



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY**

**A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## ZVS/ZCS MĚNIČ PRO INDUKČNÍ OHŘEV

ZVS/ZCS CONVERTER FOR INDUCTION HEATING

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Jan Gadas**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. Radek Theumer**

**BRNO 2024**

# Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

**Student:** Jan Gadas

**ID:** 240612

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2023/24

**NÁZEV TÉMATU:**

## ZVS/ZCS měnič pro indukční ohřev

### POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s topologiemi měničů/invertorů určených pro vysokofrekvenční výkonové spínání s nízkými ztrátami (ZVS, ZCS). Následně navrhnete měnič/invertor v příslušné topologii s přihlédnutím na aplikaci jako indukční ohřev. Pomocí simulací ověřte funkčnost navrženého měniče/invertoru. Měnič realizujte a na funkčním vzorku proveďte základní měření pro ověření teoretických simulací.

Navržený měnič/invertor doplňte o logickou (řídící) část zahrnující frekvenční čítač, potřebné ochrany a potřebné snímače, přičemž zvolte vhodnou platformu, na které bude řídící modul implementován. Celé obvodové řešení (silovou i řídící část) zkompletujte do funkčního zařízení pro indukční ohřev.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Rajaram, M. K., Booma, N. Resonant inverter for induction heating. In: 2012 International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies (ICCEET). [online]. IEEE, 2012, s. 358-366. ISBN 978-1-4673-0212-8. Dostupné z: doi:10.1109/ICCEET.2012.6203832

[2] Nourieh, N., Sun, Y., Simpson, O. A novel resonant ZVS power converter with self-driven synchronous rectifier for low-voltage high-current application. [online]. IET PowerElectronics, 14, s. 1397-1408, 2021.

Dostupné z: doi:10.1049/pe12.12116

**Termín zadání:** 16.2.2024

**Termín odevzdání:** 27.5.2024

**Vedoucí práce:** Ing. Radek Theumer

**doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

### UPOZORNĚNÍ:

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

## **ABSTRAKT**

Bakalářská práce se zabývá problematikou návrhu vysokofrekvenčních invertorů s nízko ztrátovým spínáním v aplikaci jako indukční ohřev. V práci jsou představeny 4 známé topologie invertorů. Cílem práce je dle zjištěných teoretických znalostí a následných simulací vybrat vhodnou topologii, na které bude indukční ohřev realizován. Výsledkem semestrální práce je funkční nízko-výkonový model indukčního ohřevu realizovaný na DPS. Výsledkem bakalářské práce je vysoko-výkonový model indukčního ohřevu určený pro průmyslové použití. U obou jsou provedeny testy funkčnosti a srovnání naměřených dat se simulacemi. U průmyslového indukčního ohřevu byl proveden test tavby s následnou analýzou obsahu prvků na spektrálních analyzátorech pro ukázkou využití.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

MOSFET ztráty, tvrdé spínání, měkké spínání, ZVS, Half Bridge, Full Bridge, ZCS, indukční ohřev, ztráty ohřevu, Curieho teplota, skin efekt, tavba vzorků, analýza prvků

## **ABSTRACT**

The bachelor thesis deals with the design of high-frequency inverters with low-loss switching applied as an induction heater. Four known inverter topologies are presented in the thesis. The aim of the thesis is to select a suitable topology on which the induction heating will be implemented according to the theoretical knowledge found and subsequent simulations. The result of the semester thesis is a functional low-power model of an induction heater implemented on a PCB. The result of the bachelor thesis is high-power model of an induction heater for industrial use. Functionality tests and comparison of measured data with simulations are performed for both. For industrial induction heater, a melting test was performed with analysis of element content on spectrum analyzers to demonstrate use.

## **KEYWORDS**

MOSFET losses, hard switching, soft switching, ZVS, Half Bridge, Full Bridge, ZCS, induction heater, heating losses, Curie temp, skin effect, samples melting, element analysis

GADAS, Jan. *ZVS/ZCS MĚNIČ PRO INDUKČNÍ OHŘEV*. Bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2024. Vedoucí práce: Ing. Radek Theumer

## Prohlášení autora o původnosti díla

**Jméno a příjmení autora:** Jan Gadas  
**VUT ID autora:** 240612  
**Typ práce:** Bakalářská práce  
**Akademický rok:** 2023/24  
**Téma závěrečné práce:** ZVS/ZCS MĚNIČ PRO INDUKČNÍ OHŘEV

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....  
podpis autora\*

---

\*Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Radku Theumerovi za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci. Dále bych chtěl poděkovat panu prof. Kolkovi za věcné rady k teorii v práci. Velké díky taktéž patří mému otci, jehož věcné rady mi velmi pomohly s mechanickým návrhem. Za analýzu vzorků patří velké díky kolegům a zaměstnancům firmy Thermo Fisher Scientific Brno. Rovněž bych chtěl poděkovat svým kolegům v ročníku, se kterými jsme konzultovali semestrální práce a vzájemně si pomáhali.

# Obsah

<b>Úvod</b>	<b>13</b>
<b>1 Teorie měničů</b>	<b>14</b>
1.1 Styly spínání	15
1.1.1 Tranzistorové ztráty	16
1.1.2 Tvrdé spínání (hard switch)	17
1.1.3 Měkké spínání (soft switch)	20
1.2 Topologie měničů/invertorů	23
1.2.1 ZVS (Zero Voltage Switching)	24
1.2.2 Half Bridge	29
1.2.3 Full Bridge	31
1.2.4 ZCS (Zero Current Switching)	32
<b>2 Teorie Indukčních ohřevů</b>	<b>34</b>
2.1 Princip funkce indukčního ohřevu	35
2.1.1 Rezonanční kondenzátor	36
2.1.2 Rezonanční induktor - pracovní cívka	37
2.1.3 Ztráty v ohřívaném materiálu	38
2.1.4 Topologie	38
2.1.5 Curieho teplota	38
2.1.6 Skin efekt	39
2.2 Použití indukčních ohřevů	40
2.2.1 Domácnost	40
2.2.2 Průmysl	40
<b>3 Návrh invertoru pro indukční ohřev</b>	<b>41</b>
3.1 Výběr topologie invertoru	41
3.2 Definice požadavků	42
3.3 Návrh schématu	42
3.4 Impedanční měření a výroba induktorů	44
3.5 Simulace	48
3.5.1 Přechodový děj - náběh oscilace	49
3.5.2 Přechodový děj - útlum oscilace	52
3.5.3 Stabilní oscilace	53
3.6 Dodatečná úprava	55
3.7 Výroba	55
3.8 Srovnávací měření	56

3.9	Dodatečná měření . . . . .	60
3.10	Test nízko-výkonového modelu IH . . . . .	62
3.11	Shrnutí návrhu . . . . .	64
<b>4</b>	<b>Průmyslový indukční ohřev</b>	<b>65</b>
<b>5</b>	<b>Návrh elektrické části</b>	<b>66</b>
5.1	Napájecí zdroje . . . . .	66
5.2	Výkonová část ZVS invertoru . . . . .	67
5.3	Schéma indukční části . . . . .	72
5.4	Schéma zdrojové části . . . . .	74
5.5	Návrh DPS . . . . .	75
5.6	Elektroinstalace . . . . .	76
5.7	Dodatečné přístroje . . . . .	77
<b>6</b>	<b>Návrh mechanické části</b>	<b>78</b>
6.1	Koncepce sestavení . . . . .	78
6.2	Návrh plechových dílů . . . . .	78
6.3	Chlazení a vodní okruh . . . . .	81
6.4	Lakování . . . . .	81
<b>7</b>	<b>Výsledek průmyslového indukčního ohřevu</b>	<b>82</b>
7.1	Testování funkce indukčního ohřevu . . . . .	83
7.2	Měření průběhů . . . . .	86
7.3	Software použitý v práci . . . . .	87
	<b>Závěr</b>	<b>88</b>
	<b>Literatura</b>	<b>89</b>
<b>A</b>	<b>Nízko-výkonový model ZVS IH</b>	<b>92</b>
<b>B</b>	<b>Průmyslový indukční ohřev</b>	<b>95</b>
<b>C</b>	<b>Obsah elektronické přílohy</b>	<b>100</b>



# Seznam obrázků

1.1	Zjednodušená bloková schémata stejnosměrných zdrojů . . . . .	14
1.2	Graf SOA z datasheetu IRF8010PbF [3] . . . . .	15
1.3	Zapojení pro demonstraci tvrdého spínání . . . . .	18
1.4	<b>Simulace</b> - Průběhy na tranzistoru - tvrdé spínání . . . . .	18
1.5	<b>Simulace</b> - Přechodový děj ON/OFF - tvrdé spínání . . . . .	19
1.6	Graf $C=f(U_{DS})$ z datasheetu IRF8010PbF [3] . . . . .	20
1.7	Zapojení pro demonstraci měkkého spínání . . . . .	21
1.8	<b>Simulace</b> - Průběhy na tranzistoru - měkké spínání . . . . .	21
1.9	<b>Simulace</b> - Přechodový děj ON/OFF - měkké spínání . . . . .	22
1.10	Porovnání topologií AC/DC měničů (DC zdrojů) . . . . .	23
1.11	ZVS DC/AC měnič s paralelním LC rezonančním obvodem . . . . .	24
1.12	<b>Simulace</b> - Průběhy na tranzistorech - ZVS spínání . . . . .	26
1.13	<b>Simulace</b> - Přechodový děj ON/OFF - ZVS spínání . . . . .	27
1.14	<b>Simulace</b> - Průběhy na rezonanční cívce L1 - ZVS spínání . . . . .	28
1.15	Half-Bridge DC/AC Měnič s dvěma zdroji . . . . .	29
1.16	Half-Bridge DC/AC Měnič s jedním zdrojem a kondenzátory . . . . .	29
1.17	<b>Simulace</b> - Průběhy na zátěži a tranzistorech - Half Bridge spínání . . . . .	30
1.18	Full-Bridge DC/AC Měnič . . . . .	31
1.19	<b>Simulace</b> - Průběhy na zátěži a tranzistorech - Full Bridge spínání . . . . .	32
1.20	ZCS DC/AC měnič se sériovým LC rezonančním obvodem . . . . .	33
1.21	<b>Simulace</b> - Průběhy na tranzistorech - ZCS spínání . . . . .	33
2.1	Pracovní cívka z indukční tavicí pece se zátěží . . . . .	34
2.2	Pracovní cívka z indukční varné desky [12] . . . . .	34
2.3	Blokové schéma indukčního ohřevu . . . . .	35
2.4	Vizualizace magnetických siločar kolem solenoidové pracovní cívky [14] . . . . .	35
2.5	Rezonanční fóliové kondenzátory výrobce WIMA . . . . .	36
2.6	Rezonanční induktor - trubicová pracovní cívka - solenoid . . . . .	37
2.7	Vizualizace skin efektu a hranice $1/e$ proudové hustoty . . . . .	39
3.1	Základní nízko-výkonový model ZVS IH . . . . .	43
3.2	Navinuté indukory dle vypočtených hodnot . . . . .	44
3.3	Navinutý rezonanční induktor s feritovým jádrem . . . . .	45
3.4	<b>Měření</b> - impedance a fáze RLC rezonančního obvodu . . . . .	47
3.5	Schéma pro simulace s proměnnými hodnotami prvků . . . . .	48
3.6	<b>Nastavení</b> - Průběh stavu tlačítka S1 . . . . .	49
3.7	<b>Simulace</b> - Náběh oscilace - Gate . . . . .	49
3.8	<b>Simulace</b> - Náběh oscilace - Drain varianta 1 . . . . .	50
3.9	<b>Simulace</b> - Náběh oscilace - Drain varianta 2 . . . . .	50

3.10	<b>Simulace</b> - Detailní náběh oscilace - Drain - 43 V TVS Dioda . . . . .	51
3.11	<b>Simulace</b> - Detailní náběh oscilace - Drain - 51 V TVS Dioda . . . . .	51
3.12	<b>Simulace</b> - Útlum oscilace - Gate . . . . .	52
3.13	<b>Simulace</b> - Útlum oscilace - Drain . . . . .	52
3.14	<b>Simulace</b> - Vliv velikosti gate odporů (R1, R2) . . . . .	53
3.15	<b>Simulace</b> - Parametry na tranzistoru při stabilní oscilaci . . . . .	53
3.16	<b>Simulace</b> - Průběhy LC rezonančního obvodu . . . . .	54
3.17	<b>Simulace</b> - Zvlnění proudu ze zdroje V1 . . . . .	54
3.18	Výsledný obvod . . . . .	55
3.19	Nízko-výkonový model ZVS IH . . . . .	56
3.20	<b>Srovnání</b> - Náběh oscilace - Gate . . . . .	56
3.21	<b>Srovnání</b> - Náběh oscilace - Drain . . . . .	57
3.22	<b>Srovnání</b> - Detailní náběh oscilace - Drain - TVS Diody . . . . .	57
3.23	<b>Srovnání</b> - Vliv velikost gate odporů (R1, R2) . . . . .	58
3.24	<b>Srovnání</b> - Parametry na tranzistoru při stabilní oscilaci . . . . .	59
3.25	<b>Srovnání</b> - Parametry LC rezonančního obvodu . . . . .	59
3.26	<b>Srovnání</b> - Zvlnění proudu ze zdroje V1 . . . . .	60
3.27	<b>Měření</b> - VA charakteristika nezatíženého ZVS IH . . . . .	60
3.28	<b>Měření</b> - Napěťová přenosová charakteristika nezatíženého ZVS IH . . . . .	61
3.29	<b>Měření</b> - Vliv velikosti napájecího napětí na rezonanční frekvenci . . . . .	61
3.30	Zatížený ZVS IH kaskádou transformátorů a ocelovým šroubem . . . . .	62
3.31	Test ohřevu šroubů po dobu 1 minuty . . . . .	63
3.32	Impedanční měření rezonančního obvodu . . . . .	63
3.33	Vliv vložené zátěže na ekvivalentní impedanci rezonančního obvodu . . . . .	64
4.1	Průmyslový indukční ohřev . . . . .	65
5.1	Grafitový tavící kelímek . . . . .	67
5.2	Rezonanční kondenzátor ALCON . . . . .	68
5.3	Rezonanční induktor s ochranou ze skelného vlákna . . . . .	69
5.4	Použitý N-Ch. MOSFET v pouzdře SOT-227 . . . . .	71
5.5	Tlumící induktory vinuté VF vodičem . . . . .	72
5.6	Analogová napěťová kontrola . . . . .	74
5.7	DPS indukční části . . . . .	75
5.8	DPS zdrojové části . . . . .	75
5.9	Elektroinstalační principiální schéma . . . . .	76
5.10	Frekvenční čítač . . . . .	77
6.1	Koncepce sestavení . . . . .	78
6.2	3D návrh indukční části . . . . .	79
6.3	3D návrh zdrojové části . . . . .	80
6.4	Rozdělení elektrické a vodní části . . . . .	80

6.5	Chladicí okruh a komponenty . . . . .	81
7.1	Všechny části průmyslového indukčního ohřevu . . . . .	82
7.2	<b>Analýza</b> - OES - Testování Fe - vliv plazmy na vzorek . . . . .	83
7.3	<b>Analýza</b> - OES . . . . .	84
7.4	<b>Analýza</b> - XRF . . . . .	85
7.5	<b>Měření</b> - Gate náběh . . . . .	86
7.6	<b>Měření</b> - Průběh na gate . . . . .	86
7.7	<b>Měření</b> - Drain náběh . . . . .	87
7.8	<b>Měření</b> - Průběh na drain . . . . .	87

# Seznam tabulek

3.1	Seznam součástek použitých v simulaci . . . . .	43
3.2	Hodnoty naměřené impedančním analyzátozem . . . . .	45
5.1	Seznam zdrojů použitých pro indukční ohřev . . . . .	66
5.2	Rezonanční kondenzátor ALCON - parametry [25] . . . . .	68
5.3	Rezonanční induktor - parametry . . . . .	69
5.4	N-Ch. MOSFET - základní parametry z datového listu [26] . . . . .	71
5.5	Tlumící induktry - naměřené parametry . . . . .	72
7.1	Odebíraný výkon indukčního ohřevu . . . . .	83

# Úvod

Při návrhu výkonové elektroniky a zejména indukčního ohřevu je nutné dbát na způsob spínání polovodičových prvků, což ovlivňuje účinnost, spolehlivost, rychlost a spínaný výkon. Vzhledem k širokému rozmezí výkonů těchto zařízení jsou ztráty nezanedbatelnou částí, se kterou je potřeba uvažovat. Jsou známé dvě základní metody spínání pomocí polovodičových prvků: měkké spínání, tvrdé spínání. Jednodušší variantou na implementaci je tvrdé spínání (hard switching), kde se nebere ohled na napětí na tranzistoru a požadovaný proud při sepnutí, které bude oproti měkkému spínání provázet velké ztráty. Příkladem měkkého spínání (soft switching) jsou právě topologie ZVS (Zero Voltage Switching) a ZCS (Zero Current Switching). Od tvrdého spínání se liší vhodným časem sepnutí, kdy se na polovodiči nevyzámí kritické množství tepla. Nevýhodou těchto řešení jsou vyšší náklady na konstrukci a optimalizace obvodu pro konkrétní použití.

Invertor je zařízení, které převádí vstupní stejnosměrné (DC) napětí na vysokofrekvenční střídavé (AC) napětí. Jednou z možností, jak toho docílit, je pomocí LC rezonančního obvodu řízeným právě pomocí metod měkkého spínání. Návrhem a volbou vhodné topologie pro použití u indukčního ohřevu se zabývá tato práce. Pojmem indukční ohřev se v této práci rozumí: průmyslové zařízení pro tavbu kovů či nahřívání oceli pro kalení/ohýbání.

Nedílnou součástí návrhu daného zařízení jsou simulace, které slouží pro ověření simulačních dat s naměřenými na vzorku. Simulace také slouží pro jednodušší experimentování s hodnotami prvků pro optimalizace funkce obvodu. Simulace přispívá k analýze hazardních obvodových stavů (např. přechodových dějů, nestability), které by mohly chod zařízení nebo jeho spolehlivost nepříznivě ovlivnit.

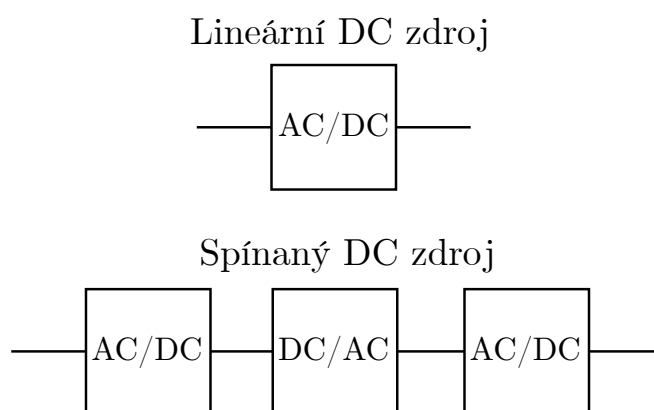
V praktické části práce je navrhnout a testován nízkovýkonový model indukčního ohřevu pro jednodušší experimentování s hodnotami prvků a vlastnostmi ZVS invertorů. Vzhledem k získaným poznatkům je následně navrhnout vysoko výkonný průmyslový indukční ohřev, který je schopen nahřívát ocel, či tavit kovy. Součástí návrhu zařízení je: DPS, elektroinstalace, chlazení a taktéž mechanický návrh.

# 1 Teorie měničů

Měnič je elektrické zařízení schopné měnit základní parametry elektrických veličin jako je napětí, proud a frekvence. V závislosti na jeho funkci a použití je možné rozdělit měniče do následujících skupin:

- **DC/AC** - invertor (střídač) – měnič, který převádí stejnosměrné napětí na střídavé, často v širokém rozmezí frekvencí,
- **AC/DC** - usměrňovač – měnič, který převádí střídavé napětí na stejnosměrné,
- **DC/DC** – regulátor – obvykle neizolovaný měnič, který pouze změní hodnoty výstupních veličin,
- **AC/AC** – transformátor/frekvenční měnič – měnič, schopný měnit frekvenci na výstupu, skládá se nejčastěji z výše zmíněných bloků.

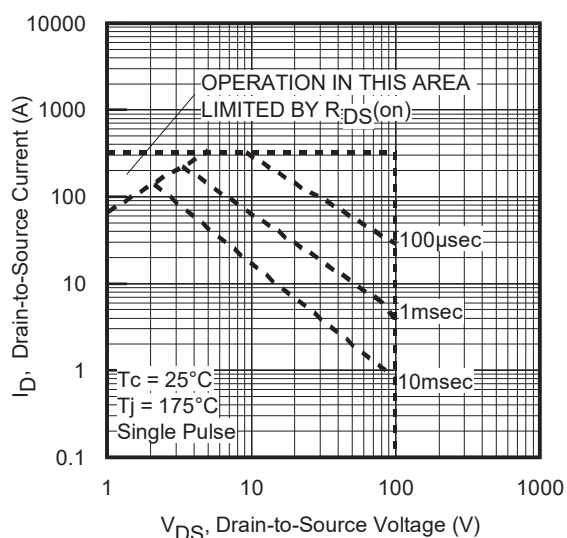
Měnič je téměř vždy tvořen více bloky, přičemž každý blok plní rozdílnou funkci. Příkladem může být stejnosměrný zdroj napětí sestaven z více bloků, viz bloková schémata 1.1 a 1.10. Tento postup se může zdát jako zbytečně složitý nebo neefektivní, avšak opak je pravdou. Využití vyšší frekvence u měničů značně snižuje hmotnost zařízení o stejném výkonu a efektivita je mnohdy i dvojnásobná oproti nízkofrekvenčním síťovým měničům [1]. Tuto metodu kaskádového spojení měničů využívají dnes prakticky všechny spínané zdroje nebo invertory. Před návrhem jakéhokoli měniče je nutné zohlednit tyto parametry: výkon, účinnost, účinník, spolehlivost, EMC, hmotnost a velikost. Při návrhu měniče se volí vhodný kompromis mezi těmito parametry, nelze vždy dosáhnout nejlepších výsledků u všech kategorií zároveň.



Obr. 1.1: Zjednodušená bloková schémata stejnosměrných zdrojů

## 1.1 Styly spínání

Měkké spínání (soft switching) a tvrdé spínání (hard switching) jsou dvěma základními styly spínání, při kterých jsou tepelné zátěžové účinky na polovodič velice odlišné. Při spínání zátěže aktivním polovodičovým prvkem je důležitý vztah hodnot napětí na kanálu D-S (drain-source) a proudu  $I_D$ , který jím bude protékat dle velikosti zátěže. Závislost, která zobrazuje vztah napětí a proudu tranzistorem u aktivních prvků (BJT, MOSFET, IGBT) se nazývá SOA (Safe Operating Area). Její součástí jsou také oblasti maximálního vyzářeného výkonu po uvedený čas. Hranice této oblasti by se neměly přesáhnout nikdy ani po nejkratší možný čas [2].



Obr. 1.2: Graf SOA z datasheetu IRF8010PbF [3]

Při ustáleném stavu bipolárních tranzistorů v saturaci (aktivní režim u unipolárních tranzistorů) může být tepelný vyzařovaný výkon v normě. Při přechodovém ději (zapnutí/vypnutí) se však může limit vyzářeného tepla za určitý časový okamžik několikanásobně převýšit a může tak dojít k impulzní tepelné destrukci polovodiče. Polovodič tedy nevyzáří velké množství energie ve Wh, ale velký výkon ve W za příliš krátký čas. Teplo, které se na přechodu ve struktuře vytvoří, se nestihne kvůli tepelné vodivosti polovodiče dostat do chladiče a dochází tak ke zmíněnému impulznímu tepelnému průrazu. Při návrhu invertoru pro indukční ohřev, jehož výkon je v řádu jednotek kW, není možné přehlížet vliv stylů spínání.

## 1.1.1 Tranzistorové ztráty

### Ztráty vodivostní

Ztráty vodivostní jsou způsobeny průchodem elektrického proudu kanálem tranzistoru. Tyto ztráty jsou přímo úměrné velikosti napětí  $U_{DS}$  a proudu procházejícím tranzistorem  $I_D$ .  $R_{DS(ON)}$  je parametr, který definuje hodnotu odporu kanálu v aktivním režimu, neboli stav tranzistoru, při kterém je plně sepnut. Vodivostní ztráty nejsou frekvenčně závislé [4], jelikož je ovlivňuje převážně stejnosměrný odpor  $R_{DS}$ . Vodivostní ztráty tranzistoru se zjednodušeně počítají dle vzorců (1.1), (1.2)

$$P_C = I_D \cdot U_{DS} = \frac{U_{DS}}{R_{DS(ON)}} \cdot U_{DS} = \frac{U_{DS}^2}{R_{DS(ON)}} \quad [\text{W}], \quad (1.1)$$

$$P_C = I_D \cdot U_{DS} = I_D \cdot I_D \cdot R_{DS(ON)} = I_D^2 \cdot R_{DS(ON)} \quad [\text{W}] \quad (1.2)$$

kde  $P_C$  je vodivostní ztráta (conduction loss),  $I_D$  proud tranzistorem,  $U_{DS}$  napětí mezi drain a source a  $R_{DS(ON)}$  je odpor kanálu v aktivním režimu.

Pokud se tranzistor místo aktivního nachází v režimu lineárním, platí stejný výpočet výkonu vodivostních ztrát. Ztrátový výkon v lineárním režimu je vždy vyšší, než v aktivním, protože tranzistor není plně otevřen a odpor kanálu  $R_{DS}$  je tak mnohem vyšší. Ztráty vodivostní jsou přítomny na všech místech elektrického obvodu, jejich velikost však často není pro funkčnost obvodu tak markantní jako ztráty na polovodičových prvcích.

### Ztráty spínací

Ztráty spínací jsou způsobeny přechodovým dějem, zapnutím nebo vypnutím tranzistoru. Při zapnutí nebo vypnutí se mění hodnota odporu kanálu  $R_{DS}$  (odpor kanálu se pohybuje v řádech  $M\Omega$  při vypnutém stavu a v  $m\Omega$  při sepnutém stavu). Spínací ztráty jsou pro chod zařízení nepříznivé pro jejich impulzní charakter (vysoký výkon za krátký čas). Jsou frekvenčně závislé, čím vyšší je spínací frekvence, tím vyšší jsou ztráty jak na tranzistoru, tak řídicím obvodu [4]. S narůstající rychlostí náběžné nebo sestupné hrany na řídicí elektrodě klesají ztráty, protože tranzistor setrvává méně času v lineárním režimu a rychleji se dostane do aktivního režimu. Rychlejší sepnutí tranzistoru má však vliv také na ztráty na řídicích obvodech (driver) [4]. Parazitní kapacita gate a odpor  $R_G$  jsou hlavními parametry ovlivňující rychlost spínání. Obecně platí, že čím výkonnější jsou tranzistory (dimenzované na vyšší napětí či proud), tím vyšší mají parazitní kapacity ( $C_{GS} + C_{GD} + C_{DS}$ ).



U výkonových tranzistorů je tedy nutné zvolit adekvátní kompromis mezi dostatečně nízkým odporem pro rychlost spínání tranzistoru, avšak zase ne příliš nízkou hodnotu kvůli nárokům na řídicí obvody. Spínací ztráty tranzistoru se počítají dle vzorce (1.3) [4]

$$P_S = U_{DS} \cdot I_D \cdot f_{SW} \cdot \frac{(Q_{GS} + Q_{GD})}{I_G} \quad [\text{W}] \quad (1.3)$$

kde  $P_S$  je spínací ztráta (switching loss),  $f_{SW}$  spínací frekvence,  $Q_{GS}$  a  $Q_{GD}$  jsou náboje potřebné pro nabití gate a  $I_G$  je proud tekoucí do gate.

Ze vzorce (1.3) vyplývá, že vyšší náboj kanálu  $Q$  (přímo úměrné velikosti kapacity kanálu) způsobí zvýšení spínacích ztrát. Jako kompenzaci je možné zvýšit proud  $I_G$  snížením odporu  $R_G$  nebo pokud je to možné, snížit spínací frekvenci.

Při spínání zejména při vysokých frekvencích a u tranzistorů s velkým nábojem  $Q$  jsou nezanedbatelné i ztráty na gate samotném jeho neustálým nabíjením a vybíjením. Ztráty na gate se počítají dle vzorce (1.4) [4]

$$P_G = Q_{G(\text{TOT})} \cdot U_{GS} \cdot f_{SW} \quad [\text{W}] \quad (1.4)$$

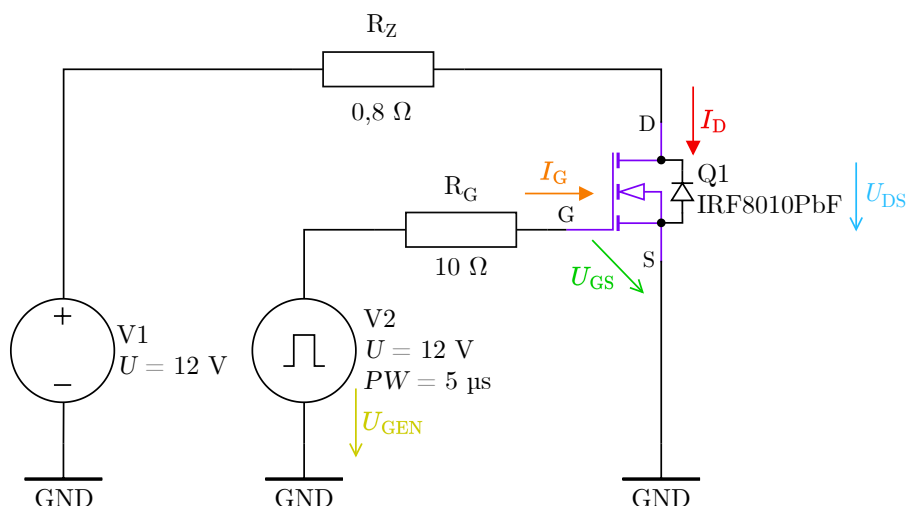
kde  $Q_{G(\text{TOT})}$  je celková kapacita gate a  $U_{GS}$  je dosažené napětí na gate.

### 1.1.2 Tvrdé spínání (hard switch)

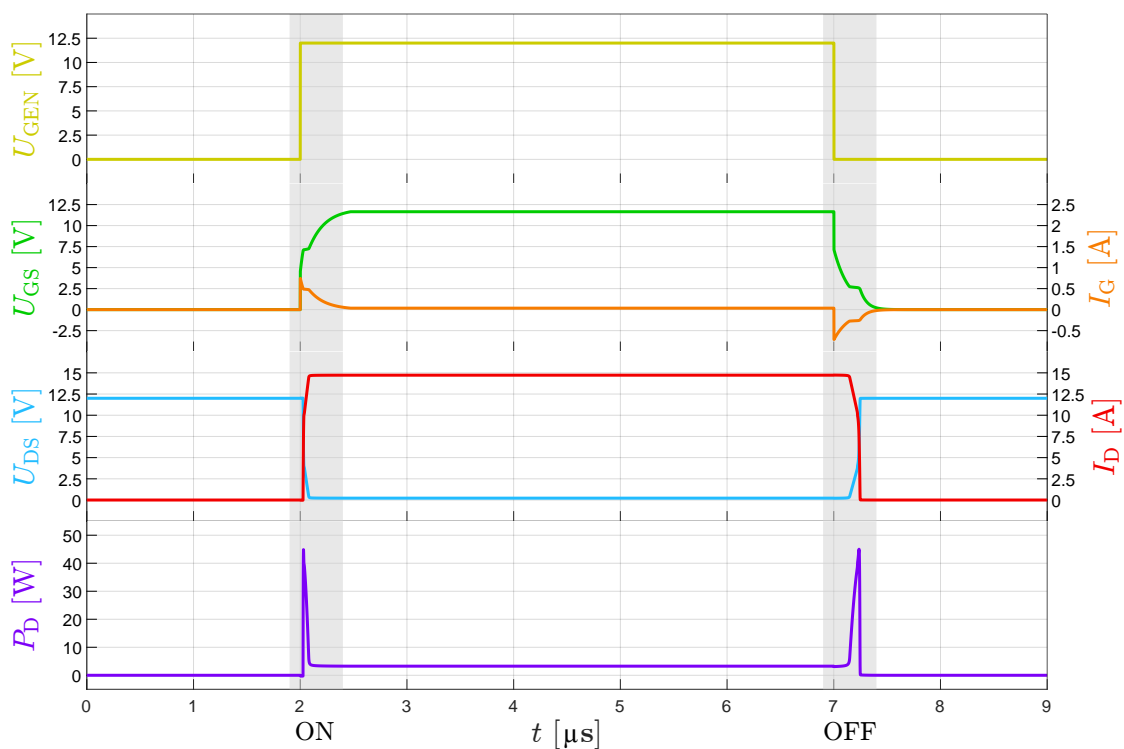
Tento styl spínání je jednodušší z uvedených, jeho nevýhodou jsou však vysoké spínací ztráty, které mohou působit v obvodu nestabilitu, nebo dokonce způsobit jeho poškození. Tvrdé spínání může při nesprávném použití vyústit v impulzní tepelnou destrukci polovodiče. Výhodou jsou nižší náklady a nižší komplikovanost zapojení. Tento styl spínání se používá u některých zařízeních používající topologii Half Bridge nebo Full Bridge, obvodů pro řízení motorů nebo konkrétně u kondenzátorové bodové svářečky, která obsahuje několik paralelně zapojených tranzistorů spínající velmi malou odporovou zátěž (řády  $\text{m}\Omega$ ).

Pro demonstraci vlivů tvrdého spínání použijeme Tranzistor MOSFET Q1 s indukovaným kanálem N, konkrétně IRF8010PbF. Silovou část obvodu napájí zdroj V1 se stabilním výstupním napětím 12 V. Spínaná zátěž  $R_Z$  o velikosti  $0,8 \Omega$  je čistě odporová. Tranzistor je řízen pulzním zdrojem V2, který generuje obdélníkový pulz o délce  $5 \mu\text{s}$  a amplitudě 12 V, viditelné na Obrázku 1.3.

Obrázek 1.4 znázorňuje důležité průběhy, které jsou přítomny u tranzistoru během tvrdého spínání. Popis signálů od shora dolů:  $U_{\text{GEN}}$  – signál generovaný pulzním zdrojem V2,  $U_{GS}$  – napětí mezi gate a source tranzistoru,  $I_G$  – proud tekoucí do gate,  $U_{DS}$  – napětí na tranzistoru mezi drain a source,  $I_D$  – proud tekoucí kanálem tranzistoru,  $P_D$  (Power Dissipation) – ztrátový teplotní výkon. Veškeré simulované průběhy jsou generovány v software OrCAD PSpice.

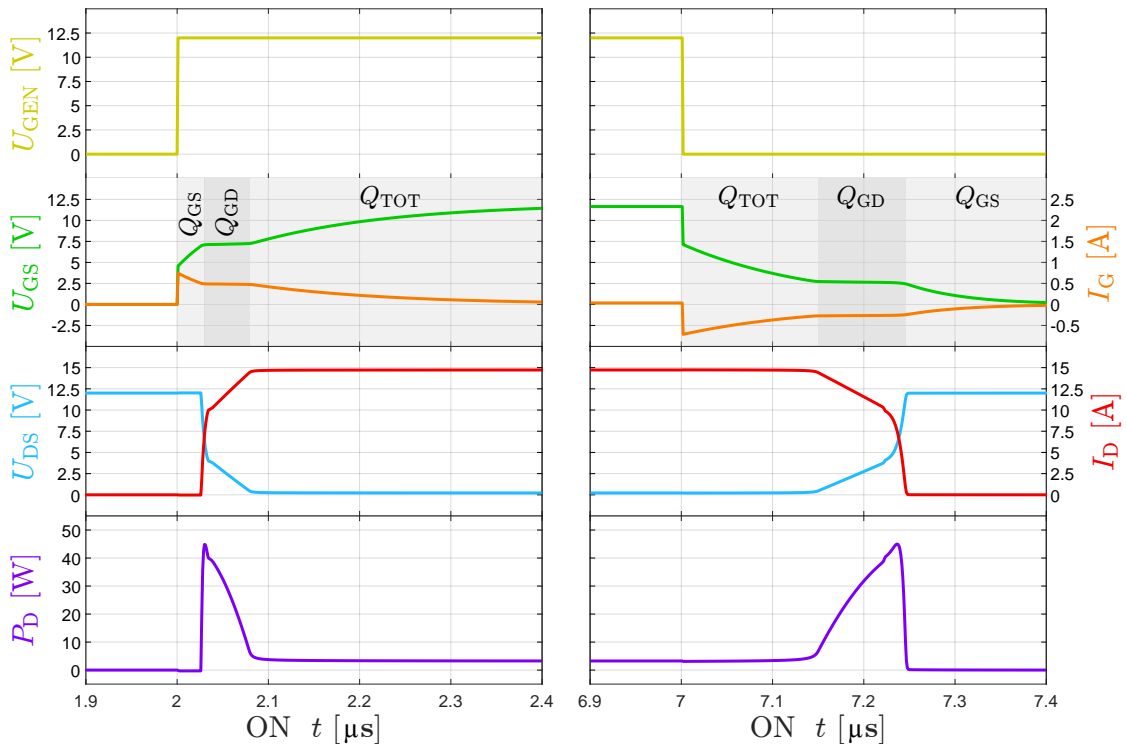


Obr. 1.3: Zapojení pro demonstraci tvrdého spínání



Obr. 1.4: **Simulace** - Průběhy na tranzistoru - tvrdé spínání

Z Obrázku 1.4 lze vidět, že se tranzistor během přítomnosti pulzu nacházel ve třech režimech: vypnuto, zapnuto a přechodové režimy zapnutí - ON nebo vypnutí - OFF (v obrázku značeny šedou barvou). Z části ukazující ztrátový výkon  $P_D$  lze vidět, že právě při přechodovém ději dochází k největšímu vyzáření tepla. Detailním popisem vzniku impulzních ztrát se budeme zabývat níže.



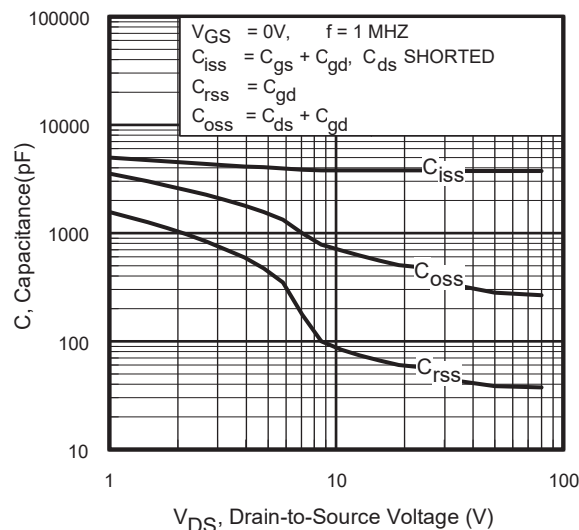
Obr. 1.5: **Simulace** - Přechodový děj ON/OFF - tvrdé spínání

### Přechodový děj ON (levá část Obrázku 1.5)

Při nárůstu napětí  $U_{GEN}$  pulzního generátoru V2 se začne prudce nabíjet kapacita  $C_{GS}$ . První zlom napětí  $U_{GS}$  (5 V) způsobuje parametr  $V_{th}$  (Voltage Treshold), který definuje hodnotu, při které se tranzistor začne otevírat. O pár desítek ns později dochází k majoritnímu přesunu náboje  $Q_{GD}$ . Tranzistor se nachází v lineární Millerově oblasti, kde dochází k největšímu tepelnému vyzařování a napětí  $U_{GS}$  je téměř konstantní po dobu přesunu tohoto náboje. Klesající napětí  $U_{DS}$  způsobuje dle datasheetu (viz Obrázek 1.6) nárůst Millerovy kapacity, což zvyšuje náročnost řízení. Po dokončení přesunu náboje  $Q_{TOT}$  se dá tranzistor považovat za plně otevřený.

