

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROENERGETIKY A EKOLOGIE**

# **DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Nový laboratorní napájecí zdroj pro indukční ohřev**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2014/2015

**ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE**  
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan ONDRÁČEK**  
Osobní číslo: **E13N0012K**  
Studijní program: **N2644 Aplikovaná elektrotechnika**  
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**  
Název tématu: **Nový laboratorní napájecí zdroj pro indukční ohřev**  
Zadávací katedra: **Katedra elektroenergetiky a ekologie**

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

1. Uveďte problematiku indukčního ohřevu a popište příslušnou teorii ve vztahu k napájecím zdrojům nejčastěji užívaných indukčních ohřevů. Popište jednotlivé zdroje používané v průběhu vývoje indukčního ohřevu. Vysvětlete principy polovodičových napájecích zdrojů pro indukční ohřev.
2. Realizujte nový funkční napájecí zdroj s ohledem na požadovanou indukční zátěž a frekvenci napájecího proudu induktoru.
3. Proveďte měření výstupních parametrů nového napájecího zdroje a optimalizaci v obvodu zátěže.
4. Na příkladu indukčního ohřevu duté magnetické válcové vsázky a plné nemagnetické válcové vsázky demonstруйте problematiku elektromagnetické průzařnosti, přičemž laboratorní induktor zde bude napájen nově realizovaným napájecím zdrojem.
5. Zhodnoťte nově navržené zařízení a porovnejte jej s dalšími dostupnými napájecími zdroji.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

1. LANGER, E., KOŽENÝ, J.: Elektrotepelná zařízení indukční. 1. vyd., VŠSE, Plzeň 1982.
2. RADA J., a kol.: Elektrotepelná technika. SNTL ALFA, Praha 1985.
3. RUDNEV, V., LOVELESS, D., COOK, R., BLACK, M.: Handbook of Induction Heating. 1. vyd., Marcel Dekker AG, Basel 2003.
4. KŮS, V., SKÁLA, J., HAMMERBAUER, J.: Elektromagnetická kompatibilita výkonových elektronických systémů.
5. PINKER, J., KOUCKÝ, V.: Analogové elektronické systémy.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Oldřich Kroupa**  
Katedra elektroenergetiky a ekologie

Datum zadání diplomové práce: **15. října 2014**

Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2015**

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



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

V Plzni dne 15. října 2014

**Abstrakt**

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na návrh a realizaci harmonického napájecího zdroje pro indukční ohřev. Dále se zabývá optimalizací indukční zátěže výpočtem paralelního rezonančního obvodu s ověřením pomocí simulace a jeho následnou realizací. V poslední části je demonstrována pružnost duté magnetické a plně nemagnetické vsázky.

**Klíčová slova**

Pulzně šířková modulace, indukční ohřev, LC filtr, hloubka vniku, H-můstek, rezonanční obvod

**Abstract**

This presented master thesis is focused on design and implementation of the harmonic power source for the induction heating. Moreover it deals with the optimization of the inductive load calculation parallel resonant circuit verification through simulation and its subsequent implementation. Final part demonstrates flow-brightening of hollow magnetic and nonmagnetic batch.

**Key words**

Pulse width modulation, induction heating, LC filter, penetration depth, H-bridge, resonant circuit

## **Prohlášení**

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

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

.....

podpis

V Plzni dne 10.5.2015

Jan Ondráček

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Oldu Kroupovi, Ph.D. za cenné profesionální rady v oblasti teorie indukčního ohřevu. Dále pak za psychickou podporu své přítelkyni a rodině.

**Obsah**

<b>OBSAH</b> .....	<b>8</b>
<b>ÚVOD</b> .....	<b>9</b>
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK</b> .....	<b>10</b>
<b>1 TEORIE INDUKČNÍHO OHŘEVU</b> .....	<b>11</b>
1.1 MAXWELLOVY ROVNICE V DIFERENCIÁLNÍM TVARU .....	11
1.2 ODVOZENÍ ROVINNÉ VLNY Z VLNOVÝCH ROVNIC .....	11
1.3 ODVOZENÍ HLOUBKY VNIKU NAINDUKOVANÝCH PROUDŮ .....	14
1.4 VZTAH INDUKČNÍHO OHŘEVU K NAPÁJECÍM ZDROJŮM.....	16
1.5 TYPY NAPÁJECÍCH ZDROJŮ .....	17
1.5.1 Nízkofrekvenční .....	18
1.5.2 Středofrekvenční a vysokofrekvenční.....	18
<b>2 REALIZACE NAPÁJECÍHO ZDROJE</b> .....	<b>20</b>
2.1 NÁVRH VÝSTUPNÍCH PARAMETRŮ.....	20
2.2 ŘÍDÍCÍ ČÁST MĚNIČE.....	21
2.2.1 Generování sinusového průběhu .....	22
2.2.2 Nastavení časů dead time .....	23
2.2.3 Variabilní amplituda.....	24
2.2.4 Variabilní kmitočet .....	25
2.2.5 Kontrola stavu .....	26
2.3 VÝKONOVÁ ČÁST MĚNIČE .....	27
2.3.1 Budící, koncová část .....	27
2.3.2 Galvanické oddělení .....	29
2.3.3 Dimenzování PCB.....	30
2.3.4 Výpočet ochranných tranzistorů.....	31
2.4 NÁVRH HARMONICKÉHO FILTRU .....	34
2.4.1 Výpočet filtru 2. řádu.....	34
2.4.2 Simulace navrženého filtru .....	37
2.4.3 Konstrukce filtru .....	39
2.5 REALIZACE OCHRAN.....	41
2.5.1 Softstart pro filtrační kondenzátory.....	41
2.5.2 Proudová ochrana .....	43
2.5.3 Ochrany výstupu .....	44
2.6 DIMENZOVÁNÍ CHLAZENÍ .....	45
<b>3 MĚŘENÍ VÝSTUPNÍCH PARAMETRŮ</b> .....	<b>46</b>
3.1 VÝSTUPNÍ PARAMETRY MĚNIČE .....	46
3.2 ZVLNĚNÍ NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ V MEZIOBVODU .....	48
<b>4 DEMONSTRACE ELEKTROMAGNETICKÉ PRŮZAŘNOSTI</b> .....	<b>49</b>
4.1 VYLADĚNÍ REZONANČNÍHO OBVODU.....	49
4.2 PRŮZAŘNOST VSÁZKY .....	53
4.2.1 Průzařnost duté magnetické vsázky .....	53
4.2.2 Průzařnost plné nemagnetické vsázky .....	54
<b>ZÁVĚR</b> .....	<b>55</b>
<b>SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ</b> .....	<b>56</b>
<b>PŘÍLOHY</b> .....	<b>1</b>



## Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na návrh a realizaci harmonického napájecího zdroje pro indukční ohřev.

Text je rozdělen do čtyř částí. První se zabývá teorií indukčního ohřevu. Odvozením z Maxwellových rovnic se získá definice pro výpočet hloubky vniku. Tato definice má podstatný vliv při ohřevu, jehož výsledkem je určení průzařnosti daného materiálu. Správným výpočtem průzařnosti se ovlivňuje účinnost indukčního ohřevu. Průzařnost vsázky je závislá na frekvenci napájecího zdroje a relativní permeabilitě daného materiálu. To má zásadní vliv při výběru typu napájecího zdroje vzhledem k jejich dostupným výstupním parametrům.

Druhá část je zaměřena na realizaci harmonického napájecího zdroje. Ta je pak dále dělena na návrh řídicí části měniče, výkonové části měniče, harmonického LC filtru, ochrany měniče a dimenzování chlazení. V řídicí části jsou detailně uvedeny postupy pro generování sinusového průběhu s variabilitou amplitudy, frekvence a nastavení dead time časů nutných pro chod H-můstku. Výkonová část se zabývá návrhem a realizací budící a koncové části měniče s obvodem ochrany tranzistorů. Dále je proveden výpočet LC filtru s následnou simulací chování filtru s obvodem vyladěné zátěže a jeho realizace. Ochrany měniče jsou realizovány obvodem pro omezení proudu při startu měniče a obvodem snímání spotřeby H-můstku. Dimenzování chlazení je provedeno výpočtem pro určení celkového tepelného odporu chladiče.

Ve třetí části se provádí měření výstupních parametrů realizovaného zdroje. Výstupní průběhy napětí jsou měřeny osciloskopem při zátěži. Jako příklad vyladěné zátěže byl použit rezistor s odporem  $27\Omega$ , který je v požadovaném rozsahu frekvenčně nezávislý.

Čtvrtá část se zabývá optimalizací indukční zátěže s výpočtem paralelního rezonančního obvodu a demonstrací elektromagnetické průzařnosti duté magnetické válcové vsázky a plné nemagnetické vsázky. Vložením magnetické vsázky do rezonančního obvodu je demonstrováno snížení zatěžovací impedance.

## Seznam symbolů a zkratek

$t_r$ .....	doba náběhu[s]
$t_f$ .....	doba doběhu[s]
$t_{rr}$ .....	doba zotavovací schopnosti diody [s]
$Q$ .....	elektrický náboj [C]
$P$ .....	elektrický výkon [W]
$C$ .....	kapacita kondenzátoru [F]
$L$ .....	indukčnost [H]
$Q$ .....	činitel jakosti [-]
$W$ .....	elektrická energie [J]
$H$ .....	přenosová funkce dvojbranu [-]
$R$ .....	elektrický odpor [ $\Omega$ ]
$V$ .....	elektrické napětí [V]
$I$ .....	elektrický proud [A]
$Au$ .....	útlum [dB]
$f$ .....	frekvence [Hz]
$a$ .....	hloubka vniku [m]
$B$ .....	magnetická indukce [T]
<b>H</b> .....	vektor intenzity magnetického pole [A.m <sup>-1</sup> ]
<b>E</b> .....	vektor intenzity elektrického pole [V.m <sup>-1</sup> ]
<b>J</b> .....	vektor proudové hustoty [A. m <sup>-2</sup> ]
$\gamma$ .....	konduktivita [S.m <sup>-1</sup> ]
$\rho$ .....	hustota náboje [C.m <sup>-3</sup> ]
$\mu_0$ .....	permeabilita vakua [H. m <sup>-1</sup> ]
$\mu_r$ .....	relativní permeabilita [-]
$\epsilon_0$ .....	permitivita vakua [F. m <sup>-1</sup> ]
$\epsilon_r$ .....	relativní permitivita [-]

## Rozlišení veličin

Vektorová veličina je označena tučně fontem Times New Roman například **H**

Fázor vektorové veličiny je označen tučně fontem Arial například **H**

## 1 Teorie indukčního ohřevu

Indukční ohřev je realizovatelný jen u elektricky vodivých materiálů. Vsázka je zahřívána vlivem naindukovaných vířivých proudů díky působení střídavého magnetického pole. [1, str. 135]

### 1.1 Maxwellovy rovnice v diferenciálním tvaru

Princip indukčního ohřevu vychází z Maxwellových rovnic (MR), ze kterých jsou odvozeny obecné vlnové rovnice pro šíření elektromagnetického vlnění za předpokladu konstantního prostředí  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$  a  $\gamma$ . [1, str. 135]

Maxwellovy rovnice

$$1.MR \quad \operatorname{rot} \mathbf{H} = \gamma \mathbf{E} + \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (1)$$

$$2.MR \quad \operatorname{rot} \mathbf{E} = -\mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (2)$$

$$3.MR \quad \operatorname{div} \epsilon_0 \epsilon_r \mathbf{E} = \rho \quad (3)$$

$$4.MR \quad \operatorname{div} \mu_0 \mu_r \mathbf{H} = 0 \quad (4)$$

$\mathbf{H}$  je vektor intenzity magnetického pole [A.m<sup>-1</sup>]

$\mathbf{E}$  je vektor intenzity elektrického pole [V.m<sup>-1</sup>]

$\gamma$  je konduktivita [S.m<sup>-1</sup>]

$\rho$  je hustota nábojů [C.m<sup>-3</sup>]

Permeabilita vakua  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  [H.m<sup>-1</sup>]

Permitivita vakua  $\epsilon_0 = \frac{1}{\mu_0 c^2} = 8,854 \cdot 10^{-12}$  [F.m<sup>-1</sup>]

