

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Návrh výstupních filtrů napět'ového střídače o výkonu
100kW až 0,5MW**

Zadání práce

Anotace

V této diplomové práci je proveden rozbor a popis vstupních a výstupních filtrů pro napěťové střídače. Předmětem diplomové práce je vytvoření matematického modelu třífázového výstupního filtru pro napěťový střídač pomocí simulace filtračního zařízení. Z výstupních dat ze simulačního programu MATLAB – SIMULINK bude proveden konstrukční návrh reálného zařízení. Filtr bude pracovat na síťovém kmitočtu 50 Hz v zařízeních pro ukládání elektrické energie v bateriích.

Klíčová slova

Výstupní filtr, napěťový střídač, měnič, sinusový filtr, vstupní filtr, filtrační tlumivka, filtrační kondenzátor, bateriové úložiště.

Abstract

In this diploma thesis are input and output filters for voltage inverters analyzed and described. The subject of the diploma thesis is the creation of a mathematical model of three-phase output filter for a voltage inverter using filter simulation. From the Output of the simulation program MATLAB - SIMULINK will be executed for designing a real device. The output filter will operate at a 50 Hz network frequency in battery power storage devices.

Key words

Output filter, voltage inverter, sinusoidal filter, input filter, filter choke, filter capacitor, battery storage.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Návrh výstupních filtrů napětového střídače o výkonu 100kW až 0,5MW* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Plzni dne 23.5.2018

Bc. Tomáš Havlíček

.....

Obsah

PROHLÁŠENÍ.....	5
OBSAH.....	6
SEZNAM SYMBOLŮ, JEDNOTEK A ZKRATEK	8
ÚVOD.....	10
1 NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ	12
1.1 TŘÍFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ	13
1.2 ŘÍZENÍ NAPĚŤOVÝCH STŘÍDAČŮ	14
1.2.1 Pulzně šířková modulace	15
1.3 VLIV SPÍNACÍ FREKVENCE.....	16
1.4 SPÍNACÍ PRVKY NAPĚŤOVÝCH STŘÍDAČŮ	17
1.4.1 MOSFET spínací prvky	17
1.4.2 IGBT spínací prvky.....	18
1.4.3 Dioda.....	18
1.5 KONSTRUKCE NAPĚŤOVÝCH STŘÍDAČŮ.....	19
1.5.1 Dvouúrovňové napěťové střídače.....	19
1.5.2 Víceúrovňové napěťové střídače	19
2 VLIV MĚNIČŮ NA NAPÁJECÍ SOUSTAVU	22
2.1 VÝPOČET FILTRU MEZIOBVODU	23
2.2 NABÍJECÍ REZISTOR KAPACITY MEZIOBVODU	25
3 VLIV MĚNIČŮ NA NAPÁJENOU SOUSTAVU.....	26
3.1 ÚPRAVA VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ STŘÍDAČE.....	26
3.1.1 Terminátory	27
3.1.2 Filtry du/dt	28
3.1.3 Sinusové filtry	29
3.1.4 EMI filtry	33
4 NÁVRH FILTRŮ	36
4.1 LC - FILTR 100kW	36
4.2 LCL - FILTR 250kW	37
4.3 HARMONICKÁ ANALÝZA	39
4.3.1 Harmonické frekvence v elektrické síti.....	39
4.3.2 Celkové zkreslení průběhu napětí.....	40
4.3.3 Meziharmonické frekvence v elektrické síti.....	41
5 SIMULACE.....	42
5.1 TŘÍFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ – 100kW	42
5.1.1 Frekvenční charakteristika LC filtru	45
5.2 TŘÍFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ S UPÍNACÍMI DIODAMI – 250kW	46
5.2.1 Frekvenční charakteristika LCL filtru	50
6 KONSTRUKCE FILTRAČNÍHO ZAŘÍZENÍ.....	51
6.1 LC FILTR – 100kW	51
6.1.1 Filtrační tlumivka.....	51
6.1.2 Filtrační kondenzátor	52
6.1.3 Tlumící rezistor.....	52
6.2 LCL FILTR – 250kW	53

6.2.1	<i>Filtrační tlumivka</i>	53
6.2.2	<i>Filtrační kondenzátor</i>	53
6.2.3	<i>Tlumící rezistor</i>	53
7	NORMY	54
7.1	ELEKTROMAGNETICKÁ KOMPATIBILITA.....	54
7.2	CHARAKTERISTIKY NAPĚTÍ ELEKTRICKÉ ENERGIE DODÁVANÉ Z VEŘEJNÉ DISTRIBUČNÍ SÍTĚ	55
7.3	PARAMETRY KVALITY ELEKTRICKÉ ENERGIE	56
7.4	ZDROJE NEPŘERUŠOVANÉHO NAPÁJENÍ (UPS)	57
	ZÁVĚR	59
	POUŽITÁ LITERATURA	60
	SEZNAM TABULEK	62
	SEZNAM PŘÍLOH	1

Seznam symbolů, jednotek a zkratek

L	cívka, indukčnost [H]
R	rezistor, el. odpor [Ω]
C	kondenzátor, kapacita [F]
U, u	elektrické napětí [V]
I, i	elektrický proud [A]
f	frekvence [Hz]
T	perioda [s]
P	činný výkon [W]
Q	jalový výkon [VAr]
S	zdánlivý výkon [VA]
Z	impedance [Ω]
B	magnetická indukce [T]
H	intenzita magnetického pole [A/m]
μ	permeabilita
Φ	magnetický tok [A^{-1}]
Q	náboj [C]
Q	napětové množství [V.s]
N	počet závitů [-]
ω	úhlová rychlost [rad/s]
η	účinnost
$\cos\varphi$	účinník
τ	časová konstanta
σ	zvlnění
ρ	měrný elektrický odpor
V	spínací prvek
D	dioda
DC	stejnoseměrný obvod
AC	střídavý obvod
L	fáze střídavého obvodu
N	nulový vodič

PE	zemní vodič
THD	zkreslení harmonického signálu (Total Harmonic Distortion)
IGBT	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
PWM	pulzně šířková modulace (Pulse Width Modulation)
EMC	elektromagnetická kompatibilita (Electromagnetic Compatibility)
EMI	elektromagnetické rušení (Electromagnetic Interference)
ESR	ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru (Equivalent Serial Resistance)
ČSN	České technické normy
EN	Evropská norma

Úvod

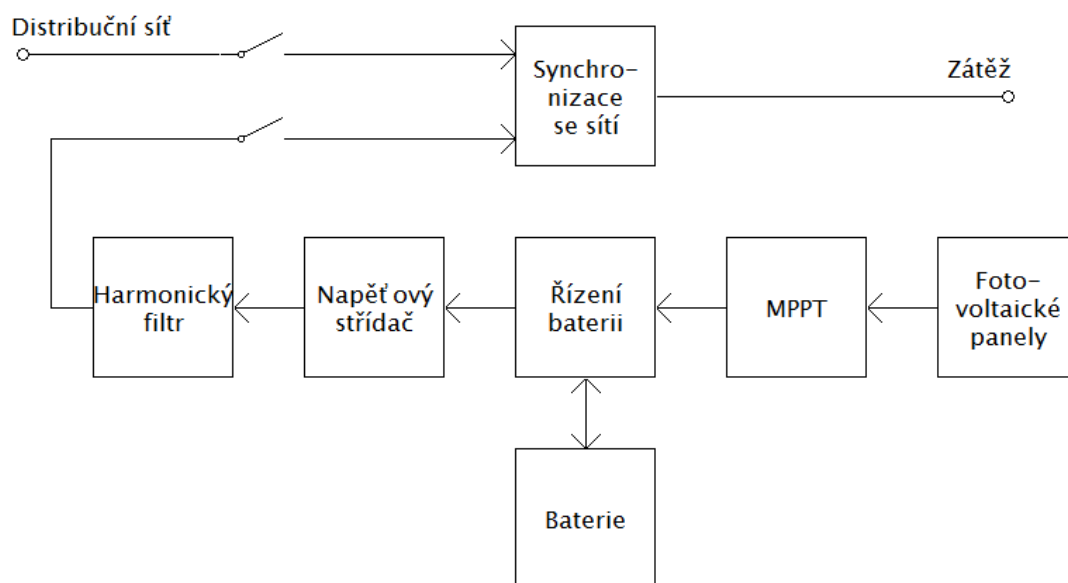
V dnešní době se začínají rozšiřovat systémy využívající bateriová úložiště elektrické energie, která se nabíjejí pomocí alternativních zdrojů elektrické energie (např.: solárních panelů nebo větrných elektráren). Taková řešení jsou vhodná nejen do rodinných domů, bytových domů ale i malých průmyslových objektů a objektů pro obchod a služby. Zařízení při větším rozšíření instalace budou pomáhat stabilizovat rozvodnou distribuční síť při proměnném odběru a zatížení. Budou moci minimalizovat vlivy odběrových špiček v distribuční síti a hrozby vzniku nestability od větších alternativních zdrojů energie (solární elektrárny a větrné parky). Celková vize budoucnosti je instalovat značné množství malých a středních bateriových úložišť a tím zvyšovat spolehlivost distribuční sítě, později zvyšovat kapacity bateriových úložišť a tím i zvyšovat výstupní výkony, takové řešení budou nejen do rodinných domů, ale i obchodních a průmyslových objektu.

Princip bateriového úložiště je takový, že ze stejnosměrného napětí baterií, se pomocí napěťového střídače vytváří střídavé jednofázové nebo třífázové napětí. Výstupní napětí střídače je potřeba pomocí harmonického filtru vhodně upravit pro použití v rozvodných distribučních sítích.

Předmětem první části této práce je popsat funkci napěťových střídačů, vytvořit přehled a popsat funkci vstupních a výstupních filtrů používaných pro napěťové střídače. Druhá část této se zabývá návrhem výstupních filtračních zařízení pro již zmiňované napěťové střídače bateriových úložišť. Simulační návrh je proveden v programu MATLAB, kde je použit toolbox SIMULINK. Návrh je prováděn pro stanovené parametry výstupního napětí napěťového střídače, jako jsou konstantní frekvence harmonického napětí s využitím PWM řízení prvků měniče.

Výsledným cílem práce je provést návrh filtračních zařízení pro dvě výkonové řady napěťových střídačů s maximálním výkonem 100 kW a 250 kW. Bateriové úložiště pracují synchronně s elektrickou rozvodnou sítí, proto je potřeba dodržet kvalitu výstupního napětí.

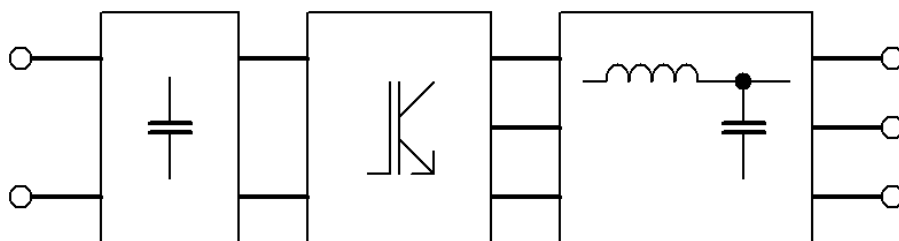
Na následujícím blokovém schématu je zobrazeno zjednodušené zapojení jednotlivých bloků bateriového úložiště. Energie vyrobená ve fotovoltaických panelech je přes solární měnič MPPT (Maximum Power Point Tracking) posílána do stejnosměrného meziobvodu. K meziobvodu je připojen také Buck-Boost konvertor, který řídí tok z baterie a do baterie. Poslední člen stejnosměrného meziobvodu je napětový střídač s harmonickým filtrem na třífázovém výstupu. Upravené sinusové napětí je synchronizováno s distribuční sítí a tím umožňuje paralelní chod, pro dodávání energie do zátěže.



Obr. 0.1 Blokové schéma bateriového úložiště

1 Napěťový střídač

Napěťový střídač je statický měnič elektrické energie, který je napájen ze zdroje stejnosměrného napětí a spínáním polovodičových spínacích prvků vytváří na výstupu střídavé napětí. Nejvíce používaný zdroj stejnosměrného napětí je jednofázový nebo třífázový usměrňovač s kondenzátory pro vykrytí špičkového odběru energie. Další zdroje stejnosměrného napětí mohou být akumulátorové baterie, solární fotovoltaické panely, větrné elektrárny se stejnosměrným generátorem a podobně. Důležitou a požadovanou vlastností zdroje je, aby byl dostatečně tvrdý, to znamená, že při odběru velkého pulzního proudu nebude kolísat napětí stejnosměrného meziobvodu.



Obr. 1.1 Obecné schéma napěťového střídače

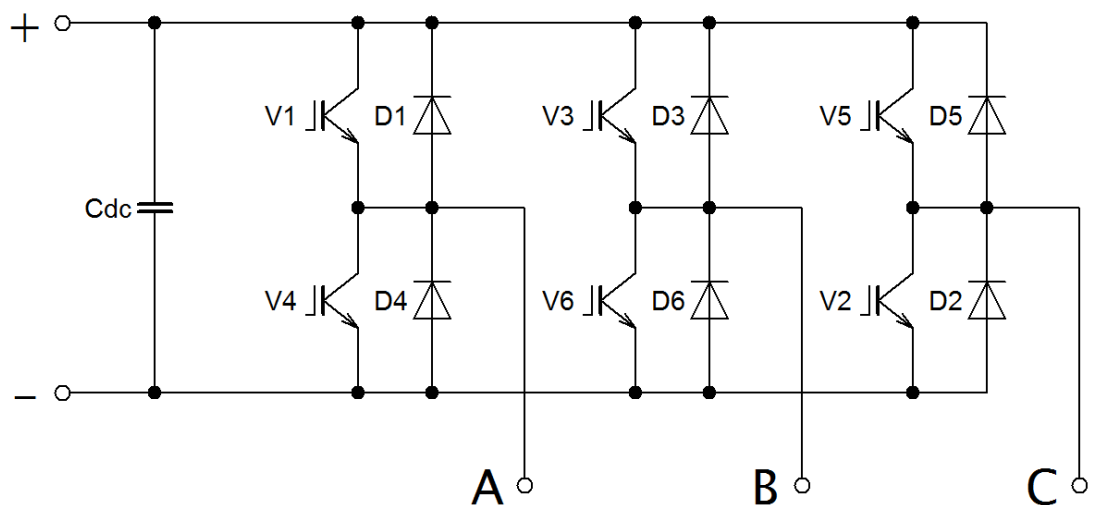
Rozvoj těchto měničů elektrické energie přišel s vývojem vypínatelných polovodičových součástek, v první řadě s tyristory a vypínatelnými GTO tyristory. Měniče postavené na těchto součástkách stále patří mezi nejvýkonnější. Následně se ve výkonových napěťových střídačích začaly využívat IGBT prvky na bázi křemíku a MOSFET tranzistory pro menší výkony. V dnešní době se začínají prosazovat napěťové střídače s MOSFET spínacími prvky na bázi karbidu křemíku (SiC), které zvládají vyšší spínací frekvence s neporovnatelně menšími spínacími a vodivými ztrátami. Dalším spínacím prvkem využívaným v napěťových střídačích pro velké napětí a proudy je IGCT tyristor, prakticky se jedná o rychle spínaný GTO tyristor.

Nejvíce jsou stále rozšířeny střídače využívající IGBT prvky, pro nejvyšší výkony střídače s vypínatelnými tyristory. U napěťových střídačů je vždy k výkonovým spínačům antiparalelně připojena dioda “zpětná dioda”, která má za úkol vést proud opačným směrem a umožňuje přenos jalového výkonu, mnohdy je umístěna se spínacím prvkem v jednom pouzdře.

Napětové střídače mohou být jednofázové, jsou složeny ze dvou půlmůstků, tedy čtyř vypínatelných prvků a se čtyřmi antiparalelními diodami. Jednofázové střídače mají největší uplatnění v záložních zdrojích pro domácnost, nebo v měničích menších výkonů od alternativních zdrojů elektrické energie (solární, větrná, atd.). Nejčastější typ napětových střídačů je třífázový, hojně využívaný v trakčních pohonech, v průmyslovém řízení motorů a měničích pro dodávání elektrické energie do rozvodné sítě. Vyskytují se i střídače napětí s jiným počtem výstupních fází s využitím ve speciálních aplikacích. Například čtyřfázový střídač spínající tři fáze a nulový vodič.

1.1 Třífázový napětový střídač

V třífázovém můstkovém střídači se nachází šest vypínatelných prvků V1 – V6 ve třech větvích s antiparalelně připojenými diodami D1 – D6 pro vedení zpětných proudů. Tento střídač spadá kategorii měničů s vnější komutací, o kterou se stará řízení výkonových prvků. Nikdy zde nesmí dojít k sepnutí obou prvků v jedné větvi, došlo by ke zkratu stejnosměrného meziobvodu. Na výstupních svorkách A, B, C střídače dostáváme fázová napětí.



Obr. 1.2 Třífázový napětový střídač v můstkovém zapojení

Na vstupní straně střídače se nachází kondenzátor C_{DC} s dostatečně velkou kapacitou. Tento filtrační kondenzátor slouží k vykrytí velkých odebíraných energetických pulzů, zamezuje poklesu a kolísání napětí ve stejnosměrném obvodu. U reálné konstrukce napětových střídačů mají kondenzátory paralelně připojené vybíjecí rezistory, které slouží k vybití zbytku energie v kondenzátorech při odpojení stejnosměrného zdroje napětí. Tyto rezistory jsou počítány tak, aby za určitý čas byl meziobvod napětového střídače bezpečný.

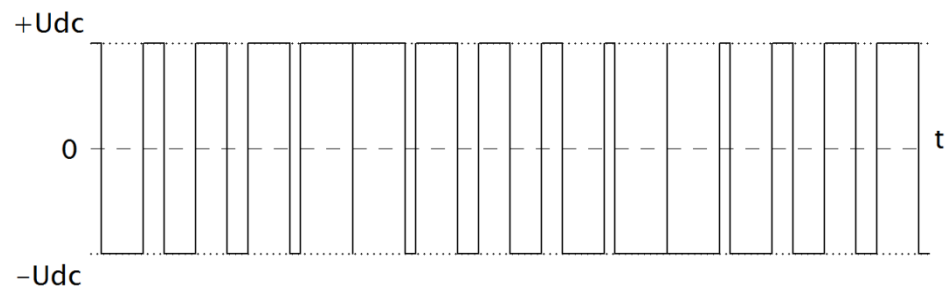
Při návrhu je třeba dbát na správné stejnosměrné vedení mezi kondenzátory a spínacími prvky, je nutné odstranit všechny možné parazitní indukčnosti obvodu, které zpomalují změny proudů v meziobvodu. Celkové konstrukční uspořádání silového obvodu má významný vliv na dosažený výkon střídače.

1.2 Řízení napětových střídačů

Průběhy výstupního napětí střídače nejvíce ovlivňuje způsob řízení výkonových prvků. Nejpoužívanější způsob řízení výkonových prvků je pomocí pulzně šířkové modulace (PWM – Pulse Width Modulation). Toto řízení vychází nejlépe z pohledu vyšších harmonických výstupního napětí a proudů střídače. Výstupní napětí střídače je regulováno proměnným sepnutím výkonových prvků ve střídači.

- Pulzně šířková modulace

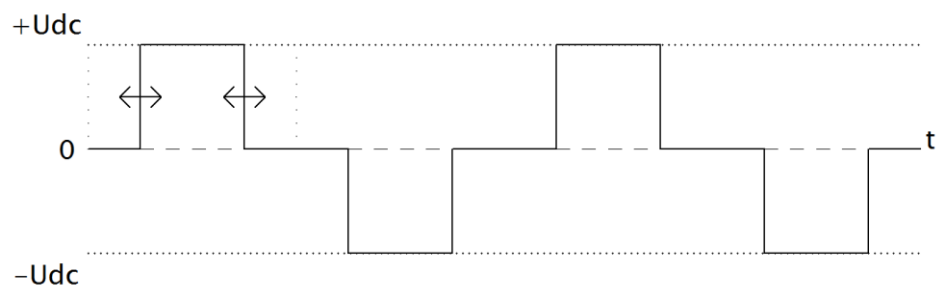
Jedna půlvlna výstupního napětí je tvořena více pulzy s rozdílnou šířkou a amplitudou rovnající se velikosti napětí napájecího stejnosměrného meziobvodu. Šířka jednotlivých pulzů závisí na velikosti řídicího (modulačního) signálu.



