



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

ZDROJ PROUDU PRO OTEPLOVACÍ ZKOUŠKY ROZVADĚČŮ

CURRENT SOURCE FOR THE SWITCHGEAR THERMAL TEST

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jiří Košíček

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

BRNO 2016



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Jiří Košíček

ID: 145478

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Zdroj proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Analyzujte možnosti systémového řešení polovodičového zdroje střídavého proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů. Zdroj bude napájen ze sítě 3x400V. Maximální hodnota výstupního proudu bude přibližně 120A, výstupní kmitočet 50Hz, 60Hz, nebo proměnný v rozsahu 16,66Hz až 250Hz.
2. Z možných řešení vyberte nejvhodnější variantu a proveďte podrobný obvodový návrh výkonových obvodů.
3. Určete ztrátové výkony všech aktivních i pasivních součástek měniče, navrhnete chladicí systém.
4. V prostředí Matlab-Simulink sestavte matematický model výkonových i řídicích obvodů a simulací ověřte funkci celého systému, především regulačních kybernetických smyček.
5. Ve spolupráci se zadávající firmou proveďte detailní konstrukční návrh celého zařízení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.

Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 21.9.2015

Termín odevzdání: 24.5.2016

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

Konzultant diplomové práce:

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem polovodičového zdroje pro účely laboratorních měření rozvaděčů. Navržený zdroj je schopen pracovat s frekvencí 16-250Hz, přičemž splňuje požadovanou hodnotu zkreslení napětí i proudu. V práci jsou představeny teoretické poznatky týkající se různých typů měničů bez transformátoru. Dále je proveden obvodový návrh zdroje, který zahrnuje výpočet požadovaných vlastností jednotlivých komponent, jejich výběr z nabídky jednotlivých výrobců, a následně je vytvořeno celkové konstrukční řešení. Nakonec je popsána regulace a řízení navrženého zdroje a je zhodnocena jeho funkce.

Abstract

This thesis describes the design of semiconductor source for laboratory measurements of switchgears. The proposed source is able to use 16-250Hz frequency, fulfilling the standard value of voltage and current distortion. There are explained the theoretical knowledge of various types of inverters without transformer in the thesis. Furthermore, a circumferential proposal of source is made, which includes calculating the desired properties of individual components, their choice from offers from various manufacturers, and subsequently is constructed the total design solution. It is described the control and management of designed source and it is evaluated for the function finally.

Klíčová slova

Jednofázový střídač; zdroj proudu

Keywords

Single-phase inverter; current source

Bibliografická citace

KOŠÍČEK, J. ZDROJ PROUDU PRO OTEPLOVACÍ ZKOUŠKY ROZVADĚČŮ.
Diplomová práce. Brno: Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, FEKT VUT v Brně,
2016, 83 stran. Vedoucí diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

Prohlášení

Prohlašuji, že svou semestrální práci na téma Zdroj proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrální práce Doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce. Dále pak Ing. Ivu Pazderovi Ph.D. za pomoc s nastavením řídicích obvodů, Ing. Petru Hutákovi Ph.D. za pomoc s výpočtem regulace a Ing. Emilu Kalinovi Ph.D. za zprostředkování tohoto zadání od firmy ABB a za veškerou pomoc. Rovněž bych za podporu rád poděkoval své rodině a přítelkyni.

V Brně dne Podpis autora



Obsah

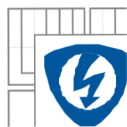
SEZNAM OBRÁZKŮ.....	8
SEZNAM TABULEK	10
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	11
1 ÚVOD.....	15
2 DĚLENÍ A TOPOLOGIE STRÍDAČŮ	16
2.1 ROTAČNÍ MĚNIČE FREKVENCE	16
2.2 STATICKE MĚNIČE FREKVENCE	16
2.2.1 JEDNOFÁZOVÝ STRÍDAČ.....	17
2.2.2 TŘÍFÁZOVÝ STRÍDAČ	17
3 NÁVRH REGULOVANÉHO ZDROJE STRÍDAVÉHO PROUDU	19
3.1 JISTIČ, VYPÍNAČ, STYKAČE.....	19
3.2 PŘEDŘADNÉ ODPORY	20
3.3 VSTUPNÍ FILTR	21
3.4 USMĚRŇOVAČ S NAPĚŤOVÝM MEZIOBVODEM	22
3.5 LC FILTR NAPĚŤOVÉHO MEZIOBVODU.....	24
3.5.1 NÁVRH TLUMIVKY	24
3.5.2 KONDENZÁTOR	26
3.6 JEDNOFÁZOVÝ STRÍDAČ	27
3.7 VÝSTUPNÍ LC FILTR.....	29
3.7.1 VZDUCHOVÁ TLUMIVKA	29
3.7.2 TLUMIVKA SE ŽELEZNÝM JÁDREM	31
3.7.3 TLUMIVKA SE ŽELEZNÝM JÁDREM TYPU C.....	32
3.7.4 TLUMIVKA S FERITOVÝM JÁDREM.....	34
3.7.5 VÝSTUPNÍ KONDENZÁTOR	35
3.8 ZÁTĚŽ ZDROJE PROUDU.....	36
4 KONSTRUKČNÍ ŘEŠENÍ.....	37
4.1 VÝPOČET ZTRÁT NA USMĚRŇOVAČI.....	37
4.2 NÁVRH CHLADIČE USMĚRŇOVAČE	37
4.3 VÝPOČET ZTRÁT NA JEDNOFÁZOVÉM STRÍDAČI	38
4.4 NÁVRH CHLADIČE JEDNOFÁZOVÉHO STRÍDAČE	38
4.5 VOLBA VENTILACE.....	39
4.6 KONSTRUKČNÍ NÁVRH ZDROJE	41
5 REGULACE VÝSTUPNÍCH VELIČIN MĚNIČE	43
5.1 PROSTÁ REGULACE PROUDU BEZ NAPĚŤOVÉHO OMEZENÍ.....	43
5.2 KASKÁDNÍ REGULACE NAPĚTÍ SE STRÍDAVOU NAPĚŤOVOU SMYČKOU.....	49
5.3 KASKÁDNÍ REGULACE NAPĚTÍ SE STEJNOSMĚRNOU NAPĚŤOVOU SMYČKOU.....	53
5.3.1 VÝPOČET AMPLITUDY.....	53
5.3.2 OVĚŘENÍ KASKÁDNÍ REGULACE NAPĚTÍ SE STEJNOSMĚRNOU NAPĚŤOVOU SMYČKOU	56



6 ŘÍDICÍ OBVODY	58
6.1 BUDIČE.....	58
6.2 VNITŘNÍ NAPÁJECÍ ZDROJ	59
6.3 SNÍMAČE NAPĚTÍ A PROUDU	59
7 ZÁVĚR.....	61
LITERATURA	62
PŘÍLOHY	63

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr.1-1: Blokové schéma pracoviště pro měření přístrojových transformátorů</i>	15
<i>Obr.2-1: Topologie jednofázového střídače</i>	17
<i>Obr.2-2: Topologie jednofázového střídače s jednočinným propustným měničem</i>	17
<i>Obr.2-3: Topologie třífázového střídače</i>	18
<i>Obr.2-4: Topologie střídače používaného na zkoušku více výkonových transformátorů</i>	18
<i>Obr.3-1: Celkový obvodový model navrhovaného zdroje</i>	19
<i>Obr.3-2: Šestipulsní můstkový usm. bez tlumivky $L = 0H$ zatížený odporovou zátěží 10Ω</i>	22
<i>Obr.3-3: Šestipulsní můstkový usm. s tlumivkou $L = \infty H$ zatížený odporovou zátěží 10Ω</i>	23
<i>Obr.3-4: Model navržené tlumivky</i>	26
<i>Obr.3-5: Zobrazení rozměrů kotoučové cívky</i>	30
<i>Obr.4-1: Náhradní tepelné schéma usměrňovače</i>	37
<i>Obr.4-2: Náhradní tepelné schéma střídače</i>	39
<i>Obr.4-3: Model zdroje proudu v softwaru SolidWorks</i>	42
<i>Obr.5-1: Náhrada měniče výkonovým spínačem a dolní LC propustí</i>	43
<i>Obr.5-2: Blokové schéma proudové smyčky bez napětového omezení</i>	44
<i>Obr.5-3: Blokové schéma prostého regulátoru proudu bez napětového omezení</i>	44
<i>Obr.5-4: Model výkonových obvodů proudového zdroje</i>	45
<i>Obr.5-5.: Model řídicích obvodů – prostá regulace proudu</i>	45
<i>Obr.5-6: Průběh proudu v napětovém meziobvodu, odporová zátěž $R=0,13\Omega$</i> ,.....	47
<i>Obr.5-7: Průběh napětí a proudu na odporové zátěži při $R=0,13\Omega$, proud na zátěži</i>	47
<i>Obr.5-8: Průběh proudů tlumivkou a kondenzátorem výstupního filtru</i>	48
<i>Obr.5-9: Reakce proudové smyčky na skok žádaného proudu z 0A na 60A a z 60A na 0A na</i>	48
<i>Obr.5-10: Reakce proudové smyčky na skokovou změnu amplitudy žádaného proudu z 60A na</i> ..	49
<i>Obr.5-11: Blokové schéma uzavřené napětové smyčky</i>	50
<i>Obr.5-12: Blokové schéma kaskádní regulace napětí se střídavou napětovou smyčkou</i>	50
<i>Obr.5-13: Model řídicích obvodů - kaskádní regulace napětí se střídavou napětovou smyčkou</i> ..	51
<i>Obr.5-14: Reakce napětové smyčky na skok žádaného napětí z 0V na 10V a z 10V na 0V na</i>	52
<i>Obr.5-15: Reakce napětové smyčky na skokovou změnu amplitudy žádaného napětí z 5V na</i>	52
<i>Obr.5-16: Blokové schéma kaskádní regulace napětí se stejnosměrnou napětovou smyčkou</i>	53
<i>Obr.5-17: Model výpočtu amplitudy harmonického signálu</i>	54
<i>Obr.5-18: Průběh vstupního napětí o velikosti amplitudy 0,01V a 0,02V po skokové změně</i>	54
<i>Obr.5-19: Průběh vstupního napětí o velikosti amplitudy 0,01V a 0,02V po skokové změně</i>	55



<i>Obr.5-20: Průběh vstupního napětí o velikosti amplitudy 0,01V a 0,02V po skokové změně.....</i>	<i>55</i>
<i>Obr.5-21: Model řídicích obvodů - kaskádní regulace napětí se stejnosměrnou napěťovou</i>	<i>56</i>
<i>Obr.5-22: Reakce napěťové smyčky na skokovou změnu amplitudy žádaného napětí z 10V na....</i>	<i>57</i>
<i>Obr.0-1: Výkres zdroje proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů</i>	<i>65</i>
<i>Obr.0-2: Výkres skříně zdroje proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů.....</i>	<i>65</i>
<i>Obr.0-3: Výkres předního plechu skříně</i>	<i>66</i>
<i>Obr.0-4: Výkres zadního plechu skříně</i>	<i>66</i>
<i>Obr.0-5: Výkres levého plechu skříně</i>	<i>67</i>
<i>Obr.0-6: Výkres pravého plechu skříně</i>	<i>67</i>
<i>Obr.0-7: Výkres dna a střechy skříně.....</i>	<i>68</i>
<i>Obr.0-8: Výkres přední boční výztuhy skříně</i>	<i>68</i>
<i>Obr.0-9: Výkres zadní boční výztuhy skříně.....</i>	<i>69</i>
<i>Obr.0-10: Výkres přední čelní výztuhy skříně</i>	<i>69</i>
<i>Obr.0-11: Výkres zadní čelní výztuhy skříně</i>	<i>70</i>
<i>Obr.0-12: Výkres boční výztuhy skříně</i>	<i>70</i>
<i>Obr.0-13: Výkres DIN lišty L=260mm.....</i>	<i>71</i>
<i>Obr.0-14: Výkres DIN lišty L=107,5mm.....</i>	<i>72</i>
<i>Obr.0-15: Výkres nastavitelného nosníku vypínače</i>	<i>73</i>
<i>Obr.0-16: Výkres horní záklapky stykače.....</i>	<i>74</i>
<i>Obr.0-17: Výkres nosníku DC tlumivky</i>	<i>75</i>
<i>Obr.0-18: Výkres nosníků chladičů.....</i>	<i>75</i>
<i>Obr.0-19: Výkres nosníku vzduchové tlumivky</i>	<i>76</i>
<i>Obr.0-20: Výkres nosníku AC kondenzátoru.....</i>	<i>76</i>
<i>Obr.0-21: Výkres nosníku DC kondenzátoru</i>	<i>77</i>
<i>Obr.0-22: Výkres nosníku transformátoru proudu.....</i>	<i>77</i>
<i>Obr.0-23: Výkres nosníku transformátoru napětí.....</i>	<i>78</i>
<i>Obr.0-24: Výkres nosníku stykače.....</i>	<i>78</i>
<i>Obr.0-25: Výkres nastavitelného nosníku vypínače</i>	<i>79</i>
<i>Obr.0-26: Výkres nosníku vstupního filtru</i>	<i>80</i>
<i>Obr.0-27: Výkres stínícího krytu řídicích desek.....</i>	<i>80</i>
<i>Obr.0-28: Výkres držáku budiče</i>	<i>81</i>
<i>Obr.0-29: Výkres větrací sítě</i>	<i>81</i>

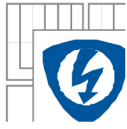


SEZNAM TABULEK

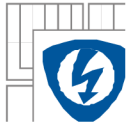
<i>Tab. 1: Vybrané parametry zvoleného vypínače HAC308</i>	<i>20</i>
<i>Tab. 2: Vybrané parametry zvoleného stykače LC1D65A3B7 3P</i>	<i>20</i>
<i>Tab. 3: Vybrané parametry zvoleného usměrňovače</i>	<i>23</i>
<i>Tab. 4: Vypočtené proudy pro různé hodnoty účinníků.</i>	<i>28</i>
<i>Tab. 5: Vybrané parametry zvoleného IGBT modulu</i>	<i>28</i>
<i>Tab. 6: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různé velikosti kapacity výstupního filtru</i>	<i>46</i>
<i>Tab. 7: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různých kmitočtech, kapacita výstupního filtru ...</i>	<i>46</i>
<i>Tab. 8: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různé velikosti kapacity výstupního filtru</i>	<i>51</i>
<i>Tab. 9: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různých kmitočtech, kapacita výstupního filtru ..</i>	<i>51</i>
<i>Tab. 10: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různé velikosti kapacity výstupního filtru</i>	<i>56</i>
<i>Tab. 11: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různých kmitočtech, kapacita výstupního filtru</i>	<i>56</i>
<i>Tab. 12: Vybrané parametry zvoleného budiče.....</i>	<i>59</i>
<i>Tab. 13: Vybrané parametry zvolených napájecích zdrojů řady MEAN WELL</i>	<i>59</i>
<i>Tab. 14: Základní parametry měřicího transformátoru napětí KTZ 0.5.....</i>	<i>59</i>
<i>Tab. 15: Vybrané parametry měřicího transformátoru proudu ASR 14.3</i>	<i>60</i>
<i>Tab. 16: Kusovník zdroje proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů</i>	<i>63</i>
<i>Tab. 17: Kusovník skříně zdroje proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů</i>	<i>64</i>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

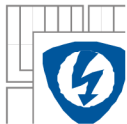
Označení	Veličina	Jednotka
a	šířka sloupku tlumivky	m
b	šířka kotoučové tlumivky	m
B_{max}	maximální hodnota magnetické indukce	T
C	kapacita kondenzátoru výstupního filtru	F
C_{NM}	kapacita napěťového meziobvodu	F
d_{max}	vnější průměr kotoučové tlumivky	m
d_{min}	vnitřní průměr kotoučové tlumivky	m
f	frekvence	Hz
$F_c(p)$	přenos kapacity	1
$F_L(p)$	přenos indukčnosti	1
$F_m(p)$	přenos měniče	1
f_{PWM}	frekvence PWM	Hz
f_{REZ}	rezonanční frekvence	Hz
$F_S(p)$	přenos otevřené regulační smyčky	1
$F_{WI}(p)$	přenos uzavřené smyčky proudu	1
I_{1ef}	stejnoseměrná složka proudu	A
I_{2ef}	střídavá složka proudu	A
I_{A1}	amplituda fázového výstupního proudu	A
I_{CEF}	efektivní hodnota kapacitního proudu ve výstupním kondenzátoru	A
I_d	proud usměrňovací diodou	A
$I_{D,EF}$	efektivní hodnota proudu na diodě střídače	A
$I_{D,STŘ}$	střední hodnota proudu na diodě střídače	A
I_{def}	efektivní hodnota proudu diodou	A
I_{Dmax}	maximální hodnota proudu diodou	A
$I_{Dstř}$	střední hodnota proudu diodou	A
I_{ef}	efektivní hodnota proudu na tlumivce nap. meziobvodu	A
I_{EF}	efektivní hodnota kapacitního proudu v nap. meziobvodu	A
I_{efv}	efektivní hodnota výstupního proudu	A
I_{FEF}	efektivní hodnota síťového proudu	A
I_{MMAX}	maximální rozsah proudového transformátoru	A
$I_{T,EF}$	efektivní hodnota proudu na tranzistoru střídače	A
$I_{T,STŘ}$	střední hodnota proudu na tranzistoru střídače	A
$K_{\check{c}i}$	zesílení čidla proudu	1
K_I	integrační člen regulátoru	1
K_m	zesílení měniče	1
K_p	proporcionální člen regulátoru	1
$k_{p,Cu}$	činitel plnění mědi	1



$k_{p,Fe}$	činitel plnění železa	1
K_U	přenos čidla napětí	1
l	délka vinutí tlumivky	m
L	indukčnost	H
l_{CU}	délka vodiče kotoučové cívky	m
l_{FE}	střední délka siločáry tlumivky	m
l_{FEF}	střední délka siločáry jádra vstupního fitru	m
l_V	délka vzduchové mezery	m
M	modulační činitel	1
N	počet závitů	1
ρ	převodový poměr transformátoru	1
P_{CEL}	celkové ztráty v tlumivce	W
P_{CU}	Jouleovy ztráty	W
P_d	maximální výkon proudového zdroje	W
$P_{D,VED}$	ztráty vedením na diodě	W
ρ_{FE}	měrné ztráty v železe	W.kg ⁻¹
P_{FE}	ztráty v železe	W
$P_{T,CEL}$	celkové ztráty na tranzistoru	W
$P_{T,PREP}$	přepínací ztráty na tranzistoru	W
$P_{T,VED}$	ztráty vedením na tranzistoru	W
P_{USM}	ztráty na usměrňovači	W
P_{ZTR}	ztrátový výkon	W
$P_{ZTR,CEL}$	celkový ztrátový výkon	W
r	poloměr kotoučové tlumivky	m
R	odpor vinutí tlumivky	Ω
R_{ZAT}	odpor zátěže přepočítaný na primární stranu	Ω
R_{CE}	odpor kolektor-emitor	Ω
R_{CELR}	odpor proudovodné dráhy rozvaděče	Ω
R_{CU}	odpor kotoučové cívky	Ω
R_{CU2}	odpor sekundárního vinutí výkonového transformátoru	Ω
R_F	diferenciální odpor diody	Ω
$R_I(\rho)$	regulátor proudu	1
R_{PRED}	předřadný odpor	Ω
$R_U(\rho)$	regulátor napětí	1
r_{VS}	poloměr přívodního vodiče	m
R_{ZAT}	odpor zátěže	Ω
$R_{\theta H}$	tepelný odpor chladiče	K.W ⁻¹
$R_{\theta CH}$	tepelný odpor pouzdro-chladič usměrňovače	K.W ⁻¹
$R_{\theta CH,D}$	tepelný odpor pouzdro-chladič diody střídače	K.W ⁻¹
$R_{\theta CH,T}$	tepelný odpor pouzdro-chladič tranzistoru střídače	K.W ⁻¹



$R_{\theta JC}$	tepelný odpor čip-pouzdro usměřovače	$K.W^{-1}$
$R_{\theta JC,D}$	tepelný odpor čip-pouzdro diody střídače	$K.W^{-1}$
$R_{\theta JC,T}$	tepelný odpor čip-pouzdro tranzistoru střídače	$K.W^{-1}$
s	střída	1
S	plocha skříně zdroje proudu	m^2
S_{CU}	průřez měděného vodiče	m^2
S_{FEF}	průřez jádra vstupního filtru	m^{-2}
S_j	obsah jádra tlumivky	m^2
T	perioda	s
ΔT	oteplení	$^{\circ}C$
THD	celkové harmonické zkreslení	1
t_{OFF}	celková vypínací doba tranzistoru	s
t_{ON}	celková zapínací doba tranzistoru	s
u, v, w	fázové napětí	V
U_1	napětí první harmonické složky	V
U_D	střední hodnota napětí	V
U_{FO}	prahové napětí diody	V
U_k	napětí k-té harmonické složky	V
U_M	špičková hodnota stejnosměrného napětí	V
U_{MMAX}	maximální rozsah napěťového transformátoru	V
U_{rid}	řídící napětí	V
U_s	sdužené napětí	V
U_{VYST}	efektivní hodnota výstupního napětí	V
V_{FE}	objem železa	m^3
X_L	přepočtená induktivní reaktance zátěže	Ω
ΔI	zvlnění proudu	A
ΔT	oteplení	K
α_B	činitel přestupu tepla skříně zdroje proudu	$WK^{-1}m^{-2}$
α_V	činitel přestupu tepla skříně zdroje proudu vedením	$WK^{-1}m^{-2}$
α_Z	činitel přestupu tepla skříně zdroje proudu zářením	$WK^{-1}m^{-2}$
λ	magnetická vodivost	H
μ_0	permeabilita vakua	$H.m^{-1}$
μ_{rFE}	relativní permeabilita železa	1
ρ	měrný elektrický odpor mědi	$\Omega.m$
ρ_{FE}	hustota železa	$kg.m^{-3}$
σ	proudová hustota	$A.m^{-2}$
τ	časová konstanta setrvačného členu 1.řádu	s
τ_{KC}	časová konstanta kotoučové cívky	s
τ_{PRED}	časová konstanta - předřadný odpor	s
τ_{σ}	časová konstanta - metoda symetrického optima	s
Φ	magnetický indukční tok	Wb

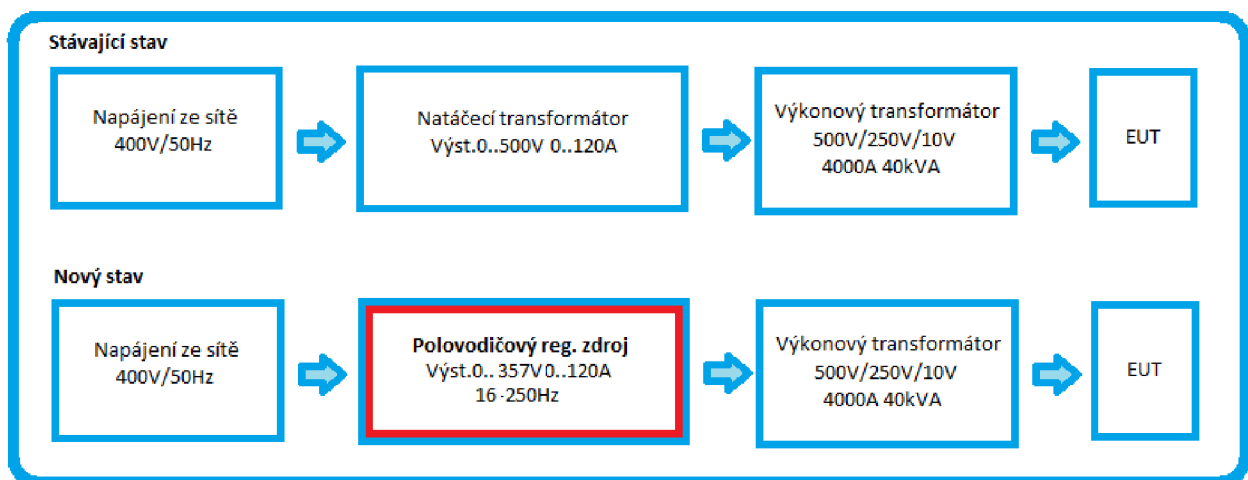


φ	fázový posuv napětí a proudu	1
ψ	magnetický spřažený tok	Wb
ω	úhlové zrychlení	rad.s ⁻¹

1 ÚVOD

Cílem této diplomové práce je navrhnout, zkonstruovat a zrealizovat polovodičový zdroj pro účely laboratorních měření rozvaděčů. Tento zdroj má nahradit v současné době používané měřicí pracoviště tvořené soustavou natáčecí transformátor, výkonový transformátor a měřený rozvaděč, přičemž má umožnit měřit i zařízení pracující na frekvenci od 16,66Hz do 250Hz.

V diplomové práci jsou představeny teoretické poznatky týkající se různých typů měničů bez transformátoru. Dále je proveden obvodový návrh zdroje, který zahrnuje výpočet požadovaných vlastností jednotlivých komponent, jejich výběr z nabídky jednotlivých výrobců, a následně je vytvořeno celkové konstrukční řešení. Závěrem diplomová práce popisuje regulaci a řízení navrženého zdroje.



Obr. 1-1: Blokové schéma pracoviště pro měření přístrojových transformátorů

2 DĚLENÍ A TOPOLOGIE STŘÍDAČŮ

Existují různé typy střídačů a jejich zapojení. Zdroje s nastavitelným proměnným kmitočtem přenášející relativně velké výkony jsou na trhu požadovány především kvůli zkouškám transformátorů. Ve své podstatě mohou být realizovány dvěma základními způsoby, buď pomocí rotačních měničů frekvence a nebo pomocí statických měničů frekvence. Základním požadavkem ve střídavých napěťových testech je kvalita napětí. Zkušební zdroje při provádění zkoušky také nesmí mít žádný vliv na výsledky měření a měly by být schopné bezpečně ovládat testovaný objekt i při izolační poruše [5].

2.1 Rotační měniče frekvence

Rotační měniče frekvence se skládají ze dvou elektrických strojů, které mají různý počet pólů. Jeden z nich pracuje jako generátor a ten druhý jako motor. Tyto dva stroje, jsou mechanicky spojeny a umožňují měnit napětí a frekvenci. Je vhodné podotknout, že neexistuje normou dané složení těchto strojů, tudíž se lze setkat se zařízeními složenými pouze ze synchronních strojů či pouze z asynchronních strojů, ale nejčastěji vyráběné rotační měniče jsou složeny z asynchronního motoru a synchronního generátoru.

Tato zařízení mají celou řadu výhod. Dochází u nich k potlačení zpětného vlivu na síť a ke galvanickému oddělení. Velice často není třeba kompenzace jalového výkonu a výstupní napětí má nízký podíl vyšších harmonických. Ovšem existují i nevýhody – velice špatné dynamické chování, nutnost pravidelné údržby, neideální dostupnost na trhu, velké rozměry a velká hmotnost i cena. To vede k tomu, že se majoritně užívají statické měniče frekvence [4,5].

2.2 Statické měniče frekvence

Statické měniče frekvence jsou dnes základním stavebním kamenem takřka všech moderních zkušebních zdrojů. Mají velice dobré dynamické chování v oblastech středních a vysokých výkonů. Jsou téměř bezúdržbové, velice dobře dostupné, levnější, prostorově a hmotnostně nenáročnější.

Pro přenášení středních a vysokých výkonů se používá měničů využívajících výkonové IGBT tranzistory. Na ně jsou pak připojeny rezonanční či filtrační obvody se zpětnovazebním řízením. Problémem statických měničů kmitočtu, který netíží měniče rotační, je již zmiňovaná kvalita výstupního napětí a také rušení způsobené částečnými výboji.

Povinné požadavky na výstupní napětí jsou uvedeny v mezinárodní normě IEC 60060-1 a IEC 60060-3. Tato norma definuje veličinu celkové harmonické zkreslení THD:

$$THD = \sqrt{\sum_{k=2}^H u_k^2} \leq 5\% \quad (2.1)$$

$$u_k = \frac{U_k}{U_1} \quad (2.2)$$

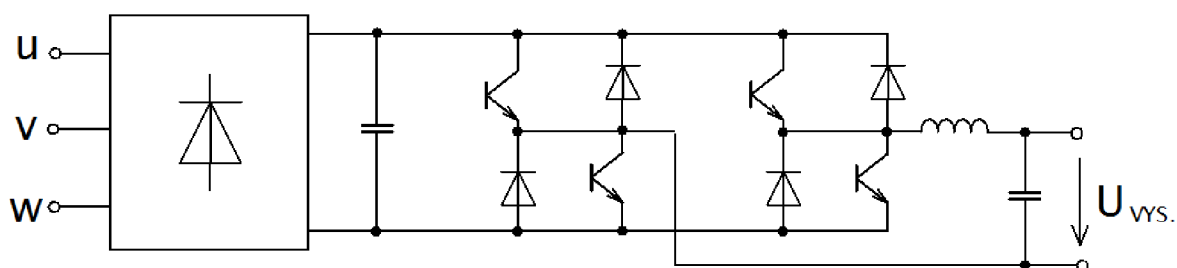
Kde U_k je napětí k -té harmonické až do $K = 7$ a U_1 je napětí první harmonické složky.

Generování napětí o nízkém zkreslení je především problémem návrhu řídicího systému. Ovlivňuje ho nejen principiální struktura zpětnovazebního řízení a pulsní frekvence střídače, ale také velikost přenášeného výkonu. Problematika částečných výbojů u zkoušených transformátorů

je popsána normou IEC 60076-3. Ta udává povolené hladiny rušení při dlouhodobé napěťové zkoušce (100pC). Šíření tohoto rušení zabraňuje vstupní a výstupní filtr [4,5].

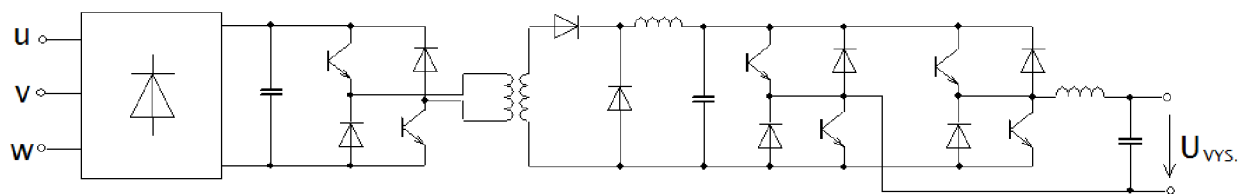
2.2.1 Jednofázový střídač

Z níže uvedeného obrázku je zřetelný princip funkce jednofázového střídače. Střídavé síťové napětí je nejdříve usměrněno usměrňovačem. Následně dojde k nabití kondenzátoru. Potom vhodným spínáním obou větví jednofázového střídače, z nichž každá obsahuje paralelní zapojení horního a dolního tranzistoru a horní a dolní diody, dojde k vytvoření požadovaného střídavého signálu. Je všeobecně známo, že tento měnič je schopen pracovat jak v motorickém, tak i generátorickém režimu, a to ve všech čtyřech kvadrantech. V závislosti na řízení jej lze užít nejen jako jednofázový střídač, ale také jako stejnosměrný měnič [4,5].



Obr.2-1: Topologie jednofázového střídače

Je vhodné podotknout, že existuje celá řada dalších rozšířených zapojení jednofázového střídače. V případech kdy je žádoucí zmenšení objemu transformátoru a zvýšení vstupního napětí na střídači, se velice často užívá zapojení s jednočinným či dvojčinným propustným měničem, jejichž pracovní frekvence se pohybuje řádově v desítkách kHz. Tyto výhody jsou však částečně kompenzovány nevýhodami, mezi něž patří kupříkladu složitější řízení a zpětný tok energie. Existují i jiné topologie s rozdílnými pracovními frekvencemi a svými specifickými vlastnostmi, které zapřičiňují jejich použití v jiných aplikacích. Avšak pro jednofázový střídavý zdroj proudu bude z důvodu složitosti řízení a s ohledem na požadavek $THD \leq 5\%$ užito topologie střídače uvedeného na obrázku 2-1 [4,5].

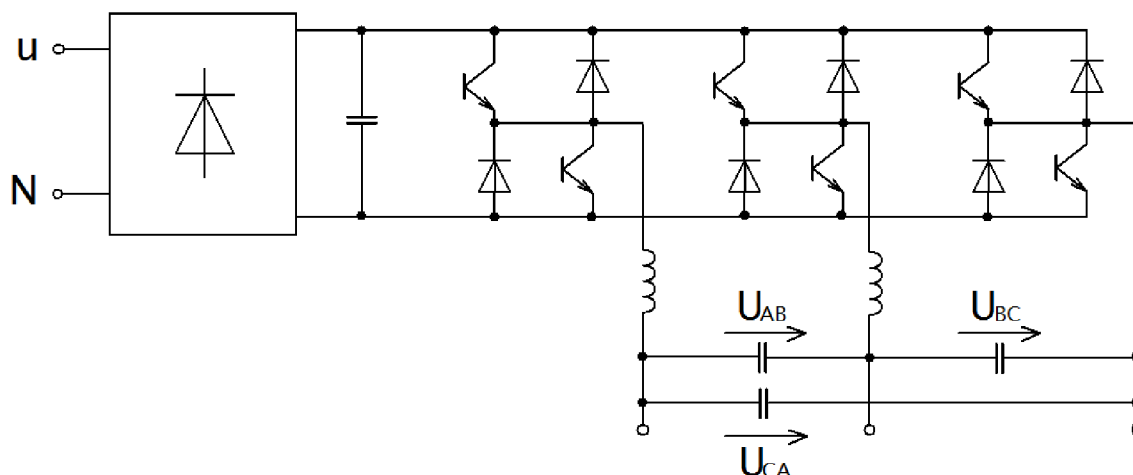


Obr.2-2: Topologie jednofázového střídače s jednočinným propustným měničem

2.2.2 Třífázový střídač

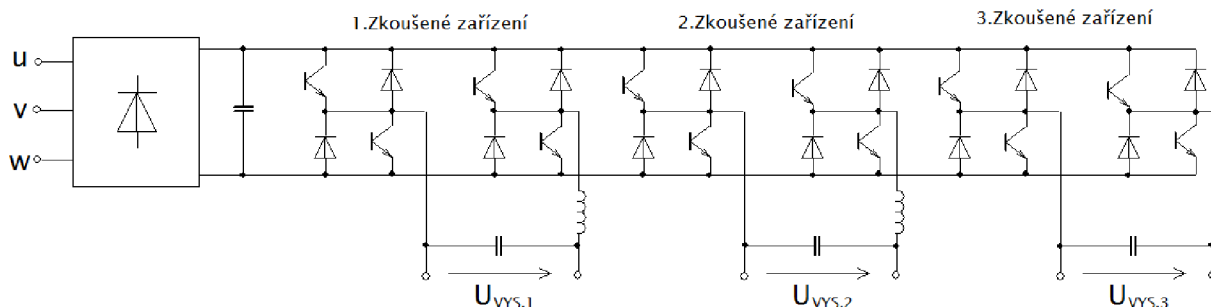
Třífázový střídač je elektrotechnické uspořádání skládající se, na rozdíl od střídače jednofázového, ze tří větví. Ty jsou vzájemně spojeny tak, že tvoří tři jednofázové střídače, jenž spolu určitým způsobem spolupracují. Topologie střídače uvedeného na obrázku 1-3 se používá pro napájení symetrických zátěží a je nejznámější. Nejčastěji se s ní lze setkat při napájení

asynchronních a synchronních motorů. Tato topologie však nebude použita při návrhu proudového zdroje z důvodu formulace zadání.



