

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra elektroenergetiky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**3-fázový neřízený usměrňovač pro zkoušení trakčních
střídačů**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2020/2021

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

Jméno a příjmení: **Bc. Vilém MÁLEK**
Osobní číslo: **E19N0023K**
Studijní program: **N2644 Aplikovaná elektrotechnika**
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**
Téma práce: **3-fázový neřízený můstkový usměrňovač pro zkoušení trakčních střídačů**
Zadávající katedra: **Katedra elektroenergetiky**

Zásady pro vypracování

1. Shromážděte informace o měničích (usměrňovačích a střídačích) používaných v trakci a popište jejich princip (druhy, použití, konstrukce, charakteristiky atd.)
2. Pro zvolený typ usměrňovače proveďte návrh (výběr použitých polovodičových součástek a jejich chlazení, výpočet a výběr snubberů, prostorové uspořádání, termální model atd.).
3. Sestavte matematický model. Proveďte simulace naprázdno a se zátěží. Na základě simulací sestavte výstupní charakteristiku usměrňovače.
4. Zhodnoťte navržené zařízení pro určenou aplikaci.

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

Seznam doporučené literatury:

1. Vondrášek F.: Výkonová Elektronika – svazek 2 – Měniče s vnější komutací. ZČU v Plzni, 2001
2. Vondrášek F.: Výkonová Elektronika – svazek 6 – Vybrané stati z projektování výkonových polovodičových měničů. ZČU v Plzni, 2008
3. Pavelka J., Čerovský Z., Lettl J.: Výkonová Elektronika. ČVUT v Praze, 2009

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Jiří Fořt, Ph.D.**
Katedra výkonové elektroniky a strojů

Datum zadání diplomové práce: **9. října 2020**
Termín odevzdání diplomové práce: **27. května 2021**



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



Doc. Ing. Karel Noháč, Ph.D.
vedoucí katedry

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na návrh neřízeného usměřovače pro zkoušky trakčních střídačů. Cílem bylo navrhnout usměřovač podle zadaných jmenovitých hodnot a provést vybrané simulace pomocí programu Matlab Simulink. Teoretická část obsahuje rešerši týkající se trakčních měničů, které souvisejí s tématem a účelem diplomové práce. V praktické části byly na základě vypočítaných parametrů vybrány vyhovující komponenty usměřovače a poté byly provedeny simulace. Závěrem byly tyto simulace zhodnoceny a byla na jejich základě zhodnocena použitelnost navrženého usměřovače pro vybranou aplikaci.

Klíčová slova

výkonová dioda, polovodič, usměřovač, napěťový střídač, Matlab, Simulink, Termální model, třífázový, snubber

Abstract

The presented diploma thesis is focused on the design of an uncontrolled rectifier for testing traction inverters. The goal was to design a rectifier according to the specified nominal values and perform selected simulations using the Matlab Simulink program. The theoretical part contains an analysis of traction converters, that are related to the topic and purpose of the thesis. In the practical part, suitable components of the rectifier were selected on the basis of the calculated parameters and then the simulations were performed. Finally, these simulations were evaluated and based on them, the applicability of the designed rectifier for the selected application was evaluated.

Key words

power diode, semiconductor, rectifier, inverter, Matlab, Simulink, thermal model, three-phase, snubber

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 27.5.2021

Vilém Málek

Obsah

| | |
|---|----|
| Úvod | 1 |
| 1 Trakční měniče | 2 |
| 1.1 Dioda..... | 2 |
| 1.2 Neřízené usměrňovače | 5 |
| 1.2.1 Jednofázový neřízený můstkový usměrňovač | 6 |
| 1.2.2 Třífázový neřízený usměrňovač dvojitá hvězda s mezifázovým transformátorem..... | 8 |
| 1.2.3 Třífázový neřízený můstkový usměrňovač..... | 9 |
| 1.2.4 Vliv indukčnosti na výstup usměrňovače | 12 |
| 1.2.5 Šestifázový můstkový usměrňovač v sériovém zapojení | 13 |
| 1.2.6 Šestifázový můstkový usměrňovač v paralelním zapojení..... | 13 |
| 1.3 Filtrační systémy usměrňovačů | 15 |
| 1.3.1 Indukčnost ve stejnosměrném obvodu usměrňovače | 15 |
| 1.3.2 Dvoucestný usměrňovač s induktivní zátěží | 16 |
| 1.3.3 Harmonické proudy vstupu | 18 |
| 1.3.4 Kapacitní filtr na výstupu usměrňovače | 19 |
| 1.4 Řízený usměrňovač | 22 |
| 1.5 Střídač napět'ového typu | 24 |
| 1.5.1 Jednofázový napět'ový střídač | 24 |
| 1.5.2 Třífázový napět'ový střídač | 27 |
| 1.5.3 Řízení PWM | 29 |
| 2 Návrh | 30 |
| 2.1 Komponenty..... | 30 |
| 2.1.1 Úvod | 30 |
| 2.1.2 Transformátor | 31 |
| 2.1.3 Regulace napětí..... | 32 |
| 2.1.4 Výpočet snubberů | 33 |
| 2.2 Termální model..... | 36 |
| 2.2.1 Oteplení PN přechodu | 36 |
| 2.2.2 Výpočet oteplení..... | 38 |
| 2.2.3 Termostaty | 41 |
| 2.2.4 Příklad oteplovacího cyklu | 42 |
| 3 Simulace | 43 |

| | | |
|-------|---|----|
| 3.1 | Matematický model | 43 |
| 3.1.1 | Usměrňovač | 43 |
| 3.2 | Výstupní charakteristika | 45 |
| 3.2.1 | Model..... | 45 |
| 3.2.2 | Charakteristika..... | 46 |
| 4 | Zhodnocení | 48 |
| 4.1 | Simulace v zapojení se střídačem | 48 |
| 4.1.1 | Model..... | 48 |
| 4.1.2 | Stejnoseměrný obvod | 48 |
| 4.1.3 | Výstup střídače | 51 |
| 4.1.4 | Ověření dimenzování polovodičové diody..... | 53 |
| | Závěr..... | 57 |

Úvod

V této diplomové práci je představena část úvodní studie k rozšíření oddělení testu trakčních střídačů ve firmě Sécheron Hasler CZ, spol. s.r.o. Vybraná část se týká návrhu usměrňovače pro test trakčních střídačů. Navržený usměrňovač bude použit k usměrnění proudu a napětí ze zkušebního transformátoru a napájení stejnosměrné strany zkoušených střídačů. Maximální hodnota vstupního stejnosměrného napětí inverterů odpovídá 900 V. Běžná pracovní oblast při zkouškách inverterů je 800V až 900V. Dostačující velikost stejnosměrného proudu pro prověření funkčnosti inverterů je 140 A. Tato velikost byla zvolena na základě prostorových možností ve zkušebně. Tato hodnota proudu také odpovídá oblasti nepřerušovaných proudů s ohledem na indukčnost zkušebního transformátoru. Testy prováděné na střídačích ověřují provoz řídicí logiku polovodičů.

Jako nejvhodnější zapojení usměrňovače pro tuto aplikaci bylo vybráno třífázové můstkové zapojení v konfiguraci $n_p=1$. K uvedené aplikaci by také přicházelo v úvahu šestifázové řešení s dvěma třífázovými můstkami v paralelním nebo sériovém zapojení, ale proudové či napěťové nároky na usměrňovač nejsou natolik vysoké, aby bylo toto řešení nutné.

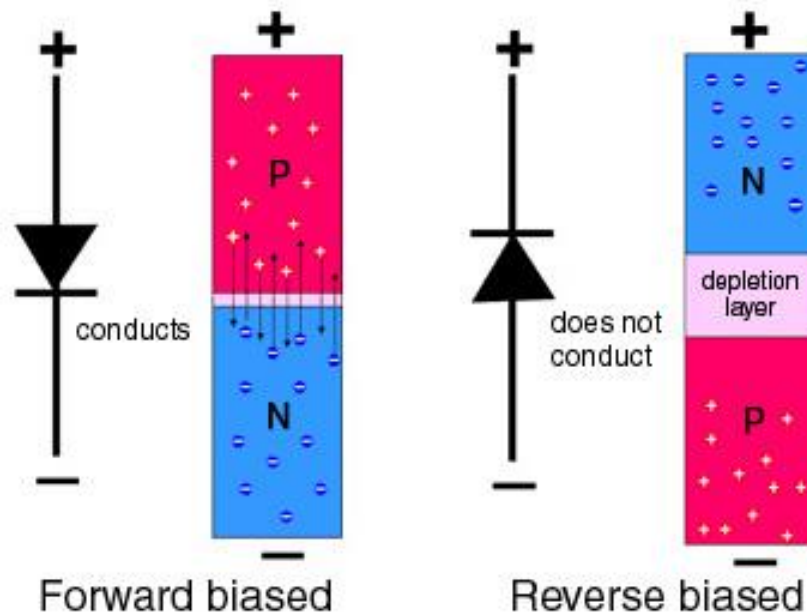
Jako polovodičová součástka byla zvolena výkonová dioda, jelikož vybraná aplikace nevyžaduje řízený usměrňovač. Polovodičové součástky jsou oboustranně chlazeny vzduchovým chladičem s přirozenou konvencí vzduchu. Na chladič je připojen obvod C snubberu. Tento obvod také slouží jako přepětíová ochrana a spolu s výkonovými pojistkami tvoří ochranné prvky. Obvod se tedy skládá z: šesti diod s oboustranným vzduchovým chladičem, šesti C snubberů a šesti výkonových pojistek. Tyto součástky jsou vybrány z katalogu výrobců ABB, Mersen, Cefem a MeccAl. Dalším ochranným prvkem, který může být použit a je uveden ve výpočtu, jsou dva termostaty s různou úrovní sepnutí. V termálním modelu nejsou započítány měděné pásoviny tvořící silový obvod, jelikož je tato práce pouze předběžnou studií a neřeší mechanický návrh usměrňovače.

V teoretické části je uveden rozbor trakčních měničů a komponentů, které souvisí s návrhem usměrňovače a jeho aplikací. V praktické části je proveden výpočet parametrů pro volbu součástek a vypracovaný termální model. Dále jsou v praktické části provedeny simulace výstupní charakteristiky usměrňovače a provozní stav při zapojení s napěťovým střídačem. Průběhy získané ze simulace jsou zhodnoceny a jsou ověřeny provozní parametry diod. Veškeré simulace budou provedeny v programu Matlab Simulink.

1 Trakční měniče

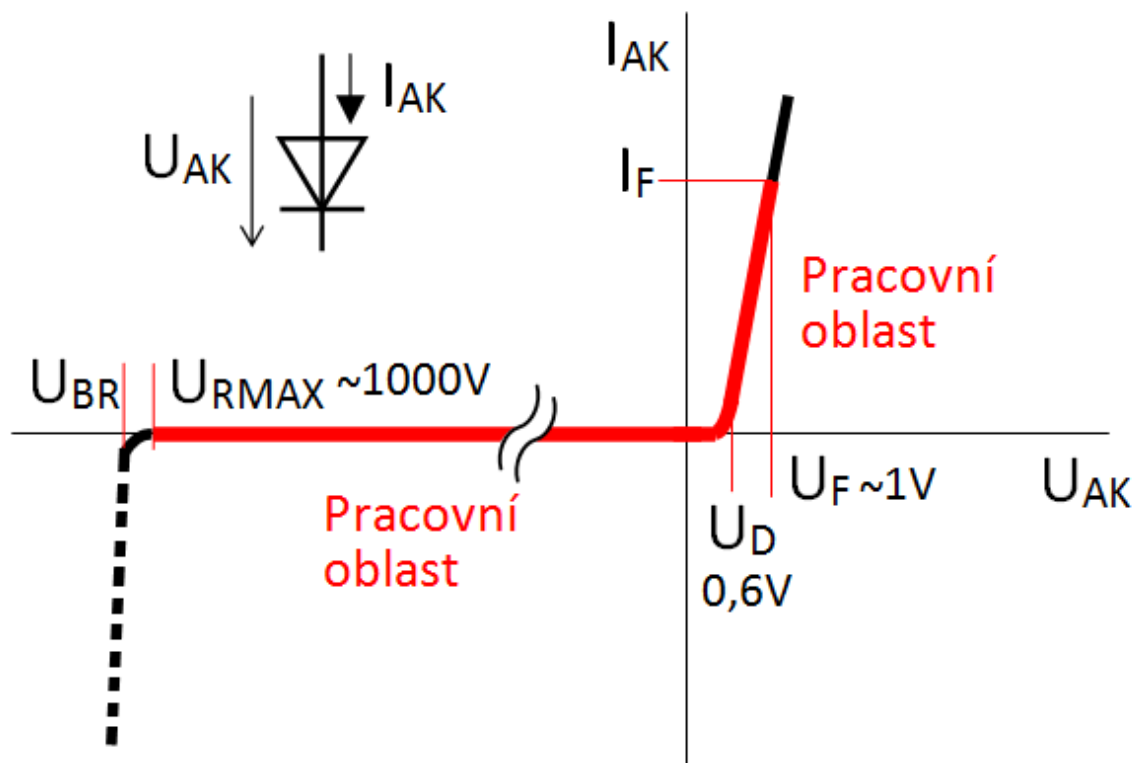
1.1 Dioda

Jedná se o nejjednodušší polovodičovou součástku. Skládá se z dvou elektrod a jednoho PN přechodu. Vyznačuje se propuštěním elektrického proudu ve směru propustné polarity napětí na elektrodách. Při spojení polovodiče typu P a N lze pozorovat tzv. depleční oblast, která vznikne rekombinací valenčních elektronů z oblasti N a kladných děr z oblasti P. Vyznačuje se zánikem volných nosičů náboje v určité oblasti šířky. Nepohyblivé ionty způsobují vznik difuzního napětí a elektrického pole, které působí na zbývající volné nosiče, tak že zabraňuje zbývajícím volným nábojům pronikat přes rozhraní přechodu. Elektroda připojená k oblasti P se nazývá anoda a elektroda připojená k oblasti N se nazývá katoda. Při připojení napětí v propustném směru, tedy kladná polarita na anodě a záporná na katodě, prochází diodou elektrický proud. Vnější napětí kompenzuje elektrické pole bránící průchodu volných nábojů. Pokud je přiložené napětí větší než Difuzní napětí dioda vede. U klasické křemíkové usměrňovací diody bývá propustné napětí 0,7V. Při přiložení vnějšího napětí opačné polarity se jedná o takzvané závěrné napětí. Depleční oblast se zvětšuje a elektrické pole PN přechodu je zesíleno. Vzniká NP přechod, který nepropouští elektrický proud. PN přechod s přiloženým napětím v propustném i závěrném směru je znázorněn na *obrázku 1.1.1*. [4] [12]



OBRÁZEK 1.1.1 PROPUSTNÝ A ZÁVĚRNÝ SMĚR DIODY [4]

Závislost proud v propustném směru I_{AK} na propustném napětí U_{AK} popisuje propustná větev voltampérové charakteristiky. Voltampérová charakteristika diody je na *obrázku 1.1.2*. Po překročení Difuzního napětí (Si cca 0,6-0,7V) začne dioda vést proud. Při pracovním proudu vzniká na diodě úbytek napětí U_F a průchodem proudem se dioda zahřívá. Po překročení maximálního proudu I_F by došlo k tepelnému poškození diody, pokud by nebyla chlazena. V závěrném směru protéká diodou malý tepelně závislý proud. Dioda se provozuje do hodnoty maximálního závěrného napětí U_{RMAX} a nesmí překročit hodnotu průrazného napětí U_{BR} , jelikož by došlo k proražení diody.

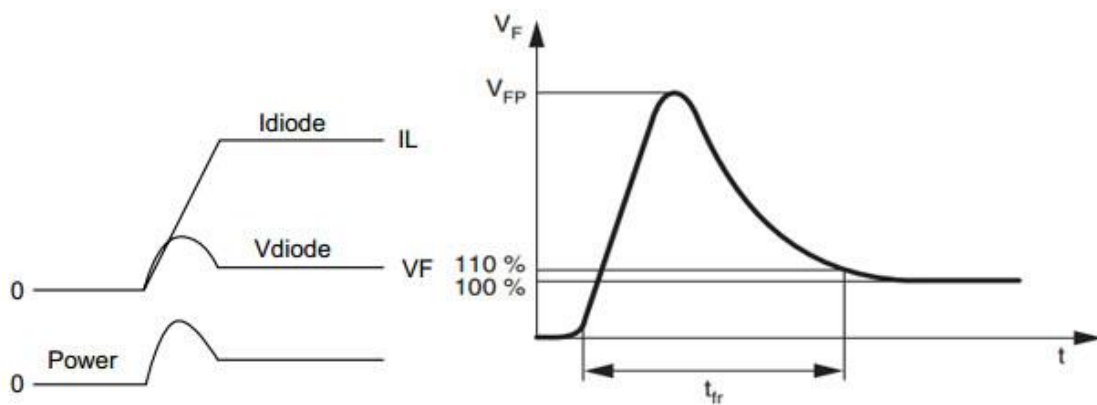


OBRÁZEK 1.1.2 VOLTAMPÉROVÁ CHARAKTERISTIKA KŘEMÍKOVÉ DIODY [3]

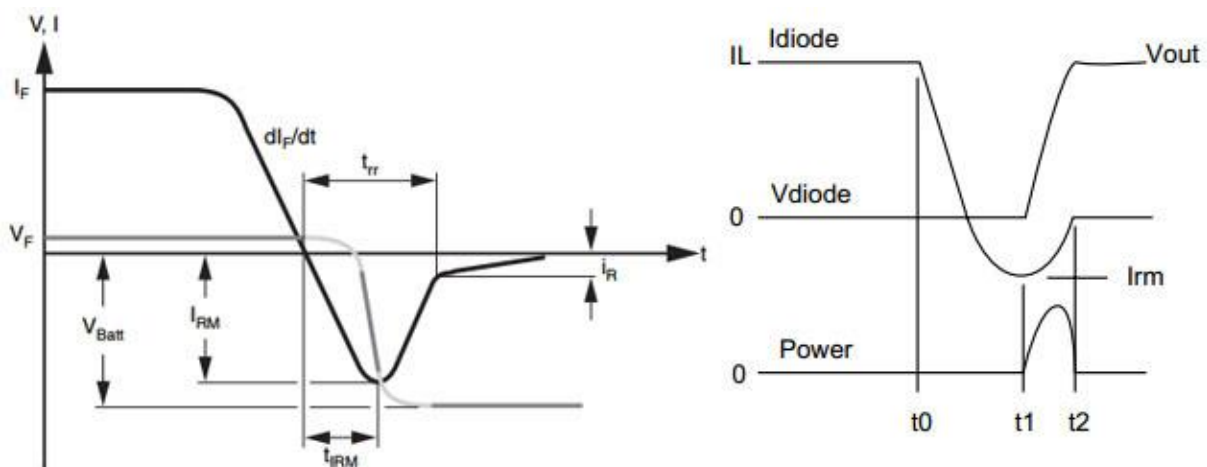
Při spínání velkých proudů se na diodě objeví vysoké přepětí U_{FP} jako na *obrázku 1.1.3*, které je způsobeno dočasným vysokým odporem při spínání. Doba mezi sepnutím diody a poklesu napětí na 110% ustáleného napětí U_F se nazývá doba zotavení v propustném směru t_{fr} . Na tento jev je ve výkonové elektronice nutné brát ohled.

Vypínání diody také neprobíhá skokově, jelikož se musí obnovit závěrné vlastnosti diody. Po poklesu proudu diodou zůstává v PN přechodu náboj, který označujeme jako komutační náboj Q_{rr} . Náboj způsobí vysokou hodnotu proudu v závěrném směru, dokud nedojde k odčerpání náboje. Na diodě se objeví závěrné napětí a proud začne klesat k ustálení hodnotě. Po uplynutí doby zpětného zotavení t_{rr} je vypínání ukončeno. Plocha vymezena křivkou závěrného proudu

a osou času je úměrná komutačnímu náboji Q_{rr} . Amplituda závěrného proudu závisí na velikosti propustného proudu I_F a strmosti poklesu dI_F/dt . Při vypínání velkých proudů pomocí velkého závěrného napětí se projeví vysoký ztrátový výkon. Pro aplikaci při vysokých frekvencích je nutné zajistit rychlé odčerpání komutačního Q_{rr} . Toho lze docílit použitím například rychlých ($t_{rr} = 2$ až $5 \mu s$) nebo frekvenčních ($t_{rr} < 1 \mu s$) diod. Další možností je použití Schottkyho diody, kterou tvoří přechod polovodič-kov. V kovu se nosiče pohybují mnohem rychleji, tudíž se oblast přechodu rychleji vyprázdní od komutačního náboje. Úbytek napětí v propustném směru je menší než u diod s PN přechodem a difuzní napětí je nižší. Schottkyho diody se vyznačují nižším maximálním závěrným napětím, poměrně velkým proudem v závěrném směru a nízkou proudovou i napěťovou zatížitelností. [3]



OBRÁZEK 1.1.3 PRŮBĚH PROPUSTNÉHO PROUDU A NAPĚTÍ V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI SPÍNÁNÍ [4]



OBRÁZEK 1.1.4 PRŮBĚH PROUDU A NAPĚTÍ V PROPUSTNÉM A ZÁVĚRNÉM SMĚRU V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI VYPÍNÁNÍ DIODY [4]

V diodách vznikají průchodem proudu ztráty, které se dělí na následující:

- Ztráty propustným proudem
- Ztráty závěrným proudem
- Ztráty spínací
- Ztráty vypínací

Ztráty závěrným proudem můžeme oproti ztrátám v propustném směru zanedbat. Spínací a vypínací ztráty lze do frekvence 400 Hz také oproti propustným ztrátám zanedbat. Pro ztráty časově proměnným propustným proudem platí:

$$P_{F(AV)} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_F \cdot i_F \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (U_{(TO)} + r_T + i_F) * i_F \cdot dt = U_{(TO)} \cdot \left(\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_F^2 \cdot dt \right) =$$

$$= U_{(TO)} \cdot I_{F(AV)} + r_T \cdot I_{F(RMS)}^2 \quad (1.1)$$

kde

- $P_{F(AV)}$ je střední hodnota ztrátového výkonu [W]
- U_{TO} je prahové napětí [V]
- r_T je diferenciální odpor [Ω]
- u_F je propustné napětí [V]
- i_F je propustný proud [A]

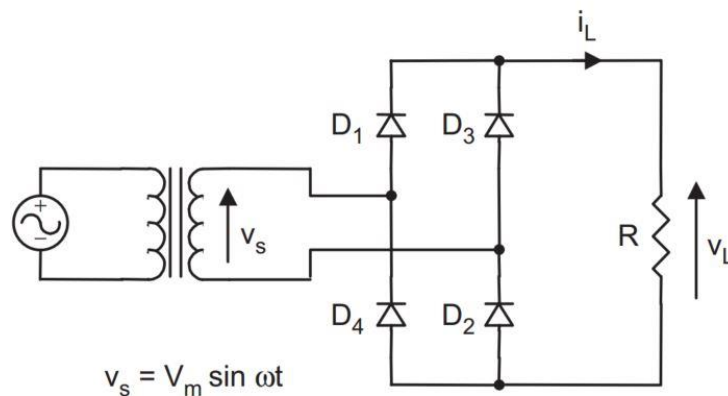
Ztráty propustným proudem jsou závislé na střední hodnotě $I_{F(AV)}$ i na jeho efektivní hodnotě $I_{F(RMS)}$, tudíž jsou závislé na velikosti a tvaru propustného proudu I_F . V katalogu výrobce součástky je uvedena grafická závislost $P_{F(AV)} = f(I_{F(AV)})$ pro půl sinusový a obdélníkový průběh proudu součástkou. Další závislosti uváděnou v katalogu je závislost neopakovaného špičkového propustného proudu $I_{FMS} = f(t)$. Tato závislost se používá pro kontrolu schopnosti přenesení poruchového proudu bez poškození. [1]

1.2 Neřízené usměrňovače

Nejjednodušším typem měniče je neřízený usměrňovač. V této práci se budu zabývat trakční aplikací měničů, tudíž dále nebudu rozepisovat uzlová zapojení usměrňovačů, které se v trakci nevyužívají, vzhledem k jejím nevhodným parametrům. Tyto parametry a jejich porovnání s můstkovým zapojením, které je níže popsáno, lze najít v *tabulce 1*.

1.2.1 Jednofázový neřízený můstkový usměrňovač

Obvod jednofázového můstkového usměrňovače se skládá ze čtyř polovodičových součástek. Můstkové zapojení usměrňovače s použitím diod je znázorněno na *obrázku 1.2.1*. Při pozitivní půl vlně napájecího napětí vedou diody D1 a D2. Při negativní půl vlně vedou diody D3 a D4. Tento průběh je na *obrázku 1.2.2*. Dovolený opakovatelný propustný proud musí být větší než proud zátěží. Obvod je napájen z jednofázového střídavého zdroje s harmonickým napětím.