Obr. 1.3 Pulzně šířková modulace

- Obdélníkové řízení

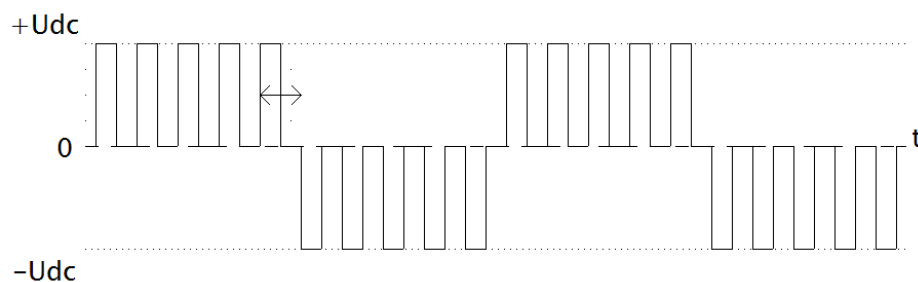
Tato varianta řízení má stále stejný tvar výstupního napětí, při řízení se mění délka vedení polovodičových prvků. Hodnota stejnosměrného napětí meziobvodu odpovídá amplitudě na výstupních svorkách střídače. Velikost amplitudy (napětí stejnosměrného obvodu) lze řídit buď pomocí vstupního řízeného usměrňovače, nebo pulzního zvyšovacího a snižovacího měniče umístěného ve stejnosměrném meziobvodu. Tento způsob řízení je využíván u méně náročných aplikací, kde potřebuje vyšší efektivní hodnotu napětí a nezáleží nám na tvaru průběhu napětí.



Obr. 1.4 Obdélníkové řízení

- Šířkově pulzní řízení

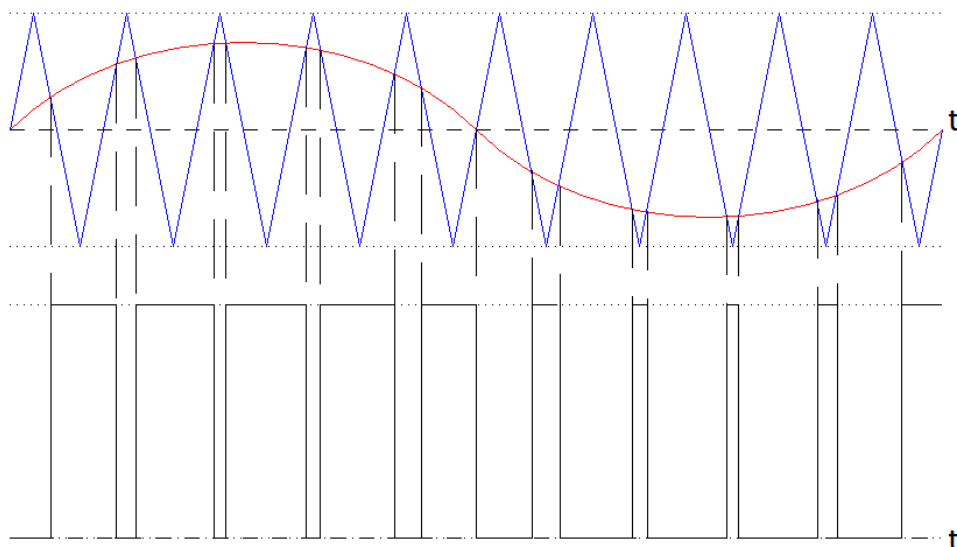
Tento způsob řízení je předchůdce PWM řízení a dnes již není tolik používán. V jedné půlvlně výsledného napětí je několik spínacích pulzů se stejnou šířkou. Bylo používáno z důvodu lepšího obsahu vyšších harmonických oproti obdélníkovému řízení.



Obr. 1.5 Šířkově pulzní řízení

1.2.1 Pulzně šířková modulace

Průběh je vytvářen porovnáním modulačního sinusového signálu (červený) a nosného pilovitého signálu (modrý trojúhelníkový) s podstatně vyšší frekvencí, obvykle několik kHz, a se stále stejným kmitočtem. Modulační sinusový signál má stejnou frekvenci, jako požadovaná frekvence na výstupu střídače. Porovnáním těchto dvou signálů pomocí komparátoru vzniká výstupní PWM průběh (černý), který odpovídá přerušovanému obdélníkovému řízení. Takto vytvořený průběh je posílán na drivery polovodičových spínacích prvků.



Obr. 1.6 Vytvoření průběhu PWM modulační

Správný název takto vytvořeného průběhu je Sinusoidal PWM (SPWM), tento název je odvozen od sinusového modulačního signálu.

Z PWM řízení lze přejít na obdélníkové řízení, které umožňuje dosáhnout nejvyššího možného výstupního napětí. Do této oblasti se dostaneme, když máme hloubku modulační větší než 1, tedy amplituda modulačního signálu je větší než amplituda nosného signálu, tento stav nazýváme přemodulování.

Při spínání výkonových prvků se výstupní fázové napětí pohybuje mezi dvěma hodnotami $+U_{DC}$ a $-U_{DC}$. V každé větvi je vždy jeden prvek zapnutý a jeden vypnutý, výměna těchto stavů není okamžitá. Proto se mezi pulzy vkládají mrtvé časy, které vytváří malou časovou oblast (jednotky μs) pro spolehlivé vypnutí předchozího prvku před sepnutím druhého. I při částečném sepnutí obou prvků hrozí zkrat a zničení spínacích prvků.

1.3 Vliv spínací frekvence

Spínací frekvence výkonových prvků závisí na jejich vlastnostech, může se pohybovat od jednotek kHz až po stovky kHz. V PWM řízení je spínací frekvence rovna pilovitému nosnému signálu. Spínací frekvence a její násobky se tedy proto objevují ve spektru výstupního napětí střídače. Spínací frekvencí je ovlivňován i výstupní fázový proud, čím vyšší spínací frekvence, tím je průběh proudu více vyhlazen. Nízké spínací frekvence negativně ovlivňují kvalitu výstupních průběhů. Také je dobré volit spínací frekvenci mimo akustické pásmo, které se může projevit pískáním při spínání výkonových prvků, nebo jako rušivý hluk v zátěži (mechanické kmitání v motorech, v jádrech indukčností a transformátorů).

1.4 Spínací prvky napěťových střídačů

Ve výkonové elektronice používáme tranzistory pouze jako spínací prvky, kde jsou střídány dva stavy vypnuto (tranzistor zavřený) a sepnuto (tranzistor otevřený). Při vypnutém stavu je na tranzistoru napájecí napětí střídače, proto je důležité vhodně volit napěťové parametry, aby nedošlo k průrazu tranzistoru. V tomto stavu tranzistorem neteče žádný proud, proto jsou výkonové ztráty nulové. Při stavu sepnutí teče tranzistorem proud, vlivem odporu $R_{DS(on)}$ vznikají vodivostní ztráty tranzistoru. Při každé změně těchto dvou stavů prochází tranzistor přes oblast výkonových ztrát, které rostou se spínací frekvencí. Spínací ztráty závisí na strmosti spínání součástky, maximální strmost je dána výrobou součástky, ovšem na minimální strmost (delší doba sepnutí) mají vliv parazitní indukčnosti ve stejnosměrném meziobvodu.

1.4.1 MOSFET spínací prvky

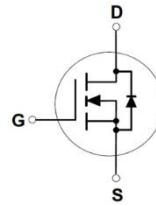
Tranzistory s izolovaným hradlem jsou spínací prvky řízené elektrickým polem. MOSFET vychází z anglického názvu: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.

Výkonové křemíkové tranzistory se vyrábějí pouze v typu NMOS, struktura je vytvořena velkým množstvím dílčích struktur malých rozměrů spojených paralelně s délkou vodivého kanálu 1 až 5 μm . Struktura tranzistorů je spojena společnou elektrodou D (drain). Druhá výkonová elektroda S (source) a řídicí elektroda G (gate) jsou tvořeny síťovou strukturou na základním substrátu. Různí výrobci výkonových MOSFET tranzistorů používají rozdílné geometrické uspořádání struktur elektrod při stejném principu činnosti tranzistoru a vytvářejí si své obchodní názvy.

Takto vytvořená struktura je typu s indukovaným kanálem, druhý typ struktury tranzistoru s vodivým kanálem je pro výkonové použití nevhodný, protože nemá blokovací schopnost při nulovém řídicím napětí. Struktura tranzistoru automaticky vytváří antiparalelně připojenou diodu při záporné polarizaci. Ovšem u vysokonapěťových tranzistorů je výrobci přidávána samostatná zpětná dioda s lepšími vlastnostmi, obvykle umístěná ve stejném pouzdře.

Důležitým parametrem výkonového MOSFET tranzistoru je hodnota $R_{DS(on)}$, která udává odpor sepnutého tranzistoru mezi elektrodami D a S.

Vodivost struktury výkonových tranzistorů zajišťují majoritní nosiče náboje. Zde nastává problém s parazitními kapacitami, které ovlivňují rychlost zapínání a vypínání, je nutné, aby byly pro každé sepnutí nabity. Nenastává zde jev doznívání proudu, což znamená možnost rychlého vypínání.



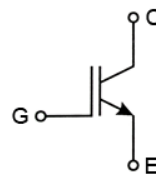
Obr. 1.7 MOSFET tranzistor

1.4.2 IGBT spínací prvky

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) tranzistor kombinuje vlastnosti MOSFET a bipolárních tranzistorů, z kterých využívá nejlepší parametry. Z MOSFET tranzistorů to jsou: vysoká vstupní impedance, vysoké výkonové zesílení, řízení napětím a teplotní stabilita. Z bipolárních tranzistorů využívá větší proudovou zatížitelnost. Z náhradního schematického zapojení je viditelný MOSFET na vstupu, který je řízen napětím, řídí malým proudem bipolární tranzistor na velký spínaný proud.

Oproti MOSFET tranzistorům netvoří vnitřní struktura antiparalelní zpětnou diodu, která se ale většinou samostatně umísťuje do stejného pouzdra na samostatném čipu. Ve výkonovém IGBT prvku je vytvořena struktura velkým počtem paralelně spojených buněk.

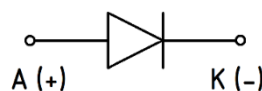
Velkou výhodou IGBT tranzistorů jsou vysoká blokovácí napětí, velké spínané proudy, malé vodivostní ztráty a dobré dynamické vlastnosti. Nevýhodou je větší úbytek napětí, který vzniká na vnitřních vrstvách struktury, jev doznívání proudu, které znamená pomalejší vypínání a komplikované paralelní řazení prvků vlivem záporného teplotního koeficientu.



Obr. 1.8 IGBT tranzistor

1.4.3 Dioda

Polovodičová dioda je součástka s jedním PN přechodem, která vede elektrický proud pouze jedním směrem. V napětových střídačích se používá v antiparalelním zapojení ke spínacím prvkům, nazývá se zpětná dioda. Dioda se zde umísťuje kvůli zpětným proudům, které protékají střídačem při komutaci spínacích prvků. Tyto zpětné proudy by mohly poškodit spínací prvky, které nemají tak velkou blokovácí schopnost v závěrném směru.



Obr. 1.9 Dioda

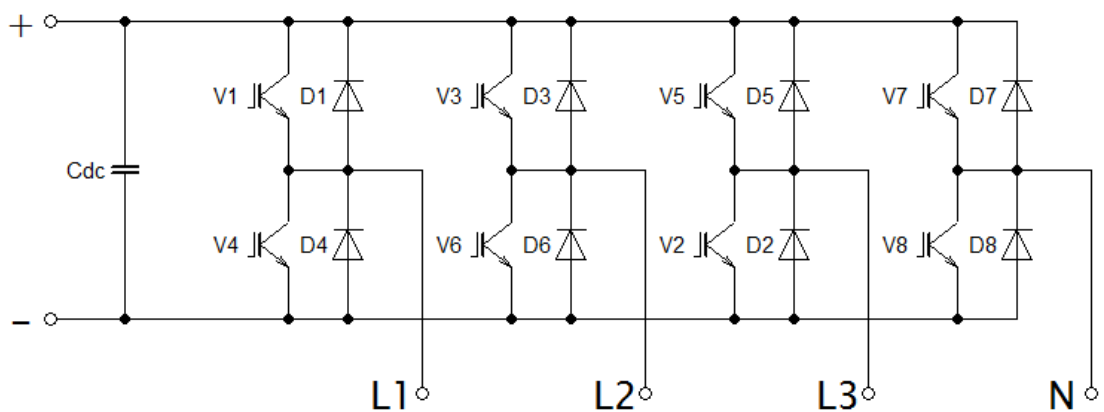
1.5 Konstrukce napětových střídačů

Napětové střídače lze dělit do více kategorií, nejvíce používané topologie jsou uvedeny v této kapitole.

1.5.1 Dvouúrovňové napětové střídače

V této topologii zapojení se využívá pro každou výstupní fázi jeden takzvaný půlmůstek. Třífázový napětový střídač je tvořen třemi půlmůstkami, podrobněji je popsán v kapitole 1.1.

Pomocí čtyř větví napětového střídače lze vytvořit třífázový měnič, jehož čtvrtá větev vhodným spínáním dokáže vytvářet nulový vodič. Takto konstruovaný měnič umožňuje zapojení zátěže jak do hvězdy, tak do trojúhelníku a také nesymetrické zatěžování jednotlivých fází (dovoluje pracovat i v jednofázovém režimu).



Obr. 1.10 Čtyřvětňový napětový střídač

1.5.2 Víceúrovňové napětové střídače

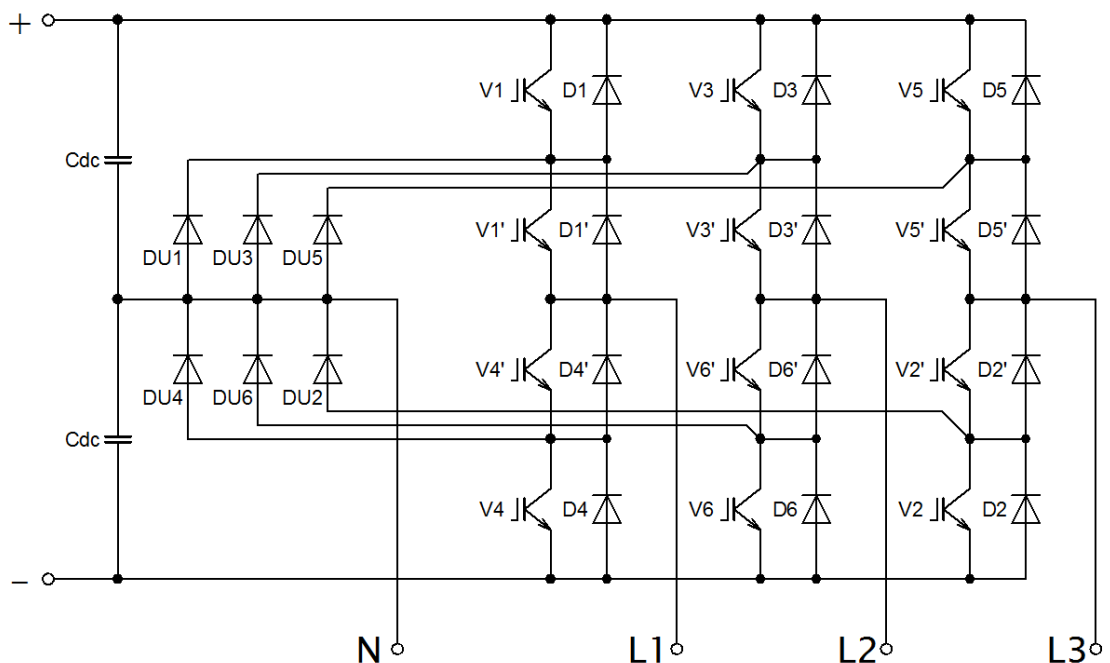
Při požadavku větších výkonů se využívá víceúrovňové zapojení střídačů z důvodu menšího napětového namáhání prvků a vyhnutí se sériovému řazení výkonových prvků s horšími dynamickými vlastnostmi. Při použití těchto zapojení je možné na výstupu dosáhnout více napětových úrovní, což je výhodné k výslednému výstupnímu průběhu napětí.

- Tříúrovňový střídač s upínacími diodami

V zapojení napětového střídače je použito na jednu větev více spínacích prvků. Horní část větve je tvořena spínacími prvky $V1$, $V1'$ a zpětnými diodami $D1$, $D1'$ v antiparalelním zapojení u každého prvku, navíc je mezi tyto prvky připojena upínací dioda $DU1$. V dolní části větve jsou umístěny prvky $V4$, $V4'$, $D4$, $D4'$ a $DU4$. Upínací diody jsou zapojeny mezi spínací prvky horní nebo dolní větve a střed kapacitního děliče, který vytváří polovinu napájecího stejnosměrného napětí. Diody slouží k rozložení potenciálu na spínacích prvcích, a

tím je na každém spínacím prvku jen polovina napájecího napětí. Oproti dvouúrovňovému střídači dochází k menšímu napětovému namáhání součástek, tím pádem lze při použití stejných součástek dosahovat vyšších vstupních i výstupních napětí.

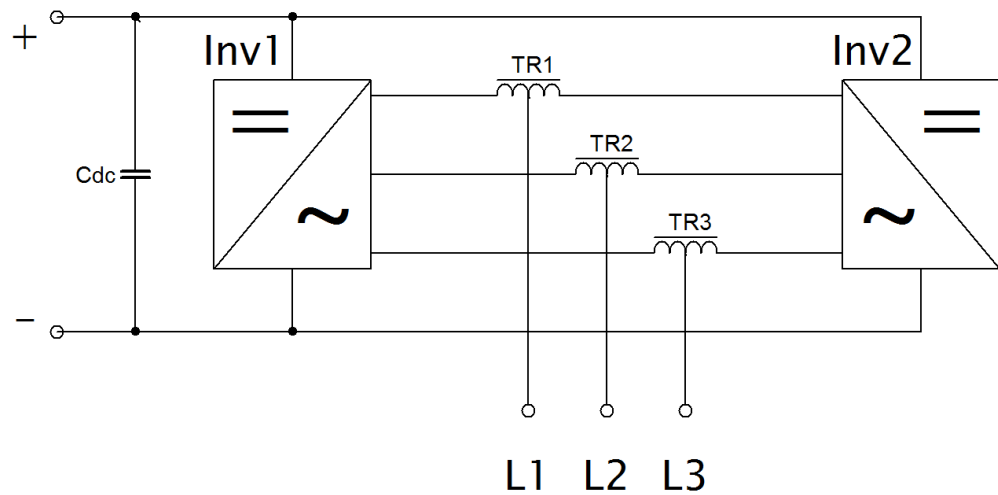
Tímto způsobem zapojení vzniká nulový uzel, který lze využít pro nulový vodič z napětového střídače. Velkou výhodou tohoto zapojení je možnost zatěžovat výstupní fáze nesymetricky jako při použití třífázového čtyřvětrového střídače, nižší napětovou zatížitelnost spínacích prvků a tím i využitelnost vyšších spínacích frekvencí a z pohledu filtrace lepší průběh výstupního napětí. Nevýhodou tohoto střídače je nutnost udržovat symetrické napětí na kondenzátorech meziobvodu, to se provádí spínací kombinací prvků.



Obr. 1.11 Čtyřvětrový napětový střídač

- Paralelní spojení napětových střídačů s mezifázovými transformátory

Jedná se o paralelní spojování celých třífázových dvouúrovňových střídačů, tímto způsobem dostáváme větší proudovou zatížitelnost než u jednotlivých měničů. Výstupy napětových střídačů jsou spojeny dohromady přes mezifázové transformátory, které rovnoměrně rozkládají zatížení. Magnetická vazba transformátoru zajišťuje, že fázový proud do zátěže je z každého střídače odebírán rovným dílem. Při PWM řízení je potřeba vhodně posunout nosný signál pro jeden střídač o polovinu. Výsledkem je na výstupu dvojnásobná spínací frekvence.



Obr. 1.12 Třífázový tříúrovňový střídač s mezifázovými transformátory

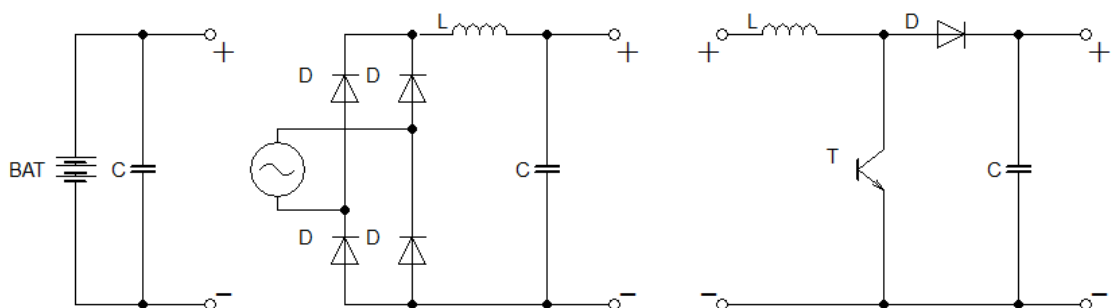
2 Vliv měničů na napájecí soustavu

Napájecí soustava napěťových střídačů je stejnosměrný obvod, ve kterém se nachází kondenzátorová baterie a většinou i vyhlazovací indukčnost. Ze stejnosměrného obvodu je odebírán přerušovaný proud způsobený spínáním výkonových prvků, který se tlumivkou snažíme vyhladit. Není-li zdroj stejnosměrného napětí dostatečně tvrdý, například u napájení trakčních střídačů z troleje, může pulzní odběr proudu způsobit kolísání napětí.