### Přechodový děj OFF (pravá část Obrázku 1.5)

Jevy pozorované při vypnutí tranzistoru jsou téměř shodné s jevy při zapnutí, akorát v opačném pořadí. Velkým rozdílem je však doba trvání vypnutí tranzistoru. Ta je znatelně vyšší, než doba zapnutí, což také způsobuje větší množství vyzářeného tepla. Pro plné zapnutí tranzistoru není kompletní akumulace náboje  $Q_{TOT}$ , potřeba je pouze, aby se tranzistor dostal z Millerovy oblasti. Během ustáleného stavu zapnutého tranzistoru se neustále dobíjí  $C_{TOT}$  dle časové konstanty  $\tau$ . Při vypnutí je na tranzistoru naakumulováno mnohem více náboje, než je potřeba k jeho otevření, proto trvá proces vypnutí déle.



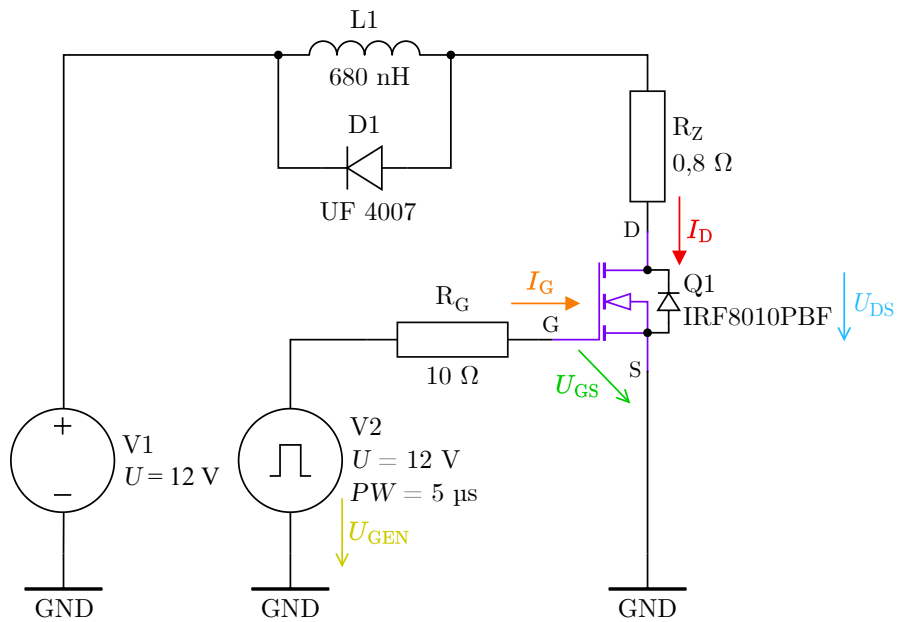
Obr. 1.6: Graf  $C=f(U_{DS})$  z datasheetu IRF8010PbF [3]

Velice důležitým faktorem, který ovlivňuje množství tepla vyzářeného na tranzistoru během přechodového děje je hodnota odporu  $R_G$ . Změna hodnoty tohoto rezistoru změní dobu spínání tranzistoru, včetně doby, po kterou se bude tranzistor nacházet v Millerové oblasti. Velikost zátěže  $R_Z$  tedy ovlivňuje velikost impulzu ztrátového výkonu a velikost odporu  $R_G$  ovlivňuje dobu trvání tohoto impulzu.

### 1.1.3 Měkké spínání (soft switch)

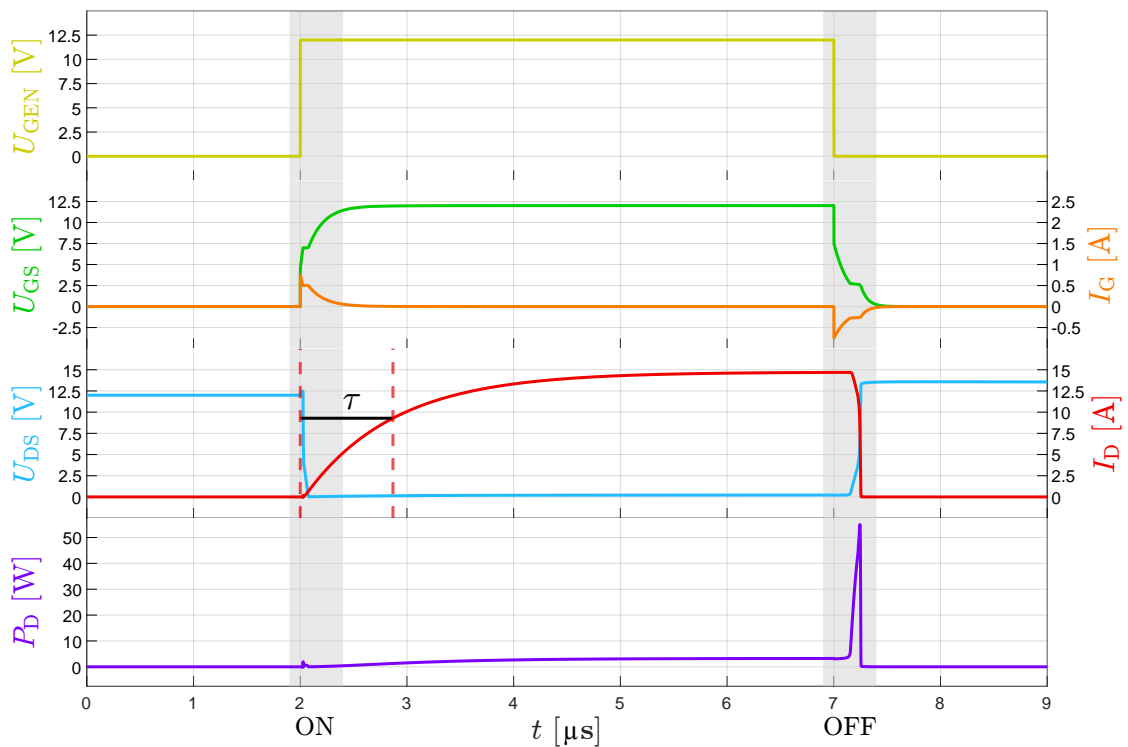
Tento styl spínání je komplikovanější než předchozí. Obsahuje akumulční prvky (L, C) a také aktivní prvky jako tranzistory, diody nebo synchronní usměrňovače. Výhodou měkkého spínání je snížení spínacích ztrát a množství vyzařovaného rušení EMI (Electro Magnetic Interference) [5]. Jeho nevýhodou jsou vyšší náklady a složitost zapojení. Příkladem zařízení používající měkké spínání jsou: stejnosměrné neizolované i izolované měniče (DC/DC), invertory ZVS, ZCS a některé Full/Half-Bridge invertory.

Obvod na Obrázku 1.7 je téměř shodný se zapojením u obvodu tvrdého spínání, rozdílem je však přítomnost pasivního akumulčního prvku (induktoru L1) a aktivního prvku (vysokorychlostní dioda D1). Induktor má schopnost akumulovat energii ve formě magnetického pole a zároveň bránit rychlým změnám proudu. Jeho druhou vlastností je nakumulované magnetické pole při rozpojení obvodu velice rychle přeměnit zpět na elektrické pole (napětí opačné polarity), které často mnohonásobně převyšuje hodnotu napájecího napětí. Tato vlastnost může být v některých obvodech nežádoucí a řešením je právě vysokorychlostní dioda D1 (připojená anti-paralelně k induktoru), která záporný pulz pohltí a tranzistor tak nebude ohrožen.

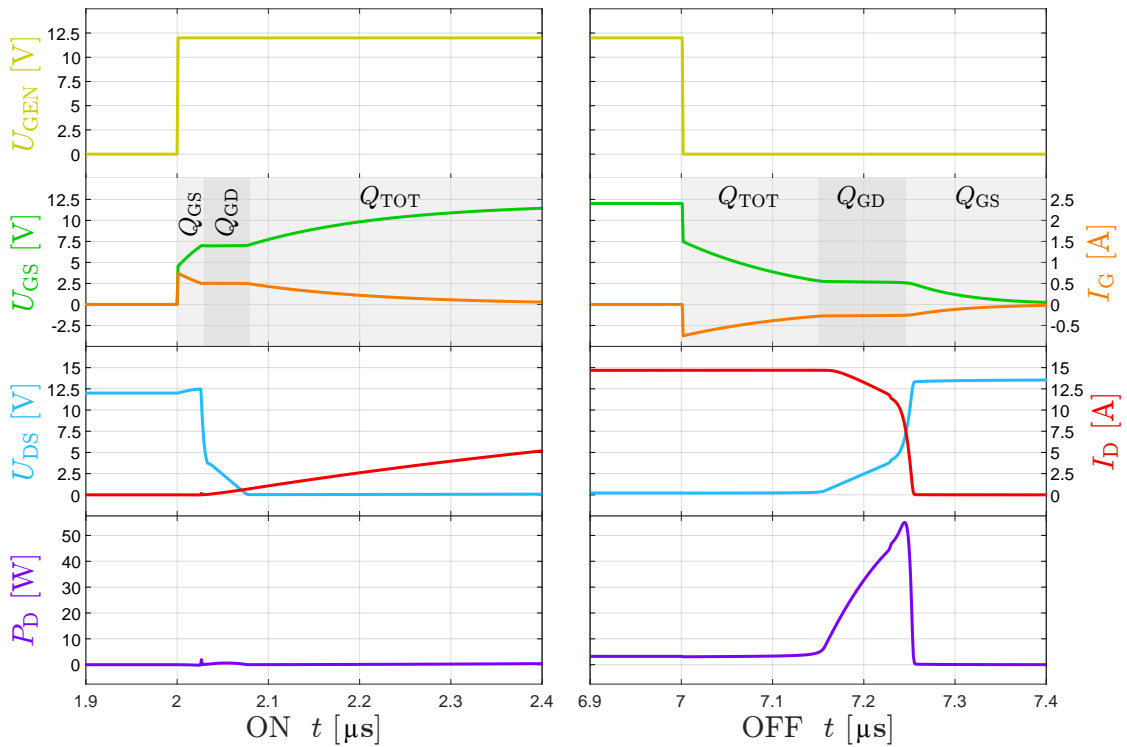


Obr. 1.7: Zapojení pro demonstraci měkkého spínání

Nejedná se o standartní zapojení u obvodu využívající měkké spínání, jedná se pouze o ukázkou, jak akumulční prvek ovlivní ztrátu. Rozdíl je pozorovatelný především při sepnutí tranzistoru.



Obr. 1.8: **Simulace** - Průběhy na tranzistoru - měkké spínání



Obr. 1.9: **Simulace** - Přechodový děj ON/OFF - měkké spínání

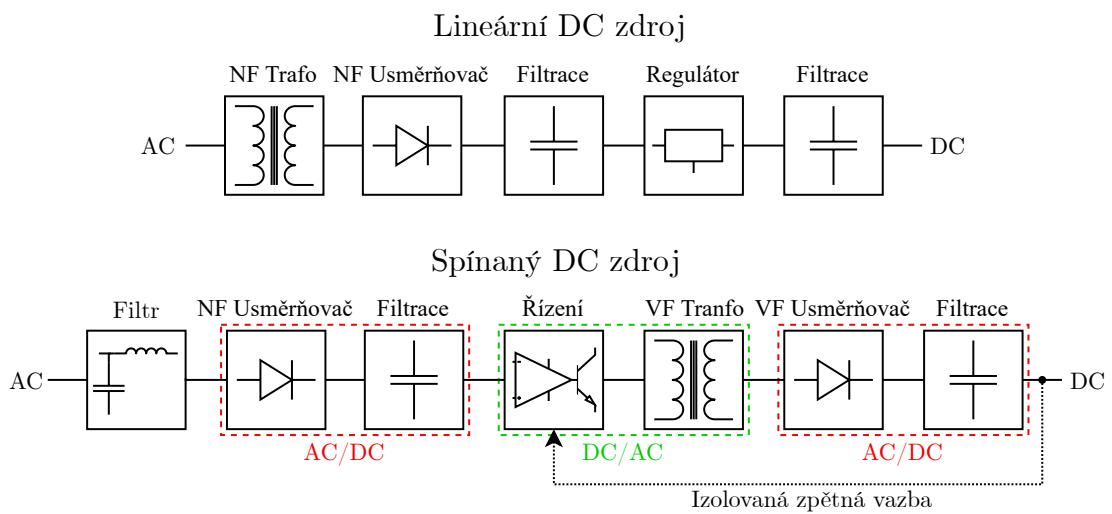
Proud kanálem  $I_D$  nevyroste skokově na maximální úroveň dle nastavené zátěže  $R_Z$ , místo toho proud roste postupně kvůli přítomnosti induktoru  $L_1$ . Růst proudu induktoru popisuje časová konstanta  $\tau$  vyznačená u průběhu na Obrázku 1.8. Hodnota  $\tau$  reprezentuje dobu, za kterou akumulací prvek dosáhne přibližně 63,2 % maximální hodnoty napětí u kondenzátorů a proudu u induktorů.

Výhodou tohoto konkrétního zapojení je snížení ztrát při zapnutí, nevýhodou může být nedostatečně rychlý náběh proudu pro zátěž, která to může pro svou funkci vyžadovat. Druhou nevýhodou jsou vypínací ztráty. Jelikož je induktor nasycen, není již dále možné proud snížit bez ztráty při vypnutí bez vyzáření stejného množství tepla, jak je tomu u obvodu tvrdého spínání (viz obrázek 1.4). To však platí především pro tento konkrétní obvod. Možností jak tomu zabránit a mít obvod využívající měkké spínání při zapnutí i vypnutí je spínání LC rezonančního obvodu. Příklady takových obvodů budou vysvětleny níže.

Z průběhů na Obrázku 1.9 lze vidět, že měkké zapnutí tranzistoru nemá téměř žádný vliv na průběhy na gate ( $U_{GS}$  a  $I_G$ ). Hlavním rozdílem je však snížená rychlost náběhu způsobená časovou konstantou  $\tau$ .

## 1.2 Topologie měničů/invertorů

Jak už bylo v úvodu k teorii měničů zmíněno, měniče se dělí podle topologie do následujících 4 kategorií: DC/AC, AC/DC, DC/DC, AC/AC. Z nichž u některých se používá kaskáda po sobě zapojených měničů pro lepší účinnost nebo bezpečnost, menší rozměry a hmotnost [1]. Na obrázku 1.10 můžeme vidět blokové schéma jednoduchého lineárního zdroje a spínaného zdroje. U obou měničů mohou být výstupní parametry napětí a proudu shodné, rozdílná topologie má však velký vliv na účinnost a hmotnost, zvlnění napětí na výstupu, účinník, EMC a cenu. Dále se však budeme zabývat pouze částí DC/AC měničů (invertorů), které jsou součástí návrhu indukčního ohřevu.



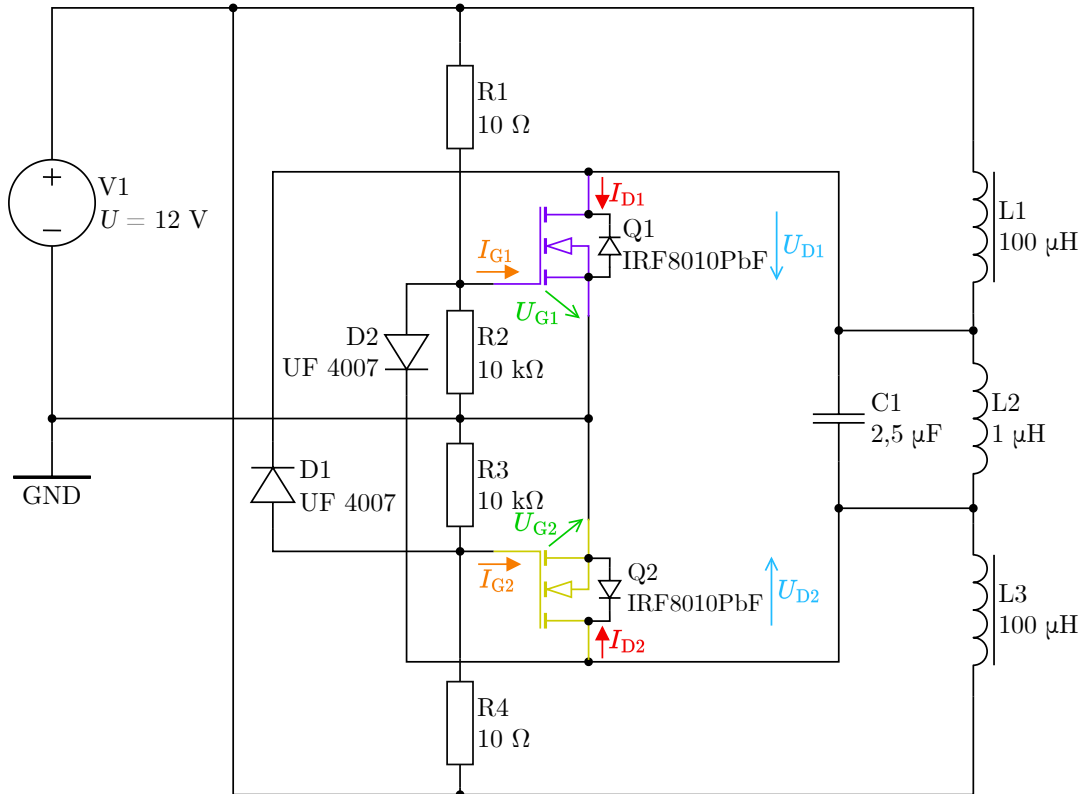
Obr. 1.10: Porovnání topologií AC/DC měničů (DC zdrojů)

Invertor/střídač pomocí polovodičových prvků „střídá“ polaritu vstupního stejnosměrného (DC) napětí na střídavé (AC) napětí. Návrh a konstrukce těchto měničů je obecně náročnější z důvodů nutnosti určitého řízení spínacích prvků ať už pomocí FPGA tvořící logické operace, MCU zahrnující program nebo zpětnovazební prvky. Invertor se nachází dnes v každém spínaném stejnosměrném napájecím zdroji, v obvodech pro řízení synchronních třífázových motorů (frekvenční měnič) a v indukčních ohřevěch jak už průmyslových, nebo domácích v indukčních varných deskách. Dle topologie lze tyto měniče dále rozdělit do dalších čtyř podkategorií:

- ZVS (Zero Voltage Switching),
- ZCS (Zero Current Switching),
- Half Bridge,
- Full Bridge.

### 1.2.1 ZVS (Zero Voltage Switching)

ZVS je metoda měkkého spínání tranzistorů, kdy se při zapnutém stavu na kanálu drain-source nachází ideálně nulové napětí. V reálném případě se na přechodu drain-source bude nacházet napětí dle velikosti odporu kanálu  $R_{DS(ON)}$  a velikosti průchozího proudu  $I_D$ .



Obr. 1.11: ZVS DC/AC měnič s paralelním LC rezonančním obvodem

Invertor na Obrázku 1.11 je příkladem obvodu používající metodu ZVS, není však zdaleka jedinou možností konstrukce. Často nazývaný „ZVS Driver“ byl navrhnout autorem Vladimírem Mazzillim [6]. Jedná se o samokmitající invertor, který má na svou jednoduchost relativně vysokou účinnost. Samokmitajícím obvodem se rozumí, že po jeho spuštění a dodržení jistých podmínek obvod sám nastartuje oscilaci a bude se v ní stabilně držet bez potřeby jakéhokoliv externího řízení pomocí mikroprocesorů nebo jiných digitálních obvodů. Hlavní částí ZVS obvodu je rezonanční obvod tvořený paralelně spojenými prvky (L2, C1). Spínacími prvky jsou výkonové tranzistory typu N-MOSFET (Q1, Q2), ty jsou řízeny vysokorychlostními zpětnovazebními diodami D1, D2. Rezistory R1, R4 a diody D1, D2 společně slouží pro řízení gate obou tranzistorů. Rezistory R2, R3 slouží pro bezpečnostní připojení gate k zemnímu potenciálu v době, kdy má být obvod kompletně vypnutý. Induktory L1, L3 tlumí nárazové proudy ze zdroje V1. Rezonanční cívka L2 může být v



závislosti na použití buď vzduchová nebo se může jednat o primární vinutí transformátoru s feritovým jádrem. Induktory L2, L3 by měly mít nejlépe železo prachové jádro, kvůli stejnosměrnému pulzujícímu charakteru průchozího proudu.

Hodnota frekvence, na které osciluje LC rezonanční obvod je odvozena Thomsonovým vztahem:

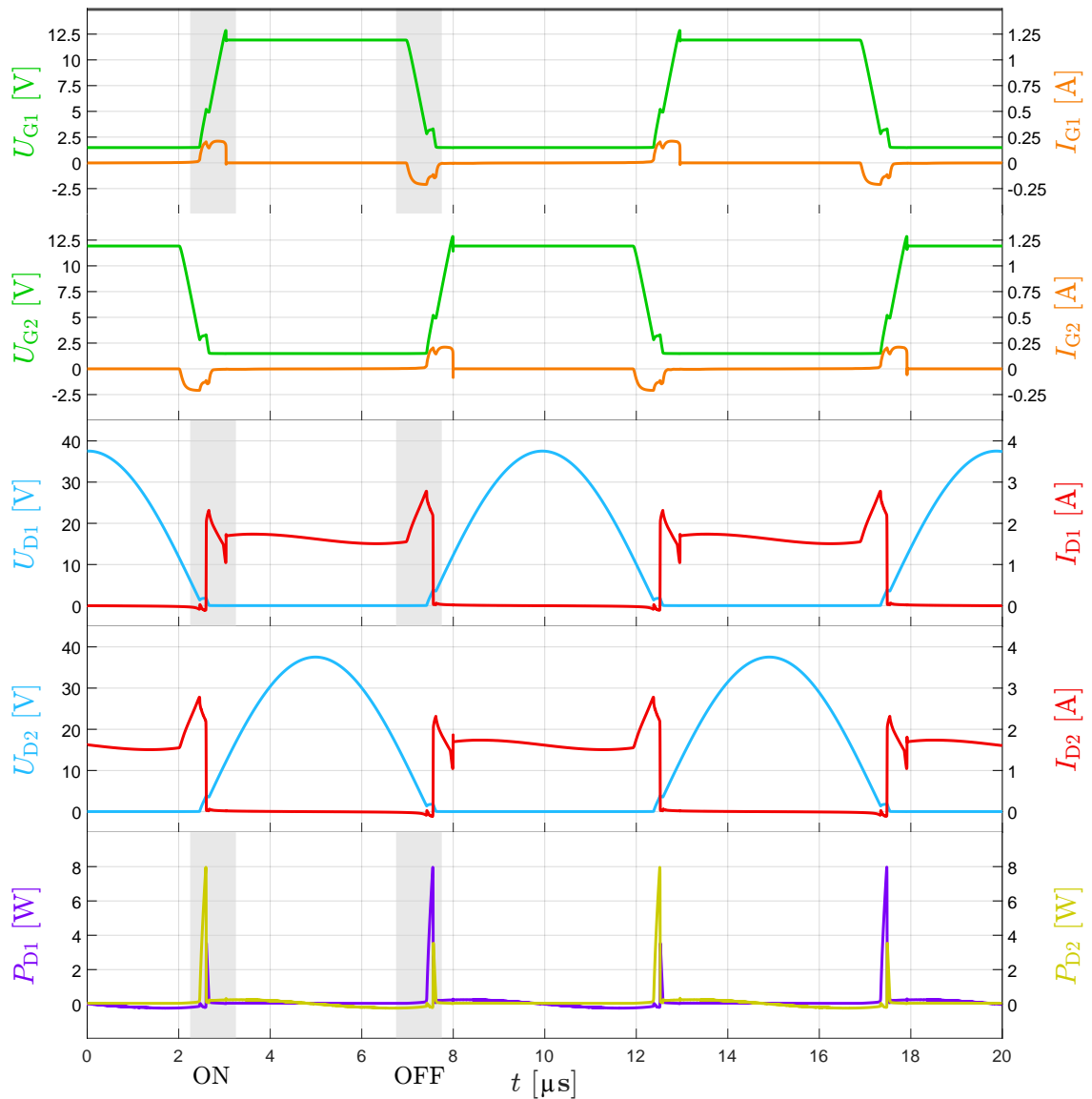
$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [\text{Hz}]. \quad (1.5)$$

V tomto obvodu se pro spuštění oscilace spoléhá na nepřesnosti ve vnitřní struktuře tranzistorů, kdy se jeden z tranzistorů sepne o jednotky ns dříve, než druhý [7]. Je ovšem nutné dodržet následující důležitou podmínku. Pro správné spuštění obvodu a nastartování oscilace je třeba na gate tranzistorů Q1, Q2 přivést náběžnou hranu, která by měla trvat kratší dobu, než je délka trvání jedné periody rezonančního kmitočtu prvků C1, L2. Při nedodržení této podmínky může dojít k sepnutí obou tranzistorů zároveň a může tak dojít k jejich destrukci, to bylo ověřeno vlastním testováním obvodu v minulosti.

Výhodou tohoto obvodu je jeho jednoduchost zapojení, automatické přizpůsobování rezonanční frekvence při změně hodnot prvků C1, L2. Tento obvod se však příliš nehodí v nízko-výkonových aplikacích. Charakteristickou vlastností obvodu ZVS Driver je trojnásobek maximálního napětí na rezonančním obvodu vůči napájecímu napětí stejnosměrného zdroje. Nastavení rezonančního proudu je nutné provádět pomocí přizpůsobování impedance rezonátoru.

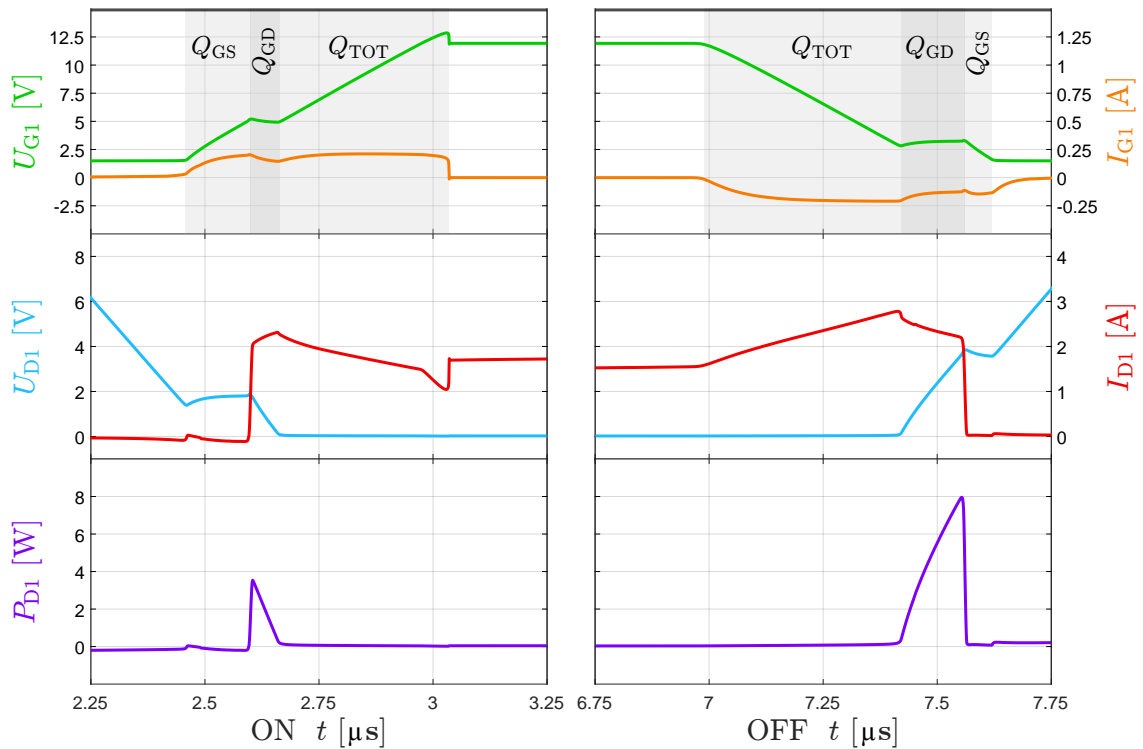
Tento obvod se často používá na snadné získání VN (vysokého napětí) [8] pomocí VN transformátoru s feritovým jádrem, kde primární vinutí rezonuje s kondenzátorem a sekundární vinutí má velký počet vinutí pro získání vysokého napětí. Dále se dá obvod využívat pro indukční ohřev, kde kondenzátor rezonuje s vzduchovou cívkou, která se chová jako vzduchový transformátor.

Gate obou tranzistorů jsou v Obvodu 1.11 neustále napájeny ze zdroje V1 přes odpory R1, R4. Vždy je sepnut pouze jeden tranzistor díky diodám D1, D2. Při sepnutí tranzistoru Q1 se na jeho elektrodě drain nachází napětí blízké 0 V, díky tomu bude dioda D1 v propustném směru, což způsobí snížení napětí na gate tranzistoru Q2, který se tak vypne. Velikost hodnoty napětí bude odpovídat hodnotě napětí diody D1 v propustném směru, bude však nižší než  $V_{th}$ . Během následující půl periody rezonanční frekvence se napětí na elektrodě drain u tranzistoru Q2 dostane opět na hodnotu kolem 0 V, což způsobí vypnutí tranzistoru Q1 a zapnutí Q2. Stejně se cyklus opakuje do přerušování napájení obou gate.



Obr. 1.12: **Simulace** - Průběhy na tranzistorech - ZVS spínání

Data průběhů jsou exportované z programu Orcad PSpice. Časové měřítko průběhů na Obrázku 1.12 je od 0  $\mu\text{s}$  do 20  $\mu\text{s}$ , jedná se však o normovaný čas, jelikož byl obvod spuštěn o 10 ms dříve. Důvodem je odeznění přechodových dějů a ustálení veličin, které se při nastartování oscilace projevují. Jelikož se jedná o samokmitající rezonanční obvod, nevyskytují se v časových průbězích žádné řídicí signály z pulzních nebo digitálních zdrojů.



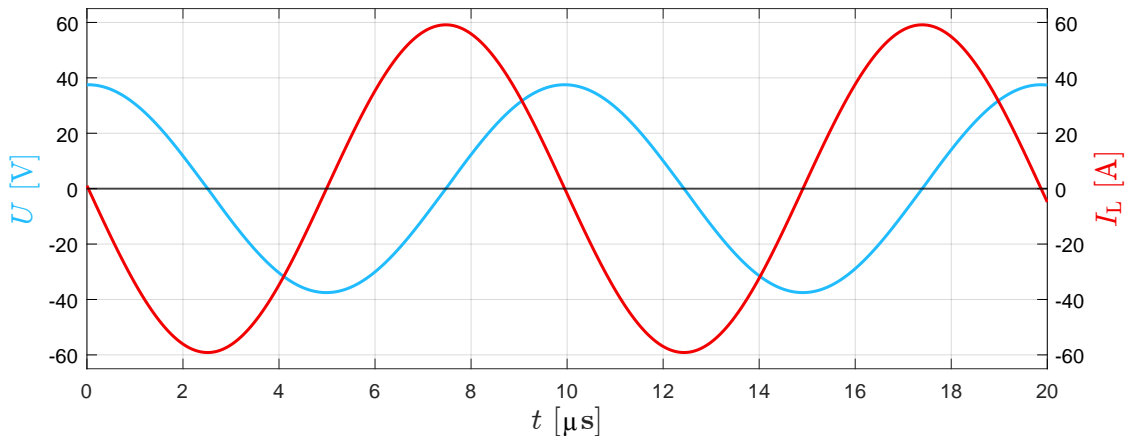
Obr. 1.13: **Simulace** - Přechodový děj ON/OFF - ZVS spínání

### ZVS - Přechodový děj

Tranzistor Q1 je sepnut v momentě, kdy se napětí na drain tranzistoru Q2 zvýší nad hodnotu propustného napětí diody D2, což je v konkrétním případě kolem 1,8 V. Po uzavření diody D2 se začne zvyšovat hodnota napětí  $U_{G1}$  a začne se nabíjet kapacita  $C_{GS}$ . Rychlost náběhu tentokrát není ovlivněna pouze velikostí  $R_G$ , ale i velikostí napětí zdroje V1. Gate obou tranzistorů se řídí diodami D1, D2, které gate vybíjí do drain druhého tranzistoru, na kterém je polovina sinus signálu, velikost amplitudy tohoto signálu ovlivňuje rychlost náběhu na gate. Průběh napětí na rezonátoru je viditelný na Obrázku 1.14, amplituda hodnoty napětí je u tohoto konkrétního obvodu přibližně trojnásobek hodnoty napětí zdroje V1. V momentě kdy napětí  $U_{G1}$  dosáhne hodnoty  $V_{th}$  se tranzistor začíná otevírat a nachází se opět v Millerové (lineární) oblasti. Napětí  $U_{G1}$  se v tento moment na nějakou dobu ustálí, stejně tak jako tomu bylo u tvrdého spínání, jelikož je to u tranzistoru jev, kterému nelze nijak zabránit. Ve stejný moment prudce naroste proud  $I_{D1}$  a dojde k největšímu vyzáření tepelné energie  $P_D$ , jejíž hodnota je však oproti metodám tvrdého spínání mnohem nižší.

Po opuštění Millerovy oblasti a přesunu náboje  $Q_{GD}$  se v tranzistoru dobíjí celková kapacita  $C_{TOT}$ , po jejíž dokončení dojde k ustálení proudu  $I_{D1}$  a tranzistor Q1 je plně otevřen. Díky zpětnovazební diodě dojde ke snížení napětí  $U_{G2}$  k 0 V.

Jevy při vypnutí a zapnutí tranzistoru jsou opět téměř shodné, až na delší dobu vypnutí kvůli většímu množství uchovaného náboje oproti potřebnému náboji pro otevření tranzistoru. Parametry spínaného LC obvodu jsou viditelné na následujícím Obrázku.



Obr. 1.14: **Simulace** - Průběhy na rezonanční cívce L1 - ZVS spínání

Amplituda výstupního napětí rezonátoru je, jak už bylo zmíněno, přibližně trojnásobek napětí V1. Amplituda proudu rezonátorem bude ovlivněna velikostí reaktance prvku L2 nebo C1 při rezonanční frekvenci.

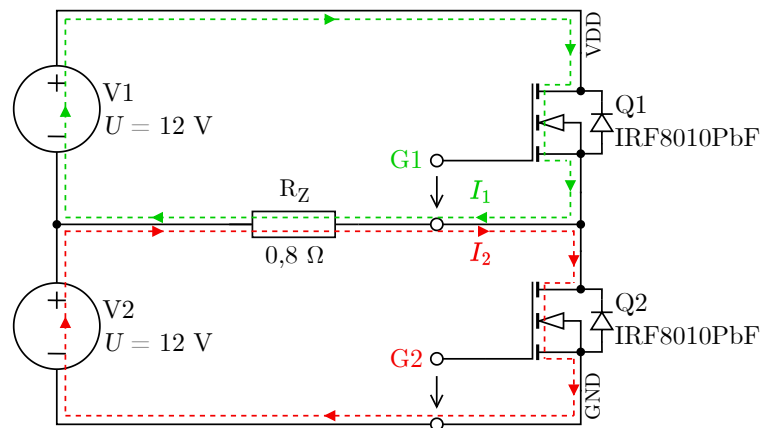
$$I_L = \frac{U}{|X_L|} = \frac{U}{\omega L} = \frac{U}{2\pi f L} \quad [\text{A}] \quad (1.6)$$

Z předchozího Obrázku lze odečíst, že rezonanční cívkou L1 teče v maximu téměř 60 A, což je vzhledem k proudu tranzistorem  $I_D = 2 \text{ A}$  relativně velký rozdíl. Jedná se však pouze o oscilaci zdánlivého výkonu, jehož většinová část je jalový výkon a menšinová činný výkon. Ten představuje ztráty buď v samotných prvcích L2, C1 nebo feromagnetických předmětů poblíž cívky L2. Zdánlivý výkon lze odvodit z fázového posuvu mezi  $U$  a  $I$ , který je v tomto případě  $90^\circ$ , jelikož se jedná o ideální testovací obvod bez ztrát. Zdánlivý výkon rezonančního prvku lze jednoduše vypočítat z efektivní hodnoty napětí a proudu. U průmyslových indukčních ohřevů mohou tyto hodnoty dosahovat desítek kVA až desítek MVA.

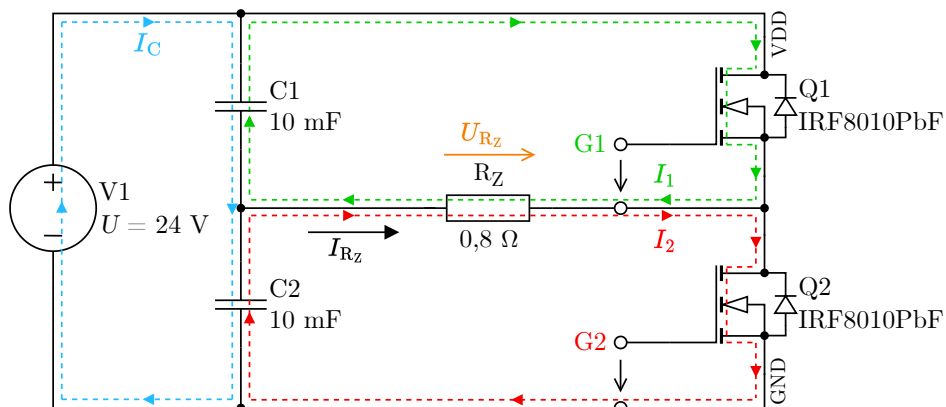
$$S_L = I_L \cdot U_L \quad [\text{VA}] \quad (1.7)$$

## 1.2.2 Half Bridge

Tato topologie DC/AC měničů spadá do kategorií můstkových měničů. Jedná se o široce používané měniče často napájené z usměrněné sítě. Z toho důvodu se často používají tranzistory IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), jelikož mají často vyšší maximální designované napětí  $U_{CE}$ , než tranzistory MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) nebo BJT (Bipolar Junction Transistor). Z názvu Half Bridge (poloviční můstek) vyplývá, že na výstupu invertoru bude přibližně polovina napájecího napětí. Half Bridge invertor může napájet jak odporovou zátěž (tvrdé spínání), tak rezonanční obvod (měkké spínání). Použití tohoto měniče je dnes velice rozšířené, najdeme jej například v AC/DC napájecích zdrojích nebo u nízko výkonových frekvenčních měničů AC/AC. Nevýhodou je napěťové oddělení řízení a zmíněné poloviční napětí, což znamená nutnost mít 2 samostatné zdroje nebo použití kondenzátorového rozdělení, které je možné vidět na Obrázku 1.16.

