z$ v závislosti na proměnné vzdálenosti s jsou v rámci simulací u 3L NPC a 3L MMC prakticky shodné. Vlastnosti zjištěné z průběhů $THD = f(s)$ pro 3L MMC a zátěž A analogicky platí i pro 3L NPC. Proto závislosti porovnávající vztahy mezi 3L NPC a 3L MMC vzhledem k proměnné vzdálenosti s jsou uvedeny pouze v přílohách (viz přílohy C, E, G).



Graf 2: Porovnání závislosti $THDu_{nap} = f(s)$ v rámci modulárního střídače o různých počtech hladin (při napájení zátěže A)

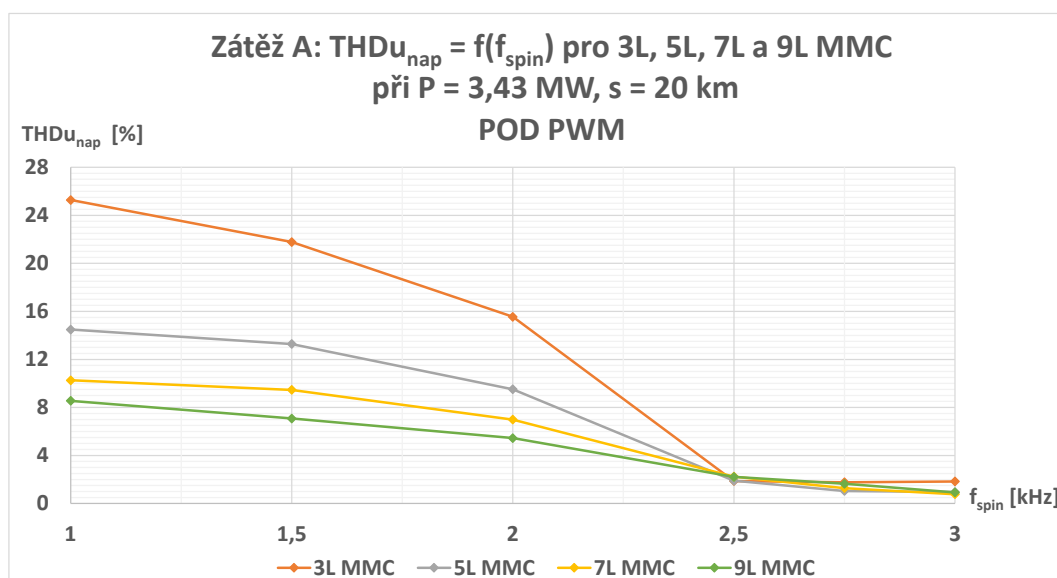
Závislosti $THDu_{nap} = f(s)$ pro MMC s různým počtem hladin jsou vykresleny na grafu 2. Je zde patrné snižování hodnot $THDu_{nap}$ s růstem počtu hladin. Při porovnání MMC s vyššími počty hladin se snížení hodnot $THDu_{nap}$ projevuje u těchto střídačů s nižší intenzitou než u MMC s nižšími počty hladin. Hodnoty $THDu_{nap}$ se s rostoucí vzdáleností vozidla od NS zvyšují. S rostoucí vzdáleností se zvyšují úbytky napětí na vedení, a proto klesá hodnota napětí na sběrači vozidla. Při daném příkonu vozidla a nižší hodnotě napětí na jeho vstupním obvodu, odebírá vozidlo vyšší proud a tím jsou zvýšeny neharmonické úbytky napětí na výstupním transformátoru NS. Rostoucí trend $THDu_{nap}$ na grafu 2 je způsoben těmito rostoucími neharmonickými úbytky na transformátoru, potažmo reaktanci nakrátko uvažované v použitých simulačních modelech.



Graf 3: Porovnání závislosti $THDu_z = f(s)$ v rámci modulárního střídače o různých počtech hladin (při napájení zátěže A)

Na grafu 3 lze pozorovat stejný trend snižování $THDu_z$ jako u $THDu_{nap}$ při růstu počtu hladin MMC. Při zvyšování počtu hladin MMC je snížení hodnot $THDu_z$ postupně méně intenzivní u přechodů z MMC o vyšších počtech hladin. Tudiž platí obdobný vztah jako u $THDu_{nap}$. Z obdobných závislostí pro $THDi_z$ v příloze E vyplývá, že trend poklesu $THDu_z$ s rostoucí vzdáleností a zjištěné vztahy pro $THDu_z$ jsou platné i pro průběhy $THDi_z$. Jediným rozdílem jsou nižší hodnoty u $THDi_z$. Pokles $THDu_z$ a $THDi_z$ s rostoucí vzdáleností vozidla od NS je způsoben rostoucí indukčností trakčního vedení, která zapříčiňuje zvyšující se filtrační efekt.

Závislosti $THDu_{nap}$, $THDu_z$, $THDi_z = f(f_{spin})$ jednotlivých střídačů zde jsou reprezentovány grafem 4. Zbylé průběhy jsou obsaženy v přílohách D, F a H.



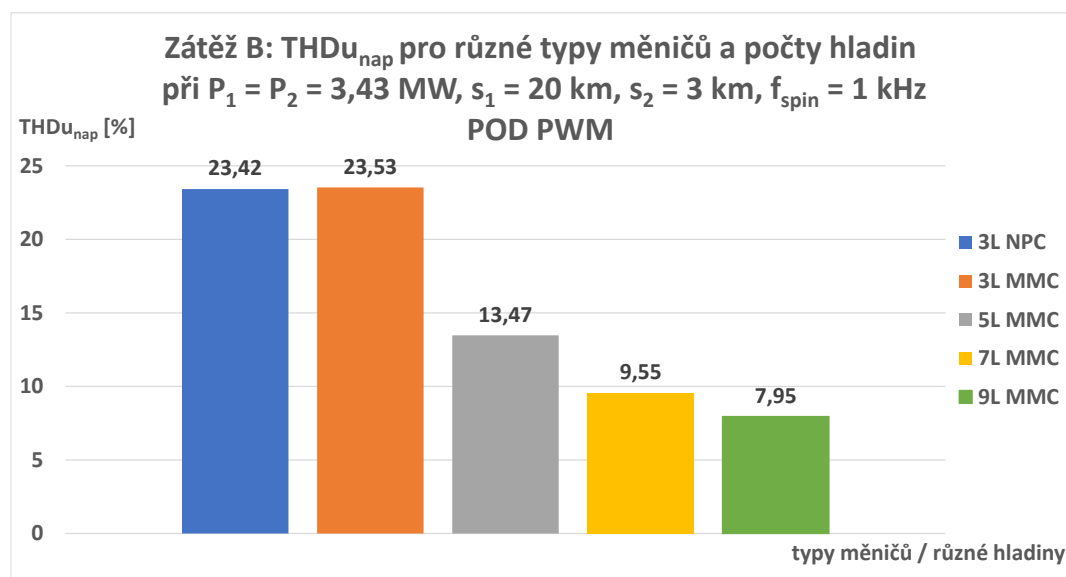
Graf 4: Porovnání závislosti $THDu_{nap} = f(f_{spin})$ v rámci MMC o různých počtech hladin (při napájení zátěže A)

S rostoucí f_{spin} se snižují hodnoty $THDu_{nap}$ zkoumaných MMC (viz graf 4). Průběhy $THDu_z$ a $THDu_{nap}$ jsou analogické, pouze průběh $THDi_z$ se od nich odlišuje výraznějším poklesem s růstem f_{spin} (viz příloha D, F a H). Změřené hodnoty THD zkoumaných veličin pro 3L NPC a 3L MMC jsou při frekvencích do 2,5 kHz rozdílné pouze v desetinách procent. Pro vyšší frekvence než 2,5 kHz jsou hodnoty THD u 3L MMC více než dvakrát vyšší oproti hodnotám u 3L NPC. Jelikož praktická řešení 3L NPC používají dříve zmíněné IGCT, nejsou v praxi provozovány na vyšší f_{spin} než 1 kHz. Nicméně z důvodu využití IGBT v simulačním modelu 3L NPC je zkoumána závislost THD na f_{spin} i u této topologie.

5.2.2 Analýza závislostí při napájení zátěže B zkoumanými střídači

V příloze B jsou uvedeny simulací získané hodnoty $THDu_{nap}$, $THDu_{z1}$, $THDu_{z2}$ a $THDi_z$ při proměnné vzdálenosti s_1 a proměnné spínací frekvenci f_{spin} .

Měření opět probíhalo s $f_{spin} = 1$ kHz kromě části s měřením THD zkoumaných veličin v závislosti na f_{spin} (viz přílohy J, L, N a P). V přílohách I až P jsou vykresleny veškeré závislosti pro zátěž B a zkoumané střídače. V této kapitole obdobně jako v minulé jsou vybrány pouze některé průběhy.

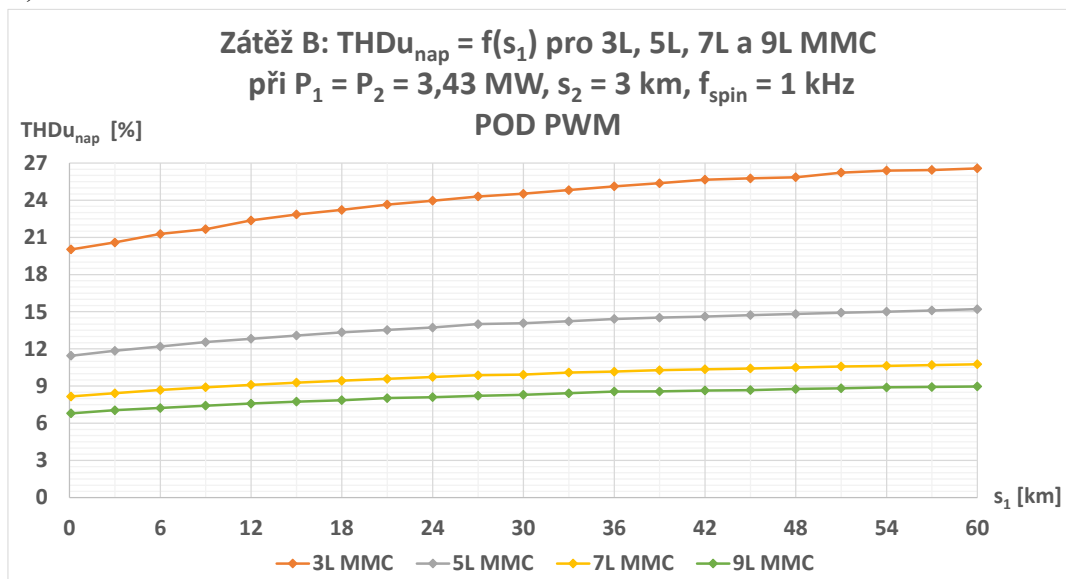


Graf 5: Porovnání hodnot $THDu_{nap}$ zkoumaných vícehladinových střídačů ve zvolené vzdálenosti s_1 vozidla č. 1 od NS (zátěž B)

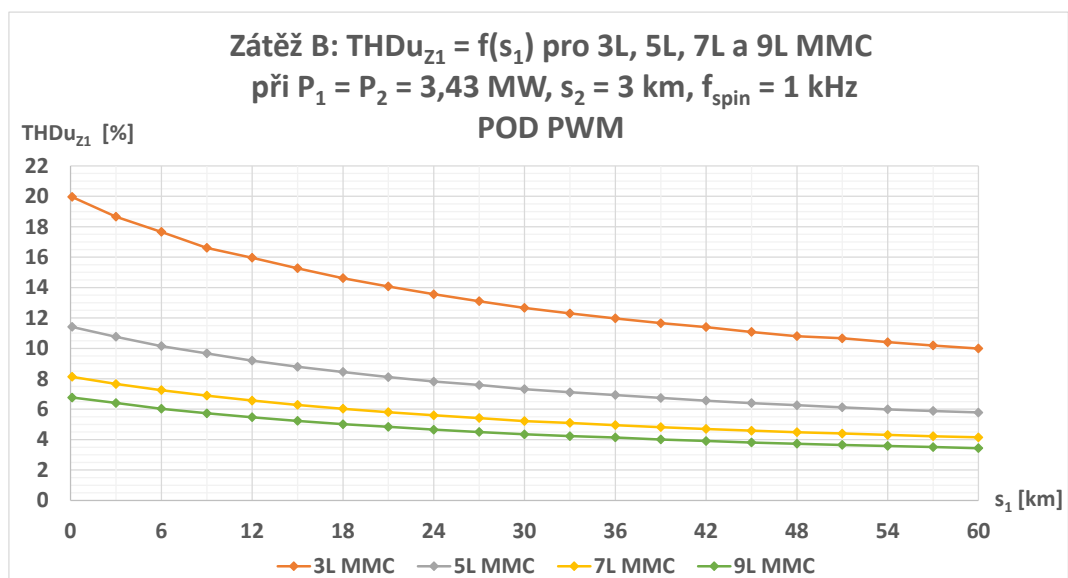
Porovnání $THDu_{nap}$ zkoumaných střídačů při připojené zátěži B a zvolené vzdálenosti 1. vozidla $s_1 = 20$ km je uvedeno na grafu 5. Platí zde úplně stejné poznatky a vztahy mezi zkoumanými veličinami jako při připojené zátěži A (viz graf 1). V přílohách K, M a O jsou uvedeny analogické průběhy pro $THDu_{z1}$, $THDu_{z2}$ a $THDi_z$.

Porovnáním grafu 1 a grafu 5, neboli porovnáním vlivu zvýšeného odebíraného výkonu při zátěži B na $THDu_{nap}$ je patrné, že došlo ke snížení hodnot $THDu_{nap}$. Hodnoty $THDu_{nap}$ jednotlivých zkoumaných střídačů se vyšším odebíraným výkonem snížily o 7 % oproti hodnotám s připojenou zátěží A. Při srovnání obdobných průběhů pro $THDi_Z$ v příloze E a O se při zvýšení odebíraného výkonu snížilo $THDi_Z$ o 33 %.

Vzájemné vztahy 3L NPC a 3L MMC jsou opět analogické s minulou kapitolou 5.2.1 a průběhy 3L NPC a 3L MMC nejsou po stránce hodnot a trendů téměř odlišné (viz příloha B a I až P).



Graf 6: Porovnání závislostí $THDu_{nap} = f(s_1)$ v rámci modulárního střídače o různých počtech hladin (při napájení zátěže B)

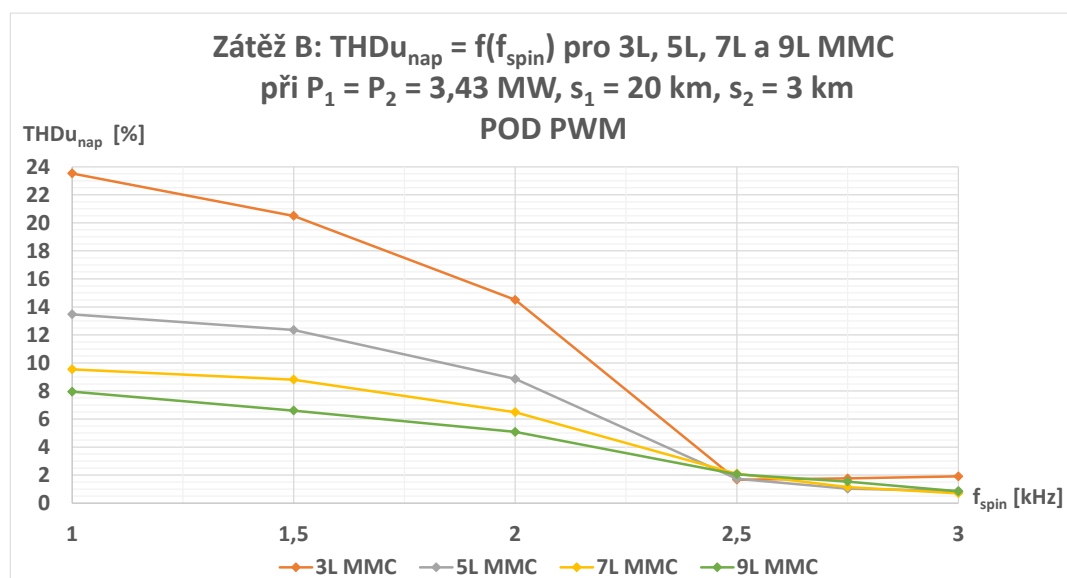


Graf 7: Porovnání závislostí $THDu_{z1} = f(s_1)$ v rámci modulárního střídače o různých počtech hladin (při napájení zátěže B)

Z grafů 6 a 7 lze opět vysledovat shodné poznatky jako z obdobných závislostí v minulé kapitole 5.2.1. Jediným rozdílem je dříve zmíněné snížení hodnot THD všech zkoumaných veličin při vzrůstu odebíraného výkonu při zátěži B (viz příloha B, I, K, M a O).

Z naměřených hodnot při připojené zátěži B (viz příloha B) vyplývají nižší hodnoty $THDu_{z2}$ oproti hodnotám $THDu_{z1}$. Jelikož je vozidlo č. 2 o s_2 (3 km) vzdálené od vozidla č. 1, tak indukčnost trolejového vedení mezi vozidly způsobuje navýšení filtračního efektu na měřené veličiny druhého vozidla.

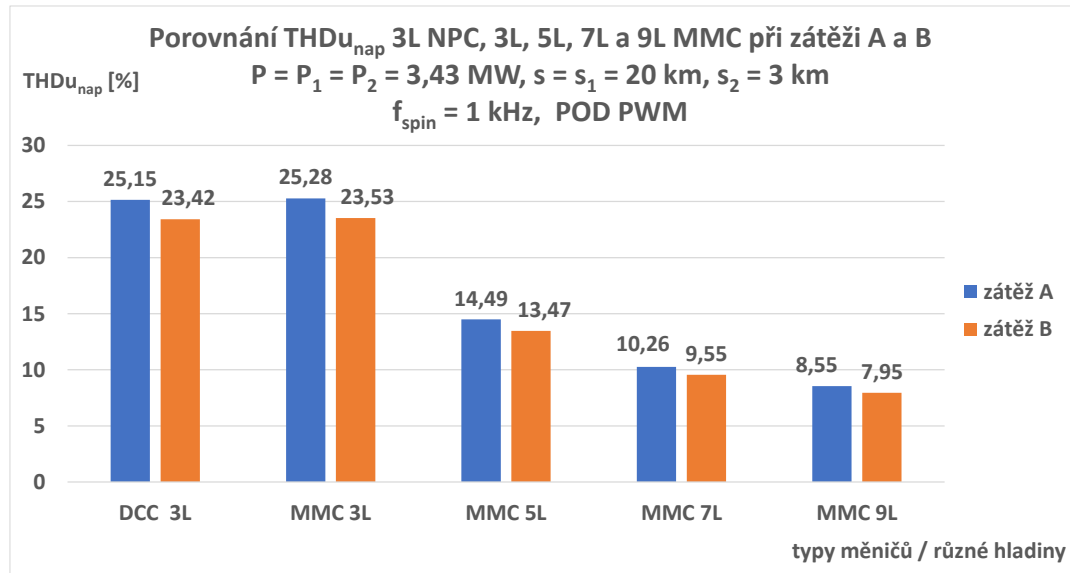
Závislost $THDu_{nap} = f(f_{spin})$ je vykreslena na grafu 8. Obdobné závislosti $THDu_{z1}$, $THDu_{z2}$, $THDi_z = f(f_{spin})$ se nacházejí v přílohách L, N a P.



