

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Analýza vlastností usměrňovačů**

## ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2019/2020

### ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Tomáš VOGL**  
Osobní číslo: **E18N0041P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**  
Téma práce: **Analyza vlastnosti usměrňovačů**  
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

#### Zásady pro vypracování

1. Vyberte zástupce topologií usměrňovačů pro srovnání.
2. Popište funkci vybraných topologií.
3. Vytvořte simulační modely.
4. Analyzujte vybrané vlastnosti usměrňovačů.
5. Vyhodnoťte výsledky analýzy.



Rozsah diplomové práce: **40 – 60 stran**  
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**  
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

**Seznam doporučené literatury:**

1. VONDRÁŠEK, František. Výkonová elektronika. Sv. II, Měniče s vnější komutací. 2. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2001. 149 s. ISBN 80-7082-695-9.
2. VONDRÁŠEK, František a kol. Výkonová elektronika. Svazek 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace. Část 2, Měniče kmitočtu a střídavého napětí. 3., rozšířené vydání. V Plzni: Západočeská univerzita, 2017. 287 stran. ISBN 978-80-261-0688-3.
3. KŮS, Václav, SKÁLA, Jiří a HAMMERBAUER, Jiří. Elektromagnetická kompatibilita výkonových elektronických systémů. Praha: BEN – technická literatura, 2013. 372 s. ISBN 978-80-7300-476-7.

Vedoucí diplomové práce: **Doc. Ing. Tomáš Glasberger, Ph.D.**  
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **4. října 2019**  
Termín odevzdání diplomové práce: **28. května 2020**

  
**Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.**  
děkan



  
**Prof. Ing. Václav Kús, CSc.**  
vedoucí katedry

V Plzni dne 4. října 2019

## **Abstrakt**

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na analýzu vlastností usměřovačů. Hlavními problémy usměřovačů jsou negativní vlivy usměřovačů, jako jsou neharmonické proudy zkreslující harmonický vstupní proud a zvlnění výstupního proudu a napětí na výstupu měniče. Kvalita usměřovačů se posuzuje dle vlastností, které jsou pro daný typ měniče charakteristické. Tato práce se zabývá stručným popisem usměřovačů v průběhu jejich vývoje a základními principy jejich funkce, dále uvádí jejich využití v praxi.

Cílem této práce je analýza vlastností víceimpulsních zapojení klasických usměřovačů se snahou snížení negativních vlivů na napájecí síť. Jednotlivé topologie zapojení se podrobí simulacím za pomoci matematického modelovacího programu Matlab/Simulink. Nakonec se s klasickými usměřovači rovněž porovná napěťový pulsní usměřovač v třífázovém zapojení.

## **Klíčová slova**

Usměřovač, měnič, dioda, bipolární tranzistor s izolovaným hradlem, harmonická analýza, amplitudový zákon, celkové harmonické zkreslení, Fourierova transformace, matematické modelování.

## **Abstract**

The presented diploma thesis is focused on the analysis of the properties of rectifiers. The main problems of rectifiers are the negative effects of rectifiers, such as non-harmonic currents distorting the harmonic input current and ripple of the output current and voltage at the converter output. The quality of rectifiers is assessed according to the properties that are characteristic for the given type of converter. This work deals with a brief description of rectifiers during their development and the basic principles of their function, it also presents their use in practice.

The aim of this work is to analyze the properties of multi-pulse connections of conventional rectifiers in an effort to reduce the negative effects on the power supply network. The individual connection topologies are subjected to simulations using the mathematical modeling program Matlab/Simulink. Finally, a voltage pulse rectifier in a three-phase connection is also compared with conventional rectifiers.

## **Key words**

Rectifier, converter, diode, Insulated Gate Bipolar Transistor, harmonic analysis, amplitude law, total harmonic distortion, Fourier transform, mathematical modeling.

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce. Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 16.6.2020

Bc. Tomáš Vogl

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Tomáši Glasbergerovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce. Dále bych chtěl poděkovat celé mé rodině za podporu, díky které jsem mohl studovat.

# Obsah

ÚVOD .....	10
HLAVNÍ CÍLE PRÁCE.....	12
METODIKA ŘEŠENÍ.....	12
SEZNAM ZKRATEK .....	13
SEZNAM SYMBOLŮ.....	13
<b>1 ZÁKLADNÍ POJMY, PRINCIP FUNKCE, KLASIFIKACE A TOPOLOGIE USMĚRŇOVAČŮ ..</b>	<b>15</b>
1.1 PRINCIP .....	16
1.2 KLASIFIKACE.....	18
1.3 NAPĚŤOVÉ MNOŽSTVÍ .....	18
1.4 KOMUTACE A TAKT .....	20
1.5 TOPOLOGIE USMĚRŇOVAČŮ .....	20
<b>2 KRITÉRIA HODNOCENÍ USMĚRŇOVAČŮ .....</b>	<b>23</b>
2.1 HARMONICKÁ ANALÝZA PERIODICKÝCH FUNKCÍ .....	24
2.2 HARMONICKÉ VSTUPNÍHO PROUDU .....	26
2.3 AMPLITUDOVÝ ZÁKON .....	26
2.4 ZOBECNĚNÝ AMPLITUDOVÝ ZÁKON .....	27
2.5 HARMONICKÉ ZKRESLENÍ VSTUPNÍHO PROUDU .....	29
2.6 HARMONICKÉ PROUDY KLASICKÝCH USMĚRŇOVAČŮ .....	29
2.7 HARMONICKÉ PROUDY PULSNÍCH USMĚRŇOVAČŮ .....	31
2.8 ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍHO PROUDU A VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ.....	32
<b>3 ANALÝZA VYBRANÝCH TOPOLOGIÍ USMĚRŇOVAČŮ.....</b>	<b>34</b>
3.1 TROJPULSNÍ USMĚRŇOVAČ.....	35
3.1.1 Simulační model .....	35
3.1.2 Zhodnocení parametrů pro RL .....	36
3.1.3 Zhodnocení parametrů pro C .....	38
3.2 ŠESTIPULSNÍ USMĚRŇOVAČ .....	40
3.2.1 Simulační model .....	40
3.2.2 Zhodnocení parametrů pro RL .....	41
3.2.3 Zhodnocení parametrů pro C .....	43
3.3 DVANÁCTIPULSNÍ USMĚRŇOVAČ.....	45
3.3.1 Simulační model .....	45
3.3.2 Zhodnocení parametrů pro RL .....	46
3.3.3 Zhodnocení parametrů pro C .....	49
3.4 OSMNÁCTIPULSNÍ USMĚRŇOVAČ.....	53
3.4.1 Simulační model .....	53
3.4.2 Zhodnocení parametrů pro RL .....	55
3.4.3 Zhodnocení parametrů pro C .....	57
3.5 DVACETI ČTYŘPULSNÍ USMĚRŇOVAČ .....	60
3.5.1 Simulační model .....	61
3.5.2 Zhodnocení parametrů pro RL .....	62
3.5.3 Zhodnocení parametrů pro C .....	65
3.6 PULSNÍ USMĚRŇOVAČ .....	68
3.6.1 Simulační model .....	68
3.6.2 Zhodnocení parametrů .....	69



<b>4</b>	<b>VÝSLEDKY ANALÝZY VYBRANÝCH TOPOLOGIÍ USMĚRŇOVAČŮ .....</b>	<b>72</b>
	<b>ZÁVĚR.....</b>	<b>74</b>
	<b>HLAVNÍ PŘÍNOSY PRÁCE .....</b>	<b>75</b>
	<b>PERSPEKTIVNÍ SMĚR DALŠÍHO VÝZKUMU .....</b>	<b>75</b>
	<b>SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ.....</b>	<b>1</b>

## Úvod

Práce je zaměřena na analýzu vlastností usměrňovačů. Usměrňovač je typ měniče, který je využíván k přeměně energie ze střídavé na stejnosměrnou. Tento měnič je hojně rozšířen díky spotřební elektronice, ale zde bude pojednáváno o výkonových usměrňovačích, které se využívají v průmyslu. Tímto průmyslem je dnes zejména více se rozšiřující odvětví ukládání energie do akumulčních jednotek, poté jsou již známé válcovny a tažírny, kde se stále využívá stejnosměrných motorů a taky hlavně v trakčním odvětví, kde jsou touto technologií napájena kolejová vozidla nebo trolejová vedení. Prvky pro usměrnění lze nalézt nejen v usměrňovačích, ale také v dalších měničích, jako je třeba nepřímý měnič frekvence s napětovým nebo proudovým meziobvodem. Mezi hlavní výrobce se řadí například Siemens, s.r.o., Rockwell, s.r.o., ABB, s.r.o., Microelettrica Scientifica, s.r.o. a ELEKTROTECHNIKA, a.s. Tito výrobci nabízejí širokou škálu výkonů usměrňovačů, a to až do desítek MW. Topologie zapojení jsou potom nejčastěji nabízena v třífázové můstkové topologii, jako šestipulsní (6-P) a dvanáctipulsní (12-P). Vícepulsní topologie, jako osmnáctipulsní (18-P) a dvacetipulsní (24-P) zapojení jsou poté zpravidla realizovány na vyžádání zákazníkem. [1]

V práci bude pojednáváno zejména o variantách zmíněných v předchozím odstavci. Vícepulsní topologie vznikají zapojením třífázových můstků, a to buď do série, pokud jsou kladeny nároky na vyšší výstupní napětí, nebo paralelně v případě požadavku na vyšší výstupní proud. Tyto vícepulsní topologie sice přinášejí lepší výsledky z hlediska vlivů na síť, ale bohužel proti zvyšující pulsnosti jdou usměrňovačové transformátory, které jsou složitější. Tímto se zde polarizují výhody a nevýhody těchto zapojení. Výhodami jsou jednoduchost zapojení polovodičových prvků, v případě řízené varianty s prvky s vnější komutací je zde jednodušší řízení, vůči prvkům s vlastní komutací při porovnání třífázových můstků. Oproti tomu jsou zde nevýhody, jako jsou složitější, a tedy dražší zapojení usměrňovačových transformátorů, nebo vyšší počet součástek v případě vícepulsních variant, a tedy opět vyšší cena. [2]

Dále práce seznamuje s problémy způsobenými provozem usměrňovače. Hlavními problémy jsou odebírané proudy ze sítě, blokovací napětí, výstupní proud a výstupní napětí. Tyto problémy se dají řešit velikostí pasivních prvků, topologií zapojení, nebo přechodem od klasických usměrňovačů k pulsním usměrňovačům. Velkou roli hraje například velikost indukčnosti či kondenzátoru v meziobvodu usměrňovače, kdy mají tyto prvky vliv na harmonické zkreslení odebíraného proudu usměrňovačem a tím i na celkový účinník se kterým měnič pracuje. V případě řízené varianty usměrňovače má velký vliv i řídicí úhel, neboť s jeho posuvem roste celkové harmonické zkreslení, a naopak klesá účinník. Právě více zmíněné varianty a problémy s nimi spojenými bude práce vyhodnocovat dle zadaných kritérií. Právě z těchto důvodů, kdy je svět v neustálém rozvoji a vývoji elektronických zařízení, které jsou následně častěji implementovány do všech zařízení, vzrůstá i problém s interakcí všech těchto zařízení. V důsledku čehož musí práce řešit nežádoucí účinky těchto zařízení a usměrňovačů na své okolí. [2]

## Hlavní cíle práce

Na základě informací v předchozím odstavci byly sestaveny následující cíle práce:

- 1) Vybrat zástupce topologií usměřovačů pro srovnání
- 2) Popsat funkci vybraných topologií
- 3) Vytvořit simulační modely
- 4) Analyzovat vybrané vlastnosti usměřovačů
- 5) Vyhodnotit výsledky analýzy

## Metodika řešení

Z těchto cílů vychází rozdělení práce, která má tři hlavní kapitoly:

První kapitola se zabývá historií, základním popisem, principem funkce, klasifikací vybraných topologií usměřovačů.

Druhá kapitola uvádí kritéria hodnocení usměřovačů, podle kterých jsou následně vybrané topologie hodnoceny.

Třetí kapitola popisuje simulační modely vybraných topologií usměřovačů, uvádí průběhy charakteristických veličin usměřovačů, jakými jsou vstupní a výstupní proud nebo výstupní napětí v různých podmínkách provozu a jejich následnou analýzu.

## Seznam zkratek

1-P.....	Jednopulsní
2-P.....	Dvojpulsní
3-P.....	Trojpulsní
6-P.....	Šestipulsní
12-P.....	Dvanáctipulsní
18-P.....	Osmnáctipulsní
24-P.....	Dvaceti čtyřpulsní
EMC .....	Elektromagnetická kompatibilita
HDO .....	Hromadné dálkové ovládání
IGBT.....	Insulated gate bipolar transistor
PLECS .....	Piecewise linear electrical circuit simulation
PWM.....	Pulsně šířková modulace
THD.....	Celkové harmonické zkreslení

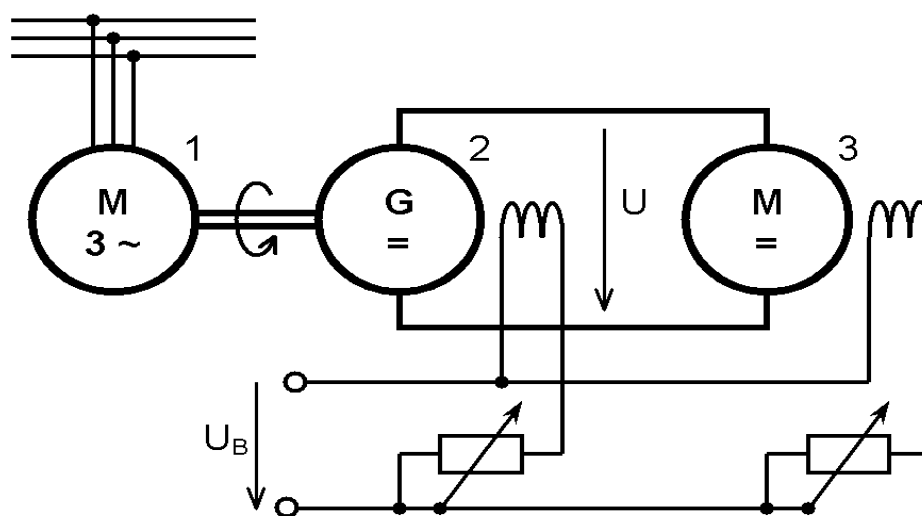
## Seznam symbolů

$a_0$ .....	Konstanta Fourierovy řady
$a_h$ .....	Sudý koeficient Fourierovy řady
$b_h$ .....	Lichý koeficient Fourierovy řady
$C$ .....	Kapacita
$d$ .....	Doba vedení
$D$ .....	Trojúhelník
$f(n)$ .....	Posloupnost
$f(t)$ .....	Funkce času
$F(t)$ .....	Obraz posloupnosti v kmitočtové oblasti
$h$ .....	Řád základní harmonické
$I_1$ .....	Proud základní harmonické
$I_h$ .....	Proud vyšší harmonické
$i_L$ .....	Proud indukčnosti
$I_m$ .....	Amplituda proudu základní harmonické
$k$ .....	Celé číslo

L.....	Indukčnost
N.....	Počet vzorků
p.....	Pulsnost měniče
$Q_L$ .....	Náboj na indukčnosti
R.....	Odpor
t.....	Časová proměnná
T.....	Perioda průběhu
$U(I)_d$ .....	Střední hodnota střídavé složky usměrněného napětí (proudu)
$U(I)_e$ .....	Efektivní hodnota střídavé složky usměrněného napětí (proudu)
$u_L$ .....	Napětí na indukčnosti
Y.....	Hvězda
Z.....	Lomená hvězda
$2U(I)_d$ .....	Součet maximální a minimální okamžité hodnoty napětí (proudu)
$\Delta U(I)_d$ .....	Rozdíl maximální a minimální okamžité hodnoty napětí (proudu)
$\sigma_{U(I)_d}$ .....	Střední zvlnění napětí (proudu)
$\sigma_{U(I)_e}$ .....	Efektivní zvlnění napětí (proudu)
$\psi_L$ .....	Tok indukčností
$\omega$ .....	Úhlový kmitočet

# 1 Základní pojmy, princip funkce, klasifikace a topologie usměrňovačů

Práce se zaměří na analýzu výhradně elektronických usměrňovačů sestavených z polovodičových prvků, ale z hlediska vývoje je vhodné uvést i předešlé způsoby. Za první usměrňovač lze považovat Ward Leonardovo soustrojí, které vynalezl Harry Ward Leonard v roce 1891. Některá tato soustrojí jsou stále využívána, i když už jen zřídka, např. na lanové dráze na Petříně. Ward Leonardovo soustrojí využívá k přeměně střídavé energie na stejnosměrnou energii dynama, kdy je toto dynamo spojeno mechanicky s poháněcím strojem přes hřídel. Tedy jinak řečeno, například asynchronní motor napájený ze střídavé sítě pohání stejnosměrné dynamo, které má na svých svorkách stejnosměrné napětí, kterým lze napájet stejnosměrný motor v případě lanové dráhy. Principiální schéma je znázorněno níže na Obr. 1. [3]

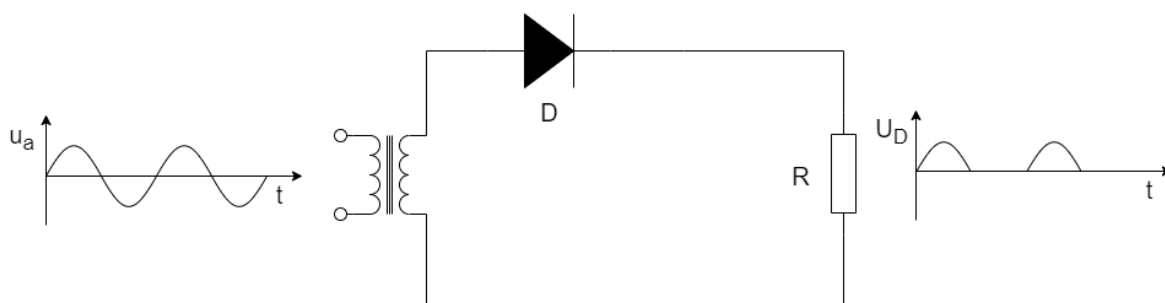


Obr. 1: Ward Leonardovo soustrojí [3]

Mezikrokem po mechanickém usměrňovači byla elektronka, ta je již také spíše okrajovou záležitostí, ale stále se třeba využívá u kvalitních audio zesilovačů ve funkci zesilovače. Dnes se již využívá polovodičových prvků. Polovodičové prvky byly objeveny již v roce 1821 fyzikem Thomasem Johannem Seebeckem, ale hojné rozšíření nastalo až v roce 1940 kvůli historickým událostem. Polovodičovými součástkami využívaných v usměrňovačích jsou zejména diody, tyristory, nebo tranzistory typu insulated gate bipolar transistor (IGBT). V následujících kapitolách se tedy představí polovodičový diodový usměrňovač a zmíní se teoretické poznatky související s funkcí toho typu měniče. [3]

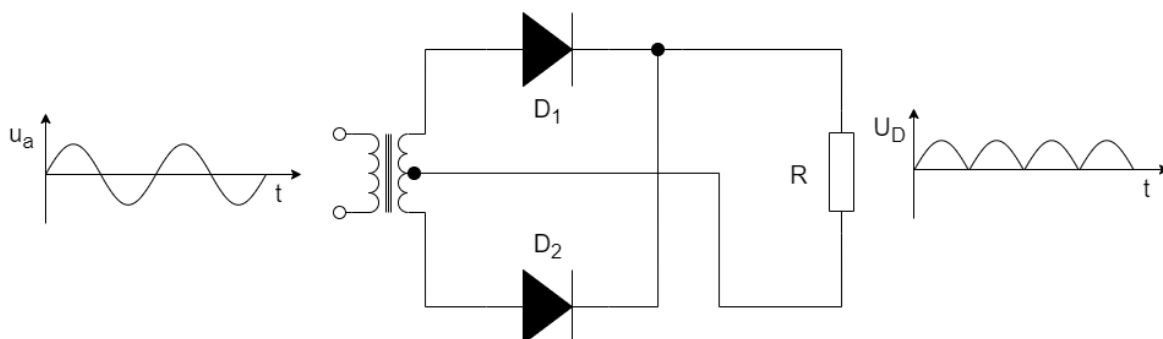
## 1.1 Princip

Polovodičové součástky jsou nejčastěji postaveny na monokrystalickém polovodiči jako je křemík, nebo germanium. Základním principem je propustnost napětí a proudu pouze jedním směrem polovodiče, a to ještě při splnění podmínek vedení polovodiče. Jestliže je dioda připojena ke střídavému napájení anodovým vývodem, poté na katodovém vývodu bude pouze kladná část střídavého průběhu a vznikne tak jednopulsný (1-P) průběh, viz. Obr. 2. V případě Obr. 3 dochází k propuštění kladné polarity diodou  $D_1$  a záporné polarity diodou  $D_2$  střídavého průběhu, ale záporná část je přivedena na kladnou část výstupu a tím dochází k zdvojnásobnění pulsnosti na výstupu.



Obr. 2: Jednofázový jednocestný 1-P usměrňovač

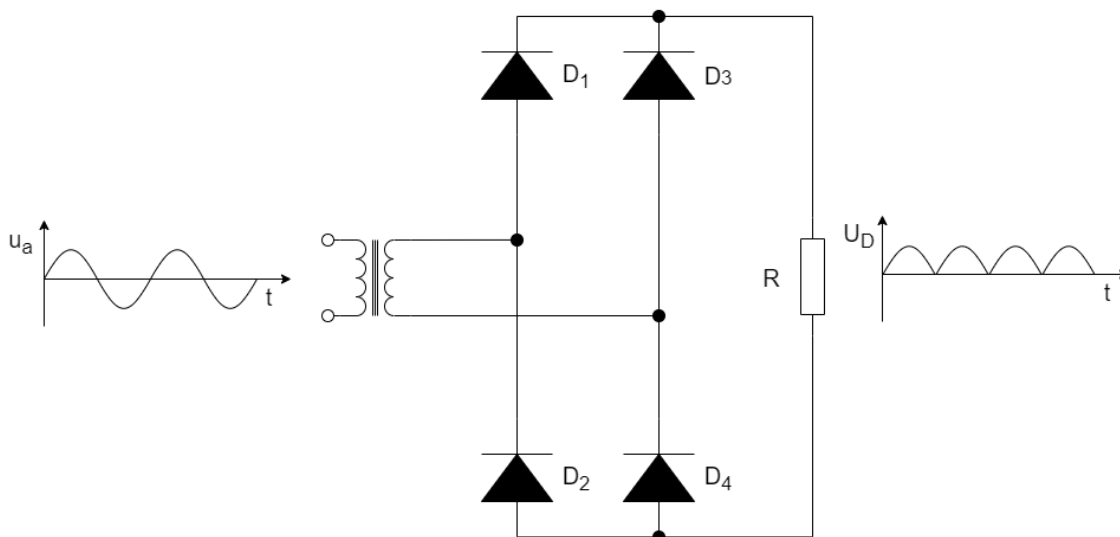
Jednocestný usměrňovač je nejjednodušší variantou měniče, ale v praxi téměř nevyužitelnou z důvodu velkého zvlnění napětí na výstupu měniče. Dvoucestný usměrňovač je již výhodnější variantou, díky vyšší pulsnosti, ovšem u zapojení na Obr. 3 je nutný transformátor s vyvedeným středem, což je konstrukčně, a tedy i finančně více náročné. V tomto kroku již vzniká dvojpulsný (2-P) průběh.



Obr. 3: Jednofázový dvoucestný 2-P usměrňovač

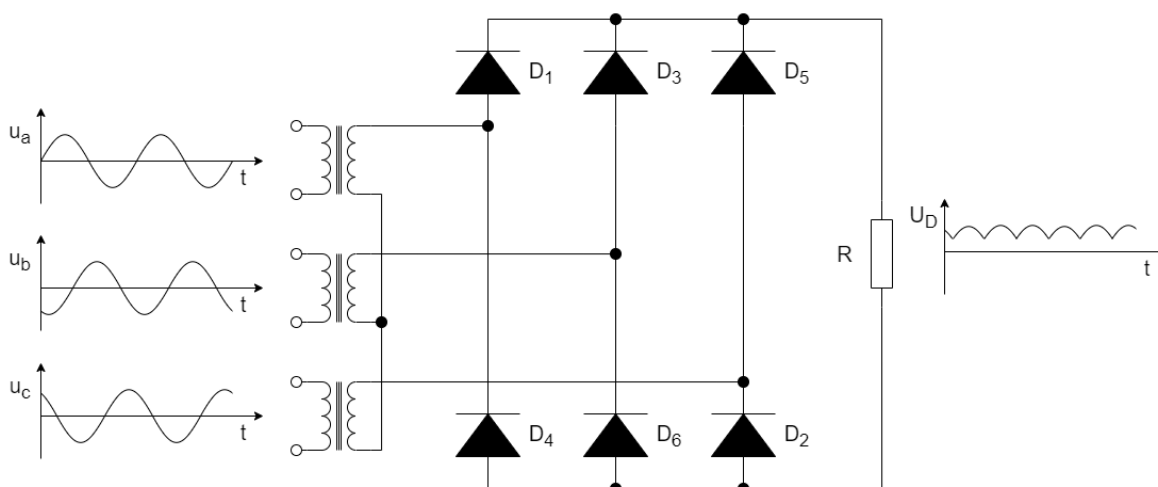


Proto se v jednofázových usměrňovačích nejvíce uplatňuje právě Grätzův můstek na Obr. 4, který splňuje vyšší pulsnost i bez modifikace transformátoru, a to díky můstkovému zapojení polovodičových prvků, které jsou dnes již cenově dostupnější.



