

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY
A TELEKOMUNIKACÍ**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Frekvenční měnič pro indukční ohřev

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2016/2017

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Aleš STUPKA**
Osobní číslo: **E15N0074P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**
Název tématu: **Frekvenční měnič pro indukční ohřev**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Navrhnout obvodové řešení, realizovat funkční vzorek a provést měření na vyrobeném vzorku měniče pro indukční ohřev.

1. Prostudovat princip indukčního ohřevu a popsat možnosti konstrukcí výkonových obvodů vysokofrekvenčních výkonových měničů pro tyto aplikace.
2. Navrhnout obvodové řešení měniče včetně výpočtů důležitých obvodových prvků a parametrů, realizovat funkční vzorek pro vstupní napětí 3x400VAC o výstupním výkonu jednotek kW.
3. Na realizovaném vzorku provést měření a zhodnocení výsledků.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah kvalifikační práce: **40 - 60 stran**

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

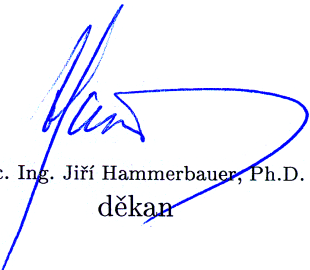
Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.**


Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **14. října 2016**

Termín odevzdání diplomové práce: **19. května 2017**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2016

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá seznámením s principem, konkrétním návrhem a praktickým ověřením frekvenčního měniče pro indukční ohřev a celého indukčního ohřevu se sériovým rezonančním obvodem o výkonu 10 kW řízeným mikrokontrolérem. První část seznamuje s principem tohoto zařízení, s možnostmi realizací měničů, možnostmi řízení výkonu, topologiemi a nezbytnými teoretickými základy. Druhá část se zabývá konkrétním návrhem obvodového schématu frekvenčního měniče pro indukční ohřev, řídicí elektronikou s fázovým závěsem a mikroprocesorem, konstrukčním provedením desek plošných spojů, návrhem mechanické konstrukce a realizací celého zařízení. Třetí část se zabývá oživením a experimentálním ověřením funkce tohoto zařízení s ukázkou oscilogramů a fotografiemi celého zařízení.

Klíčová slova

Indukční ohřev, elektromagnetická indukce, Michael Faraday, řídicí obvod, fázový závěs, obvody pro dead time, push-pull měnič, mikroprocesor, výkonový tranzistorový měnič, buck měnič, výkonové budiče, externí ovládání, deska plošných spojů, mechanická konstrukce, servoventil, regulace ventilátoru, snímání teploty, vodní chlazení, schéma zapojení, rezonanční obvod, pracovní cívka, 3f filtr, pomocný zdroj, ověření funkce.

Abstract

This diploma thesis deals with explanation of the principle of concrete proposal and practical verification of a semiconductor frequency inverter for induction heating. The first part introduces the principle of this device, with options for converters, power management option, topologies and necessary theoretical foundations. The second part deals with a concrete proposal of inverter circuit diagram for induction heating, control electronics with PLL and microprocessor construction, design of printed circuit boards, mechanical design and realization of the entire facility. The third part deals with recovery and experimental verification of function of this device with the illustration of oscillograms and photographs of the entire facility.

Key words

Induction heating, electromagnetic induction, Michael Faraday, the control circuit, phase-locked loop, circuits for dead time, the push-pull converter, a microprocessor, a power transistor converter, buck converter, power driver, external control, printed circuit board, mechanical design, servo valve, control fan, temperature sensing, water cooling, wiring scheme, a resonant circuit, work coil, EMI filter, auxiliary source, validation function.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, jenž je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software použitý při řešení této diplomové práce je legální.

V Plzni dne 20.4.2017

Bc. Aleš Stupka

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Jiřímu Hammerbauerovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce. Dále Ing. Kamilu Kosturikovi, Ph.D., prof. Ing. Jiřímu Koženému, CSc., Ing. Zdeňku Kubíkovi, Ph.D., Ing. Antonínu Podhrázskému, Ph.D., doc. Ing. Jiřímu Skálovi, Ph.D. a Ing. Jiřímu Žahourovi, Ph.D, kteří přispěli k realizaci této diplomové práce.

Obsah

OBSAH	9
1 ÚVOD.....	15
2 PRINCIP INDUKČNÍHO OHŘEVU.....	16
2.1 MICHAEL FARADAY A OBJEV ELEKTROMAGNETICKÉ INDUKCE	16
2.2 ELEKTROMAGNETICKÁ INDUKCE.....	17
2.3 PRINCIP INDUKČNÍHO OHŘEVU	18
2.4 ZTRÁTY JOULOVY A HYSTEREZNÍ.....	19
2.5 HLOUBKA VNIKU MATERIÁLU	20
2.6 ZÁVISLOST HLOUBKY VNIKU NA FREKVENCI.....	21
2.7 VYUŽITÍ INDUKČNÍHO OHŘEVU	22
2.8 INDUKČNÍ ZAŘÍZENÍ	23
2.8.1 Kelímková indukční pec.....	23
2.8.2 Kanálková indukční pec.....	24
2.8.3 Povrchový ohřev – indukční kalení.....	25
2.8.4 Povrchový ohřev – indukční svařování.....	25
2.8.5 Povrchový ohřev – indukční pájení.....	26
2.9 ZDROJE PRO INDUKČNÍ OHŘEV	27
2.9.1 Napájení sítovou frekvencí	27
2.9.2 Napájení středofrekvenčními zdroji.....	27
2.9.3 Napájení vysokofrekvenčními zdroji	33
2.10 TOPOLOGIE REZONANČNÍHO RLC OBVODU.....	34
2.10.1 Sériový rezonanční obvod.....	34
2.10.2 Paralelní rezonanční obvod.....	37
2.10.3 LCLR rezonanční obvod.....	40
2.10.4 CCLR rezonanční obvod.....	43
2.11 STŘÍDAČE A JEJICH ZÁTĚŽE	46
2.12 ZPŮSOBY ŘÍZENÍ VÝKONU	53
2.12.1 Řízení výkonu v usměrňovači	53
2.12.2 Změna napětí v meziobvodu.....	53
2.12.3 Změna střídny v měniči	53
2.12.4 Změna provozní frekvence	54
2.12.5 Přídavná indukčnost pro omezení proudu	54
2.12.6 Impedančně přizpůsobený transformátor.....	54
2.13 PŘIZPŮSOBOVACÍ TRANSFORMÁTOR	55
2.14 VÍCE MĚNIČŮ (STŘÍDAČŮ) PRACUJÍCÍ DO JEDNÉ ZÁTĚŽE.....	57
3 NÁVRH A KONSTRUKCE INDUKČNÍHO OHŘEVU	63
3.1 SEZNÁMENÍ S VLASTNÍM NÁVRHEM	63
3.2 ŘÍDICÍ OBVODY	65
3.2.1 Obvod řízení s fázovým závěsem.....	65
3.2.2 Obvody pro dead time.....	70
3.2.3 Říditelný budič + izolační budič pro pulsní snižující měnič	71
3.2.4 Říditelné budiče + izolační budiče pro frekvenční střídač.....	72
3.2.5 Push-pull měniče.....	74
3.3 POMOCNÉ OBVODY.....	80
3.3.1 Pomocný spínaný zdroj 24 V / 4 A	80

3.3.2	<i>Pomocné zdroje + 12 V, + 5 V</i>	82
3.3.3	<i>Mikroprocesorová jednotka</i>	83
3.3.4	<i>Externí ovládání + zdroj</i>	94
3.3.5	<i>Zapojení LCD displejů</i>	97
3.3.6	<i>Zapojení LED tlačítek</i>	99
3.3.7	<i>Programátor USBDM</i>	100
3.4	VÝKONOVÁ ČÁST	103
3.4.1	<i>Síťový odrušovací filtr</i>	103
3.4.2	<i>Stykač, usměrnění, filtr</i>	105
3.4.3	<i>Snižující měnič + výpočty</i>	105
3.4.4	<i>Frekvenční střídač + výpočty</i>	109
3.4.5	<i>Zapojení silové části + RLC rezonančního obvodu</i>	111
3.5	NÁVRH MECHANICKÉ KONSTRUKCE	113
3.5.1	<i>Návrh měničů</i>	113
3.5.2	<i>Návrh rezonančního RLC obvodu</i>	113
3.5.3	<i>Návrh síťového filtru</i>	117
3.5.4	<i>Návrh zdrojové jednotky</i>	117
3.5.5	<i>Návrh řídicí jednotky a budicích obvodů</i>	118
3.5.6	<i>Návrh externího ovládání</i>	119
3.5.7	<i>Návrh vodního chlazení</i>	119
3.5.8	<i>Návrh kovové skříně zařízení</i>	120
3.5.9	<i>Návrh rozmístění komponentů v kovové skříně</i>	121
4	PRAKTICKÁ REALIZACE A OVĚŘENÍ FUNKCE INDUKČNÍHO OHŘEVU	122
4.1	PRAKTICKÁ REALIZACE ZAŘÍZENÍ	122
4.1.1	<i>Síťový třífázový odrušovací filtr</i>	122
4.1.2	<i>Pomocná zdrojová jednotka</i>	123
4.1.3	<i>Řídicí mikroprocesorová jednotka</i>	124
4.1.4	<i>Jednotka externího ovládání</i>	125
4.1.5	<i>Systém vodního chlazení</i>	125
4.1.6	<i>Výkonová měničová jednotka</i>	126
4.1.7	<i>Výkonový rezonanční obvod</i>	127
4.1.8	<i>Seznámení s činností mikrokontroléru</i>	129
4.1.9	<i>Celé zařízení v duralo-ocelové skříně</i>	130
4.2	KONTROLNÍ MĚŘENÍ	131
4.2.1	<i>Pomocná zdrojová jednotka</i>	131
4.2.2	<i>Výkonová měničová jednotka</i>	135
4.2.3	<i>Testování celého zařízení</i>	142
5	ZÁVĚR	144
6	POUŽITÁ LITERATURA	145
7	PŘÍLOHY	1
7.1	SCHÉMATA	1
7.2	FOTOGRAFIE	26
7.3	TABULKY	27
7.3.1	<i>Hodnoty Nagaokova součinitele α</i>	27
7.3.2	<i>Hodnoty součinitele F</i>	27
7.4	PŘÍLOHY V ELEKTRONICKÉ PODOBĚ	29

Seznam obrázků:

OBRÁZEK 1: M. FARADAY	17
OBRÁZEK 2: FARADAYŮV EXPERIMENT.....	17
OBRÁZEK 3: STŘÍDAVÝ PROUD NAPÁJECÍ INDUKTOR	18
OBRÁZEK 4: INDUKTOR VYTVÁŘEJÍCÍ MAGNETICKÉ POLE	18
OBRÁZEK 5: MAGNETICKÉ POLE INDUKUJÍCÍ PROUD.....	18
OBRÁZEK 6: PROUD TEKOUcí MATERIÁLEM ZAHŘÍVÁ	18
OBRÁZEK 7: KVANTITATIVNÍ VYJÁDRĚNÍ INDUKOVANÉHO PROUDU VE VÁLCI.....	20
OBRÁZEK 8: INDUKČNÍ KELÍMKOVÁ PEC	23
OBRÁZEK 9: KANÁLKOVÁ INDUKČNÍ PEC.....	24
OBRÁZEK 10: INDUKČNÍ KALENÍ	25
OBRÁZEK 11: INDUKČNÍ SVAŘOVÁNÍ	26
OBRÁZEK 12: INDUKČNÍ PÁJENÍ.....	26
OBRÁZEK 13: INDUKČNÍ OHŘEV NAPÁJEN SÍŤOVOU FREKVENCÍ	27
OBRÁZEK 14: STŘEDOFREKVENČNÍ INDUKČNÍ OHŘEV	27
OBRÁZEK 15: STŘEDOFREKVENČNÍ ROTAČNÍ GENERÁTOR	28
OBRÁZEK 16: STŘEDOFREKVENČNÍ IONTOVÝ GENERÁTOR.....	29
OBRÁZEK 17: STŘEDOFREKVENČNÍ MAGNETICKÝ NÁSOBIČ KMITOČTU.....	30
OBRÁZEK 18: STŘEDOFREKVENČNÍ TYRISTOROVÝ MĚNIČ KMITOČTU	31
OBRÁZEK 19: STŘEDOFREKVENČNÍ TYRISTOROVÝ MĚNIČ KMITOČTU	32
OBRÁZEK 20: VYSOKOFREKVENČNÍ MĚNIČ KMITOČTU	33
OBRÁZEK 21: NÁHRADNÍ SCHÉMA SÉRIOVÉHO REZONANČNÍHO OBVODU	34
OBRÁZEK 22: PRŮBĚHY NAPĚTÍ A PROUDU V SÉRIOVÉM REZONANČNÍM OBVODU	34
OBRÁZEK 23: IMPEDANCE SÉRIOVÉHO REZONANČNÍHO OBVODU S PARAMETREM JAKOSTI OBVODU Q_s	36
OBRÁZEK 24: FÁZE SÉRIOVÉHO REZONANČNÍHO OBVODU S PARAMETREM JAKOSTI OBVODU Q_s	36
OBRÁZEK 25: NÁHRADNÍ SCHÉMA PARALELNÍHO REZONANČNÍHO OBVODU	37
OBRÁZEK 26: PRŮBĚHY NAPĚTÍ A PROUDU V PARALELNÍM REZONANČNÍM OBVODU	37
OBRÁZEK 27: IMPEDANCE SÉRIOVÉHO REZONANČNÍHO OBVODU S PARAMETREM JAKOSTI OBVODU Q_p	39
OBRÁZEK 28: FÁZE SÉRIOVÉHO REZONANČNÍHO OBVODU S PARAMETREM JAKOSTI OBVODU Q_p	39
OBRÁZEK 29: NÁHRADNÍ SCHÉMA LCLR REZONANČNÍHO OBVODU	40
OBRÁZEK 30: PRŮBĚHY NAPĚTÍ A PROUDU V LCLR REZONANČNÍM OBVODU BLÍZKO REZONANCE	41
OBRÁZEK 31: IMPEDANCE LCLR REZONANČNÍHO OBVODU S PARAMETREM JAKOSTI OBVODU Q	42
OBRÁZEK 32: FÁZE LCLR REZONANČNÍHO OBVODU S PARAMETREM JAKOSTI OBVODU Q	42
OBRÁZEK 33: NÁHRADNÍ SCHÉMA SÉRIOVÉHO REZONANČNÍHO OBVODU	43
OBRÁZEK 34: PRŮBĚHY NAPĚTÍ A PROUDU V CCLR REZONANČNÍM OBVODU BLÍZKO REZONANCE	44
OBRÁZEK 35: IMPEDANCE CLCR REZONANČNÍHO OBVODU S PARAMETREM JAKOSTI OBVODU Q	45
OBRÁZEK 36: FÁZE CLCR REZONANČNÍHO OBVODU S PARAMETREM JAKOSTI OBVODU Q	45
OBRÁZEK 37: SCHÉMA POLOVIČNÍHO MŮSTKU.....	46
OBRÁZEK 38: SCHÉMA PLNÉHO MŮSTKU	46
OBRÁZEK 39: PŘEHLED STŘÍDAČŮ PRO JEDNOTLIVÉ TYPY REZONANČNÍCH OBVODŮ	47
OBRÁZEK 40: NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ SE SÉRIOVÝM REZONANČNÍM RLC OBVODEM	48
OBRÁZEK 41: NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ SE SÉRIOVÝM REZONANČNÍM RLC OBVODEM - PRŮBĚHY	49
OBRÁZEK 42: PROUDOVÝ STŘÍDAČ S PARALELNÍM REZONANČNÍM RLC OBVODEM	49
OBRÁZEK 43: PROUDOVÝ STŘÍDAČ S PARALELNÍM REZONANČNÍM RLC OBVODEM - PRŮBĚHY	50
OBRÁZEK 44: NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ S LCLR OBVODEM – PLNÝ MŮSTEK.....	51
OBRÁZEK 45: NAPĚŤOVÝ STŘÍDAČ S LCLR OBVODEM – POLOVIČNÍ MŮSTEK	51
OBRÁZEK 46: PROUDOVÝ STŘÍDAČ S CCLR OBVODEM – PLNÝ MŮSTEK	52
OBRÁZEK 47: PROUDOVÝ STŘÍDAČ S CCLR OBVODEM – POLOVIČNÍ MŮSTEK	52
OBRÁZEK 48: ČINNÉ A REAKTANČNÍ PŘÍZPŮSOBOVACÍ TRANSFORMÁTORY	55
OBRÁZEK 49: ČINNÝ TRANSFORMÁTOR SE SÉRIOVOU ZÁTĚŽÍ PŘEPOČTENÝ NA PRIMÁRNÍ STRANU	56
OBRÁZEK 50: REAKTANČNÍ TRANSFORMÁTOR SE SÉRIOVOU ZÁTĚŽÍ PŘEPOČTENÝ NA PRIMÁRNÍ STRANU	56
OBRÁZEK 51: SCHÉMA VÍCE MĚNIČŮ PŘIPOJENÝCH K JEDNÉ RLC ZÁTĚŽI.....	57
OBRÁZEK 52: SCHÉMA DVOU SÉRIOVĚ SPOJENÝCH STŘÍDAČŮ PŘIPOJENÝCH K JEDNÉ RLC ZÁTĚŽI	59
OBRÁZEK 53: PRŮBĚHY V SÉRIOVÉM ŘAZENÍ STŘÍDAČŮ PRACUJÍCÍCH DO JEDNÉ ZÁTĚŽE	60
OBRÁZEK 54: SÉRIOVÉ SPOJENÍ DVOU STŘÍDAČŮ S TRANSFORMÁTOREM PRO ZDVOJNÁSOBENÍ FREKVENCE.....	60
OBRÁZEK 55: SCHÉMA DVOU PARALELNĚ SPOJENÝCH STŘÍDAČŮ PŘIPOJENÝCH K JEDNÉ RLC ZÁTĚŽI	61
OBRÁZEK 56: PARALELNÍ SPOJENÍ DVOU STŘÍDAČŮ SE SÉRIOVÝM REZONANČNÍM OBVODEM	62

OBRÁZEK 57: BLOKOVÉ SCHÉMA INDUKČNÍHO OHŘEVU	63
OBRÁZEK 58: BLOKOVÉ SCHÉMA FÁZOVÉHO ZÁVĚSU	65
OBRÁZEK 59: VNITŘNÍ STRUKTURA OBVODU CD4046B	66
OBRÁZEK 60: UZAMČENÍ SMYČKY FÁZOVÉHO ZÁVĚSU PRO STŘEDNÍ FREKVENCI	67
OBRÁZEK 61: ZÁVISLOST ZMĚNY FÁZE NA VÝSTUPNÍM NAPĚTÍ LPF	67
OBRÁZEK 62: OBVOD ŘÍZENÍ S FÁZOVÝM ZÁVĚSEM A MIKROKONTROLÉREM S9KEAZ128	69
OBRÁZEK 63: OBVODY PRO ZAJIŠTĚNÍ MRTVÝCH ČASŮ	70
OBRÁZEK 64: ŘIDITELNÝ BUDIČ – SNIŽUJÍCÍ MĚNIČ	71
OBRÁZEK 65: IZOLAČNÍ BUDIČ A TVAROVACÍ OBVODY IGBT – SNIŽUJÍCÍ MĚNIČ	71
OBRÁZEK 66: ŘIDITELNÉ BUDIČE – FREKVENČNÍ STŘÍDAČ	72
OBRÁZEK 67: IZOLAČNÍ BUDIČE A TVAROVACÍ OBVODY IGBT – FREKVENČNÍ STŘÍDAČ (1/2)	72
OBRÁZEK 68: IZOLAČNÍ BUDIČE A TVAROVACÍ OBVODY IGBT – FREKVENČNÍ STŘÍDAČ (2/2)	73
OBRÁZEK 69: PUSH-PULL MĚNIČ PRO GALV. ODDĚLENÍ ZDROJŮ NAPĚTÍ PRO MĚŘICÍ ZESILOVAČE	74
OBRÁZEK 70: ZKONSTRUOVANÝ PRVNÍ TRANSFORMÁTOR NAPÁJENÝ Z PUSH-PULL MĚNIČE	76
OBRÁZEK 71: PUSH-PULL MĚNIČ PRO GALVANICKÉ ODDĚLENÍ ZDROJŮ NAPĚTÍ PRO BUDIČE	77
OBRÁZEK 72: ZKONSTRUOVANÝ DRUHÝ TRANSFORMÁTOR NAPÁJENÝ Z PUSH-PULL MĚNIČE	78
OBRÁZEK 73: DRUHÝ TRANSFORMÁTOR NAPÁJENÝ Z PUSH-PULL MĚNIČE	79
OBRÁZEK 74: SCHÉMA JEDNOČINNÉHO PROPUSTNÉHO SPÍNANÉHO ZDROJE O VÝKONU AŽ 100 W	80
OBRÁZEK 75: SCHÉMA SNIŽUJÍCÍCH MĚNIČŮ + 12 V / 1 A A + 5 V / 1 A	82
OBRÁZEK 76: SCHÉMA MIKROKONTROLÉRU	83
OBRÁZEK 77: SCHÉMA IZOLAČNÍCH ZESILOVAČŮ PRO MĚŘENÍ U A I	84
OBRÁZEK 78: SCHÉMA OBVODŮ PRO VENTILÁTORY	85
OBRÁZEK 79: SCHÉMA OBVODU PRO SNÍMÁNÍ TEPLoty 1 / 2	86
OBRÁZEK 80: SCHÉMATA OBVODŮ PRO SNÍMÁNÍ TEPLoty 2 / 2	87
OBRÁZEK 81: SCHÉMATA OBVODŮ PRO SNÍMÁNÍ NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ VŠECH TŘÍ FÁZÍ	88
OBRÁZEK 82: SCHÉMA OBVODU PRO ŘÍZENÍ SERVOVENTILU	89
OBRÁZEK 83: SCHÉMA OBVODU PRO ŘÍZENÍ VODNÍHO VENTILU	90
OBRÁZEK 84: SCHÉMATA SENZORU OTŘESŮ, PRŮTOKOMĚRU A PIEZOKRYSTALU	90
OBRÁZEK 85: SCHÉMATA LC FILTRŮ NAPÁJENÍ A OVLÁDÁNÍ STYKAČE	91
OBRÁZEK 86: SCHÉMATA SNIŽUJÍCÍHO ZDROJE PRO VENTILÁTORY	92
OBRÁZEK 87: ZAPOJENÍ KONEKTORŮ PRO SPI DISPLEJE A EXTERNÍ OVLÁDÁNÍ	92
OBRÁZEK 88: ZAPOJENÍ TLAČÍTEK NA OVLÁDACÍM PANELU	92
OBRÁZEK 89: ZAPOJENÍ KONEKTORU BKG, ZAPOJENÍ ZBYLÝCH KONEKTORŮ	93
OBRÁZEK 90: SCHÉMA NEVYUŽITÝCH HRADEL, NAPÁJENÍ IO A BLOKOVACÍ KONDENZÁTORY	93
OBRÁZEK 91: ZAPOJENÍ DC/DC ZDROJE PTB78560	94
OBRÁZEK 92: ZAPOJENÍ IZOLAČNÍCH OPTOČLENŮ 1 / 3	95
OBRÁZEK 93: ZAPOJENÍ IZOLAČNÍCH OPTOČLENŮ 2 / 3	96
OBRÁZEK 94: ZAPOJENÍ IZOLAČNÍCH OPTOČLENŮ A DIP PŘEPÍNAČŮ 3 / 3	96
OBRÁZEK 95: ZAPOJENÍ LCD DISPLEJŮ	98
OBRÁZEK 96: ZAPOJENÍ TLAČÍTEK A ROTAČNÍHO ENKODÉRU	99
OBRÁZEK 97: ZAPOJENÍ PROGRAMÁTORU USBDM – ČÁST 1	101
OBRÁZEK 98: ZAPOJENÍ PROGRAMÁTORU USBDM – ČÁST 2	102
OBRÁZEK 99: SCHÉMA ZAPOJENÍ 3F ODRUŠOVACÍHO FILTRU	104
OBRÁZEK 100: SCHÉMA ZAPOJENÍ 3F VSTUPNÍHO OBVODU	105
OBRÁZEK 101: SCHÉMA ZAPOJENÍ SNIŽUJÍCÍHO MĚNIČE	105
OBRÁZEK 102: SCHÉMA ZAPOJENÍ IGBT TRANZISTORŮ VE SNIŽUJÍCÍM MĚNIČI	106
OBRÁZEK 103: SCHÉMA ZAPOJENÍ FREKVENČNÍHO STŘÍDAČE S IGBT TRANZISTORY	109
OBRÁZEK 104: SCHÉMA ZAPOJENÍ SILOVÉ ČÁSTI ZAŘÍZENÍ	111
OBRÁZEK 105: SCHÉMA ZAPOJENÍ BATERIE REZONANČNÍCH KONDENZÁTORŮ	112
OBRÁZEK 106: 3D NÁKRES MĚNIČOVÉ DPS – STRANA TOP	113
OBRÁZEK 107: MĚDĚNÉ TRUBKY A OBDĚLNÍKOVÉ MĚDĚNÉ PROFILY	114
OBRÁZEK 108: ROZLOŽENÍ PROUDU V MĚDĚNÉ TRUBE	114
OBRÁZEK 109: NAVRŽENÝ INDUKTOR	115
OBRÁZEK 110: 3D NÁKRES ODRUŠOVACÍHO FILTRU	117
OBRÁZEK 111: 3D MODEL NAVRŽENÉ ZDROJOVÉ JEDNOTKY	117

OBRÁZEK 112: 3D NÁKRES ŘÍDICÍ JEDNOTKY A BUDICÍCH OBVDŮ	118
OBRÁZEK 113: 3D NÁKRES EXTERNÍHO OVLÁDÁNÍ (VPRAVO) A EXTERNÍHO KONEKTORU (VLEVO).....	119
OBRÁZEK 114: VODNÍ CHLADIČ VÝKONOVÝCH POLOVODIČOVÝCH PRVKŮ.....	119
OBRÁZEK 115: RÁM KOVOVÉ SKŘÍŇE PRO ELEKTRONIKU.....	120
OBRÁZEK 116: 3D NÁVRH CELÉHO ZAŘÍZENÍ VČETNĚ ELEKTRONIKY 1 / 2	121
OBRÁZEK 117: 3D NÁVRH CELÉHO ZAŘÍZENÍ VČETNĚ ELEKTRONIKY 2 / 2	121
OBRÁZEK 118: TŘÍFÁZOVÝ ODROŠOVACÍ FILTR	122
OBRÁZEK 119: ZDROJOVÁ JEDNOTKA	123
OBRÁZEK 120: MIKROPROCESOROVÁ JEDNOTKA.....	123
OBRÁZEK 121: MIKROPROCESOROVÁ JEDNOTKA.....	124
OBRÁZEK 122: JEDNOTKA EXTERNÍHO OVLÁDÁNÍ.....	125
OBRÁZEK 123: SYSTÉM VODNÍHO CHLAZENÍ – SERVOVENTIL S PRŮTOKOMĚREM	125
OBRÁZEK 124: VÝKONOVÁ MĚNIČOVÁ JEDNOTKA.....	126
OBRÁZEK 125: TLUMIVKA SNIŽUJÍCÍHO MĚNIČE	126
OBRÁZEK 126: MĚNIČOVÁ JEDNOTKA – STRANA BOTTOM	127
OBRÁZEK 127: MĚNIČOVÁ JEDNOTKA – STRANA TOP	127
OBRÁZEK 128: VÝKONOVÝ REZONANČNÍ OBVOD.....	128
OBRÁZEK 129: SEKUNDÁRNÍ VINUTÍ A OBĚ KOMPLET NA SOBĚ.....	128
OBRÁZEK 130: VÝKONOVÝ TRANSFORMÁTOR A REZONANČNÍ KONDENZÁTOR.....	128
OBRÁZEK 131: ZAŘÍZENÍ V DURALO-OCELOVÉ SKŘÍŇI – POHLED NA ŘÍDICÍ PANEL	130
OBRÁZEK 132: ZAŘÍZENÍ V DURALO-OCELOVÉ SKŘÍŇI – ZAKRYTOVANÉ	130
OBRÁZEK 133: ZAŘÍZENÍ V DURALO-OCELOVÉ SKŘÍŇI – POHLED Z PRAVÉ STRANY	130
OBRÁZEK 134: VÝNESENÍ ÚČINNOSTI ZDROJE V ZÁVISLOSTI NA ZATÍŽENÍ.....	131
OBRÁZEK 135: PRŮBĚH ZVLNĚNÍ 5V NAPÁJECÍ VĚTVE PŘI NOMINÁLNÍM ZATÍŽENÍ V ZAŘÍZENÍ	132
OBRÁZEK 136: PRŮBĚH ZVLNĚNÍ 12V NAPÁJECÍ VĚTVE PŘI NOMINÁLNÍM ZATÍŽENÍ V ZAŘÍZENÍ	133
OBRÁZEK 137: PRŮBĚH ZVLNĚNÍ 5V NAPÁJECÍ VĚTVE PŘI NOMINÁLNÍM ZATÍŽENÍ V ZAŘÍZENÍ	133
OBRÁZEK 138: ZDROJ V PROVOZU A PO 5 MINUTÁCH PO VYPNUTÍ	134
OBRÁZEK 139: PRŮBĚH NAPĚTÍ NA GATECH MOSFET TRANZISTORŮ PUSH-PULL MĚNIČE	134
OBRÁZEK 140: PRŮBĚH NAPĚTÍ NA DRAINECH MOSFET TRANZISTORŮ PUSH-PULL MĚNIČE.....	134
OBRÁZEK 141: PRŮBĚH NAPĚTÍ Z DRIVERŮ SNIŽUJÍCÍHO MĚNIČE PŘI 25% STRÍDĚ	135
OBRÁZEK 142: PRŮBĚH NAPĚTÍ Z DRIVERŮ SNIŽUJÍCÍHO MĚNIČE PŘI 76% STRÍDĚ	135
OBRÁZEK 143: PRŮBĚH NAPĚTÍ NA HRADLE IGBT TRANZISTORU SNIŽUJÍCÍHO MĚNIČE PŘI 70% STRÍDĚ	135
OBRÁZEK 144: PRŮBĚH NAPĚTÍ NA VÝSTUPU SNIŽUJÍCÍHO MĚNIČE PŘI PROUDU 2 A	136
OBRÁZEK 145: PRŮBĚH PROUDU TEKOUCÍM DO SNIŽUJÍCÍHO MĚNIČE PŘI NAPĚTÍ NA VÝSTUPU MĚNIČE 60 V	136
OBRÁZEK 146: PRŮBĚH NAPĚTÍ Z DRIVERŮ FREKVENČNÍHO STRÍDAČE V PRVNÍ POLOVINĚ CYKLU	136
OBRÁZEK 147: PRŮBĚH NAPĚTÍ Z DRIVERŮ FREKVENČNÍHO STRÍDAČE V DRUHÉ POLOVINĚ CYKLU	137
OBRÁZEK 148: PRŮBĚHY NAPĚTÍ Z DRIVERŮ FREKVENČNÍHO STRÍDAČE	137
OBRÁZEK 149: PRŮBĚH NAPĚTÍ Z DRIVERŮ FREKVENČNÍHO STRÍDAČE V PRVNÍ POLOVINĚ CYKLU - DETAIL	137
OBRÁZEK 150: PRŮBĚH NAPĚTÍ Z DRIVERŮ FREKVENČNÍHO STRÍDAČE V DRUHÉ POLOVINĚ CYKLU – DETAIL.....	138
OBRÁZEK 151: PRŮBĚHY NAPĚTÍ Z DRIVERŮ FREKVENČNÍHO STRÍDAČE	138
OBRÁZEK 152: PRŮBĚH NAPĚTÍ NA BUDICÍCH IGBT TRANZISTORŮ SPÍNAJÍCÍCH V PRVNÍ POLOVINĚ CYKLU.....	138
OBRÁZEK 153: PRŮBĚH NAPĚTÍ NA HRADLE IGBT TRANZISTORU SPÍNAJÍCÍHO V PRVNÍ POLOVINĚ CYKLU	139
OBRÁZEK 154: PRŮBĚH NAPĚTÍ NA VÝSTUPU FREKVENČNÍHO STRÍDAČE V REZONANCI PŘI PROUDU 5 A	139
OBRÁZEK 155: PRŮBĚH PROUDU TEKOUCÍHO Z FREKV. STRÍDAČE V REZONANCI PŘI NAPĚTÍ NA MĚNIČI 60 V	139
OBRÁZEK 156: PRŮBĚH NAPĚTÍ FREKVENČNÍHO STRÍDAČE	140
OBRÁZEK 157: PRŮBĚH NAPĚTÍ NA REZ. KONDENZÁTORU V REZ. O 90 ° POSUNUT OPROTI NAPĚTÍ STRÍDAČE	140
OBRÁZEK 158: PRŮBĚH NAPĚTÍ ELEKTROLYTICKÉM KONDENZÁTORU MEZI VÝKONOVÝMI MĚNIČI.....	140
OBRÁZEK 159: PRŮBĚH NAPĚTÍ Z DRIVERŮ FREKVENČNÍHO STRÍDAČE – OKAMŽIK SEPnutí.....	141
OBRÁZEK 160: PRŮBĚH NAPĚTÍ Z DRIVERŮ FREKVENČNÍHO STRÍDAČE – OKAMŽIK VYPNUTÍ.....	141
OBRÁZEK 161: PRŮBĚHY NAPĚTÍ Z DRIVERŮ FREKVENČNÍHO STRÍDAČE	141
OBRÁZEK 162: SNÍMKY GRAFITOVÉHO TAVICÍHO KELÍMKU POŘÍZENÉ TERMOKAMEROU 1 / 2	142
OBRÁZEK 163: SNÍMKY GRAFITOVÉHO TAVICÍHO KELÍMKU POŘÍZENÉ TERMOKAMEROU 2 / 2	142
OBRÁZEK 164: SNÍMKY ZAŘÍZENÍ PŘI ZATÍŽENÍ VÝKONEM 1,5 kW ZACHYCENÉ TERMOKAMEROU 1 / 2	143
OBRÁZEK 165: SNÍMKY ZAŘÍZENÍ PŘI ZATÍŽENÍ VÝKONEM 1,5 kW ZACHYCENÉ TERMOKAMEROU 2 / 2	143
OBRÁZEK 166: SNÍMKY BUDICŮ A POMOCNÉHO PUSH-PULL MĚNIČE ZACHYCENÉ TERMOKAMEROU.....	143

Seznam obrázků v příloze:

OBRÁZEK 167: UCELENÁ SCHÉMATA 1 / 23	1
OBRÁZEK 168: UCELENÁ SCHÉMATA 2 / 23	2
OBRÁZEK 169: UCELENÁ SCHÉMATA 3 / 23	3
OBRÁZEK 170: UCELENÁ SCHÉMATA 4 / 23	4
OBRÁZEK 171: UCELENÁ SCHÉMATA 5 / 23	5
OBRÁZEK 172: UCELENÁ SCHÉMATA 6 / 23	6
OBRÁZEK 173: UCELENÁ SCHÉMATA 7 / 23	7
OBRÁZEK 174: UCELENÁ SCHÉMATA 8 / 23	8
OBRÁZEK 175: UCELENÁ SCHÉMATA 9 / 23	9
OBRÁZEK 176: UCELENÁ SCHÉMATA 10 / 23	10
OBRÁZEK 177: UCELENÁ SCHÉMATA 11 / 23	11
OBRÁZEK 178: UCELENÁ SCHÉMATA 12 / 23	12
OBRÁZEK 179: UCELENÁ SCHÉMATA 13 / 23	13
OBRÁZEK 180: UCELENÁ SCHÉMATA 14 / 23	14
OBRÁZEK 181: UCELENÁ SCHÉMATA 15 / 23	15
OBRÁZEK 182: UCELENÁ SCHÉMATA 16 / 23	16
OBRÁZEK 183: UCELENÁ SCHÉMATA 17 / 23	17
OBRÁZEK 184: UCELENÁ SCHÉMATA 18 / 23	18
OBRÁZEK 185: UCELENÁ SCHÉMATA 19 / 23	19
OBRÁZEK 186: UCELENÁ SCHÉMATA 20 / 23	20
OBRÁZEK 187: UCELENÁ SCHÉMATA 21 / 23	21
OBRÁZEK 188: UCELENÁ SCHÉMATA 22 / 23	22
OBRÁZEK 189: UCELENÁ SCHÉMATA 23 / 23	23
OBRÁZEK 190: NÁVRH DPS ŘÍDICÍ DESKY A DESKY BUDIČŮ V MĚŘÍTKU 2:3	24
OBRÁZEK 191: NÁVRH DPS TROJFÁZOVÉHO EMI FILTRU V MĚŘÍTKU 2:3	24
OBRÁZEK 192: NÁVRH DPS MĚNIČŮ, POMOCNÝCH ZDROJŮ A PŘÍDAVNÉ FILTRACE V MĚŘÍTKU 2:3	25
OBRÁZEK 193: NÁVRH DPS EXTERNÍHO OVLÁDÁNÍ V MĚŘÍTKU 2:3	25
OBRÁZEK 194: NÁVRH DPS LCD DISPLEJŮ A PROGRAMÁTORU USBDM V MĚŘÍTKU 2:3	26
OBRÁZEK 195: OCELOVÁ TRUBKA UVNITŘ INDUKTORU A OHŘÁTÉ INGOTY	26
OBRÁZEK 196: GRAFITOVÝ KELÍMEK (S OBJEMEM AŽ PRO 4 KG MĚDI) S ROZŽHAVENOU VSÁZKOU	26

Seznam tabulek:

TABULKA 1: ZÁVISLOST HLOUBKY VNIKU NA FREKVENCII VYBRANÝCH VODIVÝCH MATERIÁLŮ	21
TABULKA 2: ZÁKLADNÍ PARAMETRY BUDIČŮ Si8261	73
TABULKA 3: ZÁVISLOST PLATINOVÉHO SNÍMAČE PT100 NA TEPLOTĚ	86
TABULKA 4: NAMĚŘENÉ HODNOTY ZATÍŽENÍ A ÚČINNOSTI ZDROJE	131
TABULKA 5: NAMĚŘENÉ HODNOTY ZVLNĚNÍ (ŠPIČKA - ŠPIČKA) 24V VĚTVE V ZÁVISLOSTI NA ZATÍŽENÍ	132
TABULKA 6: NAMĚŘENÉ HODNOTY ZVLNĚNÍ (ŠPIČKA - ŠPIČKA) 12V VĚTVE V ZÁVISLOSTI NA ZATÍŽENÍ	132
TABULKA 7: NAMĚŘENÉ HODNOTY ZVLNĚNÍ (ŠPIČKA - ŠPIČKA) 5V VĚTVE V ZÁVISLOSTI NA ZATÍŽENÍ	132
TABULKA 8: NAMĚŘENÉ NÁBĚHU ZDROJE V ZÁVISLOSTI NA VSTUPNÍM NAPĚTÍ A ZATÍŽENÍ	133

1 Úvod

Tato diplomová práce vznikla jako závěrečná práce na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni. Práce je rozdělena na 3 hlavní části:

- Princip indukčního ohřevu.
- Návrh obvodového schématu a mechanické konstrukce indukčního ohřevu.
- Realizace frekvenčního měniče pro indukční ohřev a celého zařízení a experimentální ověření jeho funkce.

První část pojednává o principu funkce indukčního ohřevu, o možnostech realizací měničů, typech vyráběných zařízení, možnostech řízení výkonu, topologiích, o teorii vícefázových měničů, povrchovém jevu, využití indukčních ohřevů v praxi a také o nezbytných teoretických základech pro další úvahy a návrh vlastního zařízení.

Druhá část se zabývá konkrétním návrhem obvodového schématu polovodičového frekvenčního měniče pro indukční ohřev a návrhem celého zařízení. Nejprve popisuje řídicí obvody, princip fázového závěsu, obvody pro dead time, budiče, síťový filtr, pomocný napájecí zdroj, regulaci ventilátorů, vlastní výkonový měnič s ochrannými obvody, ovládání a dále obsahuje interpretaci měřených veličin, návrh a nákres mechanické konstrukce, zhotovení potřebných desek plošných spojů a nákres zařízení ve 3D modelu.

Třetí část se zabývá praktickým ověřením funkce zařízení zahrnující snímky z osciloskopu s jejich popisem a naměřené hodnoty elektrických i neelektrických veličin a také několik fotografií vlastnoručně zkonstruovaného zařízení.

V elektronické příloze jsou fotografie celé konstrukce a kopie uceleného schématu všech obvodů z návrhové části této diplomové práce. K elektronické verzi na CD-ROM je přiložen také 3D model celé konstrukce a fotografie.

2 Princip indukčního ohřevu

2.1 Michael Faraday a objev elektromagnetické indukce

Michael Faraday se narodil 22. září 1791 ve vesničce Newington v Anglii ve velmi chudé a nábožensky založené rodině. Kvůli chudým poměrům jeho rodiny se mu dostalo pouze základního vzdělání ve farní škole. Ve 13 letech ho přijali jako vazače knih v londýnském knihkupectví. Po nocích četl odborné knihy a vědecké texty, jež sám vázal. Již tehdy jej doslova očarovaly články o elektřině.

V roce 1812 začal navštěvovat veřejné přednášky známého chemika sira Humphry Davyho. Věhlasný profesor si všiml mladíkova zájmu a nadání a rozhodl se z něj udělat svého žáka. V roce 1815 Davy zaměstnal Faradaye jako asistenta v chemické laboratoři londýnského Královského institutu. Každý týden vymýšlel nějaký nový pokus pro pobavení členů a příznivců institutu z vysoké společnosti. Při těchto experimentech Faraday objevil nové chemické sloučeniny, zabýval se zkapalňováním plynů a brzy si získal pověst zručného chemika. Přestože neměl Faraday žádné matematické vzdělání a při svých přednáškách nepoužil jediný vzorec, stal se brzy jedním z nejlepších experimentátorů všech dob a své posluchače okouzloval schopností vyložit i ten nejsložitější problém dokonale názorným způsobem. To platilo i o tak nehmotných jevech jako elektřina a magnetismus. V roce 1824 byl zvolen členem britské Akademie věd a o rok později jmenován ředitelem jejich laboratoří.

Během svých pokusů v roce 1821 zjistil, že elektrický proud procházející vodičem může vyvolat magnetickou sílu. Celých deset let strávil snahou dokázat, že existuje i opačná možnost – tedy, že působení magnetu může vyvolat elektrický proud. V roce 1831 se konečně dostavil úspěch, když Faraday objevil elektromagnetickou indukci a dokázal, že elektřina a magnetismus jsou pouze dva různé projevy jediného jevu – elektromagnetismu. To byl zásadní objev, jenž měl už brzy přinést dalekosáhlé důsledky. Ve 40. letech 19. století vytvořil teorii elektromagnetických polí založenou na zcela novém pojmu elektrických a magnetických siločar. Celý svůj život i přes oslavované vědecké úspěchy zůstal Michael Faraday velmi skromný. Odmítl několik prezidentských nominací do uznávaných vědeckých společností, neboť mu přišlo nepatřičné, aby jej za jeho zásluhy na poli vědy povýšili do stavu rytířského. Zemřel 25. srpna 1867 ve věku 75 let v Hampton Court Palace.

2.2 Elektromagnetická indukce

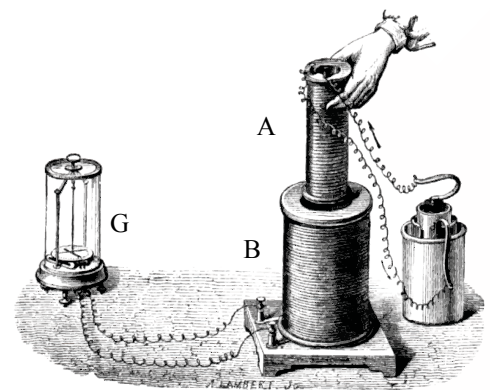


Obrázek 1: M. Faraday [1] Obecný jev (zákon) elektromagnetické indukce je od okamžiku objevení Michaelem Faradayem v roce 1831 široce studován a využíván v mnoha aplikacích. Tento zákon pojednává o vzniku elektrického napětí v uzavřeném elektrickém obvodu, jež je způsobeno změnou magnetického indukčního toku. Pokud je elektrický obvod umístěn do stacionárního magnetického pole, pak po ustálení nebude procházet elektrickým obvodem žádný proud. Elektrickým obvodem ovšem může začít téci proud, pokud se smyčka začne pohybovat, pokud se zdroje magnetického pole začnou pohybovat nebo pokud se začne měnit magnetické pole. V těchto případech se již nejedná o stacionární magnetické pole a může obvodem začít téci elektrický proud. Zákon elektromagnetické indukce zní následovně: *Změnou magnetického pole v okolí cívky se v cívce indukuje el. napětí a v uzavřeném obvodu prochází indukovaný proud. Směr proudu je závislý na směru změny magnetického pole a na orientaci pólů magnetu vůči cívce.*

Uvedené situace mají za následek indukci elektrického proudu v elektrickém obvodu, ačkoliv k tomuto obvodu nebyl připojen žádný zdroj. Ve všech případech vzniká v elektrickém obvodu proud tím, že na nabitě částice elektrického obvodu začnou působit síly, jež je uvedou do pohybu. Podobně jako při zavedení elektromotorického napětí v nehomogenních vodičích lze pohyb nabitých částic chápat jako důsledek působení určité intenzity a elektromotorického napětí, jenž se označuje jako indukované elektromotorické napětí. Experimenty zkoumající elektromagnetickou indukci umožnily spojit hodnotu indukovaného elektromotorického napětí se změnami magnetického toku procházejícího elektrickým obvodem. Bylo zjištěno, že hodnota indukovaného elektromotorického napětí je rovna časové změně celkového magnetického toku, jenž prochází elektrickým obvodem.

Můžeme psát: $\varepsilon_F(t) = -\frac{d\phi}{dt}$, kde ϕ představuje

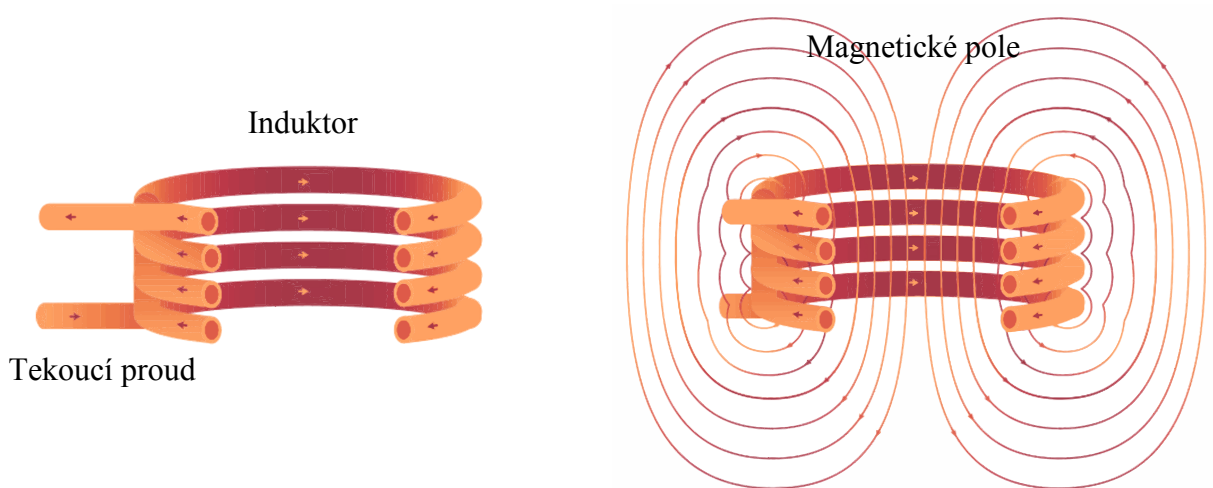
celkový magnetický tok, jenž protéká obvodem. Tento vztah se označuje jako Faradayův zákon elektromagnetické indukce. Na obrázku 2 (vpravo) je Faradayův experiment z roku 1831. Z baterie (vpravo) teče proud do cívky (A). Pokud se pohybuje s cívkou (A), magnetické pole indukuje napětí do cívky (B), jež je indikováno galvanometrem (G). [1, 2]



Obrázek 2: Faradayův experiment [2]

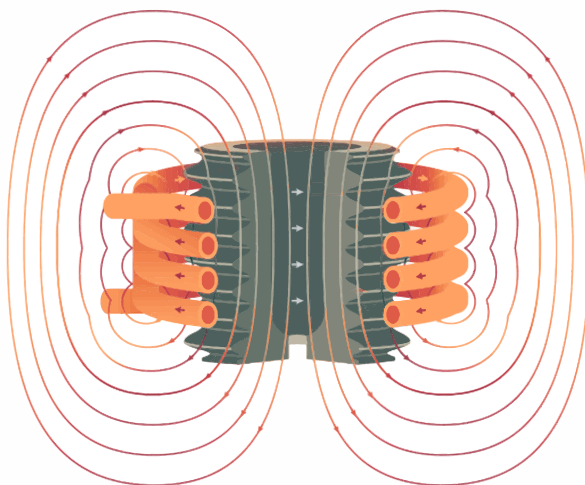
2.3 Princip indukčního ohřevu

Indukční ohřev pracuje na principu elektromagnetické indukce. Jedná se o čistý, účinný a nákladově efektivní bezkontaktní ohřev elektricky vodivého materiálu (ne nutně magnetického), jenž je vystaven působení účinků měnícího se elektromagnetického pole. Indukční ohřev vykazuje vysokou účinnost, neboť je materiál ohříván přímo. Je možno zahřívát materiál i v ochranné atmosféře pro eliminaci znečištění ohřívajícího materiálu. Požadovaný materiál je ohříván v tzv. induktoru ve střídavém elektromagnetickém poli za vzniku ztrát vířivými proudy ve vodivém materiálu. Pokud je ohříván materiál navíc magnetický, přidávají se k vířivým ztrátám také ztráty hysterezní. Princip indukčního ohřevu je názorně ukázán na následujících čtyřech ilustracích. [3]

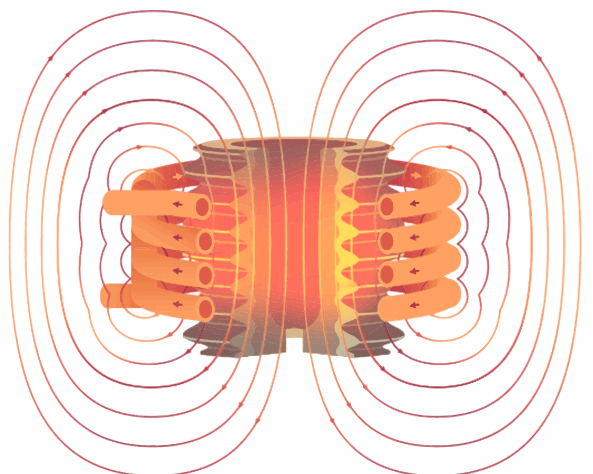


Obrázek 3: Střídavý proud napájející induktor [3]

Obrázek 4: Induktor vytvářející magnetické pole [3]



Obrázek 5: Magnetické pole indukující proud do materiálu [3]



Obrázek 6: Proud tekoucí materiálem zahřívá materiál [3]

2.4 Ztráty Joulovy a hysterezní

Vodivé materiály, jež se ohřívají v indukčním ohřevu, se dělí na dvě skupiny. První skupinou jsou materiály elektricky vodivé nemagnetické (diamagnetické a paramagnetické), v nichž vznikají ztráty vířivými proudy. Druhou skupinou jsou el. vodivé magnetické (feromagnetické), v nichž vznikají ztráty jak vířivými proudy, tak ztráty hysterezní.

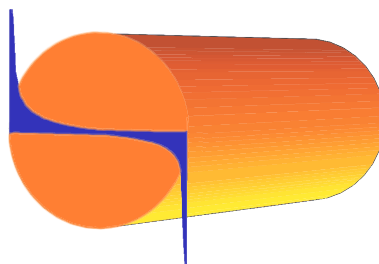
Ztráty vířivými proudy vznikají ve všech elektricky vodivých materiálech vystavených účinkům proměnného elektromagnetického pole. Díky elektromagnetické indukci se ve vodivém materiálu indukuje střídavé elektromotorické napětí a vzhledem k malému odporu materiálu se indukuje i značný elektrický proud. Tyto proudy nazýváme vířivými (též Foucaultovými) a mají opačný směr než původní indukovaný proud. Tyto proudy, jež se uzavírají do smyček (odtud název), vytváří v celistvém vodivém materiálu značné Joulovy ztráty. V indukčních ohřevech jsou vysoké Joulovy tepelné ztráty žádoucí. V jiných elektromagnetických obvodech (např. transformátorech, elektrických pohonech a dalších) se naopak ztráty vířivými proudy snažíme potlačit zvýšením elektrického odporu feromagnetických materiálů, dotací křemíku do ocelových plechů transformátorů či izolací jednotlivých plechů elektrických strojů.

Ztráty hysterezní se vyskytují pouze ve feromagnetických vodivých materiálech, jako jsou ocel, kobalt, nikl, oxidy železa a velmi mnoho dalších. Hysterezní ztráty jsou způsobeny třením elementárních dipólů mezi sebou, pokud je materiál vystaven střídavé magnetizaci proměnným elektromagnetickým polem. Dipóly mohou být považovány za malé magnety, jež se otáčejí při každém otočení směru magnetického pole. K tomu je nutná práce (energie), při níž vzniká teplo. Množství vzniklého tepla závisí přímo úměrou na frekvenci otáčení dipólů.

Ve feromagnetických látkách jsou elementární dipóly uspořádány do tzv. domén. Domény tvoří svým uspořádáním vlastní magnetické pole látky. Je třeba mít na paměti, že magnetické vlastnosti těchto látek nejsou s teplotou neměnné. V případě feromagnetických látek dochází se zvyšující se teplotou k poklesu permeability. Při tzv. Curieově teplotě je narušena pravidelnost uspořádání domén a tyto látky ztrácejí své feromagnetické vlastnosti a stávají se látkami paramagnetickými. Curieova teplota je charakteristická pro každou látku. Například pro železo je Curieova teplota rovna 768 °C, pro nikl 358 °C, kobalt 1130 °C a pro oxid železitý 622 °C. Pokud tedy budeme chtít zahřívát tuto původně feromagnetickou látku v indukčním ohřevu nad Curieovu teplotu, budou se v ní projevovat pouze ztráty vířivými proudy a ohřev bude tedy pomalejší. Při opětovném ochlazení látky pod Curieovu teplotu se feromagnetické vlastnosti materiálu opět navrácí a stává se opět feromagnetickým.

2.5 Hloubka vniku materiálu

Pokud prochází střídavý proud elektrickým vodičem, není rozložení proudu v jeho ploše homogenní. Stejně je tomu i při indukci proudu v zařízeních indukčních ohřevů. Indukované vířivé proudy mají blíže ke středu vodiče (vsázky) opačný směr než původní elektrický proud a odečítají se od něj. Blíže k povrchu jsou směry souhlasné a proudy se sčítají. Z tohoto důvodu jsou indukované proudy ve středu materiálu menší a proud má tedy tendenci téci v blízkosti povrchu materiálu. Tento jev je známý jako povrchový jev (též skin efekt). Na obrázku 7 je znázorněna závislost rozložení indukovaného proudu ve vodiči.



Obrázek 7: Kvantitativní vyjádření indukovaného proudu ve válci

V případě zjednodušení u těles, u nichž je hloubka vniku mnohokrát menší než průměr tělesa, je možno počítat s exponenciálním vyjádřením hloubky vniku. V hloubce rovné hloubce vniku klesne proudová hustota na 0,37násobek původního proudu. Od povrchové oblasti až do hloubky rovné hloubce vniku přitom teče 86 % celkového výkonu. Hloubka vniku δ je definována dle následujícího vztahu:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\mu \cdot \omega}} = 503,29 \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r \cdot f}},$$

kde δ představuje hloubku vniku, ρ vodivost materiálu, μ magnetickou permeabilitu, ω úhlovou rychlost, μ_r relativní permeabilitu a f frekvenci.

Je nutno poznamenat, že hloubka vniku se mění v průběhu tepelného zpracování materiálu, kdy dochází ke změnám vlastností daného materiálu s měnící se teplotou. V případě magnetických ocelí roste hloubka vniku s teplotou, neboť dochází ke zvýšení měrného odporu a poklesu magnetické permeability. Velmi znatelný pokles nastává při dosažení Curieovy teploty, při níž se materiály stávají nemagnetickými. Pro porovnání, hloubka vniku nemagnetických materiálů se v průběhu zahřívání může měnit na dvojnásobek až trojnásobek počáteční hodnoty. U magnetických materiálů se může hloubka vniku během zahřívání zvýšit až na dvacetinásobek původní hodnoty. Při návrhu indukčního zařízení musí být s těmito faktory počítáno dle požadovaného využití indukčního zařízení.

2.6 Závislost hloubky vniku na frekvenci

Hloubka vniku se netýká pouze vlastní vsázky, nýbrž také napájecích vodičů v celém měniči, jenž obvykle pracuje na shodné frekvenci. Volba vhodné frekvence má zásadní vliv na charakteru ohřevu vsázky. Pro povrchové kalení se volí frekvence desítek kHz až jednotek MHz. Pro tavení materiálu se naopak volí frekvence nízké pro zajištění rovnoměrnosti prohřátí. Optimální průměr vsázky se volí přibližně 3,5násobek hloubky vniku při maximální teplotě vsázky. Pokud by byl zvolen průměr vsázky srovnatelný s hloubkou vniku, docházelo by k prozáření materiálu skrz, což by vedlo k poklesu elektrické účinnosti ohřevu. V následující tabulce 1 jsou uvedeny orientační hodnoty hloubky vniku pro různé vodivé materiály vztažené k frekvenci.

Materiál	Měrný odpor 20°C [$\mu\Omega\cdot\text{cm}$]	Relativní permeab. [-]	Hloubka vniku δ [mm]						
			10 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz
Bronz	15	1	61,61	19,48	6,16	1,95	0,62	0,20	0,06
Cín	12,6	1	56,46	17,86	5,65	1,79	0,57	0,18	0,06
Dural	5	1	35,57	11,25	3,56	1,13	0,36	0,11	0,04
Grafit	33	1	91,37	28,90	9,14	2,89	0,91	0,29	0,09
Hliník	2,65	1	25,89	8,19	2,59	0,82	0,26	0,08	0,03
Chrom	13,2	1	57,79	18,28	5,78	1,83	0,58	0,18	0,06
Měď	1,69	1	20,68	6,54	2,07	0,65	0,21	0,07	0,02
Mosaz	7	1	42,08	13,31	4,21	1,33	0,42	0,13	0,04
Olovo	20,6	1	72,19	22,83	7,22	2,28	0,72	0,23	0,07
Platina	10,58	1	51,74	16,36	5,17	1,64	0,52	0,16	0,05
Stříbro	1,63	1	20,31	6,42	2,03	0,64	0,20	0,06	0,02
Titan	54	1	116,9	36,96	11,69	3,70	1,17	0,37	0,12
Wolfram	5,4	1	36,96	11,69	3,70	1,17	0,37	0,12	0,04
Zinek	5,96	1	38,83	12,28	3,88	1,23	0,39	0,12	0,04
Zlato	2,2	1	23,59	7,46	2,36	0,75	0,24	0,08	0,02
Železo	10,1	500	2,26	0,72	0,23	0,07	0,02	0,01	0,01

Tabulka 1: Závislost hloubky vniku na frekvenci vybraných vodivých materiálů

2.7 Využití indukčního ohřevu

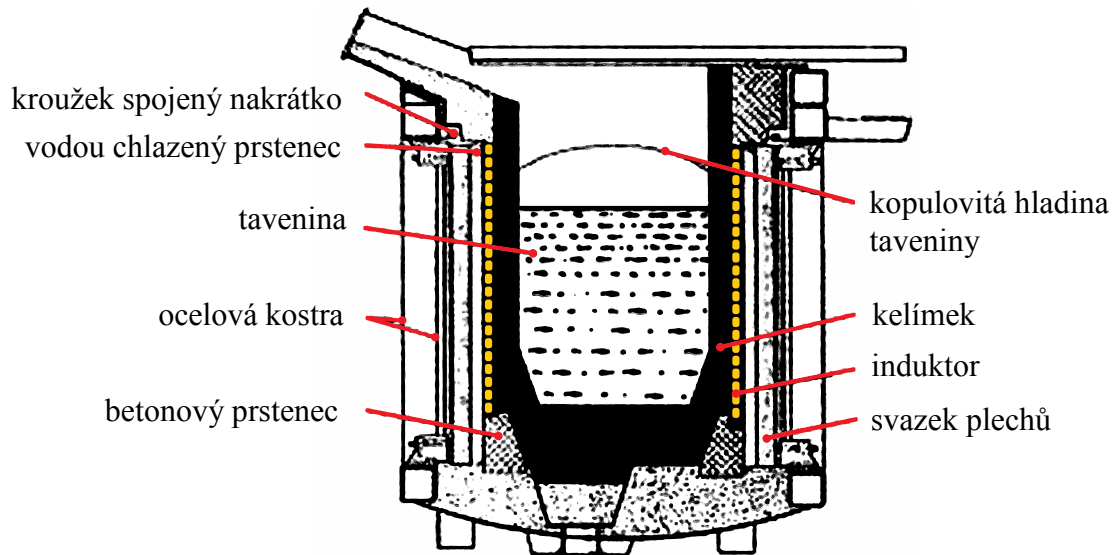
Indukční ohřevy se využívají především k pájení, tavení, svařování a žíhání kovových materiálů v průmyslu od malých laboratorních zařízení až po tavicí pece s obsahem několika desítek tun. Dříve bylo nasazení indukčních ohřevů využíváno výhradně pro tavení pouze velmi drahých kovů, jako jsou zlato, stříbro, wolfram a další. Dnes se již indukční ohřevy, především díky snižujícím se cenám a vysoké efektivitě, začínají používat také pro tavení obyčejných kovových materiálů malého i většího množství, nicméně stále pro tyto účely převládají klasické elektrické odporové, elektrické obloukové či plynové pece. Hojně se také využívá ohřevu materiálu při vyšších frekvencích, kde dochází díky vlivu povrchového jevu k intenzivnímu zahřívání materiálu pouze na povrchu materiálu. Toho se využívá především při povrchovém kalení kovů, munice, pilových kotoučů, soustružnických nožů a dalších. Kalením se materiál vytvrdí na povrchu (materiál dostane požadovanou pevnost), ovšem zároveň uvnitř zůstane houževnatý a pevný.

Indukční ohřevy najdou své uplatnění také v domácnostech při vaření s využitím indukčních vařičů. Při tomto způsobu vaření dochází k ohřevu kovového dna hrnců generovaným elektromagnetickým polem. Výhodou indukčních vařičů je vysoká účinnost, bezpečnost a rychlost ohřevu - obdobně jako u indukčních ohřevů v průmyslu. Indukční ohřevy se hojně nasazují také v potravinářství (např. pro zatahování různých ochranných hliníkových folií s lepidlem) a při výrobě k odstranění znečištění (kyslíku) z vakuových trubic, televizních CRT obrazovek, osciloskopů, elektronek a výbojek. Přiložením indukčního ohřevu k vakuovým trubicím a následným ohřevem tzv. getru (aktivního materiálu, jenž chemicky váže nebo adsorbuje atomy či molekuly plynu) hovoříme o takzvaném getrování. Getrování spočívá ve spálení nebo navázání nežádoucích zbytků (především kyslíku) ve vakuových trubicích při výrobě, případně i později v provozu. Každá sebelépe vyrobená vakuová trubice totiž stárím skrz sklo propouští, byť mikroskopické, množství vzduchu. Rozžhavením těchto trubic se vniklý kyslík uvnitř opět „spálí“. Tím se zvyšuje čistota vakua a zlepšují parametry těchto vakuových součástek. Své využití najdou indukční ohřevy také při výrobě speciálních slitin, u nichž je potřebná extrémní čistota a navíc též ochranná atmosféra – především při výrobě polovodičů, přesných mikroskopických nástrojů a experimentálních sloučenin.

2.8 Indukční zařízení

2.8.1 Kelímková indukční pec

Kelímková indukční pec se používá především k tavení vysoce kvalitních ocelí. Kelímková pec se v úplném základu skládá z kelímku, v němž se nachází tavený kov (vsázka) a cívky (induktoru či pracovní cívky) na vnější straně, jež kelímek obepíná. Na obrázku 8 je uvedeno schématické znázornění kelímkové pece s podrobnějším popisem pod ním.

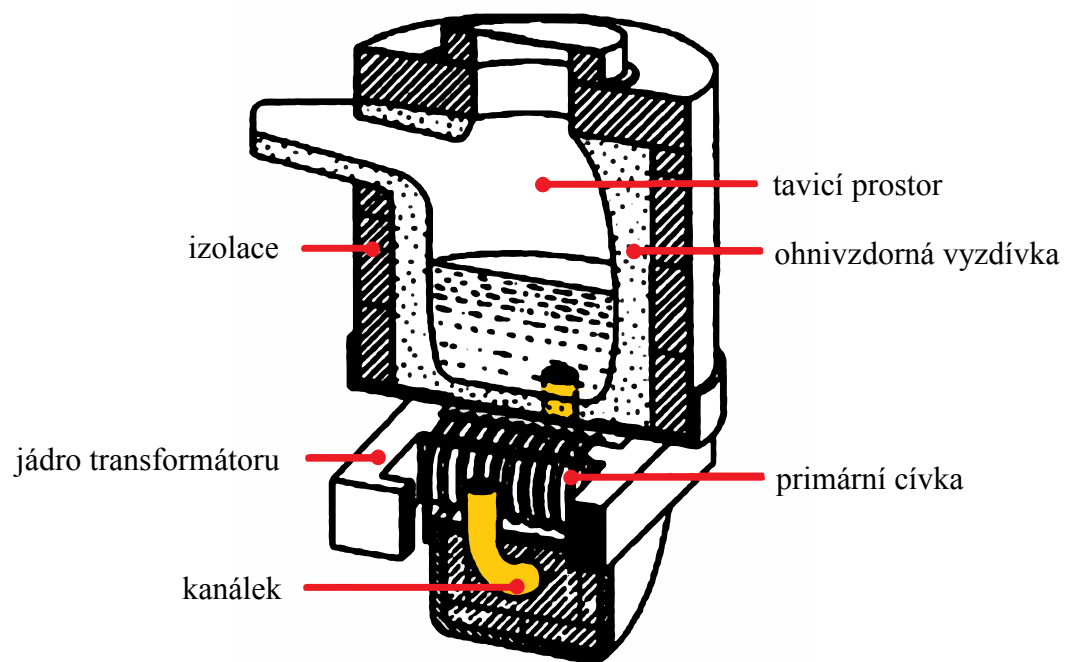


Obrázek 8: Indukční kelímková pec [4]

Indukční kelímkové pece existují s vodivým (ocel, grafit) i nevodivým kelímkem (keramika). Válcová cívka (induktor) je navinuta z dutého profilového vodiče, jímž protéká chladicí kapalina (voda). Cívka bývá napájena elektrickým proudem různé frekvence. Vyrábějí se pece s nízkým kmitočtem $50 \div 150$ Hz, se středním kmitočtem do 100 kHz, ale také speciální vysokofrekvenční kelímkové pece napájené kmitočtem stovek kilohertzů až desítek megahertzů. Elektrický proud vytváří uvnitř induktoru elektromagnetické pole, v němž je umístěn kelímek s elektricky vodivou vsázkou. Ve vsázce se toto pole přeměňuje v tepelnou energii, čímž dochází k ohřevu vsázky. Díky vzniku vířivých proudů vznikají v tekuté vsázce síly, jež s roztavenou vsázkou víří, čímž zajišťují homogenitu složení taveného materiálu i homogenitu teploty taveného materiálu. To platí především u nevodivých kelímků. Je možná také varianta s vodivým kelímkem, v níž se většina energie akumuluje do vodivého kelímku, od něhož se ohřívá tavený materiál. Vzhledem k faktu, že se magnetický tok generovaný induktorem uzavírá vně cívky, bývají často tyto pece opatřeny vhodným stíněním z dobře vodivého materiálu (Al či Cu plech) z důvodu omezení zahřívání kovových materiálů vně induktoru, ale též pro zvýšení elektrické účinnosti zařízení.

2.8.2 Kanálková indukční pec

Kanálková indukční pec se používá především k tavení neželezných kovů. Tavenina je umístěna v nádobě s ohnivzdornou vyzdívkou. Pod nádobou je umístěna primární cívka navinutá na feromagnetickém jádře. Induktor je obepnut kanálkem, v němž se nachází tavený materiál. Roztavený kov vytváří uvnitř kanálku sekundární závit zapojený nakrátko, v němž vzniká elektrické teplo a to ohřívá okolní taveninu. Na následujícím obrázku 9 je uvedeno schématické znázornění kanálkové indukční pece s popisem.

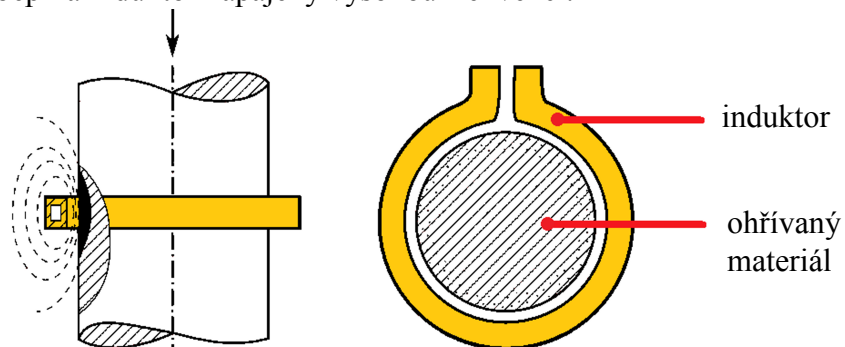


Obrázek 9: Kanálková indukční pec [4]

Za pomoci hydrostatického tlaku teče do kanálku nový materiál a materiál z kanálku vlivem elektrodynamických sil proudí do taveniny. Tímto způsobem dochází k míšení taveniny v celém obsahu nádoby. U kanálkových pecí může dojít při zvýšení výkonu nad určitou kritickou hranici k tzv. uskřipovacímu jevu, při němž dochází k odtržení roztaveného kovu od stěny kanálku. To má za následek místní zvýšení proudové a objemové hustoty a také tlaku. Vlivem zvýšení tlaku dochází k přiškrcení kanálku, dokud nedojde k jeho plnému zaškrcení. Následuje pokles proudu a tento jev odezní. Prázdné místo v kanálku poté zaplní roztavený kov ze zbytku nádoby a ohřev opět pokračuje. Uskřipovací jev ovšem způsobuje výkonové rázy, jež mohou způsobit kolísání napětí v napájecí síti. K omezení tohoto jevu je pec konstrukčně uzpůsobena tak, že je kanálek zapuštěn pod spodní částí vsázky, kde na vsázku působí značný hydrodynamický tlak.

2.8.3 Povrchový ohřev – indukční kalení

Kalení je způsob tepelného zpracování ocelí, při němž se ocel ohřeje na tzv. kalicí teplotu a poté se prudce ochladí. Kalená součást má poté vyšší tvrdost, ztrácí však houževnatost a stává se křehčí. Kalení je prováděno jak u nástrojových ocelí, tak u ocelí konstrukčních pro zlepšení jejich mechanických vlastností. Při kalení požadujeme často zakalení pouze tenké vrstvy na povrchu materiálu. Proto se velmi často používají kalicí zařízení napájená vysokofrekvenčním zdrojem, aby došlo k uplatnění povrchového jevu. Podle zvolené frekvence zdroje můžeme tedy ovlivnit hloubku přehřátí materiálu, jež je následně prudce zchlazen. Dnes se často používají kalicí zařízení napájená frekvencí desítek kilohertzů s optimálním výkonem $1 \div 20 \text{ kW} / \text{cm}^2$. Při kalení drobných součástí se využívá rychlosti ohřevu s nárůstem teploty až $1000 \text{ }^\circ\text{C}$ za sekundu. Často se kalení provádí tak, že drobná část induktorem pouze prolétá a je následně zchlazena. Na následujícím obrázku 10 je znázorněno možné mechanické provedení indukčního kalení kovové tyče, jež obepíná induktor napájený vysokou frekvencí.

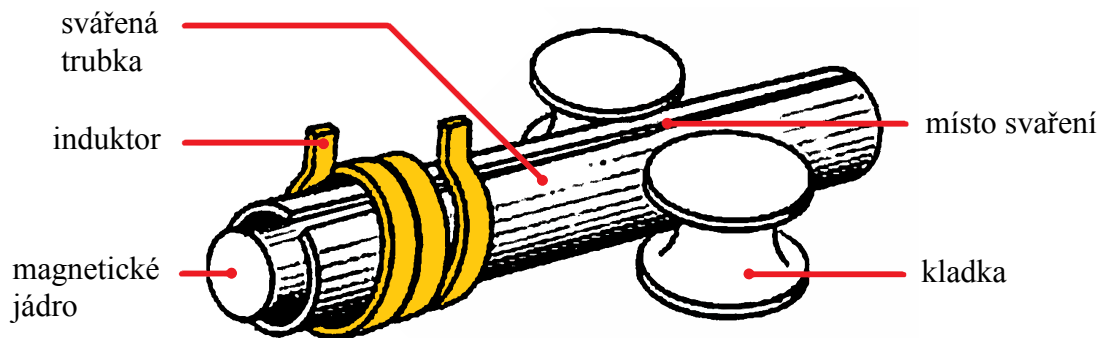


Obrázek 10: Indukční kalení [5]

2.8.4 Povrchový ohřev – indukční svařování

Principu indukčního ohřevu se využívá také pro stykové tlakové svařování. Dvě části, jež chceme spojit svařem, se nejprve indukčně zahřejí na svařovací teplotu a následně se tyto dvě části stlačí tlakem kolmo ke stykové ploše. Tím docílíme pevného svaření dvou částí. Často se této metody využívá na svařování drátů a trubek ve výrobě. Pro podélné svařování těchto tenkostěnných profilů jsou využívány frekvence v řádu stovek kilohertzů a výkony $50 \div 700 \text{ kW}$ v závislosti na potřebné hloubce prohřátí. Rychlost průchodu plechu svařecím zařízením bývá $15 \div 120 \text{ m} / \text{min}$ a využívá se tohoto principu pro svařování trubek až do průměru 500 mm . Princip indukčního svařování je znázorněn na obrázku 11 na následující straně.

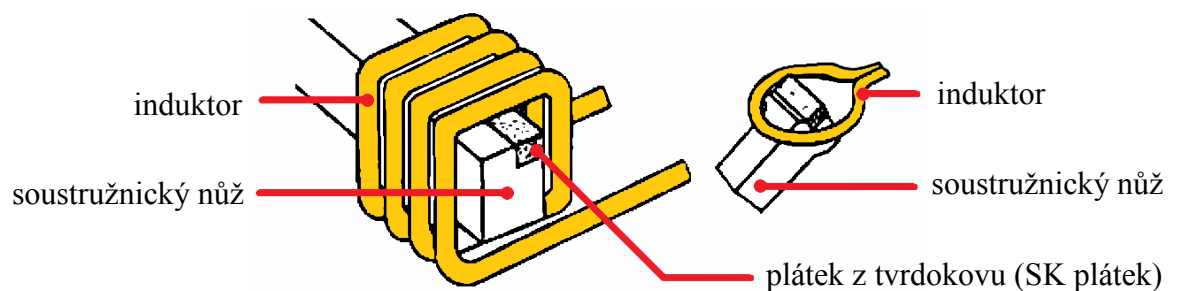
Trubku stlačují dvě speciální kladky až k sobě. Induktor se nachází před kladkami, kde jsou svažované trubky od sebe mírně vzdáleny. Induktor vytvoří dostatečné elektromagnetické pole potřebné k ohřevu okrajů trubek na svařovací teplotu, následným posunem místa mezi kladky jsou tyto dvě ohřáté části tlakem kladek svařeny k sobě. Teplota v místě svaření je měřena a na základě ní je průběžně upravován výkon indukčního ohřevu.



Obrázek 11: Indukční svařování [6]

2.8.5 Povrchový ohřev – indukční pájení

Indukční pájení rozdělujeme na dvě skupiny, pájení naměkko a pájení natvrdo. Při pájení naměkko se používají teploty od 150 do 450 °C a výkony indukčního ohřevu od 0,5 do 5 kW. U pájení natvrdo se pájecí materiál taví od 450 do 1050 °C a používají se indukční ohřevy od 3 do 30 kW. Kmitočet indukujícího se proudu se volí obvykle v rozmezí od 2 kHz do 2,5 MHz. Pájení má oproti svařování výhodu v malé deformaci spojovaného materiálu, ale je vykoupeno menší mechanickou pevností spojovaných částí. Výhodou je také skutečnost, že lze spojovat i materiály, jež nelze běžně svařovat elektrickým obloukem (nehovoříme-li o relativně moderní metodě zvané třecí svařování promíšením) - například mosaz, měď, olovo atd. Indukční pájení je velmi energeticky úsporné. Indukční pájení se používá například pro pájení soustružnických nůž, přírub na trubky, plechů karoserií aut, střešních okapů a mnoha dalších. Na následujícím obrázku 12 je znázorněno indukční pájení tvrdokovu soustružnického nože k ocelovému držáku.

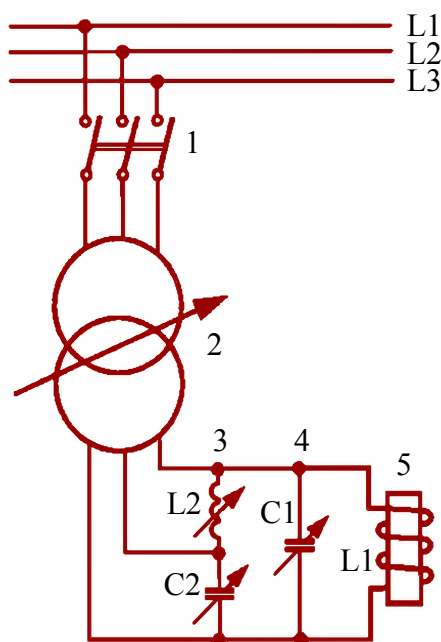


Obrázek 12: Indukční pájení [6]

2.9 Zdroje pro indukční ohřev

2.9.1 Napájení síťovou frekvencí

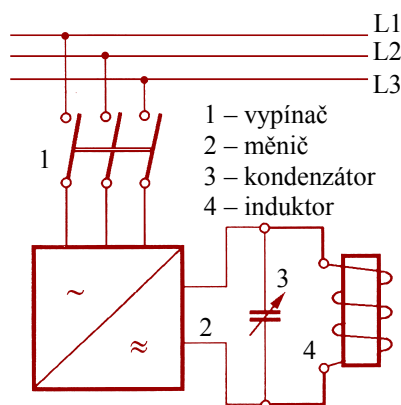
Nejjednodušším řešením konstrukce indukčního ohřevu je návrh zařízení na střídavou napájecí síť. Jednofázové ohřevy na frekvenci sítě 50 Hz existují, ale jsou spíše výsadou ohřevů malých výkonů. Jedná se především o indukční kelímkové pece či indukční ohřívачky pro ohřev válcových těles z oceli. Velikým problémem je nesymetrické zatěžování rozvodné 3f elektrické sítě, proto je nutné pro vyšší výkony těchto zařízení použít symetrizační zařízení, jež je znázorněno na schématu indukčního ohřevu na následujícím obrázku 13.



Obrázek 13: Indukční ohřev napájen síťovou frekvencí [7]

Pozice 1 na obrázku 13 představuje výkonový spínač, jenž zařízení připojuje k 3f síti. Pozice 2 znázorňuje regulační transformátor, jenž slouží k regulaci výkonu. Pozice 3 je již zmíněné symetrizační zařízení, jež převádí jednofázovou zátěž na trojfázovou symetrickou. Symetrizační zařízení je tvořeno indukčností L2 a kondenzátorem C2, jež se určují z náhradního schématu vykompenzované pece. Pozice 4 znázorňuje hlavní kompenzační kondenzátor C1, jenž tvoří s cívkou L1 (induktorem) paralelní rezonanční obvod. Induktor vytváří potřebné elektromagnetické pole indukující se do ohřivaného vodivého materiálu. Na síťové kmitočety se přímo připojují zařízení pro ohřev oceli o průměrech 160 ÷ 500 mm.

2.9.2 Napájení středofrekvenčními zdroji

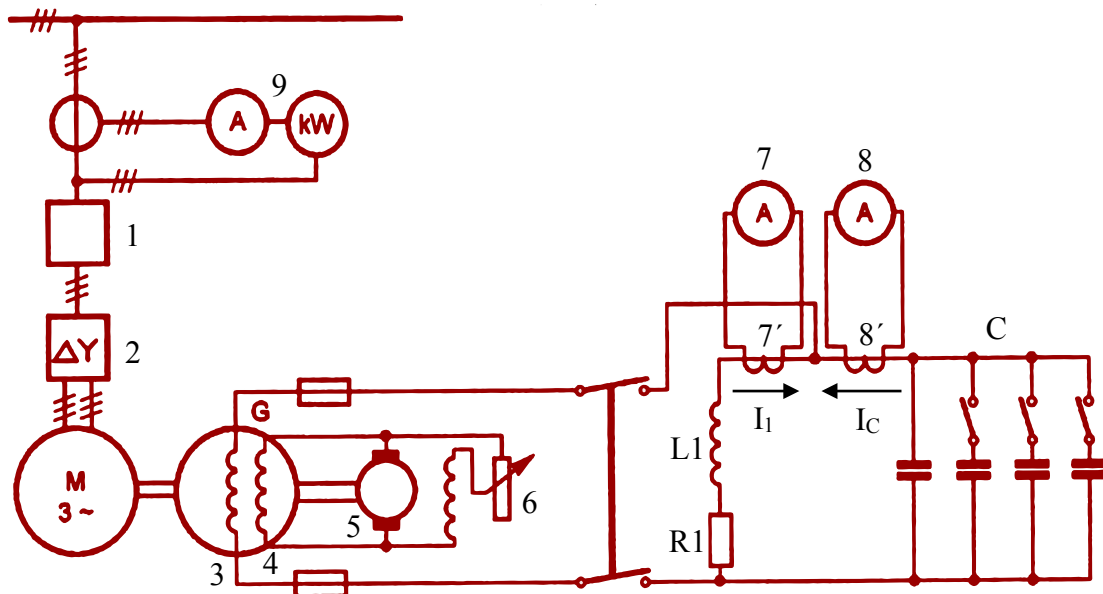


Obrázek 14: Středofrekvenční indukční ohřev [7]

Středofrekvenční zdroje se většinou používaly a stále používají pro napájení průmyslových pecí. Dříve se pro napájení využívaly rotační generátory, což byly ovšem velké stroje vyžadující velké prostory k umístění. Měly mnoho nevýhod, proto byly postupem času nahrazeny za iontové měniče. S příchodem polovodičových součástek byly vyvinuty účinné frekvenční měniče s využitím tyristorů, jež později nahradily moderní IGBT a MOSFET tranzistory.