### 1.2 Odvození rovinné vlny z vlnových rovnic

Na Maxwellovy rovnice (1) a (2) aplikujeme rotaci. Rotací získáme obecné rovnice pro šíření elektromagnetického vlnění pro konstantní prostředí  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$  a  $\gamma$ . Výsledkem je tvar pro magnetickou (5) a elektrickou (6) složku vlnění. V případě kdy jsou volné náboje  $\rho$  pro elektrickou složku elektromagnetického vlnění zanedbány, tedy  $\rho = 0$ , dojde ke zjednodušení rovnice (6) na vztah (7). [1, str. 141-142]

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \gamma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} + \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} \quad (5)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \gamma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} + \text{grad} \frac{\rho}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} \quad (6)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \gamma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (7)$$

Rovnice (5) a (7) upravíme pro vodivé prostředí (8), (9), tedy kdy relativní permitivita  $\varepsilon_r$  je uvažována nulová a pro nevodivé prostředí (10), (11) kdy vodivost  $\gamma$  je nulová. [1, str. 142]

-Vodivé prostředí

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \gamma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (8)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \gamma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (9)$$

-Nevodivé prostředí

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} \quad (10)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (11)$$

„U harmonického průběhu  $\mathbf{H}$  a  $\mathbf{E}$  můžeme časovou změnu s výhodou vyjádřit jako rotující fázor v komplexní rovině.“ Prostorové časové vektory  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{E}$  vyjádříme jako fázory v komplexní rovině (12), (13) s časovou proměnností. Rovnice (8), (9), (10), (11) tedy zderivujeme. Tyto derivované rovnice (14), (15), (16), (17) jsou zpětně dosazeny do rovnic (8), (9), (10), (11). Výsledné rovnice mají tvar (18), (19) pro vodivé prostředí a nevodivé prostředí (20), (21). [1, str. 143-144]

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_m e^{j\omega t} \quad (12)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_m e^{j\omega t} \quad (13)$$

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = j\omega \mathbf{E} \quad (14)$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = j\omega \mathbf{H} \quad (15)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = -\omega^2 \mathbf{E} \quad (16)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} = -\omega^2 \mathbf{H} \quad (17)$$

-Vodivé prostředí

$$\nabla^2 \mathbf{H} = j\omega\gamma\mu_0\mu_r \mathbf{H} \quad (18)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = j\omega\gamma\mu_0\mu_r \mathbf{E} \quad (19)$$

-Nevodivé prostředí

$$\nabla^2 \mathbf{H} = -\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (20)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = -\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \mathbf{E} \quad (21)$$

V praxi uvažujeme vektory  $\mathbf{H}$  a  $\mathbf{E}$  jednorozměrné, proto souřadnice  $y$ ,  $z$  jsou nulové. Kartézská soustava souřadnic je upravena na tvary (22), (23). „Vektory  $\mathbf{H}$  a  $\mathbf{E}$  jsou konstantní v každém bodě roviny kolmé na osu  $x$ , určené souřadnicí  $x$ .“ Výsledkem jsou vztahy rovinné vlny pro vodivé (24), (25) a nevodivé prostředí (26), (27). Konstanta šíření elektromagnetického vlnění je vyjádřena tvarem  $k = \alpha - j\beta$  (28). Kde  $\alpha$  vyjadřuje fázové natočení vlny a  $\beta$  měrný útlum vlny. Konstantu  $k$  dosadíme do rovnic vodivého prostředí (24), (25) a nevodivého prostředí (26), (27). Výsledkem je vztah (29), (30).[1, str. 144-145]

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial z^2} \Rightarrow \nabla^2 \mathbf{H} = \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial x^2} \quad (22)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial z^2} \Rightarrow \nabla^2 \mathbf{E} = \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial x^2} \quad (23)$$

-Vodivé prostředí

$$\frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial x^2} = j\omega\gamma\mu_0\mu_r \mathbf{H} \quad (24)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial x^2} = j\omega\gamma\mu_0\mu_r \mathbf{E} \quad (25)$$

-Nevodivé prostředí

$$\frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial x^2} = -\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (26)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial x^2} = -\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \mathbf{E} \quad (27)$$

$$k = \alpha - j\beta \Rightarrow k^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r - j\omega\gamma \mu_0 \mu_r \quad (28)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + k^2 \mathbf{H} = 0 \quad (29)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0 \quad (30)$$

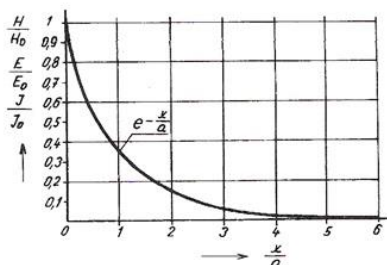
### 1.3 Odvození hloubky vniku naindukovaných proudů

Pro odvození hloubky vniku se vztah (24) vyjádří tvarem  $\mathbf{H} = \mathbf{A}e^{\lambda_2 x} + \mathbf{B}e^{\lambda_1 x}$  ( $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$  konstantní). Odmocněním  $\lambda^2 = j\omega\gamma\mu_0\mu_r$  získáme vztah (31), pro který platí  $j = e^{j\pi/2}$ . Po odmocnění  $j$  (32) dosadíme člen zpět do vztahu (31). Hloubku vniku  $a$  (33) vyjádříme úpravou (31). Na (Obr. 1) je znázorněn průběh hloubky vniku  $a$  na stěně velké tloušťky. Útlum v této stěně definován funkcí  $e^{-\frac{x}{a}}$ . Na stěně malé tloušťky dochází k odrazu vln  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{E}$  (Obr. 2). Minimální odpor stěny malé tloušťky je dán vztahem  $d = \frac{\pi}{2}a$ . [1, str. 145, 151, 164]

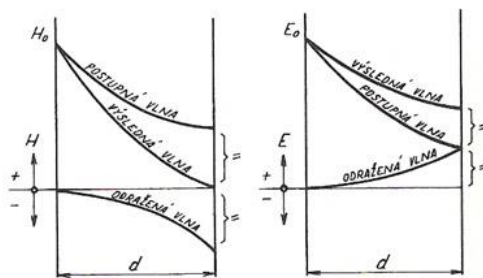
$$\lambda_{1,2} = \pm \sqrt{j} \sqrt{\omega\gamma\mu_0\mu_r} \quad (31)$$

$$\sqrt{j} = e^{j\pi/4} = \cos \frac{\pi}{4} + j \sin \frac{\pi}{4} = \frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1+j}{\sqrt{2}} \quad (32)$$

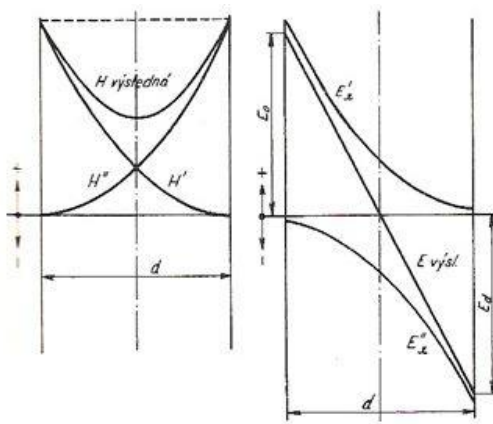
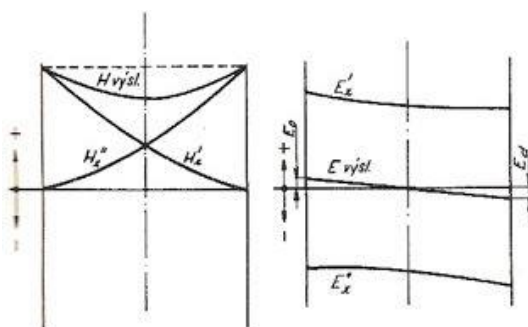
$$\lambda_{1,2} = \pm (1+j) \sqrt{\frac{\omega\gamma\mu_0\mu_r}{2}} = \pm \frac{1+j}{a} \Rightarrow a = \sqrt{\frac{2}{\omega\gamma\mu_0\mu_r}} \quad [\text{m}] \quad (33)$$



Obr. 1 Průběhy  $H$ ,  $E$ ,  $J$  ve stěně velké tloušťky [1, str. 150]

Obr. 2 Průběh vln  $H$ ,  $E$  na stěně malé tloušťky [1, str. 164]

Průběh na (Obr. 2) je uvažován pro ohřev materiálu pouze z jedné strany. Prakticky je však nutné uvažovat s působením  $\mathbf{H}$  a  $\mathbf{E}$  z obou stran například pokud vsázka umístěna do kruhového induktoru. Výsledné průběhy  $\mathbf{H}$  a  $\mathbf{E}$  jsou znázorněny na (Obr. 4 Obr. 3) pro průřaznou stěnu a na (Obr. 3) pro neprůřaznou stěnu. [1, str. 171]

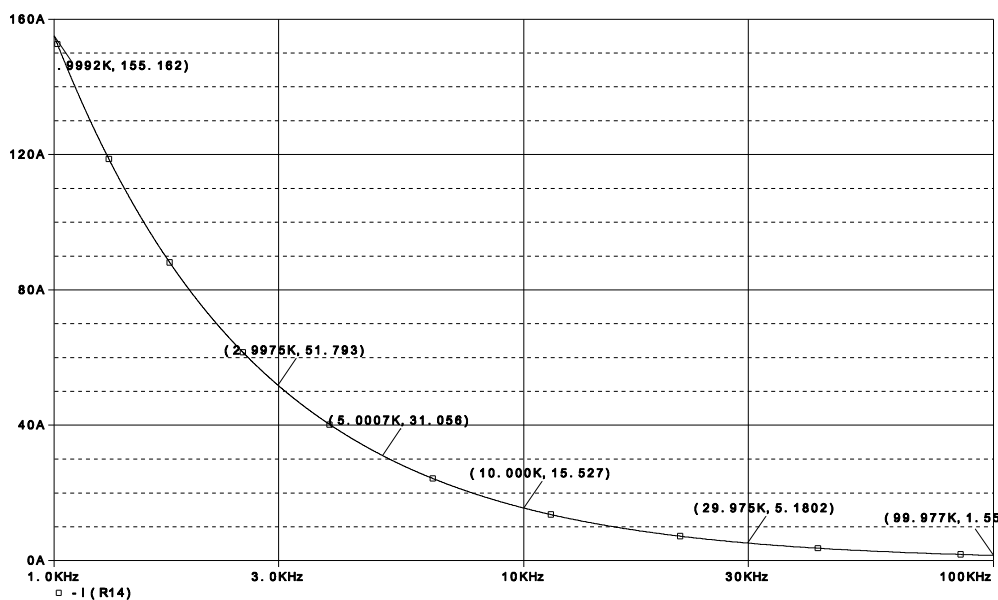
Obr. 3 vlny  $H$ ,  $E$  v neprůřazné stěně [2, str. 171]Obr. 4 Průběhy vln  $H$ ,  $E$  v průřazné stěně [2, str. 171]

## 1.4 Vztah indukčního ohřevu k napájecím zdrojům

Základním parametrem pro volbu napájecího zdroje je určení frekvence, ve které bude či nebude materiál průzařný. Pokud se zvolí frekvence příliš nízká, vsázka se stane průzařnou a tím se efektivita ohřevu sníží. Pokud se naopak zvolí frekvence příliš vysoká, vsázka se bude zahřívat pouze na povrchu vlivem malé hloubky vniku. Průzařnost vsázky je dána definicí hloubky vniku (kapitola 1.3) na příkladu stěny velké (Obr. 1) a malé tloušťky (Obr. 2). [1, str. 234, 5, str. 11-17]

Pro laboratorní účely je vhodné induktor napájet harmonickým proudem, tak aby výstupní hodnoty intenzity magnetického pole  $H$  byly blíže shodné se simulacemi prováděnými programem RillFEM 2D. Pokud by byl použit pulzní zdroj, mohlo by docházet k překmitům o frekvenci až desítek megahertz během spínání proudu induktoru, které by měly negativní dopad na přesnost měření proudovými sondami.