Obr. 4: Jednofázový 2-P usměrňovač v Grätzově můstku

Právě z Grätzova můstku vychází a lze odvodit můstkové zapojení pro třífázové usměrňovače, tedy 6-P průběh na Obr. 5. V případě snížení počtu polovodičových součástek je možné využít půlmůstkového zapojení, které je trojpulsní variantou (3-P). Plně můstkové zapojení polovodičových prvků je v dnešní době zřejmě nejvyužívanějším usměrňovačem. To je způsobeno zejména díky možnosti řazení těchto můstkových usměrňovačů do různých topologií, pro získání vyšších výkonů a lepších parametrů vzhledem k provozu na napájecí síť.



Obr. 5: Třífázový 6-P můstkový usměrňovač

Tyto usměrňovače lze poté definovat následovně: „*Usměrňovač je elektrické zařízení, které se používá k přeměně střídavého elektrického proudu na proud stejnosměrný.*“ To ovšem neznamená, že tok energie usměrňovačem je možný pouze jedním směrem, neboť v případě řízené varianty, je možné využít usměrňovač i pro přeměnu stejnosměrného proudu na střídavý proud, tedy jako střídač. Přesnější klasifikace usměrňovačů je uvedena v další kapitole. [4]

## 1.2 Klasifikace

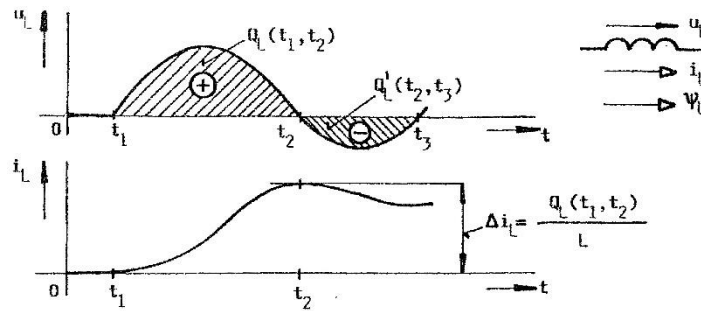
Klasické usměrňovače patří do skupiny měničů s tzv. vnější komutací, což znamená, že změna vodivosti větví v měniči je řízena frekvencí střídavé sítě. Tedy takový usměrňovač je sestaven z diodových nebo tyristorových prvků, které jsou komutovány napájecí sítí. Dále rozlišujeme usměrňovače na neřízené a řízené, z čehož vyplývá, zda je usměrňovač energeticky jednosměrný či obousměrný. Neřízený usměrňovač obsahuje prvky, které nelze řídit, tedy polovodičové diody. Řízený usměrňovač, obsahuje prvky s možností zpoždění času vedení daného prvku oproti diodám, tedy tyristory.

Moderní pulsní usměrňovače se pak řadí mezi měniče s vlastní komutací, protože obsahují vypínatelné součástky, u kterých je možné řídit jak sepnutí, tak i vypnutí dané součástky. Tento typ se bude porovnávat s klasickým diodovým usměrňovačem.

Klasický diodový usměrňovač byl původně navržen pro stejnosměrné motory, tedy zátěže typu RL a z tohoto důvodu je zde následující kapitola, která popisuje funkci tlumivky v obvodu usměrňovače. [5]

## 1.3 Napět'ové množství

Tlumivka neboli indukčnost má tu fyzikální vlastnost, že energie v ní nashromážděná je úměrná proudu, který proteče jejími závity. Tedy proud je zde stavovou veličinou a stejně jako energie uložená v indukčnosti se i proud mění v čase spojitě. Tohoto principu se využívá při analytickém řešení měničů. Napět'ové množství tedy v podstatě znázorňuje množství energie, kterou dostane měnič v podobě elektrického náboje, a v dalším kroku odběr energie ochuzenou o ztráty v měniči, kterou dodá do zátěže. Tento elektrický náboj o příslušné polaritě vygeneruje příslušnou změnu proudu v obvodu měniče, názorný příklad je znázorněn na Obr. 6.



Obr. 6: Grafické znázornění napěťového množství na indukčnosti [5]

Z příkladu na předešlém obrázku, kde je znázorněná indukčnost  $L$ , která má znázorněný kladný smysl napětí  $u_L$ , proudu  $i_L$  a tok  $\psi_L$  a napěťové množství je přivedeno v časovém intervalu  $t_1$  a  $t_2$ , poté lze využít následujících vztahů (1) – (3). [5]

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (1)$$

Kde  $u_L$  je napětí na indukčnosti,  $L$  je indukčnost,  $di_L$  je derivace proudu indukčností,  $dt$  je derivace času.

$$Q_L(t_1, t_2) = \int_{t_1}^{t_2} u_L dt \quad (2)$$

Kde  $Q_L$  je náboj na indukčnosti,  $u_L$  je napětí na indukčnosti,  $dt$  je derivace času.

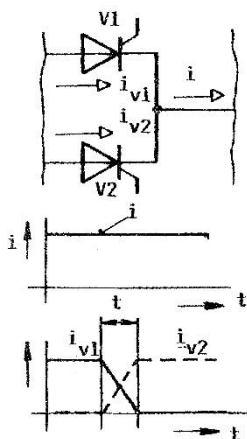
$$Q_L(t_1, t_2) = L \int_{t_1}^{t_2} di_L = L(i_L(t_2) - i_L(t_1)) \quad (3)$$

Kde  $Q_L$  je náboj na indukčnosti,  $L$  je indukčnost,  $di_L$  je derivace proudu indukčností,  $i_L$  je proud indukčností.

Pro napěťové množství odvedené z indukčnosti  $L$  v časovém intervalu  $t_2$  a  $t_3$  platí stejné vztahy se záporným znaménkem a toto množství je úměrné hodnotě, o kterou klesne proud v indukčnosti. Obdobně jako indukčnost nedokáže změnit směr proudu okamžitě, tak ani změna vodivosti z jedné větve měniče na druhou není okamžitá. Proto následující kapitola bude navazovat obdobnou problematikou, která se zabývá změnou vodivosti prvků v měniči a jejich časovými intervaly.

## 1.4 Komutace a takt

Pro nadcházející demonstraci těchto jevů je vybrán tyristorový usměrňovač. U tohoto měniče lze spínáním hlavních polovodičových součástek v obvodu realizovat usměrnění napětí. Komutace je elektromagnetický děj, při kterém dochází ke změně vodivostní cesty z jedné větve na druhou větev, jak je znázorněno na Obr. 7. Takt je poté časový interval mezi dvěma po sobě následujícími změnami vodivosti dvou větví měniče. Dále se rozlišuje u komutace její dobu a úhel. Doba komutace určuje dobu, za kterou proud přejde z jedné větve do druhé. Úhel komutace označuje sestupnou, respektive náběžnou hranu proudu při komutaci, která je způsobena indukčností v obvodu měniče, obdobně jako bylo zmíněno v předešlé kapitole. Z důvodů zjednodušení se úhel komutace často zanedbává a poté se pojednává o tak zvané okamžité komutaci. [5]



Obr. 7: Grafické znázornění komutace [5]

Po vysvětlení základních principů, je zde závěr první kapitoly, kterým je uvedení základních topologií z hlediska výkonů a využití usměrňovačů v praxi.

## 1.5 Topologie usměrňovačů

Zde budou shrnuty vybrané varianty zapojení a výkonové řady usměrňovačů a uvedou se charakteristické topologie nejčastěji využívané v praxi. Dle výkonu lze usměrňovače dělit do tří základních skupin: nízký, střední a vysoký. Tyto skupiny lze poté dělit dle náročnosti na napětí nebo proud, neboť většinou jdou tyto parametry proti sobě. První kategorií jsou nízko výkonné aplikace zahrnují elektronická zařízení do jednotek kW. Nejčastěji se zde aplikují jednofázové usměrňovače v můstkovém zapojení, jak je uvedeno na Obr. 8. Tyto měniče mají uplatnění ve spotřební elektronice.



Obr. 8: Usměrňovač Semikron SKB 25 [6]

Druhou kategorií jsou středně výkonné aplikace zahrnují elektronická zařízení do stovek kW. Nejčastěji se zde aplikují třífázové usměrňovače v uzlovém nebo můstkovém zapojení. Tyto měniče mají uplatnění v lehkém průmyslu, kterým může být nabíjecí stanice pro elektromobil znázorněná na Obr. 9.



Obr. 9: Stanice Siemens CPC 50 [7]

Vysoce výkonné aplikace nakonec zahrnují elektronická zařízení až do desítek MW. Nejčastěji se zde aplikují třífázové usměrňovače v můstkovém zapojení, které se řadí sériově či paralelně dle požadavku na napětí nebo proud. Tyto měniče mají uplatnění v těžkém průmyslu, kterým může být napájení trakčního vozidla ve skříňovém provedení, jako je na Obr. 10.

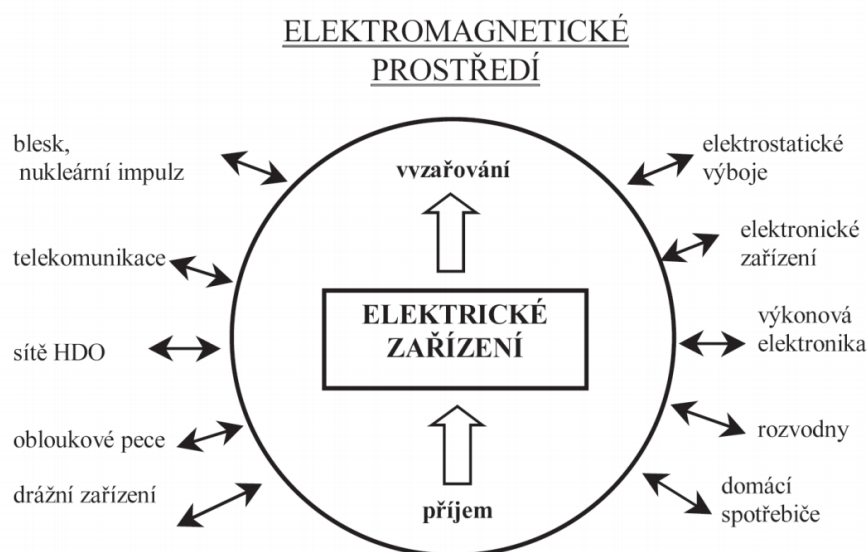


Obr. 10: Skříň ABB ENVILINE TDR [8]

Poslední variantou jsou pulsní usměrňovače, které se využívají pro ty nejnáročnější aplikace, kde jsou nejvyšší nároky z hlediska vlivu na napájecí síť. Pulsní usměrňovače sice nejsou v dnešní době nejvýkonnější, ale díky jejich kladným vlastnostem z hlediska nízkofrekvenčního rušení jsou právě tyto měniče nejlepší z řady ostatních usměrňovačů. Tento měnič lze opět provozovat v jedno nebo třífázovém zapojení. Jeho hlavní výhodou je tedy fakt, že dokáže odebírat ze sítě téměř harmonický proud, a tím snížit negativní vliv na napájecí síť. Právě rušení způsobené usměrňovači je problémem v této práci, a proto se v následující kapitole bude práce zabývat kritérii, které pomáhají hodnotit jejich interakci s okolím.

## 2 Kritéria hodnocení usměrňovačů

Jak bylo zmíněno v předchozí části práce, usměrňovače a měniče obecně se dostávají do všech elektronických zařízení kolem nás, vzrůstá tak problém s elektromagnetickou interakcí všech těchto zařízení. Tento problém znázorňuje Obr. 11 níže, na kterém je vidět že elektrické zařízení může být jak přijímačem, tak i vysílačem elektromagnetického záření, v důsledku čehož se řeší nežádoucí účinky usměrňovačů na okolí. Příkladem interakce, která má vliv na ostatní zařízení, může být ovlivňování obloukových pecí, drážních zařízení nebo signálů hromadného dálkové ovládání (HDO).



Obr. 11: *Vzájemné působení různých zdrojů elektrických zařízení [9]*

Jelikož měnič v podstatě odděluje napájecí síť a spotřebič svými obvody, můžeme dále vlivy měničů dělit na vlivy měniče na napájecí síť, na napájený spotřebič a na okolí. Obor zabývající se problematikou měničů a elektromagnetického prostředí ve kterém se tyto měniče a ostatní elektronické zařízení vyskytují se nazývá elektromagnetická kompatibilita (EMC) a je definována následovně: „*Elektromagnetická kompatibilita je schopnost zařízení nebo systému fungovat vyhovujícím způsobem ve svém elektromagnetickém prostředí bez vytváření nepřijatelného elektromagnetického rušení pro cokoliv v tomto prostředí.*“

Dále jsou uvedena vybraná kritéria, podle kterých se budou hodnotit vybrané topologie usměrňovačů. Tato práce se zaměří zejména na vlivy měniče na napájecí síť, tedy hlavně obsah harmonických a harmonické zkreslení odebíraného proudu usměrňovačem, potom na vliv zátěže z hlediska zvlnění výstupního proudu a napětí. [9]

## 2.1 Harmonická analýza periodických funkcí

Periodické a v ideálním případě harmonické průběhy jsou díky střídavé napájecí soustavě běžně vyskytující se, ale právě díky již zmíněnému problému s EMC se v napájecí soustavě mohou vyskytnout i neharmonické, avšak v částech periodické průběhy napětí a proudu. Pro rozbor a následnou analýzu těchto průběhů se využívá harmonická analýza, která uplatňuje na dané funkce Fourierovu řadu. [9]

Tato řada je složena z konstanty a harmonických veličin o kmitočtech rovných přirozeným násobkům základního kmitočtu, který je u nás stanoven na 50 Hz. Funkci  $f(t)$  budeme nazývat periodickou, pokud pro všechna  $t$  platí následující vztah (4). [9]

$$f(t) = f(t + T) \quad (4)$$

Kde  $f(t)$  je funkce času,  $t$  je časová proměnná,  $T$  je perioda průběhu.

Tento vztah musí splňovat Dirichletovy podmínky, tedy funkce musí být v periodě jednoznačná, konečná, po částech spojitá a musí mít konečný počet maxim a minim. Fourierovo řada periodické funkce  $f(t)$  má potom tvar (5). [9]

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} (a_h \cos h\omega t + b_h \sin h\omega t), \quad \omega = \frac{2\pi}{T} \quad (5)$$

Kde  $f(t)$  je funkce času,  $a_0$  je konstantní koeficient,  $a_h$  je sudý koeficient,  $b_h$  je lichý koeficient,  $h$  je řád základní harmonické,  $\omega$  je úhlový kmitočet,  $t$  je časová proměnná,  $T$  je perioda průběhu.



Fourierovy koeficienty  $a_0$ ,  $a_h$ ,  $b_h$  funkce  $f(t)$  jsou dále popsány následovně (6) – (8). [9]

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (6)$$

Kde  $a_0$  je konstantní koeficient,  $T$  je perioda průběhu,  $f(t)$  je funkce času,  $dt$  je derivace času.

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos h\omega t dt, \quad h = 1, 2, 3, \dots \quad (7)$$

Kde  $a_h$  je sudý koeficient,  $T$  je perioda průběhu,  $f(t)$  je funkce času,  $h$  je řád základní harmonické,  $\omega$  je úhlový kmitočet,  $t$  je časová proměnná,  $dt$  je derivace času.

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin h\omega t dt, \quad h = 1, 2, 3, \dots \quad (8)$$

Kde  $b_h$  je lichý koeficient,  $T$  je perioda průběhu,  $f(t)$  je funkce času,  $h$  je řád základní harmonické,  $\omega$  je úhlový kmitočet,  $t$  je časová proměnná,  $dt$  je derivace času.

Z důvodů potřeby praxe, kdy je třeba v terénu udělat rozbor daného signálu získaného z měření, vznikla i diskrétní varianta Fourierovy řady. V této variantě Fourierovy řady jde o transformaci posloupnosti diskrétní oblasti, oproti předešlé časové oblasti. Diskrétní Fourierova transformace je poté definována následovně (9). [9]

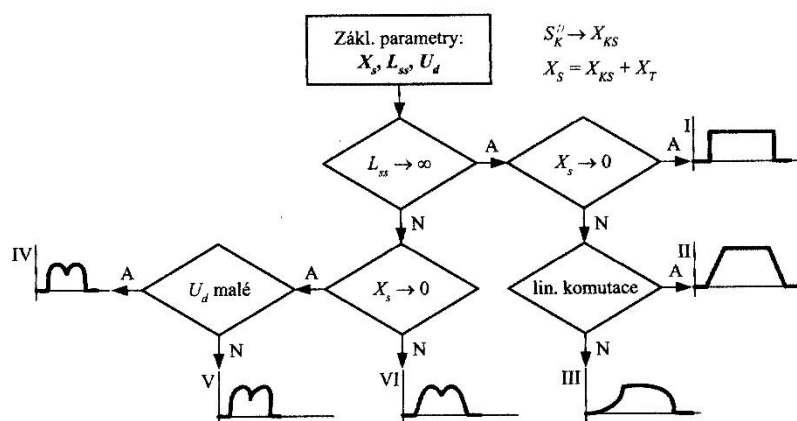
$$F(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cdot e^{-jn\omega t}, \quad \omega = \frac{2\pi}{N} \quad (9)$$

Kde  $F(t)$  je obraz posloupnosti v kmitočtové oblasti,  $N$  je počet vzorků,  $f(n)$  je posloupnost,  $h$  je řád základní harmonické.

Jelikož je výpočet diskrétní Fourierovy transformace opět časově náročný, využívá se rozšířeně tak zvané rychlé Fourierovy transformace. Právě tato transformace bude využita i zde pro harmonickou analýzu. Harmonická analýza bude využita zejména pro zkoumání obsahu harmonických složek vstupních proudů jednotlivých variant usměrňovačů.

## 2.2 Harmonické vstupního proudu

Samotný charakter proudu, který bude usměrňovač odebírat závisí na mnoha faktorech, jako jsou vlastnosti napájecí sítě, zapojení usměrňovače, konstrukce transformátoru a vlastnosti zátěže. Nejdůležitějšími parametry pak je zkratový výkon napájecí soustavy, zapojení transformátoru a jeho rozptylových indukčnosti nebo hodnoty indukčnosti ve stejnosměrném obvodu. Pro přehlednost a znázornění vlivu vybraných parametrů na průběh proudu odebíraného ze sítě je zde Obr. 12. [9]

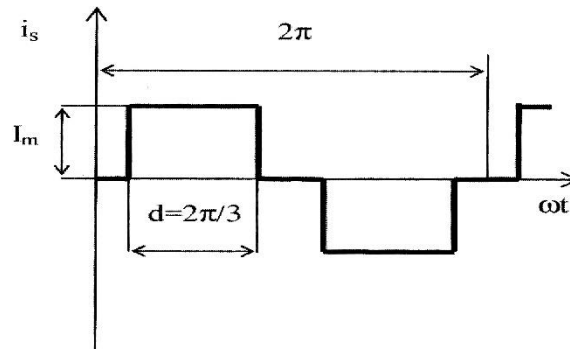


Obr. 12: Vliv parametrů usměrňovače na průběh proudu odebíraného ze sítě [9]

Výše znázorněný diagram popisuje případy pro zátěž typu RL. Tento typ zátěže bude použit i v následujících krocích, kdy se bude pojednávat o harmonických vyšších řádů a jejich zákonitostech.

## 2.3 Amplitudový zákon

Výpočet reálných časových průběhů proudů je relativně náročný, proto se výpočet zjednodušuje za účelem co největší úspory času, při dostačující přesnosti. Průběh proudu v usměrňovači závisí ve velké míře na velikosti indukčnosti v jeho stejnosměrném obvodu. Tedy v případě, že se stanoví ideální indukčnost, lze aplikovat na výpočet časového průběhu proudu tak zvaný amplitudový zákon, který uvažuje obdélníkový průběh odebíraného proudu usměrňovačem dle Obr. 13.



Obr. 13: Idealizovaný odebíraný proud usměrňovačem při délce pulsu  $2\pi/3$  [9]

Poté pro amplitudy harmonických vyšších řádů platí následující rovnice (9) – (11). [9]

$$I_h = \frac{I_1}{h} \quad (9)$$

Kde  $I_h$  je proud vyšší harmonické,  $I_1$  je proud základní harmonické,  $h$  je řád základní harmonické.

$$I_1 = \frac{2I_m\sqrt{3}}{\pi} \quad (10)$$

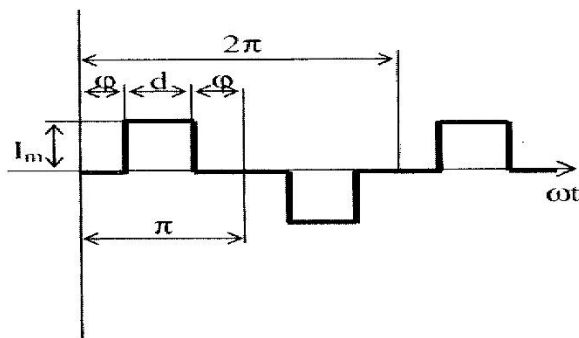
Kde  $I_1$  je proud základní harmonické,  $I_m$  je amplituda proudu základní harmonické.

$$h = kp \pm 1 \quad (11)$$

Kde  $h$  je řád základní harmonické,  $k$  je celé číslo,  $p$  je pulsnost měniče.

## 2.4 Zobecněný amplitudový zákon

Pokud bude vyžadováno přesnější analýzu odebíraného proudu, lze tento zákon zobecnit a zahrnout do výpočtu obecně dobu vedení  $d$ , po kterou vede určitý polovodičový prvek, dle Obr. 14. Analýza je vhodnější pro řízené usměrňovače, u kterých je doba pulsu proměnná.



Obr. 14: Idealizovaný odebíraný proud usměrňovačem při obecné délce pulsu  $d$  [9]

Poté pro amplitudy harmonických vyšších řádů platí následující (12) – (14). [9]

$$I_h = \frac{I_1}{h} \cdot \frac{\sin \frac{hd}{2}}{\sin \frac{d}{2}} \quad (12)$$

Kde  $I_h$  je proud vyšší harmonické,  $I_1$  je proud základní harmonické,  $h$  je řád základní harmonické,  $d$  je doba vedení.

$$I_1 = \frac{4I_m}{\pi} \cdot \sin \frac{d}{2} \quad (13)$$

Kde  $I_1$  je proud základní harmonické,  $I_m$  je amplituda proudu základní harmonické,  $d$  je doba vedení.

$$h = kp \pm 1 \quad (14)$$

Kde  $h$  je řád základní harmonické,  $k$  je celé číslo,  $p$  je pulsnost měniče.

Amplitudové zákony lze poté využívat pro analýzu zkreslení v rovnici (15) a zjištění vyšších harmonických nacházejících se v daném průběhu. Z tohoto důvodu bude následovně pojednáváno o harmonickém zkreslení, kde se využijí zmíněné znalosti z předešlé kapitoly.

## 2.5 Harmonické zkreslení vstupního proudu

Harmonických zkreslení existuje celá řada. Většinou se jedná o poměr dvou stejných veličin, v tomto případě to bude například proud odebíraný usměrňovačem. Tato veličina je poté v poměru proudu s h-tým řádem harmonické, ku proudu se základní harmonickou, v našem případě s frekvencí 50 Hz. Využívá se zejména pro stanovení zkreslení průběhu oproti ideálnímu harmonickému průběhu. Celkové harmonické zkreslení (THD) je definováno dle následující rovnice (15). [9]

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^H \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \quad (15)$$

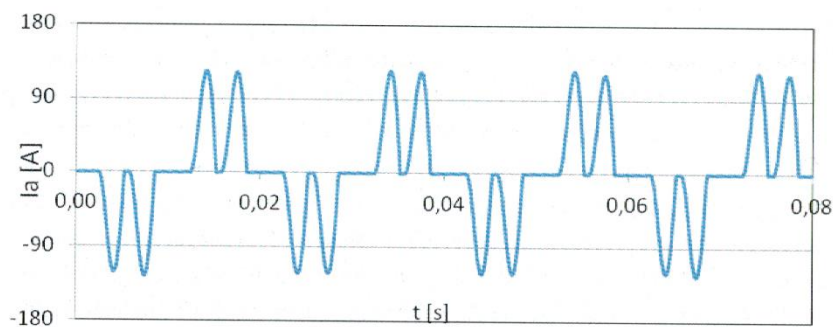
Kde THD je celkové harmonické zkreslení, h je řád základní harmonické,  $I_h$  je proud vyšší harmonické,  $I_1$  je proud základní harmonické.

Součet harmonických proudu má kromě zkreslení i další nezbytnosti, které budou projednávány v následujících kapitolách, kde se popíší fyzikální problémy způsobující zkreslení a vyšší harmonické složky.