2.9.2.1 Rotační středofrekvenční generátory

S rozmachem indukčních ohřevů pracujících na síťovou frekvenci se začaly hledat způsoby automatického, či manuálně obsluhou řízeného, plynulého ladění rezonanční frekvence výkonového rezonančního LC obvodu. Byla vynalezena zařízení využívající rotačního elektrického generátoru poháněného elektrickým motorem. Generátor střídavé energie poskytoval energii s frekvencí 500 Hz až 10 kHz. Na následujícím obrázku 15 je znázorněno schéma možné podoby rotačního generátoru pro indukční ohřev.

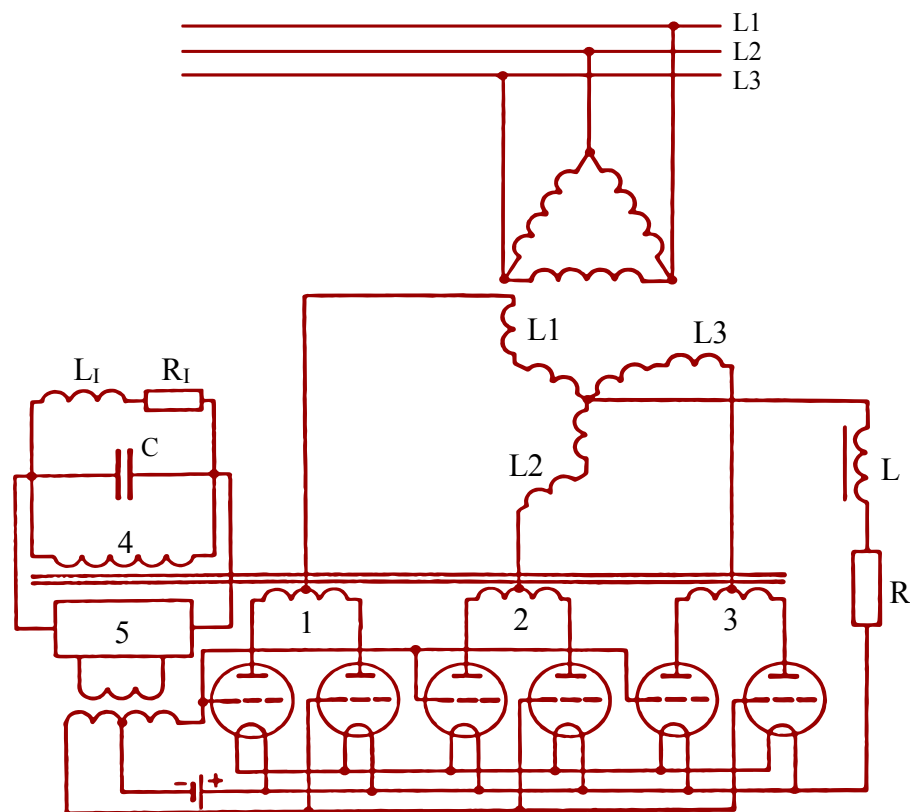


Obrázek 15: Středofrekvenční rotační generátor [7]

Pozice 1 představuje výkonový vypínač, pozice 2 je přepínač hvězda – trojúhelník. Z něj je přiváděn trojfázový proud do asynchronního motoru M (s kroužkovou kotvou či kotvou nakrátko), jenž je spojen s rotačním homopolárním generátorem G. Generátor obsahuje pracovní vinutí označené číslem 3 a budicí vinutí označené číslem 4. Pozice 5 představuje motor, jenž slouží ke stejnosměrnému buzení generátoru. Budicí stejnosměrný motor je zapojen v zapojení derivačního stroje, jehož proud se nastavuje potenciometrem 6. Změnou budicího proudu poskytovaného derivačním strojem se mění indukované napětí do pracovního obvodu a tím i výkon a frekvence dodávaná do výkonového paralelního LC obvodu. Ampérmetry 7 a 8 měří proudy do induktoru L1 a rezonanční baterie kondenzátorů C. Při vyladěném obvodu do rezonance by měly být tyto proudy shodné (proti sobě orientované). Ampérmetry tedy slouží jako indikace vyladění i kontrola protékajícího proudu. Při požadovaném kmitočtu 500 Hz dosahovala tato rotační zařízení účinnosti až 90 %, při 10 kHz zhruba 70 %. Později byla tato zařízení nahrazena ohřevy bez rotačních částí.

2.9.2.2 Iontové středofrekvenční měniče kmitočtu

V 50. letech 20. století se s rozvojem výkonových elektronek začala hledat náhrada za zastaralé, hlučné a rozměrově objemné rotační indukční ohřevy. Vznikla zařízení založená na vakuových spínačích s využitím deuteriových tyatronů. Hlavní výhodou těchto zařízení byla nižší hmotnost a vlastnost, že se autonomně ladila v průběhu ohřívání materiálu do rezonance pomocí zpětné vazby. Elektrická účinnost těchto zařízení dosahovala až 95 %. Jednoduché schéma iontového měniče kmitočtu je znázorněno na následujícím obrázku 16.

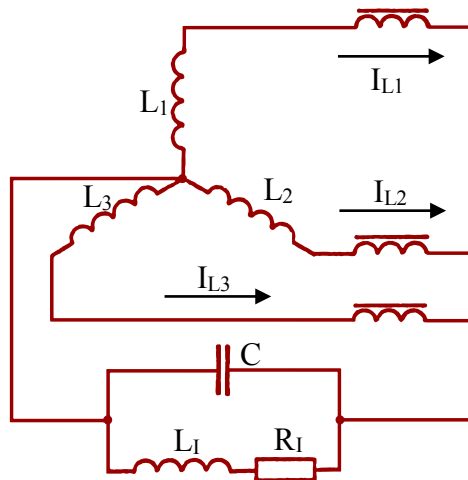


Obrázek 16: Středofrekvenční iontový generátor [7]

Středofrekvenční iontový generátor je napájen z trojfázové sítě přes transformátor zapojený do trojúhelníku. Sekundární vinutí je zapojeno do lomené hvězdy. Každá fáze je připojena vždy na 2 deuteriové tyatrony, z nichž jeden má ovládací napětí na mřížce a je sepnut, druhý z dvojice je vypnut. Zpětná vazba 5 určuje kmitočet a polaritu pro buzení tyatronů a umožňuje tak střídavé spínání dvojic těchto výkonových vakuových spínačů. Sekundární strany transformátoru jsou připojeny na středy cívek 1, 2 a 3, jež jsou spojeny s anodami tyatronů. Díky střídavému spínání tyatronů dochází k indukci napětí do vinutí 4, z něhož je napájen induktor L_1 s paralelně připojenou kompenzační kapacitou C . Tento výkonový obvod je trvale napájen zvýšenou frekvencí rovnou rezonanční prvků L_1 a C . Z výkonového obvodu je zavedena zpětná vazba pro řízení spínání tyatronů.

2.9.2.3 Magnetické středofrekvenční násobiče kmitočtu

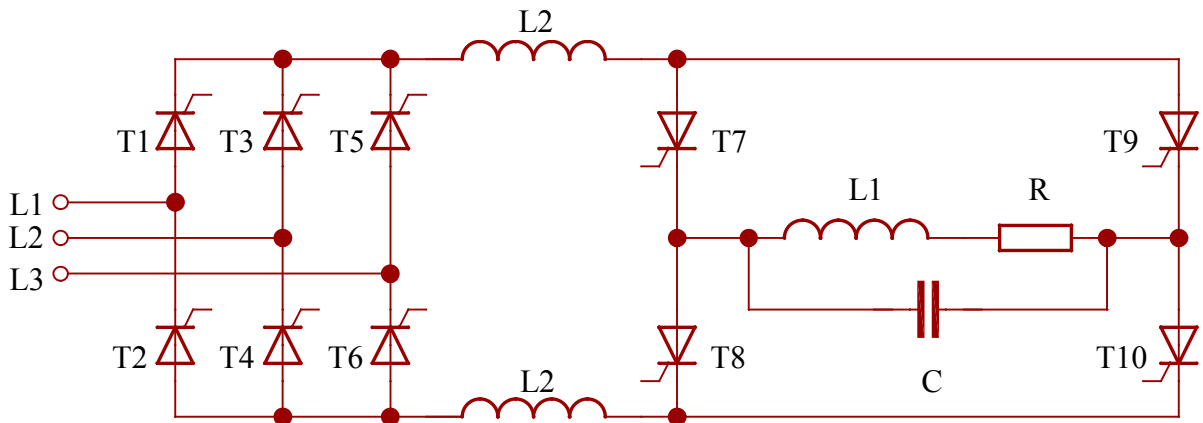
Magnetické násobiče kmitočtu se dříve používaly jako doplněk k středofrekvenčním rotačním generátorům. Zařízení je připojeno přes transformátor, jehož sekundární vinutí je zapojeno do hvězdy. Mezi každou fází a oscilačním LC obvodem jsou vloženy tlumivky s přesyceným jádrem z transformátorových plechů. Celkové zapojení se chová jako zdroj o trojnásobné frekvenci sítě, tedy 150 Hz na první harmonické. Je možné toto zapojení provozovat i na třetí harmonické složce a získat tak výstupní frekvenci o kmitočtu 450 Hz. Základní schéma magnetického násobiče kmitočtu je zobrazeno na následujícím obrázku 17.



Obrázek 17: Středofrekvenční magnetický násobič kmitočtu [7]

2.9.2.4 Tyristorové středofrekvenční měniče kmitočtu

S rozvojem výkonových polovodičových spínacích prvků v druhé polovině 20. století se hledala náhrada za rotační a iontové středofrekvenční měniče kmitočtu. Vznikla myšlenka využít menší a efektivní tyristorové spínače pro konstrukci měničů kmitočtu. Přestože se tyto měniče využívají mnoho desetiletí, najdou své uplatnění i v dnešní době ruku v ruce spolu s tranzistorovými měniči. Nejjednodušší zapojení tyristorového střídače kmitočtu je uvedeno na následujícím obrázku 18.



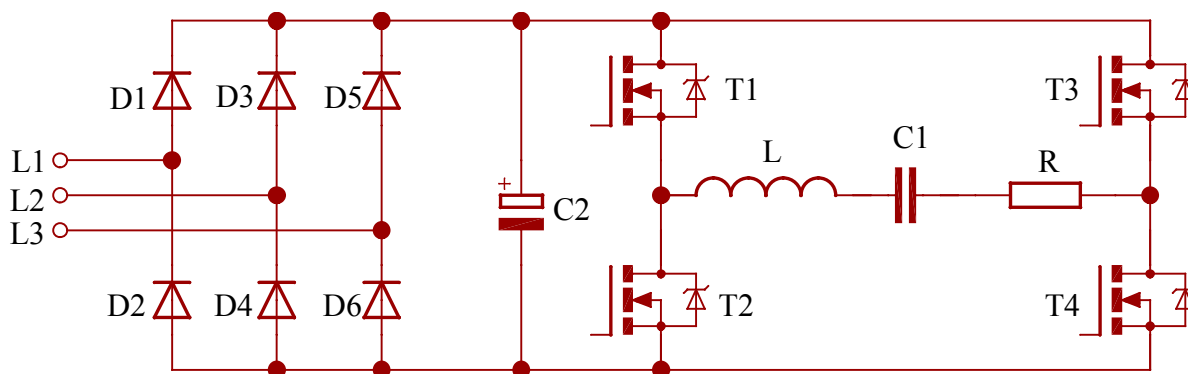
Obrázek 18: Středofrekvenční tyristorový měnič kmitočtu

Měnič je napájen z trojfázové rozvodné střídavé sítě. Následuje tyristorový řízený usměrňovač složený z tyristorů T1 až T6, jenž umožňuje vhodným řízením měnit úhel sepnutí jednotlivých tyristorů a tím umožňuje řídit výkon celého měniče. Následuje dělená tlumivka v meziobvodu L2 před hlavním tyristorovým střídačem složeným z tyristorů T7 až T10. Tlumivka L2 slouží k vyhlazení proudu z tyristorového usměrňovače a zajišťuje tak pro následující střídač v ideálním případě zdroj konstantního proudu. Také omezuje zkratový proud v případě poruchy výkonového střídače složeného z tyristorů T7 až T10. Hlavní tyristorový střídač řídí dodávku energie do paralelního rezonančního obvodu tvořeného cívkou L1, parazitním rezistorem R a kompenzačním kondenzátorem C. Cívka L1 tvoří induktor indukčního ohřevu. Tyristory spínají vždy střídavě po dvojicích. Vždy, když jsou sepnuty T7 a T10, jsou rozepnuty T8 a T9 a naopak.

Napětí zátěže paralelního rezonančního obvodu ve schématu vykazuje při vyladění čistě sinusový průběh. Proud rezonančního obvodu je obdélníkový, v souladu se spínáním tyristorů. Nevýhodou těchto měničů je ovšem negativní vliv působení na napájecí síť. Důvod, proč je ve schématu na obrázku 18 nakreslen právě paralelní rezonanční obvod a ne například sériový, je opodstatněný a je blíže popsán včetně důležitých průběhů v kapitole 2.11.

2.9.2.5 Tranzistorové středofrekvenční měniče kmitočtu

Tranzistorové měniče kmitočtu začaly vznikat nedlouho po svých předchůdcích – tyristorových měničích kmitočtu. Jak tyristorové měniče, tak ty tranzistorové mají dnes své zastoupení. Nejjednodušší principiální schéma tranzistorového měniče kmitočtu je uvedeno na následujícím obrázku 19.



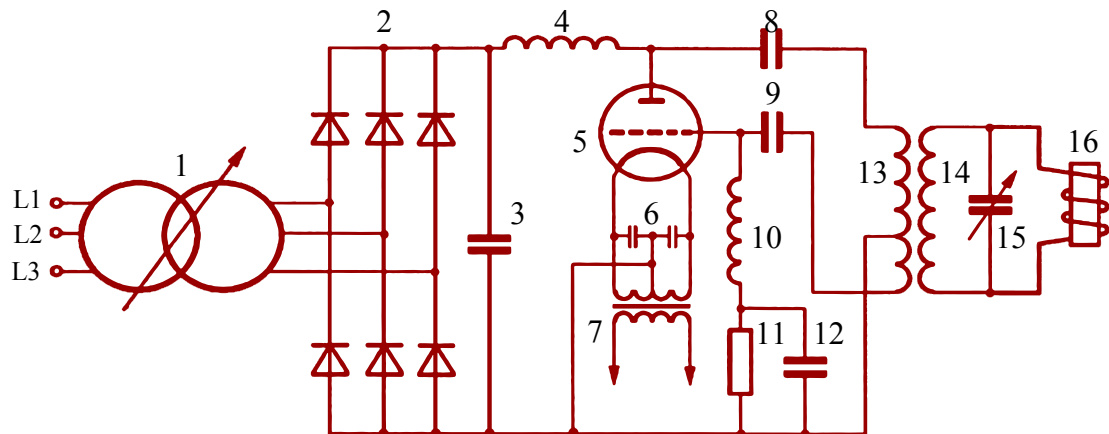
Obrázek 19: Středofrekvenční tyristorový měnič kmitočtu

Měnič je napájen z trojfázové rozvodné střídavé sítě. Následuje diodový neřízený usměrňovač složený z diod D1 až D6, jež usměrní trojfázové napětí sítě. Kondenzátor C2 slouží k vyhlazení usměrněného napětí, v ideálním případě vyhladí napětí na konstantní hodnotu. Následuje tranzistorový střídač složený z tranzistorů T1 až T4. Hlavní tranzistorový střídač řídí dodávku energie do sériového rezonančního obvodu tvořeného cívkou L, parazitním rezistorem R a kompenzačním kondenzátorem C. Cívka L tvoří induktor indukčního ohřevu. Tranzistory spínají vždy střídavě po dvojicích, obdobně jako je tomu u tyristorového měniče s tyristory. Vždy, když jsou sepnuty T1 a T4, jsou rozepnuty T2 a T3 a naopak.

Proud zátěže sériového rezonančního obvodu dle schématu vykazuje při vyladění do rezonance čistě sinusový průběh. Napětí rezonančního obvodu je obdélníkové, v souladu se spínáním tranzistorů. Proud sériového rezonančního obvodu je shodný s proudem tekoucím střídačem, obvykle se před vlastní nízkoimpedanční sériový rezonanční obvod umísťuje vysokofrekvenční snižující transformátor pro zajištění impedančního přizpůsobení rezonančního obvodu. Transformátor transformuje impedanci se čtvercem převodu. Nevýhodou těchto měničů je nemožnost regulace výkonu zátěže bez přídavného snižujícího pulsního měniče v meziobvodu mezi usměrňovačem a střídačem. Důvod, proč je ve schématu na obrázku 19 nakreslen právě sériový rezonanční obvod a ne například paralelní, je opodstatněný a je blíže popsán včetně důležitých průběhů v kapitole 2.11.

2.9.3 Napájení vysokofrekvenčními zdroji

Vysokofrekvenční zdroje jsou určeny pro ohřev malých součástí, neboť vlivem povrchového jevu dochází k ohřevu materiálu pouze na povrchu. Čím je napájecí frekvence vyšší, tím je hloubka průniku elektromagnetického pole do materiálu nižší. Vysokofrekvenčními zdroji pro indukční ohřev jsou obvykle označovány zdroje s vyšší pracovní frekvencí než přibližně 100 kHz. Na následujícím obrázku 20 je uvedeno možné zapojení tohoto zařízení.



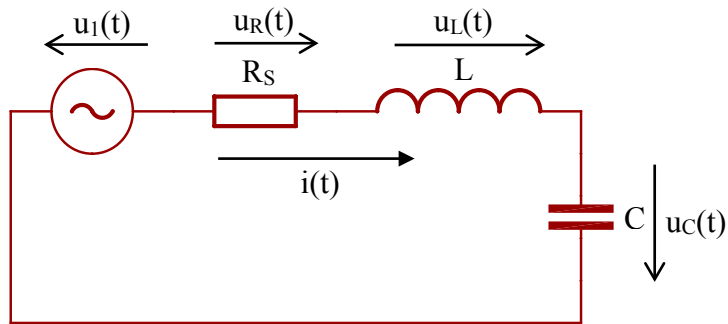
Obrázek 20: Vysokofrekvenční měnič kmitočtu [7]

Uvedené zařízení je napájeno ze vstupního regulačního transformátoru označeného pozicí 1. Následují usměrňovací diody 2. Kondenzátor 3 slouží k vyhlazení usměrněného napětí společně s tlumivkou 4, z níž je napájena anoda výkonové triody. Kondenzátory 6 se využívají ke zkratování vysokofrekvenčních složek proudu katod, k nimž je připojeno žhavicí vinutí transformátoru 7. Kladné napájecí napětí od anody je vedeno kondenzátorem 8, jenž propojuje tlumivku 4 s primárním vinutím vysokofrekvenčního transformátoru 13. Druhý silový vývod transformátoru 13 je veden na usměrňovaný záporný pól. Třetí (zpětnovazební) vinutí transformátoru 13 je vedeno přes vazební kondenzátor 9 do mřížky výkonové triody. Tlumivka 10 ve zpětné vazbě zabraňuje zkratování mřížkového napětí transformátorem. Na rezistoru 11 vzniká záporné napětí mřížky triody a kondenzátor 12 slouží ke stabilizaci pracovního bodu zpětné vazby a umožňuje průchod střídavým signálům. Transformátor 7 slouží jako zdroj žhavicího proudu do triody. K sekundárnímu vinutí 14 hlavního výkonového vysokofrekvenčního transformátoru je připojen paralelní rezonanční obvod tvořený kondenzátorem 15 a induktorem 16, jenž je zdrojem vysokofrekvenční energie pro ohřev elektricky vodivého materiálu. Jak již bylo uvedeno, zařízení obsahuje zpětnou vazbu a není jej tedy potřebné během provozu ladit. K regulaci výkonu slouží již zmíněný regulační transformátor proudu označen pozicí 1.

2.10 Topologie rezonančního RLC obvodu

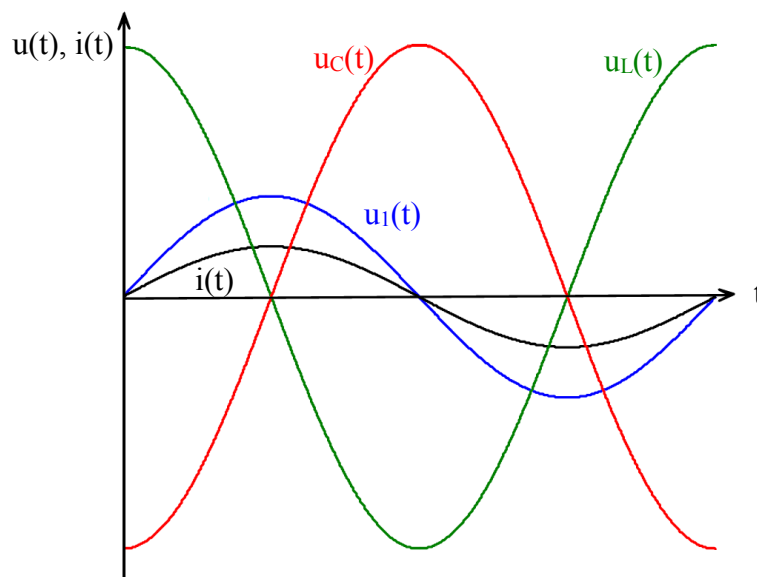
2.10.1 Sériový rezonanční obvod

Sériový rezonanční obvod tvoří sériová kombinace pasivních prvků R , L a C dle schématu na obrázku 21. Ve skutečnosti se jedná o kombinaci L a C prvků, přičemž odpor R reprezentuje ztráty celého sériového rezonančního obvodu a odporu napájecího zdroje.



Obrázek 21: Náhradní schéma sériového rezonančního obvodu

Pokud je obvod buzen na frekvenci rovné jeho rezonanční, pak se reaktance cívky L s reaktancí kondenzátoru navzájem kompenzují a obvod vykazuje minimální impedanci rovnou sériovému odporu R . Pokud je obvod buzen sinusovým napětím o rezonančním kmitočtu, prochází jím poté sinusový proud, jenž je ve fázi s napětím. Velikost reaktance cívky a kondenzátoru je poté Q_S -krát větší než odpor sériového odporu. Na cívce a na kondenzátoru se vytváří v rezonanci Q_S -násobně vyšší napětí. Okamžité hodnoty napětí na cívce a na kondenzátoru mají opačnou hodnotu, proto se navzájem navenek vruší. Na obrázku 22 jsou znázorněny průběhy napětí a proudů sériového rezonančního obvodu.



Obrázek 22: Průběhy napětí a proudu v sériovém rezonančním obvodu

Pro sériový rezonanční obvod platí následující vztahy:

$$u_1(t) = u_{RS}(t) + u_L(t) + u_C(t) = R_S \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt$$

Pro sinusový zdroj můžeme psát:

$$\bar{U}_1 = \bar{Z} \cdot \bar{I} \quad \Rightarrow \quad \bar{Z} = R_S + j \cdot \omega \cdot L - \frac{j}{\omega \cdot C}$$

Reaktance cívky a reaktance kondenzátoru jsou frekvenčně závislé. V rezonanci se reaktance cívky a kondenzátoru navzájem vyruší, imaginární složka impedance je tedy nulová a impedance obvodu je dána pouze sériovým odporem.

$$j \cdot \omega_r \cdot L - \frac{j}{\omega_r \cdot C} = 0 \quad \Rightarrow \quad \bar{Z} = R_S$$

Vycházíme-li z předpokladu, že se reaktance při rezonanci rovnají, můžeme odvodit vzorec pro rezonanční frekvenci sériového rezonančního obvodu (tzv. Thomsonův vztah).

$$X_L = X_C \quad \Rightarrow \quad \omega_r \cdot L = \frac{1}{\omega_r \cdot C} \quad \Rightarrow \quad f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Pro efektivní hodnotu proudu platí:

$$I_{ef} = \frac{U_{1ef}}{|Z|} = \frac{U_{1ef}}{R_S}$$

Pro efektivní hodnotu napětí na cívce (kondenzátoru) v rezonanci platí:

$$U_{Lef} = U_{Cef} = \omega_r \cdot L \cdot I_{ef} = \frac{\omega_r \cdot L \cdot U_{1ef}}{R_S} = Q_S \cdot U_{1ef}$$

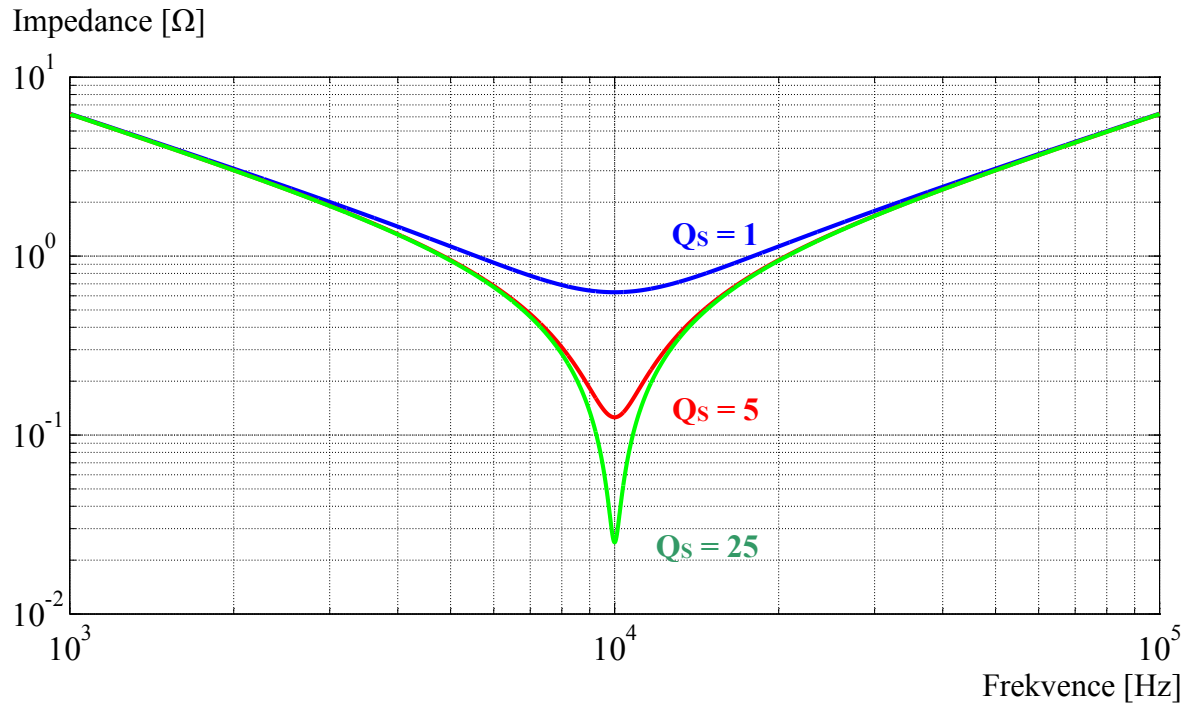
kde Q je jakost obvodu dána vztahem:

$$Q_S = \frac{\omega_r \cdot L}{R_S} = \frac{1}{\omega_r \cdot C \cdot R_S}$$

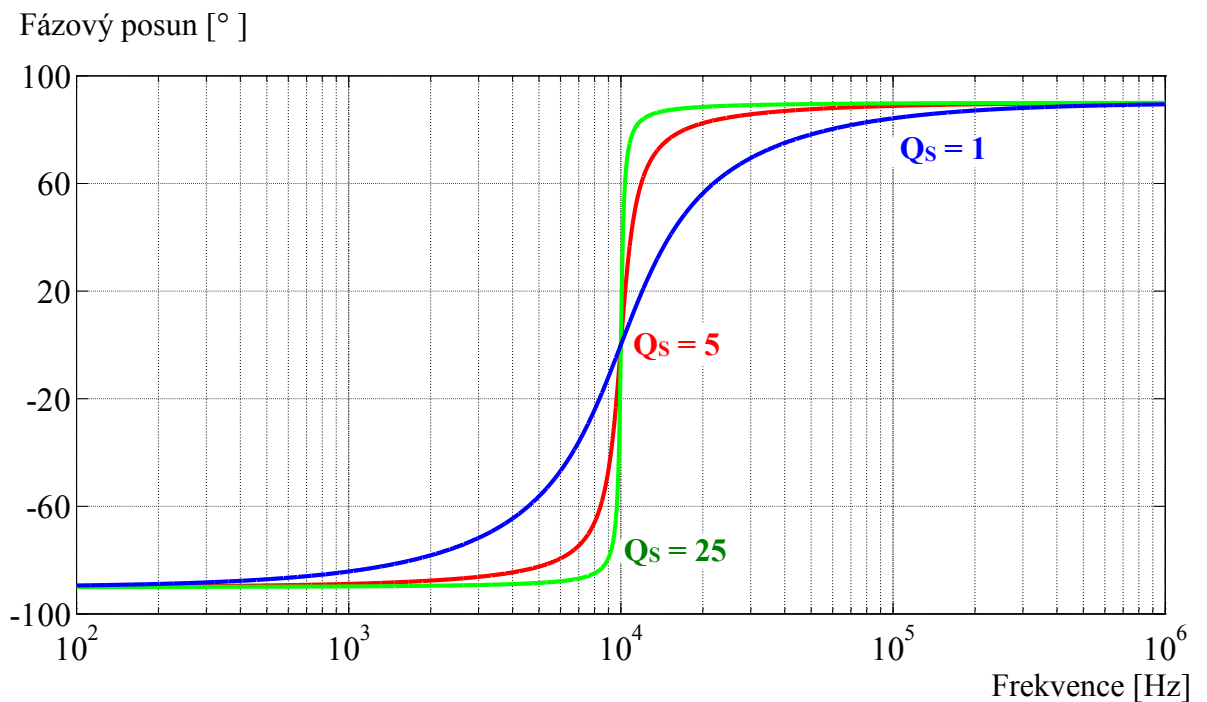
Pro fázový posun sériového rezonančního obvodu platí:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_L - U_C}{U_{RS}} = \frac{\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}}{R_S} \quad \Rightarrow \quad \varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}}{R_S}, \quad \varphi \in \left\langle -\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2} \right\rangle$$

Na následujících obrázcích jsou znázorněny průběhy impedance (obrázek 23) a fázového posunu (obrázek 24) na frekvenci s parametrem jakosti obvodu Q_s simulované v programu MATLAB.



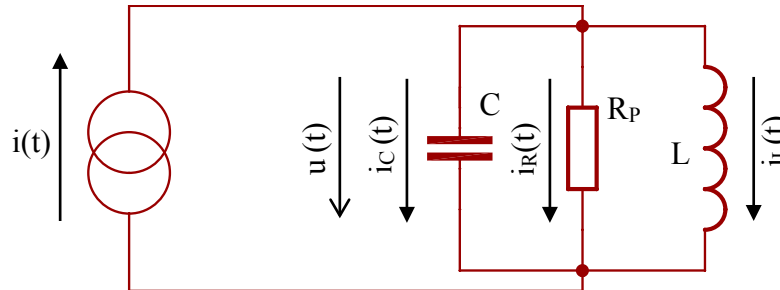
Obrázek 23: Impedance sériového rezonančního obvodu s parametrem jakosti obvodu Q_s



Obrázek 24: Fáze sériového rezonančního obvodu s parametrem jakosti obvodu Q_s

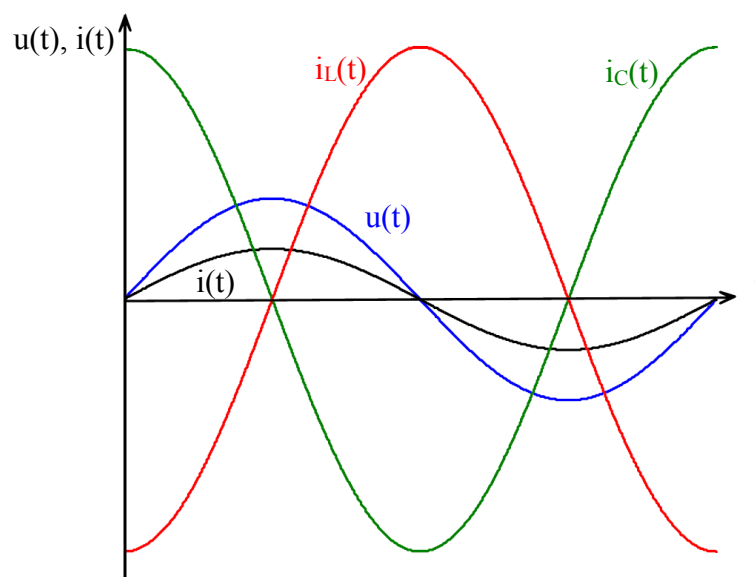
2.10.2 Paralelní rezonanční obvod

Paralelní rezonanční obvod tvoří paralelní kombinace pasivních prvků R , L a C dle schématu na obrázku 25. Ve skutečnosti se jedná o kombinaci L a C prvků, přičemž odpor R_p reprezentuje ztráty celého paralelního rezonančního obvodu.



Obrázek 25: Náhradní schéma paralelního rezonančního obvodu

Pokud je obvod buzen na frekvenci rovné jeho rezonanční, pak se reaktance cívky L s reaktancí kondenzátoru C navzájem kompenzují a obvod vykazuje maximální impedanci rovnou paralelnímu odporu R_p . Pokud je obvod buzen sinusovým proudem o rezonančním kmitočtu, je na rezistoru sinusové napětí, jež je ve fázi s proudem. Velikost reaktance cívky a kondenzátoru je poté Q_p -krát větší než odpor paralelního odporu. Okamžité hodnoty proudu na cívce a na kondenzátoru mají opačnou hodnotu, proto se navzájem navenek vyruší. Pokud bude obvod buzen z proudového zdroje, poté bude v rezonanci cívkou a kondenzátorem protékat Q_p -násobně větší proud, než který dodává zdroj. Na obrázku 26 jsou znázorněny průběhy napětí a proudů paralelního rezonančního obvodu.



Obrázek 26: Průběhy napětí a proudů v paralelním rezonančním obvodu

Pro paralelní rezonanční obvod platí následující vztahy:

$$i_1(t) = i_{RP}(t) + i_L(t) + i_C(t) = \frac{u}{R_p}(t) + \frac{1}{L} \int u \cdot dt + C \frac{du}{dt}$$

Pro sinusový zdroj můžeme psát:

$$\overline{U}_1 = \overline{Z} \cdot \overline{I} \quad \Rightarrow \quad \overline{Z} = \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L} + j \cdot \omega \cdot C}$$

Reaktance cívky a reaktance kondenzátoru jsou frekvenčně závislé. V rezonanci se reaktance cívky a kondenzátoru navzájem vyruší, imaginární složka impedance je tedy nulová a impedance obvodu je dána pouze paralelním odporem.

$$\frac{1}{j \cdot \omega_r \cdot L} + j \cdot \omega_r \cdot C = 0 \quad \Rightarrow \quad \overline{Z} = R_p$$

Vycházíme-li z předpokladu, že se reaktance při rezonanci rovnají, můžeme odvodit vzorec pro rezonanční frekvenci paralelního rezonančního obvodu (tzv. Thomsonův vztah).

$$X_L = X_C \quad \Rightarrow \quad \omega_r \cdot L = \frac{1}{\omega_r \cdot C} \quad \Rightarrow \quad f_r = \frac{1}{2 \cdot \Pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Pro efektivní hodnotu napětí platí:

$$U_{ef} = |\overline{Z}| \cdot I_{ef} = R_p \cdot I_{ef}$$

Pro efektivní hodnotu proudu na cívce (kondenzátoru) v rezonanci platí:

$$I_{Lef} = I_{Cef} = \frac{U_{ef}}{\omega_r \cdot L} = \frac{R_p \cdot I_{ef}}{\omega_r \cdot L} = Q_p \cdot I_{ef}$$

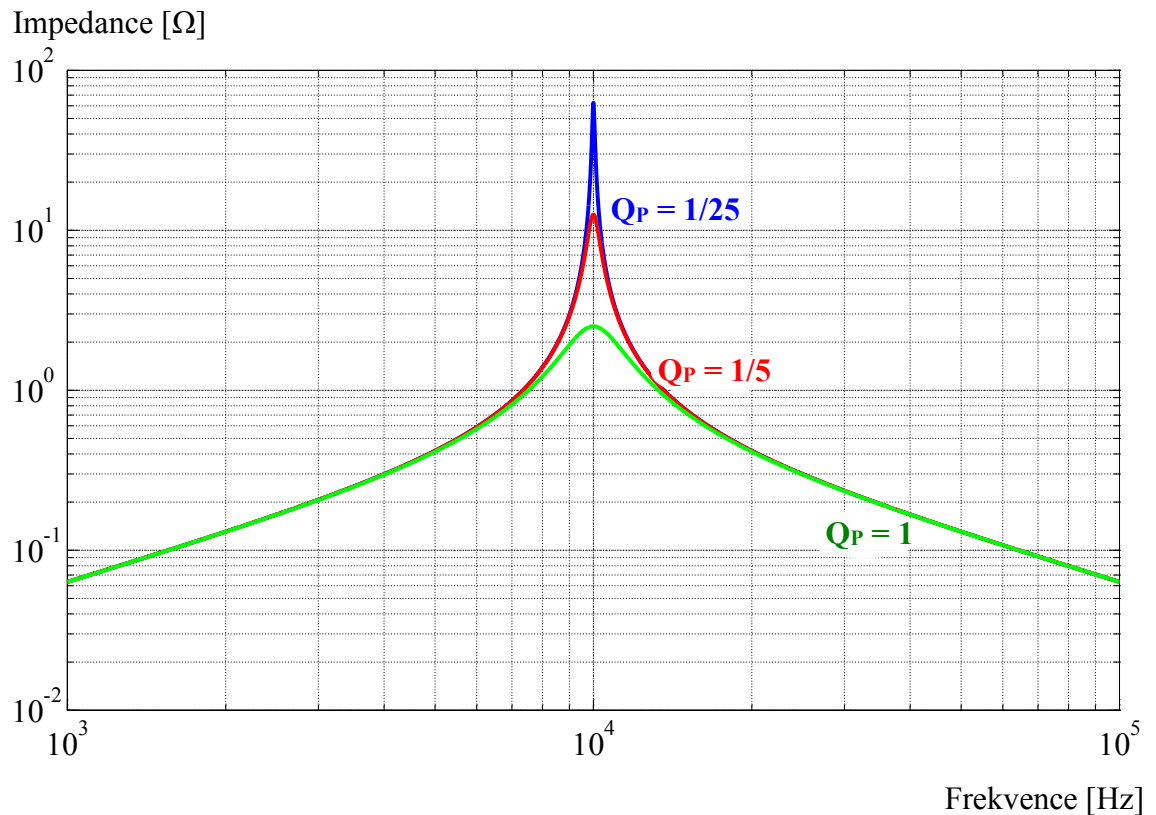
kde Q_p je jakost obvodu dána vztahem:

$$Q_p = \frac{R_p}{\omega_r \cdot L} = \omega_r \cdot C \cdot R_p$$

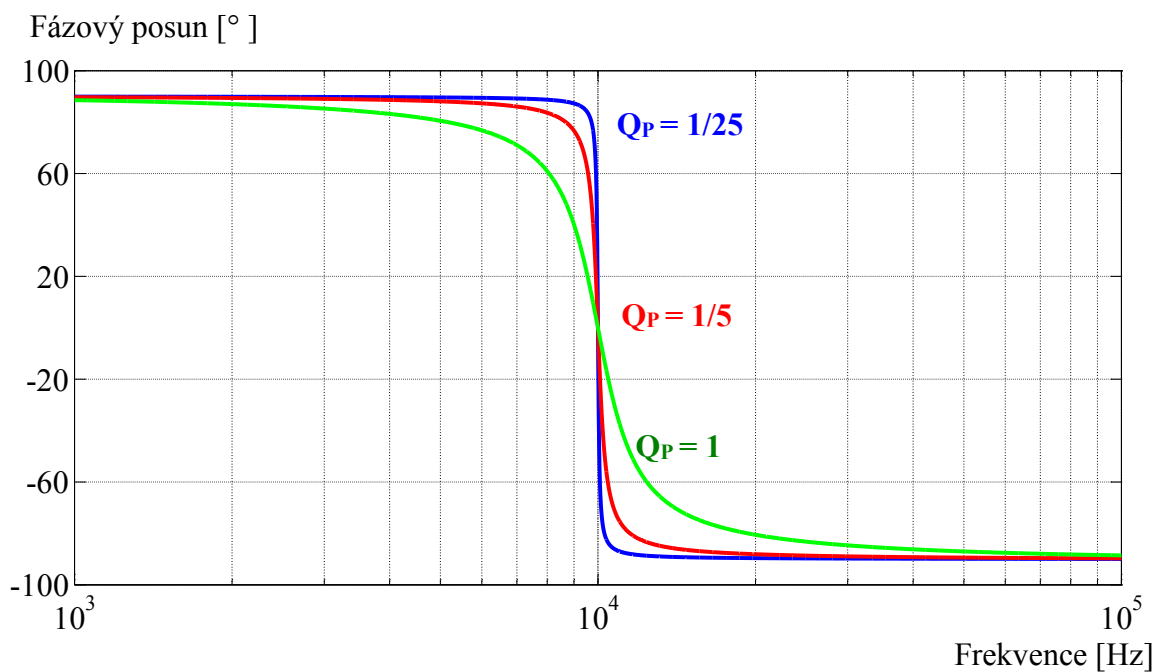
Pro fázový posun paralelního rezonančního obvodu platí:

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{I_C - I_L}{I_{RP}} = -\frac{\omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L}}{\frac{1}{R_p}} \quad \Rightarrow \quad \varphi = -\operatorname{arctg} R_p \left(\omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L} \right), \quad \varphi \in \left\langle -\frac{\Pi}{2}; \frac{\Pi}{2} \right\rangle$$

Na následujících obrázcích jsou znázorněny průběhy impedance (obrázek 27) a fázového posunu (obrázek 28) na frekvenci s parametrem jakosti obvodu Q_P simulované v programu MATLAB.



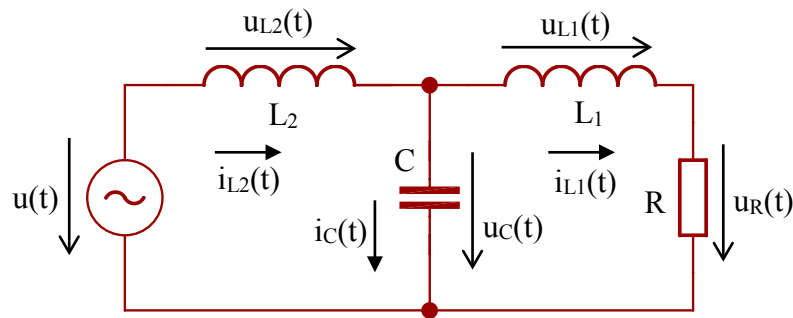
Obrázek 27: Impedance sériového rezonančního obvodu s parametrem jakosti obvodu Q_P



Obrázek 28: Fáze sériového rezonančního obvodu s parametrem jakosti obvodu Q_P

2.10.3 LCLR rezonanční obvod

LCLR rezonanční obvod je tvořen sérioparalelní kombinací pasivních prvků L , C , L a R dle schématu na obrázku 29. Ve skutečnosti se jedná o kombinaci L a C prvků, přičemž odpor R reprezentuje ztráty celého LCLR rezonančního obvodu a odporu napájecího zdroje.

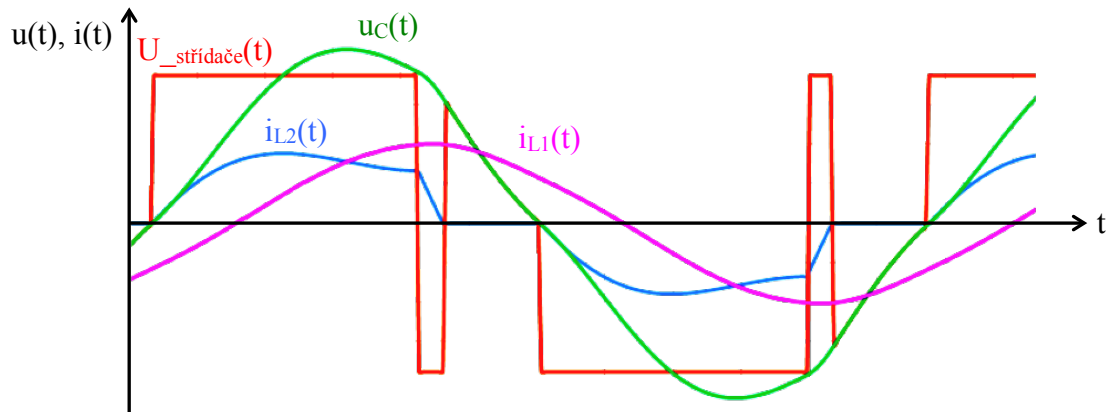


Obrázek 29: Náhradní schéma LCLR rezonančního obvodu

LCLR rezonanční obvod vykazuje dvě rezonanční frekvence f_{r1} a f_{r2} . Pokud je obvod buzen na frekvenci rovné f_{r1} , pak se celková reaktance cívek L_1 a L_2 s reaktancí kondenzátoru C kompenzuje a obvod vykazuje minimální impedanci rovnou sériovému odporu R . Pokud je obvod buzen sinusovým napětím o rezonančním kmitočtu f_{r1} , prochází jím poté sinusový proud, jenž je ve fázi s napětím. LCLR obvod je napájen střídavým napěťovým zdrojem.

V praxi bývá zdrojem napětí polovodičový střídač, jenž musí být vybaven obvody pro dead time pro omezení střídavy spínacích tranzistorů. Obvod je poté napájen trapézovitým napětím a při rezonanci teče cívkou L_1 sinusový proud a je na ní trapézovité napětí. Tranzistor v polovodičovém měniči slouží v první polovině cyklu k přivedení napětí na LCLR obvod, v druhé polovině cyklu se skrz něj obvod s cívkou L_2 uzavírá. Spínání při rezonanci probíhá těsně před průchodem proudem zátěže nulou. V případě zkratu rezonančního LCLR obvodu musí být obvod odpojen od zdroje nebo musí být proud jinak externě omezen. Při rezonančním kmitočtu f_{r1} dochází k měkkému spínání tranzistorů při průchodu proudem nulou. Nad rezonancí dochází ke spínání v nule napětí.

LCLR obvod může být do jisté míry chápán z hlediska své impedance jako určitá analogie sériového rezonančního obvodu. Vztahy pro proudy a napětí sériového rezonančního obvodu pro něj ovšem neplatí. Na následujícím obrázku 30 jsou znázorněny reálné průběhy napětí a proudů LCLR rezonančního obvodu v blízkosti rezonance.



Obrázek 30: Průběhy napětí a proudu v LCLR rezonančním obvodu blízko rezonance

Pro LCLR rezonanční obvod platí následující vztah pro impedanci:

$$\bar{Z} = j \cdot \omega \cdot L_2 + \left(\frac{\left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \right) \cdot (R + j \cdot \omega \cdot L_1)}{R + j \cdot \omega \cdot L_1 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}} \right)$$

Reaktance cívky a reaktance kondenzátoru jsou frekvenčně závislé. LCLR rezonanční obvod vykazuje dvě rezonanční frekvence f_{r1} a f_{r2} . Zatímco při rezonanční frekvenci f_{r1} vykazuje obvod minimální impedanci rovnou činnému odporu, při rezonanční frekvenci f_{r2} vykazuje obvod maximální impedanci.

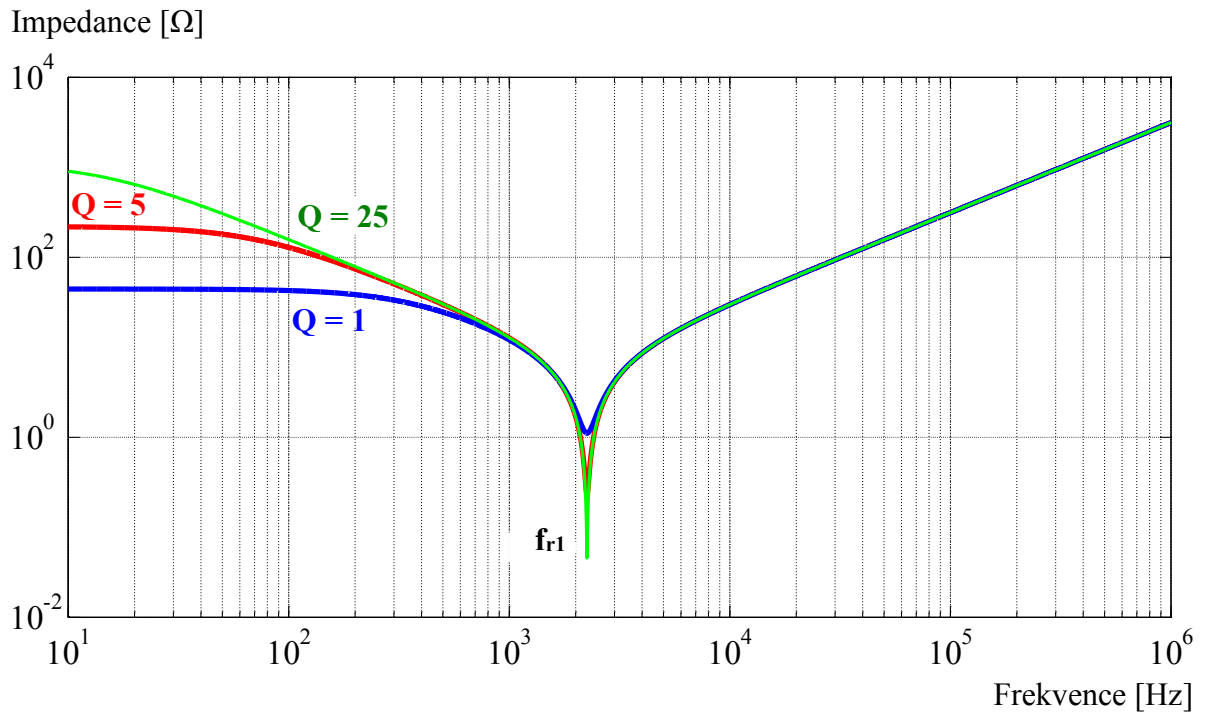
$$Z \Rightarrow 0 \quad f_{r1} = \frac{1}{2 \cdot \Pi \cdot \sqrt{\frac{C \cdot L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}}} \quad Z \Rightarrow \infty \quad f_{r2} = \frac{1}{2 \cdot \Pi \cdot \sqrt{C \cdot L_1}}$$

Při rezonanční frekvenci f_{r1} se reaktance cívek a kondenzátoru navzájem vyloučí, imaginární složka impedance je tedy nulová a impedance obvodu je dána pouze odporem R .

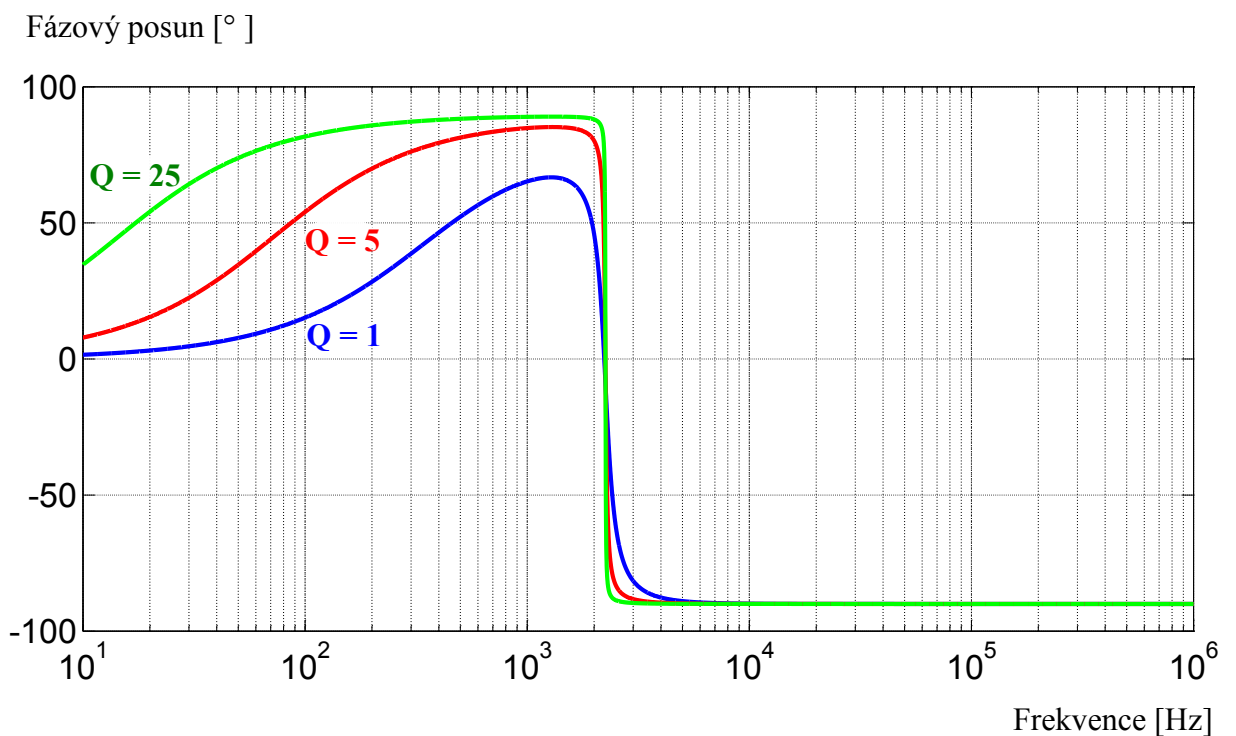
Q je jakost obvodu dána vztahem:

$$Q = \frac{2 \cdot \Pi \cdot f \cdot L_2 \cdot C}{R}$$

Na následujících obrázcích jsou znázorněny průběhy impedance (obrázek 31) a fázového posunu (obrázek 32) na frekvenci s parametrem jakosti obvodu Q simulované v programu MATLAB.



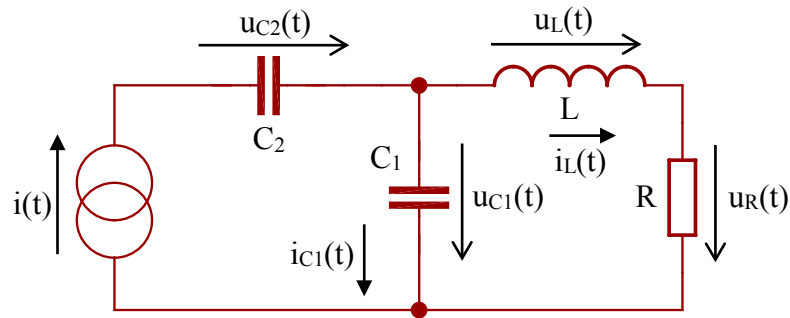
Obrázek 31: Impedance LCLR rezonančního obvodu s parametrem jakosti obvodu Q



Obrázek 32: Fáze LCLR rezonančního obvodu s parametrem jakosti obvodu Q

2.10.4 CCLR rezonanční obvod

CCLR rezonanční obvod je tvořen sérioparalelní kombinací pasivních prvků C , C , L a R dle schématu na obrázku 33. Ve skutečnosti se jedná o kombinaci L a C prvků, přičemž odpor R reprezentuje ztráty celého CCLR rezonančního obvodu.

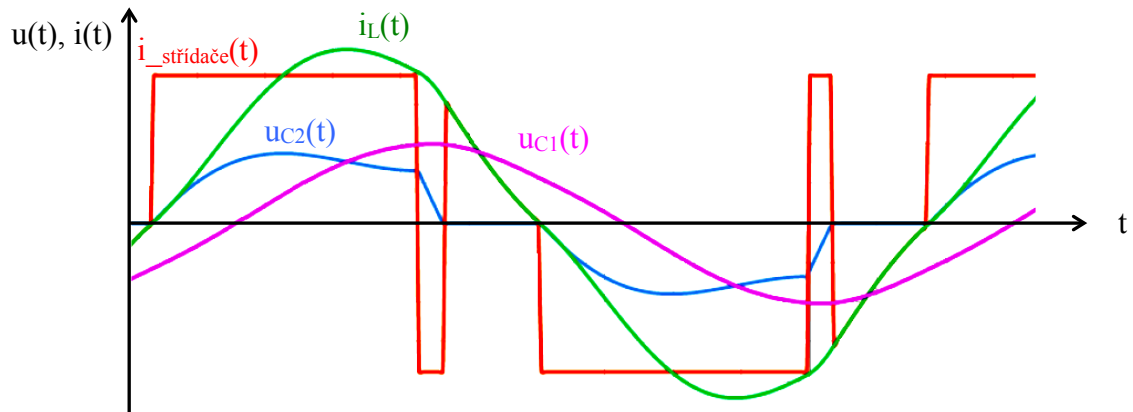


Obrázek 33: Náhradní schéma sériového rezonančního obvodu

CCLR rezonanční obvod vykazuje dvě rezonanční frekvence f_{r1} a f_{r2} . Při první dochází k náhlému poklesu impedance a při druhé naopak dochází k jejímu náhlému zvýšení. Právě druhá rezonanční frekvence se často využívá pro její charakteristické vlastnosti. Pokud je obvod buzen na frekvenci rovné f_{r2} , pak se celková reaktance cívky L s reaktancemi kondenzátorů C_1 a C_2 kompenzuje a obvod vykazuje prudké zvýšení impedance. Pokud je obvod buzen sinusovým proudem o rezonančním kmitočtu f_{r2} , indukuje se na něm poté i sinusové napětí, jež je ve fázi s proudem. CCLR obvod je obvykle napájen střídavým proudovým zdrojem.

V praxi bývá zdrojem proudu polovodičový střídač, jenž musí být vybaven obvody pro dead time pro omezení střídání spínacích tranzistorů. Obvod je poté napájen trapézovitým proudem a při rezonanci teče cívkou L sinusový proud. Tranzistor v polovodičovém měniči slouží v první polovině cyklu k přivedení proudu do CCLR obvodu, v druhé polovině cyklu se skrz něj obvod s kondenzátorem C_2 uzavírá. Spínání při rezonanci probíhá těsně před průchodem napětí zátěže nulou. V případě zkratu rezonančního CCLR obvodu nesmí být obvod střídače odpojen. Při rezonančním kmitočtu f_{r2} dochází k měkkému spínání spínacích prvků v nule napětí. Nad rezonancí dochází ke spínání v nule proudu.

CCLR obvod může být do jisté míry chápán z hlediska impedance jako určitá analogie k paralelnímu rezonančnímu obvodu. Vztahy pro proudy a napětí paralelního rezonančního obvodu pro něj ovšem neplatí. Na následujícím obrázku 34 jsou znázorněny reálné průběhy napětí a proudů CCLR rezonančního obvodu v blízkosti rezonance.



Obrázek 34: Průběhy napětí a proudu v CCLR rezonančním obvodu blízko rezonance

Pro CCLR rezonanční obvod platí následující vztah pro impedanci:

$$\bar{Z} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + \left(\frac{\left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1} \right) \cdot (R + j \cdot \omega \cdot L)}{R + j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1}} \right)$$

Reaktance cívky a reaktance kondenzátoru jsou frekvenčně závislé. LCLR rezonanční obvod vykazuje dvě rezonanční frekvence f_{r1} a f_{r2} . Zatímco při rezonanční frekvenci f_{r1} vykazuje obvod náhlé snížení impedance, při rezonanční frekvenci f_{r2} vykazuje obvod naopak její prudké zvýšení.

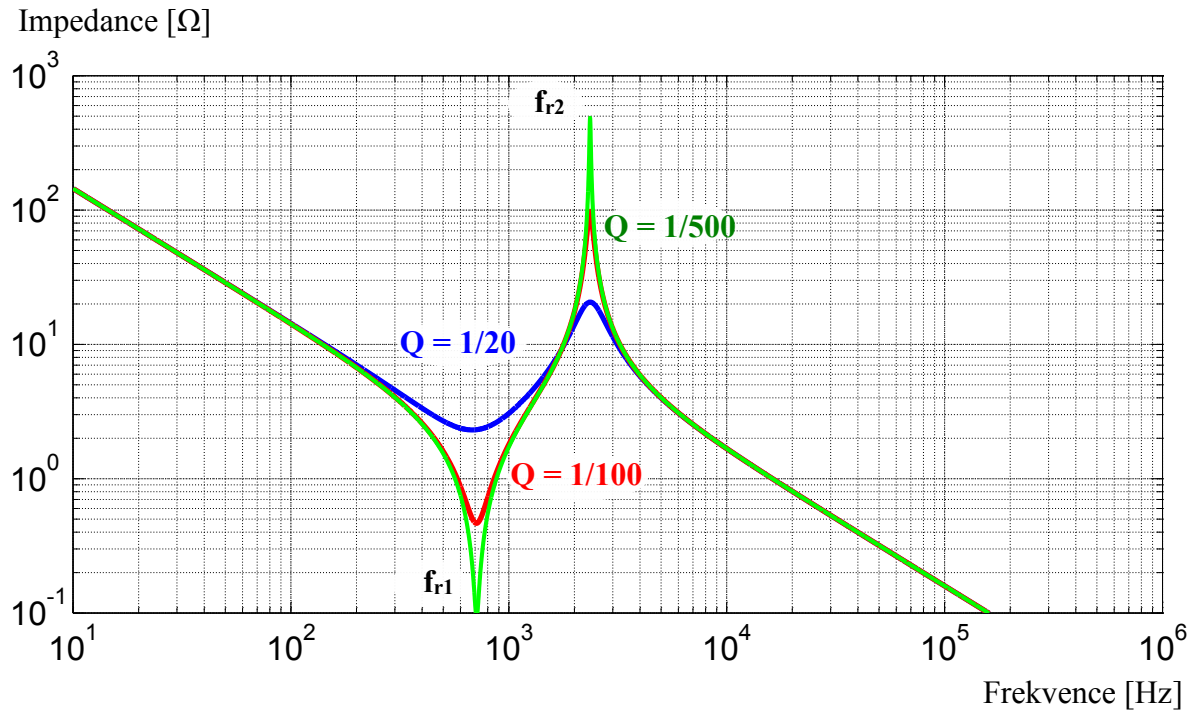
$$Z \Rightarrow 0 \quad f_{r1} = \frac{1}{2 \cdot \Pi \cdot \sqrt{L \cdot C_1}} \quad Z \Rightarrow \infty \quad f_{r2} = \frac{1}{2 \cdot \Pi \cdot \sqrt{\frac{L \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}}$$

Při rezonanční frekvenci f_{r2} se reaktance cívky a kondenzátorů navzájem vruší, imaginární složka impedance je tedy nulová a impedance obvodu je dána pouze činným odporem R .

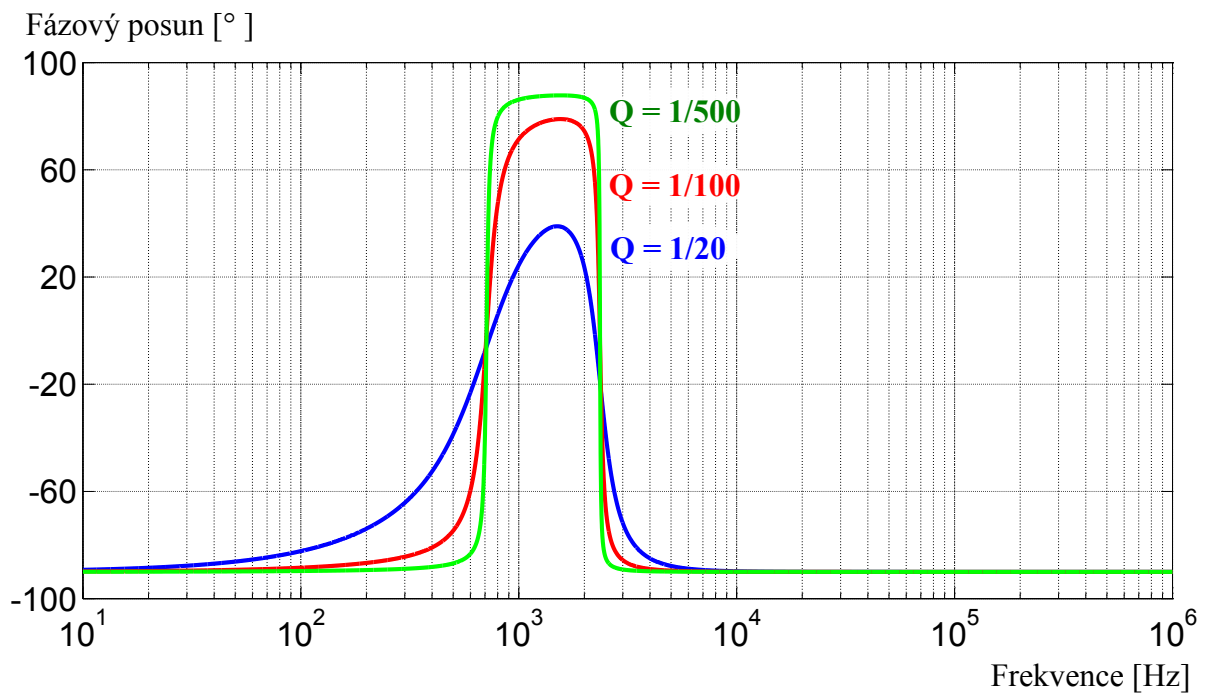
Q je jakost obvodu dána vztahem:

$$Q = \frac{R}{2 \cdot \Pi \cdot f \cdot L \cdot C_2}$$

Na následujících obrázcích jsou znázorněny průběhy impedance (obrázek 35) a fázového posunu (obrázek 36) na frekvenci s parametrem jakosti obvodu Q simulované v programu MATLAB.



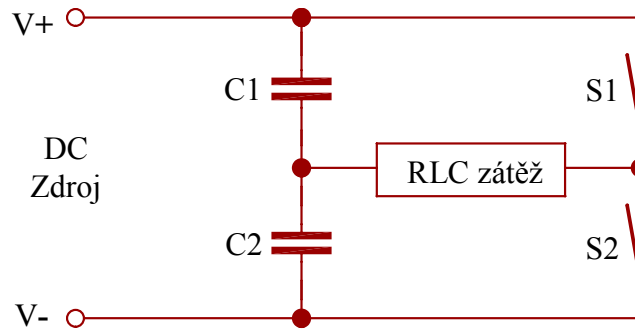
Obrázek 35: Impedance CLCR rezonančního obvodu s parametrem jakosti obvodu Q



Obrázek 36: Fáze CLCR rezonančního obvodu s parametrem jakosti obvodu Q

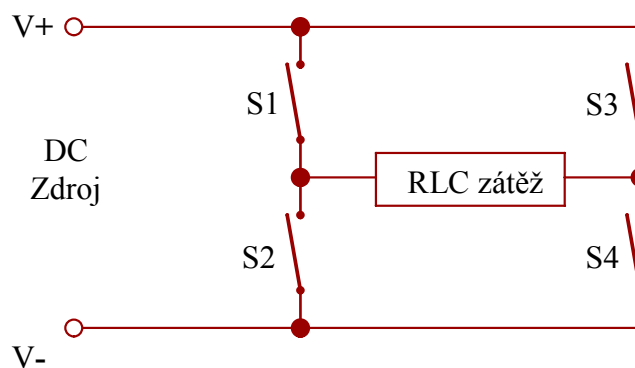
2.11 Střídače a jejich zátěže

Následující popis střídačů indukčních ohřevů uvažuje již jen dnes používané středofrekvenční tyristorové a tranzistorové měniče kmitočtu. Střídačem se rozumí měnič, jenž mění stejnosměrné napětí či proud na střídavý jednofázový výstup. Pro indukční ohřev se využívají prakticky pouze dvojčinné střídače, a to ve variantě polovičního a plného můstku. Na následujícím obrázku 37 je uvedeno schéma polovičního můstku.



Obrázek 37: Schéma polovičního můstku

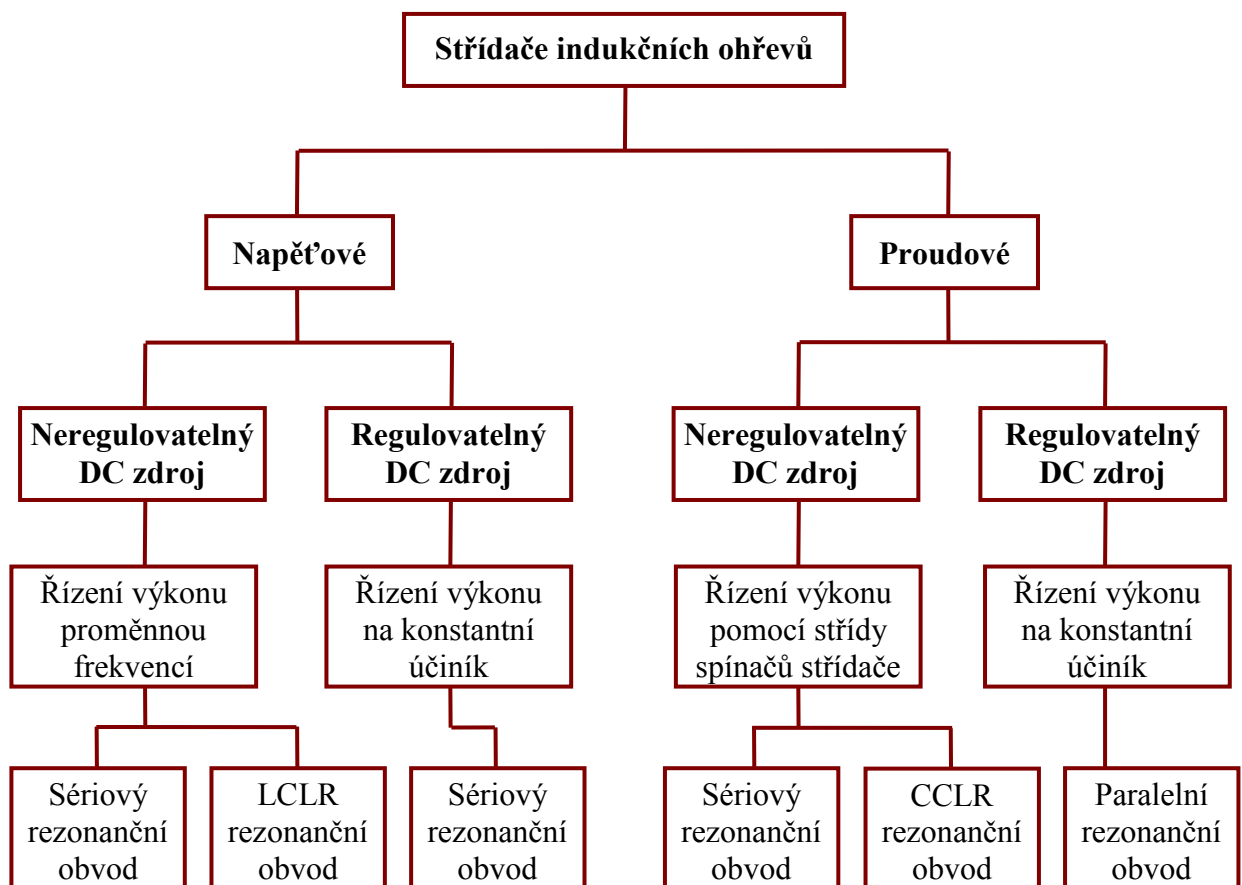
U polovičního můstku tvoří kondenzátory C1 a C2 kapacitní dělič, u něhož platí, že mezi kondenzátory je napětí rovno polovině napájecího $V+$. Kondenzátory mají takovou velikost kapacity, aby při dané spínací frekvenci představoval kondenzátor svou reaktancí pouze zanedbatelnou impedanci vzhledem k napájecímu napětí. Dále musí být kondenzátory dimenzovány na procházející proud měničem. Při střídavém spínání spínačů S1 a S2 je na výstup přepínáno napětí $\pm \frac{1}{2} V+$. Tento typ zapojení se používá pro výkony jednotek až desítek kilowattů. Pro větší výkony se využívá zapojení plného můstku složeného ze čtyř spínačů, jež je ukázáno na následujícím obrázku 38.



Obrázek 38: Schéma plného můstku

U plného můstku jsou vždy sepnuty současně spínače S1 + S4 a po jejich rozepnutí spínače S2 + S3. Výstupní napětí je rovno $\pm V+$. Střída sepnutí jednotlivých tranzistorů může být v rozsahu prakticky od nuly až do střídavy blízké se k 50 %. S tímto typem zapojení se dosahuje největších výkonů. Nevýhodou je složitější buzení polovodičových spínačů.

Dále se dělí polovodičové střídače na napěťové a proudové. Napěťové střídače využívají ve svém stejnosměrném meziobvodu filtrační kondenzátor jako prvek akumulující energii. Tyto střídače spínají obdélníkový průběh napětí. Pokud střídač pracuje s rezonanční vyladěnou zátěží, teče jím také čistě sinusový proud. Proudové střídače využívají ve svém stejnosměrném meziobvodu filtrační tlumivku jako prvek akumulující energii. Tyto střídače spínají obdélníkový průběh proudu. Pokud střídač pracuje s rezonanční vyladěnou zátěží, teče jím také čistě sinusové napětí. Základní přehled použitelnosti jednotlivých střídačů s typy rezonančních obvodů je znázorněn na následujícím obrázku 39.

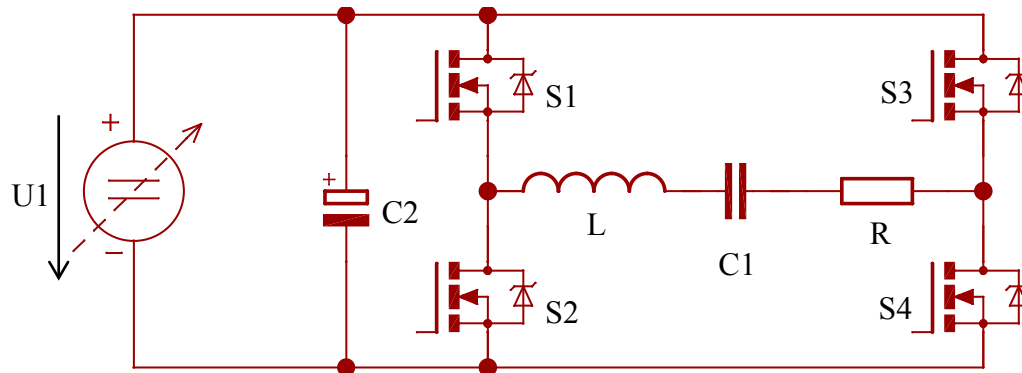


Obrázek 39: Přehled střídačů pro jednotlivé typy rezonančních obvodů

Regulovatelným DC zdrojem je myšlen tyristorový řízený usměrňovač nebo pulsní měnič (obvykle snižující) řízený na konstantní hodnotu napětí či proudu. Řízením výkonu proměnnou frekvencí je myšleno řízení s rozladěním frekvence směrem do oblasti induktivního charakteru. Řízením výkonu pomocí střídavy spínačů střídače je myšleno řízení poměru sepnutého k rozepnutému spínači. V konstrukcích indukčních ohřevů se vyskytují výhradně čtyři hlavní zapojení rezonanční zátěže. Jedním je sériový rezonanční obvod, jeho protikladem je paralelní rezonanční obvod, třetím zapojením je tzv. LCLR topologie (či LCL) a posledním okrajovým řešením je CCLR (či CCL) topologie.

2.11.1.1 Napěťový střídač se sériovým rezonančním obvodem RLC

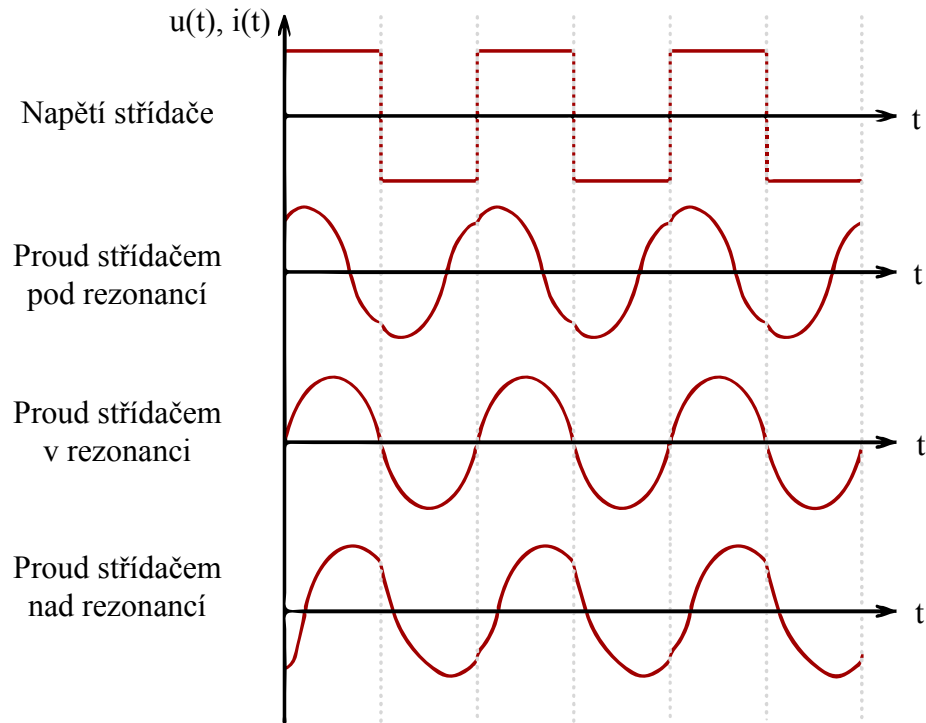
Napěťový střídač se sériovým rezonančním obvodem RLC je jedním z nejpoužívanějších zapojení. Vstupní napájecí zdroj U_1 může, ale nemusí být regulovatelný. Následuje vyhlazovací kondenzátor a čtveřice spínacích prvků v případě plného můstku. V následujících čtyřech podkapitolách budeme uvažovat použití pouze plných můstků, neboť jsou pro průmyslové použití vyšších výkonů nejběžnější. Na následujícím obrázku 40 je uvedeno schéma napěťového střídače se sériovým rezonančním RLC obvodem.



Obrázek 40: Napěťový střídač se sériovým rezonančním RLC obvodem

Jako spínací součástky mohou být použity tyristory i tranzistory. Tyristory se používají do spínacích kmitočtů 10 kHz a v případě spínání při průchodu proudu zátěže nulou musejí být vybaveny komutačními obvody. Alternativou je použití jiných polovodičových součástek, jimiž jsou tranzistory MOSFET a IGBT. Při použití tranzistorů je možné spínat při průchodu proudu zátěže nulou (tedy v rezonanci) bez omezení. Toto spínání omezuje zapínací ztráty tranzistorů a účinnost střídače je tedy maximální. V praxi se volí spínání mírně nad rezonancí (např. o 0,01 % vyšší frekvence, než je rezonanční), aby bylo zajištěno, že nikdy nedojde k posunu pod rezonanci a tím ke zvýšenému proudovému namáhání spínacích prvků. Dále je možné pracovat i výše nad rezonancí v oblasti induktivní zátěže pro účelové snížení činného výkonu zátěže (nikoliv však výkonu celkového). Napěťové střídače se sériovým rezonančním obvodem RLC vyžadují osadit mezi měnič a zátěž snižující vysokofrekvenční transformátor pro impedanční přizpůsobení, což vede ke zvýšení proudu zátěží. Tranzistory IGBT se používají do kmitočtu desítek kHz a pro střídače největších výkonů. Tranzistory MOSFET se používají i pro vyšší frekvence, ale pro nižší výkony zařízení.

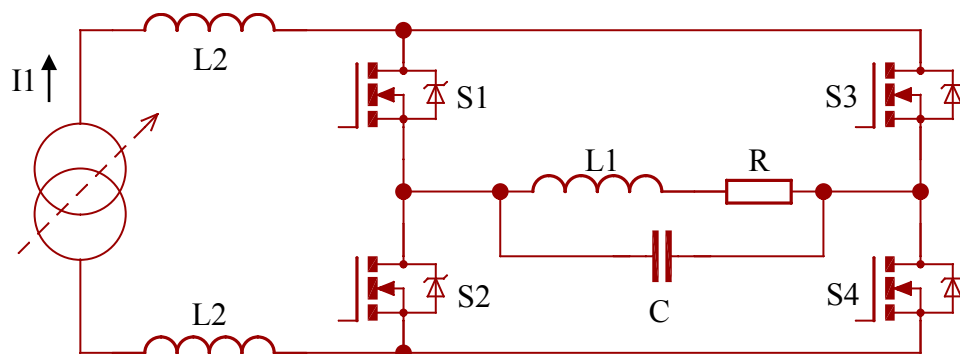
Na následujícím obrázku 41 jsou znázorněny průběhy napětí střídače, proud střídačem pod rezonancí, v rezonanci a nad rezonancí.