Proud induktorem není konstantní při změně frekvence. Aby tento proud byl konstantní při změně frekvence, je potřeba aplikovat optimalizaci obvodu induktoru přidáním kondenzátoru. Touto úpravou vznikne rezonanční obvod (kapitola 4.1). Pro lineární charakter zátěže v celé šířce pásma je nutné měnit hodnoty obou prvků rezonančního obvodu. Pro měřicí účely je uvažována změna pouze kapacity kondenzátoru. Výsledný odpor obvodu se pro danou frekvenci bude značně lišit (Obr. 45).



Obr. 5 Závislost proudu induktoru na frekvenci

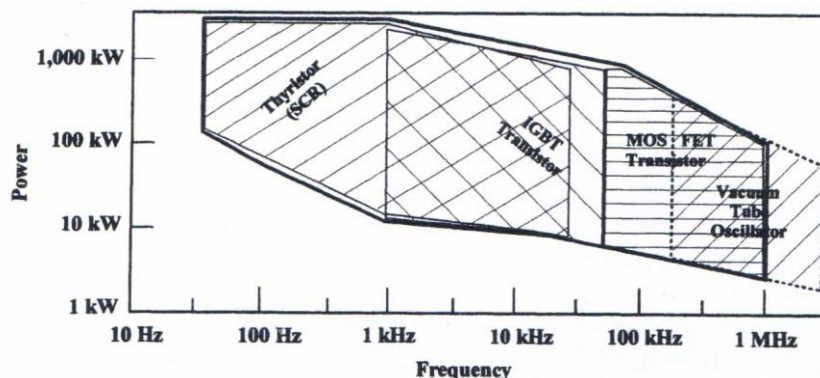


## 1.5 Typy napájecích zdrojů

Napájecí zdroje se dělí podle pracovního kmitočtu na nízkofrekvenční, středofrekvenční a vysokofrekvenční. Nízkofrekvenční zařízení pracuje přímo s frekvencí sítě. U středofrekvenčních [5, str. 25] a vysokofrekvenčních [5, str. 30] je nutné střídavé napětí sítě nejprve usměrnit a poté rozstřídat pomocí měniče kmitočtu.

Ve starších dobách, kdy nebyly dostupné dostatečně výkonné polovodičové součástky, se využívalo rotačního měniče kmitočtu. Toto soustrojí sestává z asynchronního motoru a synchronního generátoru. Zařízení mělo značně nižší účinnost, nežli dnešní polovodičové měniče. [5, str. 25-26]

Měniče kmitočtu se v současné době používají výhradně polovodičové (Obr. 6), a to s napěťovým meziobvodem, nebo proudovým meziobvodem. Proudový meziobvod využívá měnič kmitočtu tyristorový (Obr. 7). Napěťový meziobvod využívá měnič kmitočtu s tranzistorem IGBT (Obr. 8), nebo MOSFET (Obr. 9). Dnes už okrajovou záležitostí jsou měniče kmitočtu elektronkové. Tyto měniče dosahují vysokých kmitočtů stovek kilohertz, ale jejich funkčnost je dána životností elektronek. [5, str. 28-31]



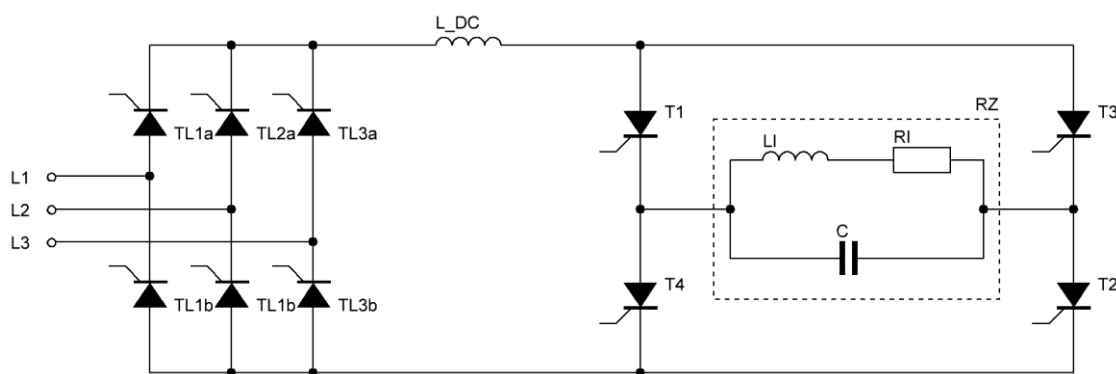
Obr. 6 Využití polovodičů pro indukční ohřev [3, str. 635]

### 1.5.1 Nízkofrekvenční

Pecní obvod je přímo zapojen na síť pomocí tzv. symetrizačního zařízení. Tímto se dosáhne rovnoměrné zatížení sítě. Symetrizační zařízení je buď připojené do trojúhelníku, nebo do hvězdy. Výpočet jednotlivých hodnot kapacitorů a induktorů je uveden s odpovídajícím fázorovým diagramem v mé bakalářské práci. [5, str. 23-25]

### 1.5.2 Středofrekvenční a vysokofrekvenční

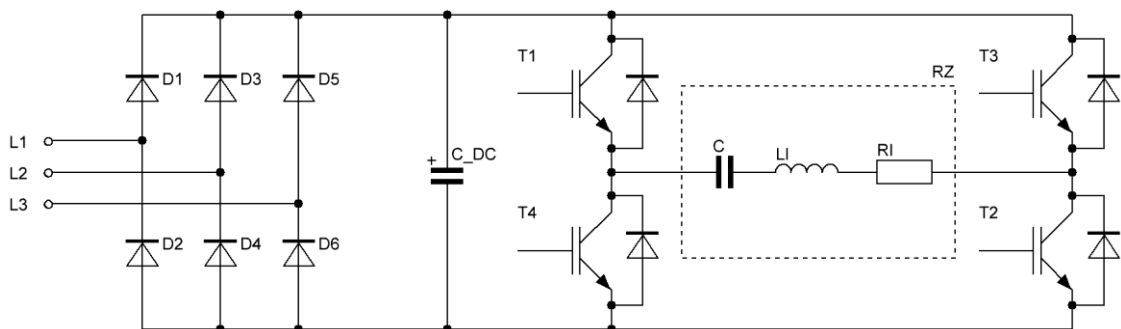
Polovodičové měniče využívají meziobvod napětěový nebo proudový. Starším z nich je měnič kmitočtu tyristorový. Tento měnič využívá proudový meziobvod (Obr. 7). Měnič otáčí polaritu proudu na vyladěném paralelním rezonančním obvodu  $R_Z$ . Jednotlivé tyristory T1 až T4 jsou spínány křížem přes rezonanční obvod  $R_Z$ . Toto zařízení se používá až do výkonů jednotek megawatt s kmitočtem do desítek kilohertz. [3, str. 635]



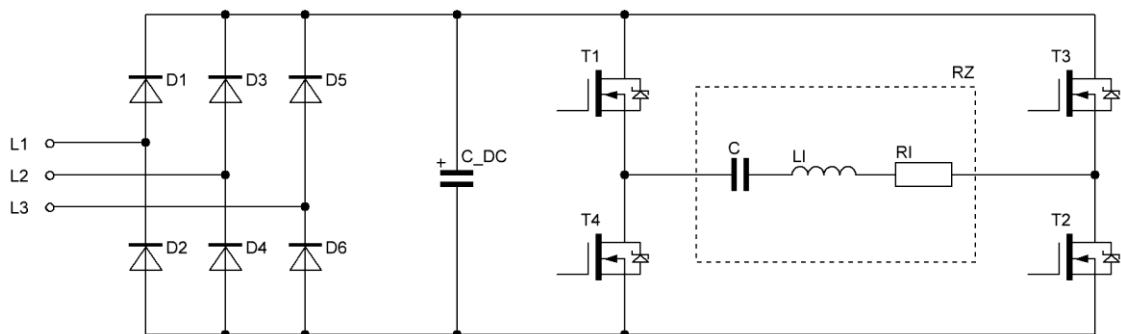
Obr. 7 Tyristorový měnič kmitočtu [2, str. 135]

Novější typem měniče je měnič s tranzistory IGBT (Obr. 8). Ten využívá napěťový meziobvod. Princip je shodný s přechozím měničem s tím rozdílem, že se otáčí polarita napětí na sériovém rezonančním obvodu  $R_Z$ . Výkon tohoto měniče se opět pohybuje v jednotkách megawatt s kmitočty do 200kHz.

Posledním typem polovodičového měniče je měnič s tranzistory MOSFET (Obr. 9). Princip i schéma měniče jsou totožné s měničem s tranzistory IGBT. Výstupní výkon tohoto je nižší v porovnání s IGBT měničem, ale využitelný kmitočet je v rozsahu do 1 MHz.



Obr. 8 Schéma měniče kmitočtu s tranzistory IGBT [3, str. 641]



Obr. 9 Schéma indukčního ohřevu s tranzistory MOSFET [3, str. 641]

## 2 Realizace napájecího zdroje

Napájecí zdroj dle požadavků bude realizovatelný jako měnič kmitočtu. Z hlediska principu lze měnič kmitočtu s pulzně šířkovou modulací (PWM) realizovat dvěma způsoby. Prvním z nich je realizace pomocí analogových obvodů, kde jsou postupně na jednotlivých blocích generovány signály. Jsou to signály sinusové a trojúhelníkové, které jsou porovnány na komparátoru, jehož výsledkem je pulzně šířková modulace. Toto řešení je v dnešní době mikroprocesorů již zastaralé. Proto měnič kmitočtu bude realizován pomocí mikroprocesoru (kapitola 2.2).

### 2.1 Návrh výstupních parametrů

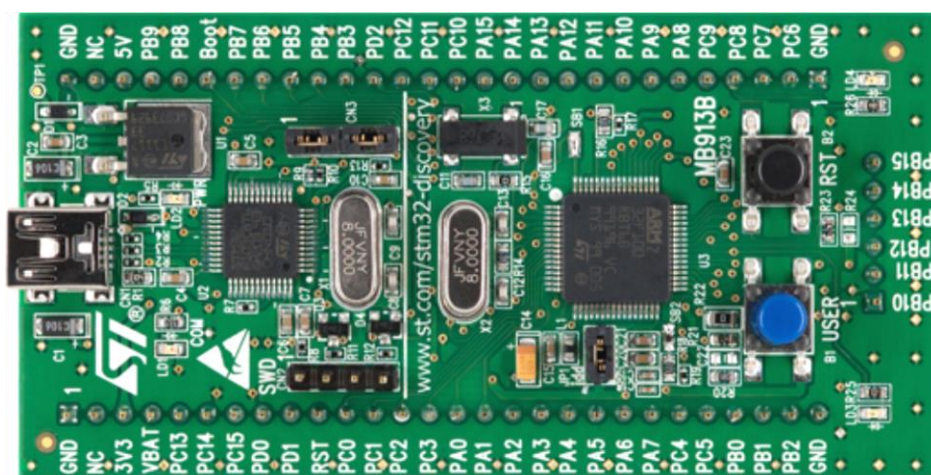
Omezujícím faktorem výstupních parametrů jsou parametry vstupní, které je nutné zohlednit při návrhu. Prvním z nich je maximální teoreticky dosažitelná amplituda napětí v případě použití napájení z jedné fáze. V případě použití bezeztrátového modelu jsou si vstupní a výstupní amplitudy rovny. V praxi tohoto modelu nelze dosáhnout vlivem ztrát na výstupním LC filtru a ztrátách na tranzistorech. Například napěťová ztráta sepnutého MOSFET tranzistoru je lineárně závislá na průchodu proudu, ovšem při konstantní teplotě. Tato podmínka je však prakticky nerealizovatelná.