## 2.6 Harmonické proudy klasických usměrňovačů

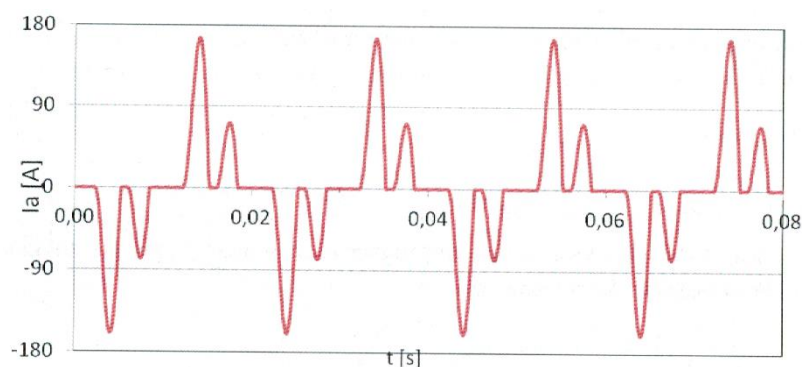
Usměrňovače obecně svojí činností odebírají ze sítě kromě základní harmonické i další harmonické, jako jsou charakteristické, necharakteristické harmonické a meziharmonické. Právě tyto harmonické poté zatěžují přenosovou síť, neboť se nepodílejí na činném výkonu v důsledku absence příslušných harmonických napětí. V této kapitole jsou zobrazeny příklady průběhů proudů pro každý typ charakteru harmonické odebírané ze sítě u měniče připojeného k zátěži typu C. [9]

Charakteristické harmonické na Obr. 15 jsou ty, které se na interferencích usměrňovačů podílejí nejvíce a jsou nejvýraznější ze všech ve frekvenčním spektru. Tyto harmonické splňují rovnice (11) a (14) a jsou zapříčiněny pouze charakterem měniče, tedy jeho zapojením.



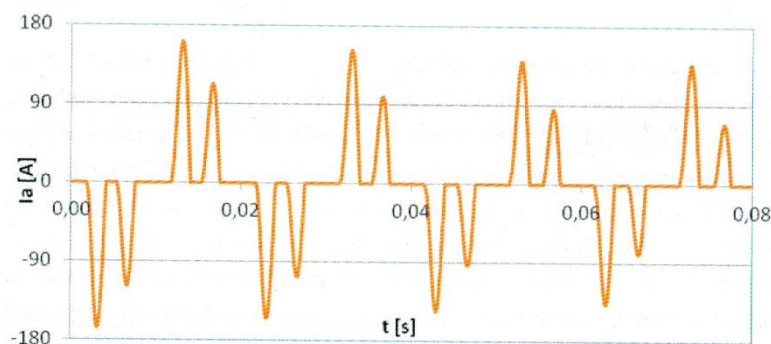
Obr. 15: Proud odebráný měničem obsahující charakteristické harmonické [9]

Necharakteristické harmonické na Obr. 16 nesplňují rovnice (11) a (14) a jsou zapříčiněny nesymetrií napájecí sítě nebo měniče, tedy případem generování těchto harmonických může být zemní spojení v rozvodné síti.



Obr. 16: Proud odebráný měničem obsahující necharakteristické harmonické [9]

Meziharmonická na Obr. 17 je ta harmonická, která není celočíselný podíl mezi frekvencí fyzikální veličiny a základní harmonickou. Vznik meziharmonické je zapříčiněn dynamickými změnami v pozorované soustavě nebo činností zařízení, které generuje do soustavy signál s meziharmonickou frekvencí, jako například vysílač HDO.

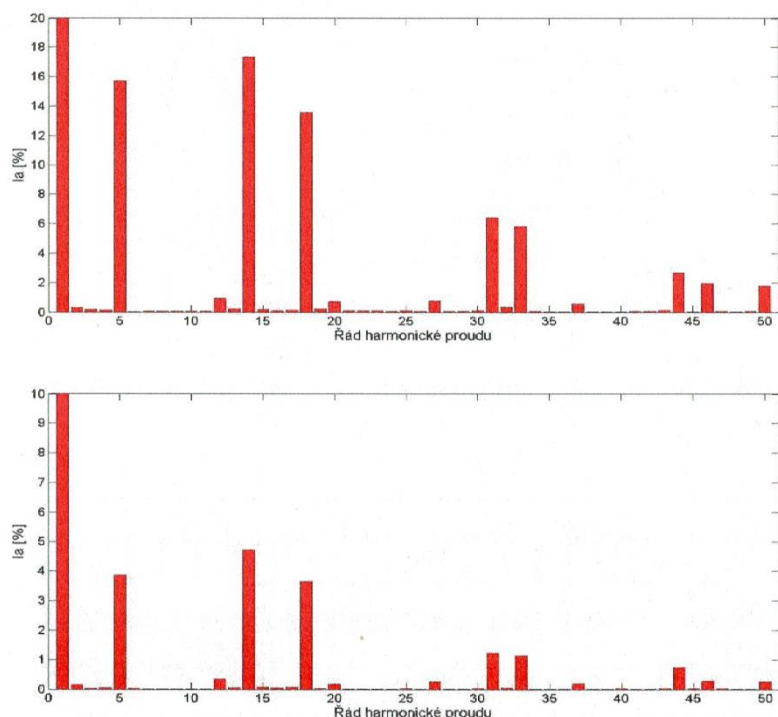


Obr. 17: Proud odebráný měničem obsahující meziharmonické [9]

Dále bude pojednáváno o pulsních usměřovačích a projednány budou obdobné příčiny vyšších harmonických u těchto měničů. Pulsní usměřovače odebírají téměř ideální nezkreslený proud, ale přesto tu vzniká problém ve vyšším frekvenčním spektru z důvodu vlivu spínací frekvence.

## 2.7 Harmonické proudy pulsních usměřovačů

Pulsní usměřovač vznikl s vývojem vypínatelných součástek, které již dokážou komutovat pomocí řídicích pulsů, které jsou generovány pulsně šířkovou modulací (PWM). Díky těmto součástkám a způsobu jejich řízení je možnost odebírat ze sítě pouze základní harmonickou, a to současně ve fázi s napětím. Tímto zde odpadá dělení na charakteristické, necharakteristické harmonické a meziharmonické, jako tomu bylo u klasických usměřovačů. Zde se budou vyskytovat kromě základní harmonické ještě harmonické od spínací frekvence PWM, tedy umístění těchto harmonických ve frekvenčním spektru záleží hlavně na hodnotě spínací frekvence a velikost se poté odvíjí od zatížení usměřovače, kdy s klesající zátěží roste amplituda nežádoucích harmonických, tento jev je znázorněn na Obr. 18. [9]



Obr. 18: Závislost velikosti harmonických na zatížení měniče, shora: 25 % a 100 % zatížení [9]

Právě to, jak je usměrňovač zatížen, má do jisté míry také vliv na rozkmit výstupních parametrů proudu a napětí, kterým je věnována následující kapitola.

## 2.8 Zvlnění výstupního proudu a výstupního napětí

Usměrněné napětí, potažmo proud, není nikdy konstantní, neboť nelze realizovat ideální kondenzátor nebo indukčnost, tedy lze pouze korigovat toto zvlnění zapojením usměrňovače nebo vlastnostmi zátěže. Zvlnění lze analyzovat pomocí průběhů na Obr. 19, kde lze pozorovat zvlnění napětí  $u_d$ , které se odvíjí od pulsности usměrňovače  $p$ , řídicího úhlu  $\alpha$  a velikosti kapacity kondenzátoru v meziobvodu. Dále je zde vidět zvlnění proudu  $i_d$ , které je způsobeno opět pulsností usměrňovače nebo řídicím úhlem, ale hlavně velikostí indukčnosti v celém obvodu měniče a transformátoru.

U této problematiky rozlišujeme střední zvlnění napětí či proudu a poté efektivní zvlnění napětí nebo proudu, viz. rovnice (16) – (17), které platí pro napětí ale i pro proud. Tedy první z nich je definována například jako rozdíl maximální a minimální okamžité hodnoty usměrněného napětí poděleného součtem těchto hodnot. Druhé zmíněné efektivní zvlnění je poté poměr efektivní hodnoty střídavé složky usměrněného napětí ku střední hodnotě usměrněného napětí. [5]

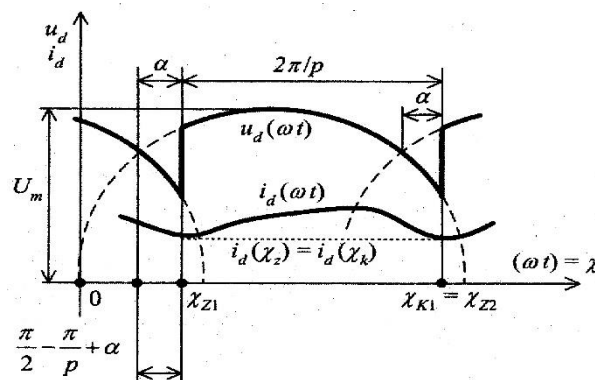


$$\sigma_{U(I)d} = \frac{\Delta U(I)_d}{2U(I)_d} \quad (16)$$

Kde  $\sigma_{U(I)d}$  je střední zvlnění napětí (proudu),  $\Delta U(I)_d$  je rozdíl maximální a minimální okamžité hodnoty napětí (proudu),  $2U(I)_d$  je součet maximální a minimální okamžité hodnoty napětí (proudu).

$$\sigma_{U(I)e} = \frac{U(I)_e}{U(I)_d} \quad (17)$$

Kde  $\sigma_{U(I)e}$  je efektivní zvlnění napětí (proudu),  $U(I)_e$  je efektivní hodnota střídavé složky usměrňeného napětí (proud),  $U(I)_d$  je střední hodnota střídavé složky usměrňeného napětí (proud).



Obr. 19: Zvlnění výstupního proudu a výstupního napětí na usměrňovači [9]

Zde se práce dostává ke konci teoretické části a získané vědomosti v tuto chvíli lze využít pro hodnocení vybraných topologií zapojení usměrňovačů.

### 3 Analýza vybraných topologií usměrňovačů

V této kapitole jsou popsány vybrané varianty neřízených usměrňovačů s náležitými simulačními modely. Simulační modely budou využity pro detailní analýzu vybraných kritérií. Hlavními parametry zkoumání budou harmonické vstupního proudu, zvlnění výstupního proudu či napětí a THD vstupního proudu, a to zejména při provozu měničů do zátěže typu RL a zátěže typu C. Základní parametry společné pro všechny simulační modely jsou uvedeny v Tab. 1 níže.

Tab. 1: Základní parametry simulačních modelů usměrňovačů

Časový interval simulace	0,2 s
Fázové napětí sítě	230 V
Frekvence sítě	50 Hz
Odporová zátěž R	10 $\Omega$
Induktivní zátěž L	100 mH
Kapacitní zátěž C	10 mF

Převody usměrňovačových transformátorů, které jsou nutné pro docílení potřebných fázových posuvů, aby byla zajištěna symetrie odebíraného proudu a tím charakter blížící se harmonickému signálu jsou uvedeny v Tab. 2.

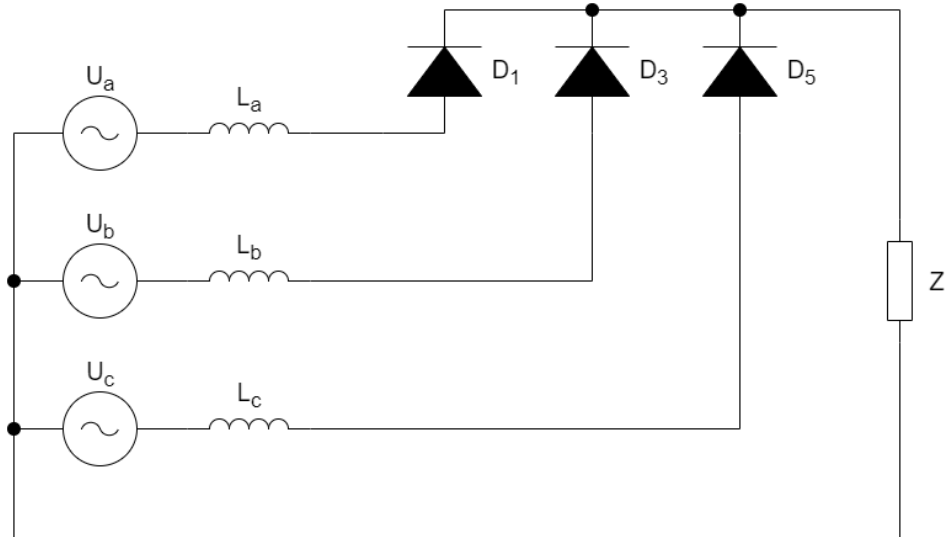
Tab. 2: Převody usměrňovačových transformátorů

Převod Y	1 : 1
Převod D	1 : $\sqrt{3}$
Převod Z1 15°	1 : $\sqrt{3}$
Převod Z2 15°	1 : 0,212
Převod Z1 20°	1 : $\sqrt{3}$
Převod Z2 20°	1 : 0,327

Všechny simulační modely budou mít charakteristické hodnoty definované v předešlé Tab. 1. Každá topologie bude podrobena zkoumání, při kterém bude usměrňovač pracovat do RL zátěže, a poté do C zátěže, u které bude odběr energie z kondenzátoru nahrazen zdrojem proudu.

### 3.1 Trojpulsní usměrňovač

Prvním měničem je třífázový uzlový usměrňovač s diodami na Obr. 20.

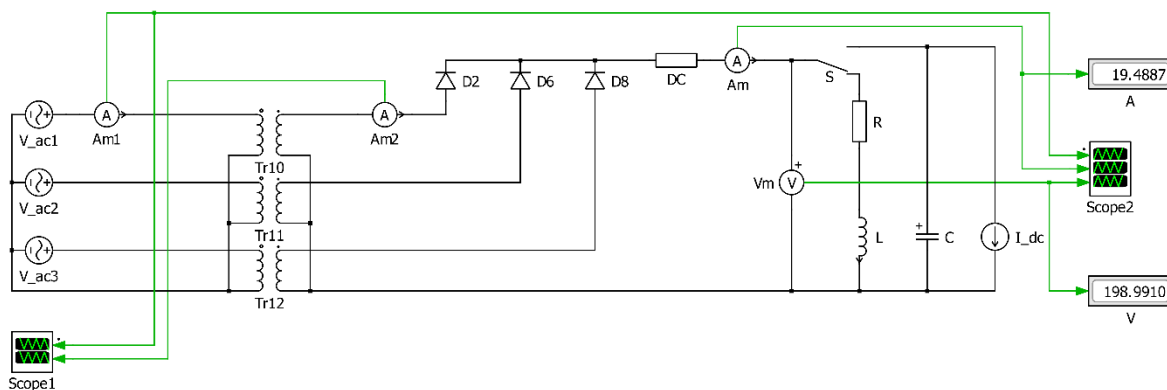


Obr. 20: 3-P diodový usměrňovač

Usměrňovač je napájen z třífázové sítě přes vstupní transformátor. Na usměrnění se v tomto případě podílí pouze anodová skupina diod, která propouští napětí kladné polarity. Zátěž je zde znázorněna obecného charakteru. Obvod je uzavřen přes vyvedený střed transformátoru.

#### 3.1.1 Simulační model

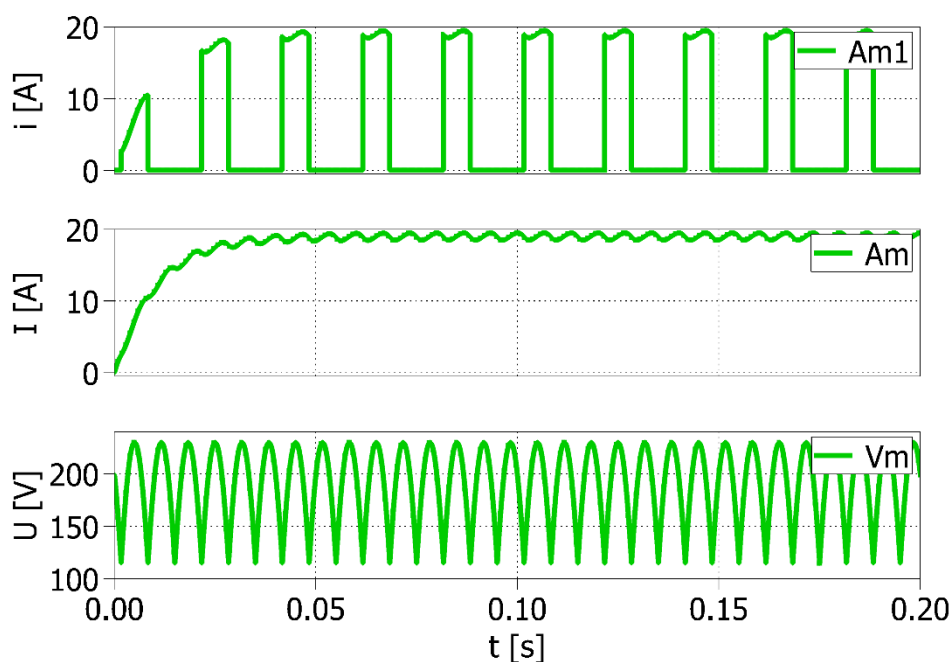
Na Obr. 21 je znázorněno reálné zapojení v PLECS programu. Pro následnou analýzu je zde měření proudů na primární a sekundární straně transformátoru a měření proudu a napětí na zátěži. Transformátor je zde zapojen do Yy s převodem 1:1 a vyvedeným středem. Jsou zde znázorněny oba typy zátěže RL a C, mezi kterými lze manuálně přepínat díky přepínači S.



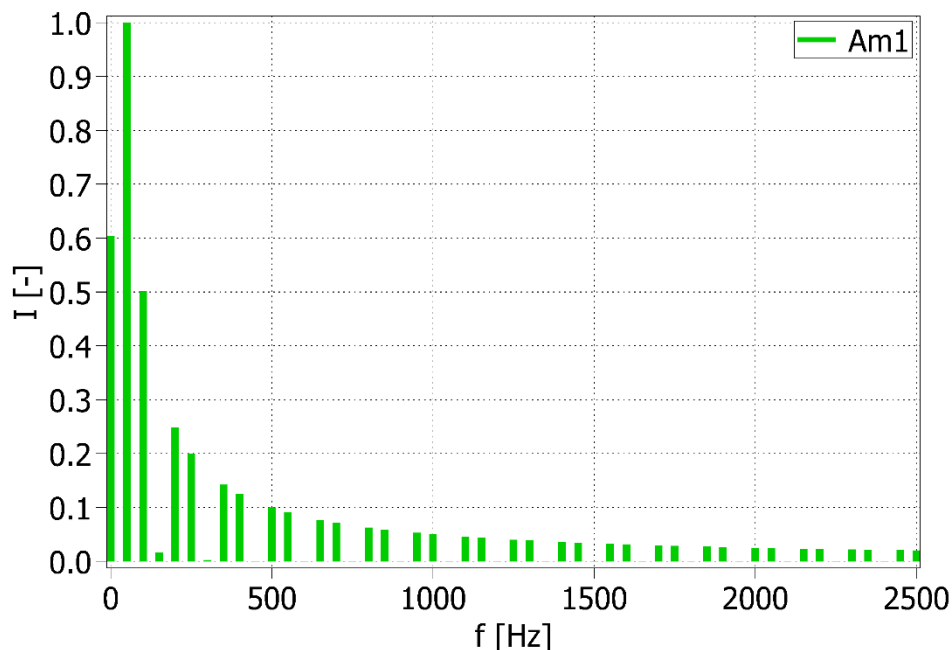
Obr. 21: Simulační model 3-P diodového usměrňovače

### 3.1.2 Zhodnocení parametrů pro RL

Na následujícím Obr. 22 lze pozorovat průběh proudu odebíraný usměrňovačem (Am1), který je zde pouze s kladnou polaritou díky uzlovému zapojení měniče. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) a usměrněné napětí (Vm) na zátěži, kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu  $\sigma_{Id} = 2,634 \%$  a zvlnění napětí  $\sigma_{Ud} = 33,371 \%$ . Dále bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 68 %, které je počítáno pomocí rovnice (15). Z proudu odebíraného usměrňovačem poté byla následně provedena harmonická analýza, která je zobrazena na Obr. 23.

Obr. 22: Proudové a napěťové poměry na 3-P diodovém usměrňovači pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100\text{mH}$

Harmonická analýza byla provedena při 50 Hz, pro 10 period až do 50. řádu harmonické, a to v ustáleném stavu, dle normy ČSN EN 61000-4-7.



Obr. 23: Harmonická analýza 3-P diodového usměrňovače pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100\text{mH}$

Pro názornější přehlednost výsledků je zde Tab. 3, kde jsou uvedeny hodnoty dominantních harmonických. Z harmonické analýzy je vidět trend poklesu velikosti každého následujícího násobku základní harmonické, což vyplývá z amplitudového zákona. Základní frekvence zde má hlavní podíl ve frekvenčním spektru, ale díky již dříve zmíněným vlastnostem usměrňovačů, se zde objevují i její násobky, které zatěžují přenosovou soustavu. Dále je v tabulce vidět silné zastoupení 0. a 2. harmonické. Tyto a další sudé násobky harmonických jsou způsobeny charakterem průběhu, který je zde nesymetrický.

Tab. 3: Výsledná data z harmonické analýzy 3-P diodového usměrňovače pro RL

f [Hz]	0	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500
I [%]	60,4	100	50,1	1,6	24,9	19,9	0,2	14,2	12,4	0,1	10

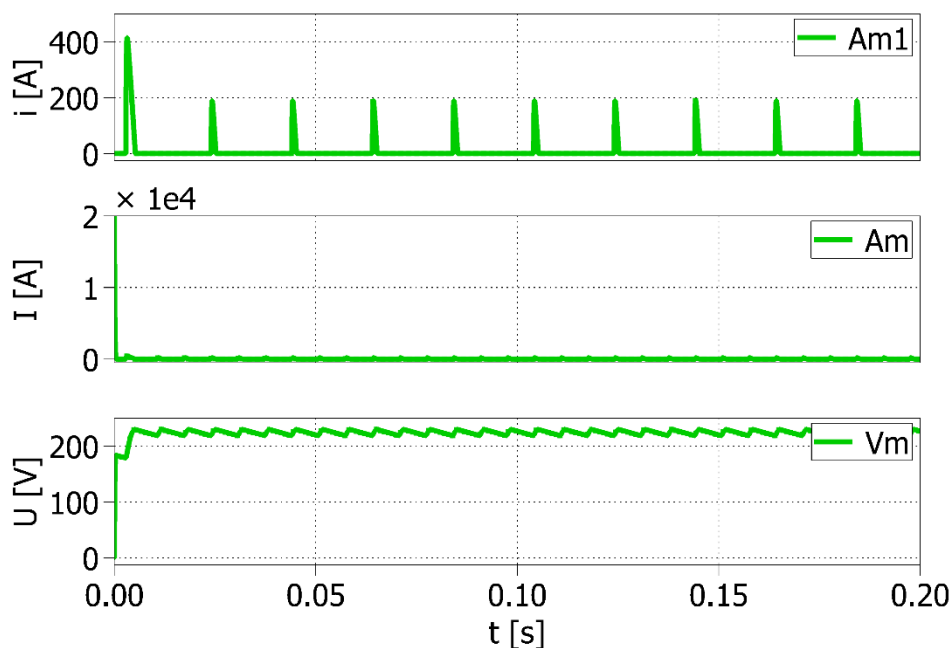
V další Tab. 4 je pak znázorněná závislost THD na velikosti L v obvodu usměrňovače. Lze zde pozorovat, že THD se s velikostí indukčnosti výrazně nemění. Volba indukčnosti je poté kompromisem mezi volbou THD a vyhlazením proudu na stejnosměrné straně, neboť tyto parametry jdou proti sobě.

Tab. 4: Závislost THD na  $L$  u 3-P diodového usměrňovače

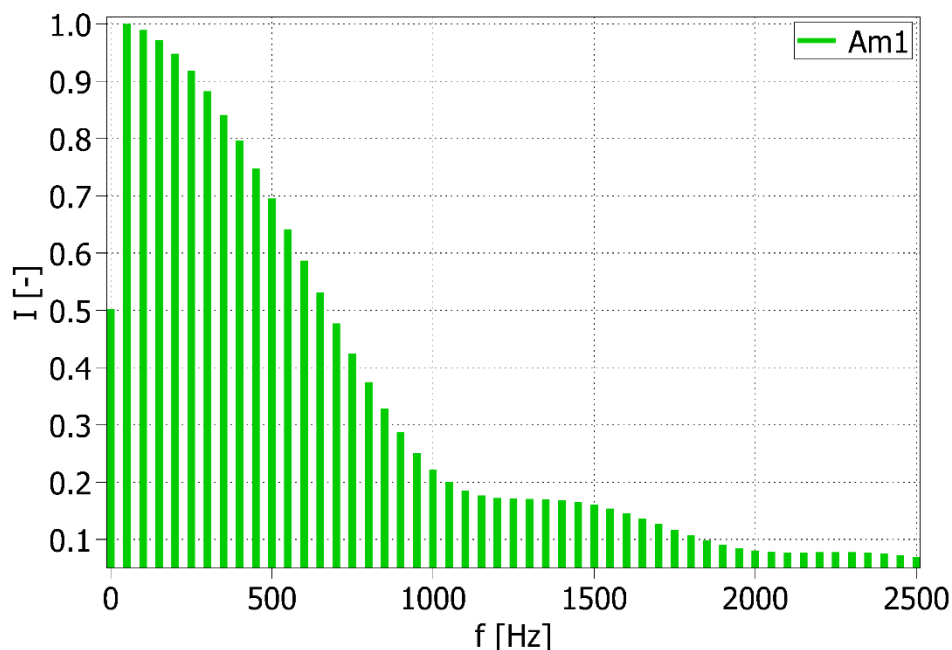
L [mH]	0,01	0,1	1	50	100	150	200	250	300
THD [%]	66,2	66,2	66,2	67,9	67,9	67,9	67,9	68,1	68,1

### 3.1.3 Zhodnocení parametrů pro C

Na Obr. 24 lze pozorovat průběh proudu odebíraný usměrňovačem ( $Am1$ ). Dále je zde vidět usměrněný proud ( $Am$ ) a usměrněné napětí ( $Vm$ ) na zátěži, kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu  $\sigma_{Id} = 100 \%$  a zvlnění napětí  $\sigma_{Ud} = 2,464 \%$ . Dále bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 305 %, které je počítáno pomocí rovnice (15). Z proudu odebíraného usměrňovačem poté byla následně provedena harmonická analýza, která je zobrazena na Obr. 25.