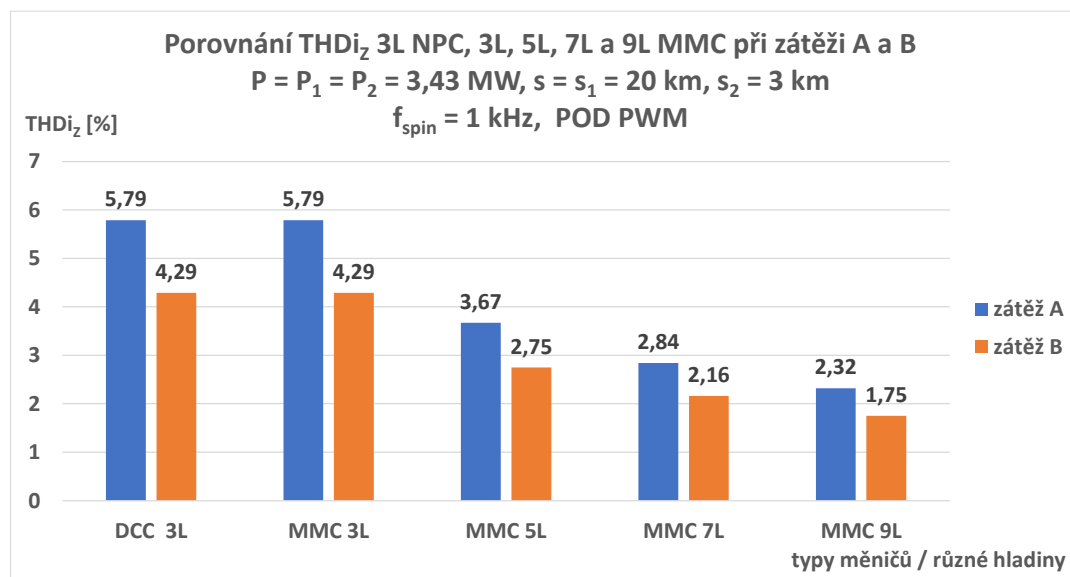
Graf 8: Porovnání závislostí $THDu_{nap} = f(f_{spin})$ v rámci MMC o různých počtech hladin (při napájení zátěže B)

5.2.3 Výběr ideální topologie vícehladinového střídače

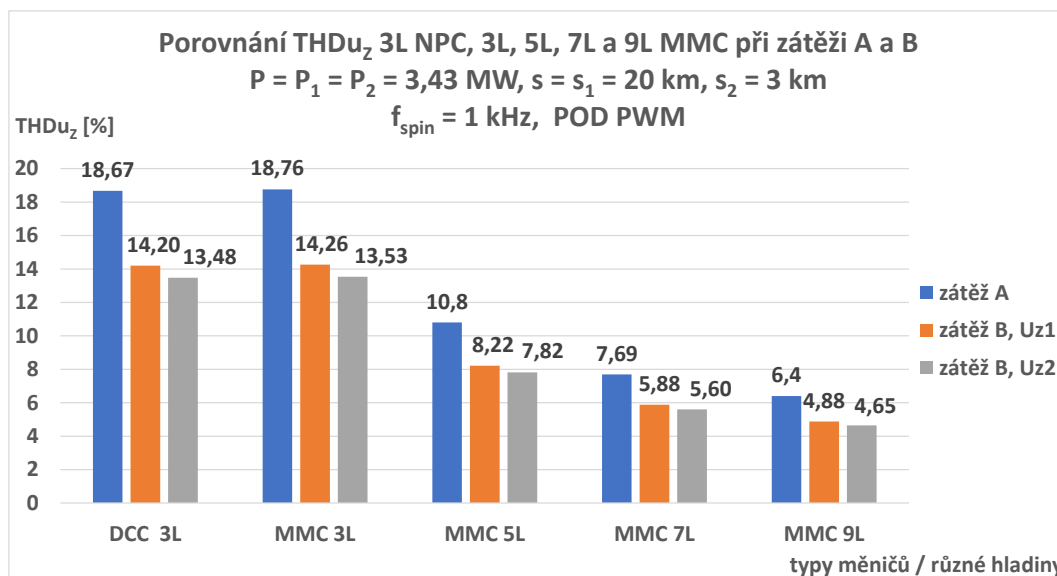
Po získání a vyhodnocení naměřených hodnot THD sledovaných veličin při připojené zátěži A a B (viz příloha A a B), je namístě určit ideální zkoumaný vícehladinový střídač.



Graf 9: Porovnání hodnot $THD_{u_{nap}}$ všech zkoumaných vícehladinových střídačů při napájení zátěže A i B



Graf 10: Porovnání hodnot THD_{i_z} všech zkoumaných vícehladinových střídačů při napájení zátěže A i B



Graf 11: Porovnání hodnot $THDu_z$, $THDu_{z1}$ a $THDu_{z2}$ všech zkoumaných vícehladinových střídačů při napájení zátěže A i B

V grafech 9 až 11 lze vidět, že z uvažovaných vícehladinových střídačů, zkoumaných při zvolených situacích a parametrech, vychází z hlediska nízkého harmonického zkreslení měřených průběhů napětí a proudu nejlépe 9L MMC.

Devítihladinový modulární střídač je tedy hledaným ideálním střídačem ze zkoumaných střídačů v tomto dokumentu. Následující simulace jsou převážně provedeny jen na 9L MMC pro doplnění analýzy jeho chování při dalších dodatečných situacích.

5.2.4 Volba vhodné spínací frekvence pro vybranou topologii

Při volbě vhodné spínací frekvence pro zvolený ideální střídač, je přihlíženo k použitým spínacím prvkům (IGBT) a rostoucím spínacím ztrátám s růstem frekvence. K dříve aplikované spínací frekvenci 1 kHz je nově k porovnání přidána zvýšená frekvence 2 kHz (viz tabulka 2).

V přílohách Q až S jsou uvedena porovnání závislostí THD zkoumaných veličin na proměnné vzdálenosti při spínacích frekvencích 1 a 2 kHz. Konkrétní naměřené údaje při $f_{\text{spin}} = 2 \text{ kHz}$ udává tabulka 2.

Vyhodnocení vede k závěru, že s oběma zátěžemi A i B dochází při vyšší z uvažovaných spínacích frekvencí k výraznému snížení hodnot $THDu$ a $THDi$ zkoumaných napětí a proudů. I přes zvýšené spínací ztráty při $f_{\text{spin}} = 2 \text{ kHz}$ lze doporučit danou frekvenci jako optimální.

Tabulka 2: Změřené hodnoty THDu a THDi zkoumaných proudů a napětí na zátěžích A, B při $f_{spin} = 2$ kHz

ZÁTĚŽ A, POD PWM				ZÁTĚŽ B, POD PWM				
9L MMC				9L MMC				
	THDi _z [%]	THDu _z [%]	THDu _{nap} [%]	THDi _z [%]	THDu _{z1} [%]	THDu _{z2} [%]	THDu _{nap} [%]	
1) P = 3,43 MW, s = 20 km, $f_{spin} = 2$ kHz				1) P ₁ = P ₂ = 3,43 MW, s ₁ = 20 km, s ₂ = 3 km, $f_{spin} = 2$ kHz				
s = 20 km	0,89	4,00	5,45	s ₁ = 20 km	0,68	3,04	2,88	5,08
2) P = 3,43 MW, $f_{spin} = 2$ kHz				2) P ₁ = P ₂ = 3,43 MW, s ₂ = 3 km, $f_{spin} = 2$ kHz				
s [km]				s ₁ [km]				
0,1	1,11	5,09	5,10	0,1	0,92	4,25	4,02	4,26
3	1,07	4,89	5,16	3	0,87	4,00	3,79	4,44
6	1,04	4,69	5,22	6	0,83	3,77	3,57	4,58
9	1,00	4,53	5,28	9	0,79	3,58	3,39	4,72
12	0,97	4,37	5,33	12	0,75	3,40	3,22	4,82
15	0,94	4,20	5,35	15	0,72	3,24	3,07	4,91
18	0,91	4,08	5,41	18	0,70	3,12	2,95	5,03
21	0,89	3,95	5,45	21	0,67	2,99	2,83	5,09
24	0,86	3,85	5,51	24	0,65	2,89	2,74	5,19
27	0,84	3,74	5,55	27	0,63	2,79	2,64	5,25
30	0,82	3,62	5,55	30	0,61	2,69	2,55	5,30
33	0,80	3,54	5,61	33	0,59	2,61	2,47	5,35
36	0,78	3,45	5,64	36	0,58	2,55	2,42	5,44
39	0,76	3,35	5,63	39	0,57	2,47	2,34	5,47
42	0,75	3,30	5,70	42	0,55	2,42	2,29	5,54
45	0,73	3,22	5,72	45	0,54	2,37	2,25	5,60
48	0,72	3,17	5,78	48	0,53	2,31	2,19	5,62
51	0,71	3,08	5,76	51	0,52	2,26	2,14	5,66
54	0,69	3,02	5,78	54	0,51	2,23	2,11	5,74
57	0,68	2,97	5,82	57	0,50	2,16	2,05	5,71
60	0,67	2,91	5,83	60	0,49	2,12	2,01	5,73

5.2.5 Analýza chování ideální topologie pro vozidlo s $\cos\varphi = 0,8$

Předkládaná kapitola je motivována analýzou vlastností zvoleného ideálního střídače při napájení traťového úseku obsazeného vozidlem starší generace s $\cos\varphi = 0,8$. Simulace probíhaly při $f_{spin} = 1$ a 2 kHz, navzdory již zvolené ideální frekvenci 2 kHz. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulce 3.

V přílohách T a U jsou porovnávány závislosti $THDu_{nap}$, $THDu_z$, $THDi_z = f(s)$ při $\cos\varphi = 0,8$ a 0,99 a zmiňovaných spínacích frekvencích 1 a 2 kHz. $THDu_{nap}$ a $THDu_z$ dosahují při $\cos\varphi = 0,8$ vyšších hodnot, způsobených vyšším protékajícím proudem oproti případu s $\cos\varphi = 0,99$. Proud je navýšen o jalovou složku, tím opět dochází ke zvýšení neharmonických úbytků napětí na transformátoru a zhoršení $THDu$ zkoumaných napětí. Hodnoty $THDi_z$ při $\cos\varphi = 0,8$ jsou naopak nižší (viz příloha T a U).

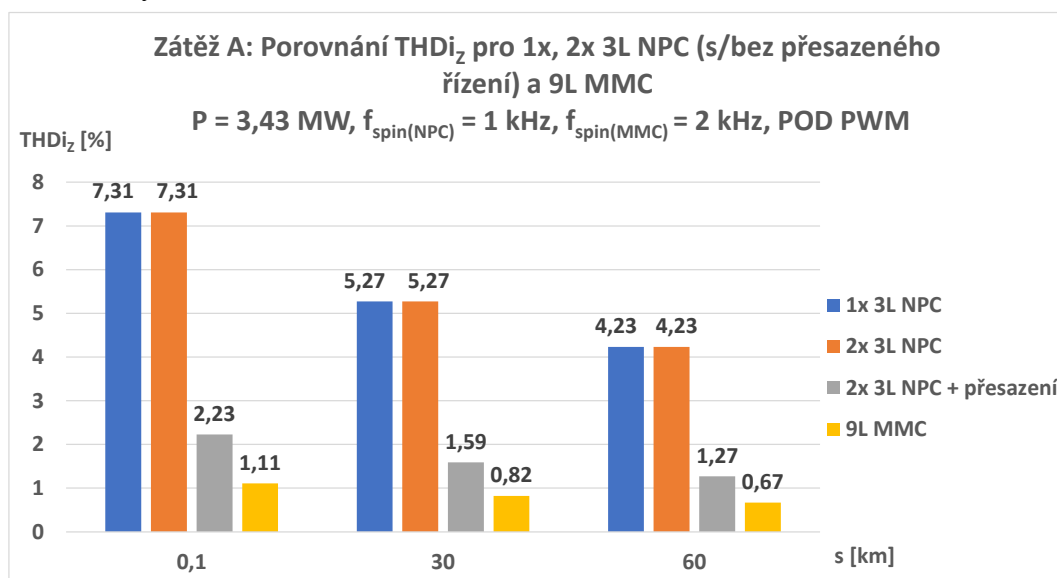
Tabulka 3: Změřené hodnoty $THDu_{nap}$, $THDu_z$ a $THDi_z$ pro 9L MMC při $\cos\varphi = 0,8$ a $0,99$

ZÁTĚŽ A, POD PWM								
9L MMC								
1) Porovnání vozidla s $\cos\varphi = 0,8$ a $0,99$ při $P = 3,43$ MW, $f_{spin} = 1$ kHz								
THDi _z [%]			THDu _z [%]			THDu _{nap} [%]		
s [km]	cosφ = 0,8	cosφ = 0,99	s [km]	cosφ = 0,8	cosφ = 0,99	s [km]	cosφ = 0,8	cosφ = 0,99
0,1	0,91	2,89	0,1	9,61	8,06	0,1	9,61	8,07
30	0,86	2,13	30	9,10	5,84	30	9,72	8,73
60	0,83	1,73	60	8,75	4,70	60	9,82	9,10
2) Porovnání vozidla s $\cos\varphi = 0,8$ a $0,99$ při $P = 3,43$ MW, $f_{spin} = 2$ kHz								
THDi _z [%]			THDu _z [%]			THDu _{nap} [%]		
s [km]	cosφ = 0,8	cosφ = 0,99	s [km]	cosφ = 0,8	cosφ = 0,99	s [km]	cosφ = 0,8	cosφ = 0,99
0,1	0,36	1,11	0,1	6,19	5,09	0,1	6,19	5,10
30	0,34	0,82	30	5,87	3,62	30	6,27	5,55
60	0,33	0,67	60	5,62	2,91	60	6,30	5,83

5.2.6 Porovnání ideální topologie a 2x 3L NPC s/bez přesazeného řízení

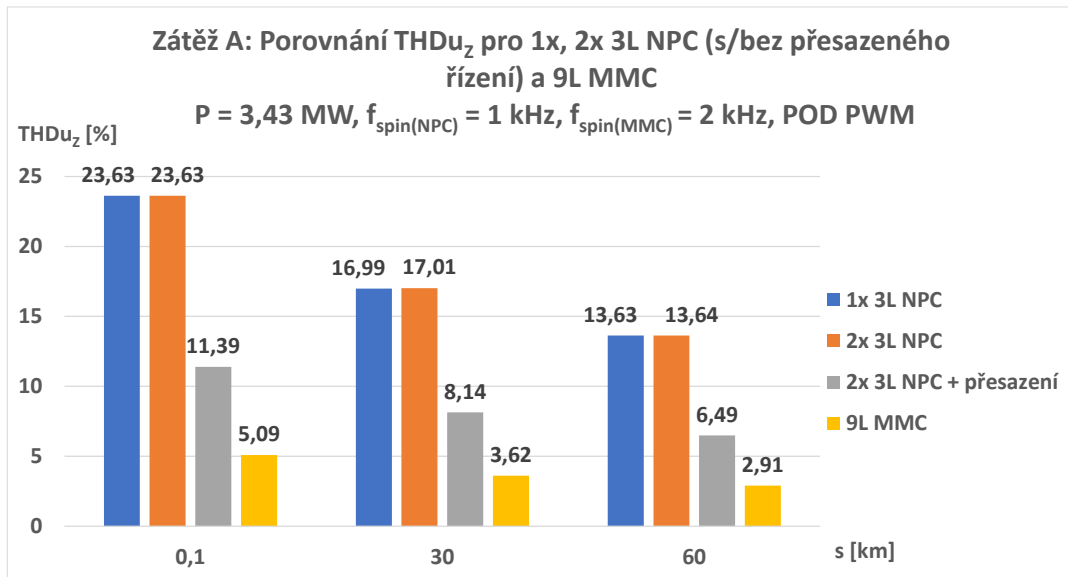
Dříve byla uvedena praktická realizace MNS využívají 3L NPC. Jelikož není známo přesné množství 3L NPC v jedné MNS, je zde pomocí sériového spojení dvou 3L NPC zkoumána funkčnost tohoto řešení a porovnává se zvoleným ideálním střídačem.

Simulace byla provedena při připojené zátěži A a třech zvolených vzdálenostech vozidla od NS. Při analýze je vzhledem k využitým IGCT v 3L NPC uvažována $f_{spin} = 1$ kHz pro 3L NPC. Naopak pro 9L MMC využívající prvky IGBT, je použita dříve zjištěná vhodnější frekvence z obou zkoumaných.

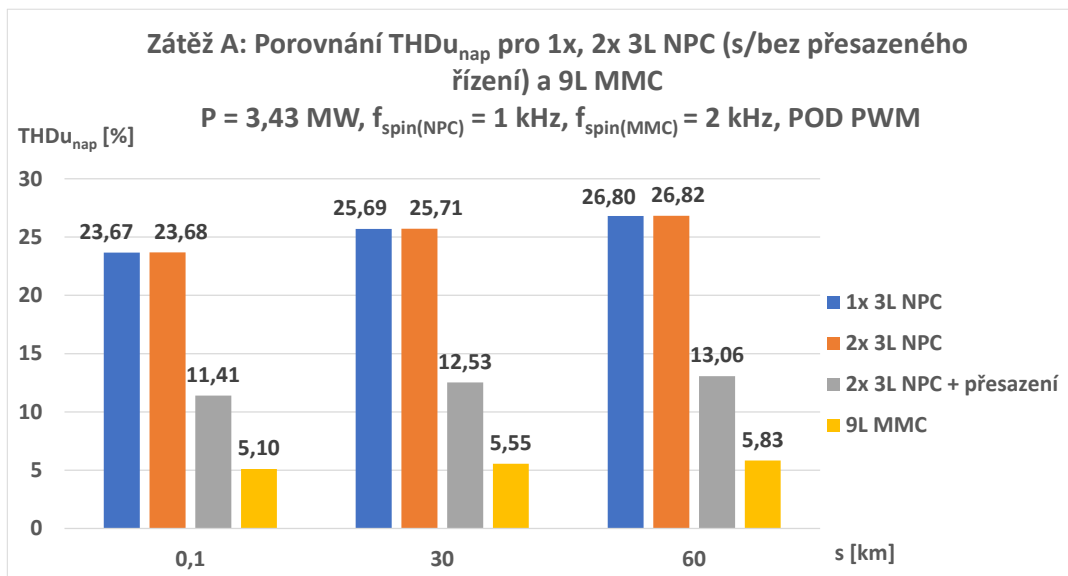


Graf 12: Porovnání THDi_z při zvolených hodnotách vzdálenosti pro 1x 3L NPC, sériové řazení dvou 3L NPC s/bez přesazeného řízení a 9L MMC

Závislosti pro $THDu_{nap}$, $THDu_z$ a $THDi_z$ mají shodné vztahy mezi analyzovanými měničovými strukturami (viz graf 12, 13 a 14).