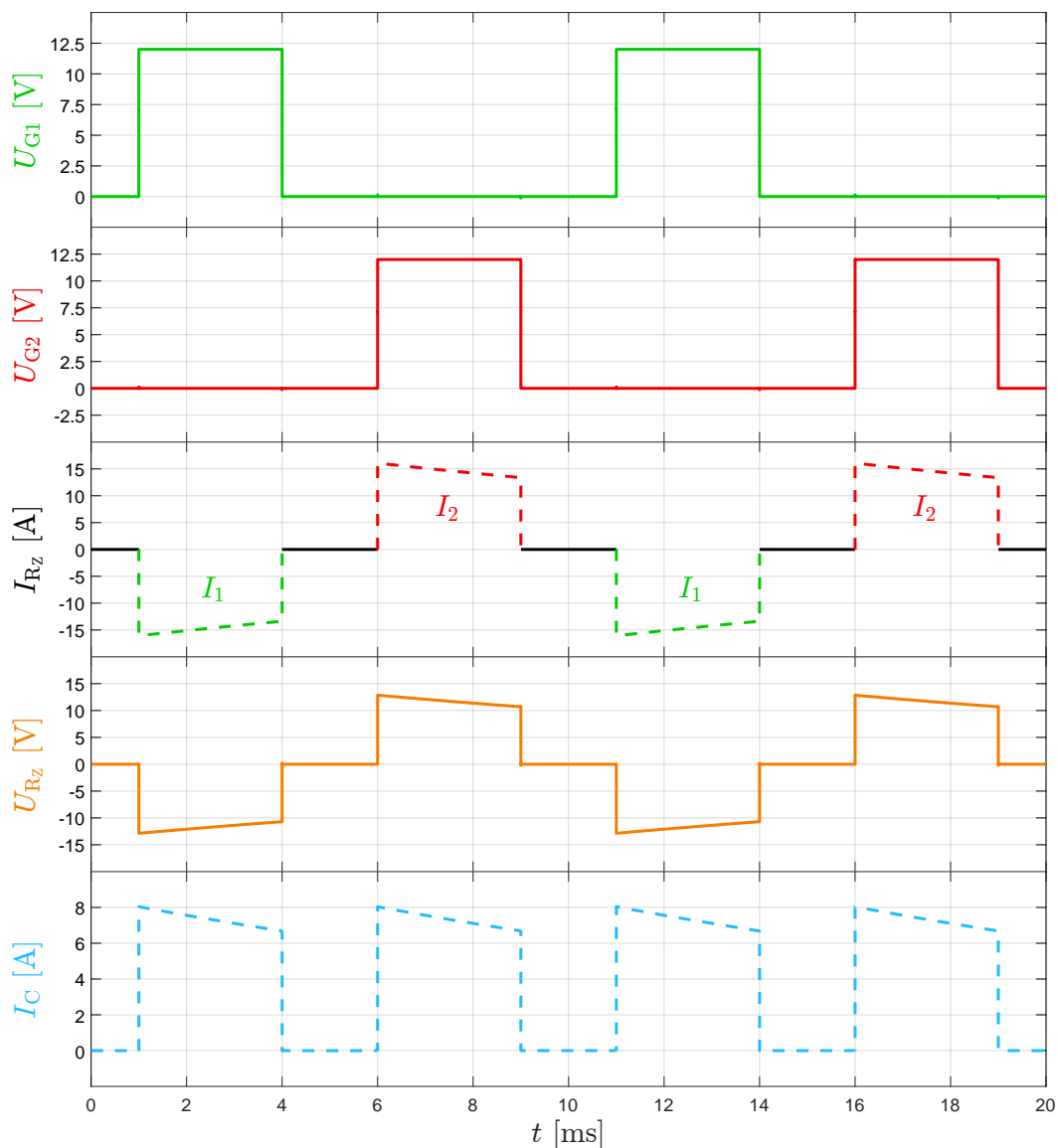


Obr. 1.15: Half-Bridge DC/AC Měnič s dvěma zdroji



Obr. 1.16: Half-Bridge DC/AC Měnič s jedním zdrojem a kondenzátory

Použitá zátěž je čistě rezistivní, spínací ztráty budou podobného charakteru jako v kapitole o tvrdém spínání (1.1.2). Tranzistory v obvodu Half Bridge se dělí na Low-Side (Q2 připojený ke GND) a High-Side (Q1 připojený k VDD). Při zapnutí měniče dojde k sepnutí jednoho z tranzistorů, pro příklad zvolme high-side tranzistor Q1. Po dobu sepnutí tranzistoru Q1 teče proud  $I_1$  přes zátěž  $R_Z$  vyznačeným směrem. Po vypnutí tranzistoru Q1 by měla kvůli riziku sepnutí tranzistorů proti sobě nastat krátká přestávka (tzv. „dead time“), nemusí se však jednat pouze o opatření, větší přestávky mezi spínacími pulzy mohou být účelné při použití PWM (Pulse Width Modulation) regulace. Po přestávce se sepne low-side tranzistor Q2 a proud  $I_2$  teče zátěží opačným směrem. Po vypnutí tranzistoru Q2 nastává opět přestávka mezi pulzy a cyklus pokračuje stejným způsobem.



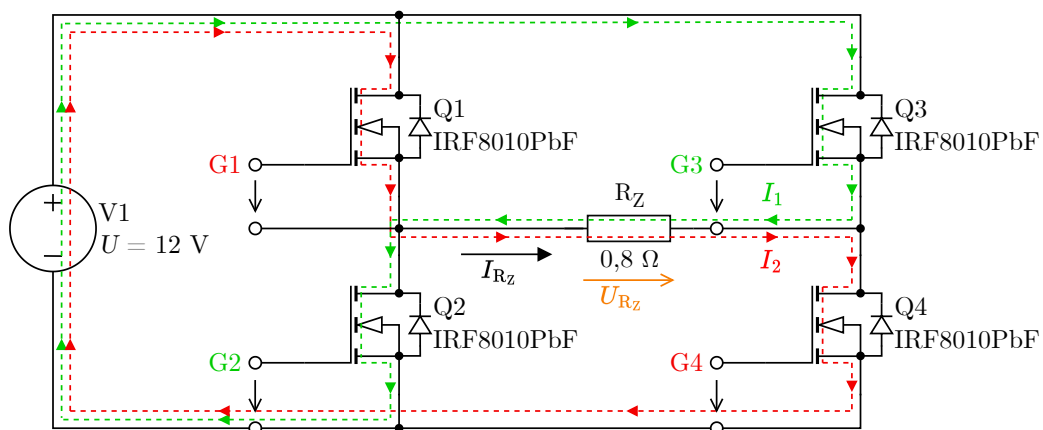
Obr. 1.17: **Simulace** - Průběhy na zátěži a tranzistorech - Half Bridge spínání

Problém nastává při samotné realizaci řídicích obvodů, protože potenciály source obou tranzistorů nejsou shodné vůči společnému zemnímu potenciálu. Pokud tedy chceme řídit oba tranzistory stejným signálem avšak s opačnou fází, je nutné gate tranzistoru Q1 řídit s napětím, které je vyšší o hodnotu napětí zdroje V2 nebo kondenzátoru C2. To však není praktické, protože napětí na tomto zdroji/kondenzátoru může být i kolem 200 V. Řešením je řízení pomocí speciálních high/low-side řídicích obvodů, nebo pomocí GDT (Gate Drive Transformer). Jedná se o miniaturní transformátory často s poměrem 1:1, jejichž úkolem je galvanicky oddělit řízení obou tranzistorů [9].

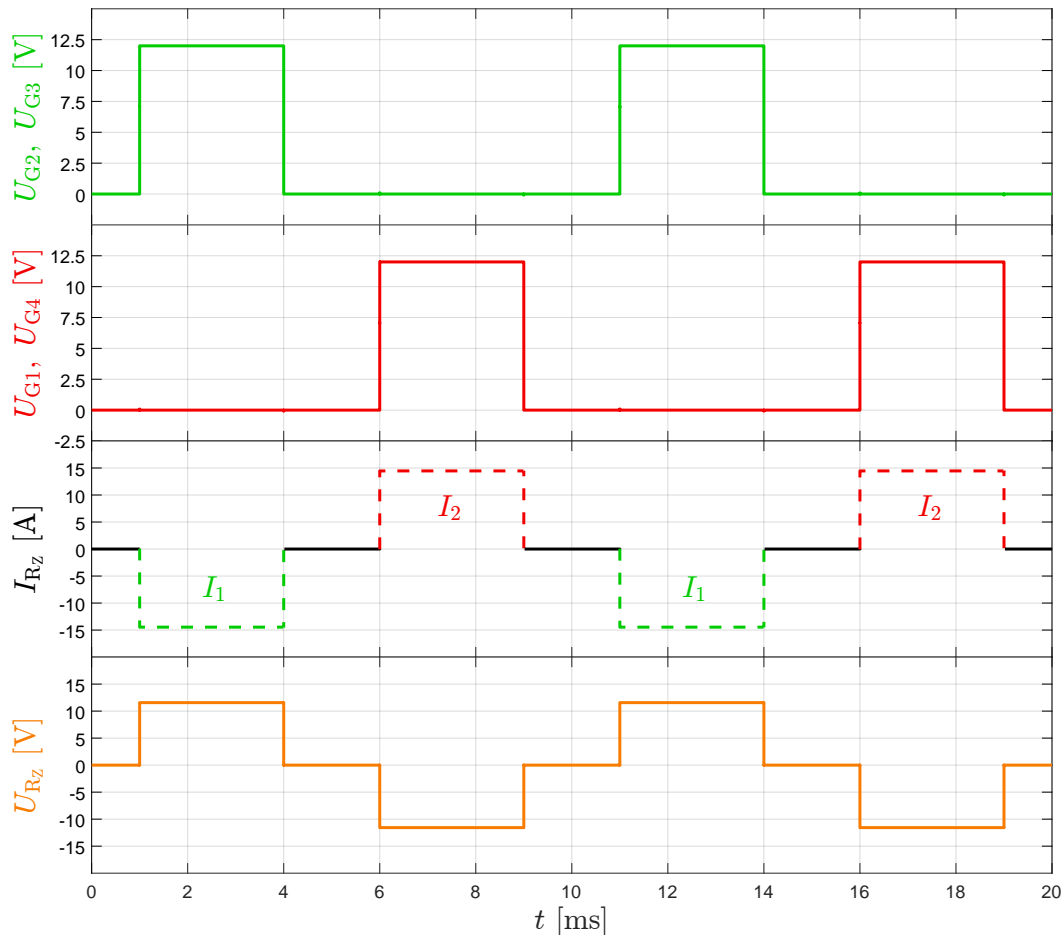
### 1.2.3 Full Bridge

Jak už z názvu Full Bridge (plný můstek) vyplývá, napětí na výstupu bude prakticky shodné s napětím zdroje. Full Bridge se na rozdíl od Half Bridge používá u výkonnějších variant zdrojů nebo indukčních ohřevů [10]. Hlavním rozdílem v zapojení je zde přítomnost 4 tranzistorů (2x high-side, 2x low-side). Spínaná zátěž může být opět čistě odporová nebo tvořená LC rezonančním obvodem. Řízení tranzistorů je opět nutné zrealizovat pomocí obvodů oddělující zemní potenciály tranzistorů. Full Bridge topologie je obecně více finančně náročnější řešení, umožňuje zato spínat vyšší výkon.

Použitá zátěž  $R_Z$  je stejná jako u zapojení Half Bridge na Obrázku 1.15. U Full Bridge se při spínání řídí vždy dvojice tranzistorů, skládající se z jednoho high-side a jednoho low-side tranzistoru. Výsledné řízení tranzistorů je tedy složitější, jelikož je třeba mít 2 high-side + low-side řídicí obvody (driver) nebo 2 řídicí transformátory (GDT). Při řízení jsou opět použity časové rozestupy mezi spínacími pulzy (dead time) pro bezpečnost, nebo i regulaci pomocí PWM.



Obr. 1.18: Full-Bridge DC/AC Měníč



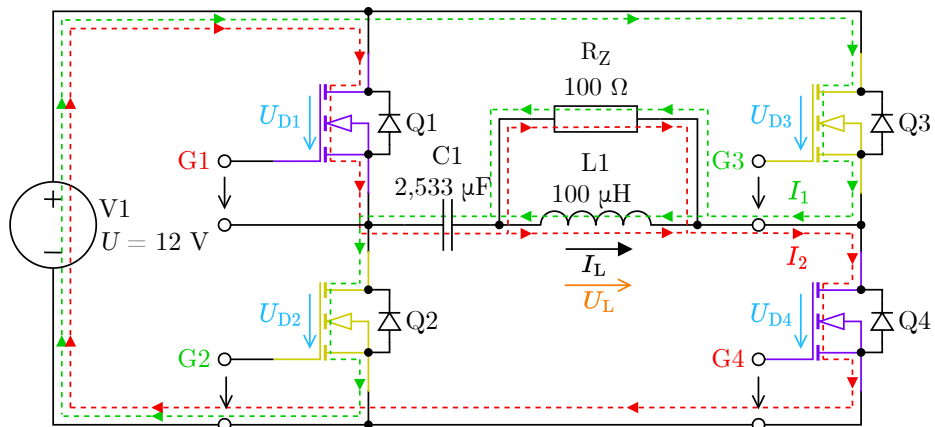
Obr. 1.19: **Simulace** - Průběhy na zátěži a tranzistorech - Full Bridge spínání

### 1.2.4 ZCS (Zero Current Switching)

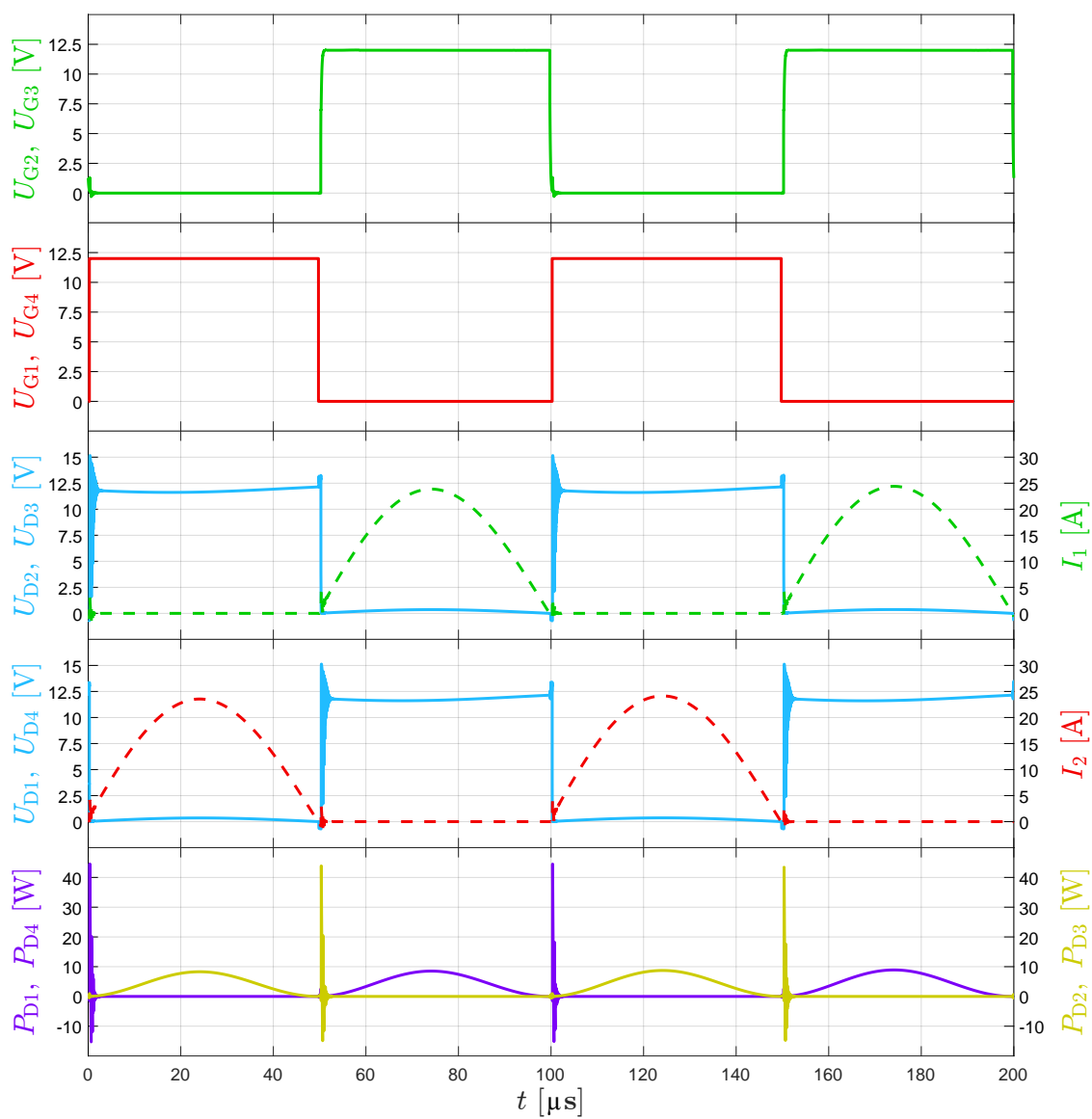
ZCS je čtvrtou známou topologií měkkého spínání. Na rozdíl od metody ZVS je mnohem náročnější na implementaci i řízení. Častěji se ZCS topologie používá u neizolovaných DC/DC měničů step-up, step-down nebo kombinovaný. Jak už z názvu vyplývá, tranzistor se zapne a vypne při průchodu proudu  $I_D$  nulou. Ztráty na polovodičích jsou podobné jako u ZVS.

Na Obrázku 1.20 je Full Bridge ZCS obvod spínající sériový LC rezonanční obvod se zátěží  $R_Z$  připojenou na induktor L1. Hodnoty prvků L1 a C1 jsou zvoleny pro demonstraci tak, aby rezonanční obvod kmital na frekvenci přibližně 100 kHz. Podle této rezonanční frekvence jsou nastaveny pulzní zdroje připojené na gate všech tranzistorů. Jelikož se v podstatě jedná o Full Bridge invertor, bylo opět nutné u pulzních zdrojů nastavit krátké 500 ns přestávky (dead time). Spínacími prvky jsou opět tranzistory typu N-MOSFET, tentokrát se však jedná o model IRFP260NPbF, který má vyšší jmenovité napětí  $U_{DS}$  (250 V) [11].





Obr. 1.20: ZCS DC/AC měnič se sériovým LC rezonančním obvodem



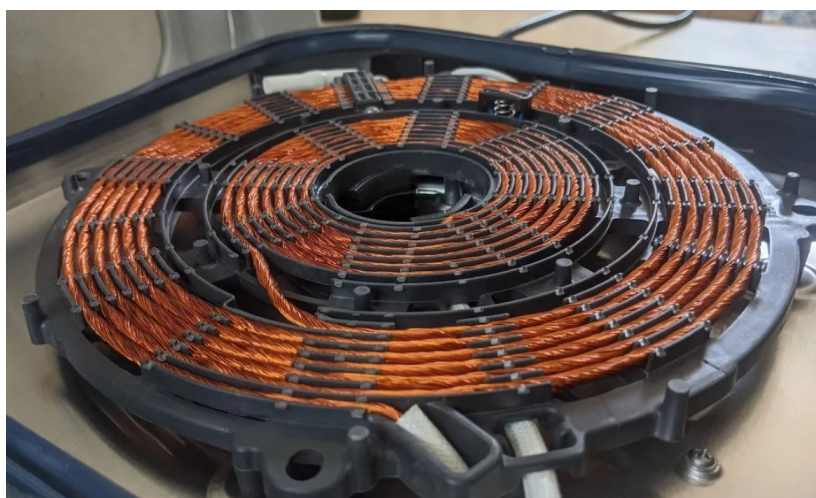
Obr. 1.21: Simulace - Průběhy na tranzistorech - ZCS spínání

## 2 Teorie Indukčních ohřevů

Indukční ohřev je zařízení určené pro bezkontaktní ohřev vodivých či feromagnetických materiálů. Výhodou proti konvenčním ohřevům využívající plyn nebo ohřev odporovými tělesy je efektivita, jelikož tepelné ztráty vznikají v samotném ohřivaném tělese. Na Obrázku 2.1 je solenoidová pracovní cívka se zátěží grafitového kelímku ve kterém se taví měď. Na Obrázku 2.2 je ukázka vzhledu ploché pracovní cívky u indukční varné desky určené pro vaření v domácnosti.



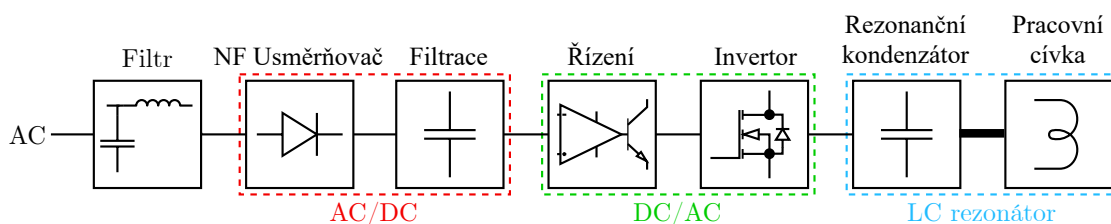
Obr. 2.1: Pracovní cívka z indukční tavící pece se zátěží



Obr. 2.2: Pracovní cívka z indukční varné desky [12]

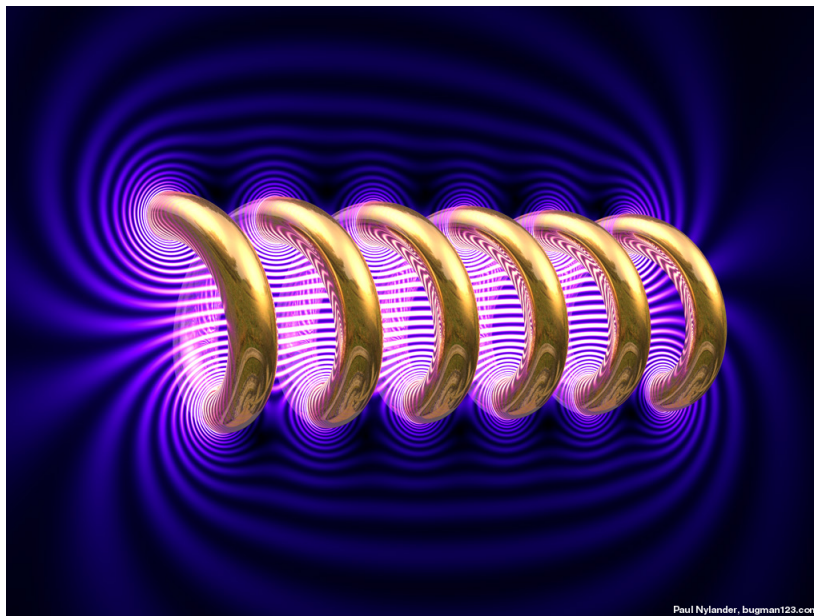
## 2.1 Princip funkce indukčního ohřevu

Indukční ohřev je sestaven z následujících bloků: na vstupu sítě je NF filtr kvůli potlačení rušení jak ze sítě do zařízení, tak rušení, které generuje samotné zařízení. Za filtrem se nachází buď obyčejný můstkový usměrňovač nebo lépe PFC (Power Factor Correction), což je speciální **AC/DC měnič**, který se snaží v celém rozmezí odebíraného výkonu udržovat účinník rovný 1. Další částí je **DC/AC měnič** (invertor) nejčastěji tvořený topologiemi z kapitoly 1.2. Silovou částí je v tomto obvodu **LC rezonanční obvod**. Rezonanční induktor se často nazývá „pracovní cívka“, jelikož přenáší energii do ohřivaného objektu.



Obr. 2.3: Blokové schéma indukčního ohřevu

Pracovní cívka kolem sebe při průchodu střídavého proudu generuje střídavé elektromagnetické pole. Po přiblížení vodivého předmětu se v něm začnou tvořit ztráty vířivými proudy a pokud je předmět zároveň feromagnetický, tak vznikají i hysterezní magnetické ztráty [13].



Obr. 2.4: Vizualizace magnetických siločar kolem solenoidové pracovní cívky [14]

Na Obrázku 2.4 lze vidět, že intenzita magnetického pole (znázorněna fialovou až růžovou barvou) je nejintenzivnější ve středu solenoidové pracovní cívky. Magnetické siločáry mimo solenoid jsou „otevřené“ do prostoru kolem a intenzita není tak vysoká. Siločáry znázorňují magnetický tok, který teče prostorem dle pravidla pravé ruky. Se změnou směru toku elektrického proudu cívkou se mění směr magnetického toku v prostoru.

### 2.1.1 Rezonanční kondenzátor

Nejčastěji se v indukčních ohřevech setkáme s fóliovými kondenzátory válcového nebo kvádrového tvaru připojitelné pomocí šroubů, jelikož jsou rezonanční proudy často příliš vysoké pro použití na plošném spoji. Kondenzátor v indukčních ohřevech je považovaný za méně ztrátový než induktor. Často se ve schématech rezonančních obvodů zanedbává odpor ESR (Equivalent Series Resistance), který u vyšších výkonů zanedbatelný není a může způsobovat zahřívání kondenzátorů, což značně snižuje jejich životnost.

Kondenzátory vhodné pro rezonanci mají také parazitní indukčnost přívodů, bývá často nízká na to, aby byla vlastní rezonanční frekvence kondenzátoru mnohem vyšší než pracovní frekvence. U indukčních ohřevů napájených z usměrněné sítě je velmi důležitý parametr  $dU/dt$ , který definuje maximální hodnotu změny napětí na kondenzátoru za určitý čas. Tento parametr se pohybuje i v hodnotách kolem jednotek  $kV/\mu s$ . Dalším parametrem je impulzní a stálý RMS (Root Mean Square) proud, který je často uváděn u fóliových kondenzátorů určených pro indukční ohřevy. Fóliový kondenzátor z Obrázku 2.5 je možné použít jako rezonanční kondenzátor v indukčním ohřevu.



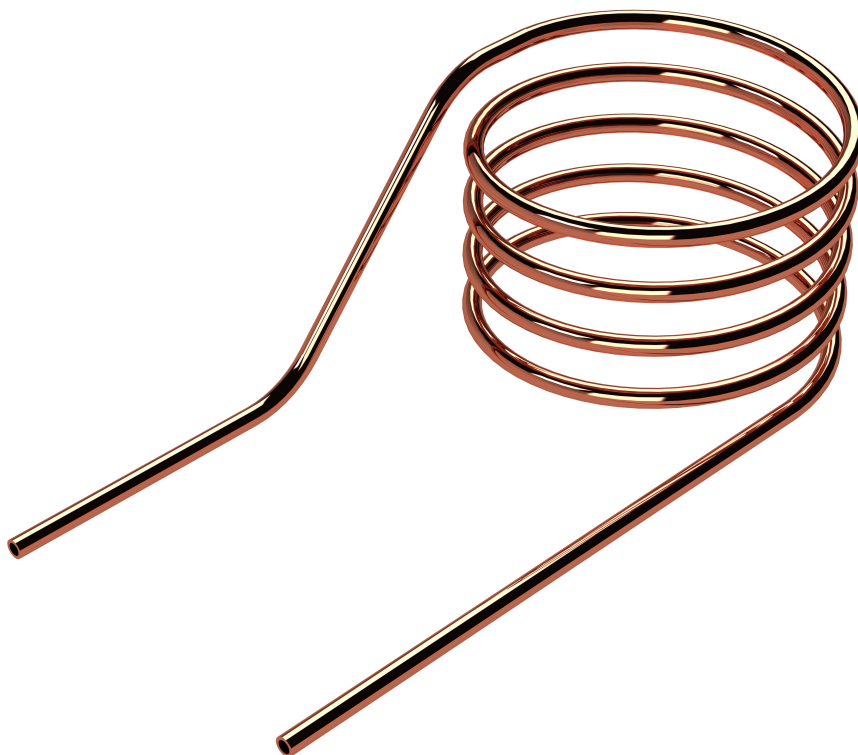
Obr. 2.5: Rezonanční fóliové kondenzátory výrobce WIMA

## 2.1.2 Rezonanční induktor - pracovní cívka

Rezonanční induktor má nezanedbatelný sériový odpor, který tvoří většinové ztráty v celém obvodu indukčního ohřevu.

Rezonanční induktor neboli pracovní cívka má dle použití různé tvary nebo typy vodičů. V indukčních varných deskách se nejčastěji používají ploché pracovní cívky s krouceným vysokofrekvenčním (VF) vodičem (viz Obrázek 2.2) pro potlačení skin efektu (viz Kapitola 2.1.6). Pro indukční pece se používají pracovní cívky tvaru solenoidu tvořeným měděnou trubicí, kterou prochází chladivo. Použití trubice je výhodné kvůli skin efektu, jelikož VF proud teče spíše po povrchu než rovnoměrně vodičem. Jiné speciální tvary mohou být použity v průmyslu na nahřívání oceli, svařování nebo pájení. Z většiny případů jsou opět tvořeny měděnou trubicí s vodním chlazením.

Nevýhoda vodního chlazení je částečný odvod tepla z ohřívaného objektu. Pokud by byla pracovní cívka místo trubice tvořena vodičem, docházelo by k přehřátí a oxidaci cívky jak průchodem proudu, tak zpětným přenosem tepla z ohřívaného tělesa do cívky vyzařováním. Vodní chlazení je v případě průmyslového indukčního ohřevu generující vysoké teploty vhodný kompromis.



Obr. 2.6: Rezonanční induktor - trubicová pracovní cívka - solenoid

### 2.1.3 Ztráty v ohřivaném materiálu

Na ztráty v ohřivaném předmětu má vliv primárně pracovní frekvence, tvar pracovní cívky a prvkové složení ohřivaného předmětu. Vložení příslušného materiálu do prostoru pracovní cívky dojde k zatížení rezonančního obvodu. Induktor kolem svých vinutí neustále mění tok magnetického pole, což je zajisté jednodušší provádět v prostředí vzduchu než kovu.

#### Ztráty vířivými proudy

V indukčním ohřevu se pracovní cívka chová jako primární vinutí vzduchového transformátoru. Přiložený vodivý předmět se v blízkosti pracovní cívky chová jako zkratované sekundární vinutí. Následné zkratové proudy v předmětu se nazývají vířivé (Eddyho) proudy. Velikost ztrát vířivými proudy je ovlivněna intenzitou magnetického pole poblíž pracovní cívky a hodnotou odporu ohřivaného materiálu. S rostoucí teplotou roste odpor ohřivaného materiálu, proto klesá velikost ztrát vířivými proudy.

#### Hysterezní magnetické ztráty

Hysterezní ztráty jsou způsobené neustálým přemagnetováváním feromagnetického materiálu, příkladem může být železo (Fe), nikl (Ni) nebo kobalt (Co). S frekvencí rostou hysterezní ztráty a při dosažení tzv. „Curieovy teploty“ prudce klesne jejich vliv kvůli ztrátě feromagnetismu [15].

### 2.1.4 Topologie

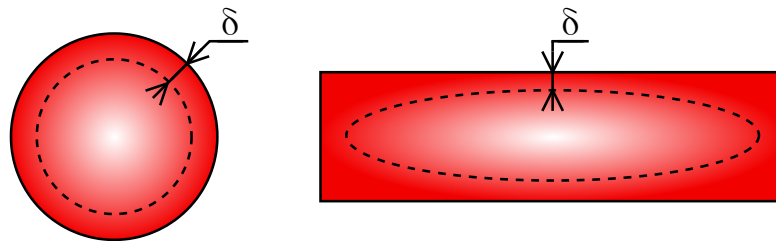
LC rezonanční obvody indukčních ohřevů jsou napájeny DC/AC měniči (invertory) z předchozí kapitoly 1.2. Rozdíl při výběru topologie ovlivňují primárně parametry jako je cena, spolehlivost, výkon a nabízené funkce.

### 2.1.5 Curieho teplota

U feromagnetických materiálu jsou v krystalické mřížce magnetické dipóly, které jsou navzájem natočené určitým směrem. V reakci na otáčení těchto dipólů v proměnném magnetickém poli dochází k tepelnému vyzařování hysterezních ztrát. Při dosažení Curieho teploty vlastnost přemagnetovávání materiál ztratí a stane se paramagnetickým. Odebíraný proud při dosažení Curieovy teploty výrazně poklesne kvůli zmíněné ztrátě feromagnetismu [15]. Dále je pak materiál ohříván pouze ztrátami vířivými proudy.

## 2.1.6 Skin efekt

Skin efekt, jak už z názvu v překladu „efekt kůže“ vyplývá, je jev, kdy elektrický proud není rovnoměrně rozložený po celém průřezu vodiče, jak je tomu u stejnosměrného (DC) proudu. Při změně směru elektrického proudu ve vodiči kolem něj vzniká magnetický indukční tok, jehož část zasahuje i zpět do samotného vodiče, ve kterém se vytváří zkratové vířivé (Eddyho) proudy. Vířivé proudy mají blíže středu vodiče opačný směr oproti směru střídavého (AC) proudu a proto dochází ke snížení proudové hustoty u středu a zvýšení na povrchu. Na tvaru vodiče u tohoto jevu nezáleží.



Obr. 2.7: Vizualizace skin efektu a hranice 1/e proudové hustoty

Čím vyšší je frekvence střídavého proudu, tím více je vodič tímto jevem ovlivněn [16]. Hloubka vniku  $\delta$  udává hodnotu, při které proudová hustota  $J$  klesne pod hodnotu 1/e proudové hustoty na povrchu vodiče. Výpočet proudové hustoty v určité vzdálenosti od povrchu  $d$  se počítá dle vzorce (2.1) [17],

$$J_d = J_0 \cdot e^{-\frac{d}{\delta}} \quad [\text{A/m}^2] \quad (2.1)$$

kde  $J_d$  je proudová hustota v hloubce  $d$ ,  $J_0$  je proudová hustota na povrchu vodiče,  $d$  je vzdálenost od povrchu vodiče a  $\delta$  je koeficient hloubky vniku pro konkrétní materiál. Koeficient hloubky vniku se počítá dle vzorce (2.2) [16],

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}} \quad [\text{m}] \quad (2.2)$$

kde  $\delta$  je koeficient hloubky vniku,  $\rho$  je rezistivita materiálu vodiče/ohřívaného předmětu,  $f$  je frekvence střídavého proudu ve vodiči,  $\mu_0$  je konstanta permeability ve vakuu a  $\mu_r$  je relativní permeabilita materiálu vodiče/ohřívaného předmětu.

Řešením jsou VF vodiče, což je více paralelně spojených samostatně izolovaných lanek tvořící jeden celkový VF vodič se stejným průřezem, ale větší plochou, po které může VF proud téct. Takto je problém řešen například u indukčních varných desek v domácnosti jak je vidět na Obrázku 2.2. U pracovní cívky průmyslového indukčního ohřevu je kvůli skin efektu výhodné použít místo vodiče měděnou trubici, jejíž středem může proudit chladící kapalina.

Stejně se skin efekt projevuje na ohřivaném předmětu v blízkosti pracovní cívky. Pokud je ohřivaným materiálem například ocelová kulatina, je vhodné nastavit nízkou frekvenci, pokud nahříváme plech nebo trubici, tak naopak vysokou.

## 2.2 Použití indukčních ohřevů

Indukční ohřevy jsou dnes velice rozšířené jak v domácnostech, tak v průmyslu a mohou být k vidění i ve zdravotnictví [13].

### 2.2.1 Domácnost

V domácnosti se indukční ohřev používá nejčastěji u indukční varné desky. Je u nich kladen důraz na nízkou hlučnost, teplotní nebo výkonové řízení a také zvládnutí více různých zátěží naráz [13].

Nádobí (hrnce, pánve, pekáč) kompatibilní s indukční varnou deskou mají z velké většiny případů ocelové nebo nerezové dno, ve kterém vznikají hysterezní a vířivé ztráty. Na ocelovém dnu jsou nalisované nebo navařené profily (hliníkové nebo nerezové) pro rozvod tepla do ostatních částí nádobí. Pokud je nádobí na vaření/pečení pouze z hliníkových slitin, ohřev vůbec nefunguje nebo je velmi málo účinný.

Invertory používané u indukčních varných desek jsou Half/Full Bridge nebo ZVS s jedním tranzistorem. Výkon indukčních varných desek se ZVS spínáním se pohybuje kolem 2 kW zatímco s Half Bridge až kolem 5 kW. Napájení invertoru tvoří buď plný usměrňovací můstek z jedné nebo tří fází s PFC (Power Factor Correction), který zaručuje sinusový odběr proudu a vyplatí se jej použít u vyšších výkonů [13]. Indukční varné desky mají často plynulou regulaci výkonu pomocí PWM nebo cyklování (duty cycle) a některé umí také frekvenční ladění dle použité zátěže.

### 2.2.2 Průmysl

V průmyslu se u indukčního ohřevu klade důraz na velikost výkonu, široké rozmezí frekvencí, optimalizace chlazení a pokročilé ochranné prvky [13].

Téměř každý průmyslový indukční ohřev používá u pracovní cívky nízký počet závitů (nejčastěji jednotky) aby měl induktor nízkou impedanci a procházel jím vyšší proud. Průmyslové induktory jsou nejčastěji vodou chlazené přes tepelné výměníky. Pro různá použití mohou být potřeba jiné tvary pracovních cívek, proto jsou často vyměnitelné přes šroubové spoje. Příkladem použití v průmyslu jsou slévárny, kde jsou velké indukční pece tavící nejrůznější kovy, dále svařování nebo pájení slinutých karbidů, tváření nebo nahřívání plechů, trubek, kulatin či povrchové kalení ocelí.



## 3 Návrh invertoru pro indukční ohřev

V praktické části se zaměříme na návrh invertoru pro indukční ohřev. Před návrhem kompletního výkonového modelu indukčního ohřevu je třeba sestavit nízko-výkonový model pro provedení základních měření a testů chování obvodu invertoru, to je cílem semestrální práce. Následující částí bude výběr topologie dle následujících kritérií:

- **Náklady** - konstrukce výkonového indukčního ohřevu je nepochybně nákladná záležitost, při návrhu nízko-výkonového modelu není cena tak zásadní jako bude u finálního výsledku. Náklady se odvíjí i podle následujících kritérií.
- **Účinnost** - cílem indukčního ohřevu je generovat teplo na jediném místě - v ohřívaném předmětu. Veškeré další teplo vznikající mimo pracovní cívku je ztrátou, která ovlivňuje výslednou účinnost.
- **Spolehlivost** - občas se na úkor účinnosti vyplatí snížit množství součástek kvůli vyšší spolehlivosti celého zařízení. Zvyšováním množství funkcí (obecně složitosti) zařízení totiž roste množství potenciálních problémů, které mohou nastat. Zajisté je lepší mít indukční ohřev s nižším množstvím funkcí než mít indukční ohřev s pochybnou spolehlivostí.
- **Funkcionalita** - každá z topologií může nabídnout různé funkce indukčního ohřevu, tato skutečnost však ovlivňuje spolehlivost i účinnost.
- **Časová náročnost návrhu** - na návrh a testování zařízení je omezené množství času, tato skutečnost není zanedbatelná, množství provedených měření pro ověření funkcionality není malé.
- **Výkon** - s hladinou výkonu, na které poběží výsledek bakalářské práce je nutné dostatečně dopředu počítat. Lze totiž obejít jistá bezpečnostní pravidla a získat tak zařízení s vyšším výkonem.
- **Bezpečnost** - zařízení bude nepochybně napájené ze sítě, musí však být navrženo bezpečně tak, aby nemohlo dojít k úrazu elektrickým proudem, přičemž jde primárně o oddělení od sítě u částí zařízení, kde může dojít ke styku.

### 3.1 Výběr topologie invertoru

Na základě předchozích kritérií bylo rozhodnuto o výběru topologie ZVS, konkrétně přímo zapojení „ZVS Driver“. Výhodou tohoto výběru je relativní jednoduchost a spolehlivost a jelikož se jedná o metodu měkkého spínání, bude i účinnost v přijatelných hodnotách. ZVS Indukční ohřev (dále jen ZVS IH) je napájen ze stejnosměrného zdroje. Pro výkonovou variantu u bakalářské práce jsou k dispozici stejnosměrné zdroje o výkonech v řádech kW. Při použití stejnosměrných zdrojů zároveň odpadá riziko úrazu zasažením elektrickým proudem ze sítě, jelikož stejnosměrné zdroje obsahují oddělovací prvek - transformátor. Co se velikostí výkonu

týče, pro nízko-výkonovou variantu se očekávají hodnoty do 100 W a u vysoko-výkonné varianty v jednotkách kW. Nevýhodou tohoto výběru je nemožnost ladění výkonu a rezonanční frekvence. To je však velmi náročné, jelikož by bylo nutné za chodu měnit hodnoty rezonančních prvků L/C v relativně velkém rozsahu aby šla změna frekvence při použití poznat. Frekvence se bude u navrhovaného ZVS IH měnit minimálně a to primárně při přiblížení zátěže k pracovní cívce.