Hlavní částí obvodu je již zmíněný kondenzátor, který plní funkci filtrace pro trvalé i náhodné výchylky stejnosměrného napětí od jeho střední hodnoty, a je zdrojem špičkové odebrané energie umožňující odběr jalové energie. Trvalé výchylky napětí vznikají na vstupním usměrňovači, tyto výchylky závisí na způsobu usměrnění a typu usměrňovače. Náhodné výchylky mohou být způsobeny krátkodobým poklesem nebo výpadkem vstupního napětí, ale i případným krátkodobým přepětím. Kondenzátor ovšem nedokáže pokrýt kolísání stejnosměrného napětí, nebo změnu napětí.

V měničích určených pro větší výkony je ve stejnosměrném meziobvodu umístěna filtrační tlumivka. Indukčnost v meziobvodu slouží k omezování proudových špiček a zrovnoměrnění odběru proudu ze stejnosměrného zdroje napětí. Nevýhodou vkládání indukčnosti do stejnosměrného meziobvodu je omezení rychlosti otočení toku energie, například při rekuperaci v trakčních pohonech.

Jako zdroje stejnosměrného napětí jsou používány usměrňovače ze střídavého napětí, pulzní měniče (buď zvyšovací, nebo snižovací), které mění hladinu napětí na konstantní hodnotu a dalším možným zdrojem jsou baterie. Celá tato práce se zabývá návrhem výkonových filtrů napěťových střídačů napájených z bateriových úložišť.



Obr. 2.1 Příklady zdrojů stejnosměrného napětí meziobvodu (baterie, můstkový usměrňovač, zvyšující měnič)

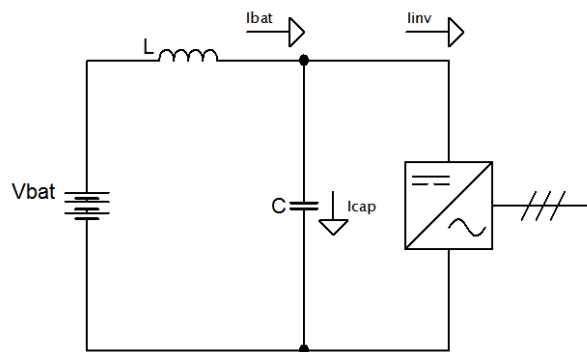
Volba vhodného kondenzátoru meziobvodu je nezbytná pro požadovaný výkon střídače, také nevhodně zvolený kondenzátor může být důvodem ke vznikajícímu elektromagnetickému rušení (EMI).

Kondenzátor musí být dobré jakosti s velmi nízkým sériovým odporem R_c (ESR) a nízkou sériovou indukčností L_c (ESL). Proud protékající kondenzátorem se na sériovém odporu přeměňuje na teplo. Tyto hodnoty i kapacita kondenzátoru jsou závislé na provozních podmínkách, jako je spínací frekvence měniče a teplota kondenzátorů. S rostoucí teplotou kondenzátorů a spínací frekvencí klesá hodnota ESR. Hodnoty parametrů pro určité teploty a frekvence bývají udávány v datových listech výrobců.

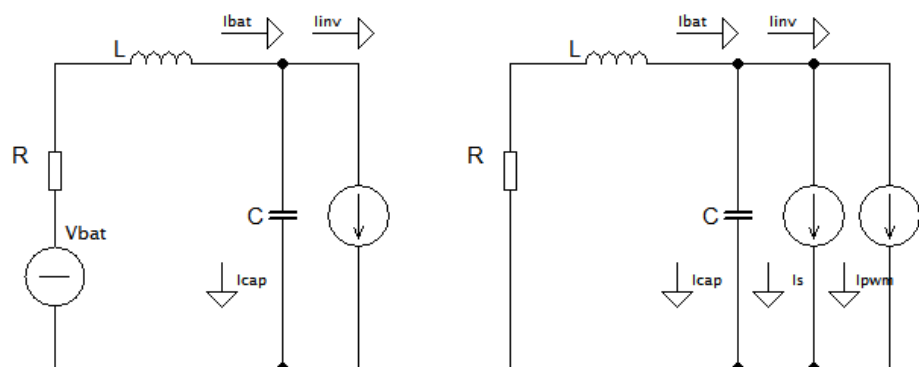
2.1 Výpočet filtru meziobvodu

Výpočet filtru meziobvodu je prováděn pro napájení napětového střídače z akumulátorové baterie, v tomto zapojení je filtrační tlumivka a kondenzátorová baterie.

Na obrázku 2.2 je zobrazeno reálné schéma zapojení základních prvků obvodu a obrázek 2.3 zobrazuje schéma pro výpočet parametrů filtru. Baterie je znázorněna napětovým zdrojem V_{bat} a vnitřním odporem baterie R_i . Napětový střídač je nahrazen proudovým zdrojem s průběhem odebíraného proudu I_{inv} napětovým střídačem. Indukčnost tlumivky meziobvodu L_F a kondenzátor v obvodu představuje kapacita C_F .



Obr. 2.2 Základní zapojení prvků meziobvodu



Obr. 2.3 Superpozice pro výpočet prvků meziobvodu

Nejdříve provedeme návrh pro filtrační tlumivku, vychází z potřebného napětového množství, které je na tlumivce akumulováno při proudovém rozsahu.

$$L > \frac{Q_L}{\Delta I_C \cdot 2 \cdot I_{bat}} \quad (1)$$

Napětové množství zvolíme z maximálního požadovaného zvlnění napětí ΔU_C na filtračních kondenzátorech, které má přibližně sinusový průběh se zanedbáním jejich vlivu.

$$Q_L = \int_0^{T/2p} u_{CF}(t) dt \quad (2)$$

Z integrace průběhu získáme vztah pro výpočet napětového množství, které dosadíme do vztahu (1).

$$Q_L = \frac{2 \cdot \Delta U_{CF}}{p \cdot \omega} \quad (3)$$

Vztah pro výpočet minimální potřebné indukčnosti.

$$L > \frac{\Delta U_{CF}}{\Delta I_C \cdot I_{bat} \cdot p \cdot \omega} \quad (4)$$

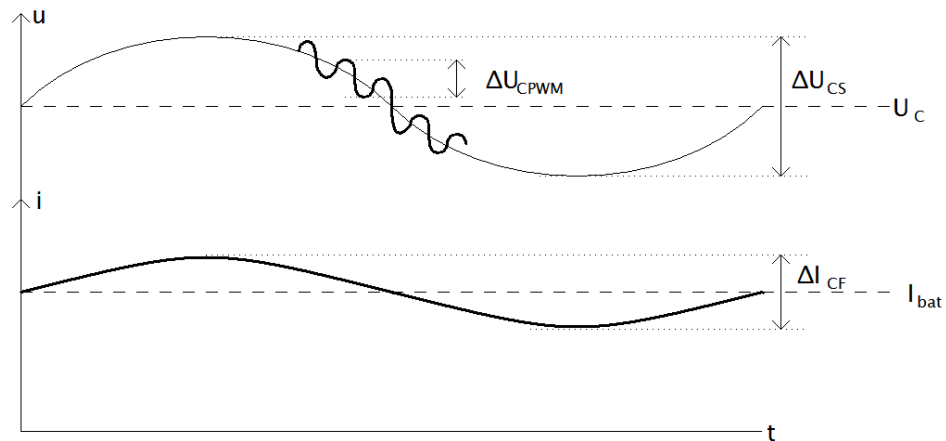
Z náhradního schématu 2.3 (levá část) dostaneme napětovou rovnici pro výpočet napětí na kondenzátoru.

$$U_C = U_{bat} - I_{bat} \cdot (R_{bat} + R_L) \quad (5)$$

Z druhé části schématu 2.3 odvodíme zvlnění způsobené odebíraným proudem na střídači, dále zvlnění způsobené od PWM spínání výkonových prvků.

$$\Delta U_C = \Delta U_{CS} + \Delta U_{CPWM} \quad (6)$$

Následující průběhy odebíraného proudu střídačem ukazují velikost náboje Q_S a Q_{PWM} , který musí kondenzátor přijmout nebo vydat při chodu střídače a od spínací frekvence výkonových prvků.



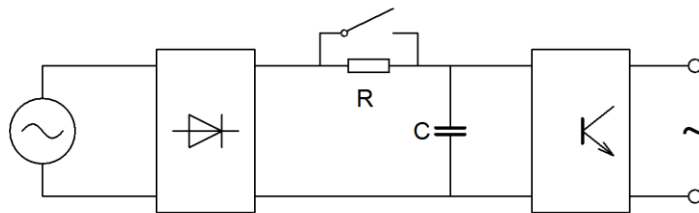
Obr. 2.4 Průběh napětí a proudu odebíraného střídačem

Vypočítané náboje dosadíme do vzorce pro výpočet kapacity spolu s maximálním dovoleným zvlnění napětí meziobvodu.

$$C_F = \frac{Q_S + Q_{PWM}}{\Delta U_{CF}} \quad (7)$$

2.2 Nabíjecí rezistor kapacity meziobvodu

Připojování kondenzátorů meziobvodu je potřeba provádět s omezeným nabíjecím proudem, protože při připojení vybitých kondenzátorů na napětí vznikají velké proudové špičky, které by omezovala pouze impedance přívodního vedení. Omezení proudových špiček se provádí nabíjecím rezistorem umístěným sériově na přívodním vedení. Tento rezistor je většinou po nabití kondenzátorů přemostěn pomocí relé nebo stykače. Hodnotu rezistoru určuje časová konstanta, za jakou dobu chceme dosáhnout nabití kondenzátorů v meziobvodu na požadované napětí. Ustálené napětí můžeme s jistotou považovat za trojnásobek časové konstanty.



Obr. 2.5 Nabíjecí obvod kondenzátorů

Rovnice pro výpočet napětí na kondenzátoru z časové oblasti.

$$(1) U_{CF(t)} = U_{s(max)} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (8)$$

Rovnice výpočtu nabíjecího rezistoru, kde T_n představuje čas pro ustálení napěťové hladiny.

$$(2) R_n = \frac{T_n}{3 \cdot C_F} \quad (9)$$

Na rezistoru je velký ztrátový výkon v době připojení stejnosměrného napětí, na který nemusí být rezistor plně dimenzován, jelikož jde o krátký časový pulz, výkonové rezistory je možné krátkodobě přetěžovat. V provozu není meziobvod nabíjen tak často, aby se rezistor stačil zničit vlivem přehřátí.

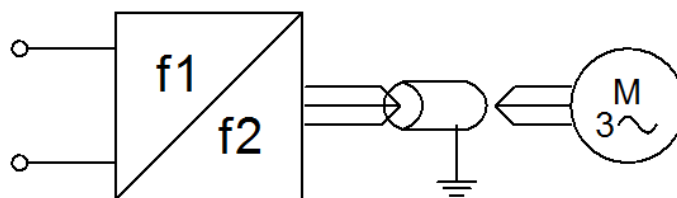
V jednodušších řešeních, aby se vynechal spínací prvek na překlenutí rezistoru, postačuje filtrační tlumivka, která omezuje nabíjecí špičky kondenzátorů.

3 Vliv měničů na napájenou soustavu

Výstupní průběhy napětí jsou složeny z velkého počtu vyšších harmonických, jejichž velikosti a obsah závisí na způsobu řízení střídače a modulační frekvenci. Zde platí, čím vyšší modulační frekvence, tím lepší složení harmonických na vyšších frekvencích ve výstupním napětí. Záleží zde i na charakteru napájeného zařízení.

V soustavě měnič – kabel – motor získáváme na výstupu měniče průběhy napětí s velmi strmými náběžnými i sestupnými hranami, kde hodnota du/dt dosahuje až $10 \text{ kV}/\mu\text{s}$. Velká strmost hran způsobuje na nevhodně navržené soustavě nežádoucí jevy, způsobené parazitní kapacitou, indukčností, odpory a svody. Jako důsledek vzniká například přepětí, které může poškodit izolaci vedení a vnitřní izolaci motoru. Přepětí na kabelu vzniká interferencí napěťových vln, kdy se vlivem rozdílné impedance vlna odrazí od motoru zpět se stejnou velikostí i polaritou. Velikost těchto špiček nezávisí na výstupní frekvenci a spínací frekvenci měniče, ale závisí pouze na parametrech kabelu. Se zvětšující se délkou kabelu se zpravidla zvyšují i parazitní vlastnosti kabelu.

Další problém vzniká umístěním datových kabelů blízko silových kabelů mezi měničem a motorem, vlivem vzájemné kapacitní a induktivní vazby mohou být rušeny datové linky. Pro minimalizaci tohoto problému se využívají stíněné silové kabely.



Obr. 3.1 Soustava měnič – kabel - motor

Další příklad pro úpravu výstupního napětí je použití napěťového střídače v systémech, které slouží jako zdroj síťového napětí, mají tedy harmonický (sinusový) průběh s konstantní frekvencí 50Hz. Zde je důležité dostatečně kvalitně filtrovat výstupní napětí střídače, aby zkreslení sinusového napětí odpovídalo normě [8].

3.1 Úprava výstupního napětí střídače

Výstupní filtry používáme k úpravě výstupního napětí střídače tak, aby bylo zamezeno vzniku nežádoucích jevů, nebo k odstranění nežádoucích jevů na vstupu napájeného zařízení. V některých případech není výstupní filtr potřeba, je-li soustava měnič – kabel – motor

dostatečně dimenzována, což znamená minimální délka vedení mezi měničem a motorem. Ovšem tento parametr není možné vždy dodržet. Dalším možným řešením je volba motoru s dostatečně předdimenzovanou izolací vinutí. Dnešní trend je umisťovat měniče v průmyslovém řešení na jiné vzdálené místo než je vlastní motor, proto je potřeba přizpůsobovat výstup měniče pomocí následujících zařízení.

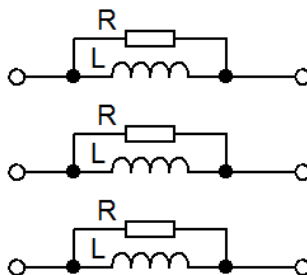
3.1.1 Terminátory

Patří mezi jednodušší úpravy výstupního napětí, jde o impedanční přizpůsobení na koncích vedení v soustavě měnič – kabel – motor, které zajišťuje zlepšení průběhu napětí.

3.1.1.1 Terminátor měnič – kabel

Vstupní terminátor je tvořen impedancí o malé indukčnosti a malých rozměrech s co nejmenším úbytkem napětí. Využívá se pro impedanční přizpůsobení, které zamezuje vzniku přepětí s vysokou frekvencí u spínacích hran. Paralelně připojený rezistor k indukčnosti je navrhován dle vlnové impedance vedení a zajišťuje impedanční přizpůsobení. Vstupní terminátor tvoří dolní propust, kde pracovní proud prochází přes vinutí indukčnosti. V podstatě se jedná o toroidní jádro s několika průvlaky výstupního kabelu.

V tomto řešení se nedostávají do kabelu napětové špičky o vyšší frekvenci v řádech MHz, není potřeba zvyšovat nároky na izolaci. Ovšem řešení se vstupním terminátorem je určeno pro měniče malých výkonů s malou vzdáleností mezi měničem a motorem.

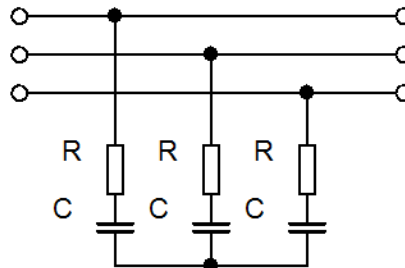


Obr. 3.2 Terminátor měnič – kabel

3.1.1.2 Terminátor kabel – motor

Výstupní terminátor je složen z kondenzátorů v sérii s rezistory v zapojení do hvězdy nebo do trojúhelníka umístěné paralelně k zátěži. Částmi tohoto terminátoru neprochází pracovní proud, což je zajištěno kondenzátory. Terminátor slouží k filtrování vysokofrekvenčních zákrmitů napětí vzniklých na vedení, aby nepronikaly do připojeného motoru. Rezistor je jako v předchozím případě navrhován dle vlnové impedance vedení. Je

možno použít zapojení do hvězdy, ve kterém jsou kondenzátory méně namáhané napětím. Zapojení terminátoru do trojúhelníka se vyznačuje menší kapacitou kondenzátorů. Výstupní terminátor není ovlivňován délkou použitého kabelu a vyznačuje se malými ztrátami, je tedy vhodný pro měniče s většími výkony.

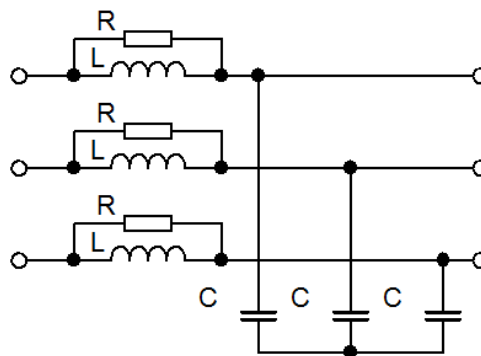


Obr. 3.3 Terminátor kabel – motor

3.1.2 Filtry du/dt

Tento filtr slouží ke snížení strmosti hran napěťových pulzů na výstupu napěťového střídače pohánějícího motory. Původní strmost spínání jednotky $kV/\mu s$ snižujeme na hodnotu, kdy nám nebudou vznikat nebezpečné přepětové špičky na vedení od měniče k motoru. Zde je potřebné znát před návrhem filtru délku vedení pro jeho správnou činnost. Optimální strmost napěťových pulzů na výstupu filtru je do $500 V/\mu s$.

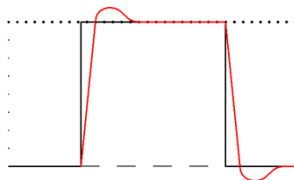
Jedná se o tlumivku s paralelně připojenými rezistory, jako u vstupního terminátoru, a s kondenzátory zapojenými do hvězdy. Zapojení vytváří dolnofrekvenční propust.



Obr. 3.4 du/dt filtr

V porovnání s harmonickými filtry je potřeba méně robustní tlumivka s řádově menší indukčností, tím pádem budou vznikat menší napěťové ztráty na filtru. Úbytek napětí je přibližně v jednotkách procent. Menší tlumivka se odrazí i v celkové nižší ceně tohoto typu filtru.

Následující průběh zobrazuje, jak du/dt filtr tvaruje pulzy, černě je zobrazen výstup napěťového střídače a červená křivka zobrazuje průběh napětí za filtrem. Hrany pulzu mají menší strmost, ale vznikají malé napěťové překmity.



Obr. 3.5 Průběh napěťového pulzu před a za filtrem

Výpočet upravení strmosti napěťového pulzu lze odvodit z přechodového jevu na LC článku.

3.1.3 Sinusové filtry

Harmonický filtr slouží k úpravě výstupního napětí střídače s PWM průběhem na téměř sinusový průběh napětí odpovídající první harmonické. Filtr je ve svém principu laděný obvod představovaný dolní propustí druhého řádu. Má za úkol silně tlumit kmitočty nosné frekvence z PWM řízení. Filtr má vyšší vložný útlum a širší filtrační pásmo než du/dt filtr. Nevýhodou harmonických filtrů jsou větší napěťové úbytky na filtračních tlumivkách, které mohou dosahovat až 10% výstupního napětí měniče. Další velkou nevýhodou sinusových filtrů bývají velké rozměry a hmotnost a v neposlední řadě velká pořizovací cena filtračního zařízení.

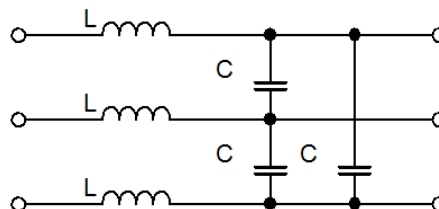
Pasivní harmonické filtry jsou často používány ke snížení harmonických složek napětí a snížení zkreslení proudu na svorkách motorů s použitím dlouhých přívodních kabelů, snižují akustický hluk motorů od spínací frekvence, chrání izolace motorů a omezují vyzařované EMC rušení. Další možnost využití harmonických filtrů je pro střídače záložních zdrojů a fotovoltaických systémů pro vytváření sinusových průběhů napětí při použití v rozvodné síti.