Obrázek 41: Napěťový střídač se sériovým rezonančním RLC obvodem - průběhy

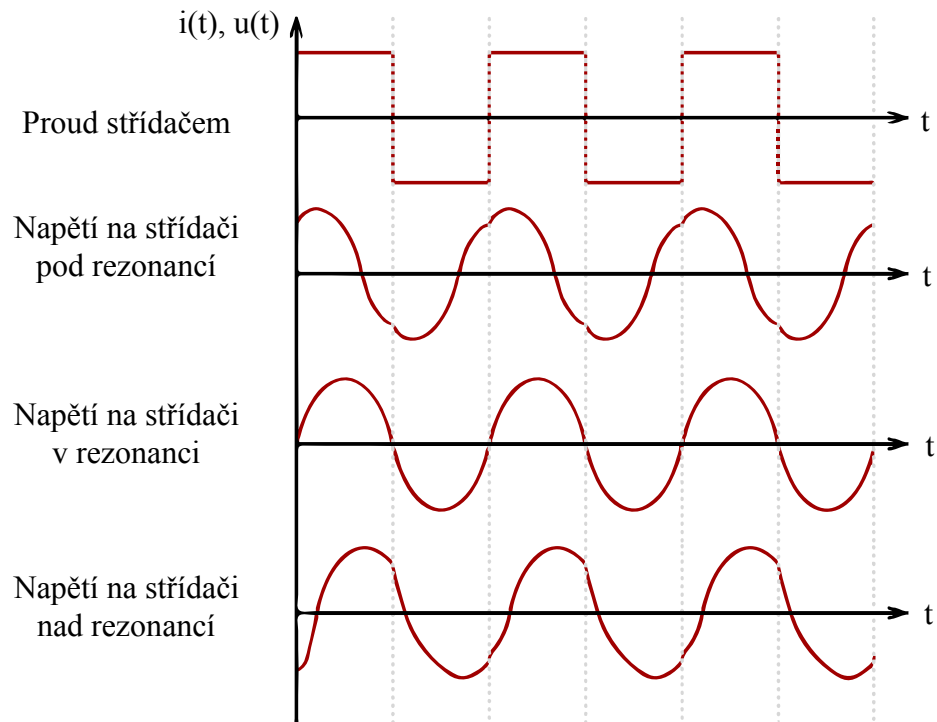
2.11.1.2 Proudový střídač s paralelním rezonančním obvodem RLC

Proudové střídače s paralelním rezonančním obvodem RLC spolu se sériovým tvoří většinu vyráběných indukčních zařízení. Vstupní napájecí zdroj U_1 je proudového typu. Zdroj může, ale nemusí být nutně regulovatelný. Snadná realizace tohoto zdroje je s využitím řízeného tyristorového usměrňovače s velkou tlumivkou v sérii se střídačem. Je možné též vstupní střídavé napětí usměrnit neřízeným usměrňovačem a poté vřadit pulsní měnič (typicky snižující), jenž je řízen na konstantní hodnotu proudu. Za zdrojem proudu následuje opět střídač složený ze čtyř spínačů a RLC zátěž. Na následujícím obrázku 42 je uvedeno schéma proudového střídače s paralelním rezonančním RLC obvodem.



Obrázek 42: Proudový střídač s paralelním rezonančním RLC obvodem

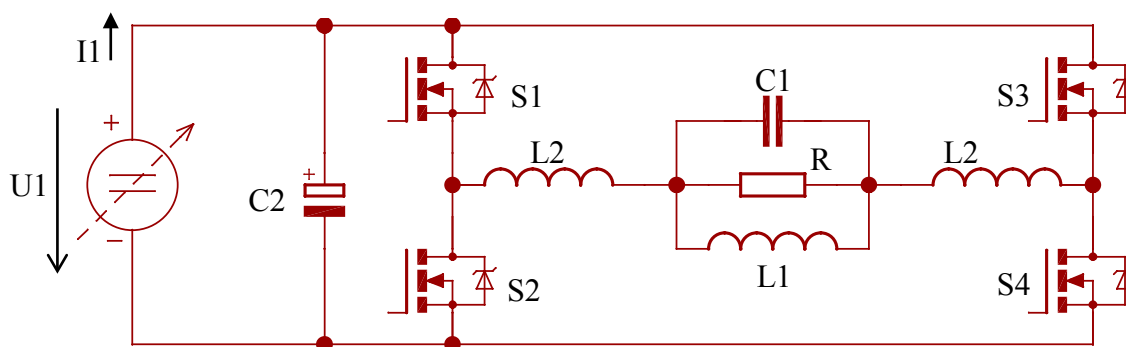
Jako spínací součástky mohou být použity tyristory i tranzistory jako v případě napěťového střídače. Tyristory musí být v případě spínání při průchodu napětí zátěže nulou vybaveny komutačními obvody. Při použití tranzistorů je možné spínat při průchodu napětí zátěže nulou (tedy v rezonanci) bez omezení. V praxi se volí opět frekvence mírně nad rezonancí. Regulace výkonu do zátěže RLC se provádí změnou střídy spínání polovodičových spínačů měniče. Na následujícím obrázku 43 jsou znázorněny průběhy proudu střídačem, napětí na střídači pod rezonancí, v rezonanci a nad rezonancí.



Obrázek 43: Proudový střídač s paralelním rezonančním RLC obvodem - průběhy

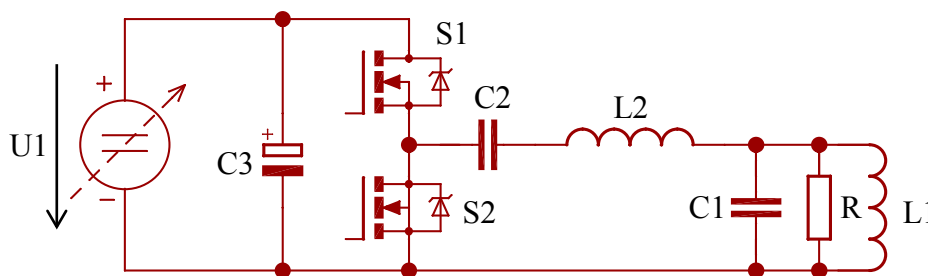
2.11.1.3 Napět'ový střídač s LCLR obvodem

Na následujícím obrázku 44 je uvedeno schéma LCLR obvodu připojeného k plnému můstku. V tomto provedení bývá sériová indukčnost obvykle rovnoměrně rozdělena na dvě části mezi větve plného můstku, aby průběhy napětí měniče byly vyváženy vzhledem ke společné zemi. Pokud je vhodným řízením zajištěno, že nemůže obvodem téci žádná stejnosměrná složka proudu, nemusí být v sérii osazen žádný blokovací kondenzátor (ve schématu není uveden). Pokud jsou obě větve plného můstku řízeny nezávisle, je možné řídit výkon do LCLR obvodu pomocí fázového řízení.



Obrázek 44: Napět'ový střídač s LCLR obvodem – plný můstek

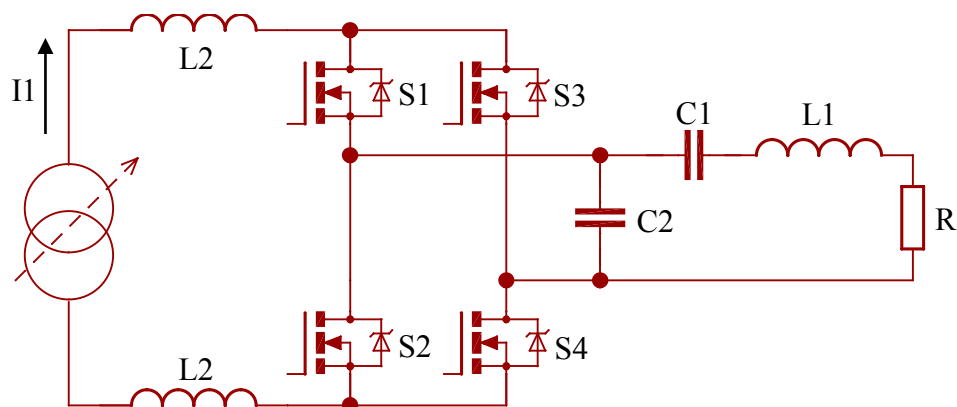
Pro potřeby nižších výkonů střídačů nepotřebujeme čtyři tranzistory, ale vystačíme si pouze se dvěma. Na následujícím obrázku 45 je uvedeno schéma LCLR obvodu připojeného k jednoduchému polovičnímu můstku. Ten je napájen vyhlazeným stejnosměrným napětím a stejnosměrná složka je oddělena sériovým oddělovacím kondenzátorem C2. Ten zabraňuje toku stejnosměrného proudu cívkou, musí být dimenzován na protékající proud, ale nemá negativní vliv na provoz LCLR obvodu. Je třeba si také uvědomit, že kvalita a zvlnění napájení ze zdroje není pro indukční ohřev nikterak kritická. Pokud bude napětí nevyhlazené, pro potřeby indukčního ohřevu to vadit nebude, nicméně průměrný topný výkon bude nižší, současně se zvýší účinnost obvodu a sníží energie akumulovaná v součástkách, což může být výhodou v případě náhlého zkratu či při jiných poruchových stavech ve střídači.



Obrázek 45: Napět'ový střídač s LCLR obvodem – poloviční můstek

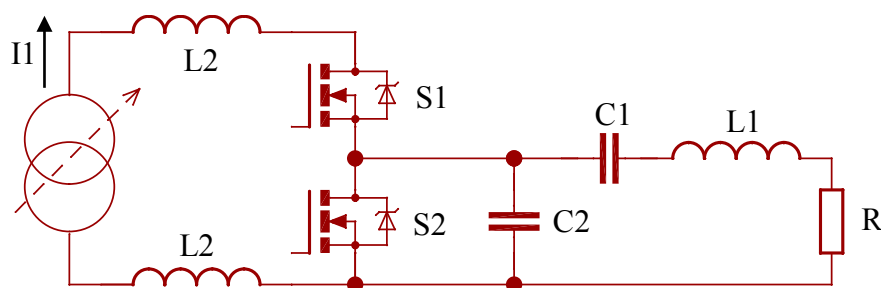
2.11.1.4 Proudový střídač s CCLR obvodem

Na následujícím obrázku 46 je uvedeno schéma CCLR obvodu připojeného ke střídači v plném můstku. Zdrojem je proudový zdroj, z něhož teče proud I_1 . V případě nevyváženého řízení je stejnosměrná složka automaticky odstraněna kondenzátorem C1, není proto potřeba dalšího přídavného blokovacího kondenzátoru. Obvod vykazuje v rezonanci z hlediska impedance analogii k paralelnímu rezonančnímu obvodu



Obrázek 46: Proudový střídač s CCLR obvodem – plný můstek

Pro potřeby nižších výkonů střídačů nepotřebujeme čtyři tranzistory, ale vystačíme si pouze se dvěma. Na následujícím obrázku 47 je uvedeno schéma CCLR obvodu připojeného k jednoduchému polovičnímu můstku. Ten je napájen vyhlazeným stejnosměrným proudem. Stejnoscenná složka CCLR obvodu je oddělena kondenzátorem C1.



Obrázek 47: Proudový střídač s CCLR obvodem – poloviční můstek

2.12 Způsoby řízení výkonu

Mnohdy je žádoucí kontrolovat množství energie spotřebované indukčním ohřevem. V závislosti na velikosti výkonu se mění doba potřebná k roztavení či ohřátí vloženého materiálu. Nastavení výkonu indukčního ohřevu může být provedeno několika způsoby. Tato úvaha ovšem platí pouze při konstantním zatížení měniče po celou dobu. V praxi tento předpoklad není splněn, neboť výkon indukčního ohřevu se mění v závislosti na množství a druhu vloženého materiálu a též na jeho aktuální teplotě. Proto i námi regulovaný výkon bude tak či tak bez další úpravy také kolísat, jen při nižším výkonu, než by tomu bylo bez regulace.

2.12.1 Řízení výkonu v usměrňovači

Regulace výkonu v usměrňovači je možná usměrněním napájecího zdroje řízeným usměrňovačem s tyristory. Impedance obvodu je poté přibližně konstantní s velikostí napájecího napětí, tedy výkon měniče bude přibližně úměrný druhé mocnině napájecího napětí. Řízení usměrňovače umožňuje plynulou regulaci výkonu prakticky od 0 % do 100 %.

2.12.2 Změna napětí v meziobvodu

Regulace výkonu v meziobvodu se provádí změnou napájecího napětí ve stejnosměrném meziobvodu například pulsním snižovacím měničem. Ten může být řízen konstantním napětím nebo konstantním proudem. Pokud zanedbáme zvlnění na výstupu tohoto pulsního měniče, pak můžeme říci, že výkon indukčního ohřevu nezávisí na kolísání napětí napájecího zdroje. Tento typ řízení umožňuje plynulou regulaci výkonu od 0 % do 100 %.

2.12.3 Změna střídání v měniči

Výkon v měniči může být regulován tím, že se mění poměr časů zapnutí a vypnutí spínacích prvků (obvykle tranzistorů) v měniči. Změna střídání spínacích prvků umožňuje plynulou regulaci výkonu od 0 % do 100 %. Výraznou nevýhodou této metody je komutace velkými proudy.

2.12.4 Změna provozní frekvence

Výkon z měniče do pracovní cívky lze snížit rozladěním měniče z jeho rezonanční frekvence. Cílem je vzdálení se od rezonanční frekvence a tím snížení činného výkonu tekoucího do pracovní cívky. V provozním stavu je měnič naladěn na rezonanční frekvenci, při níž je odebírán maximální výkon. Při zvýšení frekvence směrem nahoru do induktivní oblasti dochází k rozladění rezonančního obvodu a snížení činného výkonu. Tento způsob ovládání výkonu je jednoduchý, neboť většina ohřevů má již v sobě implementovanou regulaci frekvence pro zajištění kompatibility pro různé tvary a množství ohříváných materiálů. Nevýhodou je omezený rozsah kontroly nad skutečným výkonem a tepelným stavem spínacích prvků, neboť zdroj nedodává méně energie, nýbrž značná část energie je spotřebovávána na jalovou složku.

2.12.5 Přídavná indukčnost pro omezení proudu

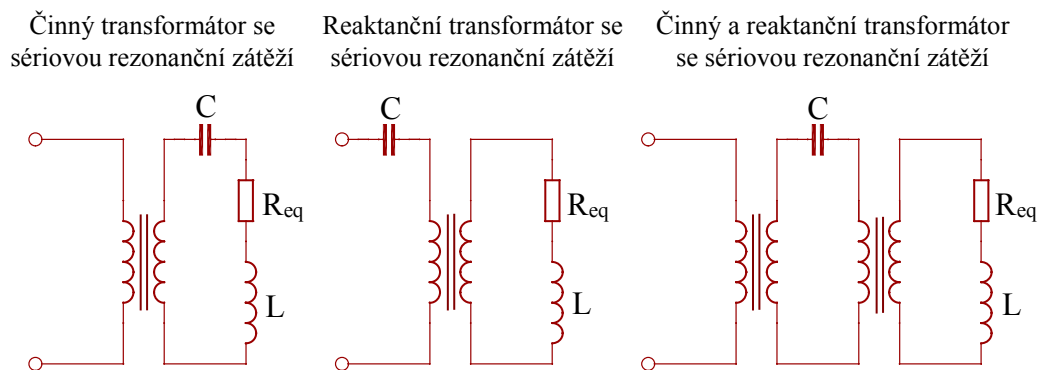
Jedná se o jednorázovou regulaci, jež spočívá v řazení sériové tlumivky do obvodu mezi výkonový měnič a rezonanční obvod. Nelze zde hovořit o přesné a spolehlivé regulaci. Regulace předřazenou indukčností je nespojitá a částečně také způsobí ovlivnění rezonanční frekvence výkonového LC obvodu. Další nevýhodou je přítomnost přídavné tlumivky. Tato regulace neodstraní závislost na kolísání napájecího napětí.

2.12.6 Impedančně přizpůsobený transformátor

Regulace výkonu je možná změnou odboček napájecího nebo přizpůsobovacího transformátoru. Jedná se opět o nespojitou regulaci, nicméně prakticky bezztrátovou, jež je ovšem závislá na kolísání napájecího zdroje.

2.13 Přizpůsobovací transformátor

Přizpůsobovací transformátor slouží k transformaci impedance mezi střídačem a rezonanční zátěží. V případě použití napěťového střídače se sériovou rezonanční zátěží je jeho použití prakticky nutné, nicméně tento transformátor lze využít i v jiných topologiích tak, aby impedance zátěže odpovídala požadavkům na požadovaný výkon. Existují dvě hlavní skupiny těchto transformátorů, označme je „činné“ výkonové transformátory a „reaktanční“, výkonové transformátory. Na následujícím obrázku 48 jsou uvedeny transformátory určené pro sériovou rezonanční zátěž, nicméně oba typy transformátorů se používají též v paralelních, LCL či jiných topologiích.



Obrázek 48: Činné a reaktanční přizpůsobovací transformátory

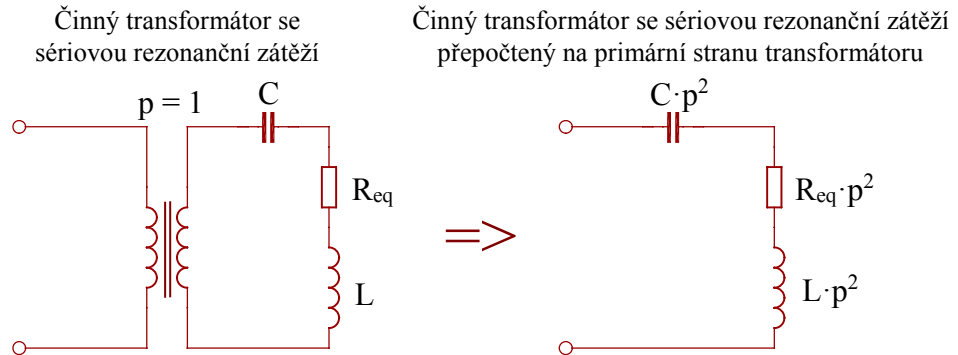
V případě napěťového střídače se sériovou rezonanční zátěží je nutné použití přizpůsobovacího transformátoru, aby se zabránilo vysokému proudu tekoucím měničem. V případě činných výkonových transformátorů je přenášen transformátorem z primární na sekundární stranu pouze činný výkon. Cílem tohoto transformátoru je zvýšit celkovou impedanci obvodu. Za předpokladu ideálního transformátoru je impedance transformována převáděna se čtvercem převodu transformátoru. To znamená, že použití snižujícího transformátoru s převodem 4:1 znamená zvýšení impedance zátěže 16x a zároveň snížení proudu měničem 4x. V případě reaktančních výkonových transformátorů je přenášený výkon z primární na sekundární stranu reaktanční. Za předpokladu ideálního transformátoru s poměrem převodu p se sériovou rezonanční zátěží dle obrázku 50 je rezonanční frekvence (s použitím reaktančního transformátoru) náhradního schématu rovna:

$$f_r' = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L' \cdot C'}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot p^2 \cdot C}} = \frac{f_r}{p}$$

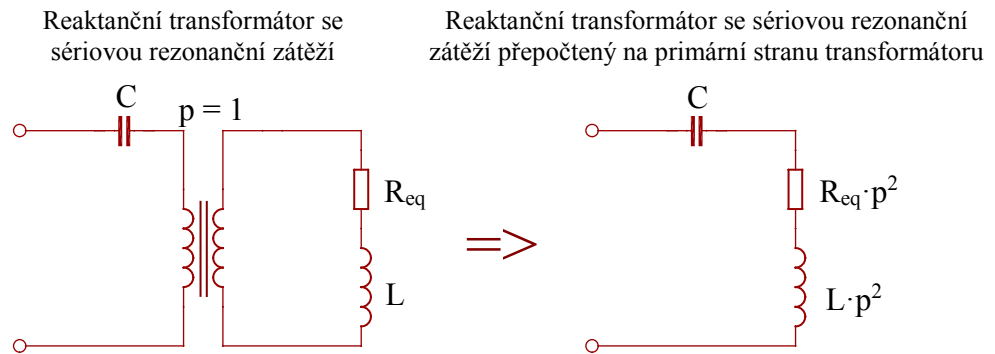
A činitel jakosti:

$$Q' = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_r' \cdot L'}{R_{eq}'} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \frac{f_r}{p} \cdot L \cdot p^2}{R_{eq} \cdot p^2} = \frac{Q}{p}$$

V tomto případě je frekvence a činitel jakosti **p**-krát nižší. Tyto typy transformátoru se používají v případě velmi nízké impedance cívky, jak je tomu v případě cívky s několika málo závitů na relativně nízkých frekvencích.



Obrázek 49: Činný transformátor se sériovou zátěží přepočtený na primární stranu

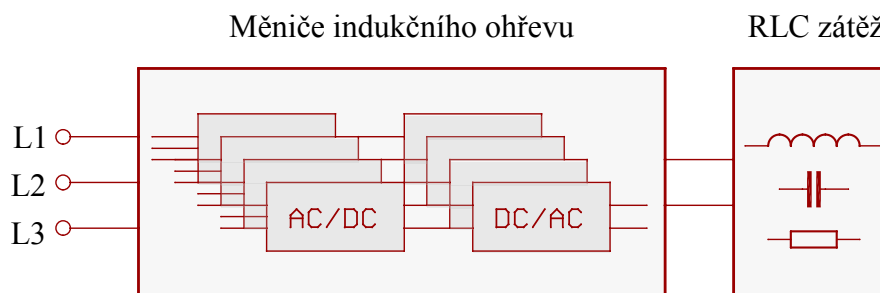


Obrázek 50: Reaktanční transformátor se sériovou zátěží přepočtený na primární stranu

Přidáním reaktančního transformátoru se kapacitní proud kondenzátoru sníží. Jednou z nevýhod těchto transformátorů je přenášení velkého jalového výkonu jádrem transformátoru, jenž je roven Q-krát činnému výkonu. To vede např. u indukčního ohřevu s výkonem 10 kW a činitelem jakosti 5 na transformátor alespoň o 50 kVA. Další důležitou nevýhodou použití činných či reaktančních výkonových transformátorů je pokles účinnosti. Je také třeba vzít v úvahu parazitní indukčnosti, odpory a kapacity v závislosti na aplikaci a frekvenci. Na druhou stranu je třeba poznamenat, že během posledních desetiletí došlo ke zlepšení těchto nedostatků o více než 95 %. Specializovaní výrobci dnes nabízejí tyto speciální transformátory pro aplikace do indukčních zařízení. Mezi nejznámější patří izraelská firma Celem Passive components Ltd. a americká firma Jackson Transformers Company. Výrobci mnohdy počítají též s možností připojení odboček vinutí a též s možností vybrat si na transformátoru optimální převod pro danou aplikaci použití.

2.14 Více měničů (střídačů) pracujících do jedné zátěže

Základní myšlenka vytvoření struktury sestávající z několika celistvých měničů pracujících do jedné zátěže spočívá ve zvýšení objemu výroby jednoho typu měniče pro potřeby různých požadovaných výkonů indukčních ohřevů a snížení tak nákladů na výrobu, vývoj, testování a odlišné instalace měničů různých typů do průmyslových odvětví. Další myšlenka spočívá v zajímavých vlastnostech jednotlivých způsobů řazení několika měničů do sériové či paralelní kombinace. Myšlenka použití více měničů pro jednu zátěž je načrtnuta na následujícím obrázku 51.



Obrázek 51: Schéma více měničů připojených k jedné RLC zátěži

V případě proudových měničů je možné zvýšení výkonu jejich paralelizací. V případě požadovaného zvýšení frekvence je možno tyto měniče řadit sériově, kdy jeden měnič vede a druhý je zkratován, v druhé části cyklu se měniče vymění. Je nutno poznamenat, že taková řešení vedou k návrhu specifických řídicích obvodů pro synchronizaci dvou a více zařízení pracujících synchronně. Nicméně z pohledu vývoje drahých výkonových měničů to vede ke snížení nákladů na vývoj a tato řešení poskytují dostatečnou spolehlivost. V případě napěťových měničů je možné jejich paralelní řazení za účelem zvýšení proudu do rezonanční zátěže, případně často využívané sériové řazení, kdy lze pomocí více střídačů dosáhnout vyšší amplitudy napětí na rezonanční zátěži a tím také vyššího výkonu dodávaného do této zátěže. Také je možné sériovým řazením dosáhnout vyšších spínacích frekvencí, kdy se měniče navzájem střídají a skládají tak výsledný průběh na rezonanční zátěži. Použití nízkého napětí má svou výhodu z pohledu menší amplitudy vyšších harmonických složek a tak menšímu rušivému vyzařování těchto složek do napájecí sítě.-

Vzhledem k faktu, že pro tranzistory MOSFET je hlavním omezujícím faktorem maximální napětí mezi kolektorem a sourcem obvykle 800 V (s vyšším napětím tranzistorů výrazně roste cena, klesá proudová zatížitelnost a také roste odpor v sepnutém stavu, což by vedlo ke zvýšeným ztrátám), je snaha tyto tranzistory provozovat na maximálním napětí

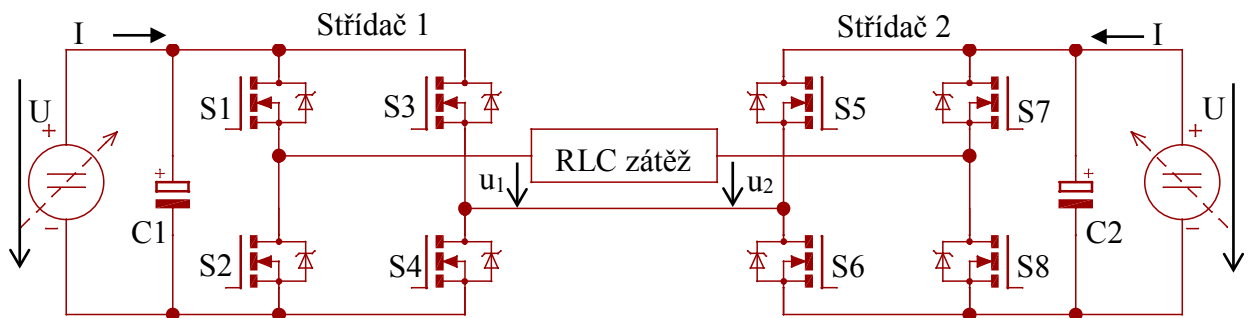
stejnoseměrné sběrnice 560 V (usměrněná 400 V střídavá 3f síť). Při tomto nízkém napětí může být u některých topologií omezujícím parametrem dosažitelný výkon celého zařízení. Dalším omezujícím faktorem MOSFET tranzistorů, jenž se ovšem s vývojem stále zlepšuje, je maximální proudové zatížení těchto tranzistorů. Dalo by se říci, že u tranzistorů MOSFET s napětím nad 600 V nelze tyto tranzistory provozovat s průchodem proudu nad cca 60 A (existují výjimky, jež se s postupným vývojem stanou samozřejmostí). Z tohoto důvodu se nabízí u tranzistorů MOSFET paralelní řazení při nízkém napětí stejnosměrné sběrnice nebo sériové řazení těchto tranzistorů připojených na dvojnásobné napětí, ovšem toto řešení je nutné doplnit o specifické řízení těchto tranzistorů.

Ke zlepšení v posledních letech dochází v oblasti technologie IGBT tranzistorů, kde se s postupným vývojem dosahuje snižování zapínacích a vodivostních ztrát a IGBT tranzistory se tak stávají v dnešní době vhodnou alternativou pro použití v indukčních ohřevech za tranzistory MOSFET. IGBT tranzistory se vyznačují vyšší proudovou hustotou výkonu na čipu, umožňují snadnou paralelizaci ve spínacím režimu a umožňují dodávat do zátěže velmi vysoké výkony. Další jejich výhodou je, že IGBT tranzistory jsou vyráběny v zapouzdřených IGBT modulech, jež obsahují buď dva IGBT tranzistory v sérii (pro použití v polovičním můstku či jako polovina plného můstku) nebo rovnou v zapouzdřených šesti tranzistorech pro použití v 3f střídačích. To umožňuje snazší montáž, méně drátových spojů, kompaktní řešení a zvýšenou mechanickou odolnost celých modulů.

V posledních letech dochází k rozvoji polovodičů založených na struktuře karbidu křemíku SiC, jež se ukazují jako velice nadějně součástky jako náhrada stávajících tranzistorů (či alespoň zpětných diod ve stávajících polovodičích), nicméně ty jsou v době psaní této práce stále ještě ve vývoji a spíše na úrovni experimentálního použití a jejich průmyslové nasazení teprve začíná, proto se jimi nebudu dále zabývat.

2.14.1.1 Zapojení napětových měničů se střídači v sérii

Tyto typy měničů byly navrženy tak, aby se snížilo napětí na spínacích prvcích měničů v případě vysokonapětových obvodů. Snížení napětí má příznivý vliv na snížení obsahu vyšších harmonických složek. V současnosti jsou tyto víceúrovňové měniče využívány ve výkonových aplikacích pro hornictví, námořnictvo a pro potřeby železniční dopravy. Sériové zapojení střídačů v plném můstku je znázorněno na následujícím obrázku 52.

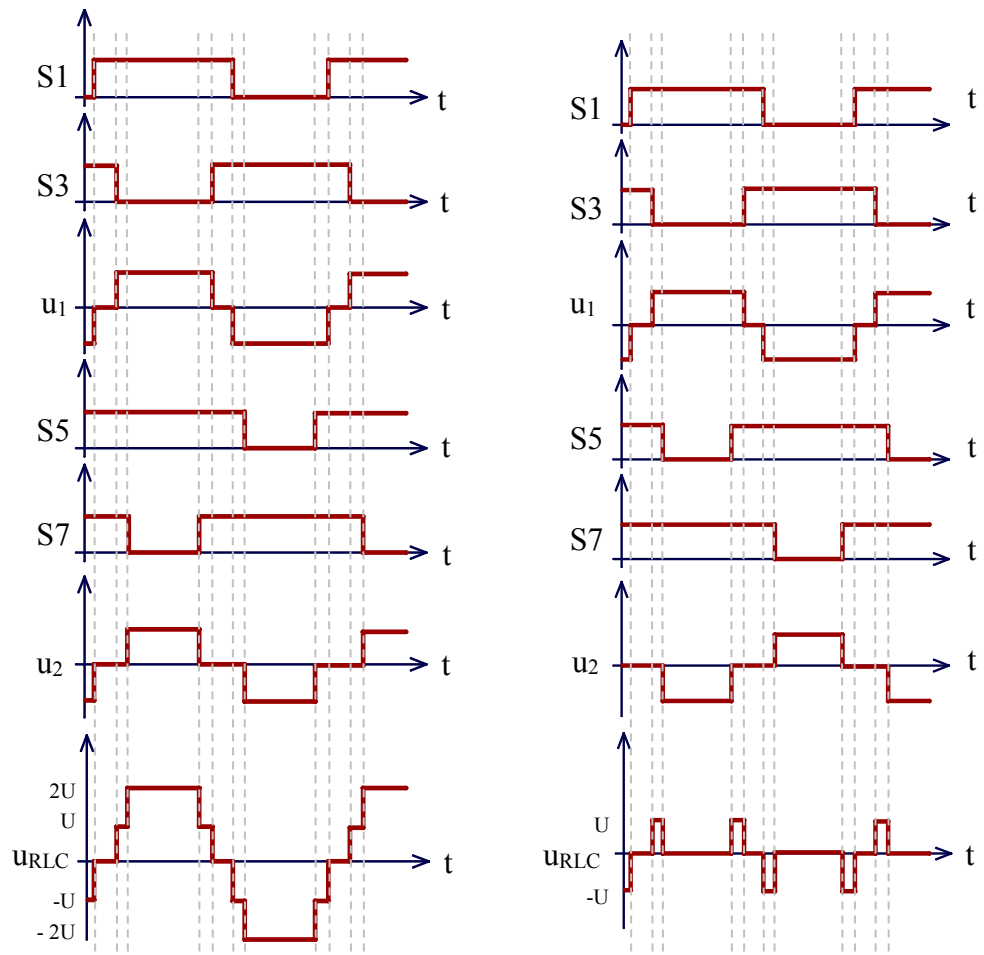


Obrázek 52: Schéma dvou sériově spojených střídačů připojených k jedné RLC zátěži

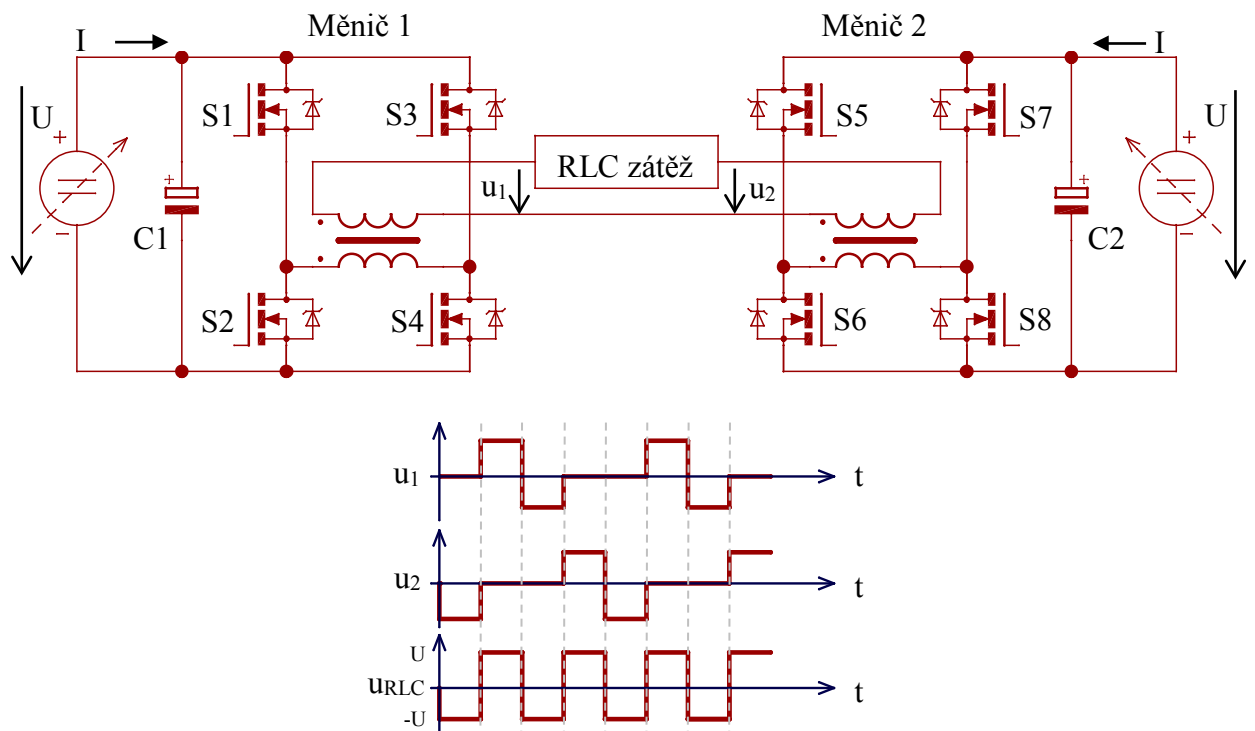
Základní myšlenkou je použití polovodičů na napětí U k získání amplitudy na RLC zátěži $2 \cdot U$. V případě použití n střídačů bude při vhodném řízení na RLZ zátěži n násobné napětí. Další úvahy se budou pro jednoduchost zabývat schématem na obrázku 52 se dvěma měniči se střídači v sérii v plném můstku. Výstupní napětí ze střídače dosahuje dvojnásobné amplitudy se stejným fázovým posunem, každý měnič pracuje odlišně.

V tomto konkrétním zapojení je využíváno pouze spínačů S1, S3, S5 a S7. Ostatní tranzistory S2, S4, S6 a S8 nejsou využity, aby nedošlo ke zkratu. Jsou využity pouze jejich zpětné diody. Na obrázku 53 jsou znázorněny okamžiky sepnutí spínačů S1, S3, S5 a S7, dále pak průběhy napětí z měniče M1 a M2 a celkové napětí U_{RLC} . Na obrázku je možno pozorovat, že průběh napětí na rezonanční zátěži může být vhodným řízením jednotlivých měničů snadno pozměněn. Na obrázku vpravo se jedná o otočení fázového posunu měniče 2 o 180° . Tato struktura se používá s cílem generování výstupního signálu, jenž obsahuje různé frekvence. Vznikají tak záměrně vyšší harmonické složky. Řízení podle obrázku 53 umožňuje použití tranzistorů MOSFET ve vysokofrekvenčních obvodech.

Na obrázku 54 je uvedena struktura měniče s transformátory a vhodným řízením, jež umožňuje násobení frekvence. V případě použití dvou měničů je výstupní frekvence zdvojnásobena. Čím více měničů bude spojeno do série, tím dostaneme vyšší frekvenci o stejné amplitudě, jako je napájení střídačů. Toto zapojení umožňuje použití vysoce proudových IGBT tranzistorů ve vysokofrekvenčních obvodech s nižší frekvencí komutace.



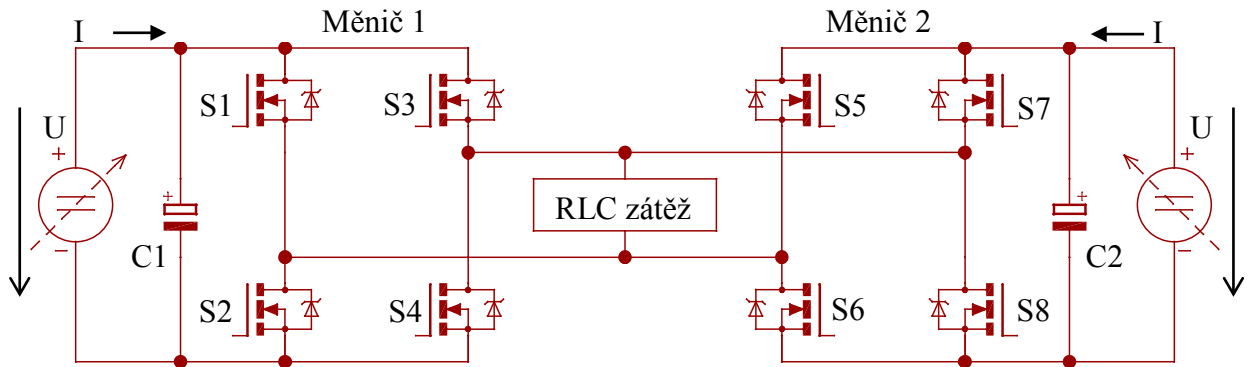
Obrázek 53: Průběhy v sériovém řazení střídačů pracujících do jedné zátěže



Obrázek 54: Sériové spojení dvou střídačů s transformátorem pro zdvojnásobení frekvence

2.14.1.2 Zapojení napěťových měničů se střídači paralelně

Paralelní zapojení střídačů se provádí obvykle za účelem získání vyššího výkonu za použití slabších spínačů. Ostatní topologie střídačů v literatuře jsou získané paralelizací základních střídačů uvedených na následujícím obrázku 55.



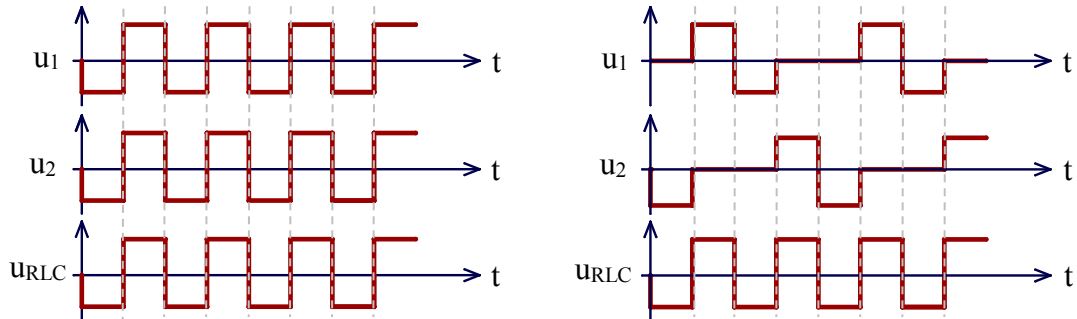
Obrázek 55: Schéma dvou paralelně spojených střídačů připojených k jedné RLC zátěži

Na obrázku 55 je znázorněno spojení dvou napěťových střídačů se sériovým rezonančním obvodem. Napájecí napětí obou střídačů může být shodné, oba střídače spínají synchronně. Struktura zapojení je ekvivalentní jednomu střídači se zdvojenými tranzistory v plném můstku. Tohoto principu paralelizace se používá v mnoha topologiích střídačů pro zvýšení povoleného proudu tekoucím do zátěže. Průběhy napětí na střídačích a zátěži jsou znázorněny na obrázku 56 vlevo.

Druhou možností je komutovat plné můstky alternativně s poloviční frekvencí, jak je znázorněno na obrázku 56 vpravo. V tomto případě je výstupní frekvence do RLC zátěže rovna dvojnásobku komutační frekvence, což umožňuje použití tranzistorů IGBT ve vysokofrekvenčních aplikacích. Všechny spínače jednoho střídače jsou zablokovány, zatímco druhý střídač je komutační. Poté se situace obrátí.

Základní myšlenkou je poměrný pokles ztrát IGBT tranzistorů při vysokých proudech. V prvním případě má v tomto zapojení amplituda proudu tranzistorem poloviční hodnotu (druhou část sepne tranzistor jiný). Tím, že jsou tranzistory zatěžovány polovičním proudem, mohou být použity při vyšších frekvencích, než kdyby tranzistorem tekla proud dvojnásobný. V druhém případě je proud rovněž poloviční – respektive dvojnásobný, ale po 2x kratší dobu. Vzhledem k tomu, že se jedná o střídač se sériovým rezonančním obvodem, má komutace induktivní charakter (dochází ke komutaci při rozepínání tranzistorů). U IGBT tranzistorů je energie - ztráta v případě vysokých proudů - úměrně nižší, než při nízkých proudech. I když dochází ke zvýšení ztrát ve vedení, neboť jím tečou vyšší proudy kratší dobu, celkové

ztráty v polovodičovém měniči jsou nižší. Proto i v druhém případě tato myšlenka vede ke snížení ztrát. Je třeba poznamenat, že v druhém případě je přínos účinnosti téměř zanedbatelný.



Obrázek 56: Paralelní spojení dvou střídačů se sériovým rezonančním obvodem

2.14.1.3 Ostatní zapojení měničů s rezonančními zátěžemi

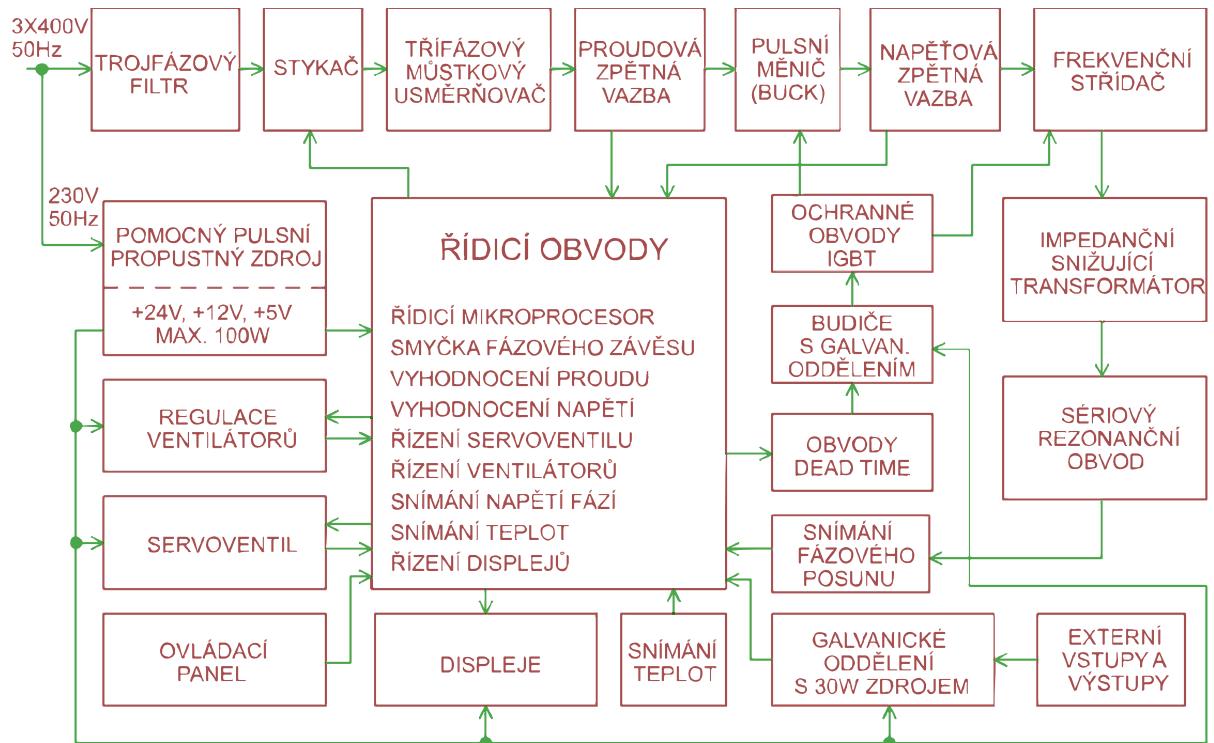
Jako v případě sériového zapojení napěťového měniče se sériovým rezonančním obvodem a paralelního zapojení napěťového měniče se sériovým rezonančním obvodem je možné provést podobné úvahy, jež byly uvedeny, i u všech dalších měničů a topologií zátěží. Ať už se jedná o analogické proudové obvody či jiné druhy rezonančních zátěží. U LCLR topologie se používají obdobné principy paralelizace. Často se využívá vstupní indukčnosti LCLR obvodu, jež zabraňuje recirkulaci energie zpět do některého z měničů. I u těchto spojení se paralelizace využívá pro zvýšení celkového výstupního výkonu do rezonanční zátěže.

Podrobná analýza všech možných měničů a používaných rezonančních zátěží v indukčních ohřevech není podstatou této diplomové práce a není tedy možné se této problematice věnovat podrobně. Zapojení, jež byla uvedena v předchozích dvou podkapitolách se sériovým rezonančním obvodem, zde byla uvedena záměrně, neboť praktickým návrhem indukčního ohřevu právě s touto charakteristikou zátěže se bude zabývat druhá hlavní část této diplomové práce.

3 Návrh a konstrukce indukčního ohřevu

3.1 Seznámení s vlastním návrhem

Pro praktický návrh indukčního ohřevu byla zvolena varianta trojfázově napájeného frekvenčního měniče s fázovým závěsem s využitím mikrokontroleru pro jeho řízení a se sériovým rezonančním obvodem coby zátěží. Na následujícím obrázku 57 je znázorněno zjednodušené blokové schéma celého zařízení.



Obrázek 57: Blokové schéma indukčního ohřevu

Celé zařízení je napájeno z trojfázové sítě o efektivní hodnotě napětí 400 V o frekvenci 50 Hz. Z jedné fáze je napájen malý spínaný propustný zdroj o maximálním výkonu 100 W pro napájení řídicí elektroniky a všech pomocných obvodů s výstupním napětím 24 V / 3,5 A, 12 V / 1 A a 5 V / 1 A. Silová část je napájena ze všech tří fází. Napětí je vedeno přes stykač a síťový trojfázový filtr do diodového trojfázového můstkového usměrňovače, kde je usměrněno. Stejnoseměrné pulsní napětí je dále vedeno přes snímací bočník do pulsního snižujícího měniče, v němž je hodnota napětí dle potřeb plynule regulována a též vyhlazena. Následuje odbočka pro napětěovou zpětnou vazbu a dále je napětí vedeno na tranzistorový frekvenční střídač, jenž stejnosměrné napětí rozstřídá na napětí o vhodné frekvenci, jímž je skrz snižující vysokofrekvenční transformátor napájen výkonový sériový rezonanční obvod sloužící jako zdroj elektromagnetické indukce pro materiál v induktoru.

Celé zařízení je řízeno 32bitovým RISC mikrokontrolérem od firmy NXP (dříve Freescale) založeným na jádře ARM patřící do rodiny procesorů Cortex M0+. Mikrokontrolér S9KEAZ128 pracující na frekvenci jádra až 48 MHz je vybaven 128 KB programové paměti, 16 KB paměti RAM, 71 I/O piny a s možností napájení v rozsahu $2,7 \div 5,5$ V. Především požadavek na napájecí napětí 5 V a dostatečný výpočetní výkon vedl k výběru mikrokontroléru tohoto typu. Realizace fázového závěsu je řešena analogově s částečným využitím již zmiňovaného mikrokontroléru. Role mikrokontroléru je stěžejní pro možnost výměny různých typů induktorů bez zásahu do řídicí elektroniky. Součástí práce mikrokontroléru je také snímání proudu a napětí ve stejnosměrném meziobvodu snižujícího měniče a jeho řízení pomocí PWM modulace, řízení servoventilu pro ovládání vodního systému chlazení, snímání polohy servoventilu pomocí spínačů, řízení otáček chladicích ventilátorů, snímání teplot kritických komponentů, řízení grafických LCD displejů (každý s rozlišením 128 x 64 obrazových bodů), snímání stavů tlačítek a rotačního enkodéru ovládacího panelu, spouštění řídicího obvodu CD4046 analogového fázového závěsu, ovládání externích vstupů a výstupů, řízení hlavního stykače, vyhodnocení napětí na všech třech fázích napájecí sítě a mnoho dalších činností.

Analogový obvod fázového závěsu generuje řídicí signály, jež vedou do obvodů dead time. Tyto obvody slouží k zabránění překrývání pulsů při střídavém spínání tranzistorů ve frekvenčním měniči a zabraňují tak jeho destrukci. Následují budiče s galvanickým oddělením s pomocným push-pull pulsním napájecím měničem. Ten slouží jako zdroj pro řídicí obvody generující signály do hradel IGBT tranzistorů. Na samotných IGBT tranzistorech jsou umístěny navíc ochranné obvody hradel tranzistorů.

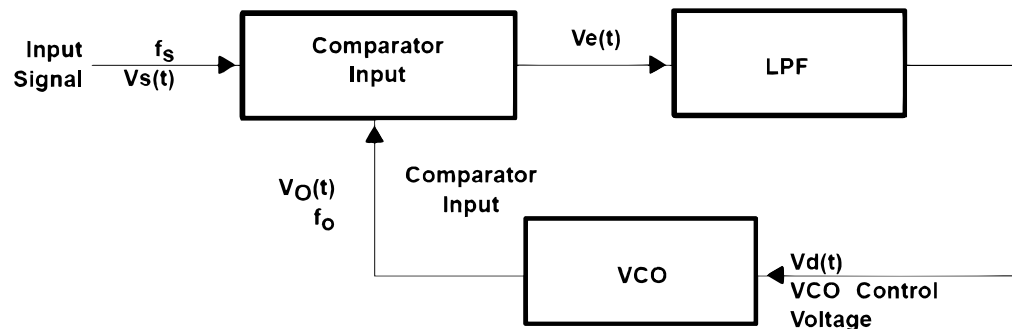
Celé zařízení je vybaveno také systémem vodního chlazení řízeném dle aktuální teploty mikrokontrolérem. Teploty všech kritických výkonových prvků jsou snímány a vyhodnocovány. Vodní chlazení se stará o chlazení výkonových polovodičových prvků a vlastního měděného induktoru. Systém vodního chlazení byl zvolen průtočný, připojený na vodovodní řád s tlakem vody v závislosti na poloze $200 \div 600$ kPa. Všechny důležité informace jsou zobrazovány na grafických LCD displejích.

Všechny bloky uvedené v blokovém schématu na obrázku 57 a komponenty zmíněné v předešlém textu budou podrobně popsány v průběhu kapitoly 3.

3.2 Řídicí obvody

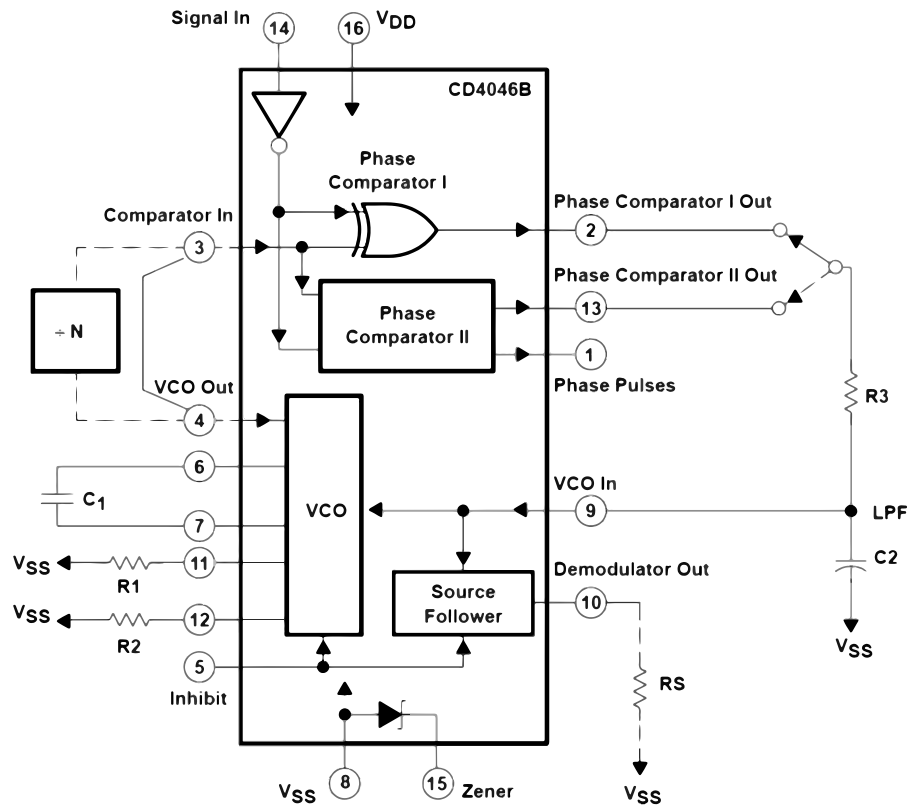
3.2.1 Obvod řízení s fázovým závěsem

Srdcem regulační smyčky řízení fázového závěsu je integrovaný obvod CD4046B. Tento obvod obsahuje vlastní oscilační obvod i obvod fázového závěsu. Vlastní rezonanční obvod indukčního ohřevu je zapotřebí udržovat v rezonanci pro přenos největšího činného výkonu z induktoru do vsázky. Rezonanční frekvence je přibližně dána Thomsonovým vztahem a je obecně závislá na velikosti indukčnosti induktoru a kapacity rezonančního kondenzátoru. Indukčnost induktoru je závislá na geometrických rozměrech vsázky, ale též na měnících se vlastnostech vsázky při zahřívání. Oproti tomu kapacita rezonančního kondenzátoru je prakticky konstantní. Z těchto důvodů je vhodné využít k řízení fázového závěsu, jenž zajistí neustálé doladování frekvence na frekvenci shodnou s rezonanční a zajistí tak minimální namáhání tranzistorů v napěťovém střídači, jenž bude v rezonanci pracovat při spínání v nule proudu a eliminuje tak zapínací ztráty na tranzistorech. Smyčka fázového závěsu se obecně skládá ze tří hlavních částí. Těmi jsou fázový komparátor, filtr realizovaný dolní propustí (LPF) a napětím řízený oscilátor (VCO). Všechny tři části jsou spojeny a tvoří tak uzavřenou regulační smyčku. Na druhý vstup fázového komparátoru je přiveden zpětnovazební signál (Input Signal). Blokové schéma smyčky fázového závěsu je uvedeno na následujícím obrázku 58.



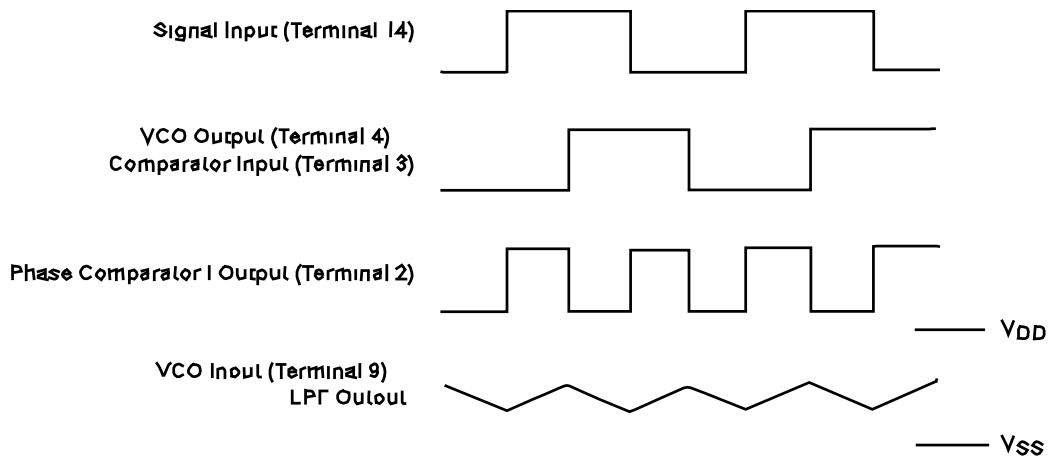
Obrázek 58: Blokové schéma fázového závěsu [10]

Základní pochopení funkce vlastního integrovaného obvodu CD4046B nejlépe vystihuje následující blokové schéma vnitřní struktury obvodu CD4046B převzaté z aplikační zprávy k obvodu CD4046B uvedené na obrázku 59 na následující straně.



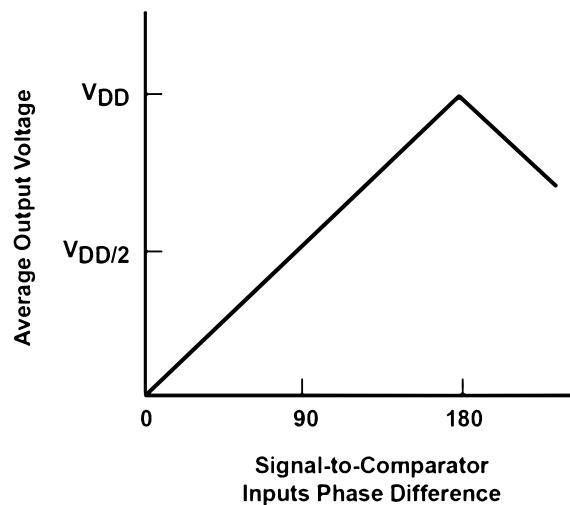
Obrázek 59: Vnitřní struktura obvodu CD4046B [10]

Frekvence vlastního vnitřního oscilátoru obvodu je tvořena kombinací rezistoru mezi pinem č. 11 a zemí a kondenzátorem mezi piny č. 6 a 7. Pokud je rezistor mezi pinem č. 12 a zemí nepřipojen, lze napětím na vstupu VCO řídit frekvenci od frekvence blízké se nule až do maximální nastavené, přičemž střední frekvence je dána frekvencí vnitřního oscilátoru. Pokud je zapojen rezistor mezi pinem č.12 a zemí, lze jím nastavit frekvenční ofset, jinak řečeno frekvenční okno, v němž se bude frekvence pohybovat. Oscilátor bude poté kmitat mezi minimální nenulovou frekvencí a maximální danou velikostí nastaveného frekvenčního ofsetu. Střední hodnota frekvence nastává při polovině napájecího napětí na vstupu VCO. Výstup VCO oscilátoru je spojen se vstupem fázového komparátoru, jenž tento signál porovnává se signálem zpětné vazby regulační smyčky. Kombinace prvků znázorněná na obrázku 59 jako R3 a C2 tvoří filtr dolní frekvenční propusti (LPF) pro signál z výstupu fázového komparátoru, jenž je připojen externě k integrovanému obvodu. Předpokladem pro řízení regulované soustavy pomocí fázového závěsu je změna fázového posunu mezi řídicím signálem a signálem ze zpětné vazby této soustavy při změně frekvence – zpětnou vazbou je zde myšlen signál na rezonančním kondenzátoru. Při použití fázového komparátoru typu 1 platí při uzamčení fázového závěsu pro střední frekvenci následující průběhy uvedené na obrázku 60. [10]



Obrázek 60: Uzamčení smyčky fázového závěsu pro střední frekvenci [10]

Fázový komparátor typu 1 je tvořen hradlem XOR. Při rozdílných vstupních logických úrovních zpětnovazebního signálu a vstupu komparátoru bude fázový komparátor překlopen do stavu logické 1. Při souhlasných do logické 0. Logická 1 na výstupu fázového komparátoru způsobí zvyšování napětí na vstupu VCO (upravené dolní propustí) a tím dojde na výstupu VCO ke zvýšení frekvence obdélníkového signálu. Naopak shoda signálů způsobí snižování napětí na vstupu VCO a tím také snížení frekvence signálu na výstupu VCO.



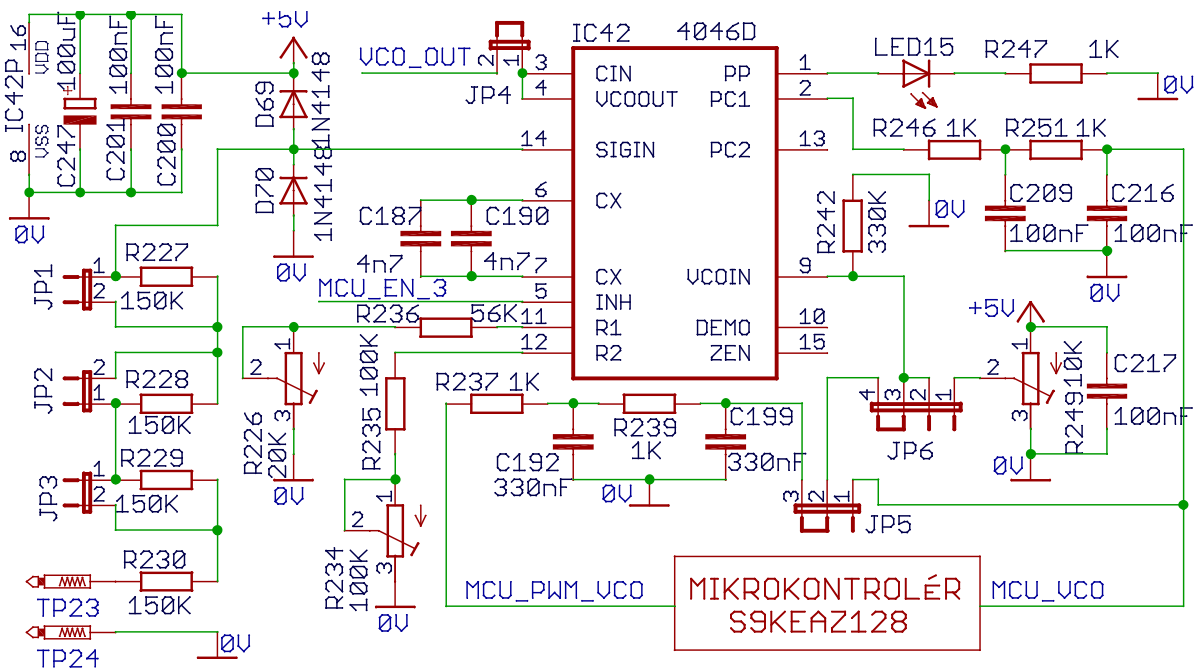
Obrázek 61: Závislost změny fáze na výstupním napětí LPF [10]

Ze závislosti změny fáze mezi vstupem fázového komparátoru a zpětnovazebním signálem na výstupním napětí dolní propusti zobrazené na obrázku 61 je patrné, že fázový posun mezi zpětnovazebním signálem a vstupním signálem komparátoru je navzájem posunut o 90° právě po přivedení poloviny napájecího napětí na vstup VCO. V dolní hranici fázového zámku je fázový posun blíží se 0° , naopak v horní mezi se blíží 180° . Pokud je tedy řízena soustava, jež vykazuje změnu fázového posunu vlivem změny frekvence, je možné vytvořit převodník fázového posunu na frekvenci. Pokud dojde ke změně fázového posunu

v regulované soustavě, regulační obvod upraví změnou napětí na vstupu napětím řízeného oscilátoru (VCO) frekvenci na takovou hodnotu, aby se fázový posun mezi zpětnovazebním signálem a vstupem VCO opět dorovnal na rozdíl právě 90° . Pro bezproblémové zachycení fázového závěsu je potřeba navrhnout správné hodnoty low pass filtru, neboli již zmiňované dolní propusti, na takovou hodnotu, aby při rezonanční frekvenci byla na vstupu VCO střední hodnota napětí přibližně rovna polovině napájecího. To lze provést výpočtem z katalogového listu, experimentálně, případně navržením této propusti s použitím regulovatelných součástek R nebo C. Uvnitř integrovaného obvodu se nachází také hradlo NOR, na jehož vstupy je přiveden signál z komparátoru a vstup zpětnovazebního signálu. Na výstupu hradla NOR je filtr typu dolní propust tvořen prvky R (interní v IO) a C (externí připojení k pinu 15). Následuje Schmittův klopný obvod a hradlo invertoru. Čím bude frekvence bližší rezonanční (fázový posun mezi zpětnovazebním signálem a výstupem VCO se bude přibližovat 90°), tím bude střída logické 1 na výstupu hradla NOR větší. V krajních polohách fázového závěsu téměř nulová. Podle střidy signálu bude kolísat napětí na kondenzátoru v dolní propusti, v níž je vyhodnocováno komparátorem tvořeným Schmittovým hradlem. [10]

V praxi se obvykle volí budicí frekvence nepatrně vyšší než je frekvence rezonanční, aby výkonový střídač pracoval v induktivní oblasti (např. o 0,01 % vyšší frekvence) a nikdy se tak nedostal do oblasti kapacitní, kde by byly spínací prvky více namáhány spínáním komutačních proudů. Toto zvýšení frekvence je možno u smyčky fázového závěsu realizovat externím rezistorem připojeným na napájecí napětí a druhým koncem na vstup napětím řízeného oscilátoru obvodu CD4046, případně potenciometrem, jak je tomu i ve schématu na obrázku 62 pomocí potenciometru R249. V návrhu zařízení indukčního ohřevu je počítáno s možností vyměnitelných induktorů pro účely tavení či kalení různých kovových materiálů. Tyto rozdílné induktory mají v zásadě i rozdílné vlastní indukčnosti. Proto by při pevně nastaveném předpětí do vstupu napětí řízeného oscilátoru nebylo zajištěno vždy stejného navýšení frekvence od té rezonanční. Vzhledem ke skutečnosti, že jsem nenašel vhodné analogové řešení tohoto problému, rozhodl jsem se řídit smyčku fázového závěsu pomocí mikrokontroléru. Mikrokontrolér zde plní jednoduchou funkci, jíž je kontinuální čtení výstupu fázového komparátoru za dolní propustí druhého řádu pomocí 12 bitového analogově digitálního převodníku v mikrokontroléru, uložení hodnoty proměnné vypovídající o čteném napětí, přičtení konstanty k proměnné a následné převedení čísla zpět na analogovou hodnotu do vstupu analogově řízeného oscilátoru prostřednictvím pulsně šířkové modulace (PWM) s filtrem dolní propustí druhého řádu.

Na obrázku 62 je uvedeno schéma zapojení obvodu CD4046 s filtry, nastavovacími prvky a také se znázorněným blokem mikrokontroléru.

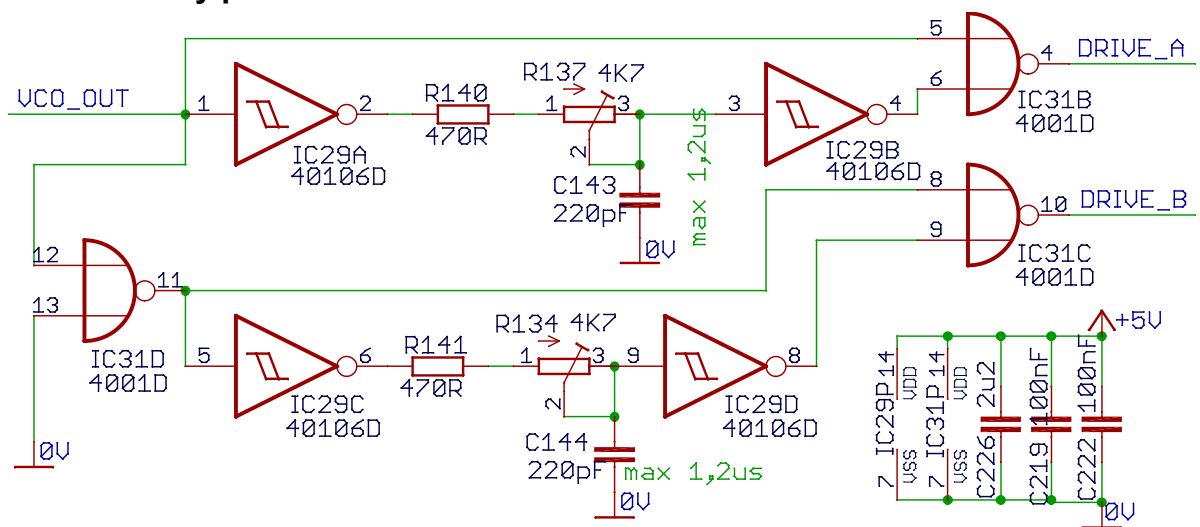


Obrázek 62: Obvod řízení s fázovým závěsem a mikrokontrolérem S9KEAZ128

Frekvence oscilátoru obvodu CD4046B je dána sériovou kombinací rezistoru R236 s trimrem R226 a paralelní kombinací kondenzátorů C187 a C190. Frekvenční offset je zajištěn rezistorem R235 a trimrem R234. S hodnotami součástek dle schématu je možno ladit frekvenci napětí na vstupu napětím řízeného oscilátoru (VCO) v mezích od 7 kHz do 17 kHz, přičemž rezonanční frekvence prvního navrženého induktoru s rezonanční kondenzátorovou baterií je přibližně rovna 12 kHz. Funkci dolní propusti druhého řádu výstupu fázového komparátoru typu 1 (PC1) zde tvoří rezistory R246, R251 a kondenzátory C209 a C216. Na vstupu napětím řízeného oscilátoru je filtr dolní propusti druhého řádu tvořen rezistory R237, R239 a kondenzátory C192 a C199. Zapojení bylo dále doplněno pro potřeby snadného oživování o jumpery JP1 ÷ JP6. Jumpery JP1 ÷ JP3 slouží pro snížení impedance zpětnovazebního signálu z rezonanční kondenzátorové baterie pro potřeby oživování při velmi nízkých hodnotách výkonu. Diody D69 a D70 ořezávají vstupní signál na velikost $-0,6 \div 5,6V$. Jumper JP4 slouží k připojení či odpojení výstupu napětím řízeného oscilátoru s navazujícími obvody. Jumper JP5 slouží k výběru přímé zpětné vazby z výstupu fázového komparátoru či upraveného výstupu z mikrokontroléru. Jumper JP6 slouží k výběru zpětné vazby z jumperu JP5 či manuálního naladění frekvence trimrem R249 pro potřeby testování. Rezistor R242 slouží ke snížení vstupní impedance VCO a potlačení případného rušení. LED dioda LED15 s omezujícím rezistorem R247 slouží k indikaci zavěšení PLL.

Kondenzátory C200, C201 a C247 jsou blokovací keramické kondenzátory. Výstupní signál VCO_OUT je zaveden do navazujících obvodů pro zajištění mrtvých časů (dead time) blíže popsaných v kapitole 3.2.2. Vstupní signál EN_3 je přiveden z mikrokontroléru a slouží k aktivaci či deaktivaci řídicího obvodu CD4046. Při úrovni logické 0 je povolena funkce obvodu CD4046, při logické úrovni 1 je tento obvod deaktivován. Výstupní signál MCU_VCO je zaveden do vstupu mikrokontroléru prostřednictvím A/D převodníku. Vstupní signál MCU_PWM_VCO je PWM výstupem mikrokontroléru. Vstupní signály TP23 a TP24 slouží k přivedení fázové zpětné vazby z rezonančního kondenzátoru.

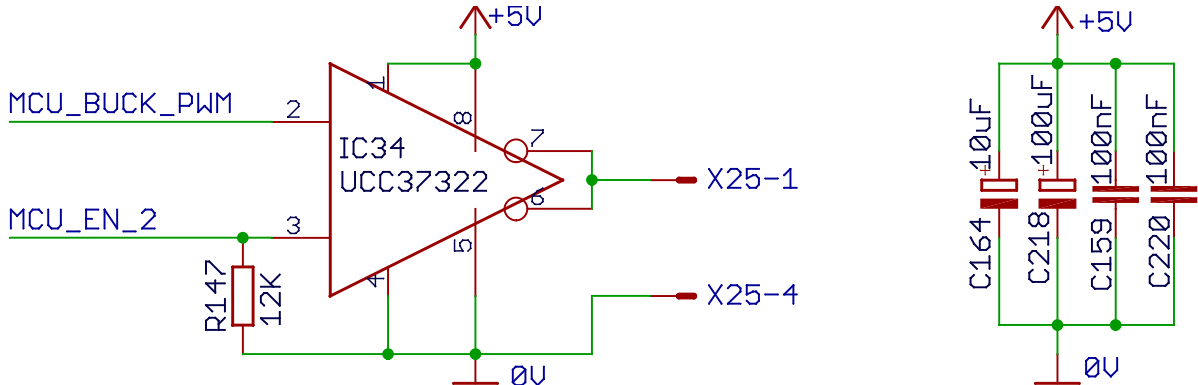
3.2.2 Obvody pro dead time



Obrázek 63: Obvody pro zajištění mrtvých časů (dead time)

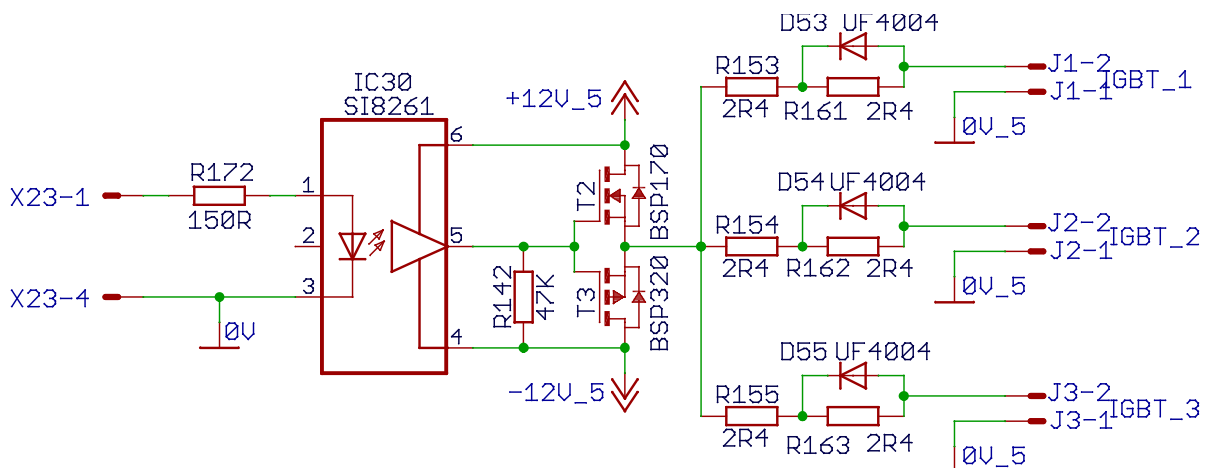
Obvody pro dead time, neboli obvody pro zajištění tzv. „mrtvých časů“, schematicky znázorněné na obrázku 63, zajišťují časovou rezervu pro bezpečné rozepnutí výkonových tranzistorů frekvenčního střídače mezi jejich vzájemným střídavým spínáním a zabraňují tak sepnutí tranzistorů v jedné větvi střídače a tudíž větrovému zkratu. Po přivedení log. 1 na vodič VCO_OUT se s určitým zpožděním dostane na vodič DRIVE_A log. 0 a na vodiči DRIVE_B bude log. 1. Po přivedení log. 0 na vodič VCO_OUT se se zpožděním dostane log. 1 na vodič DRIVE_A a log. 0 na vodič DRIVE_B. Dojde tedy k inverzi signálů z předchozího stavu s určitým časovým zpožděním. Zpoždění je dáno prvky R140, R137 a C143 v prvním případě a prvky R141, R134 a C144 v případě druhém. Zpoždění je částečně dáno i Schmittovými hradly obvodu IC29. Kondenzátory C219, C222 a C226 slouží jako blokovací v 5V napájení těchto obvodů. Vodiče DRIVE_A a DRIVE_B jsou výstupními signály do navazujícího obvodu budičů (blíže popsaném v kapitole 3.2.4).

3.2.3 Říditelný budič + izolační budič pro pulsní snižující měnič



Obrázek 64: Říditelný budič – snižující měnič

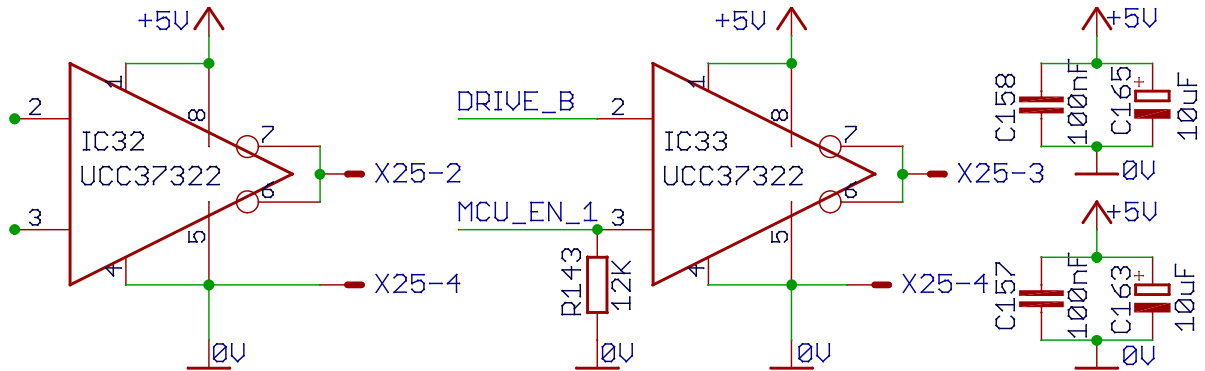
Budič IC34 a jeho zapojení uvedené na obrázku 64 slouží k proudovému posílení signálu MCU_BUCK_PWM z mikrokontroléru s možností blokace budiče signálem MCU_EN_2. Kondenzátory C159, C164, C218 a C220 slouží jako blokovací. Rezistor R147 slouží k definování stavu log. 0 ve stavu vysoké impedance mikrokontroléru. Výstupní signály na svorkách X25-1 a X25-4 jsou vedeny vodiči z řídicí desky plošných spojů do desky budičů v blízkosti tranzistorového měniče ke svorkám X23-1 a X23-4.



Obrázek 65: Izolační budič a tvarovací obvody IGBT – snižující měnič

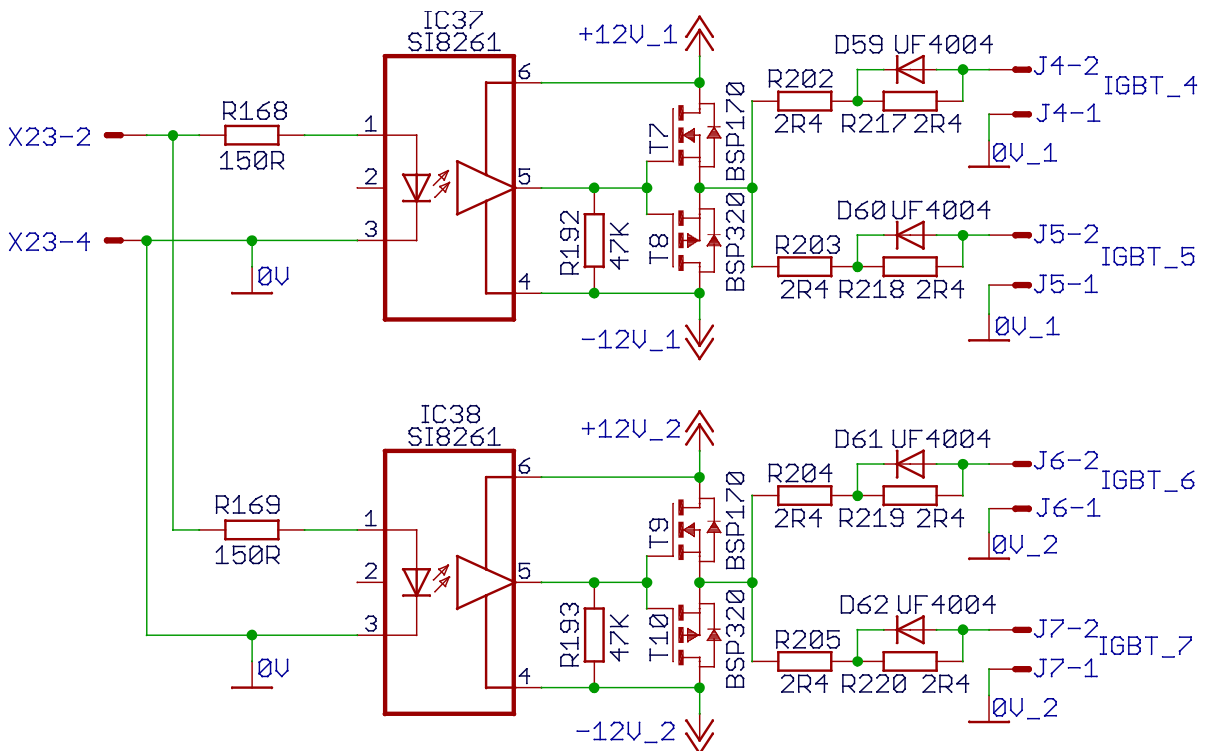
Izolační budič IC30 a jeho zapojení uvedené na obrázku 65 slouží ke galvanickému oddělení řídicí desky plošných spojů a desky s tvarovacími obvody. Infra dioda budiče je napájena z říditelného budiče IC34 přes rezistor R172 omezující proud diodou. Izolační budič IC30 je napájen z galvanicky odděleného zdroje (blíže popsáno v 3.2.5), jeho výstup je veden na komplementární dvojici unipolárních tranzistorů T2 a T3 pro proudové posílení. Rezistor R142 slouží k definování stavu při stavu budiče ve stavu vysoké impedance. Rezistory R153, R161, R154, R162, R155 a R163 slouží k omezení strmosti proudu do hradel IGBT tranzistorů. Rychlé diody D53, D54 a D55 slouží k urychlení odčerpání náboje při rozeptnutí IGBT tranzistorů (nakonec nebyly na plošném spoji osazeny).