Graf 13: Porovnání $THDu_z$ při zvolených hodnotách vzdálenosti pro 1x 3L NPC, sériově řazení dvou 3L NPC s/bez přesazeného řízení a 9L MMC



Graf 14: Porovnání $THDu_{nap}$ při zvolených hodnotách vzdálenosti pro 1x 3L NPC, sériově řazení dvou 3L NPC s/bez přesazeného řízení a 9L MMC

Varianta dvou sériově řazených 3L NPC bez přesazeného řízení slouží ke kontrole správné funkce simulačního modelu. Při pohledu na grafy 12, 13, 14 a tabulku 4 je patrné, že hodnoty THD pro 1x 3L NPC a 2x 3L NPC bez přesazeného řízení jsou shodné. Tím je funkčnost modelu ověřena.

Tabulka 4: THD_{unap} , THD_{uz} a THD_{iz} pro 1x 3L NPC, sériové řazení dvou 3L NPC s/bez přesazeného řízení a 9L MMC

ZÁTĚŽ A, POD PWM			
1) P = 3,43 MW, $f_{spin} = 1$ kHz, $\cos\varphi = 0,99$			
1x 3L NPC			
	THD_{iz} [%]	THD_{uz} [%]	THD_{unap} [%]
s [km]			
0,1	7,31	23,63	23,67
30	5,27	16,99	25,69
60	4,23	13,63	26,8
2x v sérii 3L NPC bez přesazeného řízení			
s [km]			
0,1	7,31	23,63	23,68
30	5,27	17,01	25,71
60	4,23	13,64	26,82
2x v sérii 3L NPC s přesazeným řízením			
s [km]			
0,1	2,23	11,39	11,41
30	1,59	8,14	12,53
60	1,27	6,49	13,06
2) P = 3,43 MW, $f_{spin} = 2$ kHz, $\cos\varphi = 0,99$			
9L MMC			
s [km]			
0,1	1,11	5,09	5,10
30	0,82	3,62	5,55
60	0,67	2,91	5,83

Z naměřených hodnot, uvedených v tabulce 4, má 9L MMC s $f_{spin} = 2$ kHz proti sériovému řazení dvou 3L NPC s $f_{spin} = 1$ kHz a přesazeným řízením o 180° nižší hodnoty THD_{unap} , THD_{uz} i THD_{iz} . Hodnoty THD_{iz} jsou nižší o přibližně 48 %, hodnoty THD_{uz} a THD_{unap} o 55 %.

Porovnáním 1x 3L NPC a dvou sériově spojených 3L NPC s přesazeným řízením lze vidět, že hodnota THD_{iz} se snížila 3,3krát, THD_{uz} a THD_{unap} je nižší 2,1krát.

ZÁVĚR

Předkládaná bakalářská práce se zabývala analýzou funkce vícehladinového měniče, ve funkci střídače, trakční napájecí stanice 25 kV 50 Hz. Nejprve byly popsány konvenční a měničové napájecí stanice, spolu s popisem topologií vícehladinových měničů používaných ve vysokonapěťových aplikacích. Hlavním cílem bylo vyhodnocování THD měřených veličin v simulovaných obvodech, tento cíl byl doplněn výběrem ideální zkoumané topologie vícehladinového střídače. Poté po popisu a ověření funkčnosti simulačních modelů střídačů a dvou uvažovaných provozních situací, následovala samotná analýza zkoumaných střídačů.

Analyzováno bylo několik modulárních vícehladinových měničů o různém počtu hladin a tříhladinový měnič s upínacími diodami. Bylo zjištěno, že tříhladinová zapojení obou zkoumaných topologií mají analogické vlastnosti z hlediska THD. S růstem počtu hladin měniče lze dosáhnout snížení THDi a THDu, avšak s postupným přidáváním hladin se intenzita zlepšování snižuje. Ukázala se důležitost volby použité metody tvorby řídicí PWM, s ohledem na vytvářenou stejnosměrnou složku a hodnoty THD. Z praktického hlediska, při zjištěných hodnotách, je podstatnější eliminace stejnosměrné složky než zjištěné další snížení hodnot THD. Proto se ze zkoumaných metod PD a POD PWM, jeví jako ideální POD PWM s nulovou stejnosměrnou složkou i za cenu horšího THD. Při analýze byl ze zkoumaných střídačů vybrán devítihladinový modulární střídač se spínací frekvencí 2 kHz jako optimální pro analyzované provozní situace. Na konci práce byl zvolený optimální střídač porovnán s praktickou realizací měničů s upínacími diodami, spočívající v připojení několika tříhladinových měničů s přesazeným řízením k vícevinutovému transformátoru. Byla zkoumaná varianta se dvěma tříhladinovými měniči. Při obdobném trendu snižování THD s růstem počtu měničů (přibližně 3x nižší THDi a 2x nižší THDu při dvou měničích) lze předpokládat, že spojení čtyř měničů by mohlo dosáhnout obdobných hodnot THD jako zvolená optimální varianta. Optimální varianta je sice po stránce měničové struktury dražší, ale vzhledem k počtu hladin může využít součástky o nižší napěťové hladině, vyšší spínací frekvenci a běžný transformátor, který je levnější a dostupnější než transformátor několikavinutový.

Na předkládanou práci by mohla navázat analýza a vytvoření simulačního modelu vstupního měniče napájecí stanice. Tím by bylo možné spojením obou modelů simulovat funkci celé měničové napájecí stanice. Další bádání by mohlo být směřováno k využití dalších způsobů PWM řízení měniče či v náhradě ideálních zdrojů napětí v simulačním obvodu kondenzátory a vytvořit obvod pro jejich balancování.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] NOVÁK, Jaroslav a Ladislav MLYNÁŘÍK. Nové technologie trakčního napájení 25 kV/50 Hz (1. část). *Elektro: odborný časopis pro elektrotechniku* [online]. Praha: FCC Public, 2020, **2020**(6) [cit. 2021-5-10]. ISSN 1210-0889. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/nove-technologie-trackniho-napajeni-25-kv-50-hz-1-cast--17232>
- [2] DOLEČEK, Radovan a Ondřej ČERNÝ. *Trakční napájecí soustavy: studijní opora*. Pardubice: Univerzita Pardubice, 2015. ISBN 978-80-7395-879-4.
- [3] NOVÁK, Jaroslav a Ladislav MLYNÁŘÍK. Nové technologie trakčního napájení 25 kV/50 Hz (2. část). *Elektro: odborný časopis pro elektrotechniku* [online]. Praha: FCC Public, 2020, **2020**(7) [cit. 2021-5-10]. ISSN 1210-0889. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/nove-technologie-trackniho-napajeni-25-kv-50-hz-2-cast--17263>
- [4] ŠMÍD, Jaroslav a Jaroslav BÁRTA. PNE 33 3430-3. *Parametry kvality elektrické energie – Část 3: Nesymetrie a změny kmitočtu napětí*. Třetí vydání. 2011, 28 s. ed.3. Dostupné také z: <http://www.mojeenergie.cz/cz/pne-33-3430-2009>
- [5] HASAN, Nor Shahida, Norzannah ROSMIN, Dygku. Asmanissa Awg. OSMAN and Aede Hatib MUSTA'AMAL@JAMAL. Reviews on multilevel converter and modulation techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* [online]. 2017, **80**, 163-174 [cit. 2021-5-10]. ISSN 13640321. DOI: 10.1016/j.rser.2017.05.163. Dostupné z: <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2017.05.163>
- [6] VONDRÁŠEK, František, Tomáš GLASBERGER, Jiří FOŘT, Martin JÁRA a Jan MICHALÍK. *Výkonová elektronika*. 3. rozšířené vydání. V Plzni: Západočeská univerzita, 2017. ISBN 978-80261-0688-3.
- [7] KARBAN, Pavel. *Výpočty a simulace v programech Matlab a Simulink*. Brno: Computer Press, 2006. ISBN 80-251-1301-9.
- [8] ALI, Jafar and S.P. VIJAYARAGAVAN. Pulse Width Modulation Used in Multilevel Inverters. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering* [online]. 2015, February 2015, **4**(2), 5 [cit. 2021-5-7]. ISSN 2278-8875. Dostupné z: https://1library.net/document/q7321kvy-pulse-width-modulation-used-in-multilevel-inverters.html?utm_source=seo_keyword_list
- [9] RATHORE, Sourabh, Mukesh Kumar KIRAR and Bhardwaj S.K. Simulation of Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Using PD, POD, APOD Techniques. *Electrical & Computer Engineering: An International Journal* [online]. 2015, **4**(3), 27-41 [cit. 2021-5-7]. ISSN 22015957. Dostupné z: [doi:10.14810/ecij.2015.4303](https://doi.org/10.14810/ecij.2015.4303)
- [10] CHOI, Jong-Yun and Byung-Moon HAN. An Improved Phase-Shifted Carrier PWM for Modular Multilevel Converters with Redundancy Sub-Modules. *Journal of Power Electronics* [online]. 2016, **16**(2), 473-479 [cit. 2021-5-7]. ISSN 1598-2092. Dostupné z: [doi:10.6113/JPE.2016.16.2.473](https://doi.org/10.6113/JPE.2016.16.2.473)

PŘÍLOHY

Příloha A: Změřené hodnoty $THD_{u_{nap}}$, THD_{iZ} , THD_{uZ} na zátěži A.....	74
Příloha B: Změřené hodnoty $THD_{u_{nap}}$, THD_{iZ} , THD_{uZ1} , THD_{uZ2} na zátěži B.....	75
Příloha C: Závislosti $THD_{u_{nap}}$ na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž A – část 1.....	76
Příloha D: Závislosti $THD_{u_{nap}}$ na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž A – část 2.....	77
Příloha E: Závislosti THD_{iZ} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž A – část 1.....	78
Příloha F: Závislosti THD_{iZ} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž A – část 2.....	79
Příloha G: Závislosti THD_{uZ} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž A – část 1.....	80
Příloha H: Závislosti THD_{uZ} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž A – část 2.....	81
Příloha I: Závislosti $THD_{u_{nap}}$ na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž B – část 1.....	82
Příloha J: Závislosti $THD_{u_{nap}}$ na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž B – část 2.....	83
Příloha K: Závislosti THD_{uZ1} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž B – část 1.....	84
Příloha L: Závislosti THD_{uZ1} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž B – část 2.....	85
Příloha M: Závislosti THD_{uZ2} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž B – část 1.....	86
Příloha N: Závislosti THD_{uZ2} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž B – část 2.....	87
Příloha O: Závislosti THD_{iZ} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž B – část 1.....	88
Příloha P: Závislosti THD_{iZ} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž B – část 2.....	89
Příloha Q: Závislosti $THD = f(s)$ na zátěži A pro 9L MMC při $f_{spin} = 1$ a 2 kHz.....	90
Příloha R: Závislosti $THD = f(s_1)$ na zátěži B pro 9L MMC při $f_{spin} = 1$ a 2 kHz, 1. část.....	91
Příloha S: Závislosti $THD = f(s_1)$ na zátěži B pro 9L MMC při $f_{spin} = 1$ a 2 kHz, 2. část.....	92
Příloha T: Závislosti $THD = f(s)$ pro 9L MMC, zátěž A, $f_{spin} = 1$ kHz a $\cos\varphi = 0,8$ a $0,99$	93
Příloha U: Závislosti $THD = f(s)$ pro 9L MMC, zátěž A, $f_{spin} = 2$ kHz a $\cos\varphi = 0,8$ a $0,99$	94
Příloha V: DVD se simulačními modely	

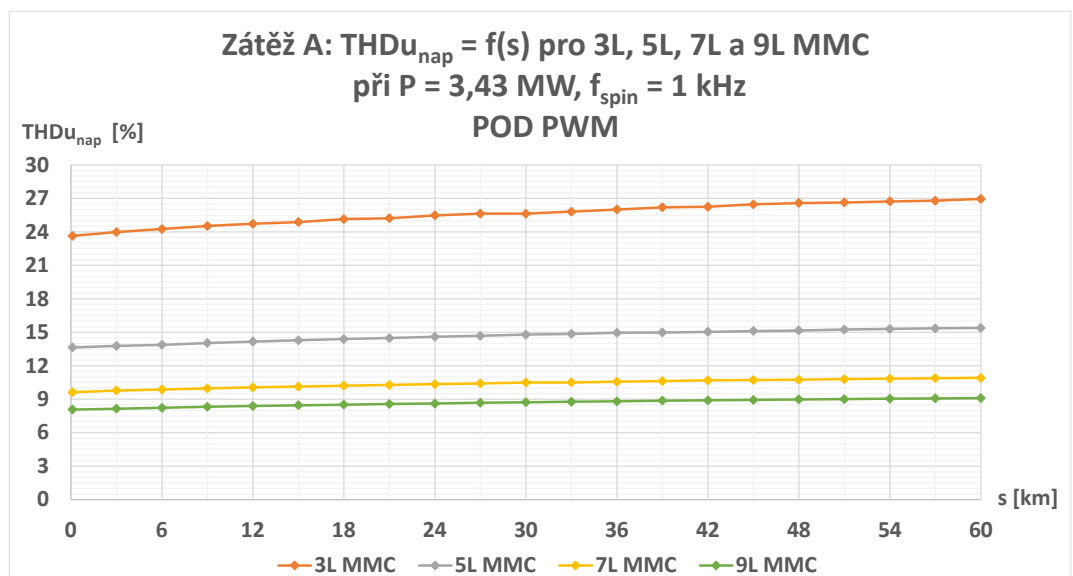
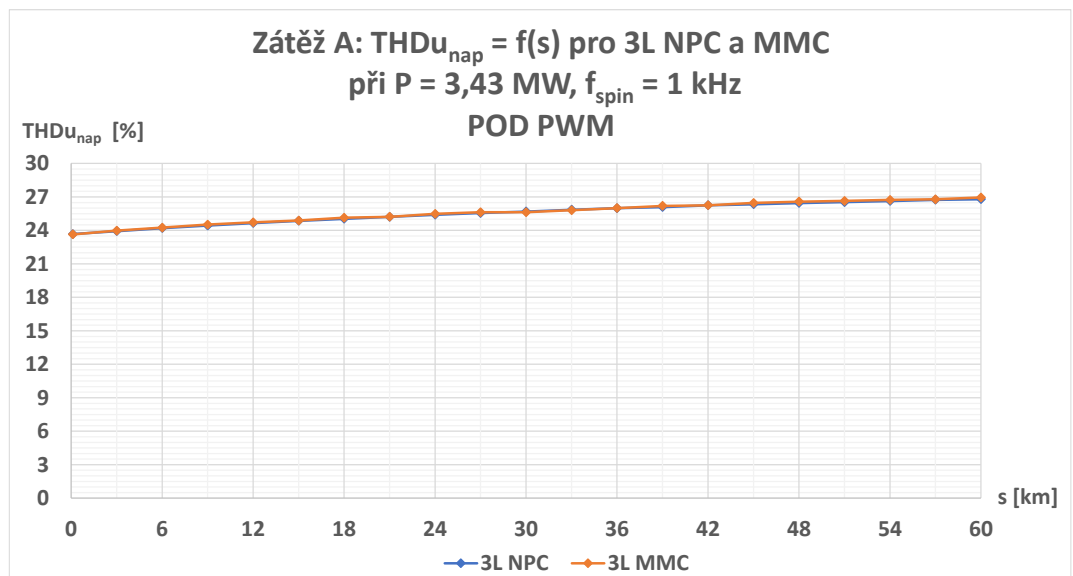
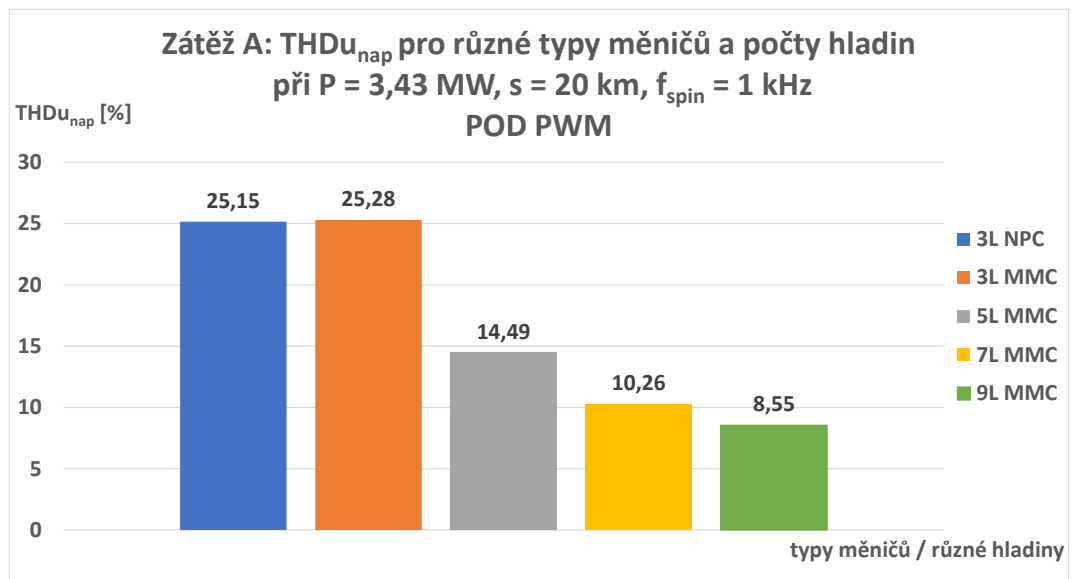
Příloha A: Změřené hodnoty $THDu_{nap}$, $THDi_z$, $THDu_z$ na zátěži A