OBRÁZEK 1.2.1 NEŘÍZENÝ DVOUCESTNÝ MŮSTKOVÝ USMĚRŇOVAČ S ODPOROVOU [5]

$$u(t) = \sqrt{2} \cdot U_{ef} \cdot \sin(\omega t) = U_m \cdot \sin(\omega t) \quad (1.2)$$

Pro střední hodnotu usměrněného napětí můžeme napsat:

$$U_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{2 \cdot U_m}{\pi} = 0,636 \cdot U_m \quad (1.3)$$

Pro efektivní hodnotu usměrněného napětí můžeme napsat:

$$U_L = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi (U_m \cdot \sin(\omega t))^2 \cdot d(\omega t)} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = 0,707 \cdot U_m \quad (1.4)$$

Pro poměr usměrnění (*rectifier ratio*), které slouží k porovnání účinnost usměrnění, platí:

$$\sigma = \frac{(0,636 \cdot U_m)^2}{(0,707 \cdot U_m)^2} = 81\% \quad (1.5)$$

Pro *form factor* platí:

$$FF = \frac{U_L}{U_{DC}} = \frac{I_L}{I_{DC}} = \frac{0,707 \cdot U_m}{0,636 \cdot U_m} = 1,11 \quad (1.6)$$

Pro činitel zvlnění, který udává kvalitu usměrnění, platí:

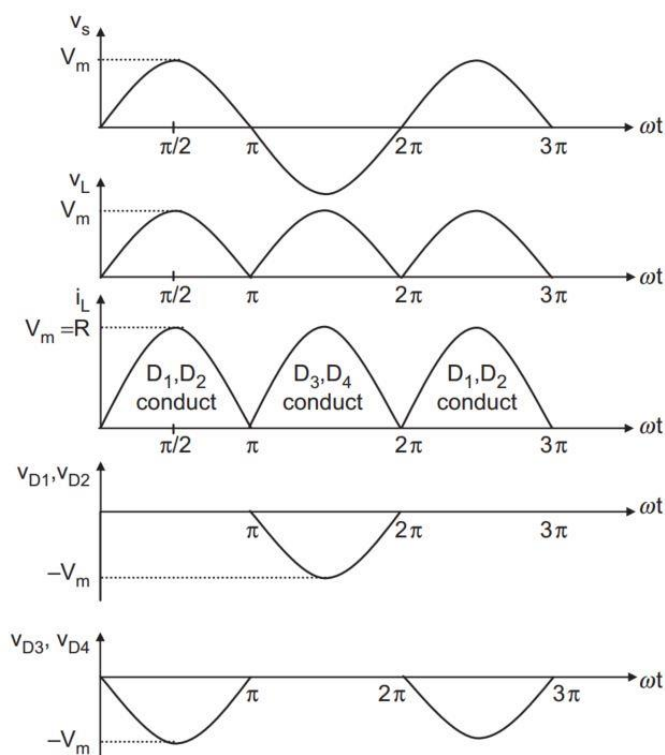
$$RF = \frac{U_{AC}}{U_{DC}} \quad (1.7)$$

Kde U_{AC} je efektivní hodnota střídavé složky usměrněného napětí. Můžeme ji vyjádřit jako:

$$U_{AC} = \sqrt{U_L^2 - U_{DC}^2} \quad (1.8)$$

Spojením rovnic 1.7 a 1.8 dostaneme:

$$RF = \sqrt{\left(\frac{U_L}{U_{DC}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{1,11^2 - 1} = 0,482 \quad (1.9)$$



OBRÁZEK 1.2.2 PRŮBĚHY NAPĚTÍ A PROUDU NA NEŘÍZENÉM DVOUCESTNÉM MŮSTKOVÉM USMĚRŇOVAČI S ODPOROVOU ZÁTĚŽÍ [5]

Pro číselný výtěžek transformátoru platí:

$$TUF = \frac{P_{DC}}{U_S \cdot I_S} = \frac{U_{DC} \cdot I_{DC}}{U_S \cdot I_S} \quad (1.10)$$

$$I_S = I_L \quad (1.11)$$

kde

- P_{DC} je výstupní výkon usměrňovače [W]
- I_S je proud sekundárního vinutí transformátoru [A]

- U_s je napětí sekundárního vinutí transformátoru [V]

Usměrňovač v můstkovém zapojení má nejvyšší využití transformátoru:

$$TUF = \frac{0,636^2}{0,707^2} = 0,81 \quad (1.12)$$

[5]

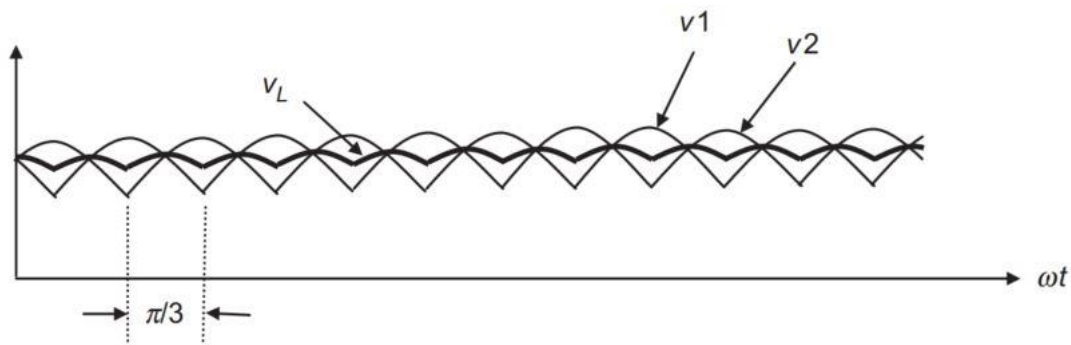
| Důležité designové parametry jednofázových usměrňovačů s odporovou zátěží | | | |
|---|------------------------|------------------------|------------------------|
| Parametr | Jednocestný | Dvoucestný | Můstkový |
| Maximální opakovatelné závěrné napětí U_{rnm} [V] | $3,14U_{\text{dc}}$ | $3,14U_{\text{dc}}$ | $1,57U_{\text{dc}}$ |
| Efektivní hodnota vstupního sdruženého napětí $U_{\text{s(RMS)}}$ [V] | $2,22U_{\text{dc}}$ | $1,11U_{\text{dc}}$ | $1,11U_{\text{dc}}$ |
| Střední hodnota proudu diodou $I_{\text{f(AV)}}$ [A] | $1,00I_{\text{dc}}$ | $0,50I_{\text{dc}}$ | $0,50I_{\text{dc}}$ |
| Maximální opakovatelný propustný proud I_{frm} [A] | $3,14I_{\text{f(AV)}}$ | $1,57I_{\text{f(AV)}}$ | $1,57I_{\text{f(AV)}}$ |
| Efektivní hodnota proudu diodou $I_{\text{f(RMS)}}$ [A] | $1,57I_{\text{dc}}$ | $0,785I_{\text{dc}}$ | $0,785I_{\text{dc}}$ |
| Form Factor proud diodou $I_{\text{f(RMS)}}$ / $I_{\text{f(AV)}}$ [A] | 1,57 | 1,57 | 1,57 |
| Poměr usměrnění [-] | 0,405 | 0,81 | 0,81 |
| Form Factor [-] | 1,57 | 1,11 | 1,11 |
| Činitel zvlnění [-] | 1,21 | 0,482 | 0,482 |
| Zdánlivý výkon primáru transformátoru [VA] | $2,69P_{\text{dc}}$ | $1,23P_{\text{dc}}$ | $1,23P_{\text{dc}}$ |
| Zdánlivý výkon sekundáru transformátoru [VA] | $3,49P_{\text{dc}}$ | $1,75P_{\text{dc}}$ | $1,23P_{\text{dc}}$ |
| Frekvence zvlnění výstupu [Hz] | $1f_i$ | $2f_i$ | $2f_i$ |

TABULKA 1 POROVNÁNÍ DESIGNOVÝCH PARAMETRŮ PRO JEDNOFÁZOVÉ USMĚRŇOVAČE [8]

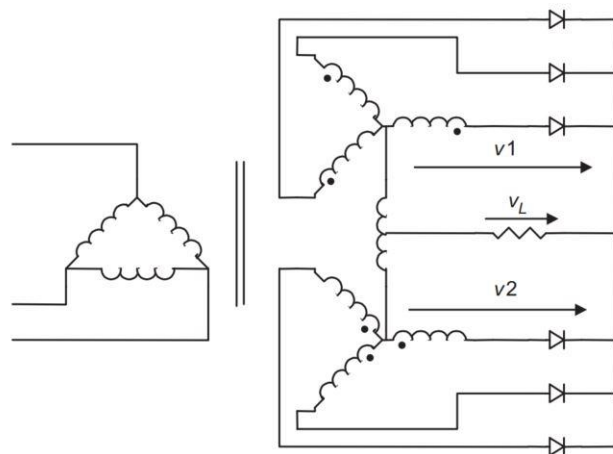
1.2.2 Třífázový neřízený usměrňovač dvojitá hvězda s mezifázovým transformátorem

Obvod se skládá z dvou usměrňovačů v zapojení hvězda s propojeným středem přes mezifázový transformátor nebo reaktor jako na *obrázku 1.2.4*. Polarita odpovídajících si propojených sekundárních vinutí je opačná. Na *obrázku 1.2.3* lze pozorovat, že výstupní napětí U_1 jednoho třífázového usměrňovače je minimální, zatímco výstupní napětí U_2 druhého třífázového usměrňovače je maximální. Vlivem mezifázového transformátoru je výstupní napětí U_L průměrem napětí U_1 a U_2 . Usměrněné napětí má šestkrát vyšší frekvenci než vstupní. Jedná se o vyvážený obvod, tudíž proudy třífázových usměrňovačů tekoucí mezifázovým transformátorem mají opačnou polaritu a magnetické účinky ve vinutí se ruší.

Podobně se ruší magnetizační proudy sekundárním vinutí u usměrňovačů. [5]



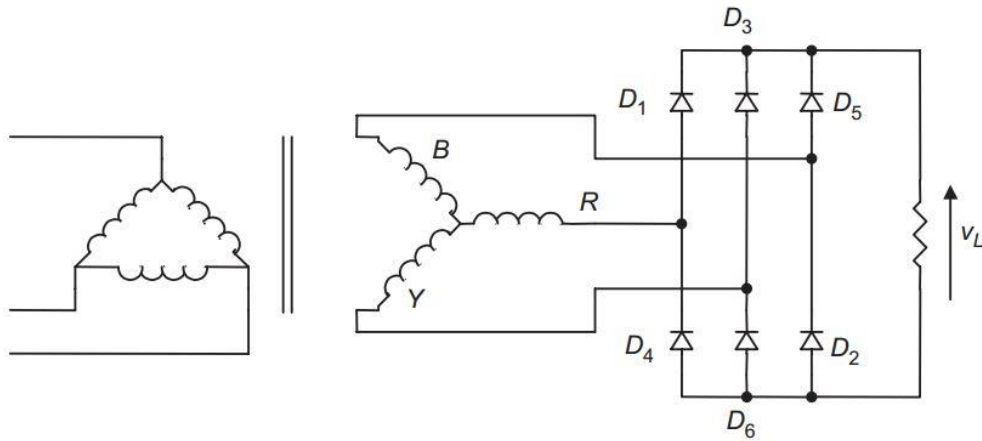
OBRÁZEK 1.2.3 PRŮBĚH NAPĚTÍ NA ODPOROVÉ ZÁTĚŽI TROJFÁZOVÉHO NEŘÍZENÉHO USMĚRŇOVAČE DVOJITÁ HVĚZDA S MEZIFÁZOVÝM TRANSFORMÁTOREM [5]



OBRÁZEK 1.2.4 TŘÍFÁZOVÝ NEŘÍZENÝ USMĚRŇOVAČ DVOJITÁ HVĚZDA S MEZIFÁZOVÝM TRANSFORMÁTOREM S ODPOROVOU ZÁTĚŽÍ [5]

1.2.3 Třífázový neřízený můstkový usměrňovač

Třífázové můstkové usměrňovače jsou využívány hlavně ve vysoko výkonových aplikacích, jelikož jejich činitel využití je nejvyšší možný pro třífázový systém. Každá dioda vede po úhel $2\pi/3$ v sekvenci: $D1+D2$, $D2+D3$, $D3+D4$, $D4+D5$, $D5+D6$, $D6+D1$. Tuto sekvence spolu s napětí s proudem odporovou zátěží zachycuje *obrázek 1.2.6*. Výstupní usměrněné napětí je lehce menší než amplituda vstupního napětí nebo 2,34 krát větší než efektivní hodnota fázového napětí. Opakovatelné závěrné napětí U_{RMM} použitých diod je 1,05 krát usměrněné výstupní napětí. Opakovatelný propustný proud I_{FRM} použitých diod je 0,579 krát výstupní proud. Můstkové zapojení usměrňovače je výhodné při vysokém nároku na proud a napětí. Střídavá složka usměrněného napětí je jen 4,2%, tudíž filtr poměrně malý nebo není použit.



OBRÁZEK 1.2.5 TŘÍFÁZOVÝ NEŘÍZENÝ MŮSTKOVÝ USMĚRŇOVAČ S ODPOROVOU ZÁTĚŽÍ [5]

Střední hodnota výstupního napětí je vyjádřena jako:

$$U_{DC} = \frac{6}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{3} \cdot U_m \cdot \sin \theta d\theta \quad (1.13)$$

$$U_{DC} = U_m \cdot \frac{3\sqrt{3}}{\pi} = 1,654U_m \quad (1.14)$$

Efektivní hodnota výstupního napětí je vyjádřena jako:

$$U_L = \sqrt{\frac{9}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} (U_m \cdot \sin \theta)^2 d\theta} \quad (1.15)$$

$$U_L = U_m \cdot \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}} = 1,655U_m \quad (1.16)$$

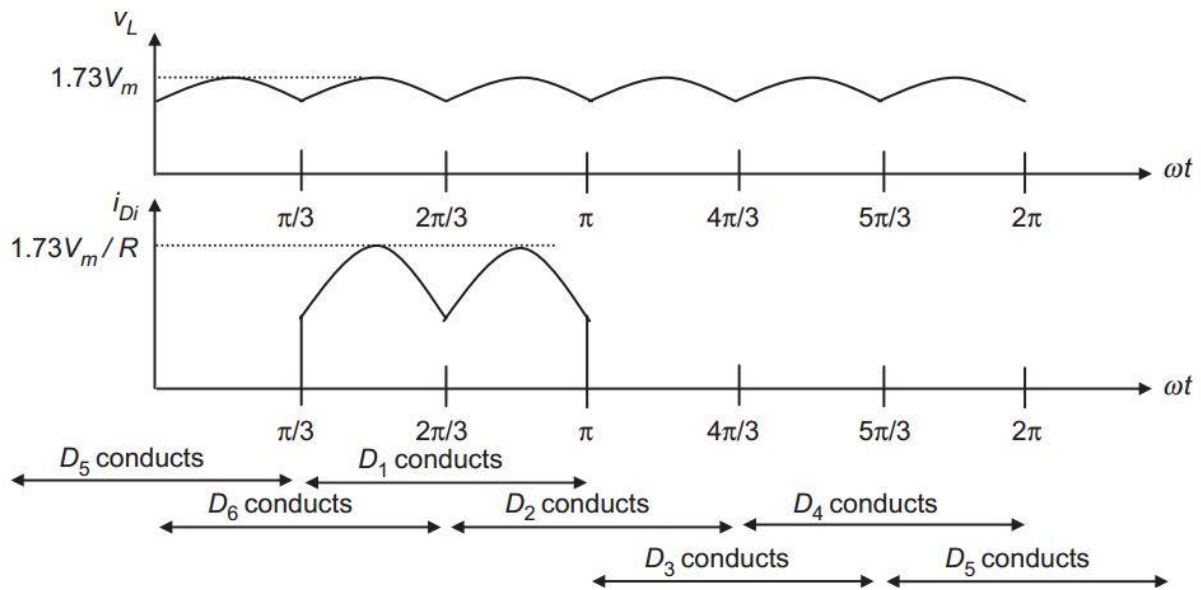
Efektivní hodnotu proudu, který prochází každým sekundárním vinutím transformátoru lze vyjádřit jako:

$$I_S = I_m \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0,78I_m \quad (1.17)$$

Pro efektivní hodnotu proudu diodou platí:

$$I_D = I_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0,522I_m \quad (1.18)$$

[5]



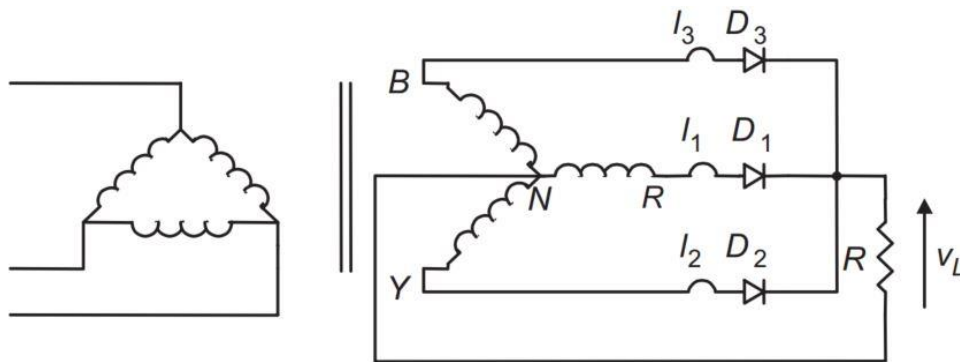
OBRAZEK 1.2.6 PRŮBĚH NAPĚTÍ A PROUDU NA ODPOROVÉ ZÁTĚŽI TŘÍFÁZOVÉHO NEŘÍZENÉHO MŮSTKOVÉHO USMĚRŇOVAČE [5]

| Důležité designové parametry třífázových usměrňovačů s odporovou zátěží | | | | |
|---|------|--------------------------|--|-----------------|
| Parametr | | Sekundární vinutí hvězda | Dvojitá hvězda s mezifázovým transformátorem | Můstkový |
| Maximální opakovatelné závěrné napětí U_{rrm} | [V] | $2,092U_{dc}$ | $1,06U_{dc}$ | $1,05U_{dc}$ |
| Efektivní hodnota vstupního sdruženého napětí $U_{s(RMS)}$ | [V] | $0,855U_{dc}$ | $0,855U_{dc}$ | $0,428U_{dc}$ |
| Střední hodnota proudu diodou $I_{f(AV)}$ | [A] | $0,333I_{dc}$ | $0,167I_{dc}$ | $0,333I_{dc}$ |
| Maximální opakovatelný propustný proud I_{frm} | [A] | $3,63I_{f(AV)}$ | $3,15I_{f(AV)}$ | $3,14I_{f(AV)}$ |
| Efektivní hodnota proudu diodou $I_{f(RMS)}$ | [A] | $0,587I_{dc}$ | $0,293I_{dc}$ | $0,579I_{dc}$ |
| Form Factor proud diodou $I_{f(RMS)}/I_{f(AV)}$ | [-] | 1,76 | 1,76 | 1,74 |
| Poměr usměrnění | [-] | 0,968 | 0,998 | 0,998 |
| Form Factor | [-] | 1,0165 | 1,0009 | 1,0009 |
| Činitel zvlnění | [-] | 0,182 | 0,042 | 0,042 |
| Zdánlivý výkon primáru transformátoru | [VA] | $1,23P_{dc}$ | $1,06P_{dc}$ | $1,05P_{dc}$ |
| Zdánlivý výkon sekundáru transformátoru | [VA] | $1,51P_{dc}$ | $1,49P_{dc}$ | $1,05P_{dc}$ |
| Frekvence zvlnění výstupu | [Hz] | $3f_i$ | $6f_i$ | $6f_i$ |

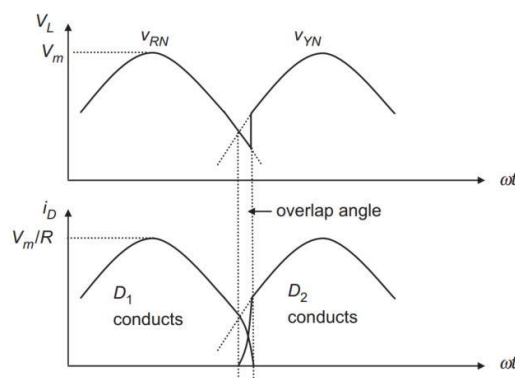
TABULKA 2 POROVNÁNÍ DESIGNOVÝCH PARAMETRŮ PRO TŘÍFÁZOVÉ USMĚRŇOVAČE [5]

1.2.4 Vliv indukčnosti na výstup usměrňovače

Při poklesu proudu na nulovou hodnotu přestává dioda vést a začíná vést dioda v jiné fázi. Přejed vedení proudu z jedné součástky na druhou se nazývá komutace. V praxi nedochází ke skokové komutaci proudu z jedné diody na druhou, jelikož v obvodu působí vstupní indukčnost usměrňovače. Na *obrázku 1.2.7* jsou znázorněny rozptylové indukčnosti $L1$, $L2$ a $L3$, které reprezentují vstupní indukčnost usměrňovače. Na *obrázku 1.2.8* je znázorněn průběh napětí a proudu při komutaci z diody $D1$ na $D2$. V době překročení napětí U_{YN} velikost napětí U_{RN} neklesne vlivem indukčnosti proud součástkou $D1$ skokově k nule. V tuto dobu také nemůže vlivem indukčnosti stoupnout proud součástkou $D2$ na svoji maximální hodnotu. Konečná indukčnost na vstupu usměrňovače tedy způsobuje vedení obou součástek při komutaci po dobu, která se nazývá komutační úhel. Tento jev způsobuje úbytek usměrněného napětí U_L . [5]



OBRÁZEK 1.2.7 TŘÍFÁZOVÝ USMĚRŇOVAČ S ROZPTYLOVÝMI INDUKČNOSTMI SEKUNDÁRNÍHO VINUTÍ TRANSFORMÁTORU [5]



OBRÁZEK 1.2.8 PRŮBĚH KOMUTACE [5]

1.2.5 Šestifázový můstkový usměřňovač v sériovém zapojení

Jedná se o sériové spojení dvou třífázových můstkových usměřňovačů se sekundárními transformátorovými vinutími hvězda a trojúhelník s fázovým posunem $\pi/6$ znázorněné na *obrázku 1.2.9*. Používá se v aplikacích s vysokými napěťovými nároky. Výsledné výstupní napětí bude mít dvojnásobnou frekvenci zvlnění, bude tedy 12-krát větší než vstupní.

Výsledné zvlnění bude sníženo oproti 4,2% (samotný trojfázový usměřňovač) na 1%. Napětí U_m^* je amplituda fázového napětí sekundárního vinutí v zapojení trojúhelník a také amplituda sdruženého napětí sekundárního vinutí v zapojení hvězda. Pro amplitudu napětí na zátěži platí:

$$U_m = 2 \cdot U_m^* \cdot \cos\left(\frac{\pi}{12}\right) = 1,932U_m^* \quad (1.19)$$

Pro střední hodnotu usměrněného napětí platí:

$$U_{DC} = \frac{12}{2\pi} \cdot \int_{5\pi/12}^{7\pi/12} U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (1.20)$$

$$U_{DC} = U_m \cdot \frac{12}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}-1}{2\sqrt{2}} = 0,98862 \cdot U_m \quad (1.21)$$

Pro efektivní hodnotu usměrněného napětí platí:

$$U_L = \sqrt{\frac{12}{2\pi} \cdot \int_{5\pi/12}^{7\pi/12} (U_m \cdot \sin(\omega t))^2 \cdot d(\omega t)} \quad (1.22)$$

$$U_L = U_m \cdot \sqrt{\frac{12}{2\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{12} + \frac{1}{4}\right)} = 0,98867U_m \quad (1.23)$$

Pro efektivní hodnotu proudu v sekundárním vinutí platí:

$$I_S = I_m \cdot \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{12} + \frac{1}{4}\right)} = 0,807I_m \quad (1.24)$$

Pro efektivní hodnotu propustného proudu na diodě platí:

$$I_S = I_m \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{12} + \frac{1}{4}\right)} = 0,57 \cdot I_m \quad (1.25)$$

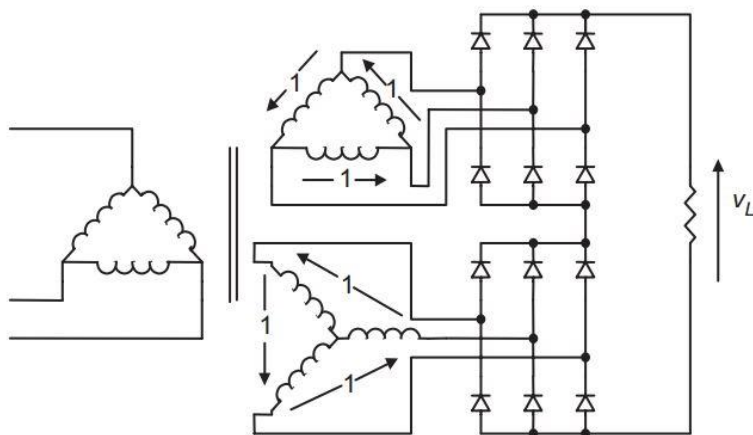
[5]

1.2.6 Šestifázový můstkový usměřňovač v paralelním zapojení

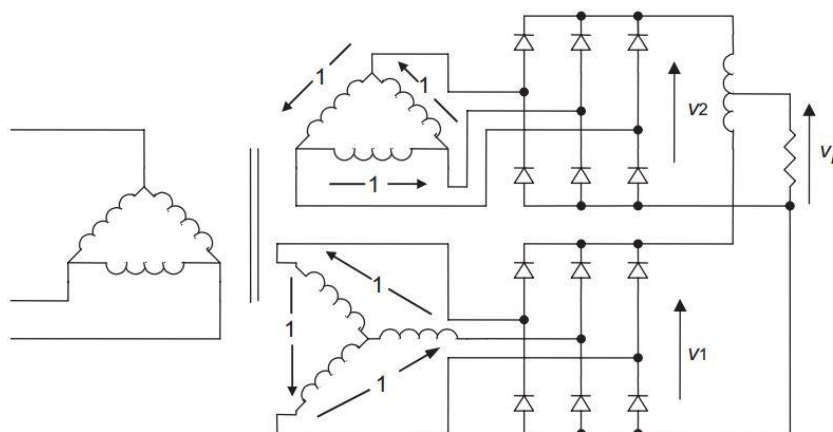
Paralelní zapojení šestifázového usměřňovače s mezifázovým transformátorem na *obrázku 1.2.10* se oproti sériovému zapojení používá hlavně v aplikacích s vysokými proudovými nároky. Vlivem mezifázového transformátoru je výstupní napětí U_L průměrem napětí U_1 a U_2 .