Druhým faktorem jsou minimální reálné časy nutné pro otevření a následné uzavření tranzistoru, které jsou v jednotkách desítek nanosekund. Tyto časy sestávají ze zpožděné reakce tranzistoru na řídicí pulz a to vzestupnou  $t_{d(on)}$ , sestupnou  $t_{d(off)}$  hranu pulzu a dobou náběhu  $t_r$  a dobou doběhu  $t_f$ . Součástí IGBT a MOSFET tranzistorů je dioda, která má využití jako ochrana samotného tranzistoru v případě prohození polarity napětí  $U_{DS}$  a také vyvedení zbytkového proudu při spínání indukční zátěže. Tyto parametry mají zásadní vliv na činitele plnění (duty cycle) při použití pulzně šířkové modulace typu AD (PWM). Činitel plnění se poté nemůže pohybovat na hranicích své funkce. Teoretickým spodním limitem činitele plnění je hodnota 0% a horním 100%. Prakticky se po odečtení reakcí tranzistoru pohybujeme v jednotkách procent blíže hodnotě 50%. [9]

Dalším omezujícím faktorem je dostupná šířka pásma měniče, která je závislá na modulační frekvenci související s řádem výstupního harmonického filtru LC. Například pro zkreslení výstupního napětí 1% při použití filtru druhého řádu se strmostí 40dB na dekádu je nutné mít nosný kmitočet jednu dekádu nad horním mezním kmitočtem. Při použití filtru čtvrtého řádu se strmostí 80dB na dekádu stačí půl dekády nad horním mezním kmitočtem. [6, str. 228].

## 2.2 Řídící část měniče

Při návrhu byl využit 32 bitový mikroprocesor STM32F100RBT6B jehož výrobcem je firma STMicroelectronics. Tento obvod je součástí vývojového kitu STM32VLDISCOVERY (Obr. 10). Kit je dále osazen obvodem STM32F103C8T6, který zajišťuje komunikaci mezi mikroprocesorem a počítačem pomocí USB rozhraní. Po tomto rozhraní lze mikroprocesor programovat. Komunikační rozhraní má firemní název ST-Link jehož základem je JTAG rozhraní. Kompilace zdrojového kódu programu je možná hned v několika typech programů. Kvůli jednoduchosti ovládání bylo zvoleno vývojové prostředí Keil  $\mu$ Vision. Toto prostředí umožňuje přímé programování mikroprocesoru a debugging s omezenou délkou kódu ve volné verzi. [7]



Obr. 10 kit STM32VLDISCOVERY [7]

### 2.2.1 Generování sinusového průběhu

Aby bylo možné generovat pulzně šířkovou modulaci se sinusovým průběhem, je nutné vygenerovat průběh v číselné podobě. K tomuto posloužil online generátor [8], ve kterém je vytvořen sinusový průběh pomocí 256 hodnot. Pro lepší představu hodnota 128 z tabulky (Tab. 1) představuje číselný plnění 50%. Tyto hodnoty jsou postupně čteny kódem programu a zpracovány na výstup. Výstup je zajištěn pomocí časovače TIM15, který umožňuje komplementární chod dvou výstupů. Tento chod je vhodný pro buzení polo můstku či H-můstku (Obr. 9). Ve zdrojovém kódu, který se nachází v příloze A, jsou uvedeny upravené hodnoty pro sinusový průběh s ohledem na zpožděných reakcí tranzistoru (kapitola 2.2.2). [8]

Tab. 1 Vygenerované hodnoty pro jednu periodu

128,131,134,137,141,144,147,150,153,156,159,162,165,168,171,174,177,180,183,186,188,191,194,196,199,202,204,207,209,212,214,216,219,221,223,225,227,229,231,233,234,236,238,239,241,242,244,245,246,247,249,250,250,251,252,253,254,254,255,255,255,256,256,256,256,256,256,256,255,255,255,254,254,253,252,251,250,250,249,247,246,245,244,242,241,239,238,236,234,233,231,229,227,225,223,221,219,216,214,212,209,207,204,202,199,196,194,191,188,186,183,180,177,174,171,168,165,162,159,156,153,150,147,144,141,137,134,131,128,125,122,119,115,112,109,106,103,100,97,94,91,88,85,82,79,76,73,70,68,65,62,60,57,54,52,49,47,44,42,40,37,35,33,31,29,27,25,23,22,20,18,17,15,14,12,11,10,9,7,6,6,5,4,3,2,2,1,1,1,0,0,0,0,0,0,0,0,1,1,1,2,2,3,4,5,6,6,7,9,10,11,12,14,15,17,18,20,22,23,25,27,29,31,33,35,37,40,42,44,47,49,52,54,57,60,62,65,68,70,73,76,79,82,85,88,91,94,97,100,103,106,109,112,115,119,122,125,
--

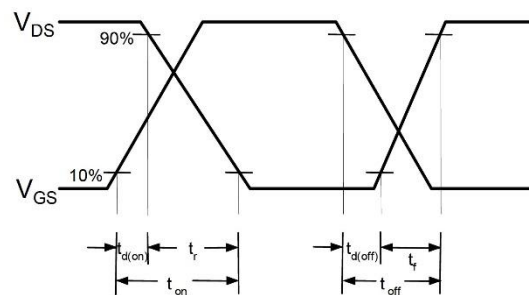
### 2.2.2 Nastavení časů dead time

Nastavení časů dead time je nutné z důvodů zpožděných reakcí MOSFET tranzistoru související s již zmíněnou dobou náběhu  $t_r$ , dobou doběhu  $t_f$  a rozdílnými charakteristikami reakcí na vzestupnou  $t_{d(on)}$ , sestupnou  $t_{d(off)}$  hranu řídicího signálu. K tomu je však nutné přičíst zotavovací schopnost diody  $t_{rr}$ . Výsledný čas mezi odepnutím T1 a sepnutí T4 dle (Obr. 9) může být v hodnotách stovek nanosekund. Jednotlivé časy spínání tranzistoru FCH072N60F naznačuje (Obr. 11, Obr. 12).

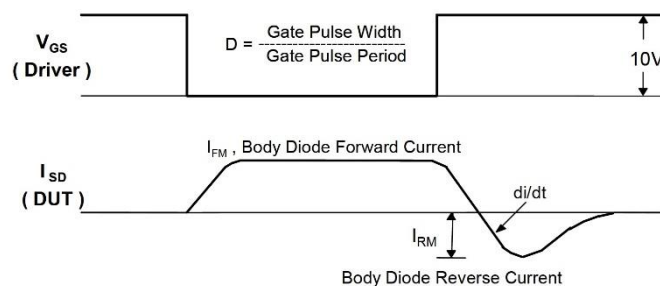
Celkový minimální čas  $t_{dt}$  mezi jednotlivými výstupy řídicích signálů, tedy čas od vypnutí tranzistoru T1 a sepnutí T4, je dán vztahem (34). Výsledný čas má hodnotu 472ns (35). Do programu byla zavedena hodnota 0,7 $\mu$ s pomocí BDTR registru, který je součástí časovače TIM15. [9]

$$t_{dt} = t_{d(off)_{max}} + t_{f_{max}} + t_{rr_{max}} - t_{d(on)_{min}} \quad (34)$$

$$t_{dt} = 290 + 60 + 165 - 43 = 472 \text{ [ns]} \quad (35)$$



Obr. 11 Reakce MOSFET tranzistoru na hranu signálu [9]



Obr. 12 Zotavovací schopnost diody [9]

### 2.2.3 Variabilní amplituda

Pro regulaci výstupního napětí je potřeba hodnoty z tabulky (Tab. 1) upravovat tak, aby se výstupní hodnota blížila střední hodnotě, tedy číslu 128. Toto lze zajistit funkčním předpisem, který má tvar (36). Po dosazení proměnné  $x = 2$  získáme poloviční hodnotu amplitudy. Tedy pokud vstupní hodnotou bude číslo 256, výstupní bude 192. Totožný tvar bude mít i po dosazení vstupní hodnoty 0, jehož výsledkem bude číslo 64. Tento funkční předpis je aplikován na všechna čísla z tabulky (Tab. 1). Aby byla regulace jemnější, byl tento funkční předpis upraven na tvar (37). Vynásobení funkce konstantou  $c = 512$  má za následek menší dopad na výslednou hodnotu při dosazení stejné proměnné  $x = 2$ . Použitím konstanty  $c$  se odstraní problém při dosazování proměnné  $x$ . Pro dosažení jemnějšího kroku již nemusí být proměnná  $x$  desetinným číslem typu float, které zabírá větší množství paměti nežli typ integer.

Proměnná  $x$  je zadávána přímo uživatelem pomocí potenciometru, kde se o převod z analogové podoby do digitální stará 12 bitový ADC převodník integrovaný v mikroprocesoru. Minimální hodnota z ADC převodníku je nula a maximální hodnota je tedy  $2^{12} = 4096 - 1$ . Při dosazení konstanty  $c = 512$  a proměnné  $x = 1$  má za následek snížení amplitudy na 99,9% původní hodnoty. Variabilita výstupního napětí je limitována maximální hodnotou  $x = 4095$ , kdy minimální amplituda napětí má hodnotu 11,1%.

$$dutyicycle = ((dutyicycle - 128)/x) + 128 \quad (36)$$

$$dutyicycle = (((c * (dutyicycle - 128))/(c + x)) + 128) \quad (37)$$



#### 2.2.4 Variabilní kmitočet

Výstupní kmitočet je napevno odvozen z kmitočtu oscilátoru 12MHz a interní děličkou kmitočtu snížen na 140kHz. Tento pracovní kmitočet je modulačním kmitočtem pulzně šířkové modulace. Při postupném vyčtení všech hodnot z tabulky (Tab. 1) dělením dojdeme k minimálnímu kmitočtu 546,87Hz. Tato hodnota je příliš nízká pro laboratorní účely, proto jsou některé hodnoty z tabulky účelově vynechány tak, aby minimální kmitočet byl roven přibližně 1kHz.

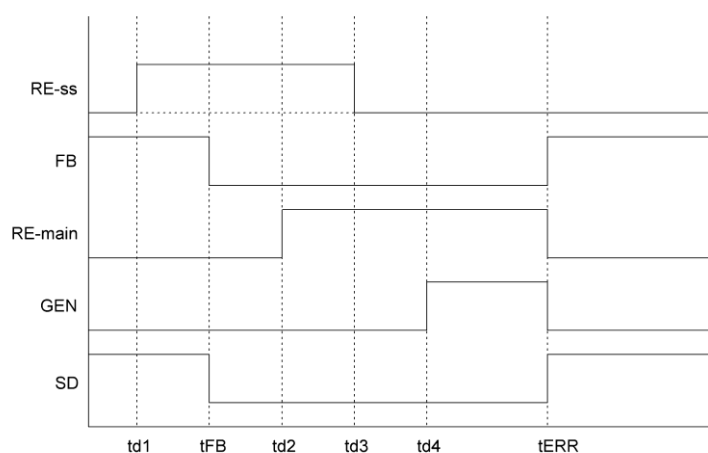
Maximální výstupní kmitočet je stanoven na hodnotu 10kHz. K dosažení tohoto kmitočtu bylo nutné opět počet vyčtených hodnot zredukovat na 14 čtených hodnot. Tato redukce má za následek výskyt většího zvlnění výstupní napětí z harmonického filtru (kapitola 2.4).

Variabilita výstupního napětí je zadávána uživatelem opět pomocí čtení hodnoty z 12 bitového ADC převodníku. Jemnost nastavení je snížena na 180 kroků, které jsou dány vztahem (38). Výsledná hodnota je předána do auto obnovovacího registru (ARR) časovače TIM2.

$$TIM2 \rightarrow ARR = (ADC\_hodnota + 400)/25 \quad (38)$$

### 2.2.5 Kontrola stavu

Předtím nežli jsou spuštěny procesy samotného měniče, je provedená kontrola stavu. Prvním krokem je ověření, zda se měnič nenachází ve zkratu například vlivem vadného tranzistoru, nebo filtračního kondenzátoru. K tomu slouží obvod proudové ochrany (kapitola 2.5.2), ze které procesor nedostane zpětnou vazbou FB žádný povel k pokračování programu a provede reset. Program pokračuje pouze pokud naběhne zdroj proudové ochrany a současně není-li detekováno přetížení nadproudem. Pro lepší představu monitorování funkcí měniče slouží diagram na (Obr. 13). Signál SD není řízen softwarem procesoru, ale pouze hardwarem.