Obr. 24: Proudové a napěťové poměry na 3-P diodovém usměrňovači pro  $C = 10 \text{ mF}$ 

Harmonická analýza byla provedena při 50 Hz, pro 10 period až do 50. řádu harmonické, a to v ustáleném stavu, dle normy ČSN EN 61000-4-7.

Obr. 25: Harmonická analýza 3-P diodového usměrňovače pro  $C = 10 \text{ mF}$ 

Pro názornější přehlednost výsledků je zde Tab. 5, kde jsou uvedeny hodnoty dominantních harmonických. Z harmonické analýzy je vidět trend poklesu velikosti každého následujícího násobku základní harmonické, což vyplývá z amplitudového zákona. Základní frekvence zde má hlavní podíl ve frekvenčním spektru, ale díky již dříve zmíněným vlastnostem usměrňovačů, se zde objevují i její násobky, které zatěžují přenosovou soustavu. Dále je v tabulce vidět silné zastoupení dalších řádů harmonických. Tyto a další násobky harmonických jsou způsobeny charakterem průběhu, který je zde nesymetrický a silně zvlněný. Zvlnění je způsobeno nabíjecími pulsy na kondenzátoru.

Tab. 5: Výsledná data z harmonické analýzy 3-P diodového usměrňovače pro  $C$ 

f [Hz]	0	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500
I [%]	50,2	100	98,9	97,2	94,8	91,8	88,2	84,1	79,6	74,7	69,5

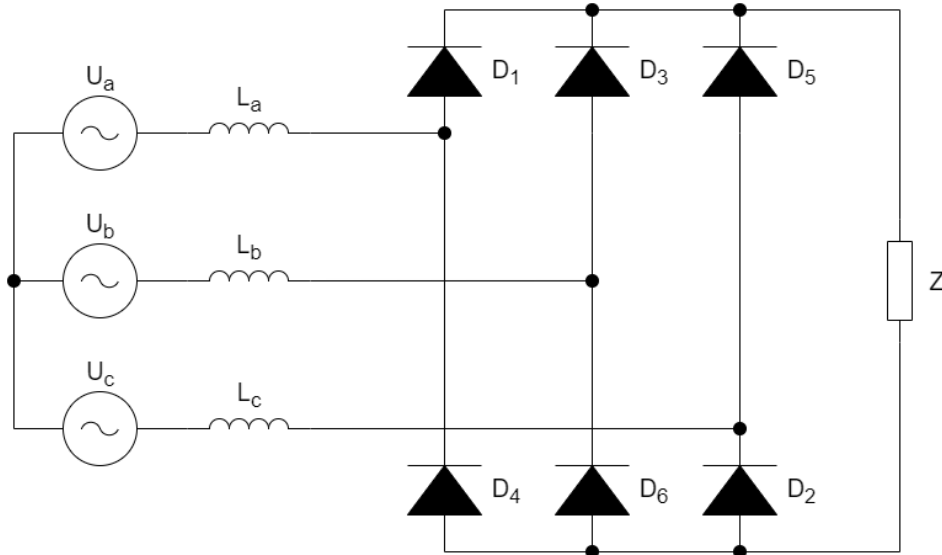
V další Tab. 6 je pak znázorněná závislost THD na velikosti  $C$  v obvodu usměrňovače. Lze zde pozorovat, že THD se s velikostí kondenzátoru výrazně mění. Volba kondenzátoru je poté kompromisem mezi volbou THD a vyhlazením napětí na stejnosměrné straně, neboť tyto parametry jdou proti sobě.

Tab. 6: Závislost THD na  $C$  u 3-P diodového usměrňovače

C [mF]	0,001	0,01	0,1	1	10	50	100	150	200
THD [%]	67,9	68,1	72,2	157,4	304,8	344,4	346,2	346,2	346,7

## 3.2 Šestipulsní usměrňovač

Druhým měničem je třífázový můstkový usměrňovač s diodami na Obr. 26.



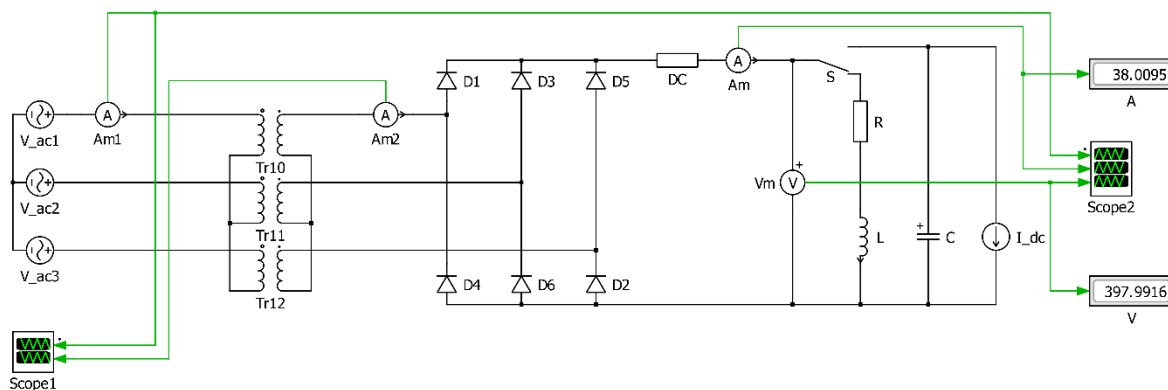
Obr. 26: 6-P diodový usměrňovač

Usměrňovač je napájen z třífázové sítě přes vstupní transformátor. Měnič je v tomto případě zapojen do můstku, a proto se na usměrnění podílí jak anodová, tak i katodová skupina diod, která propouští kladnou, respektive zápornou část napájecího napětí. Zátěž je zde znázorněna obecného charakteru.

### 3.2.1 Simulační model

Na Obr. 27 je znázorněno reálné zapojení v PLECS programu. Pro následnou analýzu je zde měření proudů na primární a sekundární straně transformátoru a měření proudu a napětí na zátěži. Transformátor je zde zapojen do Yy s převodem 1:1. Jsou zde znázorněny oba typy zátěže RL a C, mezi kterými lze manuálně přepínat díky přepínači S.

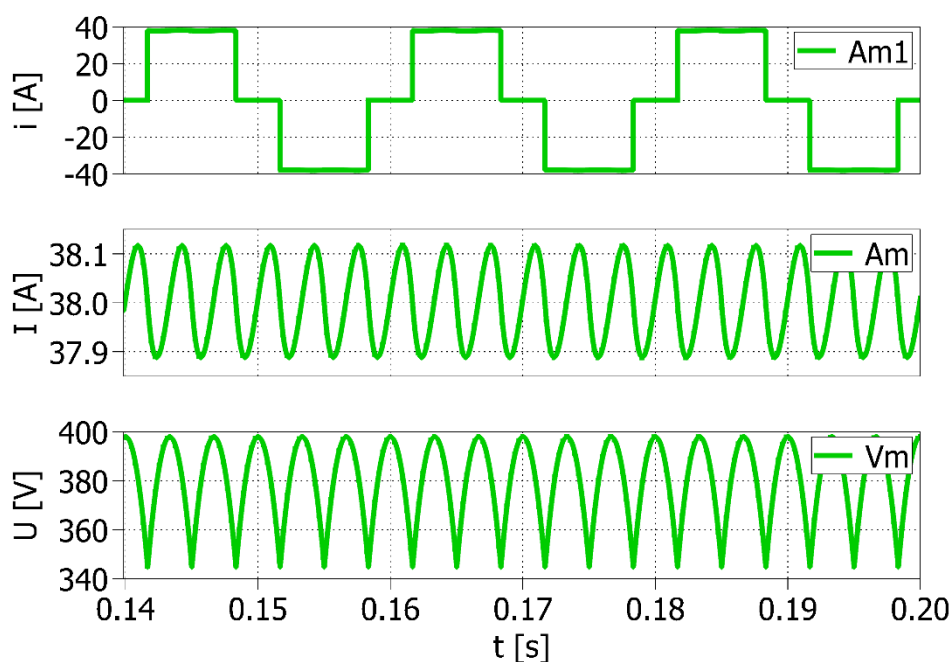




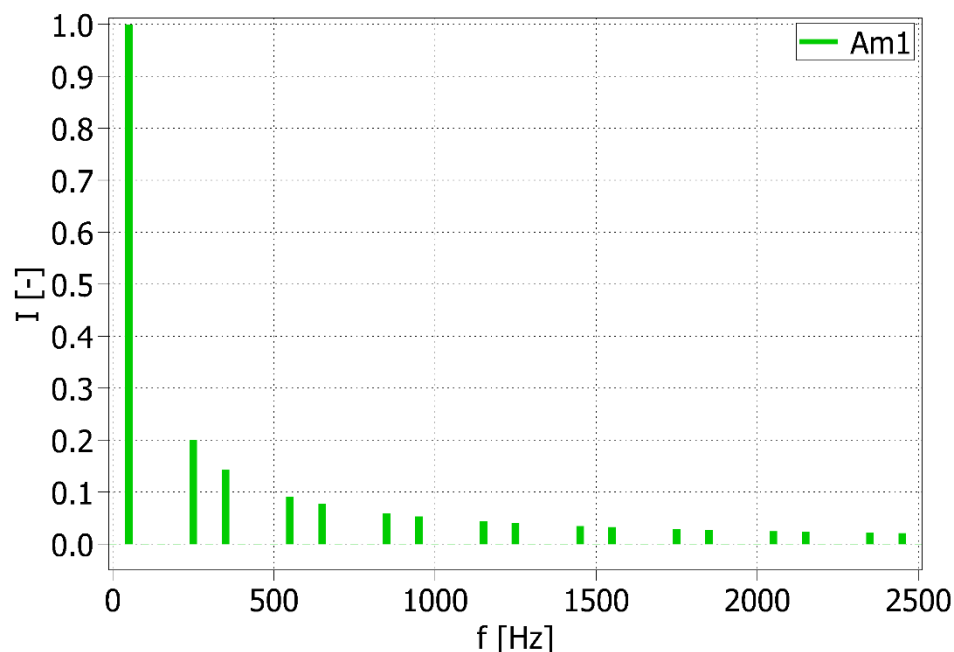
Obr. 27: Simulační model 6-P diodového usměrňovače

### 3.2.2 Zhodnocení parametrů pro RL

Na následujícím Obr. 28 lze pozorovat průběh proudu odebraný usměrňovačem (Am1), který je zde s kladnou i zápornou polaritou, díky můstkovému zapojení měniče. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) a usměrněné napětí (Vm) na zátěži, kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu  $\sigma_{Id} = 0,312 \%$  a zvlnění napětí  $\sigma_{Ud} = 7,187 \%$ . Dále bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 31 %, které je počítáno pomocí rovnice (15). Z proudu odebíraného usměrňovačem poté byla následně provedena harmonická analýza, která je zobrazena na dalším Obr. 29.

Obr. 28: Proudové a napěťové poměry na 6-P diodovém usměrňovači pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100\text{mH}$

Harmonická analýza byla provedena při 50 Hz, pro 10 period až do 50. řádu harmonické, a to v ustáleném stavu, dle normy ČSN EN 61000-4-7.



Obr. 29: Harmonická analýza 6-P diodového usměrňovače pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100mH$

Pro názornější přehlednost výsledků je zde Tab. 7, kde jsou uvedeny hodnoty výrazných harmonických. Z harmonické analýzy je vidět trend poklesu velikosti každého následujícího násobku základní harmonické, což vyplývá z amplitudového zákona. Základní frekvence zde má hlavní podíl ve frekvenčním spektru, ale díky již dříve zmíněným vlastnostem usměrňovačů, se zde objevují i její násobky, které zatěžují přenosovou soustavu. Zde se vyskytují hlavně liché řády, které jsou charakteristické pro danou pulsnost usměrňovače, tedy splňují rovnice (11) a (14). Poté je tady vidět zastoupení 5. a 7. harmonické s následujícím poklesem se zvyšujícím se řádem frekvence. Dále je tu důležité zjištění, že se díky topologii zapojení usměrňovače dokázaly eliminovat sudé harmonické. Dominantní harmonické, které jsou nejbližší k základní harmonické ve frekvenčním spektru, se nejvíce projevují svými nežádoucími účinky v nízkofrekvenčním rušení.

Tab. 7: Výsledná data z harmonické analýzy 6-P diodového usměrňovače pro RL

f [Hz]	0	50	250	300	350	400	450	500	550	600	650
I [%]	0	100	20	0	14,3	0	0	0	9,1	0	7,7

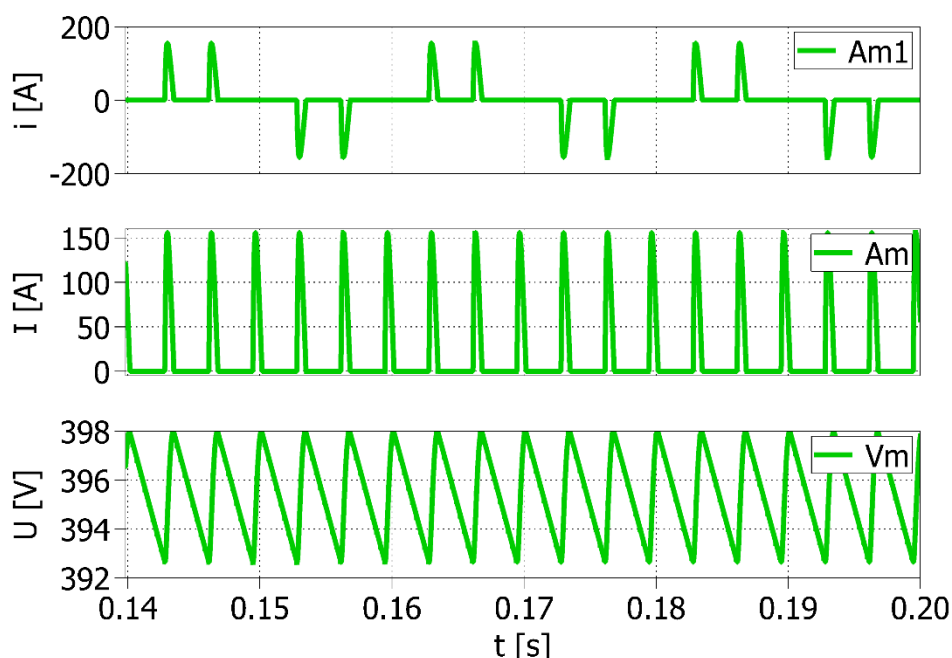
V další Tab. 8 je pak znázorněná závislost THD na velikosti  $L$  v obvodu usměrňovače. Lze zde pozorovat, že THD se s velikostí indukčnosti výrazně nemění. Volba indukčnosti je poté kompromisem mezi volbou THD a vyhlazením proudu na stejnosměrné straně, neboť tyto parametry jdou proti sobě.

Tab. 8: Závislost THD na  $L$  u 6-P diodového usměrňovače

$L$ [mH]	0,01	0,1	1	50	100	150	200	250	300
THD [%]	30,8	30,8	30,8	31,1	31,1	31,1	31,1	31,2	31,2

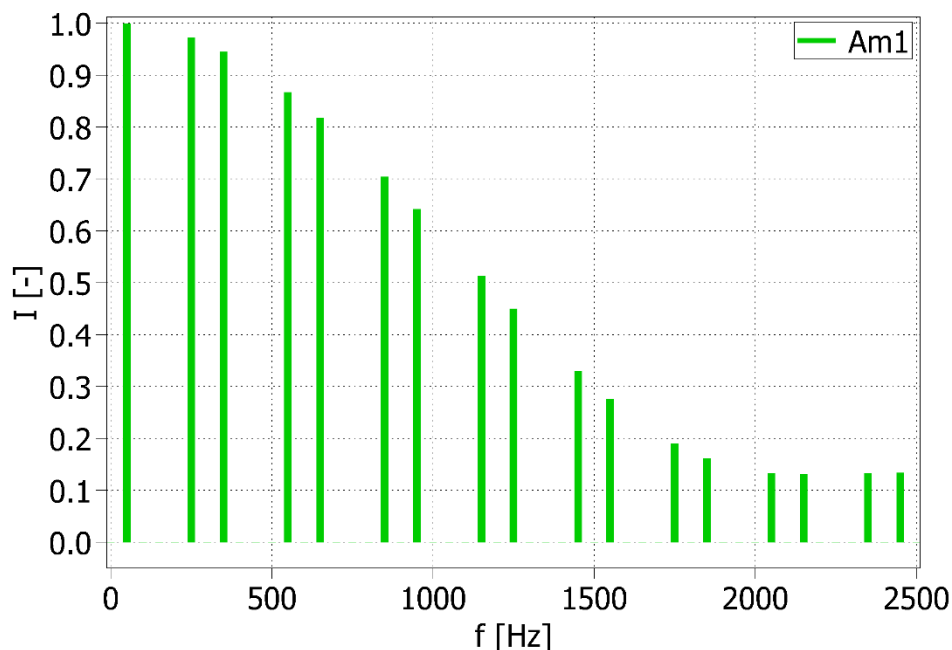
### 3.2.3 Zhodnocení parametrů pro C

Na následujícím Obr. 30 lze pozorovat průběh proudu odebíraný usměrňovačem ( $Am1$ ). Dále je zde vidět usměrněný proud ( $Am$ ) a usměrněné napětí ( $Vm$ ) na zátěži, kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu  $\sigma_{Id} = 100\%$  a zvlnění napětí  $\sigma_{Ud} = 0,676\%$ . Dále bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 225 %, které je počítáno pomocí rovnice (15). Z proudu odebíraného usměrňovačem poté byla následně provedena harmonická analýza, která je zobrazena na dalším Obr. 31.



Obr. 30: Proudové a napěťové poměry na 6-P diodovém usměrňovači pro  $C = 10\text{ mF}$

Harmonická analýza byla provedena při 50 Hz, pro 10 period až do 50. řádu harmonické, a to v ustáleném stavu, dle normy ČSN EN 61000-4-7.

Obr. 31: Harmonická analýza 6-P diodového usměrňovače pro  $C = 10 \text{ mF}$ 

Pro názornější přehlednost výsledků je zde Tab. 9, kde jsou uvedeny hodnoty výrazných harmonických. Z harmonické analýzy je vidět trend poklesu velikosti každého následujícího násobku základní harmonické, což vyplývá z amplitudového zákona. Základní frekvence zde má hlavní podíl ve frekvenčním spektru, ale díky již dříve zmíněným vlastnostem usměrňovačů, se zde objevují i její násobky, které zatěžují přenosovou soustavu. Zde se vyskytují hlavně liché řady, které jsou charakteristické pro pulsnost usměrňovačů, tedy splňují rovnice (11) a (14). Obecně s narůstajícím řádem harmonické její velikost klesá. Dále je tu důležité zjištění, že se díky topologii zapojení usměrňovače dokázaly eliminovat sudé harmonické. Dominantní harmonické, které jsou nejbližší k základní harmonické ve frekvenčním spektru, se nejvíce projevují svými nežádoucími účinky v nízkofrekvenčním rušení.

Tab. 9: Výsledná data z harmonické analýzy 6-P diodového usměrňovače pro  $C$ 

f [Hz]	0	50	250	300	350	400	450	500	550	600	650
I [%]	0	100	97,2	0	94,5	0	0	0	86,7	0	81,8

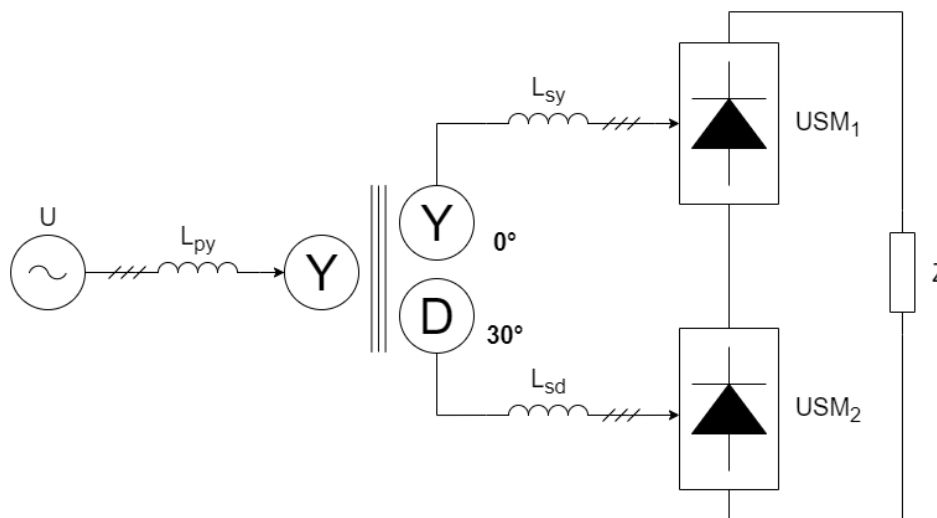
V další Tab. 10 je pak znázorněná závislost THD na velikosti  $C$  v obvodu usměrňovače. Lze zde pozorovat, že THD se s velikostí kondenzátoru výrazně mění. Volba kondenzátoru je poté kompromisem mezi volbou THD a vyhlazením napětí na stejnosměrné straně, neboť tyto parametry jdou proti sobě.

Tab. 10: Závislost THD na  $C$  u 6-P diodového usměrňovače

$C$ [mF]	0,001	0,01	0,1	1	10	50	100	150	200
THD [%]	29,9	31,1	36,1	119,1	224,7	240,3	240,9	241,1	241,1

### 3.3 Dvanáctipulsní usměrňovač

Třetím měničem je sériové spojení dvou třífázových můstkových usměrňovačů s diodami na Obr. 32.

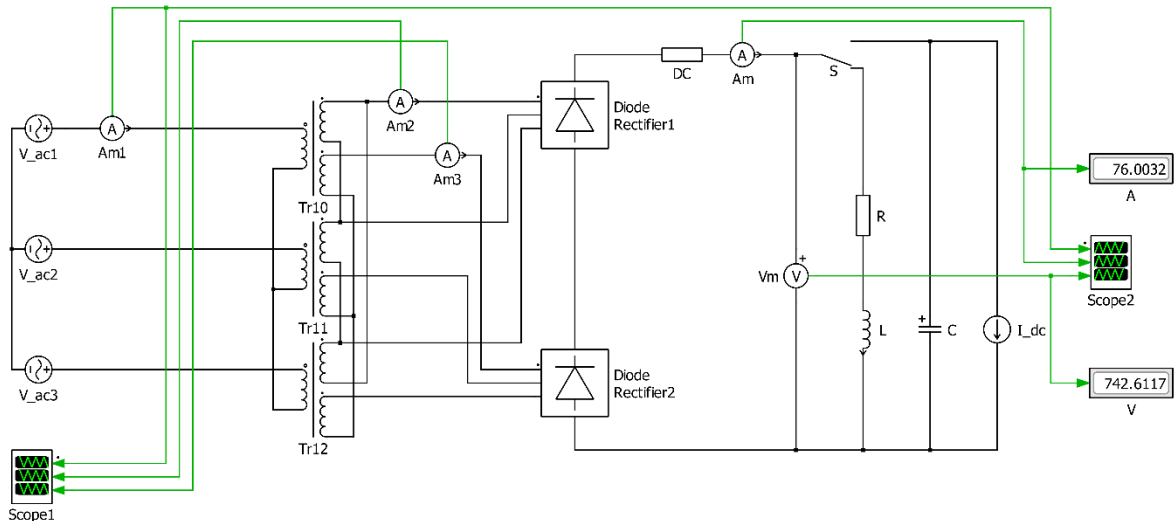


Obr. 32: 12-P diodový usměrňovač

Usměrňovač je napájen z třífázové sítě přes vstupní transformátor. Měnič je v tomto případě složen ze sériového zapojení můstkových usměrňovačů. Zátěž je zde znázorněna obecného charakteru.