Níže je ideální postup od prvotní myšlenky až po kompletní realizaci zařízení.

- **Definice požadavků** - jasně definovat, co bude cílem navrhovaného zařízení,
- **Návrh schématu** - návrh elektrického schématu, volba hodnot součástek a impedanční měření,
- **Simulace** - SPICE simulace pro ověření dosavadních teoretických znalostí a zjištění neznámých stavů v obvodu,
- **Dodatečná úprava** - případná volitelná úprava schématu vzhledem ke zjištěním při simulacích,
- **Výroba** - návrh a výroba plošného spoje, následná kompletace zařízení,
- **Testování** - veškerá měření na obvodu a porovnání shody reality se simulací.

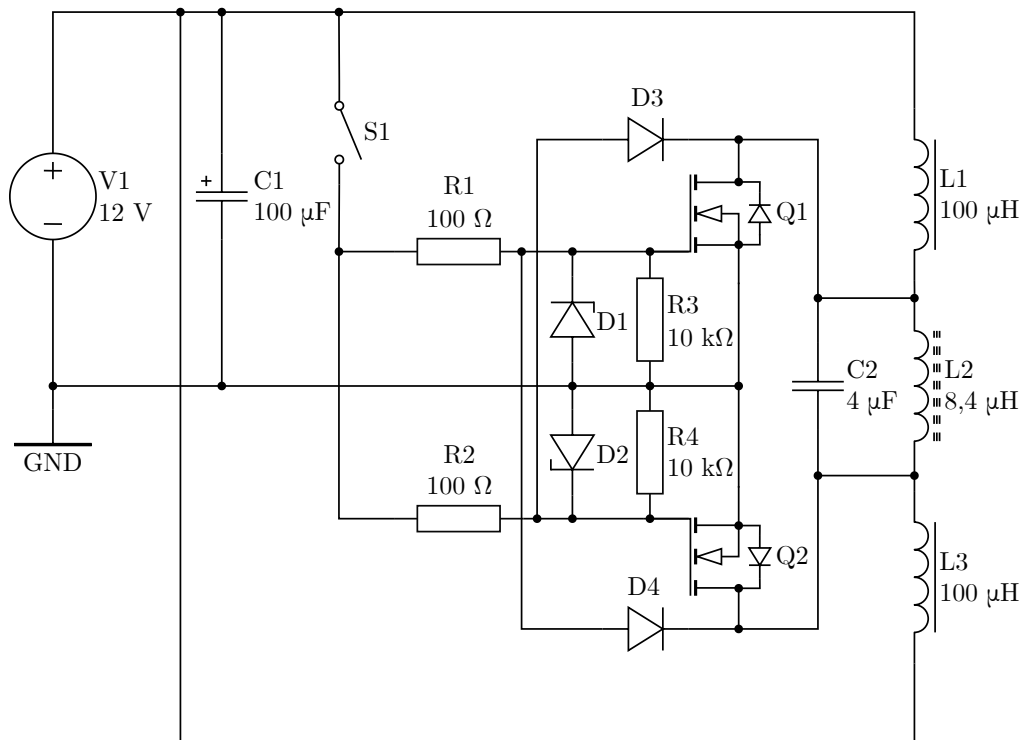
## 3.2 Definice požadavků

Nízko-výkonová varianta ZVS IH bude sloužit primárně pro testovací účely, bude schopná nahřívát železné předměty jako šrouby do průměru 8 mm. Vstupní výkon by měl být nejlépe v desítkách W.

Pro testovací účely by bylo vhodné mít v obvodu možnost si přepínat součástky s různými hodnotami pro zjištění, jak změna hodnot ovlivní funkci obvodu, zda pozitivně, negativně nebo na chování obvodu nemá vliv. Pro tento účel se dají použít i simulace, je vhodné vyzkoušet proměnné hodnoty součástek i v reálném návrhu.

## 3.3 Návrh schématu

Při návrhu nízko-výkonového modelu ZVS IH budeme vycházet z původního schématu na Obrázku 1.11. Budou upraveny hodnoty některých součástek. Upravené schéma použité pro ZVS IH je na Obrázku 3.1. Veškeré upravené hodnoty součástek nebo jejich parametry jsou v tabulce 3.1. V simulacích jde u součástek primárně o jejich charakteristické hodnoty (kapacita nebo indukčnost). Důležité jsou však i parazitní hodnoty součástek. Příkladem může být ztrátový odpor LC rezonančního obvodu, bez kterého by rezonanční obvod v simulaci osciloval bez omezení. Nevýhodou je, že tyto hodnoty často nejsou výrobcem udávány, bude je proto nutné změřit.



Obr. 3.1: Základní nízko-výkonový model ZVS IH

Tab. 3.1: Seznam součástek použitých v simulaci

Označení	Typ	Model/Hodnota	Popis
V1	stejnoseměrný zdroj	12 V	Předpokládaný maximální odběr do 10 A
C1	filtrační kondenzátor	100 $\mu$ F	-
C2	rezonanční kondenzátor	$\sim 4$ $\mu$ F	4x 1 $\mu$ F paralelně
S1	SPST spínač	-	-
R1, R2	rezistor	76/100/330 $\Omega$	-
R3, R4	rezistor	10 k $\Omega$	-
D1, D2	zenerova dioda	1N4742A	$U_Z = 12$ V, $U_F = 1$ A
D3, D4	vysokorychlostní dioda	UF4007	„FRD“, $I_F = 1$ A
Q1, Q2	N-MOSFET	IRF8010PbF	$I_D = 80$ A, $U_{DS} = 100$ V
L1, L3	tlumící induktor	$\sim 100/10$ $\mu$ H	-
L2	rezonanční induktor	$\sim 8,4$ $\mu$ H	-

U prvků R1, R2 a L1, L3 bude v obvodu testováno více hodnot pro zjištění reakce obvodu a vlivu těchto prvků. Proměnné hodnoty jsou v tabulce 3.1 označeny barevně. Induktory L1, L2 a L3 z obvodu na Obrázku 3.1 jsou vlastnoručně navinuté, nikoliv zakoupené. Jejich nominální hodnoty tak sice lze spočítat, ale pro přesnější simulace budou změřeny na impedančním analyzátoru, navíc budou změřeny i parazitní veličiny. Následně budou změřeny i rezonanční kondenzátory.

### 3.4 Impedanční měření a výroba induktorů

Z teorie víme, že tlumicí induktory L1, L3 musí mít železo prachové jádro. Použité železo prachové jádro od výrobce KDM má indukčnostní faktor  $A_L = 81 \text{ nH/N}^2$  [18]. Rovnice (3.1) je základním výpočtem pro indukčnostní faktor [19].

$$A_L = \frac{L}{N^2} \quad [\text{H/N}^2] \quad (3.1)$$

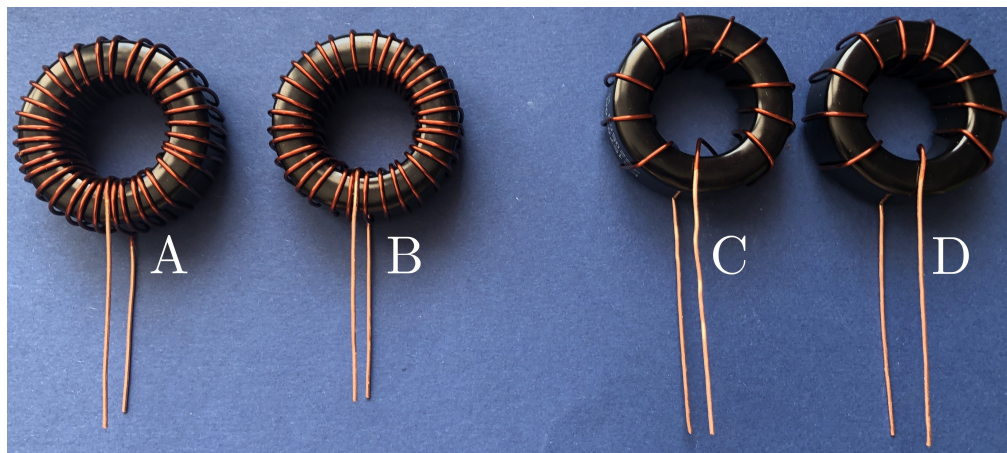
Naší neznámou pro výrobu induktorů je počet závitů, počítaný dle vzorce

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad [-]. \quad (3.2)$$

Podle tabulky 3.1 budeme potřebovat tlumicí induktory o hodnotách 100 a 10  $\mu\text{H}$ . Do následujících vzorců se musí hodnoty indukčností vkládat v nH.

$$N_{(100 \mu\text{H})} = \sqrt{\frac{L_{(100 \mu\text{H})}}{A_L}} = \sqrt{\frac{100 \cdot 10^3}{81}} = 35,136 \rightarrow 35 \text{ závitů} \quad (3.3)$$

$$N_{(10 \mu\text{H})} = \sqrt{\frac{L_{(10 \mu\text{H})}}{A_L}} = \sqrt{\frac{10 \cdot 10^3}{81}} = 11,111 \rightarrow 11 \text{ závitů} \quad (3.4)$$



Obr. 3.2: Navinuté induktory dle vypočtených hodnot

Rezonanční induktor L2 je navinut z měděného vodiče o průřezu 6 mm<sup>2</sup>. Výsledný vzduchový solenoid má 3,75 závitů, průměr 25 mm a výšku 20 mm. Následující rovnice slouží pro výpočet indukčnosti u vzduchového solenoidu s jednou vrstvou, hodnoty se do výpočtu zadávají v mm a výstup je v μH [20],

$$L = \frac{(0,0197 \cdot d \cdot N)^2}{0,1772 \cdot d + 0,394 \cdot l} = \frac{(0,0197 \cdot 25 \cdot 3,75)^2}{0,1772 \cdot 25 + 0,394 \cdot 20} = 0,277 \mu\text{H} = 277 \text{ nH} \quad (3.5)$$

kde d je průměr solenoidu, N je počet závitů a l je výška solenoidu.

Pro zvýšení indukčnosti i impedance bude skrz induktor vloženo feritové jádro, jehož hodnota  $A_L$  není předem známa, hodnota indukčnosti bude však změřena impedančním analyzátozem.



Obr. 3.3: Navinutý rezonanční induktor s feritovým jádrem

Tab. 3.2: Hodnoty naměřené impedančním analyzátozem

Označení	Popis	Ls / Cs	Rs
L2	rezonanční induktor bez jádra	417,3 nH	3,19 mΩ
L2	rezonanční induktor s jádrem	8,372 μH	4,66 mΩ
C2	sestavený rezonanční kondenzátor	3,85 μF	5,51 mΩ
L1	tlumící induktor A	96,66 μH	87,41 mΩ
L3	tlumící induktor B	98,25 μH	86,32 mΩ
L1	tlumící induktor C	10,18 μH	17,73 mΩ
L3	tlumící induktor D	10,05 μH	19,94 mΩ

Měření probíhalo na impedančním analyzátoru Keysight 4990A. Hodnoty parametrů byly odečítané při rezonanční frekvenci 28 kHz vypočtené ze vzorce (3.7). Hodnota indukčnosti pracovní cívky narostla po vložení jádra 20x z 417,3 nH na 8,372  $\mu$ H. Rezonanční kondenzátor z tabulky 3.2 je tvořen 4 paralelně zapojenými kondenzátory. Změřen byl každý zvlášť a výsledná hodnota je vypočítaná ze všech samostatně změřených kondenzátorů. Změřené hodnoty tlumících induktorů L1, L3 (A-D) jsou téměř shodné s očekávanými hodnotami.

Rezonanční frekvence kondenzátoru C2 a induktoru L2 s feritovým jádrem.

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \cdot C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{8,372 \cdot 10^{-6} \cdot 3,85 \cdot 10^{-6}}} = 28,033 \text{ kHz} \quad (3.6)$$

Hodnota impedance induktoru L2 při rezonanční frekvenci.

$$Z = |X_L| + R_S = 2\pi fL + R_S = 2\pi \cdot 28,033 \cdot 10^3 \cdot 8,4 \cdot 10^{-6} + 0,00466 = 1,479 \ \Omega \quad (3.7)$$

Maximální hodnota proudu rezonančním obvodem.

$$I_m = \frac{U_m}{Z} = \frac{36}{1,479} = 24,34 \text{ A} \quad (3.8)$$

Do simulace budou vloženy sériové odpory tlumících induktorů L1, L3. Pro rezonanční obvod (L2, C2) bude však výhodnější vypočítat celkový paralelní odpor LC rezonančního obvodu pro následné ověření pomocí impedančního analyzátoru.

První je třeba vypočítat činitele jakostí rezonančních prvků. Činitel jakosti  $Q$  je poměr uložené energie v akumulacním prvku vůči jeho ztrátě.

$$Q_L = \frac{|X_L|}{R_{S_L}} = \frac{2\pi fL}{R_{S_L}} = \frac{2\pi \cdot 28,033 \cdot 10^3 \cdot 8,372 \cdot 10^{-6}}{0,00466} = 316,44 \quad (3.9)$$

$$Q_C = \frac{|X_C|}{R_{S_C}} = \frac{1}{2\pi fCR_{S_C}} = \frac{1}{2\pi \cdot 28,033 \cdot 10^3 \cdot 3,85 \cdot 10^{-6} \cdot 0,00551} = 267,63 \quad (3.10)$$

Paralelní ekvivalentní odpory se počítají dle vzorců pro duální obvody [21].

$$R_{P_L} = R_{S_L} \cdot (1 + Q_L^2) = 0,00466 \cdot (1 + 316,44^2) = 466,63 \ \Omega \quad (3.11)$$

$$R_{P_C} = R_{S_C} \cdot (1 + Q_C^2) = 0,00551 \cdot (1 + 267,63^2) = 394,66 \ \Omega \quad (3.12)$$

U duálních obvodů platí pravidlo, že při přepočtu sériového odporu na paralelní se musí přepočítat i hodnota sériové indukčnosti/kapacity na paralelní. Pokud je však činitel jakosti  $Q$  v řádu stovek, lze tento přepočet zanedbat. Čím vyšší je  $Q$  samostatného akumulacního prvku, tím menší rozdíl je mezi sériovou a ekvivalentní paralelní hodnotou indukčnosti/kapacity.

Dalším pravidlem u duálních obvodů je rovnost všech činitelů jakosti, toto pravidlo platí jak u induktorů tak u kondenzátorů.

$$Q = Q_S = Q_P \quad [-] \quad (3.13)$$

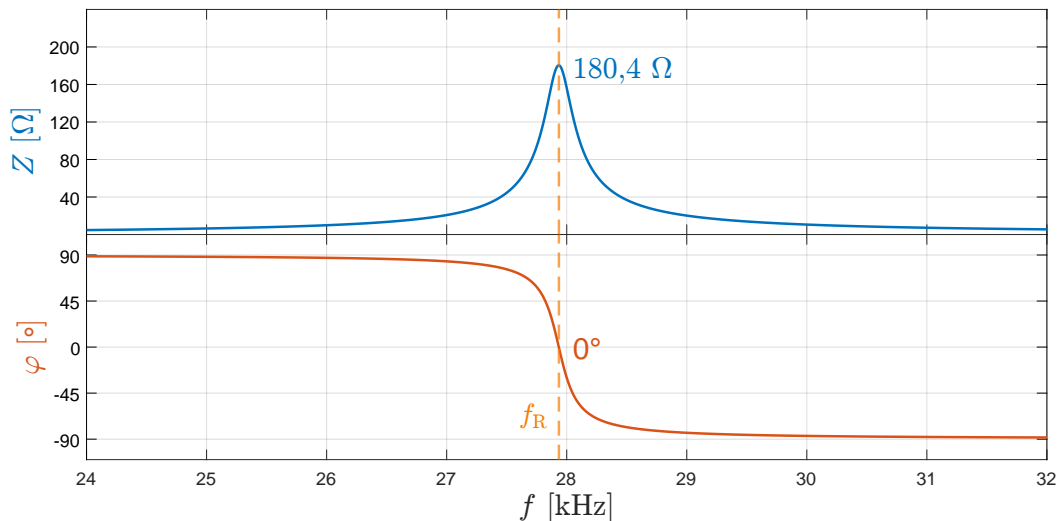
Výpočet celkové ztráty rezonančního obvodu.

$$R_{RLC} = \frac{R_{PL} \cdot R_{PC}}{R_{PL} + R_{PC}} = \frac{466,63 \cdot 394,66}{466,63 + 394,66} = 213,82 \, \Omega \quad (3.14)$$

Data naměřená na impedančním analyzátoru potvrzují, že se jedná o paralelní rezonanční obvod jelikož se při rezonanci nachází maximum impedance. Její maximální hodnota zde dosahuje  $180,4 \, \Omega$  při frekvenci  $f_R$  27,935 kHz. Frekvence naměřená se prakticky shoduje s vypočtenou. Hodnota změřeného paralelního odporu je nižší než vypočtená. Důvodem budou pravděpodobně přechodové odpory u dočasného spojení rezonančních prvků, které byly zahrnuty do celkového paralelního odporu. Dále můžeme vypočítat celkový činitel jakosti paralelního RLC obvodu.

$$Q_{RLC} = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = 213,82 \cdot \sqrt{\frac{3,85 \cdot 10^{-6}}{8,372 \cdot 10^{-6}}} = 122,064 \quad (3.15)$$

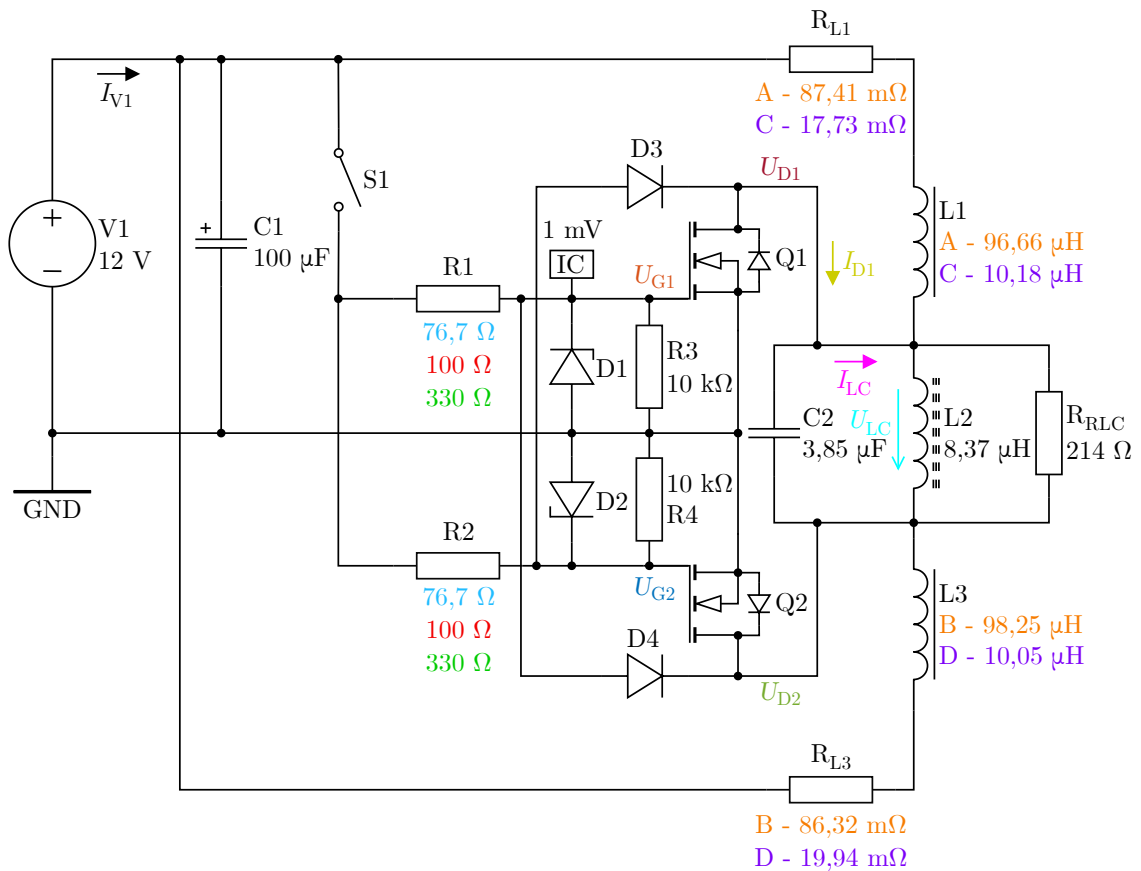
Do následující simulace budou zahrnuty sériové odpory tlumících induktorů L1, L3 z tabulky 3.2 (A-D) a vypočtený paralelní odpor LC rezonančního obvodu ze vzorce 3.14. Přesnost simulací bude záležet na přesnosti impedančního měření, předpokládá se však minimální chyba.



Obr. 3.4: Měření - impedance a fáze RLC rezonančního obvodu

### 3.5 Simulace

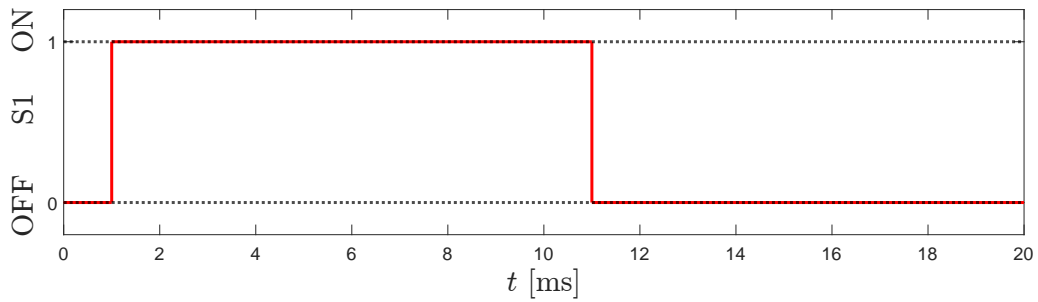
Veškeré simulace v této práci jsou provedeny v software OrCAD PSpice. V simulacích je cílem ověřit si dosavadní teoretické znalosti a zjistit neznámé nebo obvodové závažné stavy, které následně vyřešit. V simulacích jsou u tranzistorů Q1, Q2 a u diod D1-D4 použity SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) modely od autora MODPEX [22]. U tranzistoru se jedná o MOSFET model 3 úrovně. U simulací budeme vycházet ze schématu na Obrázku 3.5. Budeme experimentovat s hodnotami součástek R1, R2 a L1, L3 pro zjištění reakce obvodu na jejich změnu.



Obr. 3.5: Schéma pro simulace s proměnnými hodnotami prvků

Simulace lze obecně rozdělit na přechodové děje, kdy oscilace buď vzniká nebo zaniká nebo na průběhy stabilní oscilace. Dále je možné simulace rozdělit dle prvků, jak jejich hodnota ovlivňuje změnu chování obvodu. Pro přehlednost v časové oblasti bude pro veškeré simulace na obvodu z Obrázku 3.5 nastaven čas zapnutí a vypnutí obvodu dle následujícího průběhu na Obrázku 3.6 (zapnutí a vypnutí tlačítka S1).





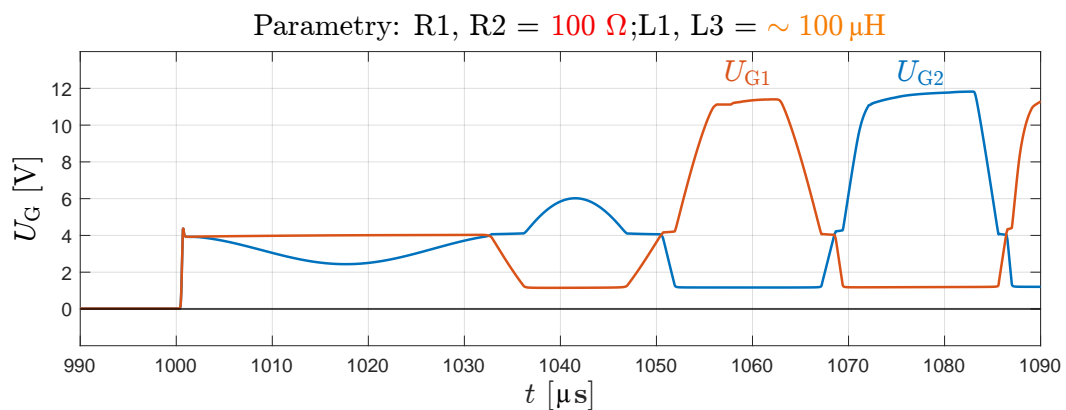
Obr. 3.6: **Nastavení** - Průběh stavu tlačítka S1

U každé simulace bude uvedeno, pro jaké hodnoty proměnných prvků (R1, R2 + L1, L3) byla daná simulace provedena.

### 3.5.1 Přechodový děj - náběh oscilace

V čase 1 ms je sepnut spínač S1 a jelikož je SPICE simulace perfektní a ideální v každém případě, došlo by k symetrickému sepnutí obou tranzistorů naráz. Oscilace by nenastala a tranzistory by protékal velký zkratový proud. Pro napodobení reálné nedokonalosti tranzistorů použijeme pomocný simulační prvek IC (Initial Condition), který na začátku simulace zvýší napětí na uzlu o zvolenou hodnotu (v našem případě je zvolena hodnota 1mV). Tento prvek v simulačním obvodu způsobí nesymetrii a tranzistor Q1 se tak sepne jako první.

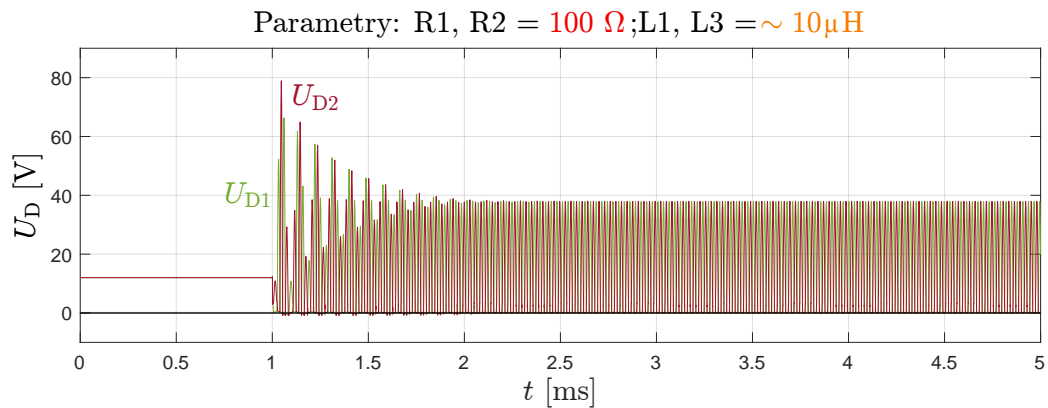
#### Gate náběh



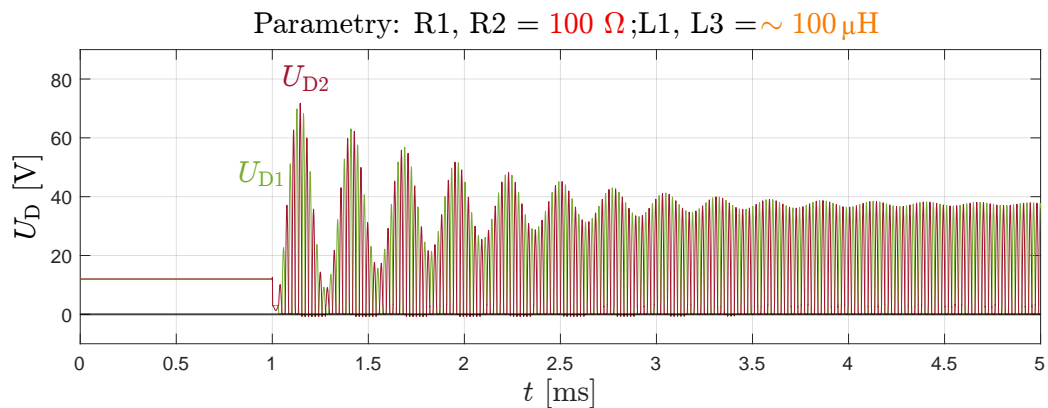
Obr. 3.7: **Simulace** - Náběh oscilace - Gate

Po sepnutí spínače dojde k sepnutí obou tranzistorů naráz, během jednotek ns se však tranzistor Q2 vypne zatímco Q1 je zapnutý v lineárním režimu. Během následujících 2 period je však gate signál u obou tranzistorů v normě. Hodnoty indukčností L1, L3 na tento průběh nemají vliv.

## Drain náběh



Obr. 3.8: **Simulace** - Náběh oscilace - Drain varianta 1



Obr. 3.9: **Simulace** - Náběh oscilace - Drain varianta 2

Při sepnutí spínače nastane na elektrodách drain obou tranzistorů přechodový děj, jehož délka trvání, maximální hodnota napětí a frekvence je ovlivněná velikostí tlumících induktorů. Z naměřených hodnot je zřejmé, že čím vyšší je hodnota tlumících induktorů, tím déle trvá odeznění přechodového kmitavého děje. Čím nižší je hodnota těchto induktorů, tím vyššího napětí je dosaženo při přechodovém ději.

Tento přechodový děj může být velmi nebezpečný pro tranzistory kvůli jejich maximálním jmenovitým hodnotám, které se často popisují jako „Absolute Maximum Rating“, tedy hodnoty, které bychom neměli překročit ani po nejkratší možný čas.

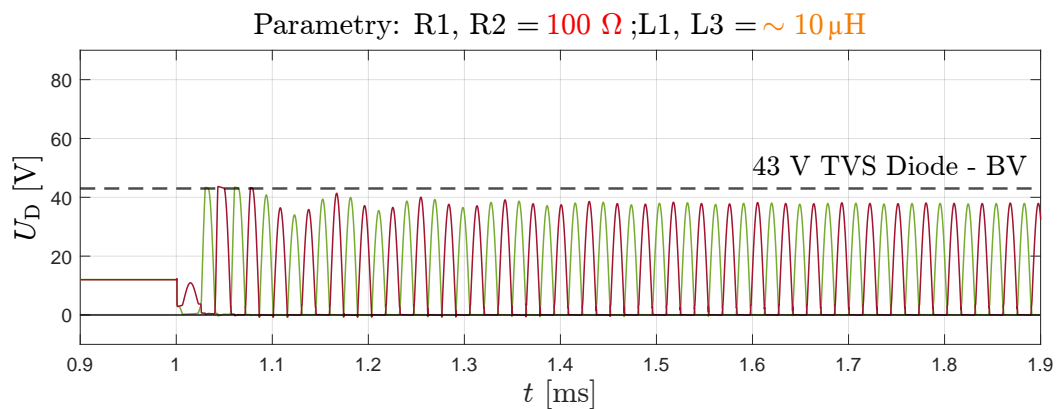
Dosažená hodnota napětí z Obrázku 3.8 je 80 V. Použité tranzistory Q1, Q2 (model IRF8010PbF) mají maximální hodnotu  $U_{DS} = 100$  V. Základem designu jakéhokoliv obvodu je rezerva. Vždy volíme parametry součástek s vyššími jmenovitými napěťovými hodnotami, než ty, na kterých budeme prvky provozovat aby nebyly zatěžovány na hranici svých možností.

S tím, že se pravděpodobně jedná o nahodilý jev, kdy maximální hodnotu na elektrodě drain nedokážeme s přesností předpovídat, bude nutné zavést opatření, která tyto přechodové děje utlumí.

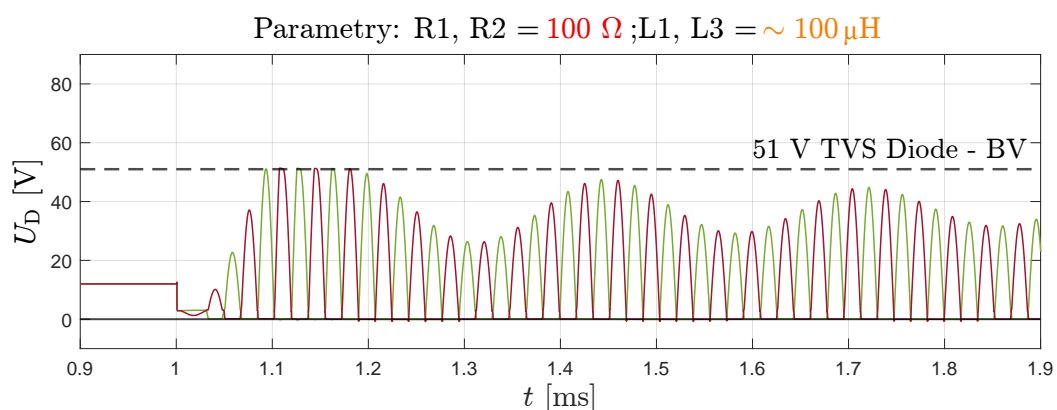
Vhodným řešením tohoto rizikového děje je TVS (Transient Voltage Suppression) dioda. Jedná se o speciální diodu, která je schopná při překonání určité hodnoty napětí vytvořit nedestruktivní průraz. Výhodou těchto diod je extrémně rychlá reakce, velmi strmý průraz, velké krátkodobé výkony a široká škála výběru průrazných napětí. Dále existují jednosměrné a obousměrné TVS diody.

Jelikož rezonanční obvod kmitá na napětí přibližně 36 V, byly vybrány jednosměrné TVS diody s hodnotami průrazných napětí 43 V (1.5KE43) a 51 V (1.5KE51). Dioda se v obvodu zapojuje mezi drain tranzistoru a GND.

Po jasnou ukázkou funkce TVS diod budou v simulaci použity modely diod, které mají odlišnou hodnotu průrazného napětí.



Obr. 3.10: **Simulace** - Detailní náběh oscilace - Drain - 43 V TVS Dioda



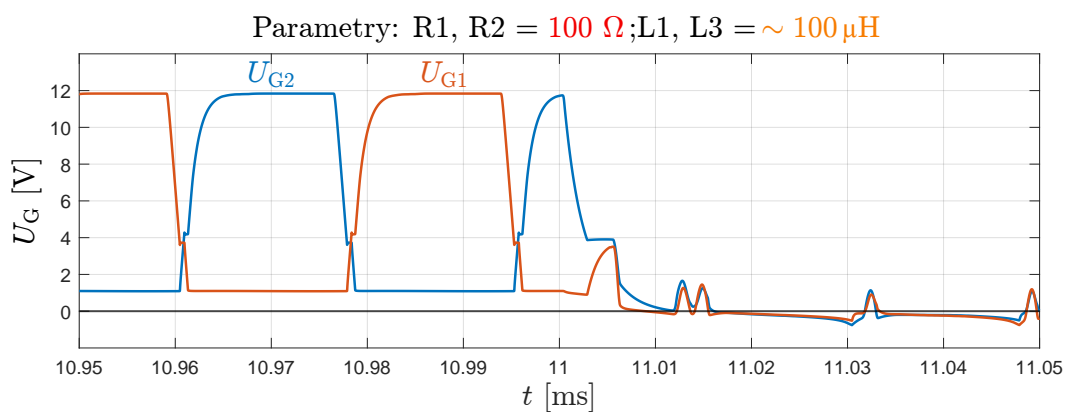
Obr. 3.11: **Simulace** - Detailní náběh oscilace - Drain - 51 V TVS Dioda

TVS Diody úspěšně vyřešily problém s nebezpečnými hodnotami napětí při přechodovém ději.

### 3.5.2 Přechodový děj - útlum oscilace

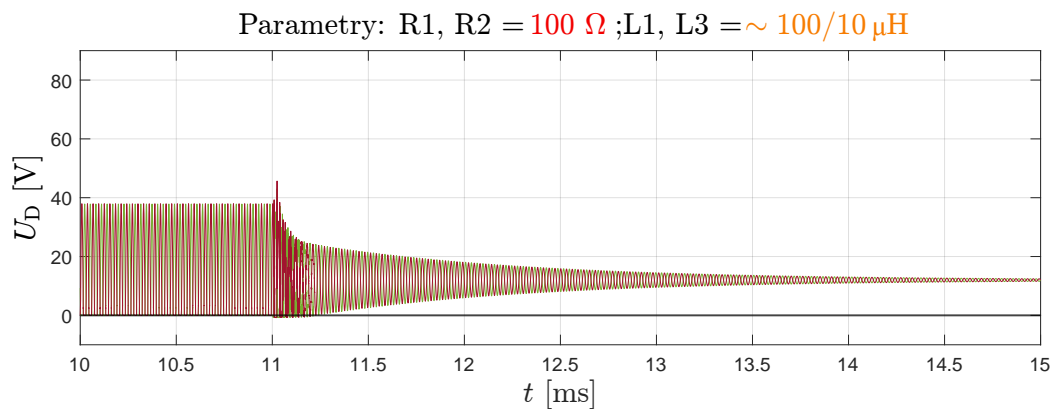
V čase 11 ms je rozeprt spínač S1, dojde k útlumu oscilace. Jak je vidět na Obrázcích 3.12 a 3.13, při vypnutí obvodu nenastane žádný závažný stav, oscilace přirozeně zanikne ztrátami v rezonančním obvodu.

#### Gate útlum



Obr. 3.12: Simulace - Útlum oscilace - Gate

#### Drain útlum

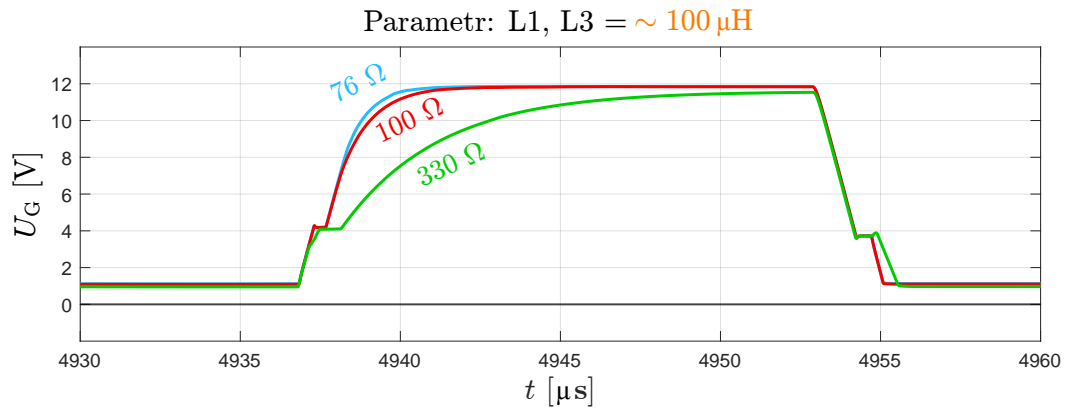


Obr. 3.13: Simulace - Útlum oscilace - Drain

Při vypnutí obvodu nastane krátkodobé zvýšení napětí, nejedná se však o závažný stav, jako tomu bylo při náběhu oscilace. Napětí na rezonančním obvodu jednoduše nemůže růst, jelikož je odpojeno napájení a jedná se o ztrátový rezonanční obvod, proto je každá výchylna pohlcována.