3.2.4 Říditelné budiče + izolační budiče pro frekvenční střídač



Obrázek 66: Říditelné budiče – frekvenční střídač

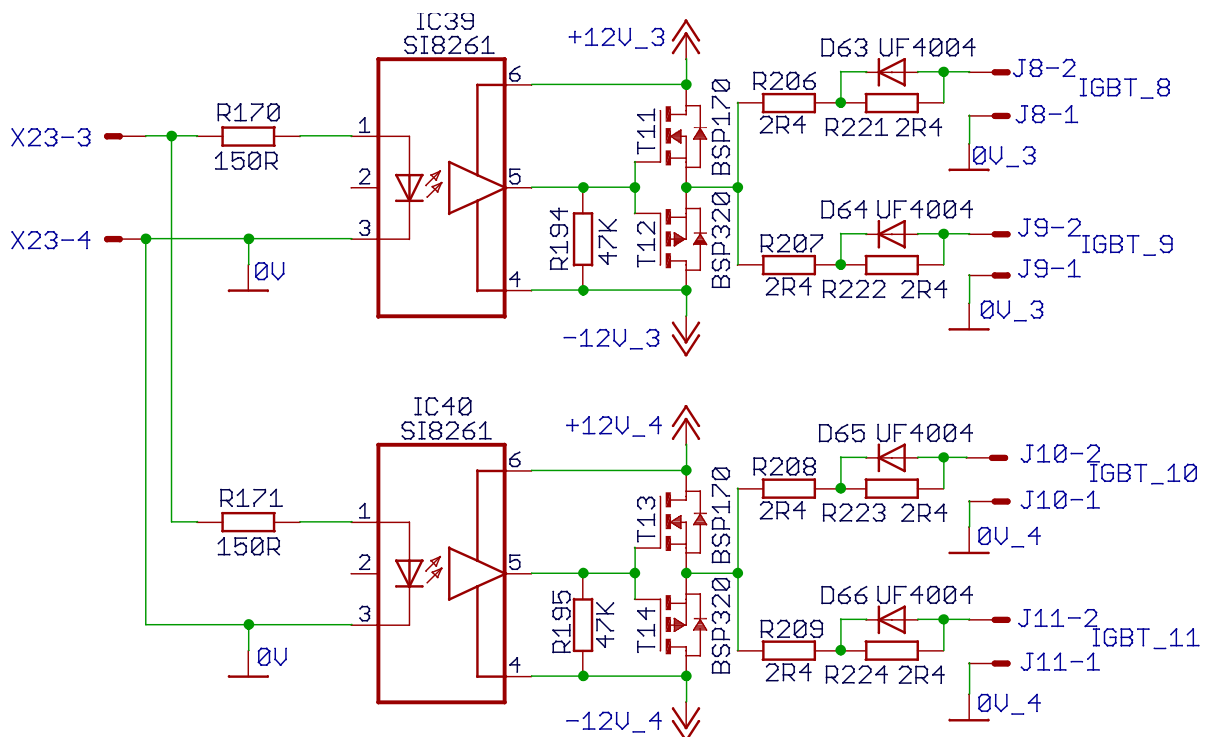
Budiče IC32, IC33 a jejich zapojení uvedené na obrázku 66 slouží k proudovému posílení signálů DRIVE_A a DRIVE_B z mikrokontroléru s možností blokace obou budičů signálem MCU_EN_1. Kondenzátory C158, C165, C157 a C163 slouží jako blokovací. Rezistor R143 slouží k definování stavu log. 0 ve stavu vysoké impedance mikrokontroléru. Výstupní signály na svorkách X25-2, X25-3 a X25-4 jsou vedeny vodiči z řídicí desky plošného spoje do desky budičů v blízkosti tranzistorového měniče ke svorkám X23-2, X23-3 a X23-4.



Obrázek 67: Izolační budiče a tvarovací obvody IGBT – frekvenční střídač (1/2)

Izolační budiče IC37 a IC38 a jejich zapojení uvedené na obrázku 67 a izolační budiče IC39 a IC40 na obrázku 68 slouží ke galvanickému oddělení řídicí desky plošných spojů a desky s tvarovacími obvody pro IGBT tranzistory frekvenčního střídače. Infra diody budičů jsou napájeny z říditelných budičů IC32 a IC33 přes rezistory R168, R169, R170 a R171

omezující proudy diodami. Izolační budiče IC37, IC38, IC39 a IC40 jsou napájeny z galvanicky odděleného zdroje (bližší popis v 3.2.5), jeho výstupy jsou vedeny na komplementární dvojice unipolárních tranzistorů T7 + T8, T9 + T10, T11 + T12 a T13 + T14 zajišťující proudové posílení. Rezistory R192, R193, R194 a R195 slouží k definování stavů při stavech budičů ve vysoké impedanci. Rezistory R202, R217, R203, R218, R204, R219, R205, R220, R206, R221, R207, R222, R208, R223, R209 a R224 slouží k omezení strmosti proudů do hradel IGBT tranzistorů frekvenčního střídače. Rychlé diody D59, D60, D61, D62, D63, D64, D65 a D66 slouží k urychlení odčerpání náboje při rozepnutí IGBT tranzistorů (nakonec nebyly na plošném spoji osazeny).



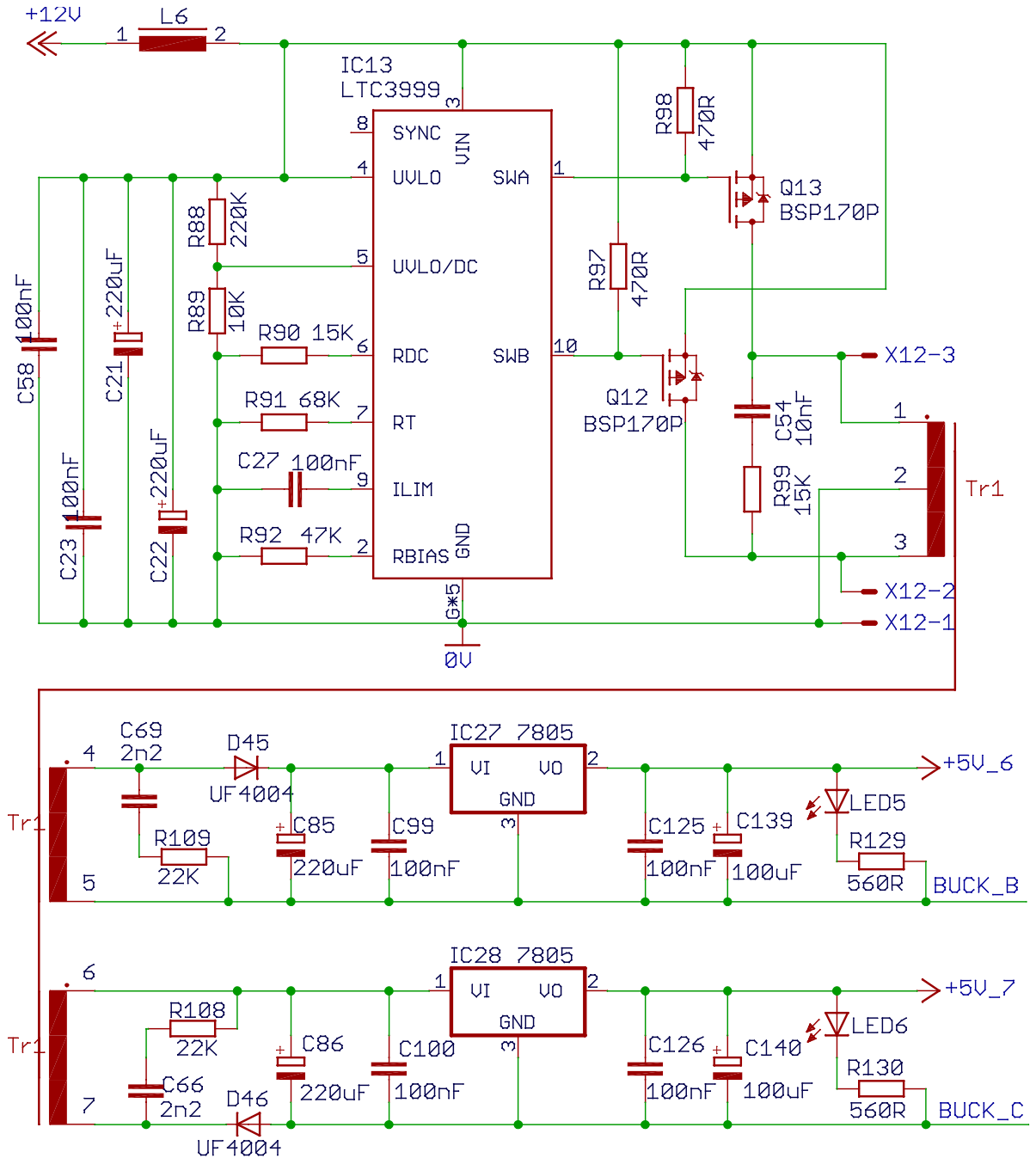
Obrázek 68: Izolační budiče a tvarovací obvody IGBT – frekvenční střídač (2/2)

V následující tabulce 2 jsou uvedeny základní parametry izolačních budičů Si8261 od firmy Silicon Labs.

Doba upoždění:	60 ns
Izolační pevnost:	5000 V_{RMS}
Rozsah pracovních teplot:	-40 ÷ 125°C
Max. proud diodou:	30 mA
Napájecí napětí budiče:	6,5 ÷ 30V
Vstupní kapacita (f = 100 kHz):	15 pF

Tabulka 2: Základní parametry budičů Si8261

3.2.5 Push-pull měniče



Obrázek 69: Push-pull měnič pro galvanické oddělení zdrojů napětí pro měřicí zesilovače

Tento DC / DC měnič v push-pull topologii uvedený ve schématu na obrázku 69 slouží jako zdroj vysokofrekvenčního obdélníkového napětí pro malé feritové transformátory, jenž napájejí galvanicky oddělené lineární stabilizátory kladného napětí LM7805. Push-pull měnič je napájen ze stejnosměrného napětí + 12 V pomocného spínaného propustného měniče (blíže popsáném v 3.3.1). K řízení byl vybrán integrovaný obvod LTC3999. Tento řídicí obvod má vše potřebné integrované. Ochrana proti podpětí napájecího napětí UVLO nebyla využita, ochrana proti přepětí napájecího napětí je nastavena odporovým

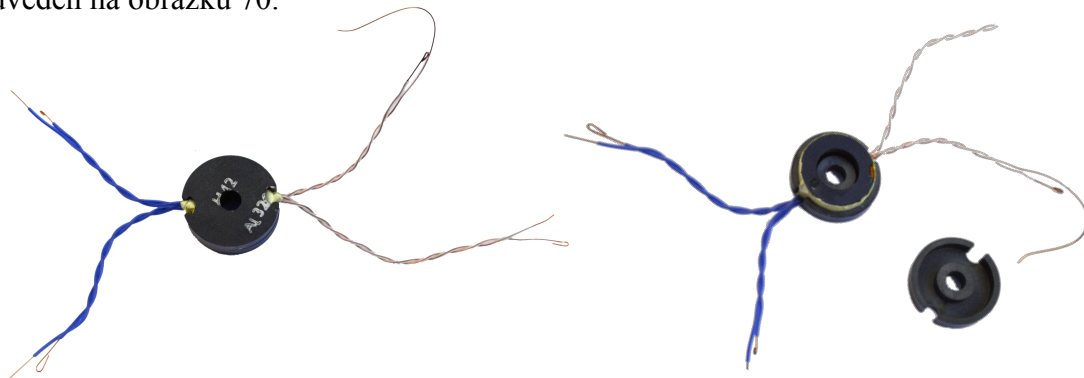
děličem R68 a R69 přibližně na 24 V. Časovacím rezistorem R91 je nastavena spínací frekvence na 200 kHz. Proudové omezení zde není využito, neboť spínací tranzistory jsou použity externí, a to Q12 a Q13. Rezistor R92 nastavuje klidový proud vnitřních MOSFET tranzistorů, jeho hodnota je doporučena výrobcem. Rezistory R96 a R97 slouží k definování potenciálu na hradlech P-MOS externích MOSFET spínacích tranzistorů Q12 a Q13 ve stavu vysoké impedance, aby v tomto případě byly oba tranzistory rozepnuté. Kondenzátory C56, C23, C22 a C21 jsou blokovací. RC filtr tvořený rezistorem R99 a kondenzátorem C54 slouží pro omezení nárůstu napětí na drainech při zavírání MOSFET tranzistorů a také omezení špiček na vinutí transformátoru.

První transformátor Tr1 uvedený na schématu na obrázku 69 má primární vinutí s vyvedeným středem z důvodu použití push-pull měniče, jehož řídicí obvod střídavě spíná tranzistory Q12 a Q13 a vytváří tak trapézové napětí na vinutích. Na prvním sekundárním vinutí označeném pozicemi 4 a 5 je indukováno napětí, jež je usměrněno diodou D45, vyhlazeno kondenzátorem C85. RC filtr tvořený rezistorem R109 a kondenzátorem C69 slouží k omezení napět'ových špiček na sekundárním vinutí. Usměrněné napětí napájí lineární stabilizátor IC27 LM7805, jenž je vybaven blokovacími keramickými kondenzátory C99 a C125. Výstup stabilizátoru je doplněn o kondenzátor C139, jenž slouží k pokrytí případných proudových špiček. Luminiscenční dioda LED5 se sériovým rezistorem R129 pro omezení proudu LED diodou na 5 mA slouží jako indikace funkce na řídicí desce plošného spoje. Na druhém sekundárním vinutí označeném pozicemi 6 a 7 je indukováno shodné napětí jako v prvním sekundárním vinutí s pozicemi 4 a 5. Usměrnovací dioda D46 usměrňuje toto napětí v protifázi s diodou D45. Tím je transformátor využit v obou taktech. RC filtr tvořený rezistorem R108 a kondenzátorem C66 slouží k omezení napět'ových špiček druhého sekundárního vinutí. Usměrněné napětí napájí lineární stabilizátor IC28 LM7805, jenž je vybaven blokovacími keramickými kondenzátory C100 a C126. Výstup stabilizátoru je doplněn o kondenzátor C140, jenž slouží k pokrytí případných proudových špiček. Luminiscenční dioda LED6 se sériovým rezistorem R130 pro omezení proudu LED diodou na 5 mA slouží jako indikace funkce na řídicí desce plošných spojů.

K návrhu transformátoru jsou již známé všechny potřebné parametry. Napájecí napětí je 12 V, frekvence je rovna 200 kHz, sycení feritového jádra u dvojčinného měniče se volí 0,4 T a průřez uvažovaného hrníčkového transformátoru je $1,2 \text{ cm}^2$. První kritérium pro návrh minimálního počtu závitů primárního vinutí transformátoru lze určit z následující rovnice:

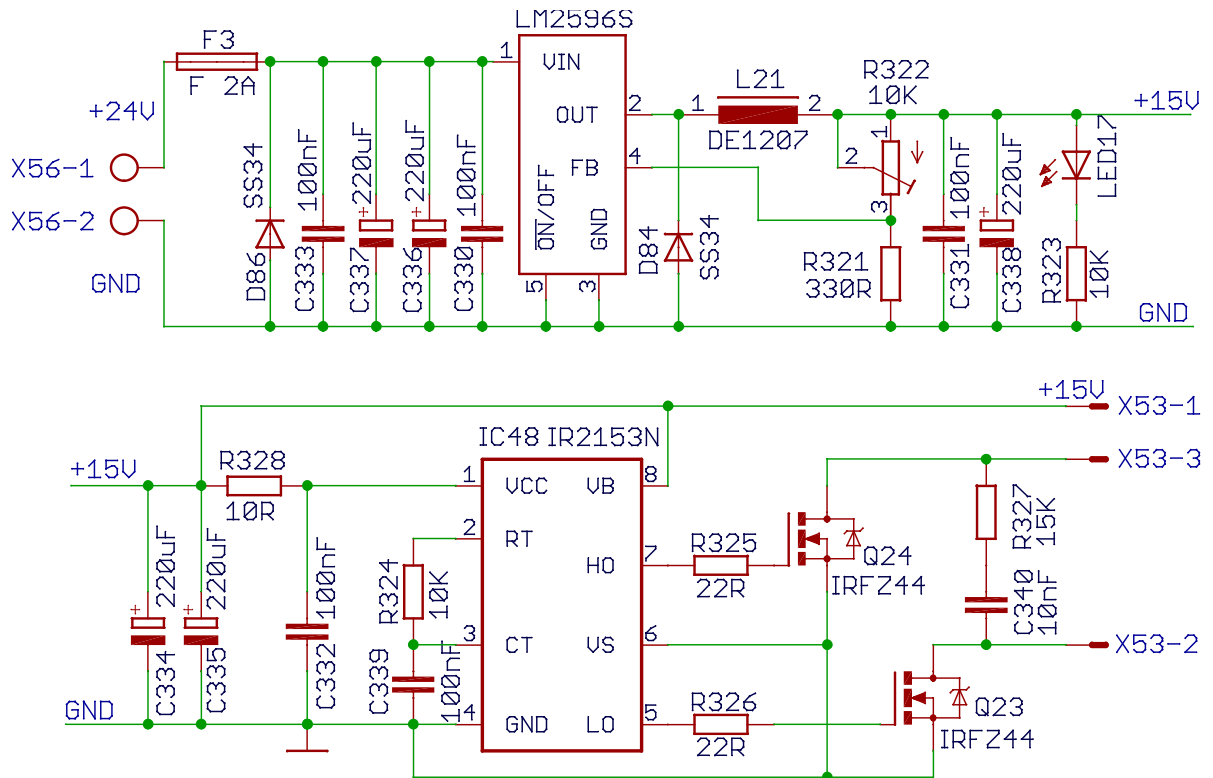
$$N = \frac{U_{\min} \cdot \frac{1}{2 \cdot f_{\min}}}{B \cdot S} = \frac{12 \cdot \frac{1}{2 \cdot 200000}}{0,4 \cdot 1,2 \cdot 10^{-4}} = 0,7z$$

Druhým kritériem návrhu potřebného počtu vinutí je též indukčnost transformátoru. Bylo vybráno feritové jádro s konstantou materiálu jádra $A_l = 2600$ nH. Indukčnost je dána vztahem $L = A_l \cdot N^2$. Jako kompromis byla zvolena potřebná indukčnost $500 \mu\text{H}$ (pro dostatečně nízký magnetizační proud). Potřebný počet závitů poté vychází na 14. Primární vinutí transformátoru bylo navinuto 2×14 závitů izolovaným drátem průměru $0,3$ mm. Každé sekundární vinutí je také navinuto 14 závitů. Na všechna vinutí byla natažena silikonová bužírka pro zajištění dostatečné izolační pevnosti, navíc jsou mezi primárním a sekundárním vinutím navinuté 3 vrstvy polypropylenové izolační pásy. Zkonstruovaný transformátor je uveden na obrázku 70.



Obrázek 70: Zkonstruovaný první transformátor napájený z push-pull měniče

Další DC / DC měnič s push-pull měničem pro napájení budičů IGBT tranzistorů je uveden na obrázku 71. První DC / DC snižující měnič slouží ke snížení napájecího napětí z 24 V na cca 15 V. Tento měnič je řízen obvodem LM2596 s pevným oscilátorem, jenž kmitá na frekvenci 150 kHz. Vstupní napětí ze spínaného napájecího zdroje $24\text{V} / 4\text{A}$ je vedeno přes tavnou pojistku do filtračních kondenzátorů C330, C333, C336 a C337. Na výstupu integrovaného obvodu LM2596S je umístěna SMD tlumivka L21 o indukčnosti $47 \mu\text{H}$, napěťový dělič pro přesné nastavení požadovaného napětí pomocí rezistorů R322 a R321 (referenční hodnota napětí daného integrovaného obvodu je $1,25$ V) a následuje filtrační kapacita tvořená kondenzátory C334, C335 a C338. Na výstupu je doplněna indikační LED dioda LED17 a blokovací kondenzátor C127. Dioda D86 brání destrukci měniče v případě přepólování vstupních svorek. Dioda D84 je součástí snižujícího měniče a uzavírá obvod při rozepnutí tranzistoru v obvodu LM2596. Výstupní napětí $+15$ V, 1 A je přivedeno do následného měniče v push-pull topologii.



Obrázek 71: Push-pull měnič pro galvanické oddělení zdrojů napětí pro budiče

Tento DC / DC měnič v push-pull topologii uvedený ve schématu na obrázku 71 slouží jako zdroj vysokofrekvenčního obdélníkového napětí pro malé feritové transformátorek, jenž napájí galvanicky oddělené lineární stabilizátory kladného napětí LM7812 a záporného napětí LM7912. Push-pull měnič je napájen, jak již bylo uvedeno, ze stejnosměrného napětí + 15 V. K řízení byl vybrán integrovaný obvod IC48 IR2153N. Oscilátor tvořený kondenzátorem C339 a rezistorem R324 je naladěn na spínací kmitočet 200 kHz. Rezistor R238 slouží k omezení napájecího napětí pro integrovaný obvod IC48, neboť ten má v sobě integrovanou ochrannou Zenerovu diodu vybavující právě při napětí 15,6 V. Jako spínací tranzistory byly použity tranzistory Q23 a Q24 s rezistory v gatech R325 a R326 pro omezení strmosti nárůstu napětí při spínání. Rezistor R237 a kondenzátor C340 tvoří filtr pro omezení nárůstu du / dt na tranzistorech. Na svorku X53 je připojen feritový transformátorek Tr2.

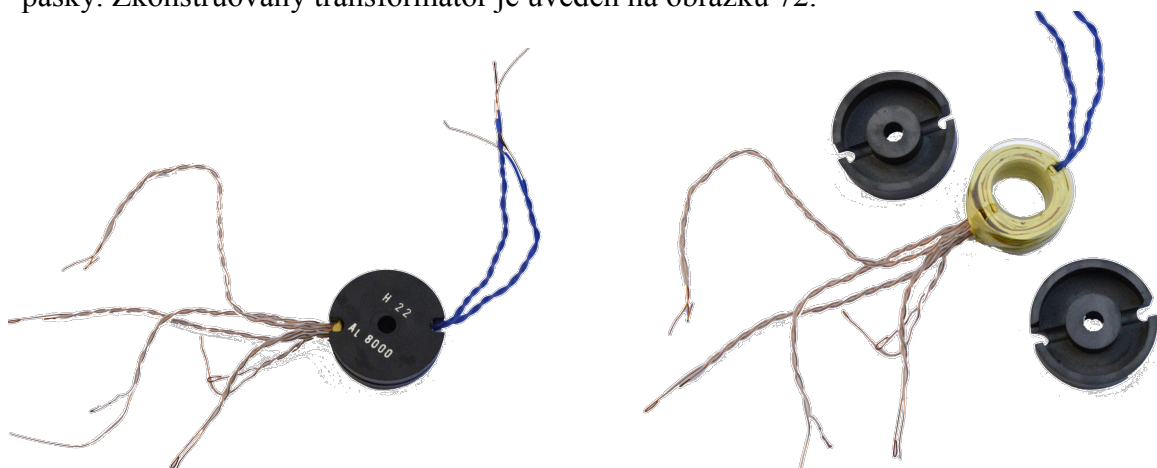
Transformátor Tr2 uvedený na schématu na obrázku 73 má primární vinutí také s vyvedeným středem. Na prvním sekundárním vinutí označeném pozicemi 4 a 5 je indukováno napětí, jež je v první polovině cyklu usměrněno diodou D37 a vyhlazeno kondenzátorem C77. V druhé polovině cyklu je usměrněno záporné napětí diodou D38 a vyhlazeno kondenzátorem C78. RC filtr tvořený rezistorem R104 a kondenzátorem C71 slouží k omezení napěťových špiček na sekundárním vinutí transformátoru. Usměrněná napětí

napájí kladný lineární stabilizátor IC19 LM7805 a záporný lineární stabilizátor IC20 LM7912. Oba stabilizátory jsou vybaveny blokovacími keramickými kondenzátory C91, C92, C116 a C117. Výstupy stabilizátorů jsou doplněny o kondenzátory C131 a C132, které slouží k pokrytí případných proudových špiček. Luminiscenční dioda LED7 se sériovým rezistorem R125 pro omezení proudu LED diodou na 5 mA slouží jako indikace funkce na řídicí desce plošných spojů. Výstupem jedné větve sekundárního vinutí je získané stejnosměrné stabilizované napětí o velikosti + 12 V a - 12 V. Ostatní sekundární vinutí s pozicemi 6 + 7, 8 + 9, 10 + 11 a 12 + 13 a následnými usměrňovacími a stabilizačními obvody jsou identické, proto nebudou dále popisovány.

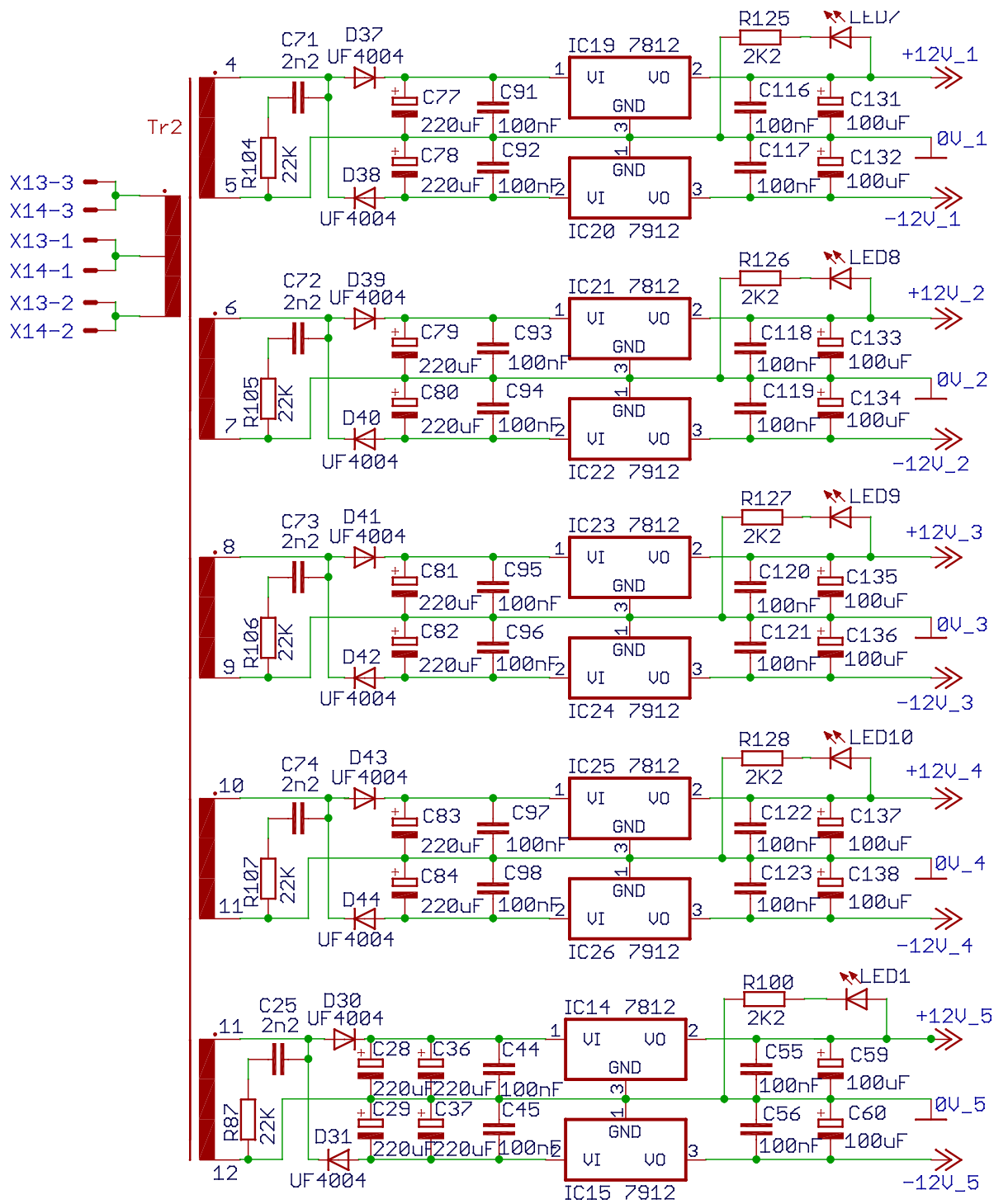
K návrhu transformátoru jsou již známé všechny potřebné parametry. Napájecí napětí je 12 V, frekvence je rovna 200 kHz, sycení feritového jádra 0,4 T a průřez uvažovaného hrníčkového transformátoru je $1,76 \text{ cm}^2$. První kritérium pro návrh minimálního počtu závitů primárního vinutí transformátoru lze určit z následující rovnice:

$$N = \frac{U_{\min} \cdot \frac{1}{2 \cdot f_{\min}}}{B \cdot S} = \frac{12 \cdot \frac{1}{2 \cdot 200000}}{0,4 \cdot 1,76 \cdot 10^{-4}} = 0,6 \text{ z}$$

Druhým kritériem návrhu potřebného počtu vinutí je též indukčnost transformátoru. Bylo vybráno feritové jádro s konstantou materiálu jádra $A_l = 8000 \text{ nH}$. Indukčnost je dána vztahem $L = A_l \cdot N^2$. Jako kompromis byla zvolena potřebná indukčnost $500 \text{ } \mu\text{H}$ (pro dostatečně nízký magnetizační proud). Potřebný počet závitů poté vychází na 8. Primární vinutí transformátoru bylo navinuto 2 x 8 závitů izolovaným drátem průměru 0,3 mm. Každé sekundární vinutí je také navinuto 8 závitů. Na všechna vinutí byla natažena silikonová bužírka pro zajištění vysoké izolační pevnosti a mezi primárním a sekundárním vinutím a mezi jednotlivými sekundárními vinutími jsou navinuté 3 vrstvy polypropylenové izolační pásky. Zkonstruovaný transformátor je uveden na obrázku 72.



Obrázek 72: Zkonstruovaný druhý transformátor napájený z push-pull měniče

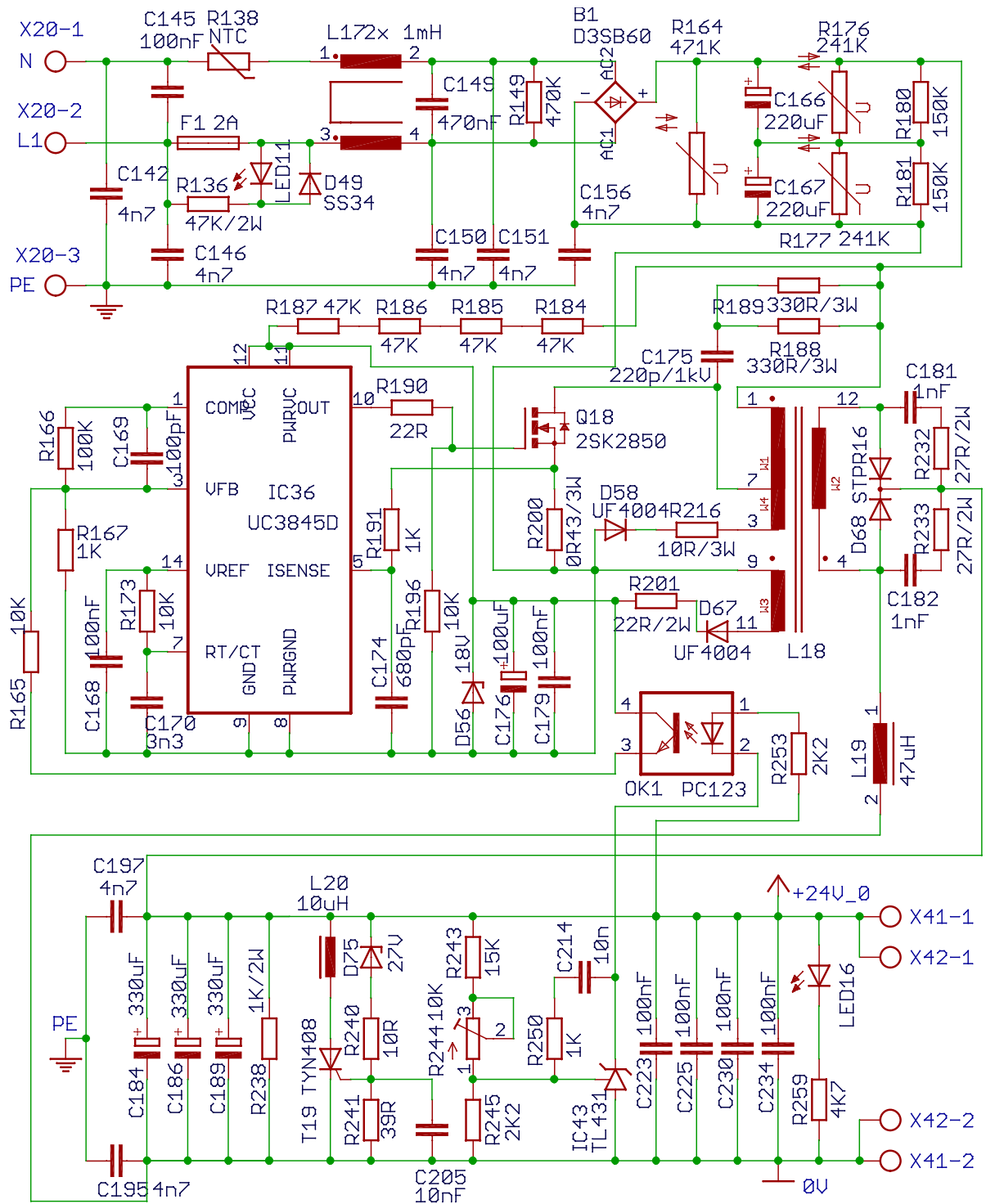


Obrázek 73: Druhý transformátor napájený z push-pull měniče

3.3 Pomocné obvody

3.3.1 Pomocný spínaný zdroj 24 V / 4 A

Pro napájení nezbytné elektroniky pro řízení indukčního ohřevu a všech podpůrných obvodů byl navržen spínaný jednočinný propustný zdroj o výkonu až 100 W s výstupním napětím 24 V / 4 A. Schéma tohoto měniče je uvedeno na obrázku 74.

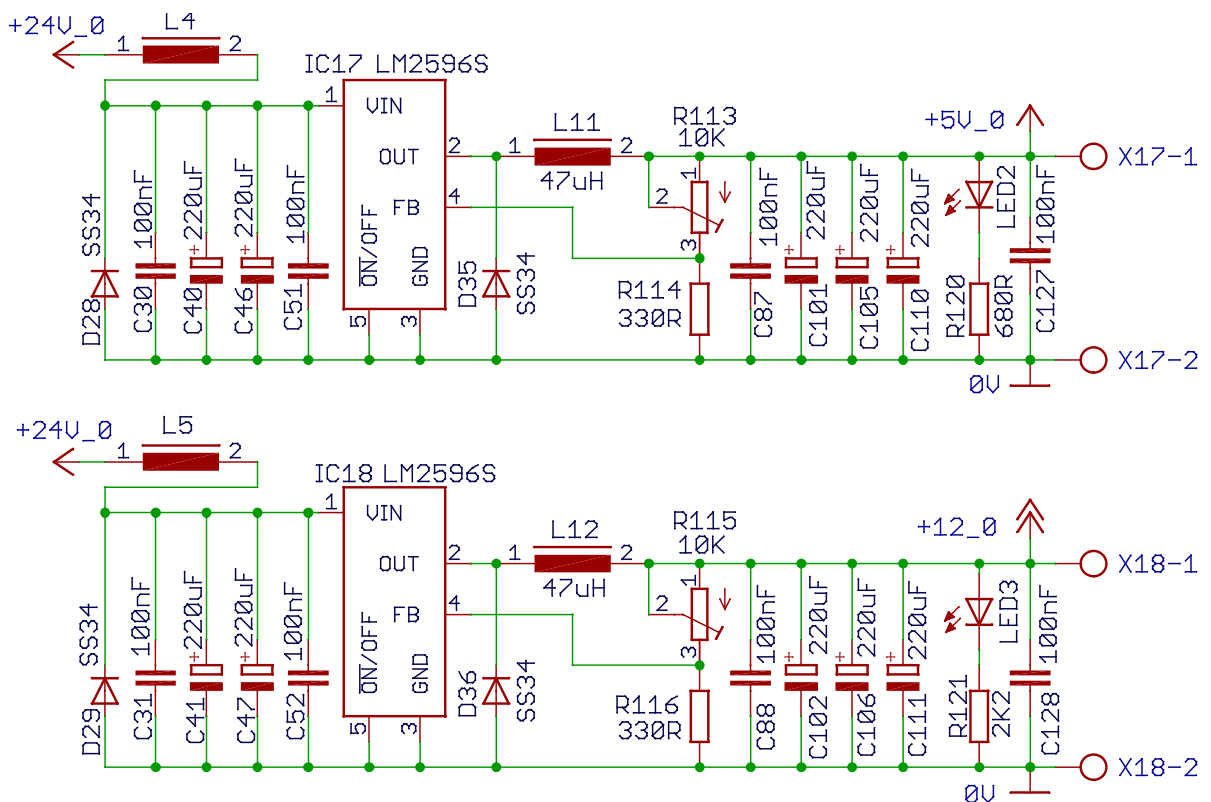


Obrázek 74: Schéma jednočinného propustného spínaného zdroje o výkonu až 100 W

Celý měnič je napájen z jednofázové sítě 230V / 50Hz na svorkách X20. Fáze na svorce X20-2, nulový vodič na svorce X20-1 a zemnicí vodič na svorce X20-3. Napětí je vedeno přes pojistku F1 a NTC termistor R138 do síťového filtru tvořeného tlumivkou L17 a kondenzátory C142, C145, C146, C149, C150, a C151. Dále do dvoucestného usměřovače B1, za nimž následují filtrační kondenzátory C166 a C167, varistory R164, R176 a R177 s vyrovnávacími rezistory R180 a R181. Dále je zavedena odbočka pro přednabití kondenzátoru C176 přes rezistory R184, R185, R186 a R187 pro napájení řídicího integrovaného obvodu. Pro řízení byl použit integrovaný obvod UC3845 s vlastním oscilátorem pro řízení jednočinných měničů. Frekvence spínání se nastavuje prvky R173 a C170. Pracovní frekvence byla zvolena přibližně na 40 kHz. Kondenzátor C168 slouží jako filtrační pro referenční napětí obvodu. Prvky C169 a R166 slouží ke kompenzaci. Výstup integrovaného obvodu je veden rezistorem R190 na gate spínacího výkonového MOSFET tranzistoru Q18. Proudová zpětná vazba je realizována prostřednictvím bočnicku R200. Signál z tohoto bočnicku je veden dolní propustí tvořenou rezistorem R191 a kondenzátorem C174 do proudové limitace integrovaného obvodu. Napěťová vazba je vedena ze sekundární strany prostřednictvím optočlenu OK1. Kolektor je připojen na kladné napájecí napětí pro napájení řídicího obvodu a emitor směřuje k rezistoru R165, který omezuje proud do napěťového vstupu integrovaného obvodu. Kondenzátor C179 slouží jako blokovací pro napájení integrovaného obvodu a Zenerova dioda D56 chrání obvod proti přepětí. Zdroj napájení pro integrovaný obvod je získán z výkonového pulsního transformátoru v okamžiku rozepnutí tranzistoru Q18. Rezistory R188, R189 a kondenzátor C175 slouží pro potlačení přepětí na tranzistoru a pro omezení nárůstu du / dt v okamžiku rozepnutí tranzistoru Q18. Dioda D67 je zapojena na rekuperační vinutí s omezujícím rezistorem 216. Rekuperační vinutí má stejný počet závitů jako vinutí hlavní. Na sekundární straně jsou 2 rychlé diody D68 pro usměrnění vysokofrekvenčního napětí s ochrannými RC články C181, C182 R232, R233. Dále paralelní kombinace filtračních kondenzátorů C184, C186 a C189 s tlumivkou L19 na železoprachovém jádře. Jako ochrana proti přepětí je na sekundární stranu připojen tyristor T19, jenž zkratuje sekundární stranu v případě přepětí nad 27 V. Tato úroveň je hlídána referencí IC43 TL431. Dále je ještě na výstup umístěna indikační LED dioda a blokovací kondenzátory C223, C225, C230 a C234. Výstupní stabilizované napětí + 24 V / 4 A je vyvedeno na dvojici svorek X41 a X42.

3.3.2 Pomocné zdroje + 12 V, + 5 V

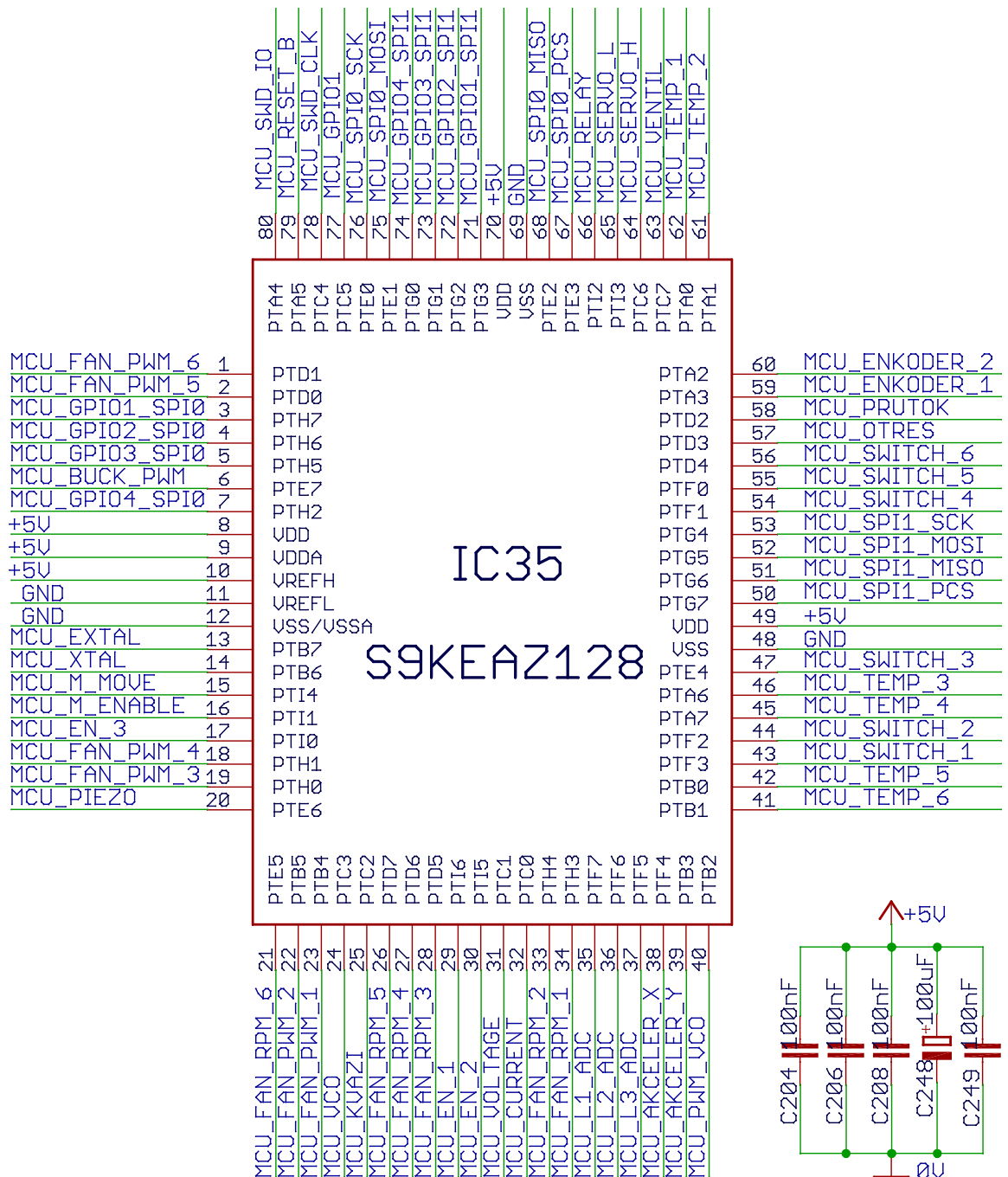
Za vlastním jednočinným propustným měničem jsou dále umístěny spínané snižující měniče založené na obvodu LM2596S uvedené na schématu na obrázku 75. Nyní bude popsáno první schéma + 5V zdroje, neboť druhé je identické. Vstupní napětí ze spínaného zdroje 24 V / 4 A z předchozí kapitoly je vedeno přes feritovou perlu L4, následuje další filtrace kondenzátory C30, C40, C46 a C51. Na výstupu integrovaného obvodu IC17 LM2596S je umístěna SMD tlumivka L11 o indukčnosti 47 uH, napěťový dělič pro přesné nastavení požadovaného napětí pomocí rezistorů R113 a R114 (referenční hodnota napětí integrovaného obvodu je 1,25 V) a následuje filtrační kapacita tvořená kondenzátory C87, C101, C105, C110. Na výstupu je doplněna indikační LED dioda LED2 a blokovací kondenzátor C127. Dioda D28 brání destrukci měniče v případě přepólování vstupních svorek. Dioda D35 je součástí snižujícího měniče a uzavírá obvod při rozepnutí tranzistoru v obvodu IC17. Výstupní napětí + 5 V / 1 A je přivedeno na svorkovnici X17 a dále vedeno vodiči do řídicí desky plošných spojů.



Obrázek 75: Schéma snižujících měničů + 12 V / 1 A a + 5 V / 1 A

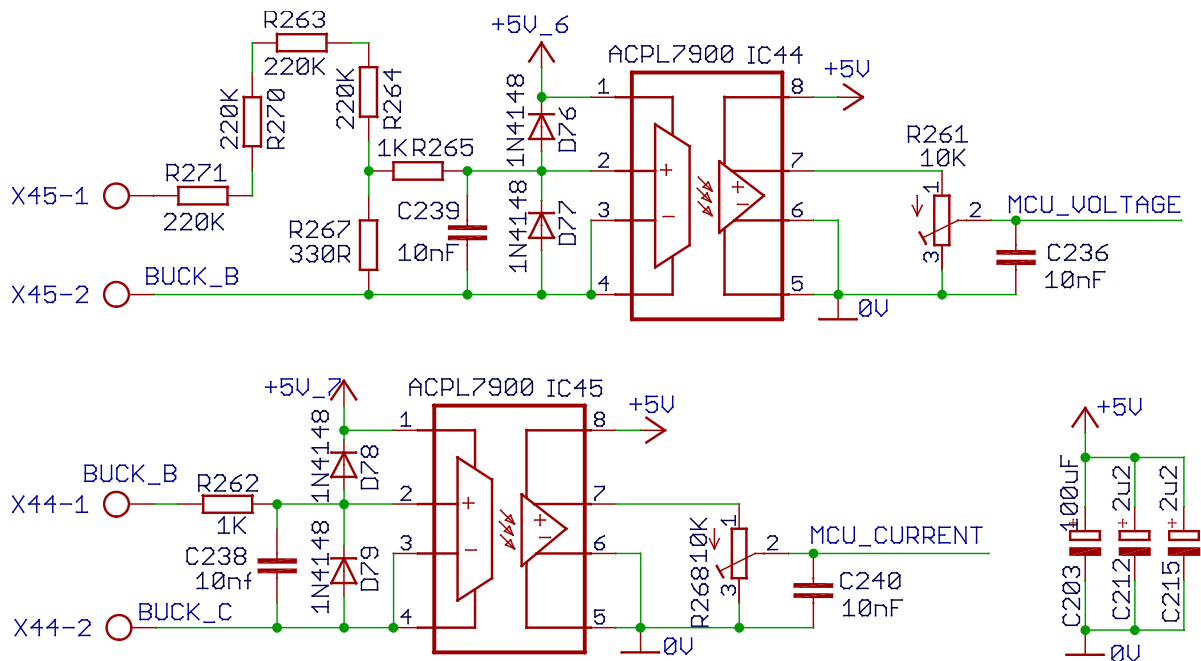
3.3.3 Mikroprocesorová jednotka

Jak již bylo uvedeno, celé zařízení je řízeno 32 bitovým RISC mikrokontrolérem S9KEAZ128 od firmy NXP založeným na jádře ARM patřící do rodiny procesorů Cortex M0+. Tento procesor poskytuje dostatečné množství prostředků pro řízení hlavní smyčky analogového fázového závěsu, ale též pro další vedlejší podpurné činnosti. Vlastní mikrokontrolér je osazen na hlavní řídicí desce tvořící mikroprocesorovou jednotku. Na následujícím obrázku 76 je uveden vlastní 80-pinový mikrokontrolér. V této kapitole budou vysvětleny významy a využití jednotlivých pinů mikrokontroléru.



Obrázek 76: Schéma mikrokontroléru

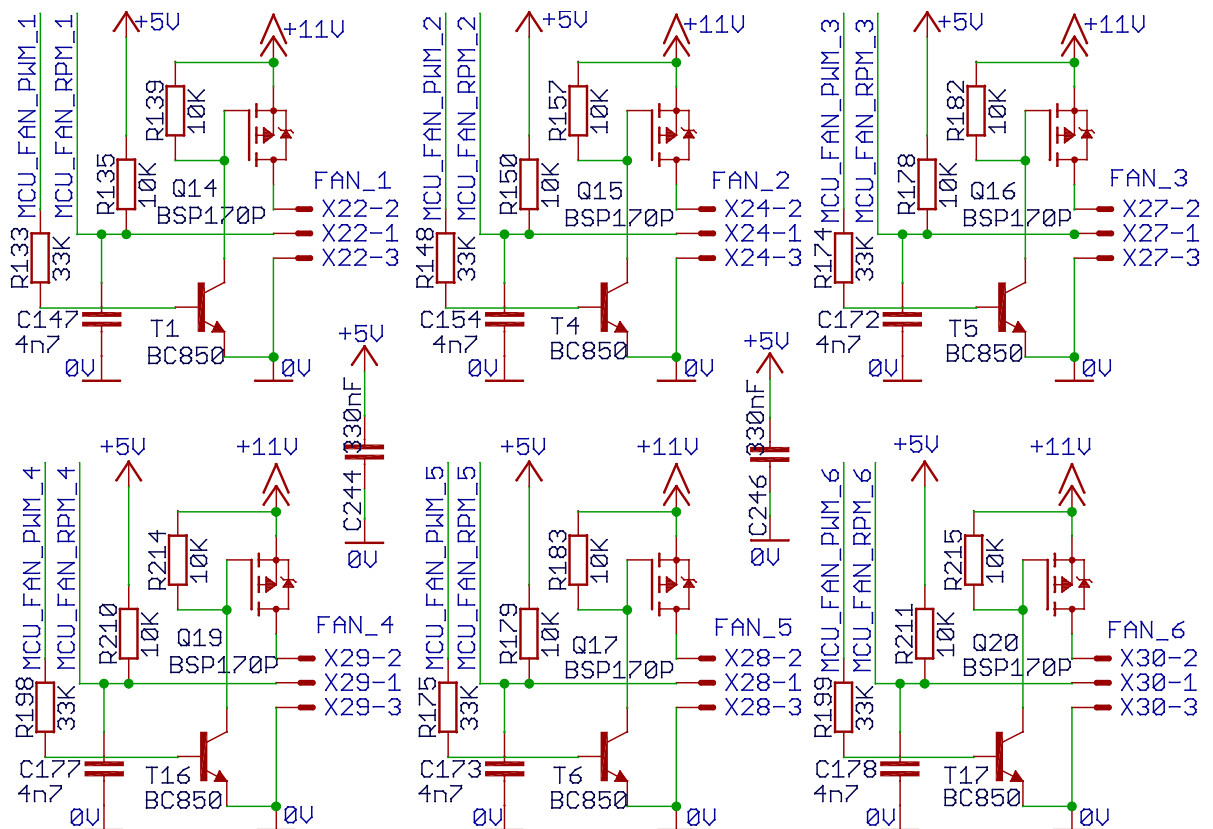
3.3.3.1 Snímání napětí a proudu výkonového obvodu



Obrázek 77: Schéma izolačních zesilovačů pro měření U a I

Na obrázku 77 jsou uvedena zapojení izolačních zesilovačů zajišťující snímání napětí a proudu ve stejnosměrném meziobvodu. Svorka X45 je připojena na výstupní svorky snižujícího výkonového měniče (bližší popsaného v 3.4.3). Rezistory R272, R270, R263, R264 a R267 tvoří napěťový dělič pro snížení výstupního napětí snižujícího měniče pro zpracování izolačním zesilovačem. Rezistor R265 a kondenzátor C239 tvoří filtr typu dolní propust. Diody D76 a D77 omezují vstupní napětí v případě přepětí na $-0,6 \div 5,6$ V. Vstupní napětí do izolačního zesilovače IC44 ACPL7900 je $0 \div 300$ mV. Výstupní napětí je v rozsahu $1,25 \div 2,5$ V. Trimmer R261 slouží k úpravě rozsahu při oživování, aby se při testování nemuselo při každé změně zasahovat do firmwaru mikrokontroléru. Současně s kondenzátorem C236 tvoří filtr typu dolní propust. Výstupní signál MCU_VOLTAGE je připojen do A / D vstupu mikrokontroléru. Svorka X44 je připojena na odporový bočník v obvodu snižujícího výkonového měniče (bližší popsaného v 3.4.3). Rezistor R262 a kondenzátor C238 tvoří filtr typu dolní propust. Diody D78 a D79 omezují vstupní napětí v případě přepětí na $-0,6 \div 5,6$ V. Vstupní napětí do izolačního zesilovače IC45 ACPL7900 je $0 \div 300$ mV. Výstupní napětí je v rozsahu $1,25 \div 2,5$ V. Trimmer R268 slouží k úpravě rozsahu při oživování, aby se při testování nemuselo při každé změně zasahovat do firmwaru mikrokontroléru. Současně s kondenzátorem C240 tvoří filtr typu dolní propust. Výstupní signál MCU_CURRENT je připojen do A / D vstupu mikrokontroléru.

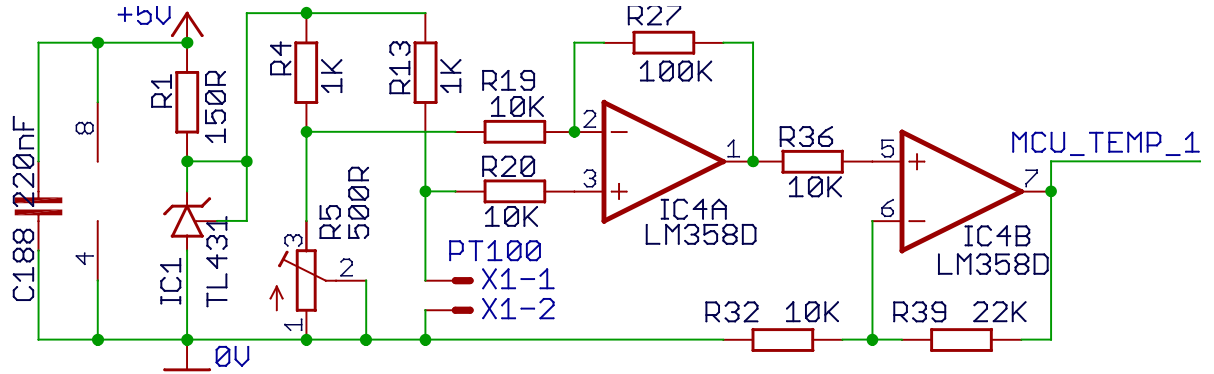
3.3.3.2 Snímání otáček a řízení ventilátorů



Obrázek 78: Schéma obvodů pro ventilátory

Na obrázku 78 jsou uvedena zapojení obvodů pro řízení ventilátorů a snímání jejich otáček. Všechny obvody jsou identické, proto bude popsáno pouze jedno schéma. Ventilátor je řízen pomocí PWM modulace z mikrokontroléru signálem MCU_FAN_PWM_1. Přes rezistor R133 je spínán tranzistor T1, jenž uzemňuje hradlo gate unipolárního P-FET tranzistoru Q14 a tím jej spíná. Při rozepnutí tranzistoru T1 odčerpá rezistor R139 záporný náboj z hradla a tím tranzistor Q14 rozepne. Snímání otáček ventilátoru je realizováno prostřednictvím třetího pinu ventilátoru, jenž poskytuje jeden puls (sepnutí vnitřního tranzistoru) na otáčku v zapojení s otevřeným kolektorem. Jako doplněk tohoto zapojení slouží externí rezistor R135. Kondenzátor C147 tvoří filtr. Signál MCU_FAN_RPM_1 je přiveden na vstup mikrokontroléru, který měří počet pulzů za určitý okamžik. Obdobně je tomu u ostatních ventilátorů. Všechny ventilátory jsou napájeny z odděleného zdroje pro eliminaci rušení do ostatních řídicích obvodů založeném na obvodu LM2596S, jehož princip je uveden v kapitole 3.3.2. Schéma tohoto zdroje je uvedeno v kapitole ostatních pomocných obvodů 3.3.3.7. Kondenzátory C244 a C246 jsou blokovací.

3.3.3.3 Snímání teploty komponentů

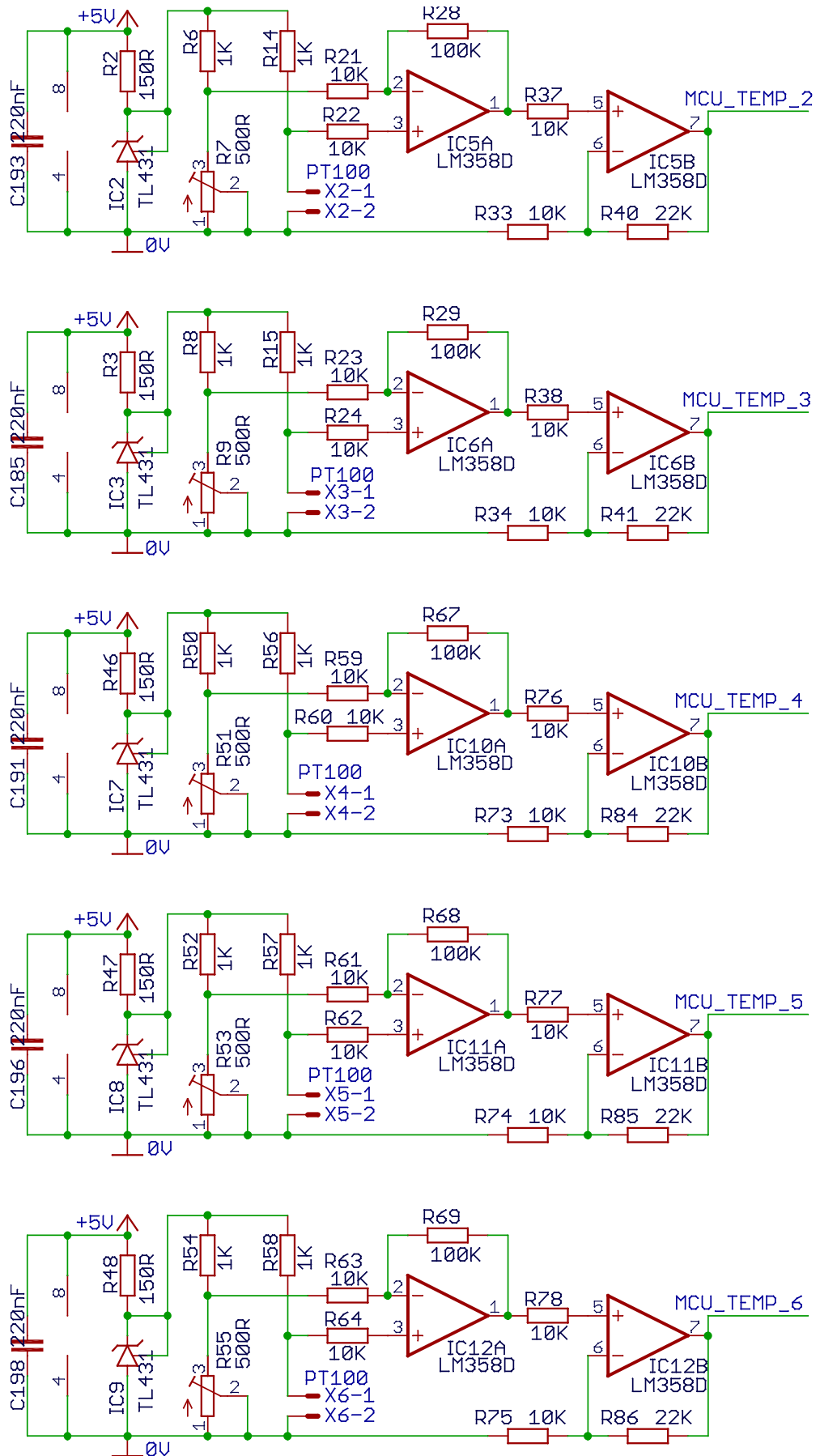


Obrázek 79: Schéma obvodu pro snímání teploty 1 / 2

Na obrázku 79 a 80 jsou uvedena zapojení obvodů pro snímání teploty kritických komponentů s využitím platinového odporového snímače PT100. Referenční zdroj IC1 poskytuje referenční napětí 2,5 V. Referenční napětí je použito jako zdroj konstantního stabilního napětí pro měřicí můstek tvořený rezistory R4, R13, trimrem pro jemné doladění R5 a měřicím platinovým čidlem na svorkách X1. Platinový odporový snímač mění lineárně s rostoucí teplotou také lineárně svůj elektrický odpor. Při 0 °C vykazuje odpor 100 Ω, při 130 °C vykazuje odpor 130 Ω. V tabulce 3 jsou uvedeny přesné hodnoty odporu v závislosti na teplotě čidla PT100 na teplotě dle normy EN60751. Přibližně s rozsahem 0 ÷ 130 °C je počítáno i v navazujícím zesilovacím stupni s využitím operačního zesilovače IC4A v neinvertujícím zapojení a se zesílením 11 a také druhém stupni v neinvertujícím zapojení se zesílením přibližně 3. Celkový zisk těchto dvou zesilovačů je tedy 33, což odpovídá přibližně plnému rozsahu analogově digitálního převodníku v použitém mikrokontroléru, na něhož je přiveden signál MCU_TEMP_1.

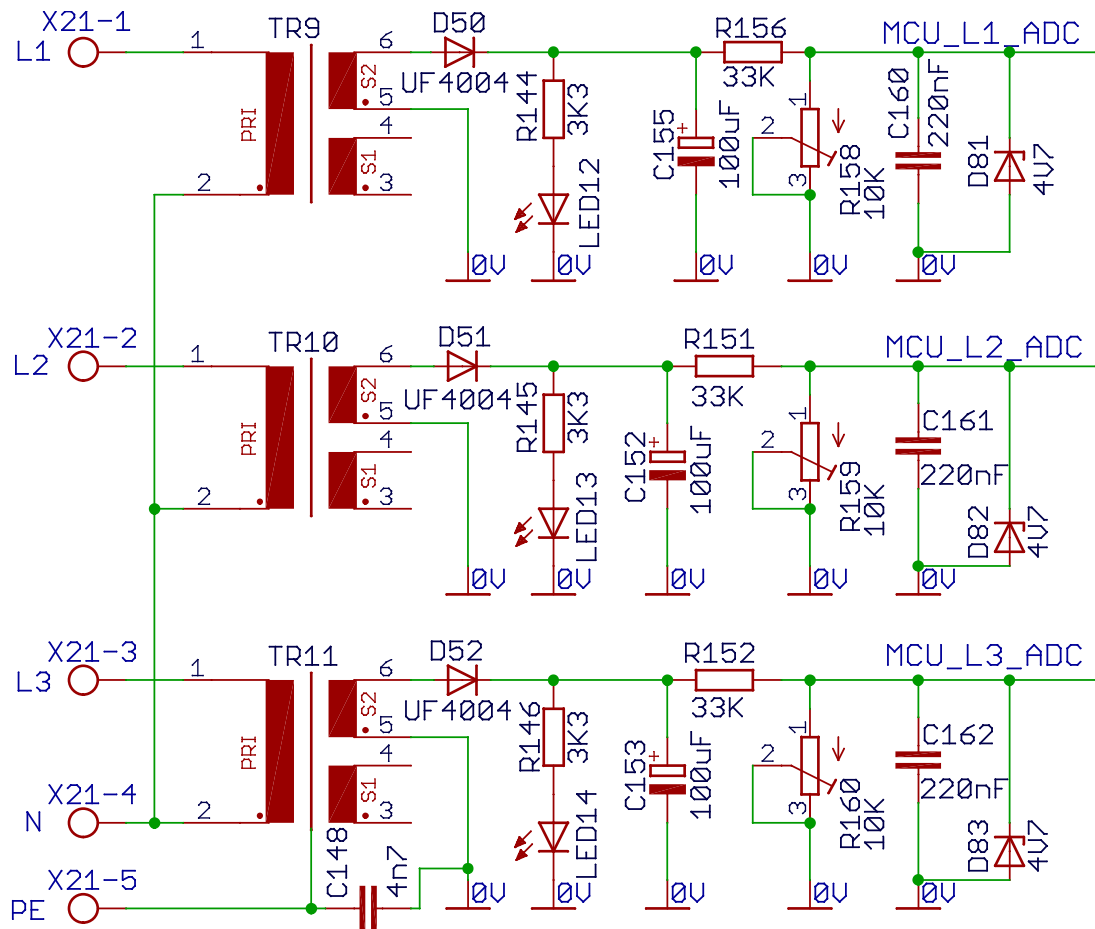
Teplota [°C]	Odpor [Ω]	Teplota [°C]	Odpor [Ω]	Teplota [°C]	Odpor [Ω]
-200	18,50	-60	76,33	80	130,9
-190	22,83	-50	80,31	90	134,7
-180	27,10	-40	84,27	100	138,5
-170	31,34	-30	88,22	110	142,3
-160	35,54	-20	92,16	120	146,1
-150	39,72	-10	96,09	130	149,8
-140	43,88	0	100,0	140	153,6
-130	48,01	10	103,9	150	157,3
-120	52,11	20	107,8	160	161,0
-110	56,19	30	111,7	170	164,7
-100	60,26	40	115,5	180	168,5
-90	64,30	50	119,4	190	172,2
-80	68,33	60	123,2	200	175,9
-70	72,34	70	127,1	210	179,5

Tabulka 3: Závislost platinového snímače PT100 na teplotě



Obrázek 80: Schémata obvodů pro snímání teploty 2 / 2

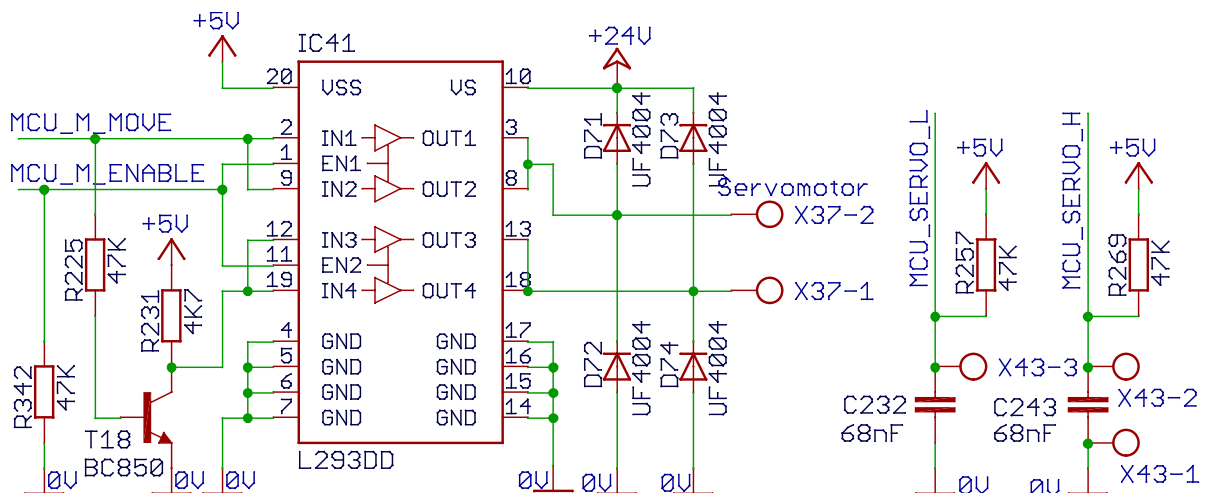
3.3.3.4 Snímání napětí napájecí sítě



Obrázek 81: Schémata obvodů pro snímání napájecího napětí všech tří fází

Na obrázku 81 jsou uvedena schémata pro snímání napětí fází L1, L2 a L3. Všechny tři obvody jsou identické, proto bude popsáno pouze jedno. Na svorku X21-1 je přivedeno fázové napětí vůči pracovnímu vodiči na svorce C21-4. Následuje malý 9VA síťový transformátor TR9, jenž nominální napětí sítě 230 V snižuje přibližně na 12 V střídavých, napětí je usměrněno jednocestným usměrňovačem D50 a vyhlazeno elektrolytickým kondenzátorem C155. Luminiscenční dioda LED12 se sériovým rezistorem R144 pro omezení proudu slouží pro indikaci přítomného napětí na řídicí desce. Pomocí odporového děliče tvořeného rezistory R156 a trimru R158 je možno usměrněné napětí snížit na takovou hodnotu, aby při běžném provozu byl využit celý rozsah A / D převodníku použitého mikrokontroléru. Zároveň tento dělič s kondenzátorem C160 tvoří filtr typu dolní propust. Zenerova dioda D81 chrání vstup A / D převodníku proti napětí vyššímu než 4,7 V. Zapojení obvodů pro měření napětí ostatních fází jsou identická.

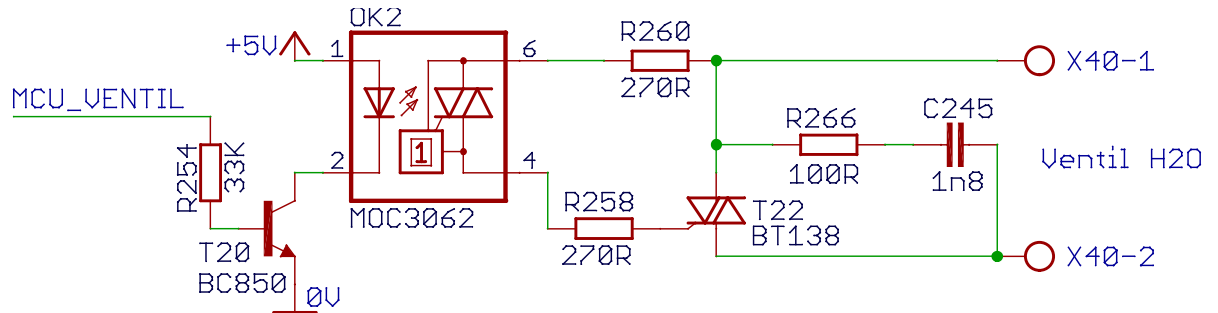
3.3.3.5 Řízení servoventilu



Obrázek 82: Schéma obvodu pro řízení servoventilu

Na obrázku 82 je uvedeno schéma pro řízení stejnosměrného motoru s cizím buzením, jenž je namontován na kulový vodovodní kohout. Celá tato sestava nahrazuje vyráběný servoventil, jenž byl pro toto využití příliš drahý. Stejnosměrná elektromotor je vybaven převodovkou, jež zajišťuje rychlost otáčení jedné otáčky za minutu a poskytuje moment 20 N·m při napájení z 24 V. K řízení byl vybrán integrovaný obvod L293D, jenž v sobě obsahuje dva plné můstky tranzistorů s odděleným řídicím a pracovním napětím. Signálem MCU_M_MOVE je řízen směr otáčení motoru, signálem MCU_M_ENABLE je spuštěn či zastavován motor z mikrokontroléru. Rezistory R225, R231 s tranzistorem T18 vytváří inverzní logický signál do obvodu L293. Diody D71, D72, D73 a D74 slouží jako napěťová ochrana obvodu L293 při komutaci proudu motorem. Jako zpětná vazba slouží 2 spínače umístěné na ose mezi motorem a kulovým kohoutem, jejichž dorazy lze libovolně nastavovat a určují tak rozsah otáčení kohoutu. Spínače jsou připojeny na svorky X43-3 + X43-1 a X43-2 + X43-1. Rezistory R257 a R269 udržují logickou 1 na signálech MCU_SERVO_L a MCU_SERVO_H, pokud není sepnut některý ze spínačů. Kondenzátory C232 a C243 slouží pro potlačení zákmitů na spínačích.

3.3.3.6 Řízení vodního ventilu

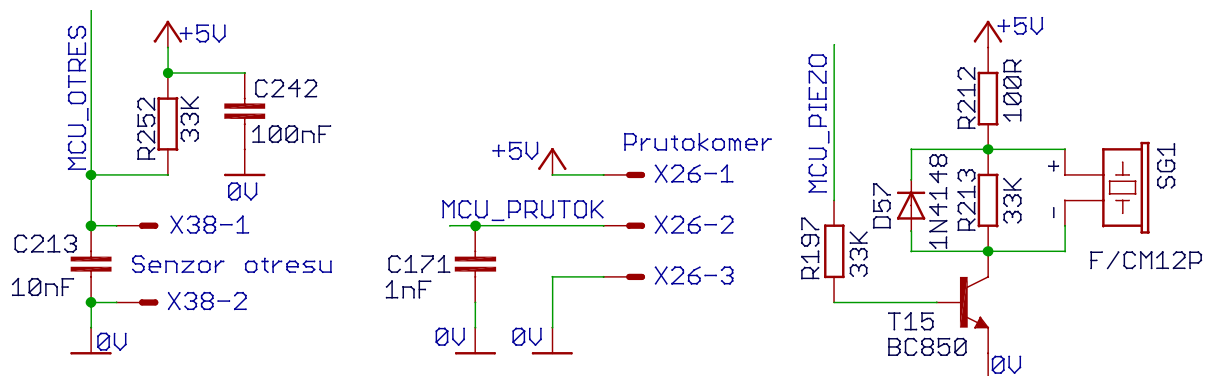


Obrázek 83: Schéma obvodu pro řízení vodního ventilu

Na obrázku 83 je uvedeno schéma pro řízení vodního ventilu. Signálem MCU_VENTIL z mikrokontroléru je řízen tranzistor T20 přes omezující rezistor R254. Tranzistorem je řízena dioda v optotriaku OK2. Optotriak OK2 řídí spínání hlavního triaku T22, jenž ovládá střídavý elektromagnet na svorkách X40, jenž otevírá či zavírá průtok chladící vody do celého zařízení. Rezistor R266 a kondenzátor C245 slouží k omezení napěťových špiček na triaku T22.

3.3.3.7 Ostatní pomocné obvody

Součástí mikroprocesorové jednotky jsou i další drobné jednoduché obvody, jež budou shrnuty v této kapitole. Na následujícím obrázku 84 je znázorněn senzor otřesů, průtokoměr a piezoměnič generací varovných tónů.

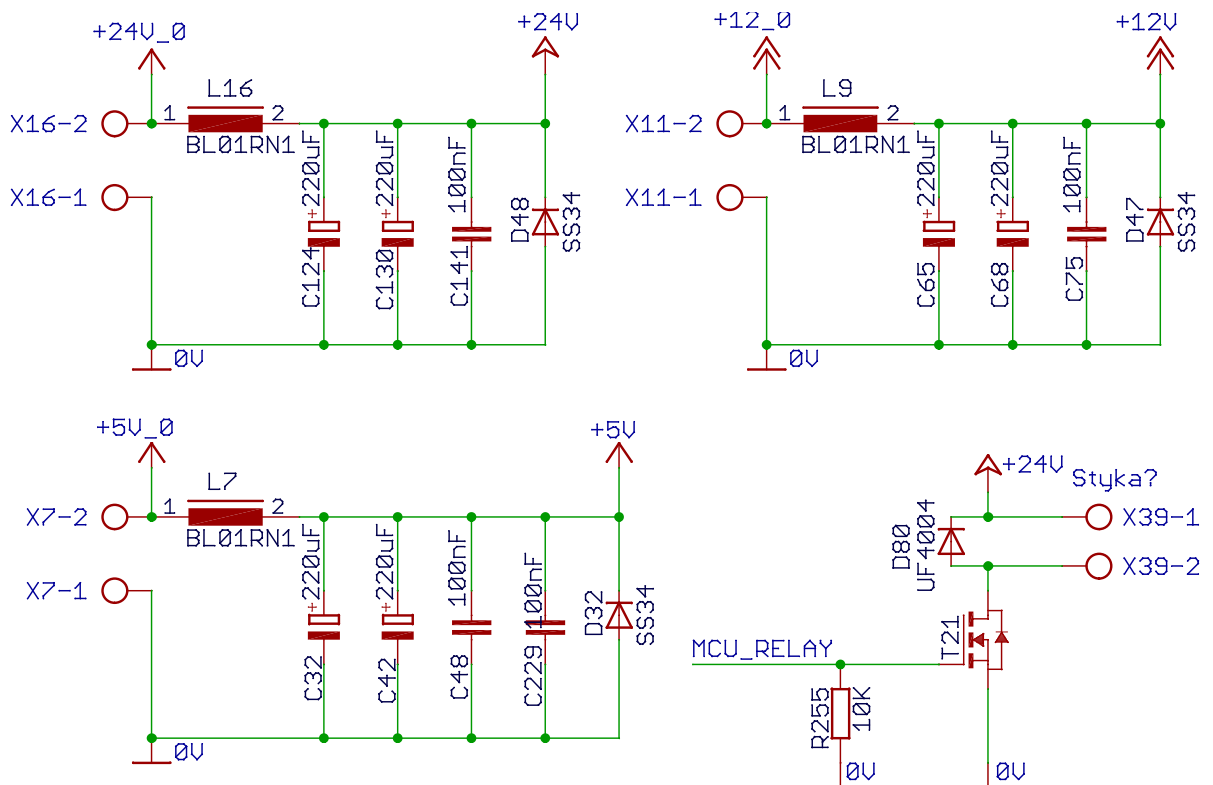


Obrázek 84: Schémata senzoru otřesů, průtokoměru a piezokrystalu

Senzor otřesů je realizován malou kovovou kuličkou, jež je umístěna ve vhodném pouzdře, při prudkém vychýlení polohy celého zařízení je přerušena vodivá cesta, jíž vytváří kulička se svým okolím a to je zaznamatelné mikrokontrolérem. Na obrázku 84 vlevo je tento senzor připojen na svorky X38. Kondenzátor C213 slouží k potlačení zákmitů, rezistor R252 uvádí klidový stav obvodu do stavu logické jedničky. Druhým senzorem uprostřed je objemový průtokoměr. Uvnitř průtokoměru se nachází lopatková turbínka, jež

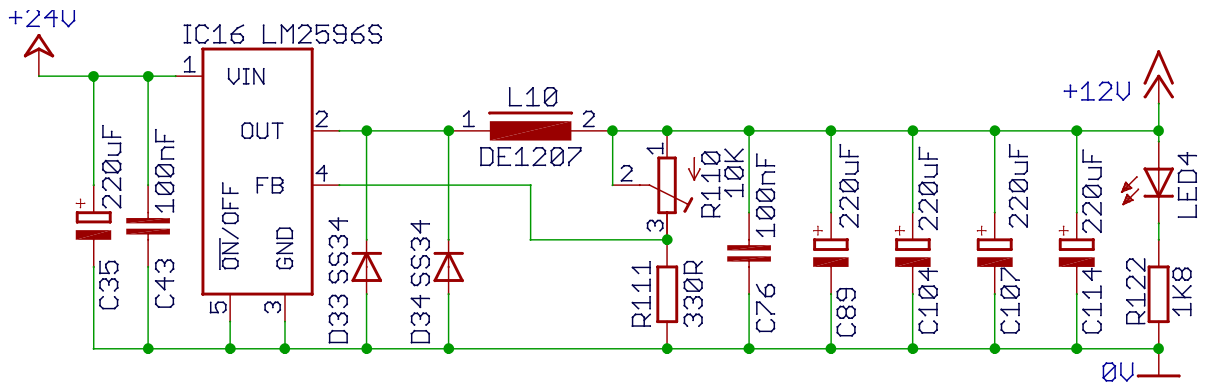
se průtokem vody otáčí a Hallova sonda vytváří impulzy v rytmu otáčení. Hallova sonda připojuje signál na společnou zem, potřebný pull-up rezistor je již integrován ve vlastním průtokoměru. Přídavný kondenzátor C171 slouží k potlačení zákmitů. Třetím obvodem vpravo je připojení malého piezoměniče k mikrokontroléru. Řídicí signál MCU_PIEZO generovaný mikrokontrolérem otevírá tranzistor T15 přes omezující rezistor R197. Tím je piezoměnič připojen na napájecí napětí. Rezistor R212 slouží pro omezení proudu piezoměničem v případě zkratu. Rezistor R213 slouží k rychlejšímu odčerpání náboje z piezokrystalu.

Na následujícím obrázku 85 jsou znázorněny LC filtry pro filtraci napájecího napětí do mikroprocesorové desky řízení za účelem filtrace napájecího napětí, jež je vedeno vodiči od zdrojové části. Tlumivky T7, L9 a L16 jsou realizovány feritovými perlami. Obvod vpravo dole slouží ke spínání stykače mikrokontrolérem pomocí signálu MCU_RELAY. Rezistor R255 slouží k definování stavu v okamžiku inicializace mikrokontroléru na logickou nulu. Tranzistor T21 pak spíná vlastní cívku stykače. Dioda D80 slouží k omezení indukovaného napětí na stejnosměrné cívce stykače při rozepnutí tranzistoru T21.