Frekvence zvlnění je 12 krát vyšší jak vstupu. Tento průběh je znázorněn na *obrázku 1.2.11*.

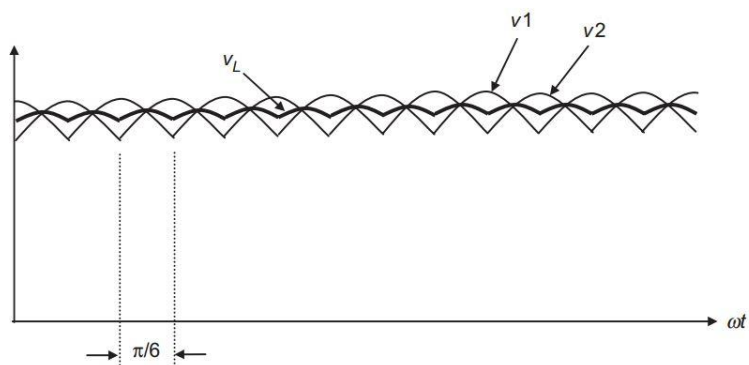
[5]



OBRÁZEK 1.2.9 ŠESTIFÁZOVÝ NEŘÍZENÝ MŮSTKOVÝ USMĚRŇOVAČ V SÉRIOVÉM ZAPOJENÍ [5]



OBRÁZEK 1.2.10 ŠESTIFÁZOVÝ NEŘÍZENÝ MŮSTKOVÝ USMĚRŇOVAČ S V PARALELNÍM ZAPOJENÍ [5]



OBRÁZEK 1.2.11 PRŮBĚH USMĚRNĚNÉHO NAPĚTÍ NA ODPOROVÉ ZÁTĚŽI ŠESTIFÁZOVÉHO MŮSTKOVÉHO USMĚRŇOVAČE V PARALELNÍM ZAPOJENÍ [5]

| Důležité designové parametry šestiřázových usměrňovačů s odporovou zátěží | | | | |
|---|------|--------------------------|-------------------------|------------------------|
| Parametr | | 6-fázový spojený do Y | Sériový můstkový | Paralelní můstkový |
| Maximální opakovatelné závěrné napětí U_{rnm} | [V] | $2,09U_{\text{dc}}$ | $0,524U_{\text{dc}}$ | $1,05U_{\text{dc}}$ |
| Efektivní hodnota vstupního sdruženého napětí $U_{\text{s(RMS)}}$ | [V] | $0,74U_{\text{dc}}$ | $0,37U_{\text{dc}}$ | $0,715U_{\text{dc}}$ |
| Střední hodnota proudu diodou $I_{\text{f(AV)}}$ | [A] | $0,167I_{\text{dc}}$ | $0,333I_{\text{dc}}$ | $0,167I_{\text{dc}}$ |
| Maximální opakovatelný propustný proud I_{frm} | [A] | $6,28I_{\text{f(AV)}}$ | $3,033I_{\text{f(AV)}}$ | $3,14I_{\text{f(AV)}}$ |
| Efektivní hodnota proudu diodou $I_{\text{f(RMS)}}$ | [A] | $0,409I_{\text{dc}}$ | $0,576I_{\text{dc}}$ | $0,409I_{\text{dc}}$ |
| Form Factor proud diodou $I_{\text{f(RMS)}}$ / $I_{\text{f(AV)}}$ | [-] | 2,45 | 1,73 | 2,45 |
| Poměr usměrnění | [-] | 0,998 | 1 | 1 |
| Form Factor | [-] | 1,0009 | 1,00005 | 1,00005 |
| Činitel zvlnění | [-] | 0,042 | 0,01 | 0,01 |
| Zdánlivý výkon primáru transformátoru | [VA] | $1,28P_{\text{dc}}$ | $1,01P_{\text{dc}}$ | $1,01P_{\text{dc}}$ |
| Zdánlivý výkon sekundáru transformátoru | [VA] | $1,81P_{\text{dc}}$ | $1,05P_{\text{dc}}$ | $1,05P_{\text{dc}}$ |
| Frekvence zvlnění výstupu | [Hz] | $6f_i$ | $12f_i$ | $12f_i$ |

TABULKA 3 POROVNÁNÍ DESIGNOVÝCH PARAMETRŮ PRO ŠESTIŘÁZOVÉ USMĚRŇOVAČE [5]

1.3 Filtrační systémy usměrňovačů

1.3.1 Indukčnost ve stejnosměrném obvodu usměrňovače

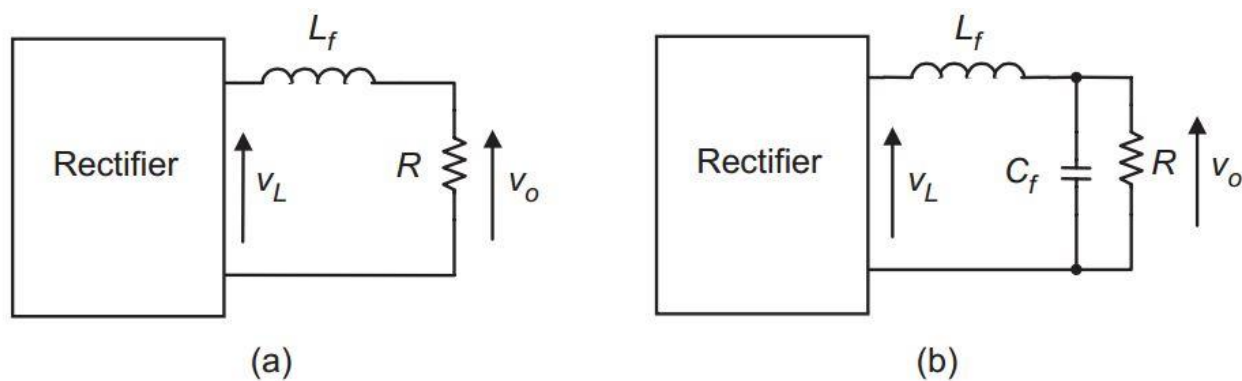
Filtry ve stejnosměrném obvodu se používají ke zmenšení zvlnění proudu a napětí a omezení složky vyšších harmonických. Induktivní filtr na *obrázku 1.3.1a* se používá k vyhlazení proudu ve výkonových aplikacích při velké zátěži. Snižuje *form factor* a tím zvyšuje využití transformátoru. Při použití dostatečně velké indukčnosti $\omega L_f \gg R$ je hodnota výstupního proudu ustálená. Pokud není vyhlazení dostatečné, může být použit LC filtr *obrázek 1.3.1b*.

Pro faktor snížení zvlnění jednoduchým induktivním filtrem platí:

$$\frac{u_0}{u_L} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (2\pi \cdot f_r \cdot L_f)^2}} \quad (1.26)$$

kde

- u_L je střídavá složka usměrněného napětí před filtrací [V]
- u_0 je střídavá složka usměrněného napětí po filtraci [V]
- f_r je frekvence zvlnění [Hz]
- L_f je indukčnost filtru [H]



OBRÁZEK 1.3.1 INDUKTIVNÍ VSTUPNÍ FILTRY [5]

Pro faktor snížení zvlnění RL filtrem platí:

$$\frac{u_o}{u_L} = \left| \frac{1}{1 - (2\pi \cdot f_r)^2 \cdot L_f \cdot C_f} \right| \quad (1.27)$$

[5]

1.3.2 Dvoucestný usměrňovač s indukční zátěží

Průběhy napětí a proudu odebírané dvoucestným usměrňovačem podle zapojení *obrázku 1.3.2* jsou vyznačeny na *obrázku 1.3.3*. Pokud považujeme indukčnost L_f jako nekonečnou je odebíraný proud konstantní. Pokud je indukčnost L_f konečná vykazuje proud indukčností zvlnění. Při velmi malé indukčnosti může dojít k poklesu proudu na nulu a tím jeho přerušovanému průběhu. Indukčnost potřebnou k udržení nepřerušovaného proudu pro zapojení dle 1.3.2 se nazývá kritická indukčnost L_C a platí pro ni:

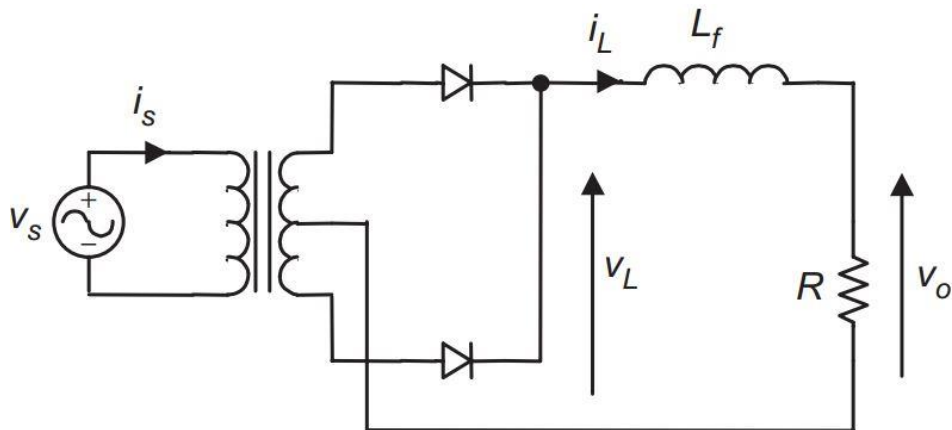
$$L_C = \frac{R}{6\pi \cdot f_i} \quad (1.28)$$

kde f_i je vstupní frekvence.

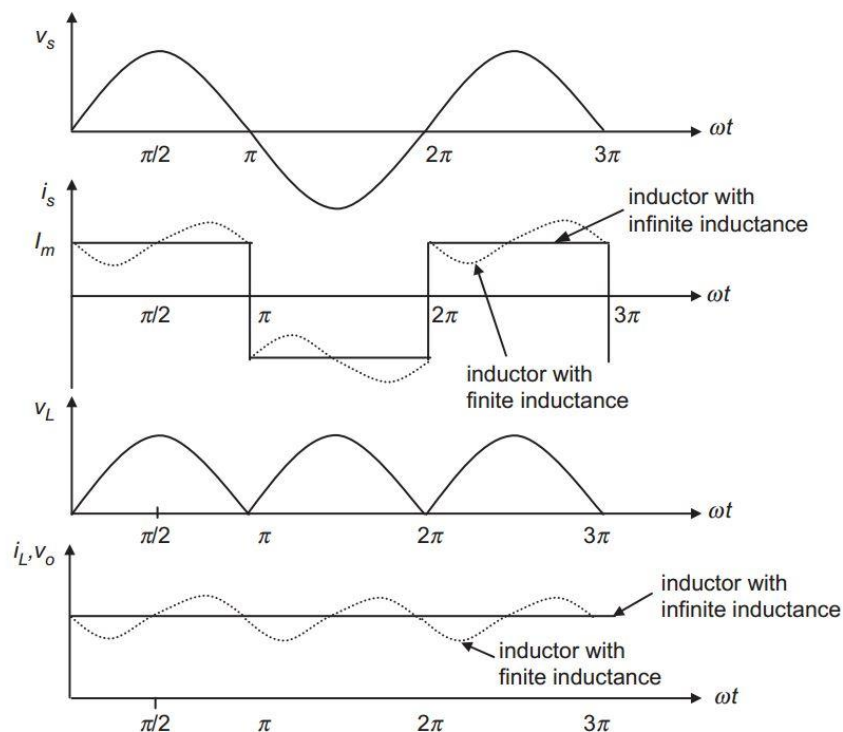
Pro kritickou indukčnost L_C vícefázového usměrňovače platí:

$$L_C = \frac{R}{3\pi \cdot m \cdot (m^2 - 1) \cdot f_i} \quad (1.29)$$

Kde m je poměr nejnižší frekvence zvlnění proti vstupní frekvenci. Například pro třífázový usměrňovač $m = 6$.



OBRÁZEK 1.3.2 DVOUCESTNÝ USMĚRŇOVAČ S VSTUPNÍM INDUKTIVNÍM DC FILTREM [5]



OBRÁZEK 1.3.3 PRŮBĚH NAPĚTÍ A PROUDU DVOUCESTNÉHO USMĚRŇOVAČE S VSTUPNÍ INDUKTIVNÍM DC FILTREM [5]

V praxi záleží při výběru indukčnosti na požadavku na velikost střídavé složky usměrněného napětí. Střídavou složku usměrňovače bez filtrace je možno nalézt pomocí Fourierovi analýzy. Pro n -tý člen harmonické složky usměrněného napětí podle *obrázku 1.3.2* platí:

$$u_{Ln} = \frac{-4 \cdot U_m}{\pi \cdot (n^2 - 1)} \quad (1.30)$$

Kde $n = 2, 4, 8 \dots$ etc.

Faktor zvlnění může být také vyjádřen jako:

$$RF = \sqrt{2 \sum_{n=2,4,8} \left(\frac{1}{n^2-1}\right)^2} \quad (1.31)$$

Pro faktor zvlnění pro $n=2$ jednoduchého DC filtru L_f bez kapacity platí:

$$RF = \frac{0,4714}{\sqrt{1+(4\pi \cdot f_i \cdot \frac{L_f}{R})^2}} \quad (1.32)$$

[5]

1.3.3 Harmonické proudy vstupu

Celkové harmonické zkreslení (*Total harmonic distortion*) je definováno jako:

$$THD = \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1} \quad (1.33)$$

nebo

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2,3,4} \left(\frac{I_{sn}}{I_{s1}}\right)^2} \quad (1.34)$$

kde

- I_s je efektivní hodnota vstupního proudu [A]
- I_{s1} je efektivní hodnota základní složky vstupního proudu [A]

Účinník je definovaný jako:

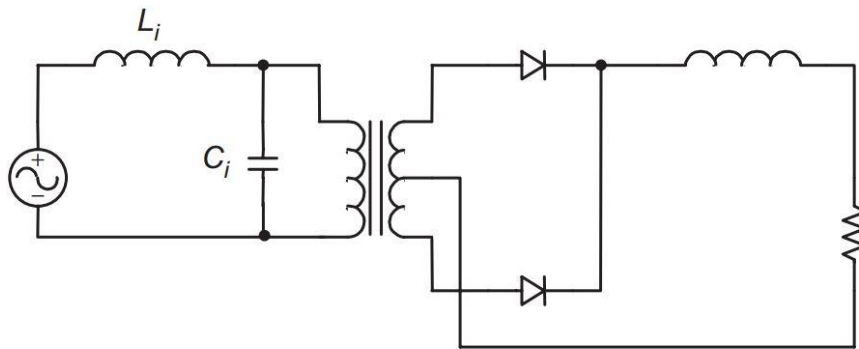
$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \cos(\emptyset) \quad (1.35)$$

Kde \emptyset je fázové posunutí základní složky proudu a napětí

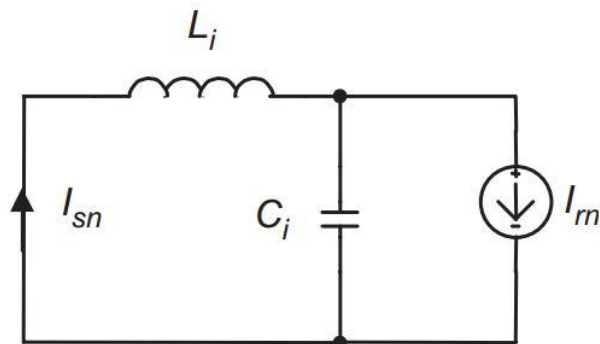
Uvažujeme-li indukčnost L_F nekonečně velkou, vstupní proud má obdélníkový průběh. Tento průběh obsahuje nežádoucí harmonické, které snižují účinník. Pro vstupní proud platí:

$$i_s = \frac{4 \cdot I_m}{\pi} \cdot \sum_{n=1,3,5} \frac{1}{n} \cdot \sin 2n\pi f_i t \quad (1.36)$$

Efektivní hodnota vstupní proudu a jeho základní složky THD vstupního proudu je 0,484 a účinník je 0,9, protože je fázové posunutí $\emptyset=0$.



OBRÁZEK 1.3.4 USMĚRŇOVAČ SE VSTUPNÍM AC FILTREM [5]



OBRÁZEK 1.3.5 EKVIVALENTNÍ OBVOD USMĚRŇOVAČE SE VSTUPNÍM AC FILTREM
UVAŽUJÍCÍ JEN HARMONICKÉ SLOŽKY [5]

Účinnost obvodu na *obrázku 1.3.2* lze vylepšit instalací střídavého filtru mezi zdroj a usměrňovač jako na *obrázku 1.3.4*. Podle *obrázku 1.3.5* lze vyjádřit n -tou harmonickou proudem odebíraného usměrňovačem jako:

$$I_{sn} = \left| \frac{1}{1 - (2\pi \cdot f_i \cdot L_i \cdot C_i)} \right| \cdot I_{rn} \quad (1.37)$$

,kde I_{rn} je efektivní hodnota n -té harmonické proudy usměrňovačem.

Pro THD usměrňovače se vstupním filtrem při $I_{rn}/I_{r1} = 1/n$ platí:

$$\text{Filtrovaný THD} = \sqrt{\sum_{n=3,5} \frac{1}{n^2} \cdot \left| \frac{1}{1 - (2\pi \cdot f_i)^2 \cdot L_i \cdot C_i} \right|^2} \quad (1.38)$$

[5]

1.3.4 Kapacitní filtr na výstupu usměrňovače

Obrázek 1.3.6 znázorňuje dvoucestná usměrňovač s kapacitním filtrem na výstupu. Pokud je okamžité napětí na zdroje vyšší než okamžité napětí na kapacitě, dioda D2 nebo D1 vede a kapacita je nabita transformátorem. Ve chvíli kdy napětí zdroje poklesne pod úroveň napětí

kapacity, je na obou diodách závěrné napětí a kapacita se vybíjí do odporové zátěže. Napětí na kapacitě se pohybuje v rozmezí amplitudy napětí zdroje U_m a minimální hodnoty $U_m - U_{r(pp)}$ jako na *obrázku 1.3.7*. Napětí $U_{r(pp)}$ je velikost střídavé složky usměrněného napětí. Úhel vedení diody se zmenšuje spolu se zmenšováním velikosti $U_{r(pp)}$. V důsledku nabíjení kapacity zatěžují zdroj a diody velké opakované špičkové proudy. K omezení proudu a zlepšení účinníku může být na výstup zařazena indukčnost jako na *obrázku 1.3.4*. Velikost střídavé složky usměrněného napětí $U_{r(pp)}$ může být aproximována jako:

$$U_{r(pp)} = \frac{U_m}{f_r \cdot R \cdot C} \quad (1.39)$$

Kde f_r je frekvence zvlnění usměrněného napětí

Pro střední hodnotu usměrněného napětí platí:

$$U_{DC} = U_m * \left(1 - \frac{1}{2 \cdot f_r \cdot R \cdot C}\right) \quad (1.40)$$

Pro efektivní hodnotu střídavé složky usměrněného napětí platí aproximací:

$$U_{AC} = \frac{U_m}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_r \cdot R \cdot C} \quad (1.41)$$

Pro činitel zvlnění platí:

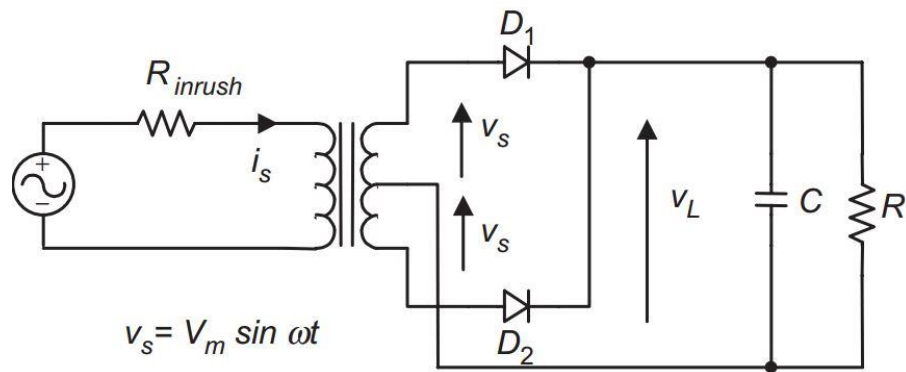
$$RF = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot (2 \cdot f_r \cdot R \cdot C - 1)} \quad (1.42)$$

Na *obrázku 1.3.6* je na primárním vinutí transformátoru zapojený rezistor R_{inrush} , který omezuje špičkový proud při připojení usměrňovače způsobený nabíjením kapacity, která není při připojení usměrňovače nabita. Nejhorší případ nastane při připojení usměrňovače při amplitudě napětí zdroje. Špičkový proud při připojení usměrňovače v nejhorším případě je určen jako:

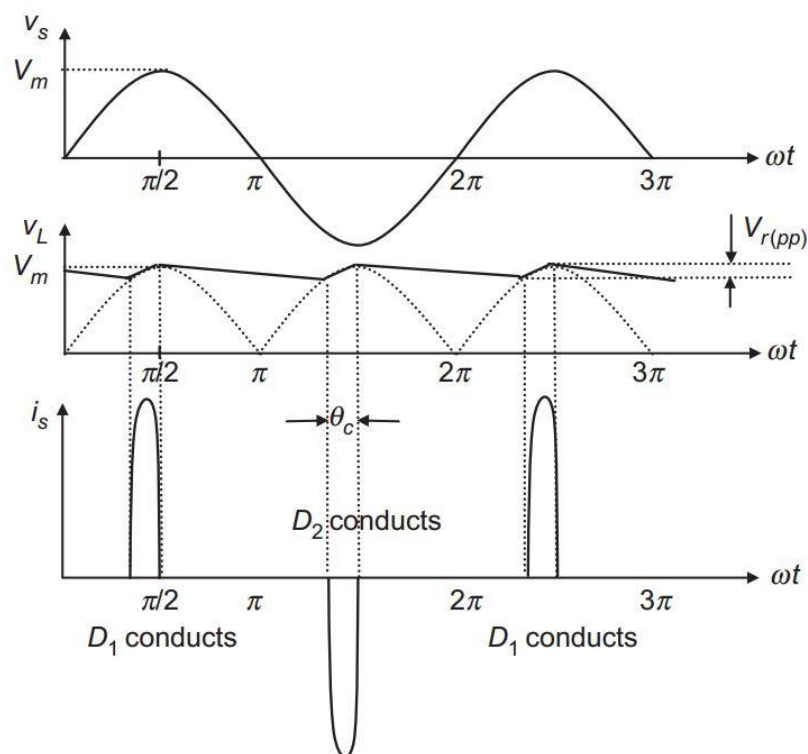
$$I_{inrush} = \frac{U_m}{R_{sec} + R_{ESR}} \quad (1.43)$$

kde

- R_{sec} je ekvivalentní odpor sekundárního vinutí $[\Omega]$
- R_{ESR} je ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru $[\Omega]$



OBRÁZEK 1.3.6 DVOUCESTNÝ NEŘÍZENÝ USMĚRŇOVAČ S VSTUPNÍM KAPACITNÍM DC FILTREM



OBRÁZEK 1.3.7 PRŮBĚHY NAPĚTÍ A PROUDU NA DVOUCESTNÉM USMĚRŇOVAČI S VSTUPNÍM KAPACITNÍM DC FILTREM. [5]

Špičkový proud tedy omezuje odpor sekundárního vinutí a odpor kondenzátoru. Použité diody musí být dimenzovány na proud I_{FMS} (*Forward Maximum Allowable Surge Current*), který je vyšší než špičkový proud. Ve většině zapojení je ekvivalentní odpor vinutí transformátoru a filtračního kondenzátoru k omezení špičkového proudu na přípustnou úroveň dostatečný. V případech vynechání transformátoru musí být zařazen odpor, který omezuje hodnotu špičkového proudu. [5]