### 3.5.3 Stabilní oscilace

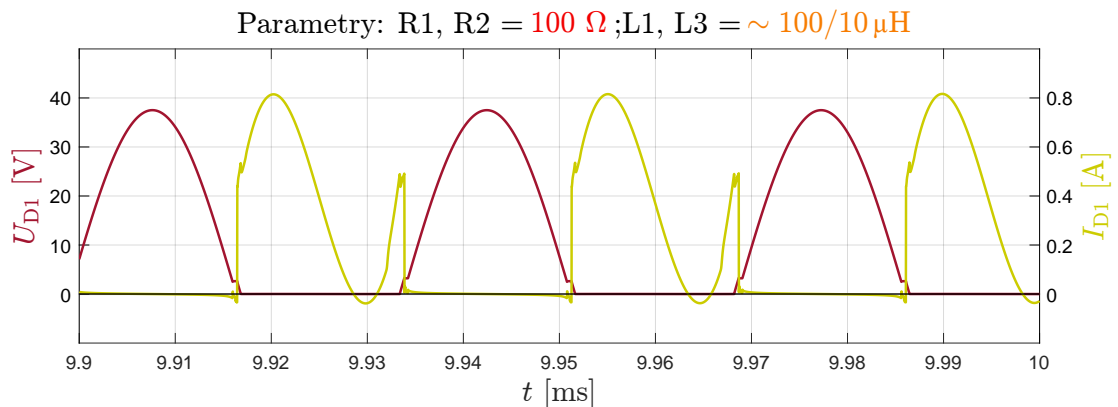
#### Vliv velikosti gate odporů



Obr. 3.14: **Simulace** - Vliv velikosti gate odporů (R1, R2)

Gate tranzistorů jsou nabíjeny přes odpory R1, R2. Vybíjeny jsou přes diody D3, D4 do drain druhého tranzistoru, kvůli tomu je doba vypnutí tranzistoru stejně dlouhá neohledně na velikost gate rezistoru. Velikost odporu do gate se volí tak, aby nebyl náběh příliš pomalý, jak je tomu u  $330 \Omega$ . Náběh napětí na gate u odporu  $76 \Omega$  je prakticky stejný jako u odporu  $100 \Omega$ . Důvodem limitace rychlosti náběžné hrany i u nízkých hodnot odporů je vybíjení přes diody D3, D4.

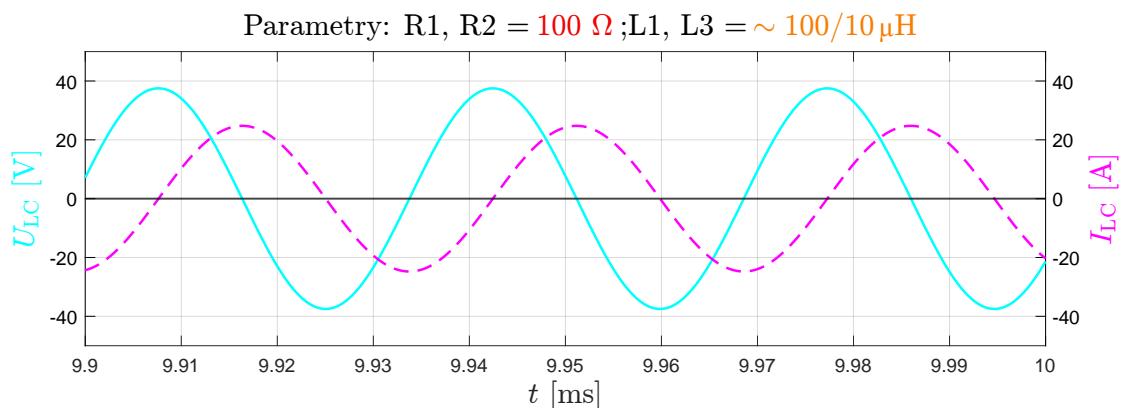
#### Průběhy na tranzistoru



Obr. 3.15: **Simulace** - Parametry na tranzistoru při stabilní oscilaci

Proud tranzistorem je zvlněný s frekvencí 2x vyšší, než je frekvence LC oscilátoru. To je s nejvyšší pravděpodobností způsobené dvojicí tlumících induktorů.

## Rezonanční obvod



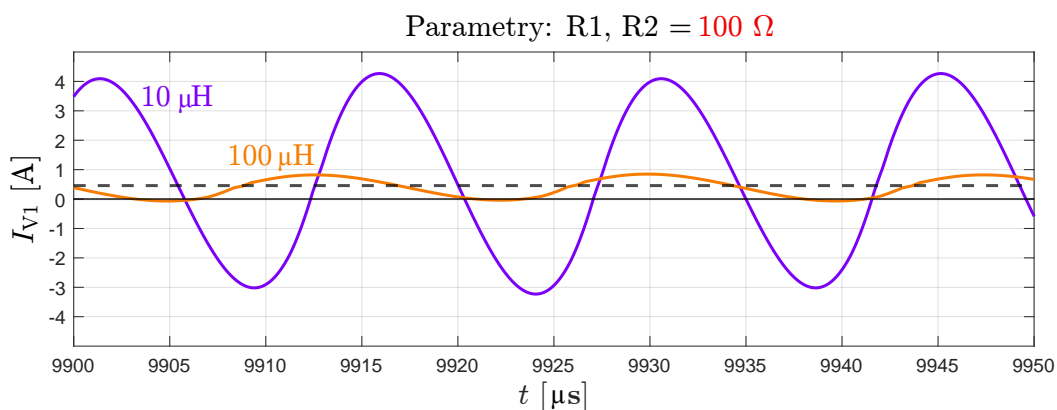
Obr. 3.16: **Simulace** - Průběhy LC rezonančního obvodu

Obrázek 3.16 potvrzuje, že LC prvky oscilují přibližně na trojnásobku vstupního napětí, velikost proudu rezonančním obvodem je určena podle impedance rezonančních prvků. Maximální hodnota proudu ze simulace dosahuje 24,76 A, což se téměř shoduje s vypočtenou hodnotou 24,34 A ze vzorce 3.8.

## Zvlnění odebíraného proudu

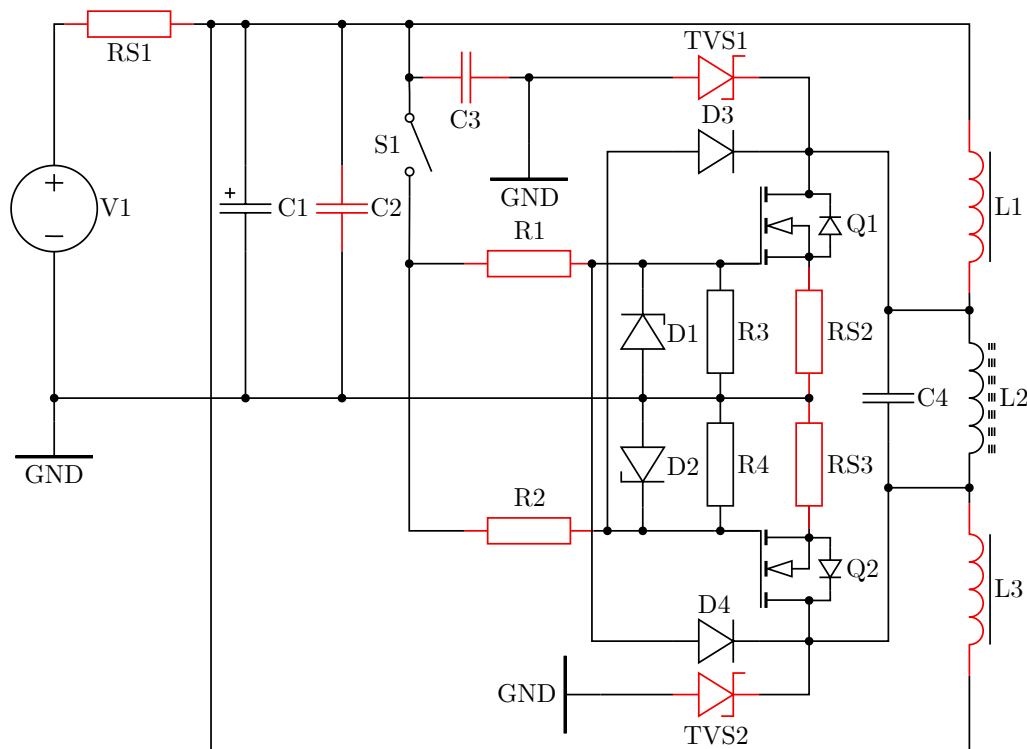
Dalším problémem, který vzniká v závislosti na hodnotě tlumících induktorů  $L_1, L_3$  je zvlnění proudu ze zdroje  $V_1$ . Jedná se o problém, jelikož vzniká zátěž na filtrační elektrolytické kondenzátory ve stejnosměrných zdrojích, které se tak zahřívají.

Kvůli zvlnění proudu odebíraného ze zdroje  $V_1$  je vhodné mít vyšší hodnotu tlumících induktorů. Větší hodnota indukčnosti však znamená vyšší množství závitů a větší hodnota ztrátového sériového odporu. Pro snížení zvlnění proudu je tak nutné buď zvýšit vstupní filtraci ZVS IH nebo zvýšit velikost tlumících induktorů  $L_1, L_3$ .



Obr. 3.17: **Simulace** - Zvlnění proudu ze zdroje  $V_1$

## 3.6 Dodatečná úprava



Obr. 3.18: Výsledný obvod

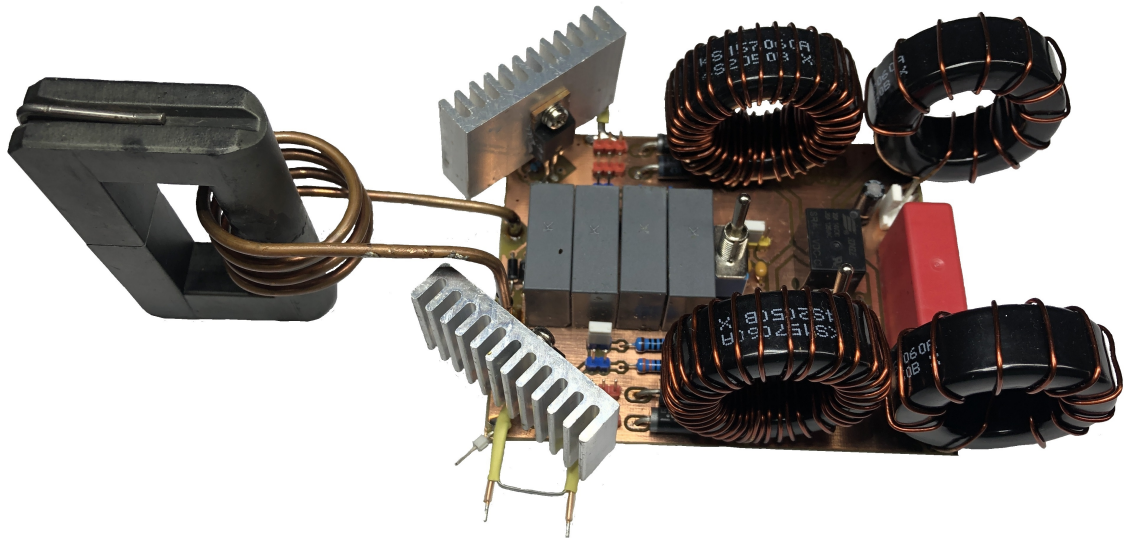
Do schématu byly přidány již zmíněné TVS diody (TVS1, TVS2). Dále fóliový blokovací kondenzátor C2 na vstup paralelně s elektrolytickým filtračním kondenzátorem C1. Třetím prvkem jsou proudové bočníky RS1 – RS3. Dalším prvkem je blokovací keramický kondenzátor C3 na vstupu spínače S1. Modifikace obvodu nebo prvky s proměnnými hodnotami jsou na Obrázku 3.18 označeny červenou barvou.

## 3.7 Výroba

Návrh DPS (Desky Plošného Spoje) byl proveden v software Autodesk EAGLE 9.6.2. Veškeré použité součástky jsou typu THT (Through-Hole Technology) kvůli jednoduchosti při pájení nebo případných modifikacích. Deska plošného spoje je oboustranná, na obou stranách je polygon země s 12 prokvy pro rovnoměrnou distribuci proudu po desce. Šířka signálových cest je 30 mil zatímco u vysokoproudých cest je od 60 mil do 140 mil. U nejméně zatěžovaných cest je průřez rozšířen pomocí nanesení vrstvy cínové pájky. Veškerá data ohledně návrhu DPS jsou v příloze A.

Přepínání pomocí jumperů je použité u TVS diod (TVS1, TVS2), gate odporů (R1, R2) a u blokovacího kondenzátoru C3. Přepínání cívek L1, L3 je řešené pomocí

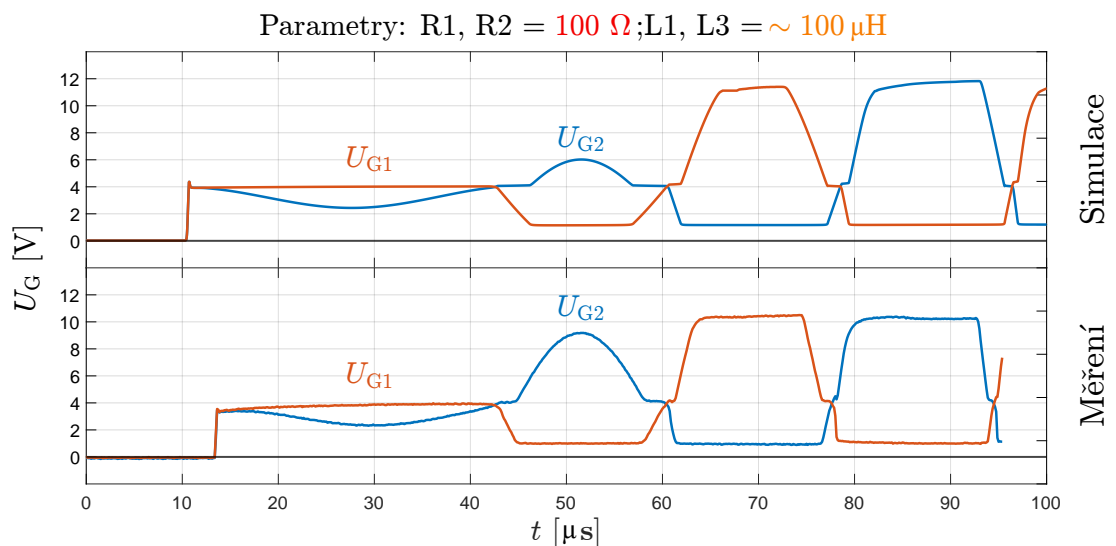
12 V relátka řízeným dalším spínačem. Další přidanou modifikací, jsou přesné proudové bočníky umístěné u tranzistorů pro měření proudu  $I_D$  a na napájecí lince VCC pro měření zvlnění proudu ze zdroje V1. Měřící vodiče pro přichycení sondy osciloskopu jsou u bočníku vyvedené tak, aby bylo měření proudu co možná nejpřesnější.



Obr. 3.19: Nízko-výkonový model ZVS IH

### 3.8 Srovnávací měření

#### Gate náběh - srovnání

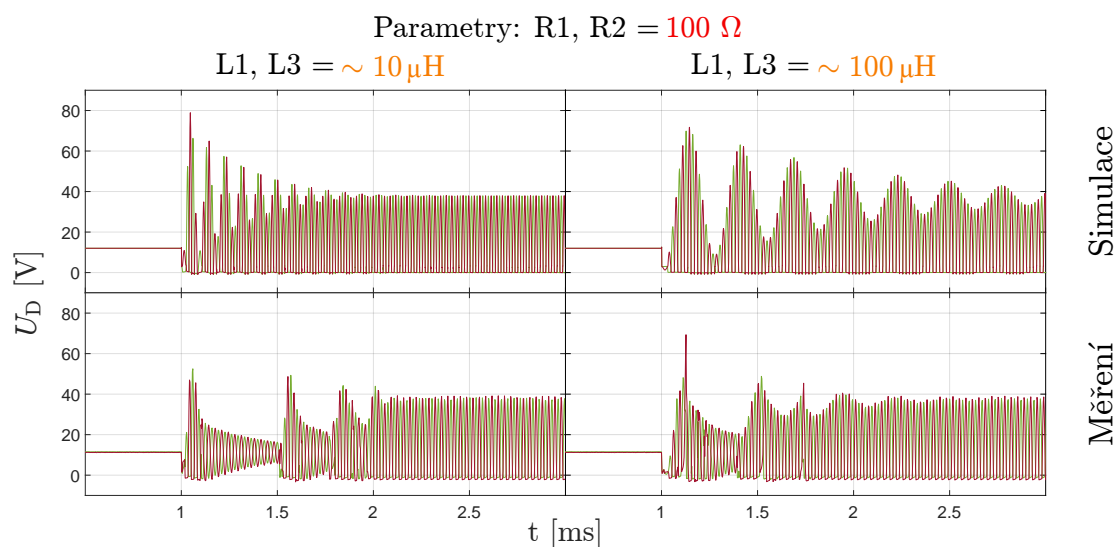


Obr. 3.20: Srovnání - Náběh oscilace - Gate

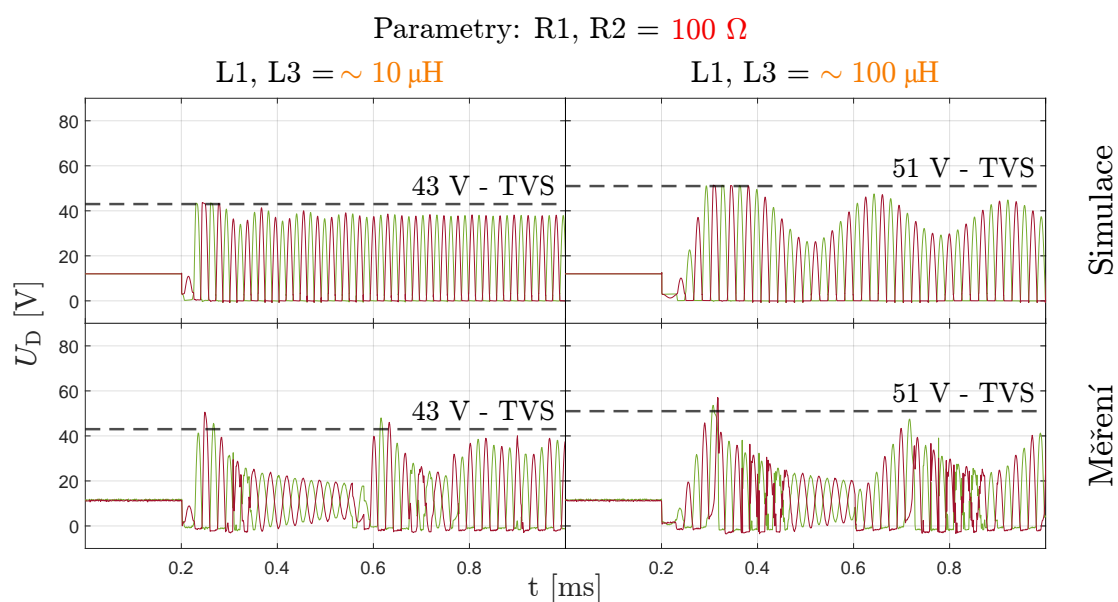


Obrázek 3.20 je ukázkou, jak přesná dokáže být SPICE simulace s tranzistorovým modelem 3 úrovně ve srovnání s reálným měřením. Z měřeného průběhu lze odvodit, že na elektrodě drain je náběh oscilace prudší, což lze vidět na Obrázku 3.21.

### Drain náběh - srovnání



Obr. 3.21: **Srovnání** - Náběh oscilace - Drain



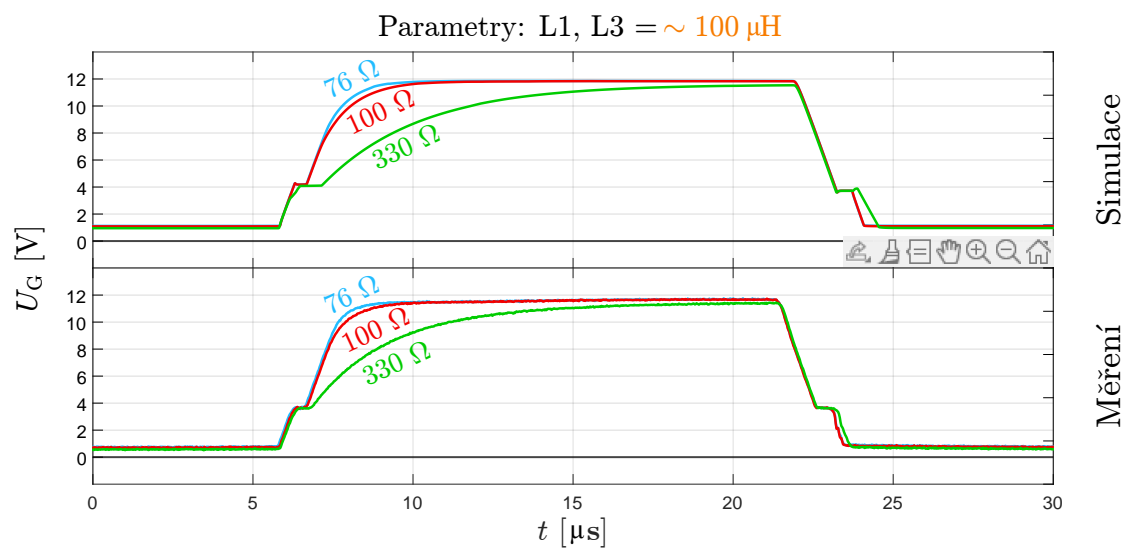
Obr. 3.22: **Srovnání** - Detailní náběh oscilace - Drain - TVS Diody

Na Obrázku 3.21 lze vidět, že reálné průběhy přechodových dějů odezní mnohem dříve než v simulaci a nejsou perfektní, jsou spíše nahodilé. Přechodový děj je nejspíše způsobený sekundárními oscilacemi rezonančního kondenzátoru s tlumícími induktory. Po připojení TVS diod přes jumpery jsou nebezpečné hodnoty napětí omezeny, reálné TVS diody však nejsou tak strmé jako v simulaci. Napětí na jejich přechodu je při průrazu o jednotky V vyšší než jmenovitá hodnota, stále však plní svoji funkci a chrání drain obou tranzistorů před přepětím viz Obrázek 3.22.

Útlum oscilace byl změřen pouze orientačně kvůli obtížnosti detailně zachytit konec oscilace na osciloskopu, na kterém by se musel spouštěč (trigger) nastavit externě přes spínač. Průběhy však odpovídaly simulaci na Obrázku 3.13, oscilace přirozeně zanikla.

### Vliv velikost gate odporů - srovnání

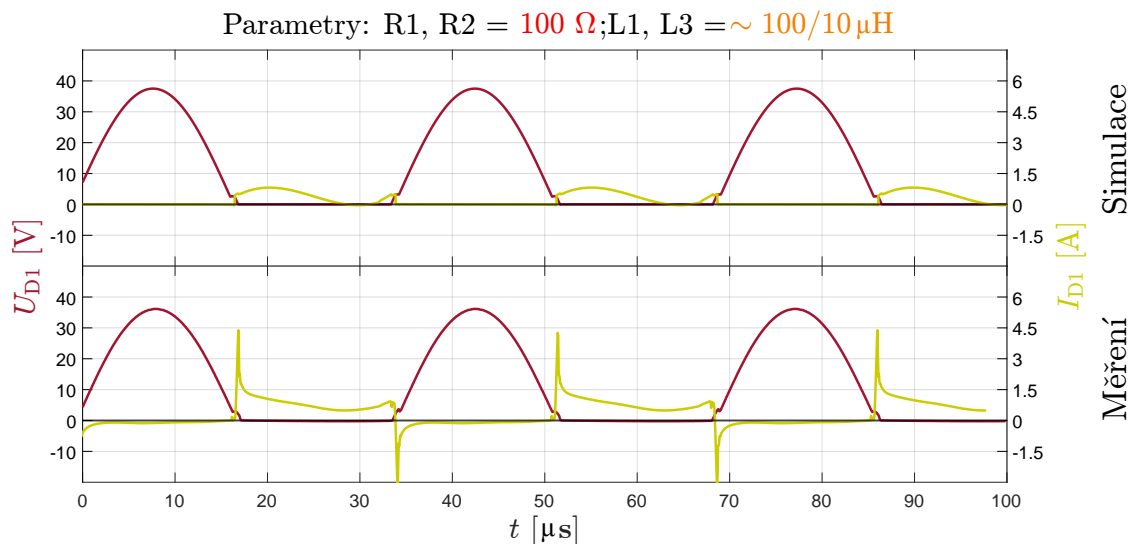
Na Obrázku 3.23 jsou průběhy napětí na gate v závislosti na velikosti použitých odporů. Doba nárůstu je prakticky totožná. Na první rozdíl je však možné rozeznat rozdílnou délku pulzu, což značí rozdíl rezonanční frekvence LC obvodu.



Obr. 3.23: Srovnání - Vliv velikost gate odporů (R1, R2)

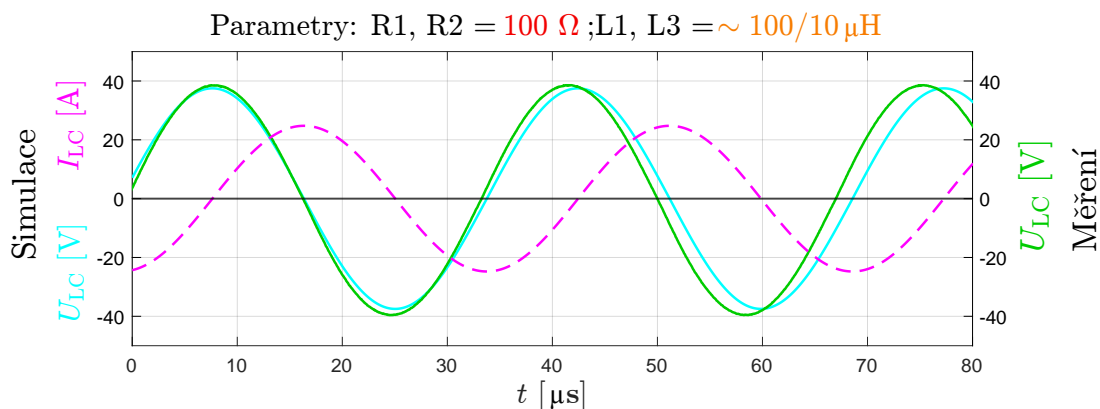
### Průběhy na tranzistoru - srovnání

Naměřené hodnoty napětí jsou prakticky shodné se simulacemi. Proud tranzistorem  $I_{D1}$  má však odlišný průběh a je při zapnutí a vypnutí tranzistoru impulzního charakteru. Při vypnutí teče proud tranzistorem opačným směrem přes vnitřní strukturální diodu na přechodu unipolárního tranzistoru. Celkový proud do tranzistoru je vyšší než v simulaci kvůli vyšším celkovým ztrátám v obvodu.



Obr. 3.24: **Srovnání** - Parametry na tranzistoru při stabilní oscilaci

### Rezonanční obvod - srovnání

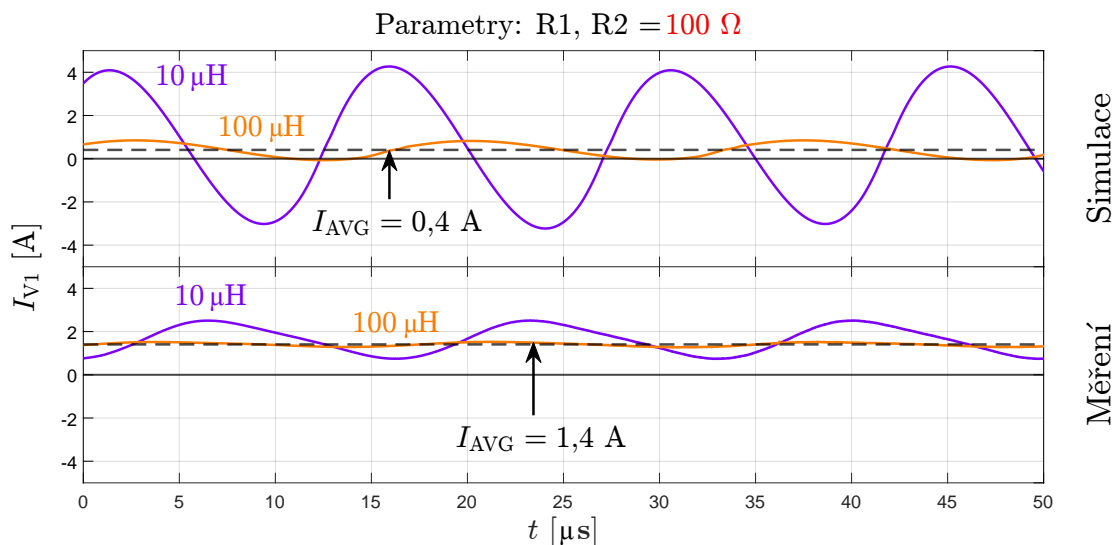


Obr. 3.25: **Srovnání** - Parametry LC rezonančního obvodu

Naměřená maximální hodnota napětí na rezonančním obvodu  $U_{LC}$  je prakticky shodná se simulovanou  $U_{LC}$ . Proud rezonančním obvodem nelze běžně měřit úbytkem napětí na části induktoru jelikož napětí není ve fázi s proudem na celé délce induktoru a nelze jeho rovnou část brát jako čistě odporový bočník. Hodnota proudu však bude odpovídat simulované hodnotě  $I_{LC}$ . Měřená rezonanční frekvence je přibližně o 1 kHz vyšší kvůli rozdílnému mechanickému upevnění feritového jádra při běhu invertoru a při impedančním měření.

## Zvlnění odebíraného proudu - srovnání

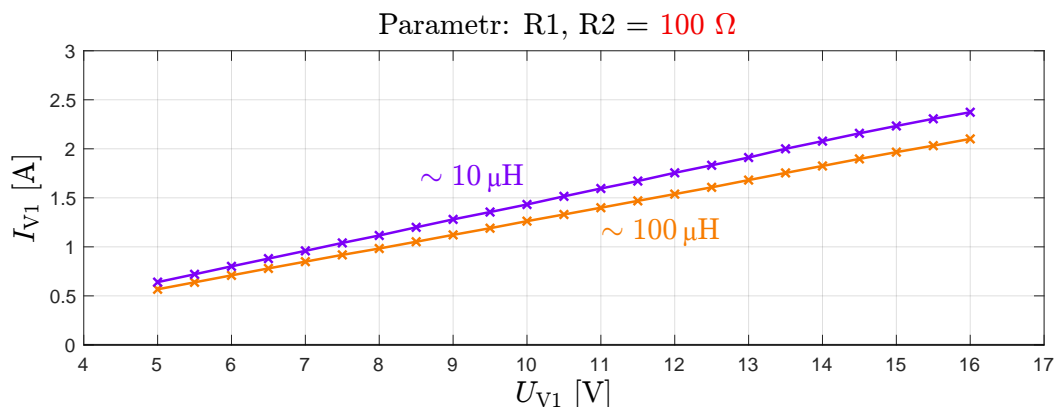
Naměřené hodnoty zvlnění proudu ze zdroje V1 nejsou tak vysoké. Stále však platí, že vyšší hodnota tlumících induktorů je pro návrh vhodnější. Průměrná hodnota proudu vzrostla z 0,4 A na 1,4 A kvůli celkovým ztrátám v obvodu na DPS.



Obr. 3.26: Srovnání - Zvlnění proudu ze zdroje V1

## 3.9 Dodatečná měření

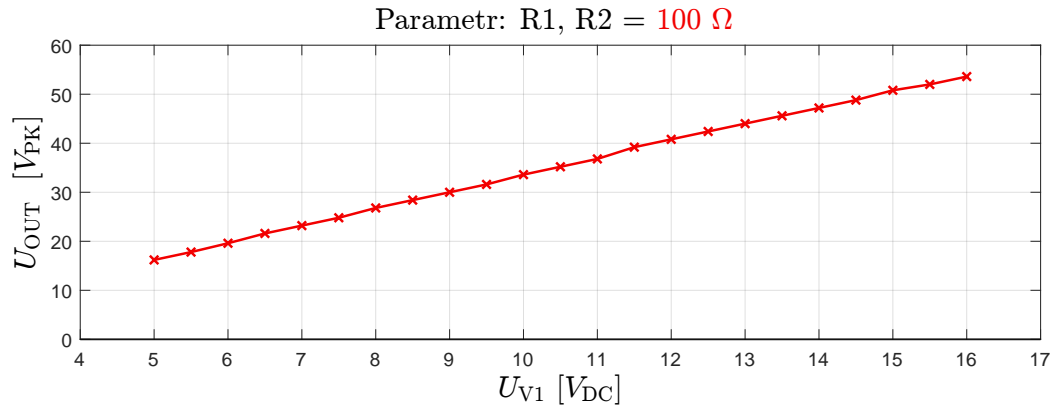
### VA Charakteristika nezatíženého ZVS IH



Obr. 3.27: Měření - VA charakteristika nezatíženého ZVS IH

VA Charakteristika nezatíženého ZVS IH je lineární z důvodu rezistivních ztrát v celém obvodu. Magnetické obvody (železoprachové induktry L1, L3 a rezonanční induktor s feritovým jádrem L2), jsou prvky, které mohou při velkém zatížení vykazovat nelinearitu. Obvod s tlumícími induktry o nižší hodnotě má vyšší odběr kvůli zvlnění vstupního proudu.

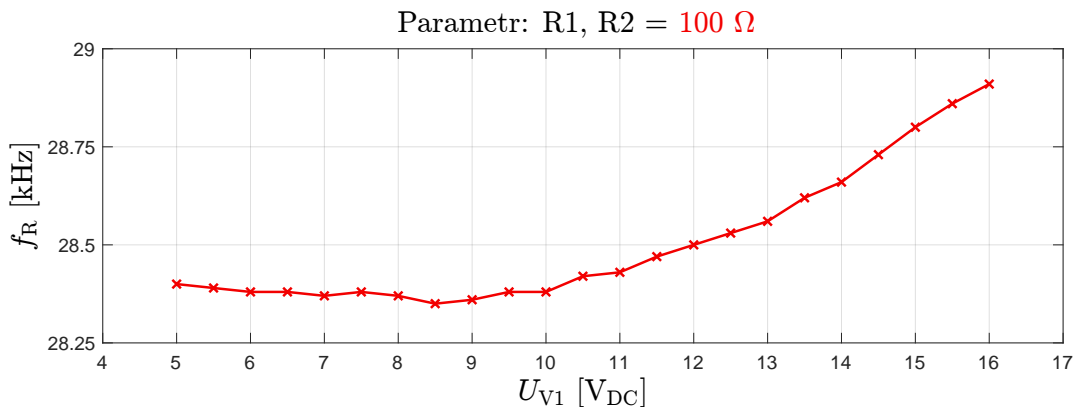
## Napěťová přenosová charakteristika nezatíženého ZVS IH



Obr. 3.28: Měření - Napěťová přenosová charakteristika nezatíženého ZVS IH

Přenosová charakteristika napětí je ukázkou, že se obvod nehledě na vstupním napětím snaží neustále dodržovat přibližně trojnásobek napětí na výstupu.

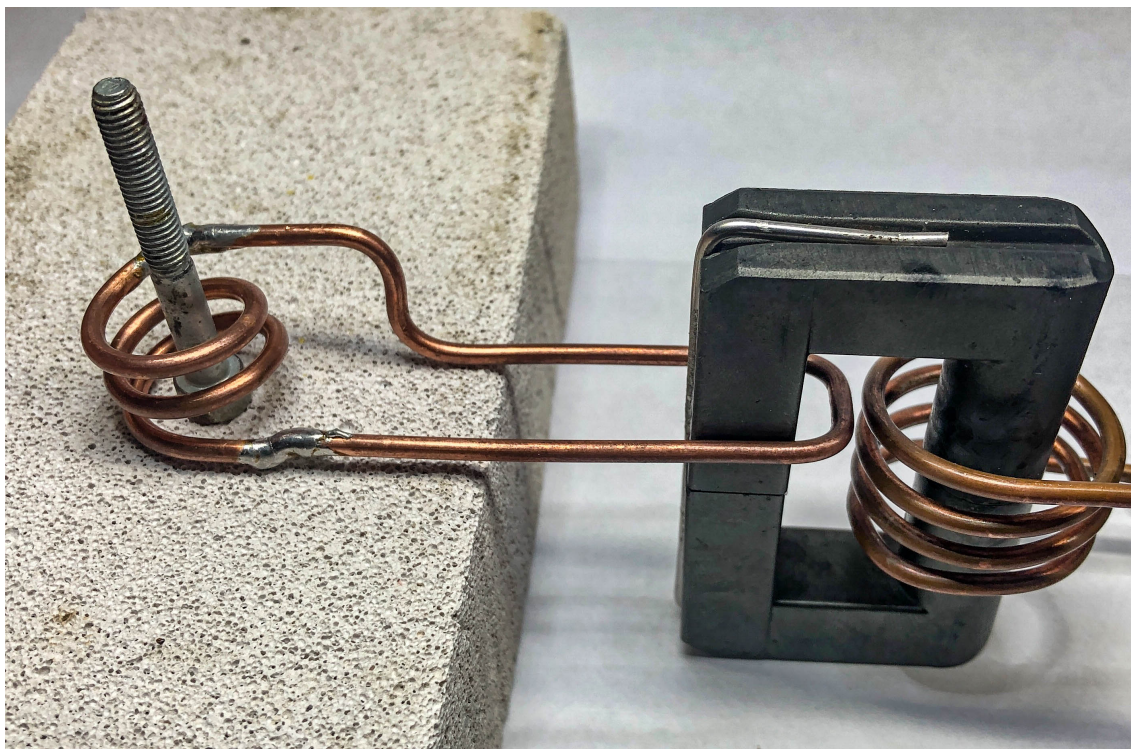
## Vliv velikosti napájecího napětí na rezonanční frekvenci



Obr. 3.29: Měření - Vliv velikosti napájecího napětí na rezonanční frekvenci

Velikost vstupního napětí nepatrně ovlivňuje rezonanční frekvenci LC obvodu. Některé akumulární prvky v závislosti na jejich konstrukci mohou měnit své nominální hodnoty při změnách hodnot napětí. Změna frekvence taktéž může souviset se změnou teploty při vyšším napětí.

### 3.10 Test nízko-výkonového modelu IH

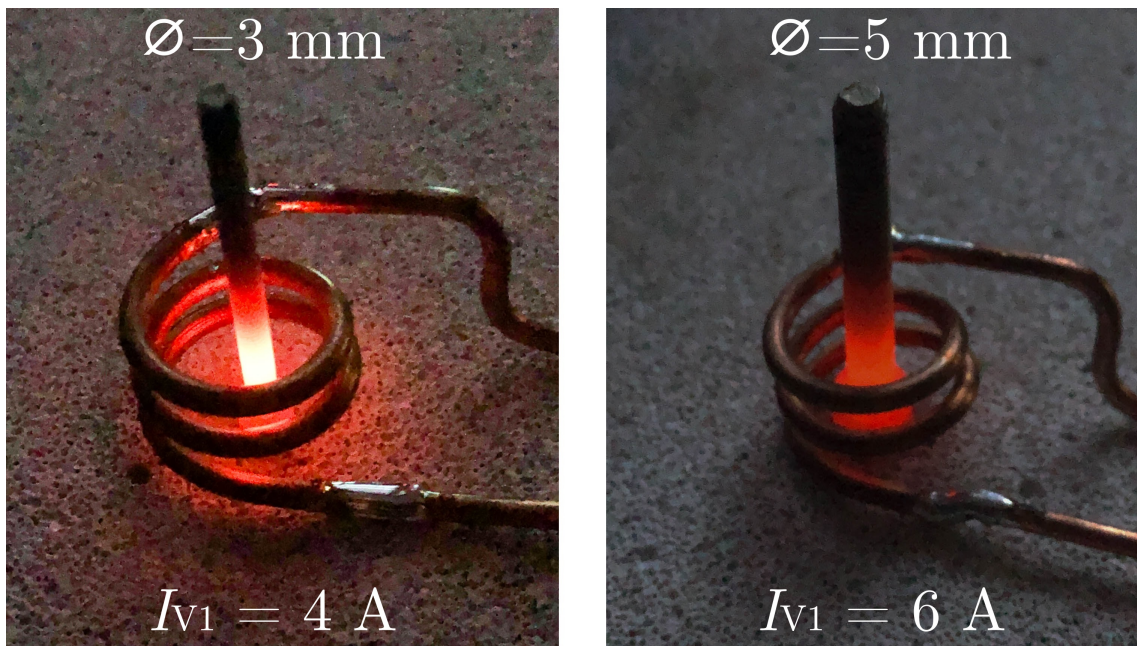


Obr. 3.30: Zatížený ZVS IH kaskádou transformátorů a ocelovým šroubem

Pro zatěžovací test indukčního ohřevu byl vytvořen kaskádový transformátorový obvod viz Obrázek 3.30. Rezonanční kondenzátory invertoru oscilují s primárním vinutím feritového transformátoru, jehož proudový transformační poměr činí 5:1 (3,75 z./0,75 z.). Sekundární vinutí feritového transformátoru je přímo spojené s primárním vinutím vzduchového transformátoru, jehož proudový transformační poměr činí přibližně 2,75:1 (2,75 z./zkrat). Celkový proudový transformační poměr této kaskády je součinem předchozích, tedy 13,75:1.