Obr.2-3: Topologie třífázového střídače

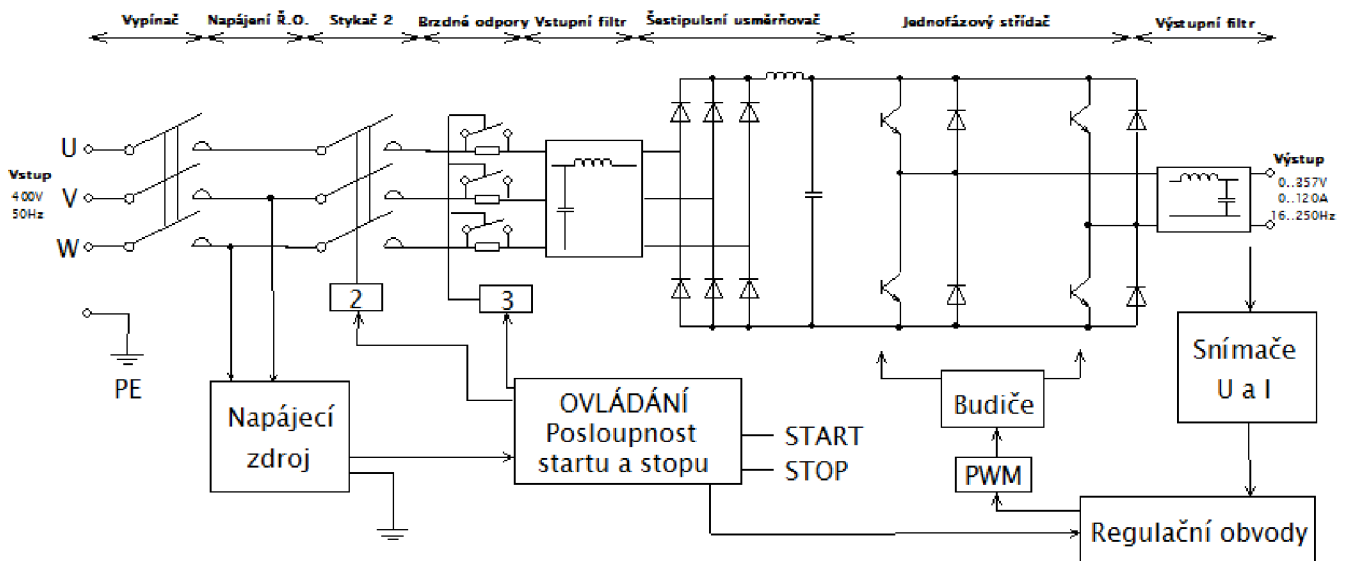
V praxi, především na zkušebnách, se však lze setkat s požadavkem na více zkoušek různých zařízení probíhajících zároveň. Největší zkonstruovaná zařízení mají zdánlivý výkon dosahující až jednotek MVA. Tyto výkonové aplikace musí řešit celou řadu problémů. Jedním z nich je zajištění požadované velikosti napětí v napěťovém meziobvodu a také například zjišťování dovolené velikosti výstupních proudů, které nesmí být překročeny. Topologie takového měniče je uvedena na obrázku 1-4 [2,4,5].



Obr.2-4: Topologie střídače používaného na zkoušku více výkonových transformátorů

3 NÁVRH REGULOVANÉHO ZDROJE STŘÍDAVÉHO PROUDU

Navržený polovodičový zdroj je sestaven k zapojení do třífázové sítě $3 \times 230\text{V}/400\text{V}$, 50Hz. Na jeho vstupu bude umístěn vypínač. Po sepnutí vypínače dojde k napájení vnitřního napájecího zdroje, který napájí řídicí a regulační obvody. Za ním jsou pak umístěny v sérii dva stykače. První z nich je určen pro samotné nastartování a vypnutí zařízení, druhý stykač je zde přítomen z důvodu přemostění předřadných odporů, které brání vzniku přepětí polovodičových prvků po startu. Po těchto spínacích prvcích je v obvodu vysokofrekvenční filtr. Za ním pak šestipulsní usměrňovač s napěťovým meziobvodem a jednofázový střídač. Na výstupu je pak z důvodu normou daného zkreslení signálu výstupní filtr.



Obr.3-1: Celkový obvodový model navrhovaného zdroje

Celkový obvodový model také znázorňuje blokové schéma řídicích a regulačních obvodů. Ty jsou napájeny z napájecího zdroje. Blok ovládání startu a stopu zajišťuje, aby bylo umožněno provést pouze takové akce, které nepoškodí zařízení a zajišťují správný chod zdroje proudu. Tento blok také zajišťuje nastavení požadovaného napětí a proudu na výstupu, přičemž informaci o žádaných výstupních veličinách posílá do regulačních obvodů. Regulátor pak porovnává tuto informaci a skutečné velikosti napětí a proudu na výstupu, které jsou zaznamenány snímači U a I. Odchylky vyhodnotí a pomocí PWM signálu odeslaného do budičů se snaží zajistit požadovaný stav napětí a proudu na výstupu.

3.1 Jistič, vypínač, stykače

V jistých situacích by mohly navrhovaným polovodičovým zdrojem procházet větší proudy než proudy jmenovité. Těmto větším proudům se říká nadproudy nebo zkraty a nejčastěji jsou způsobené nežádoucím dotykem živých částí samotného chráněného zařízení, poruchovými stavy v síti nebo připojením nevhodné zátěže. Pro případ vzniku nějakého poruchového stavu, ať už tedy nadproudu či zkratu bude navrhovaný polovodičový zdroj obsahovat jistič. Ten bude umístěn před vypínačem, po jehož zapnutí dojde k přívodu proudu do vypínače.

Při dimenzování jističe pro obvod je nutné si uvědomit, že je nutno jej dimenzovat na efektivní hodnotu proudu, nikoliv na střední či maximální. Velikost efektivní hodnoty proudu před šestipulsním usměřovačem nabývá hodnoty [2]:

$$I_{FEF} = I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (3.32)$$

$$I_{FEF} = 74,07 \text{ A} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$$

$$I_{FEF} = 60,47 \text{ A}$$

Proto byl jako výsledný jistič zvolen jistič LST 63B/3 od firmy OEZ. Jako vhodný vypínač byl zvolen vypínač JVD1-100 3/63A s parametry:

Tab.1: Vybrané parametry zvoleného vypínače HAC308

Veličina	Velikost
Jmenovitý proud	63A
Provozní napětí	230/400V
Počet pólů	3
Pracovní frekvence	50Hz
IP	20

Dále jsou v silové části obvodu potřebné dva stykače. Bude se jednat o dvě stejná zařízení LC1D65A3B7 3P se základními parametry:

Tab.2: Vybrané parametry zvoleného stykače LC1D65A3B7 3P

Veličina	Velikost
Jmenovitý proud	65A
Provozní napětí	440V
Počet pólů	3
Napětí cívký	24V
Pracovní frekvence	50-60Hz

3.2 Předřadné odpory

Předřadné odpory jsou v obvodu umístěny z důvodu potlačení přepětí na kondenzátoru napěťového meziobvodu. Při sepnutí stykačů a zapnutí zdroje totiž dochází k rezonančnímu půlkmitu, při kterém se na kondenzátoru objevuje dvojnásobné napětí oproti běžnému napětí meziobvodu. Toto přepětí by vedlo k vyššímu napěťovému namáhání polovodičů či eventuálnímu zničení polovodičových prvků.

Proto jsou v obvodu přítomny předřadné odpory. Ty se při startu zdroje chovají jako napěťový dělič, přičemž úbytek na nich zabraňuje vzniku přepětí. Po odeznění přechodného děje je sepnut stykač, kterým jsou tyto odpory přemostěny a brzdné odpory přestávají mít na obvod vliv. Jejich velikost je vypočtena pomocí časové konstanty RC článku [6].

$$R_{PRED} = \frac{\tau_{PRED}}{C_{NM}} = \frac{0,4\text{s}}{2 \cdot 10^{-3}\text{F}} = 200\Omega \quad (3.1)$$

3.3 Vstupní filtr

Vstupní filtr je v obvodu umístěn z toho důvodu, aby nedošlo k šíření rušivých signálů z navrženého měniče do sítě a eventuálně aby nedošlo ke vstupu rušivých signálů ze sítě do měniče. Tranzistory jednofázového střídače jsou spínány napětím o vysoké frekvenci, přičemž jednotlivé napěťové pulsy mají vysokou strmost náběžné a sestupné hrany. Ta dosahuje hodnot řádově až desítek kV/ns, což v součinnosti s parazitními kapacitami obvodu vede ke vzniku vysokofrekvenčních kapacitních proudů, jejichž velikost může dosahovat hodnoty až několika ampér.

Vstupní filtr se skládá z tlumivek a kondenzátorů. Tlumivky nekladou reaktanční odpor nízkofrekvenčním pracovním proudům, ale naopak kladou reaktanční odpor vysokofrekvenčním rušivým signálům, čímž výrazně omezují rušivé signály. Pro úplné potlačení vysokofrekvenčních signálů jsou pak vloženy jednak zkratovací kapacity C_x , které jsou zapojené příčně do obvodu, a jednak kapacity C_y spojené do uzlu, které vytváří Γ -článek a zajišťují dostatečnou úroveň ochrany před rušením.

Při konstrukci vstupního filtru jde především o to, aby navinuté tlumivky měly co nejmenší parazitní kapacity. Proto budou navinuty pouze v jedné vrstvě. Velikost indukčnosti pak nemá kritickou velikost, i když pro co nejlepší potlačení rušivých signálů je žádoucí dosáhnout její co největší velikosti. Pro návrh filtru lze zvolit kruhové jádro o vnitřním a vnějším průměru 70mm a 100mm . Jeho indukčnost lze vypočítat z níže uvedených vztahů [3]:

$$L = \lambda \cdot N^2 \quad (3.2)$$

$$L = 1,66 \cdot 10^{-6} \text{ H} \cdot 19^2 = 0,6 \text{ mH}$$

$$\lambda = \mu_0 \cdot \mu_{rFE} \cdot \frac{S_{FEF}}{l_{FEF}} \quad (3.3)$$

$$\lambda = 1,25 \cdot 10^{-6} \text{ Hm}^{-1} \cdot 2000 \cdot \frac{3,14 \cdot (7,5 \cdot 10^{-3} \text{ m})^2}{2 \cdot 3,14 \cdot 42,5 \cdot 10^{-3} \text{ m}} = 1,66 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Kdy magnetická vodivost jádra je dána jeho rozměry a materiálovou konstantou. Počet závitů lze určit ze zvolené proudové hustoty, kdy je z ní vypočten průřez a poloměr přírodního vodiče, který obepíná jednu třetinu povrchu kruhového jádra.

$$S_{CU} = \frac{I_{FEF}}{\sigma} = \frac{60,47 \text{ A}}{4 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}} = 15,1 \text{ mm}^2 \approx 16 \text{ mm}^2 \quad (3.4)$$

$$r_{VS} = \sqrt{\frac{S_{CU}}{\pi}} = \sqrt{\frac{16 \text{ mm}^2}{3,14}} = 2,25 \text{ mm} \quad (3.5)$$

Počet závitů je pak:

$$N = \frac{l_{FEF}}{2 \cdot r_{VS}} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 42,5 \text{ mm}}{2 \cdot 2,25 \text{ mm}} = 19 \text{ záv.} \quad (3.6)$$

Při volbě kondenzátorů je nutné zvolit bezindukční kondenzátory typu Y, jejichž přesná velikost není opět, stejně jako velikost indukčnosti, pevně dána. Hlavním parametrem těchto kondenzátorů je však napětí, které musí kondenzátor vydržet při zkoušce zařízení střídavým napětím, tedy 2kV.

3.4 Usměrňovač s napět'ovým meziobvodem

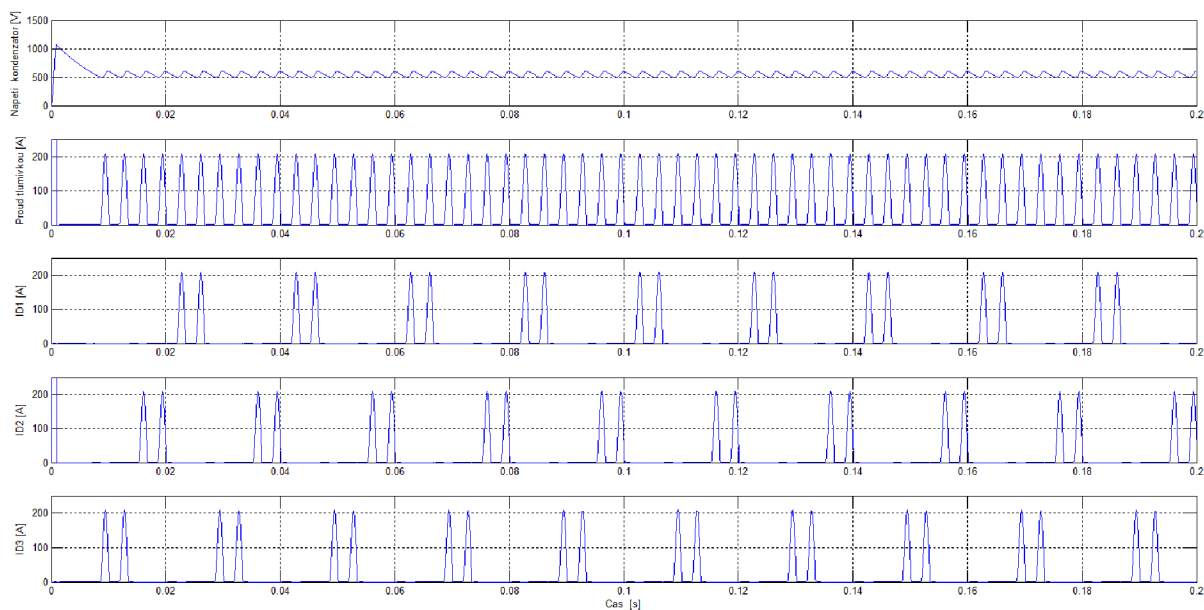
Usměrňovač je elektrické zařízení určené pro přeměnu střídavého proudu na proud stejnosměrný. Existuje několik možných technologických řešení provedení usměrňovačů. V současnosti však na trhu v dominantní míře převládají polovodičová zařízení na bázi křemíku.

Pro navrhovaný polovodičový zdroj, který má být zapojen do třífázové sítě bude třeba užít šestipulsní můstkový usměrňovač se stejnosměrným meziobvodem tvořeným LC filtrem. Kondenzátor LC filtru je v režimu naprázdno nabíjen na špičkovou hodnotu stejnosměrného napětí [2]:

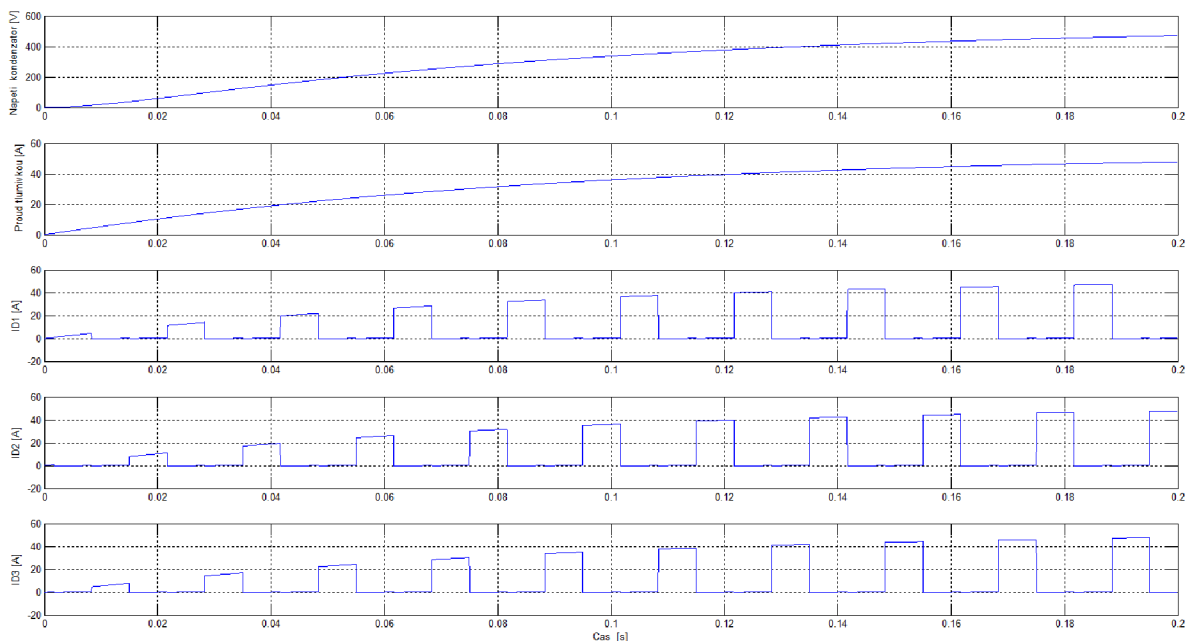
$$U_m = \sqrt{2} \cdot U_s = \sqrt{2} \cdot 400V = 565V \quad (3.7)$$

Při zatížení ovšem dochází k poklesu napětí a právě velikost kondenzátoru nám udává míru tohoto poklesu. V případě, že je v obvodu umístěn kondenzátor s malou kapacitou, tak napětí na této součástce bude sledovat šestipulsní zvlnění napětí. V případě umístění kondenzátoru s velkou kapacitou se bude napětí na něm blížit hodnotě 565V. Střední hodnota napětí na výstupu filtru je:

$$U_d = \frac{U_m \cdot 3}{\pi} = \frac{565V \cdot 3}{3,14} = 540V \quad (3.8)$$



Obr.3-2: Šestipulsní můstkový usm. bez tlumivky $L = 0H$ zatížený odporovou zátěží 10Ω



Obr.3-3: Šestipulsní můstkový usm. s tlumivkou $L = \infty H$ zatížený odporovou zátěží 10Ω

Obr.3-2 a obr.3-3 jsou výsledkem simulace v programu Matlab Simulink a znázorňují vliv tlumivky na parametry výstupních veličin. V obou případech je šestipulsní usměrňovač připojen na třífázovou síť 400/230V a je zatížen odporovou zátěží o velikosti 10Ω . Střední hodnota napětí na kondenzátoru dosahuje 540V a střední hodnota proudu jdoucího z usměrňovače nabývá velikosti přibližně 55A. Velikost kondenzátoru byla v simulaci zvolena jako $1 \cdot 10^{-3}$ F.

Pro výběr správného usměrňovače z nabídky výrobců či pro jeho samotnou stavbu je dále důležité znát proud tekoucí diodou, jeho střední, efektivní a maximální hodnotu.

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{40000\text{W}}{540\text{V}} = 74,07\text{A} \quad (3.9)$$

$$I_{Dstř} = \frac{I_d}{3} = \frac{74,07\text{A}}{3} = 24,69\text{A} \quad (3.10)$$

$$I_{Def} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{74,07\text{A}}{\sqrt{3}} = 42,76\text{A} \quad (3.11)$$

$$I_{Dmax} = I_d = 74,07\text{A} \quad (3.12)$$

Jako nejvhodnější usměrňovač byl tedy zvolen usměrňovač od firmy Vischay s parametry:

Tab.3: Vybrané parametry zvoleného usměrňovače

Dioda	Velikost	Popis
I_F	160A	Nominální proud
R_F	3,52m Ω	Odpor diody
$R_{\theta J-C}$	0,12K/W	Vnitřní tepelný odpor čip-pouzdro
$R_{\theta C-H}$	0,03K/W	Tepelný odpor pouzdro-chladič
U_{FO}	1,04V	Prahové napětí
V_{RRM}	1600V	Závěrné napětí

3.5 LC filtr napět'ového meziobvodu

LC filtr je v silové části obvodu umístěn mezi usměrňovačem a měničem. Plní zde funkci napět'ového zdroje, v literatuře je velice často označován jako napět'ový mezilehlý obvod či napět'ový meziobvod. Jeho hlavní součástí je výkonový kondenzátor, který je usměrňovačem nabíjen na takřka konstantní hodnotu napětí, jehož velikost je vypočtena v předešlé kapitole.

Dále je tvořen tlumivkou s velkou indukčností. Ta způsobuje změnu tvaru odebíraných proudů ze sítě, což má pozitivní vliv na chování celého zařízení z hlediska elektromagnetické kompatibility. Za nepřítomnosti tlumivky mají ze sítě odebírané proudy tvary úzkých pulsů. Za přítomnosti tlumivky nejlépe s idealizovanou nekonečnou velikostí indukčnosti nabývá ze sítě odebíraný proud tvaru obdélníka.

Pro návrh konkrétní velikosti kondenzátoru a tlumivky je nutné předem si rozhodnout požadované zvlnění proudu $-\Delta I = 10\%$. Za pomoci těchto zvolených údajů pak lze užít následujícího vztahu [7]:

$$L = 0,00904 \cdot \frac{U_m}{\Delta I \cdot \omega} \quad (3.13)$$

$$L = 0,00904 \cdot \frac{565V}{(74,07A \cdot 0,1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50Hz}$$

$$L = 2,19 \cdot 10^{-3} H$$

Nyní byl zvolen kondenzátor o velikosti $C_{NM} = 2 \cdot 10^{-3} F$, která by měl mít dostatečně velkou velikost. Tím by byl návrh filtru hotov, avšak je třeba zkontrolovat jej na rezonanční frekvenci se šestipulsním usměrňovačem. Resonanční frekvence LC filtru se tedy nesmí blížit kmitočtu $6 \cdot 50Hz = 300Hz$, dokonce se nesmí ani blížit hodnotě 100Hz, ke které by mohlo dojít při výpadku jedné fáze. Kontrola je provedena Thomsonovým vztahem [7]:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC_{NM}}} \quad (3.14)$$

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2,19 \cdot 10^{-3} H \cdot 2 \cdot 10^{-3} F}}$$

$$f_{rez} = 76,08Hz = 300Hz$$

3.5.1 Návrh tlumivky

Při návrhu tlumivky je kladen požadavek na co nejnižší cenu zařízení, jež je z velké části dána materiálem potřebným pro jeho konstrukci. Dále je třeba vypočítat ostatní parametry tlumivky - počet závitů N , délku vzduchové mezery l_v a průřez vodiče S_{CU} . Proto je však třeba si zvolit materiálové vlastnosti budoucího zařízení - maximální hodnotu magnetické indukce v jádře $B_{max} = 1,3T$, činitel plnění mědi $k_{p,Cu} = 0,6$, činitel plnění železa $k_{p,Fe} = 0,95$, proudovou hustotu ve vodiči $\sigma = 2,4A \cdot mm^{-2} = 2,4 \cdot 10^6 A \cdot m^{-2}$ a permitivitu železa $\mu_{r,Fe} = 1000$.

Tlumivka bude navrhována na jádro typu EI axa. Lze odvodit vztah, který při zvolené proudové hustotě zajistí minimalizaci množství použité mědi i železa [3]:

$$a = \sqrt[4]{\frac{4 \cdot L \cdot I_d \cdot I_{ef}}{3 \cdot k_{p,Fe} \cdot k_{p,Cu} \cdot B_{max} \cdot \sigma}} \quad (3.15)$$

$$a = \sqrt[4]{\frac{4 \cdot 2,19 \cdot 10^{-3} \text{ H} \cdot 74,07 \text{ A} \cdot 74,2 \text{ A}}{3 \cdot 0,95 \cdot 0,6 \cdot 1,3 \text{ T} \cdot 2,4 \cdot 10^6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2}}}$$

$$a = 0,05372 \text{ m} = 53,72 \text{ mm}$$

Kde efektivní hodnotu proudu v napět'ovém meziobvodu lze určit:

$$I_{ef} = \sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2} = \sqrt{74,07^2 \text{ A}^2 + \left(\frac{7,4 \text{ A}}{\sqrt{2}}\right)^2} = 74,2 \text{ A} \quad (3.16)$$

Proto volím sériově vyráběný plech EI axa o šířce středního sloupku $a = 50 \text{ mm}$. Výpočet počtu závitů je proveden rovněž za předpokladu známé velikosti indukčnosti $L = 2,19 \cdot 10^{-3} \text{ H}$ známého maximálního špičkového proudu $I_d = 74,07 \text{ A}$ za nepřesycování se jádra. Tedy v lineární oblasti, kdy mezi proudem a magnetickým spřaženým tokem platí:

$$\psi = N \cdot \phi = L \cdot I_d \quad (3.17)$$

Z tohoto vztahu pak lze odvodit vztah pro potřebný počet závitů, který nabývá následujícího tvaru:

$$N = \frac{L \cdot I_d}{B_{max} \cdot S_j \cdot k_{p,Fe}} \quad (3.18)$$

$$N = \frac{2,19 \cdot 10^{-3} \text{ H} \cdot 74,07 \text{ A}}{1,3 \text{ T} \cdot 0,05^2 \text{ m}^2 \cdot 0,95}$$

$$N = 52,53 \text{ záv.} \approx 53 \text{ záv.}$$

Dále je třeba vypočíst střední délku siločáry a délku vzduchové mezery.

$$l_{FE} = 6 \cdot a = 6 \cdot 50 \text{ mm} = 300 \text{ mm} \quad (3.19)$$

$$l_V = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_d}{B_{MAX}} - \frac{l_{FE}}{\mu_{rFE}} \quad (3.20)$$

$$l_V = \frac{53 \cdot 1,25 \cdot 10^{-6} \text{ Hm}^{-1} \cdot 74,07 \text{ A}}{1,3 \text{ T}} - \frac{0,3 \text{ m}}{1000}$$

$$l_V = 3,49 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 3,5 \text{ mm}$$

Vodič tlumivky by měl mít průřez níže vypočtené velikosti. Ten se však v praxi nevyrábí a proto bude užito nejbližšího normalizovaného průřezu $S_{CU} = 25 \text{ mm}^2$.

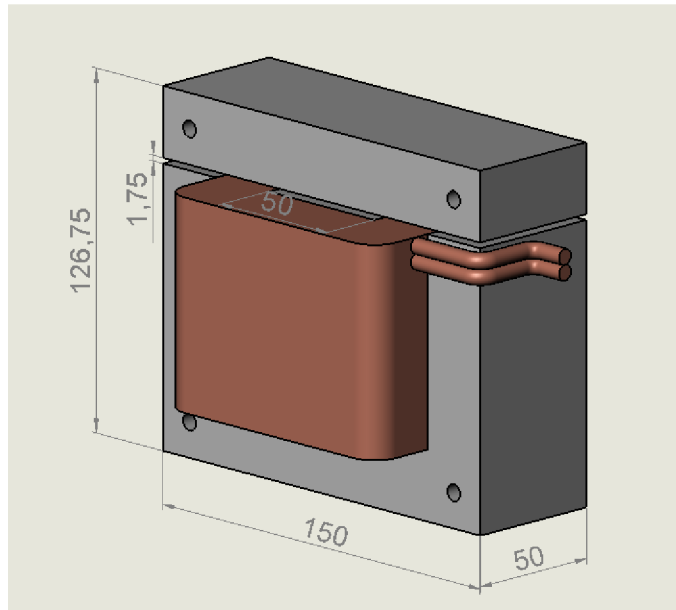
$$S_{CU} = \frac{0,75 \cdot a^2 \cdot k_{p,cu}}{N} \quad (3.21)$$

$$S_{CU} = \frac{0,75 \cdot 0,05^2 \text{ m}^2 \cdot 0,6}{53} = 21,22 \text{ mm}^2$$

Nyní je pro kontrolu proveden výpočet proudové hustoty a je provedena kontrola realizovatelnosti tlumivky.

$$\sigma = \frac{I_{EF}}{S_{CU}} = \frac{74,2A}{25 \cdot 10^{-6} m^2} = 2,96A / mm^2 \quad (3.22)$$

$$0,03 < \frac{l_V}{a} = \frac{3,5mm}{50mm} = 0,07 < 0,2 \quad (3.23)$$



Obr.3-4: Model navržené tlumivky

3.5.2 Kondenzátor

Kondenzátor v napěťovém meziobvodu je nutno dimenzovat tak, aby vyhověl jednak napěťově a jednak proudově. Z napěťového hlediska musí vydržet napětí větší, než-li je špičkové napětí na meziobvodu. Navíc je nutné uvažovat nepřesnosti sítě, při nichž může dojít k přepětí. Proto je jako minimální hodnota napětí, na kterou je kondenzátor dimenzován zvoleno 650V.

Z proudového hlediska musí být kondenzátor dimenzován na efektivní hodnotu střídavé složky proudu, která do něj vstupuje. Na tlumivce je přítomen proud o střední hodnotě 74,07 A, na kterém je zvlnění harmonického tvaru. Efektivní hodnotu tohoto zvlnění proudu lze vypočítat [3]:

$$I_{2ef} = \frac{\Delta I}{\sqrt{2}} \quad (3.24)$$

$$I_{2ef} = \frac{74,07A \cdot 0,1}{\sqrt{2}} = 5,24A$$

Na kondenzátoru je velikost efektivní hodnoty kapacitního proudu:

$$I_{EF} = I_{A1} \cdot \sqrt{\frac{M}{2\pi} \cdot (1 + 4 \cos^2 \varphi) - \frac{3M^2}{4} \cdot \cos^2 \varphi} \quad (3.25)$$

$$I_{EF} = 158,45A \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (1 + 4 \cdot 1^2) - \frac{3}{4} \cdot 1^2} = 34,05A$$

Kde I_A je amplituda fázového výstupního proudu, M modulační činitel a $\cos \varphi$ fázový posuv mezi prvními harmonickými napětí a proudem. Ve výpočtu je uvažován nejhorší možný případ, tedy maximální hodnota výstupního proudu, modulačního činitele a nulový posuv prvních harmonických napětí a proudu.

Výsledné kapacitě $C_{NM} = 2 \cdot 10^{-3} F$ odpovídají čtyři kondenzátory PVAJP 24-1/500 R45 od firmy ZES-Silko.

3.6 Jednofázový střídač

Při dimenzování jednofázového střídače je nutno navrhnout všechny jeho součástky, stejně jako ostatní polovodičové prvky, podle napěťového a proudového hlediska. Napěťově volíme tranzistory i diody na velikost minimálně dvojnásobku pracovního napětí. K tomuto relativnímu předdimenzování dochází z důvodu vzniku napěťových špiček při různých přechodných dějích a také z důvodu kolísání síťového napětí. Proto je jako minimální hodnota závěrného napětí zvolena hodnota 1200V [8].

Při dimenzování z proudového hlediska je nutné vypočítat nejvyšší možné proudy protékající tranzistory a diodami, a minimálně na tuto hodnotu proudu, lépe na větší, tento jednofázový střídač dimenzovat. Amplitudu výstupního proudu bude dosahovat velikosti:

$$I_{AI} = \frac{P_d}{U_{VYST}} \cdot \sqrt{2} = \frac{40000W}{357V} \cdot \sqrt{2} = 158,45A \quad (3.26)$$

Kde U_{VYST} je efektivní hodnota výstupního napětí. Je odhadnuta jako rozdíl efektivní hodnoty usměrněného napětí a 5% úbytku napětí na tranzistorech a úbytku na ostatních polovodičových prvcích.

$$U_{VYST} = \frac{U_D}{\sqrt{2}} - 0,05 \cdot \frac{U_D}{\sqrt{2}} - 6V \quad (3.27)$$

$$U_{VYST} = \frac{540V}{\sqrt{2}} - 0,05 \cdot \frac{540V}{\sqrt{2}} - 6V$$

$$U_{VYST} = 357V$$

Za pomoci modulačního činitele lze vypočítat efektivní a střední hodnoty proudů tranzistory a nulovými diodami pro různé hodnoty účinníku. Ty je třeba znát pro pozdější výpočet ztrát a návrh chladiče. Pro výpočet efektivních a středních hodnot proudů jednotlivými prvky je užito následujících vztahů [4]:

$$I_{D,EF} = I_{AI} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8} - \frac{2M}{3\sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \cos \varphi\right)} = 158,45A \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot 1}{3\sqrt{3} \cdot \pi} \cdot 1\right)} = 7,89A \quad (3.28)$$

$$I_{D,STR} = I_{AI} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{4\sqrt{3}} \cdot \cos \varphi\right) = 158,45A \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{1}{4\sqrt{3}} \cdot 1\right) = 2,34A \quad (3.29)$$

$$I_{T,EF} = I_{A1} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8} + \frac{2M}{3\sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \cos \varphi\right)} = 158,45A \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot 1}{3\sqrt{3} \cdot \pi} \cdot 1\right)} = 78,83A \quad (3.30)$$

$$I_{T,STR} = I_{A1} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{4\sqrt{3}} \cdot \cos \varphi\right) = 158,45A \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{1}{4\sqrt{3}} \cdot 1\right) = 48,08A \quad (3.31)$$

Pro větší názornost a srovnávací schopnost byla vytvořena tabulka ukazující vypočtenou velikost proudů pro hodnoty účinníku $\cos \varphi = \langle -1, 0, 1 \rangle$, ve kterých proud dosahuje svých nejextrémnějších hodnot. Vzhledem k typu zátěže je patrné, že třetí sloupec $\cos \varphi = -1$ je zde umístěn čistě z informačních důvodů, druhý sloupec může eventuelně někdy nastat v závislosti na připojené zátěži a sloupec první uvádí hodnoty proudů, jež budou zařízením procházet nejčastěji. Celá tabulka byla počítána pro dva extrémní případy modulačního činitele, tedy pro $M = 1$, $M = 0$. V případě, že $M = 1$ dochází k největšímu proudovému namáhání tranzistorů, v případě, že $M = 0$ dochází k největšímu proudovému namáhání diod.

Tab 4: Vypočtené proudy pro různé hodnoty účinníků.

M=1	$\cos \phi = 1$	$\cos \phi = 0$	$\cos \phi = -1$
Dioda - efektivní hodnota proudu	7,89	56,02	78,83
Dioda - střední hodnota proudu	2,34	25,21	48,08
Tranzistor - efektivní hodnota proudu	78,83	56,02	7,89
Tranzistor - střední hodnota proudu	48,08	25,21	2,34
M=0	$\cos \phi = 1$	$\cos \phi = 0$	$\cos \phi = -1$
Dioda - efektivní hodnota proudu	56,02	56,02	56,02
Dioda - střední hodnota proudu	25,21	25,21	25,21
Tranzistor - efektivní hodnota proudu	56,02	56,02	56,02
Tranzistor - střední hodnota proudu	25,21	25,21	25,21

Pro konstrukci byl vybrán modul SEMiX303GD12E4c od firmy Semikron, přičemž využity budou pouze dvě jeho větve, třetí větev bude záložní.

Tab.5: Vybrané parametry zvoleného IGBT modulu

Tranzistor	Velikost	Popis
V_{CES}	1200V	Závěrné napětí
I_{Cnom}	300A	Nominální proud
R_{CE}	5,3mΩ	Odpor tranzistoru
t_{ON}	213ns	Zapínací doba
t_{OFF}	535ns	Vypínací doba
$R_{\theta J-C}$	0,095K/W	Vnitřní tepelný odpor čip-pouzdro
$R_{\theta C-H}$	0,014K/W	Tepelný odpor pouzdro-chladič
Dioda	Velikost	Popis
I_F	300A	Nominální proud
R_F	4,6mΩ	Odpor diody
$R_{\theta J-C}$	0,18K/W	Vnitřní tepelný odpor čip-pouzdro
$R_{\theta C-H}$	0,014K/W	Tepelný odpor pouzdro-chladič
U_{F0}	1,5V	Prahové napětí

3.7 Výstupní LC filtr

Výstupní LC filtr je v obvodu zařazen z důvodu zajištění požadované kvality napětí. Dochází v něm k filtraci vyšších harmonických, na výstupu se pak již jen objevuje první harmonická. Pro zvolení vhodné velikosti indukčnosti existuje vztah odvozený z rozkladu efektivní hodnoty napětí vstupujícího do filtru na první harmonickou a součet všech zbylých harmonických a následné derivaci tohoto vztahu. Z níže uvedeného obrázku je pak patrné, že indukčnost je volena pro okamžik největšího zvlnění proudu, kdy je střída rovna $s = 0,5$. Platí vztah [3,7]:

$$L = \frac{U_D \cdot (1-s) \cdot s}{2 \cdot 2f \cdot \Delta I} \quad (3.33)$$

$$L = \frac{357\text{V} \cdot \sqrt{2} \cdot (1-0,5) \cdot 0,5}{2 \cdot 2 \cdot 8000\text{Hz} \cdot (120\text{A} \cdot 0,1)} = 3,28 \cdot 10^{-4} \text{H} = 0,328\text{mH}$$

Kde pracovní frekvence PWM bude 8kHz. Pro fyzickou realizaci indukčnosti se bude uvažovat mezi vzduchovou cívku a tlumivkou s železným či feritovým jádrem.