ZÁTĚŽ A, POD PWM														
	3L NPC			3L MMC			5L MMC			7L MMC			9L MMC	
	$THDi_z$ [%]	$THDu_z$ [%]	$THDu_{nap}$ [%]	$THDi_z$ [%]	$THDu_z$ [%]	$THDu_{nap}$ [%]	$THDi_z$ [%]	$THDu_z$ [%]	$THDu_{nap}$ [%]	$THDi_z$ [%]	$THDu_z$ [%]	$THDu_{nap}$ [%]	$THDi_z$ [%]	$THDu_z$ [%]
1) při $P = 3,43 \text{ MW}$, $s = 20 \text{ km}$, $f_{spin} = 1 \text{ kHz}$														
$s = 20 \text{ km}$	5,79	18,67	25,15	5,79	18,76	25,28	3,67	10,80	14,49	2,84	7,69	10,26	2,32	6,40
2) $P = 3,43 \text{ MW}$, $s = 20 \text{ km}$														
f_{spin} [kHz]	3) $P = 3,43 \text{ MW}$, $f_{spin} = 1 \text{ kHz}$													
1	5,79	18,67	25,15	5,79	18,76	25,28	3,67	10,80	14,49	2,84	7,69	10,26	2,32	6,40
1,5	3,71	16,08	21,90	3,71	16,00	21,78	2,32	9,76	13,28	1,73	6,96	9,46	1,48	5,24
2	2,03	11,33	15,51	2,03	11,36	15,55	1,30	6,95	9,51	1,00	5,12	6,99	0,89	4,00
2,5	0,01	0,47	0,65	0,03	1,36	1,87	0,25	1,39	1,90	0,33	1,64	2,24	0,43	1,64
2,75	0,01	0,50	0,69	0,01	1,29	1,77	0,11	0,76	1,05	0,21	0,94	1,28	0,30	1,20
3	0,01	0,50	0,69	0,01	1,33	1,84	0,11	0,69	0,95	0,11	0,57	0,78	0,20	0,69
3) $P = 3,43 \text{ MW}$, $f_{spin} = 1 \text{ kHz}$														
s [km]	3) $P = 3,43 \text{ MW}$, $f_{spin} = 1 \text{ kHz}$													
0,1	7,31	23,63	23,67	7,31	23,59	23,64	4,60	13,62	13,64	3,50	9,61	9,62	2,89	8,06
3	7,03	22,72	23,93	7,03	22,77	23,98	4,43	13,09	13,77	3,38	9,30	9,78	2,78	7,75
6	6,77	21,87	24,20	6,77	21,92	24,25	4,27	12,56	13,87	3,27	8,96	9,87	2,69	7,47
9	6,53	21,08	24,43	6,53	21,15	24,52	4,13	12,15	14,04	3,16	8,65	9,97	2,60	7,21
12	6,30	20,36	24,66	6,31	20,41	24,72	3,99	11,74	14,16	3,07	8,36	10,06	2,52	6,97
15	6,10	19,69	24,86	6,10	19,71	24,88	3,86	11,35	14,28	2,98	8,09	10,13	2,44	6,74
18	5,91	19,07	25,04	5,91	19,14	25,14	3,75	11,01	14,39	2,89	7,84	10,21	2,37	6,53
21	5,73	18,49	25,21	5,73	18,49	25,22	3,64	10,67	14,48	2,81	7,61	10,28	2,30	6,34
24	5,57	17,96	25,40	5,57	18,02	25,48	3,54	10,38	14,59	2,74	7,40	10,35	2,24	6,15
27	5,41	17,46	25,55	5,42	17,51	25,63	3,44	10,09	14,68	2,67	7,20	10,41	2,18	6,00
30	5,27	16,99	25,69	5,27	16,96	25,63	3,36	9,84	14,79	2,61	7,03	10,49	2,13	5,84
33	5,14	16,57	25,85	5,14	16,54	25,81	3,27	9,58	14,85	2,55	6,83	10,50	2,08	5,69
36	5,01	16,17	25,99	5,01	16,17	26,00	3,20	9,36	14,95	2,49	6,67	10,57	2,03	5,55
39	4,89	15,77	26,09	4,89	15,83	26,20	3,12	9,12	14,98	2,44	6,52	10,62	1,98	5,43
42	4,78	15,43	26,25	4,78	15,44	26,25	3,05	8,83	15,03	2,39	6,38	10,69	1,94	5,30
45	4,68	15,08	26,34	4,68	15,14	26,46	2,99	8,72	15,11	2,34	6,24	10,72	1,90	5,15
48	4,58	14,76	26,45	4,58	14,82	26,58	2,93	8,53	15,16	2,30	6,11	10,75	1,86	5,08
51	4,48	14,45	26,53	4,48	14,50	26,64	2,87	8,37	15,24	2,25	5,99	10,80	1,83	4,98
54	4,39	14,16	26,63	4,40	14,21	26,73	2,81	8,20	15,30	2,21	5,87	10,84	1,79	4,88
57	4,31	13,90	26,74	4,31	13,92	26,79	2,76	8,04	15,35	2,17	5,76	10,88	1,76	4,79
60	4,23	13,63	26,80	4,23	13,69	26,95	2,71	7,89	15,39	2,14	5,65	10,91	1,73	4,70

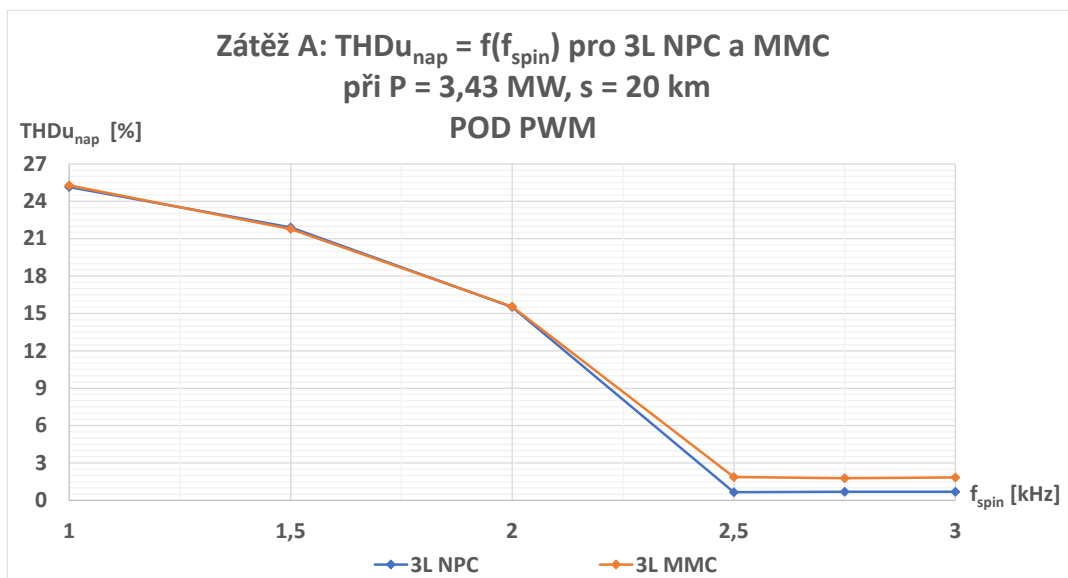
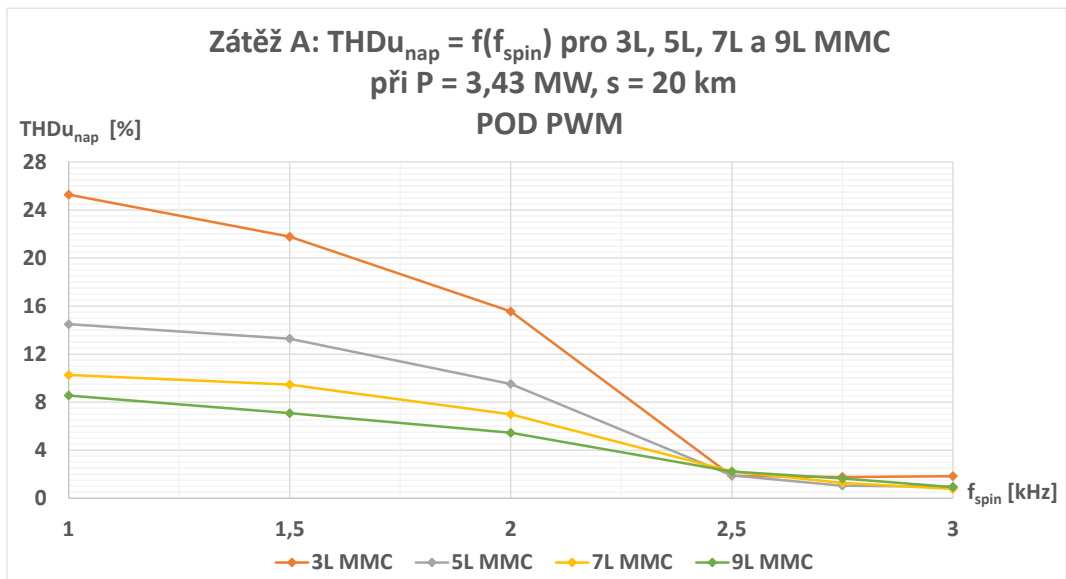
Priloha B: Zmērené hodnoty $THDu_{nap}$, $THDi_z$, $THDu_{z1}$, $THDu_{z2}$ na zátěži B

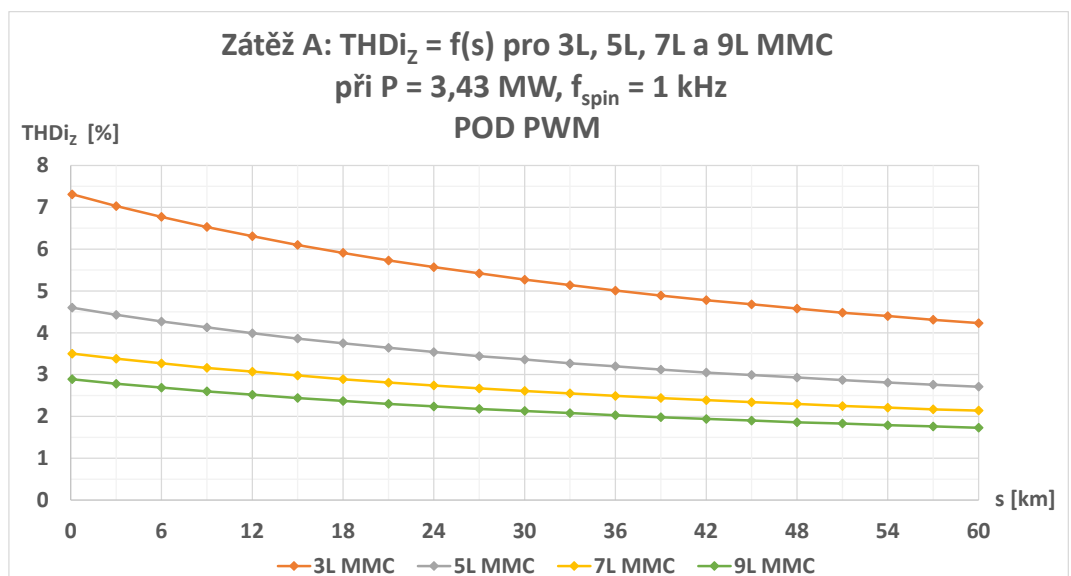
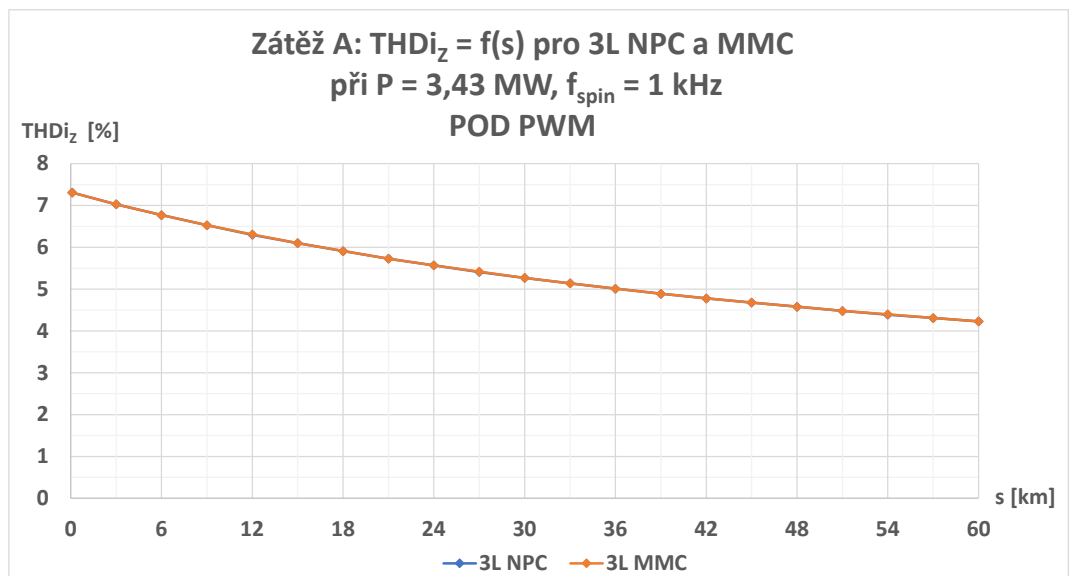
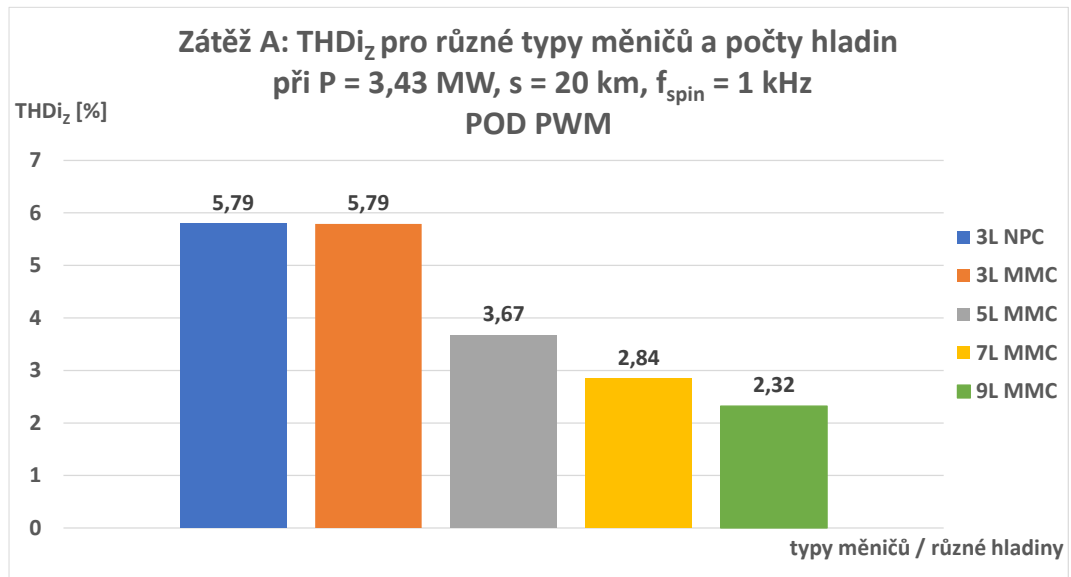
ZÁTĚŽ B, POD PWM																											
f_{zpm} [kHz]	3L NPC				3L MMC				5L MMC				7L MMC				9L MMC										
	$THDi_z$ [%]	$THDu_{z1}$ [%]	$THDu_{z2}$ [%]	$THDu_{nap}$ [%]	$THDi_z$ [%]	$THDu_{z1}$ [%]	$THDu_{z2}$ [%]	$THDu_{nap}$ [%]	$THDi_z$ [%]	$THDu_{z1}$ [%]	$THDu_{z2}$ [%]	$THDu_{nap}$ [%]	$THDi_z$ [%]	$THDu_{z1}$ [%]	$THDu_{z2}$ [%]	$THDu_{nap}$ [%]	$THDi_z$ [%]	$THDu_{z1}$ [%]	$THDu_{z2}$ [%]	$THDu_{nap}$ [%]							
1) $P_1 = 3,43 \text{ MW}$, $P_2 = 3,43 \text{ MW}$, $f_{zpm} = 1 \text{ kHz}$, $s_1 = 20 \text{ km}$, $s_2 = 3 \text{ km}$														2) $P_1 = 3,43 \text{ MW}$, $P_2 = 3,43 \text{ MW}$, $s_1 = 20 \text{ km}$, $s_2 = 3 \text{ km}$													
$s_1 = 20 \text{ km}$	4,29	14,20	13,48	23,42	4,29	14,26	13,53	23,53	2,75	8,22	7,82	13,47	2,16	5,88	5,60	9,55	1,75	4,88	4,65	7,95							
3) $P_1 = 4 \text{ MW}$, $P_2 = 4 \text{ MW}$, $s_1 = 3 \text{ km}$, $f_{zpm} = 1 \text{ kHz}$														3) $P_1 = 4 \text{ MW}$, $P_2 = 4 \text{ MW}$, $s_2 = 3 \text{ km}$, $f_{zpm} = 1 \text{ kHz}$													
f_{zpm} [kHz]																											
1	4,29	14,2	13,48	23,42	4,29	14,26	13,53	23,53	2,75	8,22	7,82	13,47	2,16	5,88	5,60	9,55	1,75	4,88	4,65	7,95							
1,5	2,74	12,19	11,54	20,39	2,74	12,25	11,60	20,50	1,72	7,39	7,00	12,35	1,28	5,28	5,00	8,81	1,11	3,98	3,78	6,60							
2	1,49	8,55	8,08	14,4	1,49	8,60	8,14	14,50	0,96	5,26	4,98	8,86	0,74	3,86	3,65	6,49	0,68	3,04	2,88	5,08							
2,5	0,01	0,35	0,33	0,59	0	0,98	0,92	1,67	0,19	1,03	0,98	1,74	0,24	1,25	1,18	2,10	0,33	1,24	1,18	2,06							
2,75	0,01	0,38	0,36	0,65	0,03	1,03	0,98	1,76	0,08	0,61	0,57	1,03	0,16	0,69	0,65	1,15	0,24	0,93	0,88	1,54							
3	0,01	0,37	0,35	0,63	0	1,12	1,06	1,91	0,08	0,51	0,49	0,87	0,09	0,42	0,40	0,70	0,16	0,51	0,49	0,84							
s_1 [km]																											
0,1	5,97	19,79	18,78	19,85	5,97	19,96	18,95	20,03	3,79	11,41	10,81	11,45	2,92	8,13	7,73	8,16	2,39	6,77	6,44	6,80							
3	5,63	18,59	17,64	20,51	5,63	18,66	17,71	20,59	3,57	10,76	10,23	11,85	2,77	7,66	7,29	8,42	2,26	6,41	6,10	7,05							
6	5,32	17,58	16,69	21,18	5,32	17,66	16,76	21,28	3,38	10,15	9,64	12,19	2,63	7,25	6,90	8,68	2,14	6,03	5,74	7,23							
9	5,05	16,69	15,85	21,77	5,05	16,61	15,77	21,66	3,22	9,67	9,19	12,55	2,51	6,89	6,56	8,90	2,04	5,73	5,46	7,42							
12	4,81	15,90	15,10	22,28	4,81	15,96	15,15	22,37	3,07	9,19	8,74	12,82	2,40	6,57	6,25	9,10	1,95	5,47	5,20	7,59							
15	4,60	15,19	14,42	22,72	4,6	15,27	14,49	22,85	2,94	8,79	8,36	13,08	2,30	6,28	5,98	9,28	1,87	5,23	4,97	7,74							
18	4,41	14,58	13,84	23,17	4,41	14,62	13,88	23,22	2,82	8,45	8,03	13,34	2,22	6,03	5,74	9,43	1,80	5,01	4,77	7,86							
21	4,24	14,02	13,31	23,55	4,24	14,07	13,36	23,65	2,72	8,11	7,71	13,53	2,14	5,80	5,52	9,58	1,73	4,84	4,61	8,03							
24	4,09	13,52	12,83	23,89	4,09	13,56	12,87	23,96	2,62	7,82	7,43	13,72	2,07	5,60	5,33	9,73	1,67	4,65	4,42	8,10							
27	3,95	13,05	12,39	24,19	3,95	13,10	12,44	24,30	2,54	7,59	7,21	14,00	2,01	5,42	5,16	9,87	1,62	4,50	4,28	8,22							
30	3,82	12,64	12,00	24,48	3,83	12,66	12,02	24,52	2,46	7,32	6,96	14,07	1,95	5,22	4,97	9,92	1,57	4,35	4,14	8,30							
33	3,71	12,28	11,66	24,78	3,71	12,30	11,68	24,82	2,39	7,11	6,76	14,23	1,89	5,10	4,85	10,09	1,53	4,23	4,03	8,42							
36	3,61	11,92	11,32	25,00	3,61	11,97	11,36	25,12	2,32	6,93	6,59	14,42	1,84	4,95	4,71	10,17	1,49	4,14	3,94	8,56							
39	3,51	11,59	11,01	25,21	3,51	11,66	11,07	25,37	2,26	6,74	6,40	14,52	1,80	4,82	4,59	10,28	1,45	4,01	3,81	8,57							
42	3,42	11,31	10,74	25,44	3,42	11,40	10,82	25,66	2,21	6,56	6,23	14,61	1,76	4,70	4,47	10,35	1,41	3,91	3,72	8,64							
45	3,34	11,04	10,48	25,63	3,34	11,08	10,52	25,76	2,16	6,40	6,09	14,73	1,72	4,59	4,37	10,42	1,38	3,81	3,62	8,67							
48	3,26	10,80	10,26	25,85	3,26	10,80	10,25	25,85	2,11	6,26	5,95	14,82	1,68	4,49	4,27	10,50	1,35	3,73	3,55	8,76							
51	3,19	10,55	10,01	25,96	3,2	10,66	10,12	26,23	2,06	6,12	5,82	14,92	1,65	4,40	4,19	10,58	1,32	3,65	3,47	8,82							
54	3,13	10,34	9,81	26,14	3,13	10,41	9,88	26,39	2,02	5,99	5,70	15,00	1,62	4,31	4,10	10,63	1,30	3,58	3,41	8,89							
57	3,07	10,14	9,63	26,30	3,07	10,19	9,67	26,44	1,98	5,88	5,59	15,10	1,59	4,22	4,02	10,70	1,27	3,51	3,34	8,93							
60	3,01	9,96	9,45	26,45	3,01	9,99	9,49	26,57	1,95	5,78	5,50	15,21	1,56	4,15	3,95	10,76	1,25	3,44	3,28	8,97							