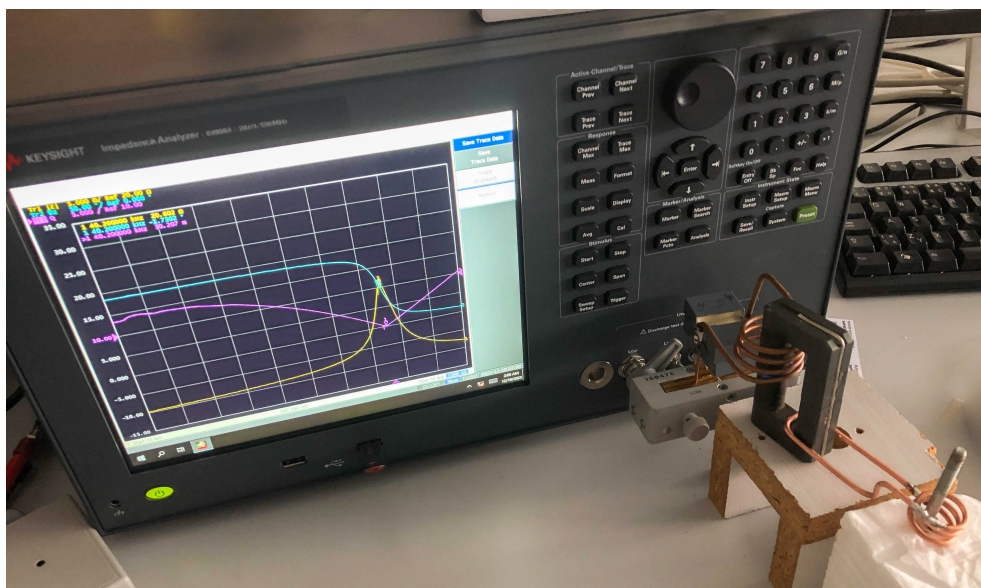
Rezonanční proud na vstupu je dle vzorce (3.8) 24,34 A. Dle transformačního poměru by měl zkratový proud ve šroubu činit 334 A, což je velice málo pravděpodobné vzhledem ke ztrátám ve vedení. Navíc se jedná pouze o teoretické vysvětlení principu transformace proudu, jež bude pravděpodobně mnohem komplikovanější.

Při testu byly použity ocelové šrouby o průměrech 3 a 5 mm. Proud ze zdroje V1 byl stabilní do dosažení Curieho teploty, kdy klesl přibližně o 25 %. 3 mm šroub dosáhl vyšší teplot kvůli menším ztrátám tepelným vyzařováním do okolí menší plochou a také díky skin efektu, jelikož 3 mm šroub má skoro 2x větší poměr plocha/objem než 5 mm šroub.



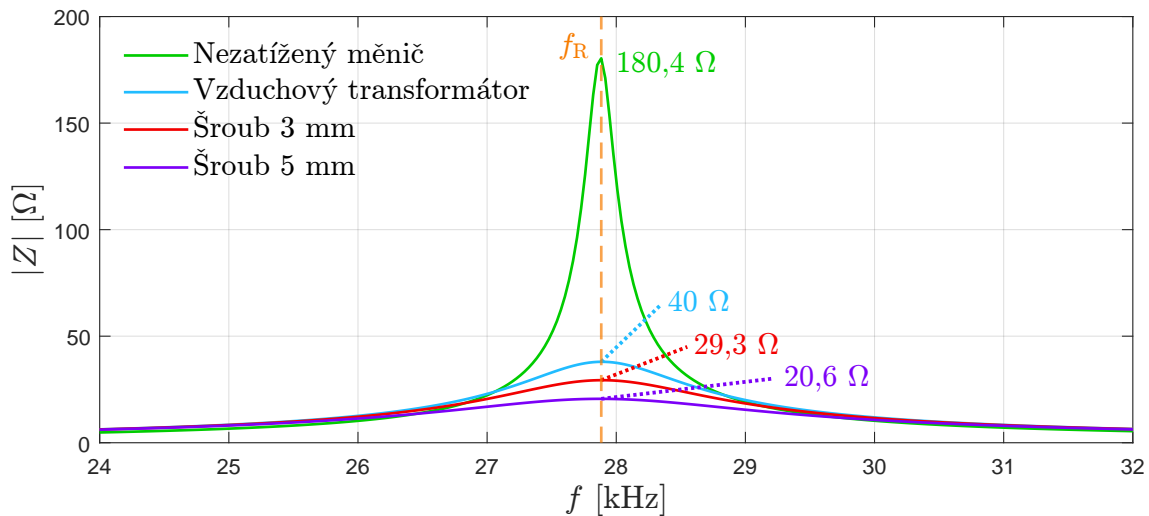
Obr. 3.31: Test ohřevu šroubů po dobu 1 minuty

Nejvyšší ztráty v obvodu jsou v části vzduchového transformátoru, jehož vedení dosahovalo po celé délce teplot kolem  $180\text{ }^{\circ}\text{C}$  i přesto, že se jedná o vodič s průřezem  $6\text{ mm}^2$ . Při delším testu došlo k zahřátí feritového transformátoru a rezonančních kondenzátorů. Při přepnutí tlumících induktorů na  $10\text{ }\mu\text{H}$  docházelo k extrémnímu zahřívání filtračního elektrolytického kondenzátoru C1, který dosahoval teplot kolem  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Důvodem je velikost kapacity kondenzátoru C1, která je příliš nízká na dostatečnou filtraci zvlněného proudu ze zdroje V1 (viz Obrázek 3.26).



Obr. 3.32: Impedanční měření rezonančního obvodu

## Vliv zátěže na impedanci rezonančního obvodu



Obr. 3.33: Vliv vložené zátěže na ekvivalentní impedanci rezonančního obvodu

Po připojení vzduchového transformátoru k feritovému jádru klesne impedance paralelního RLC obvodu na  $40 \Omega$ , což způsobí zvýšení celkového odběru ze zdroje V1 jelikož se invertor neustále snaží na rezonančním obvodu udržet trojnásobek napětí. Při vložení šroubu klesne impedance ještě níže což ještě více zvýší odběr ze zdroje. Hodnoty byly naměřeny na impedančním analyzátoru Keysight 4990A.

Průběhy z Obrázku 3.33 jsou frekvenčně normované k základní rezonanční frekvenci  $f_R$ . Impedanční analyzátor testuje součástky/obvody na nízkých úrovních napětí a proudů, kvůli tomu se naměřená frekvence příliš odchylovala od rezonanční frekvence, například při vložení vzduchového transformátoru nebo šroubu.

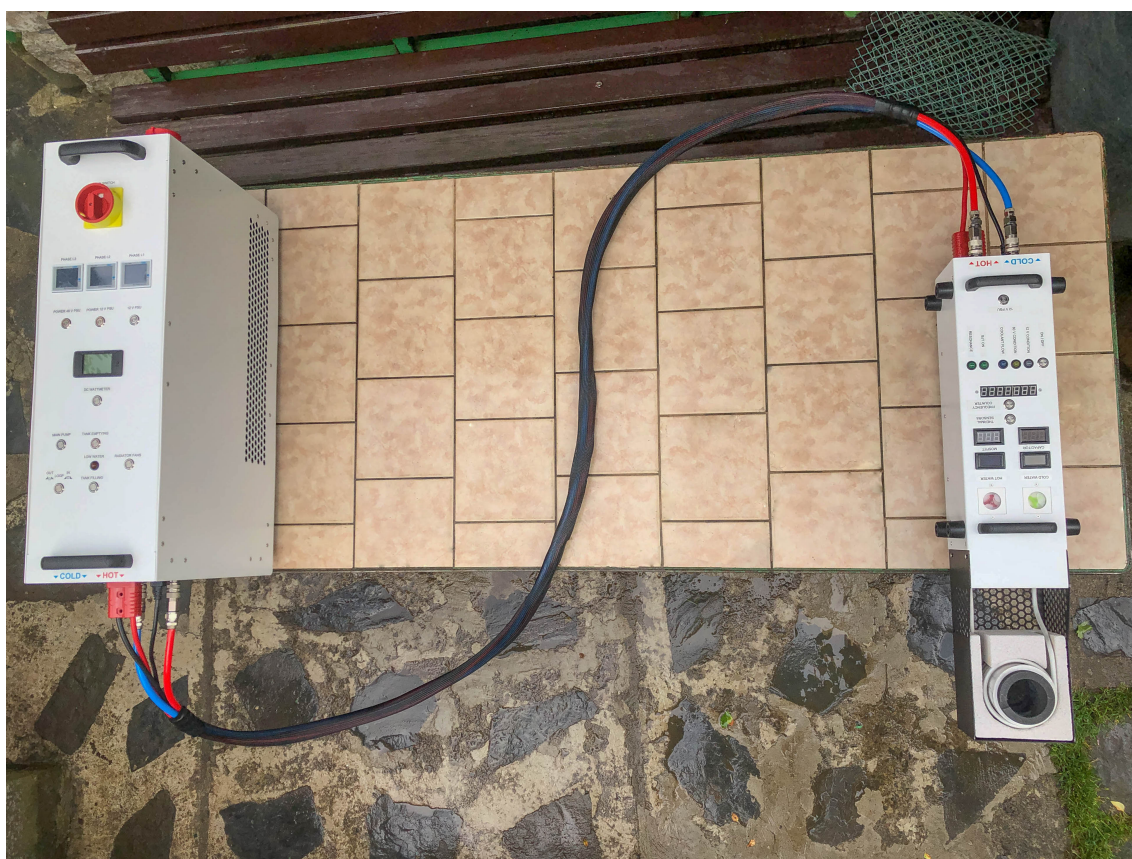
### 3.11 Shrnutí návrhu

Při simulacích byly zjištěny nebezpečné přechodové děje a stavy, které by mohly chod zařízení nepříznivě ovlivnit. Byla navržena úprava, která problém vyřešila. Vysoké nároky na filtrační kondenzátory mohou být řešeny použitím vyšších hodnot kapacit, které již budou schopny zvládnout proud filtrovat bez potíží. Výkon nízko výkonné varianty je v závislosti na použití do 100 W. Očekávaný výkon u vysoko výkonné varianty indukčního ohřevu pro bakalářskou práci je přibližně 5 kW. Pro veškeré měření v časové oblasti byly využity osciloskopy značky Keysight/Agilent DSO-X 2./3. řady umožňující výstup dat. Jako napájecí zdroj V1 byl použit plynule regulovatelný stejnosměrný spínaný zdroj RIDEN RD6018.



## 4 Průmyslový indukční ohřev

Zamýšlený průmyslový indukční ohřev by měl být schopen umožnit primárně tavení kovů a sekundárně nahřívání ocelových profilů. Zařízení umožňující tavit kovy musí být vhodně tepelně izolované od součástí citlivých na vysoké teploty, které musí být taktéž (vhodně) dostatečně chlazeny. V teorii již bylo zmíněno, že nejpoužívanější formou chlazení průmyslových indukčních ohřevů je vodní chlazení. Zařízení by mělo být intuitivní na ovládání i pro osoby s neznalostí elektrotechniky. Zařízení musí být rovněž elektricky i tepelně bezpečné. Indukční ohřev jako komplet bude zabudován v plechovém šasi, pro co nejvyšší spolehlivost při nárazech, přepravě i pro kompaktnost při použití. Pro snadnou obsluhu a polohovatelnost indukčního ohřevu bude zařízení rozděleno na zdrojovou část s chlazením a část indukční. Výkony indukčních ohřevů tavící kovy se nejčastěji pohybují od jednotek kW do desítek MW. Aby však bylo možné zařízení používat i mimo průmyslovou zónu, bude nutné se pohybovat ve výkonech přibližně do 10 kW.



Obr. 4.1: Průmyslový indukční ohřev

## 5 Návrh elektrické části

Elektrická část indukčního ohřevu zahrnuje: Výkonovou část inverteru, řízení a ochrany. Dále potom napájecí zdroje, spínače, jistící prvky, měřicí přístroje, indikátory, konektory, součásti nutné pro chod indukčního ohřevu (čerpadla, ventily, ventilátory) a prvky na síťové napájecí části (230 V).

### 5.1 Napájecí zdroje

Před návrhem jádra bakalářské práce (ZVS inverteru) je nutné stanovit parametry napájecích zdrojů, kterými se bude celé zařízení napájet.

Vzhledem k tomu, že „ZVS Driver“ inverter je napájen stejnosměrným napětím nejčastěji v nižších desítkách V, bude muset být napájecí zdroj schopný vyvinout velmi vysoké proudy. V semestrální práci byla hladina napětí pro silovou část obvodu zvolena stejná jako řídicí, a to 12 V. U výkonové varianty bude pro zvýšení výkonu nutné zvýšit napětí na silové části. Napětí nesmí však být příliš vysoké, jelikož se musí počítat s trojnásobkem napětí na rezonančním obvodu a s limitní hodnotou  $U_{DS}$  stanovenou u vybraného MOS tranzistoru. Napětí řídicí části bude ponecháno na hodnotě 12 V. Pro zvýšení výkonu a odběru inverteru bude potřeba napětí vyšší než 48 V, na kterém běží některé komerční indukční ohřevy pracující na topologii ZVS [23]. Očekávaná hladina výkonu průmyslového indukčního ohřevu je mezi 5 a 10 kW. Napájení z jedné fáze je tak vyloučeno, jelikož standartní limit jistění jedné fáze (vyjma průmyslové) je 16 A. Při nominálním napětí sítě 230 V může být maximální činný výkon 3680 W. Vícefázové napájení je tak nutností.

Serverové zdroje jsou stejnosměrné zdroje s často velmi vysokými výkony a výstupními proudy. Pokud není jejich pořizovací cena příliš vysoká, pro stavbu se jeví ideálním je použít. Následující tabulka zobrazuje stejnosměrné zdroje, které budou v návrhu použity.

Tab. 5.1: Seznam zdrojů použitých pro indukční ohřev

Číslo	Označení	Výst. napětí	Max. výst. proud	Napájení zdroje
1	SP 388 HP	48 V	2x par. 58 A	2x 230 V
2	DELL E2700P-00	12 V	220 A	1x 230 V
3	MW LRS-150-12	12 V	12,5 A	1x 230 V
4	MW LRS-50-12	12 V	4,167 A	1x 230 V

Zdroje 1. a 2. budou společně tvořit napájení silové části s tím, že jejich výstupy budou spojeny do série. Sériové spojování zdrojů je v tomto případě možné, jelikož zdroj 1. nemá záporný výstupní potenciál galvanicky spojený se zemí, což jinak bývá u serverových zdrojů běžné. Maximální výstupní proud výsledného zdroje je rovný nejnižší stanovené maximální hodnotě proudu jednoho ze zdrojů spojovaných v sérii. Výsledné parametry silového zdroje tak budou: 60 V a 116 A, což odpovídá výkonu 6960 W, který by měl být pro ZVS inverter dostačující. Zdroje 3. a 4. budou použity pro napájení řídicí logické části a ostatních zařízení potřebných pro chod indukčního ohřevu (čerpadla, ventilátory, ventily). Zapojení střídavé síťové části se věnuje kapitola elektroinstalace 5.6.

## 5.2 Výkonová část ZVS invertoru

Vysokovýkonná varianta ZVS invertoru není pouhý návrh DPS, jako tomu bylo u semestrální práce, jedná se o poměrně komplexní elektro-mechanický návrh. Skládá se proto z návrhu silové části invertoru, ochran s řízením a zároveň plošného spoje. Silovou částí ZVS invertoru se rozumí součásti: rezonanční induktor (pracovní cívka), rezonanční kondenzátor, tranzistory, tlumicí induktory a tentokrát taktéž vedení. Tyto prvky jsou v obvodu nejvíce proudově zatěžovány a budou vzájemně propojeny s použitím plochých měděných profilů nebo dostatečně dimenzovaných vodičů.

Grafitové kelímky používané v indukčních ohřevech pro tavbu kovů nejlépe absorbují elektro-magnetické pole o frekvenci přibližně 40 kHz, což bylo ověřeno vlastním měřením v minulosti. Kromě zvolení hodnot rezonančních prvků pro nastavení rezonanční frekvence je potřeba vhodně zvolit vzájemné impedance rezonančních prvků, což ovlivní proud jimi procházející.



Obr. 5.1: Grafitový tavící kelímek

## Rezonanční kondenzátor

Kondenzátory používané v indukčních ohřevech velmi často bývají PP fóliové. Jsou dimenzovány na velké rezonanční proudy, nízký sériový odpor (ESR) a nízkou parazitní indukčnost. Velmi často mají vývody tvořené ploškami pro šroubové upevnění a v některých případech mohou být i vodou chlazené [24]. V našem případě bude použito 12 paralelně spojených kondenzátorů s vývody na šroubové upevnění od výrobce Alcon. Na impedančním analyzátoru byly měřeny 2 z 12 shodných kondenzátorů s průměrnou hodnotou u obou velmi blízko 598,32 nF. Paralelně sestavená skupina kondenzátorů bude tak mít hodnotu přibližně 7,18  $\mu$ F.



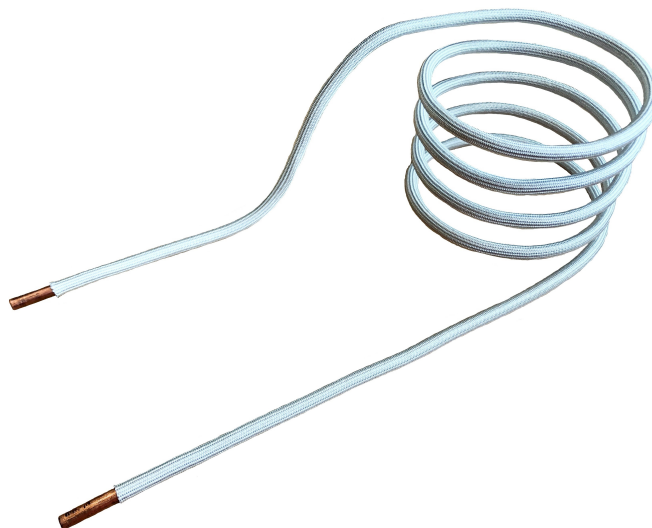
Obr. 5.2: Rezonanční kondenzátor ALCON

Tab. 5.2: Rezonanční kondenzátor ALCON - parametry [25]

Parametr	Hodnota	Poznámka
<b>Výrobce dané parametry</b>		
Jmenovitá kapacita	560 nF	+ - 10 %
Materiál dielektrika	Polypropylen	-
Max. napětí	DC – 1250 V, AC – 550 V	-
Max. RMS proud	21,3 A	Při frekvenci 100 kHz
du/dt	1000 V/ $\mu$ s	-
ESR	3,5 m $\Omega$	-
<b>Naměřené parametry</b>		
Kapacita	$\sim$ 598,32 nF	Měřeno při 40 kHz
ESR	1,64 m $\Omega$	Měřeno při 40 kHz
Paralelní odpor	27,671 k $\Omega$	Měřeno při 40 kHz
Činitel jakosti	4108,3	$ X  = 6,74 \Omega$

## Rezonanční induktor

Jak už bylo i v teorii vícekrát zmíněno, pracovní cívky v průmyslových ohřevech jsou téměř vždy tvořeny měděnou trubicí, kterou protéká chladivo. Rezonanční induktor bude tvořen měděnou trubicí 6x4 mm, která je často používána v klimatizačních jednotkách nebo jiných tlakových rozvodech. Pracovní cívka bude stejně jako v semestrální práci solenoidového tvaru. Nejprve byla cívka navinuta s 9 závitů, počet závitů byl však pro zvýšení rezonanční frekvence snížen na 4.



Obr. 5.3: Rezonanční induktor s ochranou ze skelného vlákna

Tab. 5.3: Rezonanční induktor - parametry

Parametr	Hodnota	Poznámka
<b>Naměřené parametry</b>		
Počet závitů	4	–
Indukčnost	2,26 $\mu\text{H}$	Měřeno při 40 kHz
Sériový odpor	2,57 $\text{m}\Omega$	Měřeno při 40 kHz
Činitel jakosti	218,65	$ X  = 0,56 \Omega$

### Výpočet parametrů LC rezonančního obvodu

$$f_R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2,26 \cdot 10^{-6} \cdot 7,18 \cdot 10^{-6}}} = 39,51 \text{ kHz} \quad (5.1)$$

Z vypočtené rezonanční frekvence a z dat naměřených na impedančním analyzátoru již můžeme vypočítat impedance, proudy rezonančními prvky a předpokládané ztráty na nich.

$$|Z_C| = |Z_L| = \omega L = 2\pi fL = 2\pi \cdot 39,51 \cdot 10^3 \cdot 2,26 \cdot 10^{-6} = 0,561 \Omega \quad (5.2)$$

$$I_C = I_L = \frac{U}{|Z_L|} = \frac{180 \cdot 0,707}{0,561} = 226,879 \text{ A} \quad (5.3)$$

$$P_L = I_L^2 \cdot R_{S_L} = 226,879^2 \cdot 2,57 \cdot 10^{-3} = 136,29 \text{ W} \quad (5.4)$$

Pro výpočet ztráty rezonančních kondenzátorů je potřeba zjistit paralelní ekvivalentní odpor kompletního složeného kondenzátoru.

$$R_{P_{CK}} = \frac{1}{12 \cdot \frac{1}{R_{P_C}}} = \frac{1}{12 \cdot \frac{1}{27671,3}} = 2305,94 \Omega \quad (5.5)$$

$$P_C = \frac{U^2}{R_{P_{CK}}} = \frac{U^2}{R_{P_{CK}}} = \frac{(180 \cdot 0,707)^2}{2305,94} = 7,02 \text{ W} \quad (5.6)$$

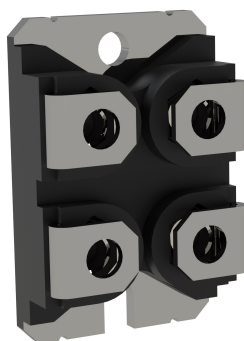
Z vypočtených ztrát je zřejmé, že primární prvek, který je zde nutné chladit je rezonanční induktor, který jak už bylo v teorii zmíněno, je často majoritní člen působící ztráty v celém v obvodu. Množství tepla vyzářeného kondenzátory je minimální a není potřeba je jakkoliv chladit, ztráty budou tepelně vyzářeny do okolí.

## N-Channel MOSFET

Silová část je napájena 60 V a na rezonančním obvodu je přes trojnásobek tohoto napětí. Přechodové děje při zapnutí invertoru jsou přítomny i v tomto případě. Je tak nutné vhodně vybrat tranzistor s dostatečnou rezervou u kritických parametrů. Napětí na drain tranzistoru bude při chodu dosahovat hodnot kolem 180 V, bude proto vhodné vybrat tranzistor se stanoveným  $U_{DS}$  napětím minimálně 300 V.

Vzhledem k hodnotám proudů, které budou tranzistory protékat, nebude dále možné použít MOSFET tranzistory v THT pouzdře. Místo THT budou použity tranzistory v pouzdře SOT 227B, které stejně jako kondenzátory disponují možností šroubového upevnění. Dalším aspektem výběru tranzistoru je maximální drain proud, který souvisí s odporem kanálu  $R_{DS}$ . Pro co nejnižší možné ztráty bude vybrán tranzistor s nejnižším odporem  $R_{DS}$ , který je v tomto pouzdře k sehnání. Podmínkou výběru je však stále limitní parametr  $U_{DS}$  s nejnižší možnou hodnotou 300 V. Nejlepší volbou, která je k dostání je MOSFET od výrobce IXYS s označením IXFN210N30X3 a s následujícími parametry.

Nevýhodou výkonného MOSFET tranzistoru s takto nízkým odporem je velká plocha křemíku, což souvisí s vysokou kapacitou gate, která komplikuje řízení. Chlazení tranzistorů bude zajišťovat vlastnoručně zhotovený měděný blok, kterým bude procházet chladič ve stejném okruhu jako pracovní cívka.



Obr. 5.4: Použitý N-Ch. MOSFET v pouzdře SOT-227

Tab. 5.4: N-Ch. MOSFET - základní parametry z datového listu [26]

Parametr	Hodnota	Poznámka
$U_{DS}$	300 V	Absolutní maximum
$U_{GS}$	$\pm 20 \text{ V} / \pm 30 \text{ V}$	Konstantní / Špičková
$I_{D(max)}$	210 A	Absolutní maximum
$P_D$	695 W	Absolutní maximum
$R_{DS(on)}$	3,8 m $\Omega$	Průměrná hodnota
$C_{iss}$	24,2 nF	Vstupní kapacita
du/dt	50 V/ns	Absolutní maximum

## Vedení

Vedením je v tomto případě myšleno vodivé propojení výše zmiňovaných komponent s co nejnižším možným odporem, což pochopitelně není možné provést pomocí DPS. Vlastnoručně zhotoveno bylo vedení z plochých měděných profilů o rozměrech 30x8 a 30x10 mm. Tyto profily jsou z elektrovedné mědi a často se používají v rozvaděcích vysokých výkonů. Profily byly následně galvanicky poniklovány v elektrochemické lázni pro dosažení vyšší odolnosti vůči oxidaci povrchu.

Cílem u sestavování rezonančního obvodu bylo omezení pájených spojů, které se špatně upravují. Místo toho jsou veškerá spojení tvořena nerezovým spojovacím materiálem pro lepší možnost budoucího servisu nebo vylepšení.

## Tlumící indukory

U tlumících induktorů je důležitých několik aspektů: indukčnost, odpor vodičů, objem magnetika a hodnota sycení magnetika. Magnetický obvod bude tvořen toroidními jádru ze speciálních slitinových prachů (FeSiAl) známých pod názvem „Kool Mu“ od výrobce KDM. Tyto jádra jsou vhodné pro pulzující charakter stejnosměrného proudu díky jejich vysoké hodnotě sycení (až 1,05 T [27]). Tato informace nám

sděluje, jak moc může být induktor zatěžován proudem stejnosměrného charakteru, než ztratí typické vlastnosti induktoru. Pro každý z tlumících induktorů budou použity 3 zmíněné toroidní jádra, objem magnetika tak bude dostatečný. Cílová hodnota indukčnosti tlumících induktorů je 100  $\mu\text{H}$ . Induktor je vinut VF vodičem z vzájemně izolovaných lanek ( $40 \times 0,33$ )  $\text{mm}^2$  pro potlačení vlivu případného skin efektu, celkový průřez vodiče činí 13,2  $\text{mm}^2$ . Zjištění počtu potřebných závitů proběhlo stejným způsobem jako v kapitole 3.4. Parametry tlumících induktorů měřených na impedančním analyzátoru jsou měřeny při rezonanční frekvenci 40 kHz.



Obr. 5.5: Tlumící induktory vinuté VF vodičem

Tab. 5.5: Tlumící induktory - naměřené parametry

Parametr	Hodnota	Poznámka
<b>Induktor A</b>		
Indukčnost	104,19 $\mu\text{H}$	-
Sériový odpor	13,505 $\text{m}\Omega$	-
Činitel jakosti	1913,46	$ X  = 25,84 \Omega$
<b>Induktor B</b>		
Indukčnost	100,86 $\mu\text{H}$	-
Sériový odpor	13,588 $\text{m}\Omega$	-
Činitel jakosti	1841,13	$ X  = 25,02 \Omega$

### 5.3 Schéma indukční části

Kompletní schéma obvodu indukční části je v příloze B. Zahrnuje řízení tranzistorů, ochrany, indikace, konektory a výstupy pro měřicí přístroje.



## Řízení tranzistorů

Schéma řídicí části tranzistorů bude shodné s návrhem pro nízko-výkonový model v kapitole 3.18, budou pouze změněny hodnoty vzhledem k rozdílným parametrům tranzistorů. Velikost parazitních kapacit vybraných tranzistorů zvyšují náročnost řízení. Pro dostatečně rychlý náběh napětí na gate bude snížena hodnota rezistoru  $R_G$  na  $22 \Omega$ . Gate rezistory a zpětnovazebními diodami bude protékat vyšší proud a bude nutné je lépe tepelně dimenzovat. Gate obou MOSFET tranzistorů budou napájeny pomocí darlington PNP BJT, který je sepnut při splnění ochrany a podmínek.

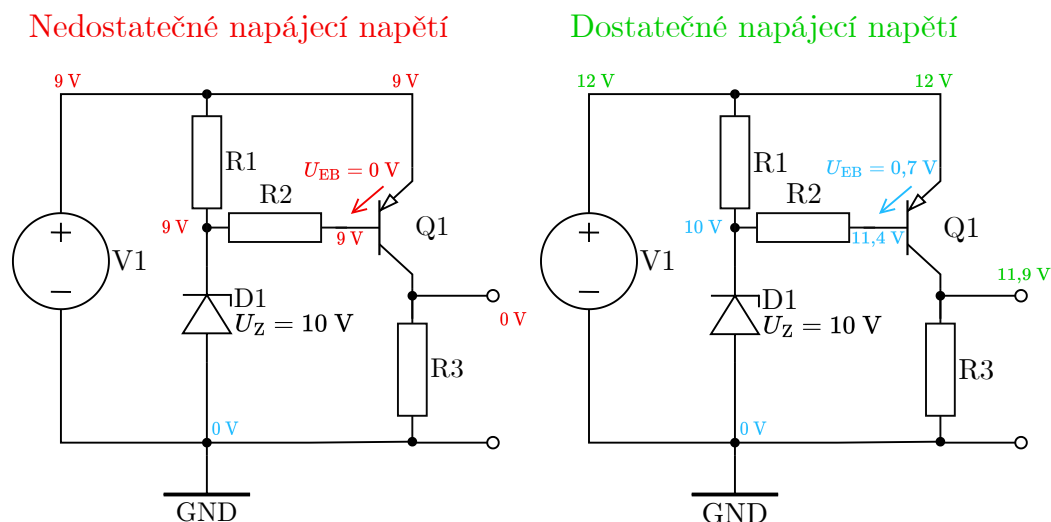
## Ochrany

Ochrany zahrnují prvky zabráňující chod zařízení při nedodržení určitých podmínek a zároveň prvky chránící samotný chod zařízení před přechodovými ději nebo jinými neočekávanými stavy.

- **Kontrola napětí výkonové části** – Jestliže nebude velikost napětí na výstupu serverových zdrojů nad nastavenou kontrolní úroveň, nebude možné invertor spustit,
- **Kontrola napětí signálové části** – Stejným způsobem je kontrolována hladina napětí na signálové části, ze které jsou napájeny logické a řídicí obvody,
- **Kontrola průtoku chladiva** – Pro chod indukčního ohřevu musí být zajištěn průtok chladiva. Pokud by došlo k poruše čerpadla nebo ke snížení průtoku, indukční ohřev se ihned vypne,
- **Sepnutí zapínacího tlačítka** – Po splnění výše zmíněných podmínek zbývá zapnout řídicí tlačítko pro zapnutí invertoru.

Jedná se o kontroly stavů, které musí být dodrženy pro možné spuštění zařízení. Stav těchto ochrany bude signalizován LED diodami na panelu pro jasnou definici, které kontroly stavů byly splněny a které nikoliv. Dalším typem ochrany jsou především ochrany výkonových tranzistorů MOSFET před přechodovými ději při zapnutí invertoru. Jedná se o TVS diody chránící drain a gate tranzistoru proti proražení.

Vlastním analogovým řešením obvodu kontrolující úroveň napětí je obvod na Obrázku 5.6. Průrazné napětí zenerovy diody D1 určuje kontrolní úroveň napětí, při které se sepne PNP tranzistor Q1. Pokud je hodnota vstupního napětí  $V_1$  příliš nízká, neprotéká zenerovou diodou proud a na bázi se nachází stejné napětí jako na emitoru. Při překročení zenerova napětí roste napětí na přechodu E-B a při překročení  $0,7 \text{ V}$  se tranzistor sepne. Tímto způsobem bude kontrolováno napětí na silové i řídicí části.



Obr. 5.6: Analogová napětová kontrola

Další ochranou je průtokový senzor, který se v obvodu chová jako standardní spínač reagující nad určitou hodnotou průtoku chladiva. Poslední podmínkou pro sepnutí invertoru je jednoduchý spínač. Veškeré výstupy ochran jsou zavedeny do čtyřvstupového AND hradla, jehož výstup vede logickou cestou až k BJT darlington tranzistoru spínající výkonové MOSFET tranzistory.

## Indikace

Stavy kontrol a sepnutých prvků budou signalizovány 10 mm LED diodami a podsvětlenými spínači na panelu.

## 5.4 Schéma zdrojové části

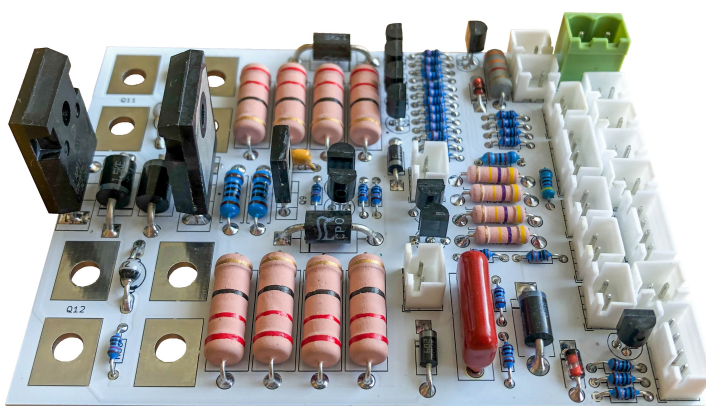
Schéma zdrojové části je v příloze B. Ve zdrojové části se nachází čerpadla, ventily, ventilátory, měřící přístroje a indikace se spínači. Veškeré spotřebiče jsou spínány podsvětleným spínačem na panelu přístroje. Jediným rozdílem je přítomná logika řízení čerpadla napouštějící zásobník s chladivem aby nedošlo k jeho přeplnění. Zároveň je také indikováno nízké množství chladiva v nádrži pomocí LED na panelu.

Pokud je v nádrži málo chladiva, je plovoucí senzor sepnut. To zapne diodu na panelu indikující nízký obsah chladiva. Zároveň je možné po sepnutí spínače na panelu zapnout napouštěcí čerpadlo. Při zvýšení hladiny chladiva nad úroveň plovoucího senzoru dojde k jeho rozepnutí, což způsobí vypnutí indikační diody i čerpadla nehladě na stavu spínače na panelu.

## 5.5 Návrh DPS

### DPS indukční části

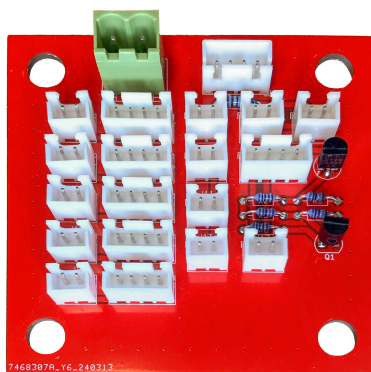
Rozměry desky činí 70 x 100 mm. Jedná se o základní 2 vrstvý návrh DPS s cestami primárně na vrstvě TOP. Polygon země byl použit na obě vrstvy. Na desce bylo rozmístěno dostatečně mnoho prokovů pro rovnoměrné rozložení proudu. Na DPS byly přidány tzv. KEEPOUT zóny, které zamezí přítomnost polygonu. Bylo tak použito v částech, kde se nachází vyšší napětí. Na desce se nenachází přímé otvory pro montáž, jelikož deska bude mechanicky upevněna na MOSFET tranzistorech samotných, kde proud poteče skrz mosazné šrouby. Konektor napájení desky je Phoenix-Block a signálové konektory pro tlačítka, diody a přístroje jsou JST-XH v provedení 2/4 piny.



Obr. 5.7: DPS indukční části

### DPS zdrojové části

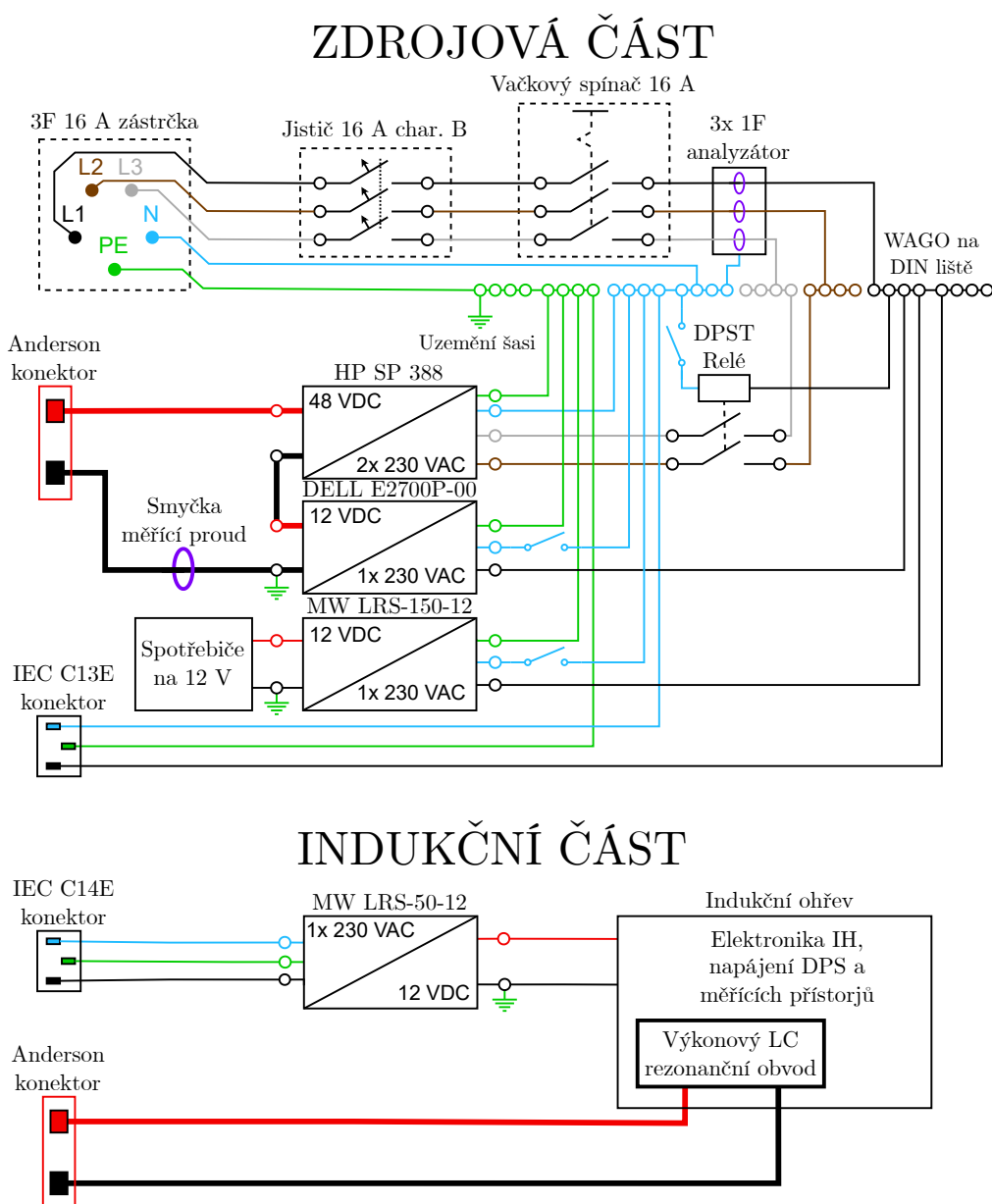
Rozměry desky činí 70 x 70 mm. Jedná se opět o 2 vrstvý návrh DPS s polygonem země na obou stranách. Množství prokovů je zde vyšší kvůli většímu možnému odebíranému proudu. Montážní otvory jsou v každém rohu s roztečí 55 mm. Typy konektorů jsou shodné s indukční částí.