3.7.1 Vzduchová tlumivka

Vzduchová tlumivka bude navrhována jako kotoučová vzduchová cívka. Pro návrh této cívky existují optimalizační procesy zajišťující maximální úsporu materiálu. Lze dokázat, že poměr mezi $a : b : r : d_{\max} : d_{\min} = 0,428 : 0,475 : 0,714 : 1,855 : 1$. Při známé indukčnosti a proudu pak lze určit [3]:

$$d_{\min} = 28,67 \cdot \sqrt[4]{\frac{L \cdot I_{efv}^2}{k_{p,Cu}^2 \cdot \sigma^2}} \quad (3.34)$$

$$d_{\min} = 28,67 \cdot \sqrt[4]{\frac{3,28 \cdot 10^{-4} \text{H} \cdot 120^2 \text{A}}{0,6^2 \cdot (2,5 \cdot 10^6 \text{A} \cdot \text{m}^{-2})^2}}$$

$$d_{\min} = 0,132\text{m} = 132\text{mm}$$

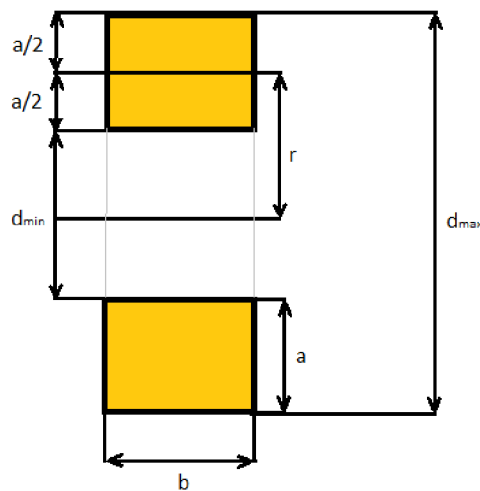
Ostatní rozměry kotoučové tlumivky jsou násobkem rozměru vnitřního průměru:

$$a = 0,428 \cdot 132\text{mm} = 56,5\text{mm}$$

$$b = 0,475 \cdot 132\text{mm} = 62,7\text{mm}$$

$$r = 0,714 \cdot 132\text{mm} = 94,2\text{mm}$$

$$d_{MAX} = 1,855 \cdot 132\text{mm} = 245\text{mm}$$



Obr.3-5: Zobrazení rozměrů kotoučové cívky

Následně je třeba vypočítat počet závitů cívky a délku vodiče cívky:

$$N = 167,2 \cdot \sqrt[5]{\frac{L^2 \cdot \sigma \cdot k_{p,Cu}}{I_{efv}}} \quad (3.35)$$

$$N = 167,2 \cdot \sqrt[5]{\frac{(3,28 \cdot 10^{-4} \text{ H})^2 \cdot 2,5 \cdot 10^6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2} \cdot 0,6}{120 \text{ A}}}$$

$$N = 44,56 \text{ záv.} = 45 \text{ záv.}$$

$$l_{CU} = 21499 \cdot \sqrt[5]{\frac{L^3 \cdot I_{efv}}{k_{p,Cu} \cdot \sigma}} \quad (3.36)$$

$$l_{CU} = 21499 \cdot \sqrt[5]{\frac{(3,28 \cdot 10^{-4} \text{ H})^3 \cdot 120 \text{ A}}{0,6 \cdot 2,5 \cdot 10^6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2}}}$$

$$l_{CU} = 26,45 \text{ m}$$

Dále bude příhodné určit časovou konstantu cívky.

$$\tau_{KC} = \frac{L}{R_{CU}} = \frac{L}{21499 \cdot \rho \cdot \sqrt[5]{\frac{L^3 \cdot \sigma^4}{k_{p,Cu} \cdot I_{efv}^4}}} \quad (3.37)$$

$$\tau_{KC} = \frac{3,28 \cdot 10^{-4} \text{ H}}{21499 \cdot 16,78 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot \text{m} \cdot \sqrt[5]{\frac{(3,28 \cdot 10^{-4} \text{ H})^3 \cdot (2,5 \cdot 10^6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2})^4}{0,6 \cdot 120^4 \text{ A}^4}}}$$

$$\tau_{KC} = 0,035 \text{ s}$$

3.7.2 Tlumivka se železným jádrem

Tlumivka se železným jádrem bude navrhována stejným způsobem jako tlumivka napěťového meziobvodu. Uvažují maximální hodnotu magnetické indukce v jádře $B_{\max} = 1,3\text{T}$, činitel plnění mědi $k_{p,Cu} = 0,6$, činitel plnění železa $k_{p,Fe} = 0,96$, proudovou hustotu ve vodiči $\sigma = 2,5\text{A} \cdot \text{mm}^{-2} = 2,5 \cdot 10^6 \text{A} \cdot \text{m}^{-2}$ a permitivitu železa $\mu_{r,Fe} = 1000$ [3].

Tlumivka bude opět navrhována na jádro typu EI axa.

$$a = \sqrt[4]{\frac{4 \cdot L \cdot I_{efv}^2}{3 \cdot k_{p,Fe} \cdot k_{p,Cu} \cdot B_{\max} \cdot \sigma}} \quad (3.15)$$

$$a = \sqrt[4]{\frac{4 \cdot 3,28 \cdot 10^{-4} \text{H} \cdot 120,3\text{A} \cdot 120,3\text{A}}{3 \cdot 0,96 \cdot 0,6 \cdot 1,3\text{T} \cdot 2,5 \cdot 10^6 \text{A} \cdot \text{m}^{-2}}}$$

$$a = 0,0428\text{m} = 42,8\text{mm}$$

Kde efektivní hodnotu proudu ve výstupním filtru lze určit:

$$I_{efv} = \sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2} = \sqrt{120^2 \text{A}^2 + \left(\frac{12\text{A}}{\sqrt{2}}\right)^2} = 120,3\text{A} \quad (3.16)$$

Proto volím sériově vyráběný plech EI axa o šířce středního sloupku $a = 50\text{mm}$. Výpočet počtu závitů je proveden rovněž za předpokladu známé velikosti indukčnosti $L = 3,28 \cdot 10^{-4} \text{H}$ a známého maximálního špičkového proudu $I_{A1} = 158,45\text{A}$ za nepřesycování se jádra.

$$N = \frac{L \cdot I_{A1}}{B_{\max} \cdot S_j \cdot k_{p,Fe}} \quad (3.18)$$

$$N = \frac{3,28 \cdot 10^{-4} \text{H} \cdot 158,45\text{A}}{1,3\text{T} \cdot 0,05^2 \text{m}^2 \cdot 0,96}$$

$$N = 16,65\text{záv.} \approx 17\text{záv.}$$

Dále je třeba vypočíst střední délku siločáry a délku vzduchové mezery.

$$l_{FE} = 6 \cdot a = 6 \cdot 50\text{mm} = 300\text{mm} \quad (3.19)$$

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{A1}}{B_{MAX}} - \frac{l_{FE}}{\mu_{rFE}} \quad (3.20)$$

$$l_v = \frac{17 \cdot 1,25 \cdot 10^{-6} \text{Hm}^{-1} \cdot 158,45\text{A}}{1,3\text{T}} - \frac{0,30\text{m}}{1000}$$

$$l_v = 2,30 \cdot 10^{-3} \text{m} = 2,3\text{mm}$$

Vodič tlumivky by měl mít průřez níže vypočtené velikosti. Ten se však v praxi nevyrábí a proto bude užito nejbližšího normalizovaného průřezu $S_{CU} = 70\text{mm}^2$.

$$S_{CU} = \frac{0,75 \cdot a^2 \cdot k_{pcu}}{N} \quad (3.21)$$

$$S_{CU} = \frac{0,75 \cdot 0,05^2 \text{ m}^2 \cdot 0,6}{17}$$

$$S_{CU} = 66,17 \text{ mm}^2$$

Nyní je pro kontrolu proveden výpočet proudové hustoty a je provedena kontrola realizovatelnosti tlumivky.

$$\sigma = \frac{I_{efv}}{S_{CU}} = \frac{120,3 \text{ A}}{70 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2} = 1,71 \text{ A/mm}^2 \quad (3.22)$$

$$0,03 < \frac{l_V}{a} = \frac{2,3 \text{ mm}}{40 \text{ mm}} = 0,057 < 0,2 \quad (3.23)$$

Ztráty v tlumivce jsou tvořeny ztrátami v železe a ztrátami Jouleovými. Jouleovy ztráty jsou stálé, avšak ztráty v železe rostou s frekvencí. Budou tedy počítány pro nejhorší případ a tím je maximální výstupní frekvence $f = 250 \text{ Hz}$. Nutno podotknout, že činitel p_{FE} je výrobcem udáván pouze pro ztráty způsobené 1.harmonickou složkou napětí, ostatní složky napětí, které způsobují přídavné vířivé ztráty, v tomto čísle zahrnuty nejsou. Proto lze očekávat vířivé ztráty ještě větší, než-li níže vypočtené. Jejich přesné vyčíslení, dané podílem kvadrátu efektivních hodnot vyšších harmonických a kmitočtově závislé hodnoty vířivého odporu, však nebude provedeno z důvodu neznámé hodnoty vířivého odporu jádra [3].

$$P_{FE} = V_{FE} \cdot \rho_{FE} \cdot p_{FE} = (6 \cdot 0,05^3) \cdot 7800 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3} \cdot 16 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1} = 93,6 \text{ W} \quad (3.38)$$

$$P_{CU} = R \cdot I_{efv}^2 = 1,3 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot 120,3^2 \text{ A}^2 = 18,81 \text{ W} \quad (3.39)$$

$$P_{CEL} = P_{FE} + P_{CU} = 93,6 \text{ W} + 18,81 \text{ W} = 112,4 \text{ W} \quad (3.40)$$

Kde odpor vinutí nabývá velikosti:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S_{CU}} = \rho \cdot \frac{6 \cdot a \cdot N}{S_{CU}} = 0,0178 \Omega \cdot \text{mm}^{-2} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \frac{6 \cdot 0,05 \text{ m} \cdot 17}{70 \text{ mm}^2} = 1,3 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (3.41)$$

Z výše uvedených výpočtů je tedy zřejmé, že jádro typu EI vyrobené z plechu šířky 0,5mm nelze užít, protože by se tlumivka z důvodu především vířivých ztrát v železe přehřívala.

3.7.3 Tlumivka se železným jádrem typu C

Při výrobě tlumivek s jádrem typu C se používá plechu menší šířky, nejčastěji 0,28mm, 0,30mm či 0,35mm. Proto existuje větší naděje na uchazení ztrátového výkonu. Parametry navrhované tlumivky jsou $B_{\max} = 1,3 \text{ T}$, činitel plnění mědi $k_{p,Cu} = 0,6$, činitel plnění železa $k_{p,Fe} = 0,96$, proudová hustota ve vodiči $\sigma = 2,5 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} = 2,5 \cdot 10^6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2}$ a permitivita železa $\mu_{r,Fe} = 1000$. Průřez železného jádra nabývá níže vypočtené velikosti [3].

$$S_j = \sqrt{\frac{L \cdot I_{efv}^2}{k_{p,Fe} \cdot k_{p,Cu} \cdot B_{\max} \cdot \sigma}} \quad (3.42)$$

$$S_j = \sqrt{\frac{3,28 \cdot 10^{-4} \text{ H} \cdot 120,3 \text{ A} \cdot 120,3 \text{ A}}{0,96 \cdot 0,6 \cdot 1,3 \text{ T} \cdot 2,5 \cdot 10^6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2}}}$$

$$S_j = 1,59 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$$

$$a = \sqrt{S_j} = \sqrt{1,59 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2} = 39,87 \text{ mm} \cong 40 \text{ mm} \quad (3.43)$$

Nyní je třeba vypočítat počet závitů, střední délku siločáry a šířku vzduchové mezery.

$$N = \frac{L \cdot I_{A1}}{B_{\max} \cdot S_j \cdot k_{p,Fe}} \quad (3.18)$$

$$N = \frac{3,28 \cdot 10^{-4} \text{ H} \cdot 158,45 \text{ A}}{1,3 \text{ T} \cdot 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2 \cdot 0,96}$$

$$N = 26,19 \text{ záv.} \approx 26 \text{ záv.}$$

$$l_{FE} = 6 \cdot \sqrt{S_j} = 6 \cdot \sqrt{1,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2} = 0,24 \text{ m} \quad (3.44)$$

$$l_V = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{A1}}{B_{\max}} - \frac{l_{FE}}{\mu_{r,Fe}} \quad (3.20)$$

$$l_V = \frac{26 \cdot 1,25 \cdot 10^{-6} \text{ Hm}^{-1} \cdot 158,45 \text{ A}}{1,3 \text{ T}} - \frac{0,24 \text{ m}}{1000}$$

$$l_V = 3,72 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 3,72 \text{ mm}$$

Vodič tlumivky by měl mít průřez níže vypočtené velikosti. Ten se však v praxi nevyrábí a proto bude užito nejbližšího normalizovaného průřezu $S_{CU} = 50 \text{ mm}^2$. Při výpočtu je vycházeno z předpokladu, že průřez okna jádra tlumivky je stejný jako průřez železa.

$$S_{CU} = \frac{S_j \cdot k_{p,cu}}{N} \quad (3.45)$$

$$S_{CU} = \frac{1,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2 \cdot 0,6}{26}$$

$$S_{CU} = 37 \text{ mm}^2$$

Nyní je pro kontrolu proveden výpočet proudové hustoty a je provedena kontrola realizovatelnosti tlumivky.

$$\sigma = \frac{I_{efv}}{S_{CU}} = \frac{120,3 \text{ A}}{50 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2} = 2,4 \text{ A / mm}^2 \quad (3.22)$$

$$\frac{l_{FE}}{\mu_{r,Fe}} < l_V < \sqrt{S_j} \quad (3.46)$$

$$0,24 \text{ mm} < 3,72 \text{ mm} < 40 \text{ mm}$$

Tlumivka je tedy realizovatelná, avšak nyní je třeba ještě spočítat ztráty na ní. Jsou očekávány nižší ztráty v železe z důvodu užití tenkých plechů. Opět je počítáno pro nejhorší frekvenci z hlediska ztrát $f = 250 \text{ Hz}$.

$$P_{FE} = V_{FE} \cdot \rho_{FE} \cdot p_{FE} = (1,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2 \cdot 0,24 \text{ m}) \cdot 7800 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3} \cdot 6,5 \text{ W} \cdot \text{kg}^{-1} = 19,45 \text{ W} \quad (3.38)$$

$$P_{CU} = R \cdot I_{efv}^2 = 2,22 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot 120,3^2 \text{ A}^2 = 32,14 \text{ W} \quad (3.39)$$

$$P_{CEL} = P_{FE} + P_{CU} = 19,45 \text{ W} + 32,14 \text{ W} = 51,6 \text{ W} \quad (3.40)$$

Kde odpor vinutí nabývá velikosti:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S_{CU}} = \rho \cdot \frac{l_{FE} \cdot N}{S_{CU}} = 0,0178 \Omega \cdot \text{mm}^{-2} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \frac{0,24 \text{ m} \cdot 26}{50 \text{ mm}^2} = 2,22 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (3.41)$$

Z výpočtů ztrát je tedy zřejmé, že užití tlumivky s C jádrem vyrobené z tenkých plechů by bylo vhodnější, protože dochází k menším ztrátám a menšímu uvolňovanému teplu.

3.7.4 Tlumivka s feritovým jádrem

Tlumivka s feritovým jádrem je navržena stejným způsobem jako předešlé tlumivky. Uvažují maximální hodnotu magnetické indukce v jádře $B_{\max} = 0,38 \text{ T}$, činitel plnění mědi $k_{p,Cu} = 0,6$, činitel plnění železa $k_{p,Fe} = 1$, proudovou hustotu ve vodiči $\sigma = 2,5 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} = 2,5 \cdot 10^6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2}$ a permitivitu železa $\mu_{r,Fe} = 2000$ [3].

Tlumivka bude opět navrhována na jádro typu EI axa.

$$a = \sqrt[4]{\frac{4 \cdot L \cdot I_{efv}^2}{3 \cdot k_{p,Fe} \cdot k_{p,Cu} \cdot B_{\max} \cdot \sigma}} \quad (3.15)$$

$$a = \sqrt[4]{\frac{4 \cdot 3,28 \cdot 10^{-4} \text{ H} \cdot 120,3 \text{ A} \cdot 120,3 \text{ A}}{3 \cdot 1 \cdot 0,6 \cdot 0,38 \text{ T} \cdot 2,5 \cdot 10^6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2}}}$$

$$a = 0,0576 \text{ m} = 57,6 \text{ mm}$$

Proto volím největší sériově vyráběné jádro EI axa o šířce středního sloupku $a = 64 \text{ mm}$. Výpočet počtu závitů je proveden rovněž za předpokladu známé velikosti indukčnosti $L = 3,28 \cdot 10^{-4} \text{ H}$ a známého maximálního špičkového proudu $I_{A1} = 158,45 \text{ A}$ za nepřesycování se jádra.

$$N = \frac{L \cdot I_{A1}}{B_{\max} \cdot S_j \cdot k_{p,Fe}} \quad (3.18)$$

$$N = \frac{3,28 \cdot 10^{-4} \text{ H} \cdot 158,45 \text{ A}}{0,38 \text{ T} \cdot 0,064^2 \text{ m}^2 \cdot 1}$$

$$N = 33,39 \text{ záv.} \approx 33 \text{ záv.}$$

Dále je třeba vypočítat střední délku siločáry a délku vzduchové mezery.

$$l_{FE} = 6 \cdot a = 6 \cdot 64 \text{ mm} = 384 \text{ mm} \quad (3.19)$$

$$l_V = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{A1}}{B_{MAX}} - \frac{l_{FE}}{\mu_{rFE}} \quad (3.20)$$

$$l_v = \frac{33 \cdot 1,25 \cdot 10^{-6} \text{ Hm}^{-1} \cdot 158,45 \text{ A} \cdot 0,384 \text{ m}}{0,38 \text{ T} \cdot 2000}$$

$$l_v = 17,09 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 17,09 \text{ mm}$$

Vodič tlumivky by měl mít průřez níže vypočtené velikosti. Ten se však v praxi nevyrábí a proto bude užito nejbližšího normalizovaného průřezu $S_{CU} = 70 \text{ mm}^2$.

$$S_{CU} = \frac{0,75 \cdot a^2 \cdot k_{pcu}}{N} \quad (3.21)$$

$$S_{CU} = \frac{0,75 \cdot 0,064^2 \text{ m}^2 \cdot 0,6}{33} = 55,85 \text{ mm}^2$$

Nyní je pro kontrolu proveden výpočet proudové hustoty a je provedena kontrola realizovatelnosti tlumivky.

$$\sigma = \frac{I_{efv}}{S_{CU}} = \frac{120 \text{ A}}{70 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2} = 1,71 \text{ A/mm}^2 \quad (3.22)$$

$$0,03 < \frac{l_v}{a} = \frac{17,09 \text{ mm}}{64 \text{ mm}} = 0,26 > 0,2 \quad (3.23)$$

Z výše uvedeného výpočtu je zřejmé, že kritérium realizovatelnosti tlumivky není splněno. Hrozil by tedy velký rozptyl pole v okolí vzduchové mezery a větší hodnota indukčnosti tlumivky, než-li je ta vypočtená. Ke správnému návrhu by bylo třeba užít jádro ještě větší šířky středního sloupku. To by však pravděpodobně znamenalo užití nenormalizované velikosti jádra, což by se s největší pravděpodobností promítlo ve vyšších pořizovacích nákladech.

Nyní je třeba rozhodnout, zda-li jako indukčnost výstupního filtru zvolit kotoučovou vzduchovou cívku nebo tlumivku se železným jádrem typu C. Je zvolena kotoučová vzduchová cívka, jelikož v ní nebude docházet k hysterezním a vířivým ztrátám a navíc bude levnější, protože je při její výrobě potřeba pouze měď. Bude však nutno počítat s vlivem magnetického pole cívky na své okolí. Vířivé proudy v okolních kovových částech by totiž mohly způsobit jejich přehřátí a způsobit tak riziko požáru či popálenin. Proto je zvolena minimální vzdálenost tlumivky a vodivých částí $2r = 2 \cdot 94,2 \text{ mm} = 188,4 \text{ mm}$.

3.7.5 Výstupní kondenzátor

Kondenzátor je navržen dle níže uvedeného vztahu. Zvlnění proudu je zvoleno jako $\Delta I = 10\%$, zvlnění napětí je zvoleno jako $\Delta U = 3.5\%$ [1,4].

$$C = \frac{U_{VYST}}{\Delta U} \cdot \frac{(1-s) \cdot s}{16 \cdot (2 \cdot f_{PWM})^2 \cdot L} \quad (3.47)$$

$$C = \frac{357 \text{ V} \cdot \sqrt{2}}{357 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,035} \cdot \frac{(1-0,5) \cdot 0,5}{16 \cdot (2 \cdot 8000 \text{ Hz})^2 \cdot 3,28 \cdot 10^{-4} \text{ H}}$$

$$C = 4,65 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 4,65 \mu\text{F}$$

Efektivní hodnota proudu, na kterou kondenzátor dimenzujeme je následující:

$$I_{CEF} = \frac{\Delta I}{\sqrt{2}} = \frac{0,1 \cdot 120\text{A}}{\sqrt{2}} = 8,48\text{A} \quad (3.48)$$

Bude užito kondenzátoru PVAJP 2-0,6/100 AC od firmy ZES-Silko.

3.8 Zátěž zdroje proudu

Zdroj proudu, který bude provádět oteplovací zkoušky rozvaděčů, bude připojen na výkonový transformátor, ten pak následně na samotný rozvaděč. Rozptylovou indukčnost výkonového transformátoru lze z důvodu její velké hodnoty a principu funkce transformátoru zanedbat. Zátěž zdroje proudu bude odporově induktivní. Odporová složka bude daná součtem velikostí sekundárního odporu výkonového transformátoru a odporu přípojníc rozvaděče. To vše přepočteno na primární stranu. Induktivní složka není z důvodu nemožnosti měřit ji na daném pracovišti známa, avšak je odhadována na přibližně stejnou velikost jako složka odporová. Velikost odporové složky zátěže pro panel s nejhorsím odporem (Panel 630A- $R = 150\mu\Omega$)

$$R_{ZAT} = R_{CU2} + R_{CELR} \quad (3.49)$$

$$R_{ZAT} = 55 \cdot 10^{-6} \Omega + 150 \cdot 10^{-6} \Omega = 2,05 \cdot 10^{-4} \Omega$$

Přepočet na primární stranu

$$R_{ZAT}^* = R_{ZAT} \cdot p^2 = 2,05 \cdot 10^{-4} \Omega \cdot 25^2 = 0,13 \Omega \quad (3.50)$$

Velikost induktivní složky je tedy odhadnuta také na $X_L = 0,13 \Omega$. Velikost indukčnosti pro důležité pracovní frekvence - 16,66Hz, 50Hz, 60Hz a 250Hz nabývá hodnot:

$$L_{16,66} = \frac{X_L}{\omega} = \frac{0,13 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 16,66 \text{Hz}} = 1,24 \cdot 10^{-3} \text{H} \quad (3.51)$$

$$L_{50} = \frac{X_L}{\omega} = \frac{0,13 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 50 \text{Hz}} = 4,13 \cdot 10^{-4} \text{H}$$

$$L_{60} = \frac{X_L}{\omega} = \frac{0,13 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 60 \text{Hz}} = 3,44 \cdot 10^{-4} \text{H}$$

$$L_{250} = \frac{X_L}{\omega} = \frac{0,13 \Omega}{2 \cdot \pi \cdot 250 \text{Hz}} = 8,27 \cdot 10^{-5} \text{H}$$

4 KONSTRUKČNÍ ŘEŠENÍ

Tato kapitola se bude zabývat výpočtem ztrát na usměrňovači a střídači a volbou vhodných chladičů. Dále bude řešit problematiku celkového konstrukčního řešení zdroje proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů.

4.1 Výpočet ztrát na usměrňovači

Ztráty na usměrňovači jsou tvořeny pouze ztrátami vedením proudu jednotlivými diodami. Ty lze s úspěchem počítat pomocí linearizované VA charakteristiky, která má tvar lomené přímky. Při výpočtu je třeba znát hodnotu prahového napětí a diferenciální odpor diody. Platí [8]:

$$P_{D,VED} = U_{F0} \cdot I_{Dstr} + R_F \cdot I_{Def}^2 \quad (4.1)$$

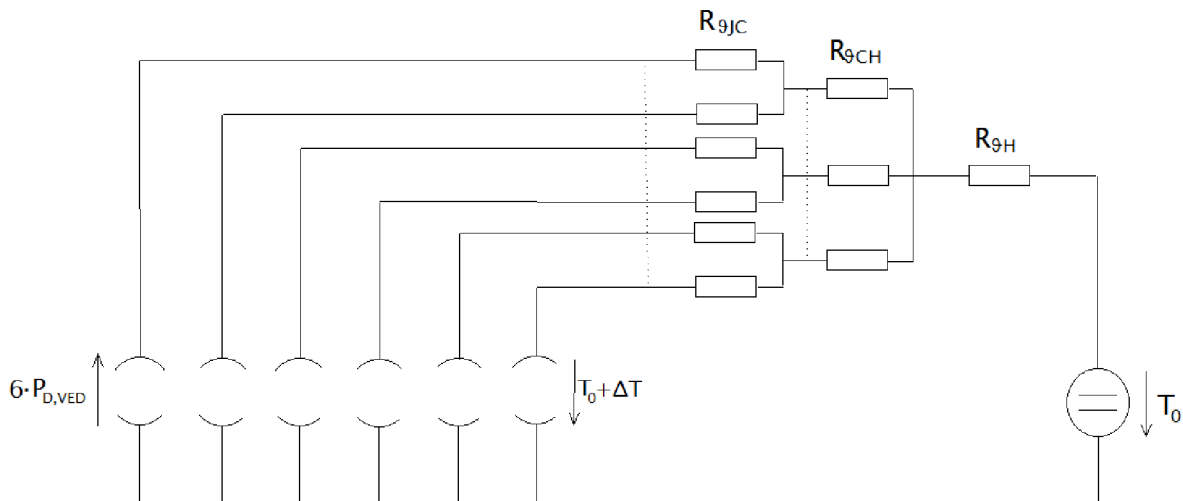
$$P_{D,VED} = 1,04V \cdot 24,69A + 3,52 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot 42,76^2 A = 32,11W$$

Celkový ztrátový výkon na celém usměrňovači pak je:

$$P_{USM} = 6 \cdot P_{T,VED} = 6 \cdot 32,11W = 192,66W \quad (4.2)$$

4.2 Návrh chladiče usměrňovače

Nyní je tedy vypočten celkový ztrátový výkon usměrňovače. Ten je třeba nějakým způsobem odvádět pryč, jinak by došlo k překročení maximální dovolené teploty polovodičových prvků a jejich následné destrukci. K výpočtu vhodného chladiče je sestrojeno náhradní tepelné schéma. To je analogické elektrickým obvodům a umožňuje vypočítat hledaný tepelný odpor chladiče R_{gH} [1].



Obr.4-1: Náhradní tepelné schéma usměrňovače

Rovnice popisující tento obvod nám říká, že oteplení čipů vůči okolí je rovno součinu celkového ztrátového výkonu a součtu tepelných odporů.

$$\Delta T = 6 \cdot P_{D,VED} \cdot (R_{gJC,CELK} + R_{gCH,CELK} + R_{gH}) \quad (4.3)$$

$$\Delta T = 6 \cdot P_{D,VED} \cdot \left(\frac{R_{\theta JC}}{6} + \frac{R_{\theta CH}}{3} + R_{\theta H} \right)$$

$$R_{\theta H} = \frac{\Delta T}{6 \cdot P_{D,VED}} - \frac{R_{\theta JC}}{6} - \frac{R_{\theta CH}}{3}$$

$$R_{\theta H} = \frac{85^{\circ}\text{C} - 45^{\circ}\text{C}}{6 \cdot 32,11\text{W}} - \frac{0,12\text{KW}^{-1}}{6} - \frac{0,03\text{KW}^{-1}}{3} = 0,2076 - 0,02 - 0,01 = 0,1776\text{KW}^{-1}$$

Jako chladič bude použito zařízení SK158 od firmy Fisherelektronik. Jedná se o chladič o délce 300mm a výšce 83,5mm.

4.3 Výpočet ztrát na jednofázovém střídači

Elektrické ztráty na střídači se skládají ze ztrát na tranzistorech a diodách. Ztráty na každém tranzistoru lze rozdělit na ztráty způsobené vedením proudu a ztráty přepínací. Ztráty vedením se určují pomocí efektivní hodnoty tranzistorového proudu a je lze vypočítat následujícím vztahem [8]:

$$P_{T,VED} = R_{CE} \cdot I_{T,EF}^2 = 5,3 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot 78,82^2 \text{ A} = 32,92\text{W} \quad (4.4)$$

Ztráty přepínací jsou způsobeny charakteristickým tvarem kolektorového proudu a napětí při vypínacím a zapínacím ději. Tranzistor totiž nepracuje jako ideální spínač, kolektorové napětí a proud existují jistou dobu současně. Jejich součin pak dává okamžitý ztrátový výkon, jenž se přeměňuje na teplo. Integrací tohoto součinu podle času a vynásobením tohoto integrálu pracovními frekvencemi pak lze určit přepínací ztráty.

$$P_{T,PREP} = \frac{1}{4} \cdot (U_d \cdot I_{T,EF}) \cdot (t_{ON} + t_{OFF}) \cdot f \quad (4.5)$$

$$P_{T,PREP} = \frac{1}{4} \cdot (540\text{V} \cdot 78,82\text{A}) \cdot (213 + 535) \cdot 10^{-9} \text{ s} \cdot 8000\text{Hz}$$

$$P_{T,PREP} = 63,67\text{W}$$

Celkový ztrátový výkon na tranzistoru je pak:

$$P_{T,CEL} = P_{T,VED} + P_{T,PREP} = 32,92\text{W} + 63,67\text{W} = 96,6\text{W} \quad (4.6)$$

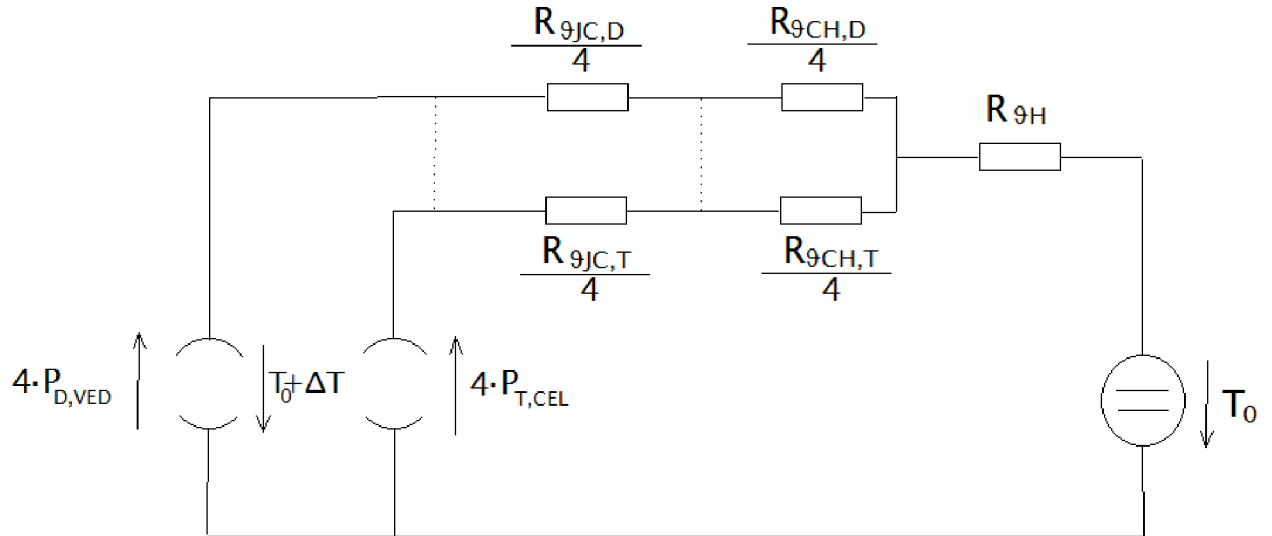
Ztráty na diodě se budou stejně jako u usměrňovače počítat pomocí linearizované VA charakteristiky. Platí:

$$P_{D,VED} = U_{F0} \cdot I_{D,STŘ} + R_F \cdot I_{D,EF}^2 \quad (4.1)$$

$$P_{D,VED} = 1,5\text{V} \cdot 2,34\text{A} + 4,6 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot 7,89^2 \text{ A} = 3,8\text{W}$$

4.4 Návrh chladiče jednofázového střídače

Nyní je tedy vypočten celkový ztrátový výkon na jednotlivých prvcích jednofázového střídače. Ten je opět třeba nějakým způsobem odvádět pryč, jinak by došlo k překročení maximální dovolené teploty polovodičových prvků a jejich následné destrukci. Náhradní tepelné schéma bude vypadat následovně [1].



Obr.4-2: Náhradní tepelné schéma střídače

Rovnice popisující tento obvod:

$$\Delta T = (4 \cdot P_{T,CEL} + 4 \cdot P_{D,VED}) \cdot (R_{9JC,CELK} + R_{9CH,CELK} + R_{9H}) \quad (4.7)$$

$$\Delta T = (4 \cdot P_{T,CEL} + 4 \cdot P_{D,VED}) \cdot \left(\frac{\frac{R_{9JC,D}}{4} \cdot \frac{R_{9JC,T}}{4}}{\frac{R_{9JC,D}}{4} + \frac{R_{9JC,T}}{4}} + \frac{\frac{R_{9CH,D}}{4} \cdot \frac{R_{9CH,T}}{4}}{\frac{R_{9CH,D}}{4} + \frac{R_{9CH,T}}{4}} + R_{9H} \right)$$

$$R_{9H} = \frac{\Delta T}{(4 \cdot P_{T,CEL} + 4 \cdot P_{D,VED})} - \frac{\frac{R_{9JC,D}}{4} \cdot \frac{R_{9JC,T}}{4}}{\frac{R_{9JC,D}}{4} + \frac{R_{9JC,T}}{4}} - \frac{\frac{R_{9CH,D}}{4} \cdot \frac{R_{9CH,T}}{4}}{\frac{R_{9CH,D}}{4} + \frac{R_{9CH,T}}{4}}$$

$$R_{9H} = \frac{125^{\circ}\text{C} - 45^{\circ}\text{C}}{(4 \cdot 96,6\text{W} + 4 \cdot 3,8\text{W})} - \frac{0,18\text{KW}^{-1} \cdot 0,095\text{KW}^{-1}}{\frac{0,18\text{KW}^{-1}}{4} + \frac{0,095\text{KW}^{-1}}{4}} - \frac{0,014\text{KW}^{-1} \cdot 0,014\text{KW}^{-1}}{\frac{0,014\text{KW}^{-1}}{4} + \frac{0,014\text{KW}^{-1}}{4}}$$

$$R_{9H} = 0,199 - 0,0155 - 0,0018 = 0,1817\text{KW}^{-1}$$

Je tedy zjištěno, že potřebný chladič bude muset mít tepelný odpor $R_{9H} = 0,1817\text{KW}^{-1}$. Tento chladič lze stejně jako chladič usměrňovače ještě realizovat jako vzduchový, avšak v případě, že by tepelný odpor klesl pod hranici $R_{9H} \leq 0,15\text{KW}^{-1}$, bylo by na místě uvažovat o užití chladiče kapalinového. Jako chladič bude rovněž použito zařízení SK158 od firmy Fisherelektronik. Jedná se o chladič o délce 300mm a výšce 83,5mm.