Harmonické proudy jsou rozděleny dle frekvence, každá z dále uvedených kategorií musí být dostatečně a vhodně zeslabena:

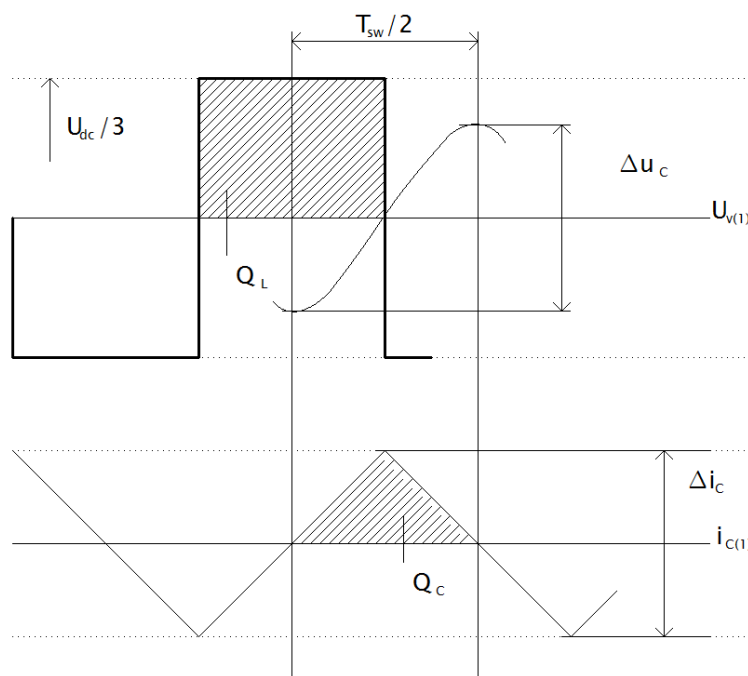
- Nízkofrekvenční harmonické;
- Harmonické od spínacích frekvencí;
- Vysokofrekvenční harmonické.

3.1.3.1 LC – filtr

Takto uspořádaný filtr je vhodný pro zapojení s relativně nízkou impedancí, která je při dané spínací frekvenci zanedbatelná. Tento filtr není příliš vhodný pro přímé připojování k rozvodné síti, protože rezonanční frekvence závisí na impedanci sítě.



Obr. 3.6 Sinusový filtr LC – topologie



Obr. 3.7 Průběh rozkmitu napětí a proudu od první harmonické

Výpočet hodnot prvků filtru je odvozen od požadovaného průběhu napětí a proudu. Z těchto průběhů se zjistí napětové množství dodávané indukčností a náboj na kondenzátoru, ze kterých se vypočítají změny napětí a proudu.

$$\Delta i_C = \frac{Q_L}{L_i} = \frac{U_{dc} \cdot T_{sw}}{6 \cdot L_i} \quad (10)$$

$$\Delta u_C = \frac{Q_C}{C_F} = \frac{8 \cdot C_f}{T_{sw} \cdot \Delta i_C} \quad (11)$$

Sloučením těchto dvou rovnic dostaneme vztah pro výpočet součinu prvků ve filtru podle dovoleného zvoleného zvlnění napětí.

$$L_i C_f = \frac{U_{dc} \cdot T_{sw}^2}{48 \cdot \Delta u_C} = \frac{U_{dc}}{48 \cdot f_{sw}^2 \cdot \Delta u_C} \quad (12)$$

Pro hrubý výpočet jednotlivých prvků začneme s výpočtem indukčnosti filtrační tlumivky, kde využijeme jmenovité parametry se zátěží. Veličina ΔU_{ZLN} představuje napětový úbytek na indukčnosti, kterou obvykle volíme do 10% výstupního napětí.

$$L_i = \frac{\Delta U_{ZLN}}{\omega_g \cdot I_g \cdot \sin \varphi_g} \quad (13)$$

Z vypočítané indukčnosti lze pomocí předchozího vzorce určit kapacitu filtru.

$$C_f = \frac{U_{dc}}{48 \cdot f_{sw}^2 \cdot \Delta u_C \cdot L_i} \quad (14)$$

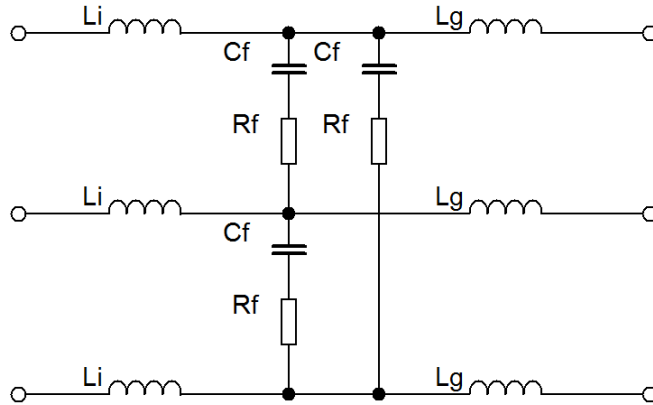
Filtr je druhého řádu s útlumem -40dB/dek. Nyní můžeme vypočítat i rezonanční frekvenci.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_i C_f}} \quad (15)$$

Při použití výstupního transformátoru, umístěného za filtrem, indukčnost vinutí transformátoru vytváří topologii LCL, která je popsána v další kapitole. Tento transformátor může plnit funkci zvyšování nebo snižování napětí, nebo lze použít transformátor s převodem 1:1 v zapojení Dy, který vytvoří nulový bod (střed výstupního vinutí do hvězdy), s tímto transformátorem lze využívat fázové i sdružené napětí.

3.1.3.2 LCL - filtr

Druhým typem filtru můžeme dosáhnout snížení harmonického zkreslení výstupního napětí s menší celkovou akumulovanou energií a menším napětovým úbytkem. V LCL topologii zapojením výstupního filtru dostáváme indukčnosti s menší impedancí, které vycházejí konstrukčně menší a vytváří lepší impedanční přizpůsobení na připojení k rozvodné síti. Umožňuje využití filtrace napětí pro nízké spínací frekvence střídačů. Z důvodů možných rezonancí je potřeba navrhovat LCL filtr podle parametrů připojeného střídače.



Obr. 3.8 Sinusový filtr LCL - topologie

Výpočet třífázového LCL filtru je poměrně složitější. Nejdříve se určí základní parametry filtru, pro ohlídání problémů s rezonancí, poklesem napětí a jalovým výkonem.

$$Z_b = \frac{3 \cdot U_c^2}{P} \quad (16)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_1} \quad (17)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_1 \cdot Z_b} \quad (18)$$

Podmínky pro správný návrh filtru jsou:

Celková indukčnost by měla dosahovat maximálně 10% základní indukčnosti L_b .

$$L_i + L_g \leq L_b = \frac{3 \cdot U_c^2}{10 \cdot \omega_1 \cdot P} \quad (19)$$

Hodnota kapacity by měla být do 5% základní kapacity C_b .

$$C_f \leq 0,05 \cdot C_b \quad (20)$$

Rezonanční frekvence filtru by se měla pohybovat v následujícím rozmezí.

$$10 \cdot f_1 \leq f_r \leq \frac{f_{sw}}{2} \quad (21)$$

Vzorec pro maximální zvlnění proudu kolem první harmonické na indukčnosti L_i je upraven pro nejhorší možný modulační index v PWM řízení měniče.

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2 \cdot U_{dc}}{3 \cdot L_i \cdot f_{sw}} \cdot (1 - m) \cdot m = \frac{2 \cdot U_{dc}}{6 \cdot L_i \cdot f_{sw}} \quad (22)$$

Nyní dostáváme dva vzorce pro výpočet proudu impedancí první harmonické a pro spínací frekvenci.

$$I_{i,1} = \frac{P}{3 \cdot U_c} \quad (23)$$

$$I_{i,sw} = \frac{U_{dc}}{12 \cdot \sqrt{3} \cdot L_i \cdot f_{sw}} \quad (24)$$

Sloučením těchto dvou rovnic s předpokladem poměru proudů r_i získáme vztah pro určení první indukčnosti za měničem L_i .

$$L_i = \frac{U_{dc} \cdot U_c}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot r_i \cdot f_{sw} \cdot P} \quad (25)$$

$$r_i = \frac{I_{i,sw}}{I_{i,1}} \quad (26)$$

Pro výpočet filtračního kondenzátoru filtru je potřeba znát poměr napětových průběhů r_u , který je uveden vzorcem pro filtrační kondenzátor.

$$C_f = \frac{r_i \cdot P (\pi \cdot U_{dc} - 6\sqrt{3} \cdot r_u \cdot U_c)}{3 \cdot \pi \cdot r_u \cdot \omega_{sw} \cdot U_{DC} \cdot U_c^2} \quad (27)$$

$$r_u = \frac{U_{c,sw}}{U_{c,1}} \quad (28)$$

Nyní zbývá dopočítat druhou výstupní indukčnost LCL filtru, která je připojena napřímo k rozvodné síti, pro výpočet budeme opět potřebovat základní indukčnost L_b .

$$L_g = 0,1 \cdot L_b - L_i \quad (29)$$

V topologii filtru nejsou pro zjednodušení nakresleny tlumicí rezistory, které jsou umístěny sériově s kapacitou a mají za úkol vytvořit nulovou impedanci na rezonančním kmitočtu, ovšem představují další výkonovou ztrátu. Výpočet rezistorů pro pasivní tlumení je následující.

$$R_f = \frac{1}{6 \cdot \pi \cdot f_r \cdot C_f} \quad (30)$$

Kde f_r představuje rezonanční frekvenci, pro kterou platí následující výpočet, a měla by se pohybovat v mezích uvedených pro rezonanční kmitočet.

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i \cdot L_g \cdot C_f}} \quad (31)$$

3.1.4 EMI filtry

Tento druh filtrů slouží k odrušení vysokofrekvenčního rušení po vedení. Za vysokofrekvenční rušení se považuje to s frekvencí vyšší než 9kHz. Zpravidla jsou EMI filtry konstruovány pro odrušení ve frekvenčním pásmu 150kHz až 30MHz. Mezi EMI odrušovací prostředky patří následující prvky.

3.1.4.1 Odrušovací tlumivka

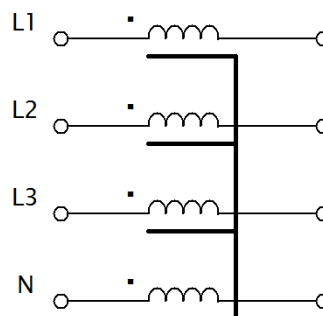
Tlumivky jsou zapojovány sériově do vedení, proto je potřeba vinutí tlumivek dostatečně dimenzovat na maximální protékající proud obvodem. Z tohoto důvodu se používají tlumivky s malým počtem závitů. Reálná tlumivka ovšem není jen čistá indukčnost, ale je potřeba brát v potaz i její parazitní parametry, jako jsou parazitní odpor (odpor vedení) a parazitní kapacita (mezizávitová, proti jádru). Parazitní kapacita má za následek to, že se tlumivka stává rezonančním obvodem, kde je potřeba brát v úvahu maximální kmitočet. Vhodná tlumivka pro odrušovací účely je s činitelem jakosti menším než 1, která nemá výrazný rezonanční kmitočet. U tlumivky s feromagnetickým jádrem je potřeba brát v potaz také pracovní proud, aby nedocházelo k přesycování jádra.

- Tlumivka pro potlačení symetrické složky

Slouží k potlačení parazitních vazeb od řídicích signálů, blokování vysokofrekvenčního rušení. Jedná se o tlumivky na toroidním a otevřeném jádru s jedním vinutím na jádře, nebo feritové perly na vodičích. Takto vytvořené tlumivky mají poměrně malou indukčnost v řádech jednotek až desítek μH a relativně velký činitel jakosti.

- Tlumivka pro potlačení nesymetrické složky

Tlumivka s proudovou kompenzací má na společném jádře je navinut fázový i nulový vodič ve stejném smyslu. Pracovní a zpětný proud vytváří magnetický tok jádrem v opačném směru. Rušivé soufázové proudy se vzájemně ruší díky souhlasnému magnetickému toku, který vytváří pro vysokofrekvenční rušení poměrně velkou indukčnost. Při pracovním proudu s frekvencí 50Hz je indukčnost tlumivky téměř nulová a nedochází k přesycování jádra ani k úbytku napětí na této nízké frekvenci.



Obr. 3.9 Tlumivky pro odstranění nesymetrického rušení

3.1.4.2 Odrušovací kondenzátory

Odrušovací kondenzátory se dělí do dvou hlavních skupin X a Y. Stejně jako u tlumivek se kondenzátor chová jako rezonanční obvod, parazitní indukčnost (přívodů) a svodový odpor.

- X kondenzátory

Tento typ kondenzátorů je určen pro mezifázovou aplikaci tam, kde při jejich průrazu na kostru nenastane ohrožení na lidském životě. Kapacita kondenzátorů není nijak omezena a závisí jen na potřebách aplikace. Kondenzátory třídy X se dělí na dvě kategorie X1 a X2 podle přepětových špiček, hranicí mezi kategoriemi je 2,5kV.

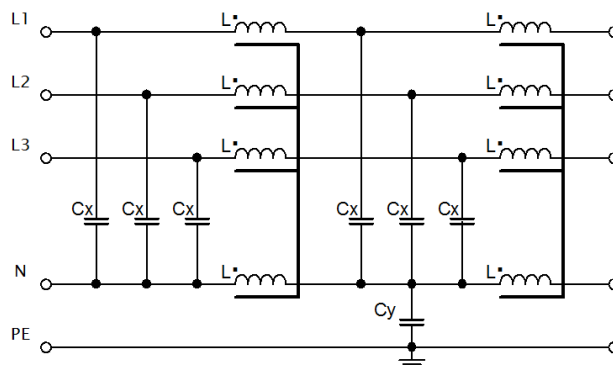
- Y kondenzátory

Zapojení Y kondenzátorů se provádí mezi fázový vodič a uzemnění (ochranný vodič). Dle normy je zde určena maximální kapacita kondenzátorů na 10nF s maximálním svodovým proudem 0,75mA, nebo pro maximální kapacitu 50nF se svodovým proudem nejvýše 3,5mA. Hodnota, která se často používá, je 2nF až 3nF se svodovým proudem maximálně 0,5mA. Tyto hodnoty Y kondenzátorů nevyhoví jen aplikacím v lékařské elektronice.

3.1.4.3 Odrušovací filtr

Filtry jsou sestavy odrušovacích tlumivek a kondenzátorů v různých topologiích zapojení, kterou volíme podle připojované impedance na vstup a výstup filtru. Úbytek napětí na tlumivkách je parametr, na který je třeba dbát při návrhu síťových filtrů a neměl by vznikat větší než 1% až 2%. Díky parazitním parametrům komponent není filtr ideální dolní propust, ale stává se i horní propustí.

Úplný vysokofrekvenční odrušovací filtr se skládá z tlumivky pro symetrické i nesymetrické složky proudu a několika X i Y odrušovacích kondenzátorů. Tlumivky se většinou používají na toroidním železo-prachovém jádře, tento materiál nahrazuje vzduchovou mezeru jádra proti přesycování.



Obr. 3.10 Ukázkové zapojení odrušovacího filtru od firmy ELFIS

4 Návrh filtrů

Sinusový filtr je realizován třífázovou tlumivkou na společném jádře v sérii se zátěží a kondenzátory zapojenými paralelně k zátěži. Tlumivka je navrhována s ohledem na maximální úbytek fázového napětí do 5%.

V této kapitole budou popsány jednotlivé výpočty u dvou výkonových řešení pomocí vzorců uvedených v kapitolách 2.2 a 3.1. Ve výpočtech je potřeba brát zřetel na topologii měniče a celkové zapojení filtru v obvodu. Tyto vypočítané hodnoty budou jen přibližné předpoklady pro následné simulace, kde budou hodnoty doladěny.

4.1 LC - filtr 100kW

První výpočet je pro střídač s maximálním výkonem 100kW, který má topologii třífázového můstku se vstupním LC filtrem a výstupním harmonickým LC filtrem a přes transformátor trojúhelník-hvězda je připojen k zátěži a síti. Pro výpočet potřebujeme znát několik základních parametrů střídače, jako jsou:

Napětí meziobvodu	$U_{dc} = 800 \text{ V}$
Spínací frekvence	$f_{sw} = 10 \text{ kHz}$
Výstupní výkon	$P = 100 \text{ kW}$
Proud na fázi	$I_{f(MAX)} = 145 \text{ A}$
Výstupní napětí fáze	$U_g = 230 \text{ V}$

Při výpočtu vstupního filtru na stejnosměrném meziobvodu bude vynechán výpočet pro filtrační kondenzátory, které jsou již součástí sestaveného měniče od firmy Semikron. Kapacita filtračních kondenzátorů je $780\mu\text{F}$, jde o dva paralelně spojené kondenzátory s kapacitou $390\mu\text{F}$. Je potřeba určit hodnotu filtrační tlumivky umístěné mezi bateriemi a měničem.

Pro výpočet filtrační tlumivky využijeme vzorec (4), pro který zvolíme maximální rozkmit proudu 5% a maximální zvlnění napětí 16V, tedy 2,5% při zanedbání filtračních kondenzátorů.

$$L > \frac{\Delta U_{CF}}{\Delta I_C \cdot I_{bat} \cdot p \cdot \omega} = \frac{16}{0,05 \cdot 175 \cdot 6 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,97 \text{ mH} \quad (32)$$

Při zvolené filtrační tlumivce 1mF určíme rezonanční frekvenci pro vstupní filtr pomocí Thomsonva stavu. Nesmí dojít k rezonanci s frekvencí od činnosti střídače.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{DC} C_{DC}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{0,001 \cdot 0,00078}} = 180 \text{ Hz} \quad (33)$$

Výpočet výstupního LC filtru bude probíhat podle vztahů uvedených v kapitole 3.1.3.1. Pro výpočet nejdříve určíme maximální napěťový úbytek napětí na indukčnosti na 5% z 230V, $\Delta U_{ZLN} = 11,5V$ a účinník s hodnotou $\cos\varphi=0,9$.

$$L_i = \frac{\Delta U_{ZLN}}{\omega_g \cdot I_g \cdot \sin \varphi_g} = \frac{11,5}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 145 \cdot \sin 25,8} = 0,58mH \quad (34)$$

Z rovnice (12) určíme součin kapacity s indukčností pro další výpočet, kde velikost zvlnění napětí na kondenzátoru budeme předpokládat 5% výstupního napětí, tedy $\Delta u_C = 11,5V$.

$$L_i C_f = \frac{U_{dc}}{48 \cdot f_{sw}^2 \cdot \Delta u_C} = \frac{800}{48 \cdot 10000^2 \cdot 11,5} = 1,45 \cdot 10^{-8} s^2 \quad (35)$$

Jednoduchou úpravou rovnice vyjádříme kapacitu C_F .

$$C_f = \frac{L_i C_f}{L_i} = \frac{1,45 \cdot 10^{-8}}{0,00058} = 25\mu F \quad (36)$$

Před zadáním parametrů do simulace filtru je potřeba ověřit rezonanční frekvenci LC členu.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_i C_f}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0,00058 \cdot 0,000025}} = 1322Hz \quad (37)$$

Rezonanční frekvence odpovídá podmínce pro rezonanční frekvenci:

$$10 \cdot f_1 \leq f_r \leq \frac{f_{sw}}{2} \quad (38)$$

$$500Hz \leq 1322Hz \leq 5000Hz \quad (39)$$

Určení tlumících odporů umístěných sériově s filtračními kondenzátory.

$$R_f = \frac{1}{6 \cdot \pi \cdot f_r \cdot C_f} = \frac{1}{6 \cdot \pi \cdot 1322 \cdot 0,000022} = 1,6\Omega \quad (40)$$

Hodnoty jsou připravené pro simulaci a případnou korekci.

4.2 LCL - filtr 250kW

Druhý výpočet se bude zabývat vstupním LC a výstupním LCL filtrem pro tříúrovňový napěťový střídač s maximálním výkonem 250kW. Pro výpočet potřebujeme znát několik základních parametrů střídače, jako jsou:

Napětí meziobvodu	$U_{dc} = 800 V$
Spínací frekvence	$f_{sw} = 10 kHz$
Výstupní výkon	$P = 250 kW$
Proud na fázi	$I_{f(MAX)} = 365 A$
Výstupní napětí fáze	$U_g = 230 V$

V topologii toho střídače je potřeba provést výpočet filtrační tlumivky stejně jako pro předchozí případ s menším výkonem. Výsledná zvolená hodnota filtrační tlumivky pro simulaci je 0,65mF.

$$L > \frac{19,3}{0,05 \cdot 330 \cdot 6 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,62mH \quad (41)$$

U filtračních kondenzátorů je potřeba počítat s tím, že budou zapojeny v sérioparalelní kombinaci a do středu kondenzátorů jsou připojeny upínací diody střídače.