Obr. 5.8: DPS zdrojové části

## 5.6 Elektroinstalace

Na vstupu je 3F 16 A zásuvka již 5-kolíková, jelikož většina nových zařízení již musí pracovat v síti TN-S. Hned za zásuvkou je 3F 16 A jistič charakteristiky B kvůli impulznímu zatížení při sepnutí serverových zdrojů. Dalším prvkem je 3F hlavní otočný vypínač, ze kterého jsou 3 fáze rozvedeny přes síťové analyzátoři do WAGO svorek na din liště. Uspořádání WAGO svorek je následující: L1-L1,L2,L3,N-N,PE-PE. Zdroje jsou spínány podsvětlenými spínači na panelu až na zdroj 48 V SP 388, který je napájen z dvou fází. Místo spínání zdroje je tak spínána cívka relé, které má 2 spínací kontakty, které spínají L2 a L3 přímo do zdroje.



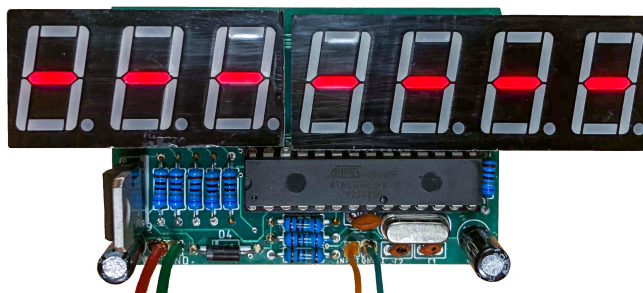
Obr. 5.9: Elektroinstalační principiální schéma

## 5.7 Dodatečné přístroje

Indukční i zdrojová část obsahuje měřicí přístroje informující o důležitých provozních parametrech zařízení. Zdrojová část navíc obsahuje prvky nutné pro chod zařízení.

### Indukční část

- **2x Teplotní měřidlo chladiva s ukazatelem průtoku** – na panelu horního plechu se nachází ukazatel průtoku (otáčející se vrtule) jehož součástí je teplotní senzor s displejem,
- **2x Teplotní měřidlo** – samostatný displej s teplotním senzorem pro měření teploty tranzistorů a kondenzátorů,
- **Frekvenční čítač** – mikrokontrolérem řízený měřicí přístroj určený pro měření rezonanční frekvence navrhnut v rámci projektu v předmětu BPC-PNE. Obvod i program pro MCU byl převzat z elektrotechnického fóra [28].



Obr. 5.10: Frekvenční čítač

### Zdrojová část

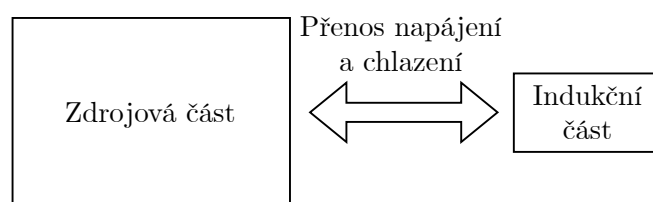
- **3x 1F analyzátor** – na vstupu, hned za hlavním vypínačem jsou jednofázové analyzátoři, jejichž součástí je měřicí transformátor měřící proud každou fází,
- **DC wattmetr** – na DC výstupu zdrojů je stejnosměrný wattmeter jehož součástí je proudový bočník.
- **Hlavní čerpadlo** – zajišťuje průtok chladiva mezi indukční a zdrojovou částí, ať už ve vnitřním nebo ve venkovním okruhu.
- **Elektromagnetické ventily** – po přepínání mezi vnitřním uzavřeným a venkovním otevřeným chladicím okruhem jsou použity 2 ventily.
- **Napouštěcí čerpadlo** – slouží pro napouštění nádrže s chladivem, je nižšího výkonu a jeho chod je omezen dle hladiny chladiva.
- **Vypouštěcí čerpadlo** – slouží pro vypouštění nádrže s chladivem, jeho chod není nijak omezen.
- **Ventilátory** – pro odvod tepla s chladiva jsou na tepelném výměníku připevněny 4 kusy 120 mm ventilátorů.

## 6 Návrh mechanické části

Návrh mechanické části je nedílnou součástí návrhu indukčního ohřevu. Tato část, ač není povinnou částí bakalářské práce, byla časově mnohem náročnější.

### 6.1 Koncepce sestrojení

Jak už bylo výše vícekrát zmíněno, zařízení jako indukční ohřev bude rozděleno na dvě části: Indukční a Zdrojovou. Důvodem je primárně hmotnost a polohovatelnost. Pokud by bylo zařízení jedním celkem, manipulace s ním by byla náročná kvůli celkové hmotnosti a velikosti komponentů. Zdrojová část je velká a těžká, obsahuje napájecí zdroje, prvky chlazení. U zdrojové části se počítá, že se bude nacházet na určeném místě bez jakékoliv manipulace. Indukční část obsahuje rezonanční obvod s řízením, neváží tak příliš mnoho a taktéž nezabírá mnoho prostoru. Manipulace s indukční částí je klíčová, je možné připevnit modul pro tavení kovů nebo je možné indukční část natočit oběma směry o  $90^\circ$  a nahřívat materiály ve vodorovné poloze.



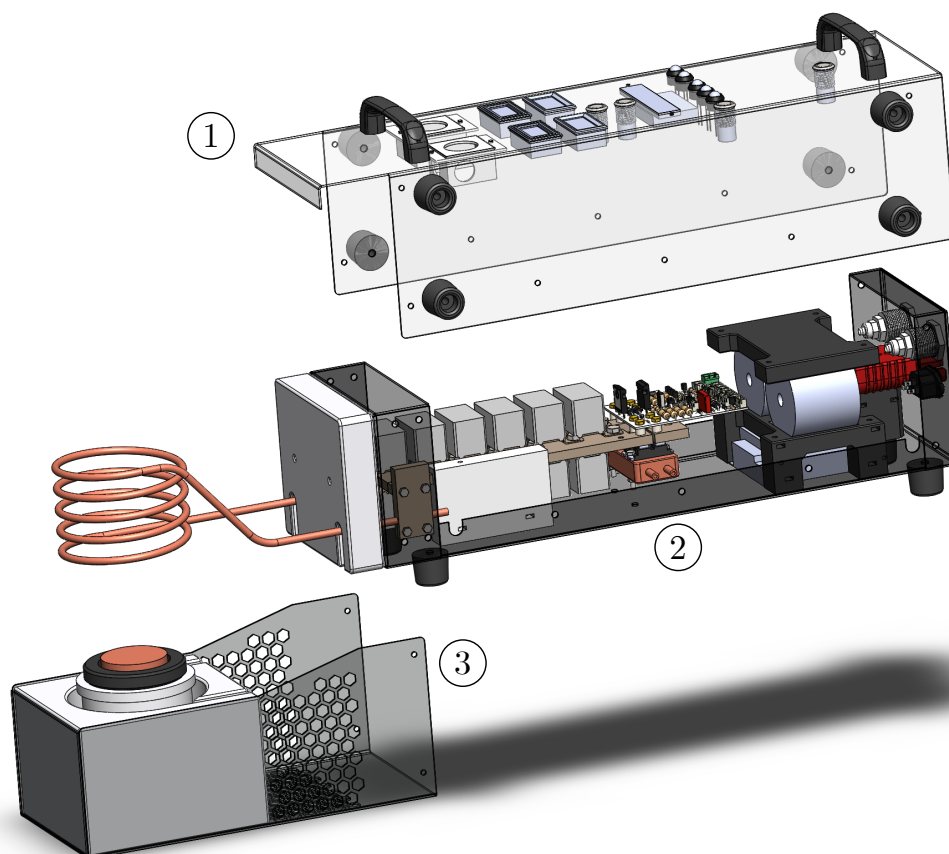
Obr. 6.1: Koncepce sestrojení

### 6.2 Návrh plechových dílů

Celé zařízení je nutné zkompletovat a mechanicky pevně držet při sobě. Pro mechanicky kompaktní řešení je jedinou adekvátní možností návrh vlastního šasi z plechu. Jedná se o proces zahrnující: 3D kreslení, pálení laserem, lisování, ohýbání, svařování a volitelně i lakování. Běžně dostupné plechy z oceli se u zařízení chlazené vodou nejvíce ideální možnosti kvůli náchylnosti ke korozi. Z dále dostupných materiálů zbývá na výběr z nerez oceli nebo hliníku s příměsí hořčíku. Cenově je polotovar hliníku mírně dražší než nerez ocel, má však 3x nižší hustotu. Má taktéž mnohem nižší susceptibilitu magnetického pole (paramagnetický kov), což je pro šasi indukčního ohřevu zásadní výhodou. Práce s hliníkem je náročnější a nákladnější než s ocelí, avšak i přesto byl pro výrobu zvolen. Hliník je znám poměrnou měkkostí, v tomto případě se však jedná o slitinu AlMg3, tedy o slitinu obsahující hořčík, který pevnost a tvrdost výrazně zvyšuje a je pro potřeby návrhu dostačující.

## Indukční část

Popis dle Obrázku 6.2: Díl č. 2 je hlavní nosnou částí ve které je mechanicky upevněn rezonanční obvod, napájecí zdroj, tlumící induktory a konektory s rychlospojkami. Na čele dílu č. 2 je připevněn tepelně izolační YTONG blok. V lemech tohoto dílu jsou vlisovány matice M4 pro vzájemné spojení s dílem č. 1. Díl č. 1 je horní kryt na kterém jsou indikátory, spínače a měřící přístroje. Po spojení dílů č. 1 a č. 2 jsou ze tří stran přimontovány gumové nožky (SilentBlok) pro lepší polohovatelnost. Díl č. 3 je odjímatelná násada pro tavbu kovů obsahující další YTONG blok.

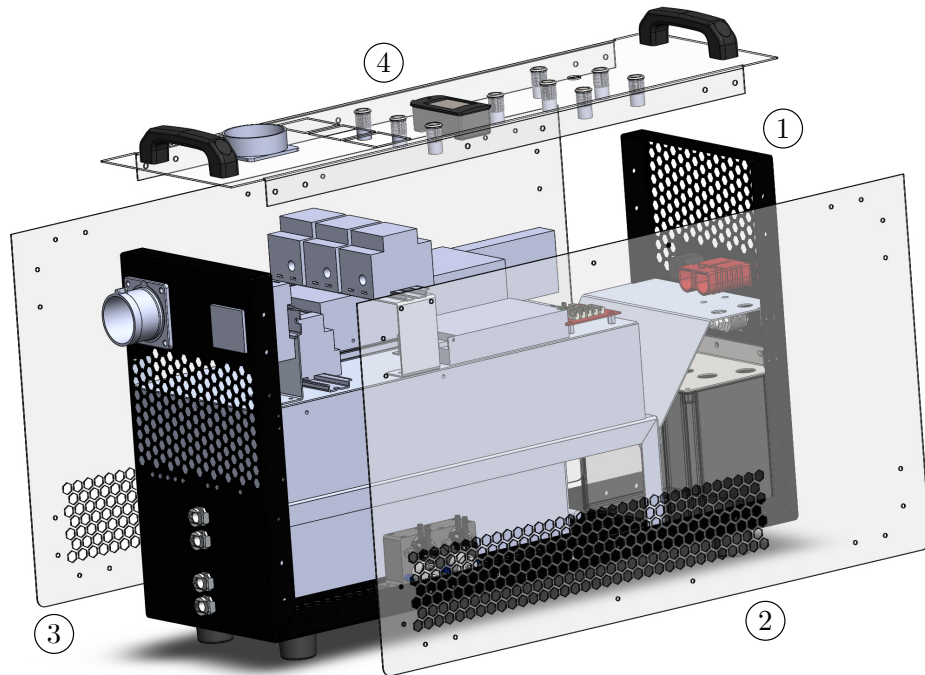


Obr. 6.2: 3D návrh indukční části

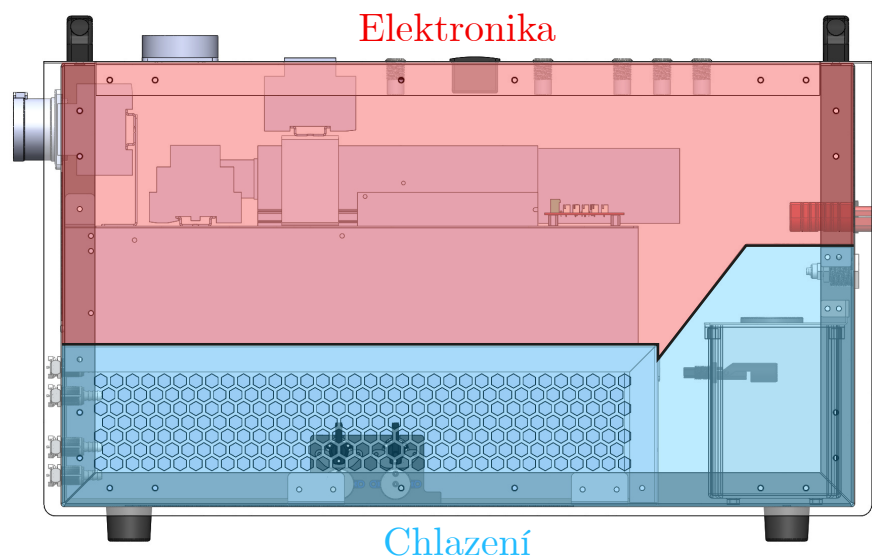
Ohříváný objekt může dosáhnout teplot přes 2000°C. Takto vysoké hodnoty způsobují vysokou intenzitu infračerveného vyzařování, které je třeba odstínit. Ze všech stran kolem pracovní cívky se nachází blok z materiálu YTONG sloužící pro přímý kontakt s keramickým-grafitovým kelímkem a izolaci proti úniku tepla z prostoru s taveninou. Tento blok taktéž poslouží proti degradaci grafitu za vysokých teplot. Mezi blokem u cívky se nachází vzduchová bariéra, přes kterou se teplo přenáší pouze infračerveným vyzařováním, které pohltí sekundární YTONG blok na čele přístroje. Tato dvojité bariéra sníží nežádoucí přenos tepla do přístroje na minimum.

## Zdrojová část

Zdrojová část je složena z 11 plechových dílů. Plechový díl č. 1 je hlavním nosoucím dílem většiny prvků, v jeho lemech jsou rovněž vlisovány matice. Díly č. 2 a 3 jsou vnější bočnice a díl č. 4 je horní panel s ovládacími prvky a indikátory. Z bezpečnostního hlediska došlo k rozdělení zdrojové části na elektrickou a chladicí aby při poruše nedošlo k poškození elektroniky. Rozdělení je naznačeno na Obrázku 6.4.



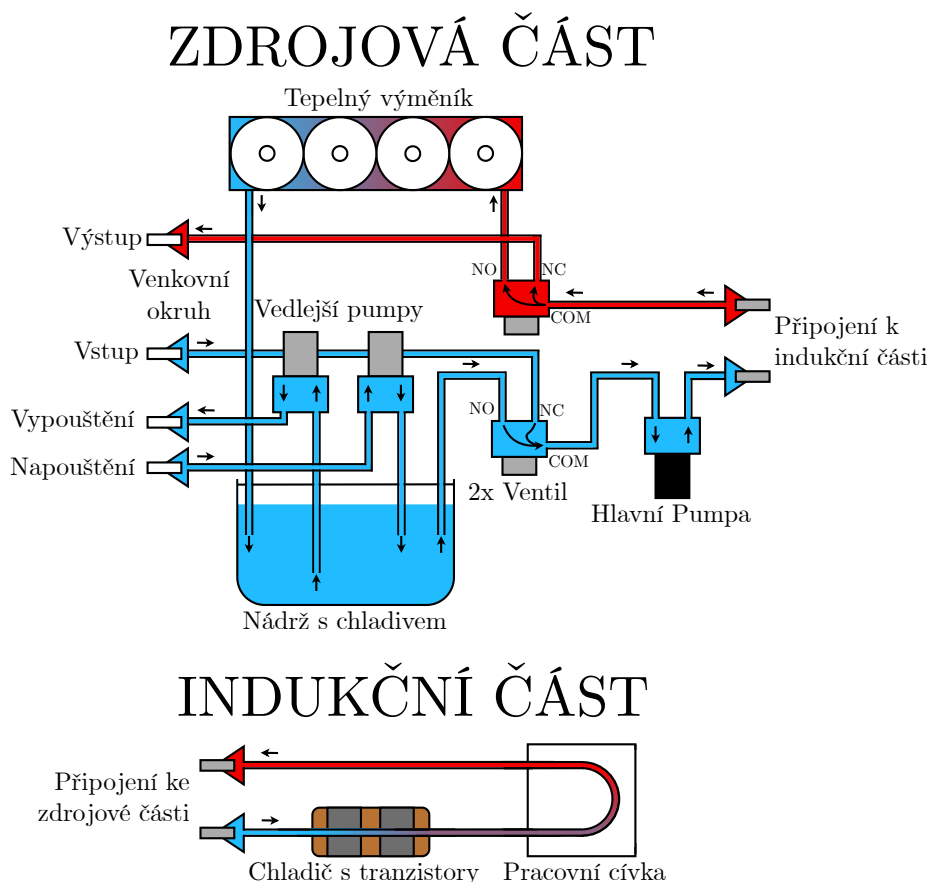
Obr. 6.3: 3D návrh zdrojové části



Obr. 6.4: Rozdělení elektrické a vodní části



## 6.3 Chlazení a vodní okruh



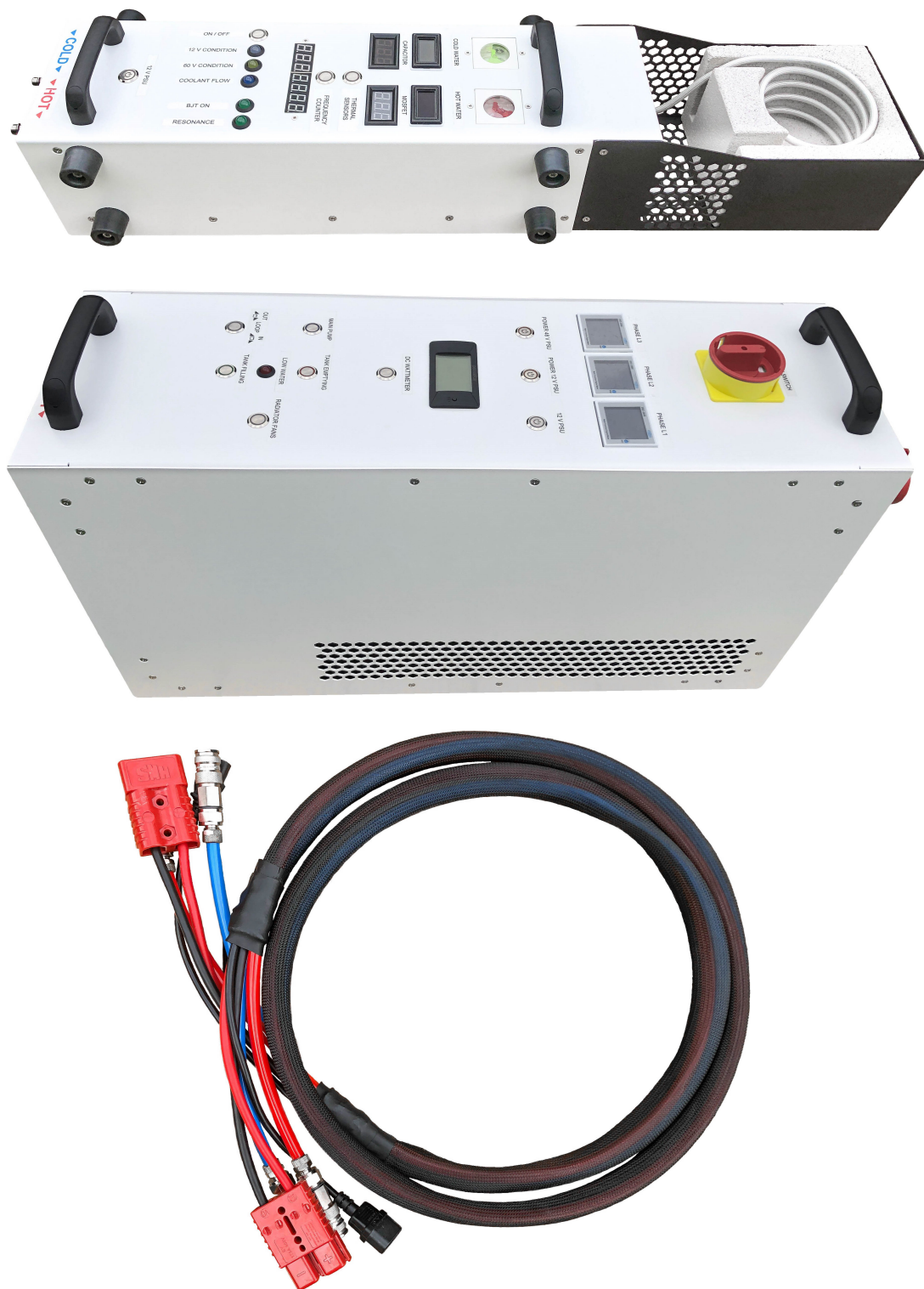
Obr. 6.5: Chladičí okruh a komponenty

Zařízení je chlazené destilovanou vodou pro zamezení oxidaci chladičů v okruhu ačkoliv jsou veškeré prvky dotýkající se chladiva z mosazi nebo plastů je vždy lepší destilovanou vodu použít.

## 6.4 Lakování

Lakování barvou ve spreji není příliš odolná povrchová úprava, místo ní byl zvolen komaxit, což je barva pálená. Vrstva komaxitu je širší než běžný postřík, což ještě více zvyšuje odolnost proti poškození poškrábáním. Byla zvolena jemná struktura jako kompromis mezi lesklým a matným komaxitem. Na spodní díly byla zvolena černá a na díly boční a vrchní bílá barva. Komaxit není teplotně odolný, proto byla na díl u pracovní cívky zvolena teplotně odolná povrchová úprava do 600 ze speciálního laku ve spreji, taktéž vypáleného.

## 7 Výsledek průmyslového indukčního ohřevu



Obr. 7.1: Všechny části průmyslového indukčního ohřevu

## 7.1 Testování funkce indukčního ohřevu

### Test odebíraného výkonu

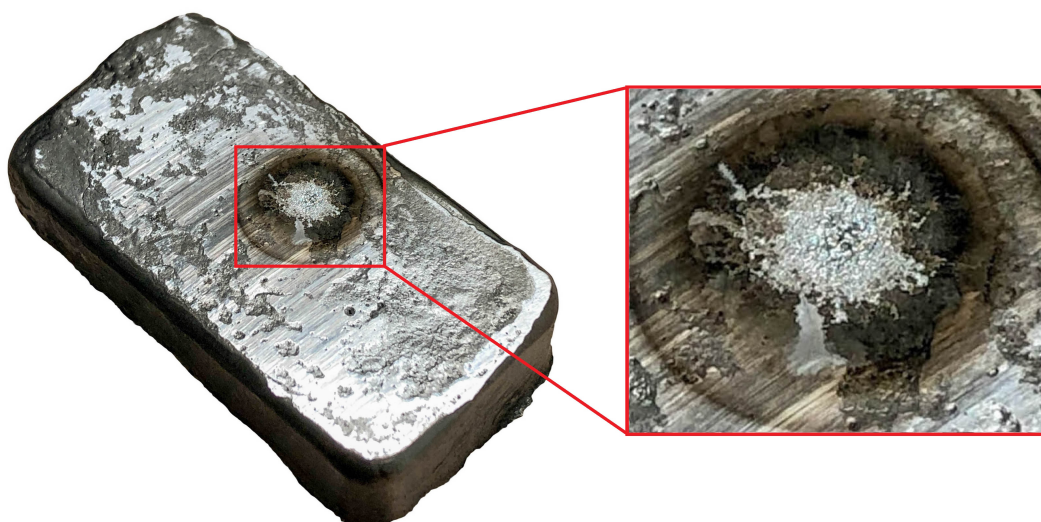
Indukční ohřev byl otestován při různých podmínkách a byly zaznamenávány údaje výkonu na vstupní AC straně a výstupní DC straně. Zaznamenávány byly maximální hodnoty výkonů při určitém testu. Při vypnutém invertoru je odebíraný výkon ze sítě 75 W. Ten zahrnuje vlastní spotřebou stejnosměrných zdrojů a spotřebou čerpadel, ventilátorů a indikátorů. Při výpočtu účinnosti zdrojů bude tento údaj odečten.

Tab. 7.1: Odebíraný výkon indukčního ohřevu





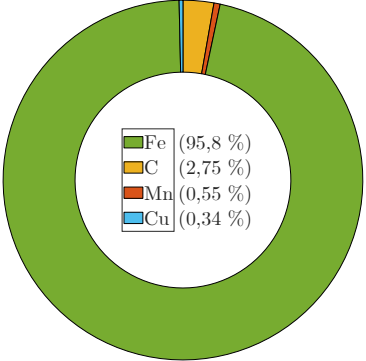

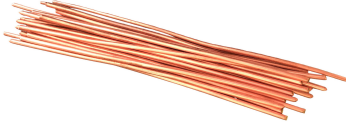

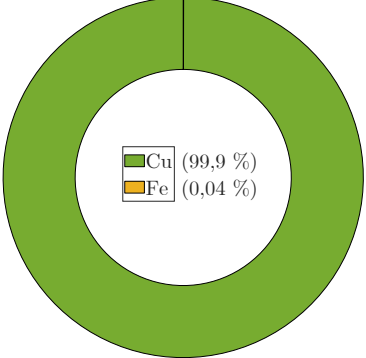
Typ testu	DC výkon	AC příkon	Účinnost
Vypnutý invertor	0 W	75 W	– %
Zapnuto bez zátěže	488,6 W	684,9 W	80,11 %
Malý grafitový kelímek	3330,6 W	3769,7 W	90,15 %
Střední grafit-hliněný kelímek	2867,7 W	3127,1 W	93,96 %
Velký grafitový kelímek	4820,7 W	5438,6 W	89,88 %

### Analýza obsahu prvků



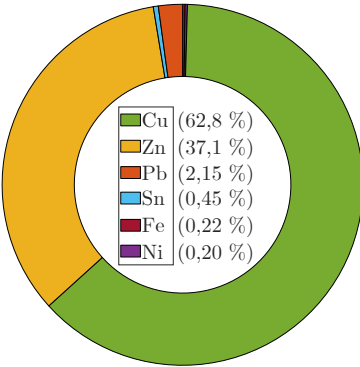

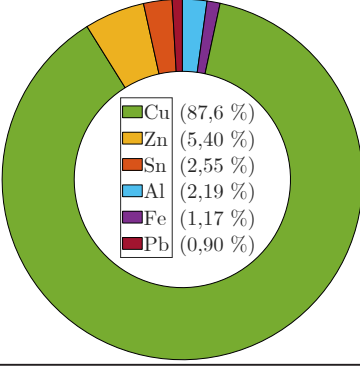


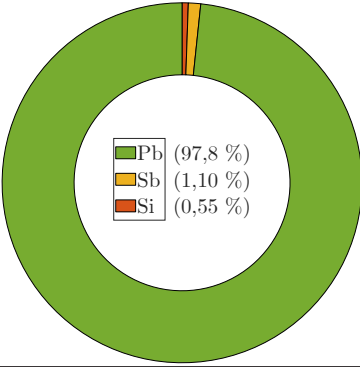


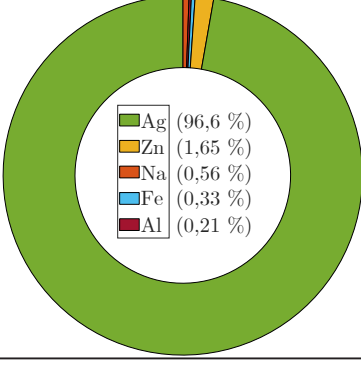
Pro ukázkou funkčnosti a možné použití v reálném průmyslu byla otestována tavba 7 různých vzorků kovů/slitin. Byla provedena analýza obsahu prvků ve vzorcích v Thermo Fisher Scientific Brno na spektrálních analyzátoch typu XRF (X-ray fluorescence) a OES (Optical Emission Spectrometry).



Obr. 7.2: Analýza - OES - Testování Fe - vliv plazmy na vzorek

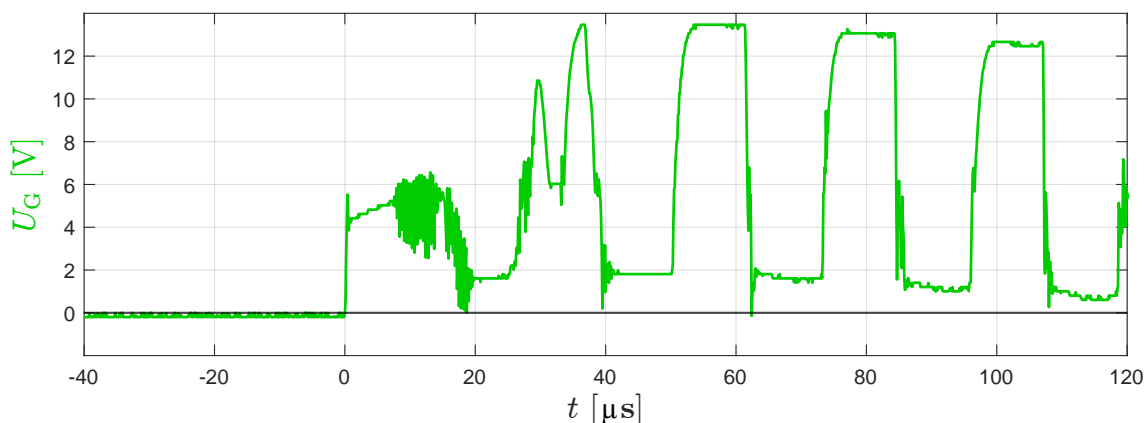
Vzorky po tavně		Vzorky upravené pro analýzu								
										
Vstupní materiál	Výsledek po tavně	Analýza prvků OES								
<p>Ocelové profily</p> 		 <table border="1"> <tr><td>Fe</td><td>(95,8 %)</td></tr> <tr><td>C</td><td>(2,75 %)</td></tr> <tr><td>Mn</td><td>(0,55 %)</td></tr> <tr><td>Cu</td><td>(0,34 %)</td></tr> </table>	Fe	(95,8 %)	C	(2,75 %)	Mn	(0,55 %)	Cu	(0,34 %)
Fe	(95,8 %)									
C	(2,75 %)									
Mn	(0,55 %)									
Cu	(0,34 %)									
<p>Hliníkové profily</p> 		 <table border="1"> <tr><td>Al</td><td>(98,5 %)</td></tr> <tr><td>Fe</td><td>(0,46 %)</td></tr> <tr><td>Si</td><td>(0,36 %)</td></tr> <tr><td>Mg</td><td>(0,24 %)</td></tr> </table>	Al	(98,5 %)	Fe	(0,46 %)	Si	(0,36 %)	Mg	(0,24 %)
Al	(98,5 %)									
Fe	(0,46 %)									
Si	(0,36 %)									
Mg	(0,24 %)									
<p>Měděné vodiče</p> 		 <table border="1"> <tr><td>Cu</td><td>(99,9 %)</td></tr> <tr><td>Fe</td><td>(0,04 %)</td></tr> </table>	Cu	(99,9 %)	Fe	(0,04 %)				
Cu	(99,9 %)									
Fe	(0,04 %)									

Obr. 7.3: Analýza - OES

Vstupní materiál	Výsledek po tavbě	Analýza prvků XRF												
<p>Stará část ventilu</p> 		 <table border="1"> <tr><td>Cu</td><td>(62,8 %)</td></tr> <tr><td>Zn</td><td>(37,1 %)</td></tr> <tr><td>Pb</td><td>(2,15 %)</td></tr> <tr><td>Sn</td><td>(0,45 %)</td></tr> <tr><td>Fe</td><td>(0,22 %)</td></tr> <tr><td>Ni</td><td>(0,20 %)</td></tr> </table>	Cu	(62,8 %)	Zn	(37,1 %)	Pb	(2,15 %)	Sn	(0,45 %)	Fe	(0,22 %)	Ni	(0,20 %)
Cu	(62,8 %)													
Zn	(37,1 %)													
Pb	(2,15 %)													
Sn	(0,45 %)													
Fe	(0,22 %)													
Ni	(0,20 %)													
<p>MIX různých prvků</p>		 <table border="1"> <tr><td>Cu</td><td>(87,6 %)</td></tr> <tr><td>Zn</td><td>(5,40 %)</td></tr> <tr><td>Sn</td><td>(2,55 %)</td></tr> <tr><td>Al</td><td>(2,19 %)</td></tr> <tr><td>Fe</td><td>(1,17 %)</td></tr> <tr><td>Pb</td><td>(0,90 %)</td></tr> </table>	Cu	(87,6 %)	Zn	(5,40 %)	Sn	(2,55 %)	Al	(2,19 %)	Fe	(1,17 %)	Pb	(0,90 %)
Cu	(87,6 %)													
Zn	(5,40 %)													
Sn	(2,55 %)													
Al	(2,19 %)													
Fe	(1,17 %)													
Pb	(0,90 %)													
<p>Olověný plech</p> 		 <table border="1"> <tr><td>Pb</td><td>(97,8 %)</td></tr> <tr><td>Sb</td><td>(1,10 %)</td></tr> <tr><td>Si</td><td>(0,55 %)</td></tr> </table>	Pb	(97,8 %)	Sb	(1,10 %)	Si	(0,55 %)						
Pb	(97,8 %)													
Sb	(1,10 %)													
Si	(0,55 %)													
<p>Chem. sloučenina <math>\text{Ag}_2\text{SO}_4</math></p> 		 <table border="1"> <tr><td>Ag</td><td>(96,6 %)</td></tr> <tr><td>Zn</td><td>(1,65 %)</td></tr> <tr><td>Na</td><td>(0,56 %)</td></tr> <tr><td>Fe</td><td>(0,33 %)</td></tr> <tr><td>Al</td><td>(0,21 %)</td></tr> </table>	Ag	(96,6 %)	Zn	(1,65 %)	Na	(0,56 %)	Fe	(0,33 %)	Al	(0,21 %)		
Ag	(96,6 %)													
Zn	(1,65 %)													
Na	(0,56 %)													
Fe	(0,33 %)													
Al	(0,21 %)													

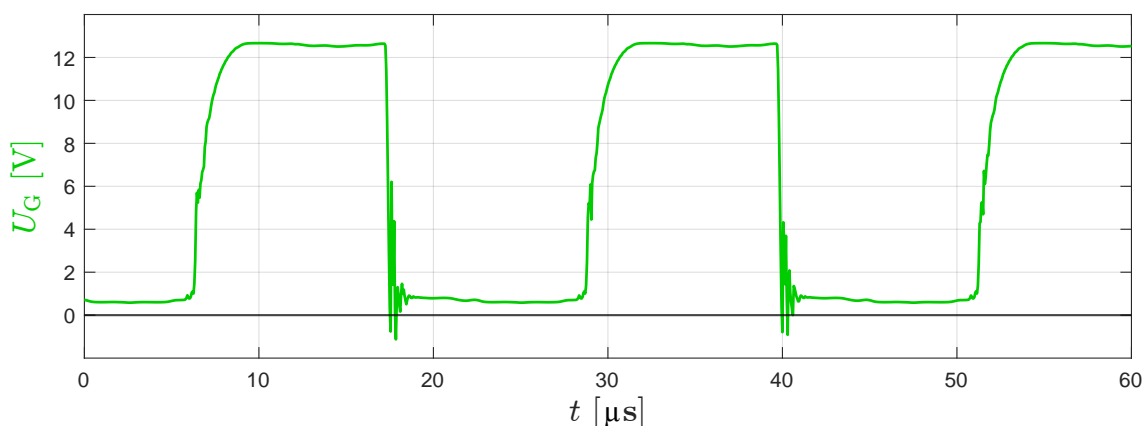
Obr. 7.4: Analýza - XRF

## 7.2 Měření průběhů

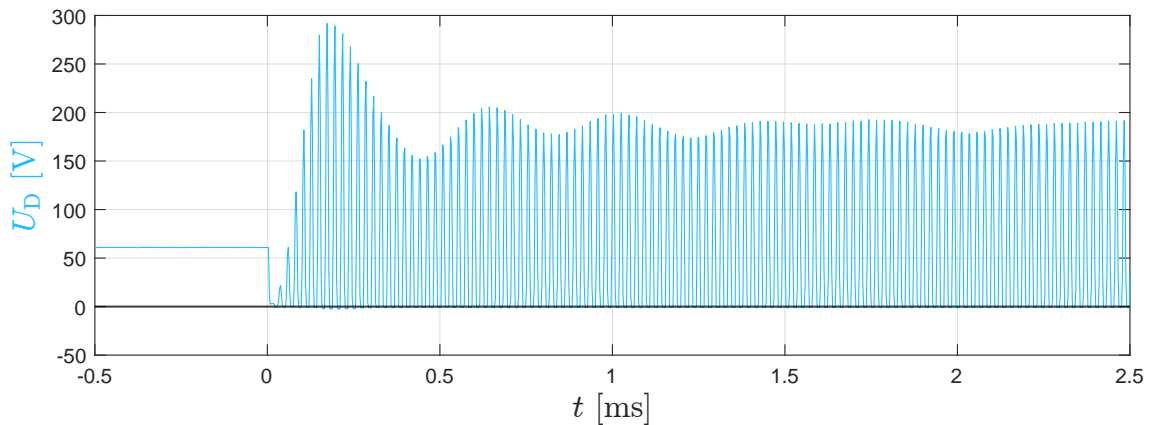


Obr. 7.5: Měření - Gate náběh

Při sepnutí spínače na panelu se spustí rezonance. Signál na gate dle se Obrázku 7.5 stabilizuje po dvou periodách, tranzistory tak nestráví mnoho času v lineární oblasti. Na Obrázku 7.6 lze vidět gate signálu po několika sekundách operace, jedná se tedy o ustálený chod přístroje. Lze vidět, že náběžná hrana na gate je pomalejší než sestupná, jelikož dynamický odpor zpětnovazebních diod je nižší než velikost gate odporů  $R_G$ . Náběžná hrana je však stále dostatečně strmá v části, kde dochází k sepnutí tranzistoru (kolem 5 V). Při vypnutí tranzistoru si lze všimnout krátkodobé vysokofrekvenční oscilace, která je nejspíš způsobená oscilací parazitních kapacit a indukčností tranzistoru při velmi rychlé sestupné hraně. Pokud se nebudou její hodnoty amplitud příliš měnit, nebude tranzistor v ohrožení. Pokud by došlo k výraznému zhoršení nežádoucích oscilací, bylo by nutné k tranzistoru přidat „Snubber“ obvody, které oscilace pohltí.