4.5 Volba ventilace

Při návrhu konstrukce skříně je třeba zvolit, jestli bude skříň třeba chladit pouze okolním vzduchem, či jestli bude potřeba instalovat ventilátor a zajistit průchod chladicího vzduchu skrze celé zařízení. Za tímto účelem je nutno vypočítat celkový ztrátový výkon ve zdroji proudu a



plochu skříně. Celkový ztrátový výkon se kromě již vypočtených ztrát na usměrňovači a střídači, jejichž celková hodnota je $P_{ZTR} = 594,26\text{W}$, skládá ze ztrát na:

$$\text{Jističi} - P_{ZTR} = 16,89\text{W}$$

$$\text{Vypínači} - P_{ZTR} = 20\text{W}$$

$$\text{Stykačích} - P_{ZTR} = 2 \cdot 5\text{W} = 10\text{W}$$

Vstupním filtru -

$$P_{ZTR} = V_{FE} \cdot \rho_{FE} \cdot p_{FE} = (\pi \cdot 0,035^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 0,035) \cdot 7800\text{kg} \cdot \text{m}^{-3} \cdot 8\text{W} \cdot \text{kg}^{-1} = 52,75\text{W} \quad (4.8)$$

Tlumivce napěťového meziobvodu -

$$P_{FE} = V_{FE} \cdot \rho_{FE} \cdot p_{FE} = (6 \cdot 0,05^3) \cdot 7800\text{kg} \cdot \text{m}^{-3} \cdot 8\text{W} \cdot \text{kg}^{-1} = 46,8\text{W} \quad (3.38)$$

$$P_{CU} = R \cdot I_{efv}^2 = 1,3 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot 74,07^2 \text{A}^2 = 7,13\text{W} \quad (3.39)$$

$$P_{ZTR} = P_{FE} + P_{CU} = 46,8\text{W} + 7,13\text{W} = 53,93\text{W} \quad (3.40)$$

Kondenzátorech napěťového meziobvodu - $P_{ZTR} = 32\text{W}$

$$\text{Vzduchové cívice} - P_{ZTR} = R \cdot I_{efv}^2 = 9,37 \cdot 10^{-3} \cdot 120,3^2 \Omega = 135\text{W} \quad (3.39)$$

Kondenzátoru výstupního filtru - $P_{ZTR} = 8\text{W}$

Ventilátoru - $P_{ZTR} = 43\text{W}$

Ostatních částech (proud. dráha, čidla, vnitřní napájecí zdroje, řízení) - $P_{ZTR} = 200\text{W}$.

Celkový ztrátový výkon tedy nabývá velikosti:

$$P_{ZTR,CEL} = \sum P_{ZTR} = (594,26 + 16,89 + 20 + 10 + 52,75 + 53,93 + 32 + 135 + 8 + 43 + 200)\text{W} \quad (4.9)$$

$$P_{ZTR,CEL} = 1165,83\text{W}$$

Celková plocha skříně je pak dle navržené dokumentace:

$$S = 2 \cdot (1,508 \cdot 1,01 + 1,508 \cdot 0,612 + 1,01 \cdot 0,612)\text{m}^2 \quad (4.10)$$

$$S = 6,12\text{m}^2$$

Nyní je nutné vypočítat teplotu panující uvnitř zařízení za normálního provozu při chlazení pouze vnějšího povrchu skříně zdroje proudu. Tato teplota je dána součtem teploty okolí a oteplení. Oteplení dosahuje velikosti:

$$\Delta T = \frac{P_{ZTR,CEL}}{S \cdot \alpha_B} \quad (4.11)$$

$$\Delta T = \frac{1165,83\text{W}}{6,12\text{m}^2 \cdot 8,5\text{WK}^{-1}\text{m}^{-2}} = 22,41\text{K} = 22,41^\circ\text{C}$$

Kde α_B je činitel přestupu tepla, který nám říká, jaké množství ztrátového výkonu tělesa o určité teplotě projde plochou jednoho čtverečního metru. Je známo, že každé těleso se zbavuje tepla dvěma základními způsoby. A to vedením a zářením. S ohledem na povrch zdroje proudu o nízké emisivitě byla hodnota tohoto činitele zvolena:

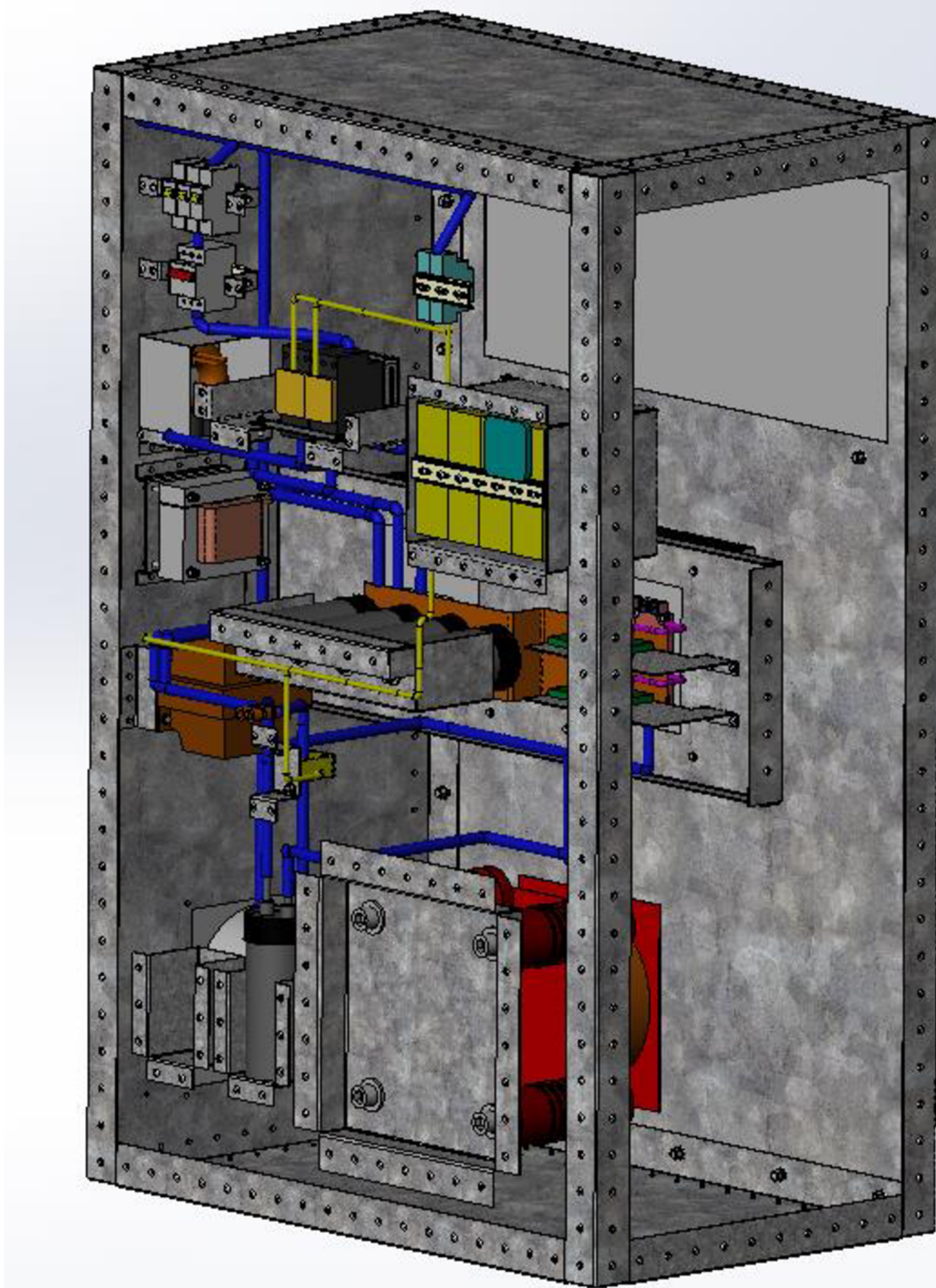
$$\alpha_B = \alpha_V + \alpha_Z = (6,5 + 2) \text{WK}^{-1} \text{m}^{-2} = 8,5 \text{WK}^{-1} \text{m}^{-2} \quad (4.12)$$

Z výše vypočtené hodnoty oteplení je tedy patrné, že v případě, kdy by teplota okolí dosahovala maximální dovolené teploty 40°C , dosahovala by teplota uvnitř zařízení teploty $62,41^\circ\text{C}$. Tudíž by došlo k překročení výpočtové teploty pro návrh chladičů a hrozila by destrukce zdroje. Proto bude nutné užít ventilátoru a chladit zdroj proudu vzduchem procházejícím tímto zařízením [1].

4.6 Konstrukční návrh zdroje

Konstrukční návrh zdroje proudu byl proveden za pomoci softwaru SolidWorks. V první části návrhu došlo k vytvoření modelů jednotlivých výkonových součástí, a to buď z údajů poskytnutých od přímo od výrobce či z vypočtených hodnot. Dále byla vytvořena plechová skříň o venkovním rozměru $160 \times 100 \times 60 \text{mm}$, která bude vyrobena z plechu o šířce 2mm dle normy EN10143 EN10346-DX51D+AZ150 – P2. Do této skříně byly jednotlivé díly upevněny za pomoci šroubů a nýtů. Z důvodu minimalizace rizika poranění a vzhledu byly pro dílce, které je potřeba uchytit šrouby, tyto šrouby přichyceny do plechových nosníků, a tyto nosníky byly až následně spojeny nýty s plechem skříně. Na povrchu skříně tedy nebude docházet k výskytu ostrých hran. Celkový náhled na model, kde je skryta přední a boční část skříně, lze spatřit na obrázku 4-3.

V horní levé části lze vidět jistič a vypínač. Ty jsou připevněny ke skříně za pomoci DIN lišty. Pod nimi jsou umístěny stykače, vstupní filtr a předřadné odpory. Skrze celou skříň je veden plechový nosník s otvory pro usměrňovač a střídač, k němuž jsou přišroubovány chladiče. Na předním plechu jsou pak umístěny 4 kondenzátory napěťového meziobvodu a výstupní filtrační kondenzátor. Dále pak výstupní vzduchová tlumivka, proudový transformátor, napájecí zdroj a čtyři kazety určené na instalaci řízení. Na levé bočnici skříně je pak situován napěťový transformátor a tlumivka napěťového meziobvodu. Výkresová dokumentace celého zařízení je uvedena v příloze. Pro lepší orientaci a jednoduchost se skládá z podsestavy skříně a následně až z celé sestavy zdroje. Celkem tedy obsahuje 29 výkresů a 2 kusovníky.



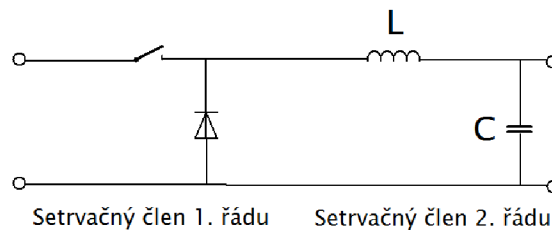
Obr.4-3: Model zdroje proudu v softwaru SolidWorks

5 REGULACE VÝSTUPNÍCH VELIČIN MĚNIČE

Cílem této kapitoly je navrhnout vhodný způsob řízení, který zajistí požadované vlastnosti proudu a napětí na výstupu zdroje při všech provozních stavech. Bude navrhován prostý regulátor proudu, který zajistí správnou funkci měniče jako proudového zdroje. Rovněž bude navrhována kaskádní regulace napětí se střídavou či stejnosměrnou napěťovou smyčkou, která by v případě realizace umožnila zdroji pracovat jako zdroj napěťový. Jako prostředek ověření funkčnosti bude užito prostředí MATLAB-SIMULINK.

5.1 Prostá regulace proudu bez napěťového omezení

Každý typ měniče pracujícího s pulsní šířkovou modulací lze z regulačního hlediska nahradit výkonovým spínačem a dolní LC propustí [3].



Obr.5-1: Náhrada měniče výkonovým spínačem a dolní LC propustí

Spínač může mít náhodné dopravní zpoždění, které leží v časovém intervalu nula až celá délka periody. Při návrhu regulátoru tak blok PWM nahrazujeme setrvačným členem 1. řádu, jehož časová konstanta nabývá velikosti střední doby dopravního zpoždění.

$$\tau = t_{d, \text{sr}} = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} = \frac{1}{2 \cdot 8000 \text{Hz}} = 6,25 \cdot 10^{-5} \text{s} \quad (5.1)$$

Při návrhu regulátoru proudu budeme používat metodu symetrického optima. Pro výpočet regulátoru bude třeba znát přenos měniče, přenos indukčnosti a zesílení čidla proudu. Přenos měniče je pak následující [3,9]:

$$F_m(p) = \frac{K_m}{1 + p\tau} \quad (5.2)$$

$$F_m(p) = \frac{54}{1 + 6,25 \cdot 10^{-5} p}$$

Kde zesílení měniče K_m je dáno poměrem napětí napěťového meziobvodu a napětí řídicího.

$$K_m = \frac{U_d}{U_{rid}} = \frac{540 \text{V}}{10 \text{V}} = 54 \quad (5.3)$$

Přenos indukčnosti lze vypočítat následovně:

$$F_L(p) = \frac{1}{pL} \quad (5.4)$$

$$F_L(p) = \frac{1}{3,28 \cdot 10^{-4} p}$$

Zesílení proudového čidla lze vypočítat z maximálního rozsahu proudového transformátoru:

$$K_{CI} = \frac{1}{I_{MMAX}} = \frac{1}{150A} = 6,66 \cdot 10^{-3} \quad (5.5)$$

Přenos soustavy pro návrh regulátoru proudu:

$$F_s(p) = \frac{K_m}{1+p\tau} \cdot \frac{1}{pL} \cdot K_{CI} \quad (5.6)$$

$$F_s(p) = \frac{54}{1+6,25 \cdot 10^{-5} p} \cdot \frac{1}{3,28 \cdot 10^{-4} p} \cdot 6,66 \cdot 10^{-3}$$

$$F_s(p) = \frac{1096,46}{p \cdot (1+6,25 \cdot 10^{-5} p)}$$

Regulátor proudu metodou symetrického optima, kdy časová konstanta $\tau_\sigma = \tau$:

$$R_I(p) = \frac{(1+p\tau)p}{K_s} \cdot \frac{1+4\tau_\sigma p}{8\tau_\sigma^2 p^2 \cdot (1+p\tau_\sigma)} \quad (5.7)$$

$$R_I(p) = \frac{p(1+6,25 \cdot 10^{-5} p)}{1096,46} \cdot \frac{(1+4 \cdot 6,25 \cdot 10^{-5} p)}{8 \cdot (6,25 \cdot 10^{-5})^2 p^2 \cdot (1+6,25 \cdot 10^{-5} p)}$$

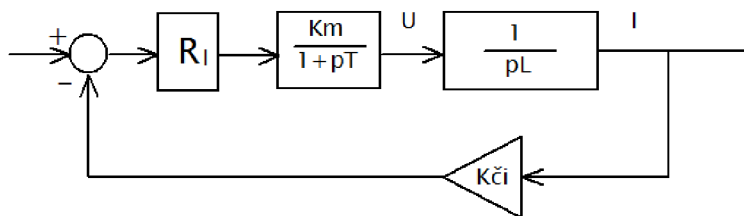
$$R_I(p) = \frac{(1+4 \cdot 6,25 \cdot 10^{-5} p)}{1096,46 \cdot 8 \cdot (6,25 \cdot 10^{-5})^2 p} = \frac{1+25 \cdot 10^{-5} p}{3,42 \cdot 10^{-5} p} = \frac{1}{3,42 \cdot 10^{-5} p} + \frac{25 \cdot 10^{-5} p}{3,42 \cdot 10^{-5} p}$$

$$\text{Kde } K_s = \frac{K_m \cdot K_{CI}}{L} = \frac{27 \cdot 6,66 \cdot 10^{-3}}{3,28 \cdot 10^{-4}} = 1096,46 \quad (5.8)$$

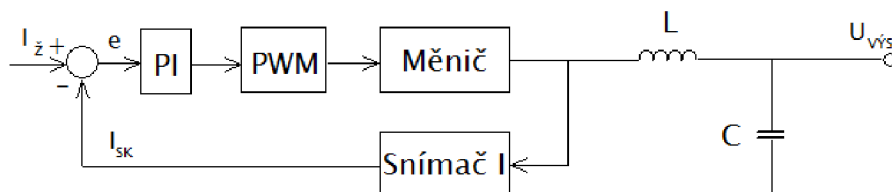
Výsledný regulátor tedy bude typu PI, zbývá vyčíslit konstantu zesílení integračního a proporcionálního členu:

$$K_p = 7,30$$

$$K_I = 29239,76$$

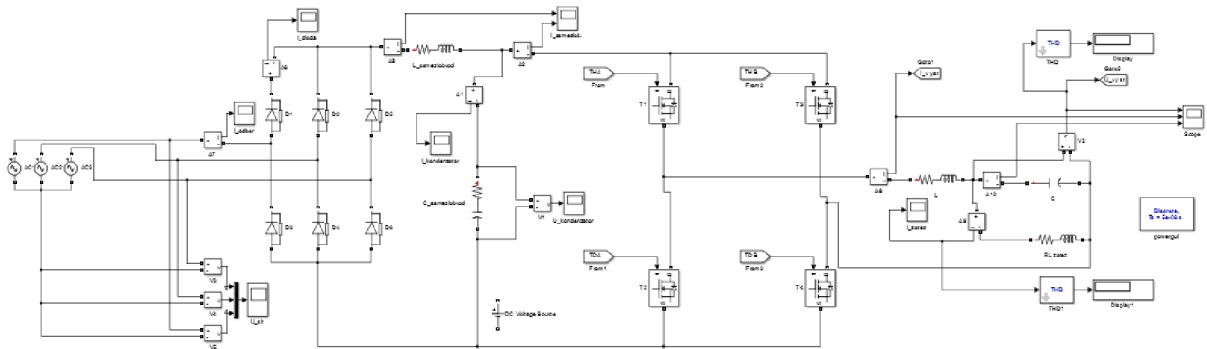


Obr.5-2: Blokové schéma proudové smyčky bez napěťového omezení

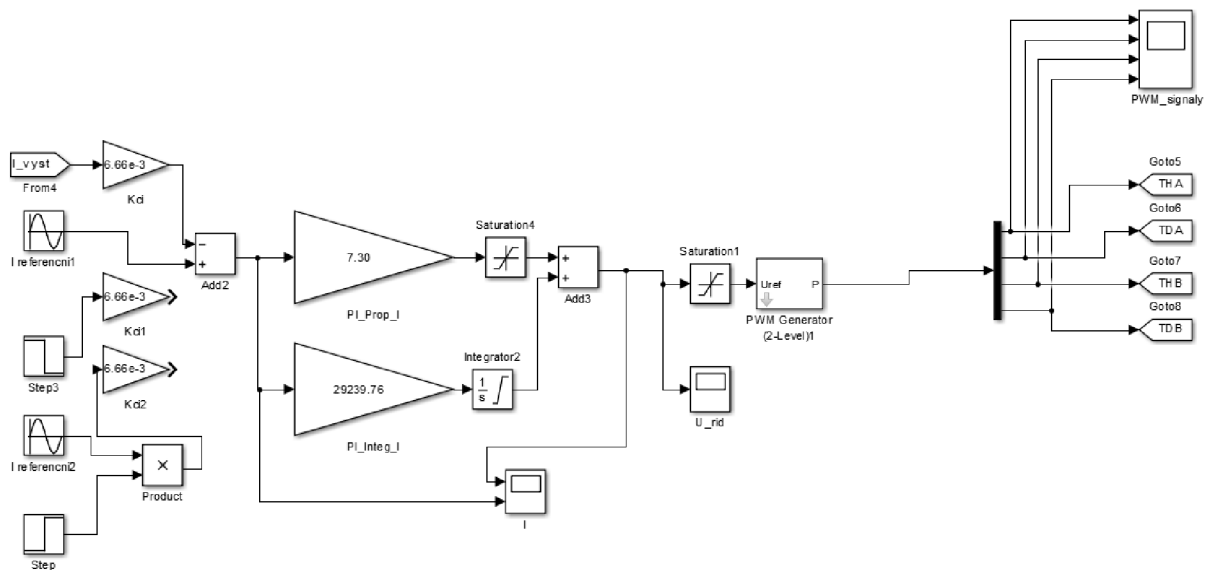


Obr.5-3: Blokové schéma prostého regulátoru proudu bez napěťového omezení

Nyní došlo k ověření správnosti výpočtu řídicích i výkonových obvodů pomocí programu Matlab Simulink. Simulaci bylo také nutné vytvořit z důvodu ověření požadované hodnoty zkreslení proudu a napětí na výstupu zdroje. Rovněž bylo žádoucí zkontrolovat si průběhy napětí a proudů v různých částech měniče.



Obr.5-4: Model výkonových obvodů proudového zdroje



Obr.5-5.: Model řídicích obvodů – prostá regulace proudu

Vzhledem k tomu, že při zkouškách bude zdroj zatížen velmi malou zátěží, lze očekávat sníženou hodnotu napětí na výstupu zdroje. Existuje předpoklad, že by mohlo dojít k vysoké hodnotě zkreslení napětí. Její snížení na požadovanou mez pak lze dosáhnout zvětšením kapacity kondenzátoru výstupního filtru nebo zvýšením frekvence PWM. Byla vytvořena Tab.6 udávající velikost zkreslení při různé velikosti kapacity výstupního kondenzátoru při stálé frekvenci PWM $f = 8\text{kHz}$. Tato simulace proběhla s diskrétním vzorkováním s délkou kroku $t = 5 \cdot 10^{-8}\text{s}$ po dobu $0,025\text{s}$ s výše vypočtenými regulačními konstantami, které zajišťovaly správný průběh proudu. V prvním sloupci je uvažována pouze odporová zátěž o velikosti $R = 0,13\Omega$ a je patrné, že hodnota zkreslení proudu je menší, než požadovaná hodnota $3,5\%$. V druhém sloupci je pak ale uvažováno s indukčností zátěže $L = 3,44 \cdot 10^{-4}\text{H}$ a hodnota kapacity byla kvůli vysoké velikosti zkreslení napětí zvýšena na $C = 100\mu\text{F}$. Jako zvolená hodnota proudu byl sinusový

signál o vrcholové hodnotě 20A. V *Tab.6* je zřetelně vidět klesající hodnota zkreslení se zvyšující se kapacitou.

Tab. 6: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různé velikosti kapacity výstupního filtru

Kondenzátor	Zkreslení - R zátěž, 60Hz		Zkreslení - RL zátěž, 60Hz	
	C [uF]	THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]
4,65	1,53	1,53	32,1	0,51
66	1,06	1,06	6,5	0,52
100	0,86	0,86	5,04	0,50

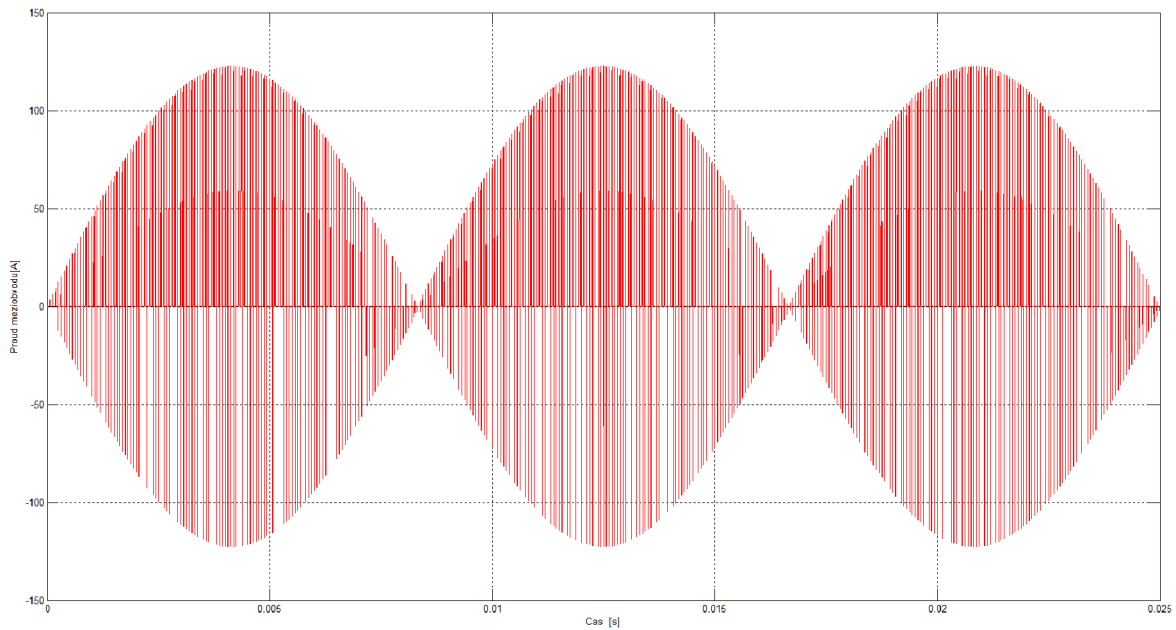
Následně po upravení velikosti kondenzátoru došlo k provedení simulace zkreslení proudu i napětí pro R i RL zátěž pro různé mezní kmitočty, kdy velikosti induktivních složek byly zvoleny podle kapitoly 3.8, vzorkovací kmitočet byl zvolen na $t = 5 \cdot 10^{-8}$ s, doba simulace byla s ohledem na délku periody zvolena na 0,0054s pro 250Hz, 0,025s pro 60Hz, na 0,03s pro 50Hz a na 0,15s pro 16,66Hz. Z výsledků je zřejmé, že k největší hodnotě zkreslení proudu dochází při 250Hz při čistě odporové zátěži a že nepřekračuje požadovanou velikost. Zdroj by se měl tedy v reálné situaci chovat standardním způsobem a pracovat správně.

Tab.7: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různých kmitočtech, kapacita výstupního filtru

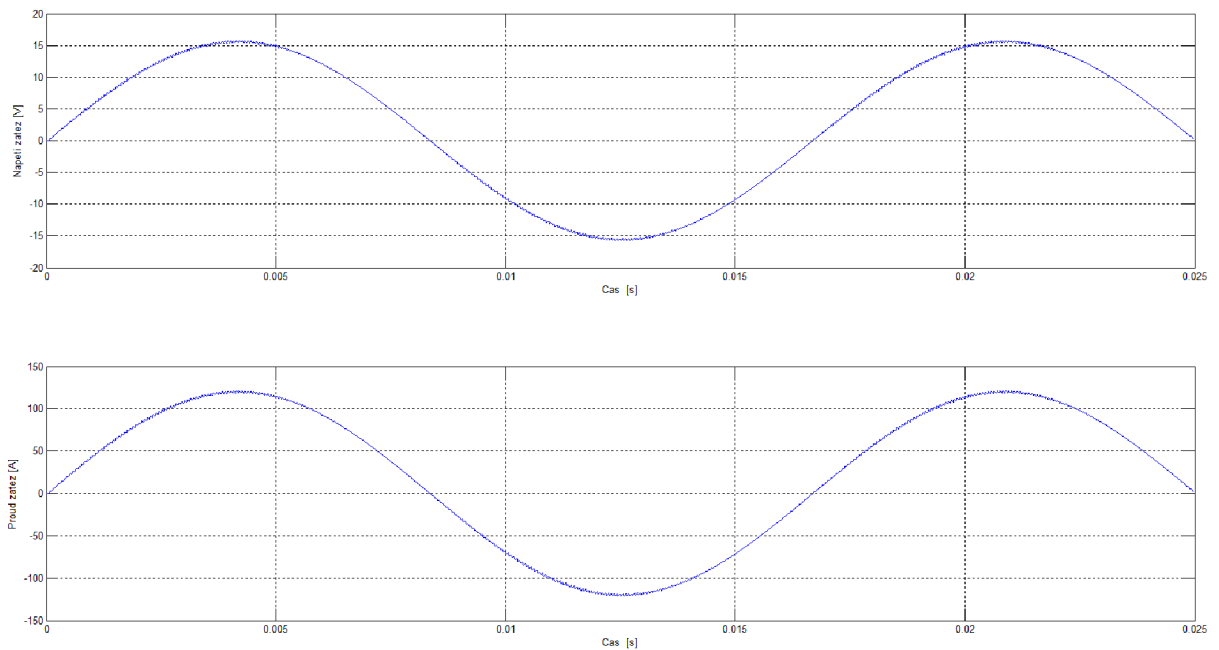
$$C = 100\mu\text{F}$$

Zátěž	Kondenzátor	Zkreslení - 16,66Hz		Zkreslení - 50Hz		Zkreslení - 60Hz		Zkreslení - 250Hz	
		C [uF]	THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]
R	100	0,81	0,81	0,85	0,85	0,86	0,86	2,75	2,75
RL	100	4,13	0,22	4,36	0,39	5,04	0,50	8,91	1,94

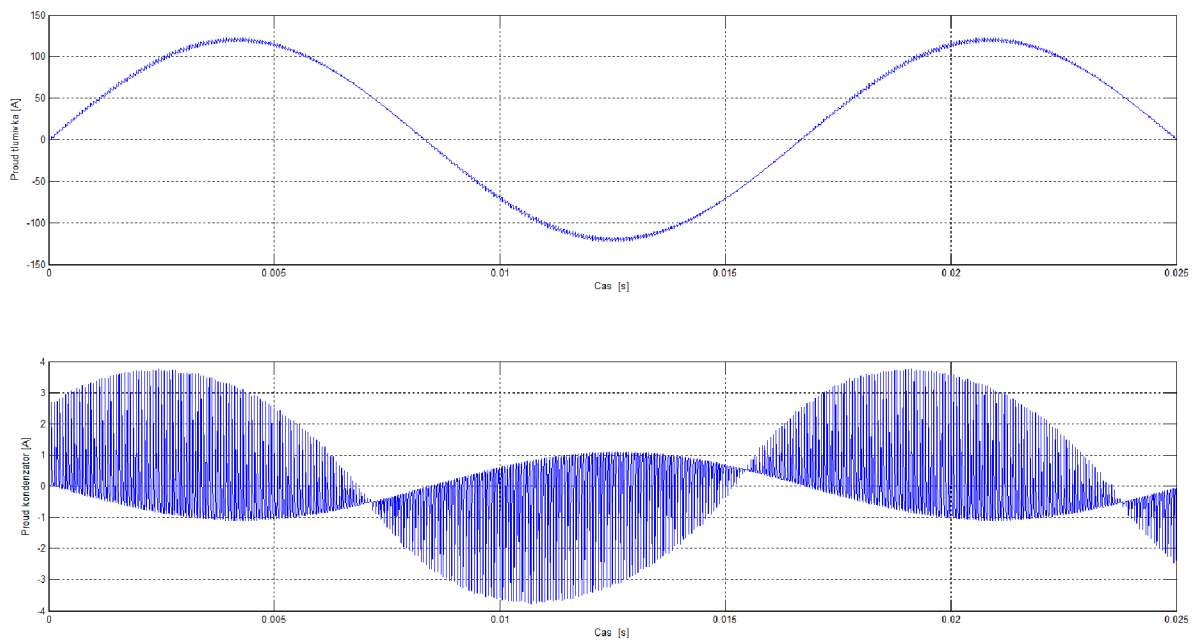
Dále byly do práce vloženy průběhy napětí a proudů ve výkonových obvodech zdroje proudu při zatížení pouze odporovou zátěží (frekvence výstupního napětí $f = 60\text{Hz}$). Ty nabývají níže uvedených tvarů. Je nutné zmínit, že uvedené simulace byly provedeny bez uvažování přechodného děje, který vzniká v okamžiku sepnutí a je omezován brzdými odpory. V okamžiku spuštění simulace byly všechny výkonové obvody aktivní a velikost jednotlivých parametrů odpovídala velikosti parametrů vypočtených. Délka kroku byla zvolena jako $t = 5 \cdot 10^{-8}$ s.



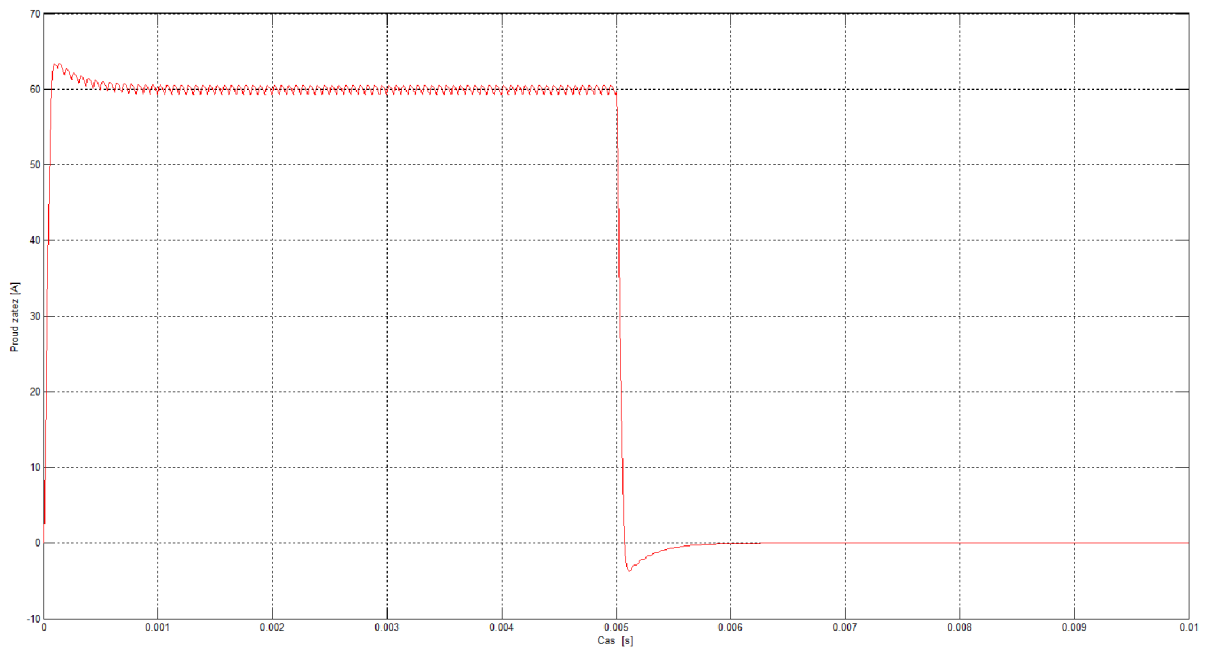
Obr.5-6: Průběh proudu v napěťovém meziobvodu, odporová zátěž $R=0,13\Omega$,



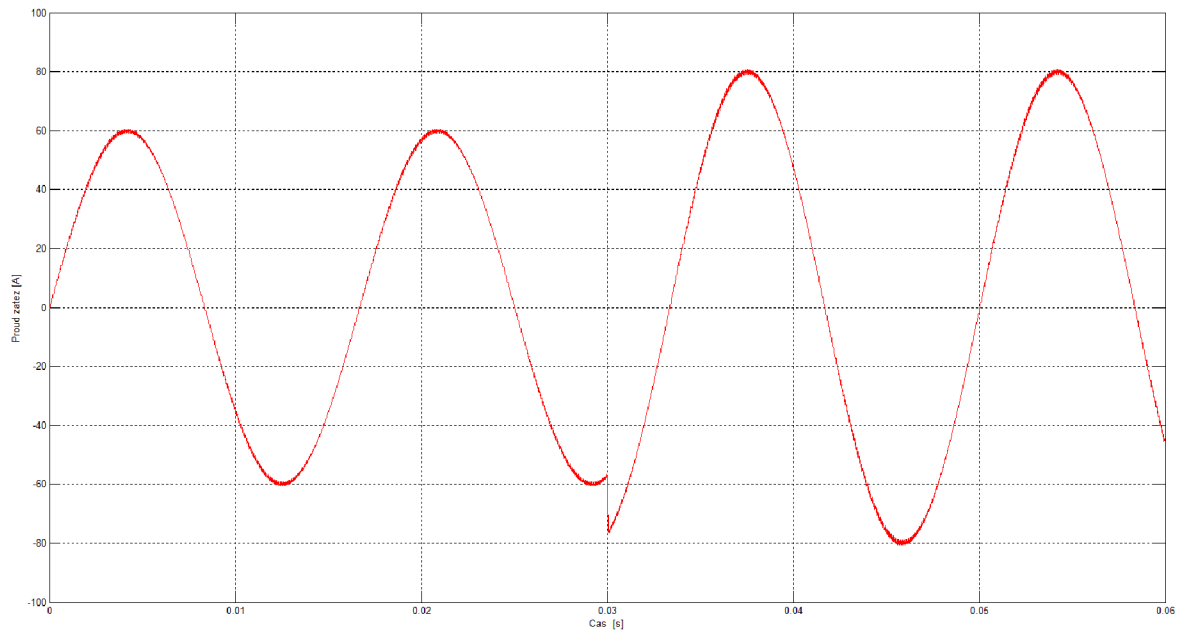
Obr.5-7: Průběh napětí a proudu na odporové zátěži při $R=0,13\Omega$, proud na zátěži nastaven na velikost amplitudy 120A



Obr.5-8: Průběh proudů tlumivkou a kondenzátorem výstupního filtru



Obr.5-9: Reakce proudové smyčky na skok žádaného proudu z 0A na 60A a z 60A na 0A na zátěži. Čas sepnutí 0s, 0,005s.