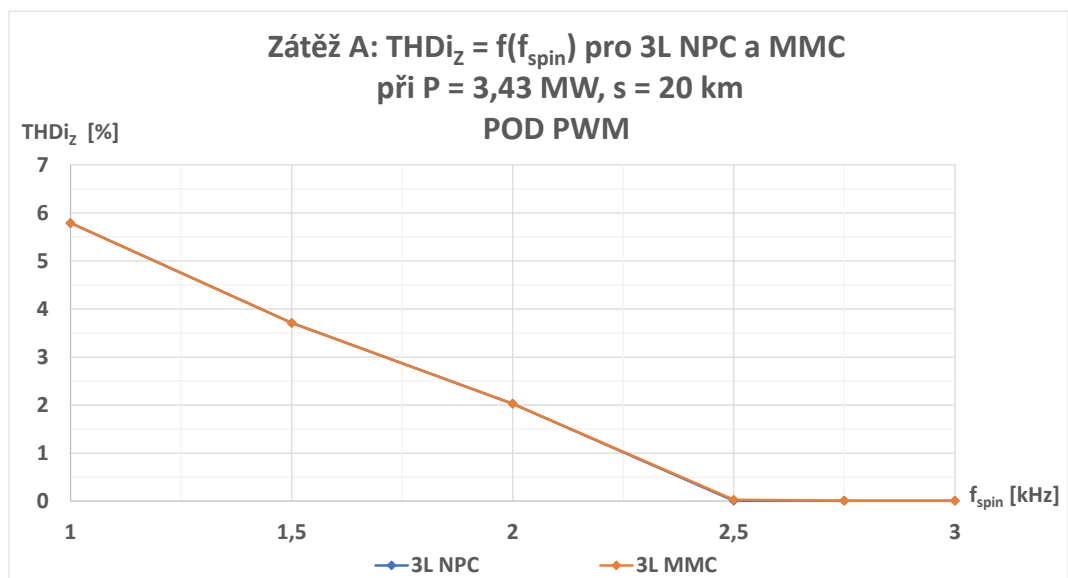
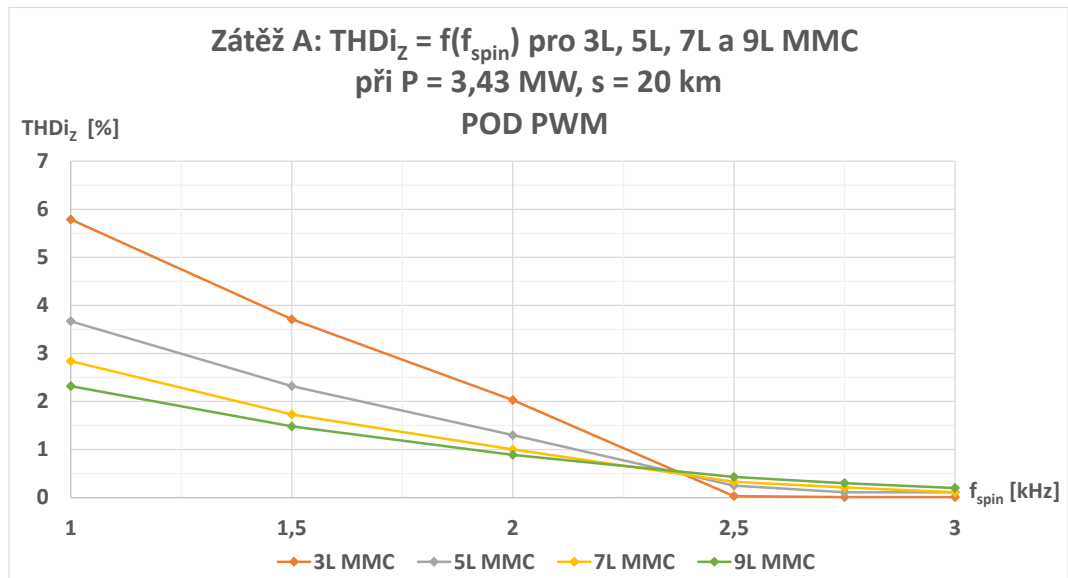
Příloha C: Závislosti THDu_{nap} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž A – část 1

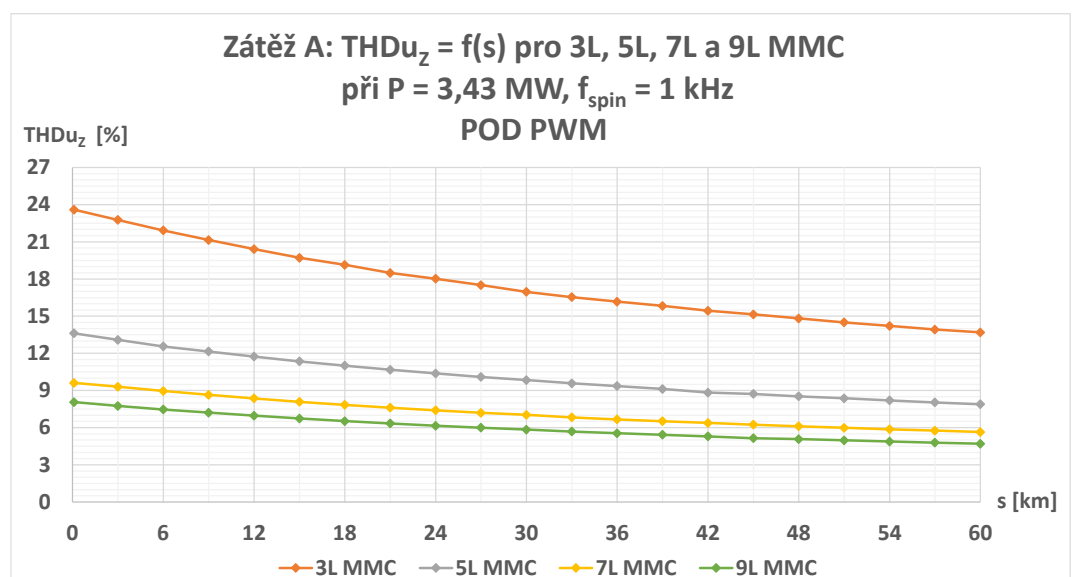
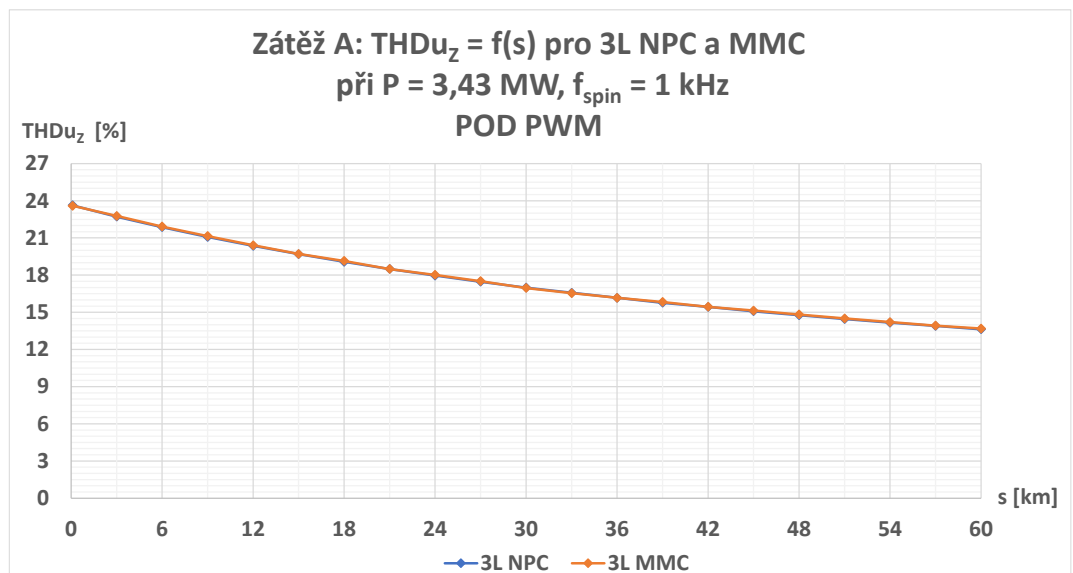
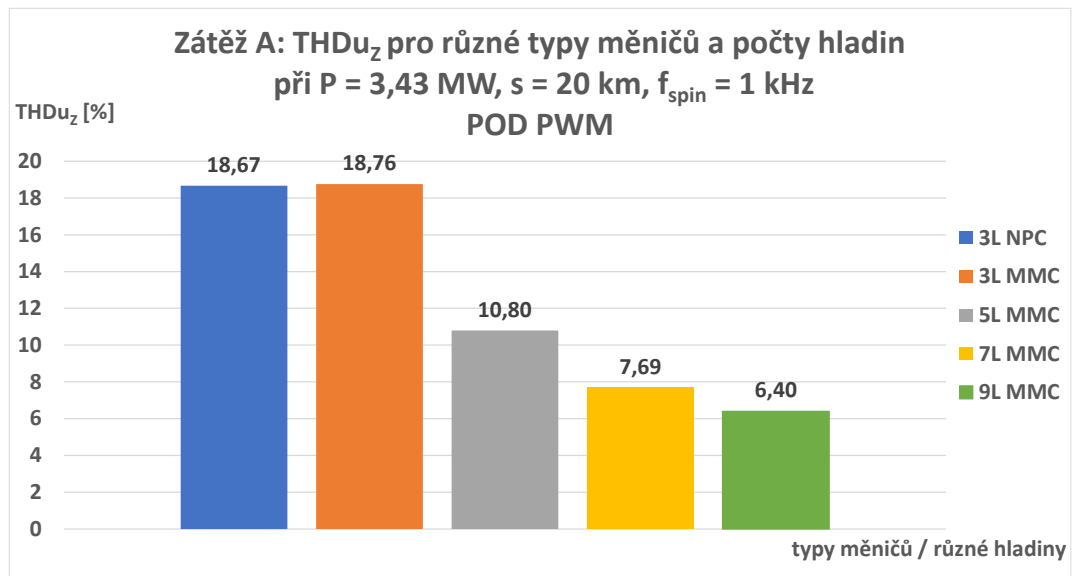


Příloha D: Závislosti THDu_{nap} na s , f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž A – část 2

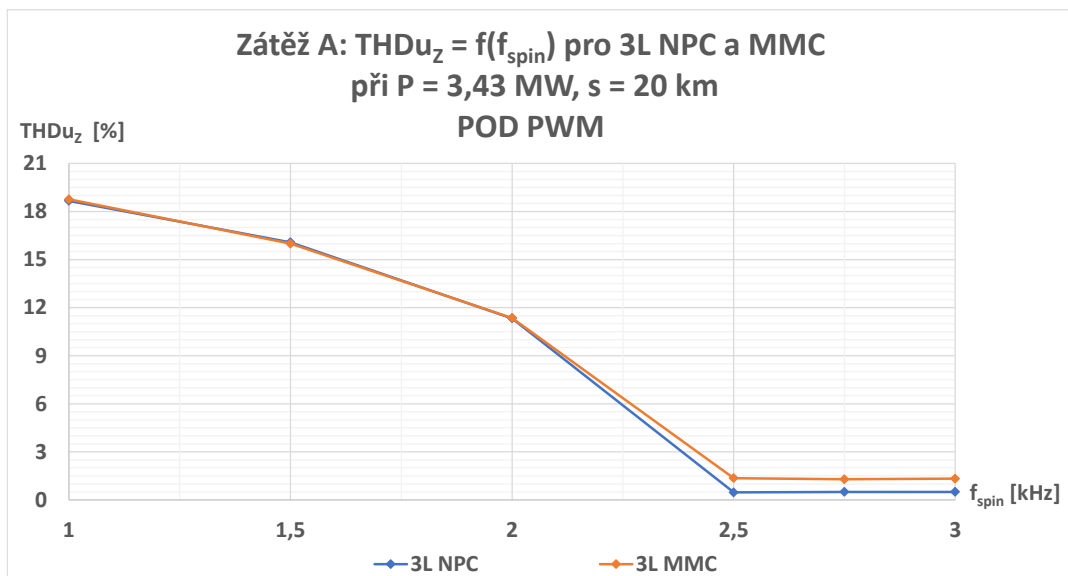
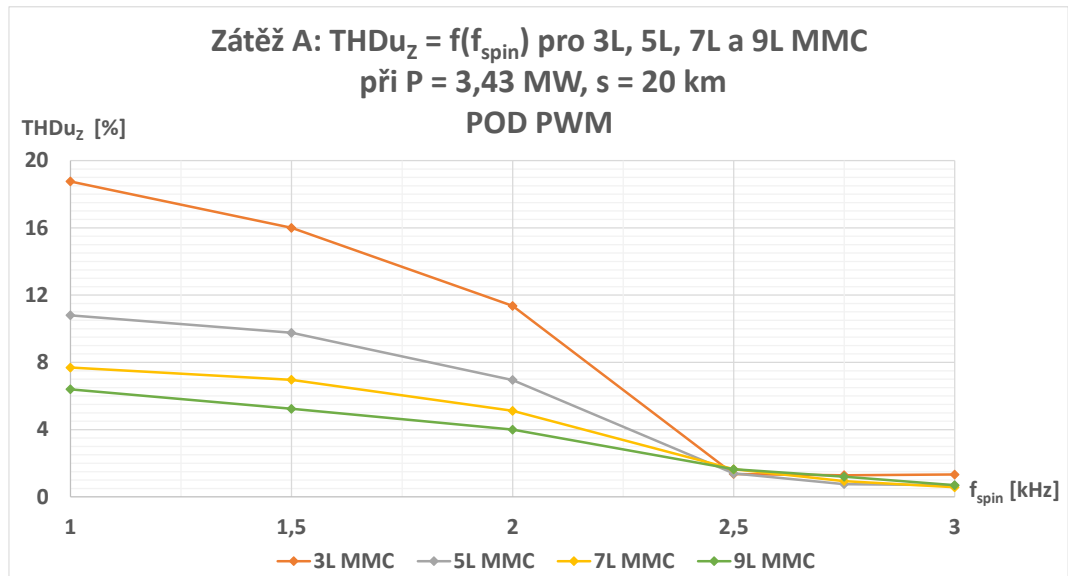


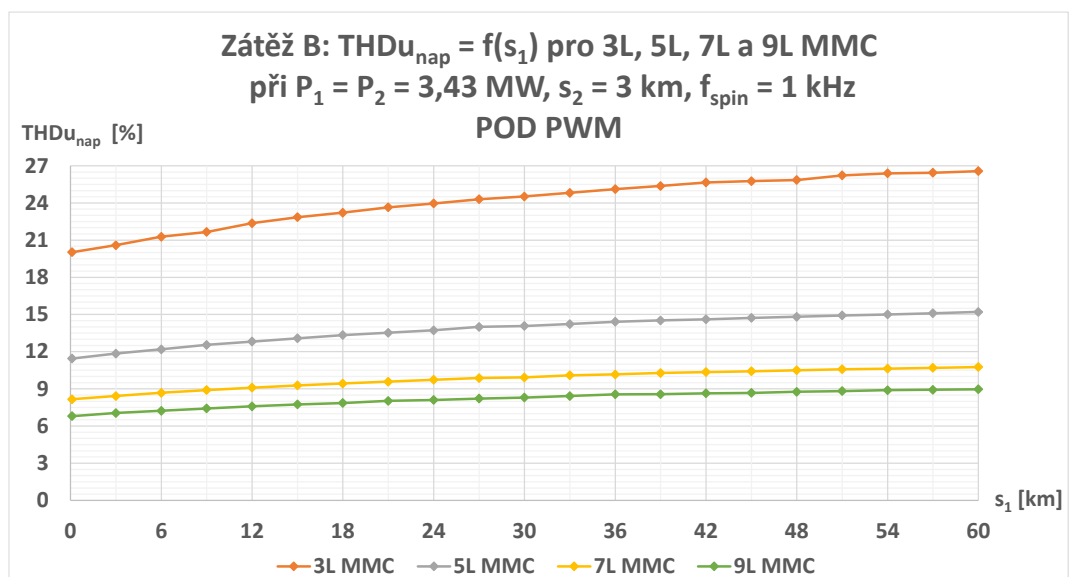
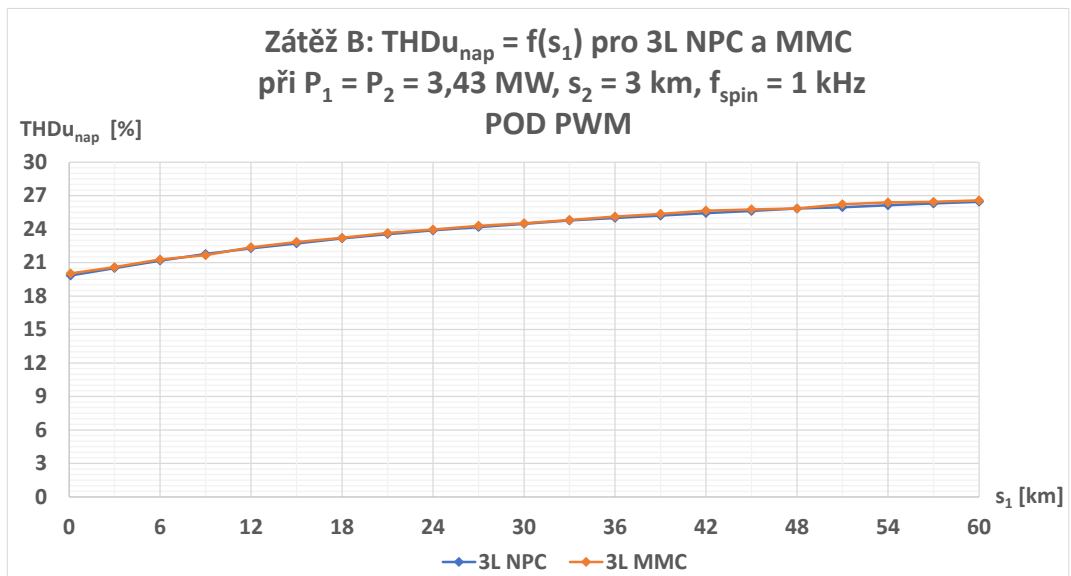
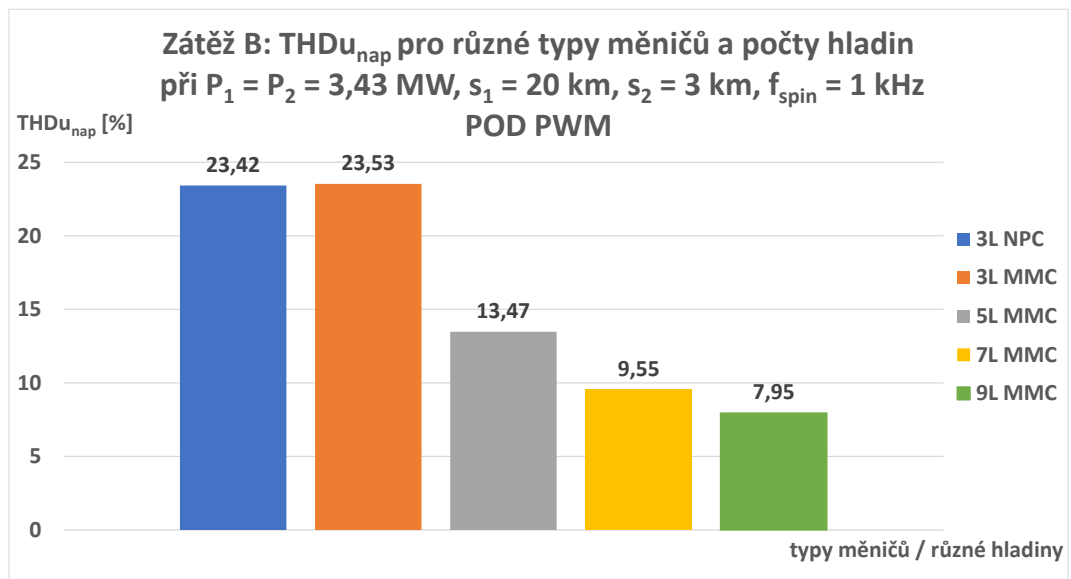