1.4 Řízený usměrňovač

Tento typ usměrňovače používá jako polovodičovou součástku tyristory. Na *obrázku 1.4.1* je tří fázový můstkový usměrňovač obsahující šest tyristorů. Střední hodnota usměrněného napětí je dána jako:

$$U_D = \frac{2 \cdot U_{MAX}}{\frac{2}{3}\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \cos \omega \cdot d(\omega t) = 2 \cdot U_{MAX} \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}} \cdot \cos \alpha \approx 2,34 \cdot U_f^{RMS} \cdot \cos \alpha \quad (1.44)$$

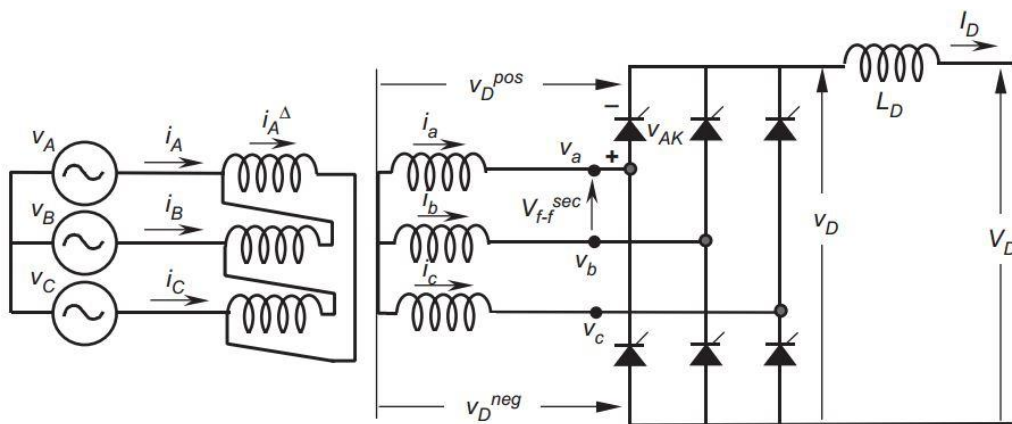
nebo

$$U_D = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot U_S^{RMS}}{\pi} \cdot \cos \alpha \approx 1,35 \cdot U_S^{RMS} \cdot \cos \alpha \quad (1.45)$$

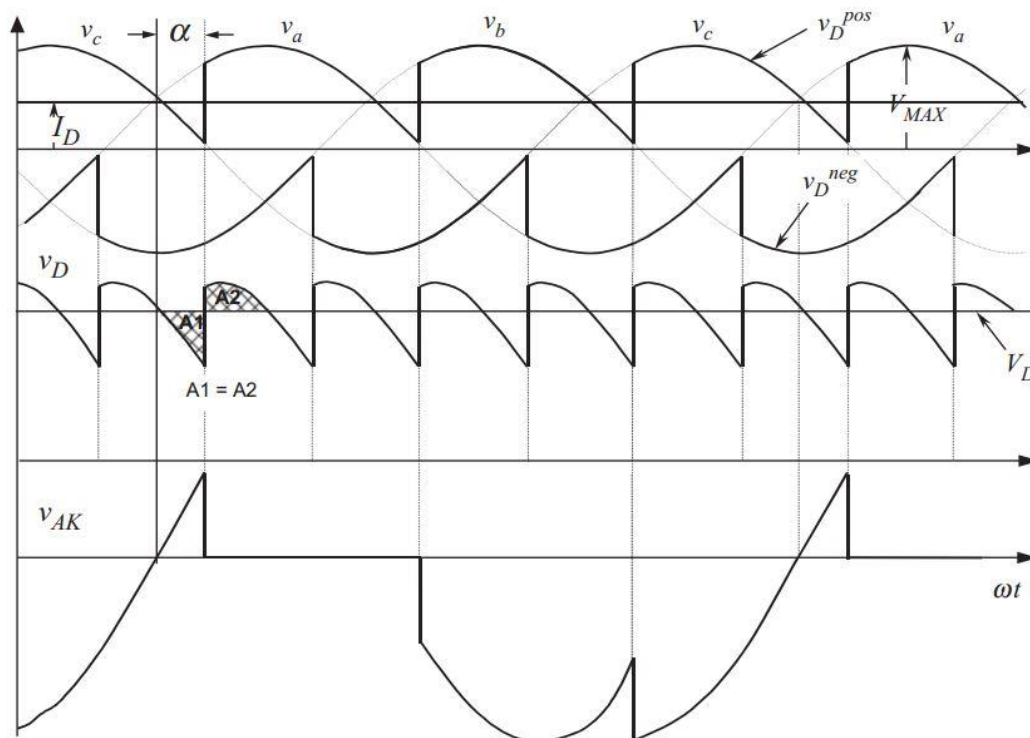
kde

- U_{MAX} je amplituda fázového napětí sekundárního vinutí transformátoru [V]
- U_f^{RMS} je efektivní hodnota fázového napětí sekundárního vinutí transformátoru [V]
- U_S^{RMS} je efektivní hodnota sduženého napětí sekundárního vinutí transformátoru [V]

Maximální hodnota napětí mezi katodou a anodou tyristoru U_V je $\sqrt{3} \cdot U_{MAX}$ [6] [7]



OBRAZEK 1.4.1 TŘÍFÁZOVÝ ŘÍZENÝ MŮSTKOVÝ USMĚRŇOVAČ [7]

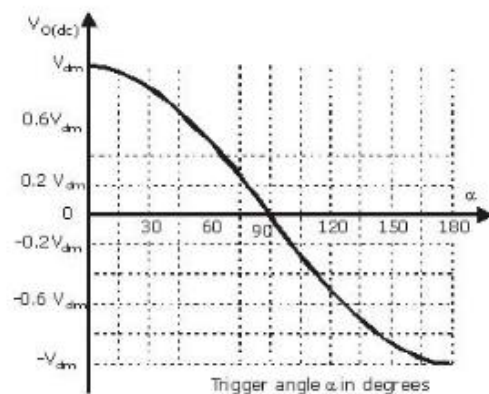


OBRAZEK 1.4.2 PRŮBĚHY NAPĚTÍ NA TŘÍFÁZOVÉM ŘÍZENÉM USMĚRŇOVAČI [7]

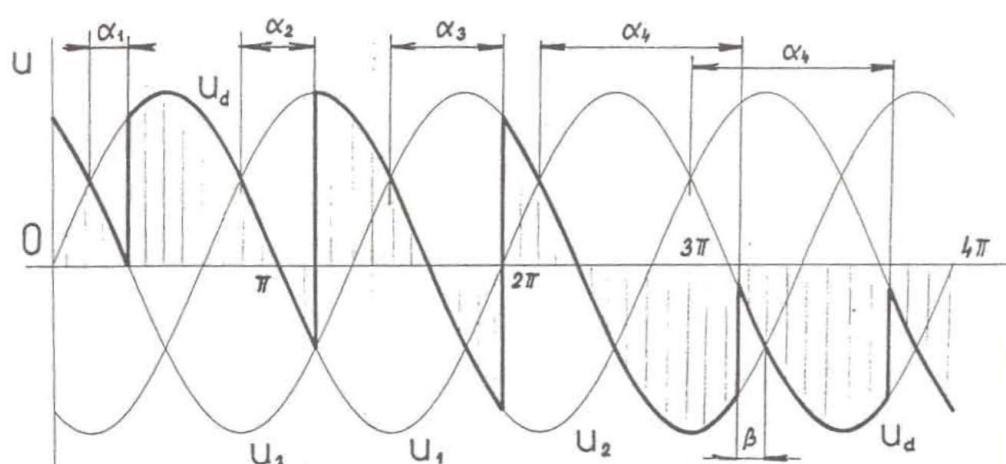
Obvod může operovat jako usměrňovač, pokud mají tyristory řídicí úhel $\alpha < 90^\circ$ nebo jako invertor s řídicím úhlem tyristorů $\alpha > 90^\circ$. Při práci v invertorovém režimu zůstává polarita proudu kladná a mění se polarita napětí, tudíž výkon teče od zátěže do zdroje. Přechod usměrňovače do invertorového chodu zvyšováním zátěžného úhlu je zachyceno na *obrázku 1.4.4*. Invertor lze také označit jako střídač s vnější komutací. Řídicí charakteristika pro řízený třífázový můstkový usměrňovač s řídicím úhlem $\alpha = 0^\circ$ až 180° je na *obrázku 1.4.3*. [1].

Řízené usměrňovače se používají například:

- v napájení stejnosměrných motorů v ocelárnách, papírnách a textilkách
- v elektrické trakci
- elektro chemických a metalurgických procesech
- v napájení přenosného nářadí
- HVDC přenos elektrické energie
- nabíječky
- zdroje nepřerušovaného napájení (*UPS*)
- napájení stejnosměrných motorů s požadavkem na řízení rychlosti
- záložních systémy elektráren [9]



OBRÁZEK 1.4.3 ŘÍDÍCÍ CHARAKTERISTIKA TŘÍFÁZOVÉHO MŮSTKU [8]



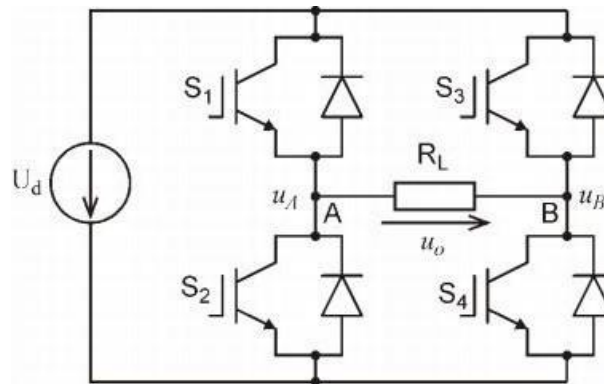
OBRÁZEK 1.4.4 PŘECHOD ŘÍZENÉHO USMĚRŇOVAČE DO INVERTOROVÉHO CHODU ZVYŠOVÁNÍM ŘÍDÍCÍHO ÚHLU [1]

1.5 Střídač napět'ového typu

Jedná se o střídače s vlastní komutací. Obsahují tedy vypínatelné součástky nebo tyristory s obvody, které zabezpečí vypnutí tyristoru v libovolný okamžik. V praxi se používají převážně vypínatelné součástky bez speciálních obvodů zajišťujících komutaci. Střídače se dělí podle druhu napájecího obvodu na střídače napět'ové a střídače proudové. Většinu střídačů v elektrických regulovaných střídavých pohonech tvoří střídače napět'ového typu, tudíž budou dále popsány právě tyto měniče. [1]

1.5.1 Jednofázový napět'ový střídač

Obvod jednofázového střídače napět'ového typu je na *obrázku 1.5.1*. Je tvořeno antiparalelní spojením spínačů S1,S2,S3,S4 a jejich diod.



OBRÁZEK 1.5.1 SCHÉMA ZAPOJENÍ JEDNOFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE [8]

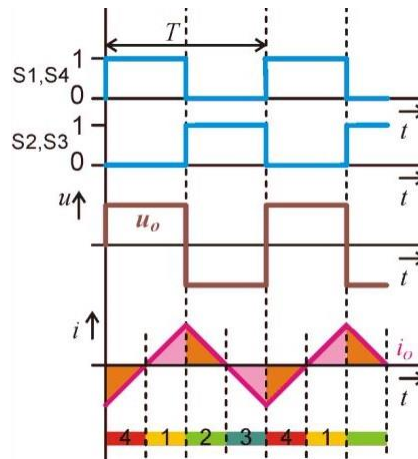
| Možné provozní stavy jednofázového střídače | |
|--|-------------------|
| sepnuto | napětí na výstupu |
| S1,S4 | $U_0=+U_d$ |
| S2,S3 | $U_0=-U_d$ |
| S1,S3 | $U_0=0$ |
| S2,S4 | $U_0=0$ |
| S1,S2 | zkrat |
| S3,S4 | zkrat |

TABULKA 4 PROVOZNÍ STAVY JEDNOFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE [8]

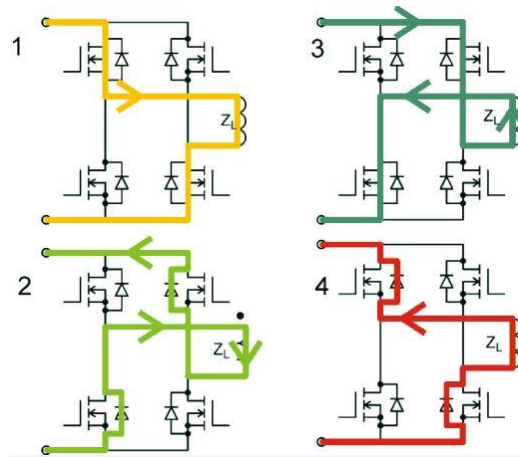
Uvažujeme-li jen odporovou zátěž při sepnutí spínačů S1 a S4 začne protékat odporem R kladný proud i_o . Vypnutím a následným zapnutím součástek S3 a S2 protéká odporem R proud i_o opačné polaroty. Kmitočtem spínání součástek řídíme kmitočet napětí a proudu. Spínače ve stejné větvi tedy S1 a S2 nebo S3 a S4 nesmí být nikdy sepnuty zároveň. Aby nedošlo ke zkratu větve, zavádí se ochranná doba T_p (*Dead time*) mezi vypnutím jednoho spínače a zapnutím druhého. Velikost napětí a proudu zátěží lze řídit délkou sepnutí a vypnutí spínačů. [8]

Pokud se v zátěži vyskytuje indukčnost, musí být v obvodu použity diody jako na *obrázku 1.5.1*. Při rozpojení dvojice spínačů komutuje proud na dvojici diod a změní se polarita napětí na svorkách spotřebiče. Průběhy napětí a proudů při obdelníkovém řízení střídače jsou znázorněny na *obrázku 1.5.2*. Na průběhu proudu toho obrázku je znázorněn tok energie do zátěže jako růžový a tok energie do zdroje jako oranžový. Na *obrázku 1.5.3* je vyznačen průchod proudu při sepnutých spínačích, který znázorňuje žlutá a tmavě zelená barva. Průchod proudu při rozpojení spínačů a průchodu přes diody znázorňuje červená a světle zelená barva. Strmost proudu na zátěži s indukčností odpovídá:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U}{L}$$



OBRÁZEK 1.5.2 PRŮBĚH NAPĚTÍ A PROUDU NA RL ZÁTĚŽI JEDNOFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STRÍDAČE PŘI OBDELNÍKOVÉM ŘÍZENÍ [8]



OBRÁZEK 1.5.3 POLARITA PROUDU OBVODEM JEDNOFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STRÍDAČE PŘI OBDELNÍKOVÉM ŘÍZENÍ [8]

Za předpokladu, že bylo v době $t=0$ připojeno napětí U a obvodem tekla proud $-i_0$, lze průběh proudu vyjádřit jako:

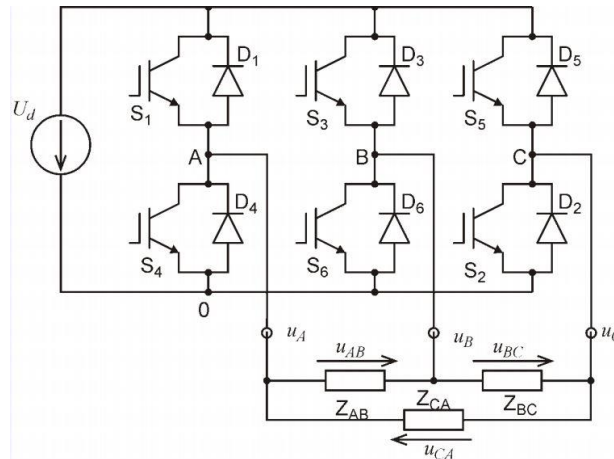
$$i_0 = \frac{U}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) - I_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1.46)$$

kde τ je časová konstanta obvodu [s]

Zatím bylo uvedeno obdelníkové řízení se spínáním S1 spolu s S4 nebo spínání S2 spolu s S3. Velikost napětí a proudu spotřebiče lze také řídit pomocí šířkového řízení. Spočívá ve zkrácení vedení jednoho z dvojice spínačů a tím získání stavu, kdy vede jeden spínač a jedna dioda. Při vedení spínače a diody je spotřebič spojen nakrátko a na jeho svorkách není napětí. [1] [8]

1.5.2 Třífázový napěťový střídač

Na *obrázku 1.5.3* je schéma zapojení třífázového napěťového střídače se zátěží do trojúhelníku. Vypínatelné součástky může tvořit GTO, IGBT, MOSFET nebo IGCT. Napěťový zdroj bývá doplněn filtračním kondenzátorem, který zamezuje výraznějšímu poklesu napětí. Před kondenzátorem může být zařazena vyhlazovací tlumivka.



OBRAZEK 1.5.3 TŘÍFÁZOVÝ NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ SE ZÁTĚŽÍ DO TROJÚHELNÍKU [8]

Pro napěťové poměry na zátěži platí:

$$u_{AB} = u_A - u_B \quad u_{BC} = u_B - u_C \quad u_{CA} = u_C - u_A \quad (1.47)$$

Na *obrázku 1.5.4* jsou znázorněny průběhy fázových a sruženého napětí při obdelníkovém řízení a zátěži spojenou do trojúhelníku.

Maximální sružené napětí, které je mezi uzly střídače označujeme jako U_d . Při obdelníkovém řízení jsou spínače otevřeny po dobu půl periody a pro první harmonickou sruženého napětí platí:

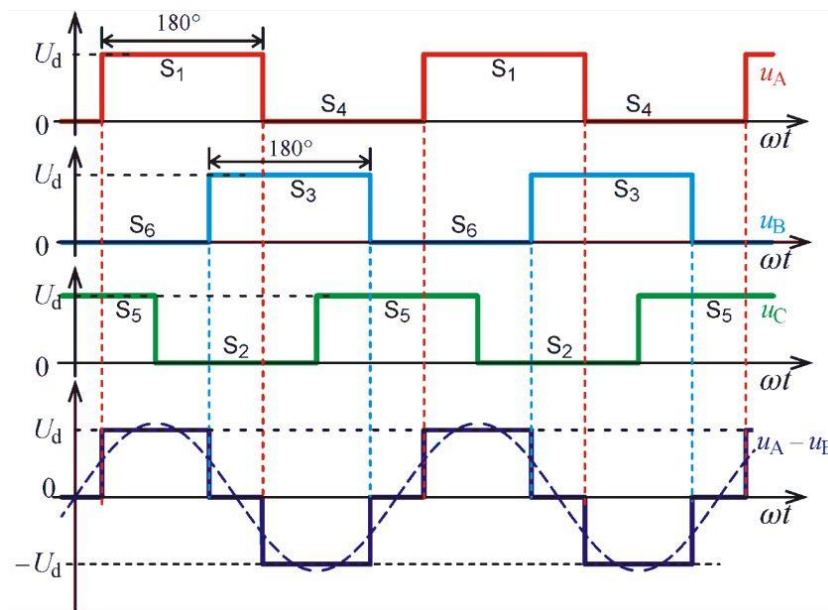
$$U_{L1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_d}{2} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_d \quad (1.48)$$

Pro zapojení zátěže do hvězdy s odpojeným středem platí následující napěťové poměry:

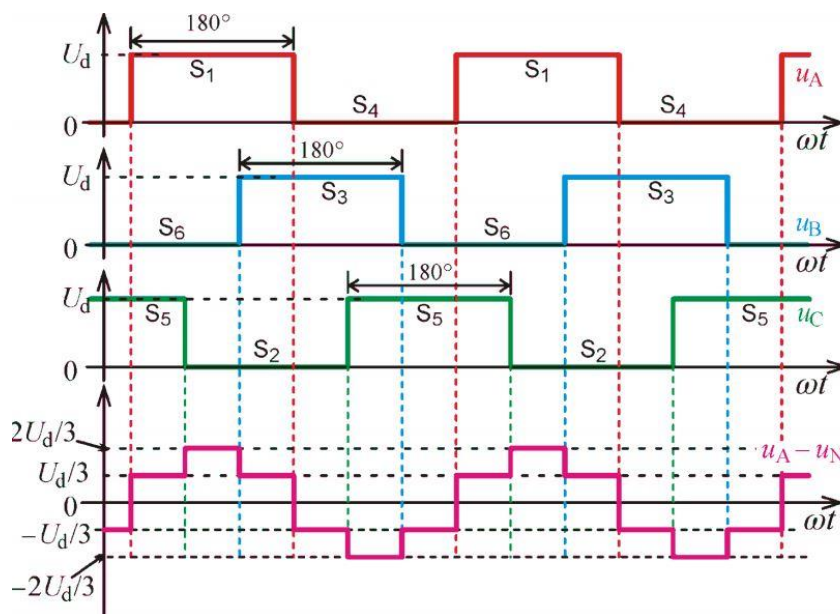
$$u_{AN} = \frac{2}{3}u_A - \frac{1}{3}u_B - \frac{1}{3}u_C \quad u_{BN} = \frac{2}{3}u_B - \frac{1}{3}u_A - \frac{1}{3}u_C \quad u_{CN} = \frac{2}{3}u_C - \frac{1}{3}u_A - \frac{1}{3}u_B \quad (1.49)$$

Průběhy fázových napětí střídače u_A, u_B a u_C spolu s fázového napětí spotřebiče u_{A0} jsou vyneseny na *obrázku 1.5.5*. Pro fázová napětí spotřebiče platí:

$$u_{A0} = u_A - u_N \quad u_{B0} = u_B - u_N \quad u_{C0} = u_C - u_N \quad (1.50)$$



OBRÁZEK 1.5.4 PRŮBĚHY NAPĚTÍ TŘÍFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STRÍDAČI PŘI OBDELNÍKOVÉM ŘÍZENÍ A ZÁTĚŽI DO TROJÚHELNÍKU [8]



OBRÁZEK 1.5.5 PRŮBĚHY NAPĚTÍ TŘÍFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STRÍDAČI PŘI OBDELNÍKOVÉM ŘÍZENÍ A ZÁTĚŽI DO HVĚZDY [8]

Střídač vybavený spínači a zpětnými diodami může pracovat jako usměrňovač. Toho dosáhneme zkrácením vedení spínačů oproti vedení zpětných diod. Při nezměněné polaritě napětí se změní na stejnosměrné straně smysl střední hodnoty proudu a tím i smysl přenášeného výkonu. Šířkově-pulzním řízením se u tohoto měniče může odebrat ze střídavé sítě „prakticky“ sinusový proud s požadovaným účinníkem. Tohoto způsobu se používá v řadě aplikací, jako jsou řízení kompenzátory, aktivní filtry, vstupní měniče v elektrických pohonech a elektrické trakci. [1]

1.5.3 Řízení PWM

Pulzně šířková modulace je nejpoužívanější způsob řízení napět'ových měničů s tranzistory. Realizuje se střídavým vypínáním a zapínáním napětí zdroje pomocí měniče na zátěž vícekrát za výstupní periodu napětí. Požadovaný tvar výstupního napětí vyžadují konkrétní způsob modulace. Obecně je snaha o co nejsinusovější průběh výstupního napětí, ale průběh bude vždy deformován nežádoucími harmonickými. Velikost harmonických negativně ovlivňuje oteplení elektrických strojů, pulzační momenty a hluk. [1]

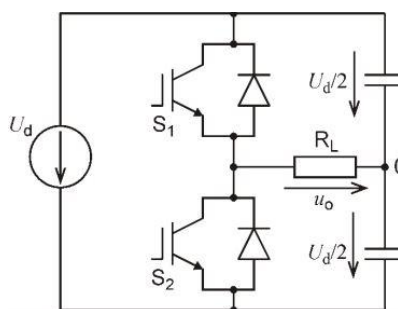
Parametry PWM u střídače pro zapojení dle *obrázku 1.5.6.* jsou:

- Frekvenční poměr modulace m_f
$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{1contr}} \quad (1.51)$$

- Amplitudový poměr modulace m_a
$$m_a = \frac{U_{Mcontr}}{U_{Mri}} \quad (1.52)$$