Obr.5-10: Reakce proudové smyčky na skokovou změnu amplitudy žádaného proudu z 60A na 80A na zátěži v čase 0,03s.

5.2 Kaskádní regulace napětí se střídavou napět'ovou smyčkou

Při užití kaskádní regulace napětí se střídavou napět'ovou smyčkou bude potřeba k již vypočtené proudové smyčce vypočíst nadřizenou smyčku napět'ovou. Při návrhu regulátoru napětí budeme opět užívat metodu symetrického optima. Bude třeba znát přenos proudové smyčky, přenos kapacity a přenos čidla napětí. Přenos uzavřené smyčky proudu nabývá tvaru [3,9]:

$$F_{wI}(p) = \frac{1}{K_{CI} (1 + 4p\tau)} \quad (5.9)$$

$$F_{wI}(p) = \frac{1}{6,66 \cdot 10^{-3} (1 + 4 \cdot 6,25 \cdot 10^{-5} p)} = \frac{1}{6,66 \cdot 10^{-3} + 1,65 \cdot 10^{-6} p}$$

Přenos kapacity je pak:

$$F_C(p) = \frac{1}{pC} \quad (5.10)$$

$$F_C(p) = \frac{1}{4,65 \cdot 10^{-6} p}$$

Přenos čidla napětí:

$$K_U = \frac{1}{U_{MMAX}} = \frac{1}{1000V} = 0,001 \quad (5.11)$$

Přenos soustavy pro návrh regulátoru napětí:

$$F_s(p) = \frac{1}{1+4p\tau} \cdot \frac{1}{pC} \cdot K_U = \frac{K_S}{p \cdot (1+4p\tau)} \quad (5.12)$$

$$F_s(p) = \frac{32290,35}{p \cdot (1+4p\tau)}$$

Regulátor napětí metodou symetrického optima

$$R_U(p) = \frac{(1+4p\tau)p}{K_S} \cdot \frac{1+4\tau_\sigma p}{8\tau_\sigma^2 p^2 \cdot (1+p\tau_\sigma)} \quad (5.13)$$

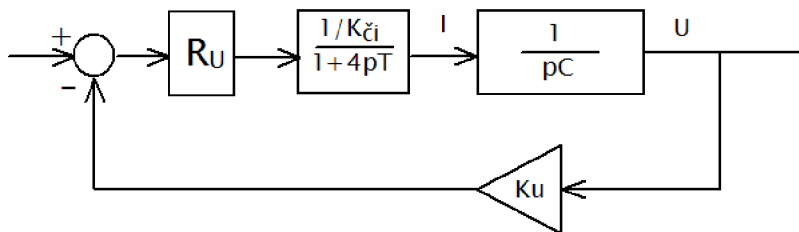
$$R_U(p) = \frac{(1+4p\tau)p}{32290,35} \cdot \frac{1+4 \cdot 4 \cdot 6,25 \cdot 10^{-5} \cdot p}{8 \cdot (4 \cdot 6,25 \cdot 10^{-5})^2 p^2 \cdot (1+4p\tau)} = \frac{1+0,001p}{0,016p} = \frac{1}{0,016p} + \frac{0,001p}{0,016p}$$

$$\text{Kde } \tau_\sigma = 4\tau \text{ a } K_S = \frac{K_U}{K_{\check{c}i} \cdot C} = \frac{0,001}{6,66 \cdot 10^{-3} \cdot 4,65 \cdot 10^{-6}} = 32290,35 \quad (5.14)$$

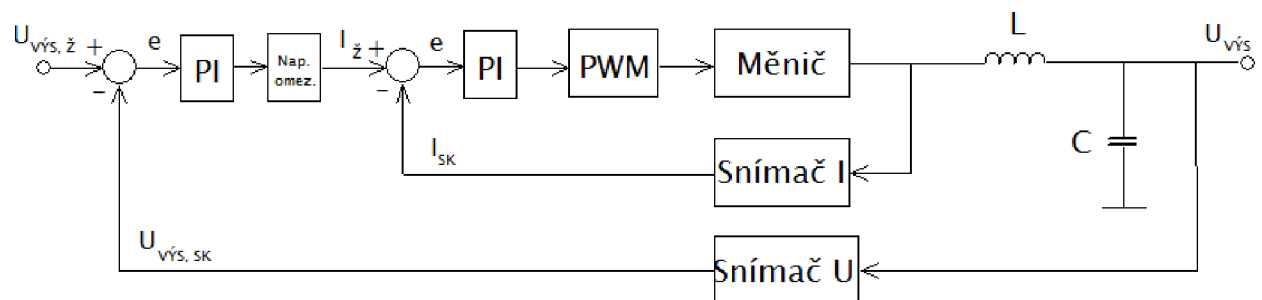
Výsledný regulátor tedy bude typu PI, zbývá tedy vyčíslit konstantu zesílení integračního a proporcionálního členu:

$$K_p = 0,0625$$

$$K_I = 62,5$$

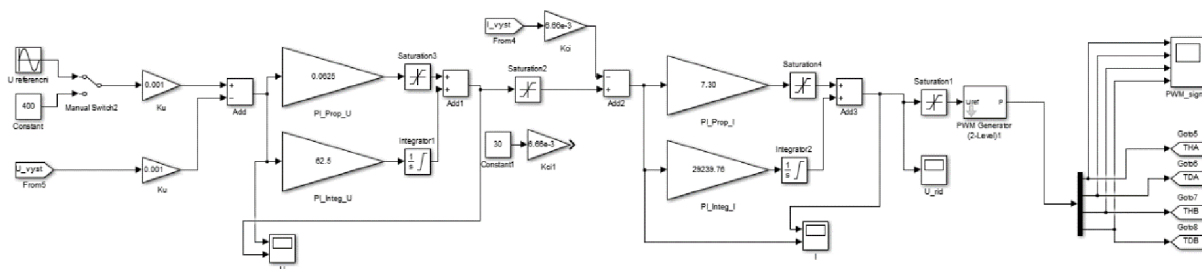


Obr.5-11: Blokové schéma uzavřené napěťové smyčky



Obr.5-12: Blokové schéma kaskádní regulace napětí se střídavou napěťovou smyčkou

Pro opětovné ověření správné funkce výkonových, ale především regulačních obvodů byl vytvořen adekvátní matematický model.



Obr.5-13: Model řídicích obvodů - kaskádní regulace napětí se střídavou napět'ovou smyčkou

Simulace proběhla s diskretním vzorkováním s délkou kroku $t = 5 \cdot 10^{-8}$ s po dobu 0,025s s dříve vypočtenými regulačními konstantami, které zajišťovaly správný průběh napětí a proudu, amplituda proudu byla zvolena jako 25A. V prvním sloupci Tab.8 je opět uvažována pouze odporová zátěž o velikosti $R = 0,13\Omega$ a je patrné, že hodnota zkreslení proudu je menší, než požadovaná hodnota 3,5%. V druhém sloupci je pak opět uvažováno s indukčností zátěže $L = 3,44 \cdot 10^{-4}$ H a hodnota kapacity byla kvůli vysoké velikosti zkreslení napětí zvýšena na $C = 100\mu\text{F}$, stejně jako v předešlé kapitole.

Tab. 8: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různé velikosti kapacity výstupního filtru

Kondenzátor C [uF]	Zkreslení - R zátěž, 60Hz		Zkreslení - RL zátěž, 60Hz	
	THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]	THD I [%]
4,65	2,24	2,24	32,53	0,58
66	1,55	1,55	3,99	0,51
100	1,27	1,27	2,89	0,52

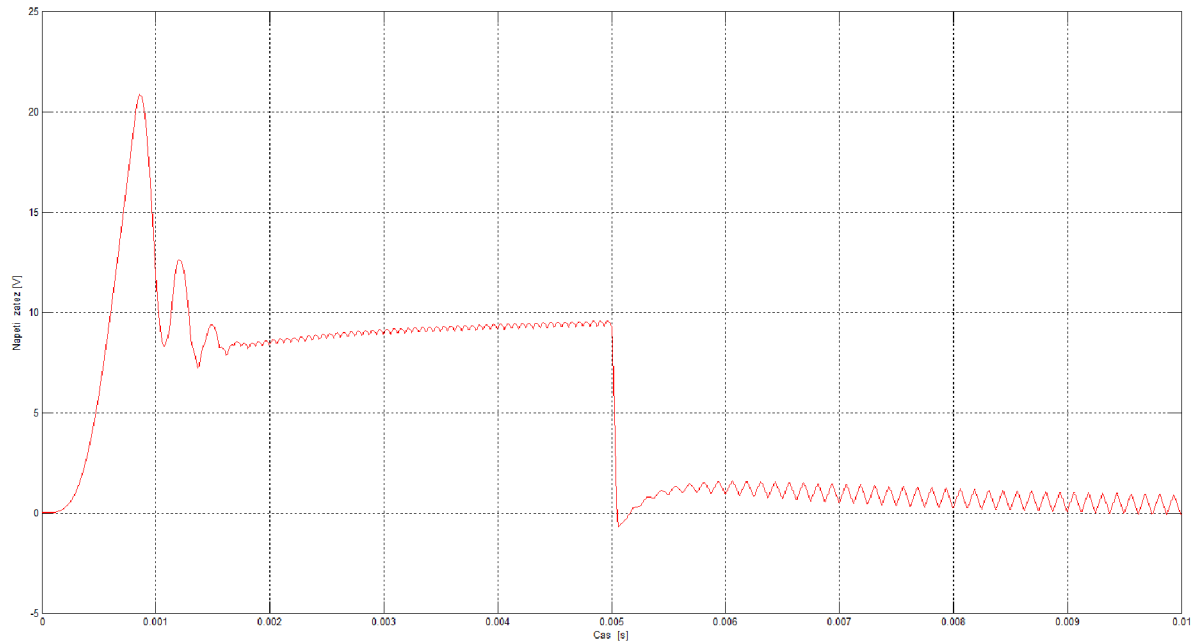
Následně po upravení velikosti kondenzátoru došlo k provedení simulace zkreslení proudu i napětí pro R i RL zátěž pro různé mezní kmitočty, kdy velikosti induktivních složek byly zvoleny podle kapitoly 3.8, vzorkovací kmitočet byl zvolen opět na $t = 5 \cdot 10^{-8}$ s, doba simulace byla s ohledem na délku periody zvolena na 0,025s pro 60Hz a 250Hz, na 0,03s pro 50Hz a na 0,1s pro 16,66Hz. Z výsledků Tab.9 jde vidět, že k největší hodnotě zkreslení proudu dochází při 250Hz při čistě odporové zátěži a že zkreslení nepřekračuje požadovanou velikost.

Během této simulace však došlo k výskytu jevu, který upozorňuje na nevhodnost užití tohoto druhu regulace pro navrhovaný zdroj proudu. V řídicích obvodech nadřazené napět'ové smyčky je totiž přítomen omezovač napětí, který při překročení nastavené hodnoty napětí způsobuje deformaci sinusového signálu o špičkové hodnoty. Nejvíce je tento jev vidět u zkreslení napětí i proudu u 16,66Hz, kdy zkreslení dosáhlo vysokých hodnot. Při ještě vyšší zvolené výstupní hodnotě napětí na zdroji by se hodnoty zkreslení razantně zvětšily a zdroj by neplnil správně svoji funkci. Tento způsob řízení by rovněž vedl k tomu, že by se neregulovala přímo velikost proudu, ale napětí, což není žádoucí.

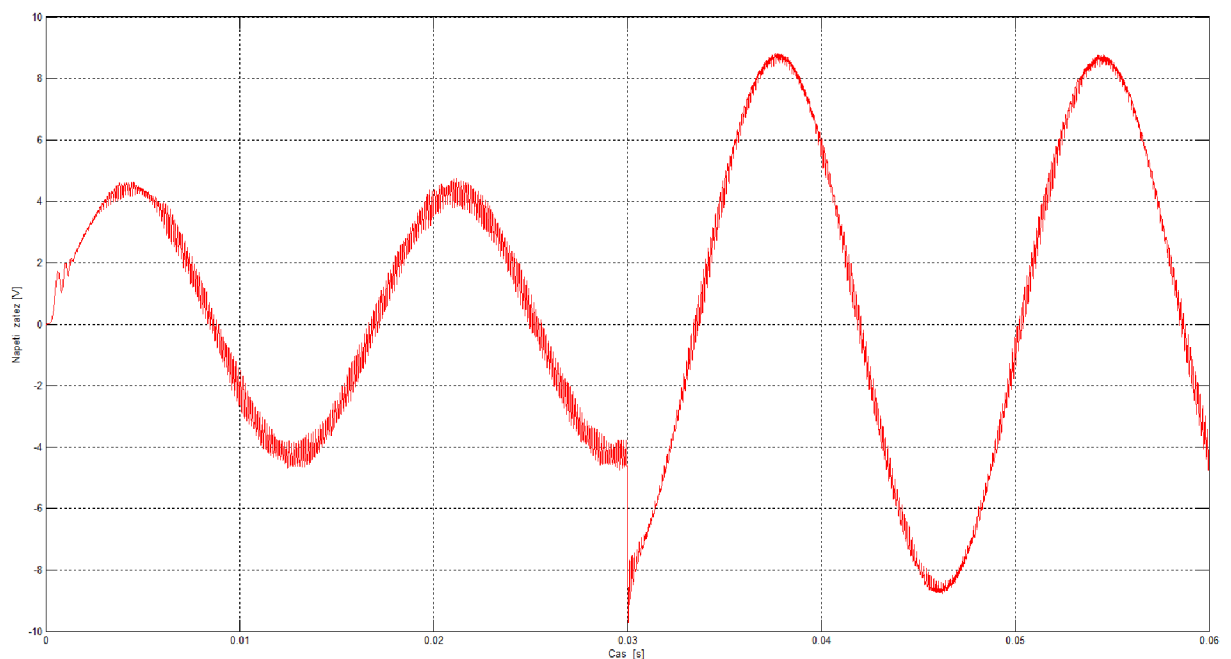
Tab. 9: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různých kmitočtech, kapacita výstupního filtru

$$C = 100\mu\text{F}$$

Zátěž	Kondenzátor C [uF]	Zkreslení - 16,66Hz		Zkreslení - 50Hz		Zkreslení - 60Hz		Zkreslení - 250Hz	
		THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]	THD I [%]
R	100	1,79	1,79	1,29	1,29	1,27	1,27	1,78	1,78
RL	100	1,64	1,50	2,45	0,56	2,89	0,52	3,06	1,53



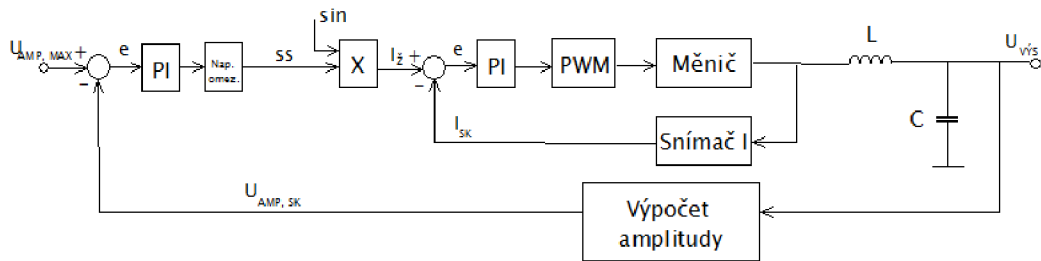
Obr.5-14: Reakce napěťové smyčky na skok žádaného napětí z 0V na 10V a z 10V na 0V na zátěži. Čas sepnutí 0s, 0,005s. Vypočtené regulační konstanty napětí upraveny z důvodu zrychlení regulátoru napětí na $K_p=20$, $K_i=70000$.



Obr.5-15: Reakce napěťové smyčky na skokovou změnu amplitudy žádaného napětí z 5V na 10V na zátěži v čase 0,03s. Vypočtené regulační konstanty napětí upraveny z důvodu zrychlení regulátoru napětí na $K_p=20$, $K_i=70000$.

5.3 Kaskádní regulace napětí se stejnosměrnou napěťovou smyčkou

V této části práce došlo k pokusu o vyřešení problému deformace signálu, ke které docházelo v minulé kapitole. A to tím způsobem, že bylo výstupní napětí přepočítáváno na stejnosměrnou hodnotu, která pak byla porovnávána se stejnosměrnou hodnotou nastavovanou. Rozdílový signál pak klasicky vstupoval do regulátoru napětí, za nímž bylo přítomno napěťové omezení, které však nezpůsobovalo žádnou deformaci signálu, jelikož byl sinusový signál vytvořen až za ním v násobičce. Dále je schéma svojí funkcí a podobou totožné s kaskádní regulací se střídavou napěťovou smyčkou z předešlé kapitoly.



Obr.5-16: Blokové schéma kaskádní regulace napětí se stejnosměrnou napěťovou smyčkou

5.3.1 Výpočet amplitudy

Matematický postup výpočtu okamžité hodnoty amplitudy:

1) Rovnice napětí na zátěži (5.15)

$$u(t) = U \cdot \sin(\omega t)$$

$$\sin(\omega t) = \frac{u(t)}{U}$$

$$\sin^2(\omega t) = \frac{u(t)^2}{U^2}$$

2) Integrace rovnice 5.15 (5.16)

$$\int u(t) dt = -\frac{U}{\omega} \cos(\omega t)$$

$$\cos(\omega t) = -\frac{\omega \cdot \int u(t) dt}{U}$$

$$\cos^2(\omega t) = \left(\frac{\omega \cdot \int u(t) dt}{U} \right)^2$$

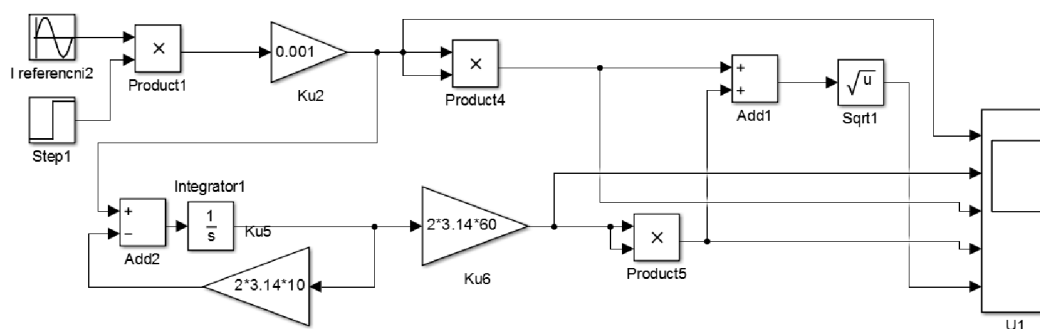
3) Trigonometrický vzorec: (5.17)

$$\sin^2(\omega t) + \cos^2(\omega t) = 1$$

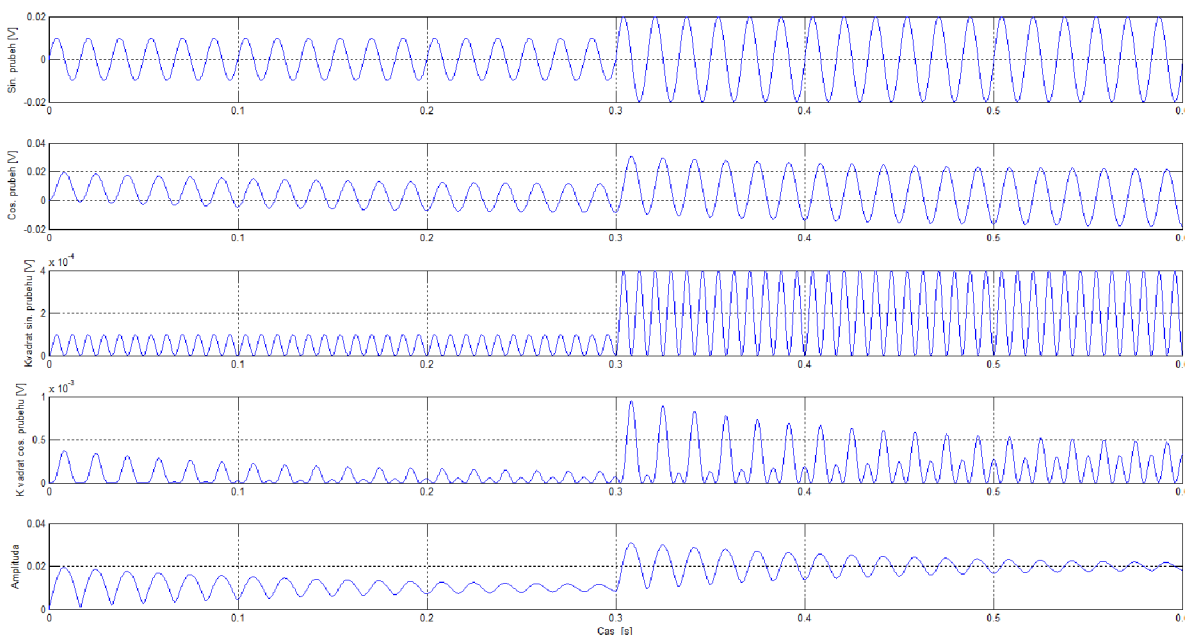
$$\frac{u(t)^2}{U^2} + \frac{\omega^2 \cdot \left(\int u(t) dt \right)^2}{U^2} = 1$$

$$U = \sqrt{u(t)^2 + \omega^2 \cdot \left(\int u(t) dt \right)^2}$$

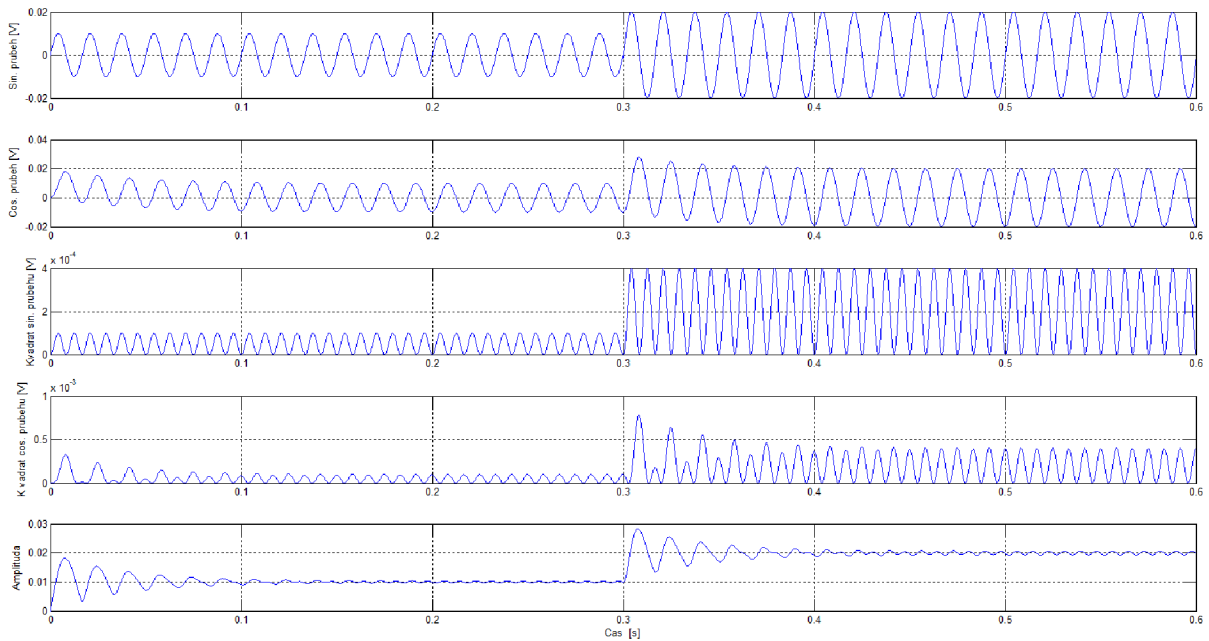
Nyní došlo k tvorbě matematického modelu pro výpočet amplitudy, do kterého byl připojen čistě sinusový signál, který skokem měnil svoji maximální velikost. Tak byla zkontrolována správná funkce výpočtu amplitudy a byl demonstrován průběh výpočtu. V Obr.5-17 lze vidět zápornou zpětnou vazbu, která je zde umístěna z důvodu navrácení integrovaného signálu k nulové střední hodnotě. Volba konstanty ve zpětné vazbě byla provedena s ohledem na velikost zvlnění vypočtené amplitudy a na dobu ustálení amplitudy. Obecně lze prohlásit, že se zvyšující se hodnotou zpětnovazební konstanty se zkracuje doba ustálení, avšak zvyšuje se zvlnění vypočtené amplitudy. Je tedy nutné zvolit vhodný kompromis. Jako nejvhodnější hodnota bylo zvoleno $2 \times 3,14 \times 4 \text{ Hz}$.



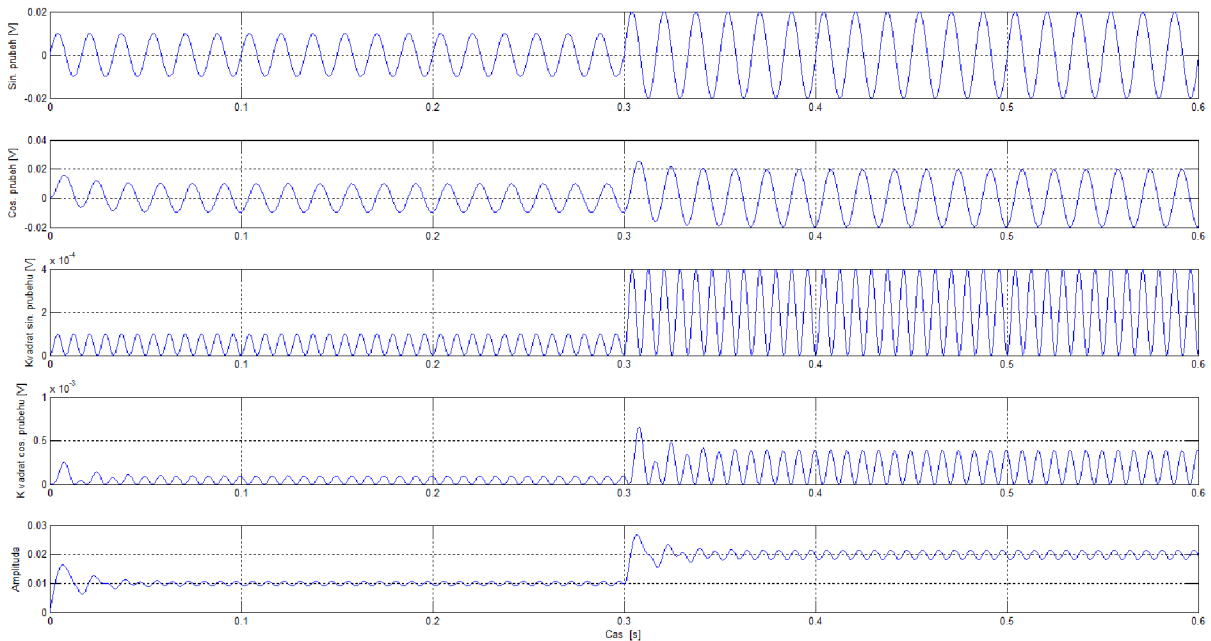
Obr.5-17: Model výpočtu amplitudy harmonického signálu



Obr.5-18: Průběh vstupního napětí o velikosti amplitudy 0,01V a 0,02V po skokové změně v čase 0,3s. Průběh integrovaného signálu, zvolená zpětnovazební konstanta $2 \cdot 3,14 \cdot 1 \text{ Hz}$. Dále průběh druhých mocnin sin. a cos. průběhu a vypočtená velikost amplitudy.

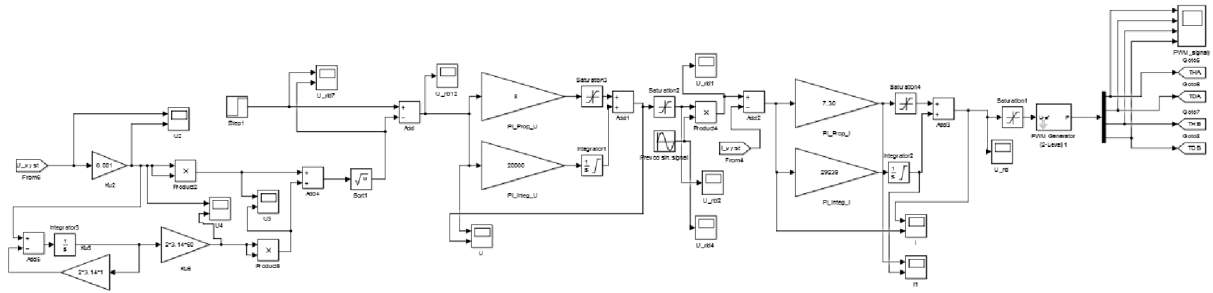


Obr.5-19: Průběh vstupního napětí o velikosti amplitudy 0,01V a 0,02V po skokové změně v čase 0,3s. Průběh integrovaného signálu, zvolená zpětnovazební konstanta $2 \cdot 3,14 \cdot 4\text{Hz}$. Dále průběh druhých mocnin sin. a cos. průběhu a vypočtená velikost amplitudy.



Obr.5-20: Průběh vstupního napětí o velikosti amplitudy 0,01V a 0,02V po skokové změně v čase 0,3s. Průběh integrovaného signálu, zvolená zpětnovazební konstanta $2 \cdot 3,14 \cdot 10\text{Hz}$. Dále průběh druhých mocnin sin. a cos. průběhu a vypočtená velikost amplitudy.

5.3.2 Ověření kaskádní regulace napětí se stejnosměrnou napěťovou smyčkou



Obr.5-21: Model řídicích obvodů - kaskádní regulace napětí se stejnosměrnou napěťovou smyčkou

Stejně jako v předešlých případech došlo k ověření funkce celého zařízení vybaveného tímto způsobem řízení. Velikost amplitudy napětí na výstupu zdroje byla přibližně 10V, vzorkovací perioda byla $t = 5 \cdot 10^{-7}$ s a doba simulace byla nastavena jako 0,1s. Velikost zátěže zůstala stejná jako v minulých kapitolách. Výsledky zkreslení v simulaci svým klesajícím charakterem se zvyšující se kapacitou odpovídají dříve zjištěným datům.

Tab. 10: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různé velikosti kapacity výstupního filtru

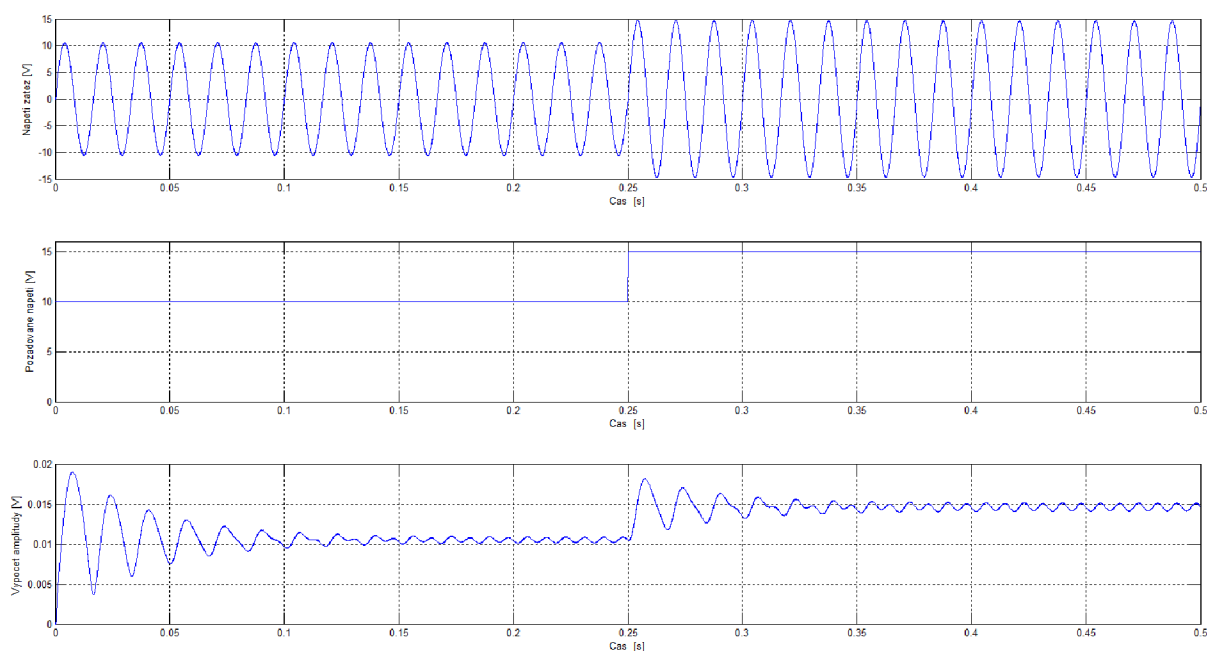
Kondenzátor	Zkreslení - R zátěž, 60Hz		Zkreslení - RL zátěž, 60Hz	
	C [uF]	THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]
4,65	0,84	0,84	32,34	0,68
66	0,39	0,39	2,90	0,25
100	0,33	0,33	1,39	0,17

Rovněž jako v předešlých kapitolách došlo k druhé simulaci zkoumající velikosti zkreslení napětí i proudů pro různé mezní kmitočty. Velikosti induktivních složek byly zvoleny podle kapitoly 3.8, vzorkovací kmitočty byl zvolen opět $t = 5 \cdot 10^{-7}$ s, doba simulace byla s ohledem na délku periody zvolena na 0,2s pro 16,66Hz a 50Hz, 0,1s pro 60Hz a 0,05s pro 250Hz. Z výsledků Tab.11 jde vidět, že k největší hodnotě zkreslení napětí i proudu dochází při 16,66Hz. To je rozdíl oproti předešlým případům, kdy zkreslení bylo maximální u nejvyšší frekvence. K tomuto jevu došlo z důvodu relativně dlouhé doby ustálení průběhu přechodového děje při výpočtu amplitudy napětí (integrace). Pokud by se tedy zkreslení počítalo pro mnohem delší časový úsek, výsledky by odpovídaly těm z předešlých kapitol. Z důvodu doby trvání simulace k nim však nebylo přikročeno.

Tab. 11: Zkreslení napětí a proudu na zátěži při různých kmitočtech, kapacita výstupního filtru

$$C = 100\mu\text{F}$$

Zátěž	Kondenzátor	Zkreslení – 16,66Hz		Zkreslení - 50Hz		Zkreslení - 60Hz		Zkreslení - 250Hz	
		C [uF]	THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]	THD I [%]	THD U [%]
R	100	0,31	0,31	0,32	0,32	0,33	0,33	0,23	0,23
RL	100	3,56	0,19	3,29	0,30	1,39	0,17	0,67	0,16



Obr.5-22: Reakce napěťové smyčky na skokovou změnu amplitudy žádaného napětí z 10V na 15V na zátěži v čase 0,25s. Průběh požadované velikosti napětí a výpočtu amplitudy v reakci na tuto změnu.