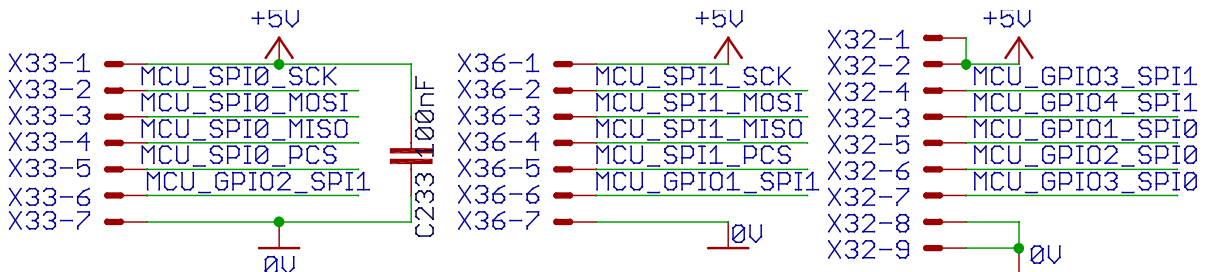
Obrázek 85: Schémata LC filtrů napájení a ovládání stykače

Na následujícím obrázku 86 je uveden spínaný snižující zdroj sloužící jako zdroj pro všechny ventilátory, jež jsou v zařízení. Popis regulace k ventilátorům již byl uveden v kapitole 3.3.3.2 a i tento zdroj s obvodem LM2596S byl již popsán v 3.3.2.



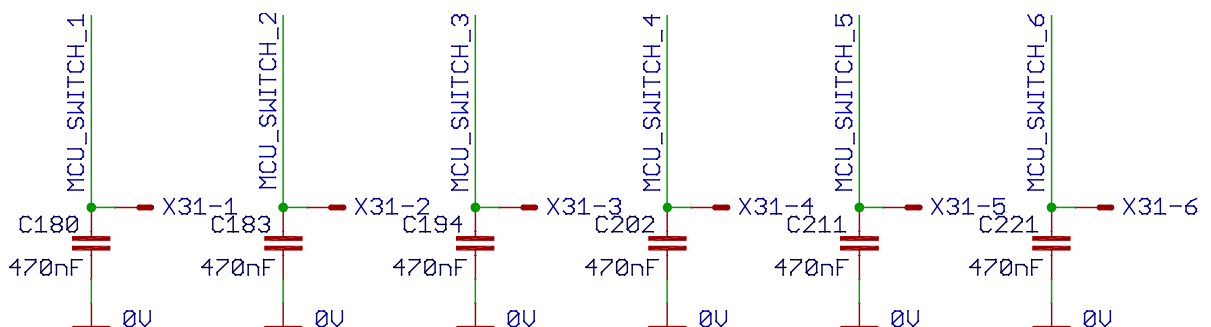
Obrázek 86: Schémata snižujícího zdroje pro ventilátory

Na následujícím obrázku 87 je uvedeno zapojení konektorů pro LCD displeje připojené přes SPI rozhraní. V pravé části je pak zapojení konektoru pro externí ovládání blíže popsáno v kapitole 3.3.4.



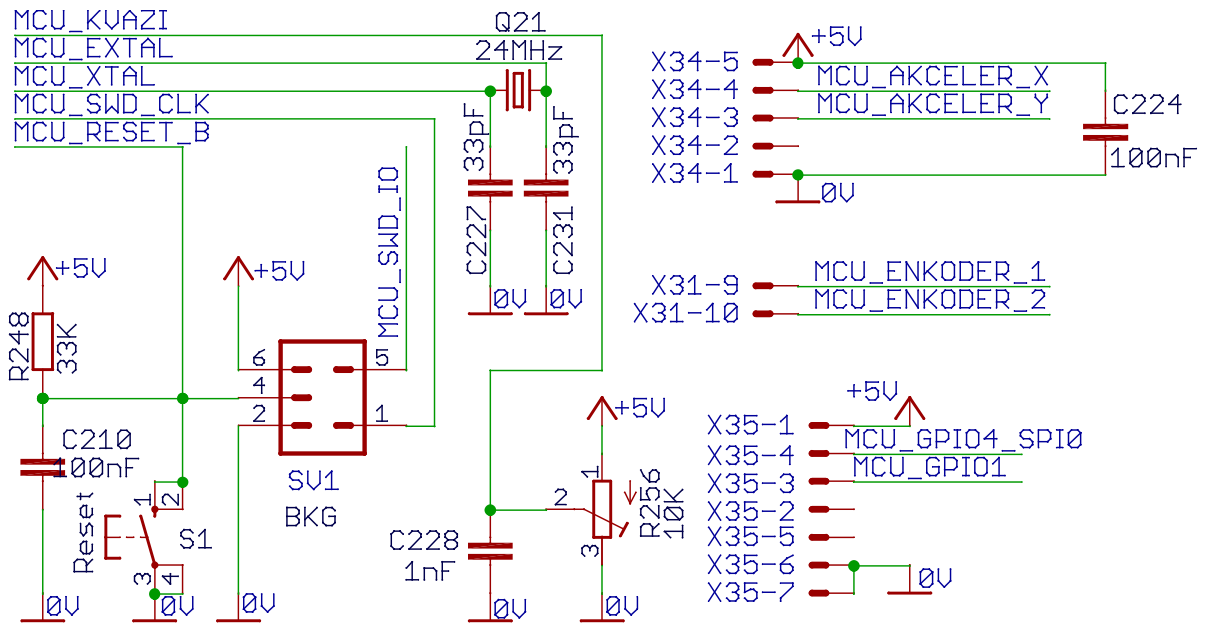
Obrázek 87: Zapojení konektorů pro SPI displeje a externí ovládání

Na následujícím obrázku 88 je uvedeno zapojení tlačítek, jež slouží k ovládání celého indukčního ohřevu. Na svorkách X31-1, X31-2, X31-3, X31-4, X31-5 a X31-6 jsou připojena jednotlivá tlačítka proti společné zemi. Kondenzátory C180, C183, C194, C202, C211 a C221 slouží k potlačení zákmitů na tlačítkách. Signály MCU_SWITCH_1 až MCU_SWITCH_6 jsou připojeny na vstupy mikrokontroléru, v nichž jsou povoleny interní pull-up rezistory.



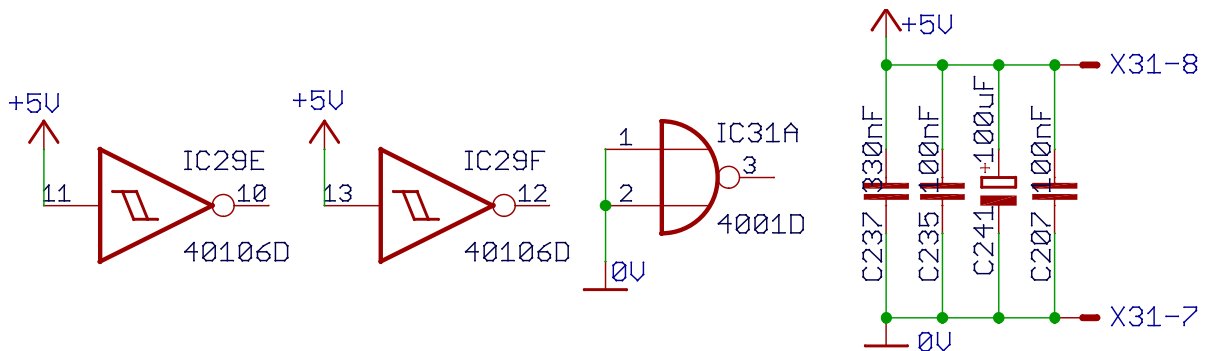
Obrázek 88: Zapojení tlačítek na ovládacím panelu

Na následujícím obrázku 89 je uvedeno zapojení programovacího konektoru, připojení resetovacího obvodu a krystalového oscilátoru k mikrokontroléru a také připojení dvousosého akcelerometru ke konektoru X34, rotačního enkodéru pro ovládání ke konektoru X31 a nevyužité piny mikrokontroléru ke konektoru X35.



Obrázek 89: Zapojení konektoru BKG, zapojení zbylých konektorů

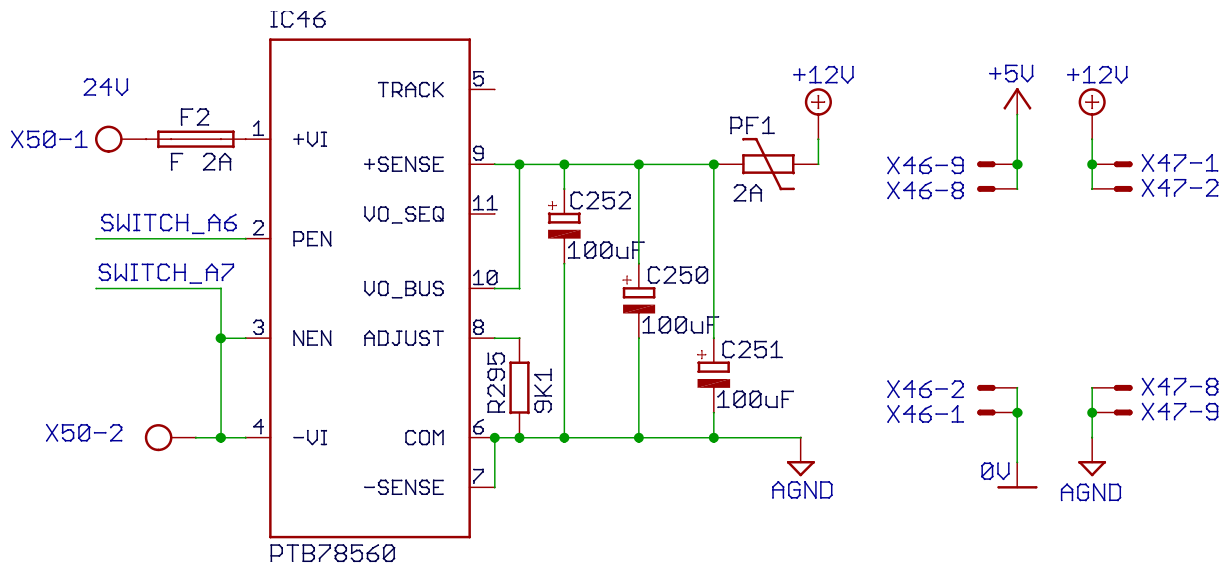
Na následujícím obrázku 90 jsou pro úplnost uvedeny napájecí piny integrovaných obvodů, blokovací kondenzátory, jež se nevešly do schémat již popsaných částí a také zapojení nevyužitých hradel integrovaných obvodů.



Obrázek 90: Schéma nevyužitých hradel, napájení IO a blokovací kondenzátory

3.3.4 Externí ovládání + zdroj

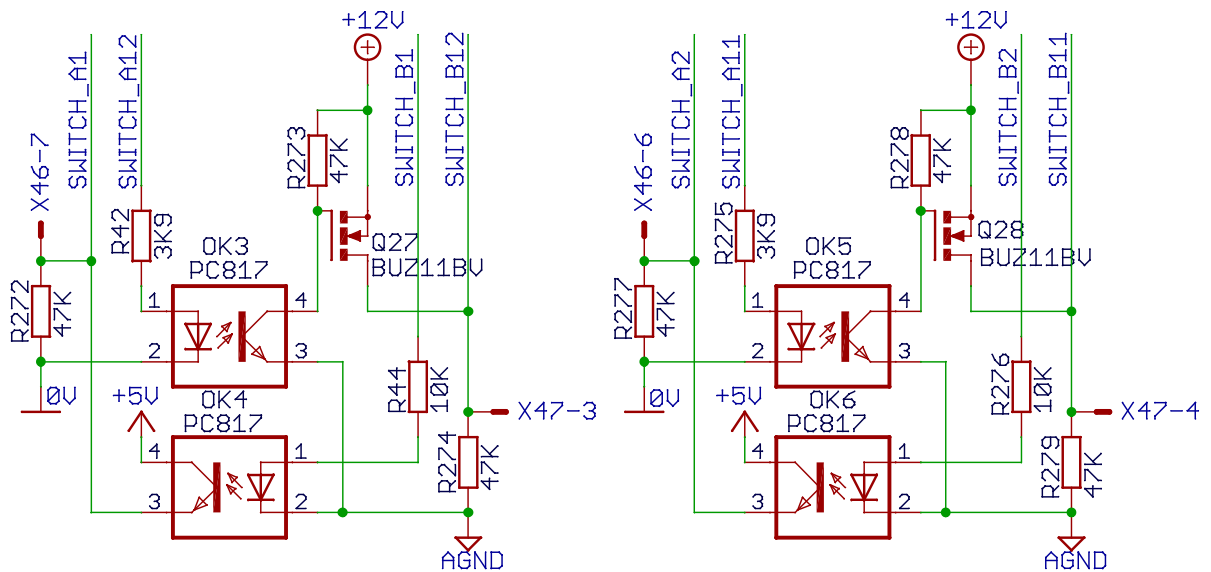
Pro nevyužité piny mikrokontroléru vyvedené na konektor X32 vzniklo následující zapojení, jež umožňuje uživateli externího ovládání indukčního ohřevu prostřednictvím zaslání dat do mikrokontroléru, případně naopak data z mikrokontroléru číst či ovládat další externí zařízení připojené k indukčnímu ohřevu. Možnosti jsou neomezené a jejich případné využití či nevyužití ukáže až čas. Jako externí konektor byl zvolen průmyslový konektor Canon 9. Celkem je k dispozici 5 datových vodičů, dva kladné napájecí napětí 12 V a dva piny jsou společná zem. Všechny piny v konektoru Canon 9 jsou galvanicky oddělené od řídicí elektroniky indukčního ohřevu izolační bariérou 4 kV. K tomuto účelu bylo zapotřebí tento obvod vybavit o galvanicky oddělený zdroj poskytující 12 V. K tomu byl využit DC / DC měnič PTB78560, jenž poskytuje při 12 V až 30 W výkonu. Zdroj je zobrazen na obrázku 91.



Obrázek 91: Zapojení DC/DC zdroje PTB78560

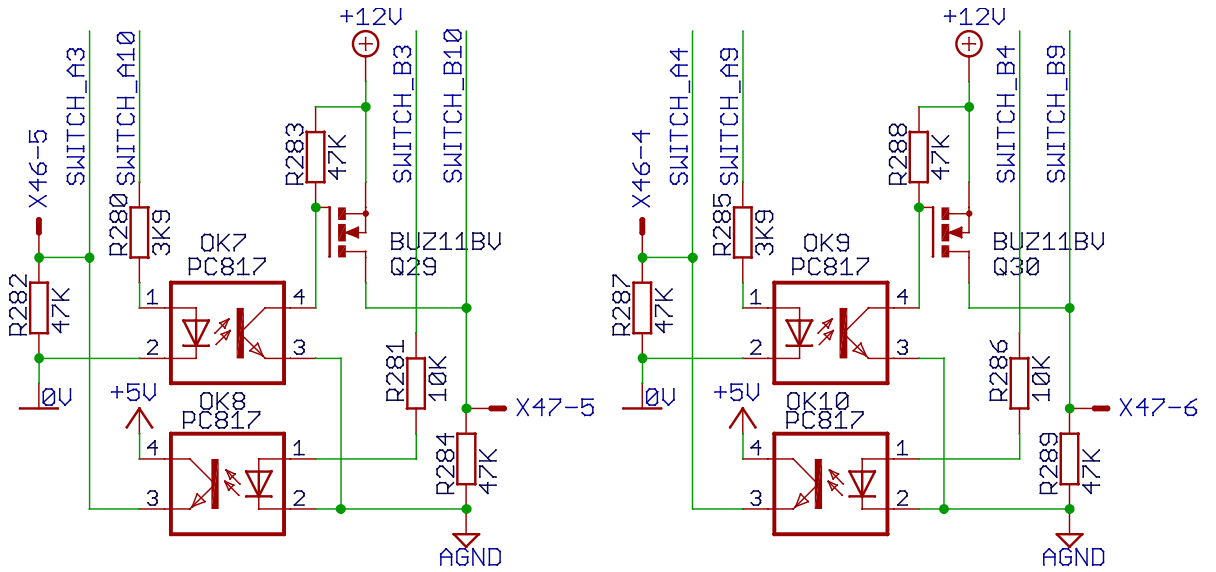
Napájecí napětí + 24 V je připojeno na svorky X50 a vedeno pojistkou F2. Činnost měniče je možné zakázat spojením pinu 2 s napájecí zemí, jinak je tento pin v zapojení otevřeného kolektoru a interně povolen. Výstupní napětí měniče je dáno rezistorem R295 a je nastaveno na 12 V. Kondenzátory C252, C250 a C251 slouží jako vyhlazovací. Na výstupu je osazena vratná polyswitch pojistka pro případ přetížení či zkratu na externím konektoru.

Na následujících obrázcích 92, 93 a 94 jsou uvedena schémata izolačních optočlenů zajišťující galvanické optické oddělení obvodů od mikroprocesorové desky.

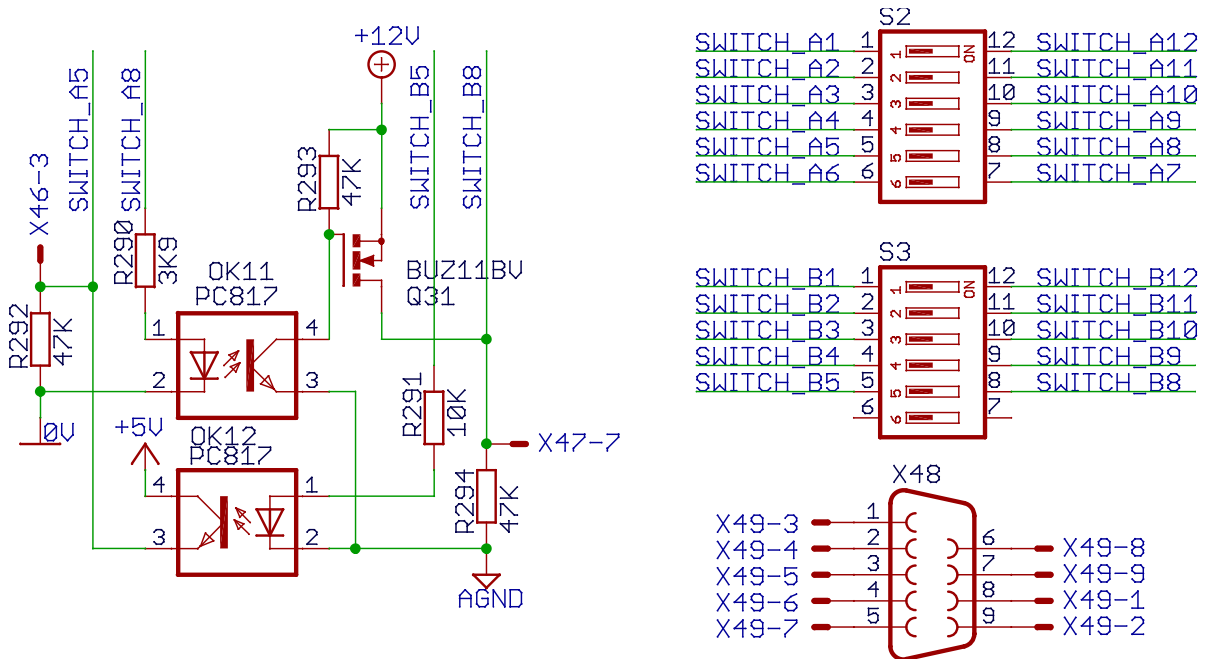


Obrázek 92: Zapojení izolačních optočlenů 1 / 3

Schématy pro jednotlivé piny jsou identická, proto bude popsáno pouze jedno schéma. Signál od mikrokontroléru je připojen prostřednictvím konektoru X46-7. Rezistor R272 definuje stav při inicializaci mikroprocesoru. Na vodičích SWITCH_A1 a SWITCH_A12 je připojen DIP vypínač. Pokud je sepnutý, bude komunikace probíhat od mikrokontroléru do externího konektoru. Poté mikrokontrolér napájí přes omezující rezistor R42 vysílací diodu optočlenu OK3. Na sekundární oddělené straně je přizemněn vodič připojen na hradlo P-FET unipolárního tranzistoru Q27 a ten je následně sepnut. Na svorku X47-3 je tak přivedeno napětí + 12 V z izolovaného zdroje schopného dodat v součtu až 30 W. Pokud bude DIP vypínač na svorkách SWITCH_A1 a SWITCH_A12 rozepnut a bude naopak sepnut druhý DIP vypínač na svorkách SWITCH_B1 a SWITCH_B12, probíhá komunikace opačným směrem. Signál přivedený na svorku X47-3 napájí přes omezující rezistor R44 vysílací diodu optočlenu OK4. Tranzistor na výstupu přivádí na konektor X46-7 napájecí napětí + 5 V, jež je snímáno mikrokontrolérem. Z předešlého popisu je zřejmé, že komunikace může být obousměrná, ale její směr je pevně dán nastavením DIP přepínačů u všech 5 komunikačních pinů. Možné využití těchto obvodů v době psaní práce není zatím určeno. Na následujících obrázcích 92 a 93 jsou uvedena schémata ostatních pinů včetně dvou šestic DIP přepínačů a výstupního Canon konektoru. Konektor je připojen na svorky X47 kabelem prostřednictvím konektoru X49 přímo na desce konektoru Canon 9.



Obrázek 93: Zapojení izolačních optočlenů 2 / 3

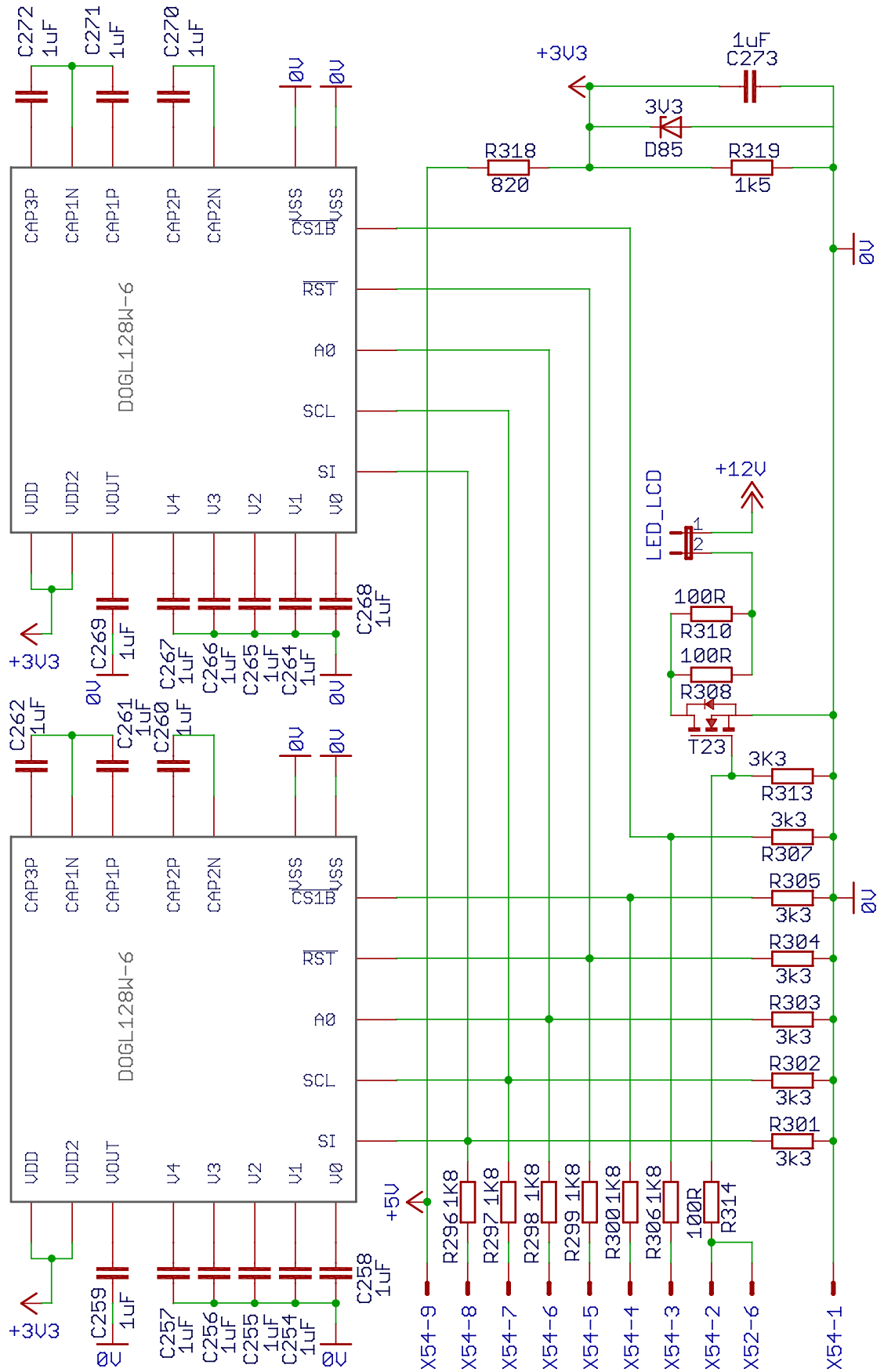


Obrázek 94: Zapojení izolačních optočlenů a DIP přepínačů 3 / 3

3.3.5 Zapojení LCD displejů

Všechny provozní a kritické stavy indukčního ohřevu jsou vizualizovány na dvou monochromatických grafických LCD displejích se zeleným podsvícením. Jeden displej slouží především pro obsluhu tohoto zařízení, kde je zobrazen aktuální a nastavený výkon, proud tekoucí měničem, informace o kritických prvcích, časovač a do budoucna s postupnými aktualizacemi firmwaru mnoho dalších. Druhý displej má především informativní charakter o všech nekritických parametrech všech veličin, jež jsou snímány, měřeny, a parametrech, jež jsou vyhodnocovány.

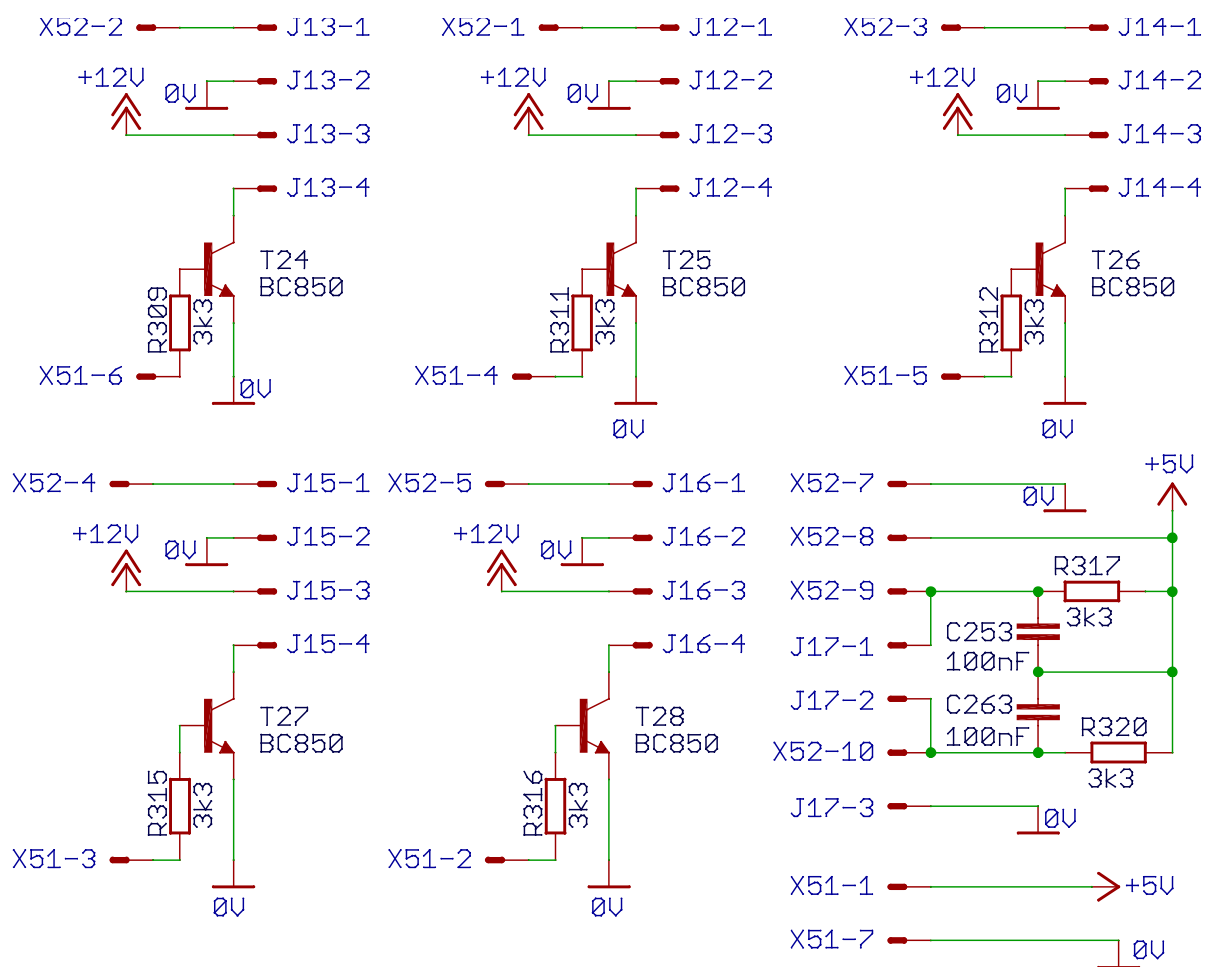
Na následujícím schématu na obrázku 95 je uvedeno zapojení okolo těchto LCD displejů. Datová svorka X54 slouží k řízení celého tohoto podobvodu. Vlastní displeje jsou napájeny z 3,3 V, jež je získáno sražením pomocí Zenerovy diody D85 z 5 V napájecí větve přes omezovací odpor R318. Zapojení kondenzátorů okolo LCD displejů je dle doporučení výrobce. Rezistory R296 ÷ R307 slouží jako level shiftery pro úpravu 5V logické úrovně na 3,3 V pro displeje. Datovým signálem na rezistoru R314 je ovládáno externí podsvícení LCD displejů pomocí zelených LED diod. Rezistor R313 slouží k definování stavu při inicializaci programu, tranzistorem T23 se spíná vlastní LED podsvícení a proud je omezován rezistory R308 a R310.



Obrázek 95: Zapojení LCD displejů

3.3.6 Zapojení LED tlačítek

Zařízení je ovládáno prostřednictvím pěti tlačítek a jednoho rotačního enkodéru. Všechna tlačítka jsou barevně podbarvena LED diodou různé barvy. Tlačítko START zeleně, tlačítko STOP červeně, tlačítko FUNKCE bíle a tlačítka šipek nahoru a dolů modře. Integrované LED diody jsou napájeny z 12 V a jsou spínány tranzistory znázorněnými na schématu na následujícím obrázku 96. Konektory J12 až J16 představují vlastní tlačítka. Piny 1 a 2 jsou připojeny ke spínacímu kontaktu a piny 3 a 4 jsou připojeny k LED diodě. Konektor X52 je umístěn na desce s displeji, kde jsou zároveň připojeny i tlačítka a rotační enkóder. Ten představuje konektor J17.

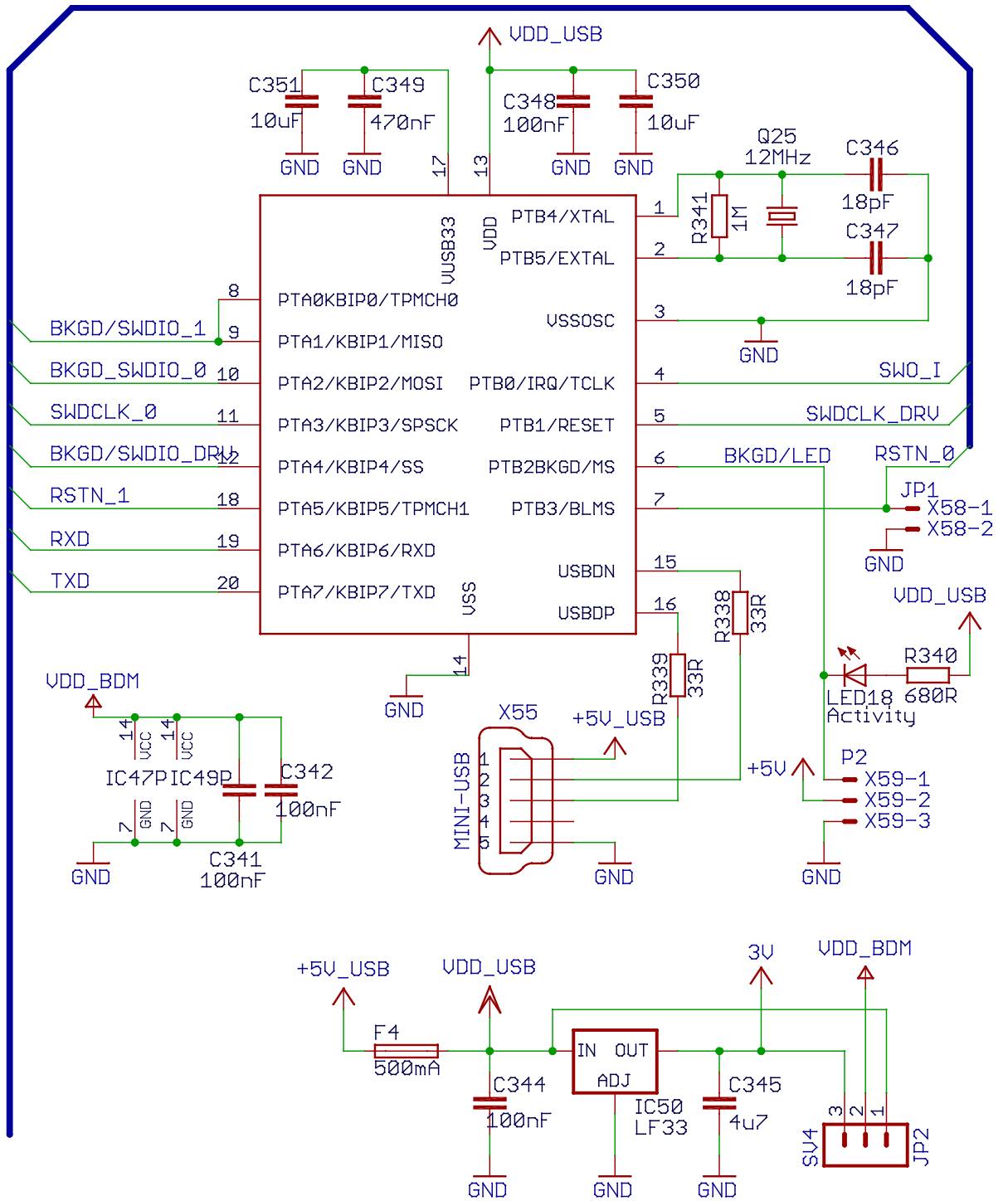


Obrázek 96: Zapojení tlačítek a rotačního enkodéru

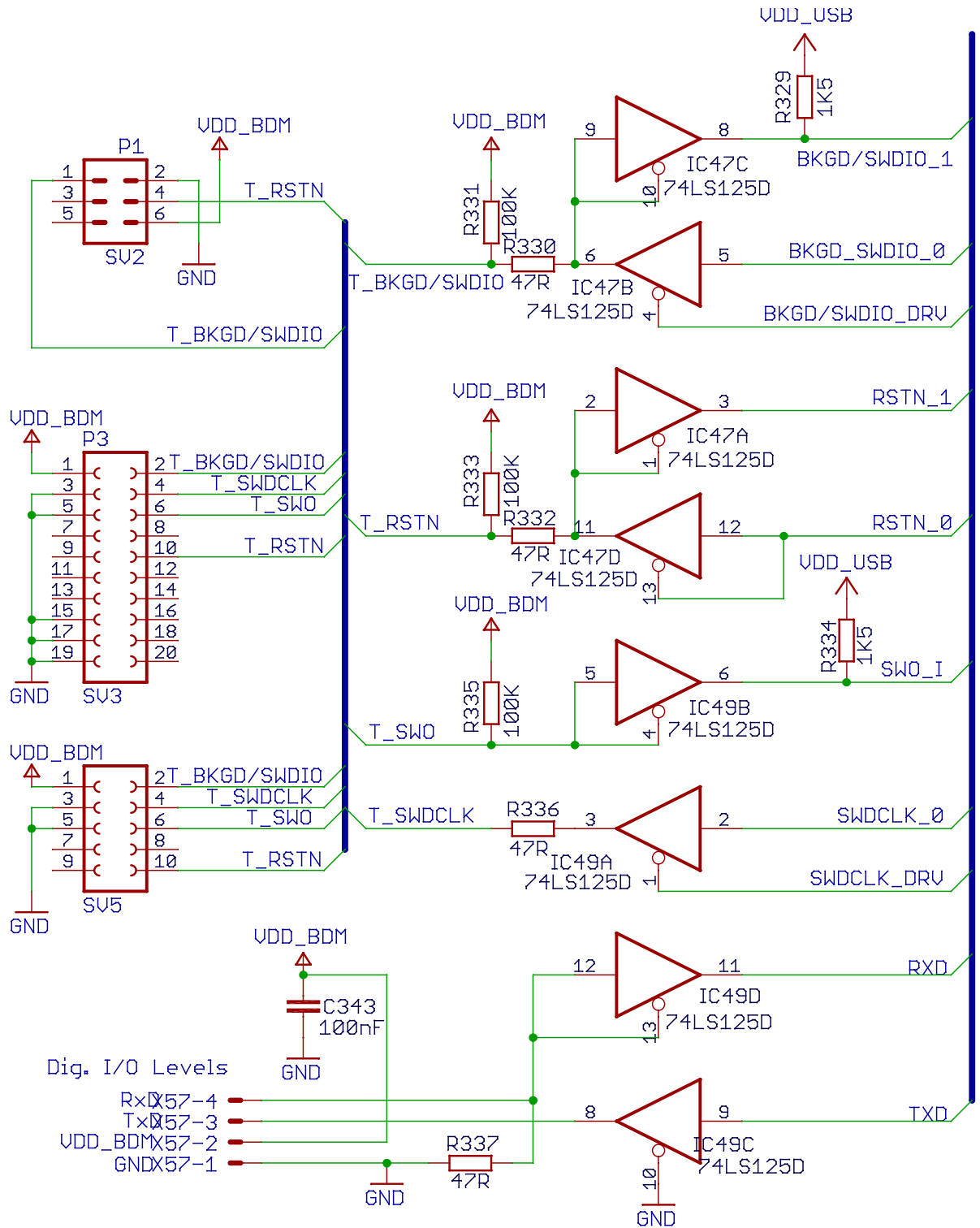
3.3.7 Programátor USBDM

K propojení zařízení a počítače jsem vybral programátor USBDM_SWD_JS16CWJ, jehož domovská stránka se nachází na webové adrese uvedené v odkaze [29]. Tento programátor umožňuje programovat mikrokontroléry firmy NXP rodin HCS08, HCS12, Coldfire V1 a též ARM Kinetis, jenž je osazen v tomto zařízení. Programátor USBDM je licencovaný jako svobodný software a je jej tedy možné šířit nebo modifikovat za podmínek uvedených v licenci GNU General Public License, vydávané Free Software Foundation. K výrobě vlastního programátoru není potřeba žádný jiný programátor. Mikrokontrolér MC9S08JS16CWJ, jenž řídí tento programátor, má bootloader pro komunikaci s PC. Programátor stačí zapájet, poté dočasně propojit propojku JP1, jež zajistí, že se po připojení mikrokontroléru k USB portu zaktivuje v jeho ROM paměti bootloader umožňující čtení, mazání a zápis firmwaru do jeho flash paměti. Pomocí příslušného programu v PC zapíšeme upravený bootloader. Po následném odpojení a připojení k USB portu nainstalujeme ovladače USBDM do PC. Nyní můžeme přistoupit k nahrání řídicího firmware do flash paměti procesoru pomocí aplikace v PC. Jakmile je firmware USBDM naprogramovaný, odpojíme programátor, odstraníme propojku a po následném připojení se programátor ohlásí jako USBDM BDM Interface. Programátor funguje spolehlivě ve Windows i v Linuxu.

Vlastní programátor blokuje činnost mikrokontroléru prostřednictvím signálu reset, pokud nejsou jeho obvody napájeny. Proto jsem využil malé modifikace, takže je programátor napájen trvale přes sériový rezistor o hodnotě 47 ohmů z 5V napájecí sítě mikroprocesorové jednotky. Tím je zajištěno, že činnost mikrokontroléru není omezena v době, kdy není USB konektor připojen k PC za účelem debugování či nahrávání nového firmwaru. Na následujících obrázcích 97 a 98 je uvedeno celé schéma programátoru. Jak již bylo řečeno, konektor JP1 slouží pouze při nahrávání firmwaru do programátoru, konektor JP2 slouží k výběru napájecího napětí do programovaného mikrokontroléru ÷ v tomto případě jsou svorky rozpojeny. Obvody 74LS125 slouží jako budiče sběrnice pro proudové posílení. Konektor X57 není využit, nicméně slouží jako sériové rozhraní (UART). Výstupní univerzální konektory SV2, SV3 a SV5 slouží k připojení různých mikrokontrolérů. V případě Kinetisu byl využit konektor SV3.



Obrázek 97: Zapojení programátoru USBDM – část 1



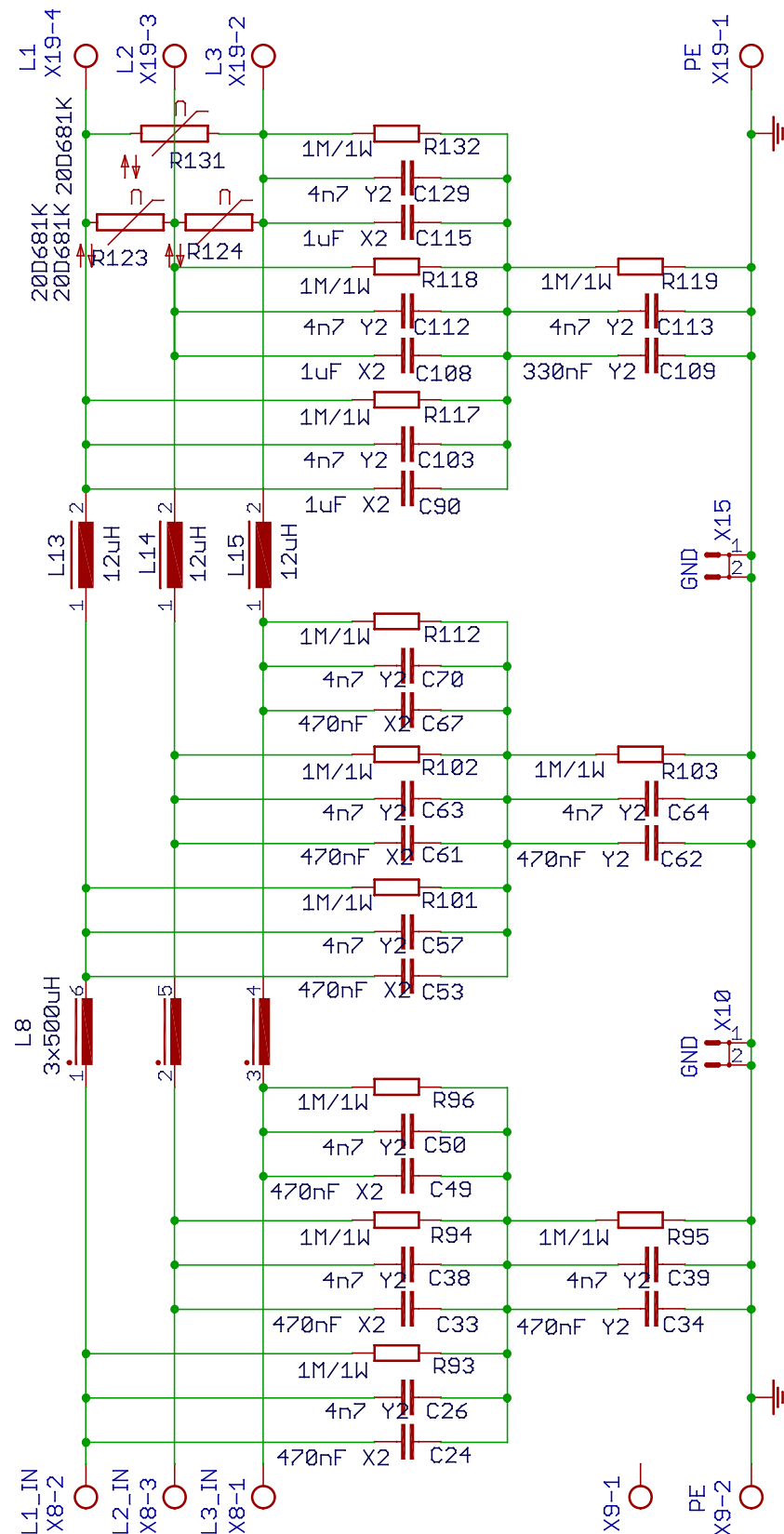
Obrázek 98: Zapojení programátoru USBDM – část 2

3.4 Výkonová část

3.4.1 Síťový odrušovací filtr

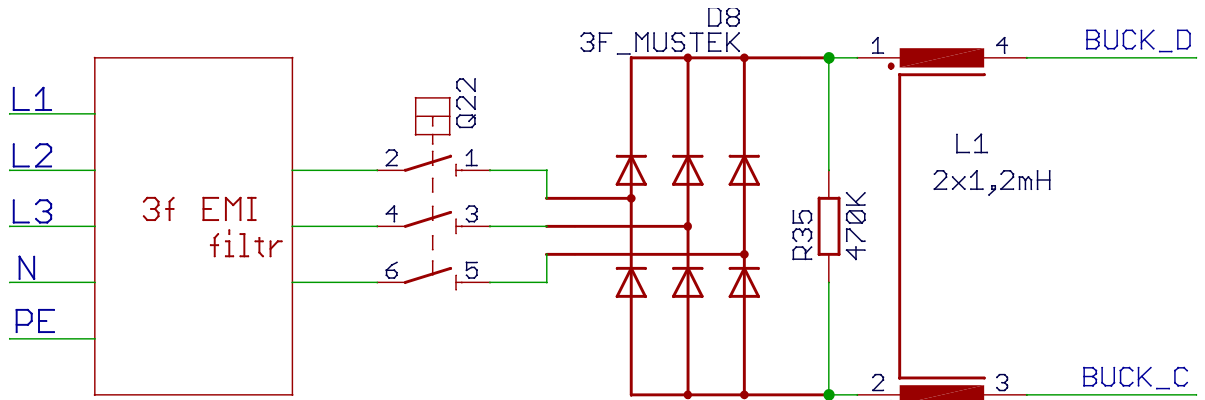
K ochraně před působením vysokofrekvenčního rušení šířícího se po vedení se používají odrušovací filtry, nejčastěji filtry LC typu dolní propust, jež bez potlačení propouštějí signály (proudy) s kmitočtem nižším, než je určitý mezní kmitočet f_m , a naopak tlumí složky, jejichž kmitočet je vyšší než tento mezní kmitočet. Existuje řada druhů odrušovacích filtrů EMC. Síťový odrušovací filtr se připojuje ke zdroji rušení (obvykle napájecí síti) tak, že jeho síťové svorky představují současně i vstupní svorky odrušovaného zařízení. Odtud plyne, že pro správnou funkci síťového filtru je stejně jako jeho "vnitřní" elektrické zapojení důležitá i jeho celková konstrukce včetně správného umístění a upevnění na odrušovaném zařízení. Odrušovací filtry jsou zabudovány v kovových stínících krytech ve tvaru krabic nebo válců, přičemž kryt je vždy spojen s ochranným vodičem sítě. Správné zapojení filtru do napájecího vstupu odrušovaného zařízení musí být takové, aby rušivé "síťové" signály mohly vstupovat do zařízení jen průchodem přes filtr a nikoliv různými parazitními cestami "kolem" filtru.

Základem síťového filtru pro tento indukční ohřev na obrázku 99 jsou 4 tlumivky (jedna trojitá na společném feritovém jádře a 3 jednotlivé na feritových jádrech), 9 + 9 kondenzátorů třídy X2 a 3 + 3 kondenzátory třídy Y2. K tomu připadá 12 vybíjecích odporů o hodnotě 1 M Ω a 3 varistory pro omezení případného impulsního přepětí v síti. Filtr obsahuje na vstupu odrušovací kondenzátory C24, C26, C33, C38, C49, C50 třídy X2 zapojené mezi fázové vodiče do hvězdy (odrušuje protifázové složky rušivých proudů) a bezpečnostní kondenzátory C34 a C39 třídy Y2 mezi fázovými vodiči (střed hvězdy) a zemnicím vodičem k odrušení soufázových složek rušivého signálu. Dále následuje trojitá proudově kompenzovaná tlumivka L8, odrušovací kondenzátory C53, C57, C61, C63, C67 a C70 třídy X2 a kondenzátory C62 a C64 třídy Y2. Pro zvýšení útlumu protifázových rušivých signálů jsou do filtru připojeny další 3 tlumivky L13, L14 a L16 bez společné vazby a další kondenzátory C90, C103, C108, C112, C115 a C129 třídy X2 a kondenzátory C109 a C113 třídy Y2. Rezistory R93, R94, R96, R95, R101, R102, R112, R103, R117, R118, R132 a R119 slouží k vybíjení náboje všech kondenzátorů filtru v době odpojení od napájecí sítě. Veškeré tlumivky jsou dimenzovány na protékající proud 15 A.



Obrázek 99: Schéma zapojení 3f odrušovacího filtru

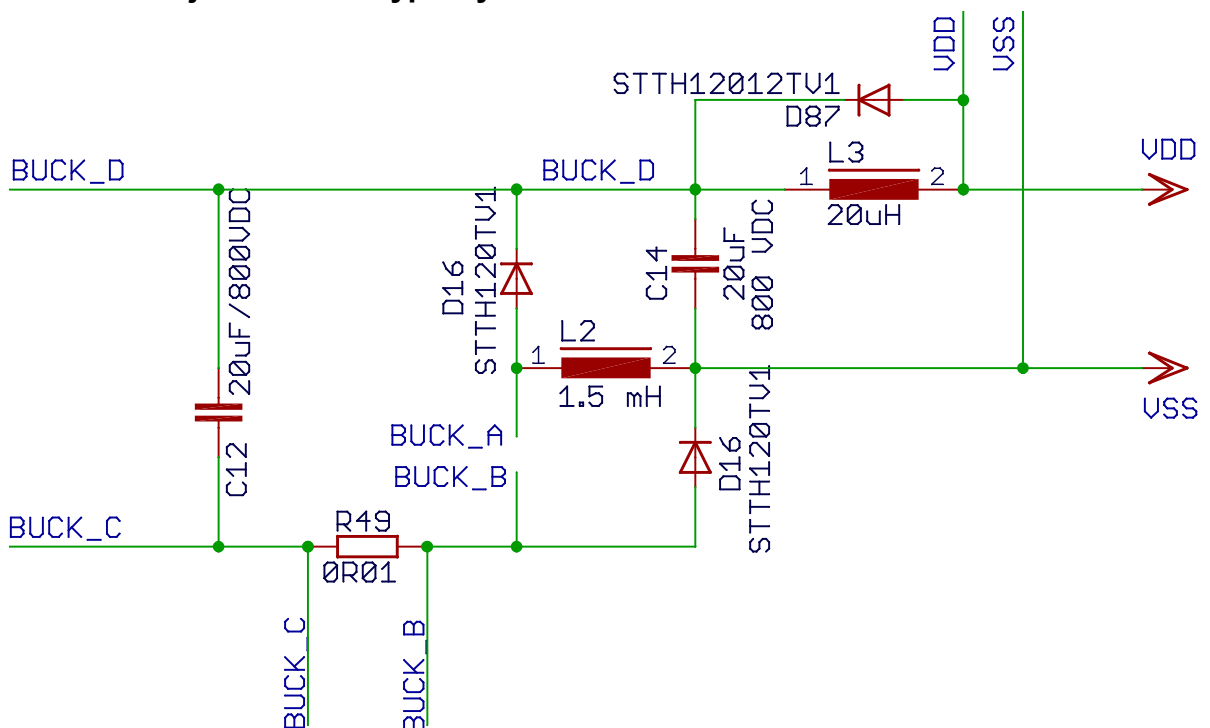
3.4.2 Stykač, usměrnění, filtr



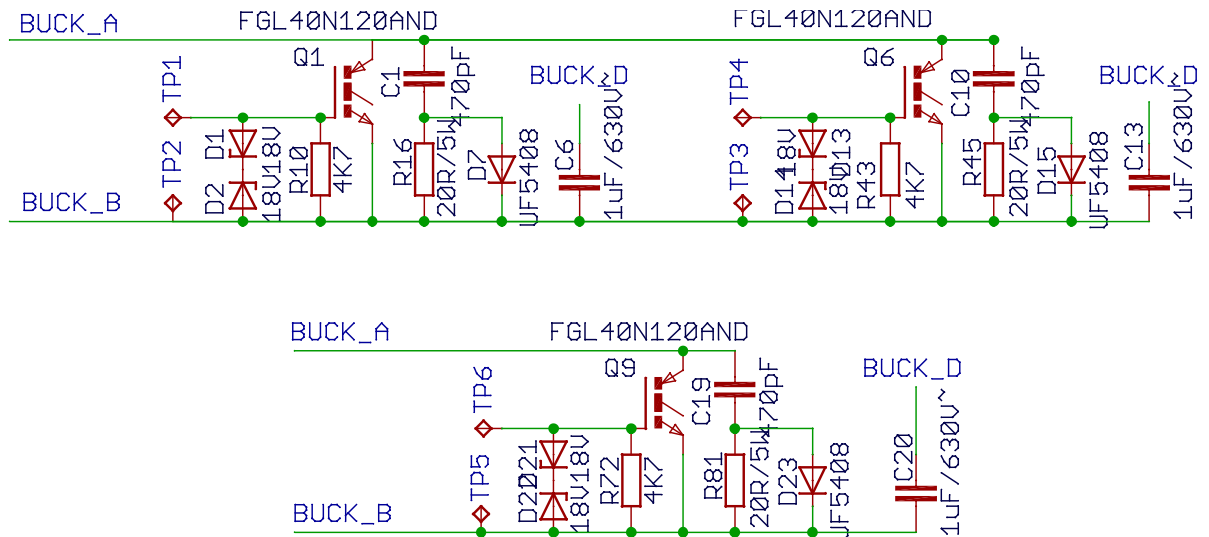
Obrázek 100: Schéma zapojení 3f vstupního obvodu

Celé zařízení je napájeno z 3f sítě 3 x 400V 50Hz. Prvním spínacím prvkem ve schématu na obrázku 100 je stykač Q22. Aby bylo čím tento stykač řídit, je pomocný spínaný jednočinný zdroj zapojen na jednu z fází proti pracovnímu vodiči ještě před tímto stykačem a zapínání pomocného zdroje je řešeno malým jednofázovým vypínačem. Před stykačem je zařazen síťový odrušovací filtr popsany v předešlé kapitole. Za stykačem následuje třífázový můstkový neřízený usměrňovač složený ze šesti usměrňovacích diod. Za usměrňovačem je zařazena tlumivka L1 pro potlačení soufázových složek rušivých proudů. Za touto tlumivkou následuje snižující výkonový měnič uvedený na obrázku 101 a 102.

3.4.3 Snižující měnič + výpočty



Obrázek 101: Schéma zapojení snižujícího měniče



Obrázek 102: Schéma zapojení IGBT tranzistorů ve snižujícím měniči

Výkonový snižující měnič uvedený na schématu na obrázku 101 snižuje vstupní třífázové usměrněné napětí na stejnosměrné regulovatelné a umožňuje tak regulaci napětí, proudu i výkonu v rozsahu prakticky $0 \div 100$ %. Vstupní usměrněné napětí na vodičích BUCK_D a BUCK_C je vyhlazeno kondenzátorem C12, následuje rezistorový bočník a tři spínací IGBT tranzistory paralelně v záporné větvi blíže rozkreslené na obrázku 102. V okamžiku sepnutí IGBT tranzistorů vede proud tlumivkou L2 a nabíjí tak kondenzátor C14. V okamžiku rozeptnutí tranzistorů se otočí polarita na tlumivce a okruh s tlumivkou se uzavírá diodou D16. Dioda D16 slouží pouze v případě náhlého odlehčení měniče k zabránění otočení smyslu polarita na tranzistoru. Tlumivka L3 je navinuta na železoprachovém jádře a slouží jako vyrovnávací tlumivka mezi tímto měničem a navazujícím stupněm střídače, jenž je připojen na svorky VDD a VSS.

Tranzistory v měniči jsou umístěny tři, a to v paralelní kombinaci. Každý tranzistor je vybaven RDC ochranou pro omezení napěťových špiček na tranzistorech a také 1uF blokovacím kondenzátorem umístěným těsně nad tranzistorem. Buzení tranzistorů je napájeno z budících obvodů, chráněno antiparalelní kombinací Zenerových diod a na hradlech IGBT tranzistorů jsou umístěny vybíjecí odpory. Pro návrh vlastního měniče byly s dostatečnou rezervou dimenzovány výkonové prvky. Přestože výkon vlastního zařízení je očekáván až 10 kW, výpočty pro měnič byly počítány s dostatečnou rezervou pro výkon 15 kW.

Uvažovaný příkon zařízení je roven:

$$P_0 = 15 \text{ kW}$$

Rozsah napájecího napětí z třífázového můstkového usměrňovače s vlivem tolerance sítě:

$$U_{IN} = 400 \cdot \sqrt{2} \pm 10\% = 510 \text{ V} - 620 \text{ V}$$

Vstupní proud do měniče při respektování účinníku 0,9 je roven:

$$I_{IN} = \frac{P_0}{U_{IN_min} \cdot \cos \varphi} = \frac{15000}{510 \cdot 0,9} = 33 \text{ A}$$

Spínací frekvence IGBT tranzistorů je uvažována na:

$$f_{sw} = 30000 \text{ Hz}$$

Špičkový proud diodou měniče:

$$I_{D1_peak} = \frac{I_{IN}}{D} + \Delta I_L = \frac{33}{1} + 6,6 = 39,6 \text{ A}$$

Ztrátový výkon na diodě měniče:

$$P_{D1_peak} = U_D \cdot I_{D1_peak} = 1,75 \cdot 39,6 = 69,3 \text{ W}$$

Zvlnění na tlumivce měniče:

$$\Delta I_{L1} = 20\% \cdot I_{IN} = 0,2 \cdot 33 = 6,6 \text{ A}$$

Špičkový proud tlumivkou:

$$I_{L1_peak} = I_{OUT_max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 33 + \frac{6,6}{2} = 36,3 \text{ A}$$

Minimální potřebná indukčnost:

$$L_{1_min} = \frac{U_{OUT} \cdot (1 - D)}{f_{sw} \cdot \Delta I_L} = \frac{255 \cdot 0,5}{30000 \cdot 6,6} = 0,64 \text{ mH}$$

Počet závitů při známém průřezu feritového jádra je dán:

$$\Psi = N \cdot \Phi \cdot L \cdot I_{L1_peak} \Rightarrow N = \frac{L \cdot I_{L1_peak}}{\Delta B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{0,64 \cdot 10^{-3} \cdot 36,3}{0,2 \cdot 8 \cdot 10^{-4}} = 116 \text{ z}$$

Vzduchová mezera v jádře:

$$\frac{B_{max} \cdot l}{\mu_0} = N \cdot I_{L1_peak} \Rightarrow l = \frac{N \cdot I_{L1_peak} \cdot \mu_0}{B_{max}} = \frac{97 \cdot 36,3 \cdot 4 \cdot \Pi \cdot 10^{-7}}{0,3} = 14,7 \text{ mm}$$

Uvažovaná proudová hustota mědi:

$$J_{Cu} = 5 \text{ A/mm}^2$$

Potřebný průřez vinutí tlumivky:

$$\phi_{Cu_celk} = \frac{I_{L1_peak}}{J_{Cu}} = \frac{36,3}{5 \cdot 10^{-6}} = 7,26 \text{ mm}^2$$

Průřez jednoho drátku:

$$\phi_{Cu1} = 0,5 \text{ mm} \Rightarrow S_{Cu1} = \Pi \cdot r_{Cu1}^2 = \Pi \cdot 0,25^2 = 0,1964 \text{ mm}^2$$

Potřebný počet svinutých drátů je poté:

$$Cu_{celk} = \frac{\phi_{Cu_celk}}{\phi_{Cu1}} = \frac{7,2 \cdot 10^{-6}}{0,1964 \cdot 10^{-6}} = 37 \text{ ks}$$

Pro ztrátový výkon vyzářený na tranzistorech je dán jako:

$$P_{tot} = P_{on} + P_{cond} + P_{off}$$

Zapínací ztráty:

$$P_{on} = E_{on(11A)} \cdot f_{sw} = 0,9 \cdot 10^{-3} \cdot 30\,000 = 27 \text{ W}$$

Vodivostní ztráty:

$$P_{cond} = I_{C(11A)} \cdot U_{CE(11A)} \cdot D_{max} = 11 \cdot 1,8 \cdot 1 = 20 \text{ W}$$

Vypínací ztráty:

$$P_{off} = E_{off(11A)} \cdot f_{sw} = 0,8 \cdot 10^{-3} \cdot 30\,000 = 24 \text{ W}$$

Celkové ztráty:

$$P_{tot} = P_{on} + P_{cond} + P_{off} = 27 + 20 + 24 = 71 \text{ W}$$

Izolační odpor podložky:

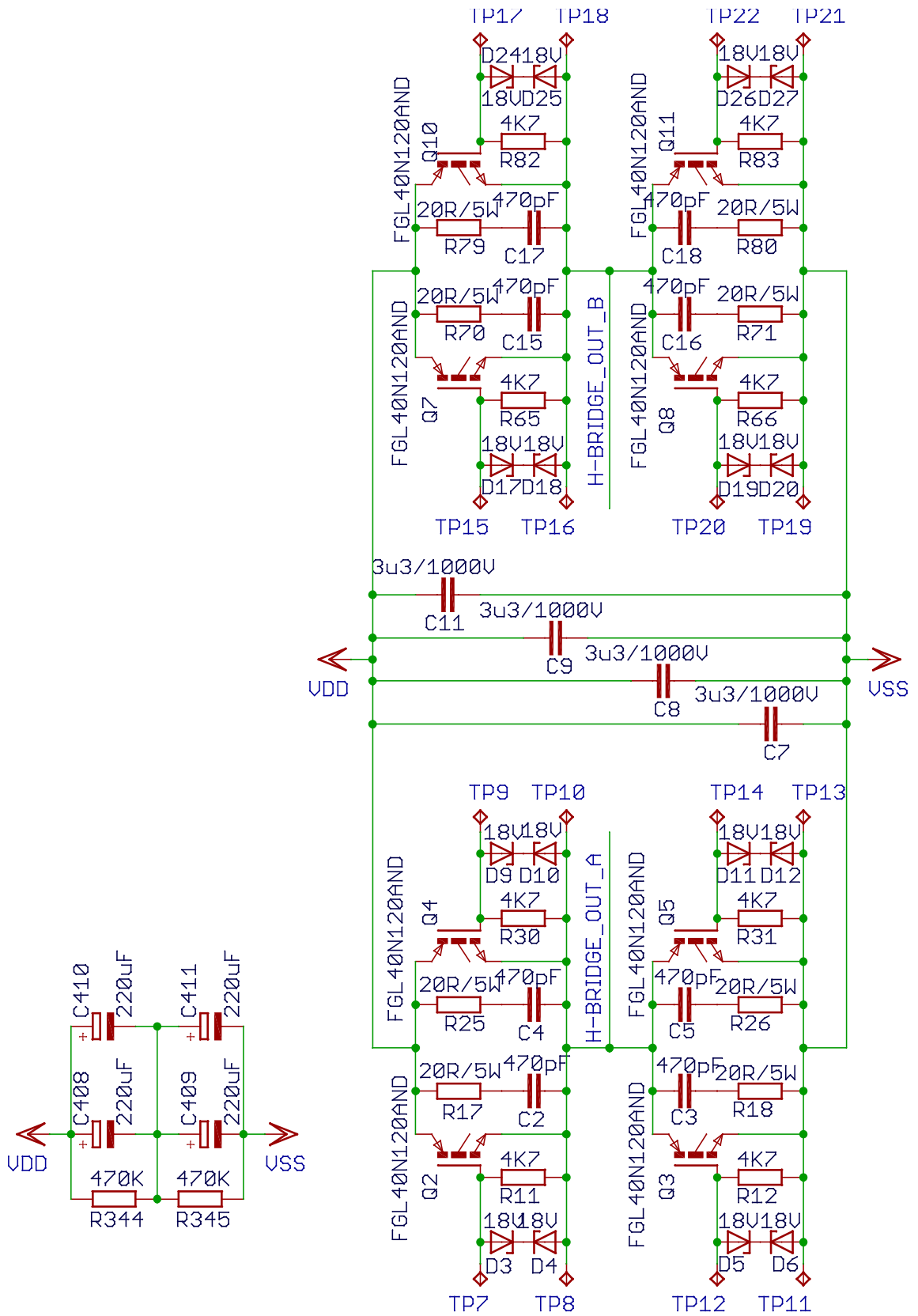
$$R_{PODL} = \frac{l_{pad}}{\gamma_{Pad} \cdot S_{Cu_T1}} = \frac{1,5}{40 \cdot 316 \cdot 10^{-6}} = 0,12 \text{ K/W}$$

Oteplení tranzistorů při známém (či odhadnutém) odporu chladiče:

$$\Delta T = (R_{THJC} + R_{Pad} + R_{THOH}) \cdot P_{tot} = (0,25 + 0,12 + 0,1) \cdot 71 = 33,4 \text{ }^\circ\text{C}$$

Celkový tepelně vyzářený výkon na tranzistorech Q1, Q6 a Q9 je maximálně 213 W při plném výkonu (15 kW). Vypočtené parametry jsou akceptovatelné a za těchto podmínek nehrozí poškození tranzistorů ani ostatních výkonových součástek.

3.4.4 Frekvenční střídač + výpočty



Obrázek 103: Schéma zapojení frekvenčního střídače s IGBT tranzistory

Výkonový frekvenční střídač je sestaven z osmi IGBT tranzistorů uspořádaných do dvojitého plného můstku uvedeném na obrázku 103. Princip plného můstku byl popsán v kapitole 2.11. Každý tranzistor je vybaven ochrannými RC snubbery pro omezení napěťových špiček a omezení nárůstu du/dt při rozpínání tranzistorů. Ochranné obvody hradel tranzistorů jsou totožné jako ve snižujícím měniči. Nad každou větví můstku jsou umístěny 2 keramické kondenzátory s kapacitou 3,3 uF. Tento střídač je řízen proměnnou frekvencí s využitím fázového závěsu, jehož střídač neustále ladí do kvazirezonančního režimu. Výstup z tohoto střídače je dále veden na snižující výkonový feritový transformátor.

Při dimenzování výkonových prvků vlastního střídače bylo počítáno s dostatečnou rezervou. Přestože výkon vlastního zařízení je očekáván až 10 kW, výpočty pro střídač byly počítány pro výkon 15 kW, pokud zanedbáme ztráty v předešlém měniči.

Uvažovaný příkon střídače je roven:

$$P_o = 15 \text{ kW}$$

Spínací frekvence IGBT tranzistorů je uvažována na:

$$f_{sw} = 15\,000 \text{ Hz}$$

Ztrátový výkon vyzářený na tranzistorech je dán jako:

$$P_{tot} = P_{on} + P_{cond} + P_{off}$$

Pokud uvažujeme rezonanční spínání v nule proudu, budou teoreticky zapínací i vypínací ztráty rovny nule. Veškeré vyzářené teplo na tranzistorech bude pouze v podobě vodivostních ztrát. V reálné aplikaci není tohoto stavu nikdy dosaženo, přesto můžeme říci, že zapínací a vypínací ztráty budou přibližně o řád nižší, než kdyby docházelo k tvrdému spínání pod rezonancí. V reálné aplikaci bude střídač provozován v kvazirezonančním režimu mírně nad úrovní rezonanční frekvence. Přibližné očekávané vypínací ztráty tedy odhadneme.

Vodivostní ztráty:

$$P_{cond} = I_{C(18A)} \cdot U_{CE(18A)} \cdot D_{max} = 18 \cdot 2,2 \cdot 0,5 = 20 \text{ W}$$

Vypínací ztráty:

$$P_{off} = E_{off(4A)} \cdot f_{sw} = 0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 15\,000 = 4,5 \text{ W}$$

Celkové ztráty:

$$P_{tot} = P_{on} + P_{cond} + P_{off} = 0 + 20 + 4,5 = 24,5 \text{ W}$$

Izolační odpor podložky:

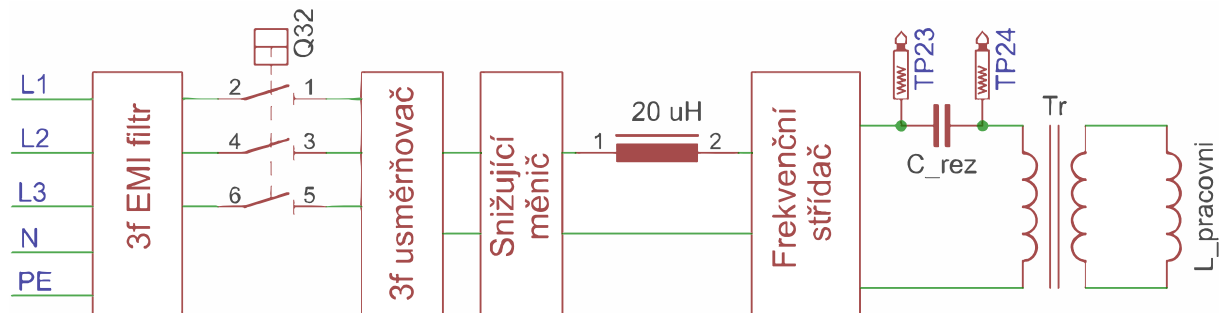
$$R_{PODL} = \frac{l_{pad}}{\gamma_{Pad} \cdot S_{Cu_T1}} = \frac{1,5}{40 \cdot 316 \cdot 10^{-6}} = 0,12 \text{ K/W}$$

Oteplení tranzistorů při známém (či odhadnutém) odporu chladiče:

$$\Delta T = (R_{THJC} + R_{Pad} + R_{THOH}) \cdot P_{tot} = (0,25 + 0,12 + 0,1) \cdot 24,5 = 11,5 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Celkový tepelně vyzářený výkon na tranzistorech Q2, Q3, Q4, Q5, Q7, Q8, Q10 a Q11 je roven maximálně 196 W při plném uvažovaném výkonu 15 kW. Vypočtené parametry jsou akceptovatelné a za těchto podmínek z matematického hlediska nehrozí poškození tranzistorů ani ostatních výkonových součástek.

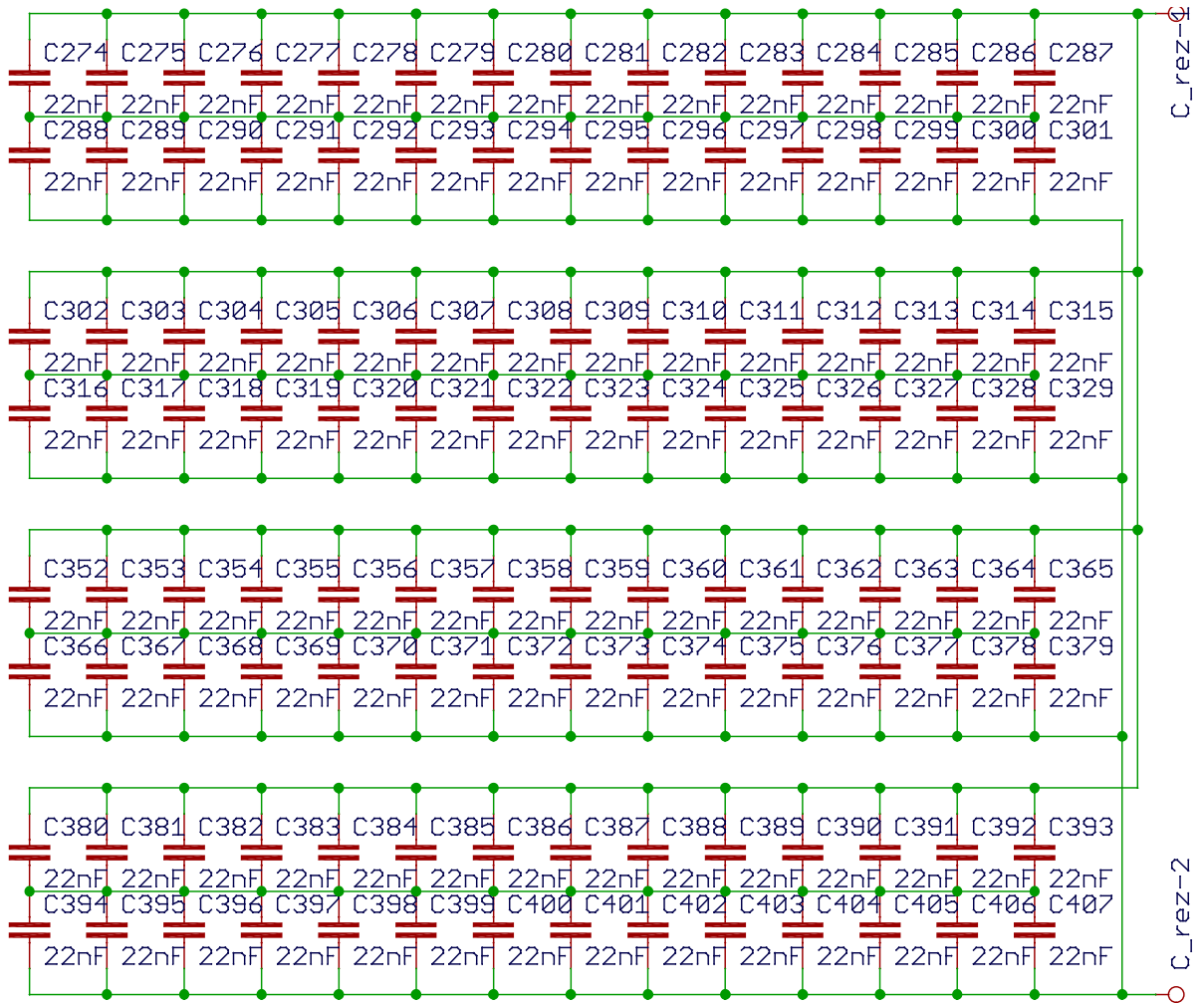
3.4.5 Zapojení silové části + RLC rezonančního obvodu



Obrázek 104: Schéma zapojení silové části zařízení

Zapojení silové části indukčního ohřevu se sériovým rezonančním obvodem je uvedeno na obrázku 104. Vstupní trojfázové napětí je vedeno odrušovacím trojfázovým filtrem, usměrněno a zpracováno snižujícím pulsním měničem. Poté vede přes vyrovnávací tlumivku o indukčnosti 20 uH do frekvenčního střídače, kde je rozstřídáno na obdélníkové (pokud je uvažován dead time, tak mírně trapézovité) napětí o frekvenci přibližně 12 kHz, jež je rozladováno za pomoci fázového závěsu. Následuje rezonanční kondenzátor a snížující feritový transformátor pro impedanční přizpůsobení sériového rezonančního obvodu. Kondenzátor C_rez s cívkou L_pracovní tvoří sériový rezonanční obvod. Cívka L_pracovní je již hlavní induktor, do něhož je vložen elektricky vodivý materiál. Provedení rezonančního obvodu bude ještě blíže popsáno v kapitole 3.5.2.

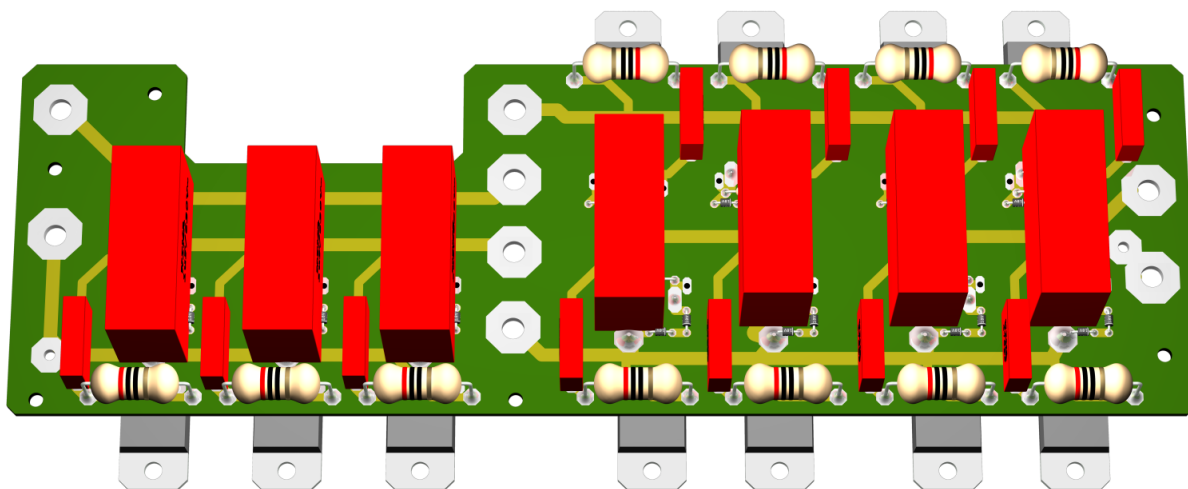
Též o výběru rezonančních kondenzátorů je podrobněji pojednáváno v kapitole 3.5.2, nicméně na následujícím obrázku 105 je uvedeno předběžně pouze schéma sérioparalelní kombinace použitých kondenzátorů. Svorky C_rez-1 a C_rez-2 jsou připojeny na svorky TP23 a TP24 z obrázku 104.



Obrázek 105: Schéma zapojení baterie rezonančních kondenzátorů

3.5 Návrh mechanické konstrukce

3.5.1 Návrh měničů



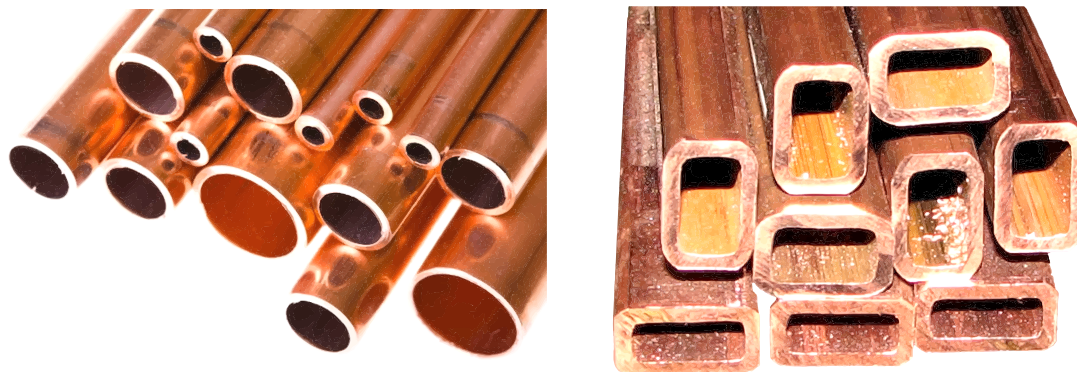
Obrázek 106: 3D nákras měničové DPS – strana TOP

Obvod výkonových měničů je uveden na obrázku 106. Snižující pulsní měnič i frekvenční tranzistorový střídač jsou umístěny na společné jednostranné desce plošných spojů (DPS) o rozměrech 258 x 80 mm. Strana pájení je zde netradičně vrchní strana TOP. Ve vrstvě BOTTOM je pouze jedna drátová propojka. Na desce je v levé části umístěn snižující pulsní měnič, tlumivka tohoto měniče je připojena externě pomocí šroubového spojení uprostřed desky. Vyrovňovací tlumivka je též připojena externě. V pravé části je již hlavní výkonový tranzistorový střídač s blokovacími kondenzátory. Oba filtrační 30 μ F kondenzátory, jež jsou součástí měniče, jsou též externí. Chlazení je zajištěno měděným plocháčem umístěným pod tranzistory (chladič bude blíže popsán v kapitole 3.5.7). Připojení buzení pro IGBT tranzistory je řešeno kroucenými vodiči.

3.5.2 Návrh rezonančního RLC obvodu

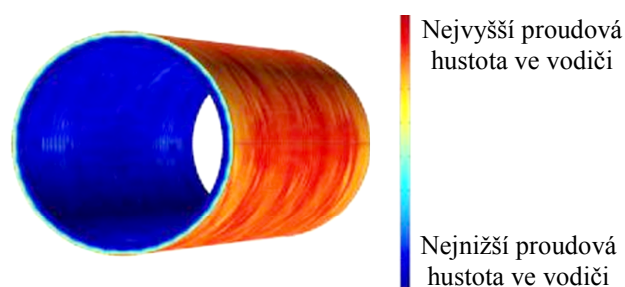
Výkonový rezonanční obvod je kritickou součástí celého zařízení a pro jeho návrh je potřeba vzít na vědomí hned několik důležitých faktorů.

Induktor (též pracovní cívka) a rezonanční kondenzátor jsou velmi namáhané součástky. Z toho důvodu musí být cívka, vedení i příводы ke kondenzátoru vyrobeny z dobře vodivého materiálu – mědi. Přesto musí být zajištěno kvalitní odvádění vznikajícího tepla, jehož vznik je důsledkem protékání velkého proudu. Nabízí se tedy použití měděných trubek či obecně uzavřených měděných profilů chlazených vodou. Na obrázku 107 jsou ukázky měděných profilů kruhového a obdélníkového průřezu.



Obrázek 107: Měděné trubky (vlevo) a obdélníkové měděné profily (vpravo)

Další nepříjemnou vlastností vysokofrekvenčního proudu je výrazný vliv povrchového jevu (skin efektu), jenž způsobuje nehomogenitu rozložení proudu vodičem. To má za následek výrazné snížení efektivního průřezu použitého vodiče. V případě použití plného vodiče i dutého se šíří proud pouze po povrchu, jak je ukázáno v simulaci na obrázku 108 pro znázornění proudové hustoty v měděné trubce.