Dosažením do rovnic (16), (17) a (18) získáme základní podmínky s hodnotami pro harmonický filtr: maximální celková impedance filtru $Z_b = 1,92 \Omega$, kapacita $C_b = 1,66 \text{ mF}$, ze které pomocí rovnice (20) dostaneme maximální kapacitu kondenzátorů $C_f = 83 \mu\text{F}$, indukčnost $L_b = 6,11 \text{ mF}$, ze které pomocí rovnice (19) získáme maximální součet obou indukčností $L_i + L_g = 0,611 \text{ mF}$.

Pro samotný výpočet nejdříve určíme poměry r_i a r_u , které udávají poměr velikosti zvlnění veličiny ku první harmonické.

$$r_i = \frac{I_{i,sw}}{I_{i,1}} = \frac{36}{365} = 0,05 \quad (42)$$

$$r_u = \frac{U_{c,sw}}{U_{c,1}} = \frac{10}{400} = 0,025 \quad (43)$$

Výpočet první indukčnosti L_i pomocí rovnice (25):

$$L_i = \frac{U_{dc} \cdot U_c}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot r_i \cdot f_{sw} \cdot P} = \frac{800 \cdot 400}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot 0,05 \cdot 10000 \cdot 250000} \quad (44)$$

$$= 0,37mF$$

Výpočet kapacity kondenzátorů ve filtru:

$$C_f = \frac{r_i \cdot P(\pi \cdot U_{dc} - 6\sqrt{3} \cdot r_u \cdot U_c)}{3 \cdot \pi \cdot r_u \cdot \omega_{sw} \cdot U_{dc} \cdot U_c^2} \quad (45)$$

$$= \frac{0,05 \cdot 250000(\pi \cdot 800 - 6\sqrt{3} \cdot 0,025 \cdot 400)}{3 \cdot \pi \cdot 0,025 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10000 \cdot 800 \cdot 400^2}$$

$$= 16\mu F$$

Výpočet druhé indukčnosti L_g :

$$L_g = 0,1 \cdot L_b - L_i = 0,24mH \quad (46)$$

Nyní jsou stanoveny základní hodnoty LCL filtru a lze určit rezonanční frekvenci:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i \cdot L_g \cdot C_f}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{0,00037 + 0,000024}{0,00037 \cdot 0,00024 \cdot 0,000016}} \quad (47)$$

$$= 3298Hz$$

Rezonanční frekvence odpovídá podmínce pro rezonanční frekvenci:

$$10 \cdot f_1 \leq f_r \leq \frac{f_{sw}}{2} \quad (48)$$

$$500\text{Hz} \leq 3298\text{Hz} \leq 5000\text{Hz} \quad (49)$$

Z rezonanční frekvence a kapacity kondenzátorů vypočítáme vztahem (30) odpor tlumících rezistorů, které jsou umístěny sériově s kondenzátory:

$$R_f = \frac{1}{6 \cdot \pi \cdot f_r \cdot C_f} = \frac{1}{6 \cdot \pi \cdot 3298 \cdot 0,000016} = 1\Omega \quad (50)$$

Předběžně vypočítané hodnoty prvků LCL filtru nastavíme do parametrů simulace napětového střídače a popřípadě hodnoty doladíme na optimálnější hodnoty.

4.3 Harmonická analýza

Požadovaná vlastnost sinusového filtru je minimální zkreslení od sinusového průběhu. Libovolný periodický signál můžeme vyjádřit jako součet sinusových a kosinusových průběhů s celočíselným násobkem základního kmitočtu. Harmonická analýza spočívá v převedení funkce na Fourierovu řadu. Výsledek, který dostaneme z harmonické analýzy, je frekvenční spektrum, hodnoty jednotlivých harmonických složek lze zobrazovat jako amplitudové poměry, nebo procentuálně k první harmonické.

4.3.1 Harmonické frekvence v elektrické síti

Frekvence síťového napětí je 50Hz, vyšší harmonické frekvence jsou celočíselným násobkem této základní. Vznikají nesinusovými odběry zařízení připojených k elektrické síti. Tyto nesinusové proudy způsobují na impedanci sítě nesinusové úbytky napětí, a tím vzniká neharmonický průběh.

Vyšší harmonické frekvence v síti způsobují větší namáhání připojených zařízení a větší proudové zatížení nulového vodiče. Nejvíce nepříjemná z tohoto pohledu je třetí harmonická jednotlivých fází, které se v nulovém vodiči sčítají.

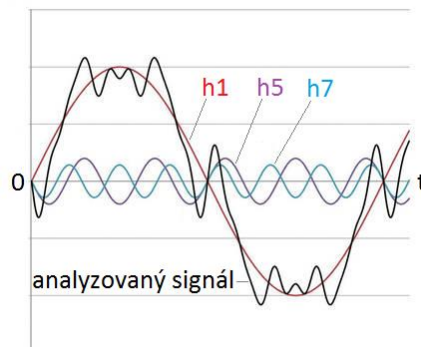
Mezní hodnoty maximálního harmonického zkreslení jsou vyňaty z normy ČSN EN 50160. Hodnoty jsou udávány procentuálně k první harmonické pro každou celočíselnou harmonickou frekvenci až do padesáté.

Tab. 4.1 Zkreslení harmonických

	Řád harmonické h	Zkreslení [% U ₁]
Liché hodnoty h nedělitelné 3	5	6,0
	7	5,0
	11	3,5
	13	3,0
	17	2,0
	19	1,8
	23	1,5
	25	1,5
	29 < h < 49	2,27 * (17/h) – 0,27
Liché hodnoty h dělitelné 3	3	5,0
	9	1,5
	15	0,5
	21	0,5
	27 < h < 45	0,2
Sudé hodnoty h	2	2,0
	4	1,5
	6	0,75
	8	0,5
	26 < h < 50	0,25 * (10/h) + 0,25

4.3.2 Celkové zkreslení průběhu napětí

Pro zkreslení harmonického signálu se používá činitel harmonického zkreslení THD (Total Harmonic Distortion). Udává poměr efektivní hodnoty součtu všech harmonických složek do určitého řádu harmonické a efektivní hodnoty základní harmonické. Čím je menší číslo THD, tím je menší podíl vyšších harmonických. Činitel zkreslení se udává v procentech, o kolik je průběh zkreslen proti základní harmonické, čistý harmonický signál je THD rovno 0%. Maximální úroveň kompatibility pro celkový obsah harmonických napětí je $THD_U = 8\%$.



Obr. 4.1 Ukázka složení harmonického signálu

Rovnice pro harmonické zkreslení napětí:

$$THD_U = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n U_h^2}}{U_1} \cdot 100 \quad (51)$$

Harmonické zkreslení se udává u síťového napětí i u proudu odebíraného spotřebiči. Uvedená rovnice je pro výpočet celkového zkreslení napětí, kde U_h udává jednotlivé efektivní hodnoty harmonických složek, n je počet harmonických složek. Obvykle se zahrnuje do analýzy 50 nebo 25 harmonických složek, což odpovídá frekvenci 2,5kHz nebo 1,25kHz dílčích složek, nižší hodnotu lze využít jen v případě, že nehrozí rezonance na vyšších řádech.

Měření zkreslení signálu se provádí pomocí spektrálního analyzátoru, který dokáže zobrazit amplitudy jednotlivých harmonických složek.

4.3.3 Meziharmonické frekvence v elektrické síti

Meziharmonické frekvence nejsou celočíselným násobkem první harmonické (frekvence sítě). Způsobují zkreslení sinusového napětí, které není periodické vůči frekvenci sítě. Mezi zdroje meziharmonických frekvencí patří například: obloukové pece, odporové svářečí stroje, asynchronní stroje, signály HDO, stroje s periodickými změnami zatížení s nízkou frekvencí a spotřebiče s nelineární závislostí proudu na napětí.

Meziharmonické s frekvencí blízkou 40 Hz nebo 60 Hz mohou způsobovat flickr od malých hodnot napětí (od cca 0,15% U_1). Například poměrná hodnota HDO signálu v distribuční síti 0,2% U_1 . Za rušení nepovažujeme úroveň napětí meziharmonických, které nepřekračují 0,1% U_1 .

5 Simulace

Tato kapitola se zabývá simulacemi modelu napětového střídače s výstupním filtrem a zátěže v prostředí MATLAB Simulink. Cílem simulace je ověření a odladění nahrubo vypočítaných hodnot jednotlivých parametrů sinusového filtru.

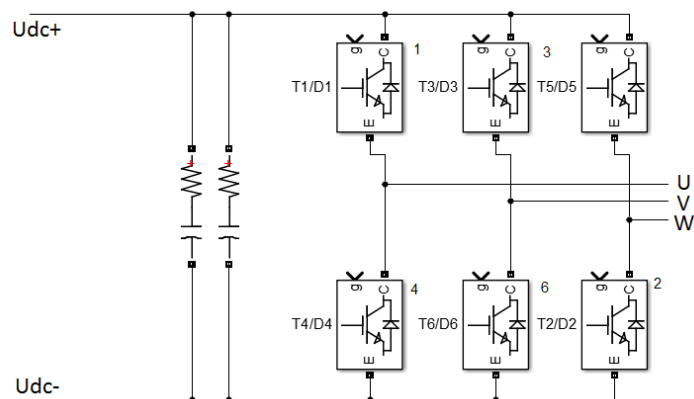
Při simulacích jsou zadávány co nejvíce reálné parametry prvků střídače dle datových listů od výrobce. Zadané jsou také parametry řízení, jako je spínací frekvence, mrtvé časy mezi spínacími pulzy pro výkonové prvky.

Návrh výstupních filtrů je prováděn pro dvě výkonové třídy napětových střídačů: 100kW a 250kW, tato hodnota je maximální výstupní výkon v režimu přetížení. Simulace jsou prováděny pro tyto maximální hodnoty.

5.1 Třífázový napětový střídač – 100kW

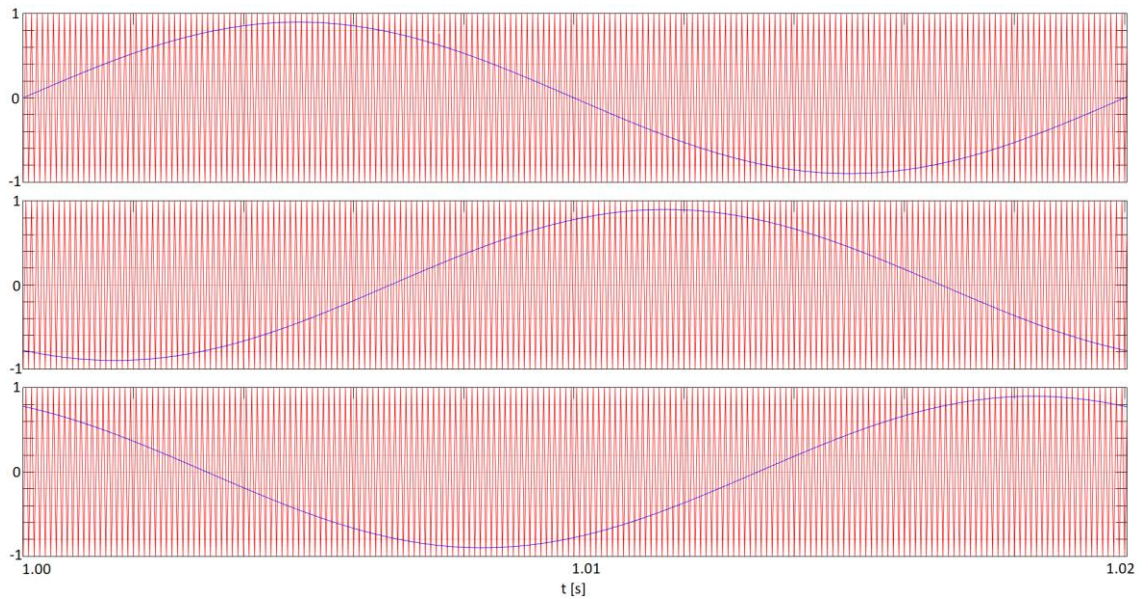
Napětový střídač je realizován blokovým řešením od firmy Semikron SEMIKUBE s typovým označením SKS SL 20 GD 50/10 – E4 P1. Jedná se o již smontovaný blok výkonových modulů na chladiči s kondenzátory meziobvodu a drivery tranzistorů.

Základní parametry střídače jsou převzaty z katalogového listu a v simulaci jsou zadány: napětí meziobvodu 800V, spínací frekvence 10kHz, filtrační tlumivka 1mH a celková kapacita kondenzátorů meziobvodu 780uF.



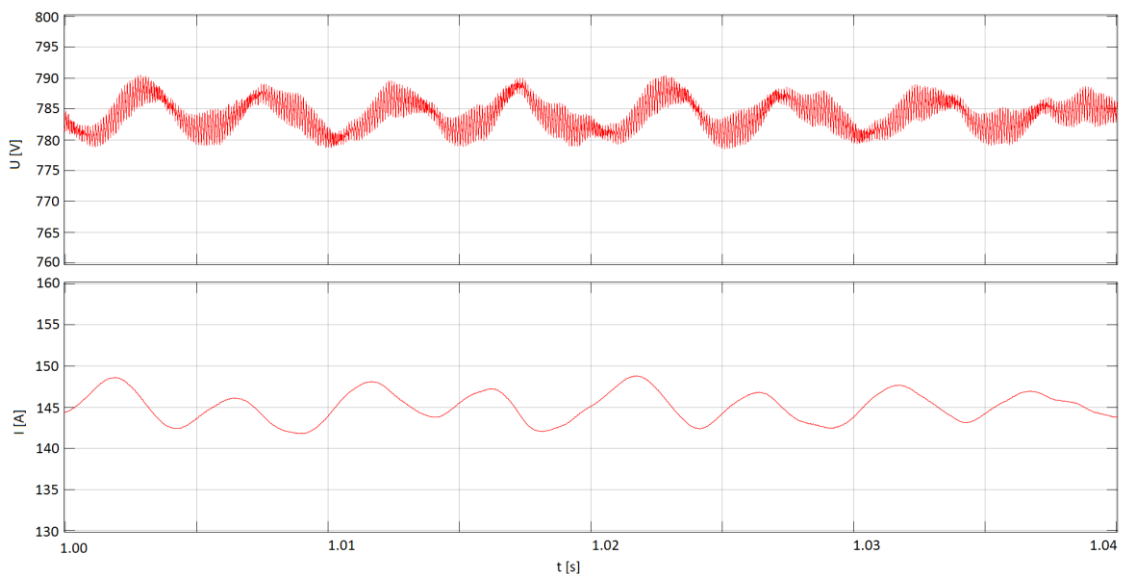
Obr. 5.1 Simulační blok třífázového napětového střídače

Výkonové prvky jsou řízeny klasickým PWM řízením bez prováděné regulace, jde jen o tvorbu řídicích signálů pomocí porovnávání nosného a modulačního signálu.



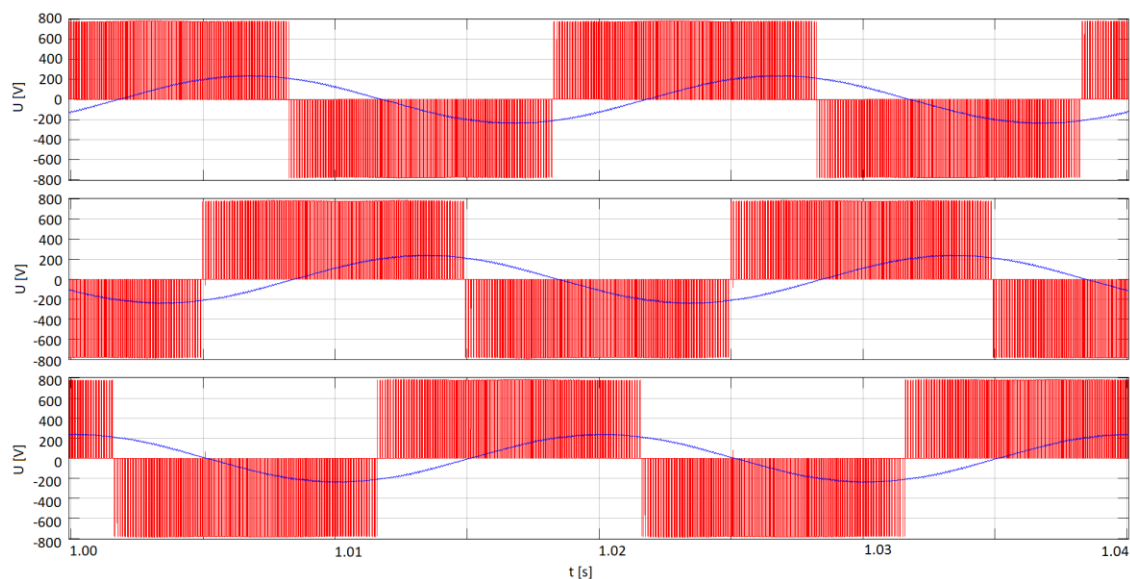
Obr. 5.2 Průběhy nosných a modulačního signálu jednotlivých fází

Při stanoveném jmenovitém výkonu na výstupu soustavy je na průběhu zobrazeno zvlnění napětí (nahore) a proudu (dole) od činnosti napětového střídače, kde je vidět vliv od výstupní i spínací frekvence. Celkové maximální zvlnění napětí na kondenzátorech meziobvodu je do $\Delta U_C = 10V$, takto hodnota odpovídá zvlnění cca 1,3% od napětí U_{bat} , maximální rozkmit byl uvažován 2,5% U_{bat} . Zvlnění napětí od spínání výkonových prvků je maximálně $\Delta U_{C(PWM)} = 5V$. Proud odebíraný z meziobvodu při konstantním maximálním zatížení měniče se mění v rozmezí $\Delta I_C = 8A$, procentuálně to je rozkmit do 5,5% jmenovitého proudu.



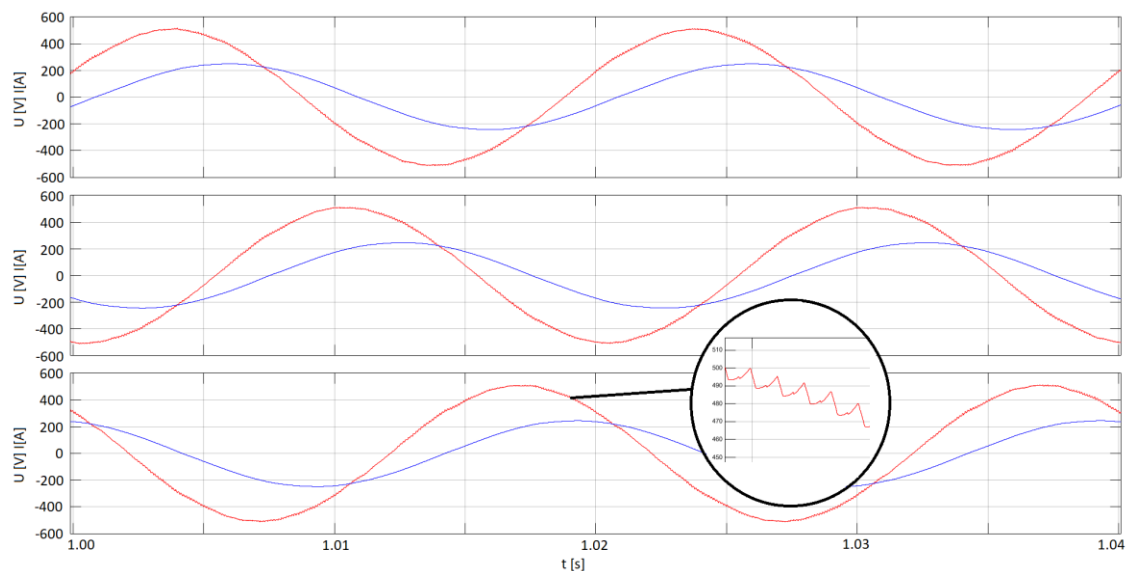
Obr. 5.3 Zvlnění napětí a proudu meziobvodu

Průběh sdruženého napětí (červeně) a fázového proudu (modře) přímo na výstupu napětového střídače bez filtrace. Zde je vidět tvar napětí v jednotlivých pulzech od spínání výkonových prvků, které se následná filtrace snaží přeměnit na sinusový průběh.