Zdroj vybavený tímto způsobem řízení by tedy mohl fungovat správným způsobem. Ovšem choval by se, stejně jako v předešlém případě, jako zdroj konstantního napětí, nikoliv proudu. Proto a také s ohledem na jednoduchost provedení se jeví prostý regulátor proudu jako nejvhodnější varianta řízení celého zdroje.

6 ŘÍDICÍ OBVODY

Z důvodu nepřítomnosti vhodných řídicích obvodů na trhu a velké technické, časové a finanční náročnosti nově vyvíjeného řízení, nebude přikročeno k praktické realizaci řídicích obvodů ani celého zdroje proudu ve fyzické podobě. Budou však sepsány požadavky na chování řízení, které musí být zajištěny pro správnou funkci zdroje. Tyto požadavky lze dělit do několika kategorií, z nichž každá je specifická svým algoritmem:

1) Algoritmus zapnutí - START:

- a) Čas $t = 0s$, manuální sepnutí vypínače, stykače 2, 3 jsou rozpojeny, dochází k napájení řídicích a ovládacích obvodů, budiče pracují.
- b) Čas $t = 1s$, ovládací obvody umožní zapnout zdroj proudu tlačítkem START, po jeho stisknutí dochází k vybavení stykače 2, předřadné odpory nejsou vyřazené.
- c) Čas $t = 3s$, vybavení stykače 3, vyřazení předřadných odporů – normální provoz.
- d) Čas $t = ts$, kde $t \in (0, \infty)$, řídicí systém zajistí rozpojení stykačů 2, 3 po zmáčknutí tlačítka STOP nebo po vybavení některé z ochran.

2) Algoritmus vypnutí – STOP:

- a) Čas $t = ts$, $t \in (0, \infty)$ dojde k rozpojení stykače 2 nebo 2, 3 současně. Jsou napájeny pouze řídicí a ovládací obvody.
- b) Čas $t = (t + t_1)s$, kde $t_1 \in (0, \infty)$, manuální vypnutí vypínače. Celý zdroj je bez proudu a vypnut.

3) Algoritmus vypnutí – ochrana:

- a) Čas $t = ts$, $t \in (0, \infty)$ dojde k rozpojení stykače 2 nebo 2, 3 současně. Požadované ochrany jsou podpěťová ochrana, přepěťová ochrana, teplotní ochrana na chladiči a nadproudová ochrana. Při vybavení jedné nebo více ochran či při hrubém vypnutí vypínačem nebo jističem dojde k rozpojení stykačů.
- b) Čas $t = (t + t_1)s$, kde $t_1 \in (0, \infty)$, manuální vypnutí vypínače, celý zdroj je bez proudu a vypnut. Nebo dojde k opětovnému pokusu o zapnutí zdroje proudu.

4) Dodatečné požadavky

- a) Nemožnost současného sepnutí tlačítka START A STOP

6.1 Budiče

Jako budiče bude použito zařízení SKYPER 12 press-fit 300A od firmy Semikron určené pro buzení IGBT tranzistorů. Jedná se o budič určený pro buzení jedné tranzistorové větve, v navrhovaném zdroji proudu tedy bude třeba užít dva kusy. Základní parametry jsou:

Tab. 12: Vybrané parametry zvoleného budiče

SKYPER 12 press-fit 300A	Velikost
Napájecí napětí	15V
Výstupní špičkový proud	15A
Výstupní střední proud	50mA
Maximální spínací frekvence	20kHz
Napěťová hrana	50kV/us
Pracovní teplota	-40°C...85°C

6.2 Vnitřní napájecí zdroj

Jako vnitřní napájecí zdroj pro potřeby silnoproudé části zdroje proudu bude třeba užít dva zdroje. Jeden s výstupním napětím 15V pro napájení budičů, druhý s výstupním napětím 24V pro napájení stykačů. Bude užito spínaných zdrojů řady MEAN WELL DR-15-24, které budou umístěny na DIN liště, kde zbývá ještě dostatek místa pro umístění dalších zdrojů pro potřeby řídicích obvodů.

Tab. 13: Vybrané parametry zvolených napájecích zdrojů řady MEAN WELL

Veličina	DR-15-15	DR-15-24
Jmenovité napětí	15V	24V
Jmenovitý proud	1A	0,63A
Vstupní napětí	85-264V AC	85-264V AC

6.3 Snímače napětí a proudu

Přístrojový transformátor napětí je stejně jako všechny ostatní druhy transformátorů netočivý elektrický stroj, jehož hlavní funkcí je měření napětí. Do místa měření se zapojuje jeho primární strana stejně jako voltmetr. Na sekundární straně se pak objevuje napětí zmenšené o převodový poměr, přičemž vzniká chyba ve fázorovém rozdílu primárního a sekundárního napětí, která je způsobena především úbytky napětí na sekundárním vinutí. Proto je definována třída přesnosti transformátoru napětí. Ta říká, že zařízení dané třídy přesnosti, při hodnotě primárního napětí od 80% do 120% jmenovité hodnoty a účinniku požadované hodnoty, nepřekročí danou chybu napětí ani chybu úhlu. Zdroj proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů bude snímat napětí za výstupním filtrem a bude užito zařízení KTZ 0.5 od firmy ZELISKO s následujícími parametry:

Tab. 14: Základní parametry měřicího transformátoru napětí KTZ 0.5

KTZ 0.5	Velikost
Jmenovité pr. napětí	1000V
TP	1
Jmenovitý sek. výkon	30VA

Přístrojový transformátor proudu je zařízení, které slouží k měření proudu. Do obvodu je zapojován stejným způsobem jako ampérmetr a jeho chyba je dána fázorovým rozdílem proudu na primární a sekundární straně. Ta je z hlavní části způsobena přítomností magnetizační složky primárního proudu, která magnetizuje jádro. Stejně jako pro přístrojový transformátor napětí existují i třídy přesnosti pro přístrojový transformátor proudu. Další důležitou vlastností je



nadproudové číslo. To udává, při jakém násobku jmenovitého proudu dosáhne chyba velikosti 10%. Transformátor proudu bude v navrhovaném zařízení umístěn rovněž za výstupním filtrem a bude užito zařízení ASR 14.3.

Tab. 15: Vybrané parametry měřicího transformátoru proudu ASR 14.3

ASR 14.3	Velikost
<i>Jmenovitý pr. proud</i>	50-150A
<i>TP</i>	1
<i>Nadproudové číslo</i>	FS5
<i>IP</i>	20

7 ZÁVĚR

V rámci této diplomové práce byl řešen návrh zdroje proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů. Požadované parametry na výstupu zdroje byly proud o velikosti 0 – 120A a napětí o velikosti 0 – 357V. Výstupní frekvence měla být buď přeladitelná v rozmezí 16,66 – 250Hz či pevná o hodnotách 50/60Hz. Z důvodu plánovaného užití zdroje proudu na zkušebně bylo nutné splnit požadavek na zvlnění proudu menší než hodnota 3,5%.

V první části práce bylo uvedeno několik nejčastěji užívaných topologií pro návrh různých typů zdrojů a byla vybrána ta nejvhodnější z nich, tedy topologie jednofázového střídače. Následně byl proveden obvodový návrh celého měniče a výpočet požadovaných parametrů jednotlivých prvků tohoto měniče. Na základě vypočtených hodnot pak byly jednotlivé prvky měniče zvoleny z nabídky výrobců a jejich základní parametry byly uvedeny v práci.

Následně se práce věnovala výpočtu ztrát na usměrňovači a střídači. Byly vytvořeny náhradní tepelné sítě a pomocí nich byly vypočteny potřebné tepelné odpory chladičů. Jako vhodný chladič byl zvolen vzduchový chladič a to pro obě dvě výkonové součástky. Následně se řešil problém použití ventilátoru. Byly vyčísleny tepelné ztráty v celém zařízení a na základě jejich velikosti bylo zjištěno, že je nutné ventilátor do zdroje umístit a zajistit tak výměnu vzduchu s okolím. Pak došlo k tvorbě 3D modelu všech výkonových součástí v programu SolidWorks a k návrhu skříně, ve které budou výkonové obvody umístěny. A to včetně výkresové dokumentace, která je uvedena v přílohách.

K ověření funkce celého zdroje došlo v programu Matlab-Simulink. Byl vytvořen adekvátní model silnoproudé části řízený regulačními obvody, pomocí něhož byly zobrazeny průběhy napětí a proudů v jednotlivých částech zdroje. Rovněž došlo ke kontrole zkreslení signálu pro zdroj řízený z prostého regulátoru proudu bez napěťového omezení či řízený za pomoci kaskádní regulace napětí se stejnosměrnou nebo střídavou napěťovou smyčkou. Z důvodu požadavku na zkreslení proudu, ale i napětí, byla na základě simulace navýšena velikost kondenzátoru výstupního filtru oproti dříve vypočtené. Jako nejvhodnější způsob řízení byla zvolena prostá regulace bez napěťového omezení, kdy zdroj bude pracovat jako zdroj proudu.



LITERATURA

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky - svazek I*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2005. 61 s.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky - svazek II*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2005. 109 s.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky - svazek IV*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2008. 266 s.
- [4] STEJSKAL, Jiří. *Měnič 12V DC/230V AC*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 51 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Bohumil Klíma, Ph.D.
- [5] THIEDE, A. a F MARTIN. *Power Frequency Inverters for High Voltage Tests*. 2007, : 5. Dostupné také z:
http://www.ieh.kit.edu/rd_download/Martin_HighVolt_Kolloquium_2007.pdf
- [6] *Komplexní dvojbrany* [online]. 29.1.2004, : 6 [cit. 2015-11-29]. Dostupné z:
<http://moryst.sweb.cz/elt2/stranky1/elt017.htm>
- [7] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika BVEL*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2010. 140 s.
- [8] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky - svazek III*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2014. 178 s.
- [9] *MEMI - Návrh měniče* [online]. : 4 [cit. 2015-11-29]. Dostupné z:
https://www.vutbr.cz/elearning/file.php/149745/cvika/cv1/MEMI-navrh_menice.pdf

PŘÍLOHY

Tab. 16: Kusovník zdroje proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů

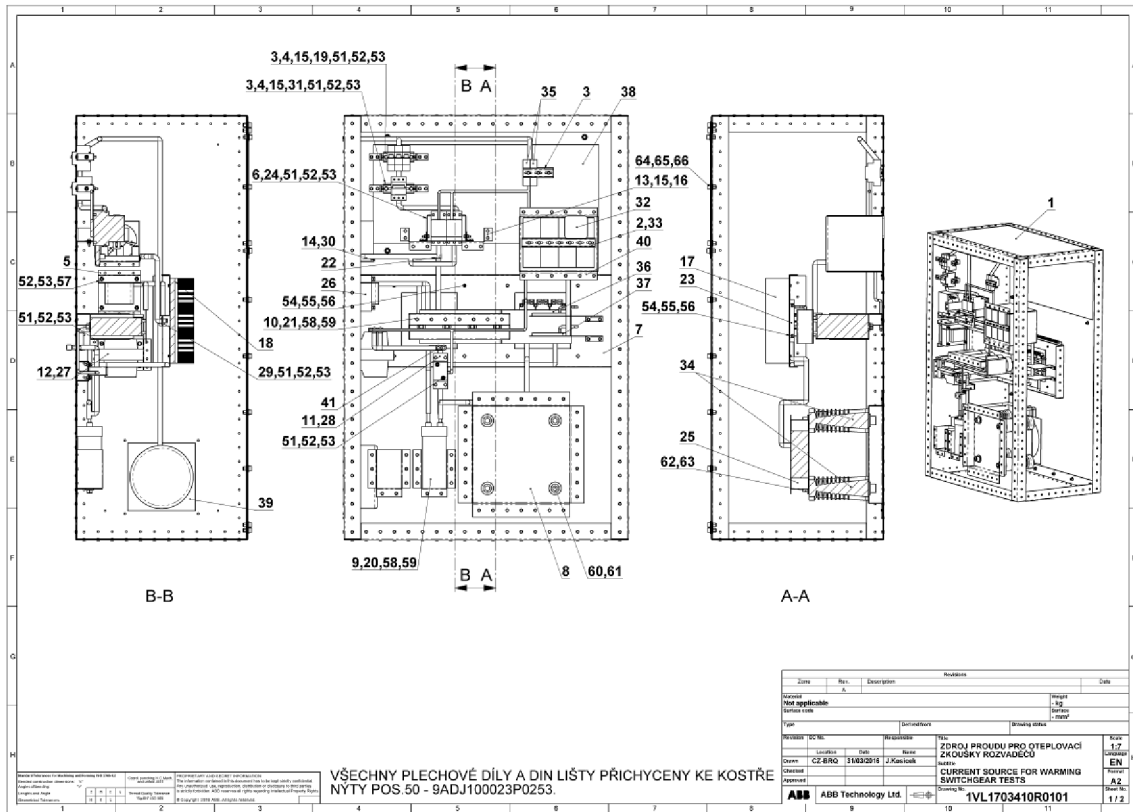
Pos.	Component	Designation CZ	Item Category	1
0	1VL1703410R0101	ZDROJ PROUDU PRO OTEPLOVACÍ ZKOUŠKY ROZVADĚČŮ		1
1	1VL1703411R0101	KOSTRA - SESTAVA	L	1
2	1VL1703422P0101	DIN lišta l=260mm	L	1
3	1VL1703423P0101	DIN lišta l=107,5mm	L	3
4	1VL1703424P0101	Nosník nastavitelný vypínače	L	4
5	1VL1703425P0101	Nosník - DC tlumivka	L	1
6	1VL1703426P0101	Základka stykače horní	L	1
7	1VL1703427P0101	Nosník chladičů	L	1
8	1VL1703428P0101	Nosník vzduchové tlumivky	L	1
9	1VL1703429P0101	Nosník - AC kondenzátor	L	1
10	1VL1703430P0101	Nosník - DC kondenzátory	L	1
11	1VL1703431P0101	Nosník - transformátor proudu	L	1
12	1VL1703432P0101	Nosník - transformátor napětí	L	1
13	1VL1703433P0101	Nosník - stykače	L	1
14	1VL1703434P0101	Nosník - vstupní filtr	L	1
15	1VL1703435P0101	Nosník nastavitelný vypínače 2	L	6
16	1VL1703436P0101	Zarážka stykače	L	1
17	1VL1703437P0101	Chladič střídače	L	1
18	1VL1703438P0101	Chladič usměrňovače	L	1
19	1VL1703439P0101	Jistič, 63A	L	1
20	1VL1703440P0101	AC kondenzátor, 100uF	L	1
21	1VL1703441P0101	DC kondenzátor, 500uF	L	4
22	1VL1703442P0101	Předřadný odpor, 2,2k	L	3
23	1VL1703443P0101	Střídač, 300A	L	1
24	1VL1703444P0101	Stykač, 65A	L	2
25	1VL1703445P0101	Vzduchová tlumivka	L	1
26	1VL1703446P0101	Tlumivka DC meziobvod, a=50mm	L	1
27	1VL1703447P0101	Měřicí transformátor napětí, 1000V	L	1
28	1VL1703448P0101	Měřicí transformátor proudu, 150A	L	1
29	1VL1703449P0101	Usměrňovač	L	1
30	1VL1703450P0101	Vstupní filtr	L	1
31	1VL1703451P0101	Vypínač	L	1
32	1VL1703452P0101	Display - řízení	L	1
33	1VL1703453P0101	Držák na karty - řízení	L	4
34	GCE7192037R0100	Izolátor 24kV, Kuvag	L	4
35	1VL1703455P0101	Vnitřní napájecí zdroj 15V, 24V	L	1
36	1VL1703456P0101	Sendw. spoj	L	1



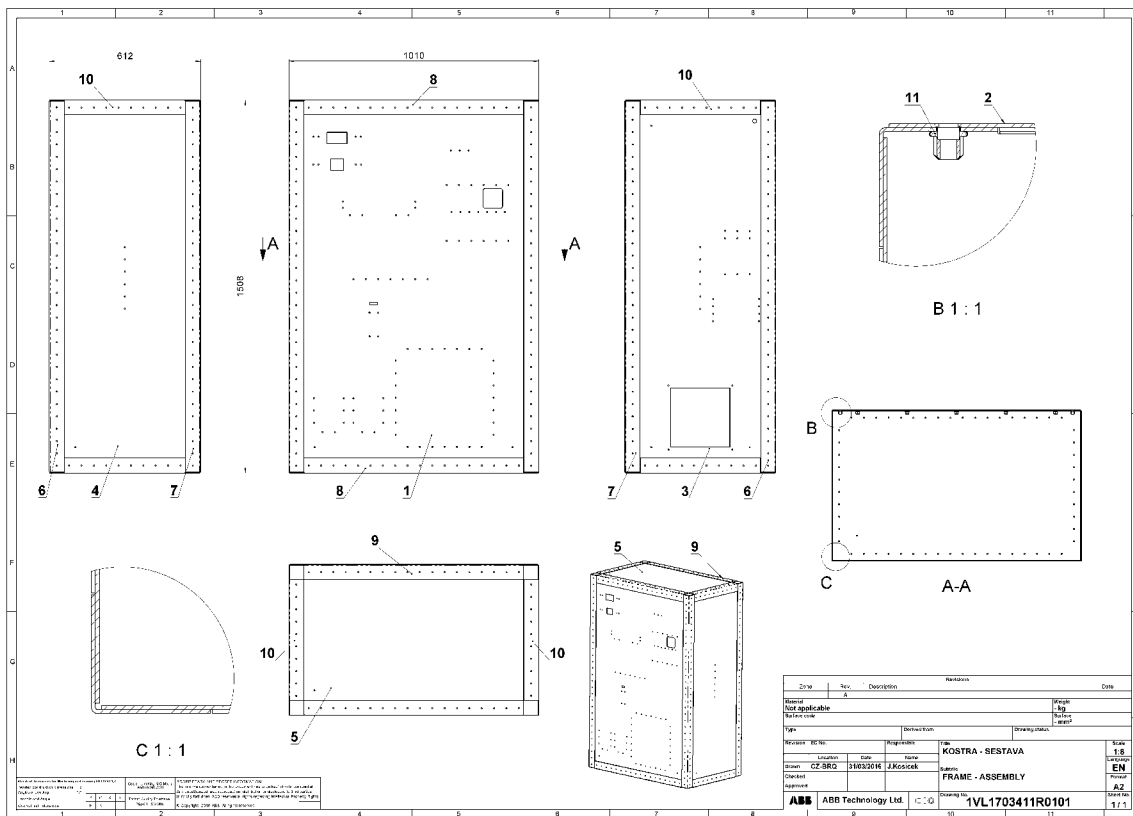
37	1VL1703457P0101	Držák s budičem	L	2
38	1VL1703458P0101	Sít větrací	L	1
39	1VL1703459P0101	Ventilátor	L	1
40	1VL1703454P0101	Stínění řídicích desek	L	1
41	1VL1703460P0101	Svorka	L	1
50	9ADJ100023P0253	BLI-RVT-PROH-CH_ISO15979_5X8	L	502
51	9ABA450023P0260	ŠROUB_ISO4017_M6x20-8.8/A3K	L	20
52	9ADJ400344P0107	PODLOŽKA_DIN6796_6-SPST/A3K	L	52
53	9ABA450025P5016	MATICE_ISO4032_M6-8/A3K	L	38
54	9ABA450023P0215	ŠROUB_ISO4017_M5x45-8.8/A3K	L	16
55	9ADJ400344P0106	PODLOŽKA_DIN6796_5-SPST/A3K	L	32
56	9ABA450025P5014	MATICE_ISO4032_M5-8/A3K	L	16
57	1VL1703461P0101	Závit M6, 101mm	L	4
58	9ABA450025P5022	MATICE_ISO4032_M12-8/A3K	L	5
59	9ADJ400344P0111	PODLOŽKA_DIN6796_12-SPST/A3K	L	5
60	9ABA450017P0514	ŠROUB_ISO4762_M20x35-8.8/A3K	L	4
61	9ADJ400344P0115	PODLOŽKA_DIN6796_20-SPST/A3K	L	4
62	9ABA450017P0411	ŠROUB_ISO4762_M16x25-8.8/A3K	L	4
63	9ADJ400344P0113	PODLOŽKA_DIN6796_16-SPST/A3K	L	4
64	9ABA450017P0259	ŠROUB_ISO4762_M10x20-8.8/A3K	L	30
65	9ADJ400344P0110	PODLOŽKA_DIN6796_10-SPST/A3K	L	30
66	3WKA014375P0003	MATICE_NÝTOVACÍ_BN7773_M10	L	4

Tab. 17: Kusovník skříně zdroje proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů

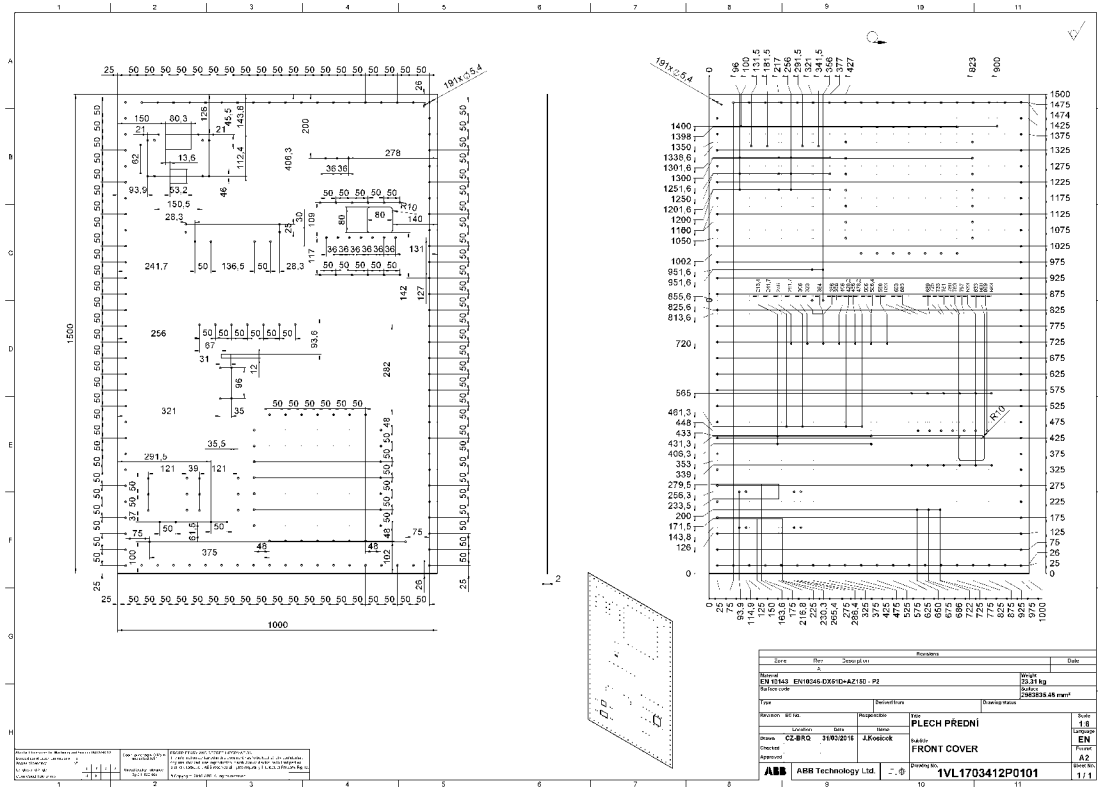
Pos.	Component	Designation CZ	Item Category	1
0	1VL1703411R0101	KOSTRA - SESTAVA		1
1	1VL1703412P0101	Plech přední	L	1
2	1VL1703413P0101	Plech zadní	L	1
3	1VL1703414P0101	Plech levý	L	1
4	1VL1703415P0101	Plech pravý	L	1
5	1VL1703416P0101	Plech dno, střecha	L	2
6	1VL1703417P0101	Výztuha boční přední	L	2
7	1VL1703418P0101	Výztuha boční zadní	L	2
8	1VL1703419P0101	Výztuha čelní přední	L	2
9	1VL1703420P0101	Výztuha čelní zadní	L	2
10	1VL1703421P0101	Výztuha boční	L	4
11	3WKA014375P0003	Matice_nýtovací_BN7773_M10x23	L	26



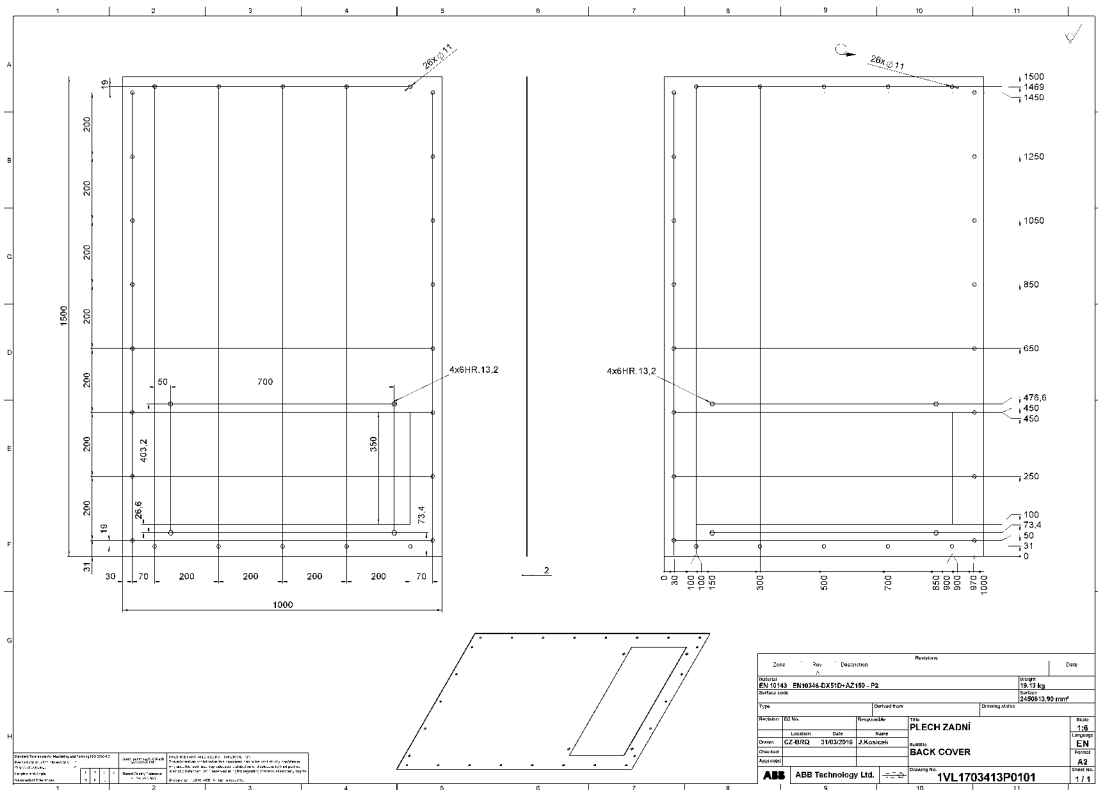
Obr.0-1: Výkres zdroje proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů



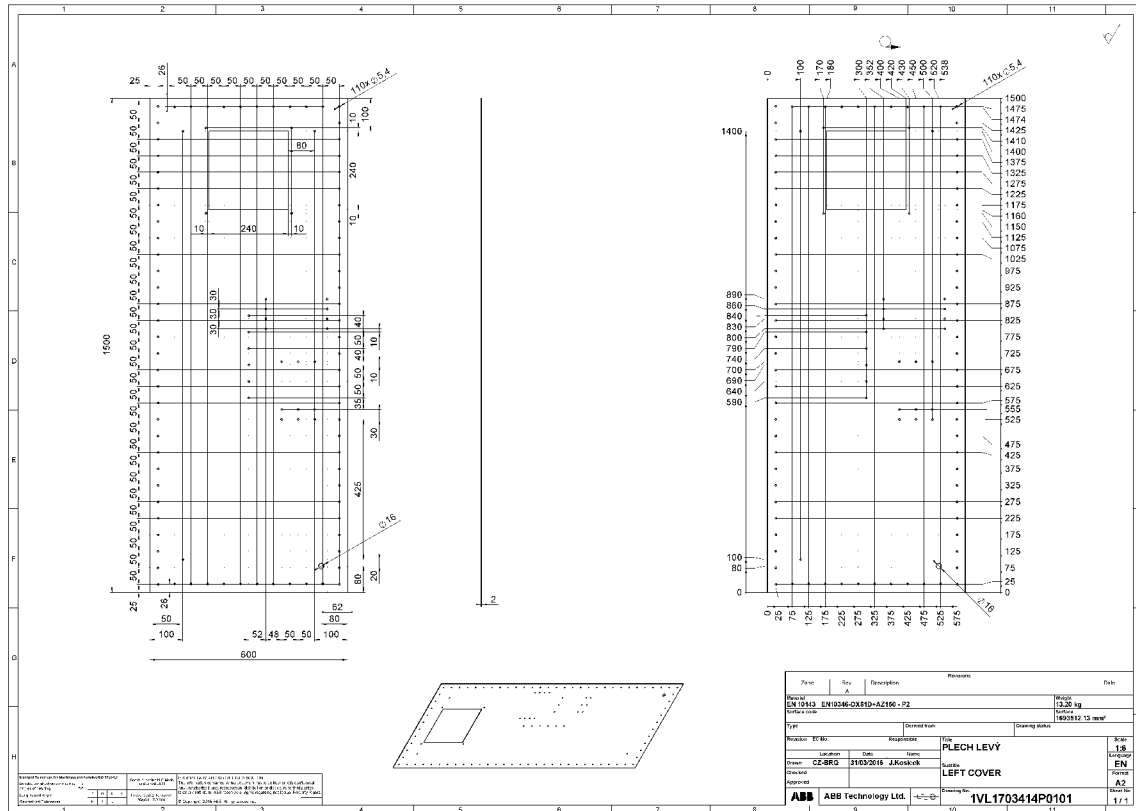
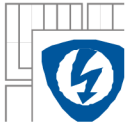
Obr.0-2: Výkres skříně zdroje proudu pro oteplovací zkoušky rozvaděčů