#### 3.3.1 Simulační model

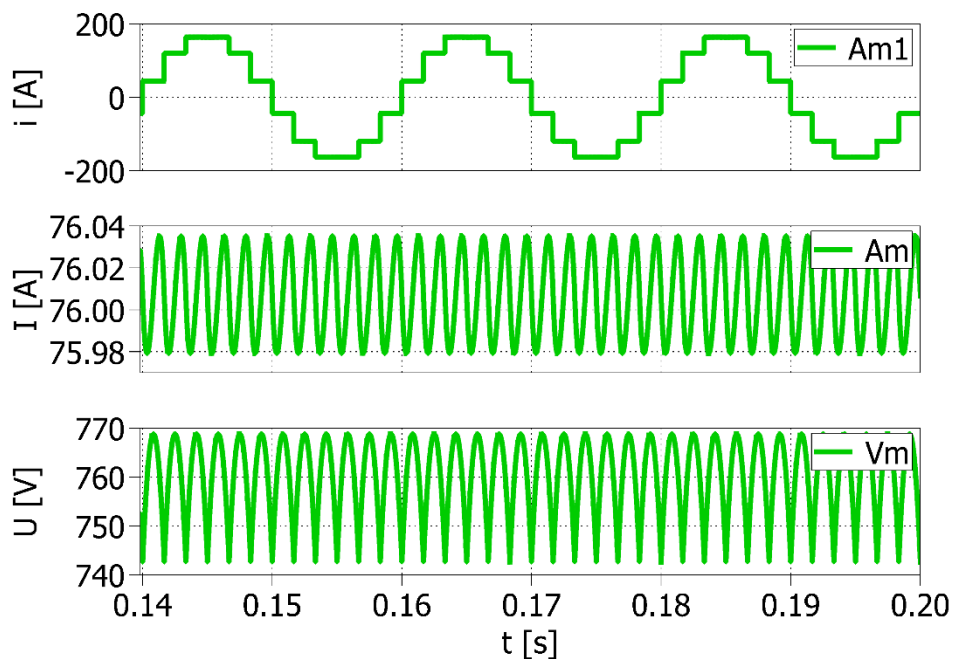
Na Obr. 33 je znázorněno reálné zapojení v PLECS programu. Pro následnou analýzu je zde měření proudů na primární a sekundární straně transformátoru a měření proudu a napětí na zátěži. Transformátor je zde zapojen do  $Yd30^\circ$  s převodem 1:1. Jsou zde znázorněny oba typy zátěže RL a C, mezi kterými lze manuálně přepínat díky přepínači S.



Obr. 33: Simulační model 12-P diodového usměrňovače

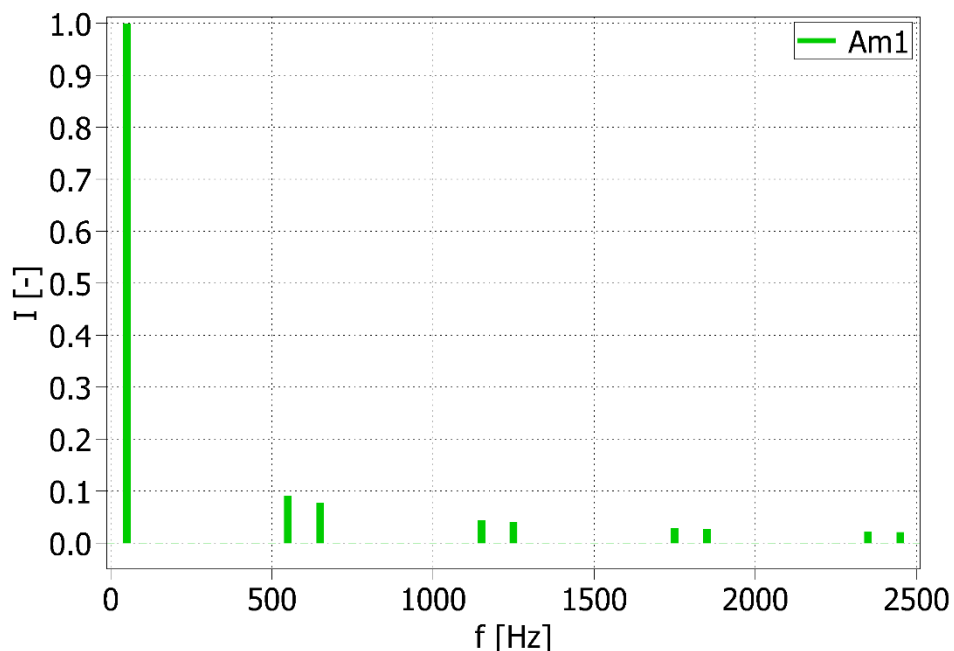
### 3.3.2 Zhodnocení parametrů pro RL

Na následujícím Obr. 34 lze pozorovat průběh proudu odebíraný usměrňovačem (Am1), kde je vidět změna oproti 6-P zapojení, zde se zvýšil počet hladin u odebíraného proudu ze dvou na tři. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) a usměrněné napětí (Vm) na zátěži, kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu  $\sigma_{Id} = 0,051\%$  a zvlnění napětí  $\sigma_{Ud} = 1,735\%$ . Dále bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 15 %, které je počítáno pomocí rovnice (15). Z proudu odebíraného usměrňovačem poté byla následně provedena harmonická analýza, která je zobrazena na dalším Obr. 35.



Obr. 34: Proudové a napěťové poměry na 12-P diodovém usměrňovači pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100mH$

Harmonická analýza byla provedena při 50 Hz, pro 10 period až do 50. řádu harmonické, a to v ustáleném stavu, dle normy ČSN EN 61000-4-7.



Obr. 35: Harmonická analýza 12-P diodového usměrňovače pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100mH$

Pro názornější přehlednost výsledků je zde Tab. 11, kde jsou uvedeny hodnoty výrazných harmonických. Z harmonické analýzy je vidět trend poklesu velikosti každého následujícího násobku základní harmonické, což vyplývá z amplitudového zákona. Zde se vyskytují hlavně liché řady, které jsou charakteristické pro pulsnost usměrňovačů, tedy splňují rovnice (11) a (14). Poté je tady vidět silné zastoupení 11. a 13. harmonické s následujícím poklesem se zvyšujícím se řádem frekvence. Dále je tu důležité zjištění, že se díky topologii zapojení usměrňovače dokázaly eliminovat 5. a 7. harmonická.

Tab. 11: Výsledná data z harmonické analýzy 12-P diodového usměrňovače pro RL

f [Hz]	550	650	1150	1250	1750	1850	2350	2450
I [%]	9,1	7,7	4,3	4	2,9	2,7	2,1	2

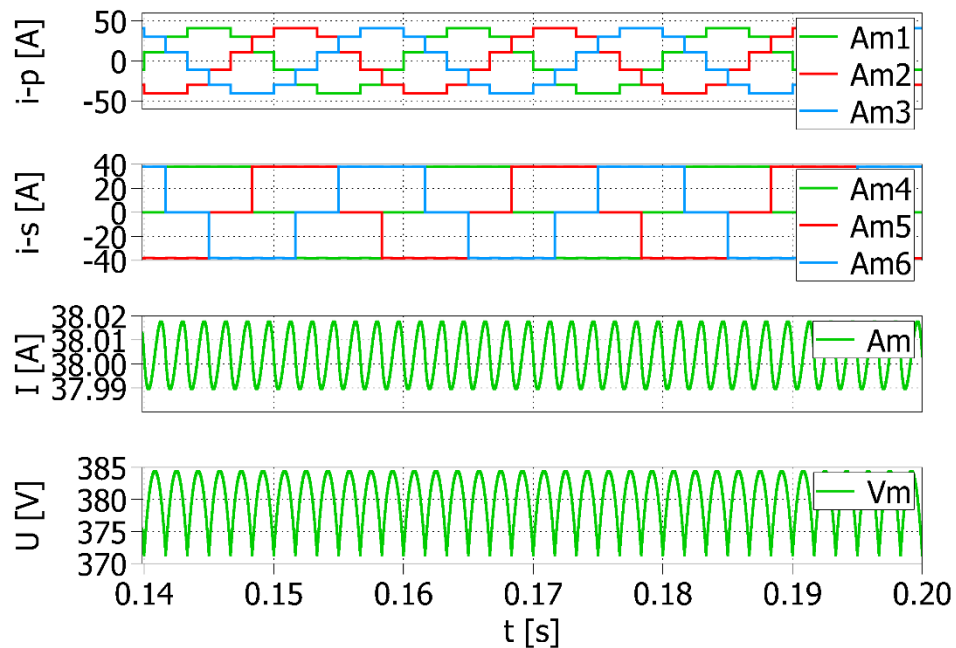
V další Tab. 12 je opět znázorněná závislost THD na velikosti L v obvodu usměrňovače. Opět zde vychází obdobný výsledek jako u 6-P zapojení, tedy je potvrzeno, že vyšší pulsnost měniče snižuje nároky na větší indukčnost.

Tab. 12: Závislost THD na L u 12-P diodového usměrňovače

L [mH]	0,01	0,1	1	50	100	150	200	250	300
THD [%]	15,2	15,2	15,2	15,2	15,2	15,3	15,3	15,3	15,3

Pro lepší porovnání výsledků jsou zde ještě znázorněny průběhy při sjednocených výstupních parametrech vůči 6-P zapojení. Tato úprava se týká převodu transformátoru, který je zde modifikován na převod 1:1/2. Následující průběhy po modifikaci jsou znázorněny na Obr. 36.



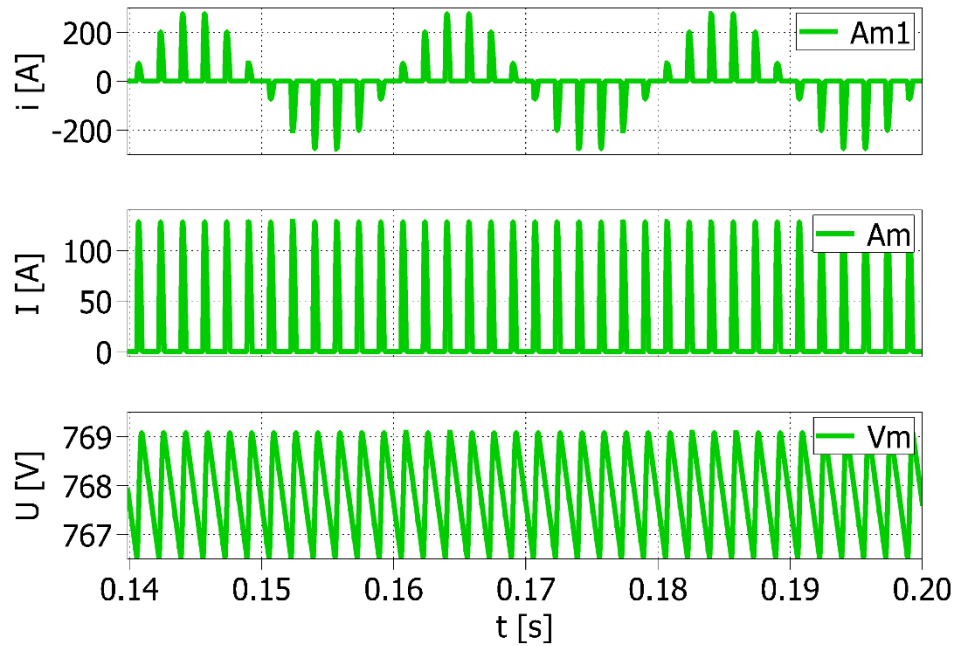


Obr. 36: Proudové poměry na 12-P diodovém usměrňovači pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100\text{mH}$  při převodu 1:1/2

Na předchozím Obr. 36 lze pozorovat průběh proudů odebíraný usměrňovačem (Am1-3), kde jsou vidět třífázové průběhy proudu odebírané ze sítě. Poté je tu výstup z transformátoru (Am4-6), který vstupuje do jednoho můstkového usměrňovače. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) odebíraný zátěží a usměrněné napětí (Vm), kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu, které se snížilo na  $\sigma_{Id} = 0,037 \%$  a zvlnění napětí vzrostlo na  $\sigma_{Ud} = 15,219 \%$ . Poté bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 15 %, které zůstalo stejné a je počítáno pomocí rovnice (15).

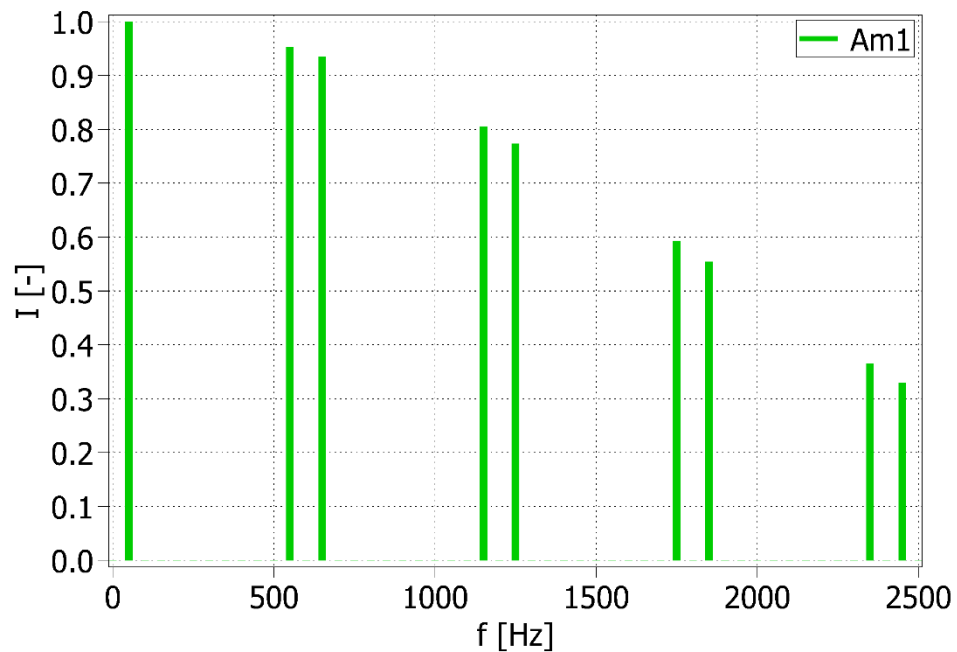
### 3.3.3 Zhodnocení parametrů pro C

Na následujícím Obr. 37 lze pozorovat průběh proudu odebíraný usměrňovačem (Am1), kde je vidět změna oproti 6-P zapojení, zde se zvýšil počet pulsů u odebíraného proudu ze dvou na šest. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) a usměrněné napětí (Vm) na zátěži, kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu  $\sigma_{Id} = 100 \%$  a zvlnění napětí  $\sigma_{Ud} = 0,167 \%$ . Dále bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 202 %, které je počítáno pomocí rovnice (15). Z proudu odebíraného usměrňovačem poté byla následně provedena harmonická analýza, která je zobrazena na dalším Obr. 38.



Obr. 37: Proudové a napěťové poměry na 12-P diodovém usměrňovači pro  $C = 10$  mF

Harmonická analýza byla provedena při 50 Hz, pro 10 period až do 50. řádu harmonické, a to v ustáleném stavu, dle normy ČSN EN 61000-4-7.



Obr. 38: Harmonická analýza 12-P diodového usměrňovače pro  $C = 10$  mF

Pro názornější přehlednost výsledků je zde Tab. 13, kde jsou uvedeny hodnoty výrazných harmonických. Z harmonické analýzy je vidět trend poklesu velikosti každého následujícího násobku základní harmonické, což vyplývá z amplitudového zákona. Zde se vyskytují hlavně liché řády, které jsou charakteristické pro pulsnost usměrňovačů, tedy splňují rovnice (11) a (14). Poté je tady vidět silné zastoupení nežádoucí 11. a 13. harmonické s následujícím poklesem se zvyšujícím se řádem frekvence. Dále je tu důležité zjištění, že se díky topologii zapojení usměrňovače dokázaly eliminovat 5. a 7. harmonická.

Tab. 13: Výsledná data z harmonické analýzy 12-P diodového usměrňovače pro C

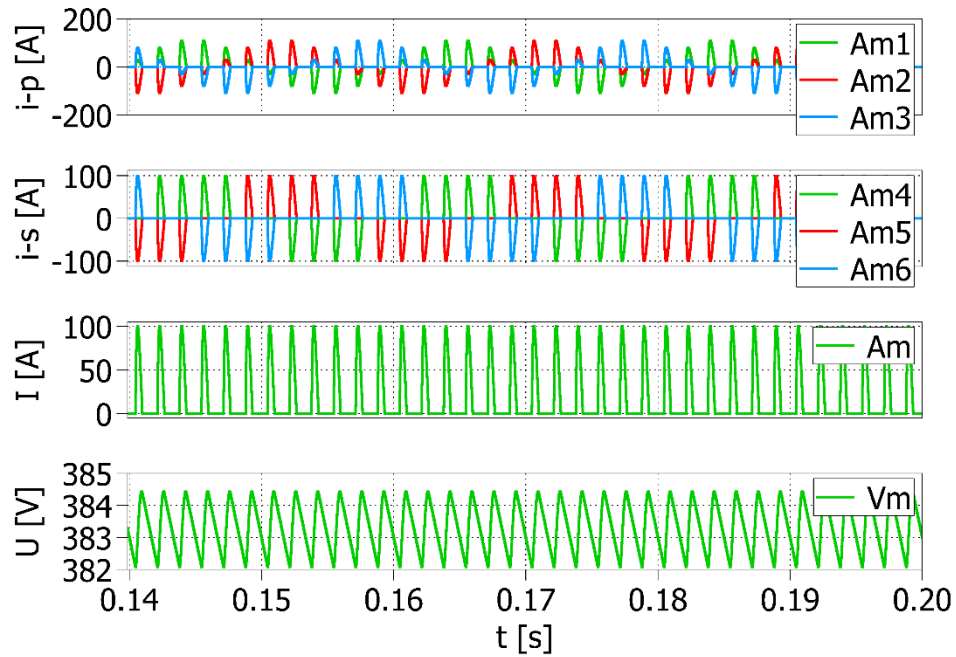
f [Hz]	550	650	1150	1250	1750	1850	2350	2450
I [%]	95,3	93,5	80,5	77,3	59,3	55,4	36,5	32,9

V další Tab. 14 je opět znázorněná závislost THD na velikosti C v obvodu usměrňovače. Opět zde vychází obdobný výsledek jako u 6-P zapojení, tedy je potvrzeno, že vyšší pulsnost měniče snižuje nároky na větší kondenzátor.

Tab. 14: Závislost THD na C u 12-P diodového usměrňovače

C [mF]	0,001	0,01	0,1	1	10	50	100	150	200
THD [%]	15,2	15,3	23,6	115,8	201,6	208,1	208,2	208,3	208,3

Pro lepší porovnání výsledků jsou zde ještě znázorněny průběhy při sjednocených výstupních parametrech vůči 6-P zapojení. Tato úprava se týká převodu transformátoru, který je zde modifikován na převod 1:1/2. Následující průběhy po modifikaci jsou znázorněny na Obr. 39.

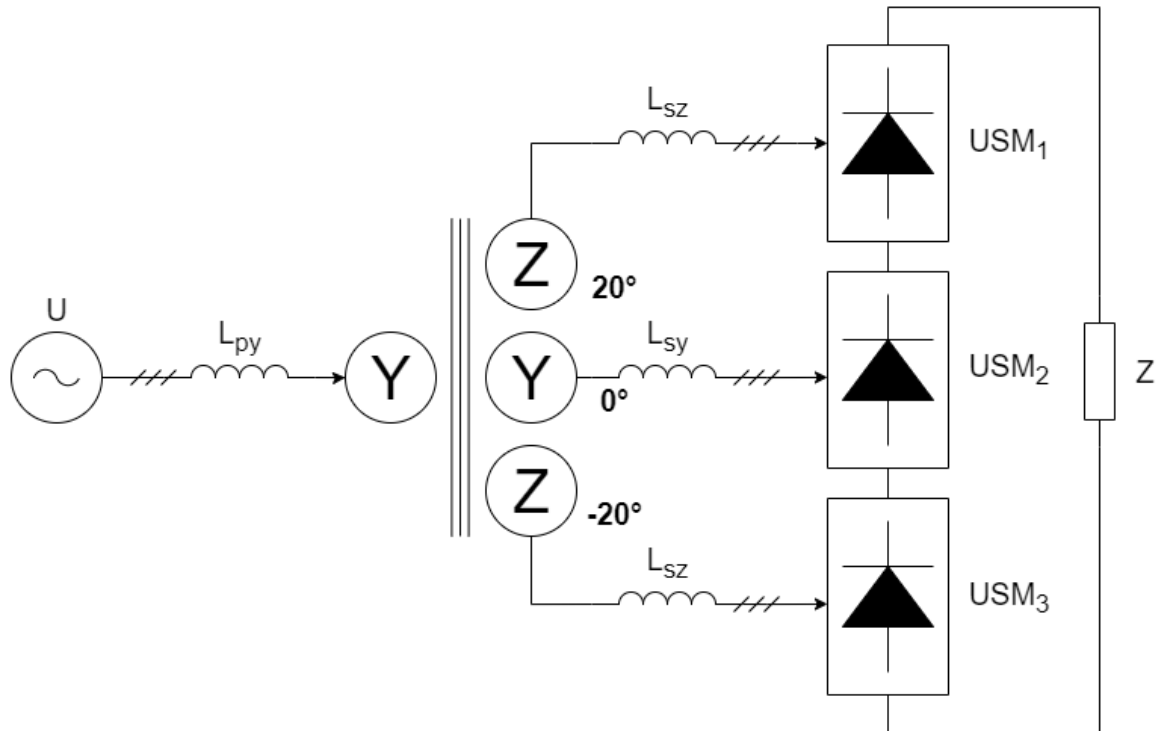


Obr. 39: Proudové poměry na 12-P diodovém usměrňovači pro  $C = 10$  mF při převodu 1:1/2

Na předchozím Obr. 39 lze pozorovat průběh proudů odebíraný usměrňovačem (Am1-3), kde jsou vidět třífázové průběhy proudu odebírané ze sítě. Poté je tu výstup z transformátoru (Am4-6), který vstupuje do jednoho můstkového usměrňovače. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) odebíraný zátěží a usměrněné napětí (Vm), kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu, které zůstalo stejné  $\sigma_{Id} = 100$  % a zvlnění napětí vzrostlo na  $\sigma_{Ud} = 0,306$  %. Poté bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 171 %, které se snížilo a je počítáno pomocí rovnice (15).

### 3.4 Osmnáctipulsní usměrňovač

Čtvrtým měničem je sériové spojení tří třífázových můstkových usměrňovačů s diodami na Obr. 40.

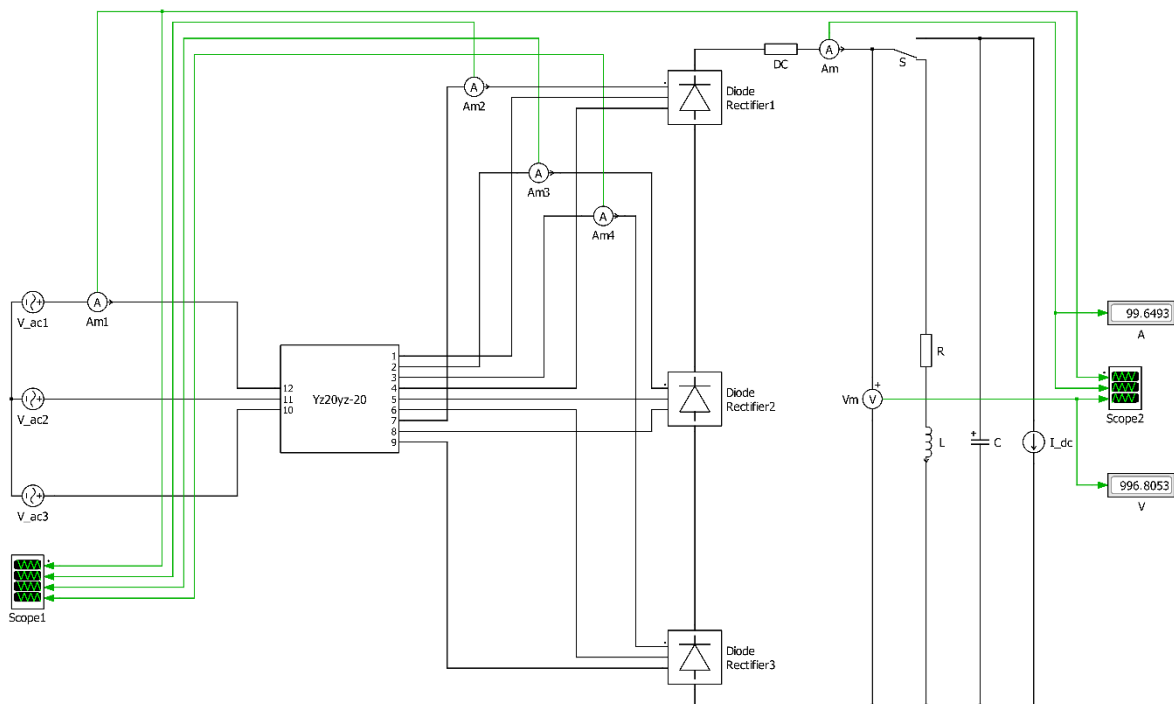


Obr. 40: 18-P diodový usměrňovač

Usměrňovač je napájen z třífázové sítě přes vstupní transformátor. Měnič je v tomto případě složen ze sériového zapojení můstkových usměrňovačů. Zátěž je zde znázorněna obecného charakteru.

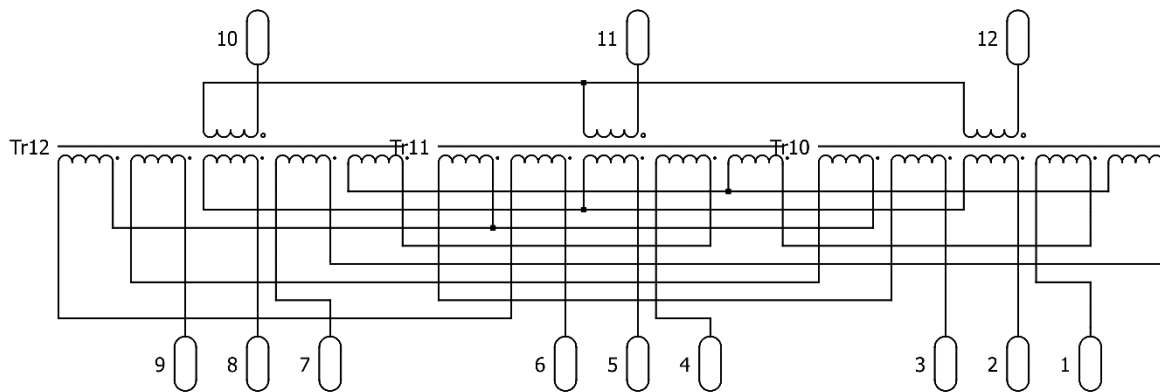
#### 3.4.1 Simulační model

Na Obr. 41 je znázorněno reálné zapojení v PLECS programu. Pro následnou analýzu je zde měření proudů na primární a sekundární straně transformátoru a měření proudu a napětí na zátěži. Transformátor je zde zapojen do  $Yz20^\circ yz-20^\circ$  s převodem 1:1. Jsou zde znázorněny oba typy zátěže RL a C, mezi kterými lze manuálně přepínat díky přepínači S.