Obr. 5.4 Průběh sdruženého napětí a proud před filtrem

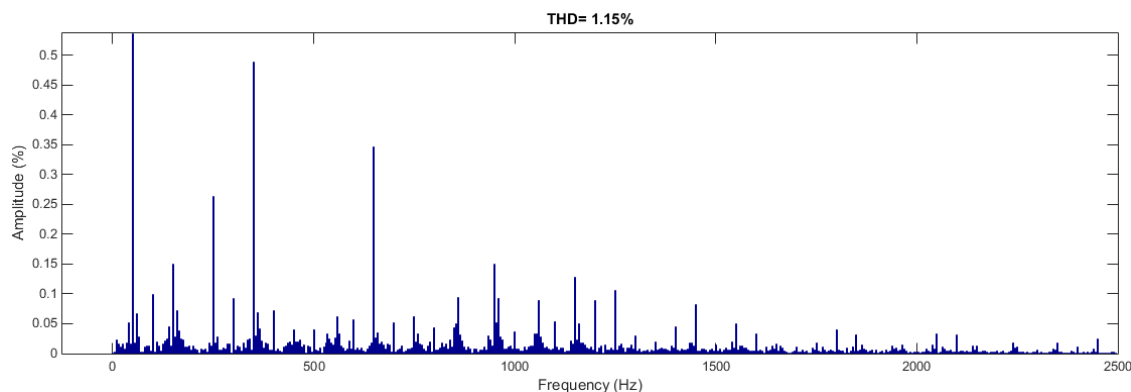
V parametrech LC filtru jsou nastaveny hodnoty vypočítané v kapitole 4.1, na průběhu napětí je vidět malé zvlnění od spínací frekvence, které dosahuje maximální hodnoty $\Delta U_{ZL} = 10\text{V}$, tedy procentuální zvlnění $\sigma_U = 4,3\%$. Velikost zvlnění odpovídá předpokladům, pro které byl filtr počítán s maximálním zvlněním $\sigma_U = 5\%$.



Obr. 5.5 Detail zvlnění sdruženého napětí za LC filtrem

Zátěž je připojena přes transformátor firmy mdexx v zapojení Dy. Jako zátěž je zvolena RL kombinace o jmenovitém výkonu 100kW a nastaveným účinníkem na hodnotu $\cos\varphi = 0,9$.

Harmonické zkreslení napětí za sinusovým filtrem je naměřeno $\text{THD}_U = 1,15\%$, což je v toleranci normy pro maximální zkreslení průběhu napětí. Ve frekvenčním spektru je zobrazena procentuální velikost jednotlivých harmonických ku první harmonické (50Hz). Jednotlivé procentuální hodnoty první až padesáté harmonické jsou uvedeny v příloze.



Obr. 5.6 Harmonická analýza napětí za LC filtrem

Výsledné hodnoty parametrů pro vstupní a výstupní filtr zadávané v simulacích jsou následující.

Tab. 5.1 Vstupní LC filtr pro střídač 100kW

L_{DC}	1 mH
C_{DC}	2x 390 μF

Tab. 5.2 Výstupní LC filtr pro střídač 100kW

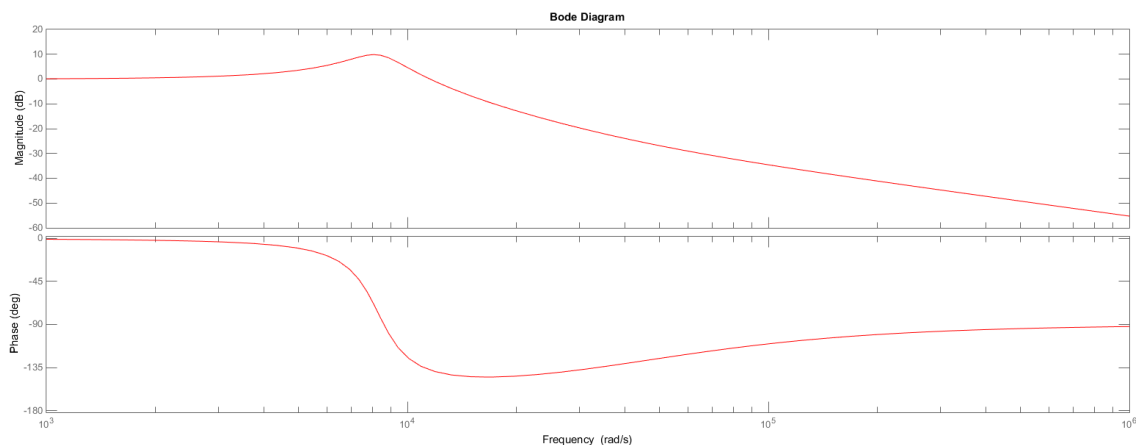
L_i	0,58 mH
C_f	25 μF
R_f	1,6 Ω

Výsledné hodnoty simulací a složky jednotlivých harmonických odpovídají předpokladům návrhu a odpovídají maximálním rozsahům jednotlivých harmonických, proto je možné pro tyto hodnoty pokračovat s konstrukčním návrhem výstupního harmonického filtru.

5.1.1 Frekvenční charakteristika LC filtru

Frekvenční charakteristiky popisují útlum amplitudy výstupního napětí ke vstupnímu a fázový posun vznikající na filtru v závislosti na frekvenci. Přenos LC filtru vyjádříme pomocí Laplaceova obrazu pro vytvoření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky.

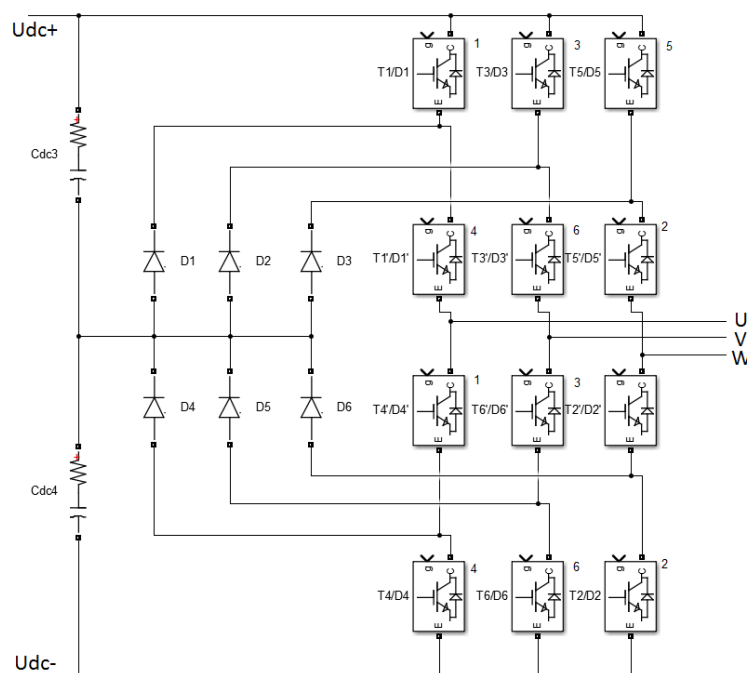
$$F(p) = \frac{U_g(p)}{U_i(p)} = \frac{pCR_f + 1}{p^2LC + pCR_f + 1} \quad (52)$$



Obr. 5.7 Frekvenční charakteristika LC filtru

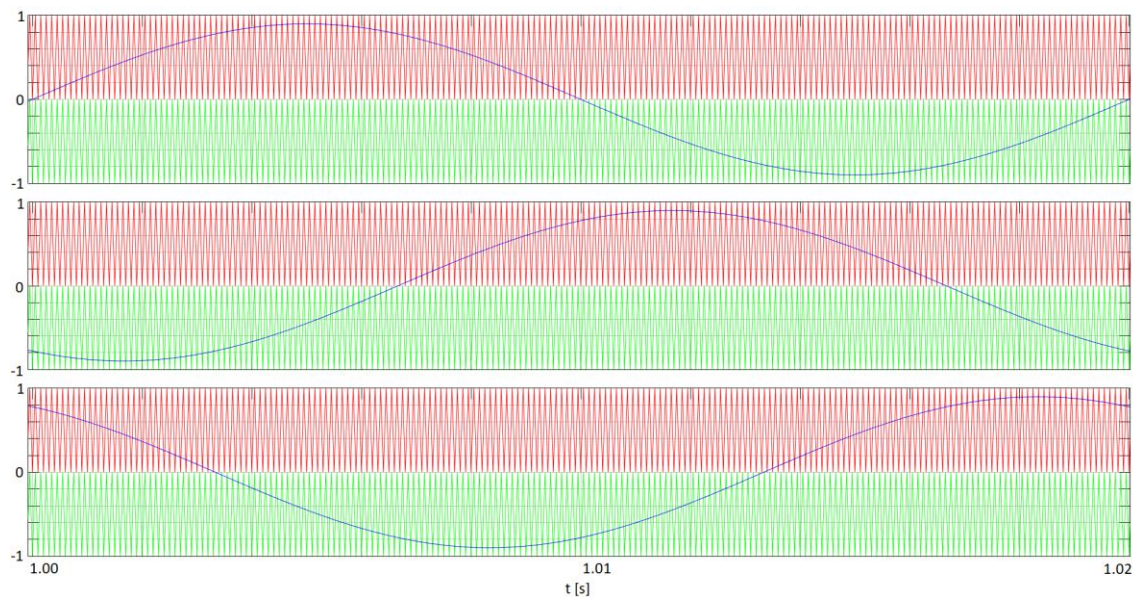
5.2 Třífázový napětový střídač s upínacími diodami – 250kW

Realizace tříúrovňového napětového střídače je navržena s výkonovými moduly od firmy Semikron, základní hodnoty výkonových tranzistorů a diod z katalogového listu jsou zadány do simulačních parametrů. Pro topologii střídače jsou využity dva stejné moduly SEMiX453GD12E4c tvořící horní a spodní skupinu tranzistorů a trojice diodových modulů s označením SKKD 380.



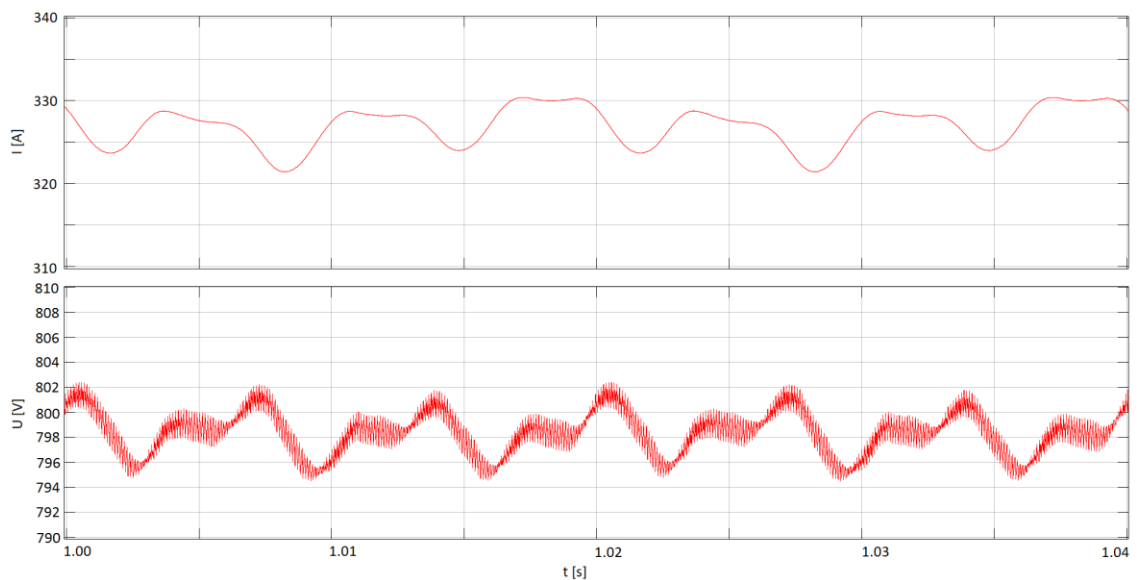
Obr. 5.8 Napětový střídač s upínacími diodami

Řídicí PWM signály tříúrovňového napětového střídače jsou tvořeny porovnáním sinusového modulačního signálu (modrý) s dvěma pilovitými nosnými signály (červený a zelený) se stejnou fází, ovšem jeden v kladných a druhý v záporných hodnotách.



Obr. 5.9 Průběhy nosných a modulačních signálů jednotlivých fází

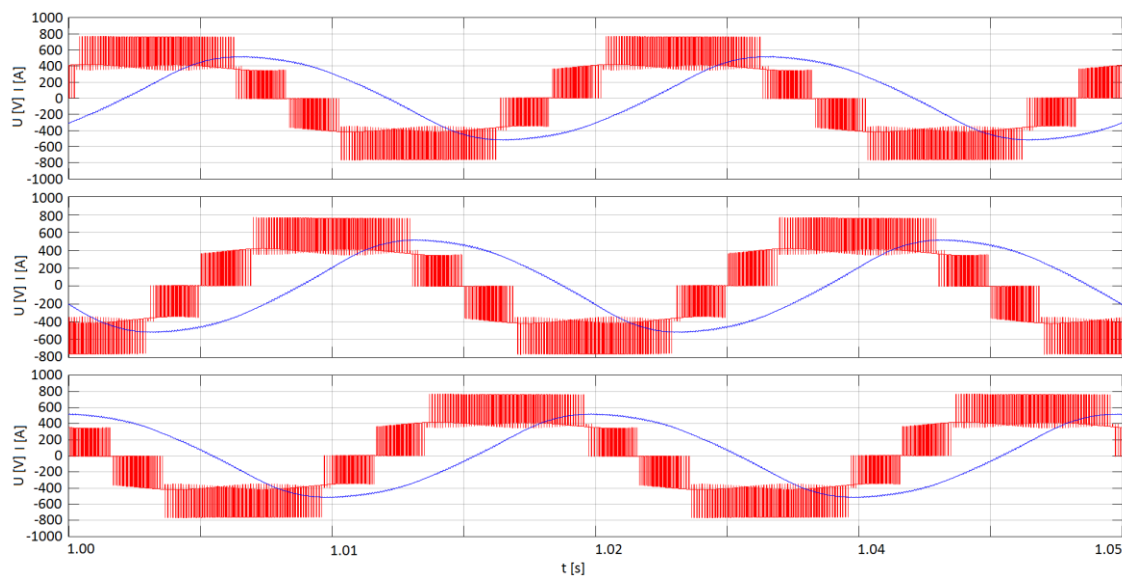
Základní zadávané parametry v simulaci pro tento model jsou: napětí meziobvodu 800V, spínací frekvence 10kHz, filtrační tlumivka 0,65mH. Kondenzátorová baterie je složena ze tří paralelních kondenzátorů s kapacitou 1,5mF v jedné polovině.



Obr. 5.10 Zvlnění napětí a proudu meziobvodu

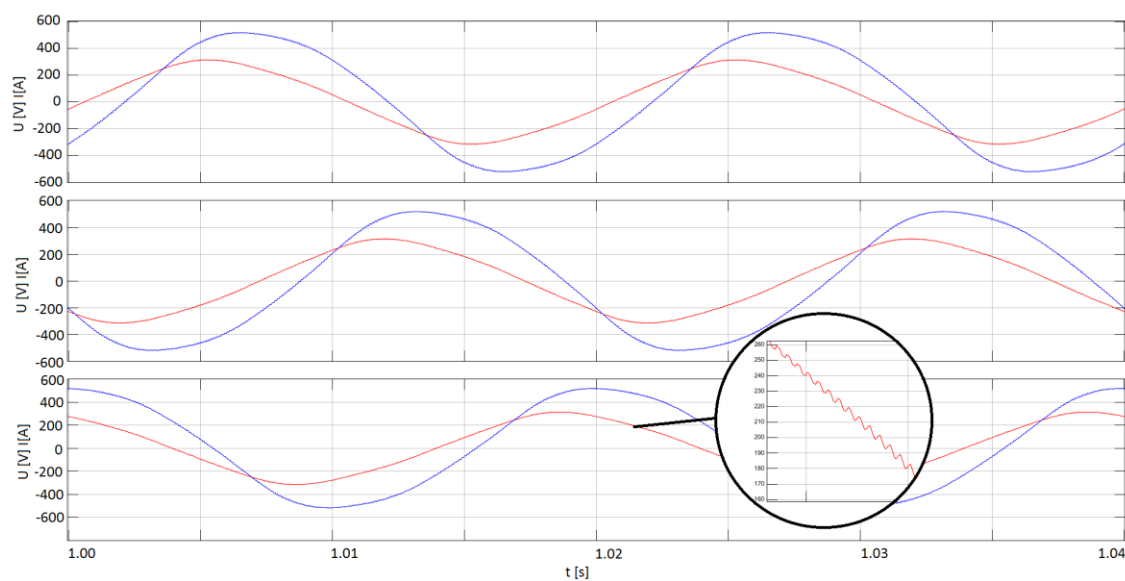
Zvlnění proudu v simulaci dosahuje maximálně 8A, tedy 2,4% jmenovitého proudu meziobvodu. Rozkmit zvlnění napětí od PWM spínání výkonových prvků má maximální hodnotu 3V a celkové zvlnění vlivem chodu napětového střídače dosahuje hodnoty 8V tedy 1% U_{bat} .

Pro simulaci výstupního LCL filtru jsou zvoleny následující hodnoty prvků: $L_i = 0,37\text{mH}$, $L_g = 0,24\text{mH}$. Vypočítaná hodnota kondenzátorů je $16\ \mu\text{F}$, ale byla zvolena nejbližší dostupná kapacita kondenzátorů $C_f = 20\ \mu\text{F}$.



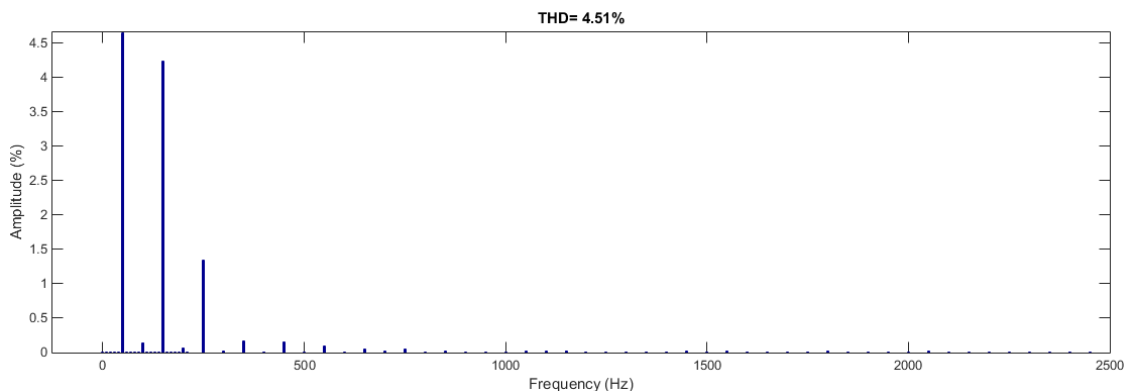
Obr. 5.11 Průběh sdruženého napětí a proud před filtrem

Na výstupu střídače je připojena symetrická RL zátěž, zapojena do hvězdy s výkonem 250kW a účínkem $\cos\varphi = 0,9$. Střed zátěže je spojen s vytvořeným nulovým uzlem ve středu kondenzátorů meziobvodu.



Obr. 5.12 Detail zvlnění fázového napětí za LCL filtrem

Zvlnění napětí za LCL sinusovým filtrem dosahuje hodnoty přibližně $\Delta U_{ZL} = 8V$, tedy procentuální zvlnění $\sigma_U = 3,5\%$ fázového napětí. Harmonické zkreslení napětí do padesáté harmonické $THD_U = 4,51\%$.



Obr. 5.13 Harmonická analýza napětí za LCL filtrem

Výsledné hodnoty parametrů pro vstupní a výstupní filtr zadávané v simulacích jsou následující.

Tab. 5.3 Vstupní LC filtr pro střídač 250kW

L_{DC}	0,65 mH
C_{DC}	6x 1500 μF

Tab. 5.4 Výstupní LC filtr pro střídač 250kW

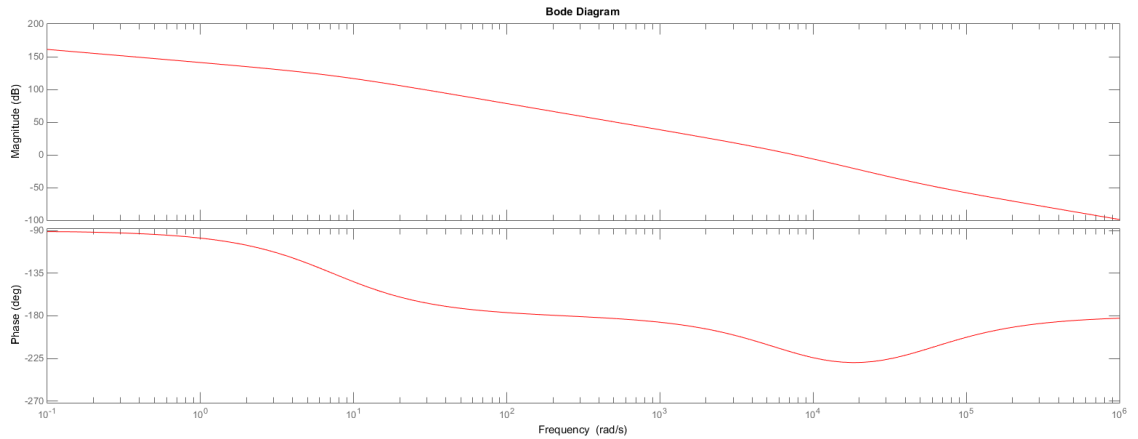
L_i	0,35 mH
L_g	0,25 mH
C_f	20 μF
R_f	1 Ω

Výsledné hodnoty simulací a složky jednotlivých harmonických odpovídají předpokladům návrhu a odpovídají maximálním rozsahům jednotlivých harmonických, proto je možné pro tyto hodnoty pokračovat s konstrukčním návrhem výstupního harmonického filtru.