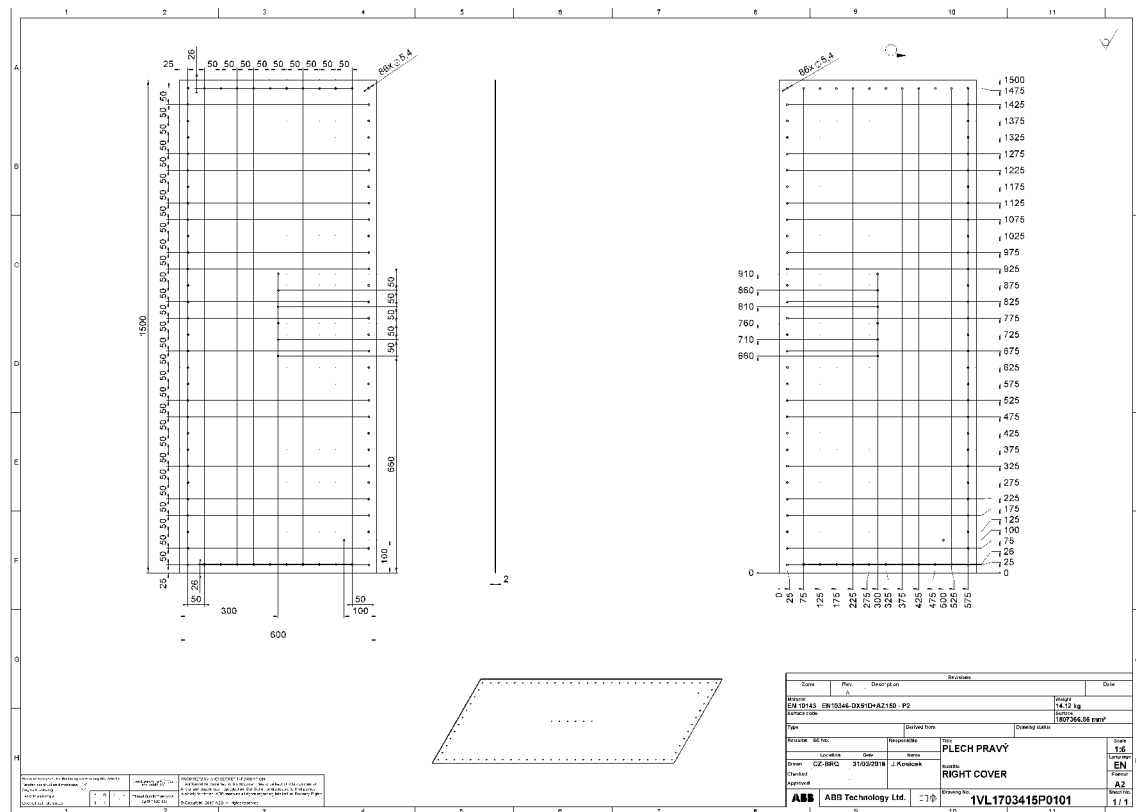
Obr.0-3: Výkres předního plechu skříně



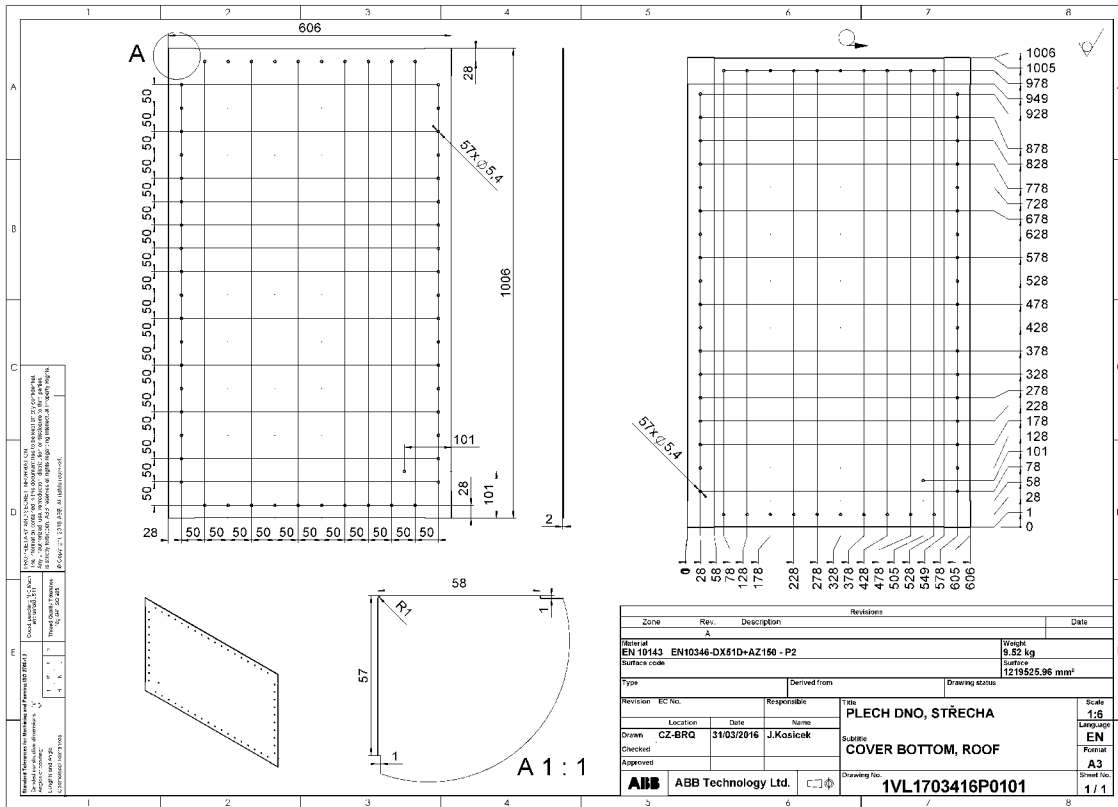
Obr.0-4: Výkres zadního plechu skříně



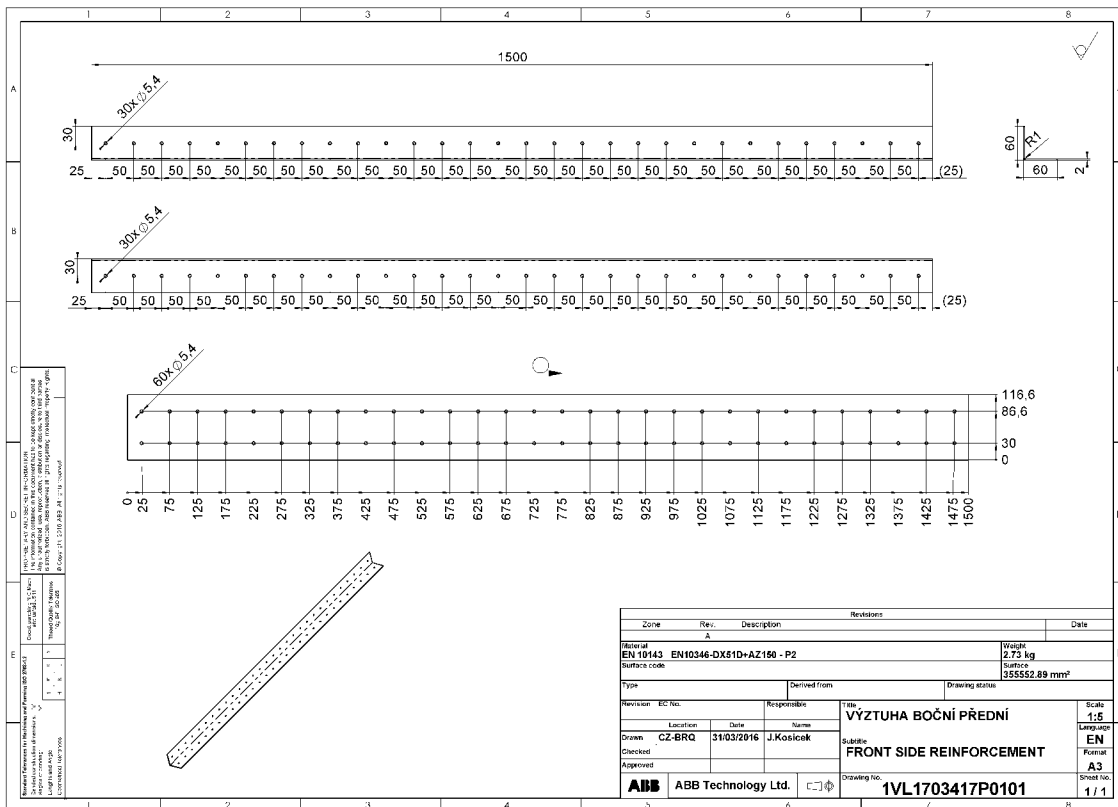
Obr.0-5: Výkres levého plechu skříně



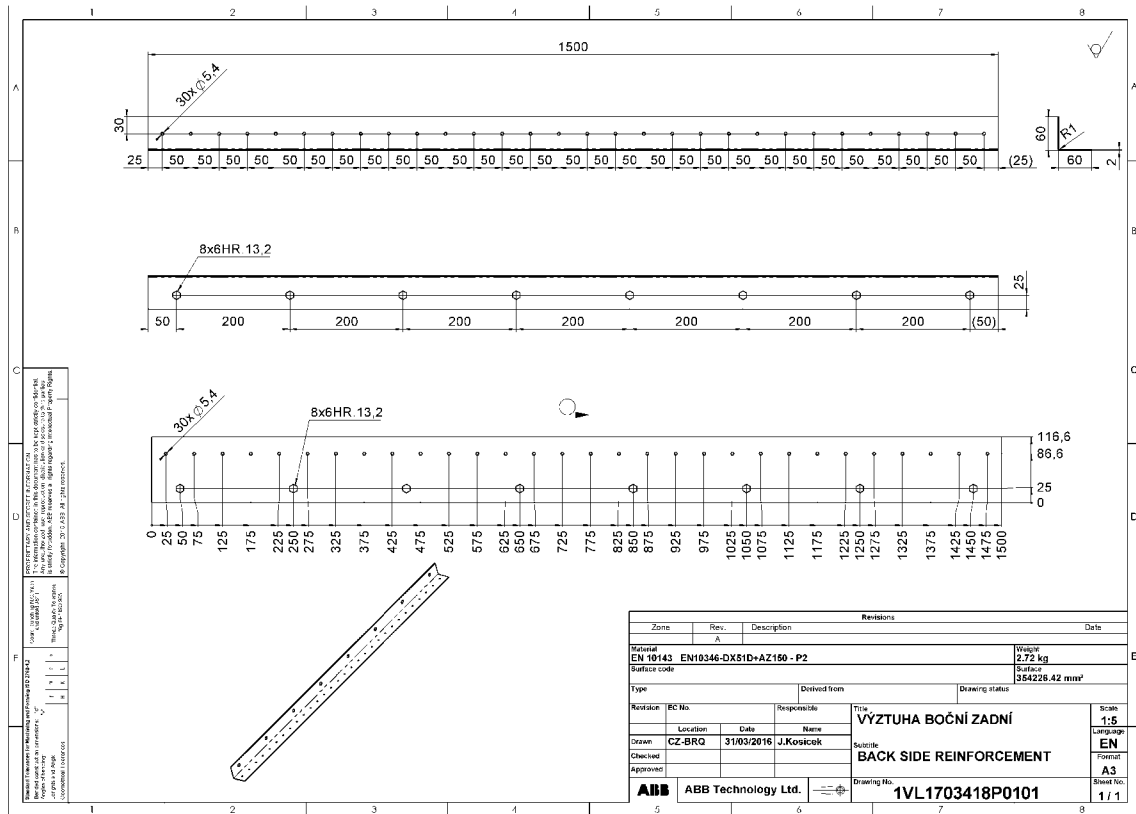
Obr.0-6: Výkres pravého plechu skříně



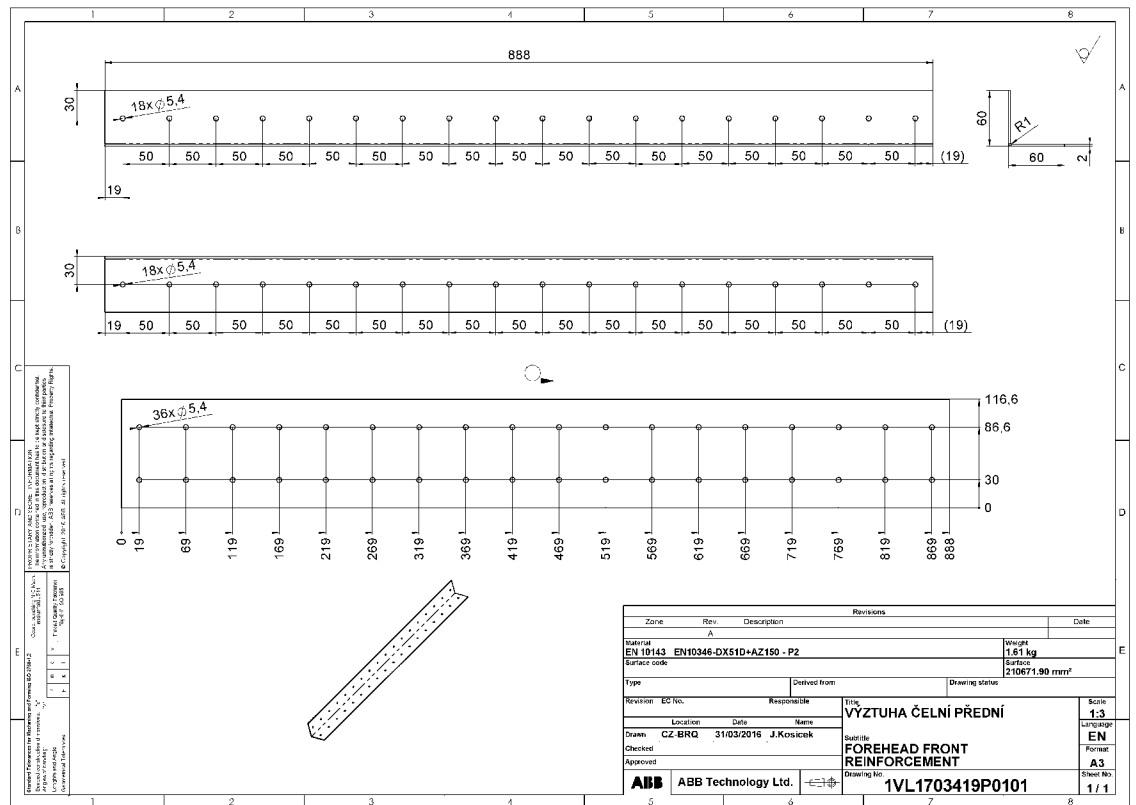
Obr.0-7: Výkres dna a střechy skříně



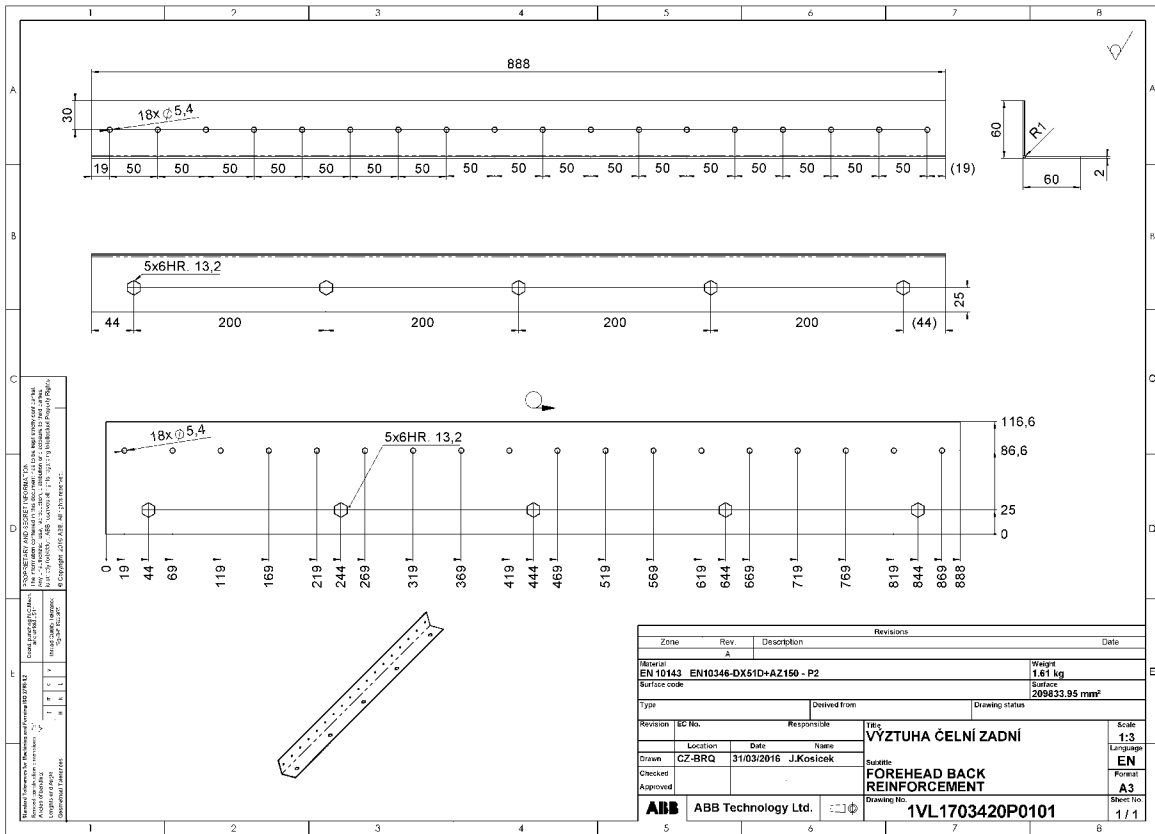
Obr.0-8: Výkres přední boční výztuhy skříně



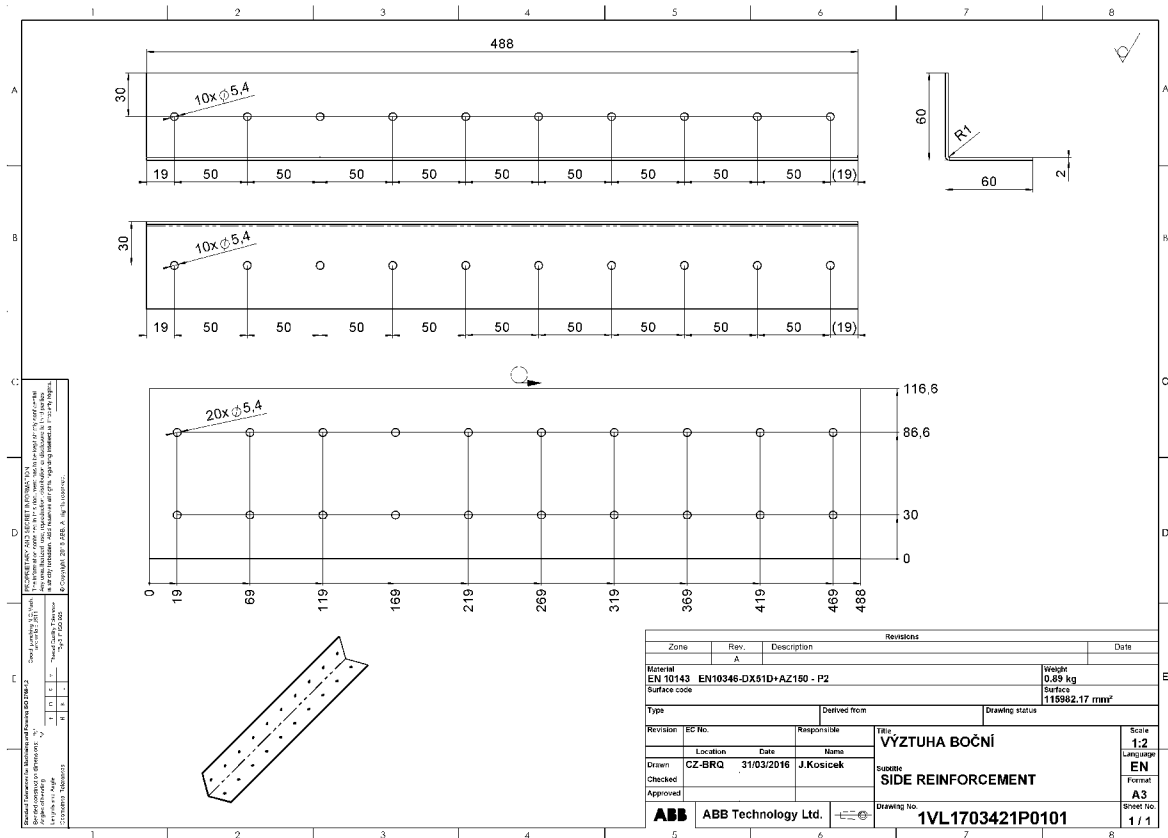
Obr.0-9: Výkres zadní boční výztuhy skříně



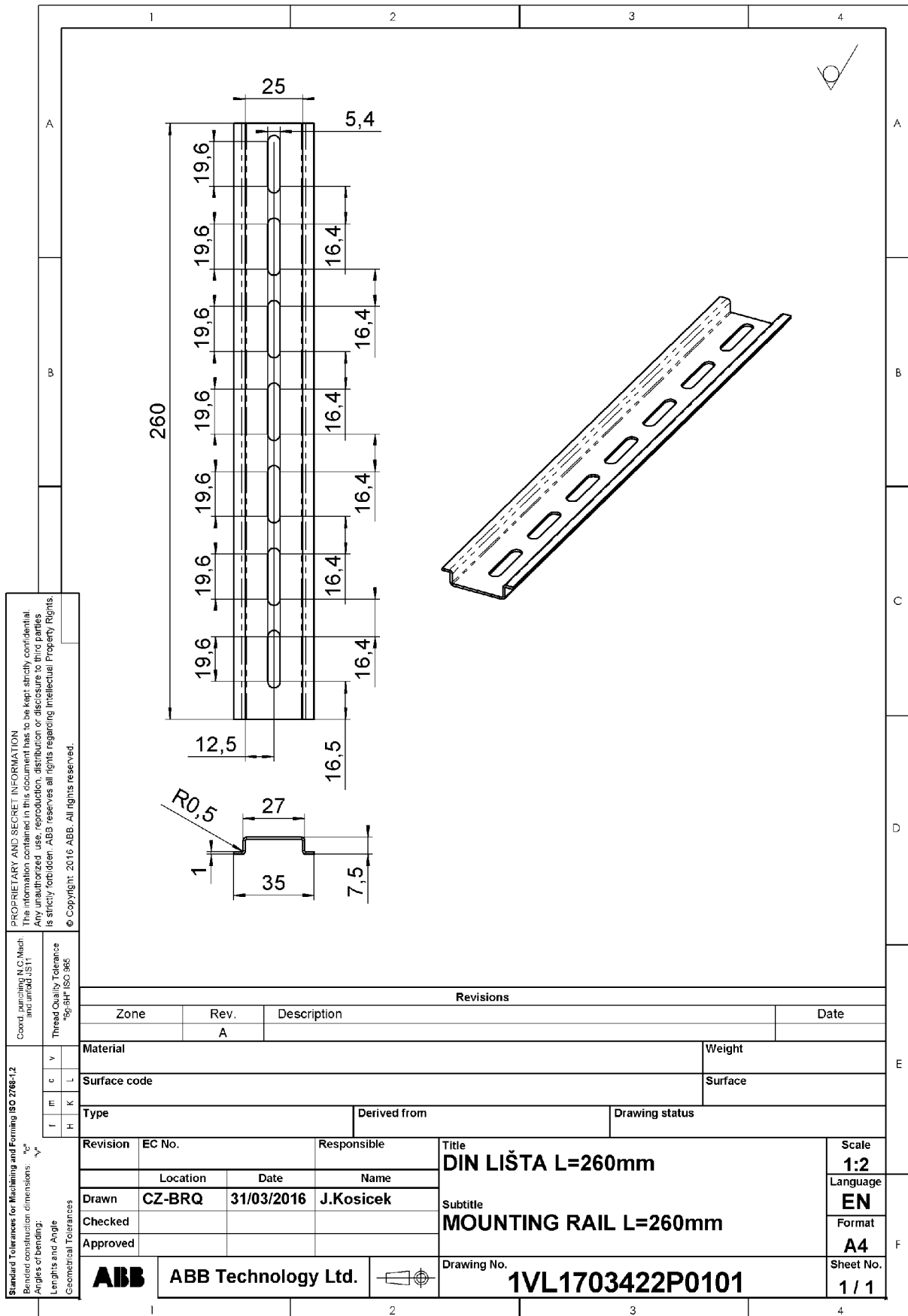
Obr.0-10: Výkres přední čelní výztuhy skříně



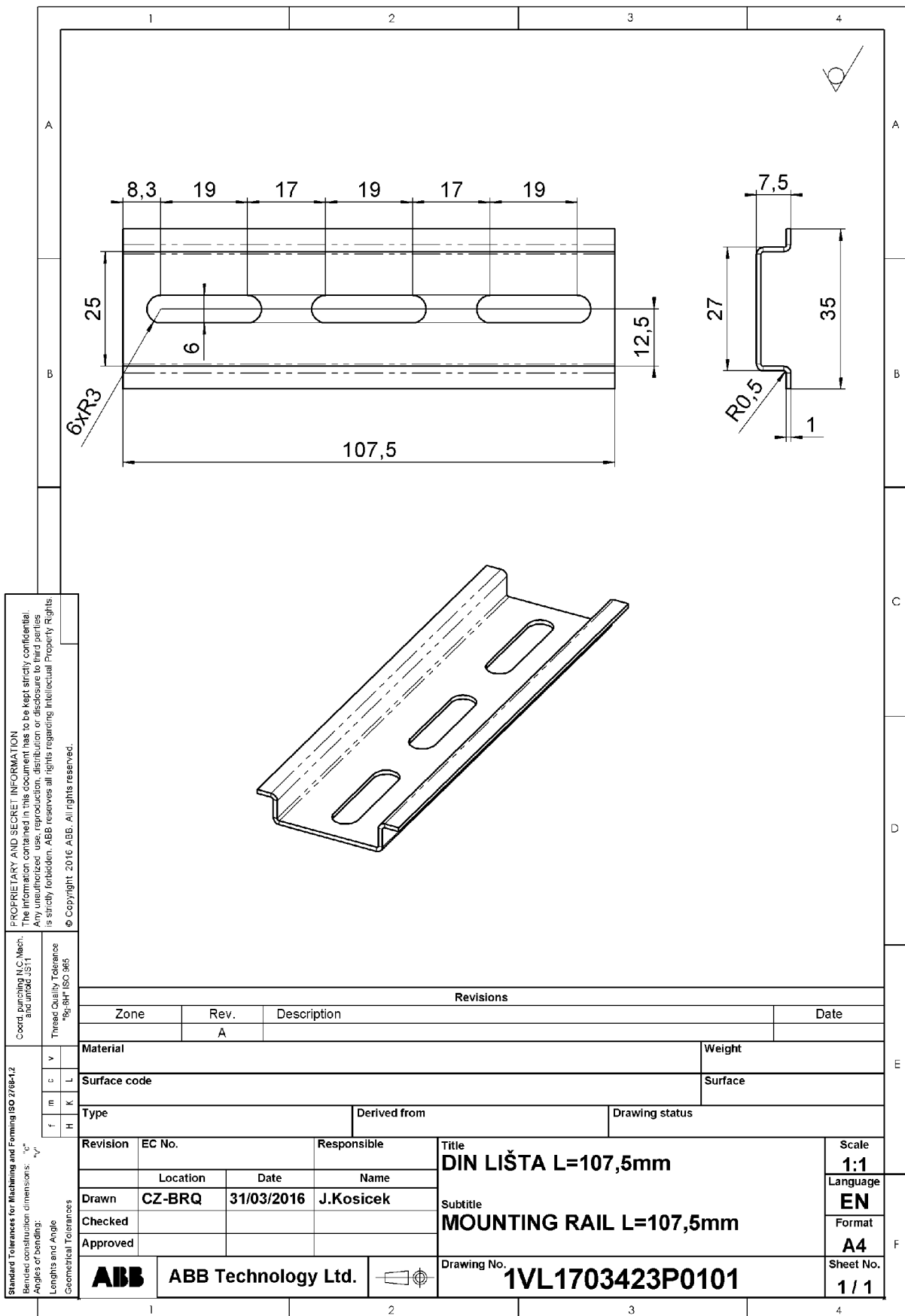
Obr.0-11: Výkres zadní čelní výztuhy skříně



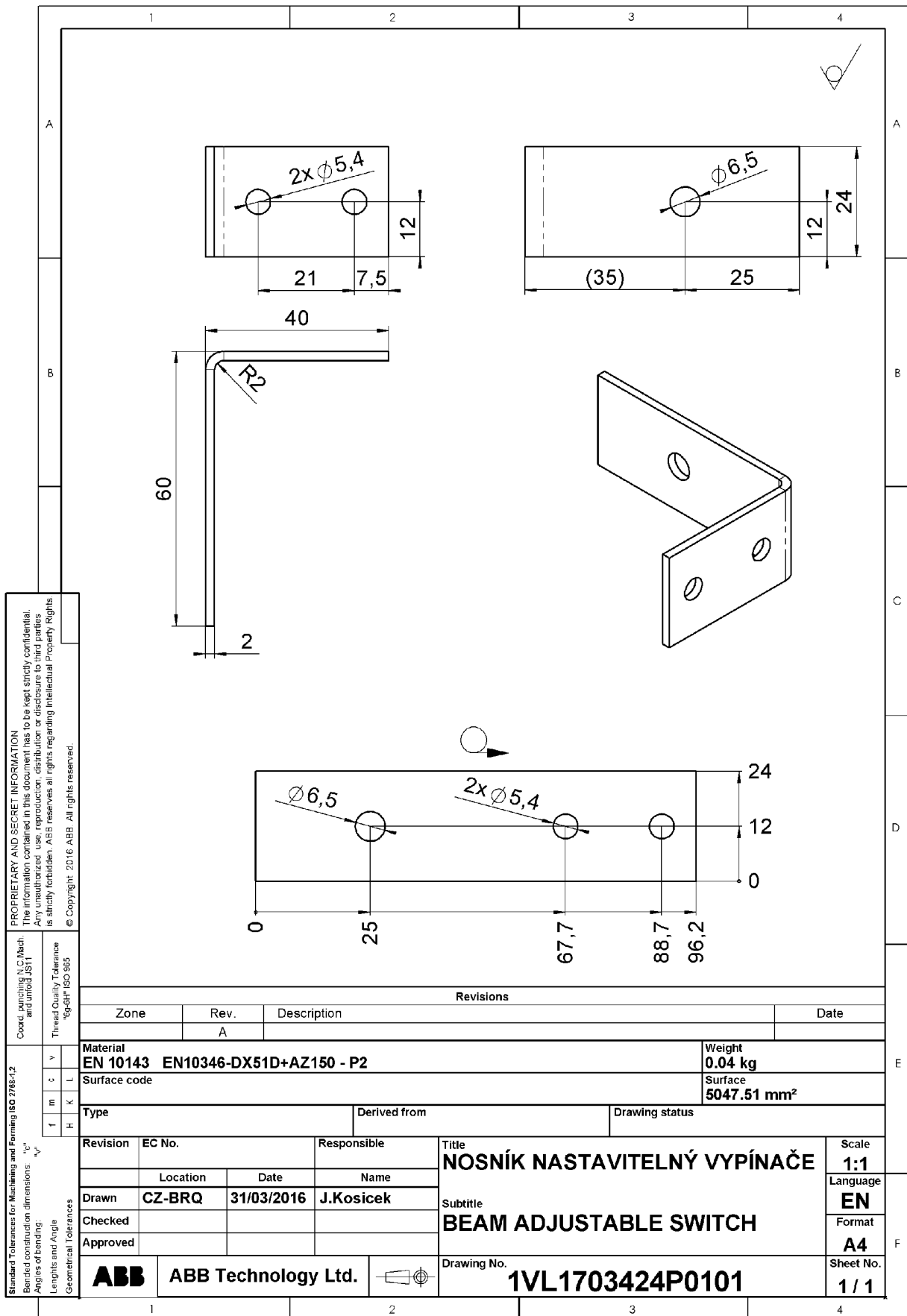
Obr.0-12: Výkres boční výztuhy skříně



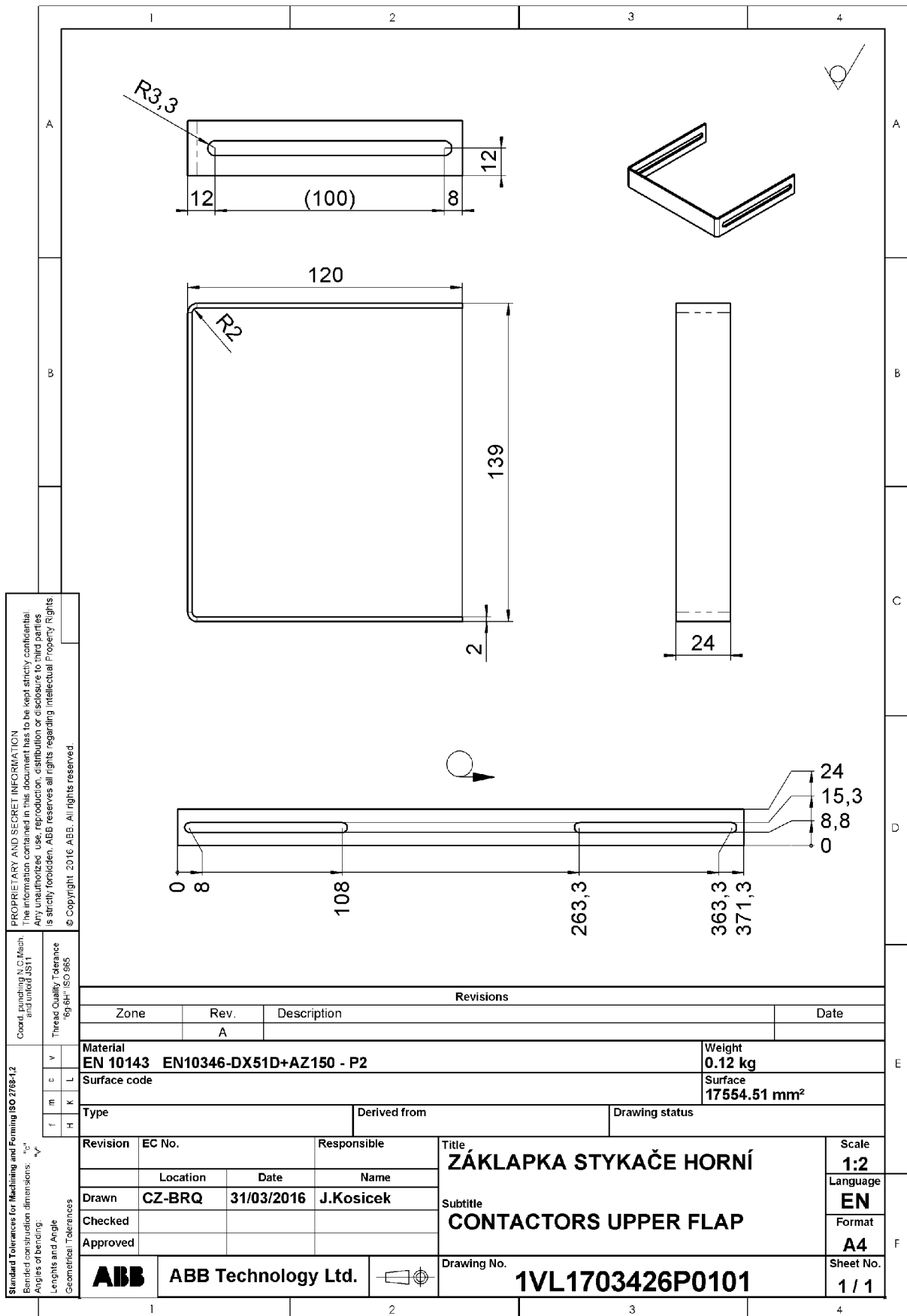
Obr.0-13: Výkres DIN lišty L=260mm



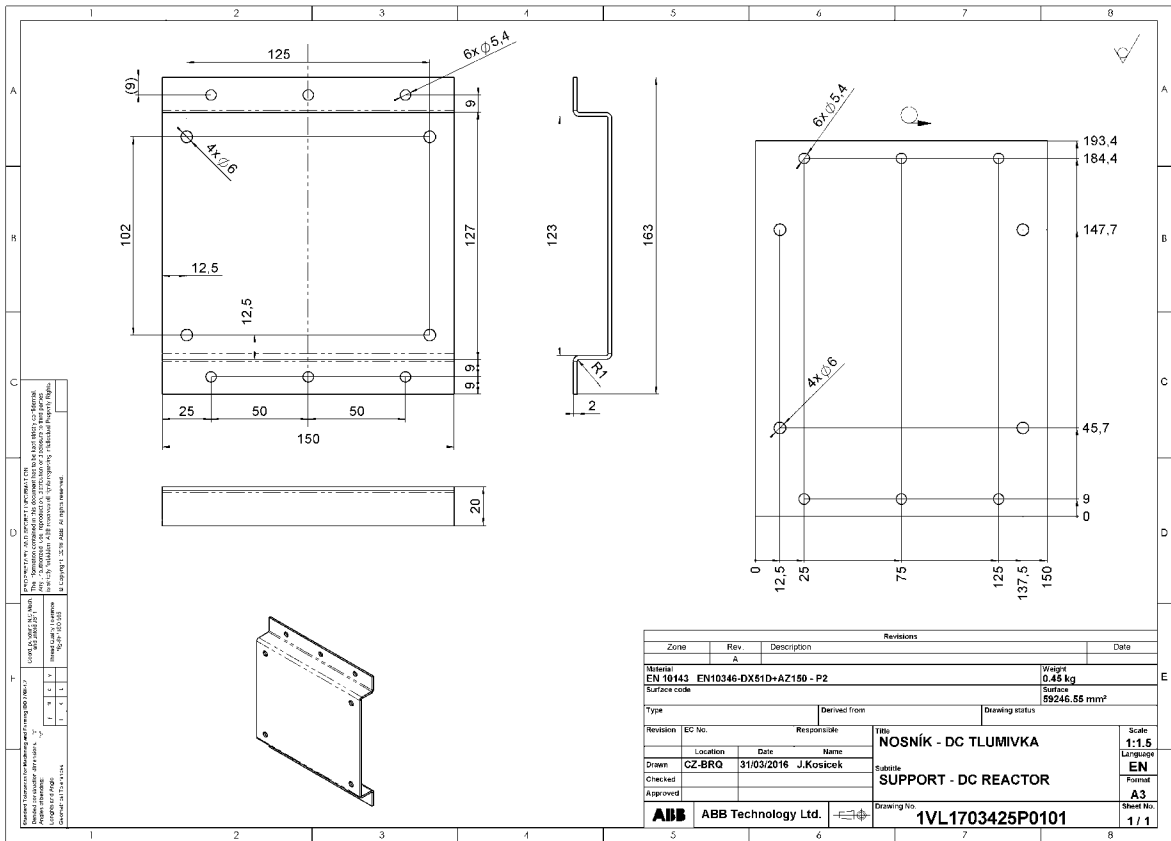
Obr.0-14: Výkres DIN lišty L=107,5mm



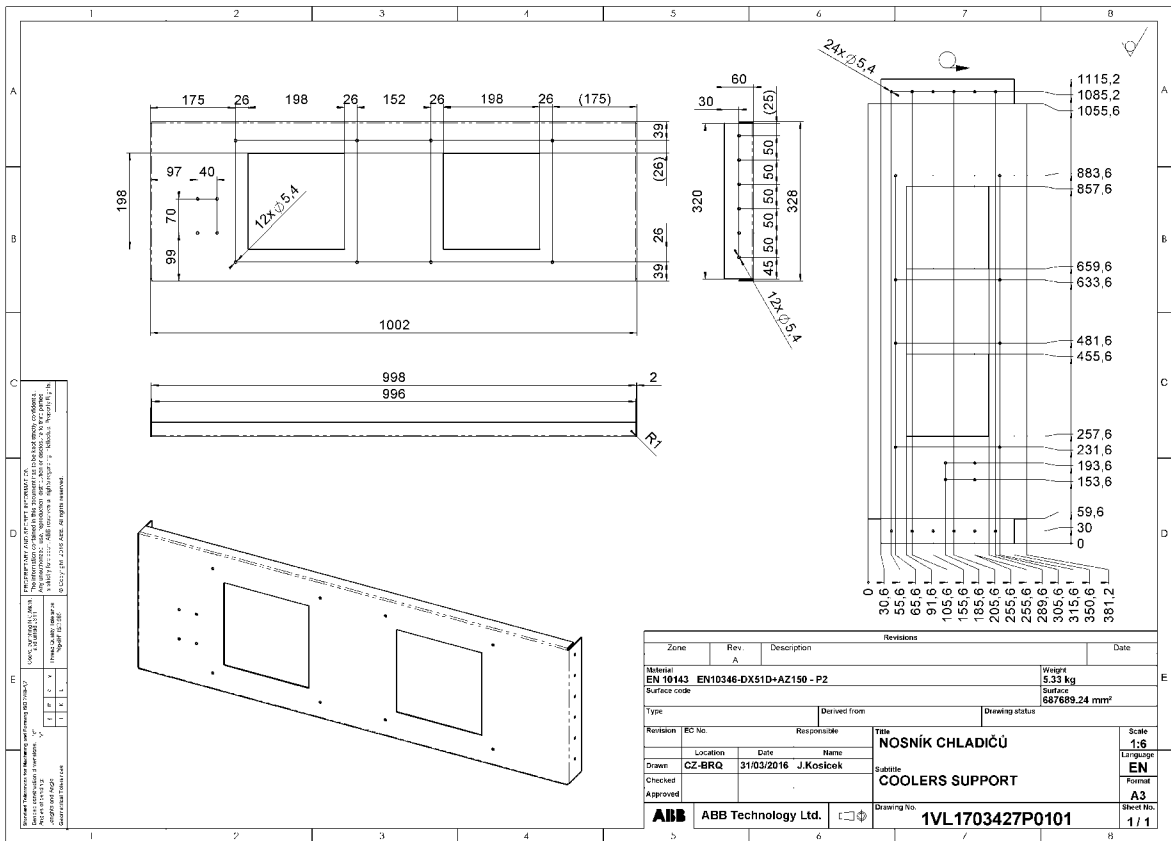
Obr.0-15: Výkres nastavitelného nosníku vypínače