Obr. 41: Simulační model 18-P diodového usměrňovače

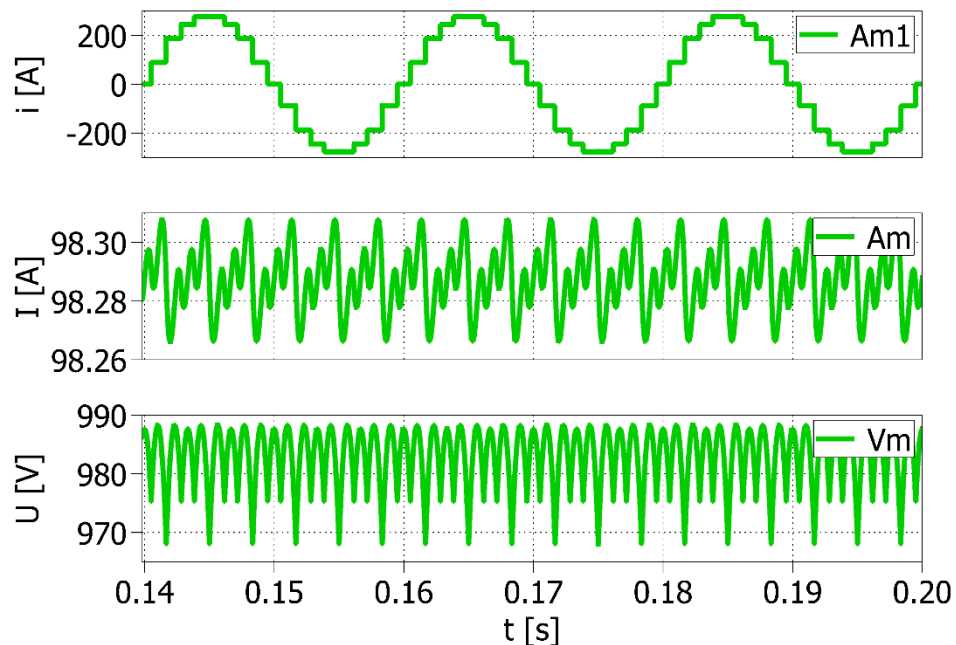
Subsystem Yz20yz-20 představuje simulační model transformátoru, který je detailněji zobrazen na Obr. 42.



Obr. 42: Simulační model transformátoru se třemi sekundárními vinutími

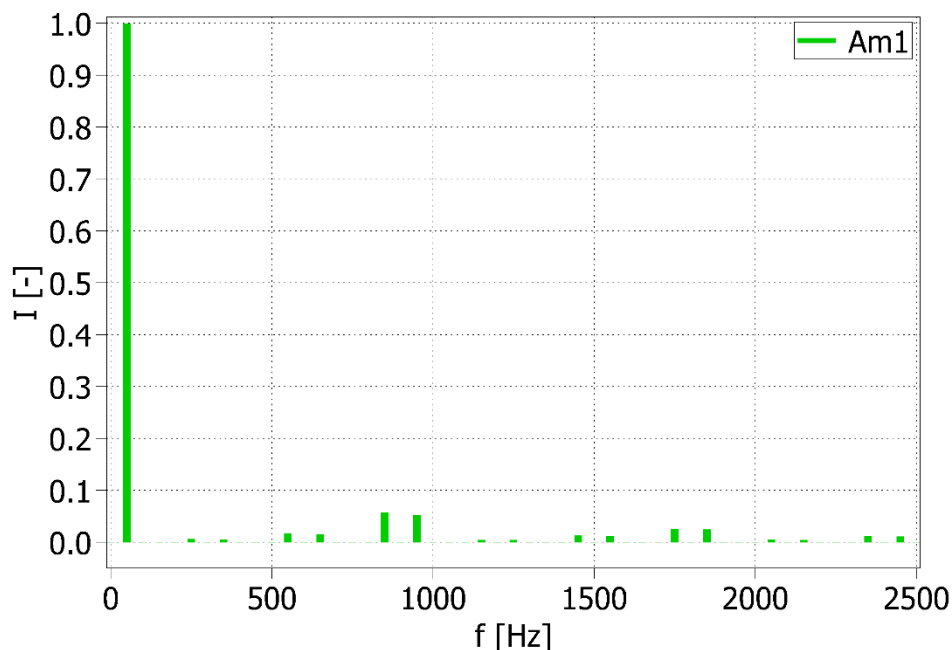
### 3.4.2 Zhodnocení parametrů pro RL

Na následujícím Obr. 43 lze pozorovat průběh proudu odebíraný usměrňovačem ( $I_{m1}$ ), kde je vidět změna, oproti 12-P zapojení. Zde se počet hladin u odebíraného proudu zvýšil ze tří na pět. Dále je zde vidět usměrněný proud ( $I_m$ ) a usměrněné napětí ( $U_m$ ) na zátěži, kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu  $\sigma_{Id} = 0,021 \%$  a zvlnění napětí  $\sigma_{Ud} = 1,036 \%$ . Dále bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 10 %, které je počítáno pomocí rovnice (15). Z proudu odebíraného usměrňovačem poté byla následně provedena harmonická analýza, která je zobrazena na dalším Obr. 44.



Obr. 43: Proudové a napěťové poměry na 18-P diodovém usměrňovači pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100mH$

Harmonická analýza byla provedena při 50 Hz, pro 10 period až do 50. řádu harmonické, a to v ustáleném stavu, dle normy ČSN EN 61000-4-7.



Obr. 44: Harmonická analýza 18-P diodového usměrňovače pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100\text{mH}$

Pro názornější přehlednost výsledků je zde Tab. 15, kde jsou uvedeny hodnoty dominantních harmonických. V tomto případě je nejvýraznější 17. a 19. harmonická, před nimi se vyskytují v zanedbatelné míře 5., 7. a 11., 13. harmonická. Obdobně jsou na tom i následující vyšší řády. Základní frekvence zde má opět hlavní podíl ve frekvenčním spektru.

Tab. 15: Výsledná data z harmonické analýzy 18-P diodového usměrňovače pro RL

f [Hz]	550	650	850	950	1450	1550	1750	1850
I [%]	1,7	1,4	5,7	5,1	1,2	1,2	2,6	2,4

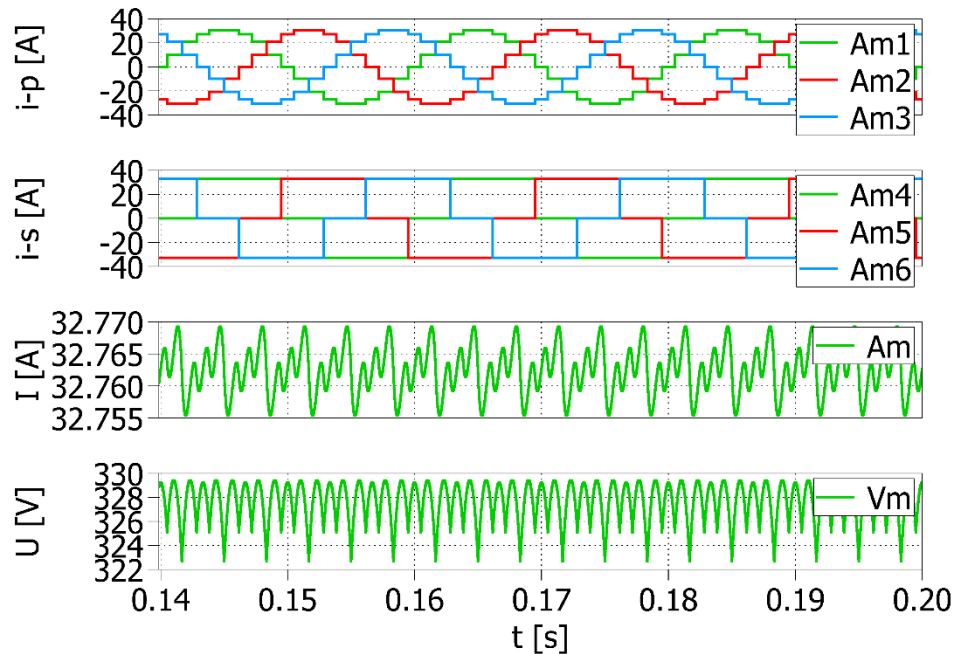
V další Tab. 16 je opět znázorněná závislost THD na velikosti L v obvodu usměrňovače. Zde se vliv indukčnosti opět snížil oproti 12-P zapojení.

Tab. 16: Závislost THD na L u 18-P diodového usměrňovače

L [mH]	0,01	0,1	1	50	100	150	200	250	300
THD [%]	10,3	10,3	10,3	10,3	10,3	10,4	10,4	10,4	10,4

Pro lepší porovnání výsledků jsou zde znázorněny opět průběhy při sjednocených výstupních parametrech vůči 6-P zapojení. Tato úprava se týká převodu transformátoru, který je zde modifikován na převod 1:1/3. Následující průběhy po modifikaci jsou znázorněny na Obr. 45.



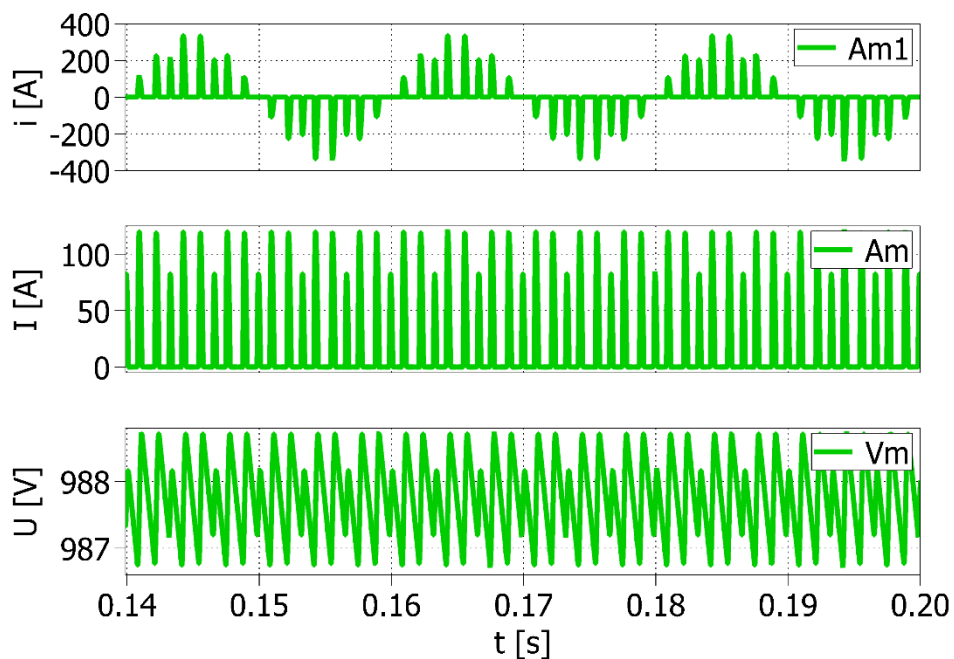


Obr. 45: Proudové poměry na 18-P diodovém usměrňovači pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100\text{mH}$  při převodu 1:1/3

Na předchozím Obr. 45 lze pozorovat průběh proudů odebíraný usměrňovačem (Am1-3), kde jsou vidět třífázové průběhy proudu odebírané ze sítě. Poté je tu výstup z transformátoru (Am4-6), který vstupuje do jednoho můstkového usměrňovače. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) odebíraný zátěží a usměrněné napětí (Vm), kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu a napětí, které zůstali stejné, tedy  $\sigma_{Id} = 0,021 \%$  a  $\sigma_{Ud} = 1,036 \%$ . Poté bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 10 %, které také zůstalo stejné a je počítáno pomocí rovnice (15).

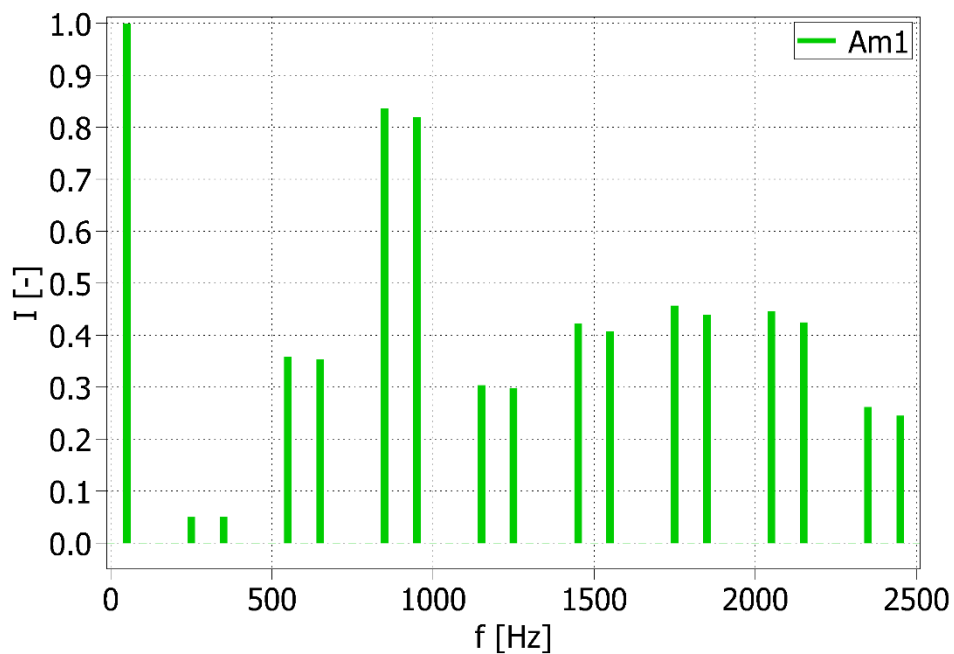
### 3.4.3 Zhodnocení parametrů pro C

Na následujícím Obr. 46 lze pozorovat průběh proudu odebíraný usměrňovačem (Am1), kde je vidět změna oproti 12-P zapojení, zde se zvýšil počet pulsů u odebíraného proudu z šesti na osm. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) a usměrněné napětí (Vm) na zátěži, kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu  $\sigma_{Id} = 100 \%$  a zvlnění napětí  $\sigma_{Ud} = 0,099 \%$ . Dále bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 185 %, které je počítáno pomocí rovnice (15). Z proudu odebíraného usměrňovačem poté byla následně provedena harmonická analýza, která je zobrazena na dalším Obr. 47.



Obr. 46: Proudové a napěťové poměry na 18-P diodovém usměrňovači pro  $C = 10 \text{ mF}$

Harmonická analýza byla provedena při 50 Hz, pro 10 period až do 50. řádu harmonické, a to v ustáleném stavu, dle normy ČSN EN 61000-4-7.



Obr. 47: Harmonická analýza 18-P diodového usměrňovače pro  $C = 10 \text{ mF}$

Pro názornější přehlednost výsledků je zde Tab. 17, kde jsou uvedeny hodnoty dominantních harmonických. V tomto případě je nejvýraznější 17. a 19. harmonická, před nimi se vyskytují ve velké míře 5., 7. a 11., 13. harmonická. Obdobně jsou na tom i následující vyšší řády. Základní frekvence zde má opět hlavní podíl ve frekvenčním spektru.

Tab. 17: Výsledná data z harmonické analýzy 18-P diodového usměrňovače pro C

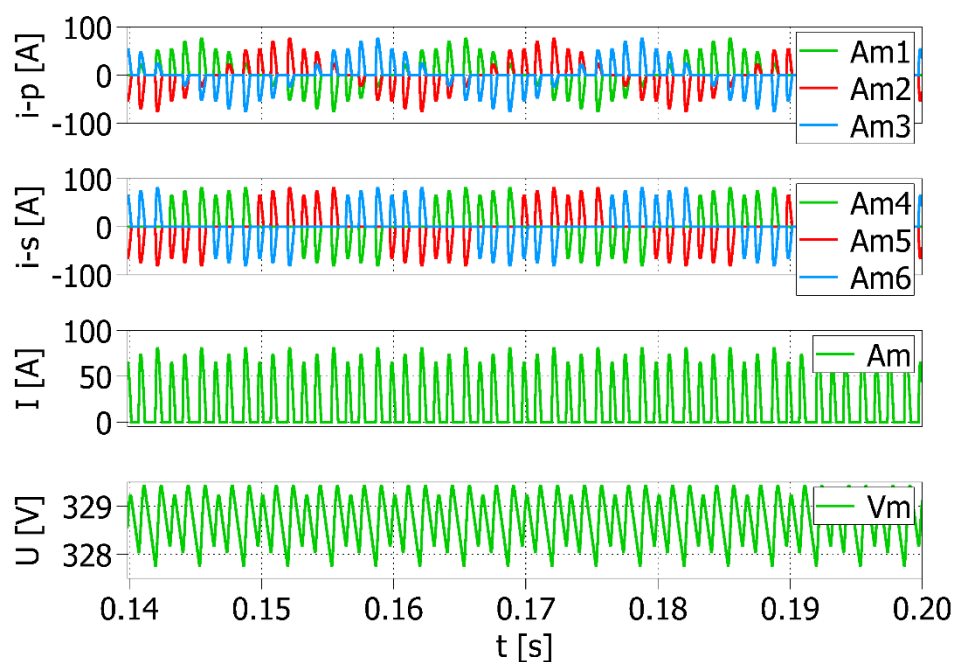
f [Hz]	550	650	850	950	1450	1550	1750	1850
I [%]	35,8	35,3	83,5	82	42,3	40,7	45,6	43,8

V další Tab. 18 je opět znázorněná závislost THD na velikosti C v obvodu usměrňovače. Zde se vliv kondenzátoru opět snížil oproti 12-P zapojení.

Tab. 18: Závislost THD na C u 18-P diodového usměrňovače

C [mF]	0,001	0,01	0,1	1	10	50	100	150	200
THD [%]	10,3	10,4	18,9	107,8	184,6	193,8	194,4	194,5	194,5

Pro lepší porovnání výsledků jsou zde znázorněny opět průběhy při sjednocených výstupních parametrech vůči 6-P zapojení. Tato úprava se týká převodu transformátoru, který je zde modifikován na převod 1:1/3. Následující průběhy po modifikaci jsou znázorněny na Obr. 48.

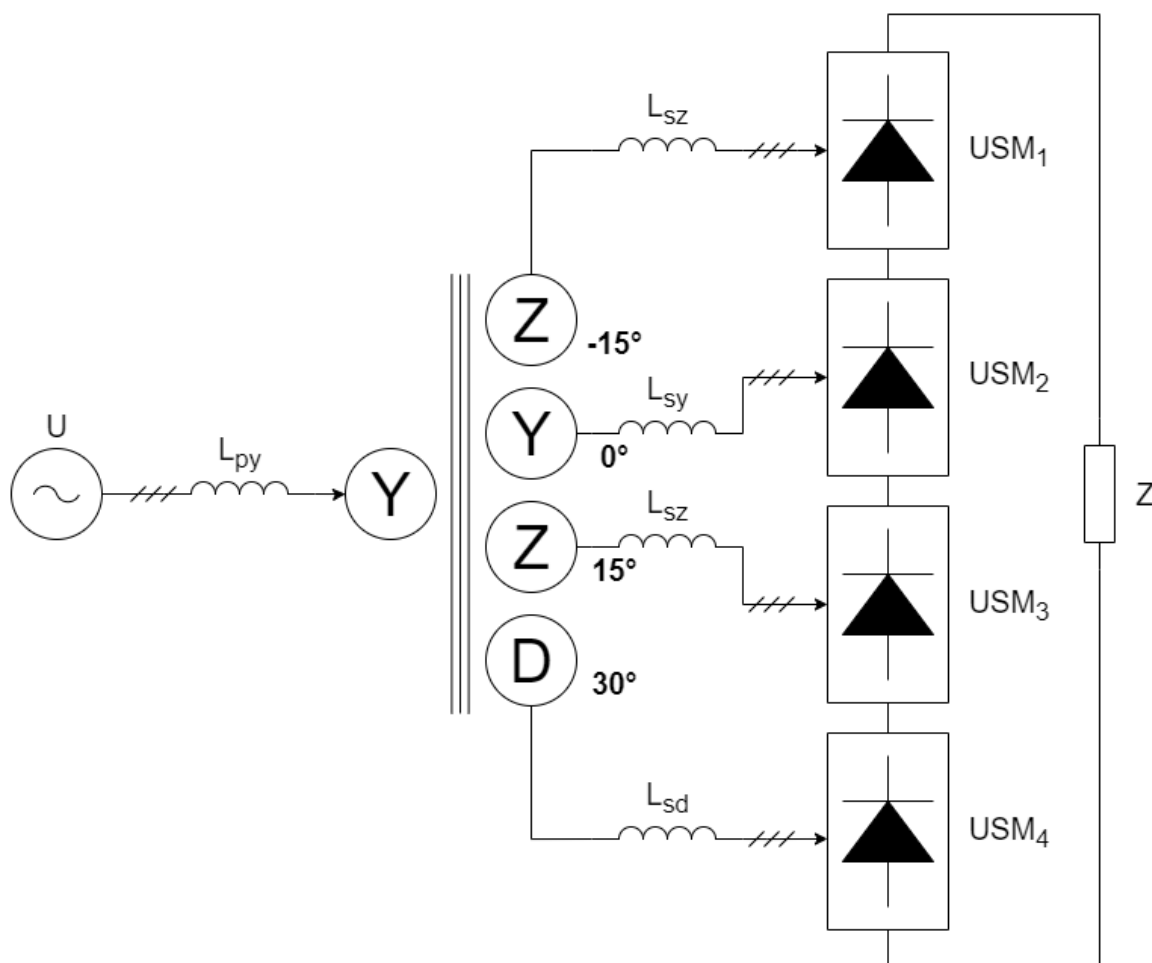


Obr. 48: Proudové poměry na 18-P diodovém usměrňovači pro C = 10 mF při převodu 1:1/3

Na předchozím Obr. 48 lze pozorovat průběh proudů odebíraný usměrňovačem (Am1-3), kde jsou vidět třífázové průběhy proudu odebírané ze sítě. Poté je tu výstup z transformátoru (Am4-6), který vstupuje do jednoho můstkového usměrňovače. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) odebíraný zátěží a usměrněné napětí (Vm), kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu, které zůstalo stejné  $\sigma_{Id} = 100 \%$  a zvlnění napětí vzrostlo na  $\sigma_{Ud} = 0,251 \%$ . Poté bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 138 %, které se snížilo a je počítáno pomocí rovnice (15).

### 3.5 Dvaceti čtyřpulsní usměrňovač

Pátým měničem je sériové spojení čtyř třífázových můstkových usměrňovačů s diodami na Obr. 49.

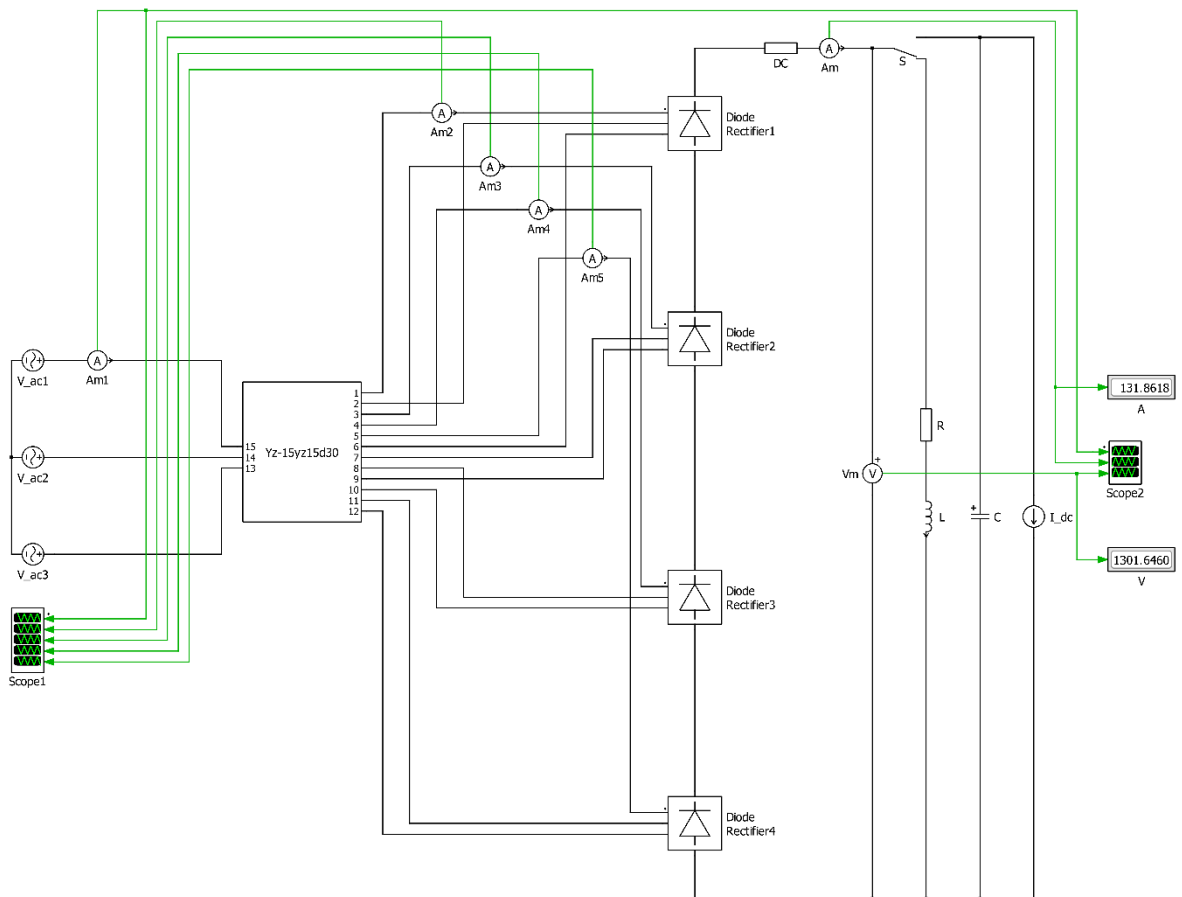


Obr. 49: 24-P diodový usměrňovač

Usměrňovač je napájen z třífázové sítě přes vstupní transformátor. Měníč je v tomto případě složen ze sériového zapojení můstkových usměrňovačů. Zátěž je zde znázorněna obecného charakteru.