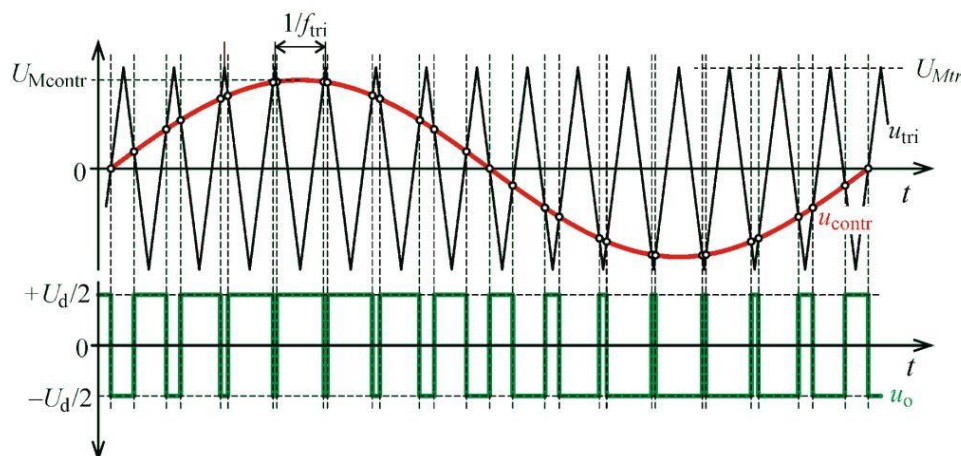
$$u_{contr} > u_{tri} \rightarrow u_0 = +\frac{U_d}{2} \quad (1.53)$$

$$u_{contr} < u_{tri} \rightarrow u_0 = -\frac{U_d}{2} \quad (1.54)$$

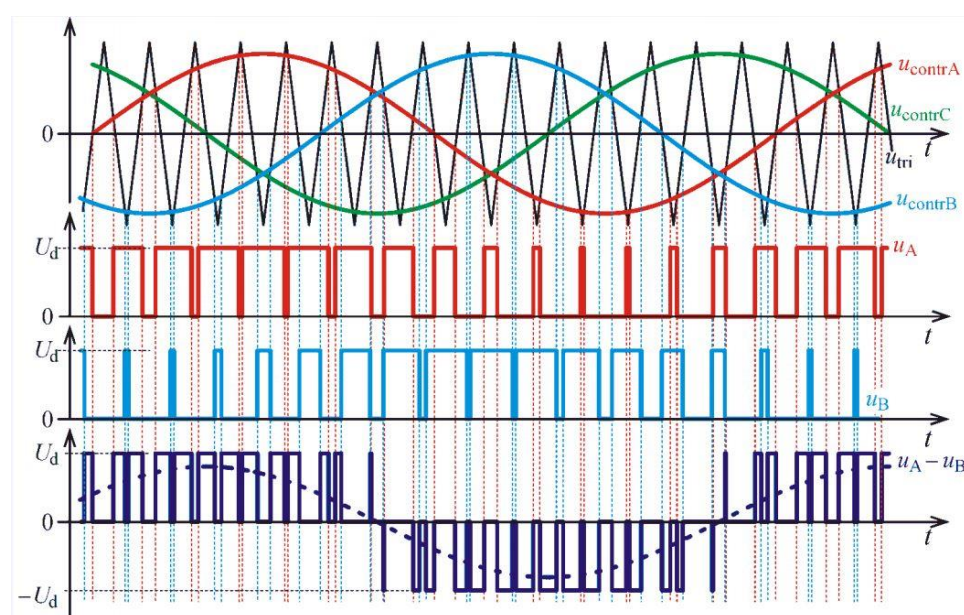


OBRÁZEK 1.5.6 ZAPOJENÍ NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE JAKO PŮL MOSTU [8]

Výsledné napětí obsahuje spolu se základní harmonickou i specifické harmonické, které jsou produkovány zvolenou metodou modulace. Modulační frekvence musí být celé číslo, aby byl omezen vznik subharmonických. Základní harmonická mění svůj kmitočet a velikost podle sinusového signálu. [1] [8]



OBRÁZEK 1.5.7 PRINCIP VZNIKU PWM [8]



OBRÁZEK 1.5.8 ŘÍZENÍ PWM PŘI ZÁTĚŽI ZAPOJENÉ DO TROJÚHELNÍKU [8]

2 Návrh

2.1 Komponenty

2.1.1 Úvod

Pro vybranou aplikaci je nejvhodnější třífázový neřízený usměrňovač v můstkovém zapojení. Třífázové řešení konfigurace $n_p=1$ obsahuje šest polovodičových součástek, oproti dvanácti polovodičům v šestifázovém zapojení, tudíž budou pořizovací náklady vybraného řešení poloviční. Diody budou vybaveny oboustranným chlazením a budou doplněné o kapacitní snubber. Před polovodiči budou umístěny výkonové pojistky. Chladič vrchní diody v můstku může vybaven dvěma termostaty, které budou zaručovat dvě úrovně tepelné ochrany. Nominální hodnoty pro určenou aplikaci usměrňovače na *obrázku 3.1.1* jsou:

- $U_{dn} = 900 \text{ V}$ je nominální napětí na výstupu usměrňovače
- $I_{dn} = 140 \text{ A}$ je nominální proud na výstupu usměrňovače

| Navržený usměrňovač | | | |
|---|------|------------------------|----------|
| Parametr | | Obecné | Navržené |
| Maximální opakovatelné závěrné napětí U_{rnm} | [V] | $1,05U_{\text{dc}}$ | 945 |
| Efektivní hodnota vstupního fázového napětí $U_{\text{f(RMS)}}$ | [V] | $0,428U_{\text{dc}}$ | 386 |
| Střední hodnota proudu diodou $I_{\text{f(AVG)}}$ | [A] | $0,333I_{\text{dc}}$ | 47 |
| Maximální opakovatelný propustný proud I_{fm} | [A] | $3,14I_{\text{f(AV)}}$ | 146 |
| Efektivní hodnota proudu diodou $I_{\text{f(RMS)}}$ | [A] | $0,579I_{\text{dc}}$ | 81 |
| Form Factor proud diodou $I_{\text{f(RMS)}/I_{\text{f(AVG)}}$ | [-] | 1,74 | 1,74 |
| Poměr usměrnění | [-] | 0,998 | 0,998 |
| Form Factor | [-] | 1,0009 | 1,0009 |
| Činitel zvlnění | [-] | 0,042 | 0,042 |
| Zdánlivý výkon primáru transformátoru | [VA] | | 132300 |
| Zdánlivý výkon sekundáru transformátoru | [VA] | $1,05P_{\text{dc}}$ | 132300 |
| Frekvence zvlnění výstupu | [Hz] | $6f_i$ | 300 |

TABULKA 5 PARAMETRY NAVRŽENÉHO USMĚRŇOVAČE

2.1.2 Transformátor

Uvedená data odpovídají transformátoru na oddělení testu firmy Sécheron Hasler CZ, spol. s r.o.

| Údaje transformátoru | | | |
|-----------------------------------|-------|-----------------------|----------------|
| Parametr | | Značka | Hodnota |
| Zapojení | [-] | | Dyn11 |
| Zdánlivý výkon | [kVA] | S_{T} | 150 |
| Napětí primáru | [V] | U_{p} | $400 \pm 10\%$ |
| Maximální proud primárního vinutí | [A] | I_{pMAX} | 216 |
| Napětí sekundárního vinutí | [V] | U_{s} | $650 \pm 10\%$ |
| Maximální proud sekundáru | [A] | I_{sMAX} | 133 |
| Frekvence | [Hz] | f | 50 |
| Poměrné napětí na krátko | [%] | U_{k} | 9,22 |
| Ztrátový výkon při zatížení | [kW] | ΔP_{T} | 2,993 |

TABULKA 6 PARAMETRY NAPÁJECÍHO TRANSFORMÁTORU

2.1.3 Regulace napětí

Ztráty transformátoru při jmenovitém proudu jsou $\Delta P_T = 2,993 \text{ kW}$. Ztráty usměrňovače při jmenovitém zatížení jsou určeny jako:

$$\Delta P_R = 2 \cdot \Delta P_D + 2 \cdot \Delta P_P \quad (2.1)$$

kde

- ΔP_R jsou ztráty usměrňovače při jmenovitém zatížení [W]
- ΔP_D jsou ztráty na diodě [W]
- ΔP_P jsou ztráty na pojistce [W]

Ztráty na diodě lze vyjádřit jako:

$$\Delta P_D = U_{FD} \cdot I_{f(RMS)} \quad (2.2)$$

kde

- U_{FD} je napětí na diodě při vedení [V]
- $I_{f(RMS)}^2$ je efektivní hodnota proudu diodou v propustném směru [A]

Napětí na diodě v propustném směru je uvedeno v katalogu výrobce a pro vybranou diodu odpovídá hodnotě $U_{FD} = 1,8 \text{ V}$. Ztráty tedy odpovídají hodnotě:

$$\Delta P_D = 1,8 \cdot 81,06 = 145,91 \text{ W} \quad (2.3)$$

Pro napětí pojistky platí:

$$U_{max} = U_{v0} + \text{Supply source variation} = 666 + 5\% = 699,3 \text{ V} \quad (2.4)$$

Jmenovité napětí pojistky musí být větší než 700V. Tomuto parametru odpovídá vybraná pojistka M300299 výrobce Mersen. Pro ztráty uvedené v katalogu jsou $\Delta P_P = 70 \text{ W}$.

S uvedenými údaji lze vypočítat ztráty usměrňovače při jmenovitém zatížení:

$$\Delta P_R = 2 \cdot 145,91 + 2 \cdot 70 = 431,816 \text{ W} = 0,432 \text{ kW} \quad (2.5)$$

Celkové ztráty usměrňovače a jsou:

$$\Delta P_C = \Delta P_T + \Delta P_R = 2,993 + 0,432 = 3,425 \text{ kW} \quad (2.6)$$

Z celkových ztrát můžeme vyjádřit rezistivní úbytek napětí jako:

$$\Delta U_{arn} = \frac{\Delta P_C}{I_{dn}} = \frac{2,993}{140} = 24,46 \text{ V} \quad (2.7)$$

Pro induktivní úbytek napětí vztažený k transformátoru platí:

$$\Delta U_{dxn} = 0,52 \cdot e_x \cdot U_{dio} = 0,26 \cdot 0,0922 \cdot 900 = 27,378 \text{ V} \quad (2.8)$$

$$2.1.3.1 \quad U_{dio} = 666,42 \cdot \frac{3\sqrt{2}}{\pi} = 900 \text{ V} \quad (2.9)$$

Pro celkovou regulaci napětí platí:

$$\Delta U = \frac{U_{dxn} + U_{drn}}{U_{dio}} = \frac{27,378 + 24,46}{900} = 5,76\% \quad (2.10)$$

Pro celkový rezistivní úbytek napětí na transformátoru platí:

$$e_r = \frac{\Delta P_t}{S_t} = \frac{2993}{150 \cdot 10^3} = 2\% \quad (2.11)$$

Pro celkový induktivní úbytek napětí na transformátoru platí:

$$e_x = \sqrt{u_k^2 - e_r^2} = \sqrt{9,2^2 - 2^2} = 8,98\% \quad (2.12)$$

Reaktance transformátoru je dána jako:

$$X_T = \frac{e_x \cdot U_{v0}^2}{S_t} = \frac{0,0898 \cdot 666^2}{150 \cdot 10^3} = 0,266 \text{ } \Omega \quad (2.13)$$

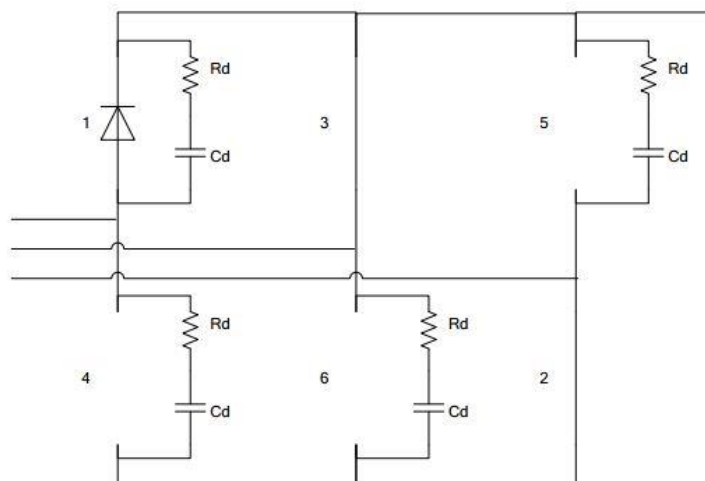
Odpor transformátoru odpovídá hodnotě:

$$R_T = \frac{e_r \cdot U_{v0}^2}{S_T} = \frac{0,02 \cdot 666^2}{150 \cdot 10^3} = 0,059 \text{ } \Omega \quad (2.14)$$

[18]

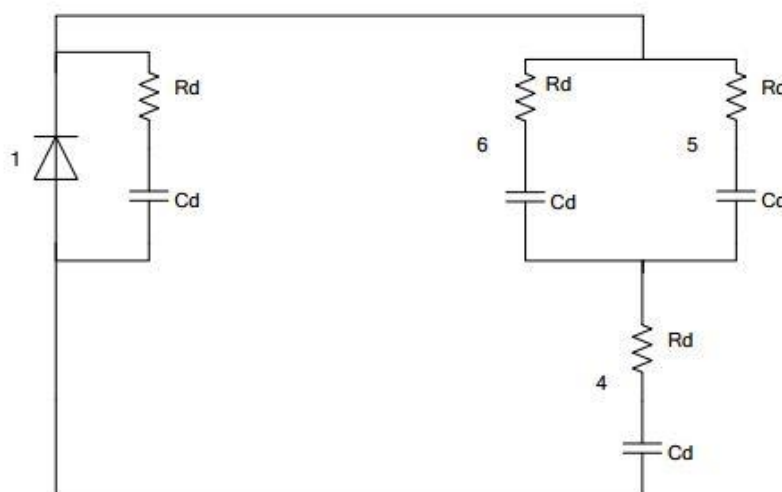
2.1.4 Výpočet snubberů

Snubbery jsou součástky zapojeny paralelně k polovodičovému přechodu, které slouží jako přepěťová ochrana a zlepšují vlastnosti obvodu. V aplikaci s diodou nevyužíváme RC snubber obsahující odpor pro zmenšení nárůstu proudu di/dt jako u tyristorů, ale pracujeme s vnitřním odporem kondenzátoru, který je pro aplikaci na diodovém usměrňovači dostatečný. Při aplikaci na diodovém usměrňovači jsou diody vybaveny snubbery, které spolu interagují při vypínání polovodičových součástek. Na *obrázku 3.1.1* je můstkový usměrňovač vybavený snubbery. Při vypínání diody číslo 1 diody 2 a 3 vedou a jejich snubbery neovlivňují obvod. Diody 4,5 a 6 jsou zavřeny a jejich snubbery ovlivňují vypínání diody číslo 1. Tento stav je znázorněn na *obrázku 2.1.1*. [10]



OBRÁZEK 2.1.1 PRŮBĚH VYPÍNÁNÍ DIODY 1 [10]

Zjednodušený obvod tohoto stavu je na *obrázku 2.1.2*. Snubbery diody 5 a 6 jsou propojeny paralelně a sériově se snubberem diody 4. Na vypínanou diodu působí snubber s kapacitou o velikosti $C_{eg} = \frac{5}{3} \cdot C_d$.



OBRÁZEK 2.1.2 ZJEDNODUŠENÝ OBVOD VYPÍNÁNÍ DIODY 1 [10]

Zotavný náboj Q_{rr} diody závisí na strmosti nárůstku proudu di/dt , který lze vyjádřit jako:

$$\frac{di}{dt} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{v0}}{(2 \cdot L_T)} = \frac{\sqrt{2} \cdot 666}{2 \cdot 8,46 \cdot 10^{-4}} = 556,2 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (2.15)$$

kde

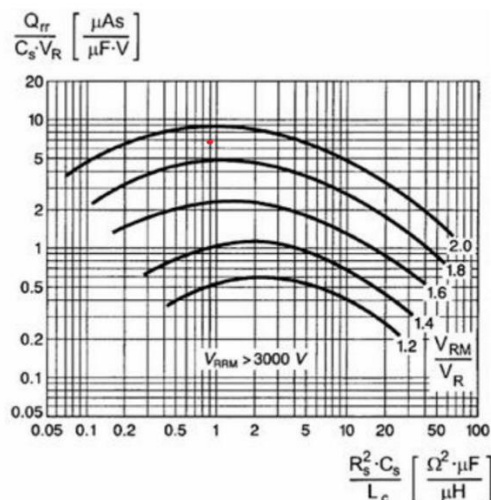
- U_{v0} je sdružené napětí mezi fázemi [V]
- L_s je indukčnost transformátoru [H]

Indukčnost transformátoru byla zjištěna ze vztahu:

$$L_T = \frac{X_T}{2\pi \cdot f} = \frac{0,266}{2\pi \cdot 50} = 8,46 \cdot 10^{-4} \text{ H} = 0,846 \text{ mH} \quad (2.16)$$

Pro diodu 5SLY 12J1700 z katalogu je $Q_{rr} = 60\text{A}$. Poměr závěrného napětí a maximálního závěrného napětí $U_{rm}/U_r = 1,9$. Velikost maximálního závěrného napětí $U_{rm} = 1800 \text{ V}$.

$$\text{Amplituda závěrného napětí } U_r = \sqrt{2} \cdot 666 = 942 \text{ V} \quad (2.17)$$



OBRÁZEK 2.1.3 CHARAKTERISTIKA SNUBBERŮ [10]

Výpočet ekvivalentní kapacity C_s při vypínání diody lze vyjádřit jako:

$$\frac{Q_{rr}}{C_s \cdot U_r} = 7 \quad (2.18)$$

$$C_s = \frac{Q_{rr}}{(7 \cdot 942)} = 9,1 \cdot 10^{-3} \mu\text{F} \quad (2.19)$$

Tato kapacita odpovídá kapacitě C_{eq} u obrázku 2.1.2, tudíž $C_{eq} = 0,054 \mu\text{F}$. Velikost kapacity pro jednotlivé snubbery je rovna:

$$C_d = \frac{3}{5} C_s = 5,46 \cdot 10^{-3} \mu\text{F} \quad (2.20)$$

S dodržením vypočítané hodnoty kapacity lze použít snubber firmy Cefem s číslem položky PQS47NBPPCS.

| Komponenty usměřovače | | |
|-----------------------|---------|--------------|
| Součástka | Výrobce | Číslo |
| Polovodič | ABB | 5SLY 12J1700 |
| Chladič | MeccAl | T240 112 |
| Snubber | Cefem | PQS47NBPPCS |
| Pojistka | Mersen | M300299 |

TABULKA 7 VYBRANÉ KOMPONENTY [13] [14] [15] [16]

2.2 Termální model

2.2.1 Oteplení PN přechodu

Správná funkce PN přechodu je možná jen do určité mezní teploty. Tato maximální teplota je uvedena v katalogu výrobce. Pro vybranou diodu od výrobce ABB je tato teplota 175 C°. Při provozu výkonové součástky vznikají relativně velké ztráty na malém prostoru a tyto ztráty musí být odváděny. Odvod ztrát uvnitř pouzdra od PN přechodu k základně se děje vedením, pro které platí:

$$\Delta\vartheta_{jc} = P \cdot \frac{\delta}{C \cdot S} = P \cdot R_{thjc} \quad (2.21)$$

kde,

- P jsou ztráty na polovodičové součástce [W]
- $\Delta\vartheta_{jc}$ je tepelný spád mezi přechodem j a základnou c [K]
- C je konstanta tepelných vlastností materiálu, kterým prochází tepelný výkon [W · m⁻¹ · K⁻¹]
- S je celková chladicí plocha, kterou se stýká polovodičová součástka s chladičem [m²]
- δ je tloušťka materiálu, kterým prochází tepelný výkon [m]
- R_{thjc} je tepelný odpor mezi přechodem j (*junction*) a základnou c (*case*) [Ω]

R_{thjc} je pro daný polovodič konstanta uvedena v katalogu výrobce.

Dále je zaveden tepelný odpor styku mezi základnou (*case*) a chladičem (*heatsink*) R_{thch} a tepelný odpor mezi chladičem a okolím (*ambient*) R_{thha} . Pro tepelný spád mezi základnou a chladičem platí:

$$\vartheta_{ch} = P \cdot R_{thch} \quad (2.22)$$

Pro tepelný spád mezi chladičem a okolím platí:

$$\vartheta_{ha} = P \cdot R_{thha} \quad (2.23)$$

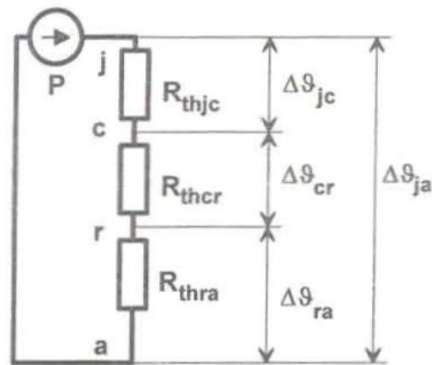
Uvedené vztahy platí pro ustálený stav vyjádřený zjednodušeným schématem na *obrázku 2.2.1*. Pokud budeme výkonovou polovodičovou součástku považovat jako homogenní tělese, lze tepelný spád vyjádřit jako:

$$\Delta\vartheta_{jc} = P \cdot R_{thjc} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (2.24)$$

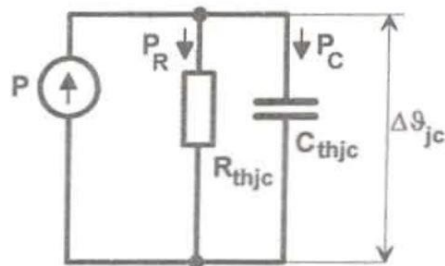
Náhradní schéma pro přechodný stav je na *obrázku 2.2.2*. V katalogu výrobce je uvedena časová závislost tepelné impedance jako na *obrázku 2.2.3*. Pro tepelnou impedanci platí analogicky výše uvedené vztahy tedy například:

$$\Delta\vartheta_{jc} = P \cdot Z_{thjc}$$

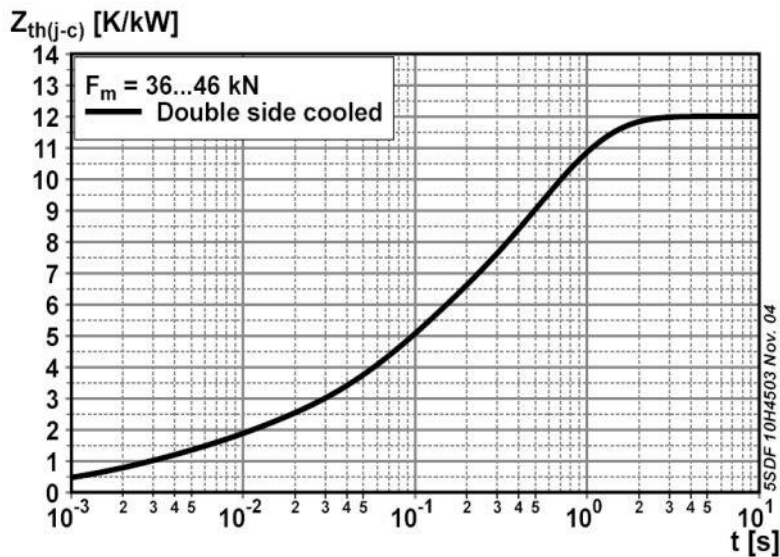
[1]



OBRÁZEK 2.2.1 NÁHRADNÍ TEPELNÉ SCHÉMA POLOVODIČOVÉ VÝKONOVÉ SOUČÁSTKY PRO USTÁLENÝ STAV [1]

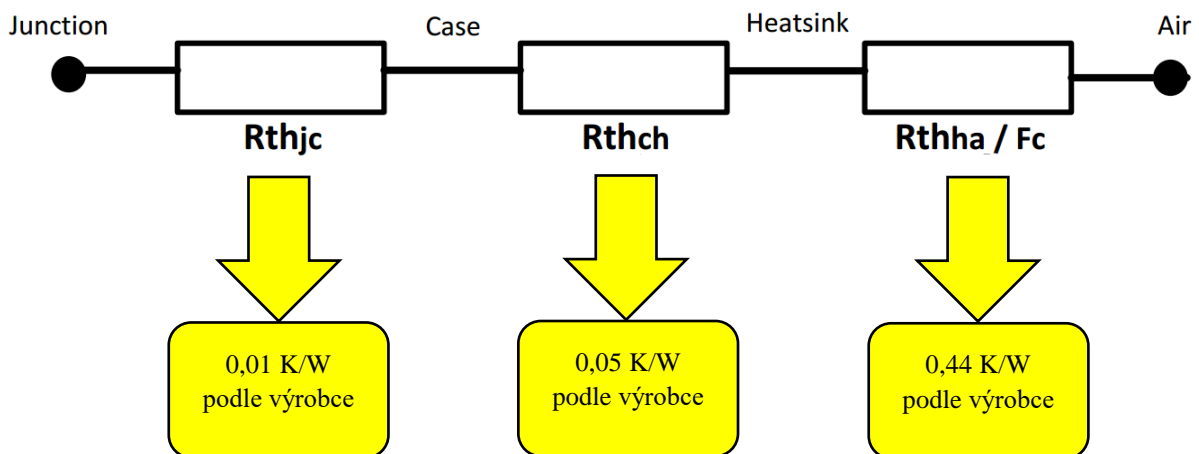


OBRÁZEK 2.2.2 NÁHRADNÍ TEPELNÉ SCHÉMA MEZI PŘECHODEM A ZÁKLADNOU PRO PŘECHODNÝ STAV [1]

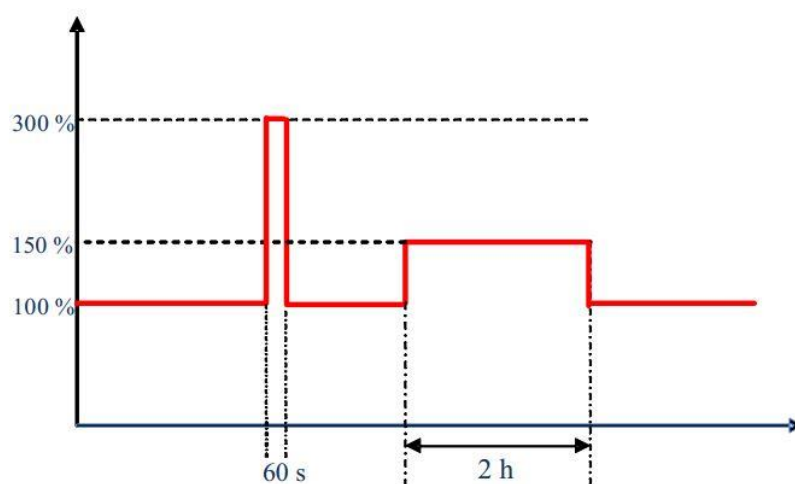


OBRÁZEK 2.2.3 ZÁVISLOST TEPELNÍ IMPEDANCE NA ČASE [17]

2.2.2 Výpočet oteplení



Termální model je vypočítán pro aplikaci s polovodičovými součástkami 5SLY 12J1700 od výrobce ABB. Chlazení je oboustranné s použitým chladičem T240 112 od výrobce MeccaAL. Cyklus zatížení pro termální model odpovídá třídě VI. A je znázorněn na *obrázku 2.2.4.*

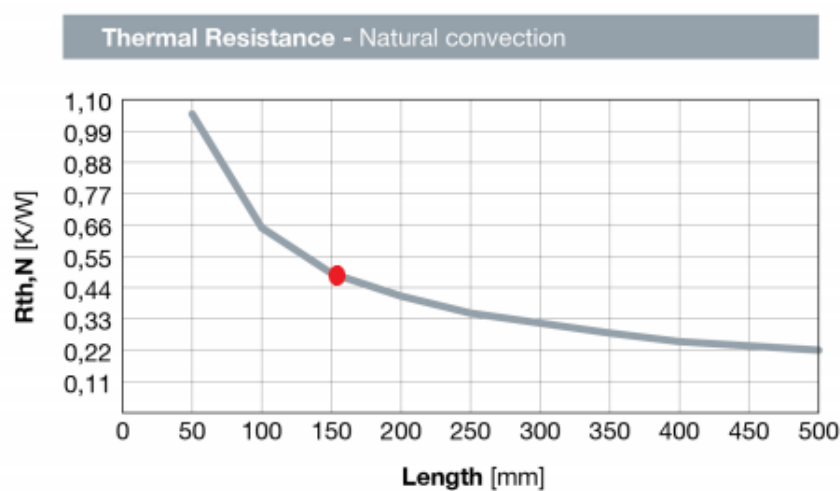


OBRÁZEK 2.2.4 ZATĚŽOVACÍ CYKLUS PRO PŘETÍŽENÍ TŘÍDY VI

| Katalogové údaje diody 5SLY 12J1700 s chladičem T240 112 | | | |
|--|--|---------|-------|
| $R_{th(j-c)}$ | Tepelný odpor mezi přechodem a základnou | [°C/W] | 0,01 |
| $R_{th(c-h)}$ | Tepelný odpor mezi základnou a chladičem | [°C/W] | 0,05 |
| $R_{th(h-a)}$ | Tepelný odpor mezi chladičem a okolím | [°C/W] | 0,44 |
| T_{max} | Maximální teplota přechodu | [°C] | 175 |
| V_{to} | Prahové napětí | [V] | 0,74 |
| r_t | Diferenciální odpor | [mΩ] | 0,026 |

TABULKA 8 KATALOGOVÉ ÚDAJE 5SLY 12J1700 [17] [13] [14]

Pro výpočet oteplení diod a chladičů je potřeba nejdříve určit efektivní a střední hodnoty proudu při daných přetíženích konfigurace usměrňovače je $N_p = 1$, tudíž je v každé větvi jedna dioda.