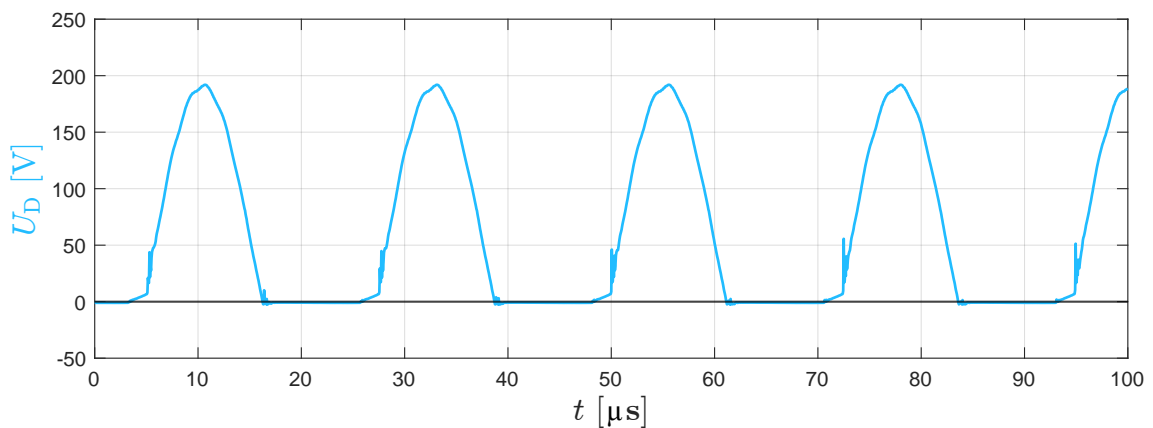


Obr. 7.6: Měření - Průběh na gate



Obr. 7.7: Měření - Drain náběh

Charakter drain náběhu je velmi srovnatelný se simulacemi na Obrázku 3.9. K ustálení kmitání dojde kolem 3 ms od zapnutí invertoru. Maximální hodnota drain napětí dosahuje přibližně trojnásobku napájecího napětí. Použité TVS diody na obou drain mají hodnotu průrazného napětí 250 V. Přesáhnutí této úrovně bude způsobené nejspíše nesprávným návrhem cest na DPS, kde je příliš velký odpor na to, aby dioda diodou procházel dostatečný tlumící proud. Z tohoto hlediska by bylo lepším řešením TVS dioda napojená na MOSFET mimo DPS. Zároveň bude lepší použít diodu s vyššími tlumícími výkony (5, 15, 20 i 30 kW [29]).



Obr. 7.8: Měření - Průběh na drain

### 7.3 Software použitý v práci

Všechny diagramy, schémata, obvody byly nakresleny v programu **draw.io**. Pro detailní simulace s exportem dat byl použit software **Orcad PSpice**. Pro vedlejší vizuální simulace **Falstad Circuit Simulator**. Pomocí **Matlab** byly zpracovány veškerá data. Pro návrh DPS u nízkovýkonového modelu IH v semestrální práci byl využit **Autodesk EAGLE**. Pro DPS u průmyslového indukčního ohřevu byl použit **KICAD**. Pro mechanický návrh a 3D vizualizace byl použit **SOLIDWORKS**.

# Závěr

V rámci teoretické části semestrální práce bylo shrnuto, jaké existují styly spínání a jak mohou být polovodiče zatěžovány. Bylo detailně popsáno, jak kapacity tranzistorů nepříznivě ovlivňují spínání. Dále se práce zabývala pouze topologiemi inverterů, které jsou potřeba pro návrh indukčního ohřevu. Byly představeny 4 základní topologie inverterů: ZVS, ZCS, Half/Full Bridge. Následně byl vysvětlen princip funkce indukčního ohřevu, požadavky na jeho konstrukci a základní příklady použití. Dle uvedených kritérií byla pro návrh inverteru vybrána topologie ZVS.

Dle teoretických znalostí byl v simulačním software OrCAD PSpice navrhnut obvod ZVS inverteru. V simulaci byly použity SPICE modely polovodičových prvků pro co nejvyšší přesnost simulací. Známé hodnoty induktorů navinutých již před simulací byly ověřeny na impedančním analyzátoru pro přesnější vstup hodnot do simulací. První částí simulací jsou přechodové děje, u kterých byl při náběhu oscilace zjištěn potenciálně závažný stav. Navrženým řešením byly TVS diody, které problém zcela eliminovaly. Stabilní oscilace jsou druhou částí simulací, kde bylo experimentováno jmenovitými hodnotami součástek pro zjištění změny chování obvodu.

Dvoustranná deska plošného spoje byla navržena v EAGLE. Výsledkem návrhu je nízko-výkonový model ZVS indukčního ohřevu. První byly provedeny srovnávací měření pro ověření shody se simulovanými průběhy z nichž se většina shodovala. Následně proběhl test samotného indukčního ohřevu se zátěží a byly změřeny základní charakteristiky navrženého zařízení. Přizpůsobení kaskády transformátorů se nejevilo příliš ideálním kvůli příliš vysokým proudům, avšak indukční ohřev splnil svoji funkci a dokázal použitou zátěž zahřát na teplotu přesahující 700 °C. Princip funkce zatěžování indukčního ohřevu byl srovnán a objasněn s daty naměřenými na impedančním analyzátoru.

Při konstrukci průmyslového indukčního ohřevu byl proveden komplexní elektro-mechanický návrh. Zařízení indukčního ohřevu bylo rozděleno na část indukční a část zdrojovou. Obě části obsahují dvoustrannou DPS navrženou v programu KICAD. Hlavním prvkem indukční části je výkonový ZVS inverter, jehož návrh byl v práci detailně popsán. Z impedancí byly vypočítány teoretické ztráty na rezonančních prvcích. U zkompletovaného zařízení byly naměřeny základní průběhy na osciloskopu, které se shodovaly s očekáváním. U TVS diod bude však pro příště zvolena změna v designu kvůli vysokým přechodovým odporům. Dále byly provedeny testy demonstrující reálné použití v průmyslu zahrnující tavbu kovů a slitin a dále pak prvkovou analýzu na spektrálních analyzátoch.



# Literatura

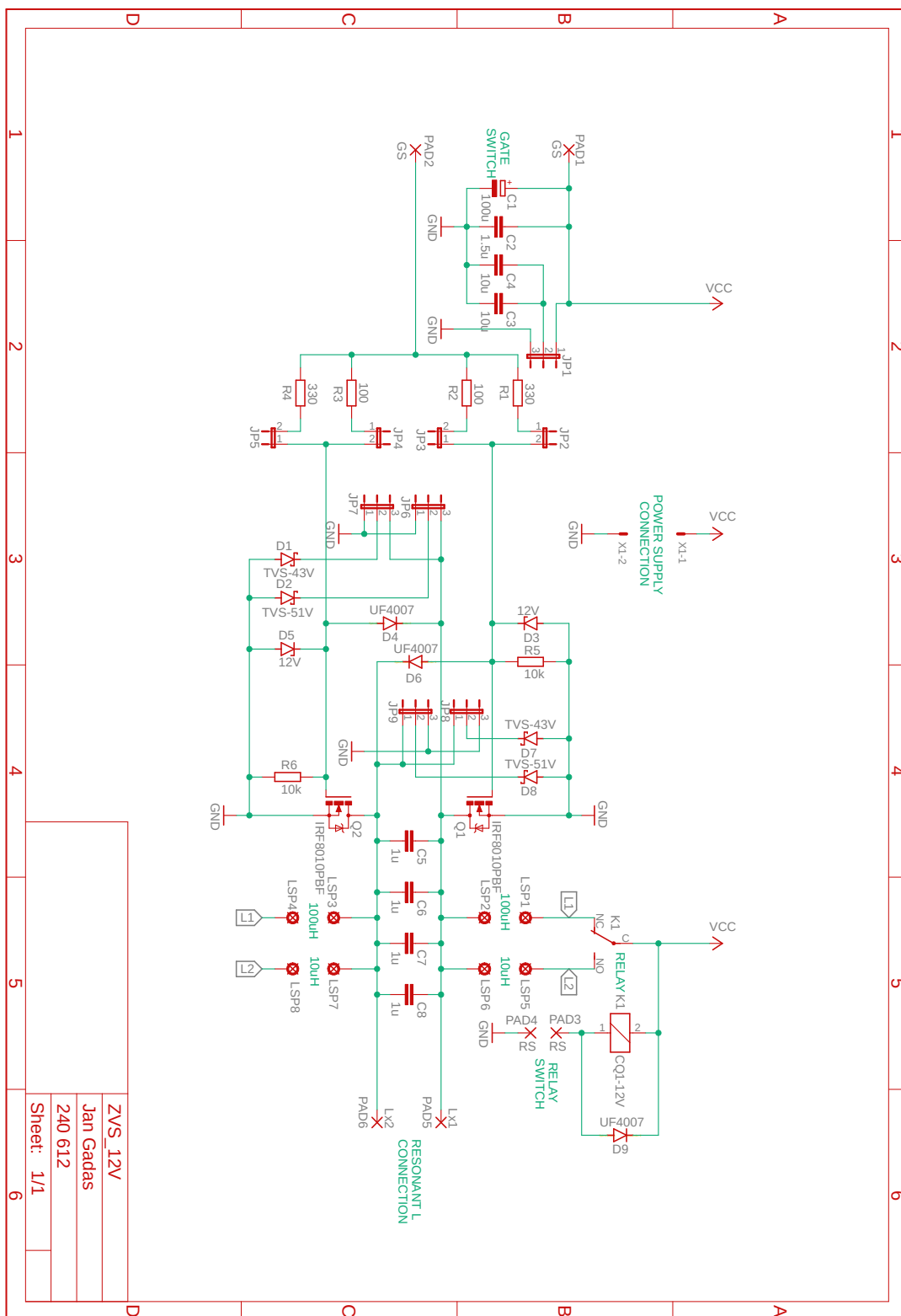
- [1] GUREVICH, Vladimir. SECONDARY POWER SUPPLIES: ANATOMY AND APPLICATION. Online. *Research Gate*. 2015, s. 10. Dostupné z: [https://www.researchgate.net/publication/229017027\\_SECONDARY\\_POWER\\_SUPPLIES\\_ANATOMY\\_AND\\_APPLICATION/stats](https://www.researchgate.net/publication/229017027_SECONDARY_POWER_SUPPLIES_ANATOMY_AND_APPLICATION/stats). [cit. 2023-12-16].
- [2] TOSHIBA ELECTRONIC DEVICES & STORAGE CORPORATION. *Derating of the MOSFET Safe Operating Area*. Online. 1. 2018. Dostupné také z: [https://toshiba.semicon-storage.com/info/application\\_note\\_en\\_20180726\\_AKX00073.pdf?did=59471](https://toshiba.semicon-storage.com/info/application_note_en_20180726_AKX00073.pdf?did=59471). [cit. 2023-12-16].
- [3] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRF8010PbF*. Online. 2004. Dostupné také z: <https://www.infineon.com/dgdl/irf8010pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153560cce1f1d47>. [cit. 2023-12-16].
- [4] TEXAS INSTRUMENTS. *MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency*. Online. 2016. Dostupné také z: [https://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf?ts=1702643427233&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf?ts=1702643427233&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F). [cit. 2023-12-16].
- [5] *Power Supply Design Notes: hard switching and Soft switching to reduce losses*. Online. Power Electronics News. 2020. Dostupné z: <https://www.powerelectronicsnews.com/power-supply-design-notes-hard-switching-and-soft-switching-to-reduce-losses/>. [cit. 2023-12-16].
- [6] TEFA'S ELECTRONICS. *Mazzilli ZVS driver*. Online. Dostupné z: <https://tefatronix.g6.cz/display.php?page=zvs&lang=en>. [cit. 2024-05-24].
- [7] *All the elements in a ZVS driver are symmetric, so what causes the current to pass through one of the MOSFETs for the first time and the driver to start oscillating?* Online. Quora. Dostupné z: <https://www.quora.com/All-the-elements-in-a-ZVS-driver-are-symmetric-so-what-causes-the-current-to-pass-through-one-of-the-MOSFETs-for-the-first-time-and-the-driver-to-start-oscillating>. [cit. 2023-12-25].
- [8] HAPIDIN, Dian Ahmad; SALEH, Ismail; MUNIR, Muhammad Miftahul a KHAIRURRIJAL. Design and Development of a Series-configuration Mazzilli Zero Voltage Switching Flyback Converter as a High-voltage Power Supply for Needleless Electrospinning. Online. *Procedia Engineering*. 2017, č. 170, s. 509-515. ISSN 18777058. [cit. 2023-12-16].

- [9] YIN, Shan; TSENG, King Jet; TONG, Chin Foong a SIMANJORANG, Rejeki. Design of high-speed gate driver to reduce switching loss and mitigate parasitic effects for SiC MOSFET. Online. *IET Power Electronics*. 2017, č. 10, s. 1183-1189. ISSN 1755-4543. [cit. 2023-12-16].
- [10] HAEMA, Juthathip a PHUDUNGTHIN, Rattanakorn. Full Bridge Resonant Inverter for Blade Induction Heating Application. Online. *Energy Procedia*. 2019, č. 156, s. 391-395. ISSN 18766102. [cit. 2023-12-16].
- [11] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRFP260NPbF*. Online. 2010. Dostupné také z: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFP260N-DataSheet-v01\\_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a401535628a2ef1fe4](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFP260N-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a401535628a2ef1fe4).
- [12] TAKEMURA, Alison F. *How do induction stoves actually work?* Online. CANARY MEDIA. 2023. Dostupné z: <https://www.canarymedia.com/articles/electrification/how-do-induction-stoves-actually-work>. [cit. 2023-12-19].
- [13] LUCIA, Oscar; MAUSSION, Pascal; DEDE, Enrique J. a BURDIO, Jose M. Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges. Online. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2014, č. 61, s. 2509-2520. ISSN 0278-0046. [cit. 2023-12-20].
- [14] *Magnetic Field of a Solenoid*. Online. NYLANDER, Paul. Bugman123. 2006. Dostupné z: <http://bugman123.com/Physics/index.html>. [cit. 2023-12-20].
- [15] HUMAYUN, Muhammad Hamza; HASSAN, Muhammad Umar a ANWAR, Muhammad Sabieh. *Estimate the Curie Temperature of a Ferromagnetic Material*. Online. 2023. Dostupné z: [https://physlab.org/wp-content/uploads/2023/01/curie\\_point\\_ferromagnetic\\_material.pdf](https://physlab.org/wp-content/uploads/2023/01/curie_point_ferromagnetic_material.pdf). [cit. 2023-12-20].
- [16] CHIMA, Clement. Skin Effect in Electrical Conductors: Any Commercially Viable Solution? Online. 2014, s. 6. Dostupné z: <https://doi.org/10.13140/RG.2.1.2368.7920>. [cit. 2023-12-21].
- [17] KELLER, Reto B. a KELLER, Reto B. Skin Effect. Online. In: *Design for Electromagnetic Compatibility–In a Nutshell*. Cham: Springer International Publishing, 2023, s. 135-143. ISBN 978-3-031-14185-0. [cit. 2023-12-21].
- [18] KDM - MAGNETIC POWER CORES. *KS157-060A*. Online. Dostupné také z: <https://www.semic.cz/ljf-t157-s-060a-bk-163888/>.
- [19] ZUREK, Stan. *AL value*. Online. Encyclopedia Magnetica. Dostupné z: [https://www.e-magnetica.pl/doku.php/al\\_value](https://www.e-magnetica.pl/doku.php/al_value). [cit. 2023-12-25].

- [20] *SOLENOID INDUCTANCE CALCULATOR*. Online. Extreme Electronics. Dostupné z: <https://www.extremeelectronics.co.uk/calculators/solenoid-inductance-calculator/>. [cit. 2023-12-27].
- [21] *Series-to-parallel impedance transformation*. Online. <https://aaronsher.com/>. Dostupné z: [https://aaronsher.com/Circuit\\_a\\_Day/Impedance\\_matching/series\\_parallel/series\\_parallel.html](https://aaronsher.com/Circuit_a_Day/Impedance_matching/series_parallel/series_parallel.html). [cit. 2023-12-29].
- [22] WATERLOO, Dan. *Analog Spice Model Generator*. Online. 2023. Dostupné z: <https://www.modpex.com/>. [cit. 2023-12-25].
- [23] MODULE-CENTER. *ZVS Induction Heater Flyback Driver with Power Supply 48V 3000W*. Online. Dostupné z: <https://module-center.com/administrator/files/UploadFile/2500zvs2.pdf>. [cit. 2024-05-21].
- [24] CELEM. *Water-Cooled Capacitors*. Online. Dostupné z: <https://www.celem.com/cmfi>. [cit. 2024-05-21].
- [25] ALCON ELECTRONICS. *IGBT SNUBBER CAPACITORS - DIRECT MOUNTING*. Online. Dostupné z: [https://semic.cz/!old/files/pdf\\_www/KP3C\\_AL.pdf](https://semic.cz/!old/files/pdf_www/KP3C_AL.pdf). [cit. 2024-05-21].
- [26] IXYS. *IXFN210N30X3*. Online. 2019. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/240/media-3323497.pdf>. [cit. 2024-05-21].
- [27] KDM. *T157-S-060A (B - Saturace)*. Online. Dostupné z: <https://www.semic.cz/ljf-t157-s-060a-bk-163888/>. [cit. 2024-05-21].
- [28] DANYK. *Frekvencemetr III. do 10 MHz, rozlišení až 0,000 001 Hz*. Online. 2014. Dostupné z: [https://danyk.cz/avr\\_fmtr3.html](https://danyk.cz/avr_fmtr3.html). [cit. 2024-05-23].
- [29] LITTELFUSE. *TVS DIODES -> High Power*. Online. Dostupné z: <https://www.littelfuse.com/products/tvs-diodes/high-power.aspx>. [cit. 2024-05-25].

# A Nízko-výkonový model ZVS IH

## Návrh schématu

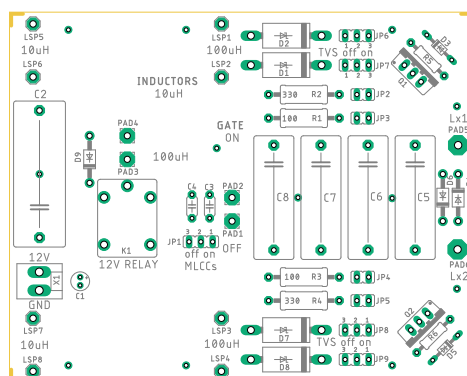


ZVS\_12V  
 Jan Gadas  
 240 612  
 Sheet: 1/1

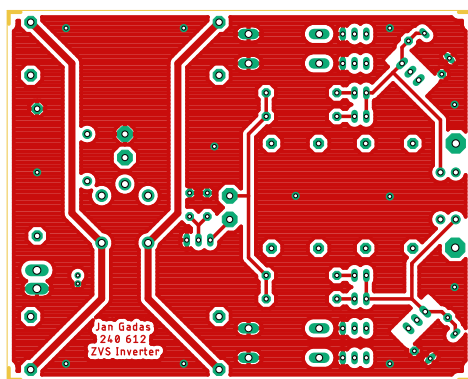
## Seznam použitých součástek

Označení	Typ	Model/Hodnota/Určení
R1, R4		330 $\Omega$
R2, R3	rezistor	100 $\Omega$
R5, R6		10 k $\Omega$
C1	elektrolytický kondenzátor	100 $\mu\text{F}$
C2	fóliový blokovací kondenzátor	1,5 $\mu\text{F}$
C3, C4	keramický blokovací kondenzátor	10 $\mu\text{F}$
C5 – C8	rezonanční fóliový kondenzátor	1 $\mu\text{F}$
D1, D7	TVS dioda	$U_{\text{BR}} = 43 \text{ V}$
D2, D8		$U_{\text{BR}} = 51 \text{ V}$
D3, D5	zenerova dioda	$U_{\text{Z}} = 12 \text{ V}$
D4, D6	vysokorychlostní dioda	UF 4007
D9	ochranná dioda	UF 4007
Q1, Q2	N Ch. MOSFET	IRF8010PbF
K1	relé	12 V SPDT
JP1 – JP9	jumper	–
PAD1 – PAD4	pájecí ploška	spínače
PAD5, PAD6		rezonanční induktor
LSP1 – LSP4		tlumící induktory 100uH
LSP5 – LSP8		tlumící induktory 10uH
X1-1, X1-2	napájecí konektor	MOLEX - 2 piny

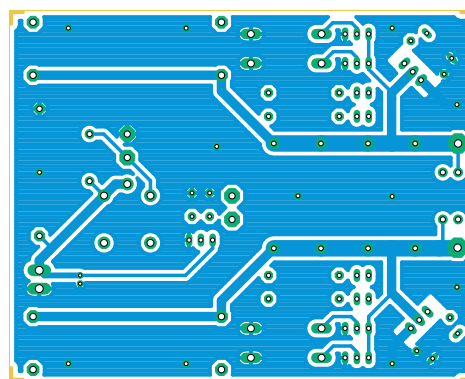
# Návrh DPS



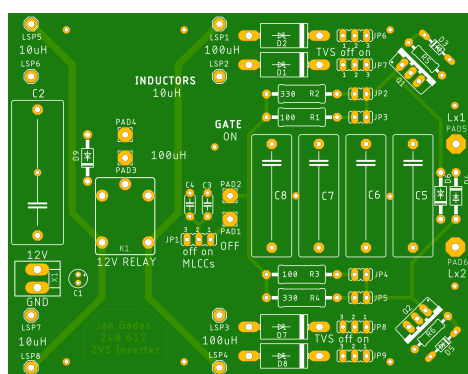
Pohled osazení součástek



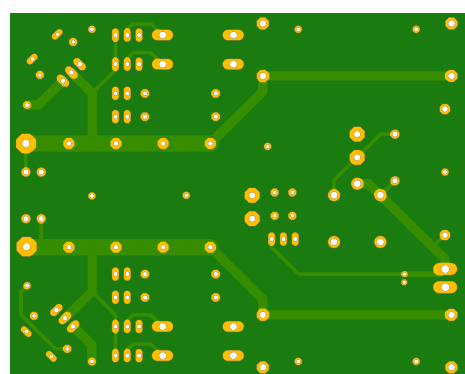
Vrchní vrstva mědi



Spodní vrstva mědi



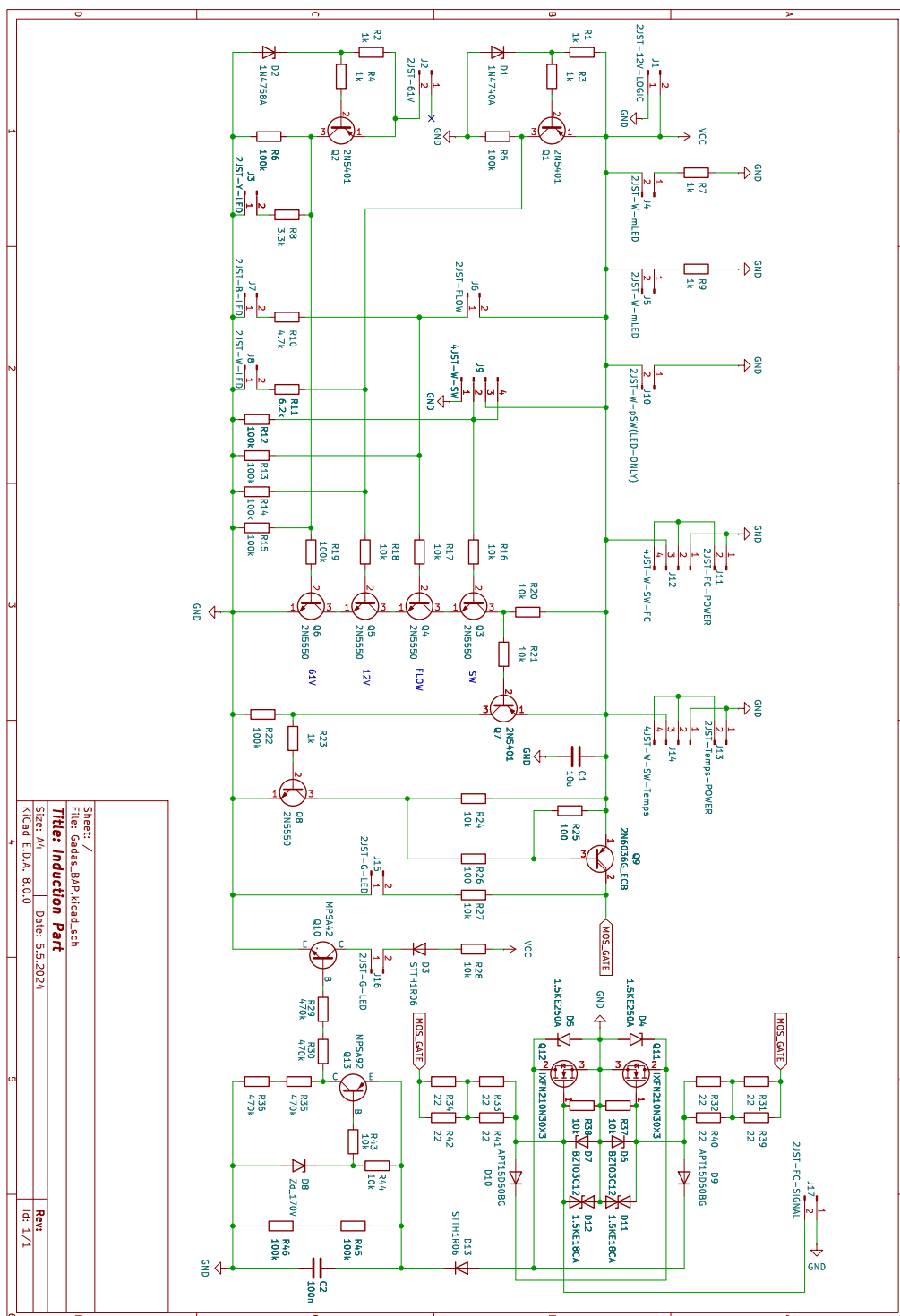
Vizualizace desky EAGLE - přední strana



Vizualizace desky EAGLE - zadní strana

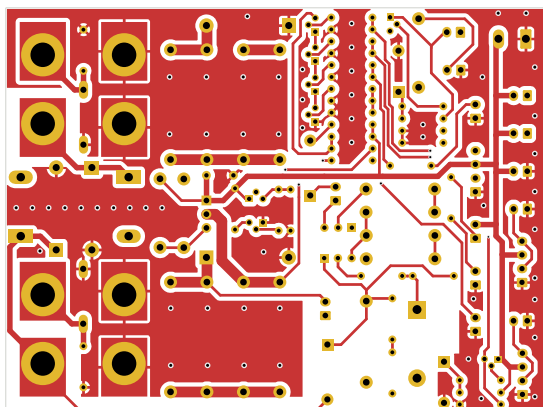
# B Průmyslový indukční ohřev

## Návrh schématu indukční části

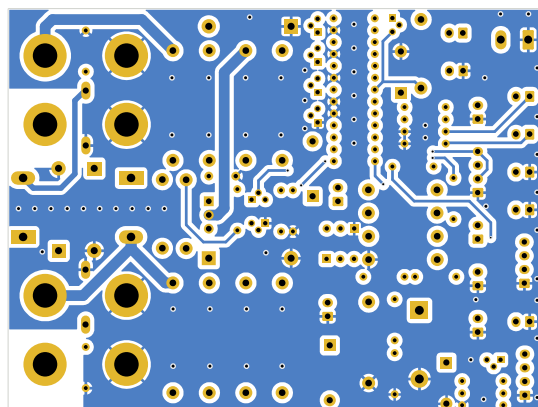


# Návrh DPS indukční části

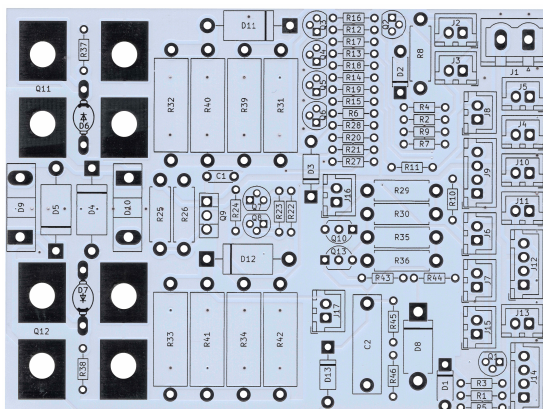
Vrchní vrstva mědi



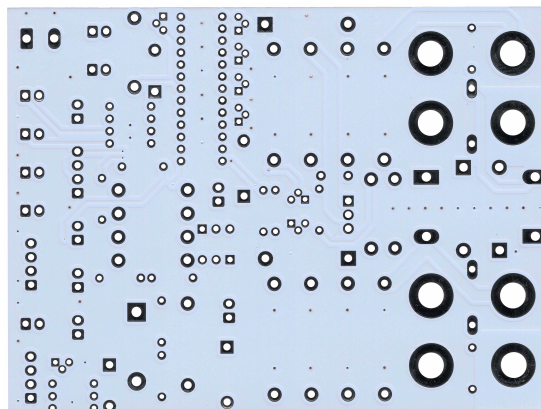
Spodní vrstva mědi



Sken vrchní strany desky



Sken spodní strany desky

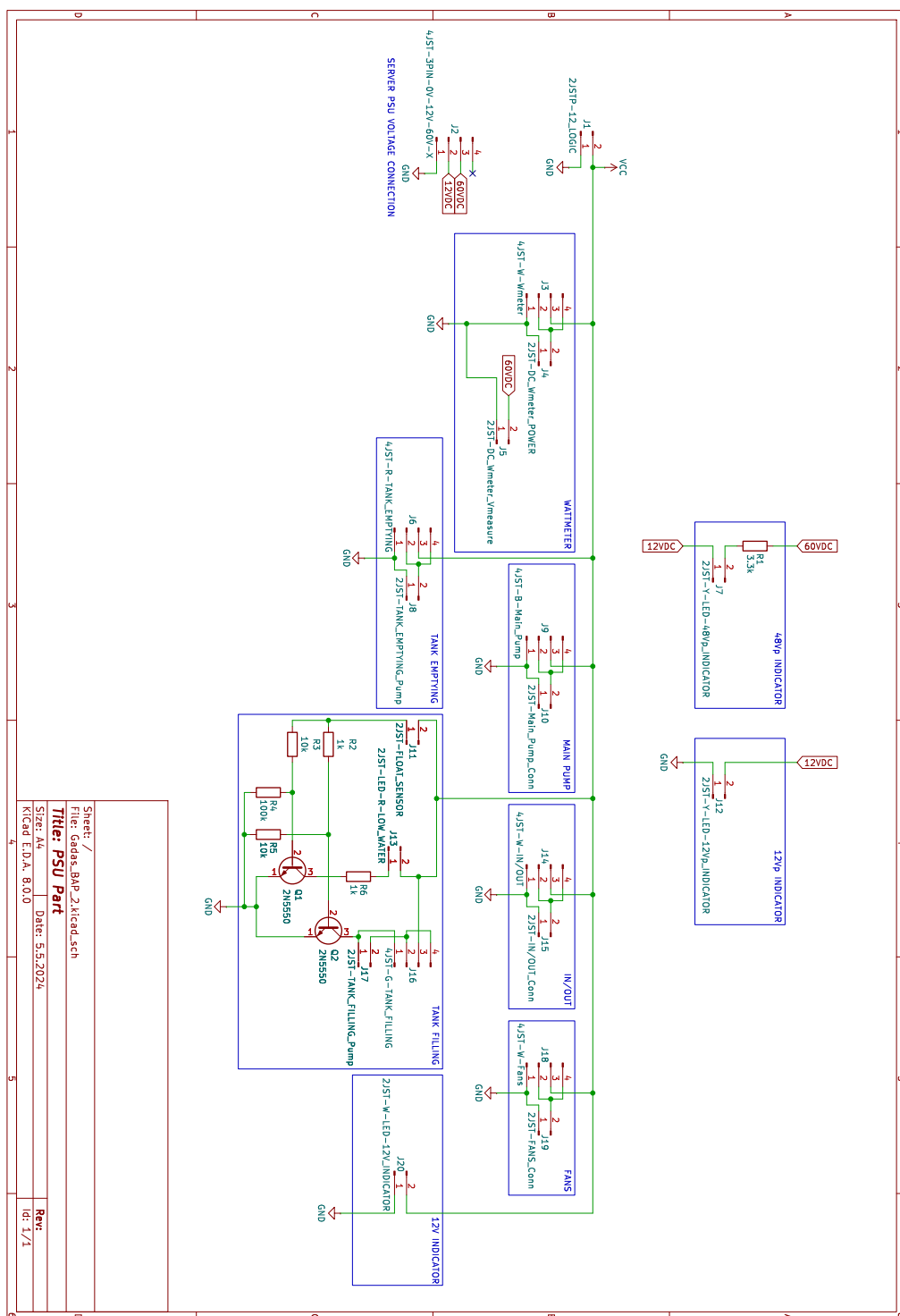




## Seznam součástek indukční části

Označení	Typ	Model/Hodnota/Určení	
R31 – R34, R39 – R42	rezistor	22 $\Omega$ , 5 W	
R25, R26		100 $\Omega$ , 1 W	
R1 – R4, R7, R9, R23		1 k $\Omega$ , 0,6 W	
R8		3,3 k $\Omega$ , 2 W	
R10		4,7 k $\Omega$ , 0,4 W	
R11		6,2 k $\Omega$ , 0,4 W	
R16 – R18, R20, R21, R24, R27, R28, R37, R38, R43, R44		10 k $\Omega$ , 0,6 W	
R5, R6, R12 – R16, R19, R22, R45, R46		100 k $\Omega$ , 0,6 W	
R29, R30, R35, R36		470 k $\Omega$ , 1 W	
C1		keramický kondenzátor	10 $\mu$ F
C2		fóliový kondenzátor	100 nF
D1		zenerova dioda	1N4740A, $U_Z = 10$ V
D2			1N4758A, $U_Z = 57$ V
D6, D7	BZT03C12, $U_Z = 12$ V		
D8	1N5385B, $U_Z = 170$ V		
D4, D5	TVS Dioda	1.5KE250A	
D11, D12		1.5KE18CA	
D9, D10	rychlá křemíková dioda	APT15D60BG	
D3, D13		STTH1R06	
Q3 – Q6, Q8	NPN tranzistor	2N5550	
Q10		MPSA42	
Q1, Q2, Q7	PNP tranzistor	2N5401	
Q9		2N6036G	
Q13		MPSA92	
Q11, Q12	N Ch. MOSFET	IXFN210N30X3	
J1	konektor	MSTBVA 2,5 / 2-G	
J2 – J8, J10, J11, J13, J15–J17		JST-XH-02	
J9, J12, J14		JST-XH-04	

# Návrh schématu zdrojové části

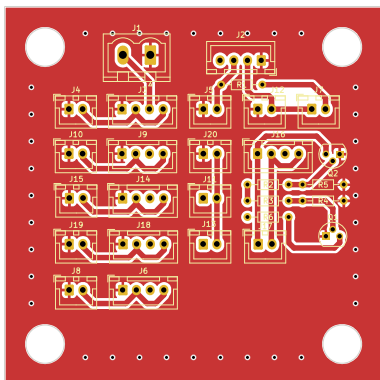


Sheet: /  
 File: Gadas\_BHP\_2.kicad\_sch  
**Title: PSU Part**  
 Size: A4  
 Date: 5.5.2024  
 Kicad E.D.A. 8.0.0

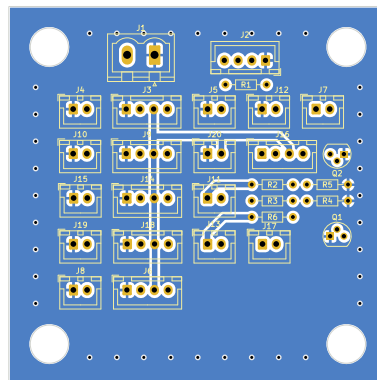
Rev: 1/1

## Návrh DPS zdrojové části

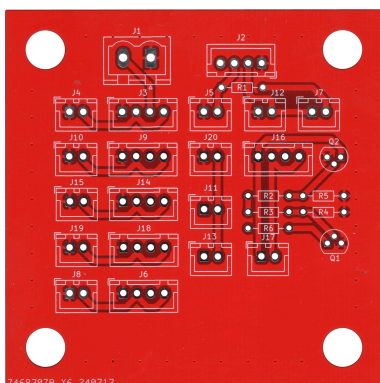
Vrchní vrstva mědi



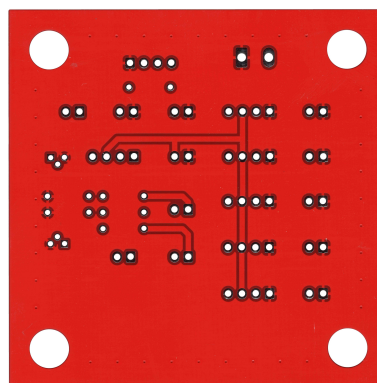
Spodní vrstva mědi



Sken vrchní strany desky



Sken spodní strany desky



## Seznam součástek zdrojové části

Označení	Typ	Model/Hodnota/Určení
R2, R6	rezistor	1 k $\Omega$ , 0,6 W
R1		3,3 k $\Omega$ , 0,6 W
R3, R5		10 k $\Omega$ , 0,6 W
R4		100 k $\Omega$ , 0,6 W
Q1, Q2		NPN tranzistor 2N5550
J1		MSTBVA 2,5 / 2-G
J4, J5, J7, J8, J10, J13 – J15, J17, J19, J20	konektor	JST-XH-02
J2, J3, J6, J9, J14, J16, J18		JST-XH-04

## C Obsah elektronické přílohy

- /
- └─ Bakalářská práce - KICAD
  - └─ Indukční část
    - └─ Gadas\_BAP.kicad\_pcb.....soubor s návrhem DPS
    - └─ Gadas\_BAP.kicad\_sch.....soubor s návrhem schématu
    - └─ production
      - └─ Gadas\_BAP.zip.....gerber soubor pro výrobu u JLCPCB
      - └─ ....
    - └─ ...
  - └─ Zdrojová část
    - └─ Gadas\_BAP\_2.kicad\_pcb.....soubor s návrhem DPS
    - └─ Gadas\_BAP\_2.kicad\_sch.....soubor s návrhem schématu
    - └─ production
      - └─ Gadas\_BAP\_2.zip.....gerber soubor pro výrobu u JLCPCB
      - └─ ....
    - └─ ...
- └─ Bakalářská práce - Impedanční měření
  - └─ BAP\_Impedance\_Analyzer.m.....Matlab skript se zpracováním dat
  - └─ C1-560nF.csv
  - └─ C2-560nF.csv
  - └─ L1-100uH.csv
  - └─ L2-100uH.csv
  - └─ REZ-L.csv
- └─ Semestrální práce - Eagle
  - └─ SEP\_ZVS\_12V
    - └─ SEP\_ZVS\_12V\_Schematic.brd.....soubor s návrhem DPS
    - └─ SEP\_ZVS\_12V\_Schematic.sch.....soubor s návrhem schématu
    - └─ ...
  - └─ Výstup dat ve verzi 7.x.x
    - └─ Gadas\_ZVS\_7.x.x.brd.....export dat pro výrobu DPS
    - └─ Gadas\_ZVS\_7.x.x.sch.....export dat se schématem
- └─ TFS - Analýza
  - └─ TFS\_Analysis.xlsx.....data z analýzy obsahu prvků
- └─ Výkresy.....výkresy pro výrobu plechových dílů
  - └─ JG\_001\_ZVS\_H111\_5754\_1x
  - └─ JG\_002\_ZVS\_H111\_5754\_1x
  - └─ ...