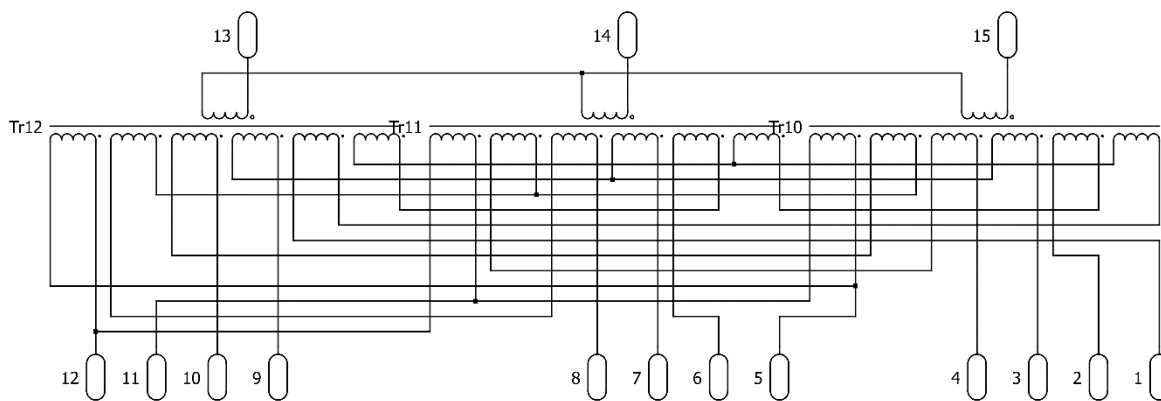
### 3.5.1 Simulační model

Na Obr. 50 je znázorněno reálné zapojení v PLECS programu. Pro následnou analýzu je zde měření proudů na primární a sekundární straně transformátoru a měření proudu a napětí na zátěži. Transformátor je zde zapojen do  $Yz-15^\circ yz15^\circ d30^\circ$  s převodem 1:1. Jsou zde znázorněny oba typy zátěže RL a C, mezi kterými lze manuálně přepínat díky přepínači S.



Obr. 50: Simulační model 24-P diodového usměrňovače

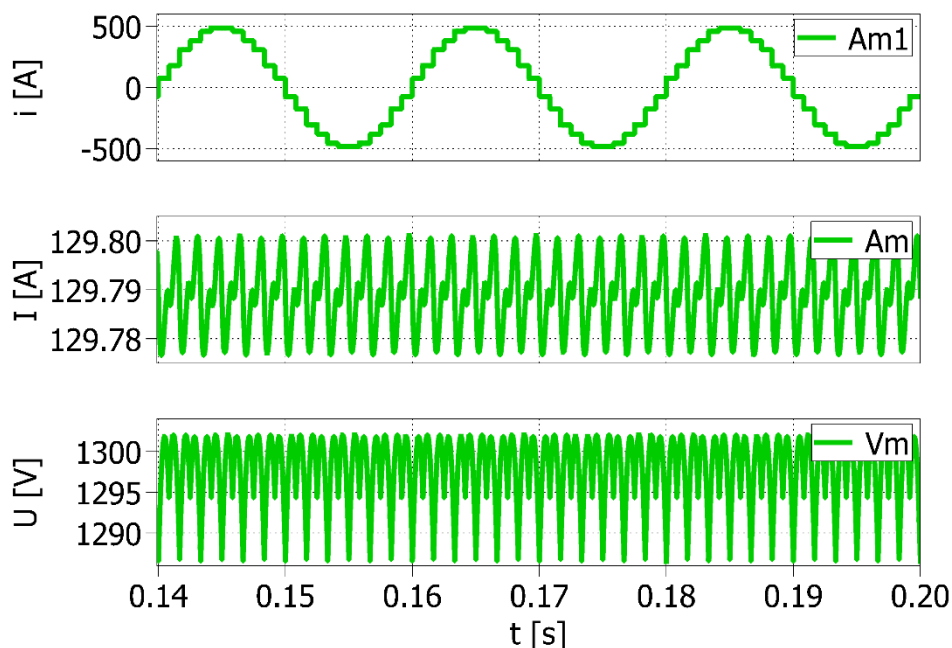
Subsystem  $Yz-15yz15d30$  představuje simulační model transformátoru, který je detailněji zobrazen na Obr. 51.



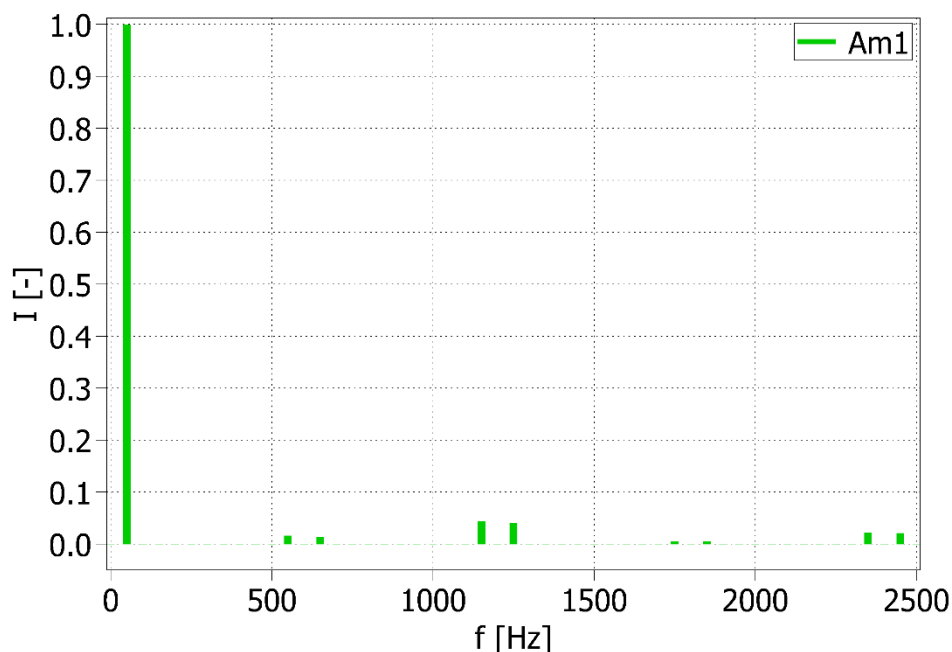
Obr. 51: Simulační model transformátoru se čtyřmi sekundárními vinutími

### 3.5.2 Zhodnocení parametrů pro RL

Na následujícím Obr. 52 lze pozorovat průběh proudu odebíraný usměrňovačem (Am1), kde je vidět změna, oproti 18-P zapojení. Zde se počet hladin u odebíraného proudu zvýšil z pěti na šest. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) a usměrněné napětí (Vm) na zátěži, kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu  $\sigma_{Id} = 0,009 \%$  a zvlnění napětí  $\sigma_{Ud} = 0,599 \%$ . Dále bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 8 %, které je počítáno pomocí rovnice (15). Z proudu odebíraného usměrňovačem poté byla následně provedena harmonická analýza, která je zobrazena na dalším Obr. 53.

Obr. 52: Proudové a napěťové poměry na 24-P diodovém usměrňovači pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100mH$

Harmonická analýza byla provedena při 50 Hz, pro 10 period až do 50. řádu harmonické, a to v ustáleném stavu, dle normy ČSN EN 61000-4-7.



Obr. 53: Harmonická analýza 24-P diodového usměrňovače pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100\text{mH}$

Pro názornější přehlednost výsledků je zde Tab. 19, kde jsou uvedeny hodnoty dominantních harmonických. V tomto případě je nejvýraznější 23. a 25. harmonická, před nimi se vyskytují v zanedbatelné míře 11. a 13. harmonická. Obdobně jsou na tom i následující vyšší řády. Základní frekvence zde má opět hlavní podíl ve frekvenčním spektru.

Tab. 19: Výsledná data z harmonické analýzy 24-P diodového usměrňovače pro RL

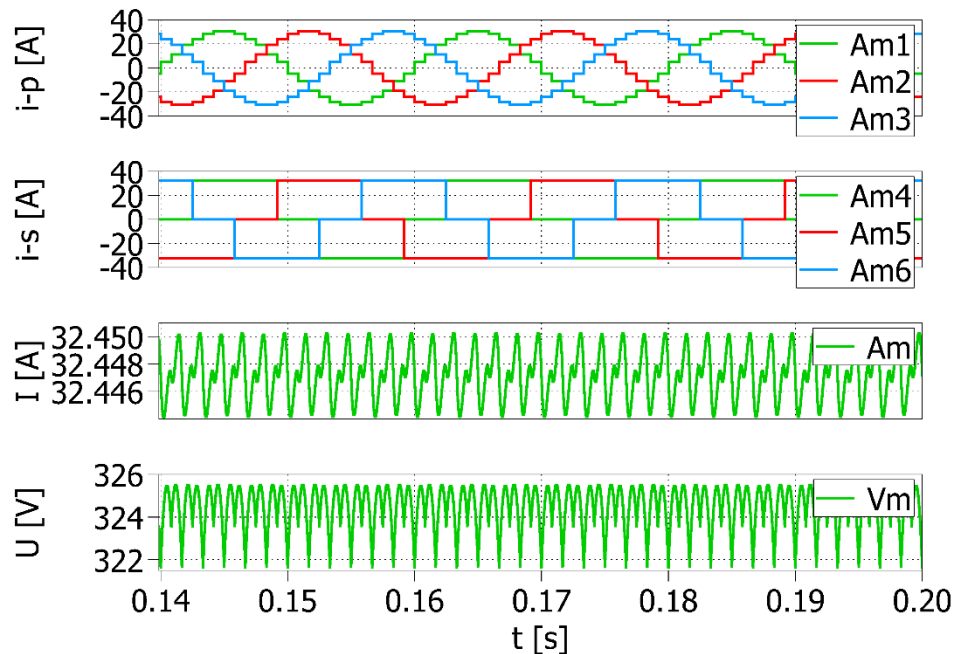
f [Hz]	550	650	1150	1250	1750	1850	2350	2450
I [%]	1,6	1,3	4,3	4	0,5	0,5	2,1	2

V další Tab. 20 je opět znázorněná závislost THD na velikosti L v obvodu usměrňovače. Zde se vliv kondenzátoru opět snížil oproti 18-P zapojení.

Tab. 20: Závislost THD na L u 24-P diodového usměrňovače

L [mH]	0,01	0,1	1	50	100	150	200	250	300
THD [%]	7,8	7,8	7,8	8	8	8	8	8	8

Pro sjednocené výstupní parametry vůči 6-P zapojení došlo k úpravě převodu transformátoru, který je zde modifikován na převod 1:1/4. Následující průběhy po modifikaci jsou znázorněny na Obr. 54.



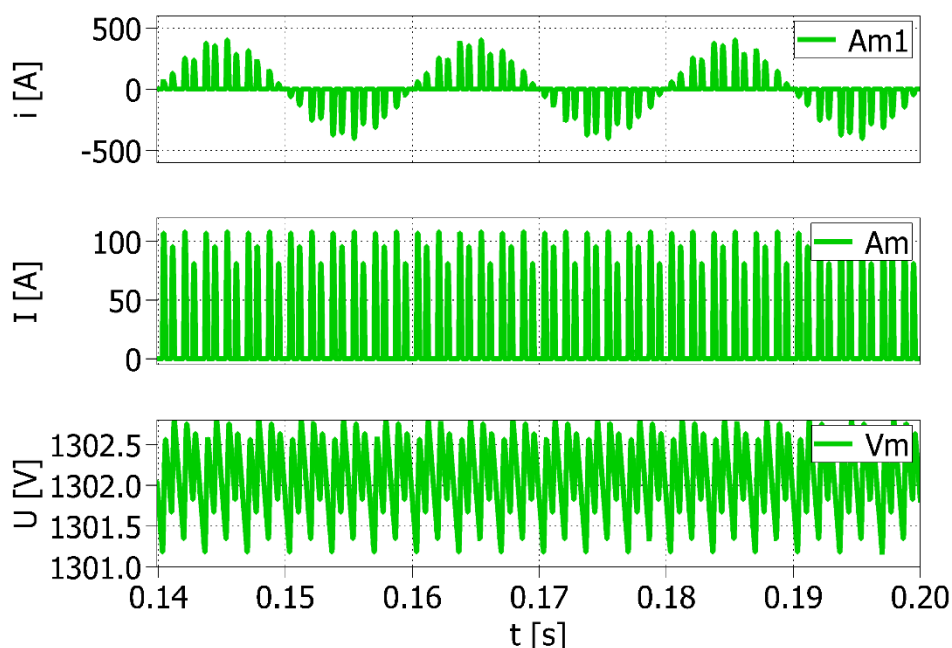
Obr. 54: Proudové poměry na 24-P diodovém usměrňovači pro  $R = 10 \Omega$  a  $L = 100\text{mH}$  při převodu 1:1/4

Na předchozím Obr. 54 lze pozorovat průběh proudů odebíraný usměrňovačem (Am1-3), kde jsou vidět třífázové průběhy proudu odebírané ze sítě. Poté je tu výstup z transformátoru (Am4-6), který vstupuje do jednoho můstkového usměrňovače. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) odebíraný zátěží a usměrněné napětí (Vm), kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu a napětí, které zůstali stejné, tedy  $\sigma_{Id} = 0,009 \%$  a  $\sigma_{Ud} = 0,599 \%$ . Poté bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 8 %, které také zůstalo stejné a je počítáno pomocí rovnice (15).



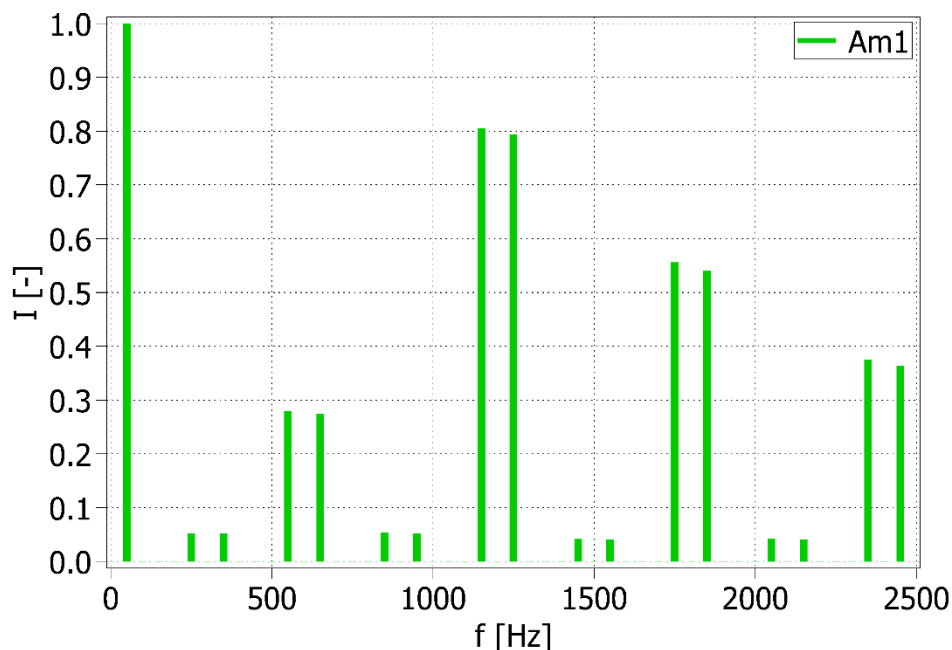
### 3.5.3 Zhodnocení parametrů pro C

Na následujícím Obr. 55 lze pozorovat průběh proudu odebíraný usměrňovačem ( $I_{m1}$ ), kde je vidět změna, oproti 18-P zapojení. Zde se počet hladin u odebíraného proudu zvýšil z osmi na dvanáct. Dále je zde vidět usměrněný proud ( $I_m$ ) a usměrněné napětí ( $V_m$ ) na zátěži, kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu  $\sigma_{Id} = 100 \%$  a zvlnění napětí  $\sigma_{Ud} = 0,062 \%$ . Dále bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 172 %, které je počítáno pomocí rovnice (15). Z proudu odebíraného usměrňovačem poté byla následně provedena harmonická analýza, která je zobrazena na dalším Obr. 56.



Obr. 55: Proudové a napěťové poměry na 24-P diodovém usměrňovači pro  $C = 10 \text{ mF}$

Harmonická analýza byla provedena při 50 Hz, pro 10 period až do 50. řádu harmonické, a to v ustáleném stavu, dle normy ČSN EN 61000-4-7.

Obr. 56: Harmonická analýza 24-P diodového usměrňovače pro  $C = 10 \text{ mF}$ 

Pro názornější přehlednost výsledků je zde Tab. 21, kde jsou uvedeny hodnoty dominantních harmonických. V tomto případě je nejvýraznější 23. a 25. harmonická, před nimi se vyskytují ve velké míře 11. a 13. harmonická. Obdobně jsou na tom i následující vyšší řády. Základní frekvence zde má opět hlavní podíl ve frekvenčním spektru.

Tab. 21: Výsledná data z harmonické analýzy 24-P diodového usměrňovače pro  $C$ 

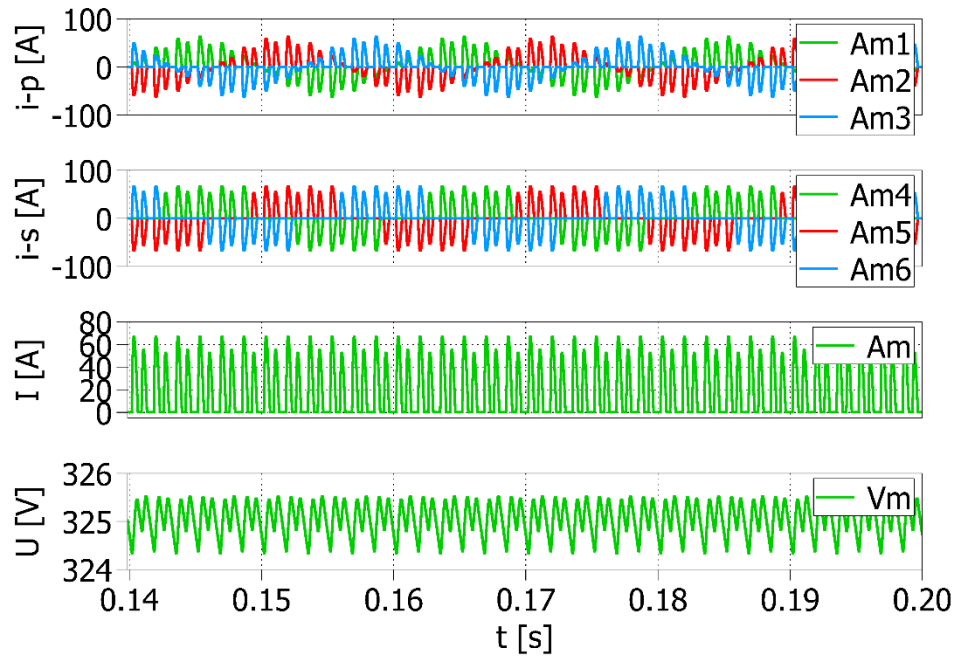
f [Hz]	550	650	1150	1250	1750	1850	2350	2450
I [%]	28	27,4	80,5	79,3	55,6	54	37,5	36,4

V další Tab. 22 je opět znázorněná závislost THD na velikosti  $C$  v obvodu usměrňovače. Zde se vliv kondenzátoru opět snížil oproti 18-P zapojení.

Tab. 22: Závislost THD na  $C$  u 24-P diodového usměrňovače

C [mF]	0,001	0,01	0,1	1	10	50	100	150	200
THD [%]	7,9	8,1	17,9	107,1	172,3	174,6	174,7	174,8	174,8

Pro sjednocené výstupní parametry vůči 6-P zapojení došlo k úpravě převodu transformátoru, který je zde modifikován na převod 1:1/4. Následující průběhy po modifikaci jsou znázorněny na Obr. 57.

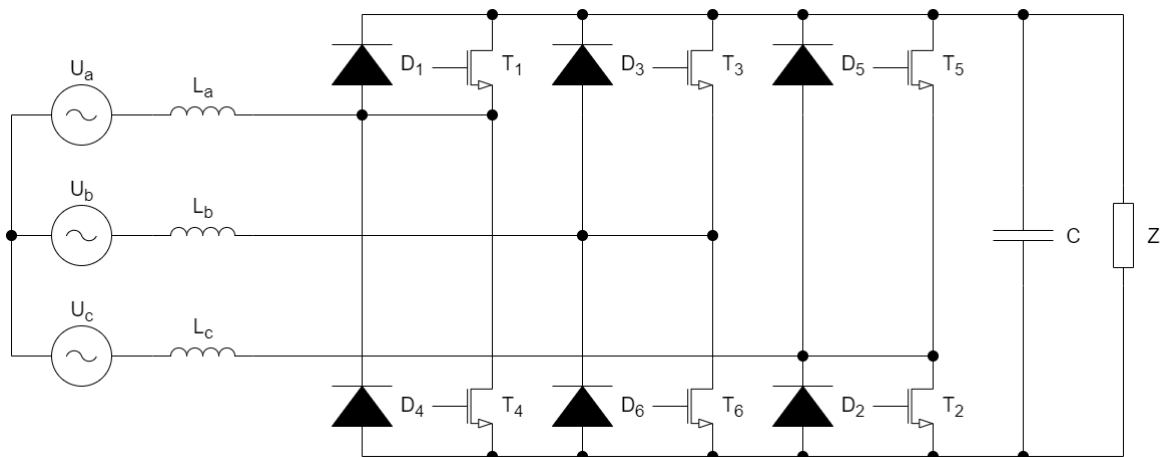


Obr. 57: Proudové poměry na 24-P diodovém usměrňovači pro  $C = 10$  mF při převodu 1:1/4

Na předchozím Obr. 57 lze pozorovat průběh proudů odebíraný usměrňovačem (Am1-3), kde jsou vidět třífázové průběhy proudu odebírané ze sítě. Poté je tu výstup z transformátoru (Am4-6), který vstupuje do jednoho můstkového usměrňovače. Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) odebíraný zátěží a usměrněné napětí (Vm), kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu, které zůstalo stejné  $\sigma_{Id} = 100$  % a zvlnění napětí vzrostlo na  $\sigma_{Ud} = 0,182$  %. Poté bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 119 %, které se snížilo a je počítáno pomocí rovnice (15).

### 3.6 Pulsní usměrňovač

Posledním měničem je pulsni usměrňovač s tranzistory typu IGBT na Obr. 58.

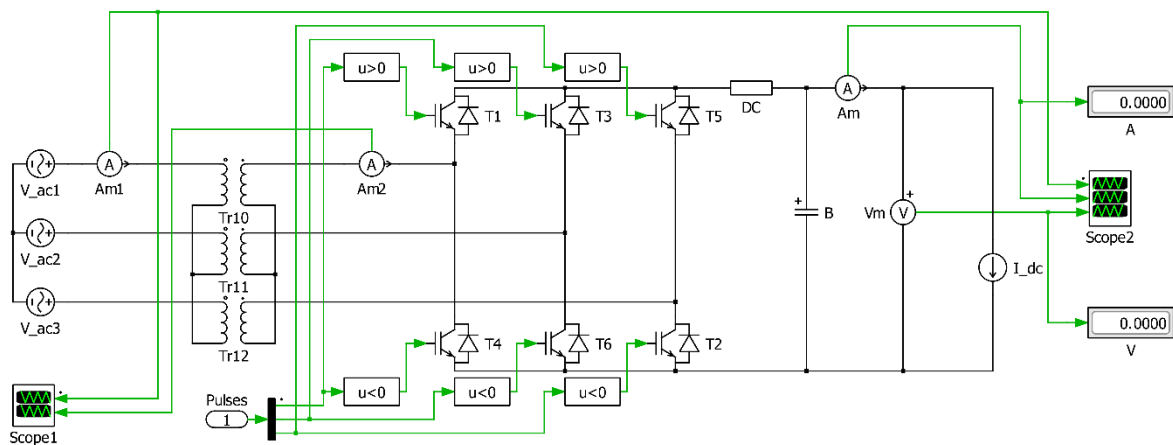


Obr. 58: Napěťový pulsni usměrňovač

Usměrňovač je napájen z třífázové sítě přes vstupní transformátor. Měnič je v tomto případě složen z diod v kombinaci s IGBT tranzistory. Dále je zde kondenzátor pro vyhlazení výstupního napětí. Zátěž je zde znázorněna obecného charakteru.