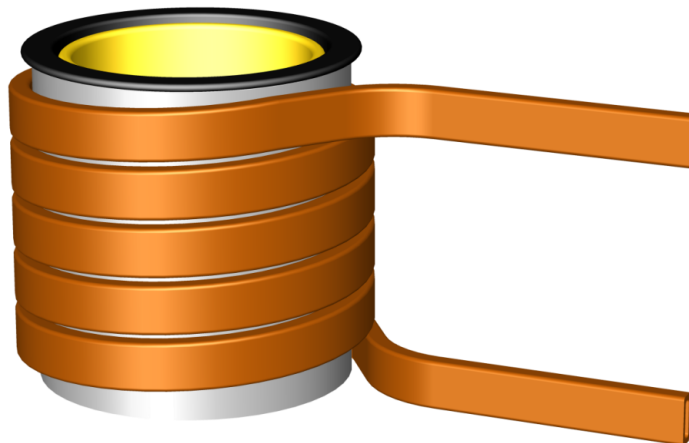


Obrázek 108: Rozložení proudu v měděné trubce

Dalším kritickým prvkem je výkonový rezonanční kondenzátor (či sério-paralelní kombinace rezonančních kondenzátorů). Kondenzátor musí být dimenzován na velké impulsní proudy, musí odolávat rezonančnímu vysokofrekvenčnímu namáhání a musí být dimenzován také obvykle na značné střídavé napětí. Na takovém kondenzátoru vznikají při daných podmínkách také značné vodivostní a dielektrické ztráty, jež je potřeba odvádět při zachování teploty dielektrika na dovolené teplotě, jež nezpůsobí degradaci kondenzátoru. Vzhledem ke špatné dostupnosti vysokoproudových speciálních kondenzátorů vedly mé myšlenky cestou kompenzace jalové složky na primární straně rezonančního obvodu, kde kondenzátory teče proud roven proudu z frekvenčního střídače a také sestavení kondenzátorové baterie z běžně dostupných kondenzátorů. Vybral jsem proto impulsní kondenzátory německé firmy WIMA GmbH třídy FKP1 určené pro největší impulsní namáhání. Zvolil jsem paralelní kombinaci 112 ks polypropylenových kondenzátorů WIMA FKP1 o kapacitě 22 nF, maximálním stejnosměrném napětí 2000 V a střídavém efektivním napětí (při frekvenci 10 kHz) 600 V_~. Vzhledem ke skutečnosti, že se jedná o paralelní

kombinaci kondenzátorů, vyvstává otázka, jak zajistit, aby některé kondenzátory nebyly namáhány více a jiné méně. Je tedy nutné, aby délka přívodů ke každému kondenzátoru byla pokud možno stejná.

Návrh vlastního induktoru dále spočíval v nalezení vhodného kompromisu provozních podmínek použitého kondenzátoru při rezonanční frekvenci, optimálního průměru induktoru, počtu závitů a dalších. Jako kompromis jsem zvolil induktor o vnitřním průměru 105 mm, výšce 100 mm, s počtem závitů 5, jenž má vlastní indukčnost 1,86 μH . S rezonanční kapacitou 620 nF a transformačním poměrem hlavního výkonového transformátoru 32:1 vychází rezonanční frekvence na 12 kHz (prozatím bez uvažování vsázky). Pro vinutí induktoru jsem zvolil měděnou trubku o průměru 12 mm s tloušťkou stěny 1 mm. Vlastní induktor je uveden na obrázku 109, ovšem z hranatým profilem.



Obrázek 109: Navržený induktor

Pro vlastní návrh rezonančního obvodu budou zavedena některá zjednodušení. Dle přibližného výpočtu budeme uvažovat frekvenci 12 kHz, měděný induktor a železnou vsázku s měrným odporem $70 \mu\Omega\cdot\text{cm}$. Uvažujme složený obvod „induktor + vsázka“, induktor má poloměr r_1 , vsázka r_2 , délky jsou l_1 a l_2 . V dalším textu budeme uvažovat při výpočtu náhradní válce. Průměr náhradní vsázky budeme označovat $d_v = 2 \cdot r_v$. Je-li hloubka vniku δ_2 malá oproti poloměru r_2 , můžeme psát $d_v = d_2 - \delta_2$. Je-li $\delta_1 \ll r_1$, což zpravidla platí u tavicích zařízení, bude platit pro průměr induktoru $d_c = d_1 + \delta_1$. Je-li vsázka nemagnetická, což je nejčastější případ, a má-li induktor průměr d_c , délku l_1 , počet závitů N_1 , je vlastní indukčnost induktoru dána vztahem:

$$L_1 = \mu_0 \cdot \Pi \cdot \left(\frac{d_c}{2}\right)^2 \cdot \frac{N_1^2}{l_1} \cdot \alpha_1 = 4 \cdot \Pi \cdot 10^{-7} \cdot \Pi \cdot \left(\frac{0,1056}{2}\right)^2 \cdot \frac{5^2}{0,1} \cdot 0,6777 = 1,86 \mu\text{H} \quad , \text{ kde}$$

α_1 je Nagaokova konstanta, jež se určí na základě poměru průměru a délky cívky. Tabulka

vypočtených konstant je uvedena v příloze 7.3.1. Obdobně vlastní indukčnost náhradní vsázky o průměru d_v , délky l_2 a počtu závitů $N_2 = 1$ je dána vztahem:

$$L_2 = \mu_0 \cdot \Pi \cdot \left(\frac{d_v}{2}\right)^2 \cdot \frac{\alpha_2}{l_2} = 4 \cdot \Pi \cdot 10^{-7} \cdot \Pi \cdot \left(\frac{0,074}{2}\right)^2 \cdot \frac{0,6777}{0,13} = 28,2 \text{ nH}$$

Při výpočtu budeme potřebovat součinitele vzájemné vazby χ_{12} mezi cívkou a vsázkou.

$$\chi_{12} = \sqrt{\left(\frac{d_v}{d_c}\right)^2 \cdot \frac{l_1}{l_2} \cdot \frac{F^2\left(\frac{d_c}{l_1}; \frac{d_v}{l_2}; \frac{l_1}{l_2}\right)}{\alpha_1 \cdot \alpha_2}} = \sqrt{\left(\frac{0,0734}{0,105}\right)^2 \cdot \frac{0,1}{0,13} \cdot \frac{F^2(1,06; 0,56; 0,77)}{0,6777 \cdot 0,8001}} = 0,745$$

F je součinitel vzájemných poměrů průměrů a délek. Tabulka vypočtených hodnot je uvedena v příloze 7.3.2. Dále určíme činný odpor R_1 induktoru. Uvažujeme maximální možné napětí na cívce rovné dovolenému napětí na kondenzátoru (v rezonanci se jejich hodnoty rovnají) Jestliže má induktor izolační mezery mezi závitů s namáháním např. $500 \text{ V} \cdot \text{cm}^{-1}$, tedy $50\,000 \text{ V} \cdot \text{m}^{-1}$, dostane výraz pro odpor uvažovaného induktoru tvar:

$$R_1 = \rho_1 \cdot \frac{\Pi \cdot d_c \cdot N_1^2}{\delta_1 \cdot \left(l_1 - \frac{U_L}{50\,000}\right)} = 0,0178 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\Pi \cdot 0,106 \cdot 5^2}{0,0006 \cdot \left(0,1 - \frac{1000}{50\,000}\right)} = 3,01 \text{ m}\Omega$$

Odpor vsázky je dán obdobně:

$$R_2 = \rho_2 \cdot \frac{\Pi \cdot d_v}{\delta_2 \cdot l_2} = 0,07 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\Pi \cdot 0,091}{0,9 \cdot 0,12} = 18,5 \text{ }\mu\Omega$$

Odpor vsázky přepočtený na stranu induktoru je dán:

$$R'_1 = \frac{L_1}{L_2} \cdot \chi_{12}^2 \cdot R_2 = \frac{1,86 \cdot 10^{-6}}{28,2 \cdot 10^{-9}} \cdot 0,745^2 \cdot 18,5 \cdot 10^{-6} = 0,68 \text{ m}\Omega$$

Výsledný činný odpor pecního obvodu je poté dán:

$$R_{RLC} = R_1 + R'_1 + R_c = 3,01 \cdot 10^{-3} + 0,68 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3} = 1,98 \text{ m}\Omega$$

Výsledná elektrická účinnost kelímkové pece bez stínícího pláště:

$$\eta = \frac{R'_1}{R_1 + R'_1 + R_c} = \frac{0,68 \cdot 10^{-3}}{3,01 \cdot 10^{-3} + 0,68 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3}} = 15 \%$$

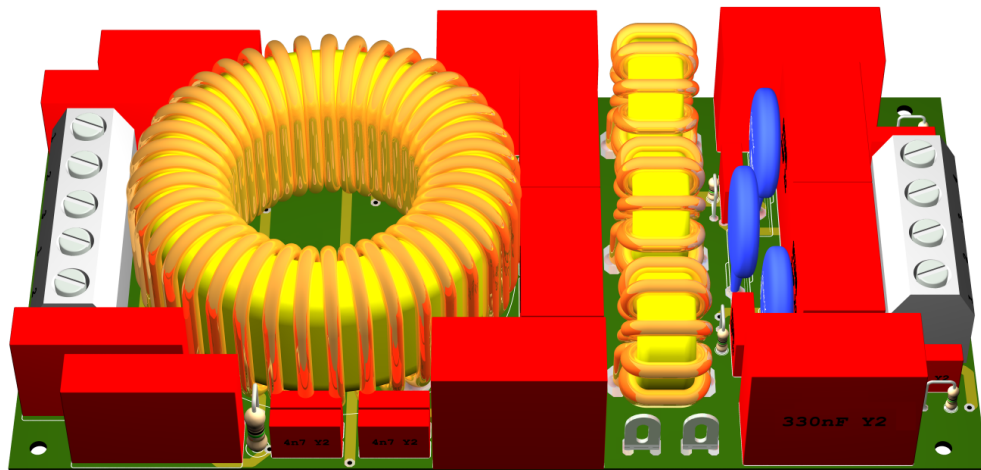
Napětí na rezonančním kondenzátoru:

$$U_C = X_c \cdot I_{stříd} = 21,4 \cdot 24 = 520 \text{ V}$$

Napětí na induktoru:

$$U_L = X_L \cdot I_{menic} * n_{transformator} = 0,14 \cdot 24 \cdot 32 = 107 \text{ V}$$

3.5.3 Návrh síťového filtru

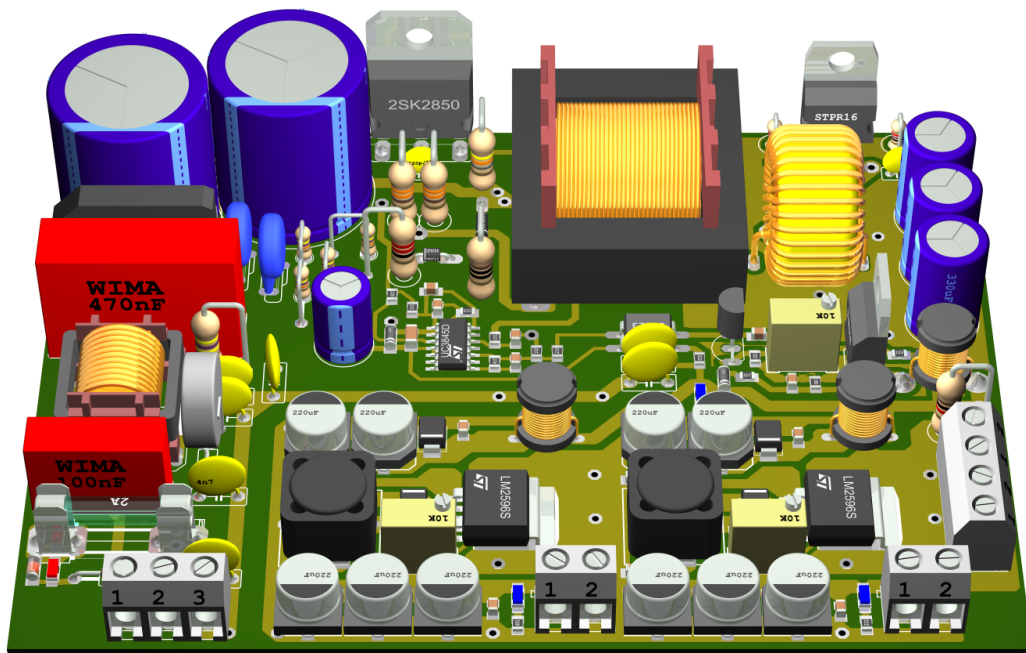


Obrázek 110: 3D nákras odrušovacího filtru

Obvod síťového trojfázového odrušovacího filtru je uveden na obrázku 110. Na vstupu filtru je trojitá proudově kompenzovaná tlumivka, uprostřed další tři tlumivky bez společné vazby a ve výstupní části jsou umístěny přepět'ové ochrany. Filtr je navržen na dvouvrstvé desce plošných spojů o rozměrech 185 x 100 mm.

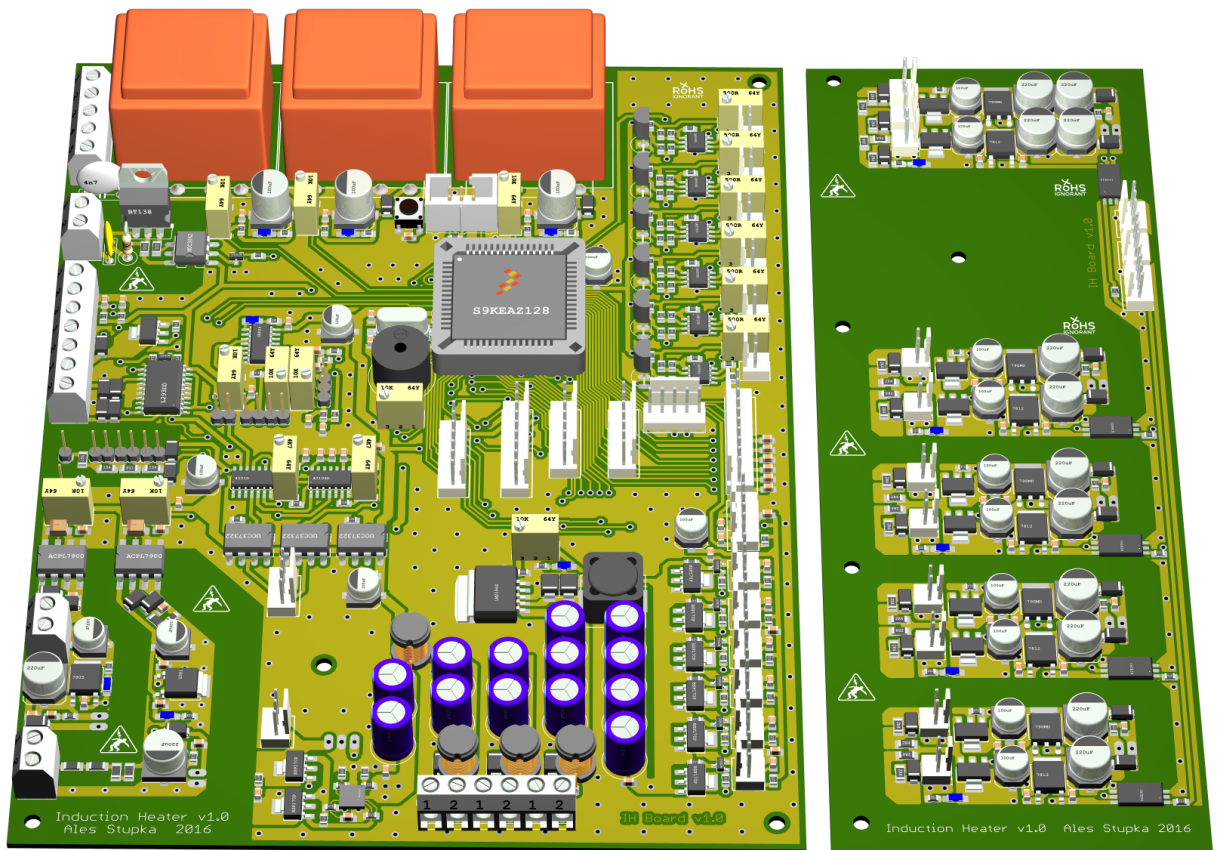
3.5.4 Návrh zdrojové jednotky

Navržený spínaný jednočinný propustný zdroj o výkonu až 100W (popsaný v 3.3.1) a pomocné snižující spínané zdroje s obvodou LM2596S byly umístěny na společnou dvouvrstvou desku plošných spojů o rozměrech 130 x 100 mm tvořící zdrojovou jednotku. Na následujícím obrázku 111 je uveden 3D model zdrojové jednotky.



Obrázek 111: 3D model navržené zdrojové jednotky

3.5.5 Návrh řídicí jednotky a budicích obvodů

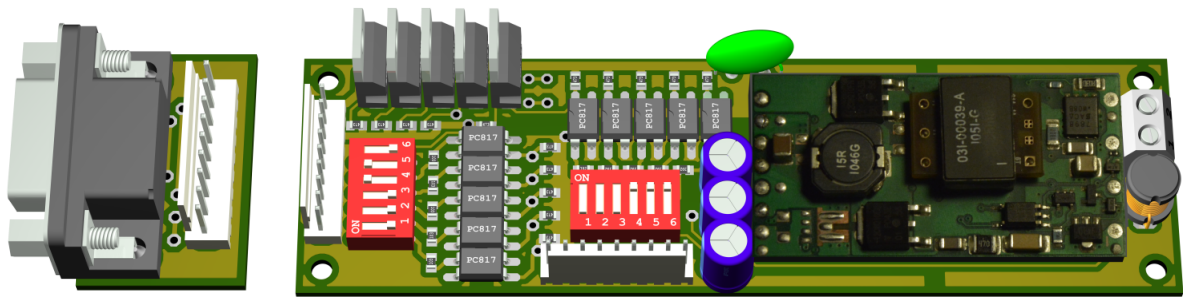


Obrázek 112: 3D náčrtek řídicí jednotky a budicích obvodů

Obvod řídicí jednotky a budicích obvodů je uveden na obrázku 112. Řídicí jednotka je navržena na dvouvrstvé desce plošných spojů o rozměrech 205 x 155 mm. Na této desce se nachází obvod řízení s fázovým závěsem, obvody pro dead time, push-pull měnič, mikrokontrolér, říditelné budiče, obvody pro snímání napětí a proudu snižujícího výkonového měniče, regulace ventilátorů a snímání otáček, obvody pro zpracování údajů z teplotních čidel, řízení servoventilu, řízení ventilu vody, řízení cívky stykače, obvody pro snímání síťového napětí, piezoměnič, konektory pro připojení LCD displejů, ovládacích tlačítek, rotačního enkodéru, senzoru vibrací, akcelerometru a dalších.

Budicí obvody jsou navrženy na dvouvrstvé DPS o rozměrech 205 x 74 mm. Na této desce se nalézá pět izolačních budičů Si261 a pomocné tvarovací obvody pro buzení IGBT tranzistorů snižujícího výkonového měniče a také frekvenčního střídače. Na desce je také osazen vysokofrekvenční transformátor řízený z push-pull měniče, jenž dodává izolačním budičům potřebné napájení.

3.5.6 Návrh externího ovládání

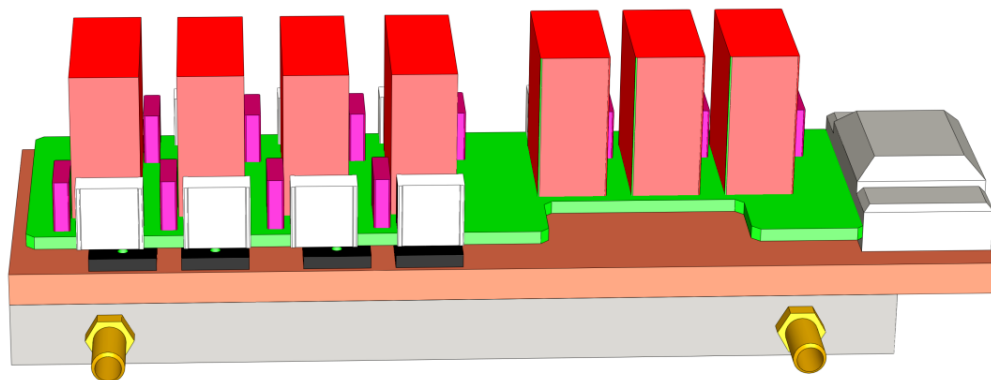


Obrázek 113: 3D nákras externího ovládání (vpravo) a externího konektoru (vlevo)

Obvod externího ovládání s pomocným izolovaným spínaným zdrojem a externím konektorem je uveden na obrázku 113. Externí ovládání je navrženo na dvouvrstvé desce plošných spojů o rozměrech 154 x 40 mm. Externí konektor byl následně z původní desky odříznut a je se zbytkem desky spojen vodiči.

3.5.7 Návrh vodního chlazení

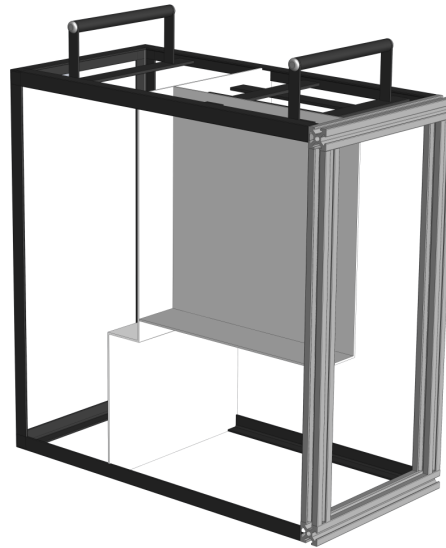
O chlazení všech kritických součástek se stará systém aktivního vodního chlazení. Vodou jsou chlazeny IGBT tranzistory ve snižujícím výkonovém měnič i frekvenčním střídači, dále pak výkonový rezonanční kondenzátor a také vlastní induktor. Na následujícím obrázku 114 je znázorněn 3D nákras měničů se zhotoveným chladičem. Ten se skládá z měděného plocháče o rozměrech 350 x 100 mm a tloušťce 10 mm, k němuž je přišroubován duralový profil o rozměrech 300 x 100 x 20 mm.



Obrázek 114: Vodní chladič výkonových polovodičových prvků

Vzhledem ke skutečnosti, že je počítáno s průtočným systémem chlazení, je plánováno nejdříve vést vodu do chladiče polovodičových měničů a nakonec do induktoru. Všechny chladicí komponenty jsou propojeny 12 mm polyuretanovými hadicemi, jež se dobře tváří a odolávají teplotám do 85 °C.

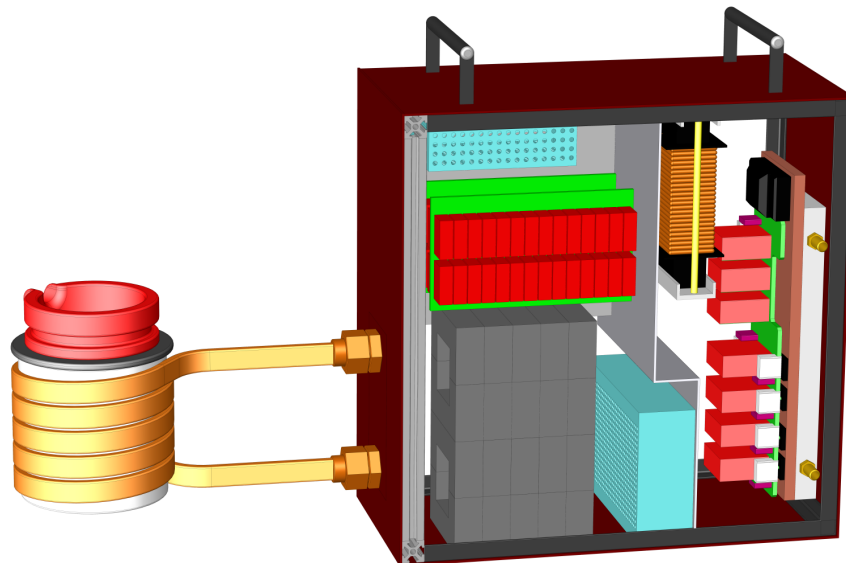
3.5.8 Návrh kovové skříně zařízení



Obrázek 115: Rám kovové skříně pro elektroniku

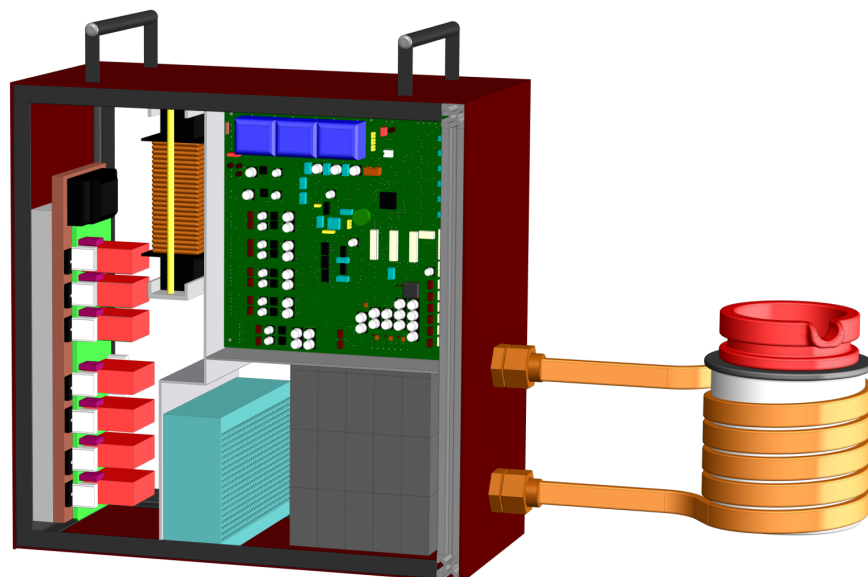
Základna skříně pro elektroniku je načrtnuta na obrázku 115. Přední rám je zhotoven z duralových profilů 20 x 20 mm typu kombi stojka. Tento rám je sešroubován imbusovými šrouby M5. Vnitřkem této stěny bude vystupovat hlavní induktor z celé skříně, proto byl pro tuto stranu zvolen duralový profil, jenž má nižší elektrický odpor než ocel a neindukuje se do něj rozptylové pole induktoru v takové míře, jako je tomu u oceli. Ostatní strany jsou zhotoveny z tenkostěnných otevřených profilů typu L o rozměrech 15 x 2 mm a navzájem svařeny. K přednímu rámu jsou přišroubovány. Rozměry celé konstrukce jsou 395 x 395 x 195 mm. K základní konstrukci jsou přišroubovány ze všech stran duralové plechy tloušťky 2 mm. Uvnitř se nacházejí dvě přepážky. První svislá přepážka umístěná v zadní části skříně táhnoucí se na celou výšku rámu slouží k oddělení výkonových měničů a rezonančního obvodu zařízení. Druhá svislá přepážka umístěná v levé části skříně slouží k odstínění řídicí mikroprocesorové jednotky od hlavního rezonančního obvodu a zároveň také k odstínění od měničové jednotky. Obě tyto přepážky jsou také zhotoveny z duralového plechu tloušťky 2 mm a následně vhodně přišroubovány k nosnému rámu. Ve vrchní části rámu jsou napříč přivařeny dva ocelové plocháče, na nichž jsou kolmo přivařeny další plocháče, na něž jsou přišroubovány ručičky z taženky průměru 12 mm délky 140 mm. Ručičky byly zvoleny dvě z důvodu zatím neznámého těžiště celého zařízení, jež lze očekávat pravděpodobně v zadní polovině skříně. Další volbou pro dvě ručičky byl fakt, že hmotnost celého zařízení lze očekávat minimálně 20 kg. Celý rám je nastříkán grafitovou glasuritovou barvou.

3.5.9 Návrh rozmístění komponentů v kovové skříni



Obrázek 116: 3D návrh celého zařízení včetně elektroniky 1 / 2

Model kovové skříně s načrtnutými elektronickými komponenty je znázorněn na obrázku 116. Induktor je propojen s kovovou skříní prostřednictvím mosazných šroubení. V přední části skříně je umístěn snižující transformátor a rezonanční výkonový kondenzátor. Nad ním je v plechových krabičkách umístěn síťový odrušovací filtr a pomocný spínaný napájecí zdroj. V zadní části jsou umístěny výkonové měniče. Na obrázku 117 je zobrazen pohled z levé strany, kde je v přepážce vidět umístění mikroprocesorové jednotky.

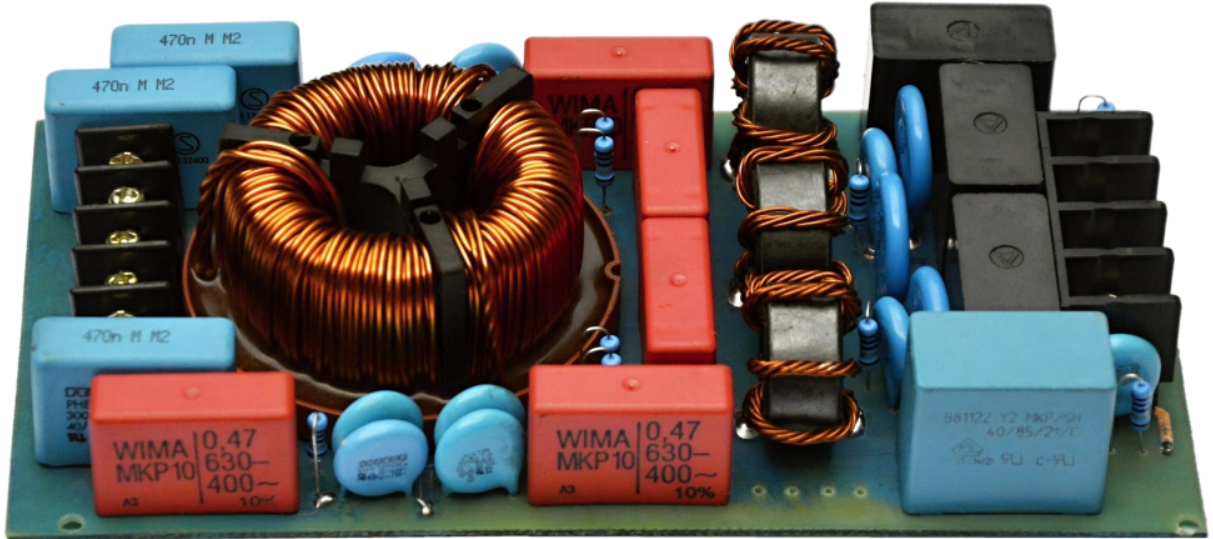


Obrázek 117: 3D návrh celého zařízení včetně elektroniky 2 / 2

4 Praktická realizace a ověření funkce indukčního ohřevu

4.1 Praktická realizace zařízení

4.1.1 Síťový třífázový odrušovací filtr



Obrázek 118: Třífázový odrušovací filtr

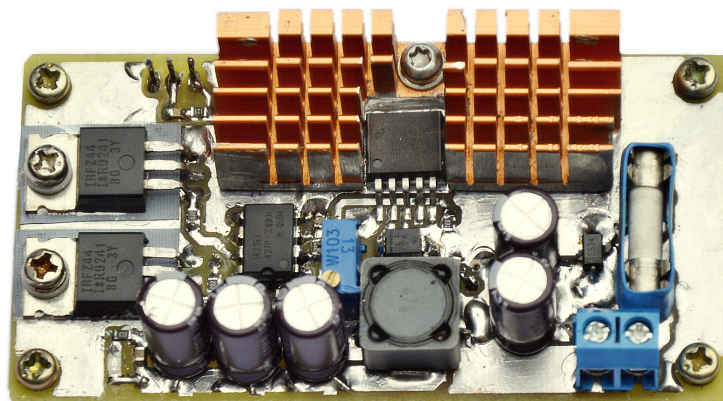
Odrušovací třífázový filtr uvedený na obrázku 118 neobsahuje žádné nastavitelné prvky, proto bylo jeho oživení snadné. Dvouvrstvá deska plošného spoje byla zhotovena se zesílenou vrstvou mědi 125 μm , přesto byly silové části filtru posíleny pomocí připájeného vodiče na straně BOTTOM. Navinuté tlumivky jsou dimenzovány na celkový protékající proud z trojfázové sítě až 15 kVA. Na vstupní i výstupní straně jsou umístěny svorkovnice do DPS, na níž jsou připojeny příslušné vodiče. Třífázový odrušovací filtr byl umístěn do kovové děrované krabičky umožňující chlazení. Krabička jednak zajišťuje konstrukční upevnění, ale především slouží jako odrušovací prvek.

4.1.2 Pomocná zdrojová jednotka



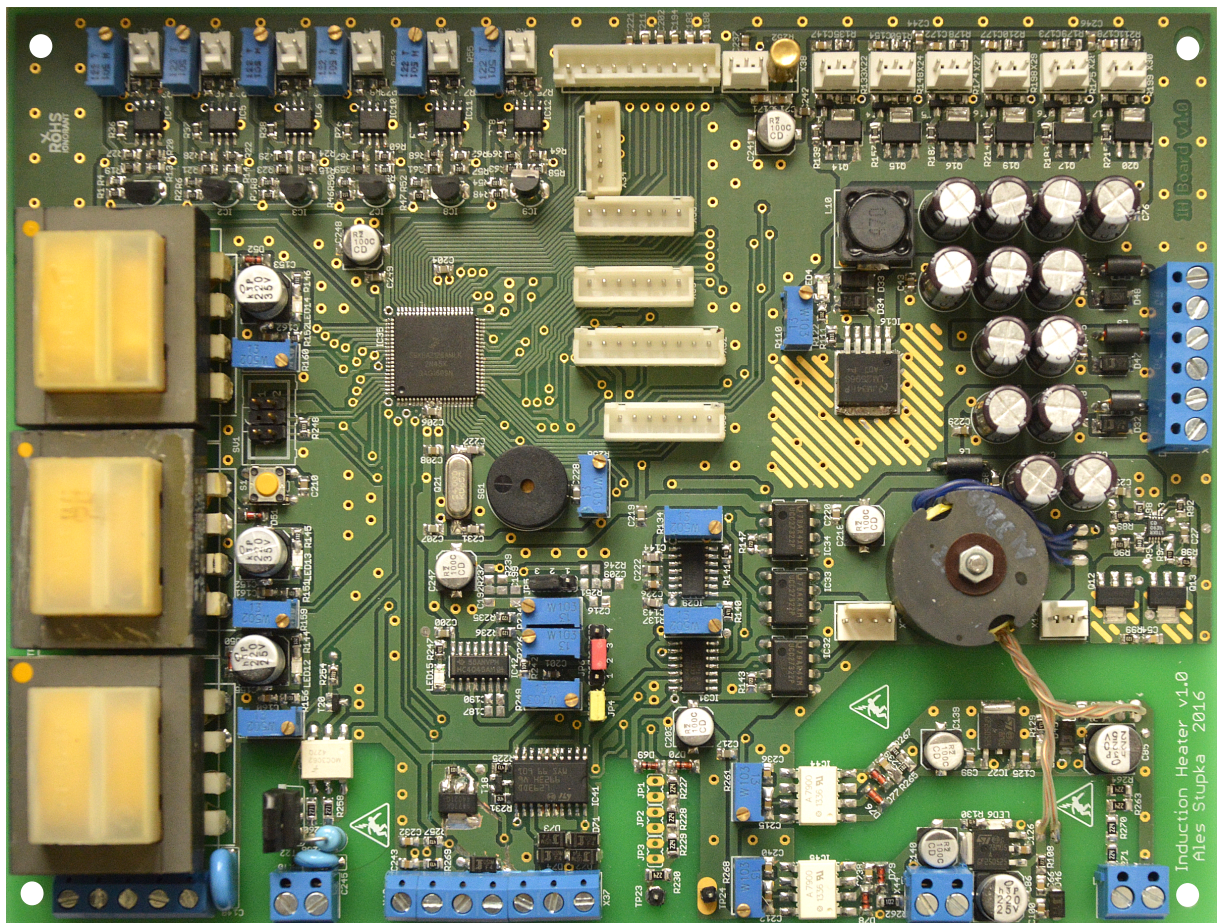
Obrázek 119: Zdrojová jednotka

Zdrojová jednotka uvedená na obrázku 119 byla úspěšně oživena bez větších problémů. Výstupní stabilizované napětí + 24 V bylo doladěno za pomoci trimru (blíže popsáno v 3.3.1). Taktéž výstupní napětí obou osazených snižujících měničů založených na integrovaném obvodu LM2596 (blíže popsáno v 3.3.2) byly doladěny pomocí přesných trimrů na + 5,0 V a + 12,0 V. Na uvedené části zařízení byla provedena měření zvlnění a účinnosti blíže popsána v 4.2.1. Zdrojová jednotka byla zhotovena na dvouvrstvé desce plošného spoje o vrstvě mědi 2 x 18 μm . Celé zařízení bylo umístěno do děrované kovové krabice pro omezení rušení. Na následujícím obrázku 120 je ještě uvedena fotografie pomocného push-pull měniče blíže popsáném v 3.2.5.



Obrázek 120: Mikroprocesorová jednotka

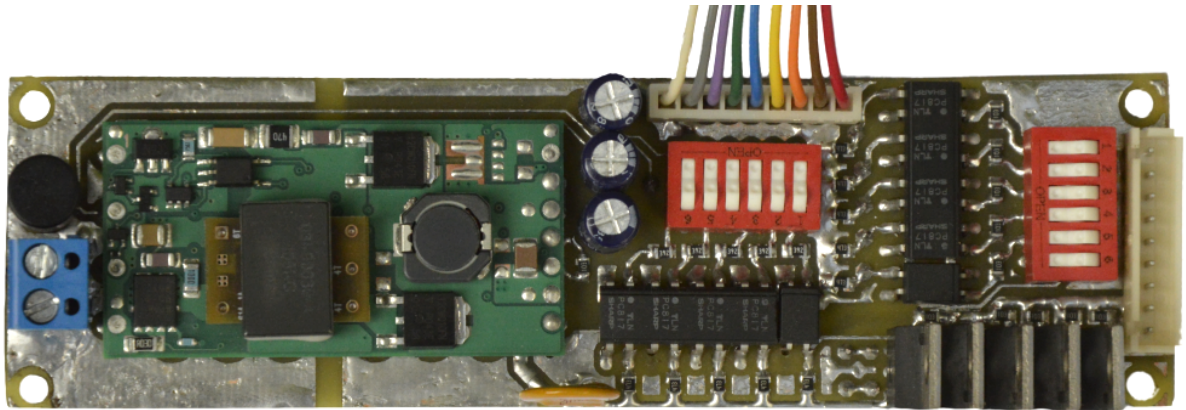
4.1.3 Řídicí mikroprocesorová jednotka



Obrázek 121: Mikroprocesorová jednotka

Mikroprocesorová jednotka uvedená na obrázku 121 byla ožiována po jednotlivých blocích s patřičnou opatrností. Nejprve byl odzkoušen obvod s push-pull měničem (blíže popsáným v 3.2.5) při napájecím napětí 12 V a proudovým odběrem několika desítek miliampérů při zatížení jedním galvanickým transformátorem umístěným na desce. Následně byl bez větších problémů oživen pomocný spínaný snižující měnič, jenž slouží jako zdroj napájecího napětí pro ventilátory. Poté již následovalo oživení hlavní 5V větve, již je napájena většina zbývající elektroniky na mikroprocesorové jednotce. Nejprve byla oživena komunikace mikrokontroléru s počítačem, poté byly programově testovány jednotlivé piny mikrokontroléru, zda pracují tak, jak bylo předpokládáno. Po opravě několika chyb v navržené desce plošných spojů, přidání několika pasivních součástek a doladění všech nastavovacích trimrů na desce, byla i mikroprocesorová jednotka úspěšně oživena. Všechny dodatečné opravy součástek jsou v předešlém textu popsány tak, jako by byly původně navržené správně. Všechna schémata uvedená v této práci jsou tedy v konečné funkční verzi.

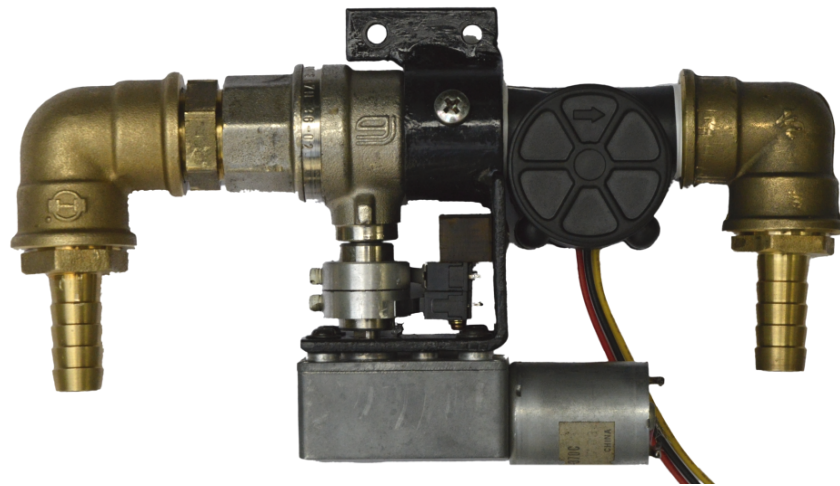
4.1.4 Jednotka externího ovládání



Obrázek 122: Jednotka externího ovládání

Jednotka externího ovládání uvedená na obrázku 122 byla oživena bez problémů prakticky na první pokus. Nejprve byl oživen galvanicky oddělený DC / DC měnič, následně byly prozkoušeny kombinace DIP přepínačů a patřičné logické stavy. Nakonec byla vyzkoušena praktická komunikace mikrokontroléru s externě připojenými komponenty (spínači a signalizačními LED prvky).

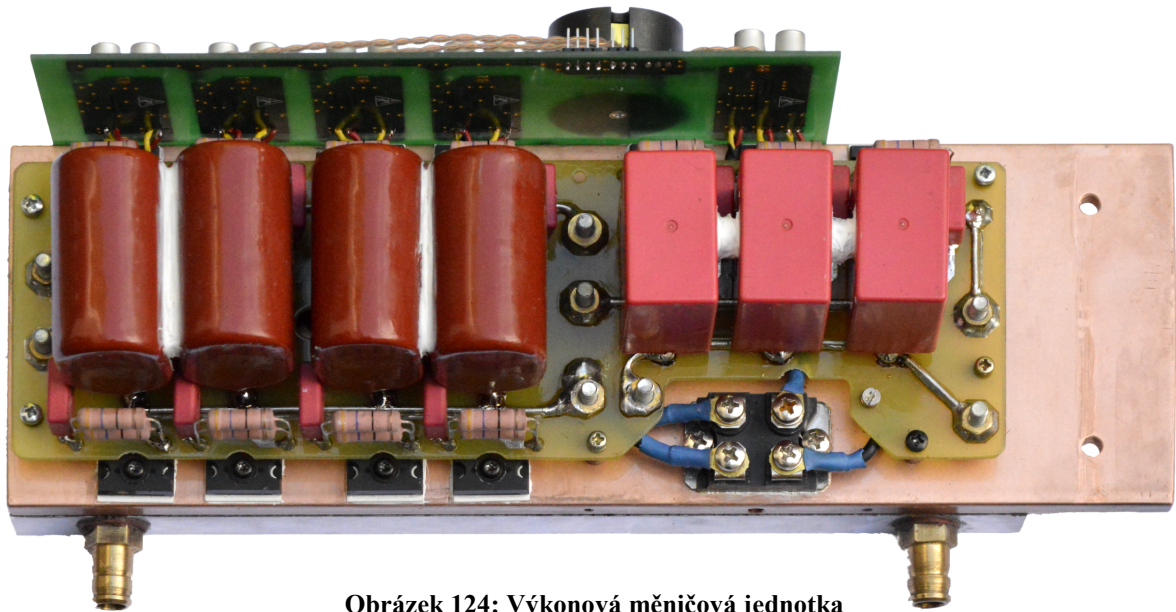
4.1.5 Systém vodního chlazení



Obrázek 123: Systém vodního chlazení – servoventil s průtokoměrem

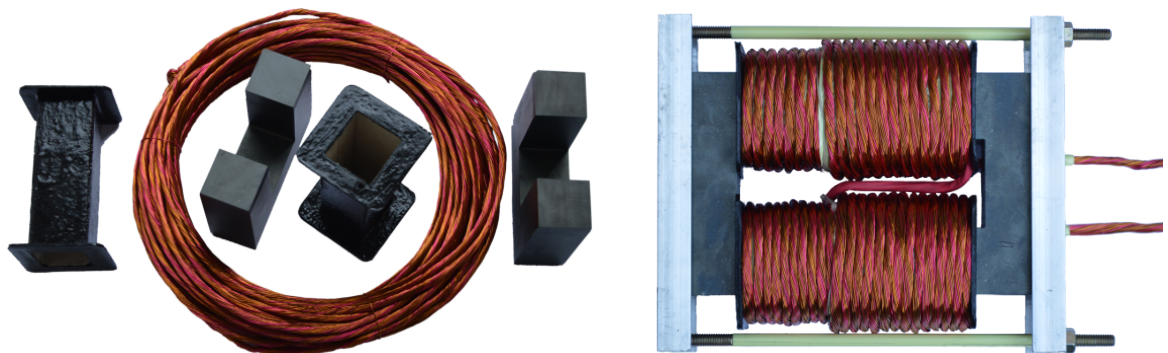
Systém vodního chlazení je tvořen vstupním nespojitým elektromagnetickým ventilem pro přívod chladicí vody, servoventilem pro plynulou regulaci průtoku, objemovým průtokoměrem a vodními chladiči. Celá soustava je vzájemně propojena několika polyuretanovými hadicemi zajištěnými sponkami. Oživení spočívalo převážně v komunikaci mikrokontroléru se vstupním elmg. ventilem, servoventilem, průtokoměrem a spínači, jež snímají polohu kulového kohoutu u servoventilu. Vše se nakonec úspěšně podařilo.

4.1.6 Výkonová měničová jednotka



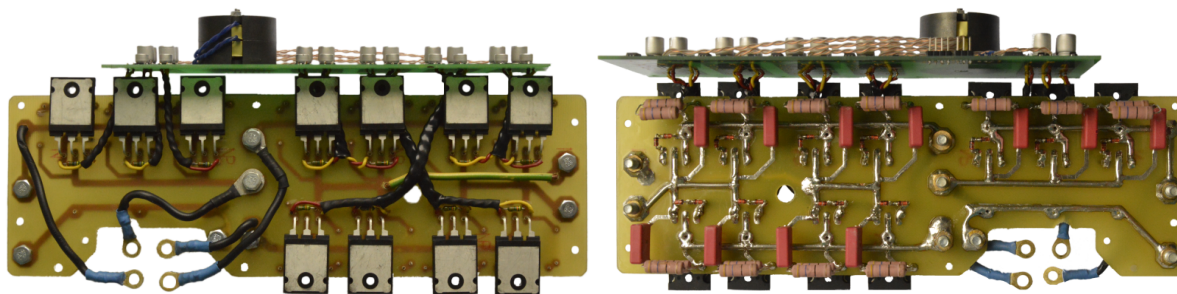
Obrázek 124: Výkonová měničová jednotka

Výkonová měničová jednotka uvedená na obrázku 124 se skládá ze snižujícího měniče a frekvenčního střídače umístěných na společném měděném chladiči chlazeného protékající vodou. Nejprve byl oživen snižující měnič, jenž je řízen PWM modulací řízenou mikrokontrolérem. Dále bylo ověřeno snímání napětí a proudu protékajícím tímto měničem. Spínací IGBT tranzistory jsou umístěny na obrázku 124 v pravé části pod třemi odrušovacími kondenzátory WIMA MKP10. Pod tranzistory jsou umístěny dvě diody v bezpotenciálovém modulu, jež jsou také součástí měniče. Na obrázku 125 je uvedena výkonová tlumivka navinutá na feritovém jádře tvaru „UU“ o průřezu 8 mm².



Obrázek 125: Tlumivka snižujícího měniče

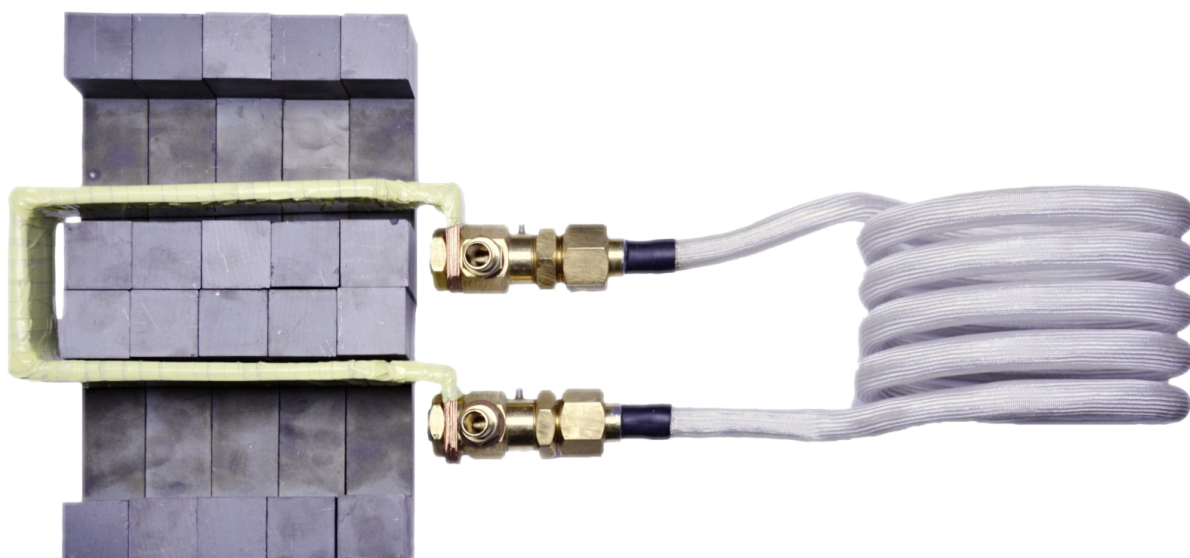
Následně byl oživen frekvenční střídač umístěný na obrázku 126 vlevo, jenž je řízen analogovým fázovým závěsem s využitím obvodu CD4046 přes izolační budiče. Bližší zkoumání chování dynamických jevů tranzistorů je zachyceno na oscilogramech v 4.2.2. Na obrázcích 126 a 127 jsou vyfotografovány měniče z pohledu BOTTOM a TOP.



Obrázek 126: Měničová jednotka – strana BOTTOM Obrázek 127: Měničová jednotka – strana TOP

4.1.7 Výkonový rezonanční obvod

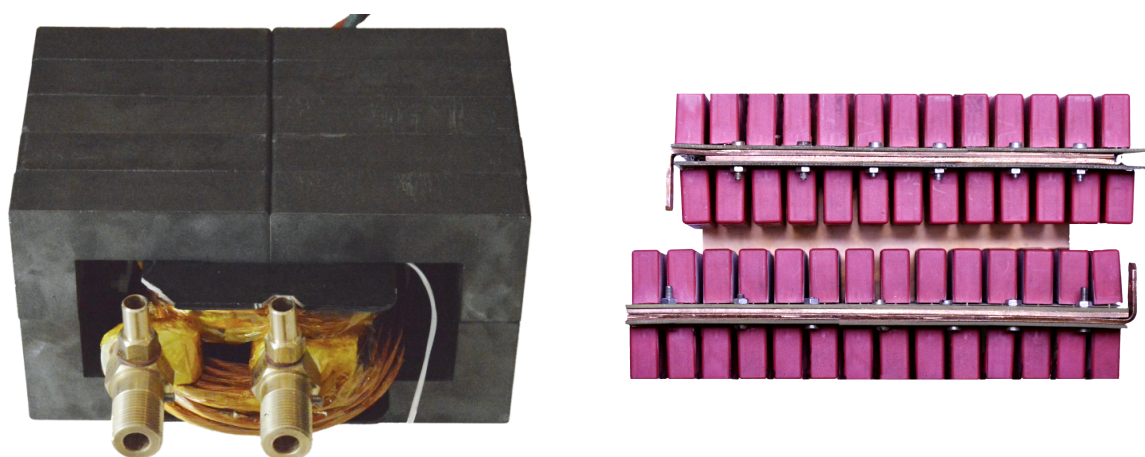
Výkonový rezonanční RLC obvod je nejvíce proudově namáhanou částí celého zařízení. Jeho konstrukce musela být navržena s rozvahou. Nejprve byl obvod testován s dočasným vinutím v transformátoru, ovšem po úspěšném oživení dostal vinutí jiné. Na následujících obrázcích bude ukázána konečná varianta rezonančního obvodu. Transformátor tvoří 20 kusů feritových jader typu „U“ o rozměrech 102 x 57 x 25 mm. Ty jsou seskládány dohromady a tvoří tak jedno velké feritové jádro typu „EE“ o rozměrech 204 x 114 x 100 mm a hmotnosti 10,5 kg. Celkový průřez středního sloupku takto vytvořeného transformátoru je roven 62,5 cm². Pro toto jádro byla vyrobena papírová středová kostra vyztužená epoxidovým lepidlem. Primární vinutí tvoří lanko 80 od sebe navzájem izolovaných lakovaných měděných vodičů o průměru 0,4 mm. Lanko má tedy průřez 10 mm² a sekundární vinutí tvoří 32 závitů. Sekundární vinutí tvoří jeden závit složený z 9 měděných plechů o rozměrech 0,6 x 40 mm. Jednotlivé plechy jsou od sebe odizolovány dvěma vrstvami kaptonové pásky. Celkový průřez sekundárního vinutí je tedy 200 mm². Nejprve bylo na feritové jádro navinuto sekundární vinutí, poté 6 vrstev kaptonové pásky a následně 32 závitů primárního vinutí. Celé jádro bylo poté obaleno teplovodivou silikonovou gumou a staženo duralovými plechy pomocí svorníků. K sekundárnímu vinutí je připojeno mosazné šroubení, jež připojuje vlastní induktor. Induktor je navinut měděnou trubkou o průměru 12 mm na vnitřní průměr cívky 105 mm s délkou 115 mm o 5 závitěch. Celý induktor bude protékán chladicí vodou. Před vlastním výkonovým transformátorem je na primární straně umístěna blok rezonančních kondenzátorů. Ten je tvořen sérioparalelní kombinací 96 kusů kondenzátorů WIMA typu FKP1 o kapacitě 22 nF a napětí 650 V_{RMS}. Celkový blok kondenzátorů má kapacitu 620 nF a odolává napětí 1200 V_{RMS} při frekvenci 10 kHz. Na obrázcích 128, 129 a 130 na následující straně je vyobrazen celý rezonanční obvod a jeho jednotlivé části.



Obrázek 128: Výkonový rezonanční obvod



Obrázek 129: Sekundární vinutí (vlevo) a obě komplet na sobě (vpravo)



Obrázek 130: Výkonový transformátor (vlevo) a rezonanční kondenzátor (vpravo)

4.1.8 Seznámení s činností mikrokontroléru

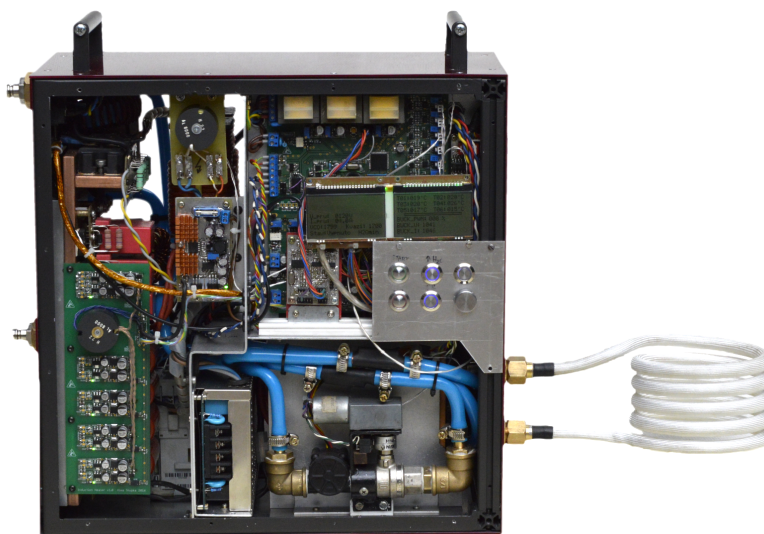
Jak již bylo uvedeno při návrhu zařízení v kapitole 3.1, mikrokontrolér je srdcem celého zařízení. Realizace všech navržených částí se zdařila a v následující podkapitole budou popsány některé podrobnosti.

Primární úlohou mikrokontroléru je řídit snižující pulsní měnič prostřednictvím PWM modulace, měřit stejnosměrné napětí ve snižujícím měniči a vstupní proud do téhož měniče. Dále pak zajišťuje komunikaci s obsluhou celého zařízení prostřednictvím pěti tlačítek, rotačního enkodéru a dvou grafických monochromatických displejů. To jsou základní důležité činnosti, jež úspěšně fungují. Dále byla implementována snímání napětí všech tří fází, měření šesti teplot s pomocí platinových teplotních snímačů. Konkrétně jsou měřeny teploty celého měděného bloku, na němž jsou umístěny výkonové měniče, vstupní a výstupní vody, teplota vinutí výkonové tlumivky ve snižujícím měniči, teplota vinutí hlavního výkonového transformátoru a teplota pomocného napájecího zdroje. Teplotní čidla jsou zkalibrována s přesností ± 1 °C v teplotním rozsahu $0 \div 120$ °C. Taktéž bylo implementováno řízení servoventilu vody, ovládání stykače, snímání průtoku vody, řízení a snímání otáček až šesti DC ventilátorů (zatím byly využity pouze dva), taktéž je zprovozněna komunikace s externím obvodem pro vzdálené ovládání.

Po softwarové stránce jsou jednotlivé interní periferie v mikrokontroléru používány s využitím aktivních přerušení (buď časových či aktivovaných při změně proměnné) ve čtyř nastavitelných prioritách podle jejich důležitosti. V okamžiku nečinnosti těchto periférií jsou obsluhovány LCD displeje přes SPI rozhraní a také LED podsvícení ovládacích tlačítek.

Prozatím nebyla z důvodu časového presu implementována možnost výměny tavicí cívky za jinou s jinými rozměry. Do budoucna je ovšem s touto možností stále počítáno a obnáší to pouze několik desítek řádek kódu navíc. Konkrétně bude pravděpodobně vyrobena cívka s vnitřním průměrem přibližně 150 mm o čtyřech závitech pro možnost vložení většího tavicího kelímku. Poté by měla být záměna možná bez jakéhokoliv dalšího složitějšího nastavování.

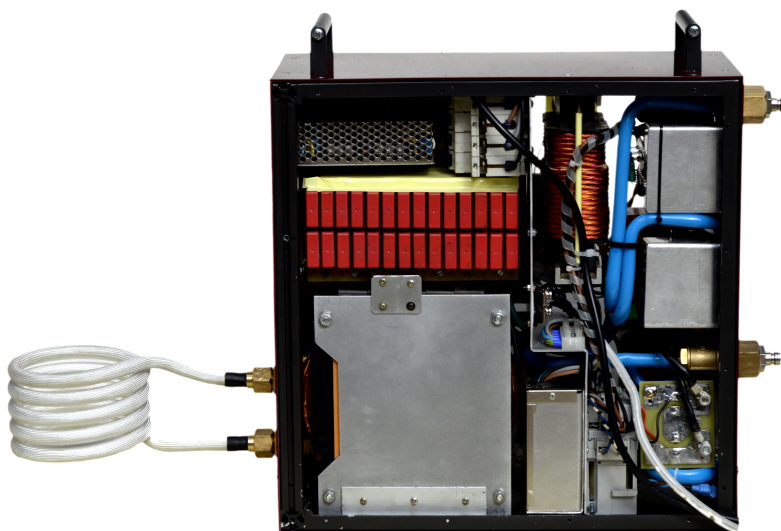
4.1.9 Celé zařízení v duralo-ocelové skříni



Obrázek 131: Zařízení v duralo-ocelové skříni – pohled na řídicí panel



Obrázek 132: Zařízení v duralo-ocelové skříni – zakrytované



Obrázek 133: Zařízení v duralo-ocelové skříni – pohled z pravé strany

4.2 Kontrolní měření

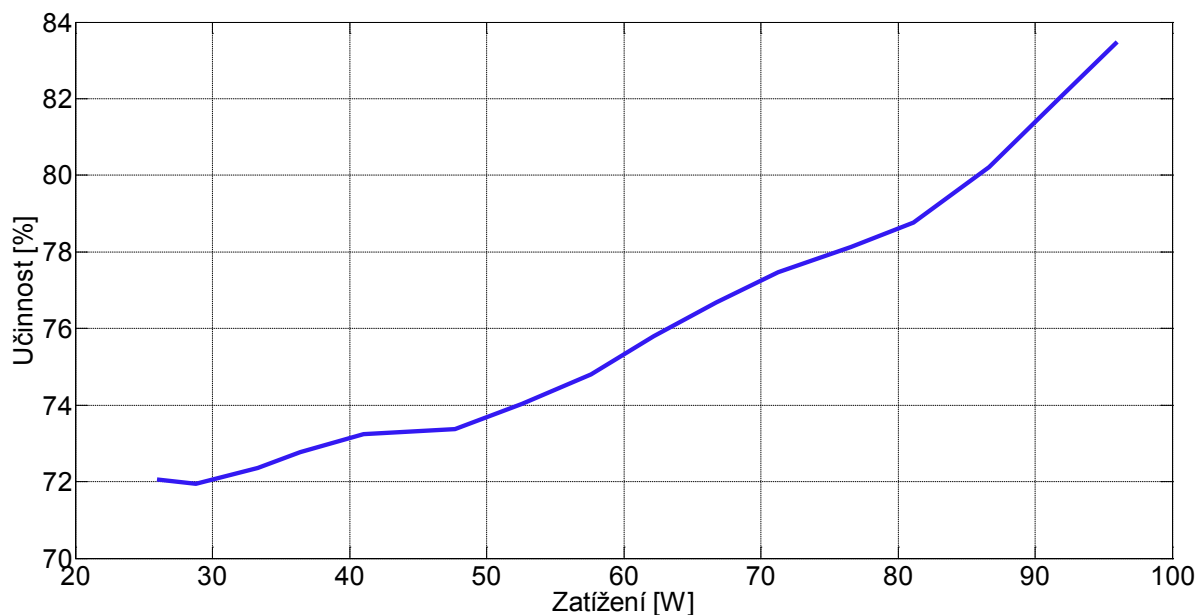
4.2.1 Pomocná zdrojová jednotka

Po úspěšném oživení zdrojové jednotky na ní bylo provedeno několik měření. Nejprve byla měřena účinnost zdroje v závislosti na zatížení. Naměřená data z tohoto měření jsou uvedena v tabulce 4, vynesení graf je poté uveden na obrázku 134. Dle provedených měření se podařilo dosáhnout účinnosti měniče $72 \div 84 \%$ v závislosti na odebíraném proudu. Při malém proudu je účinnost podstatně horší patrně vlivem ztrát v magnetickém obvodu.

$P_{AC} [W]$	5	36	40	46	50	56	65	71	77
$U_{DC} [V]$	24	24	24	24	24	24	24	24	24
$I_{DC} [A]$	0	1,081	1,199	1,407	1,516	1,709	1,987	2,19	2,40
$P_{DC} [W]$	0	25,94	28,76	33,76	36,38	41,01	47,68	52,58	57,6
$\eta [\%]$	72,0	71,9	73,4	72,77	73,2	73,4	74,0	74,8	75,8

$P_{AC} [W]$	82	77	87	92	98	103	108	112	115
$U_{DC} [V]$	24	24	24	24	24	24	24	24	24
$I_{DC} [A]$	2,59	2,40	2,78	2,99	3,19	3,38	3,61	3,83	4,00
$P_{DC} [W]$	62,16	57,6	66,7	71,8	76,6	81,1	86,6	91,92	96
$\eta [\%]$	76,7	75,8	76,8	78,0	78,1	78,8	80,2	82,0	83,5

Tabulka 4: Naměřené hodnoty zatížení a účinnosti zdroje



Obrázek 134: Vynesení účinnosti zdroje v závislosti na zatížení

Dále bylo měřeno zvlnění 24V větve zdroje a následně také zvlnění výstupního napětí obou snižujících měničů založených na integrovaném obvodu LM2596S. Naměřené hodnoty zvlnění 24V větve jsou uvedeny v tabulce 5, zvlnění 12V větve v tabulce 6 a zvlnění 5V větve

v tabulce 7. Dále byly změřeny průběhy zvlnění 5V, 12V a 24V větvi pomocného zdroje při reálném nominálním zatížení ve vlastním zařízení uvedené na obrázcích 135, 136 a 137.

24V větev	Zvlnění [mV]	47	50	55	59	62	68
	I_{DC} [A]	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1

24V větev	Zvlnění [mV]	76	84	86	88	90	92
	I_{DC} [A]	1,5	2	2,5	3	3,5	4

Tabulka 5: Naměřené hodnoty zvlnění (špička - špička) 24V větve v závislosti na zatížení

12V větev	U_{DC} [V]	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	11,99
	I_{DC} [mA]	0	50	100	200	300	400
	Zvlnění [mV]	70	105	130	158	210	245

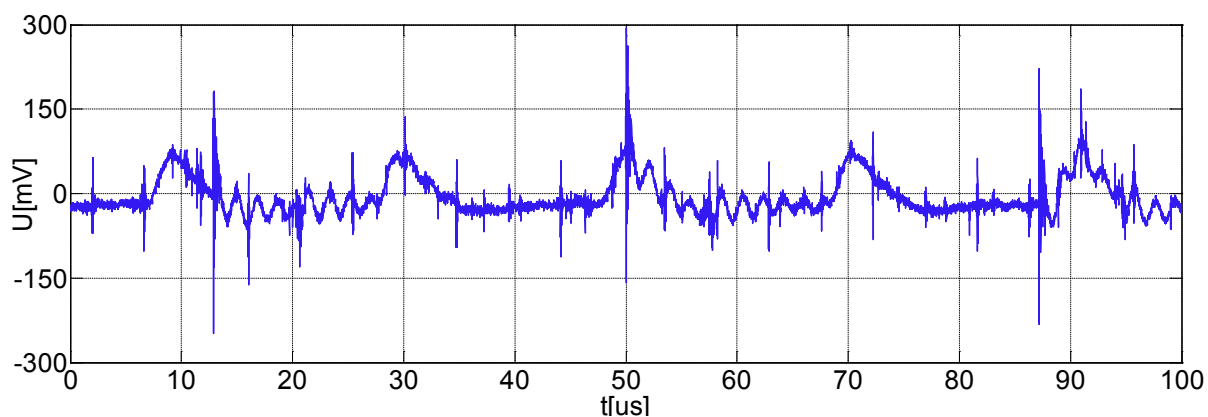
12V větev	U_{DC} [V]	11,98	11,98	11,97	11,96	11,95	11,95
	I_{DC} [mA]	500	600	700	800	900	1000
	Zvlnění [mV]	298	302	310	320	340	362

Tabulka 6: Naměřené hodnoty zvlnění (špička - špička) 12V větve v závislosti na zatížení

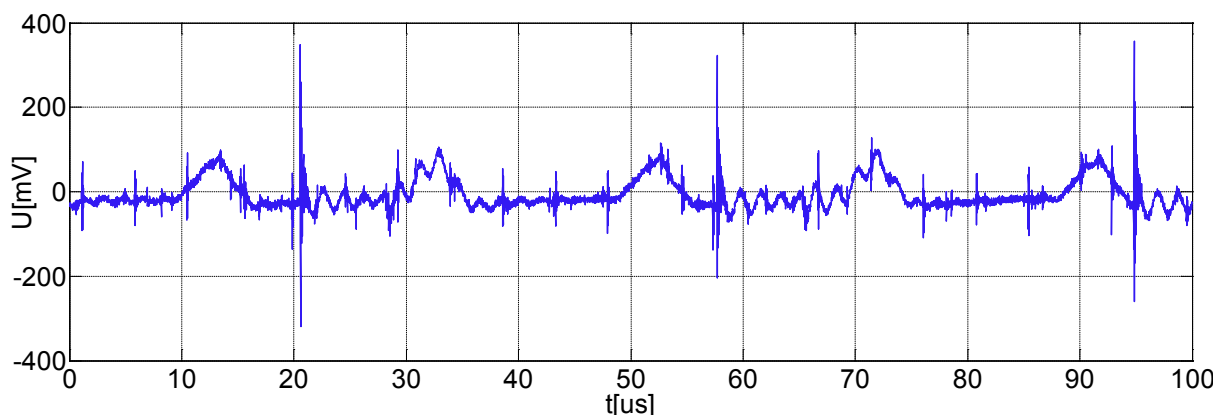
5V větev	U_{DC} [V]	5,00	5,00	5,00	5,00	5,00	4,99
	I_{DC} [mA]	0	50	100	200	300	400
	Zvlnění [mV]	54	80	120	140	154	190

5V větev	U_{DC} [V]	4,99	4,98	4,98	4,98	4,97	4,97
	I_{DC} [mA]	500	600	700	800	900	1000
	Zvlnění [mV]	240	262	272	280	290	310

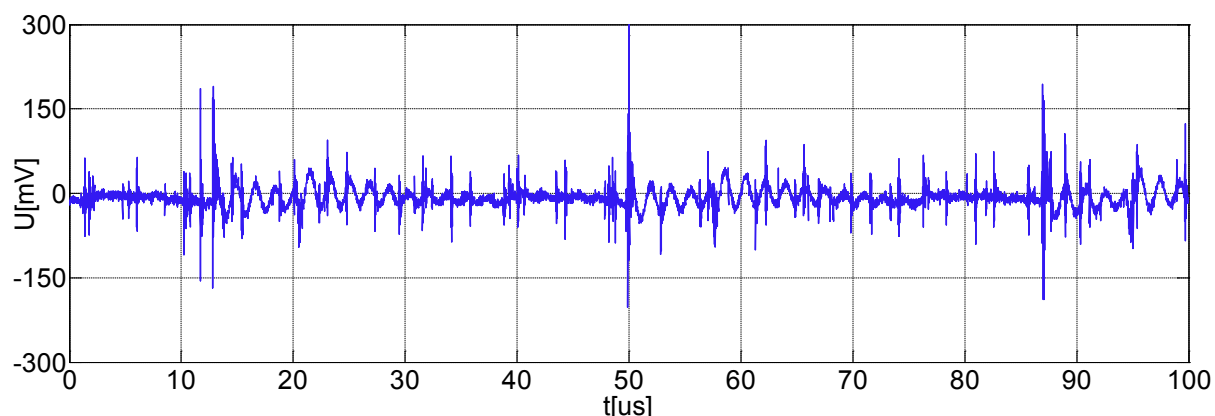
Tabulka 7: Naměřené hodnoty zvlnění (špička - špička) 5V větve v závislosti na zatížení



Obrázek 135: Průběh zvlnění 5V napájecí větve při nominálním zatížení v zařízení



Obrázek 136: Průběh zvlnění 12V napájecí větve při nominálním zatížení v zařízení



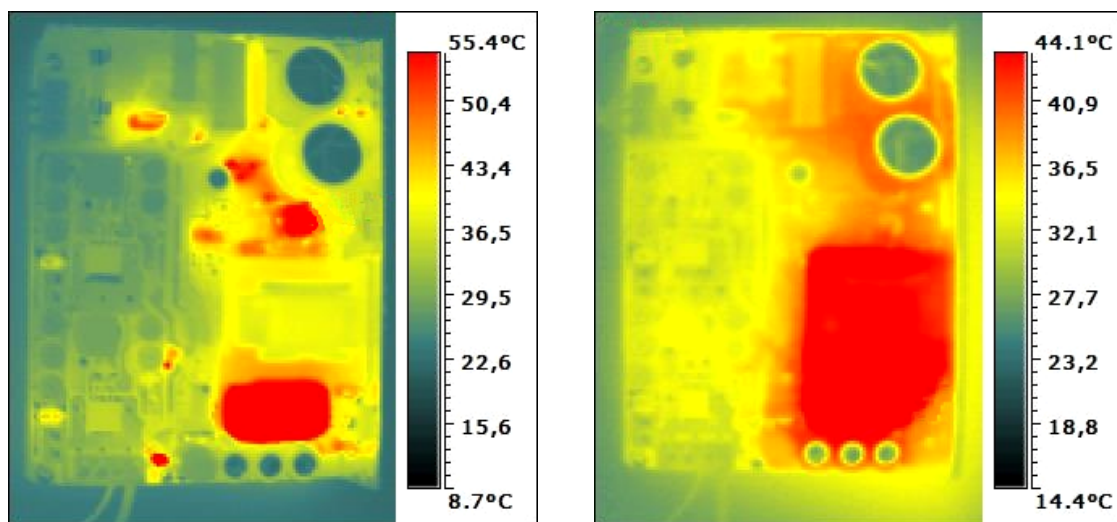
Obrázek 137: Průběh zvlnění 5V napájecí větve při nominálním zatížení v zařízení

Poté byl změřen náběh zdroje v závislosti na velikosti vstupního střídavého napětí a na odebíraném výkonu ze zdroje.

$U_{AC} [V]$	< 155	165	180	230
$I_{DC} [mA]$	0	2	4	4
Stav zdroje	Pulzuje	OK	OK	OK

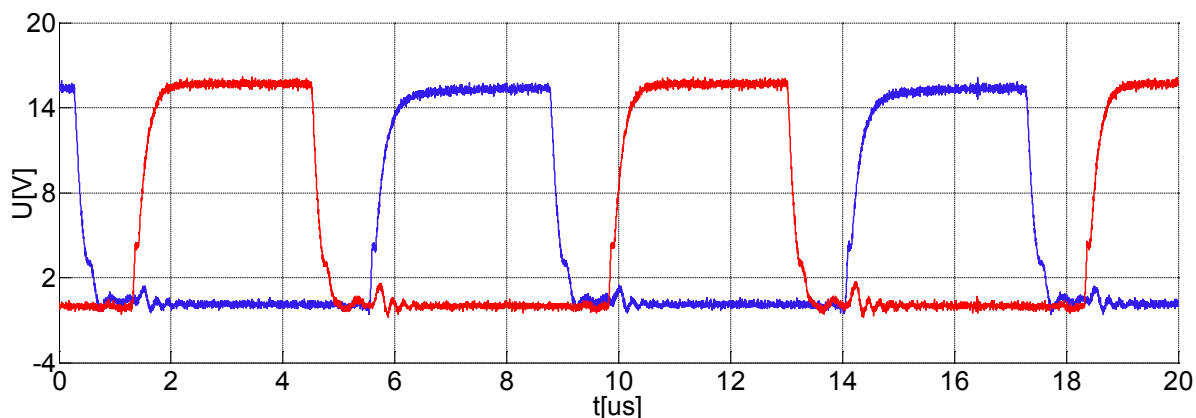
Tabulka 8: Naměřené náběhu zdroje v závislosti na vstupním napětí a zatížení

Nakonec byl zdroj ještě vyfotografován termokamerou. Fotografie jsou uvedeny na obrázku 138 na následující straně. Vlevo je zachycen zdroj po několikaminutovém provozu na jmenovitý výkon 100 W, vpravo je zachycen zdroj po 5 minutách od následného vypnutí. Je zde patrný přestup tepla zejména z výstupní filtrační tlumivky do vysokofrekvenčního transformátoru, jenž je s tlumivkou spojen silikonovým teplovodivým tmelem.

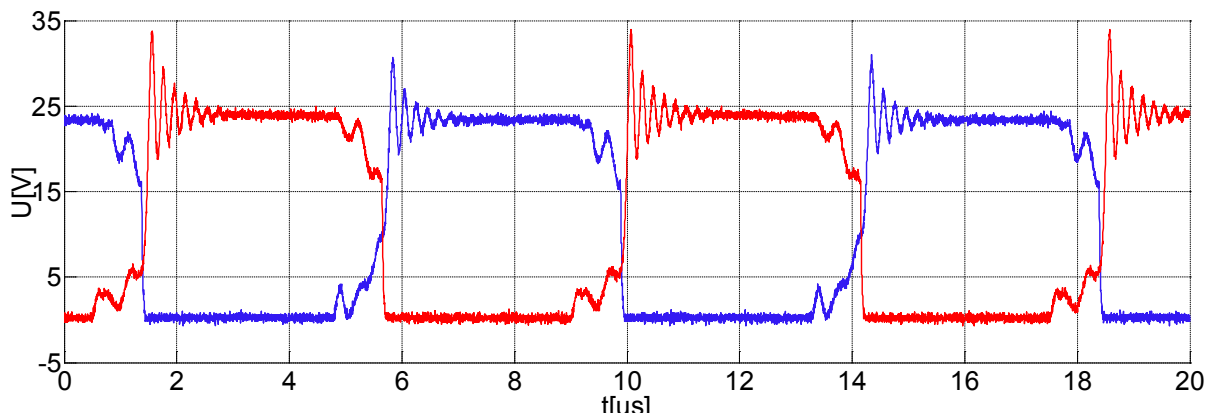


Obrázek 138: Zdroj v provozu (vlevo) a po 5 minutách po vypnutí (vpravo)

Na následujících obrázcích jsou pro doplnění uvedeny fotografie průběhů pomocného push-pull měniče blíže popsaném v 3.2.5. Na obrázku 139 je průběh na gatech MOSFET tranzistorů, jimiž je napájen pomocný transformátor, a na obrázku 140 je uveden průběh na drainech týchž tranzistorůch.



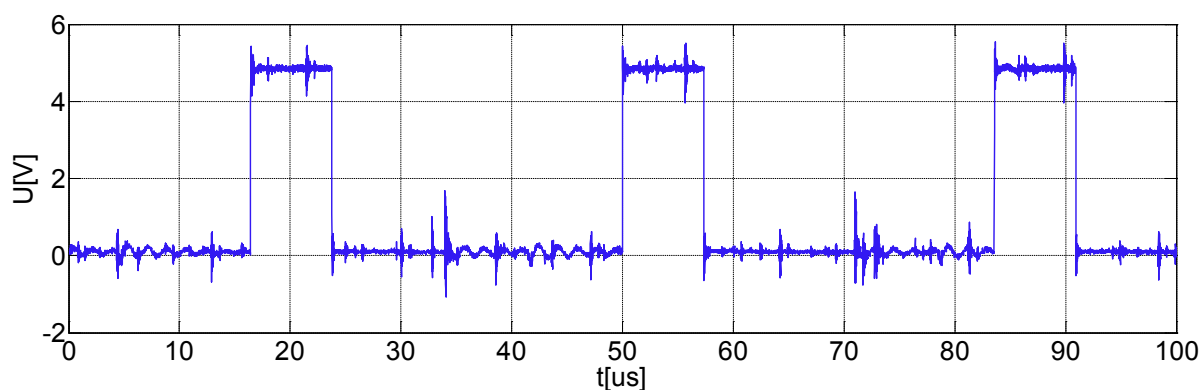
Obrázek 139: Průběh napětí na gatech MOSFET tranzistorů push-pull měniče



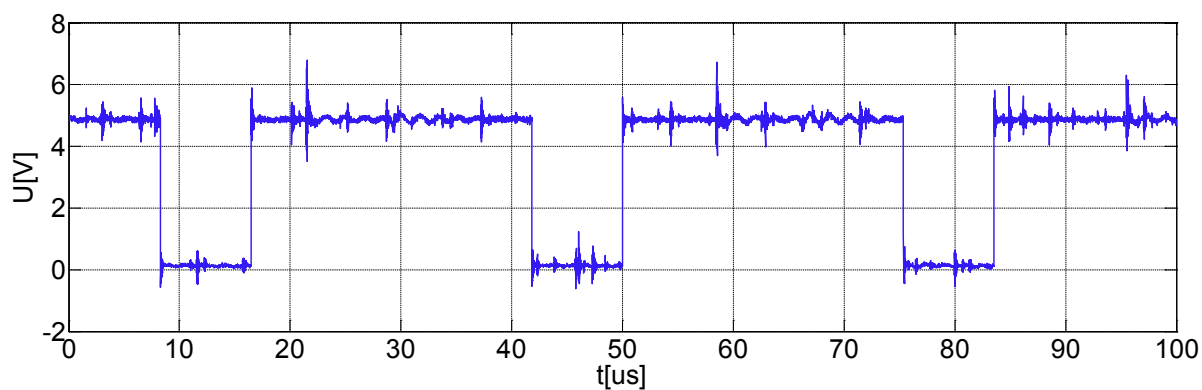
Obrázek 140: Průběh napětí na drainech MOSFET tranzistorů push-pull měniče

4.2.2 Výkonová měničová jednotka

Po úspěšném oživení celé měničové jednotky na ní bylo provedeno několik měření. Nejprve byly ověřeny průběhy na budičích předřadného snižujícího měniče. Na obrázku 141 je uveden průběh napětí na výstupu driveru UCC37322 snižujícího měniče při střídě 25 % a na obrázku 142 průběh při střídě 76 %. Napěťové špičky v průbězích jsou patrně způsobeny vlivem nesymetrického rušení do osciloskopických sond a jsou tedy z velké míry fiktivní.