OBRÁZEK 2.2.5 ZÁVISLOST TEPELNÉHO ODPORU MEZI CHLADIČEM A OKOLÍM NA DÉLCE CHLADIČE PŘI PŘIROZENÉM PROUDĚNÍ VZDUCHU

| Proudy diod při přetížení | | | | |
|---------------------------|--|-----------|------|-----|
| Zatížení [%] | | 100 | 150 | 300 |
| I_d [A] | | 140 | 210 | 420 |
| t [s] | | permanent | 7200 | 60 |
| $I_{f(RMS)}$ [A] | | 81 | 122 | 243 |
| $I_{f(AV)}$ [A] | | 47 | 70 | 140 |

TABULKA 9 PROUDY DIOD PŘI PŘETÍŽENÍ

Dalším krokem je určit tepelné ztráty pro jednotlivá přetížení podle vzorce:

$$P_{x\%} = r_T \cdot I_{TRMS}^2 + V_T \cdot I_{Tav} \quad (2.25)$$

kde

- $P_{x\%}$ jsou ztráty při X% přetížení [W]
- r_t je diferenciální odpor [Ω]
- $I_{f(RMS)}$ je efektivní hodnota proudu diodou [A]
- $I_{f(AV)}$ je střední hodnota proudu diodou [A]
- V_T je prahové napětí [V]

Jmenovitému zatížení odpovídají ztráty:

$$P_{100\%} = 0,026 \cdot 10^{-3} \cdot 81^2 + 0,74 \cdot 47 = 34,67 \text{ W} \quad (2.26)$$

Ztráty při 150% zatížení odpovídají:

$$P_{150\%} = 0,26 \cdot 10^{-3} \cdot 122^2 + 0,74 \cdot 70 = 52,13 \text{ W} \quad (2.27)$$

Ztráty při 300% zatížení odpovídají:

$$P_{300\%} = 0,26 \cdot 10^{-3} \cdot 243^2 + 0,74 \cdot 140 = 105,3 \text{ W} \quad (2.28)$$

Získané hodnoty lze použít pro výpočet teploty polovodičového přechodu a chladiče Teplota polovodičového přechodu při jmenovitém zatížení odpovídá:

$$T_{j100\%} = T_{okolí} + R_{th(h-a)} \cdot P_{100\%} + R_{th(j-h)} \cdot P_{100\%} = 35 + 0,45 \cdot 34,67 + 0,06 \cdot 34,67 = 52,68 \text{ °C} \quad (2.30)$$

Teplota chladiče při jmenovitém zatížení:

$$T_{h100\%} = T_{okolí} + R_{th(h-a)} \cdot P_{100\%} = 35 + 0,45 \cdot 34,67 = 50,6 \text{ °C} \quad (2.31)$$

Teplota přechodu při 150% zatížení:

$$T_{j150\%} = T_{j100\%} + R_{th(h-a)} \cdot (P_{150\%} - P_{100\%}) + R_{th(j-h)} \cdot (P_{150\%} - P_{100\%}) = 52,68 + 0,45 \cdot (52,13 - 34,67) + 0,06 \cdot (52,13 - 34,67) = 61,56 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (2.32)$$

Teplota chladiče při 150% zatížení:

$$T_{h150\%} = T_{h100\%} + R_{th(h-a)} \cdot (P_{150\%} - P_{100\%}) = 50,6 + 0,45 \cdot (52,13 - 34,67) = 58,46 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (2.33)$$

Teplota přechodu při 300% zatížení po 60s:

$$T_{j300\%} = T_{j100\%} + R_{th(h-a)@60s} \cdot (P_{300\%} - P_{100\%}) + R_{th(j-h)} \cdot (P_{300\%} - P_{100\%}) = 52,68 + 0,09 \cdot (105,3 - 34,67) + 0,06 \cdot (105,3 - 34,67) = 63,24 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (2.34)$$

Teplota chladiče při 300% zatížení po 60s:

$$T_{h300\%} = T_{h100\%} + R_{th(h-a)@60s} \cdot (P_{300\%} - P_{100\%}) = 52,68 + 0,09 \cdot (105,3 - 34,67) = 56,93 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (2.35)$$

[10] [11]

| Termální model | | | | |
|----------------------|--|-----------|-------|--------|
| Zatížení[%] | | 100 | 150 | 300 |
| I_d [A] | | 140 | 210 | 420 |
| Čas [s] | | permanent | 7200 | 60 |
| $I_{f(RMS)}$ [A] | | 81 | 122 | 243 |
| $I_{f(AVG)}$ [A] | | 47 | 70 | 140 |
| ΔP [W] | | 34,67 | 52,13 | 105,03 |
| T_j [°C] | | 52,68 | 61,56 | 63,24 |
| T_h [°C] | | 50,6 | 58,46 | 56,93 |
| $T_j < T_{jmax}$ [-] | | Ano | Ano | Ano |

TABULKA 10 TERMÁLNÍ MODEL

2.2.3 Termostaty

Nejteplejší diody můstku mohou být vybaveny termostaty a to zpravidla dvěma. První termostat s reakční teplotou T_{alarm} udává varování prvního stupně. Druhý termostat s reakční teplotou T_{trip} posílá signál k otevření obvodu (*trip*) druhého stupně. Časová konstanta termostatu je stanovena tak, aby se předešlo *trip* signálu při krátkých výkyvech.

Ekvivalentní proud při dlouhodobém přetížení lze získat ze vzorce:

$$I_{ekv} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{7200} \cdot (7200 \cdot (150\% \cdot I_{100\%})^2)} = 120 \text{ A} \quad (2.36)$$

V uvedeném zatěžovacím cyklu se dlouhodobé přetížením skládá jen ze 150% zatížení po dobu 7200s.

Hodnoty teplot pro termostaty pro určenou aplikaci lze získat ze vzorce:

$$T_{thermostat} = \Delta T_{ha100\%} + \Delta T_{ha150\%} + T_{amb-max} - R_{thtr} \cdot P_{150\%} = 39,06 + 35 - 0,0217 \cdot 52,13 = 72,92 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (2.37)$$

kde

- $T_{thermostat}$ je teplota termostatu
- $\Delta T_{ha100\%}$ je oteplení mezi chladičem a okolím při 100% zatížení
- $\Delta T_{ha150\%}$ je oteplení mezi chladičem a okolím při 150% zátěži
- R_{thtr} je teplotní odpor mezi termostatem a chladičem = 21,7 °C/kW
- $T_{amb-max}$ je maximální teplota okolí 35 °C

Výsledné nastavení termostatů odpovídá:

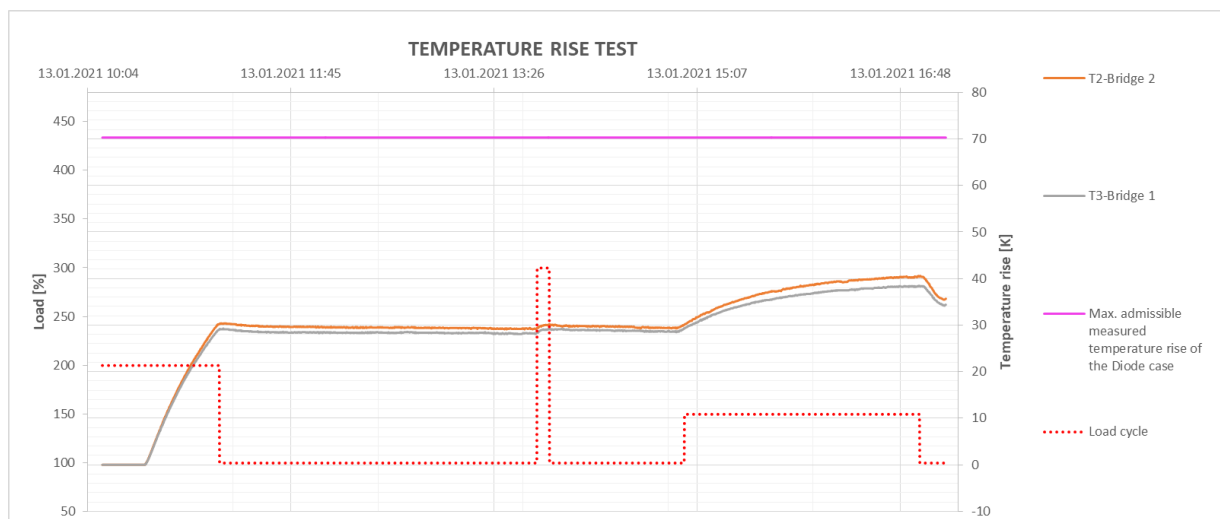
$$T_{alarm} < T_{thermostat} < T_{trip} \quad (2.38)$$

$$T_{alarm} = 70 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_{trip} = 75 \text{ } ^\circ\text{C} \quad [10]$$

2.2.4 Příklad oteplovacího cyklu

Na *obrázku 2.2.6* je záznam tepelného testu, který byl provedený na oddělení testu firmy Sécheron Hasler CZ, spol. s r.o. Jedná o dva paralelně spojené třífázové můstkové usměrňovače, které dohromady tvoří šestifázový můstkový usměrňovač. Teplotní čidla jsou umístěna na vrchních chladičích diod jednotlivých můstků v blízkosti PN přechodu, jelikož se jedná o nejteplejší místa usměrňovače. K ověření termálního modelu by byl na navrženém usměrňovači proveden teplotní test odpovídající *obrázku 2.2.6*.



OBRÁZEK 2.2.6 PŘÍKLAD PROVEDENÉHO TEPELNÉ TESTU

3 Simulace

3.1 Matematický model

3.1.1 Usměrňovač

Nominální hodnoty pro určenou aplikaci usměrňovače na *obrázku 3.1.1* jsou:

- $U_{dn} = 900 \text{ V}$ je nominální napětí na výstupu usměrňovače
- $I_{dn} = 140 \text{ A}$ je nominální proud na výstupu usměrňovače

Střední hodnota výstupního napětí je vyjádřena jako:

$$U_{DC} = \frac{6}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{3} \cdot U_m \cdot \sin \theta d\theta \quad (3.1)$$

$$U_{DC} = U_m \cdot \frac{3\sqrt{3}}{\pi} = 1,654U_m = 900 \text{ V} \quad (3.2)$$

Efektivní hodnota výstupního napětí je vyjádřena jako:

$$U_L = \sqrt{\frac{9}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} (U_m \cdot \sin \theta)^2 d\theta} \quad (3.3)$$

$$U_L = U_m \cdot \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}} = 1,655U_m = 901 \text{ V} \quad (3.4)$$

Z těchto hodnot lze určit amplitudu vstupního fázového napětí, pro kterou platí:

$$U_m = \frac{901}{1,6564} = 543,95 \text{ V} \cong 544 \text{ V} \quad (3.5)$$

Efektivní hodnotu vstupního fázového napětí dostaneme jako:

$$U_f^{RMS} = \frac{543,95}{\sqrt{2}} = 384,63 \text{ V} \cong 385 \text{ V} \quad (3.6)$$

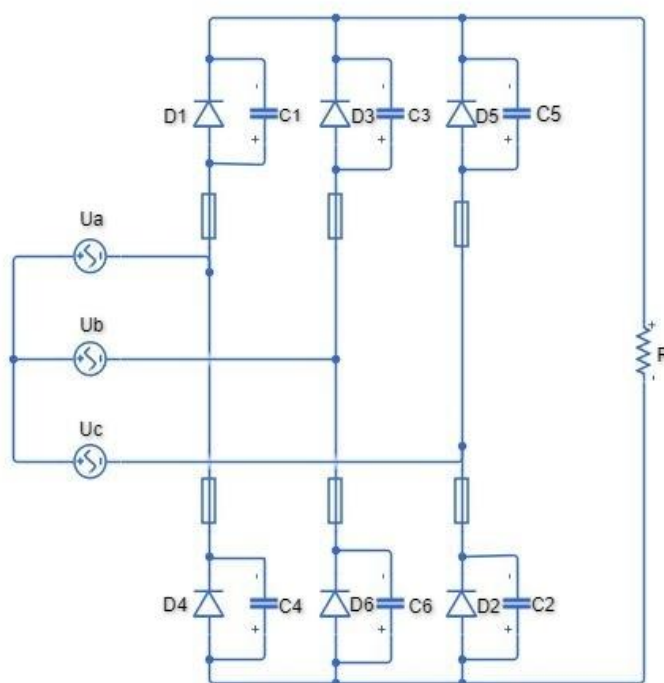
Efektivní hodnota sdruženého napětí se rovná:

$$U_s^{RMS} = U_{f-n}^{RMS} \cdot \sqrt{3} = 384,63 \cdot 1,732 = 666,17 \text{ V} \cong 666 \text{ V} \quad (3.7)$$

$$U_s^{RMS} = U_{vo} \quad (3.8)$$

Pro amplitudu sdruženého napětí platí:

$$U_{f-f}^{Peak} = U_{f-n}^{Peak} \cdot \sqrt{3} = 544,14 \cdot 1,732 = 942,47 \text{ V} \quad (3.9)$$



OBRÁZEK 3.1.1 SCHÉMA NAVRŽENÉHO USMĚRŇOVAČE S ODPOROVOU ZÁTĚŽÍ (SIMSCAPE)

Pro poměr usměrnění (*rectifier ratio*) platí:

$$\sigma = \frac{P_{dc}}{P_L} = \frac{U_{dc} \cdot I_{dc}}{U_L \cdot I_L} = \frac{(1,654 \cdot U_m)^2}{(1,655 \cdot U_m)^2} = 99,88\% \quad (3.10)$$

Efektivní hodnotu proudu, který prochází každým sekundárním vinutím transformátoru lze vyjádřit jako:

$$I_s = I_m \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0,78 I_m = 121 \text{ A}$$

Pro efektivní hodnotu proudu diodou platí:

$$I_D = I_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0,522 I_m = 81 \text{ A}$$

Form factor:

$$FF = \frac{U_L}{U_{DC}} = \frac{I_L}{I_{DC}} = \frac{1,655 \cdot U_m}{1,654 \cdot U_m} = 1,000604595$$

Činitel zvlnění:

$$RF = \sqrt{\left(\frac{U_L}{U_{DC}} \right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} = \sqrt{1,57^2 - 1} = 1,2095538 \cdot 10^{-3}$$

$$TUF = \frac{1,654^2}{1,655^2} = 0,9988 = 99,88\%$$

[5]

3.2 Výstupní charakteristika

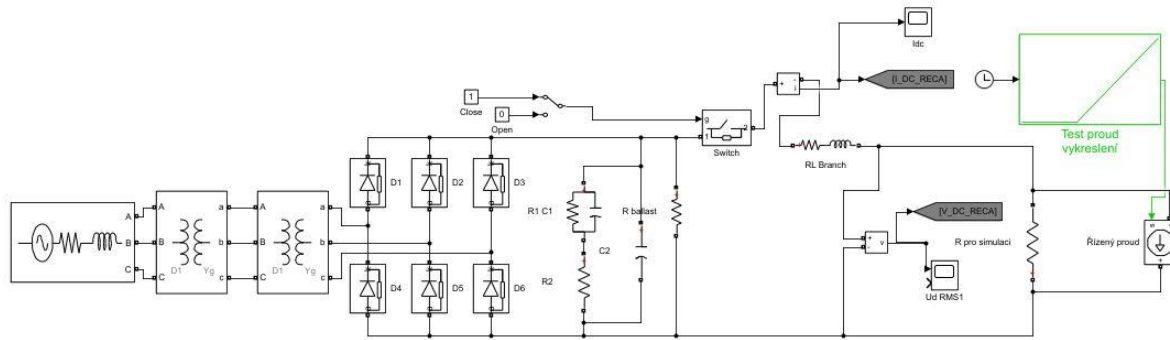
3.2.1 Model

Výstupní charakteristika bude nasimulována v Simulinku v prostředí Matlab, jelikož se jedná o teoretický návrh. Model použitý k simulaci výstupní charakteristiky je na *obrázku 3.2.1*.

Usměrňovač je napájený z transformátoru v kapitole 2.1.2. Ten je připojený k distribučnímu transformátoru TRIHAL pro průmyslové haly firmy Sécheron Hasler CZ, spol. s r.o., který je napájený z distribuční soustavy 22kV.

| TRIHAL - technická specifikace | | |
|--------------------------------|--------------|--------------|
| Parametr | Značka | Hodnota |
| Zapojení | | Dyn01 |
| Zdánlivý výkon | St | 630 kVA |
| Napětí primáru | Up | 22 kV +- 10% |
| Napětí sekundáru | Us | 400 V |
| Frekvence | f | 50 Hz |
| Poměrné napětí na krátko | Uk | 6,00% |
| Ztráty naprázdno | ΔP_n | 1100 |
| Ztráty nakrátko | ΔP_k | 7100 |

TABULKA 11 SPECIFIKACE DISTRIBUČNÍHO TRANSFORMÁTORU

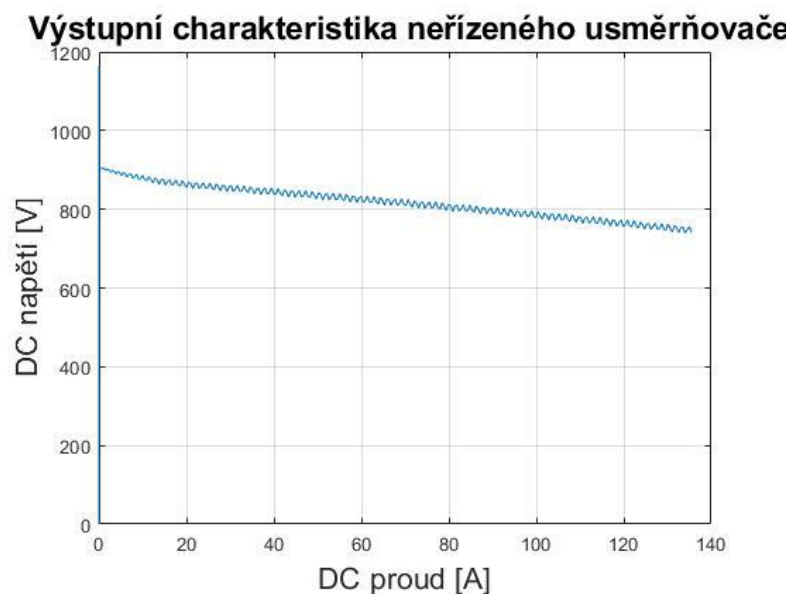


OBRÁZEK 3.2.1 MODEL SIMULACE VÝSTUPNÍ CHARAKTERISTIKY USMĚRŇOVAČE

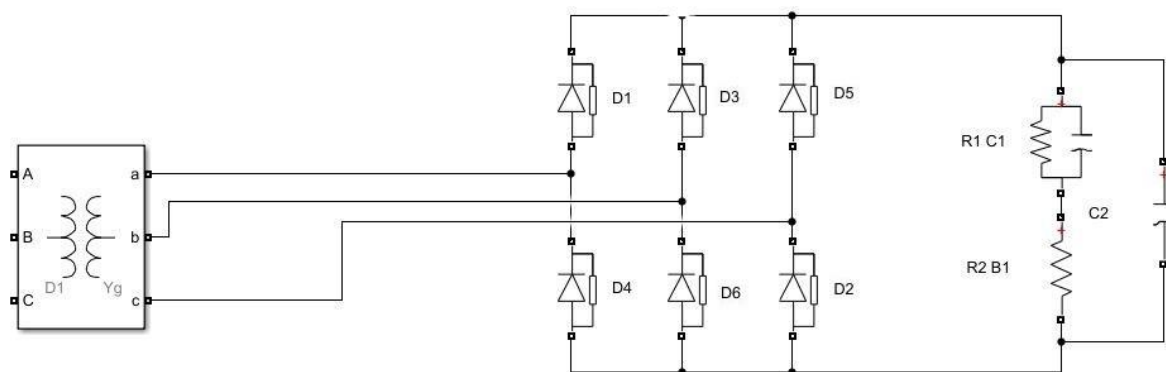
3.2.2 Charakteristika

Výstupní charakteristika usměrňovače je uvedena na *obrázku 3.2.2*. Zachycuje výstupního napětí v závislosti na výstupním proudu tedy v závislosti na zatížení. Standartní simulace výstupní charakteristiky ve firmě Sécheron Hasler CZ, spol. s r.o. obsahuje připojený RC filtr na výstupu usměrňovače podle *obrázku 3.2.3*. Tento filtr zamezuje přepětím ve stejnosměrném obvodu při krátkodobých přepětích na střídavé straně. Zamezuje také přepětí při odpojení střídavého napájení při zátěži, ale také při chodu naprázdno, jelikož proud sytící magnetický obvod transformátoru způsobí napětíovou špičku. Filtr také vyhlazuje výstupní napětí usměrňovače, ale jelikož se nejedná o jeho primární účel v této aplikaci, je kapacita nízká a vyhlazení malé. Parametry filtru jsou:

$$R_1 = 3250 \, \Omega \quad C_1 = 60 \cdot 10^{-6} \, F \quad R_2 = 2,35 \, \Omega \quad C_2 = 4 \cdot 10^{-6} \, F$$



OBRÁZEK 3.2.2 VÝSTUPNÍ CHARAKTERISTIKA NAVRŽENÉHO USMĚRŇOVAČE



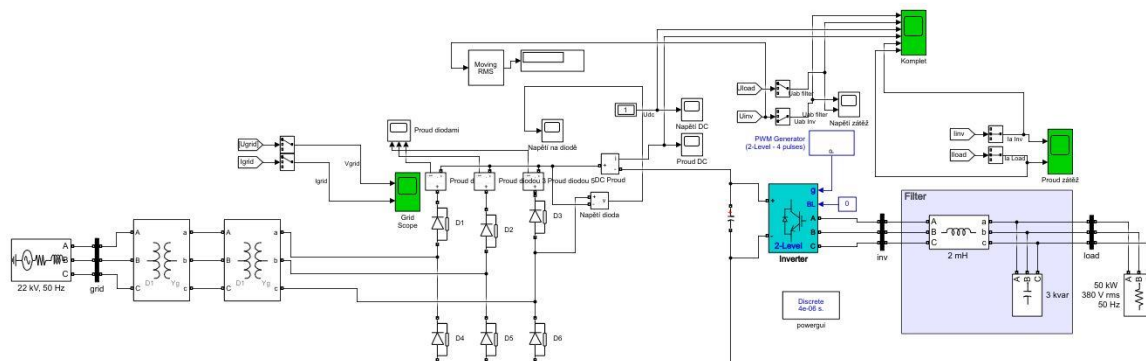
OBRÁZEK 3.2.3 ZAPOJENÍ RC FILTRU POUŽITÉM PŘI SIMULACI EXTERNÍ CHARAKTERISTIKY

4 Zhodnocení

4.1 Simulace v zapojení se střídačem

4.1.1 Model

Model použitý k simulaci provozního stavu usměrňovače při testu je na *obrázku 4.1.1*. Usměrňovač je napájený z transformátoru v kapitole 2.1.2. Ten je připojený k distribučnímu transformátoru pro průmyslové haly firmy Sécheron Hasler CZ, spol. s r.o., který je napájený z distribuční soustavy 22kV. Stejnoustranný obvod obsahuje kondenzátor o kapacitě $C_S = 5$ mF, který napájí stejnosměrnou stranu napěťového střídače. Kondenzátor zajišťuje schopnost dodat energetické pulsy bez poklesu napětí. Polovodičové součástky použité ve střídači jsou tranzistory IGBT. Střídač je ovládaný generátorem PWM. Frekvence nosného signálu je $f_c = 2000$ Hz a frekvence modulačního signálu je $f_m = 50$ Hz. Modulační index odpovídá hodnotě $m = 0,8$. Touto Na výstupu střídače je zapojen LC filtr, který filtruje výstupní veličiny z invertoru. Porovnání nefiltrovaných a filtrovaných veličin je uvedeno níže. Model je přiložen jako příloha diplomové práce.