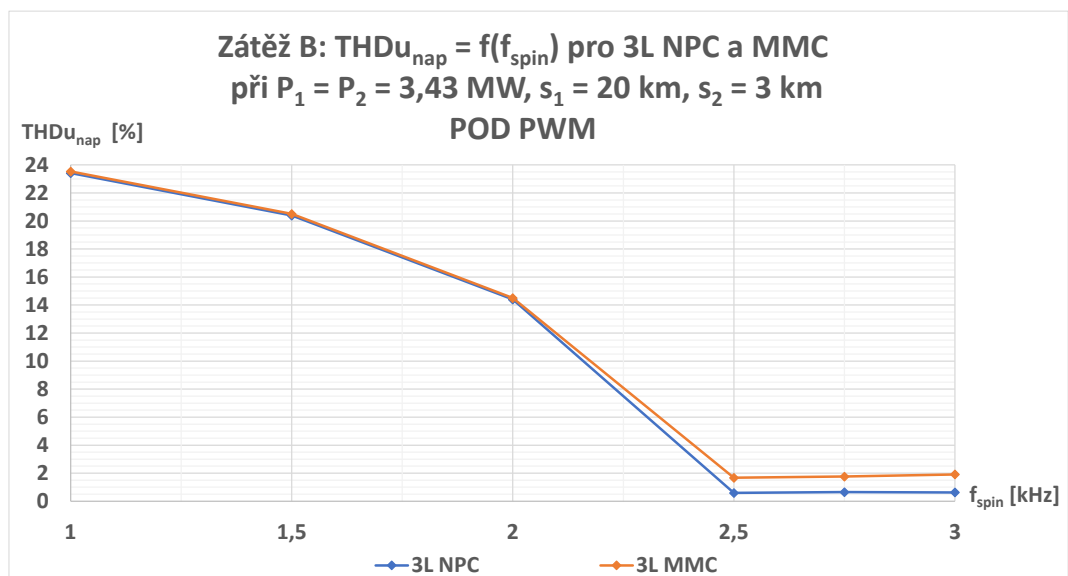
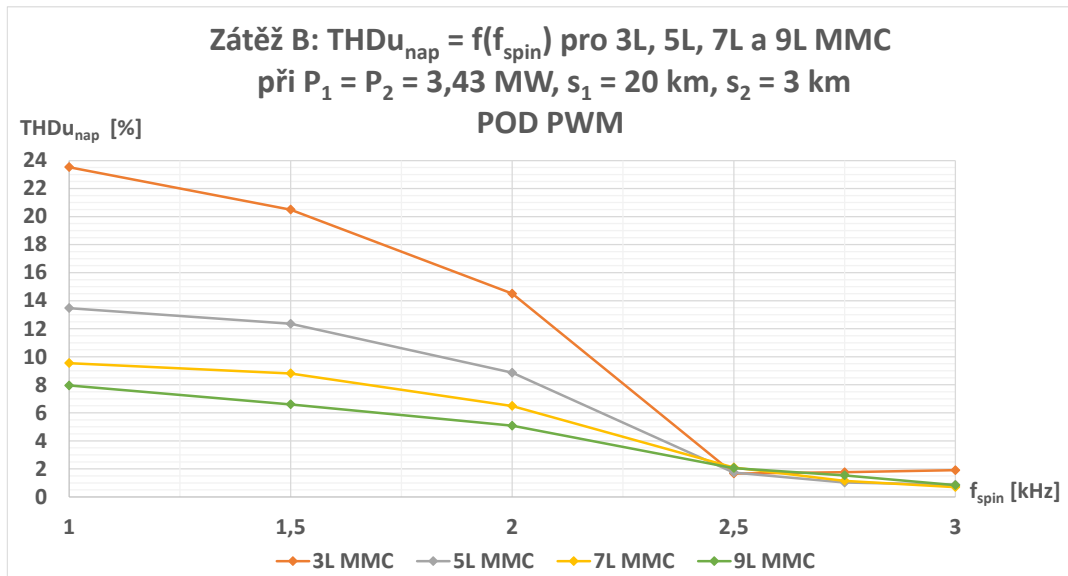


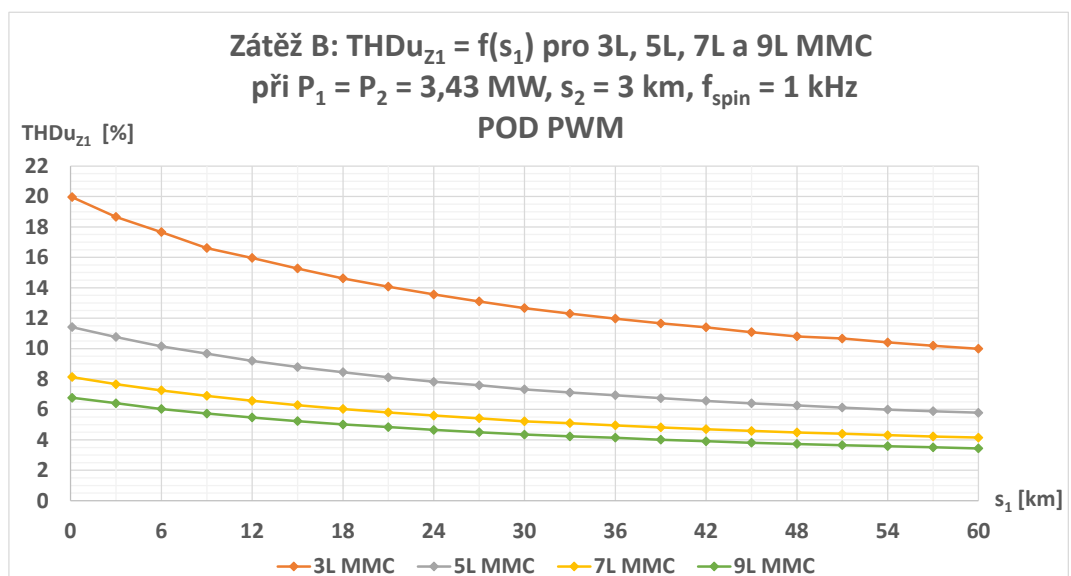
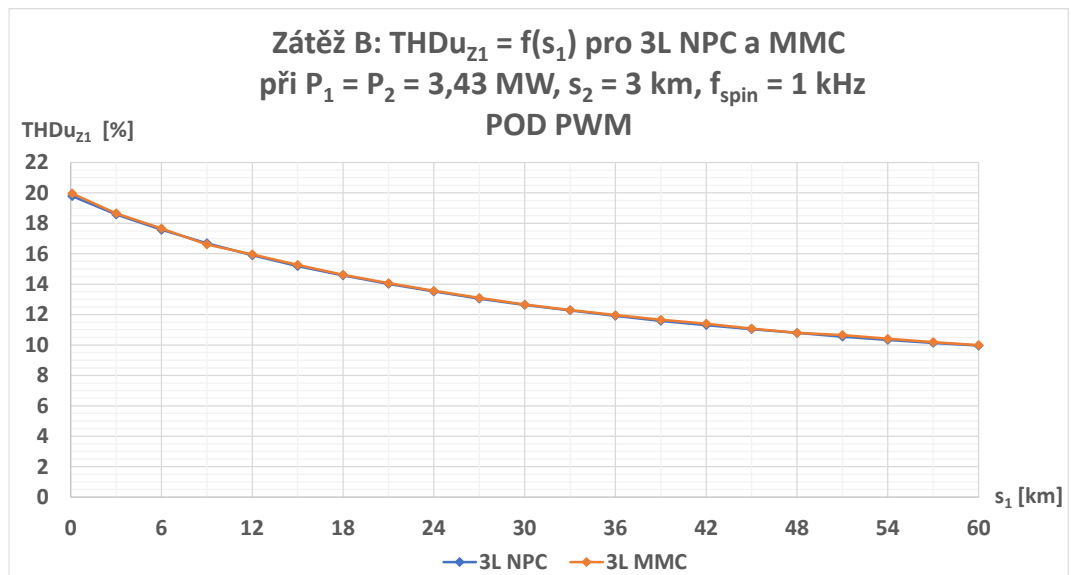
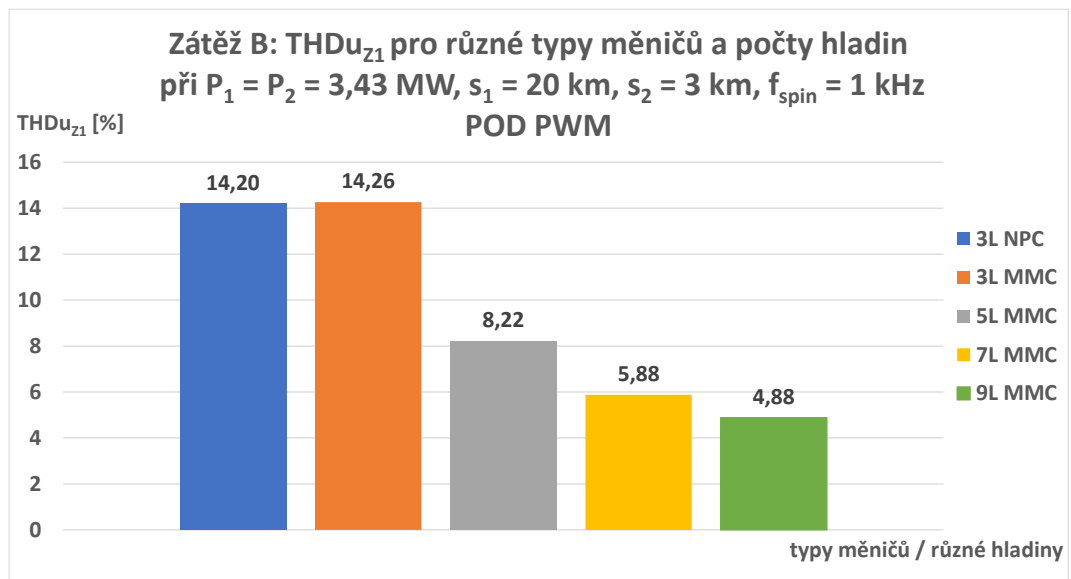


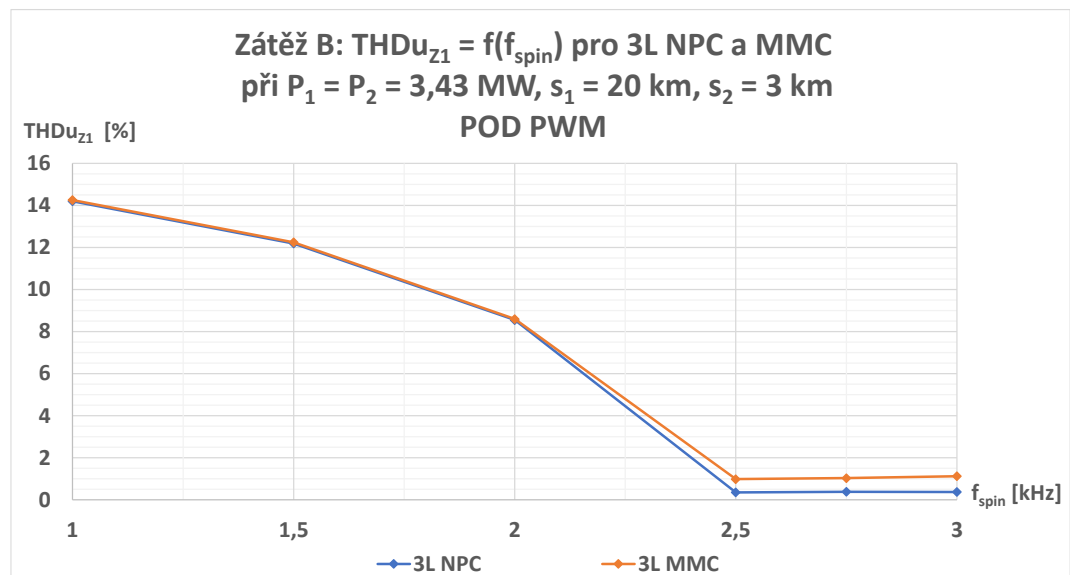
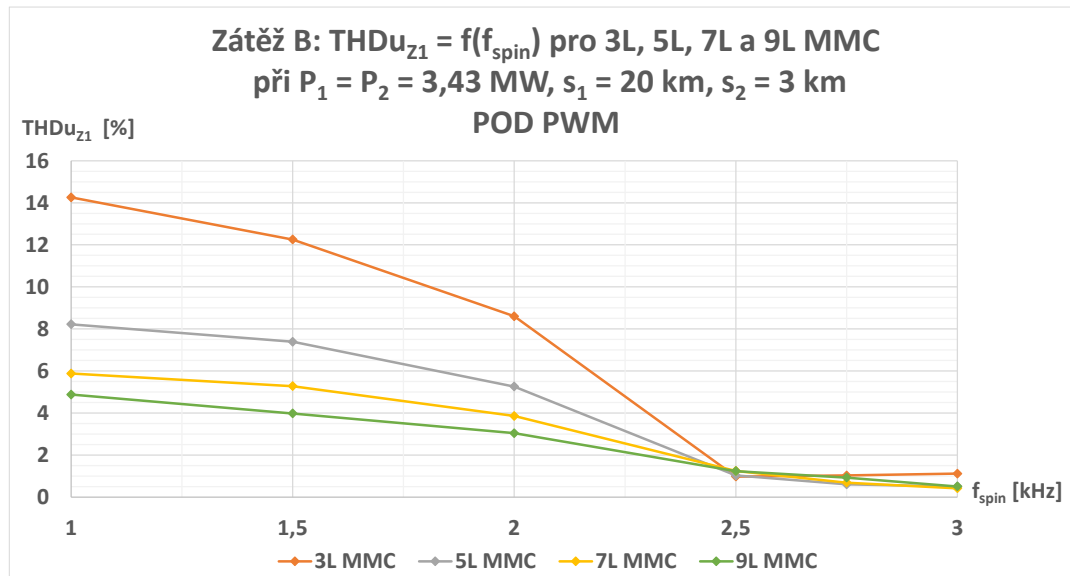
Příloha H: Závislosti THD_{uz} na s, f_{spin} a topologiích měničů pro zátěž A – část 2