5.2.1 Frekvenční charakteristika LCL filtru

Frekvenční charakteristiky popisují útlum amplitudy výstupního napětí ke vstupnímu a fázový posun vznikající na filtru v závislosti na frekvenci. Přenos LCL filtru vyjádříme pomocí Laplaceova obrazu pro vytvoření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky.

$$F(p) = \frac{U_g(p)}{U_i(p)} = \frac{pC_f R_f + 1}{p^3 L_i L_g C_f + p^2 C_f R_f (L_i + L_g) + p(L_i + L_g)} \quad (53)$$



Obr. 5.14 Frekvenční charakteristika LCL filtru

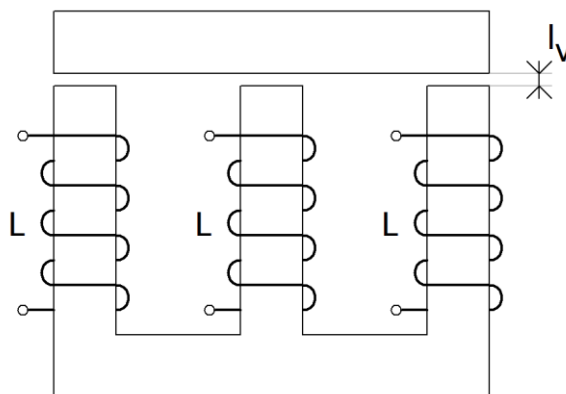
6 Konstrukce filtračního zařízení

Tato kapitola se zabývá konstrukcí výstupních filtračních zařízení, v první části jsou uvedeny parametry filtrační tlumivky. Další součásti sinusových filtrů jsou vybrány z katalogů výrobců s odpovídajícími parametry. Filtrační zařízení je složeno ze tří hlavních komponentů: třífázová tlumivka, filtrační kondenzátory a tlumící rezistor.

6.1 LC filtr – 100kW

6.1.1 Filtrační tlumivka

Filtrační tlumivka je ve filtru největší část a také cenově nejdražší. Předpokládá se třífázová tlumivka na společném feromagnetickém jádře se vzduchovou mezerou l_v , jádro je složeno z EI-plechů, viz obrázek 6.1. Vinutí tlumivky se předpokládá měděné s obdélníkovým průřezem.



Obr. 6.1 Skutečné provedení třífázové tlumivky

Výrobou tlumivky se bude zabývat specializovaná firma na vinuté díly dle zadaných parametrů: indukčnost, jmenovitý proud při pracovní frekvenci (50 Hz), jmenovité napětí, maximální úbytek napětí, maximální oteplení při jmenovitém proudu a jmenovitá frekvence. Profesionální výrobek bude navrhován s ohledem na minimalizaci magnetického obvodu, na minimalizaci vinutí a k maximálnímu stanovenému oteplení vinutí kvůli stárnutí izolace vodičů.

Tab. 6.1 Parametry tlumivky 0,58mH

Indukčnost [mH]	0,58
Jmenovitý proud [A]	150
Jmenovité napětí [V]	3 x 400
Pracovní frekvence [Hz]	50
Úbytek napětí [%]	5

6.1.2 Filtrační kondenzátor

Filtrační kondenzátory jsou zvoleny polypropylénové na jmenovité napětí 450V.

Tab. 6.2 Zvolený kondenzátor 1

Kapacita [μF]	25
Svod [$\text{m}\Omega$]	5
Výrobce	Kemet
Výrobní číslo	C44AMGP5250ZA0J

Z hodnot vybraného kondenzátoru můžeme vyčíst hodnoty pro následující výpočet Dielektrických a Joulových ztrát přeměňujících se v kondenzátoru na teplo. Výpočet se provádí pro zvlnění od síťové i spínací frekvence.

$$\begin{aligned} P_D(50) &= 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot V^2 \cdot \text{tg}\delta \\ &= 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,000025 \cdot 400^2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-4} \\ &= 0,2W \end{aligned} \quad (54)$$

$$\begin{aligned} P_D(10000) &= \frac{I_{ef}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \cdot \text{tg}\delta \\ &= \frac{145}{2 \cdot \pi \cdot 10000 \cdot 0,000025} \cdot 1,5 \cdot 10^{-4} \\ &= 0,014W \end{aligned} \quad (55)$$

$$\begin{aligned} P_j(50) &= R_{ESR} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot V)^2 \\ &= 0,005 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,000025 \cdot 400)^2 = 0,05W \end{aligned} \quad (56)$$

$$P_j(10000) = R_{ESR} \cdot I_f^2 = 0,005 \cdot 145 = 0,725W \quad (57)$$

Celková ztráta na kondenzátoru je.

$$\begin{aligned} P_T &= \sum_i (P_D(i) + P_j(i)) = 0,2 + 0,014 + 0,05 + 0,725 \\ &= 0,989W \end{aligned} \quad (58)$$

6.1.3 Tlumicí rezistor

Na rezistoru umístěném sériově s filtračním kondenzátorem vzniká ztrátový výkon vlivem zvlnění výstupního proudu. Rezistor je potřeba na tento ztrátový výkon dostatečně dimenzovat, výpočet zahrnuje proud přes kondenzátor změřený v simulaci $I_{Cef} = 4\text{A}$.

$$P_{ztr(Rf)} = R_f \cdot I_{Cef}^2 = 1,6 \cdot 4^2 = 25,6W \quad (59)$$

S ohledem na výkonové dimenzování je zvolen výkonový rezistor.

Tab. 6.3 Zvolený rezistor 1

Odpor [Ω]	1,5
Jmenovitý výkon [W]	50
Výrobce	TE Connectivity
Výrobní číslo	TE50B1R5J

6.2 LCL filtr – 250kW

6.2.1 Filtrační tlumivka

Filtrační tlumivky v LCL filtru jsou stejné konstrukce jako v předchozí kapitole 6.1.1. Zde jsou uvedeny zadávané parametry pro výrobu ve specializované firmě.

Tab. 6.4 Parametry tlumivky 0,37mH

Indukčnost [mH]	0,37
Jmenovitý proud [A]	370
Jmenovité napětí [V]	3 x 400
Pracovní frekvence [Hz]	50
Úbytek napětí [%]	3

Tab. 6.5 Parametry tlumivky 0,24mH

Indukčnost [mH]	0,24
Jmenovitý proud [A]	370
Jmenovité napětí [V]	3 x 400
Pracovní frekvence [Hz]	50
Úbytek napětí [%]	3

6.2.2 Filtrační kondenzátor

Filtrační kondenzátory jsou zvoleny polypropylénové na jmenovité napětí 450V.

Tab. 6.6 Zvolený kondenzátor 2

Kapacita [μ F]	20
Svod [$m\Omega$]	6
Výrobce	Kemet
Výrobní číslo	C44AMGP5200ZA0J

Výpočet je stejný jako v předchozím případě pro katalogové parametry zvolených filtračních kondenzátorů. Celková ztráta na kondenzátoru je $P_T = 2,36W$.

6.2.3 Tlumící rezistor

Proud přes kondenzátor změřený v simulaci je $I_{Cef} = 3A$. Ztrátový výkon na tlumícím rezistoru vychází menší než v předchozím případě vlivem menšího protékaného proudu $P_{ztr(Rf)} = 9W$.

S ohledem na výkonové dimenzování je zvolen výkonový rezistor.

Tab. 6.7 Zvolený rezistor 2

Odpor [Ω]	1
Jmenovitý výkon [W]	25
Výrobce	Ohmite
Výrobní číslo	L25J1R0E

7 Normy

Podle platných norem jsou výrobci elektronických zařízení povinni splňovat základní kritéria (normy) elektromagnetické kompatibility EMC. Na zařízení se také vztahují normy ohledně konstrukce samotných filtračních prvků. Dále je potřeba splňovat kvalitu výstupních napětí a zároveň vstupním rušením neovlivňovat rozvodnou síť.

Další požadavky pro zařízení, které je uvedeno v této práci, jsou popsány v následujících kapitolách. Jde o normy, které je potřeba u zařízení dodržet.

7.1 Elektromagnetická kompatibilita

Elektromagnetickou kompatibilitou se zabývají normy řady 61000. Základní norma ČSN EN 61000-1-2 definuje základní elektromagnetické prostředí, souhrn elektromagnetických jevů a metody měření a zkoušek.

V případě větších výkonů je pro návrh filtračních prvků směrodatná norma [5] pro zařízení se jmenovitým proudem větším než 16 A připojených k veřejným distribučním sítím nízkého napětí. Při normálních provozních podmínkách jsou dovoleny metody řízení, které mají identickou kladnou i zápornou půlvlnu. Připojování zařízení do rozvodné sítě spadá kvůli fázovým proudům větším než 75A do etapy 3 (připojení na dohodnutém příkonu odběratele s dodavatelem).

Měření rušení probíhá na všech fázových vodičích i na středním (nulovém) vodiči. Zkušební napětí musí splňovat $\pm 2\%$ rozmezí pro napětí, $\pm 0,5\%$ pro kmitočet a fázový posun mezi napětími 120° s tolerancí $\pm 1,5^\circ$. Harmonické zkreslení napětí při provozu nesmí překročit následující hodnoty:

- 0,9% pro 3 harmonickou;
- 0,4% pro 5 harmonickou;
- 0,3% pro 7 harmonickou;
- 0,2% pro 9 harmonickou;
- 0,2% pro sudé 2 až 10 harmonickou;
- 0,1% pro 11 až 40 harmonickou.

Norma popisující emise pro prostředí obytné, obchodní a lehkého průmyslu je ČSN EN 61000-6-3 ed.2 vydaná v roce 2011. Zde nás budou zajímat hodnoty pro emise šířené po střídavém napájení nízkého napětí v kmitočtovém pásmu 0kHz až 30MHz. Následující tabulka zobrazuje maximální meze rušení šířeného po kabelovém vedení.

Tab. 7.1 Meze v obytném, obchodním prostředí a lehkého průmyslu

Vstup/výstup	Kmitočtový rozsah	Meze
Střídavé (AC) napájení nízkého napětí	0 kHz až 2 kHz	Meze jsou stanoveny v základních normách IEC 61000-3-4 a IEC 61000-3-5
	0,15 MHz až 0,5 MHz	66 dB (μV) až 56 dB (μV) kvazivrcholová hodnota 56 dB (μV) až 46 dB (μV) střední hodnota
	0,5 MHz až 5 MHz	56 dB (μV) kvazivrcholová hodnota 46 dB (μV) střední hodnota
	5 MHz až 30 MHz	60 dB (μV) kvazivrcholová hodnota 50 dB (μV) střední hodnota
	0,15 MHz až 30 MHz	Meze pro nespojitá rušení jsou v CISPR 14-1

Další meze pro EMC rušení po střídavém napájení jsou z normy ČSN EN 61000-6-4 ed.2 pro průmyslové prostředí.

Tab. 7.2 Meze v průmyslovém prostředí

Vstup/výstup	Kmitočtový rozsah	Meze
Střídavé (AC) napájení nízkého napětí	0,15 MHz až 0,5 MHz	79 dB (μV) kvazivrcholová hodnota 66 dB (μV) střední hodnota
	0,5 MHz až 30 MHz	73 dB (μV) kvazivrcholová hodnota 60 dB (μV) střední hodnota

Meze rušení mají přísnější parametry pro obytné a obchodní prostory, protože u tohoto výrobku nelze předem předpokládat použití pouze v průmyslovém prostředí. Jako referenční hodnoty jsou voleny přísnější limity.

7.2 Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejné distribuční sítě

Definice a popis vlastností síťového napětí za normálních provozních podmínek, které lze očekávat v rozvodných sítích nízkého, vysokého i velmi vysokého napětí v konkrétních bodech nalezneme v evropské normě EN 50160, která je převedena do všech národních norem [8]. Hlavními popisovanými vlastnostmi je kmitočet napětí, velikost (amplituda), tvar vlny a symetrie třífázových napětí.

Kmitočet síťového napětí za normálních podmínek je 50 Hz, při měření v 10 s intervalu musí splňovat následující meze.

Tab. 7.3 Odchyly kmitočtu

Síťové napětí	50 Hz \pm 1 %	Během 99,5 % roku
Ostrovní systémy	50 Hz \pm 2 %	Během 95 % týdne

Napětové odchylky jsou stanoveny na $\pm 10\%$ od základního napětí 230V. Procentuální úrovně zkreslení jednotlivými harmonickými jsou již uvedeny v tabulce, tato tabulka je v předchozí kapitole 4.3.1.

Norma [9], která udává jmenovitá napětí, je rozdělena do více kategorií: střídavé a stejnosměrné soustavy pro trakci, trojfázové soustavy 1kV až 35kV, třífázové soustavy 35kV až 230kV, zařízení s maximálním napětím AC 125V a DC 750V... Pro tento případ je důležitá kategorie se střídavým napětím mezi 100V a 1000V včetně souvisejících zařízení. Napětí je stanoveno pro jednofázové i trojfázové čtyřvodičové nebo třívodičové soustavy s hodnotami 230V, 230/400V, 400/690V a 1000V s frekvencí 50Hz. Soustava 400/690V je používána výhradně v těžkém průmyslu. Maximální odchylka napětí v předávacích místech za normálních podmínek do $\pm 10\%$.

7.3 Parametry kvality elektrické energie

Zde si popíšeme obsah podnikové normy ČEZ distribuce, ČEPS a další: PNE 33 3430 o kvalitě dodávané elektrické energie. Jednotlivé části normy obsahují parametry dodávané elektrické energie.

Část 1 [10] obsahuje mezní hodnoty harmonického zkreslení a procentuální poměry jednotlivých harmonických. Přesné hodnoty vyňaté z normy ČSN EN 50160 jsou uvedeny v předchozí kapitole o harmonické analýze, kde jsou hodnoty zkreslení rozděleny podle napětí na skupiny nn, vn a vvn.

Část 3 [11] s názvem: Nesymetrie napětí, změny kmitočtu 50Hz a rušení v kmitočtovém rozsahu 2 kHz až 150 kHz, stanovuje mezní hodnoty pro odchylky od síťového napětí v distribučních soustavách nn, vn a vvn. Nesymetrie napětí je brána z pohledu amplitudy hodnot jednotlivých fázových napětí a odchylky od fázového posunu 120° , která vzniká nerovnoměrným zatížením jednotlivých fází. Je udávána v procentech jmenovitého výkonu. Hodnota efektivních hodnot zpětné složky napájecího napětí je stanovena v rozsahu 0 až 2% sousledné složky. V místech, kde jsou větší jednofázové nebo dvoufázové odběry se mohou vyskytnout nesymetrie do 3%.

Část 4 o poklesech a krátkých přerušeních napětí není z hlediska výstupních filtrů napětových střídačů příliš relevantní, protože tyto chyby nelze filtry odstranit.

7.4 Zdroje nepřerušovaného napájení (UPS)

Norma ČSN EN 62040 se zabývá zdroji nepřerušovaného napájení nízkého napětí s akumulátorem elektrické energie ve stejnosměrném meziobvodu. Nepřetržitá dodávka energie je charakterizována následovně: napětí a kmitočet jsou ve jmenovitých tolerančních mezích pro ustálený a přechodový stav, v mezích je i zkresení a přerušování dodávky energie. Z normy vyplývají následující požadavky na konstrukci zařízení a ochranu osob.

Nulové vodiče se musí izolovat od země a od sestavy celého zařízení, jako by byly fázovými vodiči. Součástky připojené mezi nulový vodič a uzemnění se musí dimenzovat na pracovní napětí rovnající se fázovému napětí.

Přístupné vodivé části, na nichž se může vyskytnout v případě jedné poruchy izolace nebezpečné napětí, musí být spolehlivě spojeny s ochrannou zemní svorkou uvnitř zařízení. Během činnosti se nesmí kostra nebo šasi zařízení použít k vedení proudu.

Kondenzátorové baterie musí být pro ochranu osob provádějících údržbu opatřeny vybíjecími prostředky. Pokud doba vybíjení přesahuje 1s, musí být doplněn varovný štítek s údajem doby potřebné pro snížení nebezpečného napětí na bezpečnou úroveň (ne delší než 5 minut).

Z normy EN 60439-1 o průřezích měděných kabelů na připojení zařízení v našem případě vyjmeme z tabulky průřezy pro jmenovité hodnoty fázových proudů s hodnotou 150A a 360A, pro které je možné krátkodobé přetížení.

Tab. 7.4 Průřezy vodičů

Jmenovitý proud	Pevné nebo zkroucené vodiče		Ohebné vodiče	
	Průřezy		Průřezy	
	Minimální	Maximální	Minimální	Maximální
A	mm ²		mm ²	
160	35	95	35	70
200	50	120	50	95
250	70	150	70	120
315	95	240	95	185

Požadavky na elektromagnetickou kompatibilitu (EMC) zdrojů nepřerušovaného napájení obsahuje část 2 [13]. UPS zařízení jsou rozdělena do 4 kategorií podle prostředí, kde je zařízení umístěno, a podle výstupního proudu. V tomto případě je potřeba dodržovat emisní meze pro kategorii C3 a C4, kam spadají zařízení s proudem vyšším než 16A a pro použití v obchodech a průmyslu. Pro kategorii C3 jsou meze rušivého napětí na síťových vstupních svorkách uvedeny v následující tabulce.

Tab. 7.5 Meze rušivého napětí kategorie C3

Jmenovitý výstupní proud A	Kmitočtový rozsah MHz	Meze dB (μ V)	
		Kvazivrcholové	Střední
> 100 A	0,15 až 0,5	130	120
	0,5 až 5	125	115
	5 až 30	115	105

Meze rušivého napětí na výstupních svorkách, pro kategorii C4 s proudem větším než 100A, odpovídají hodnotám mezí na vstupních svorkách, takže platí stejná tabulka.

Dále jsou v normě uvedeny způsoby připojení přes umělou síť pro dodržení správné impedance sítě při měření rušení na vstupech. Popisují se i charakteristiky připojovaných zátěží na výstup UPS.

Závěr

V diplomové práci je prováděn simulační návrh harmonických filtrů v aplikaci pro střídače v bateriových úložištích elektrické energie s výstupním výkonem 100kW a 250kW.

První část diplomové práce popisuje teoretickou funkci napětových střídačů využitých ve dvou konkrétních bateriových úložištích. Obsahuje teoretický návrh filtračních prvků ve stejnosměrném meziobvodu pro tyto dva napětové střídače dle maximálních požadovaných zvlnění průběhů napětí a proudu. Dále teoretický návrh výstupních filtračních zařízení (harmonických filtrů) ve dvou topologiích zapojení LC a LCL.

V druhé části diplomové práce jsou provedeny výpočty prvků ve filtračních zařízeních pro konkrétní parametry napětových střídačů. Vypočítané hodnoty jsou následně simulovány v programu Simulink pro ověření správné funkce. V simulacích je měřeno zkreslení výstupního napětí měniče na dodržení požadovaných parametrů z hlediska kvality napětí. Je také zjištěno celkové harmonické zkreslení napětí a obsah vyšších harmonických v průběhu do frekvence 2,5kHz a EMC rušení po kabelech připojovaných k rozvodné distribuční soustavě. Z přiložených průběhů napětí a proudu je viditelné maximální zkreslení a zvlnění.

Maximální zvlnění napětí za LC filtrem u napětového střídače s výkonem 100kW při plném symetrickém zatížení dosahuje $\sigma_U = 4,3\%$ a celkové harmonické zkreslení $THD_U = 1,15\%$. U druhého řešení s využitým LCL filtrem je zvlnění napětí příznivější s hodnotou $\sigma_U = 3,5\%$, ovšem celkové harmonické zkreslení je vyšší $THD_U = 4,51\%$ způsobené vlivem neharmonického odběru proudu. Výsledné hodnoty simulací odpovídají teoretickým předpokladům, pro které byl proveden hrubý početní návrh.