Obr. 13 Diagram kontroly stavu

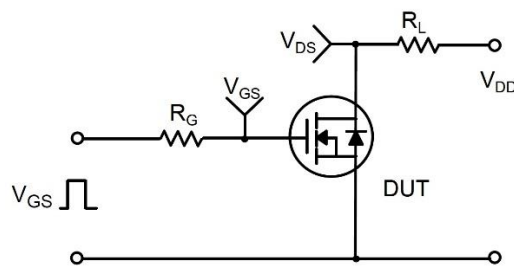
RE-ss	pin PC8 povel relé softstartu
FB	pin PC6 zpětná vazba z optočlenu proudové ochrany
RE-main	pin PC9 povel hlavní relé
GEN	činnost generování funkce PWM
SD	zablokování činnosti budiče IR2113S
td1	zpoždění po detekci napájení STM32F100RBT6B
tFB	prodleva reakce zpětné vazby
td2	zpoždění povelu RE-main po detekci FB
td3	zpoždění odepnutí RE-ss
td4	zpoždění před generováním funkce PWM
tERR	chyba detekovaná zpětnou vazbou FB

## 2.3 Výkonová část měniče

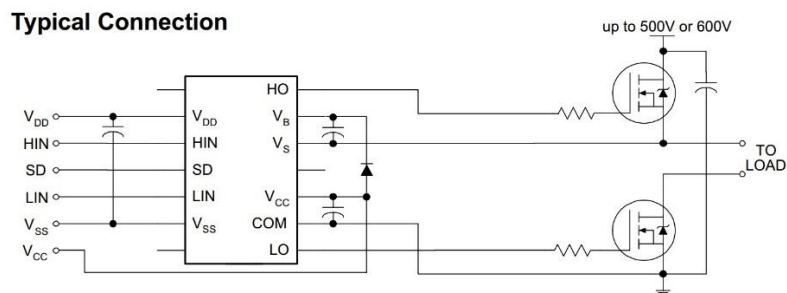
### 2.3.1 Budící, koncová část

Buzení výkonových MOSFET tranzistorů je zajištěno pomocí dvou driverů IR2113S od firmy International Rectifier. Driver je schopen tranzistory otevírat a zavírat maximálním proudem  $I_o = \pm 2A$  [10, str. 1]. U použitých tranzistorů FCH072N60F chybí údaj o maximálním proudu hradla  $I_g$ , přesto je ve spínacích charakteristikách [9, str. 2] uveden použitý odpor hradla  $R_g = 4,7\Omega$  (Obr. 14) při napětí  $V_{GS} = 10V$ . Výpočtem dojdeme k proudu hradla  $I_g = 2,128A$ . Při úrovni  $V_{GS} = 12V$  budícího napětí na hradle vypočteme minimální hodnotu odporu hradla  $R_{g_{min}}$  při využití maximálního proudu budiče (39).

$$R_{g_{min}} = \frac{V_{GS}}{I_o} = \frac{12}{2} = 6 [\Omega] \quad (39)$$

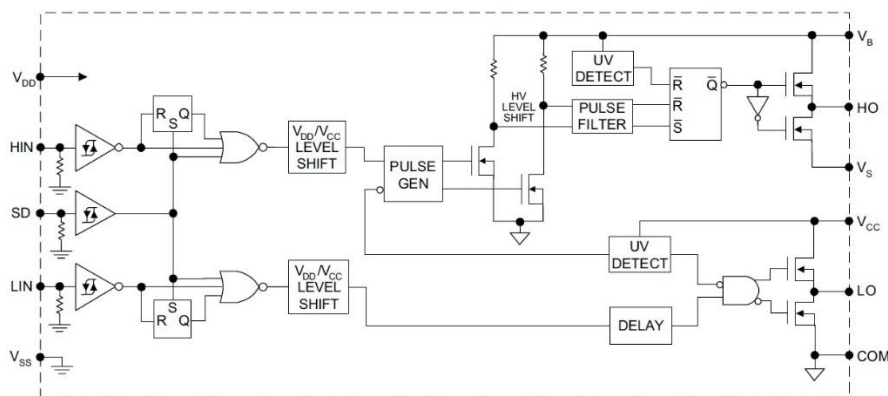


Obr. 14 Schéma obvodu buzení hradla tranzistoru [9, str. 6]



Obr. 15 Schéma typického zapojení obvodu IR2113S [10, str. 1]

Obvod IR2113S obsahuje řízení nízké (low side) a vysoké (high side) větve měniče do napětí 600V. Vysoká větev měniče má plovoucí charakter dle typického zapojení (Obr. 15). Aby byla zachována činnost této větve, je nutné vypočítat kapacitu bootstrap kondenzátoru dle vztahu (40), jehož výsledkem (41) je minimální kapacita nutná pro chod měniče. Pokud by kapacita byla menší, hrozí aktivace ochrany podpětí (UV DETECT), (Obr. 16). Schéma driveru (Obr. 51) a deska plošných spojů (Obr. 55) jsou uvedeny v příloze B.[11, str. 6]



Obr. 16 Vnitřní blokové schéma [10, str. 4]

$$C \geq \frac{2 \left[ 2Q_q + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{min}} \text{ [F]} \quad (40)$$

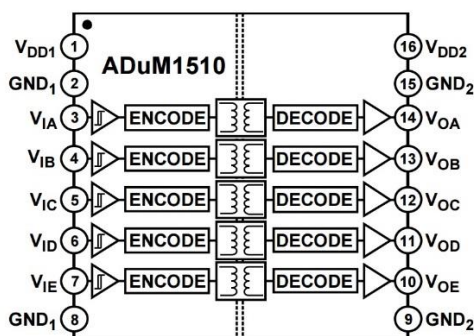
$$C \geq \frac{2 \left[ 2 \times 165 \cdot 10^{-9} + \frac{230 \cdot 10^{-6}}{140000} + 5 \cdot 10^{-9} + \frac{10^{-9}}{140000} \right]}{12 - 1.1 - 0.65 - 10} = 354,4 \cdot 10^{-9} \text{ [F]} \quad (41)$$

$Q_q$	je náboj gate tranzistoru	[C]
$I_{qbs(max)}$	je maximální klidový proud	[A]
$Q_{ls}$	je náboj za jedním cyklem	[C]
$I_{cbs(leak)}$	je svodový proud kondenzátoru	[A]
$V_{cc}$	je napájecí napětí	[V]
$V_f$	je napěťová ztráta na diodě v propustném směru	[V]
$V_{LS}$	je napěťová ztráta na MOSFET tranzistoru při průchodu proudem	[V]
$V_{min}$	je minimální napětí požadované pro chod plovoucí větve	[V]

### 2.3.2 Galvanické oddělení

Koncová část měniče má galvanicky přímou vazbu živou částí. Řídící část měniče obsahuje ovládací prvky, u kterých se počítá s přímým dotekem uživatele. Proto je nutné zajistit galvanické oddělení těchto dvou částí. Při návrhu byl využit obvod ADuM1510 (Obr. 17) od firmy Analog Devices, který zajišťuje galvanické oddělení živých částí měniče od neživých. Rozchod pinů 7,5mm integrovaného obvodu odpovídá normě pro oddělení živých částí od neživých.

Galvanické oddělení je založeno na principu transformátoru se vzduchovým jádrem. Vstupní logika je kompatibilní jak napětovými úrovněmi 5V, tak i 3,3V, které jsou dány minimální rozhodovací úrovní  $V_{IH} = 2,0V$  pro vysoký (High) stav [12, str. 3]. Maximální datový tok jednoho kanálu má kapacitu 10Mbps. Celkem má obvod k dispozici pět kanálů. Při návrhu jsou využity pouze tři pro signály *HIN*, *LIN* a *SD*.



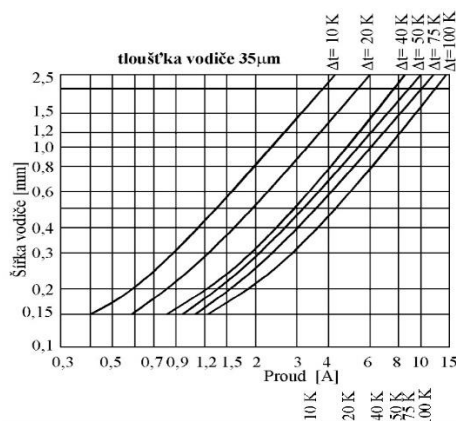
Obr. 17 Blokové schéma obvodu ADUM1510 [12, str. 1]

### 2.3.3 Dimenzování PCB

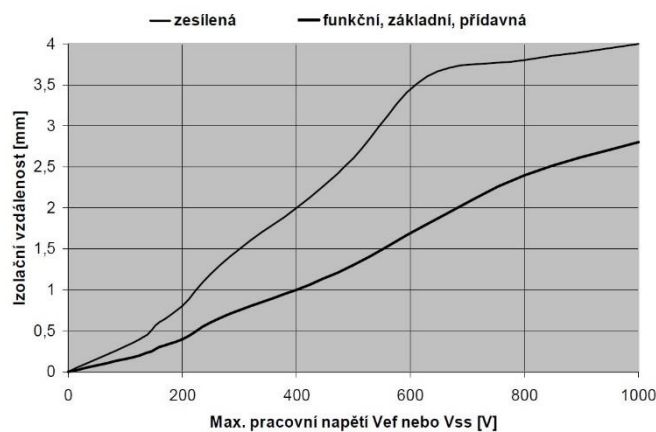
Při realizaci plošného spoje je potřeba zohlednit několik hledisek. Prvním z nich je proudové dimenzování spojů. Druhým je vzdálenost mezi jednotlivými cestičkami, která je dána rozdílem potenciálů. Pro obě hlediska jsou definovány normy ČSN EN 60950 a ČSN EN 61010-1. [13]

Šířka jednotlivých cest je dána použitou tloušťkou měděné vrstvy, kterými prochází proud po určitý čas. V případě špatného definování dochází k ohřevu této vrstvy až o několik desítek stupňů. Při návrhu měniče jsou výkonové cesty definovány pro trvalý proud 10A. Při odečtení této hodnoty z grafu (Obr. 18) dojdeme k minimální šířce 6,25mm pro oteplení  $\Delta t = 10K$ . Šířka výkonových cest použitá v tomto měniči je více než dvojnásobná.

Vzdálenost jednotlivých cest je určena rozdílem potenciálu sousedících cest. Měnič je napájen přímo se sítě. Rozdíl potenciálu je tedy  $230 \times \sqrt{2} = 325 V$ . Minimální vzdálenost mezi cestami je tedy 2mm v případě pracovního napětí 400V (Obr. 19). Tato vzdálenost je navýšena až na 4mm, která je určena pro 1kV. Důvodem tohoto navýšení je vznik sériové rezonance mezi MOSFET tranzistorem a přívodními cestami (kapitola 2.3.4).