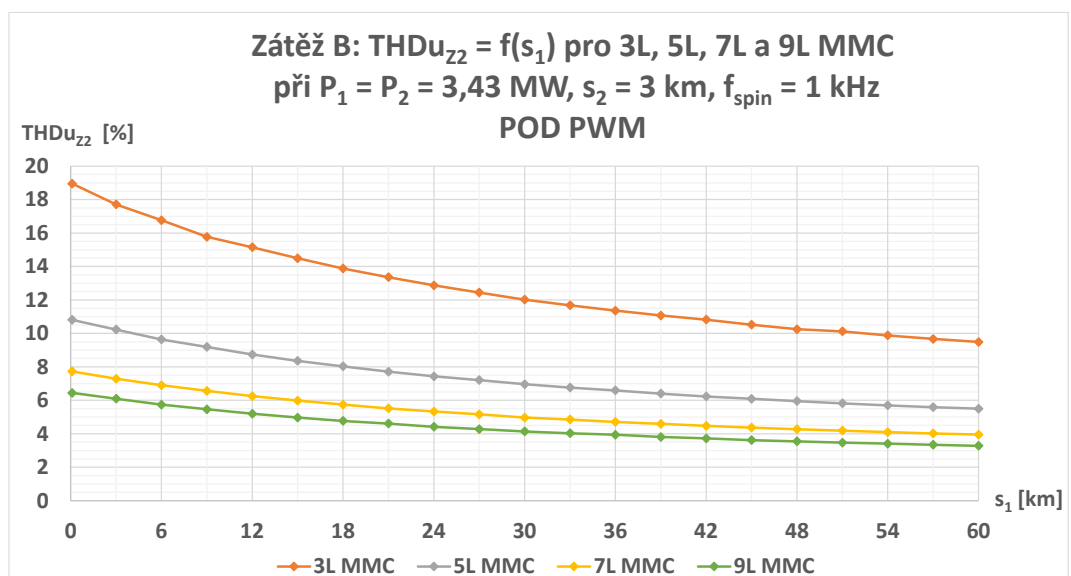
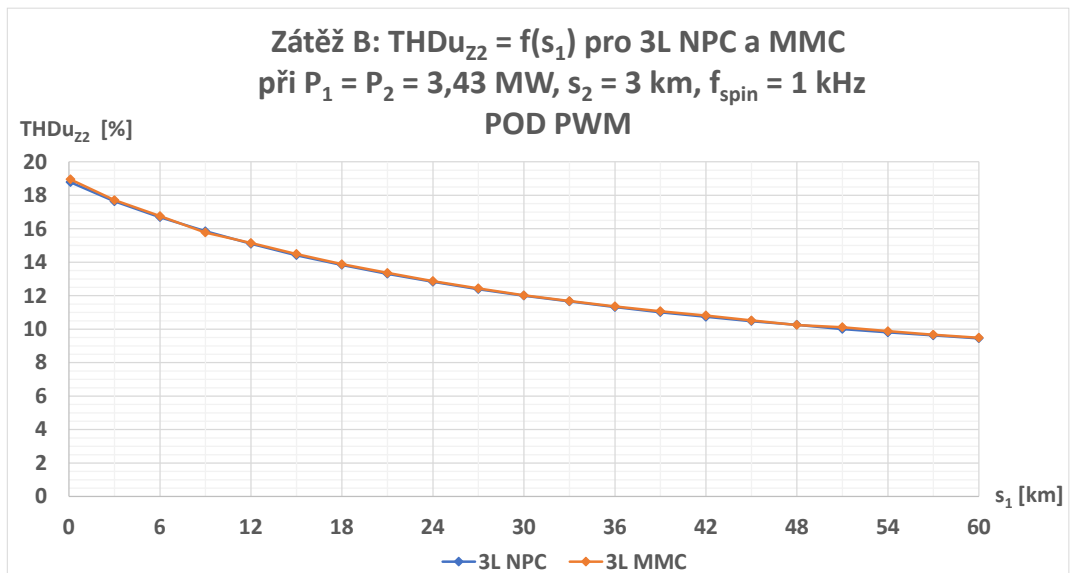
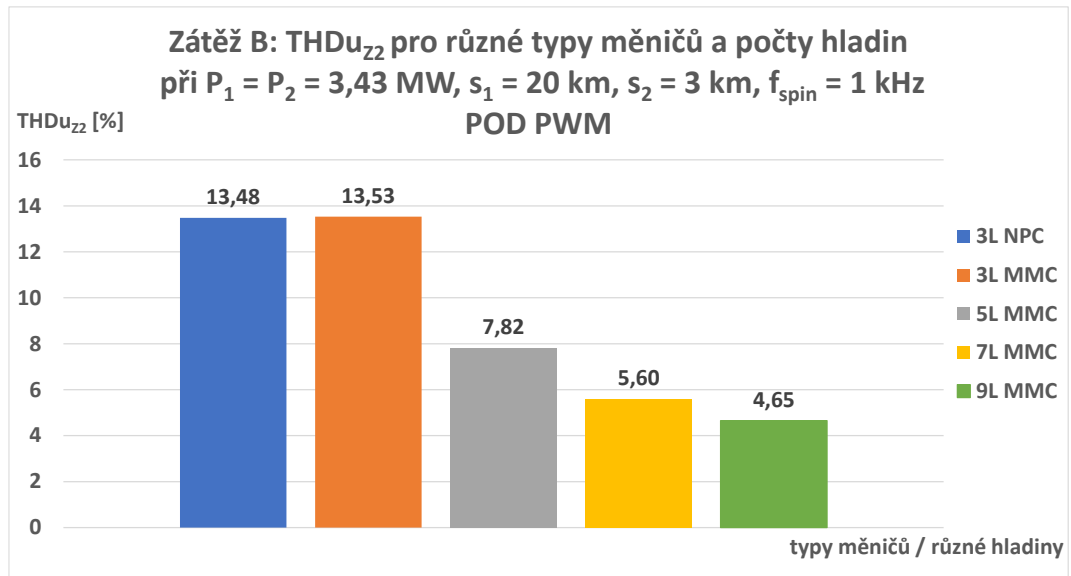


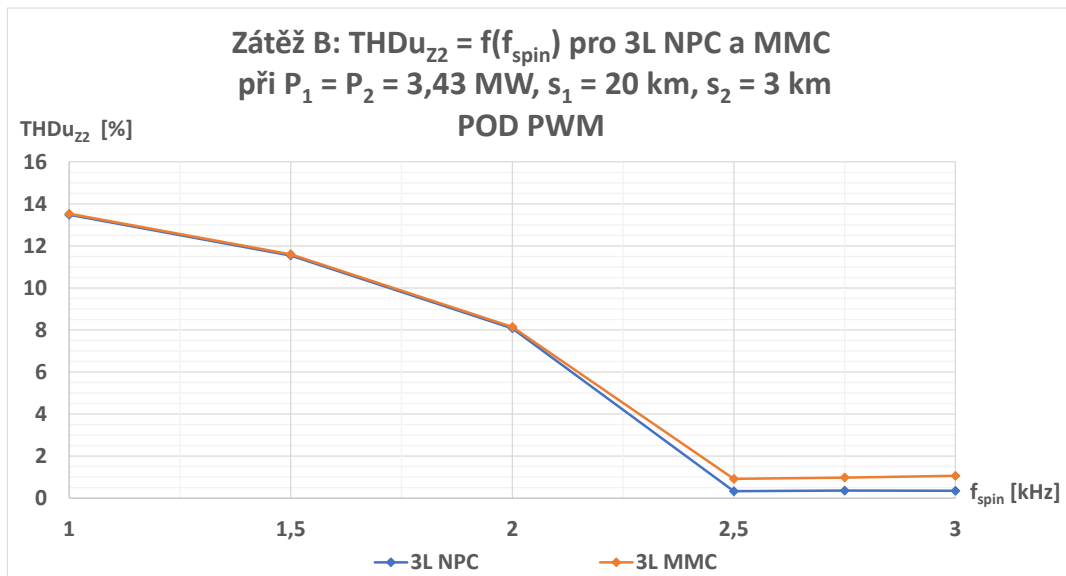
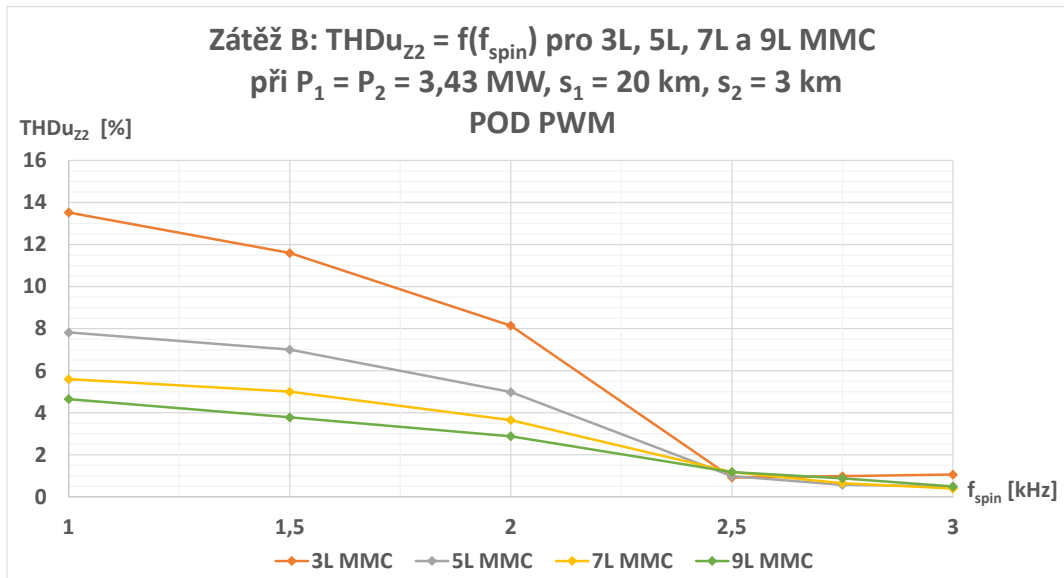


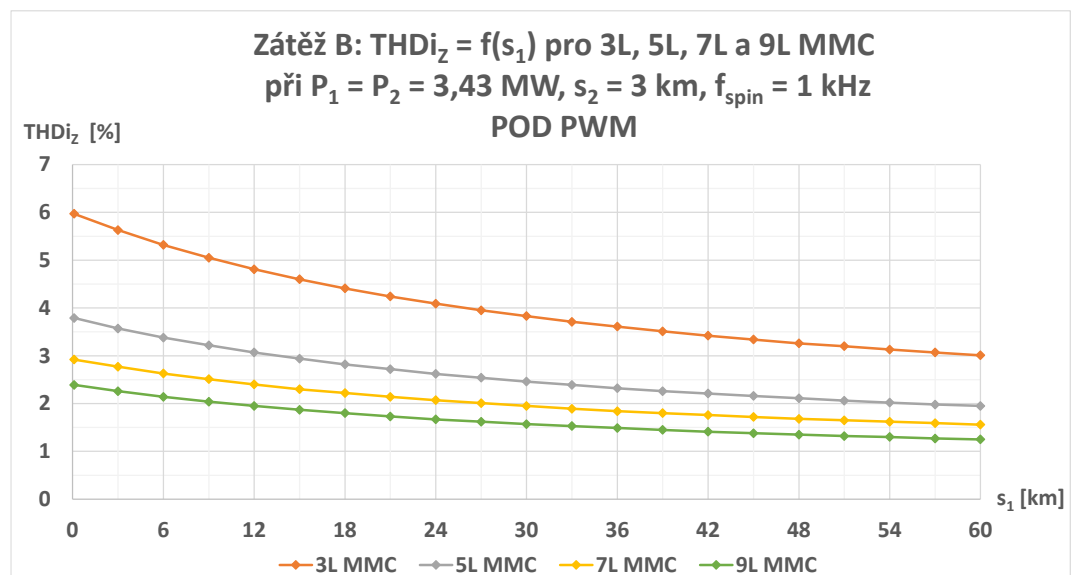
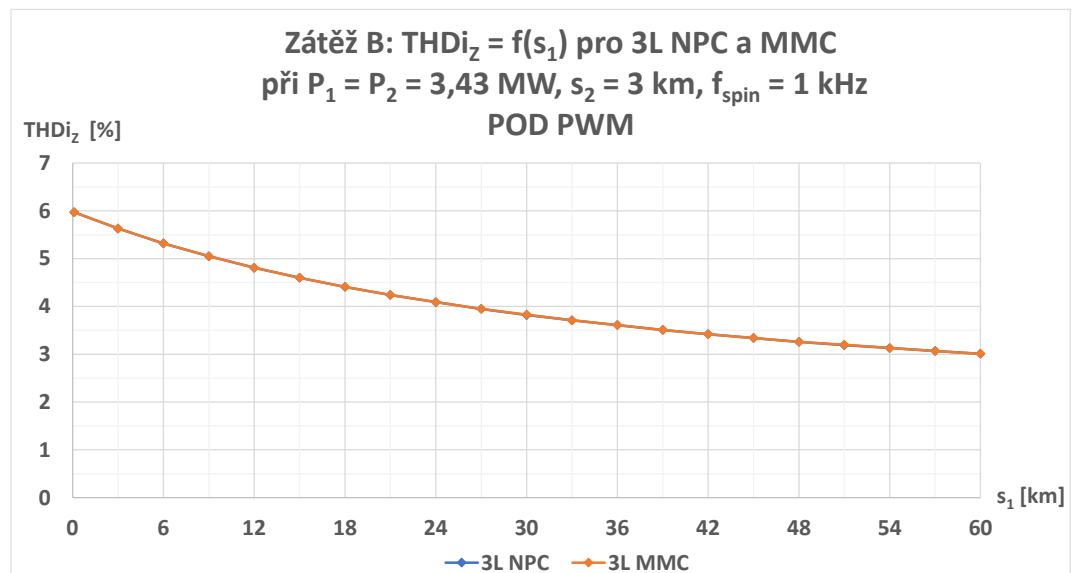
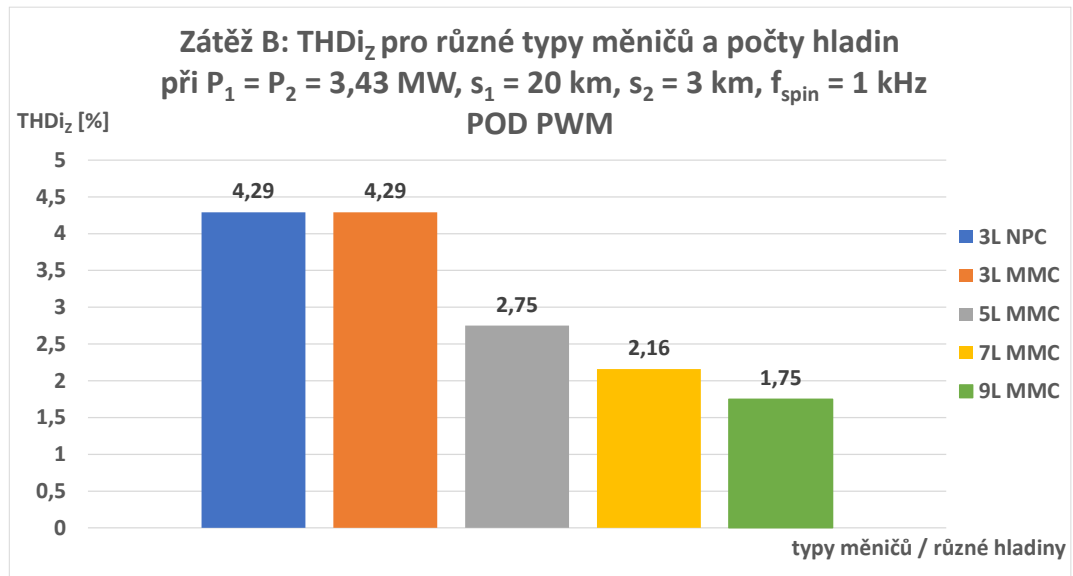


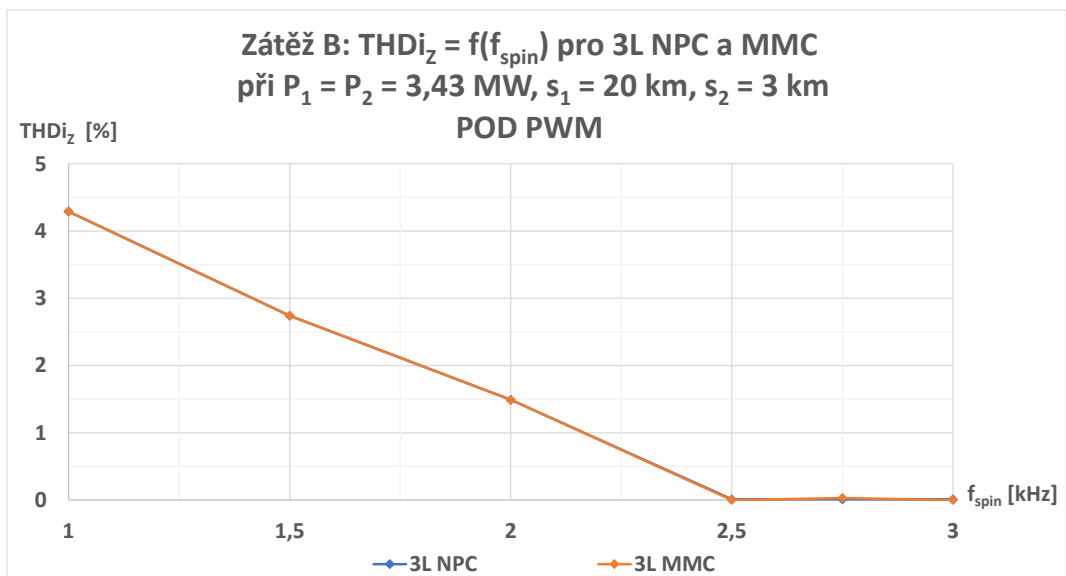
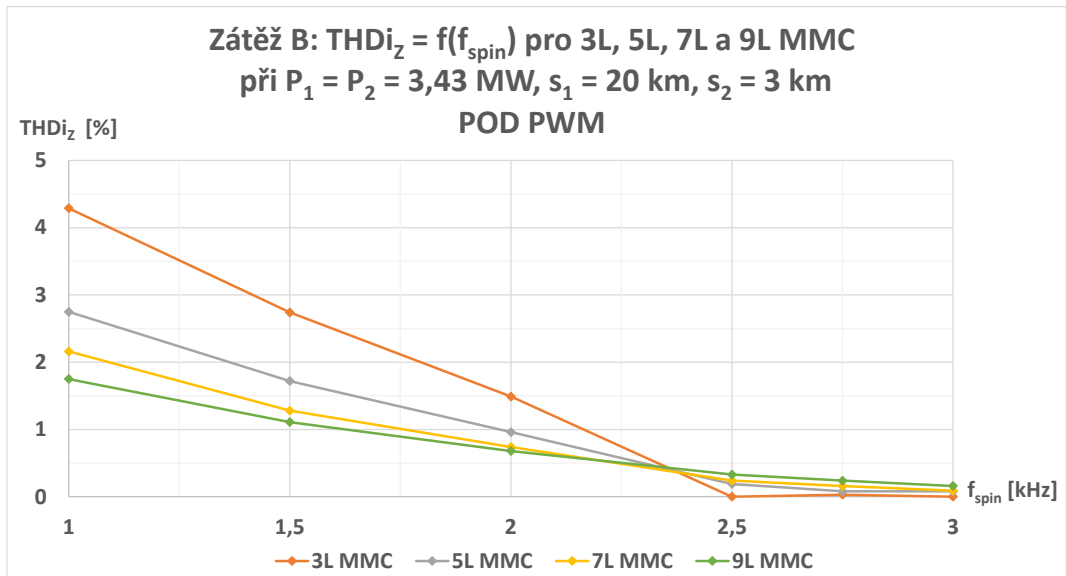