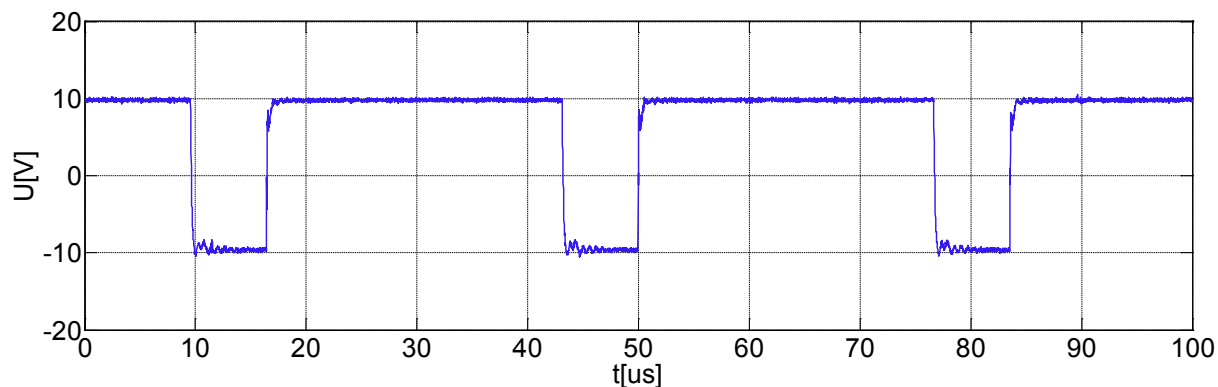


Obrázek 141: Průběh napětí z driverů snižujícího měniče při 25% střídě



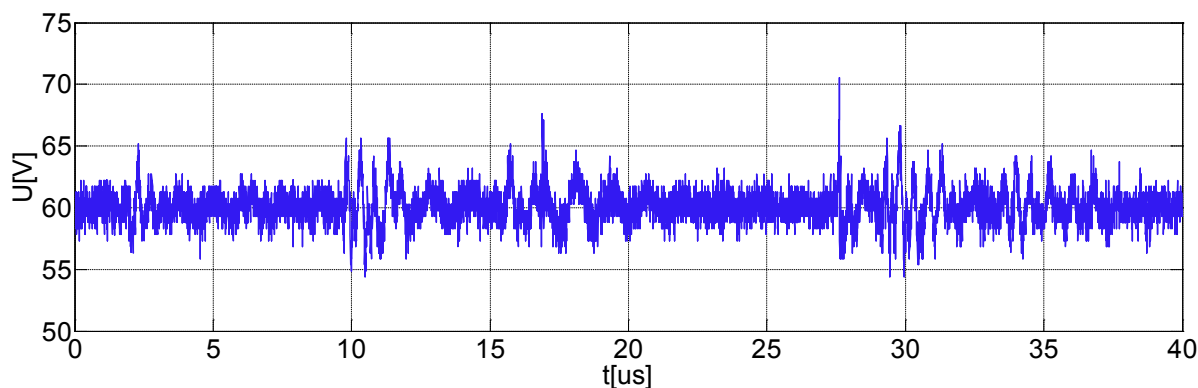
Obrázek 142: Průběh napětí z driverů snižujícího měniče při 76% střídě

Na obrázku 143 je uveden průběh napětí na hradle jednoho ze tří IGBT tranzistorů snižujícího měniče při cca 70% střídě. V průběhu je patrné mírné zaoblení náběžných hran vlivem kapacitní zátěže hradla IGBT tranzistoru.



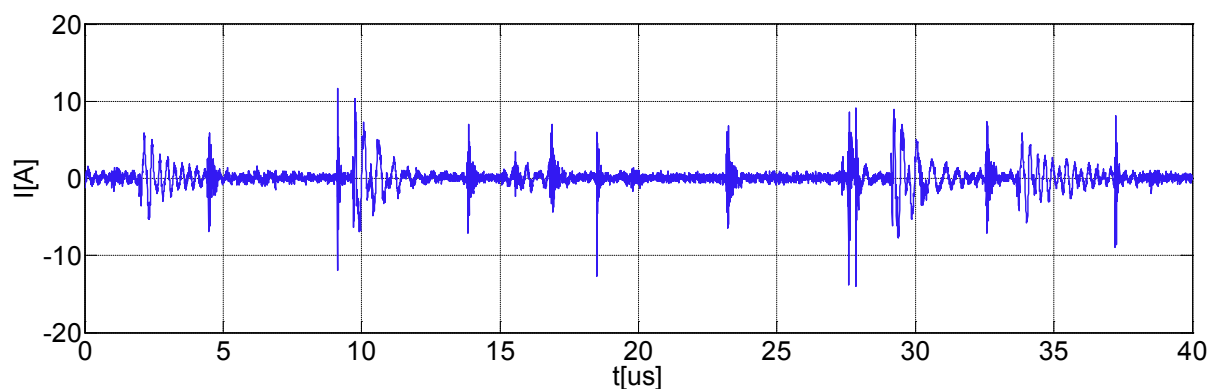
Obrázek 143: Průběh napětí na hradle IGBT tranzistoru snižujícího měniče při 70% střídě

Na obrázku 144 je uveden průběh napětí na výstupu snižujícího měniče při výstupním protékajícím proudu přibližně 2 A. Velikost zvlnění napětí bude v konečné verzi minimalizována přidáním dalších filtračních elektrolytických kondenzátorů.



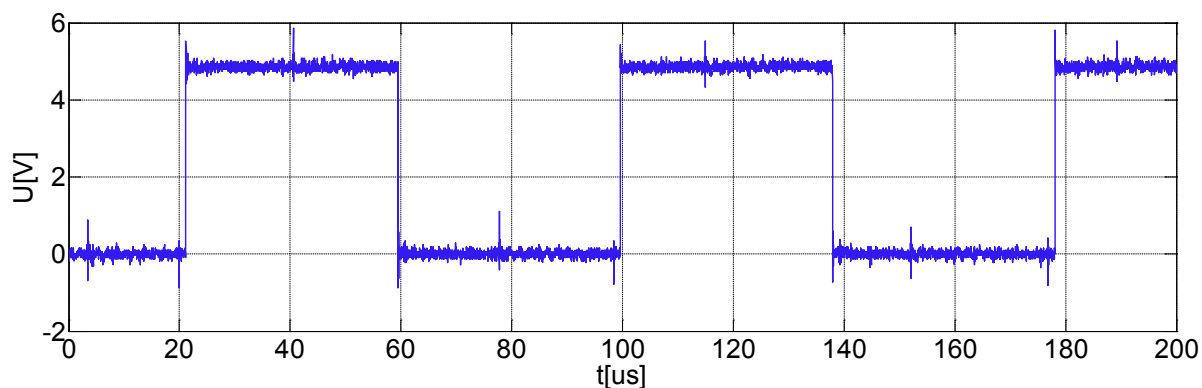
Obrázek 144: Průběh napětí na výstupu snižujícího měniče při proudu 2 A

Na obrázku 145 je uveden průběh proudu tekoucího do vstupu snižujícího měniče při výstupním napětí 60 V a zátěži na střídači o výkonu 120 W.



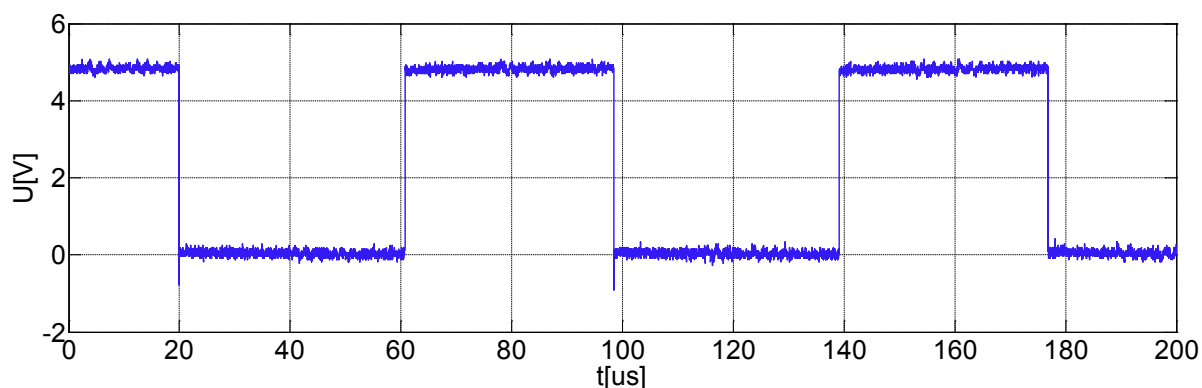
Obrázek 145: Průběh proudu tekoucího do vstupu snižujícího měniče při napětí na výstupu měniče 60 V

Na následujících průbězích budou ukázány průběhy napětí a proudů na frekvenčním střídači. Na obrázku 146 je uveden průběh napětí na výstupu driveru UCC37322 pro buzení tranzistorů IGBT v prvním cyklu spínacího taktu.



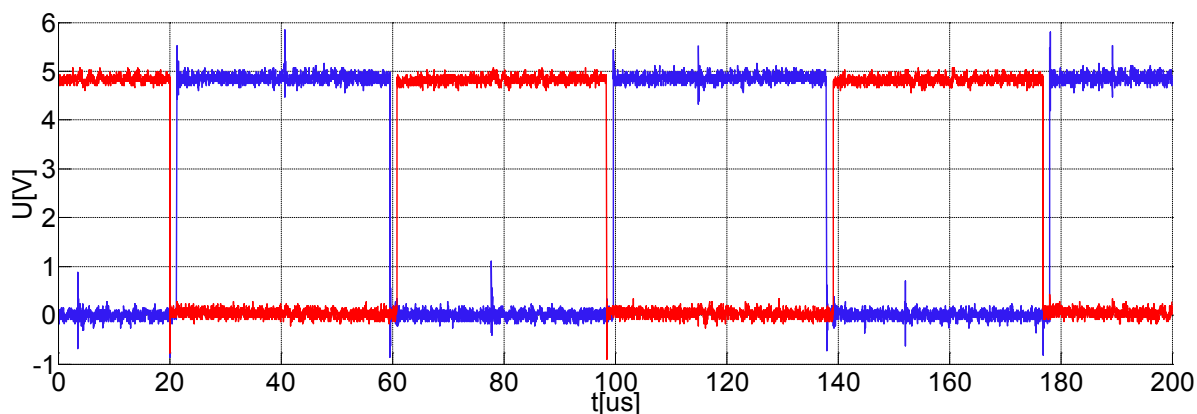
Obrázek 146: Průběh napětí z driverů frekvenčního střídače v první polovině cyklu

Na obrázku 147 je uveden průběh napětí na výstupu driveru UCC37322 pro buzení tranzistorů IGBT v druhém cyklu spínacího taktu.



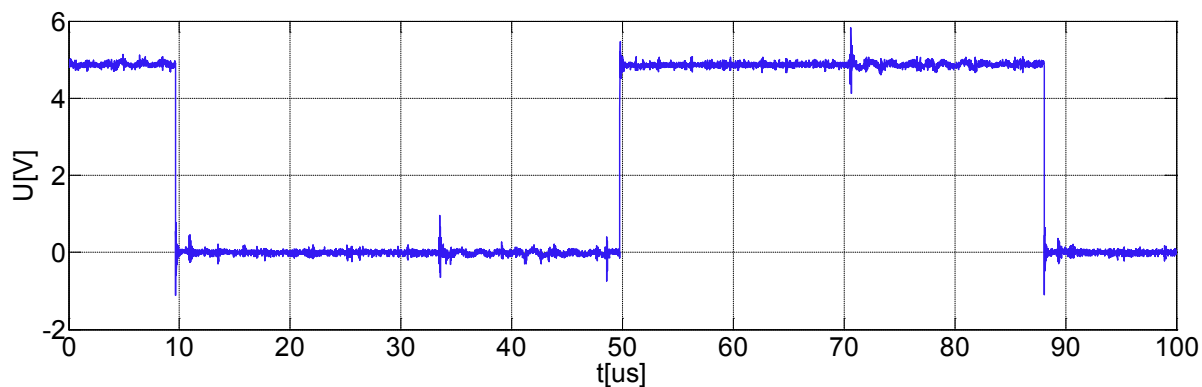
Obrázek 147: Průběh napětí z driverů frekvenčního střídače v druhé polovině cyklu

Na obrázku 148 je uveden průběh napětí na výstupu driveru UCC37322 pro buzení tranzistorů IGBT v druhém cyklu spínacího taktu.



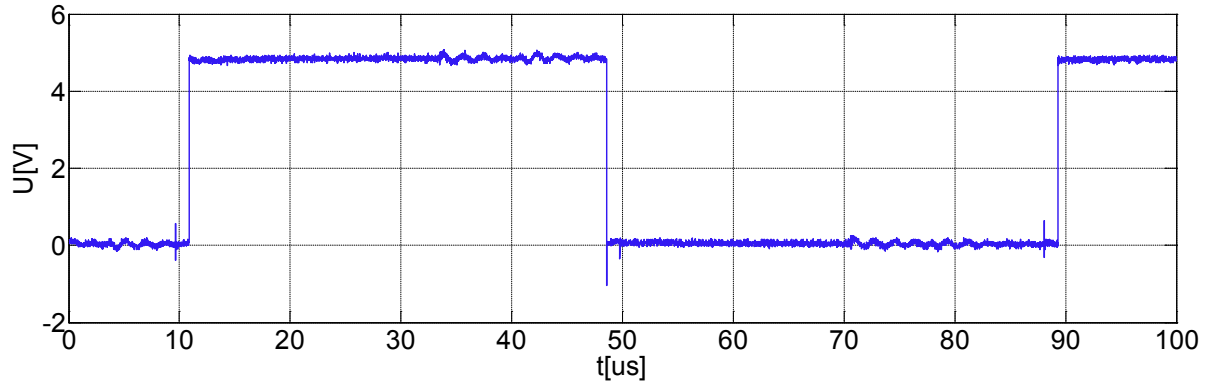
Obrázek 148: Průběhy napětí z driverů frekvenčního střídače

Na obrázku 149 je uveden průběh napětí na výstupu driveru UCC37322 frekvenčního střídače pro buzení tranzistorů IGBT v prvním cyklu spínacího taktu v detailu.

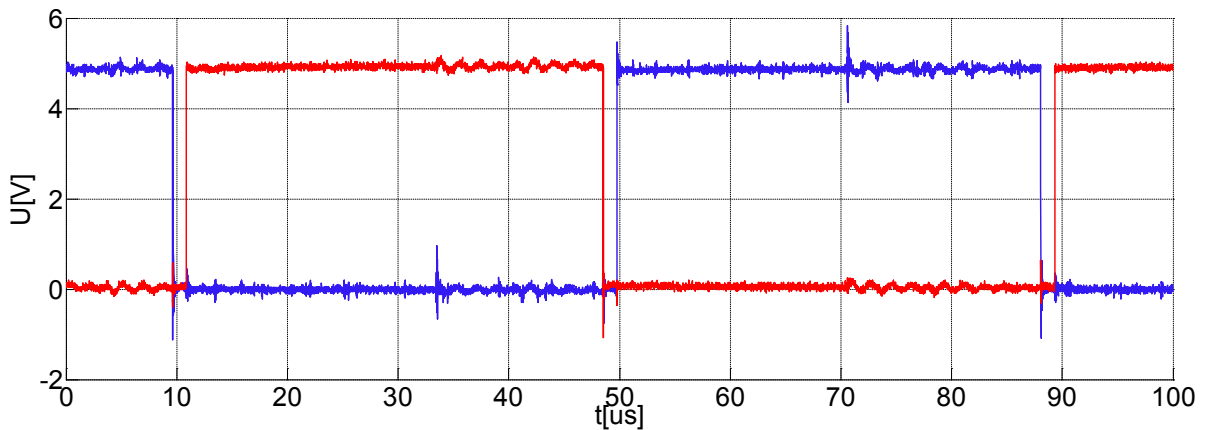


Obrázek 149: Průběh napětí z driverů frekvenčního střídače v první polovině cyklu - detail

Společně s obrázkem 150, na němž je uveden průběh napětí na výstupu driveru UCC37322 pro buzení tranzistorů IGBT v druhém cyklu spínacího taktu v detailu, je vidět při porovnání obrázku 149 a 150 velikost dead time 1,22 μs . Názorněji je to možné vidět ve sloučených průbězích na obrázku 151.

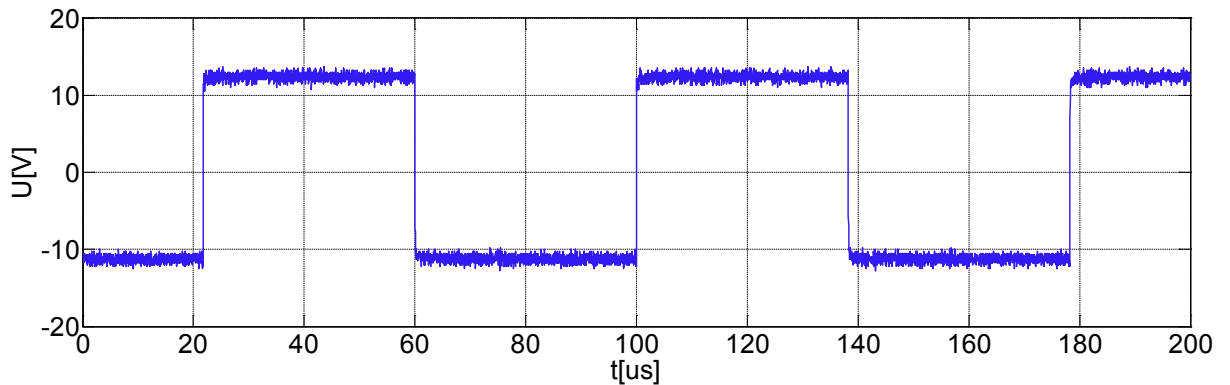


Obrázek 150: Průběh napětí z driverů frekvenčního střídače v druhé polovině cyklu – detail



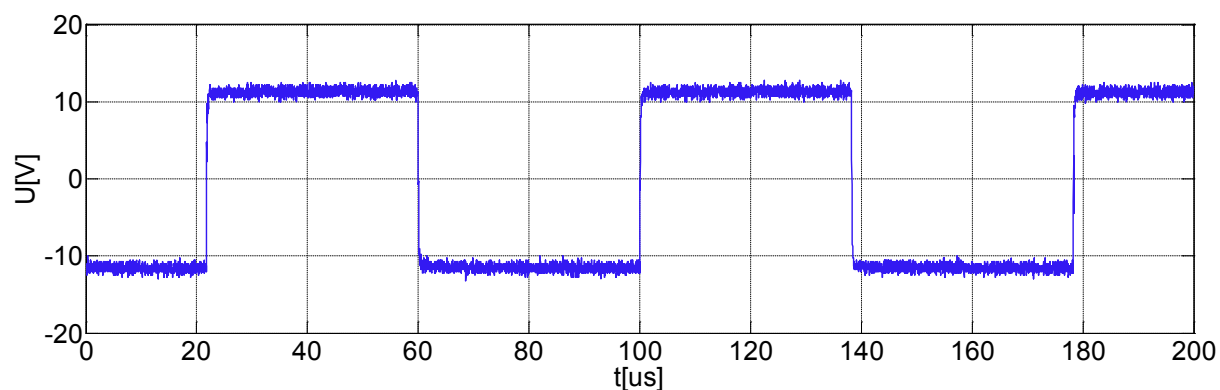
Obrázek 151: Průběhy napětí z driverů frekvenčního střídače

Na obrázku 152 je uveden průběh napětí na výstupu budičů IGBT tranzistorů spínajících v první polovině cyklu frekvenčního střídače.



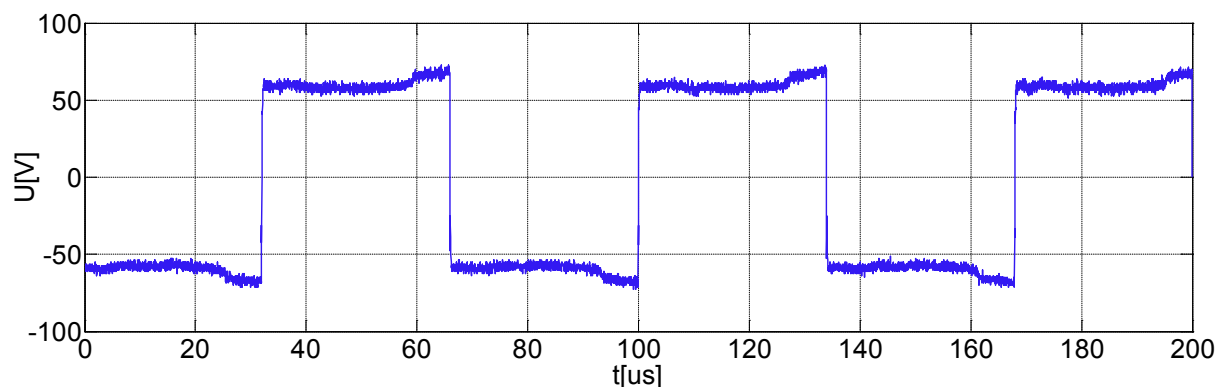
Obrázek 152: Průběh napětí na budičích IGBT tranzistorů spínajících v první polovině cyklu

Na obrázku 153 je uveden průběh napětí na hradle IGBT tranzistorů spínajících v první polovině cyklu frekvenčního střídače. V průběhu je patrné mírné zaoblení náběžných hran vlivem kapacitní zátěže hradla IGBT tranzistoru.



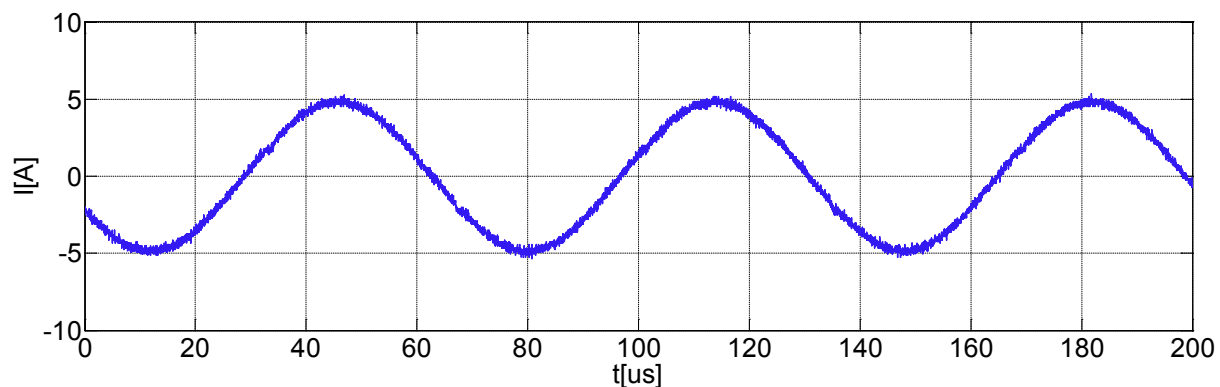
Obrázek 153: Průběh napětí na hradle IGBT tranzistoru spínajícího v první polovině cyklu

Na obrázku 154 je uveden průběh napětí na výstupu frekvenčního střídače při napájecím napětí střídače 60 V a zátěži 300 W.



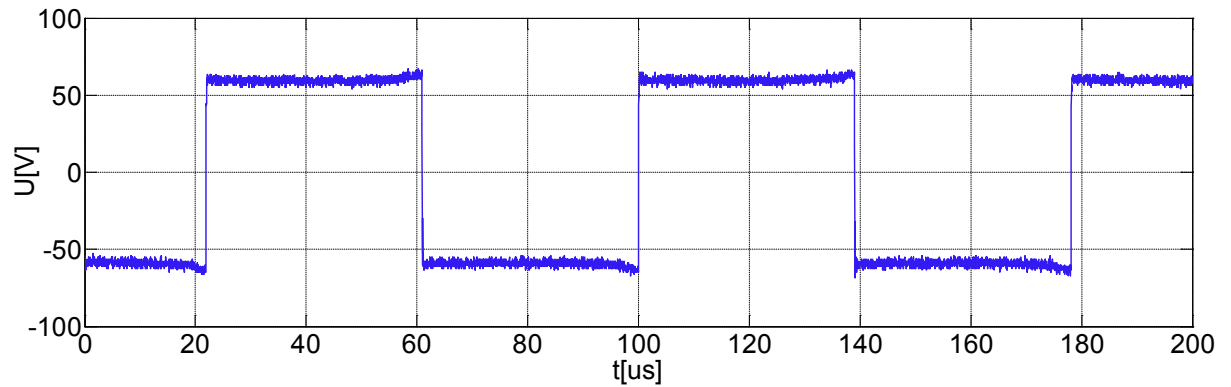
Obrázek 154: Průběh napětí na výstupu frekvenčního střídače v rezonanci při proudu 5 A

Na obrázku 155 je uveden průběh proudu tekoucího z výstupu frekvenčního střídače při výstupním napětí 60 V a zátěži 300 W naladěné těsně nad rezonanci. Průběh napětí mírně předbíhá proudu měničem.

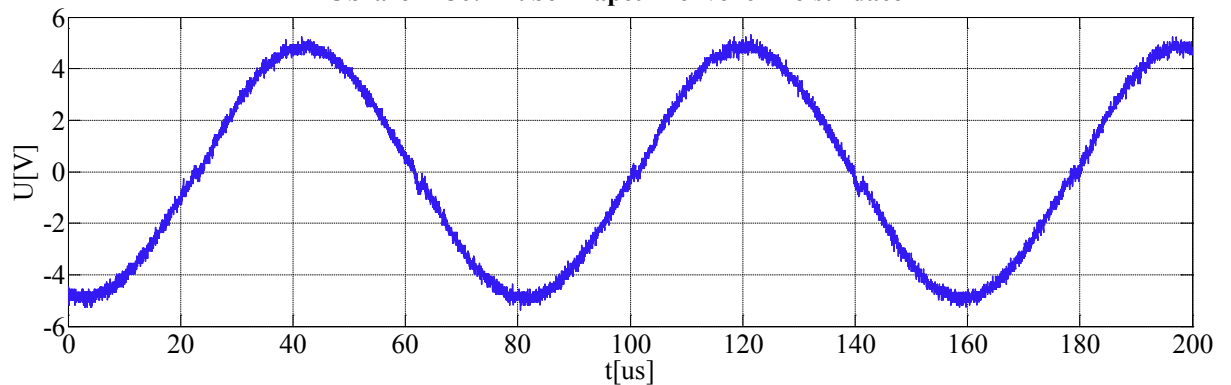


Obrázek 155: Průběh proudu tekoucího z frekvenčního střídače v rezonanci při napětí na měniči 60 V

Na obrázcích 156 a 157 je zachycen vzájemný fázový posun průběhů o 90° . Na obrázku 156 je uveden průběh napětí na výstupu mírně zatíženého frekvenčního měniče, a na obrázku 157 je zachycen průběh napětí na rez. kondenzátoru výkon. sériového RLC obvodu oddělen transformátorem, jež slouží jako fázová zpětná vazba do detektoru fázového.

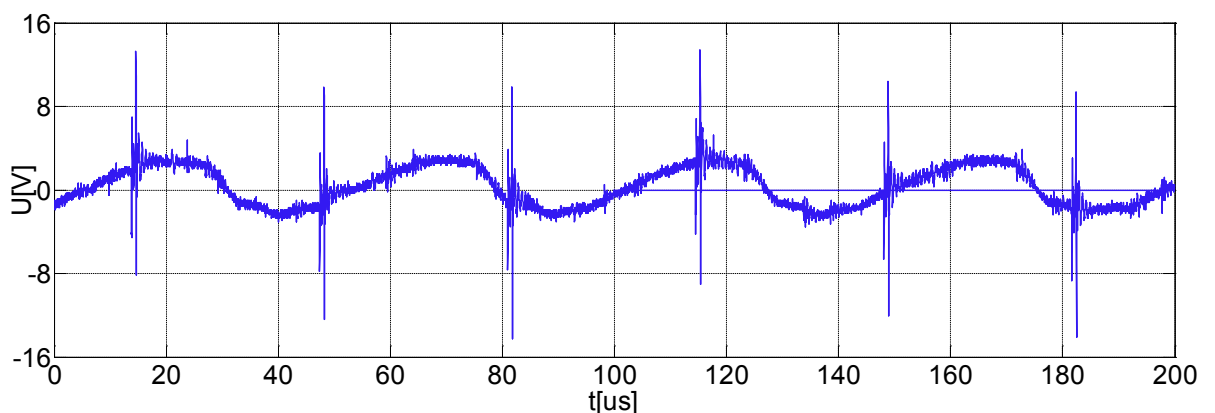


Obrázek 156: Průběh napětí frekvenčního střídače



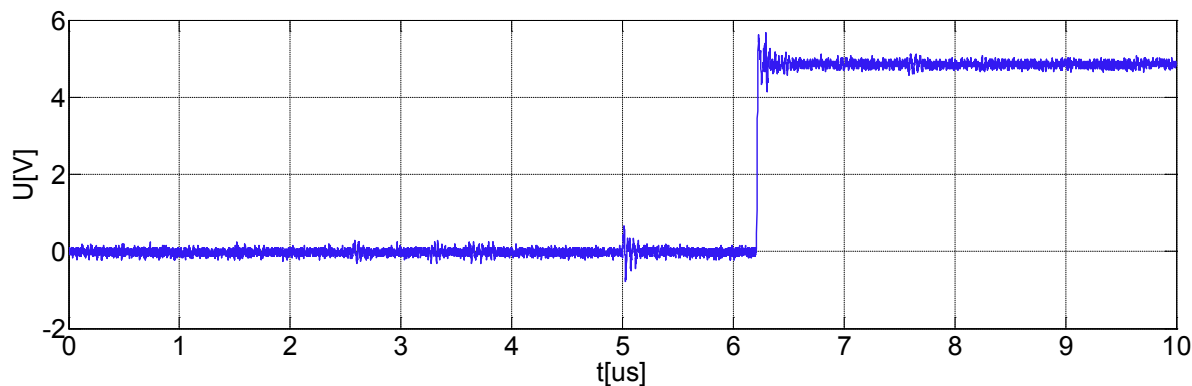
Obrázek 157: Průběh napětí na rezonančním kondenzátoru v rez. o 90° posunut oproti napětí střídače

Na obrázku 158 je uveden průběh napětí na elektrolytickém kondenzátoru mezi výkonovými měniči při 95% stříde snižujícího měniče při velikosti napájecím napětí 60 V a hodnotě protékajícího proudu 2,5 A.

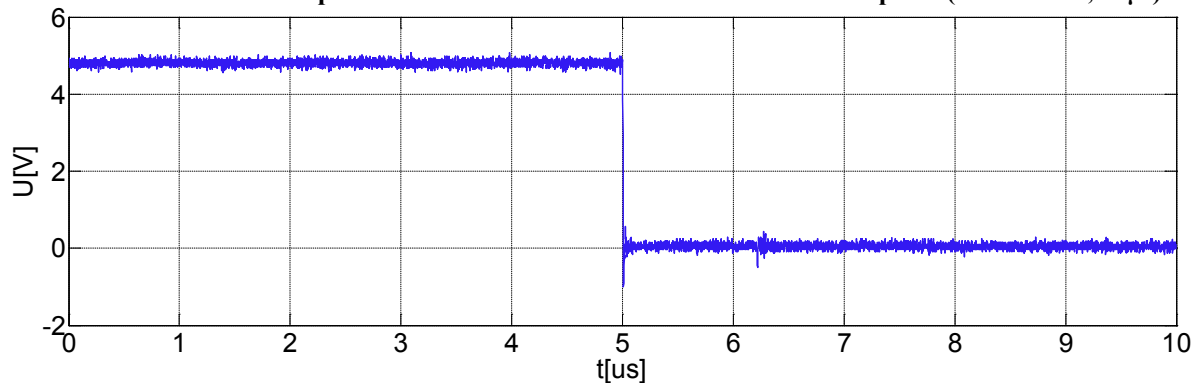


Obrázek 158: Průběh napětí elektrolytickém kondenzátoru mezi výkonovými měniči

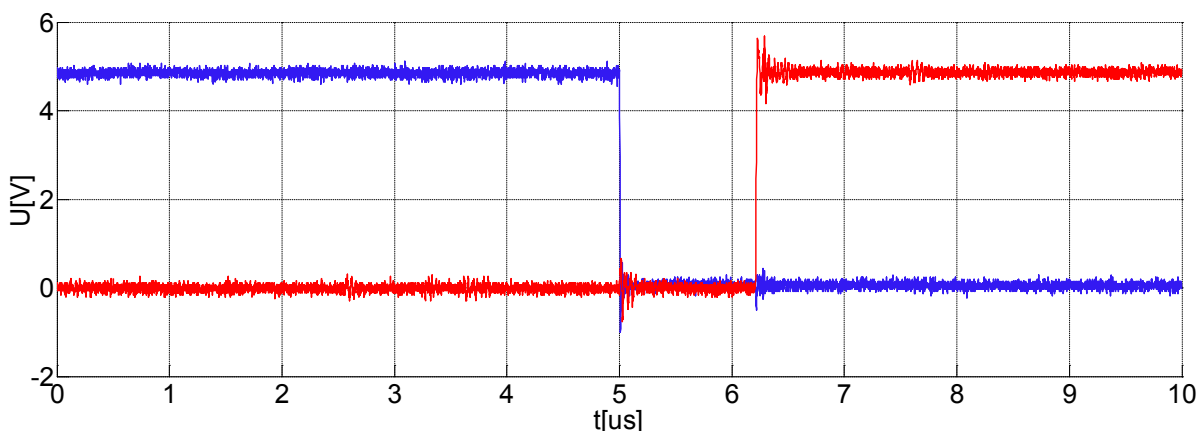
Pro doplnění je na obrázcích 159 a 160 zachycena velikost dead time mezi střídavým spínáním IGBT tranzistorů ve frekvenčním střídači v detailu. Na obrázku 159 je zachycen okamžik spínání IGBT tranzistoru a na obrázku 160 okamžik rozepínání IGBT tranzistoru. Oba uvedené průběhy jsou zachyceny osciloskopem v téže čase. Velikost dead time lze odměřit přesněji na $1,23 \mu\text{s}$. Lépe je tento čas měřitelný ze složeného obrázku 161.



Obrázek 159: Průběh napětí z driverů frekvenčního střídače – okamžik sepnutí (dead time $1,23 \mu\text{s}$)



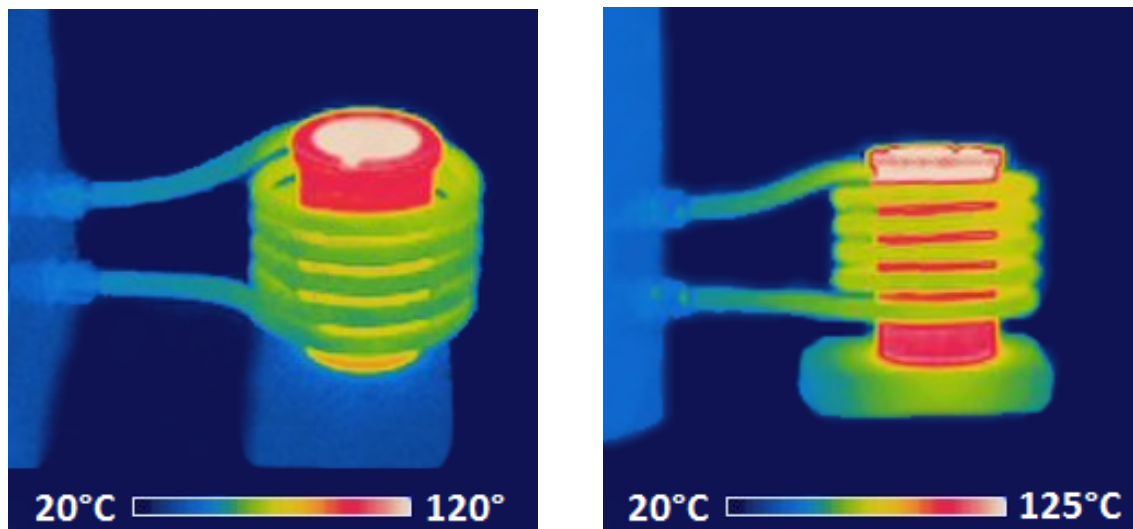
Obrázek 160: Průběh napětí z driverů frekvenčního střídače – okamžik vypnutí (dead time $1,23 \mu\text{s}$)



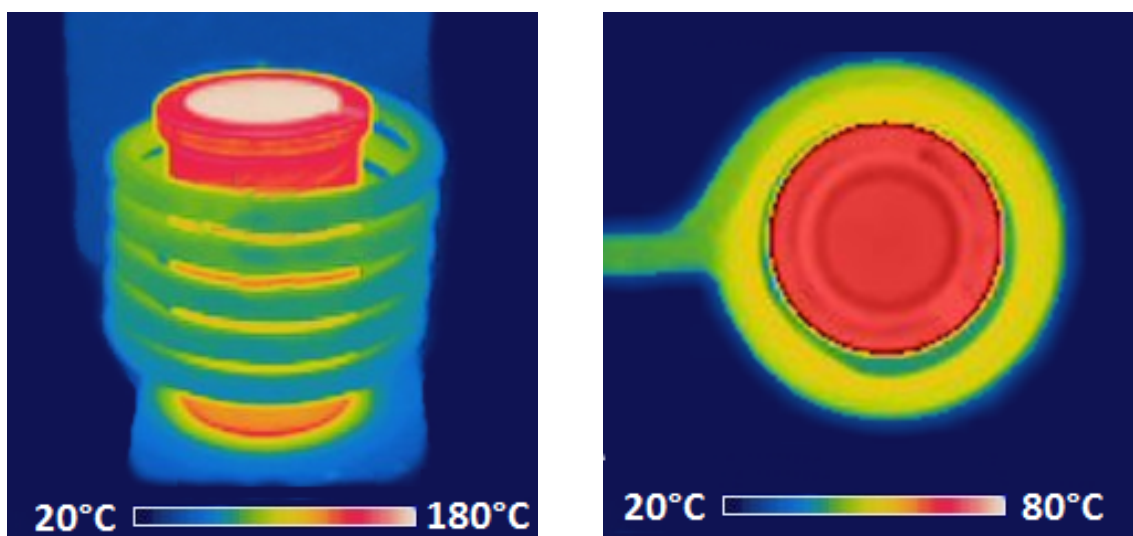
Obrázek 161: Průběhy napětí z driverů frekvenčního střídače

4.2.3 Testování celého zařízení

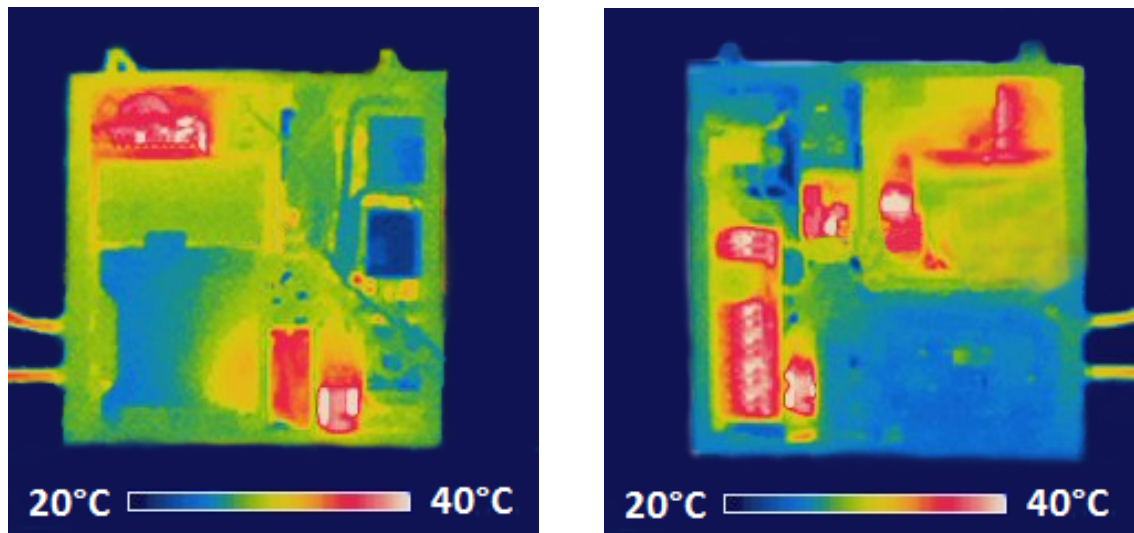
Zařízení bylo na počátku oživování napájeno mým již dříve zkonstruovaným spínaným regulovatelným stejnosměrným zdrojem o parametrech $3 \div 60 \text{ V}$, $0 \div 30 \text{ A}$. Po úspěšném odladění několika drobných a středně závažných chyb byl regulovatelný zdroj nahrazen jednofázovým autotransfornátorem o parametrech $0 \div 250 \text{ V}$, $0 \div 10 \text{ A}$. S ním byl postupně zvyšován výkon celého zařízení až do výkonu 3 kW. Při těchto zkouškách bylo nafoceno několik fotografií pomocí termokamery, aby se vyloučili případné problémy s místním přehříváním některých elektronických součástek. Nakonec bylo zařízení připojeno k trojfázové síti a řízení výkonu bylo již plně přenecháno snižujícímu pulsnímu měniči jehož ovládá řídicí elektronika.



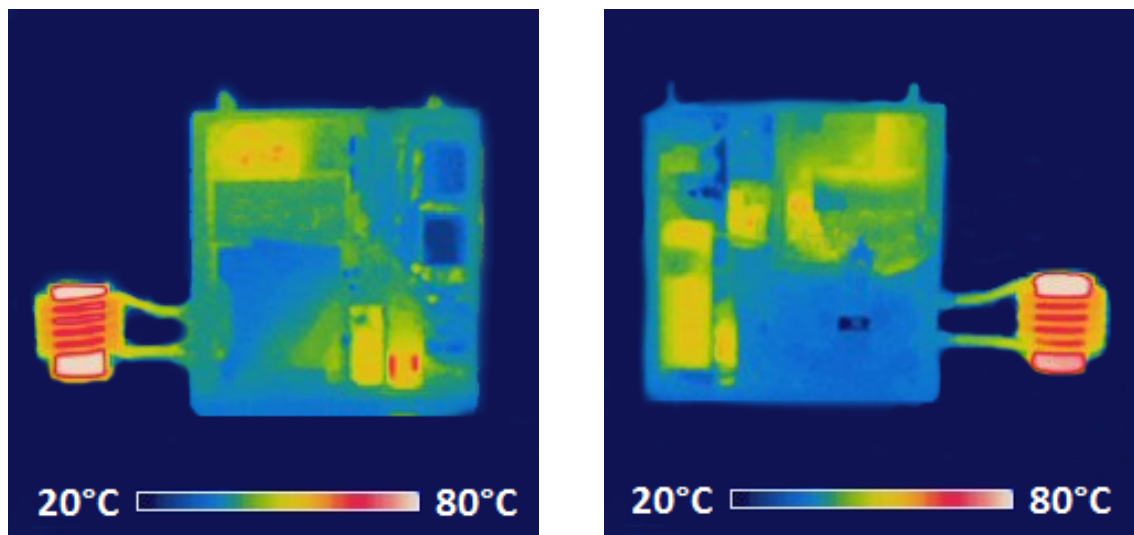
Obrázek 162: Snímky grafitového tavicího kelímku pořízené termokamerou 1 / 2



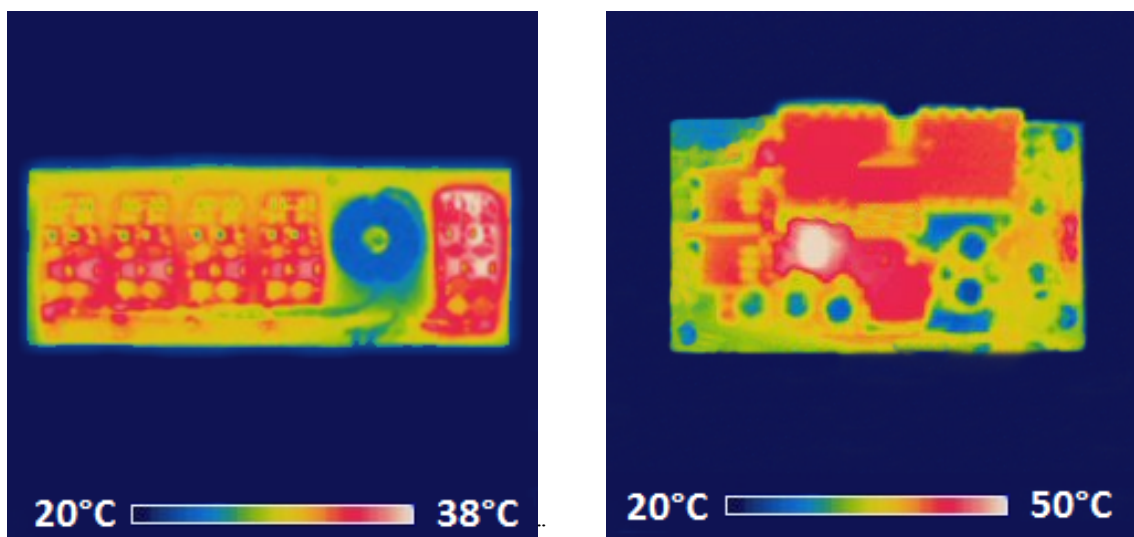
Obrázek 163: Snímky grafitového tavicího kelímku pořízené termokamerou 2 / 2



Obrázek 164: Snímky zařízení při zatížení výkonem 1,5 kW zachycené termokamerou 1 / 2



Obrázek 165: Snímky zařízení při zatížení výkonem 1,5 kW zachycené termokamerou 2 / 2



Obrázek 166: Snímky budičů a pomocného push-pull měniče zachycené termokamerou

5 Závěr

Podstatou této diplomové práce bylo navrhnout funkční obvodové schéma, zhotovit vlastní měnič indukčního ohřevu, navrhnout mechanickou konstrukci a ověřit funkčnost celého zařízení o výkonu v řádu jednotek kW.

Obvodové schéma bylo navrženo s použitím téměř 1400 elektronických součástek, prakticky realizováno a po částech úspěšně ověřena jeho funkce. Nejprve byla zhotovena řídicí deska, na níž byla zprovozněna komunikace mikrokontroléru s počítačem, poté byly programovány a oživovány jednotlivé komponenty připojené k mikroprocesoru. Byla zprovozněna funkce externích tlačítek, komunikace s LCD displeji, ovládání buck měniče pomocí PWM modulace, ovládání obvodu CD4046 pro řízení fázového závěsu, měření z až šesti teplotních čidel PT100, snímání otáček a řízení až šesti DC ventilátorů pomocí PWM modulace, snímání 15 kanálů prostřednictvím ADC převodníků (napětí a proud v meziobvodu, poloha zařízení, napětí na fázích, hodnota na výstupu VCO, měření teplot, atd.), ovládání akustického piezo měniče, řízení budičů, řízení servo pohonu, snímání otáček vodního průtokoměru, řízení nespojitého ventilu vody, řízení LED podsvícení tlačítek a LCD displejů, řízení a snímání externího ovládání a dalších podpůrných komponentů. Dále byly úspěšně zkonstruovány všechny výkonové prvky a měniče a byla ověřena jejich předpokládaná funkce včetně naměření důležitých parametrů s pomocí osciloskopu a termokamery.

Postupem vývoje se vyskytly dílčí problémy, jež nebyly při návrhu na první pohled patrné. Například značné napěťové rušení do reference mikrokontroléru, dále byly odhaleny některé drobné chyby návrhu celého schématu, problémy při konstrukci pomocného oddělovacího transformátoru pro snímání fáze na rezonančním kondenzátoru, jenž je značně napěťově namáhaný. Velkým problémem se jevilo také měření a zpracování značně zarušených měřených hodnot napětí a proudu ve stejnosměrném meziobvodu. Po odstranění většiny těchto nedostatků z návrhové části se zařízení podařilo úspěšně oživit prozatím s celkovým odebíraným příkonem přibližně $6 \div 7$ kW z trojfázové napájecí sítě. Po odstranění všech zjištěných drobných i závažnějších problémů a doprogramování mikrokontroléru s důrazem na analýzu a ošetření všech možných i nemožných stavů, kam by mohl program propadnout, bude výkon ještě zvýšen na požadovaných cca 10 kW.

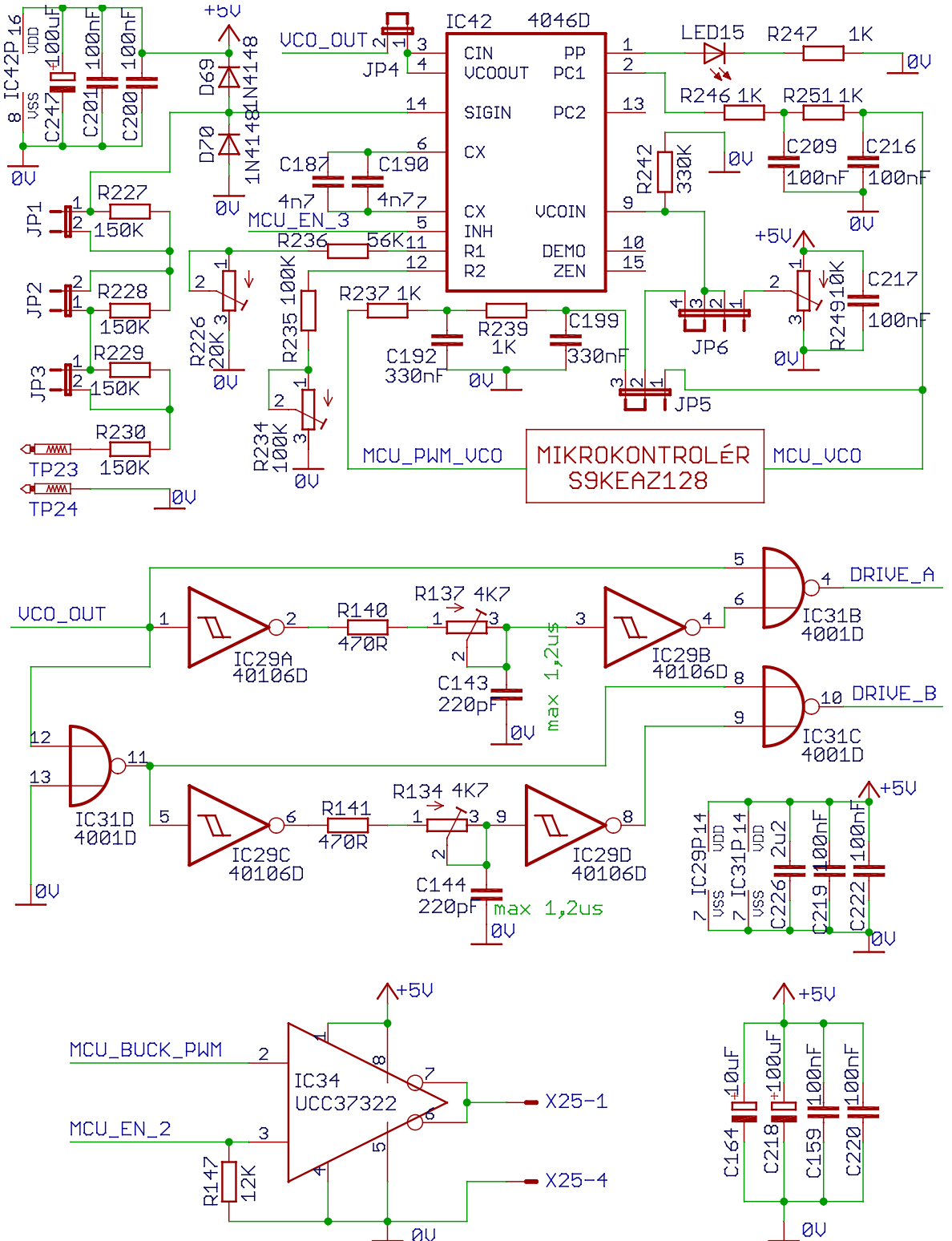
6 Použitá literatura

- [1] Faraday, M. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Michael_Faraday, 01.08.2016
- [2] Faraday, M. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Michael_Faraday, 01.08.2016
- [3] Basics of Induction Heating.
Dostupné z: <http://radyne.com/what-is-induction/basics-of-induction/>, 01.08.2016
- [4] Indukční ohřev. Fotogalerie webových stránek *4-construction.com*
Dostupné z: <http://www.4-construction.com/cz/magazin/obrazky/indukcni-ohrev-3/0/>, 01.08.2016
- [5] Indukční kalení. Článek na webových stránkách *cojeco.cz*
Dostupné z: http://www.cojeco.cz/index.php?detail=1&id_desc=38451&s_lang=2, 01.08.2016
- [6] Uhlíř, M. Indukční ohřevy ve strojírenství – bakalářská práce.
Dostupné v: Knihovna Západočeské univerzity v Plzni.
- [7] Novak, P., Kolesár, J. Elektrotepelná technika. Nakladatelství ALFA, Bratislava 1990, 216 stran.
- [8] Conductor Bulk Resistivity & Skin Depths. Článek na webových stránkách RF Cafe.com.
Dostupné z: <http://www.rfcafe.com/references/electrical/cond-high-freq.htm>, 01.08.2016
- [9] Segura, G. M. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire heating. Disertační práce, Barcelona 2012, 262 stran
- [10] Langer, E., Kožený, J. Elektrotepelná zařízení indukční, Skripta ZČU, Plzeň 1982, 185 stran.
Dostupné v: Knihovna Západočeské univerzity v Plzni.
- [11] Stupka, A. Polovodičově buzený Teslův transformátor. Bakalářská práce ZČU, Plzeň 2015, 71 stran.
Dostupné v: Knihovna Západočeské univerzity v Plzni.
- [12] Texas Instruments. Katalogový list integrovaného obvodu CD4046B.
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4046b.pdf>, 01.08.2016
- [13] Texas Instruments. Aplikační zpráva k integrovanému obvodu CD4046B.
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/scha002a/scha002a.pdf>, 01.08.2016
- [14] Texas Instruments. Katalogový list integrovaného obvodu UC3845.
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3845.pdf>, 01.08.2016
- [15] Texas Instruments. Katalogový list integrovaného obvodu UCC37322.
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc37322.pdf>, 01.08.2016

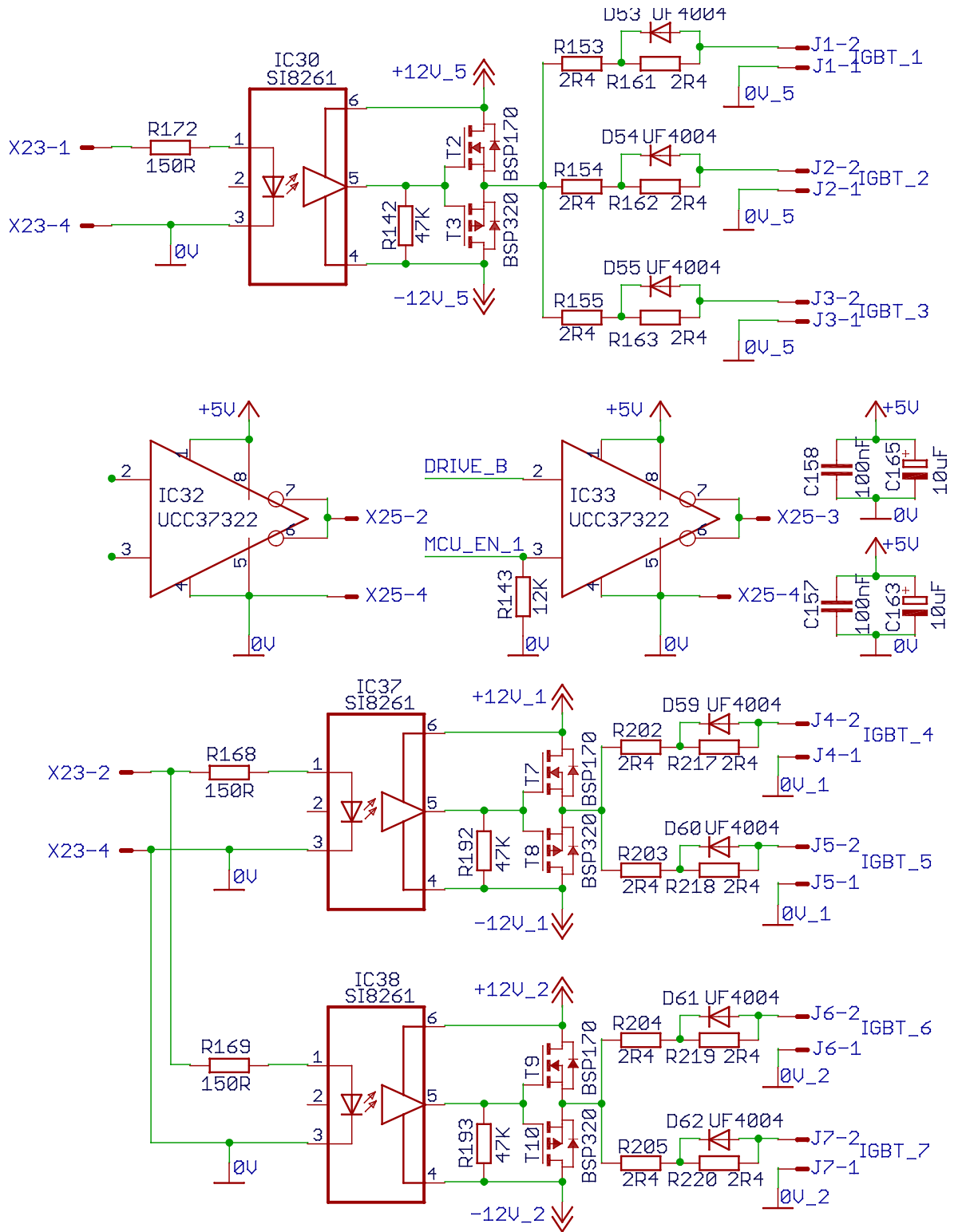
- [16] Texas Instruments. Katalogový list integrovaného obvodu L293D.
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/l293.pdf>, 01.08.2016
- [17] Texas Instruments. Katalogový list integrovaného modulu PTB78560A .
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ptb78560a.pdf>, 01.08.2016
- [18] Texas Instruments. Katalogový list integrovaného obvodu LM2596.
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2596.pdf>, 01.08.2016
- [19] Texas Instruments. Katalogový list integrovaného obvodu LM358.
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm158-n.pdf>, 01.08.2016
- [20] Texas Instruments. Katalogový list integrovaného obvodu CD40106.
Dostupné z: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/cd40106b.pdf>, 01.08.2016
- [21] Texas Instruments. Katalogový list integrovaného obvodu CD4001.
Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/schs015c/schs015c.pdf>, 01.08.2016
- [22] NXP. Katalogový list integrovaného obvodu S9KEAZ128.
Dostupné z: https://www.nxp.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/KEA128RM.pdf, 01.08.2016
- [23] Linear Technology. Katalogový list integrovaného obvodu LTC3999.
Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3999fa.pdf>, 01.08.2016
- [24] Silicon Labs. Katalogový list integrovaného obvodu Si8261.
Dostupné z: <http://www.silabs.com/Support%20Documents/TechnicalDocs/Si826x.pdf>, 01.08.2016
- [25] Avago Technologies. Katalogový list integrovaného obvodu ACPL7900.
Dostupné z: <http://docs.avagotech.com/docs/pub-005417>, 01.08.2016
- [26] Fairchild Semiconductor. Katalogový list integrovaného obvodu MOC3062.
Dostupné z: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/MO/MOC3062M.pdf>, 01.08.2016
- [27] Fairchild Semiconductor. Katalogový list IGBT tranzistoru FGL40N120AND.
Dostupné z: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/FG/FGL40N120AND.pdf>, 01.08.2016
- [28] Sharp. Katalogový list k optočlenu PC817.
Dostupné z: http://www.sharp-world.com/products/device/lineup/data/pdf/datasheet/pc817xnnsz_e.pdf,
01.08.2016
- [29] USBDM v 4.12. Článek na webové stránce usbdm.sourceforge.net.
Dostupné z: http://usbdm.sourceforge.net/USBDM_V4.12/USBDM_JS16/html/index.html,
01.01.2017