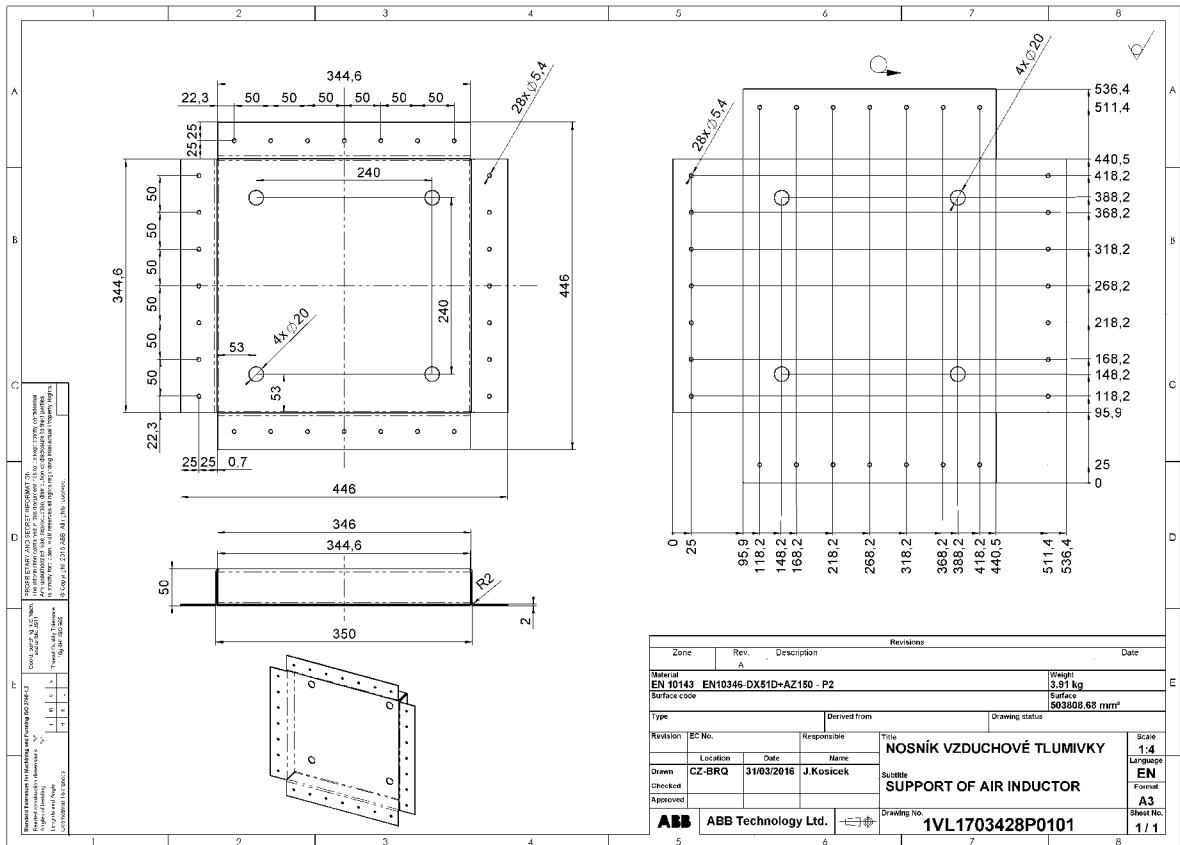
Obr.0-16: Výkres horní základky stykače



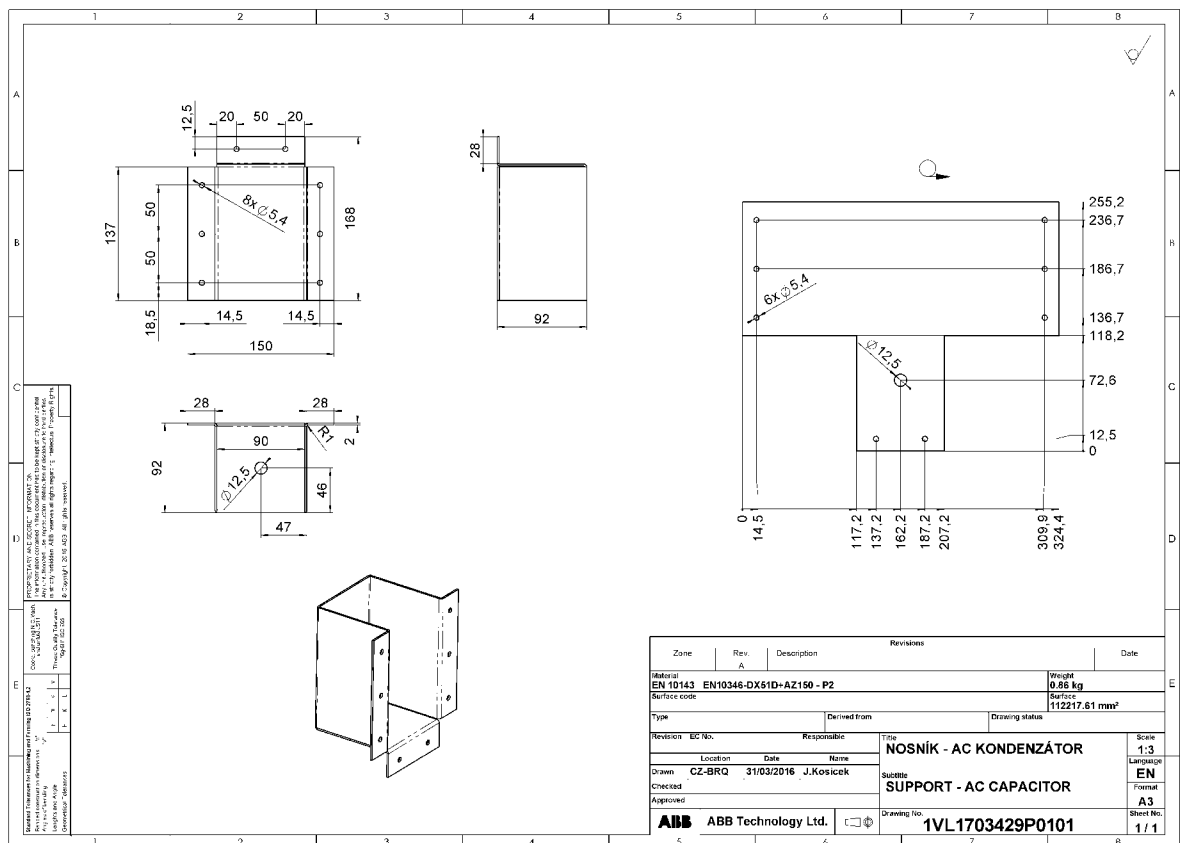
Obr.0-17: Výkres nosníku DC tlumivky



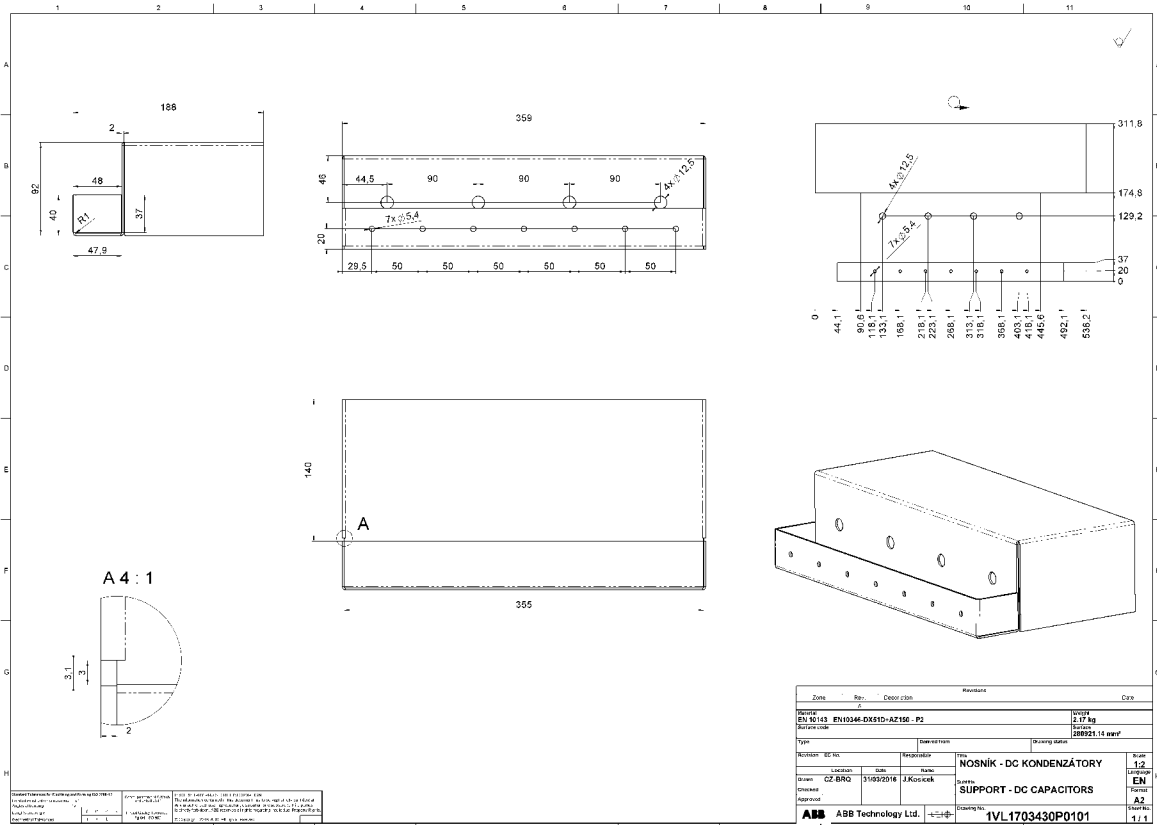
Obr.0-18: Výkres nosníků chladičů



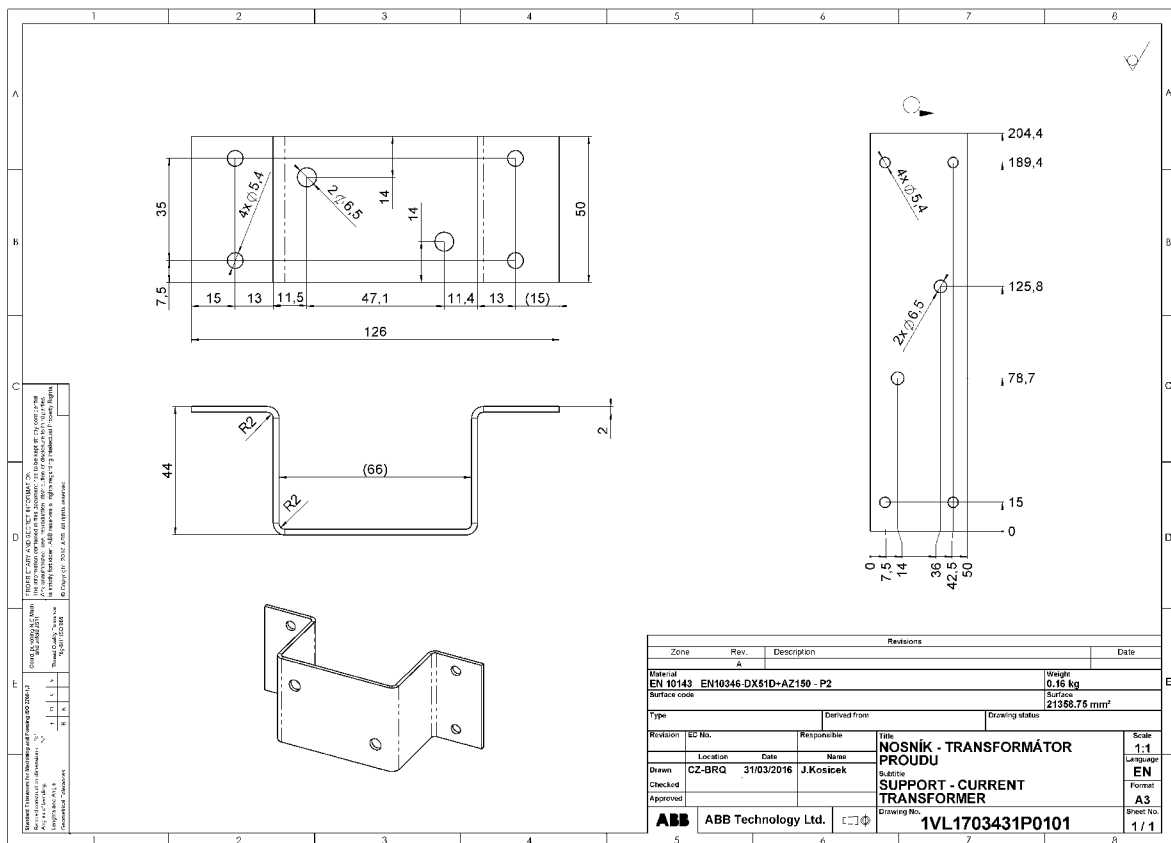
Obr.0-19: Výkres nosníku vzduchové tlumivky



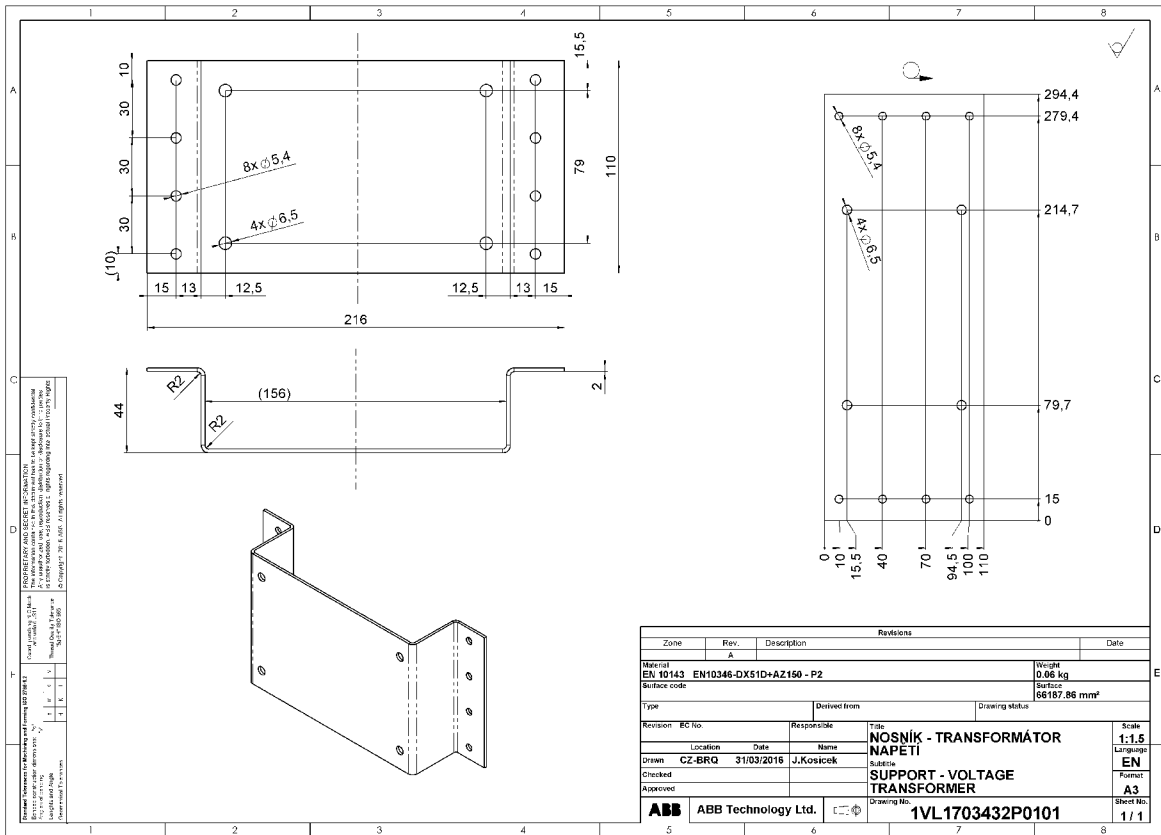
Obr.0-20: Výkres nosníku AC kondenzátoru



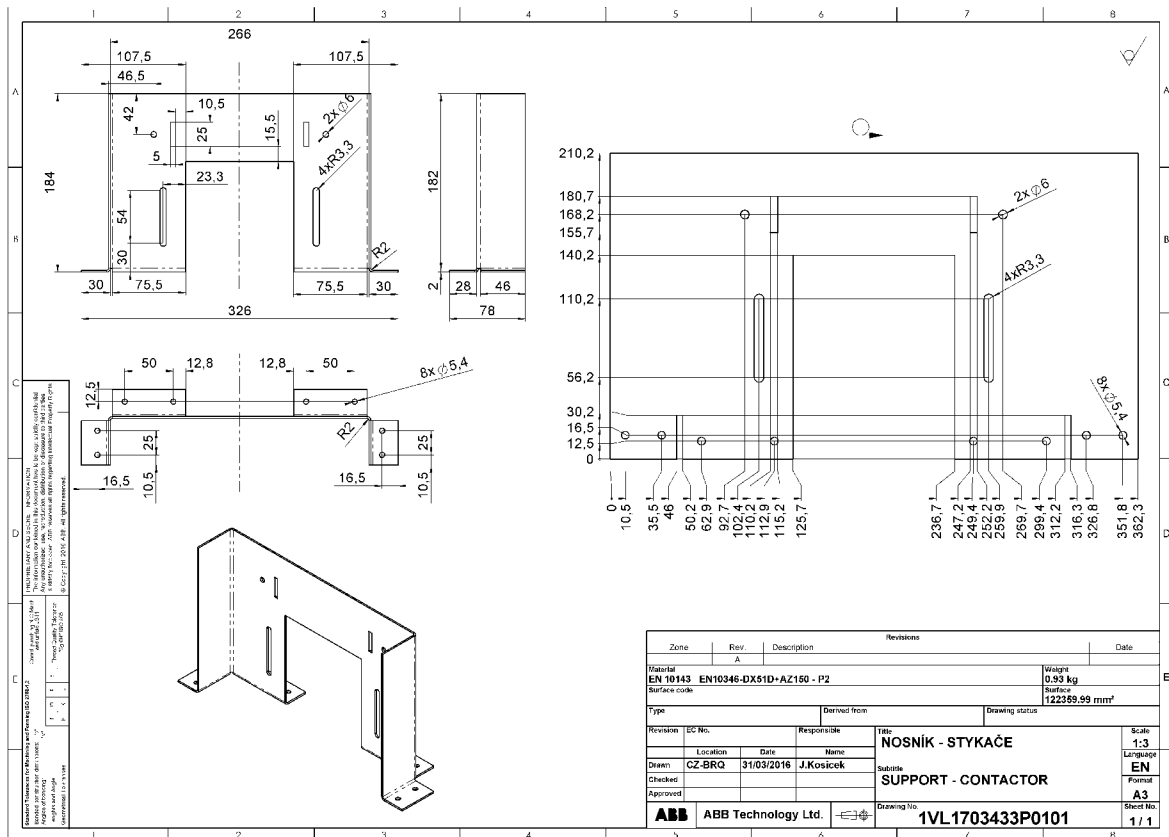
Obr.0-21: Výkres nosníku DC kondenzátoru



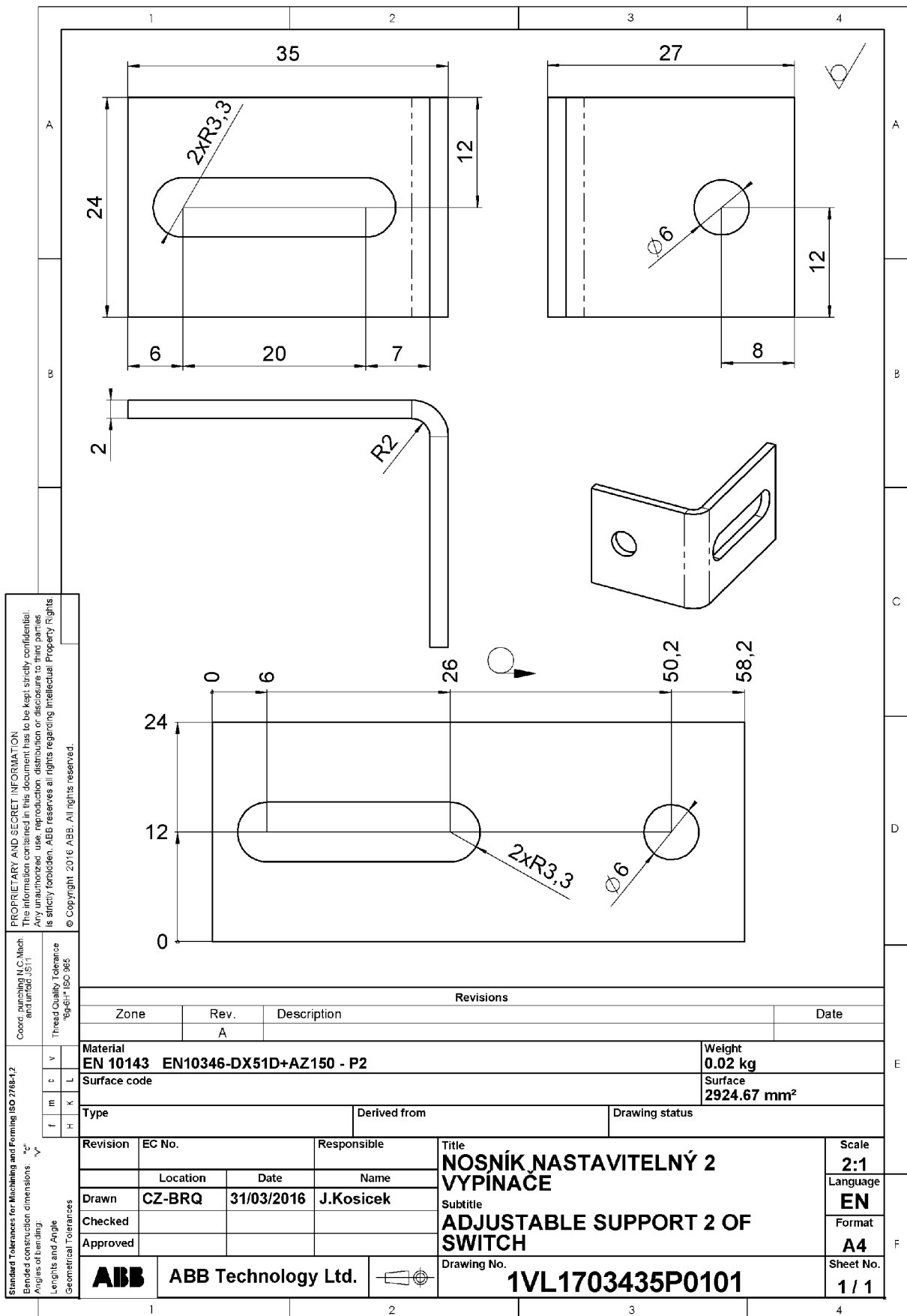
Obr.0-22: Výkres nosníku transformátoru proudu



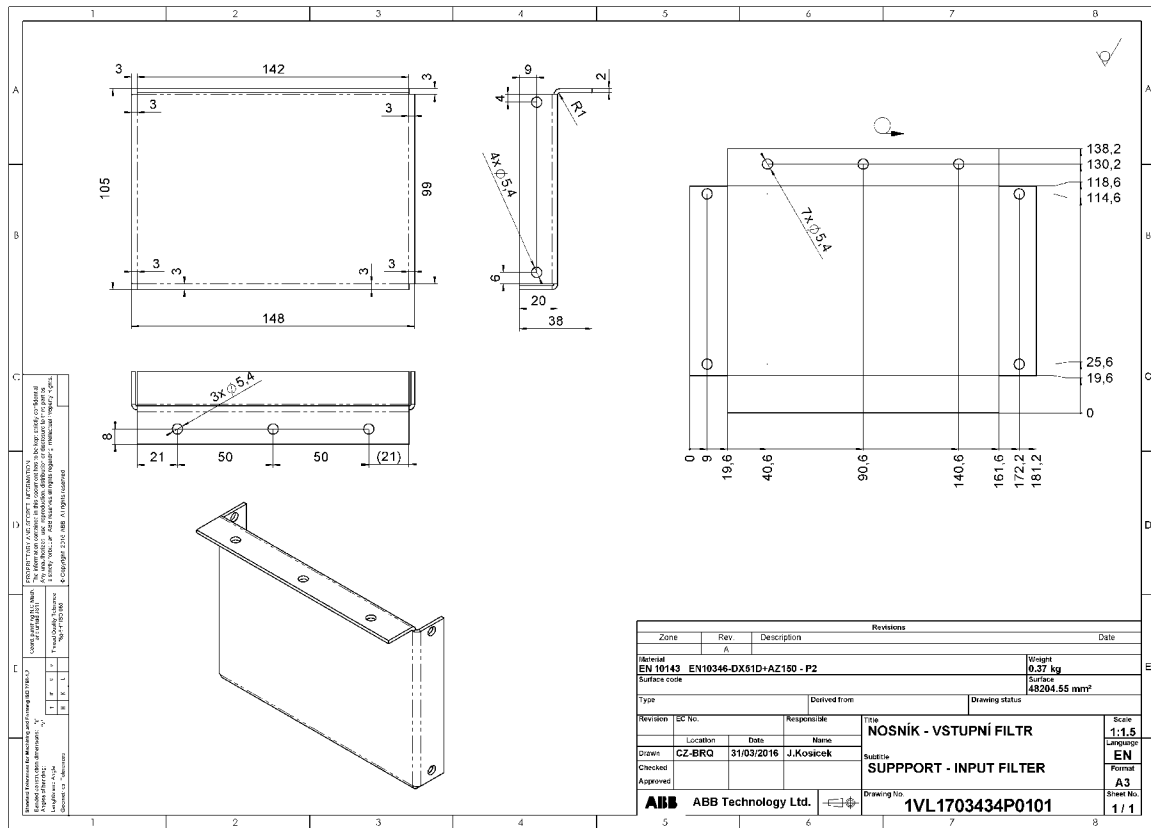
Obr.0-23: Výkres nosníku transformátoru napětí



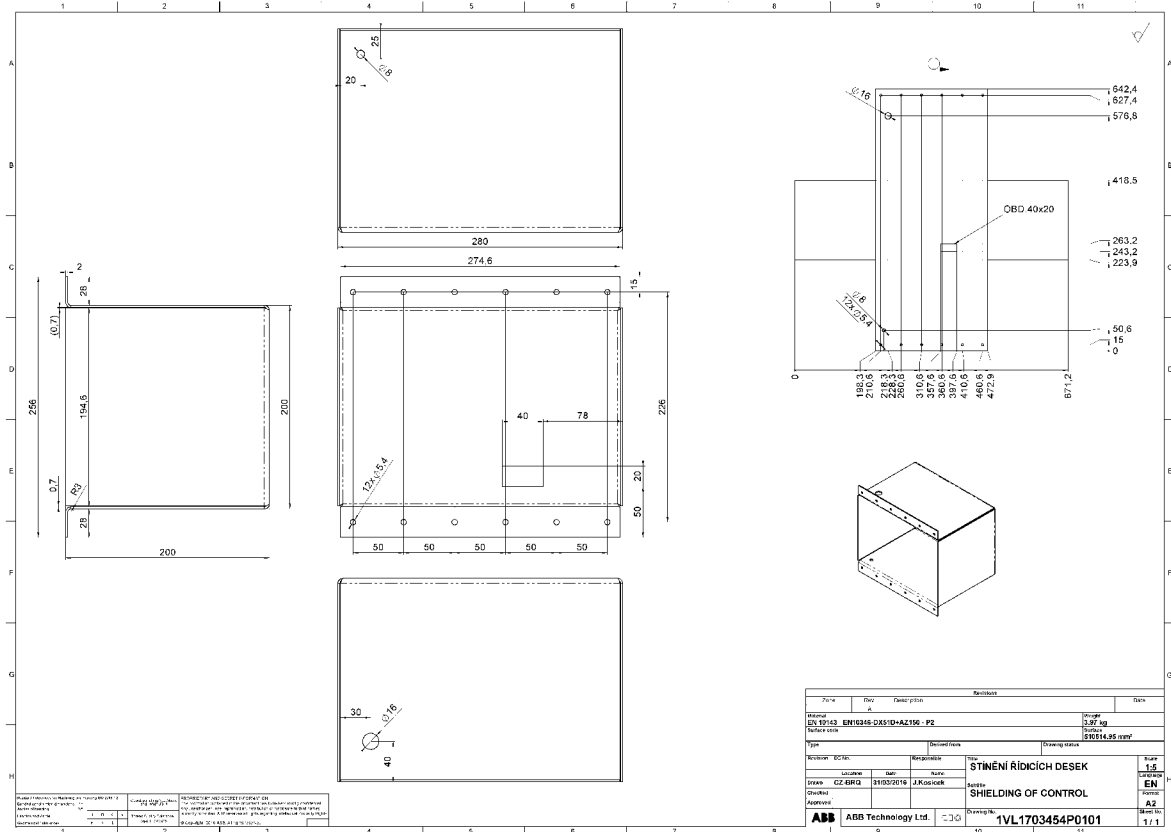
Obr.0-24: Výkres nosníku stykače



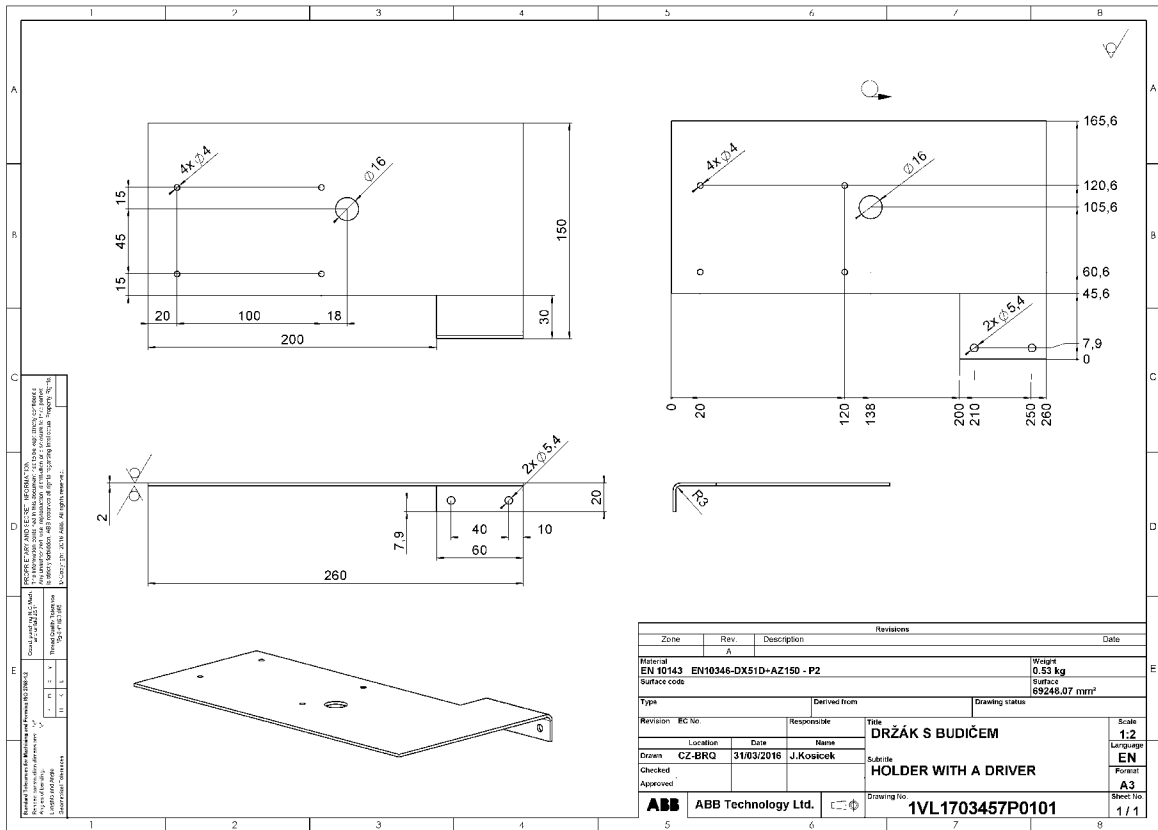
Obr.0-25: Výkres nastavitelného nosníku vypínače



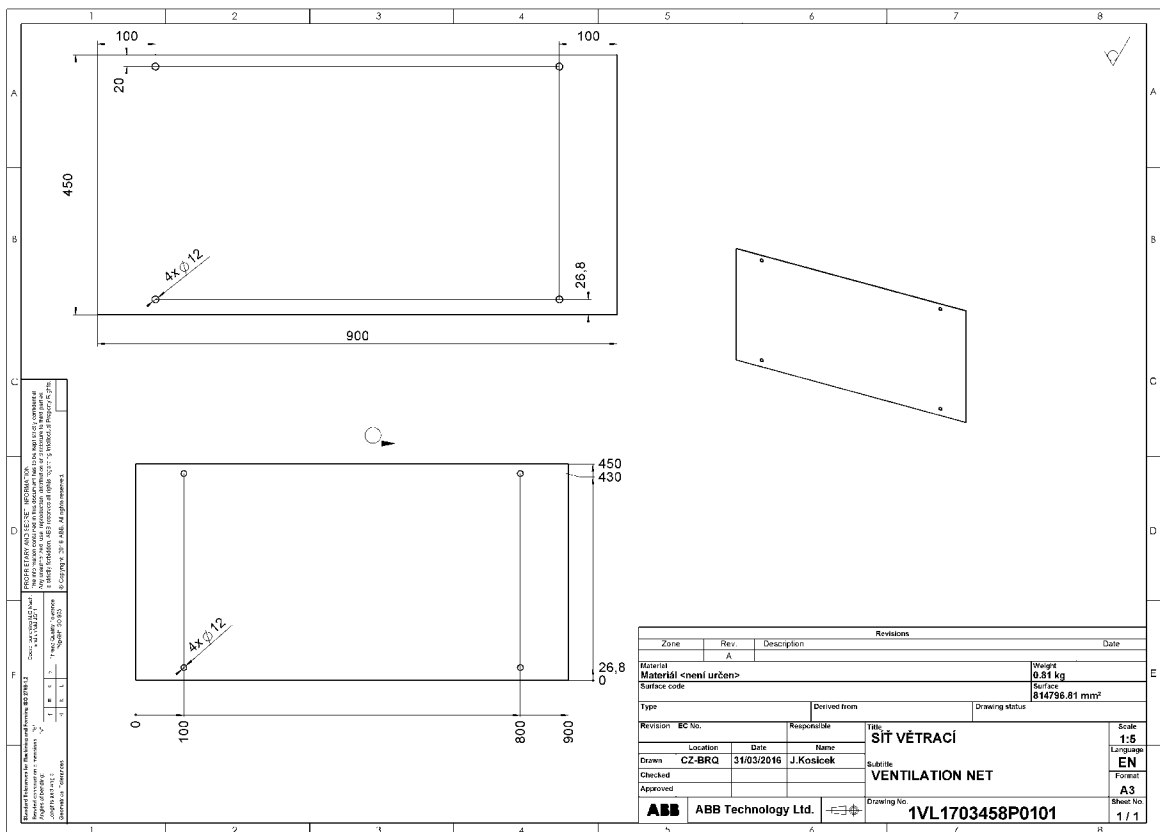
Obr.0-26: Výkres nosníku vstupního filtru



Obr.0-27: Výkres stínícího krytu řídicích desek



Obr.0-28: Výkres držáku budiče



Obr.0-29: Výkres větrací sítě