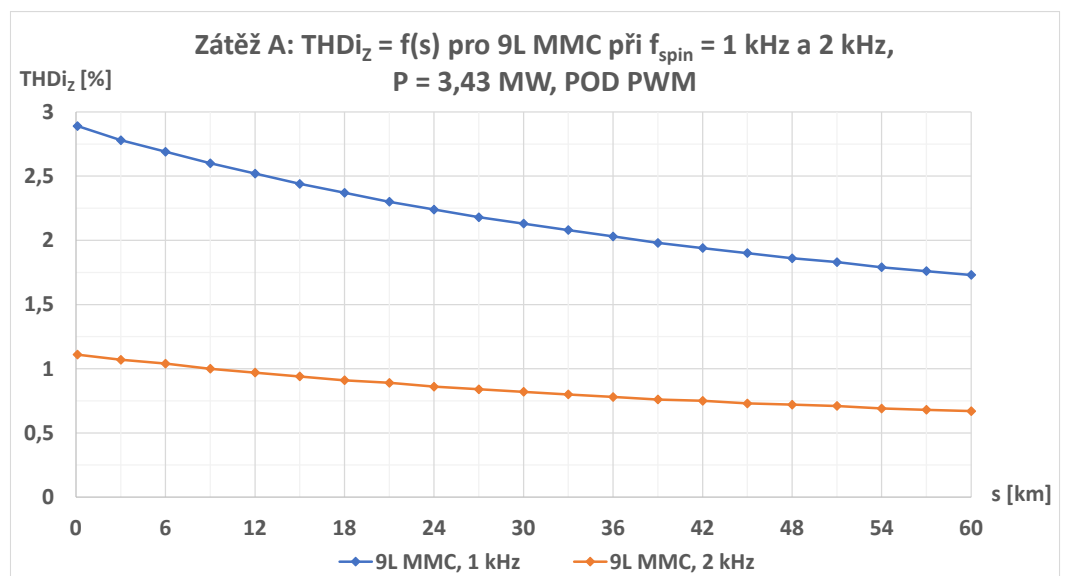
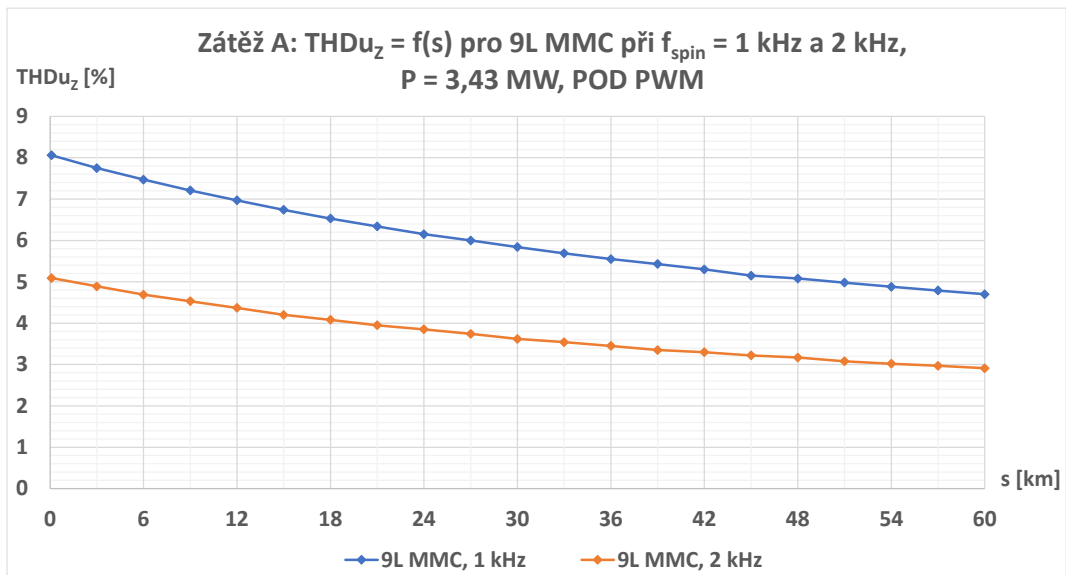
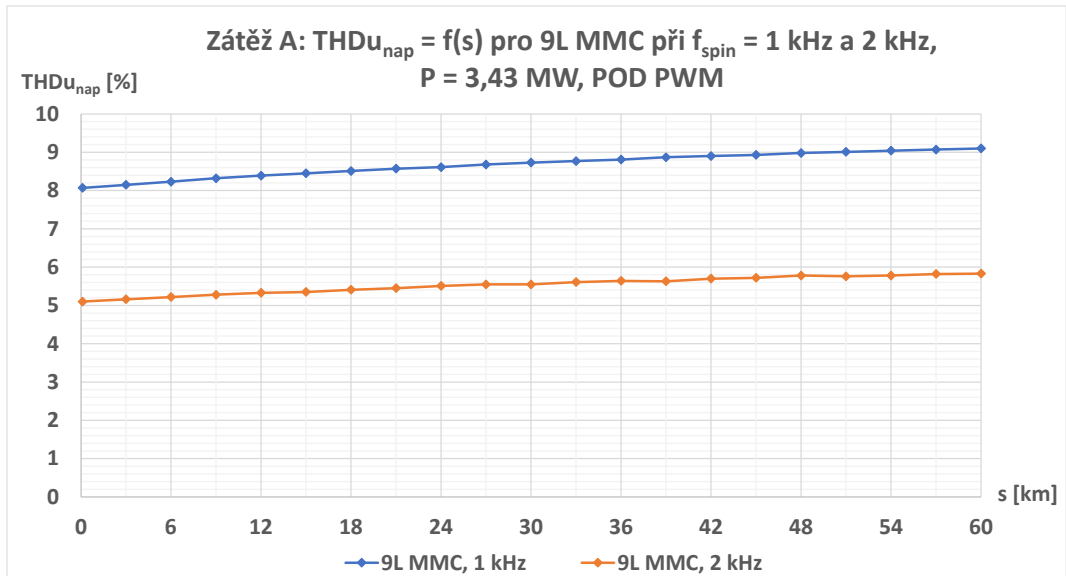




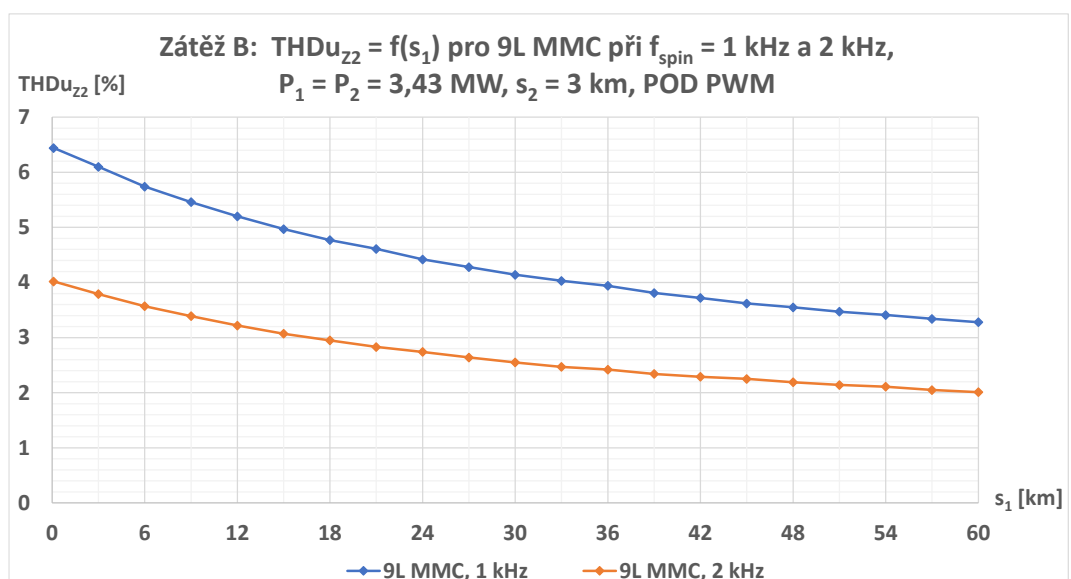
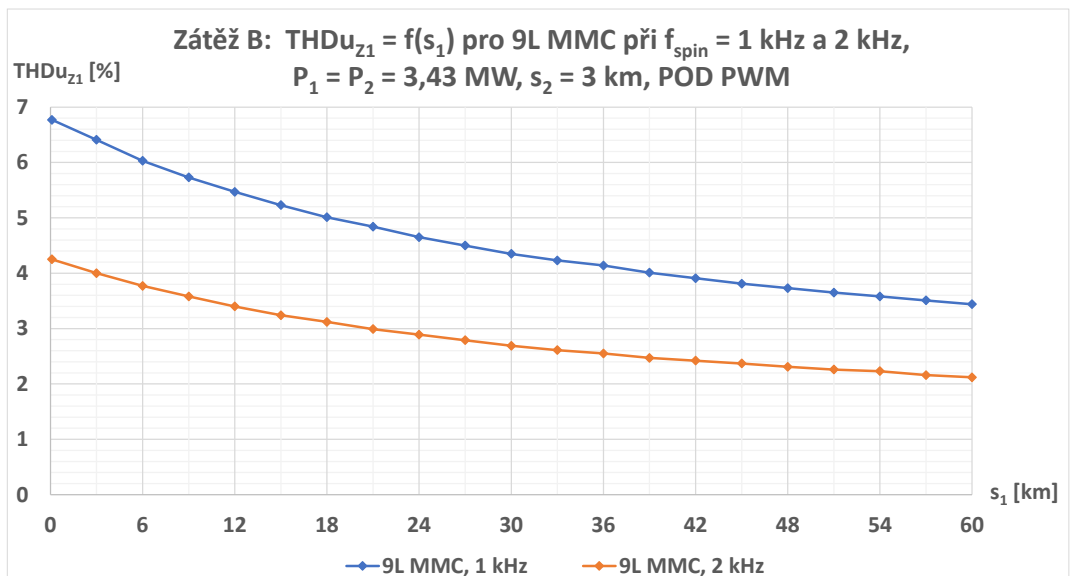
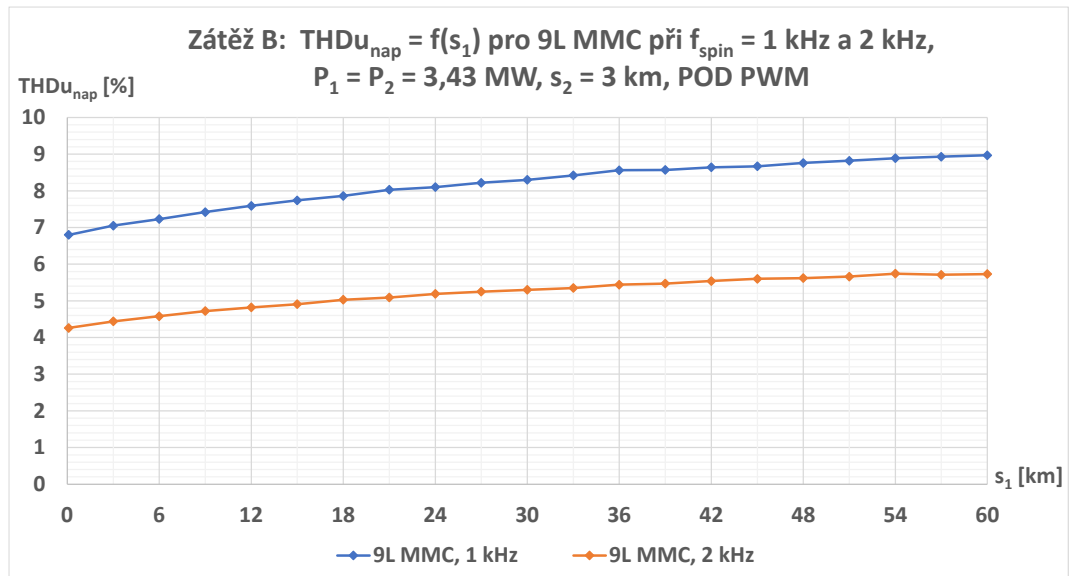




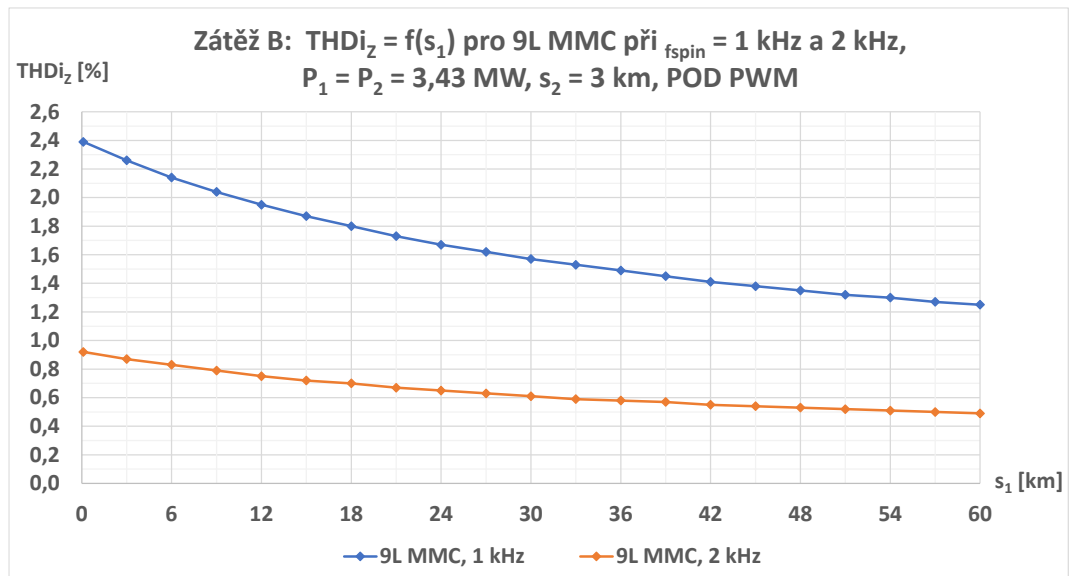
Příloha Q: Závislosti $THD = f(s)$ na zátěži A pro 9L MMC při $f_{spin} = 1$ a 2 kHz



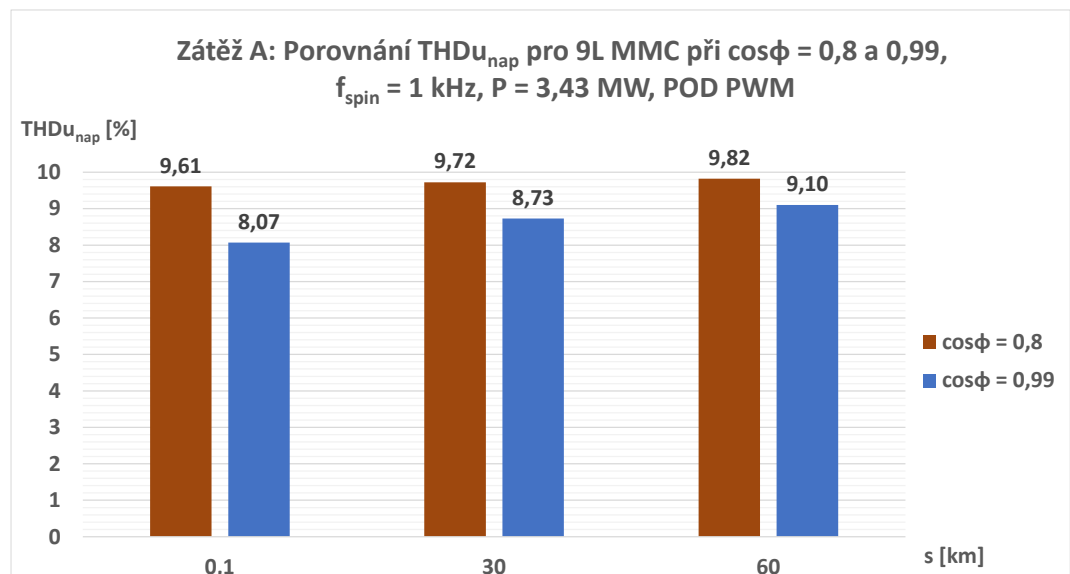
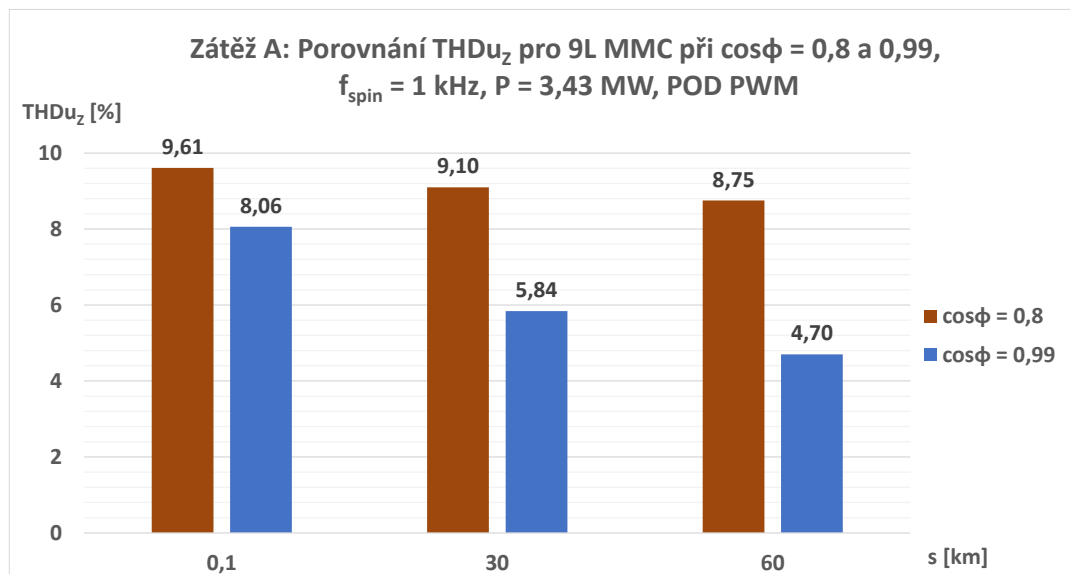
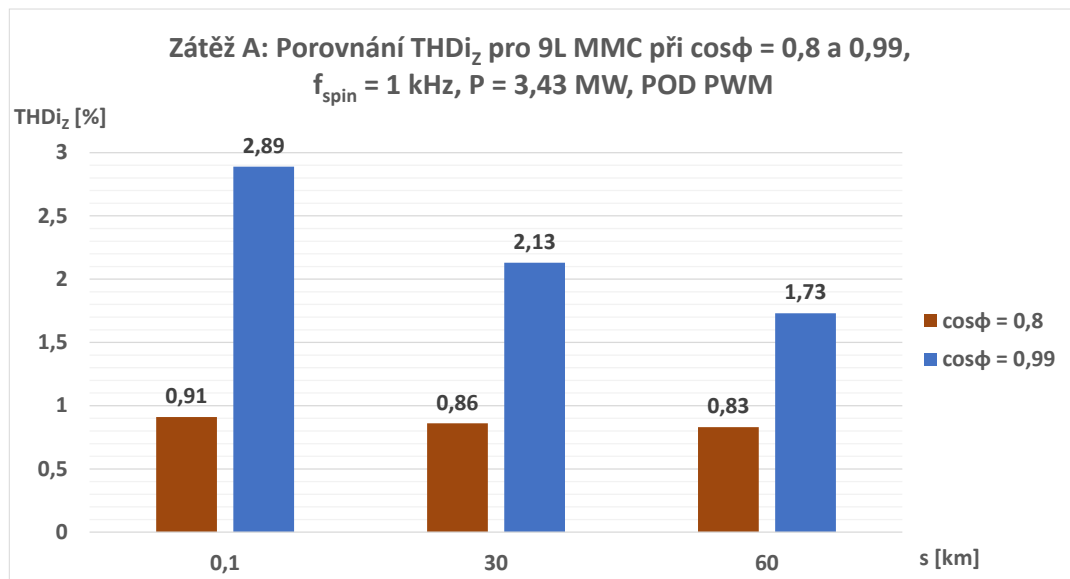
Příloha R: Závislosti THD = $f(s_1)$ na zátěži B pro 9L MMC při $f_{spin} = 1$ a 2 kHz, 1. část



Příloha S: Závislosti THD = $f(s_1)$ na zátěži B pro 9L MMC při $f_{spin} = 1$ a 2 kHz, 2. část



Příloha T: Závislosti THD = f(s) pro 9L MMC, zátěž A, $f_{spin} = 1 \text{ kHz}$ a $\cos\phi = 0,8$ a $0,99$



Příloha U: Závislosti THD = f(s) pro 9L MMC, zátěž A, $f_{spin} = 2 \text{ kHz}$ a $\cos\phi = 0,8$ a $0,99$