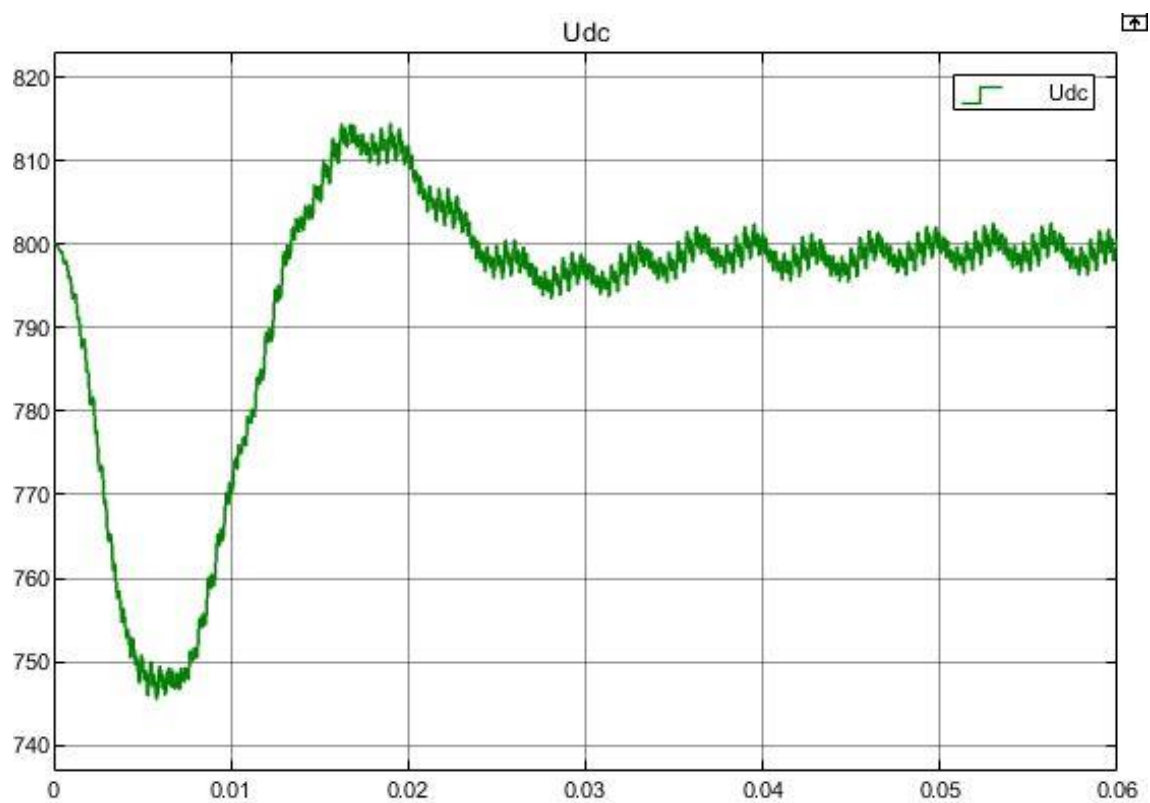


OBRÁZEK 4.1.1 MODEL OBVODU NAVRŽENÉHO USMĚRŇOVAČE ZATÍŽENÉHO STŘÍDAČEM NAPĚŤOVÉHO TYPU

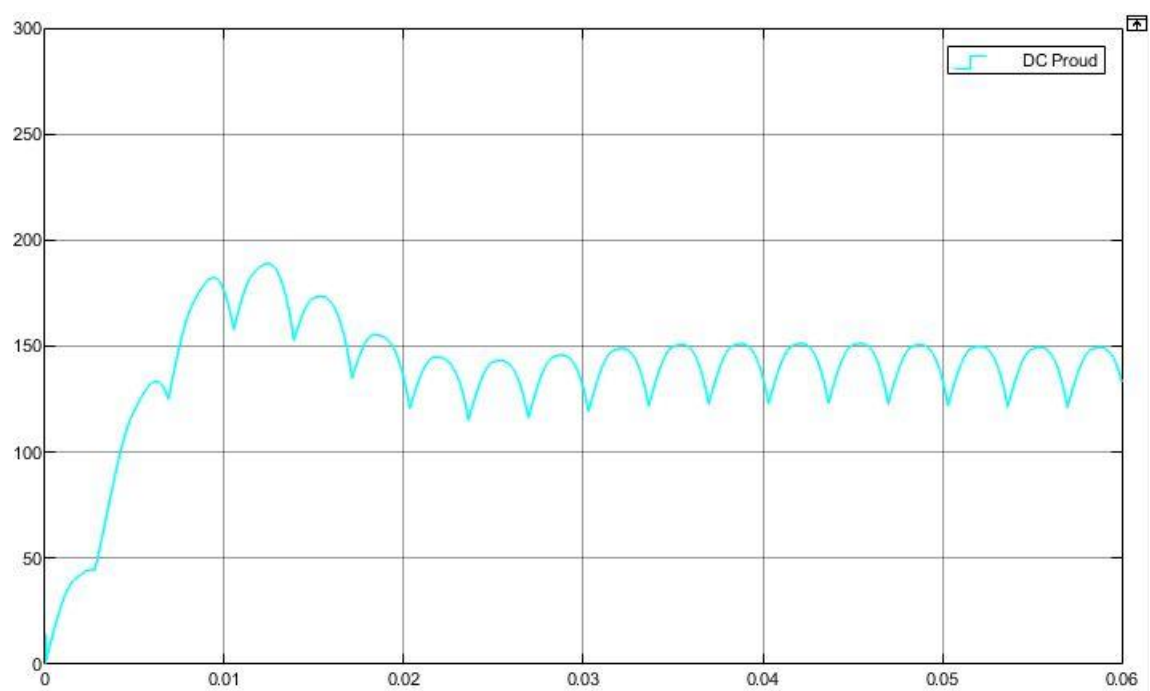
4.1.2 Stejnoustranný obvod

Obrázek 4.1.2 znázorňuje průběh napětí v stejnosměrném meziobvodu. Na ose Y je uvedena amplituda proudu v ampérech. Osa X znázorňuje čas v sekundách. Z důvodu simulace provozu obvodu po prvotním nabití kapacity je kondenzátor na začátku průběhu již nabit na hodnotu $U_c = 800$ V. Průběh nabíjení kapacity z nulové hodnoty je uveden na *obrázku 4.1.4*.

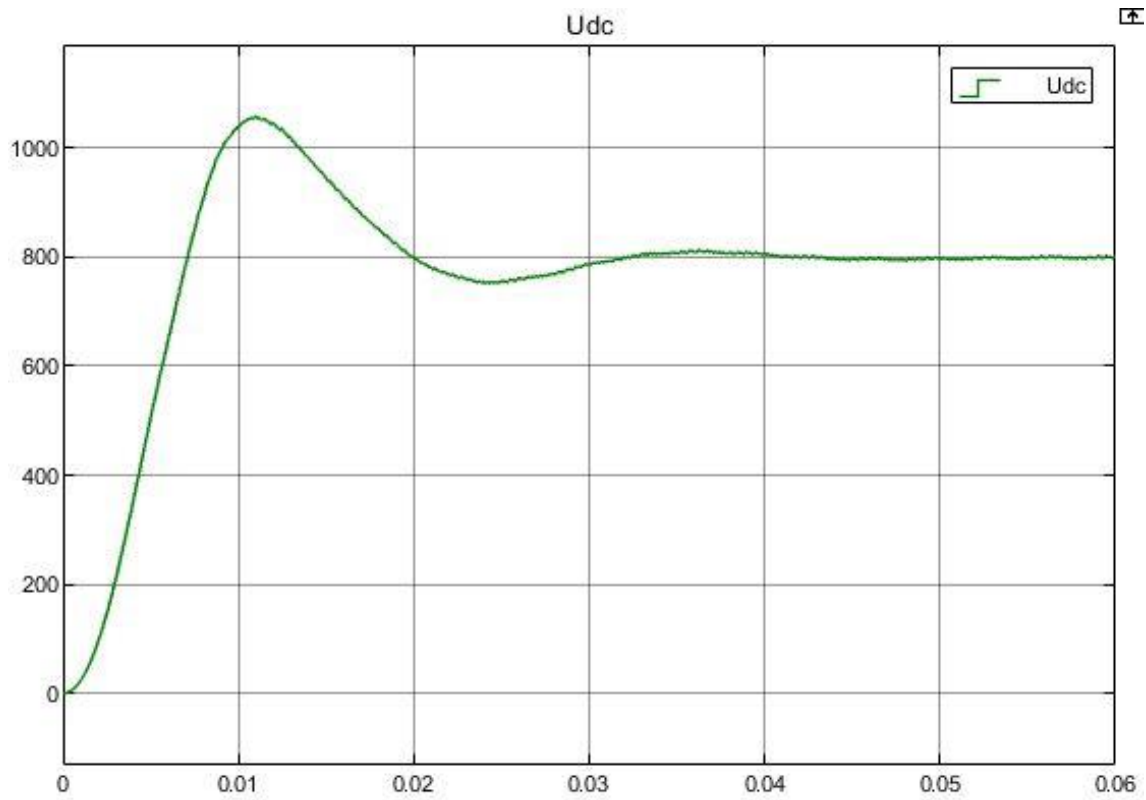
Na *obrázku 4.1.3* je uveden průběh proudu ve stejnosměrném obvodu, tedy na výstupu usměrňovače. Na počátku průběhu mezi 0 a 0,2 s lze pozorovat proudovou špičku způsobenou nabíjením kondenzátoru. Proudovou špičku při nabíjení zcela vybitého kondenzátoru zachycuje *obrázek 4.1.5*.



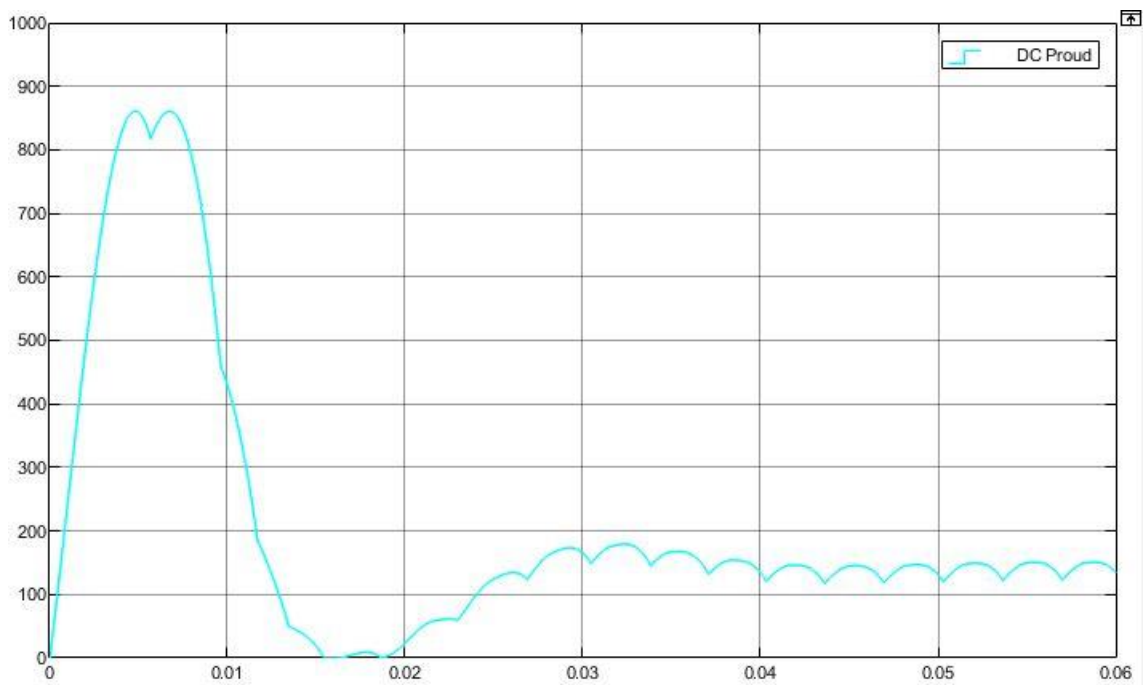
OBRÁZEK 4.1.2 PRŮBĚH NAPĚTÍ VE STEJNOSMĚRNÉM OBVODU



OBRÁZEK 4.1.3 PRŮBĚH PROUDU VE STEJNOSMĚRNÉM OBVODU V ZÁVISLOSTI NA ČASE



OBRÁZEK 4.1.4 PRŮBĚH NAPĚTÍ PŘI NABÍJENÍ KAPACITY Z NULOVÉ HODNOTY VE STEJNOSMĚRNÉM OBVODU



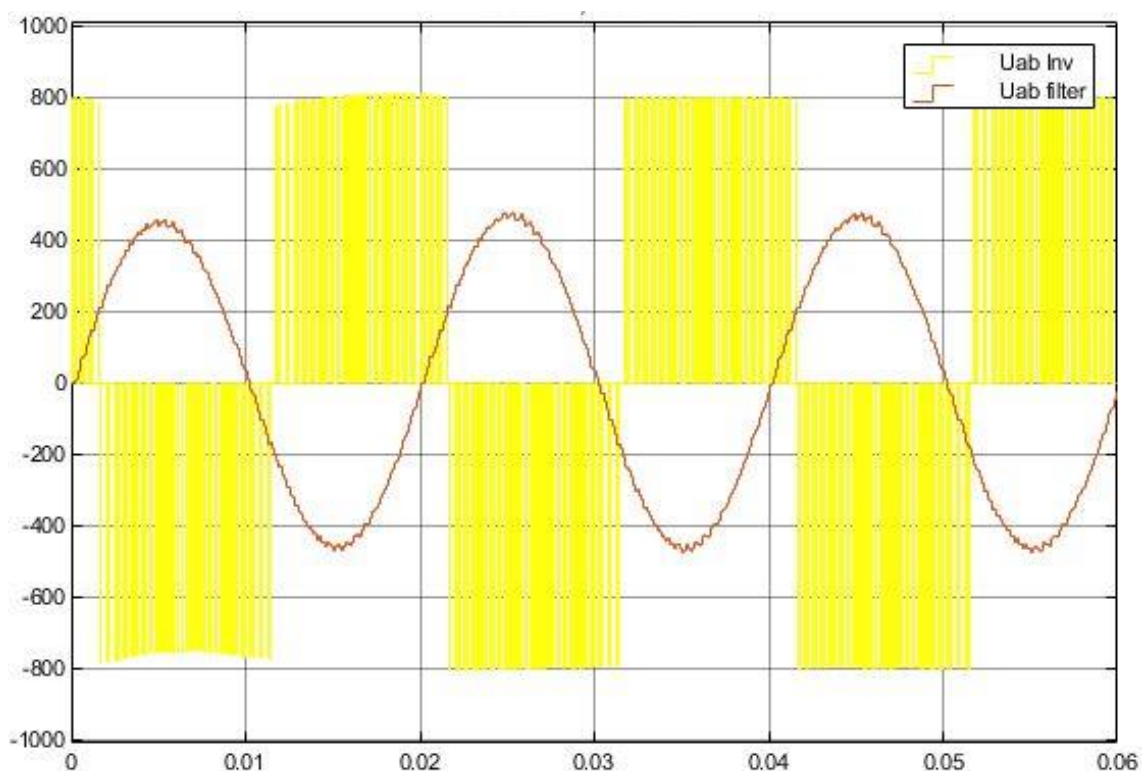
OBRÁZEK 4.1.5 PRŮBĚH PROUDU PŘI NABÍJENÍ KAPACITY Z NULOVÉ HODNOTY VE STEJNOSMĚRNÉM OBVODU

4.1.3 Výstup střídače

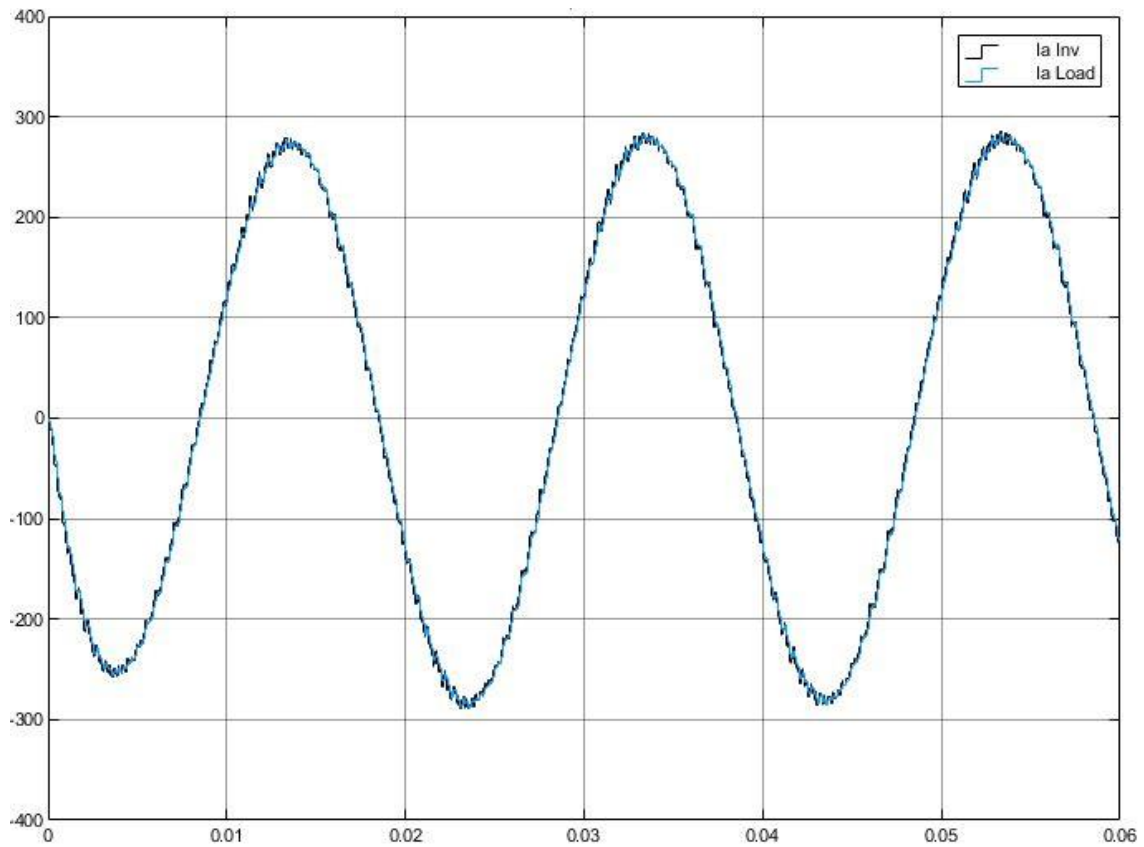
Výstup střídače odpovídá třífázovému napětovému střídači s odporovou zátěží spojenou do trojúhelníku, který je řízený pulsně šířkovou modulací. Toto řízení je popsáno v kapitole 1.5.3. Mezi výstupem střídače a zátěží je umístěný LC filtr s parametry indukčnosti $L = 2\text{mH}$ a kapacity $Q_c = 3\text{ kvar}$. Na obrázku 4.1.6 je uveden průběh napětí na výstupu ze střídače, který má charakteristický pulsní obdelníkový tvar odpovídající PWM a vyfiltrovaný průběh toho napětí v co nejsinusovější průběh. Na obrázku 4.1.7 je vykreslena průběh výstupního proudu střídače.

Výstupní proud má díky PWM minimálně deformovaný sinusový průběh a z porovnání proudu před a za filtrem lze pozorovat, že proud i při požadavku na co nejsinusovější průběh není při odpovídajícím PWM řízení nutné filtrovat.

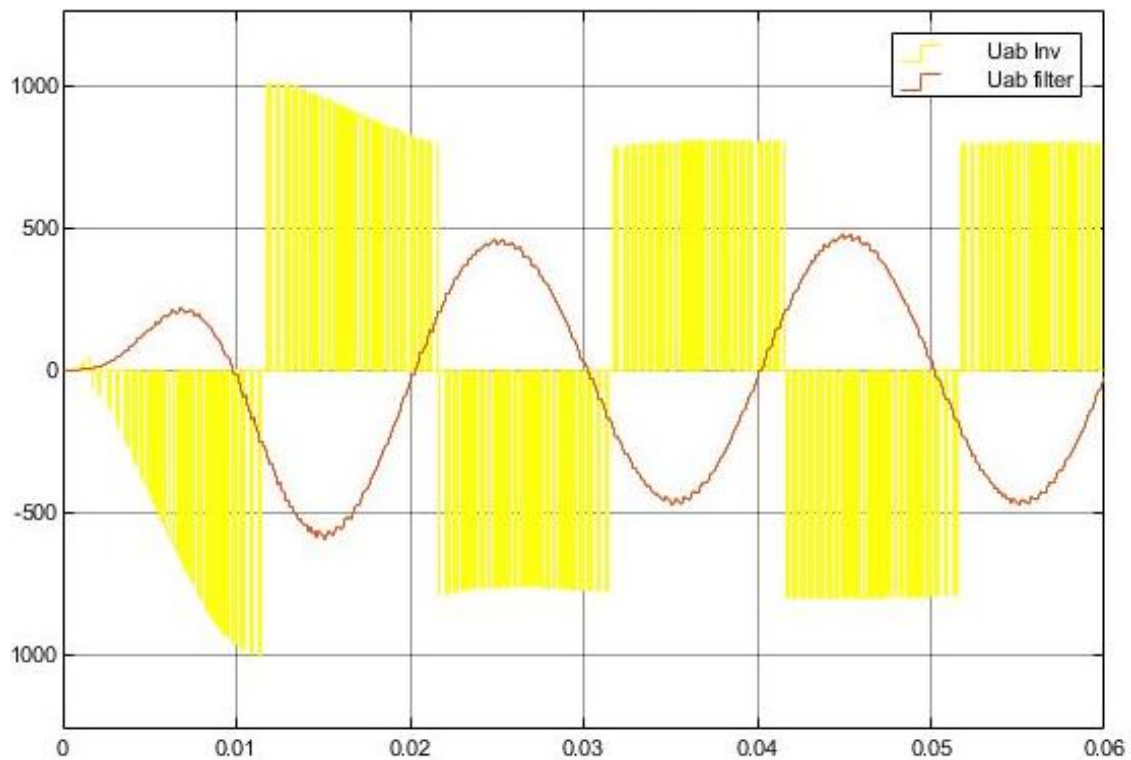
Na obrázku 4.1.8 a 4.1.9 je zachycen průběh napětí a proudu na výstupu střídače při nabíjení kapacity ve stejnosměrném obvodu.