7 Přílohy

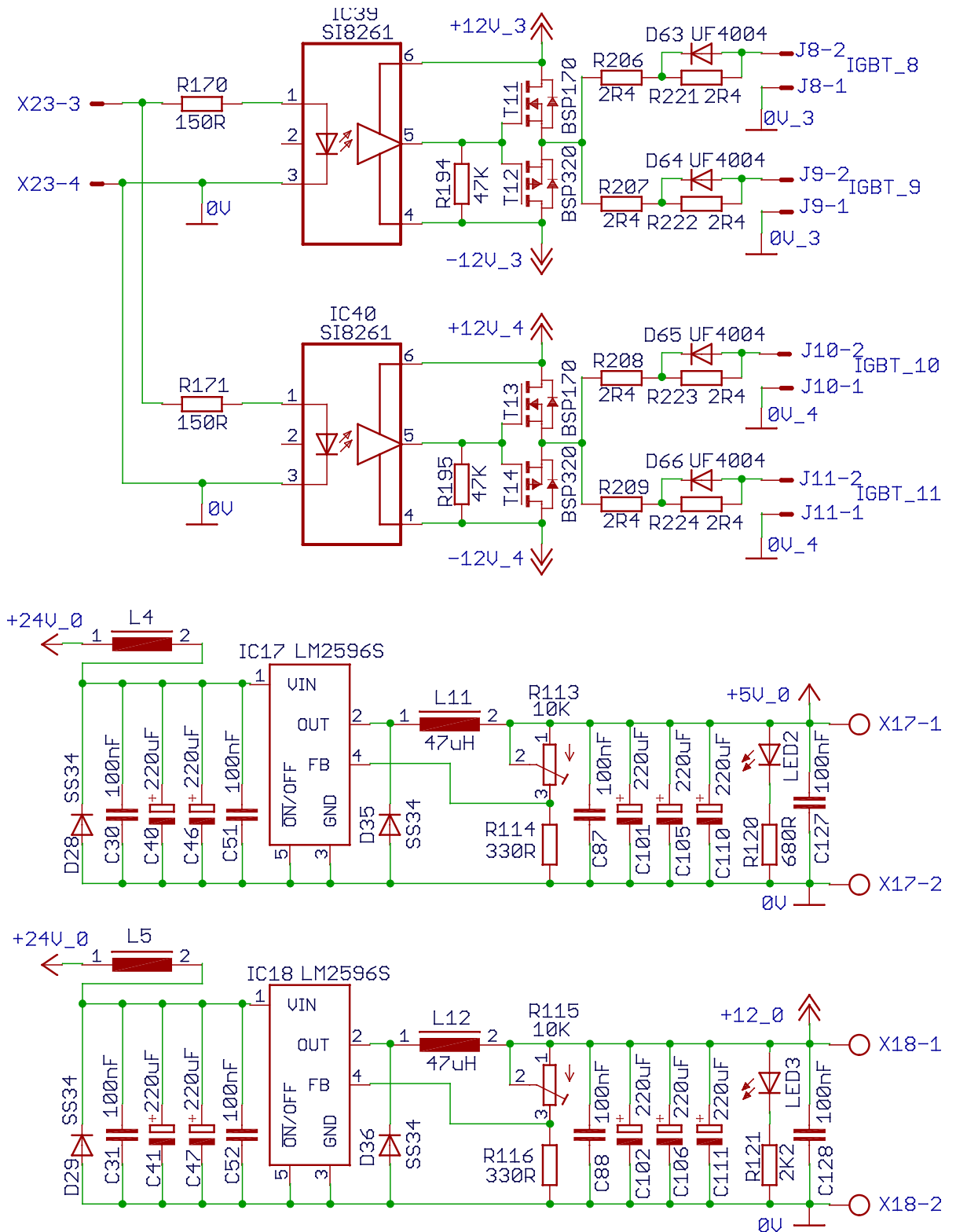
7.1 Schémata



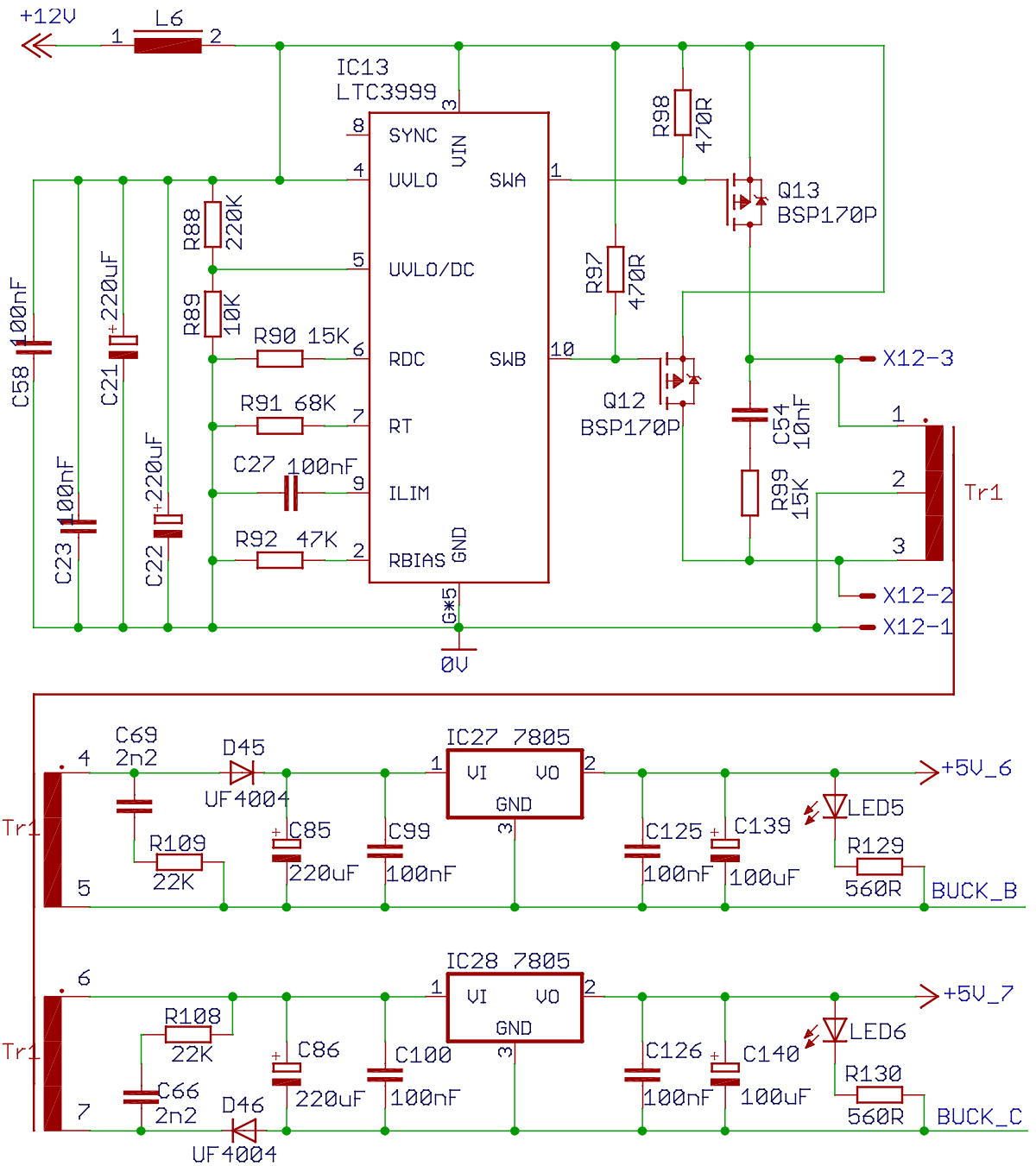
Obrázek 167: Ucelená schémata 1 / 23



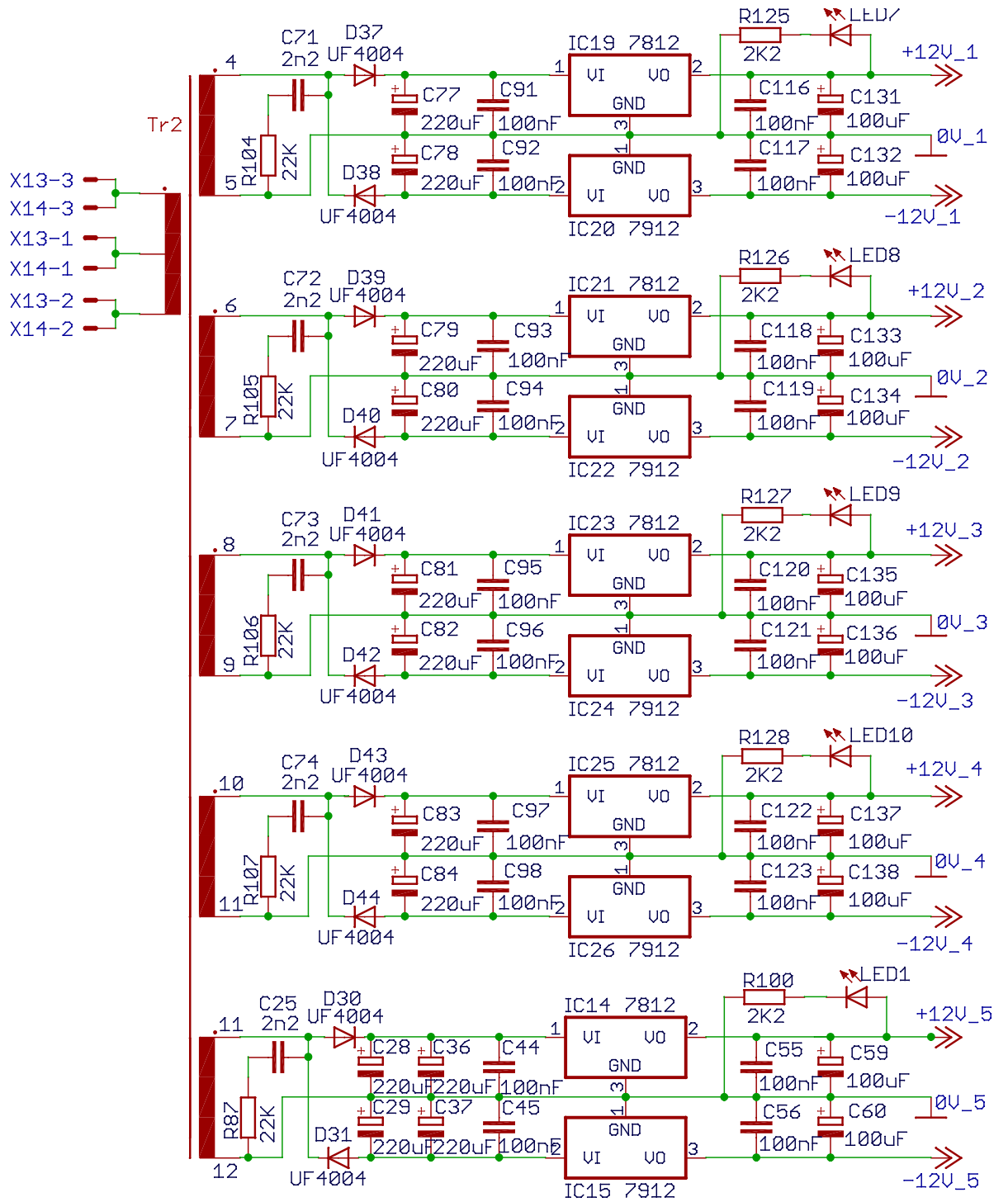
Obrázek 168: Ucelená schémata 2 / 23



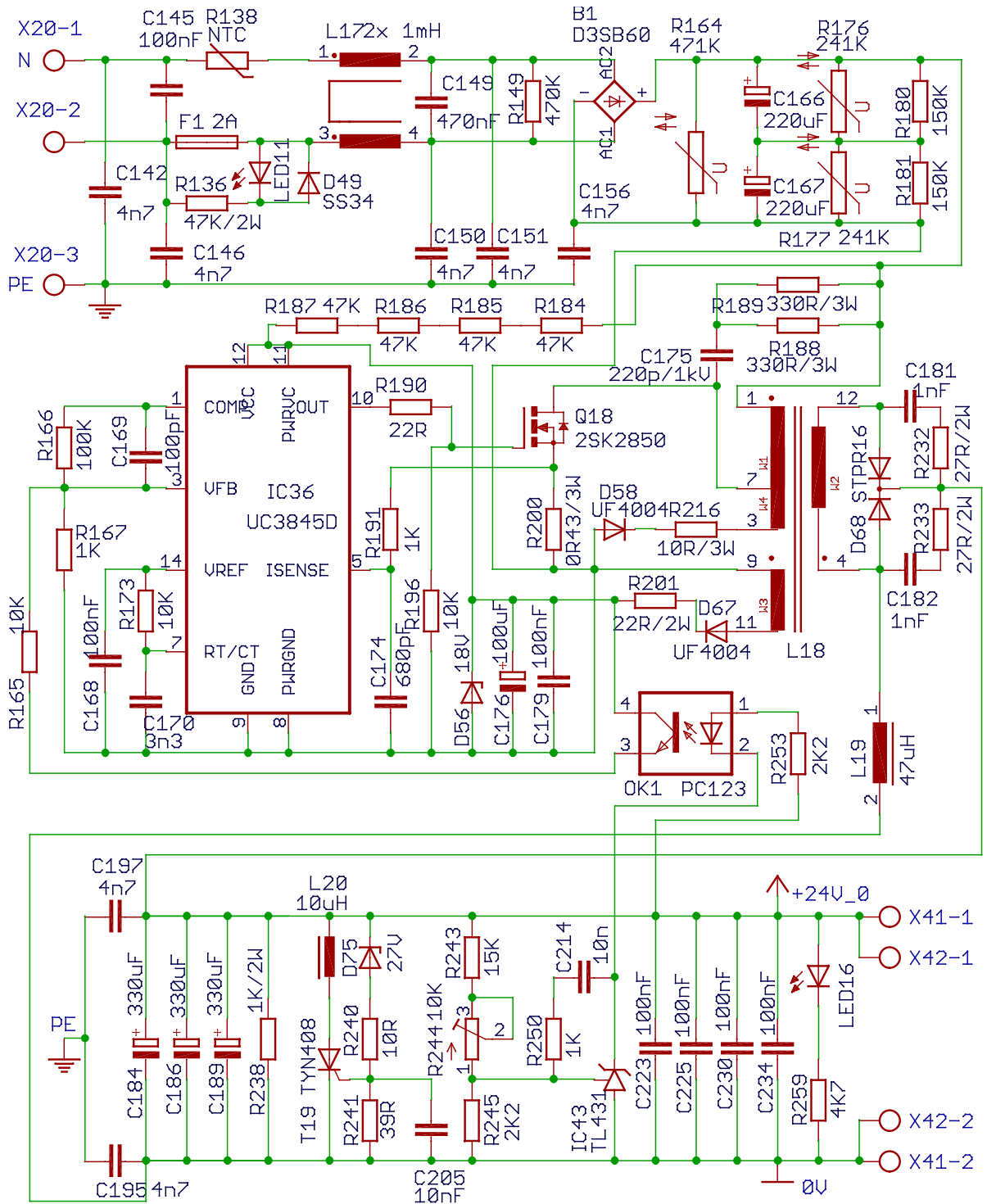
Obrázek 169: Ucelená schémata 3 / 23



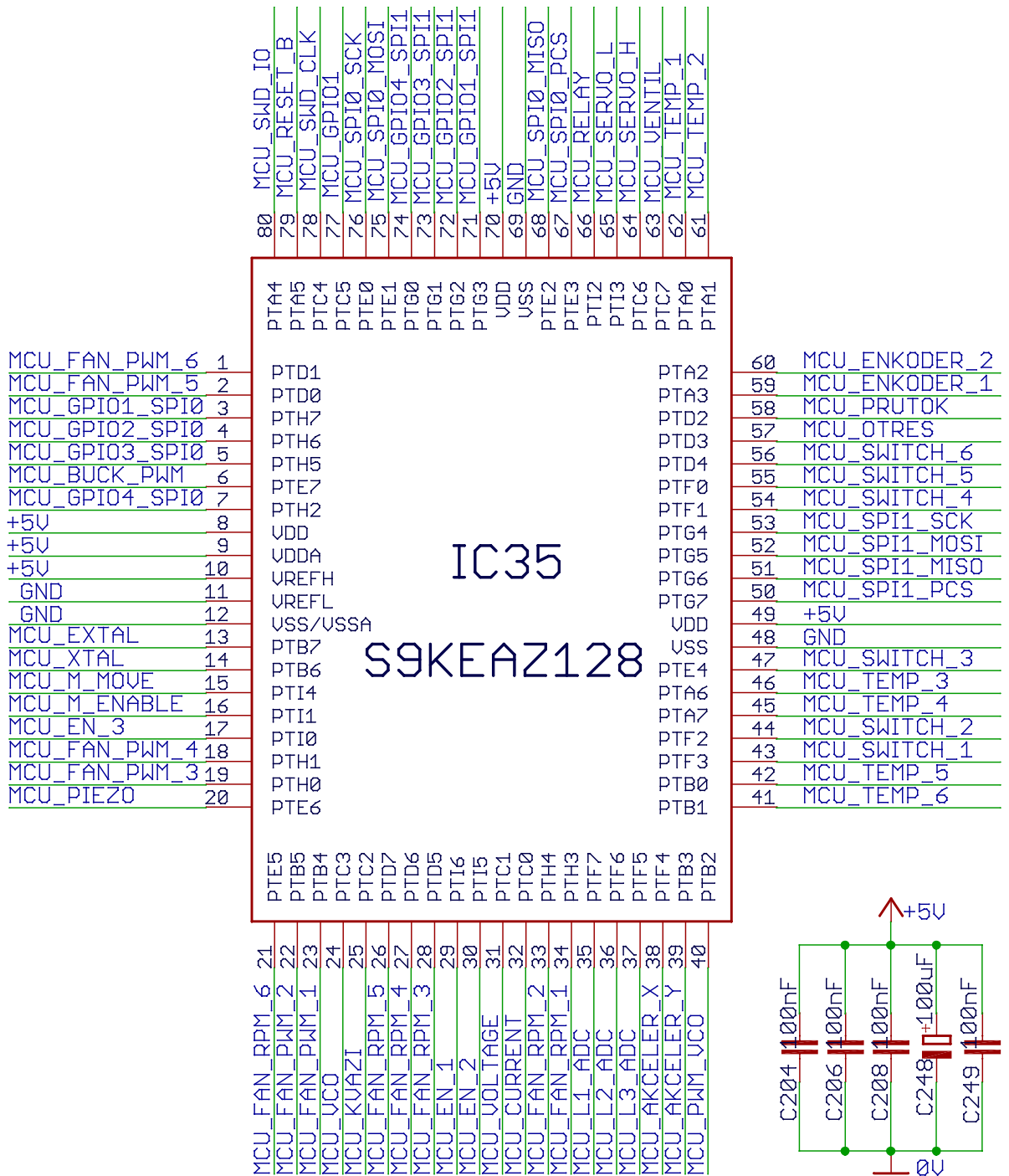
Obrázek 170: Ucelená schémata 4 / 23



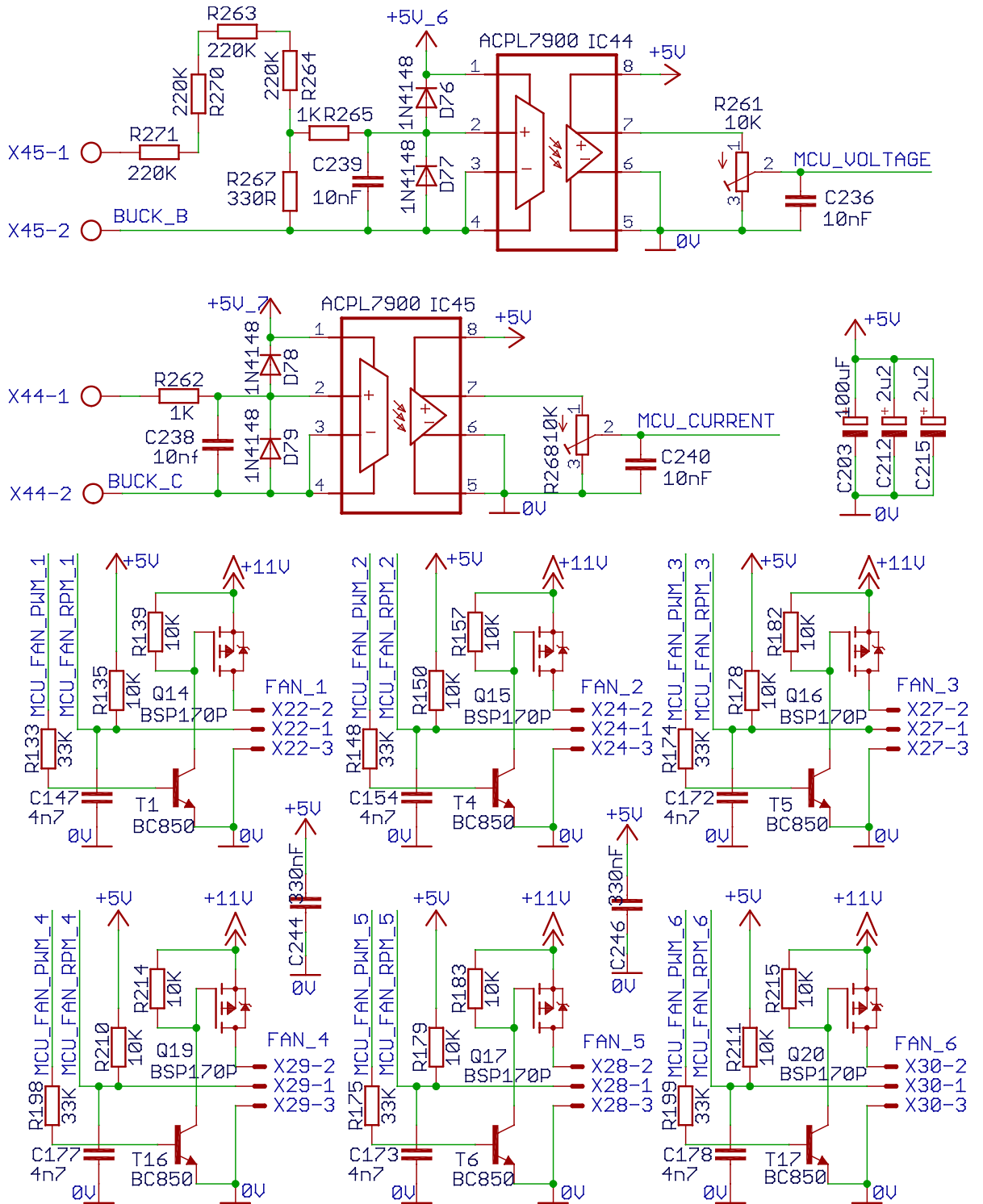
Obrázek 171: Ucelená schémata 5 / 23



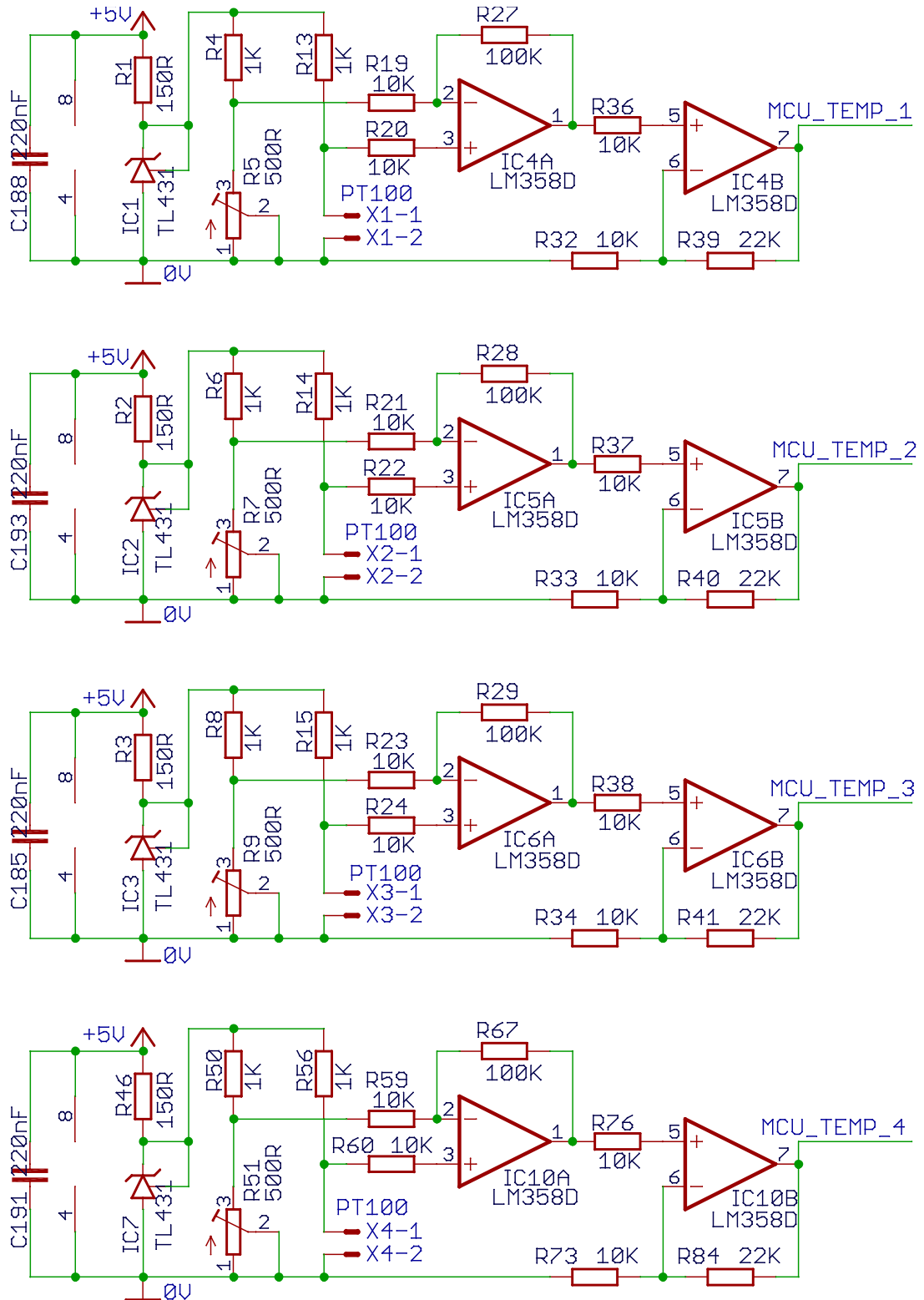
Obrázek 172: Ucelená schémata 6 / 23



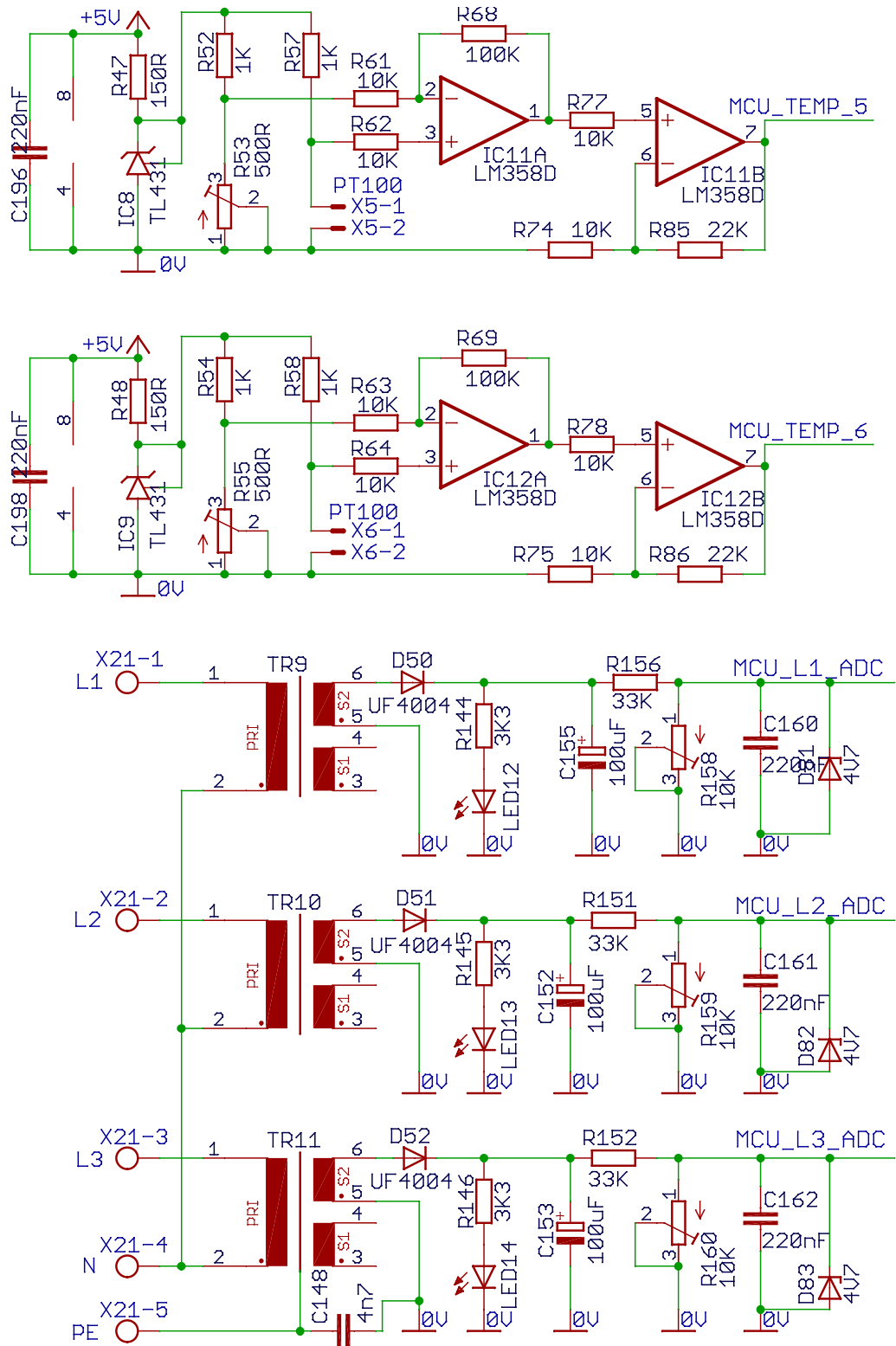
Obrázek 173: Ucelená schémata 7 / 23



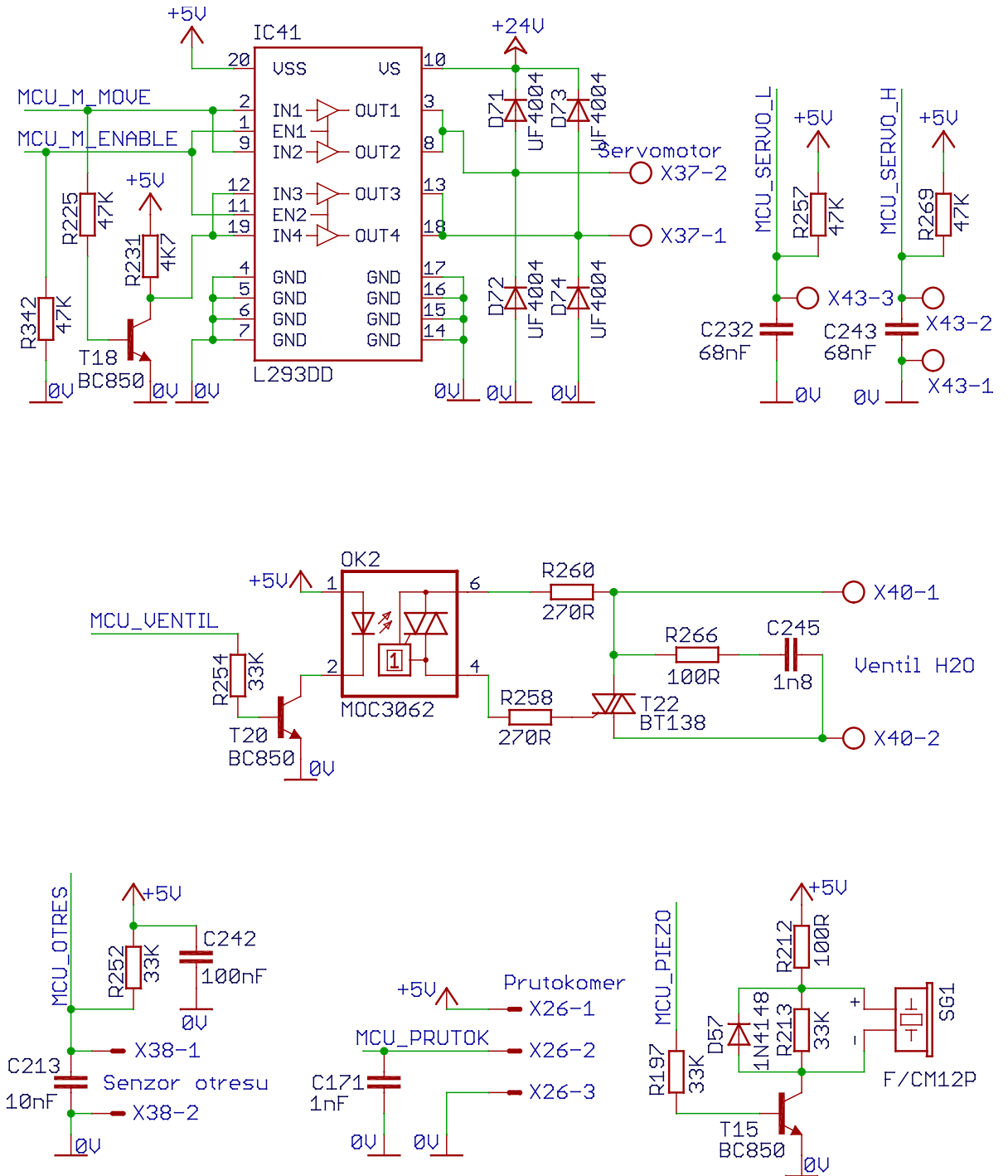
Obrázek 174: Ucelená schémata 8 / 23



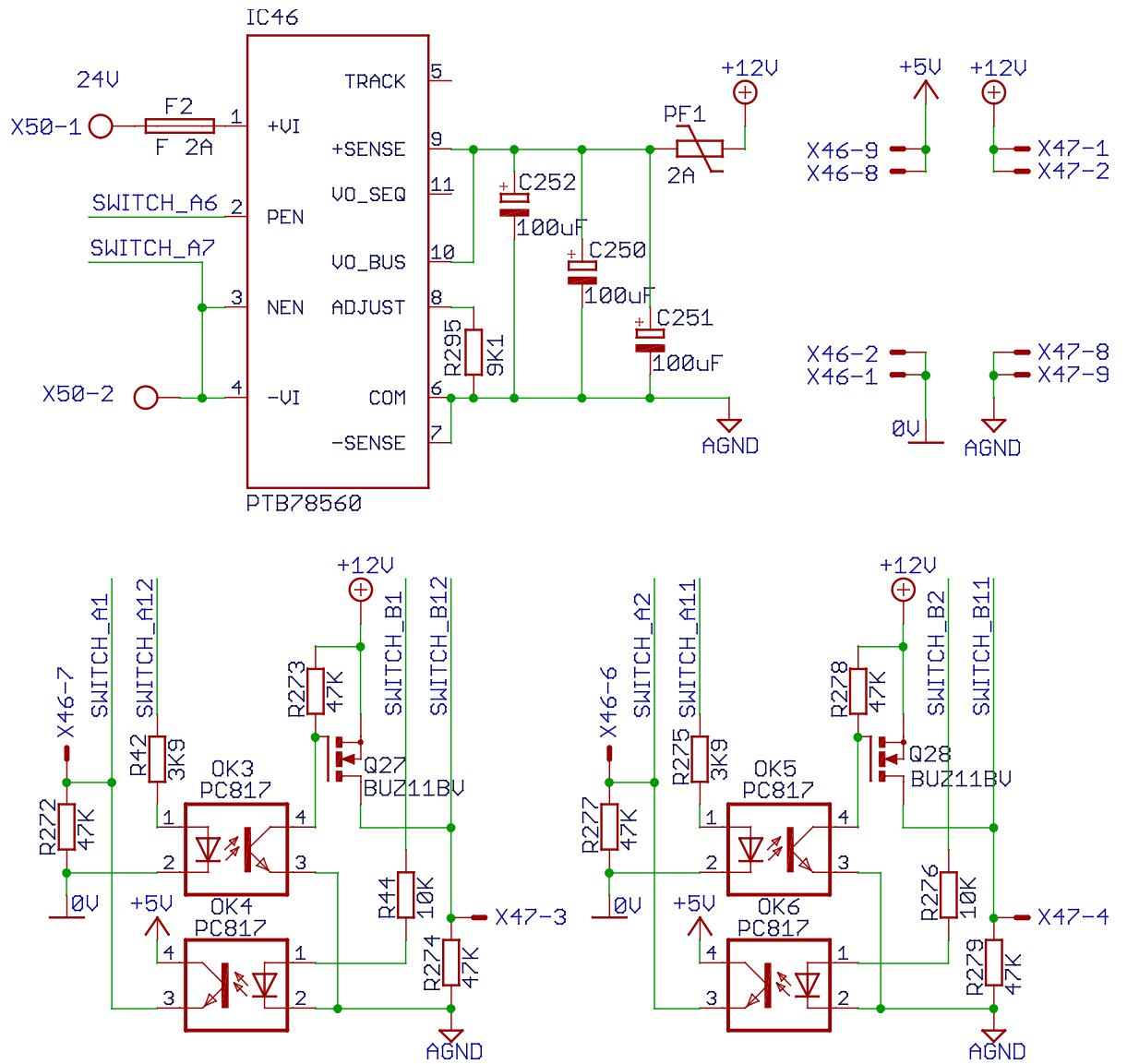
Obrázek 175: Ucelená schémata 9 / 23



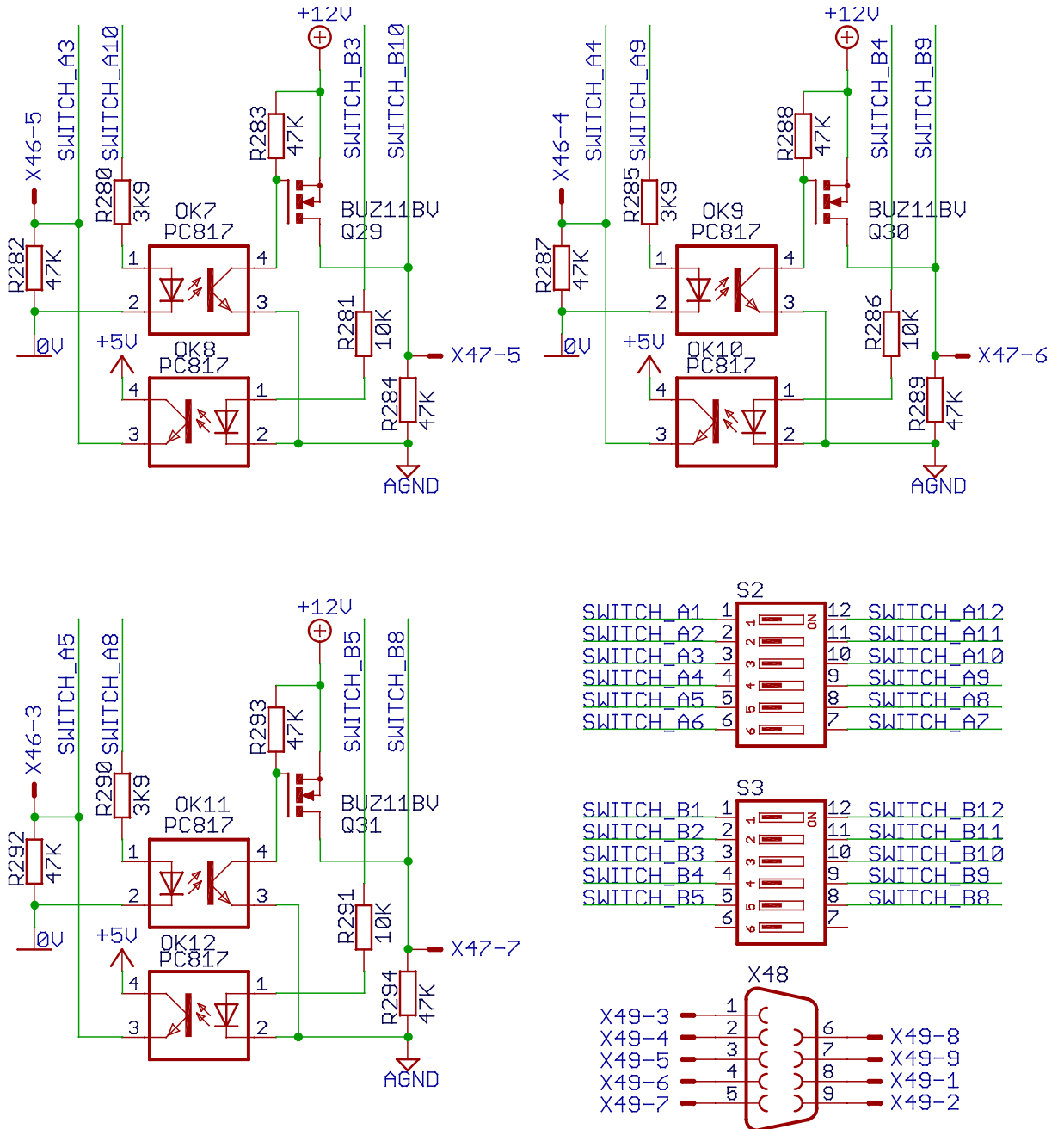
Obrázek 176: Ucelená schémata 10 / 23



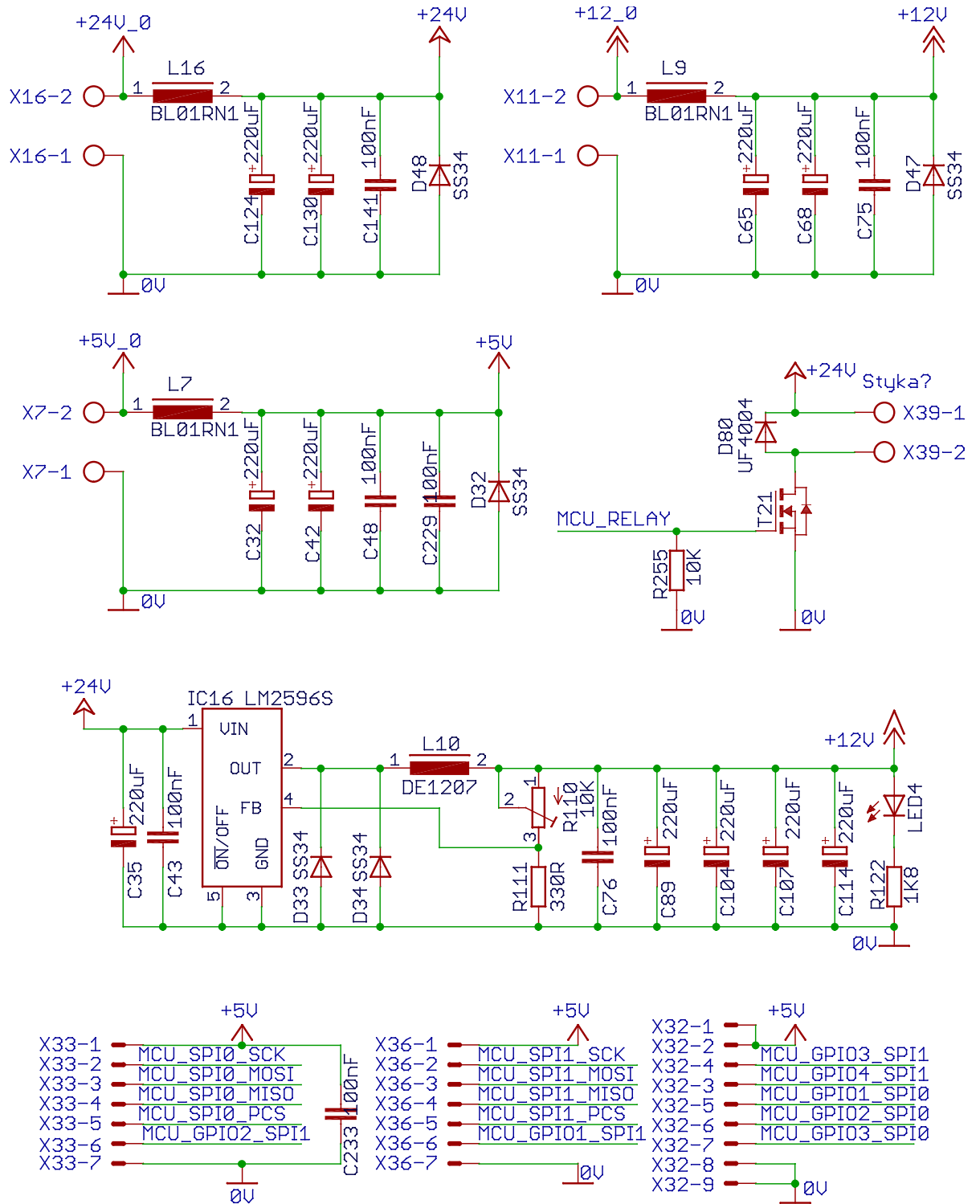
Obrázek 177: Ucelená schémata 11 / 23



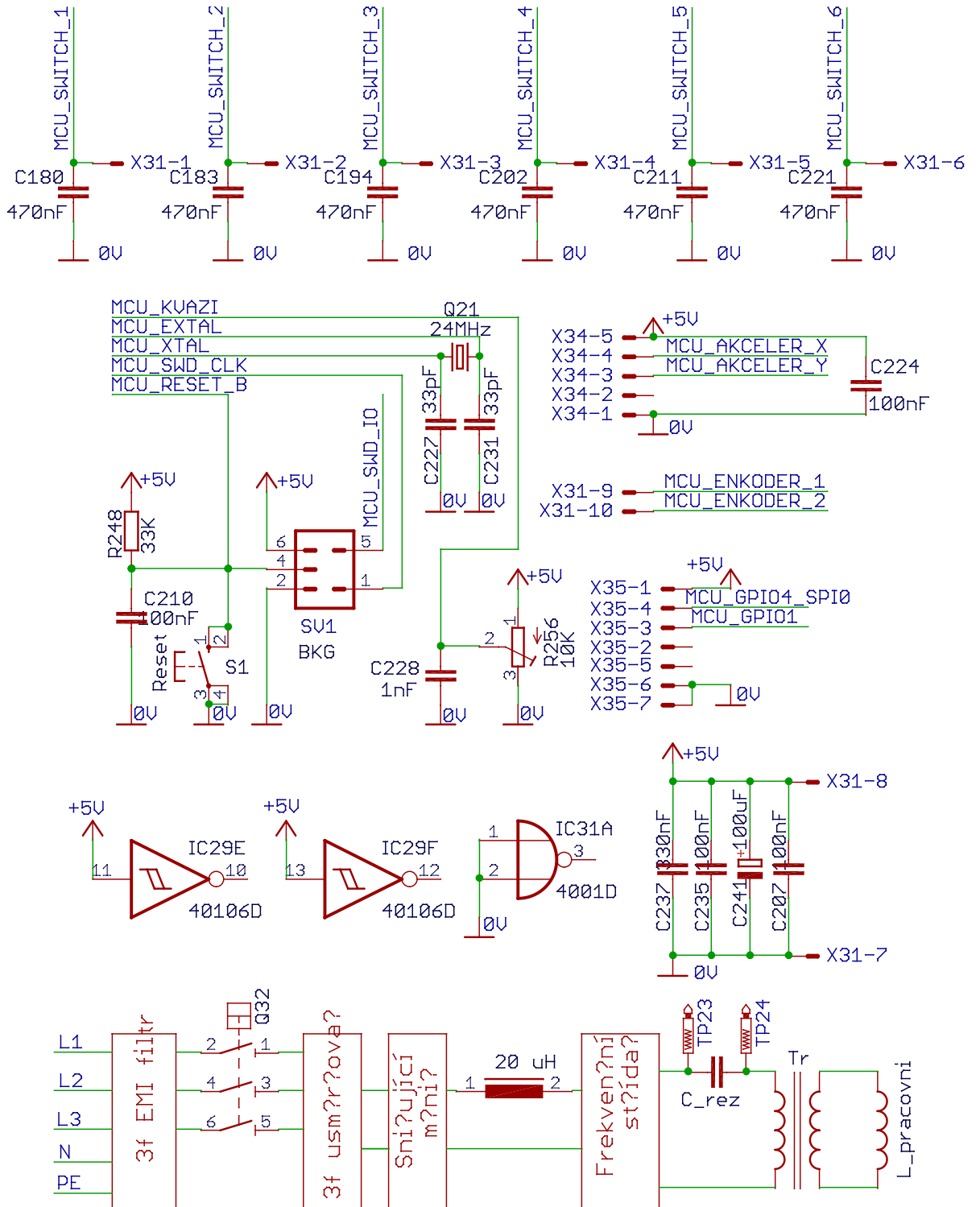
Obrázek 178: Ucelená schémata 12 / 23



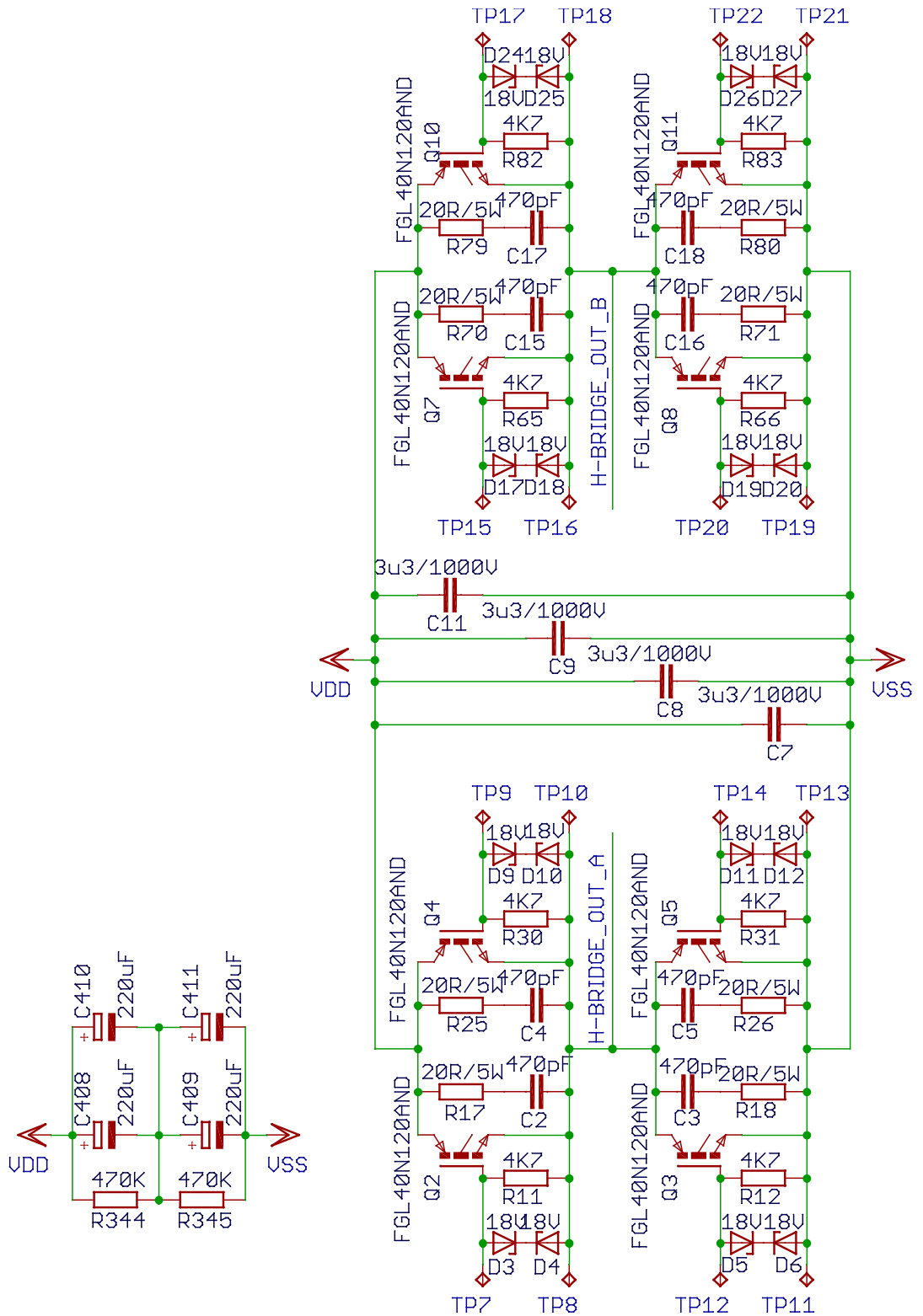
Obrázek 179: Ucelená schémata 13 / 23



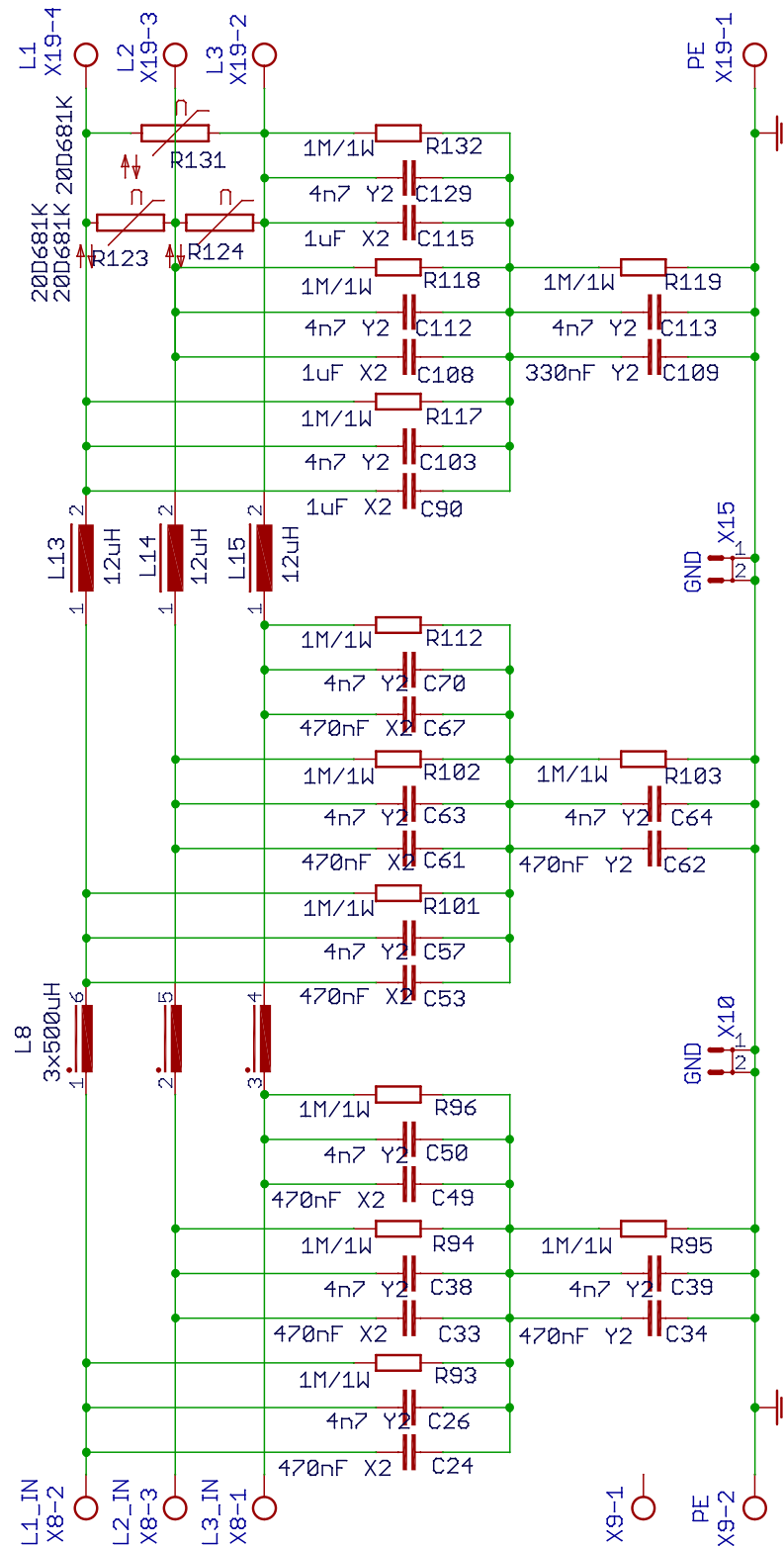
Obrázek 180: Ucelená schémata 14 / 23



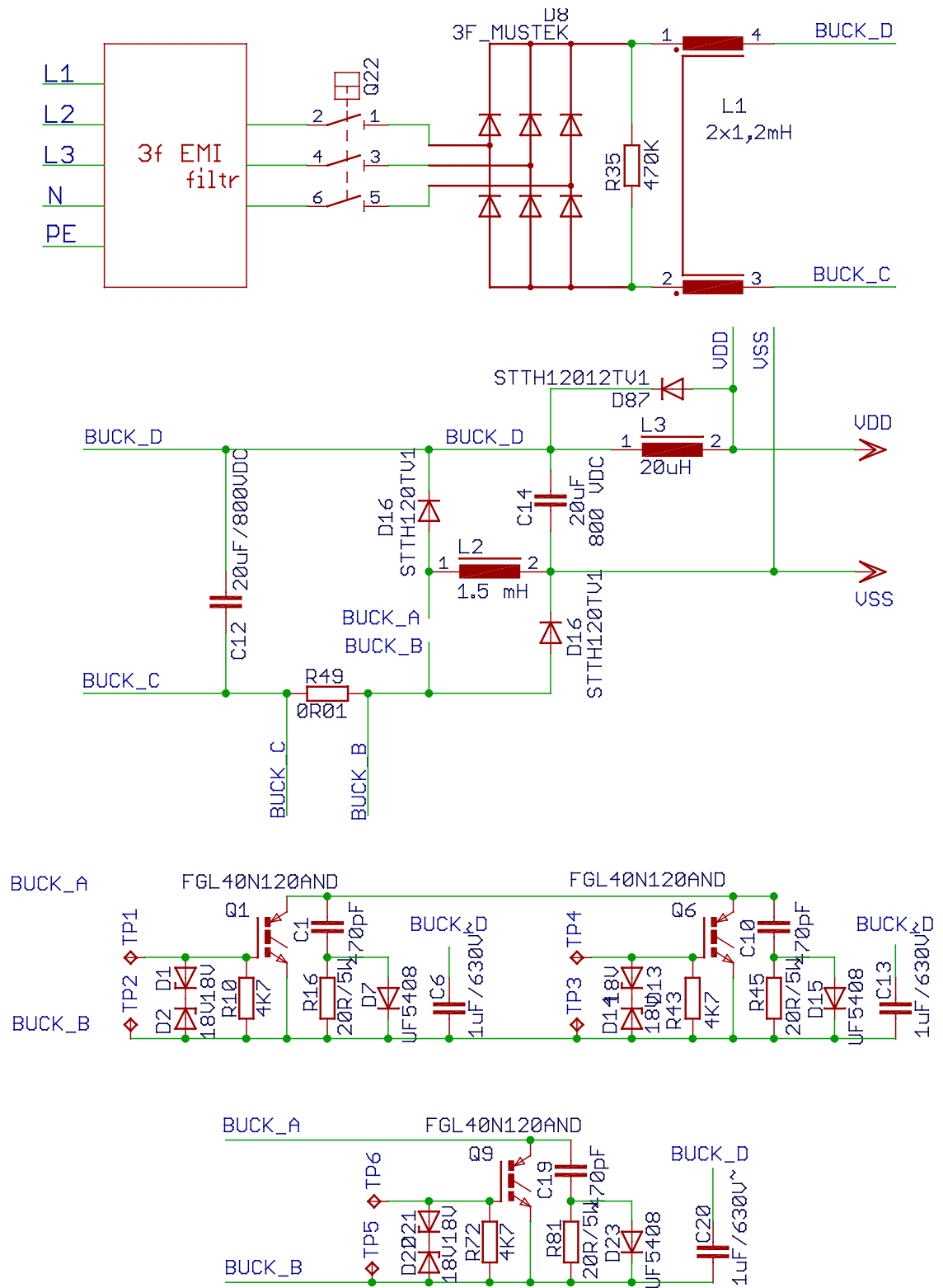
Obrázek 181: Ucelená schémata 15 / 23



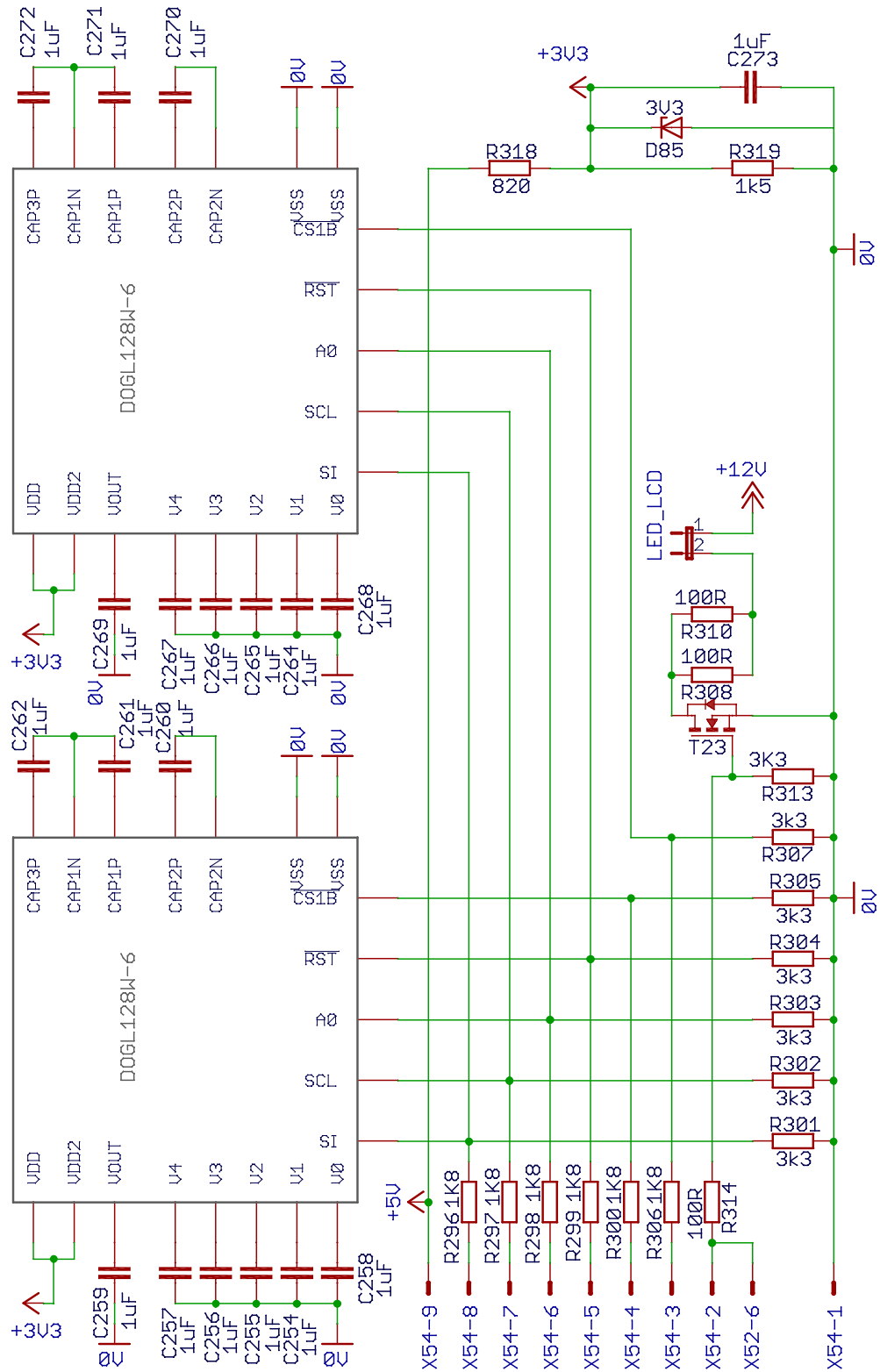
Obrázek 182: Ucelená schémata 16 / 23



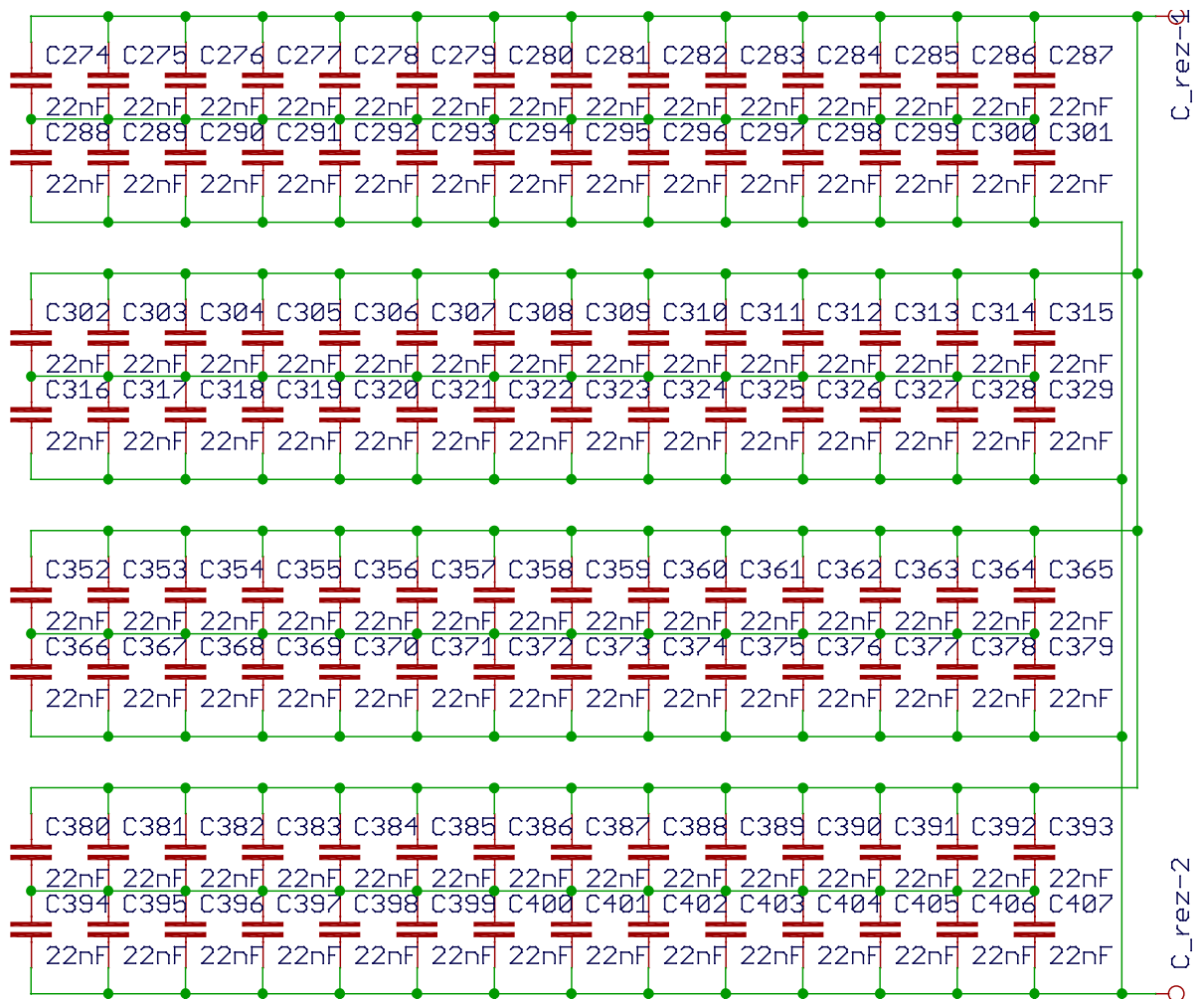
Obrázek 183: Ucelená schémata 17 / 23



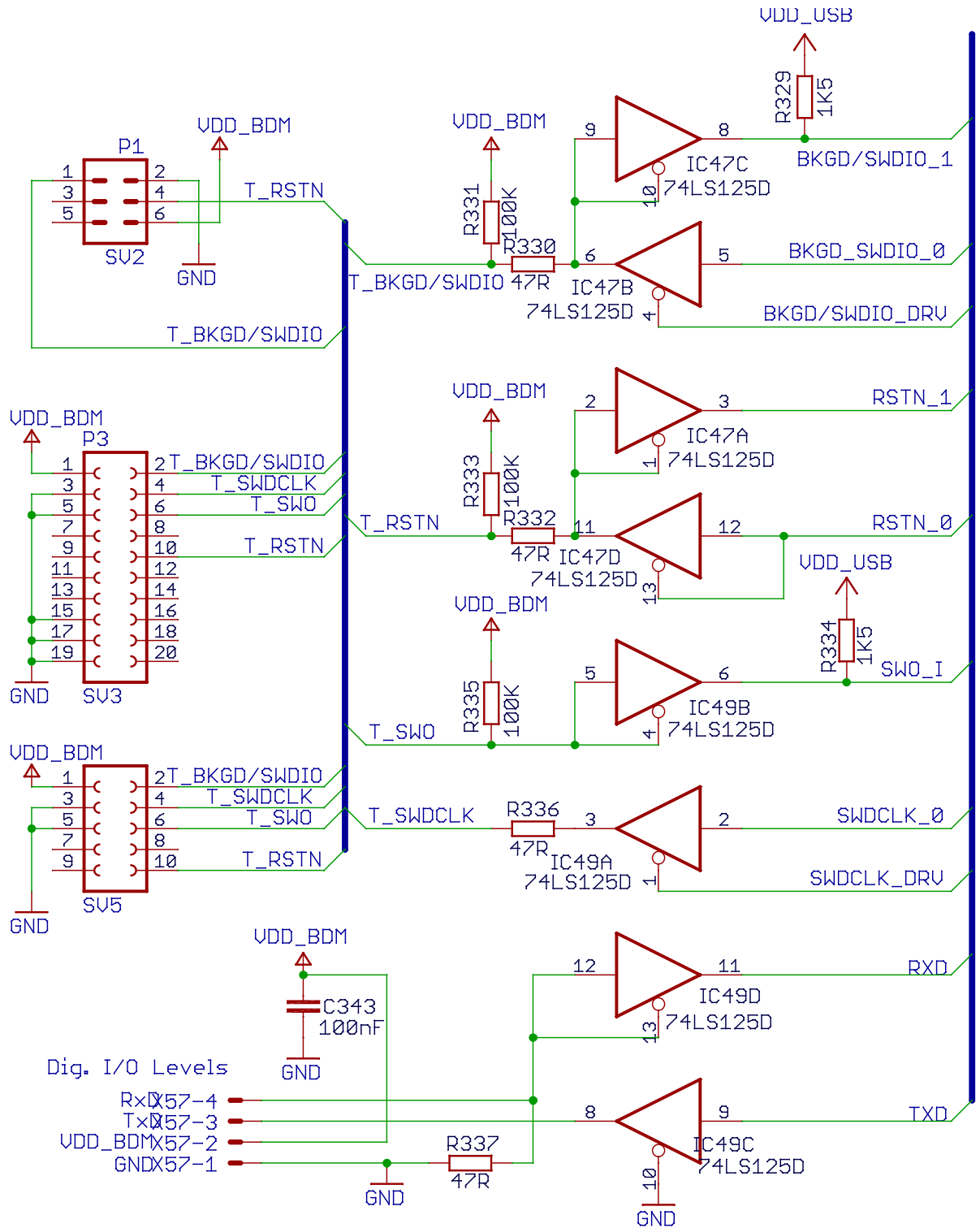
Obrázek 184: Ucelená schémata 18 / 23



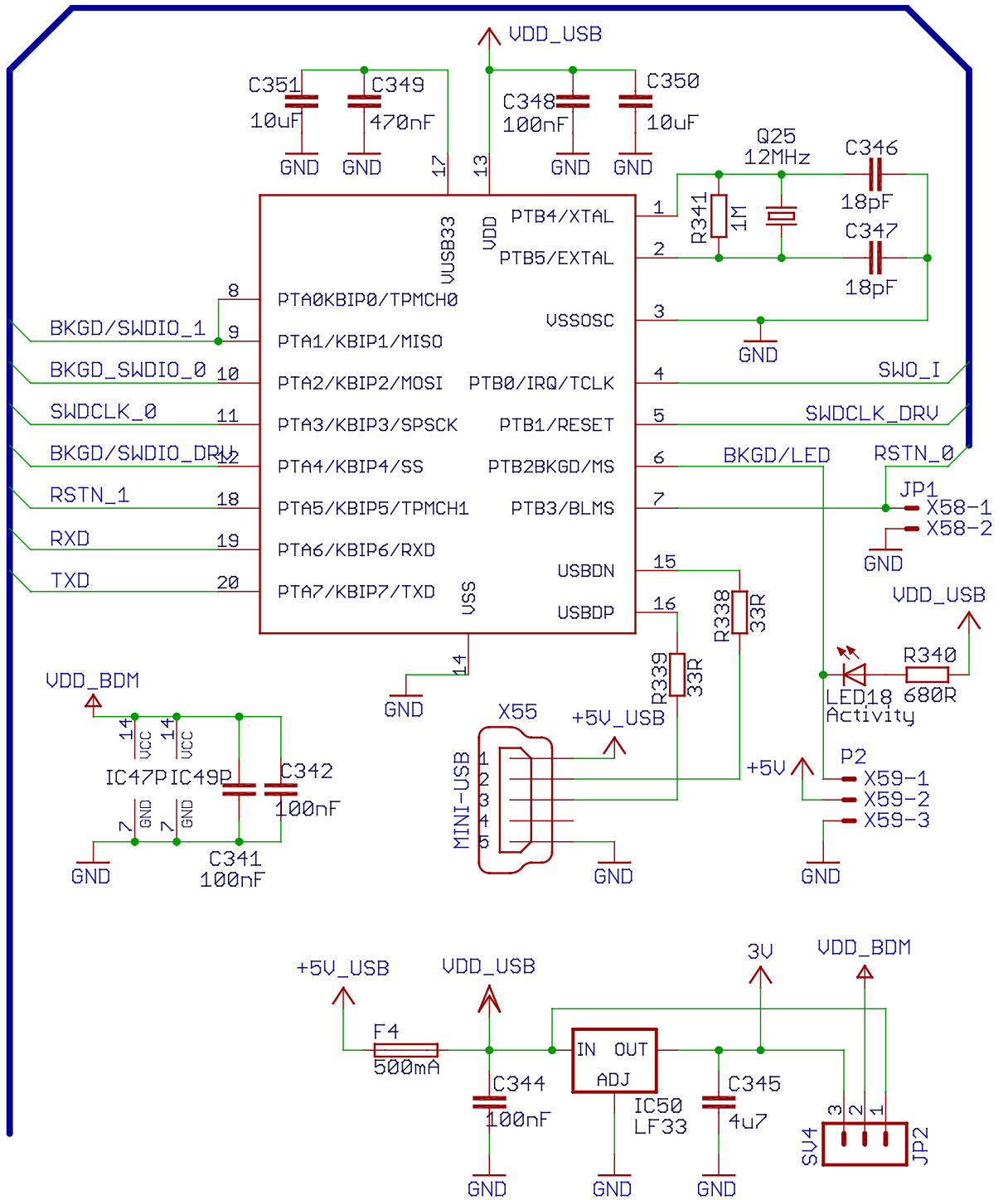
Obrázek 185: Ucelená schémata 19 / 23



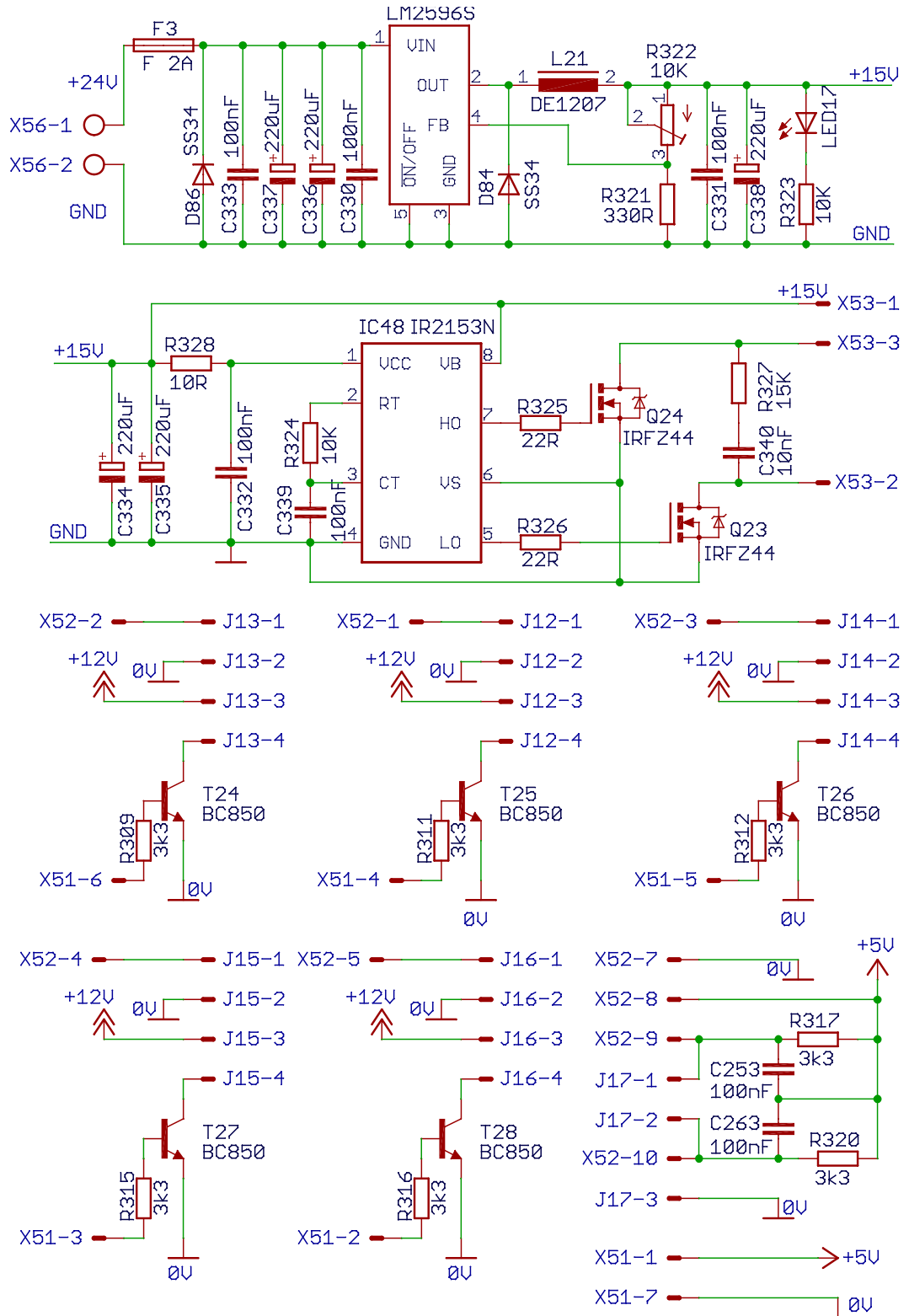
Obrázek 186: Ucelená schémata 20 / 23



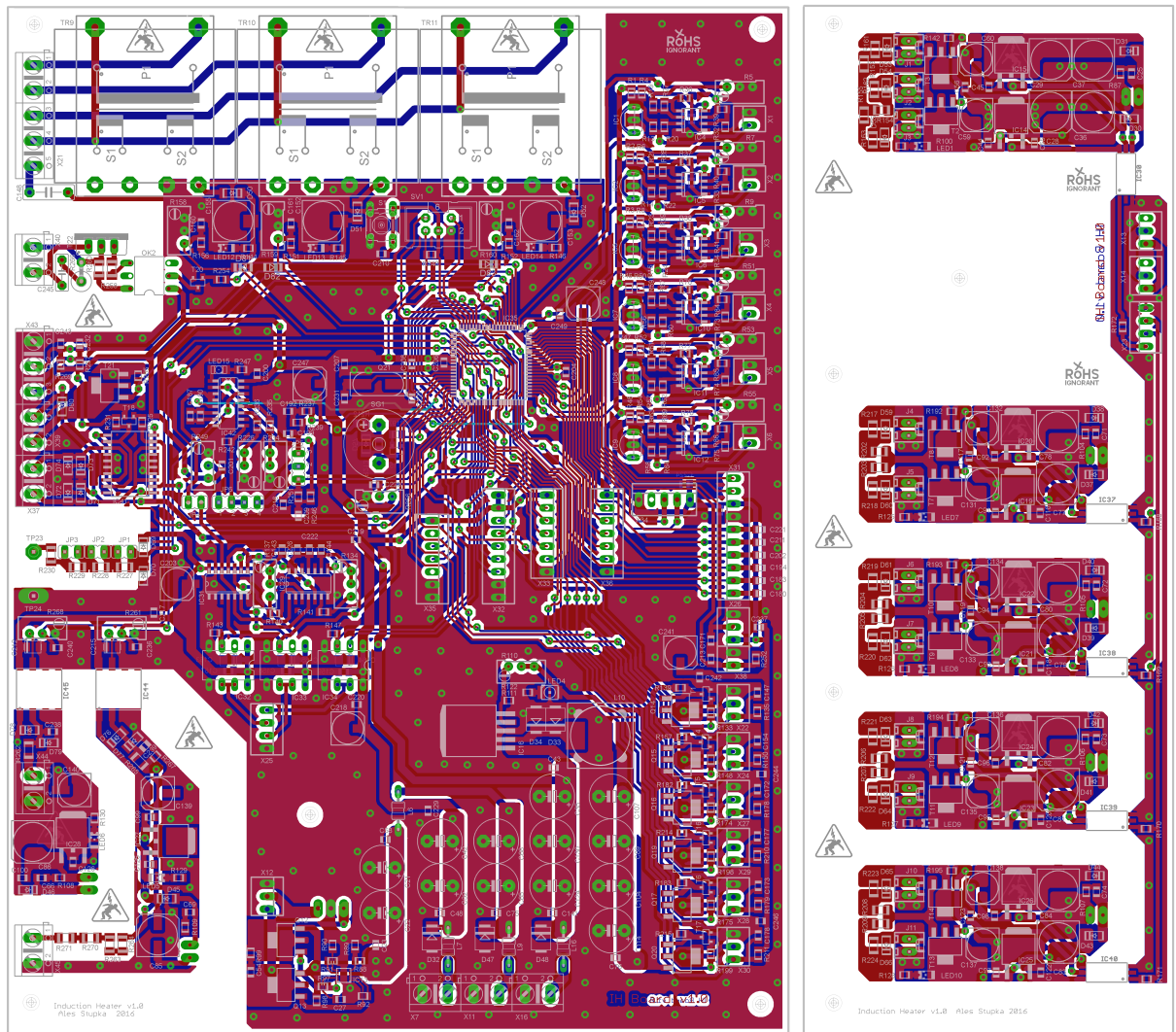
Obrázek 187: Ucelená schémata 21 / 23



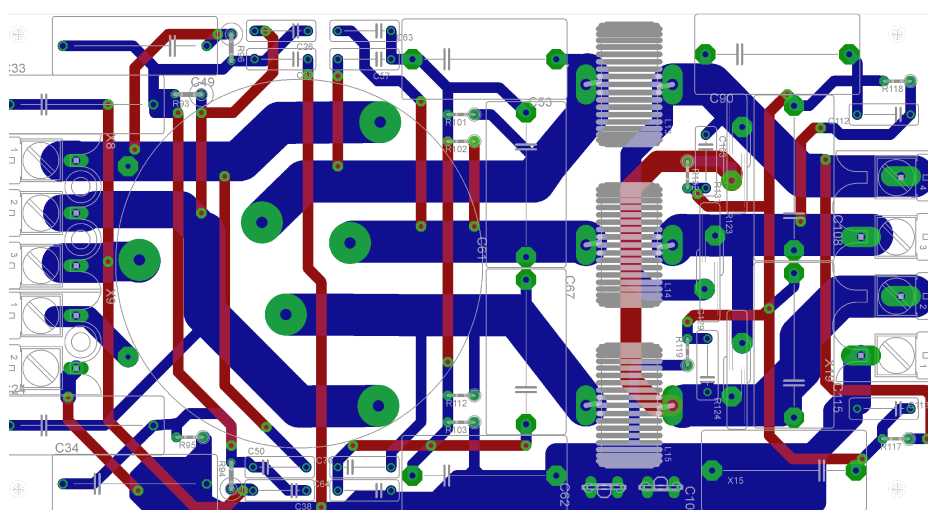
Obrázek 188: Ucelená schémata 22 / 23



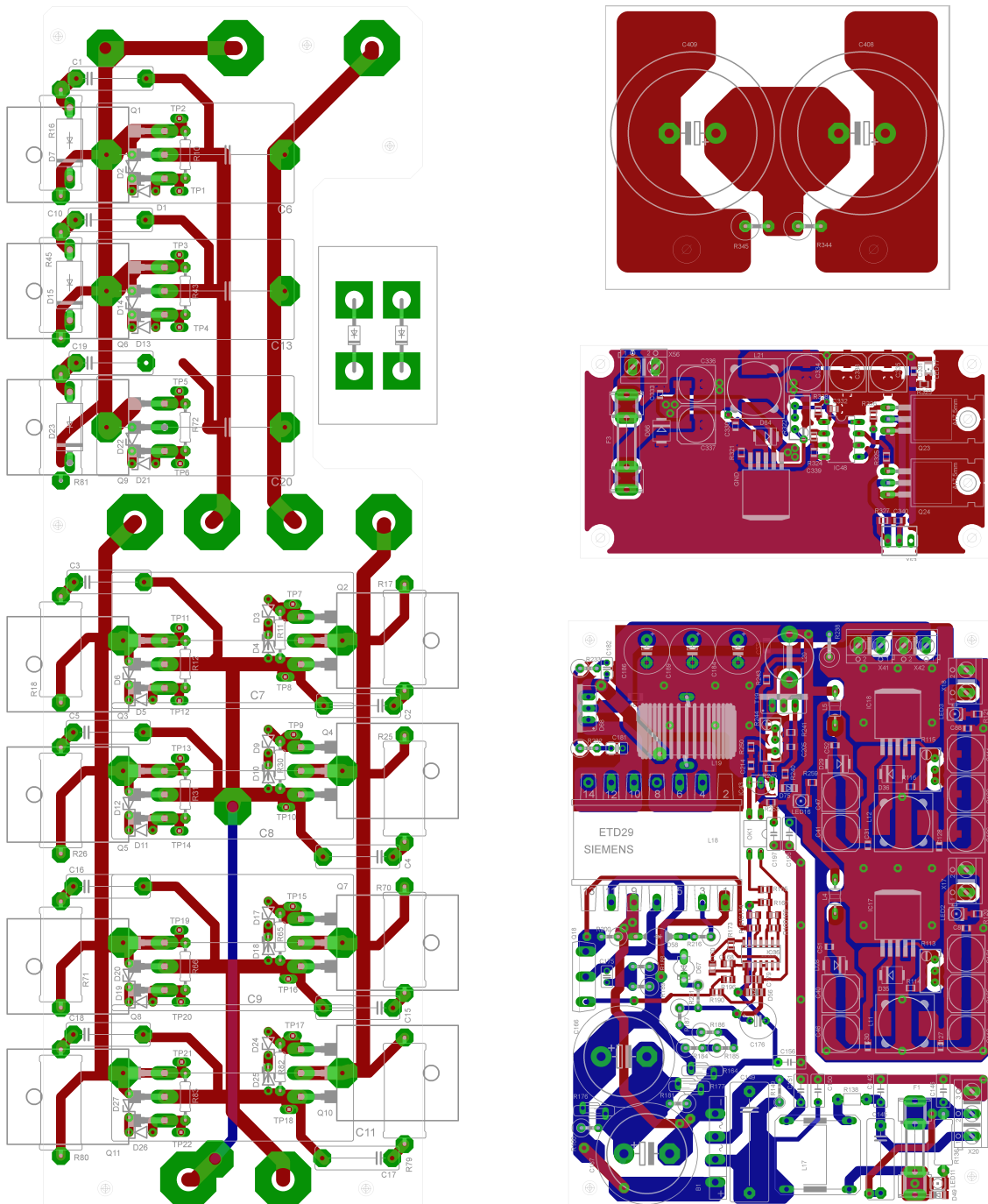
Obrázek 189: Ucelená schémata 23 / 23



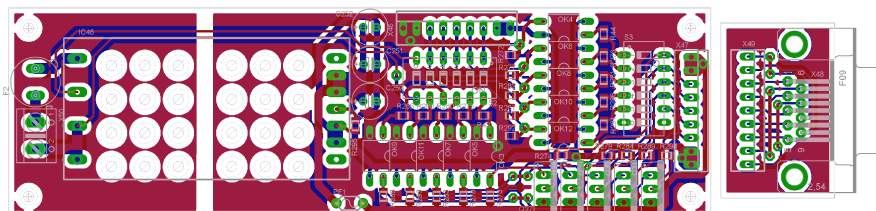
Obrázek 190: Návrh DPS řídicí desky a desky budičů v měřítku 2:3



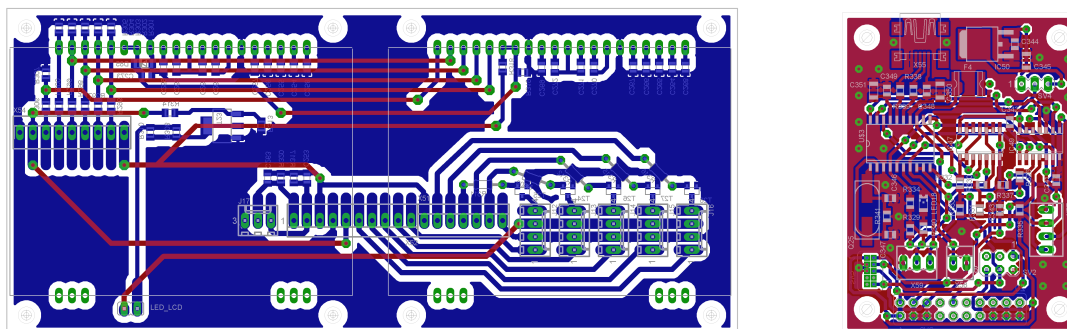
Obrázek 191: Návrh DPS trojfázového EMI filtru v měřítku 2:3



Obrázek 192: Návrh DPS Měničů, pomocných zdrojů a přidavné filtrace v měřítku 2:3

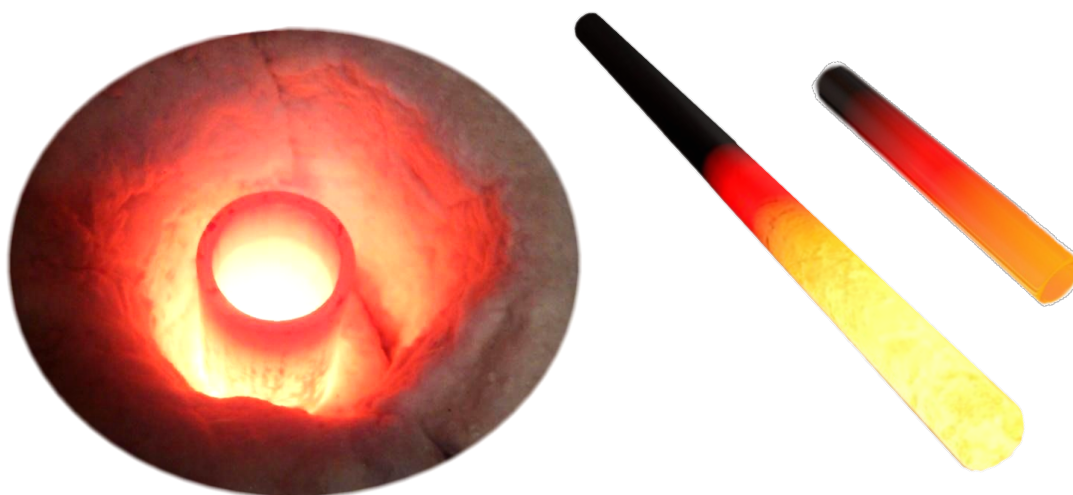


Obrázek 193: Návrh DPS externího ovládání v měřítku 2:3

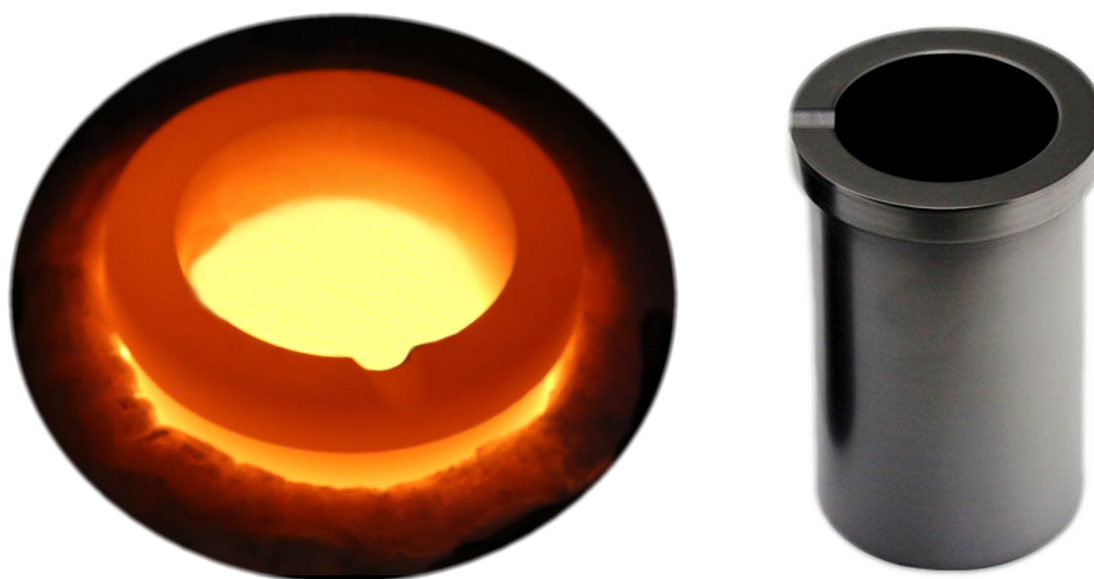


Obrázek 194: Návrh DPS LCD displejů a programátoru USBDM v měřítku 2:3

7.2 Fotografie



Obrázek 195: Ocelová trubka uvnitř induktoru a ohřáté ingoty



Obrázek 196: Grafitový kelímek (s objemem až pro 4 kg mědi) s rozžhavenou vsázkou

7.3 Tabulky

7.3.1 Hodnoty Nagaokova součinitele α

$\frac{d}{l}$	α	$\frac{d}{l}$	α	$\frac{d}{l}$	α
0,00	1,000000	0,54	0,806046	1,20	0,6475
0,02	0,991562	0,56	0,800125	1,25	0,6381
0,04	0,983223	0,58	0,794285	1,30	0,6290
0,06	0,974985	0,60	0,788525	1,35	0,6201
0,08	0,966846	0,62	0,782843	1,40	0,6115
0,10	0,958807	0,64	0,777240	1,45	0,6031
0,12	0,950867	0,66	0,771713	1,50	0,5950
0,14	0,943026	0,68	0,766262	1,55	0,5871
0,16	0,935284	0,70	0,760885	1,60	0,5795
0,18	0,927639	0,72	0,755582	1,65	0,5721
0,20	0,920093	0,74	0,750350	1,70	0,5649
0,22	0,912643	0,76	0,745190	1,75	0,5579
0,24	0,905290	0,78	0,740100	1,80	0,5511
0,26	0,898033	0,80	0,735079	1,85	0,5444
0,28	0,890871	0,82	0,730126	1,90	0,5379
0,30	0,883803	0,84	0,725239	1,95	0,5316
0,32	0,876829	0,86	0,720418	2,00	0,5255
0,34	0,869948	0,88	0,715662	2,10	0,5137
0,36	0,863159	0,90	0,710969	2,20	0,5025
0,38	0,856461	0,92	0,706339	2,30	0,4918
0,40	0,849853	0,94	0,701770	2,40	0,4816
0,42	0,843335	0,96	0,697262	2,50	0,4719
0,44	0,936905	0,98	0,692813	3,00	0,4292
0,46	0,830563	1,00	0,688423	3,50	0,3944
0,48	0,824307	1,05	0,6777	4,00	0,3654
0,50	0,818136	1,10	0,6673	5,00	0,3198
0,52	0,812049	1,15	0,6573	10,00	0,2033

7.3.2 Hodnoty součinitele F

$\frac{d_c}{l_1}$	$\frac{d_v}{l_2}$	$\frac{l_1}{l_2}$								
		0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,4	1,6	1,8	2
0,1	0,08	1,22007	1,09103	0,98551	0,89803	0,82451	0,70810	0,62027	0,55172	0,49677
	0,10	1,22022	1,09112	0,98557	0,89807	0,82454	0,70812	0,62028	0,55173	0,49677
	0,12	1,22041	1,09123	0,98564	0,89811	0,82457	0,70813	0,62028	0,55172	0,49677
0,2	0,16	1,14452	1,03935	0,94757	0,86862	0,80074	0,69110	0,60707	0,54091	0,48759
	0,18	1,14553	1,03994	0,94793	0,86886	0,80090	0,69119	0,60712	0,54094	0,48761
	0,20	1,14666	1,04060	0,94834	0,86913	0,80108	0,69128	0,60717	0,54098	0,48763
	0,22	1,14790	1,04132	0,94879	0,86942	0,80128	0,69138	0,60723	0,54101	0,48766
	0,24	1,14926	1,04211	0,94928	0,86794	0,80150	0,69150	0,60730	0,54105	0,48769

0,3	0,26	1,05756	0,97680	0,89964	0,83013	0,76872	0,66720	0,58797	0,52496	0,47387
	0,28	1,06040	0,97846	0,90068	0,83081	0,76918	0,66744	0,58811	0,52505	0,47393
	0,30	1,06343	0,98023	0,90179	0,83154	0,76969	0,66770	0,58826	0,52515	0,47399
	0,32	1,06665	0,98212	0,90296	0,83232	0,77022	0,66798	0,58843	0,52525	0,47406
	0,34	1,07006	0,98411	0,90421	0,83314	0,77078	0,66828	0,58860	0,52536	0,47413
0,4	0,32	0,97837	0,91585	0,85042	0,78896	0,73335	0,63959	0,56527	0,50565	0,45702
	0,36	0,98763	0,92131	0,85386	0,79124	0,73493	0,64043	0,56577	0,50596	0,45723
	0,40	0,99766	0,92735	0,85766	0,79377	0,73668	0,64136	0,56632	0,50631	0,45747
	0,44	0,00901	0,93394	0,86182	0,79653	0,73860	0,64238	0,56692	0,50670	0,45773
	0,48	1,02105	0,94105	0,86631	0,79952	0,74067	0,64349	0,56758	0,50712	0,45801
0,5	0,40	0,92510	0,86862	0,80854	0,75158	0,69971	0,61167	0,54146	0,48489	0,43863
	0,45	0,94053	0,87783	0,81442	0,75552	0,70247	0,61317	0,54236	0,48548	0,43902
	0,50	0,95747	0,88797	0,82088	0,75987	0,70552	0,61482	0,54335	0,48612	0,43946
	0,55	0,97581	0,89896	0,82791	0,76460	0,70884	0,61663	0,54444	0,48683	0,43995
	0,60	0,99546	0,91075	0,83546	0,76969	0,71242	0,61859	0,54562	0,48759	0,44047
0,6	0,45	0,88143	0,82671	0,76961	0,71574	0,66674	0,58352	0,51702	0,46334	0,41936
	0,50	0,89782	0,83667	0,77605	0,72013	0,70552	0,58524	0,51808	0,46404	0,41984
	0,55	0,91561	0,84748	0,78306	0,72492	0,70884	0,58714	0,51924	0,46480	0,42037
	0,60	0,93469	0,85911	0,79061	0,73007	0,71242	0,58919	0,52049	0,46562	0,42095
	0,65	0,95497	0,87149	0,79866	0,73558	0,71624	0,59138	0,52184	0,46651	0,42156
	0,70	0,97631	0,88455	0,80718	0,74142	0,72029	0,59382	0,52328	0,46747	0,42223
0,7	0,55	0,86387	0,80125	0,74159	0,68743	0,63913	0,55825	0,49422	0,44273	0,40064
	0,60	0,88091	0,81183	0,74857	0,69228	0,64263	0,56025	0,49546	0,44357	0,40122
	0,65	0,89907	0,82313	0,75605	0,69747	0,64638	0,56239	0,49681	0,44446	0,40185
	0,70	0,91825	0,83509	0,76398	0,70299	0,65038	0,56469	0,49824	0,44543	0,40253
	0,75	0,93835	0,84766	0,77234	0,70862	0,65460	0,56712	0,49977	0,44645	0,40325
	0,80	0,95926	0,86078	0,78108	0,71494	0,65905	0,56968	0,50139	0,44754	0,40402
0,8	0,65	0,84910	0,77889	0,71641	0,66158	0,61360	0,53445	0,47245	0,42288	0,38247
	0,70	0,86542	0,78930	0,72345	0,66657	0,61726	0,53660	0,47383	0,42381	0,38313
	0,75	0,88261	0,80030	0,73090	0,67185	0,62115	0,53889	0,47529	0,42480	0,38384
	0,80	0,90059	0,81183	0,73874	0,67742	0,62525	0,54131	0,47684	0,42586	0,38459
	0,85	0,91927	0,82385	0,74693	0,68326	0,62956	0,54386	0,47847	0,42697	0,38538
	0,90	0,93857	0,83632	0,75545	0,68934	0,63406	0,54653	0,48019	0,42815	0,38622
0,9	0,70	0,81812	0,74756	0,68600	0,63257	0,58611	0,50990	0,45045	0,40302	0,36441
	0,75	0,83237	0,75690	0,69247	0,63724	0,58959	0,51199	0,45181	0,40395	0,36508
	0,80	0,84735	0,76675	0,69930	0,64217	0,59328	0,51422	0,45325	0,40495	0,36579
	0,85	0,86302	0,77709	0,70648	0,64738	0,59717	0,51657	0,45479	0,40600	0,36655
	0,90	0,87934	0,78787	0,71400	0,65283	0,60126	0,51904	0,45640	0,40712	0,36735
	0,95	0,89623	0,79908	0,72183	0,65952	0,60554	0,52163	0,45809	0,40829	0,36819
	1,00	0,91365	0,81068	0,72995	0,66444	0,60999	0,52434	0,45987	0,40951	0,36691
	1,05	0,93153	0,82264	0,73836	0,67058	0,61461	0,52718	0,46172	0,41079	0,37000
1,0	0,80	0,79991	0,72584	0,66305	0,60947	0,56342	0,48868	0,43090	0,38306	0,34787
	0,85	0,81289	0,73462	0,66927	0,61405	0,56689	0,49081	0,43231	0,38603	0,34857
	0,90	0,82649	0,74384	0,67581	0,61887	0,57054	0,49306	0,43380	0,38707	0,34932
	0,95	0,84070	0,75349	0,68267	0,62393	0,57439	0,49544	0,43536	0,38816	0,35011
	1,00	0,85548	0,76355	0,68984	0,62922	0,57841	0,49792	0,43701	0,38530	0,35094
	1,05	0,87080	0,77401	0,69731	0,63475	0,58261	0,50052	0,43873	0,39050	0,35181
	1,10	0,88663	0,78484	0,70506	0,64049	0,58699	0,50324	0,44053	0,39176	0,35272
1,15	0,90293	0,79604	0,71309	0,64645	0,59153	0,50606	0,44241	0,39307	0,35367	

7.4 Přílohy v elektronické podobě

Součástí elektronické verze na CD-ROM jsou následující položky:

- 1) Vlastní diplomová práce ve formátu PDF.
- 2) 3D model celé konstrukce ve spustitelném formátu EXE (SolidWorks eDrawings).
- 3) Oscilogramy a snímky z termokamery.
- 4) Nákresy zařízení z programu Solidworks 2010 a DPS z programu Eagle.
- 5) Použitá literatura ve formátu PDF (pouze volně dostupné katalogové listy).
- 6) Schémata ve formátu EMF.