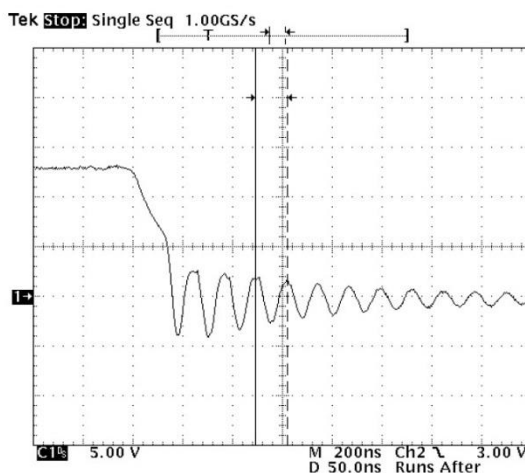
Obr. 18 Proudové zatížení DPS – trvalé [13, str. 2]



Obr. 19 Minimální vzdálenosti pro desky s plošnými spoji [13, str. 1]

### 2.3.4 Výpočet ochran tranzistorů

Během měření spínacích průběhů byly zjištěny překmity na vypnutých tranzistorech, které jsou zapříčiněny strmým nárůstem napětí. Jedná se o sériovou rezonanci mezi parazitní kapacitou  $C_{DS}$  vypnutého tranzistoru a indukčností přívodních cest desky plošných spojů. Vysoká hodnota tohoto napětí je dána činitelem jakosti  $Q$  sériového rezonančního obvodu a může vést k destrukci struktury tranzistoru. Vzhledem k tomu, že tato kapacita a indukčnost jsou malých hodnot, frekvence rezonance je řádově v desítkách megahertz. (Obr. 20)



Obr. 20 Překmit sériové rezonance [14]

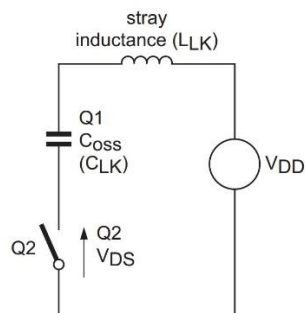
Zmenšení dopadu této rezonance se provádí ztlumením pomocí RC článku (Obr. 21) přidaného paralelně k parazitní kapacitě  $C_{DS}$  tranzistoru. Nejprve je potřeba určit reálné hodnoty prvků  $L_{LK}$  (44) a  $C_{LK}$  (45). To se provádí přeladěním naměřené rezonanční frekvence  $f_0 = 17,2\text{MHz}$  na nižší pomocí přidané kapacity  $C_{add} = 1\text{nF}$ . Nová rezonanční frekvence klesla na  $f_1 = 14,08\text{MHz}$ . Pomocí zpětného výpočtu (42), (43) se odhalí velikost parazitní indukčnosti cest plošného spoje  $L_{LK}$  a reálné parazitní kapacity  $C_{DS} = C_{LK}$  tranzistoru. [14]

$$x = \frac{f_{r0}}{f_{r1}} = \frac{17,2 \cdot 10^6}{14,08 \cdot 10^6} = 1,207 \quad [-] \quad (42)$$

$$C_{LK}' = \frac{C_{add}}{x^2 - 1} = \frac{1 \cdot 10^{-9}}{1,207^2 - 1} = 2,189 \cdot 10^{-9} \text{ [F]} \quad (43)$$

$$L_{LK} = \frac{1}{\omega^2 C_{LK}'} = \frac{1}{2\pi f_{r1} C_{LK}'} = \frac{1}{(2\pi 14,08 \cdot 10^6)^2 \times 2,189 \cdot 10^{-9}} = 58,37 \cdot 10^{-9} \text{ [H]} \quad (44)$$

$$C_{LK} = \frac{1}{\omega^2 L_{LK}} = \frac{1}{2\pi f_{r0} L_{LK}} = \frac{1}{(2\pi 17,2 \cdot 10^6)^2 \times 58,37 \cdot 10^{-9}} = 1,51 \cdot 10^{-9} \text{ [F]} \quad (45)$$



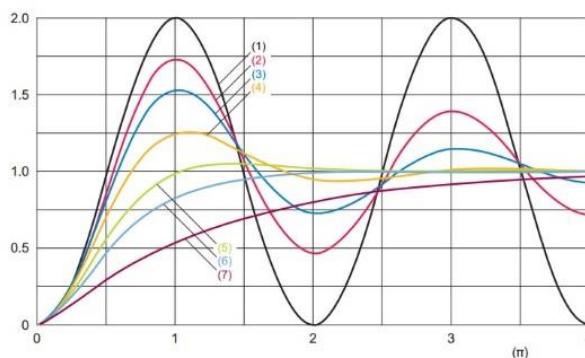
Obr. 21 Ekvivalentní obvod rezonančního článku [14]

Dále se vypočítá kritický odpor  $R_S$  dle požadovaného průběhu tlumení  $\zeta$  (Obr. 22) přechodného jevu druhého řádu. Vypočtená hodnota (46) rezistoru bohužel nenavazuje ani na řadu E24, proto je potřeba zpětně dosadit dostupnou hodnotu odporu pro rezistor  $R_S'$  (47) a vypočítat průběh tlumení  $\zeta$ . Poté výpočtem dojdeme k hodnotě kondenzátoru  $C_S$  (48). [14]

$$\zeta = \left( \frac{1}{2R_S} \right) \sqrt{\frac{L_{LK}}{C_{LK}}} [-] \Rightarrow 0,7 = \left( \frac{1}{2R_S} \right) \sqrt{\frac{58,37 \cdot 10^{-9}}{1,51 \cdot 10^{-9}}} \Rightarrow R_S = 4,456 [\Omega] \quad (46)$$

$$R_S' = 4,7 [\Omega] \Rightarrow \zeta = \left( \frac{1}{2R_S'} \right) \sqrt{\frac{L_{LK}}{C_{LK}}} \Rightarrow \zeta = \left( \frac{1}{2 \times 4,7} \right) \sqrt{\frac{58,37 \cdot 10^{-9}}{1,51 \cdot 10^{-9}}} = 0,66 [-] \quad (47)$$

$$f_{r0} = \frac{1}{2\pi R_S' C_S} [\text{Hz}] \Rightarrow 17,2 \cdot 10^6 = \frac{1}{2\pi \cdot 4,7 \times C_S} \Rightarrow C_S = 1,96 \cdot 10^{-9} [\text{F}] \quad (48)$$



- (1)  $\zeta = 0.$
- (2)  $\zeta = 0.1.$
- (3)  $\zeta = 0.2.$
- (4)  $\zeta = 0.4.$
- (5)  $\zeta = 0.7.$
- (6)  $\zeta = 1.$
- (7)  $\zeta = 2.$

Obr. 22 odezva RLC obvodu pro průběh tlumení  $\zeta$  [14]



Posledním parametrem je ztráta  $P_{R_S'}$  (50) na rezistoru  $R_S'$ , která se vypočte z uchované energie kondenzátoru (49) v závislosti na modulační frekvenci. Během jedné periody poteče proud kondenzátorem  $C_s$  dvakrát. Výsledná ztráta roste s kvadrátem napětí, proto je ztráta  $P_{R_S'}$  poměrně velká.

Běžně dostupný rezistor pro tento ztrátový výkon je vinutý z odporového drátu, který má nezanedbatelnou indukčnost. Tento typ rezistoru nelze pro danou aplikaci použít a je třeba jej nahradit rezistorem s malou indukčností. V úvahu připadají pouze rezistory vyráběné pomocí tlusté fólie (thick film), které mají indukčnost menší než  $0,1\mu H$ . Schéma H-můstku (Obr. 53) a deska plošných spojů (Obr. 57) jsou uvedeny v příloze B [18, str. 1]

$$W_{C_s} = \frac{1}{2} C_s U^2 \text{ [J]} \quad (49)$$

$$P_{R_S'} = \frac{1}{2} C_s U^2 \times f_{PWM} \times 2 = \frac{1}{2} 2 \cdot 10^{-9} \times 325^2 \times 14 \cdot 10^4 \times 2 = 29,57 \text{ [W]} \quad (50)$$



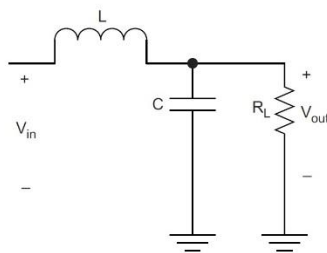
Obr. 23 Thick film rezistor [18]

## 2.4 Návrh harmonického filtru

U harmonického LC filtru je potřeba přesně definovat požadované výstupní parametry. Hlavním z nich je požadované zkreslení na výstupu z filtru. Měníč (kapitola 2.3) generuje harmonické napětí v rozsahu 1kHz-10kHz. Aby zkreslení výstupního napětí bylo menší než 1%, musí být modulační kmitočet jednu dekádu nad horním mezním kmitočtem. V prvotní úvaze bylo toto kritérium realizovatelné, avšak při realizaci bylo nutné kritérium na požadované zkreslení posunout. Reálné dosažení kritéria je možné při použití filtru čtvrtého řádu. Tento filtr bude mít vyšší úbytek napětí vlivem ztrát ve vodičích a vyzařováním elektromagnetického pole, nežli filtr druhého řádu. [6, str. 158]

### 2.4.1 Výpočet filtru 2. řádu

LC filtr je v podstatě dvojbranem, jehož výstupní napětí reaguje na napětí vstupní. Nejprve určíme přenosovou funkci  $H(s)$  (51) dvojbranu (Obr. 24). Pro filtr druhého řádu platí přenos  $H(s)$  (52). [15]



Obr. 24 Schéma LC filtru [15]

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{1 + s \times \frac{L}{R_L} + L \times C + s^2} = \frac{\frac{1}{L \times C}}{s^2 + s \times \frac{1}{R_L \times C} + \frac{1}{L \times C}} \quad (51)$$

$$H(s) = \frac{A}{s^2 + s \times \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} = \frac{\frac{1}{L \times C}}{s^2 + s \times \frac{1}{R_L \times C} + \frac{1}{L \times C}} \quad (52)$$

$\omega_0$  je horní mezní kmitočet šířky pásma  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \times C}}$  [rad]

$Q$  je činitel jakosti rezonančního obvodu  $Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}}$  [-]

$A$  je zesílení filtru  $A = \frac{1}{L \times C}$  [-]

Obvod je kriticky tlumen za předpokladu, že činitel jakosti rezonančního obvodu má hodnotu  $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$ . Pokud by byla hodnota vyšší nežli  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ , dochází v LC obvodu k sériové rezonanci (Obr. 25). Tato rezonance má za následek zesílení napětí ke konci šířky pásma.

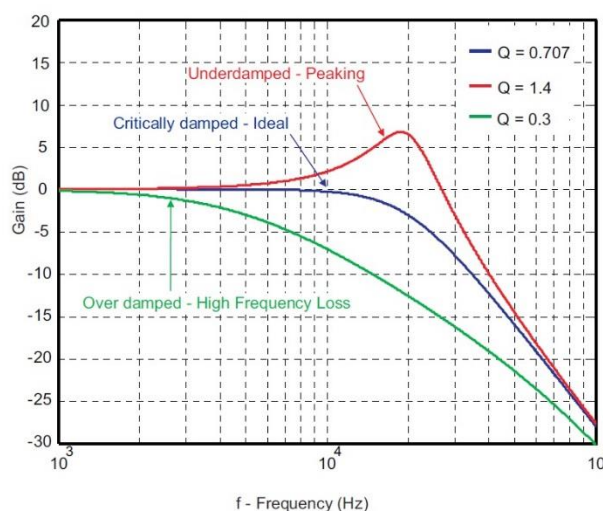
Činitel jakosti  $Q$  je dán ze vztahu (53). Z toho vztahu je zjevná lineární závislost  $Q$  na  $R_L$ , proto je potřeba nejprve určit zatěžovací impedanci  $R_L$ . Impedanci určíme ze vztahu (54). Poté určíme indukčnost  $L$  (55) na základě požadované šířky pásma  $f_0 = 30\text{kHz}$ . Tato mez je určena výše, než je požadovaný rozsah  $10\text{kHz}$ , protože se tím minimalizuje dopad rezonance filtru v případě zvýšeného odporu zatěžovací impedanci  $R_L$ . Ovšem za cenu zvětšení zkreslení výstupního napětí díky nedodržení pravidla jedné dekády nad horním mezním kmitočtem (kapitola 2.4). Na konec určíme kapacitu kondenzátoru  $C$  dle (56). [15]

$$Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (53)$$

$$R_{BTL} = \frac{U_{ef}}{I} = \frac{200}{10} = 20 [\Omega] \Rightarrow R_L = \frac{R_{BTL}}{2} = 10 [\Omega] \quad (54)$$

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0} = \frac{10 \times \sqrt{2}}{2\pi 30 \cdot 10^3} = 75 \cdot 10^{-6} [\text{H}] \quad (55)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi 30 \cdot 10^3 \times 10 \times \sqrt{2}} = 375 \cdot 10^{-9} [\text{F}] \quad (56)$$



Obr. 25 Vliv  $Q$  ve frekvenční rozsahu [15]

Výše uvedený návrh je použitelný pouze pro jednostranně fungující (SE - single ended) (Obr. 24) zapojení. Pro tento měnič je potřeba použít zapojení můstkové (BTL bridge-tied load) (Obr. 26). Aby byla zajištěna stejná funkčnost jako v SE, je potřeba hodnoty LC filtru přepočítat. Pro zatěžovací impedanci  $R_{BTL}$  platí vztah (54). Dále se změní kapacita  $C$  dle vztahu (57). Indukčnost  $L$  se vlivem dvojnásobné impedance nemění (58). Posledním prvkem filtru jsou přidavné kapacity  $C_g$ , které určují potenciál výstupu v případě nefunkčnosti jednoho polo můstku. Jejich kapacita bývá přes 10% z kapacity  $C$ . Pro zachování celkové  $C_{BTL} + 2C_g$  kapacity je potřeba všechny hodnoty přepočítat s ohledem dostupnosti reálných kapacit kondenzátorů (59), (60). [15]