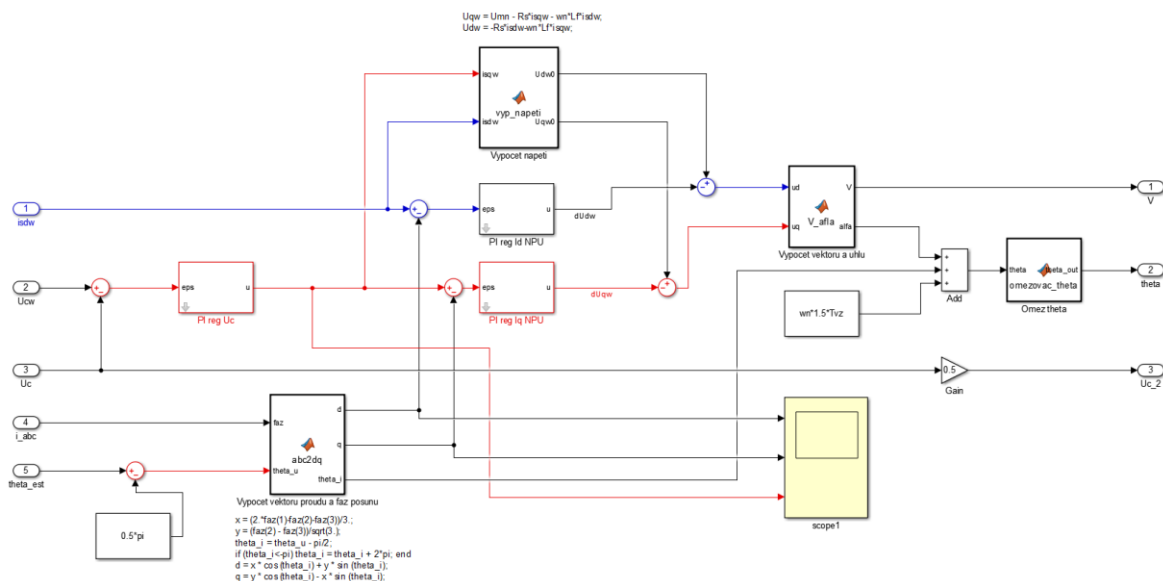
#### 3.6.1 Simulační model

Na Obr. 59 je znázorněno reálné zapojení v PLECS programu. Pro následnou analýzu zde je měření proudů na primární a sekundární straně transformátoru a měření proudu a napětí na zátěži. Transformátor je zde zapojen do Yy s převodem 1:1. Zátěž je nahrazena proudovým zdrojem.



Obr. 59: Simulační model napěťového pulsniho usměrňovače

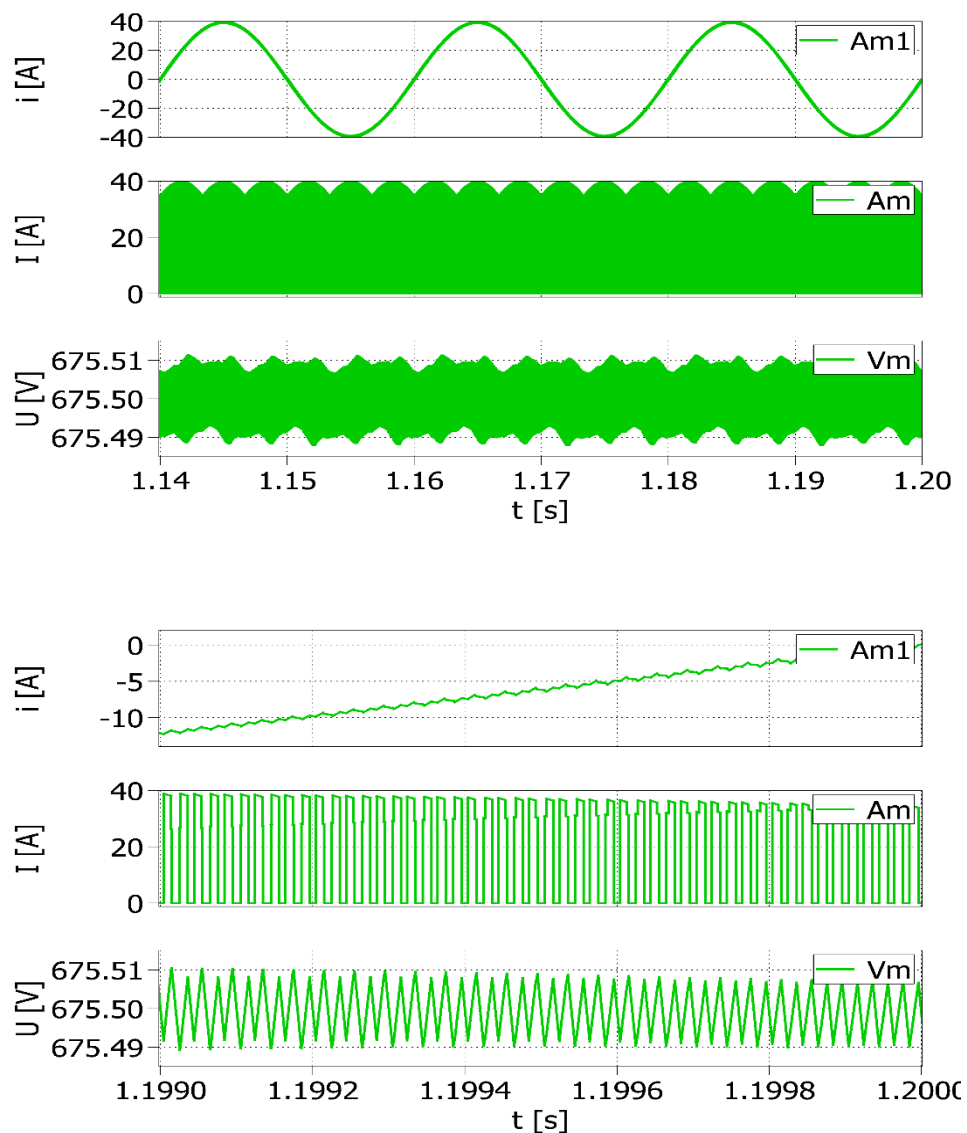
Dále na Obr. 60 je zobrazeno řízení napětového pulsního usměrňovače, které je podrobněji popsáno zde. [10]



Obr. 60: Simulační model řízení napětového pulsního usměrňovače

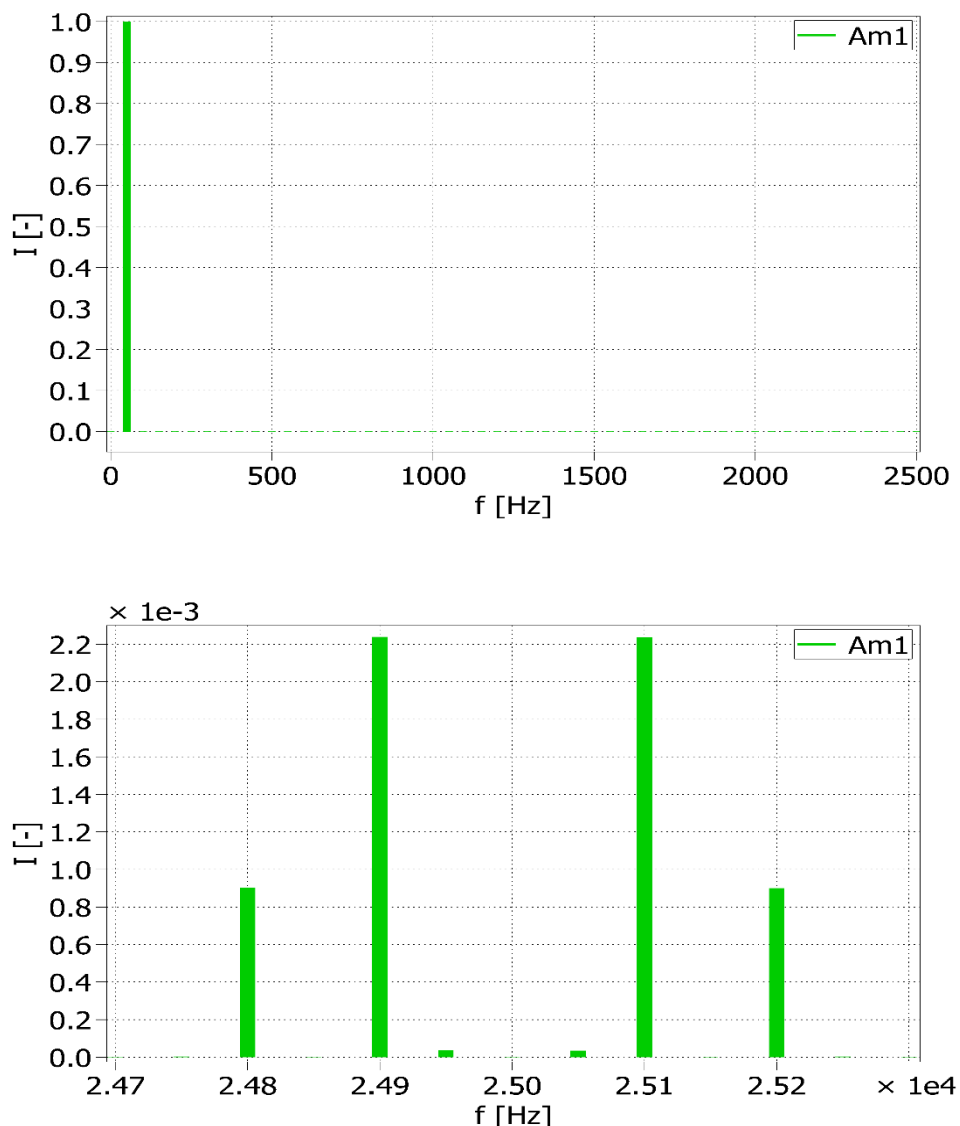
### 3.6.2 Zhodnocení parametrů

Na následujících Obr. 61 lze pozorovat průběh proudu odebíraný usměrňovačem (Am1). Dále je zde vidět usměrněný proud (Am) a usměrněné napětí (Vm) na zátěži, kdy bylo pomocí kurzorů odečteno a rovnicí (16) dopočítáno zvlnění proudu  $\sigma_{Id} = 100 \%$  a zvlnění napětí  $\sigma_{Ud} = 0,002 \%$ . Dále bylo v simulačním programu stanoveno THD odebíraného proudu měničem na 0,6 %, které je počítáno pomocí rovnice (15). Z proudu odebíraného usměrňovačem poté byla následně provedena harmonická analýza, která je zobrazena na Obr. 62.



Obr. 61: Proudové a napětové poměry na napětovém pulsním usměrňovači pro  $C = 10$  mF

Harmonická analýza byla provedena při 50 Hz, pro 10 period až do 50. řádu harmonické, a to v ustáleném stavu, dle normy ČSN EN 61000-4-7.

Obr. 62: Harmonická analýza napětového pulsního usměrňovače pro  $C = 10 \text{ mF}$ 

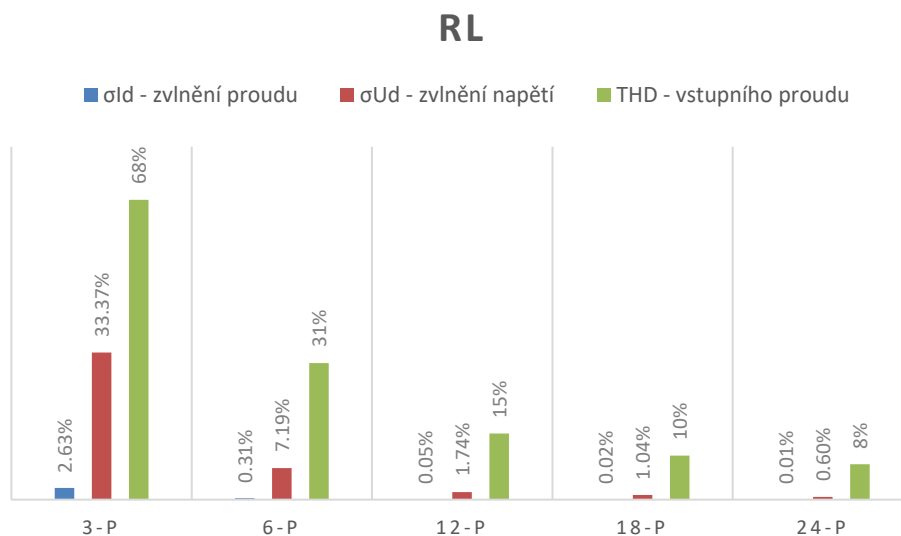
Z harmonické analýzy je vidět, že základní frekvence je zde jedinou ve frekvenčním spektru, čímž se potvrdila výhoda pulsního usměrňovače. V tomto případě tedy není problém v nízkofrekvenčním rušení, z pohledu normy. Vyšší násobky harmonických se objevují až kolem spínací frekvence měniče, která je v tomto případě 25 kHz, což spadá do vysokofrekvenčního rušení. Zásadní je, že amplituda tohoto rušení je zanedbatelná, a tím i vlastní rušení od dané spínací frekvence. V Tab. 23 je pak znázorněna závislost THD na velikosti  $C$  v obvodu usměrňovače.

Tab. 23: Závislost THD na  $C$  u napětového pulsního usměrňovače

C [mF]	0,5	1	10	50	100	150	200
THD [%]	0,6	0,6	0,6	0,7	0,5	0,5	0,5

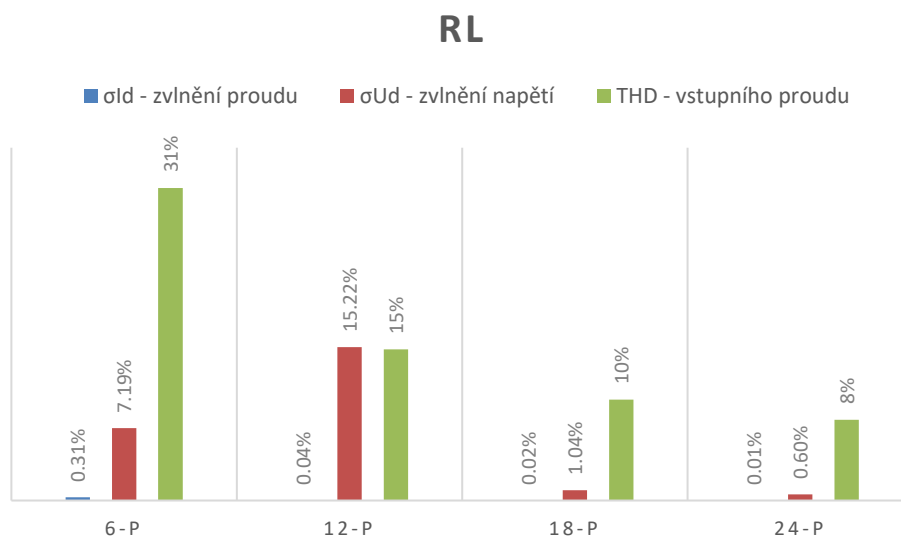
## 4 Výsledky analýzy vybraných topologií usměrňovačů

V případě zátěže RL bylo pro vybrané zapojení získáno a dopočítáno následujících hodnot zobrazených na Obr. 63.



Obr. 63: Výsledky pro zátěž typu RL

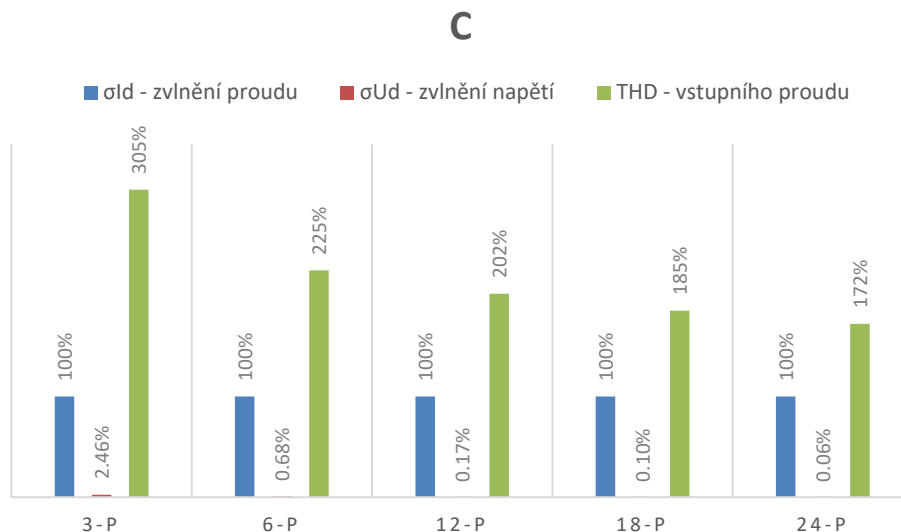
Pro sjednocené výstupní parametry vztažené k 6-P zapojení, kterých bylo dosaženo úpravou převodu transformátorů, došlo k obdobným výsledkům. Vyjma 12-P varianty, kde došlo k výrazně většímu zvlnění výstupního napětí. Výsledky jsou zobrazeny na Obr.64.



Obr. 64: Výsledky pro zátěž typu RL po modifikaci převodu transformátorů

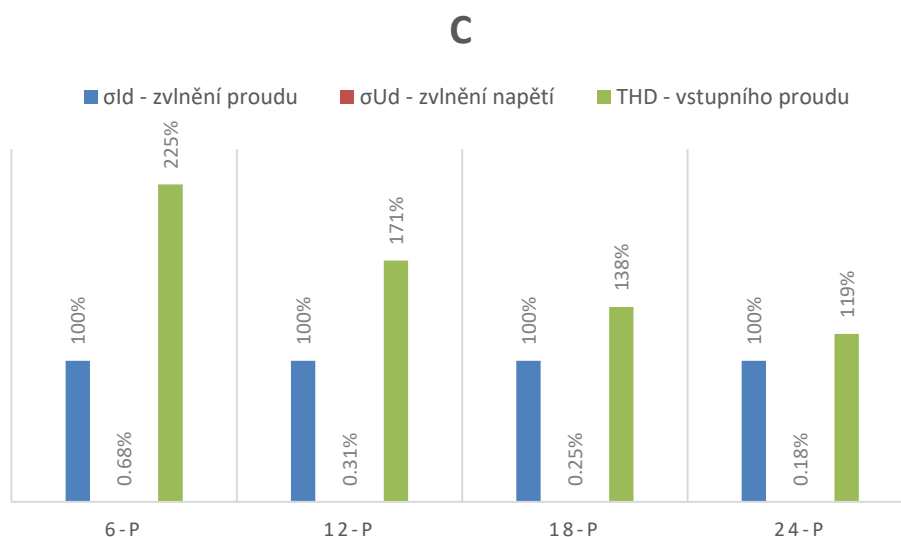


V případě zátěže C bylo pro vybrané zapojení získáno a dopočítáno následujících hodnot zobrazených na Obr. 65.



Obr. 65: Výsledky pro zátěž typu C

Pro sjednocené výstupní parametry vztažené k 6-P zapojení, kterých bylo dosaženo úpravou převodu transformátorů, došlo ke zlepšení výsledků. Výsledky jsou zobrazeny na Obr. 66.



Obr. 66: Výsledky pro zátěž typu C po modifikaci převodu transformátorů

V posledním případě, byl podroben zkoumání napěťový pulsní usměrňovač, který obstál nejlépe, a to s následujícími výsledky  $\sigma_{Id} = 100 \%$ ,  $\sigma_{Ud} = 0,002 \%$  a  $THD = 0,6 \%$ .

## Závěr

Cílem této diplomové práce byla komplexní analýza klasických usměrňovačů v různých topologiích a srovnání mezi sebou i vůči pulsnímu usměrňovači. Zkoumáním současného stavu poznání bylo potvrzeno, že usměrňovače jsou nedílnou součástí elektronických zařízení kolem nás a jsou hojně rozšířené.

V práci byly dále navrženy modely vybraných topologií usměrňovačů, které následně posloužily pro hodnocení simulovaných časových průběhů. Výsledné simulované modely prokázaly teoretické předpoklady a souhlasí, že při vyšší pulslosti usměrňovače se snižuje obsah vyšších harmonických a také dochází ke snížení zvlnění výstupního proudu a napětí.

Z výsledné analýzy vyplývá že vlastnosti klasických usměrňovačů doznali zlepšení v případech součinnosti více měničů a tím tedy dopadlo 24-P zapojení nejlépe. Z pohledu pulsního usměrňovače, který se ve své podstatě oproti klasickým usměrňovačům neprojevuje téměř žádným rušením, dopadli ostatní měniče hůře.

Nakonec se předpokládá, že klasické usměrňovače jsou pořád do jisté míry nepřekonané i přes složitější zapojení usměrňovačových transformátorů, nejsou dosud výkonově překonány sofistikovanějšími pulsními usměrňovači. Z tohoto důvodu mají právě klasické usměrňovače stále místo v nejvýkonnějších aplikacích. V budoucnu by s vývojem polovodičů, výhradně vypínatelnými prvky, mělo dojít k úplnému nahrazení i v těch nejvýkonnějších aplikacích právě pulsními usměrňovači. Klasické usměrňovače ovšem nezmizí, neboť stále mají význam v aplikacích s malým výkonem, kde je nejdůležitější cena a rušení je tam zanedbatelné.

## Hlavní přínosy práce

Souhrn vybraných topologií usměřňovačů – 1-P, 2-P, 3-P, 6-P, 12-P, 18-P a 24-P zapojení byli teoreticky představeny.

Návrh simulačních modelů usměřňovačů – pro 3-P, 6-P, 12-P, 18-P, 24-P a napěťový pulsní usměřňovač byli vytvořeny simulační modely měničů v programu Matlab/Simulink.

Návrh simulačních modelů transformátorů – pro 12-P, 18-P a 24-P zapojení byli vytvořeny simulační modely transformátorů v programu Matlab/Simulink.

Simulace charakteristických průběhů usměřňovačů – pro všechny zapojení byli nasimulovány vybrané charakteristické průběhy, které posloužili k následné analýze.

Analýza usměřňovačů dle vybraných kritérií – z výsledků charakteristických nasimulovaných průběhů byli vytvořeny závěry dle vybraných kritérií.

## Perspektivní směr dalšího výzkumu

Problematika zvyšování pulsnosti – s vyšší pulsností se sice zlepší výsledné charakteristické průběhy, ale oproti tomu se výrazně zkomplikuje návrh potřebného měničového transformátoru.

Proudový pulsní usměřňovač – jako zde byl porovnán napěťový pulsní usměřňovač s klasickým usměřňovačem se zátěží C, tak oproti proudovému pulsnímu usměřňovači, by bylo vhodné porovnat klasický usměřňovač se zátěží RL

## Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] ABB. High current rectifiers [online]. 2020 [cit. 2020-02-02]. Dostupné z: <https://new.abb.com/power-electronics/high-power-rectifiers/high-current-rectifiers/technical-data>
- [2] WU, Bin a Mehdi NARIMANI. High-Power Converters and AC Drives [online]. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2017. DOI: 10.1002/9781119156079. ISBN 9781119156079.
- [3] Michal Drlík. Aplikace servopohonu s asynchronním motorem pro řízení divadelní točny [online]. 2020 [cit. 2020-02-02]. Dostupné z: [https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=14054](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=14054)
- [4] Zdeněk Čerovský. Výkonová elektronika. [online]. 2020 [cit. 2020-02-02]. Dostupné z: <http://cvut.falconis.cz/semestr-4/ve1/vykonova-elektronika-Cerovsky-Pavelka.pdf>
- [5] VONDRÁŠEK, František. Výkonová elektronika. 2. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2000. ISBN 80-7082-695-9.
- [6] Semikron. Bridge rectifier modules [online]. 2020 [cit. 2020-03-10]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/products/product-classes/bridge-rectifier-modules.html>
- [7] Siemens. Elektromobilita [online]. 2020 [cit. 2020-03-10]. Dostupné z: <https://new.siemens.com/cz/cs/products/elektromobilita/rychlonaabijeci-stanice-50-kw.html>
- [8] ABB. Traction rectifier [online]. 2020 [cit. 2020-03-10]. Dostupné z: <https://new.abb.com/medium-voltage/switchgear/railway-switchgear/dc-traction-power-supply/transformer-rectifier-group/enviline-tdr>
- [9] KŮS, Václav, Jiří SKÁLA a Jiří HAMMERBAUER. Elektromagnetická kompatibilita výkonových elektronických systémů. Praha: BEN - technická literatura, 2013. ISBN 978-80-7300-476-7.
- [10] GLASBERGER, Tomas, Tomas KOSAN a Jan MOLNAR. Rack Mounted Low-profile Indirect Frequency Converter. In: 2019 International Conference on Applied Electronics (AE) [online]. IEEE, 2019, 2019, s. 1-4 [cit. 2020-06-15]. DOI: 10.23919/AE.2019.8867016. ISBN 978-8-0261-0812-2. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8867016>