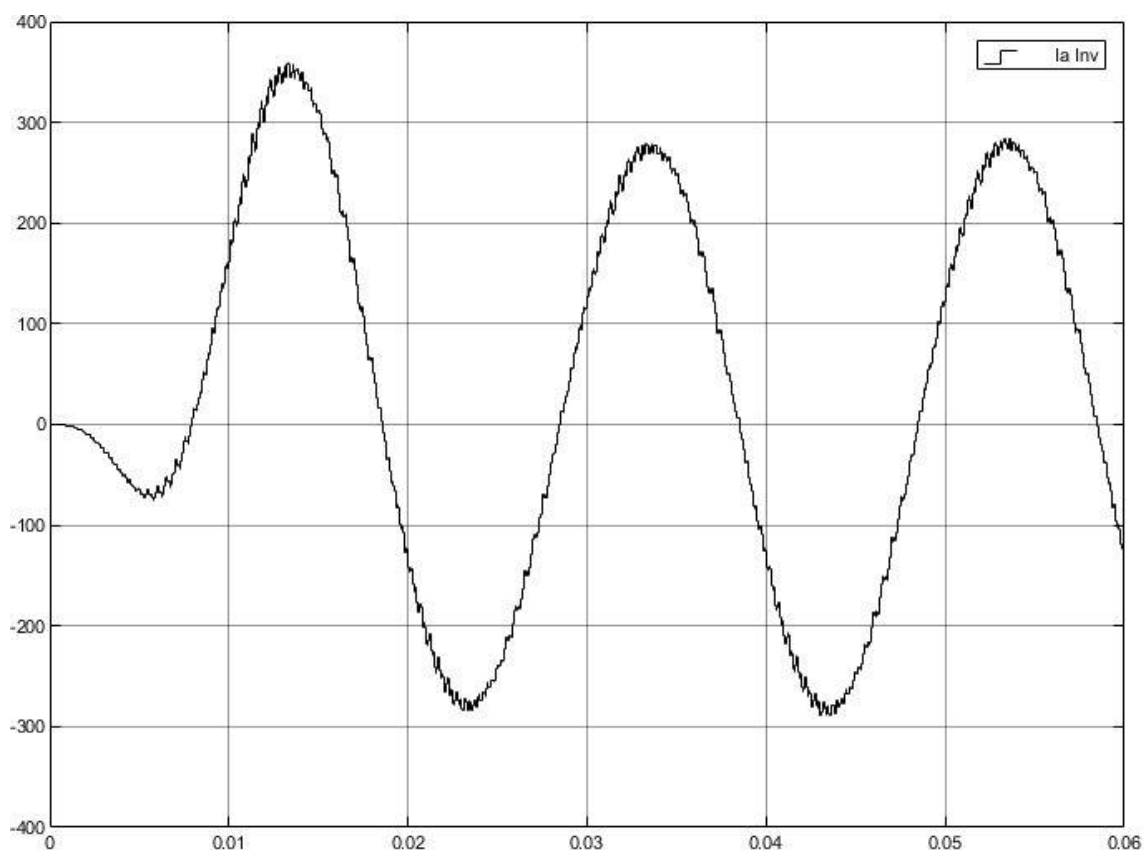
OBRÁZEK 4.1.6 VÝSTUPNÍ NAPĚTÍ NAPĚTOVÉHO STŘÍDAČE ODPOVÍDAJÍCÍ PWM PŘED A ZA LC FILTREM



OBRÁZEK 4.1.7 VÝSTUPNÍ PROUD NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE ODPOVÍDAJÍCÍ PWM PŘED A ZA LC FILTREM



OBRÁZEK 4.1.8 PRŮBĚH NAPĚTÍ NA VÝSTUPU STŘÍDAČE PŘI NENABITÉ KAPACITĚ STEJNOSMĚRNÉHO OBVODU

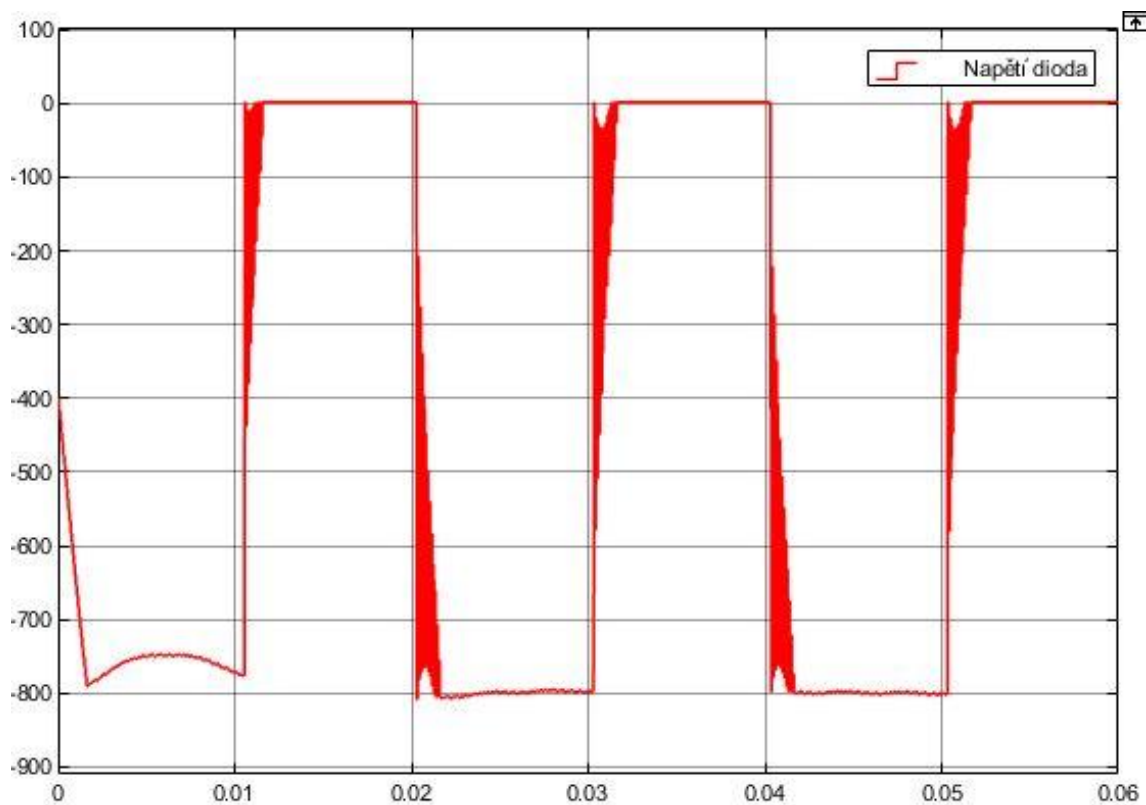


OBRÁZEK 4.1.9 PRŮBĚH PROUDU NA VÝSTUPU STŘÍDAČE PŘI NENABITÉ KAPACITĚ

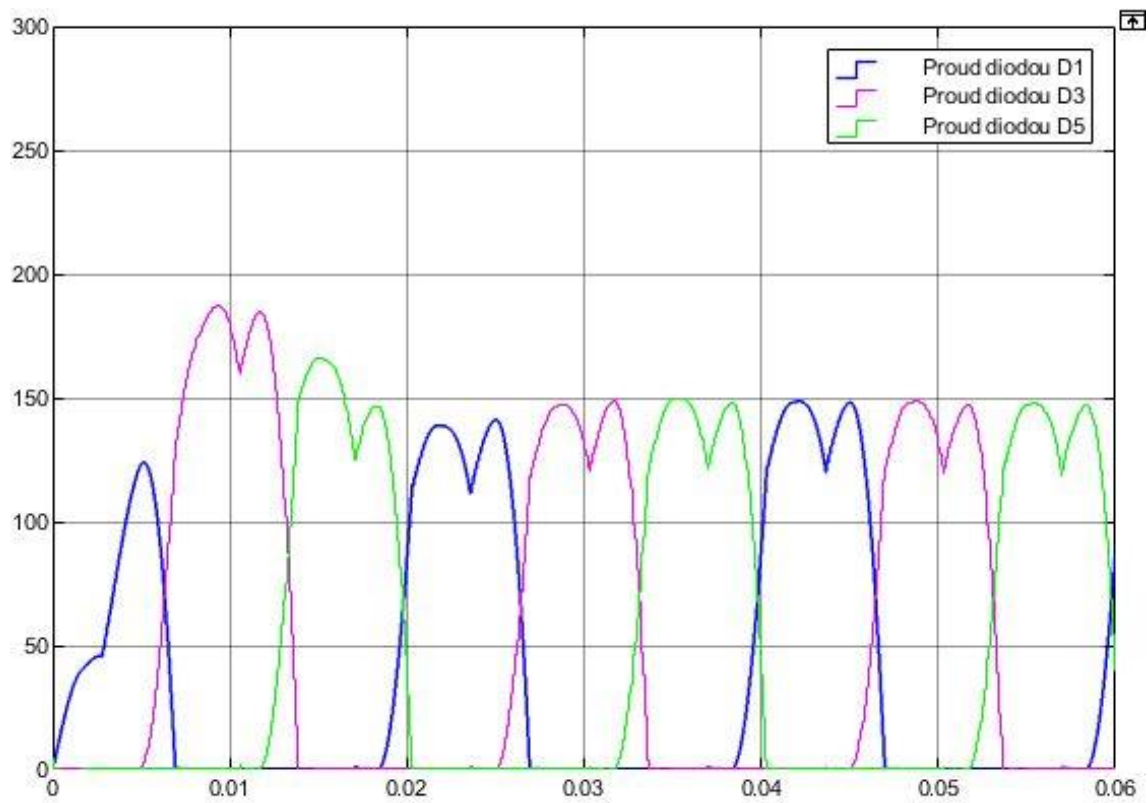
4.1.4 Ověření dimenzování polovodičové diody

V simulaci lze také ověřit vhodnost vybrané diody pro tuto aplikaci. Dimenzování diody je ověřeno v zapojení se střídačem s tranzistory IGBT, kvůli přítomnosti kapacity v stejnosměrném obvodu, která dále zatěžuje diodu. V obvodu s tyristorovým invertorem by nemusel být tato kapacita v stejnosměrném obvodu přítomna, jelikož pro tyristor odpadá nutnost vyhlazeného vstupu. Mezi hlavní parametry ověřené simulací patří maximální opakovatelné závěrné napětí U_{RRM} , propustný proud I_F a špičkový propustný proud. Z průběhů na *obrázcích 4.1.10 a 4.1.12* lze pozorovat hodnotu napětí v závěrném a propustném směru. Při nabíjení kapacity se na diodě vyskytuje špičkové napětí dosahující hodnoty $U_{RM} \cong 1100 \text{ V}$ s připočítáním 10% procent vzhledem k parametru napětí sekundárního vinutí transformátoru $U_S = 650 \pm 10\%$ je vhodné dimenzovat diodu na nejméně $U_{RM} = 1210 \text{ V}$. Hodnota maximální opakovaného závěrného napětí se po nabití kondenzátoru pohybuje $U_{RRM} \cong 800 \text{ V}$. Zvolená dioda od výrobce ABB má maximální nominální hodnotu opakovatelného závěrného napětí $U_{RRM} = 1700 \text{ V}$, tudíž zvolené aplikaci vyhovuje. Dle katalogové hodnoty je napětí v propustném směru $U_F = 1,8 \text{ V}$. Další hodnotou důležitou pro výběr polovodičové diody je maximální opakovatelný proud v propustném směru a maximální špičkový proud v propustném směru. Pokud uvažujeme kapacitu ve

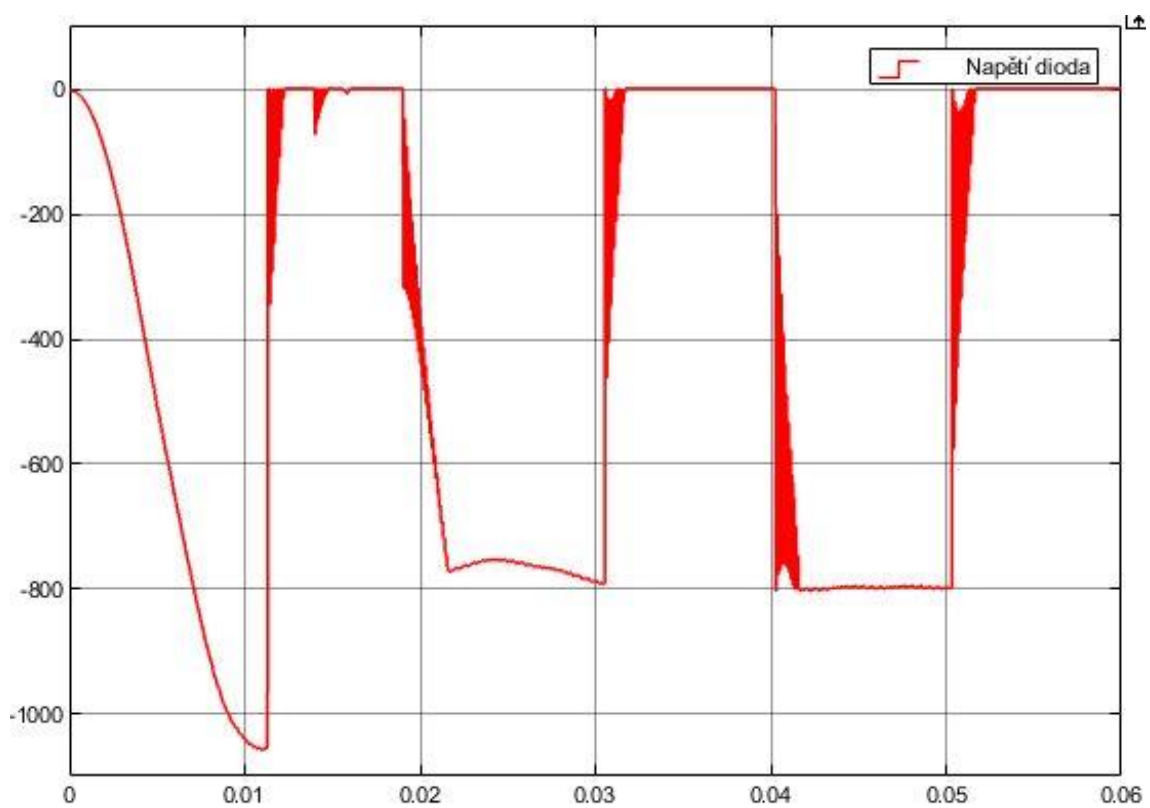
stejnosemárném obvodu nabitou na hodnotu $U_c = 800\text{ V}$ a simulujeme provoz obvodu, je dle průběhu na *obrázku 4.1.11*. špičkový proud diodou D3 $I_{FM} \cong 180\text{ A}$ a opakovaný proud v propustném směru $I_F \leq 150\text{ A}$. Vybraná dioda má katalogové hodnoty maximálního špičkového proudu $I_F = 300\text{ A}$ a maximálního opakovatelného propustného proudu $I_F = 150\text{ A}$. Pro provoz usměrňovače s již nabitou kapacitou na výstupu by tedy vybrané diody vyhovovaly. Pokud je kapacita vybita je dle *obrázku 4.1.13*. špičkový proud diody D1, která vede jako první $I_{FM} \cong 820\text{ A}$. Proud další diody ve vedení D3 také převyšuje hodnotu špičkového proudu v propustném směru $I_{FM} = 300\text{ A}$. Podle nasimulovaných průběhů proudu diodami při nabíjení kapacity ve stejnosměrném obvodu, lze tedy předpokládat, že by vybraný typ diody nevyhovoval. Pro aplikaci s kapacitou ve stejnosměrném obvodu je tedy nutné omezit špičkový proud při nabíjení kapacity. Možným řešením je zapojení předbíjecího obvodu (*pre-charge circuit*), který může být realizován dvěma stykači a odporem. Odpor s jedním stykačem je připojen paralelně ke druhému stykači s kondenzátorem. Před sepnutím druhého stykače u kondenzátoru a tím jeho připojením je kondenzátor nabit sepnutím prvního stykače a tím připojením odporu. Při zapojení předbíjecího obvodu lze vycházet z průběhů v simulaci s nabitou kapacitou na *obrázcích 4.1.10 a 4.1.11*. Diody tedy vybrané aplikaci vyhovují.



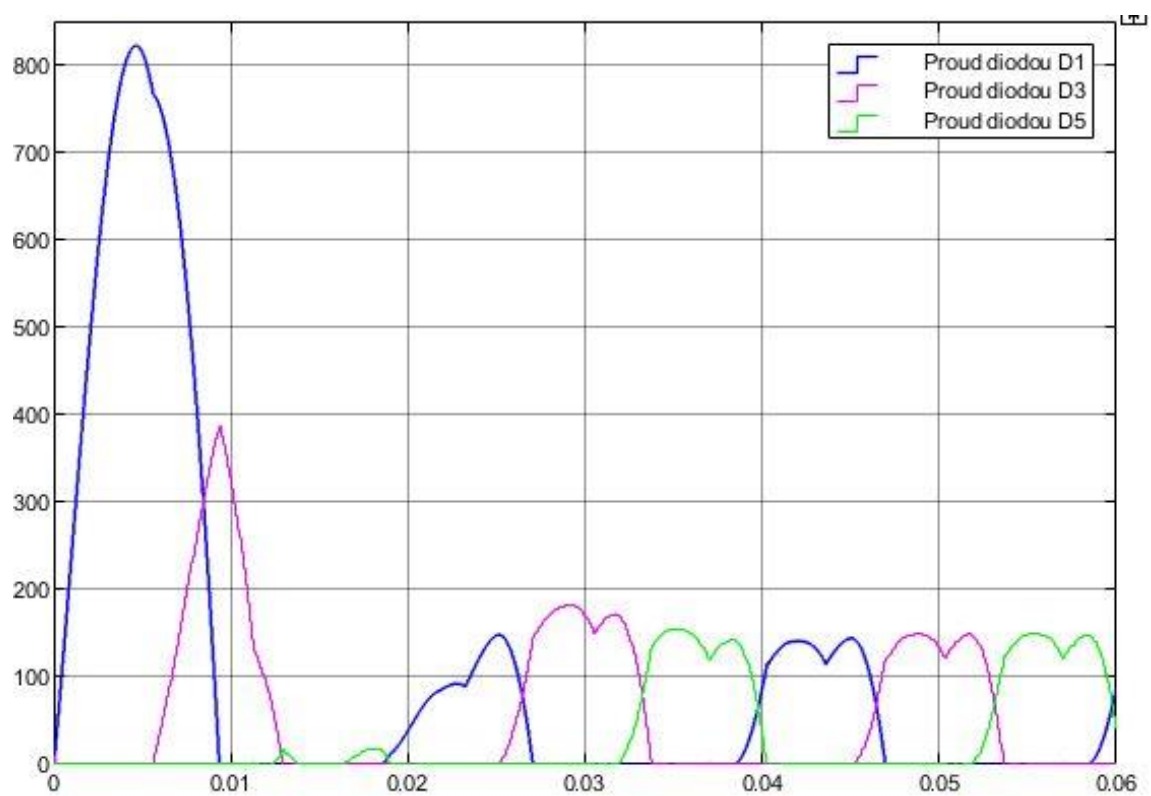
OBRAZEK 4.1.10 PRŮBĚH NAPĚTÍ NA DIODĚ S PŘED NABITOU KAPACITOU



OBRÁZEK 4.1.11 PROUD DIODAMI S PŘED NABITOU KAPACITOU



OBRÁZEK 4.1.12 PRŮBĚH NAPĚTÍ NA DIODĚ PŘI NABÍJENÍ KAPACITY



OBRÁZEK 4.1.13 PROUD DIODAMI PŘI NABÍJENÍ KAPACITY

Závěr

Tato diplomová práce se zabývala návrhem usměrňovače pro zkoušky trakčních střídačů. Tento návrh je součástí úvodní studie rozšíření oddělení testu trakčních měničů ve firmě Sécheron Hasler CZ, spol. s.r.o.

Usměrňovač má být součástí zkušebního obvodu pro zkoušky řízených usměrňovačů pracujících v invertorovém chodu a zkoušky napěťových střídačů. Vstupní parametry usměrňovače odpovídají transformátoru na oddělení testu ve firmě Sécheron Hasler CZ, spol. s.r.o. Jako nejvhodnější zapojení usměrňovače bylo zvoleno můstkové zapojení s polovodičovými diodami. Vzhledem k vyšší náročnosti na usměrněné veličiny byla simulace provedena v zapojení s napěťovým střídačem s tranzistorem IGBT.

Navržený usměrňovač se skládá z šesti polovodičových diod, které jsou oboustranně vybaveny hliníkovým chladičem. Diody jsou dále vybaveny kapacitními snubbery. Funkci ochranného prvku v obvodu kromě snubberů zastává také šest výkonových pojistek. Všechny tyto komponenty byly vybrány s ohledem na výpočty uvedené v praktické části práce.

Praktická část dále obsahuje termální model usměrňovače s ohledem na vybrané součástky. Jako třída zatížení je považována třída VI. Standardní ochranou usměrňovačů ve firmě Sécheron Hasler CZ, spol. s.r.o. je využití termostatů pro dvě úrovně teploty, proto je výpočet těchto teplot uveden v praktické části, ale termostaty jako takové nejsou součástí návrhu. Při použití těchto ochrany by musel být usměrňovač vybaven ovládacím obvodem, který by při sepnutí termostatů posílal signály například na vypínač střídavého přívodu. Ztráty v tomto ovládacím obvodu nejsou zohledněny v termálním modelu. Jedná se o informativní parametr, který by mohl být použit v dalších fázích studie. Oteplení polovodičového přechodu a chladičů nepřesáhlo katalogovou hodnotu maximální teploty udávanou výrobcem. Po reálné výrobě usměrňovače je nutno vypočítaný termální model ověřit tepelným testem.

Simulace byla provedena v programu Matlab Simulink. Jako první byla provedena simulace výstupní charakteristiky usměrňovače. Výstupem této simulace je graf závislosti výstupního stejnosměrného napětí na výstupním stejnosměrném proudu. Dále byla provedena simulace usměrňovače v zapojení se střídačem. Hlavními sledovanými parametry byly proud a napětí v meziobvodu na výstupu usměrňovače a na výstupu střídače. Dalšími důležitými parametry pro celkové zhodnocení návrhu jsou proud a napětí polovodičové. S využitím těchto parametrů, které byly v simulaci také sledovány, je možné ověřit vhodnost vybrané součástky

z hlediska napěťového a proudového dimenzování. Výsledky s krátkým komentářem jsou uvedeny v poslední kapitole práce.

Při ověřování dimenzování diod v obvodu s nenabitou kapacitou byla zachycena proudová špička přesahující maximální špičkový propustný proud dle katalogových hodnot vybrané polovodičové diody. Pro použití usměrňovače s kapacitou na výstupu je nutné tuto kapacitu vybavit předbíjecím obvodem a usměrňovač připojovat k již nabitě kapacitě.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] PAVELKA, J., ČEREŠOVSKÝ, Z., LETTL, J., 2009. *Výkonová elektronika*. Praha: České vysoké učení technické v Praze
- [2] MASWOOD, I., A., 2001. *The Power Diode*. Nanyang Avenue, Singapore: Nanyang Technological University
- [3] SPŠE MOHELNICE, *Diody* [online]. [cit. 27.4.2021]. Dostupné z: <http://old.spsemoh.cz/vyuka/zel/diody.htm>
- [4] Frik.cz, *Dioda (Diode)* [online] © 2013. [cit. 20.4.2021]. Dostupné z: http://www.frik.cz/elektro/components/diode_cs.php
- [5] CHOW, H., L., LEE, Y., 2001. *Diode Rectifiers*. Hong Kong: University Hung Hom
- [6] LEZANA, P., RODRIGUEZ, J., 2001. *Single-phase Controlled Rectifiers*. Santa Maria, Valparaiso, Chile: Universidad Técnica Federico
- [7] DIXON, J., W., 2001. *Three-phase Controlled Rectifiers*. Santiago, Chile: Pontificia Universidad Católica de Chile
- [8] Technická univerzita v Liberci. IPo Modernizace didaktických metod a inovace výuky technických předmětů CZ.1.07/2.2.00/28.0050. *Strídavé měniče*. © 2014. Dostupné z: <https://docplayer.cz/11555268-Stridave-menice-prednasky-vykonova-elektronika.html>
- [9] Pantech, 2020. *Introduction to Controlled Rectifiers* [online], Dostupné z: <https://www.pantechsolutions.net/blog/introductions-to-controlled-rectifiers/>
- [10] YALAK, O. 2017. *S00599 – Thomson line rectifier technical clarification – rectifier calculation note*. Geneva: Internal document of Sécheron SA
- [11] CEI/IEC 60747-2:2000. *Rectifier diodes*. Geneva: International Electrotechnical Commission, 2000.
- [12] *PN přechod* [online], poslední aktualizace 20.3.2021 06:57 [cit. 20.4.2021], Wikipedie. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/PN_p%C5%99echod
- [13] ABB Switzerland Ltd. [online katalogový list]. *5SLY 12J1700*. © 2014 [cit. 2.5.2021]. Dostupné z: <https://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=5SYA%201688-04&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>
- [14] Mecc.AL S.r.l. [online katalogový list]. *T240 112*. [cit. 16.5.2021]. Dostupné z: <https://elektronika.mcc.pl/system/files/815/t240-112-meccal.pdf>

[15] Cefem Group. [online katalogový list]. *PQS47NBPPCS*. [cit. 16.5.2021]. Dostupné z: <https://cefem-group.com/wp-content/uploads/2017/11/snubber.pdf>

[16] Mersen s.r.o. [online katalogový list]. *M300299*. © 2012 [cit. 16.5.2021]. Dostupné z: https://eltron.pl/_upload/shopfiles/product/100/734/743/100734743.pdf

[17] SETZ, T. 2013. *Applying fast recovery diodes*. Geneva, Switzerland: ABB Switzerland Ltd.

[18] EN 50329. Traction transformers. City of Brussels, Belgium: CENELEC, 2003.