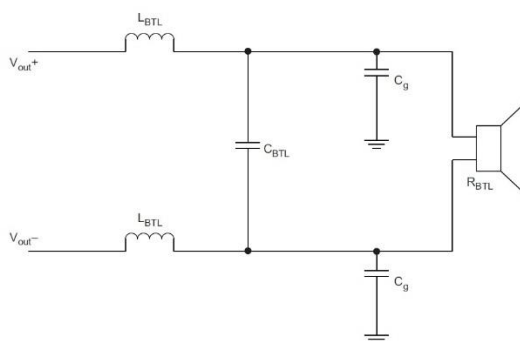
$$C_{BTL} = \frac{C}{2} = \frac{375 \cdot 10^{-9}}{2} = 187,5 \cdot 10^{-9} [F] \quad (57)$$

$$L_{BTL} = L = 75 [\mu H] \quad (58)$$

$$C_g = \frac{C}{10} = \frac{375 \cdot 10^{-9}}{10} = 37,5 \cdot 10^{-9} [F] \approx C_{g(real)} = 44 [nF] \quad (59)$$

$$C_{BTL(new)} = \frac{C - C_{g(real)}}{2} = \frac{375 \cdot 10^{-9} - 44 \cdot 10^{-9}}{2} = 165,5 \cdot 10^{-9} [F] \quad (60)$$

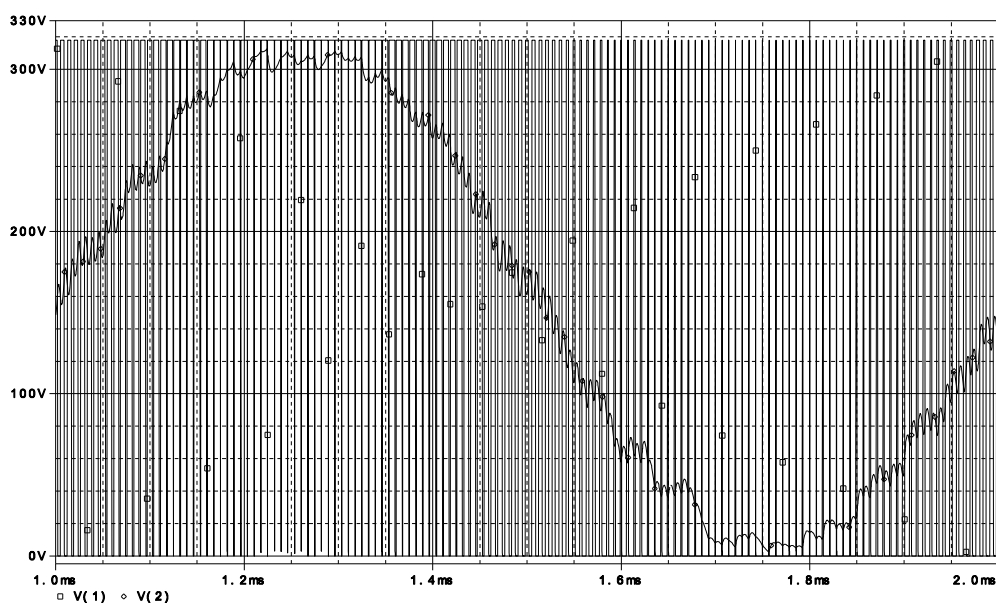
$$\approx C_{BTL(real)} = 166 [nF]$$



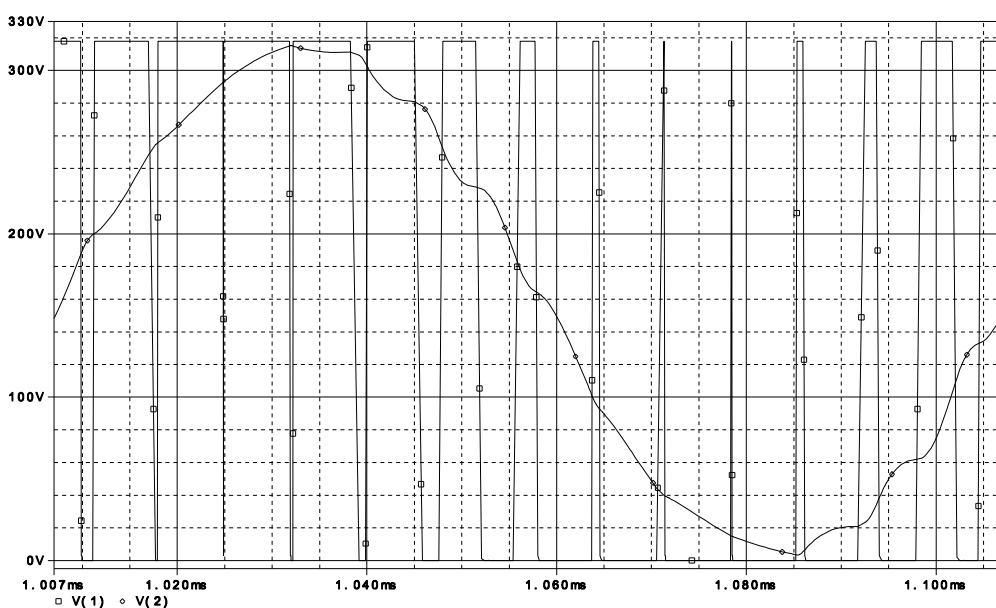
Obr. 26 Schéma LC filtru pro můstkové zapojení [15]

## 2.4.2 Simulace navrženého filtru

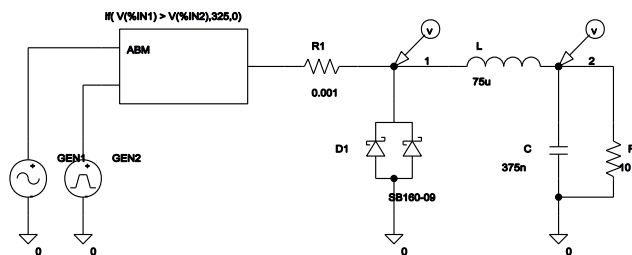
Před realizací filtru je třeba pro vypočtené hodnoty (kapitola 2.4.1) provést simulaci. Nejprve provedeme simulaci PWM pro dolní kmitočet 1kHz (Obr. 27) a horní kmitočet 10kHz (Obr. 28), kde jsou patrné rozdílné počty kroků PWM pro daný kmitočet. Simulace filtru realizována pomocí programu PSpice podle schématu (Obr. 29). Zdroj GEN1 generuje sinusový průběh napětí, GEN2 pilový průběh, které jsou porovnány na komparátoru ABM. Výsledné průběhy pulzně šířkové modulace V1 a výstupního napětí za filtrem V2 jsou uvedeny na (Obr. 27),(Obr. 28).



Obr. 27 Výsledek simulace pro výstupní kmitočet 1kHz



Obr. 28 Výsledek simulace pro výstupní kmitočet 10kHz



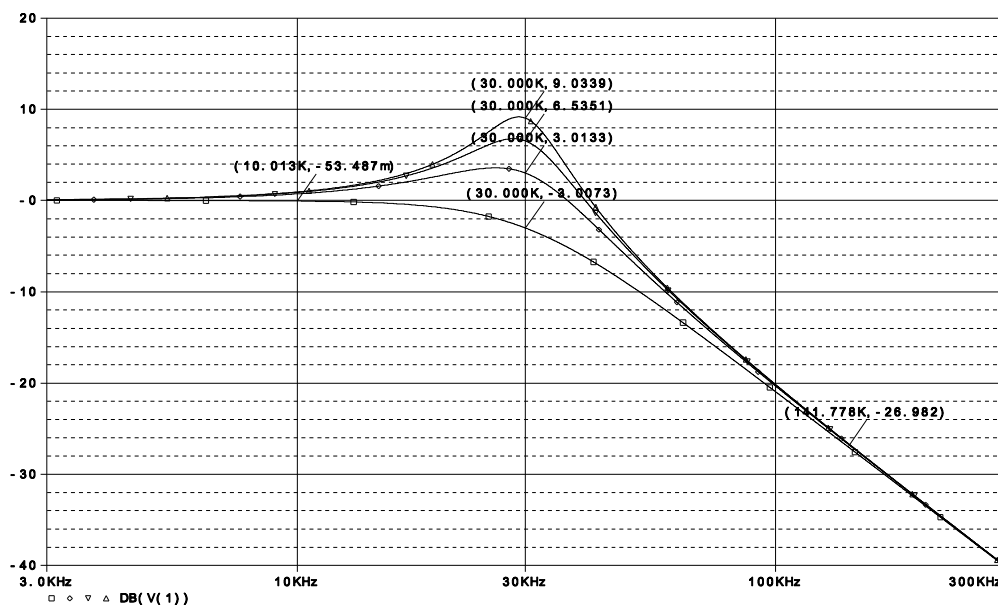
Obr. 29 Schéma obvodu simulace PWM

Hlavním parametrem provedené simulace je sledování závislosti činitele jakosti  $Q$  při rezonanci filtru na zatěžovací impedanci  $R_L$ . Z grafu (Obr. 30) a tabulky (Tab. 2) lze identifikovat značné zvětšení výstupního napětí při zatěžovací impedanci  $R_L = 40\Omega$ . Z tohoto důvodu není filtr nastaven na mezní kmitočet 10kHz, ale na 30kHz.

Hodnota útlumu  $A_u = -27dB$  modulačního kmitočtu PWM je dána grafem (Obr. 30). Dopad na zkreslení výstupního napětí je dán vztahem (61). Výsledkem je téměř pět procentní zkreslení, které je viditelné na (Obr. 27), (Obr. 28).

$$A_u = 20 \log \frac{U_{out}}{U_{in}} \text{ [dB]} \Rightarrow -27 = 20 \log \frac{U_{out}}{1} \quad (61)$$

$$\Rightarrow U_{out} = 4,47[\%]$$

Obr. 30 Závislost  $Q$  na zatěžovací impedanci  $R_L$

Tab. 2 Rozdíl výstupního napětí na zatěžovací impedanci  $R_L$ 

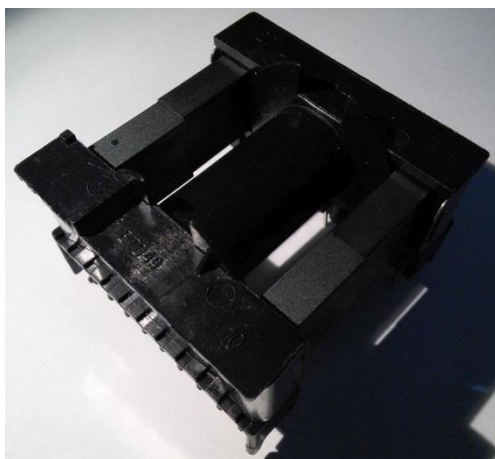
$R_L [\Omega]$	10kHz		30kHz	
	$\Delta U [dB]$	U [%]	$\Delta U [dB]$	U [%]
10	-0,053	99,4	-3,0073	70,7
20	0,726	108,7	3,0133	141,5
30	0,887	110,8	6,5351	212,2
40	0,945	111,5	9,0339	282,9

### 2.4.3 Konstrukce filtru

Při konstrukci filtru byla využita jádra ETD49 (Obr. 31) z materiálu N87. Tento typ materiálu je schopen pracovat do kmitočtu 500kHz. Pro snížení indukčnosti na jednom z E jader je vyfrézována mezera o velikosti 2mm. Touto konstrukcí se změní tvar hysterezní smyčky tak, že k saturaci jádra je nutný vyšší proud. Negativním dopadem je větší intenzita vyzařovaná elektromagnetické pole do okolí, která je částečně vyřešena závitem nakrátko kolem jádra.