Poslední část práce je zaměřena na konkrétní výběr součástí filtračního zařízení z katalogových listů výrobců a požadavků na zakázkovou výrobu filtračních tlumivek.

Parametry navržených sinusových filtrů nebyly v současné době testovány na reálném zařízení, celé bateriové úložiště je ve fázi vývoje.

Použitá literatura

- [1] PAVELKA JIŘÍ, ČEROVSKÝ ZDENĚK, LETTL JIŘÍ. VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA. 3. VYD. PRAHA: ČVUT, 2007, 227 s. ISBN 978-80-01-03626-6.
- [2] MIROSLAV PATOČKA. MAGNETICKÉ JEVY A OBVODY. 1. VYD. BRNO: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [3] FRANTIŠEK VONDRÁŠEK, TOMÁŠ GLASBERGER A KOLEKTIV. VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA – MĚNIČE KMITOČTU A STŘÍDAVÉHO NAPĚTÍ. 3. VYD. PLZEŇ: ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI, 2017, 288 s. ISBN 978-80-261-0688-3.
- [4] ČSN EN 61000-1-2 *Elektromagnetická kompatibilita (EMC) – Část 1-2: Obecně – Metodika pro dosažení funkční bezpečnosti elektrických a elektronických systémů s ohledem na elektromagnetické jevy*. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, Červenec 2017
- [5] ČSN EIC 61000-3-4 *Elektromagnetická kompatibilita (EMC) – Část 3-4: Meze – Omezování emise harmonických proudů v rozvodných sítích nízkého napětí pro zařízení se jmenovitým proudem větším než 16A*. Praha: Český normalizační institut, Duben 2002
- [6] ČSN EN 61000-6-3 ed.2 *Elektromagnetická kompatibilita (EMC) – Část 6-3: Kmenové normy – Emise – Prostředí obytné, obchodní a lehkého průmyslu*. Praha: Český normalizační institut, Zář 2007
- [7] ČSN EN 61000-6-4 ed.2 *Elektromagnetická kompatibilita (EMC) Část 6-4: Kmenové normy – Emise – Průmyslové prostředí*. Brussels: Evropský výbor pro normalizaci v elektronice, Leden 2007
- [8] ČSN EN 50160 ed.3 *Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejných distribučních sítí*. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, Únor 2011
- [9] ČSN EN 600038 *Jmenovitá napětí CENELEC*. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, Srpen 2012
- [10] PNE 33 3430-1 ed.4 *Parametry kvality elektrické energie – Část 1: Harmonické a mezharmónické*.
- [11] PNE 33 3430-2 ed.4 *Parametry kvality elektrické energie – Část 2: Kolísání napětí*
- [12] ČSN EN 62040-1 *Zdroje nepřerušovaného napájení (UPS) – Část 1: Všeobecné a bezpečnostní požadavky pro UPS*. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2009
- [13] ČSN EN 62040-2. *Zdroje nepřerušovaného napájení (UPS) – Část 2: Požadavky na elektromagnetickou kompatibilitu (EMC)*. Praha: Český normalizační institut, Srpen 2006
- [14] KŮS VÁCLAV. NÍZKOFREKVENČNÍ RUŠENÍ. 1. VYD. PLZEŇ: ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI, 2003, 196 s. ISBN 80-7082-976-1.
- [15] TŘÍÚROVNĚVÉ STŘÍDAČE. [ONLINE]. [CIT. 2018-11-02]. DOSTUPNÉ Z: [HTTPS://WWW.SEMIKRON.COM/DL/SERVICE-SUPPORT/DOWNLOADS/DOWNLOAD/SEMIKRON-APPLICATION-NOTE-3L-NPC-TNPC-TOPOLOGY-EN-2015-10-12-REV-05/](https://www.semikron.com/DL/SERVICE-SUPPORT/DOWNLOADS/DOWNLOAD/SEMIKRON-APPLICATION-NOTE-3L-NPC-TNPC-TOPOLOGY-EN-2015-10-12-REV-05/)
- [16] TŘÍFÁZOVÉ STŘÍDAČE A ELIMINACE HARMONICKÝCH. [ONLINE]. [CIT. 2018-01-15]. DOSTUPNÉ Z: [HTTP://PUBS.SCIEPUB.COM/AJEEE/2/1/4/](http://pubs.sciepub.com/AJEEE/2/1/4/)
- [17] NÁVRH FILTRU MEZIIOBVODU. [ONLINE]. [CIT. 2017-11-30]. DOSTUPNÉ Z: [HTTPS://PDFS.SEMANTICSCHOLAR.ORG/C0A9/3462AF745ADF95F40F2FD461204885E26000.PDF](https://pdfs.semanticscholar.org/c0a9/3462af745adf95f40f2fd461204885e26000.pdf)
- [18] NÁVRH LCL FILTRU. [ONLINE]. [CIT. 2018-02-18]. DOSTUPNÉ Z: [HTTPS://WWW.SPRINGER.COM/CDA/CONTENT/DOCUMENT/CDA_DOWNLOADDOCUMENT/9789811042768-c2.pdf?SGWID=0-0-45-1612887-p180717482](https://www.springer.com/cda/content/document/cda_downloaddocument/9789811042768-c2.pdf?SGWID=0-0-45-1612887-p180717482)

Seznam obrázků

OBR. 0.1 BLOKOVÉ SCHÉMA BATERIOVÉHO ÚLOŽIŠTĚ.....	11
OBR. 1.1 OBECNÉ SCHÉMA NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE.....	12
OBR. 1.2 TŘÍFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ V MŮSTKOVÉM ZAPOJENÍ.....	13
OBR. 1.3 PULZNĚ ŠÍŘKOVÁ MODULACE.....	14
OBR. 1.4 OBDÉLNÍKOVÉ ŘÍZENÍ.....	15
OBR. 1.5 ŠÍŘKOVÉ PULZNÍ ŘÍZENÍ.....	15
OBR. 1.6 VÝTVORENÍ PRŮBĚHU PWM MODULACE.....	16
OBR. 1.7 MOSFET TRANZISTOR.....	18
OBR. 1.8 IGBT TRANZISTOR.....	18
OBR. 1.9 DIODA.....	18
OBR. 1.10 ČTYŘVĚTVOVÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ.....	19
OBR. 1.11 ČTYŘVĚTVOVÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ.....	20
OBR. 1.12 TŘÍFÁZOVÝ TŘÍÚROVNĚOVÝ STŘÍDAČ S MEZIFÁZOVÝMI TRANSFORMÁTORY.....	21
OBR. 2.1 PŘÍKLADY ZDROJŮ STEJNOSMĚRNÉHO NAPĚTÍ MEZIIOBVODU (BATERIE, MŮSTKOVÝ USMĚRŇOVAČ, ZVYŠUJÍCÍ MĚNIČ).....	22
OBR. 2.2 ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ PRVKŮ MEZIIOBVODU.....	23
OBR. 2.3 SUPERPOZICE PRO VÝPOČET PRVKŮ MEZIIOBVODU.....	23
OBR. 2.4 PRŮBĚH NAPĚTÍ A PROUDU ODEBÍRANÉHO STŘÍDAČEM.....	24
OBR. 2.5 NABÍJECÍ OBVOD KONDENZÁTORŮ.....	25
OBR. 3.1 SOUSTAVA MĚNIČ – KABEL - MOTOR.....	26
OBR. 3.2 TERMINÁTOR MĚNIČ – KABEL.....	27
OBR. 3.3 TERMINÁTOR KABEL – MOTOR.....	28
OBR. 3.4 du/dt FILTR.....	28
OBR. 3.5 PRŮBĚH NAPĚŤOVÉHO PULZU PŘED A ZA FILTREM.....	29
OBR. 3.6 SINUSOVÝ FILTR LC – TOPOLOGIE.....	30
OBR. 3.7 PRŮBĚH ROZKMITU NAPĚTÍ A PROUDU OD PRVNÍ HARMONICKÉ.....	30
OBR. 3.8 SINUSOVÝ FILTR LCL - TOPOLOGIE.....	32
OBR. 3.9 TLUMIVKY PRO ODSTRANĚNÍ NESYMETRICKÉHO RUŠENÍ.....	34
OBR. 3.10 UKÁZKOVÉ ZAPOJENÍ ODRUŠOVACÍHO FILTRU OD FIRMY ELFIS.....	35
OBR. 4.1 UKÁZKA SLOŽENÍ HARMONICKÉHO SIGNÁLU.....	40
OBR. 5.1 SIMULAČNÍ BLOK TŘÍFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE.....	42
OBR. 5.2 PRŮBĚHY NOSNÝCH A MODULAČNÍHO SIGNÁLU JEDNOTLIVÝCH FÁZÍ.....	43
OBR. 5.3 ZVLNĚNÍ NAPĚTÍ A PROUDU MEZIIOBVODU.....	43
OBR. 5.4 PRŮBĚH SDRUŽENÉHO NAPĚTÍ A PROUD PŘED FILTREM.....	44
OBR. 5.5 DETAIL ZVLNĚNÍ SDRUŽENÉHO NAPĚTÍ ZA LC FILTREM.....	44
OBR. 5.6 HARMONICKÁ ANALÝZA NAPĚTÍ ZA LC FILTREM.....	45
OBR. 5.7 FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA LC FILTRU.....	46
OBR. 5.8 NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ S UPÍNAČÍMI DIODAMI.....	46
OBR. 5.9 PRŮBĚHY NOSNÝCH A MODULAČNÍCH SIGNÁLŮ JEDNOTLIVÝCH FÁZÍ.....	47
OBR. 5.10 ZVLNĚNÍ NAPĚTÍ A PROUDU MEZIIOBVODU.....	47
OBR. 5.11 PRŮBĚH SDRUŽENÉHO NAPĚTÍ A PROUD PŘED FILTREM.....	48
OBR. 5.12 DETAIL ZVLNĚNÍ FÁZOVÉHO NAPĚTÍ ZA LCL FILTREM.....	48
OBR. 5.13 HARMONICKÁ ANALÝZA NAPĚTÍ ZA LCL FILTREM.....	49
OBR. 5.14 FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA LCL FILTRU.....	50
OBR. 6.1 SKUTEČNÉ PROVEDENÍ TŘÍFÁZOVÉ TLUMIVKY.....	51

Seznam tabulek

TAB. 4.1 ZKRESLENÍ HARMONICKÝCH.....	40
TAB. 5.1 VSTUPNÍ LC FILTR PRO STŘÍDAČ 100kW.....	45
TAB. 5.2 VÝSTUPNÍ LC FILTR PRO STŘÍDAČ 100kW.....	45
TAB. 5.3 VSTUPNÍ LC FILTR PRO STŘÍDAČ 250kW.....	49
TAB. 5.4 VÝSTUPNÍ LC FILTR PRO STŘÍDAČ 250kW.....	49
TAB. 6.1 PARAMETRY TLUMIVKY 0,58mH.....	51
TAB. 6.2 ZVOLENÝ KONDENZÁTOR 1	52
TAB. 6.3 ZVOLENÝ REZISOTR 1	52
TAB. 6.4 PARAMETRY TLUMIVKY 0,37mH.....	53
TAB. 6.5 PARAMETRY TLUMIVKY 0,24mH.....	53
TAB. 6.6 ZVOLENÝ KONDENZÁTOR 2	53
TAB. 6.7 ZVOLENÝ REZISTOR 2.....	53
TAB. 7.1 MEZE V OBYTNÉM, OBCHODNÍM PROSTŘEDÍ A LEHKÉHO PRŮMYSLU	55
TAB. 7.2 MEZE V PRŮMYSLOVÉM PROSTŘEDÍ	55
TAB. 7.3 ODCHYLKY KMITOČTU	55
TAB. 7.4 PRŮŘEZY VODIČŮ.....	57
TAB. 7.5 MEZE RUŠIVÉHO NAPĚTÍ KATEGORIE C3.....	58

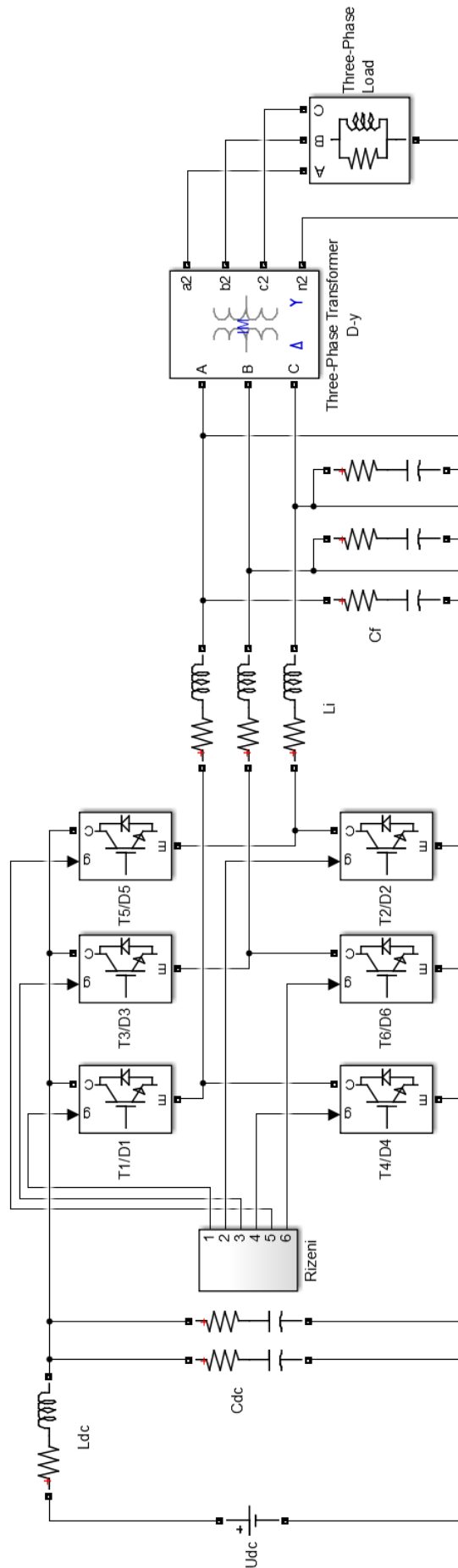
Seznam příloh

Příloha č. 1: Celkové simulační schéma střídače s výkonem 100kW

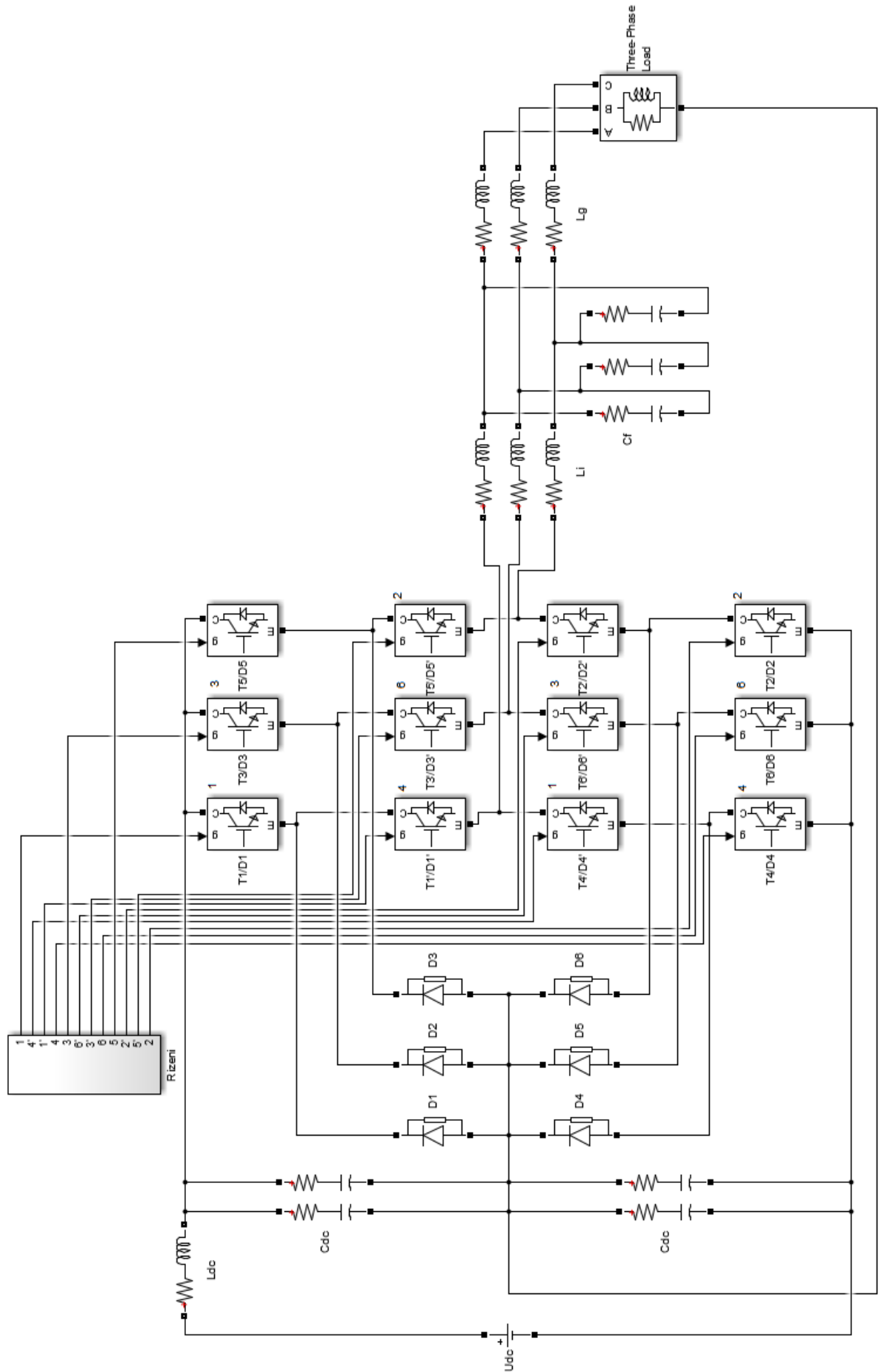
Příloha č. 2: Procentuální hodnota harmonických napětí za filtrem pro výkon 100kW

Příloha č. 3: Celkové simulační schéma střídače s výkonem 250kW

Příloha č. 4: Procentuální hodnota harmonických napětí za filtrem pro výkon 250kW



Frekvence [Hz]	harmonická	Amplituda [%]
50	základní	100
100	h2	0,15
150	h3	0,06
200	h4	0,04
250	h5	0,12
300	h6	0,02
350	h7	0,34
400	h8	0,06
450	h9	0,03
500	h10	0,06
550	h11	0,11
600	h12	0,09
650	h13	0,14
700	h14	0,05
750	h15	0,03
800	h16	0,02
850	h17	0,06
900	h18	0,04
950	h19	0,03
1000	h20	0,03
1050	h21	0,01
1100	h22	0,04
1150	h23	0,04
1200	h24	0,08
1250	h25	0,07
1300	h26	0,02
1350	h27	0,02
1400	h28	0,05
1450	h29	0,04
1500	h30	0,02
1550	h31	0,06
1600	h32	0,03
1650	h33	0,02
1700	h34	0,03
1750	h35	0,02
1800	h36	0,02
1850	h37	0,03
1900	h38	0,01
1950	h39	0,02
2000	h40	0,01
2050	h41	0,05
2100	h42	0,05
2150	h43	0,03
2200	h44	0,01
2250	h45	0,01
2300	h46	0
2350	h47	0,02
2400	h48	0,02
2450	h49	0,03



Frekvence [Hz]	harmonická	Amplituda [%]
50	základní	100
100	h2	0,15
150	h3	4,24
200	h4	0,06
250	h5	1,34
300	h6	0,02
350	h7	0,16
400	h8	0,01
450	h9	0,15
500	h10	0,01
550	h11	0,1
600	h12	0,01
650	h13	0,04
700	h14	0,02
750	h15	0,05
800	h16	0,01
850	h17	0,02
900	h18	0
950	h19	0,01
1000	h20	0,01
1050	h21	0,02
1100	h22	0,02
1150	h23	0,03
1200	h24	0,01
1250	h25	0,01
1300	h26	0,01
1350	h27	0,01
1400	h28	0,01
1450	h29	0,02
1500	h30	0,01
1550	h31	0,02
1600	h32	0,01
1650	h33	0,01
1700	h34	0
1750	h35	0,01
1800	h36	0,02
1850	h37	0,01
1900	h38	0
1950	h39	0,01
2000	h40	0,01
2050	h41	0,02
2100	h42	0,01
2150	h43	0
2200	h44	0,01
2250	h45	0
2300	h46	0,01
2350	h47	0,01
2400	h48	0,01
2450	h49	0