Vynutí vlivem skin efektu při modulační frekvenci 140kHz musí být tvořeno z navzájem izolovaných vodičů. Hloubka vniku v tomto případě je vyjádřena vztahem (62). V případě použití lanek 120x0,1mm je podmínka využití plného průřezu vodičů splněna. Výrobce dovoluje trvalý proud  $I = 3,36A$  lankem, pro proud 10A je nutné vinout vinutí třemi lanky zároveň. Jednotlivé vrstvy vynutí jsou izolovány páskou na transformátory kvůli vysokému rozdílu potenciálů (Obr. 32). [1, str. 235]

$$a = \sqrt{\frac{2}{\omega\gamma\mu_0\mu_r}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi f\gamma\mu_0 \times 1}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f \times 6,43 \cdot 10^7 \times 4\pi \cdot 10^{-7}}} = \frac{0,0628}{\sqrt{f}} = 0,168 \text{ [mm]} \quad (62)$$



Obr. 31 Jádru ETD49 s kostrou



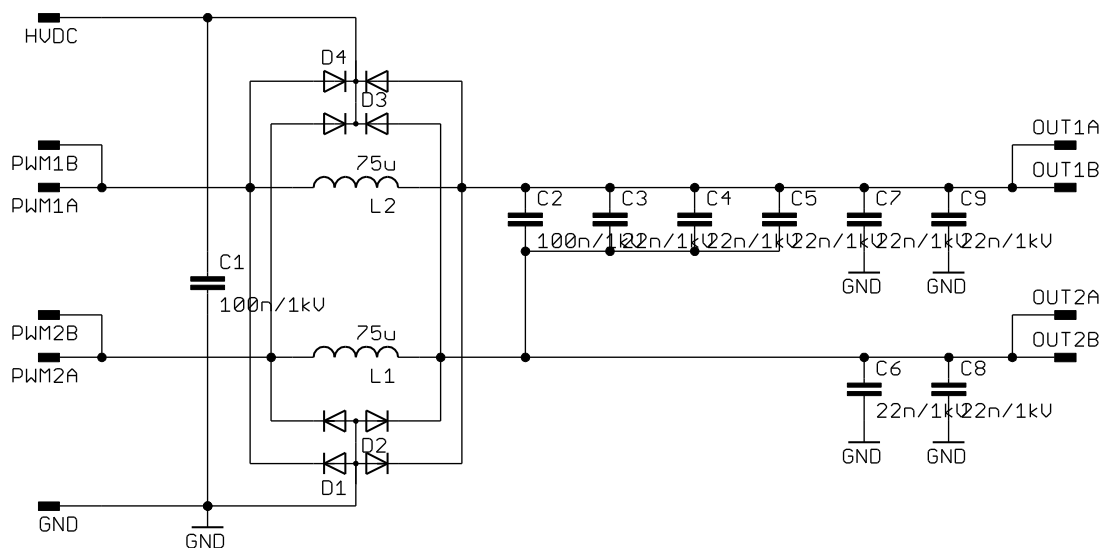
Obr. 32 Navinuté jádro cívky

Posledním parametrem je výpočet minimálního počtu závitů. V případě nedostatečného počtu závitů může dojít k saturaci jádra cívky. Ze vztahu (63) získáme minimální počet závitů pro napětí 325V pro frekvenci 140kHz s činitelem plnění 50%.

Schéma filtru je uvedeno na (Obr. 33), kde jsou uvedeny jednotlivé kapacity kondenzátorů. Diody D1, D2, D3, D4 mají za úkol vyvedení proudu z indukčností L1, L2 v případě, kdy větev je odepnuta od napájecího napětí. Tento cyklus se opakuje s frekvencí 140kHz, proto musí být diody rychlé s krátkou dobou zotavení  $t_{rr}$ . V případě kdyby nebyly diody osazeny, funkci proudového vyvedení z indukčností nahrazují diody integrované v tranzistorech. Deska plošných spojů je uvedena v příloze B na (Obr. 58).

$$N = \frac{U_{max} \times T}{B_{sat} \times S} = \frac{325 \times 3,571 \cdot 10^{-6}}{0,29 \times 211 \cdot 10^{-6}} = 18,95 [-] \quad (63)$$

$N$	je počet závitů	$[-]$
$U_{max}$	je maximální napětí	$[V]$
$B_{sat}$	je magnetická indukce pro saturaci jádra	$[T]$
$S$	je plocha jádra	$[m^2]$



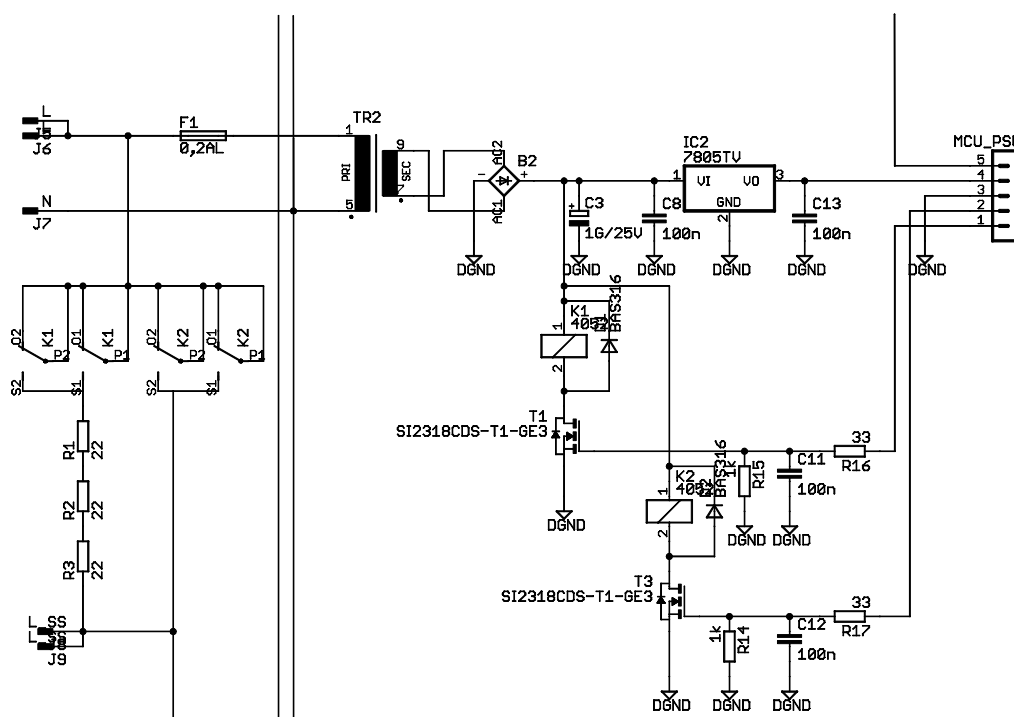
Obr. 33 Schéma LC filtru BTL



## 2.5 Realizace ochran

### 2.5.1 Softstart pro filtrační kondenzátory

Přímé zapojení vysokých kapacit filtračních kondenzátorů je znemožněno vysokým proudem nutným pro jejich nabití na hodnotu napětí  $U_m = U_f \times \sqrt{2}$ . Pro omezení nabíjecího proudu se používá obvod pro zpomalení procesu nabíjení (softstart), který je realizován pomocí rezistorů R1, R2, R3 dle schématu (Obr. 34). Pro nabíjení kondenzátorů byl zvolen maximální proud  $I_{c(0+)} = 5A$ . Z Ohmova zákona (64) vyplývá celková hodnota rezistorů  $66\Omega$ . Při použití kapacity filtračních kondenzátorů  $C = 4,32mF$  vyjde časová konstanta  $\tau = 0,285$  (65). Doba, která se považuje za praktické ukončení přechodného děje je rovna  $t = 5\tau$  (66). Pro kontrolu dosadíme do vztahu pro výpočet  $U_{c(5\tau)}$  (67). Deska plošných spojů je uvedena v příloze B na (Obr. 56) jako součást pomocného zdroje. [17, str. 96]



Obr. 34 Schéma obvodu softstart

Uvažovaná ztráta na rezistorech R1, R2, R3 je pouze v případě, kdy se na výstupu nachází zkrat. Výsledná ztráta vychází ze vztahu (68). Vzhledem k celkově vyjádřené energii  $W$  (69) lze porovnat ztrátu ve zkratu jako maximální dovolenou ztrátu na rezistorech  $P_z = 3 \times 5W$  po dobu  $t'$ . V případě, že tato situace nastane, je nutné rezistory nechat vychladnout po dobu  $2t'$ . Rezistory musí být dimenzovány pro krátkodobý proud 5A.

$$R = \frac{U_m}{I_{c(0+)}} = \frac{325,27}{5} = 65,05 \cong 66 [\Omega] \quad (64)$$

$$\tau = RC = 66 \times 4,32 \cdot 10^{-3} = 0,28512 [-] \quad (65)$$

$$t = 5\tau = 5 \times 0,28512 = 1,42 [\text{s}] \quad (66)$$

$$U_{c(5\tau)} = U_m \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = 325,27(1 - e^{-5}) = 323,08 [\text{V}] \quad (67)$$

$$P = Uf \times I_{c(0+)} = 230 \times 5 = 1150 [\text{W}] \quad (68)$$

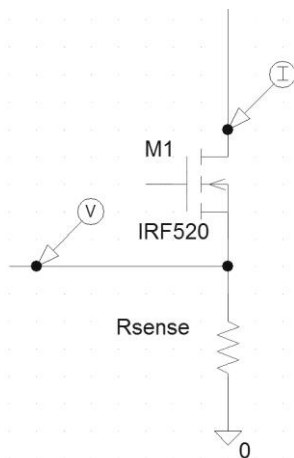
$$W = P \times t = 1150 \times 1,42 = 1633 [\text{J}] \Rightarrow t' = \frac{W}{P_z} = \frac{1633}{15} = 108,86 [\text{s}] \quad (69)$$

### 2.5.2 Proudová ochrana

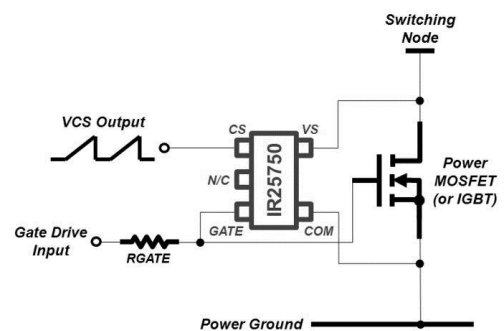
Ochrany mají za úkol chránit výkonové prvky před zničením. Měření proudu se provádí přímo, tedy ochranný obvod je galvanicky spojen s měřeným obvodem, či nepřímo, tedy většinou převodem vyzářené energie na elektrickou veličinu.

Mezi přímé ochrany patří měření proudu na snímacích odporech (Obr. 35), ztráty MOSFET tranzistoru pomocí součinu proudu a napětí sepnutém stavu v závislosti na teplotě (Obr. 36).

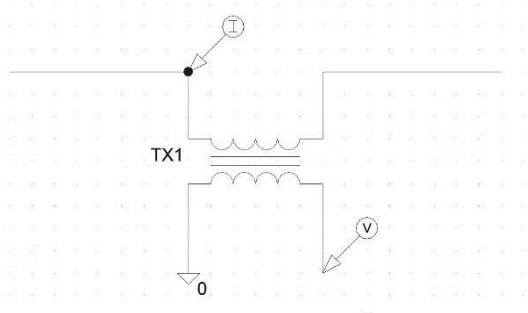
K nepřímým ochranám patří proudový transformátor (Obr. 37), kde velikost výstupního napětí je dána poměrem závitů. Tato ochrana pracuje pouze se střídavou složkou snímaného proudu. Dalším je snímání proudu pomocí Hallova jevu, buď přímo na vodiči (Obr. 38), nebo pomocí jádra se smyčkou.



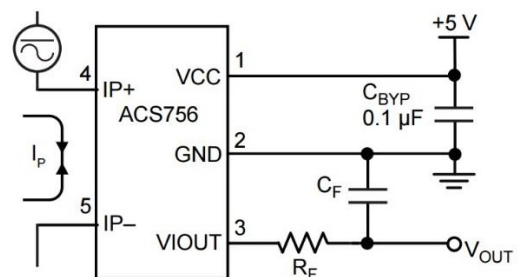
Obr. 35 Měření proudu na snímacím odporu



Obr. 36 Měření ztráty na tranzistoru

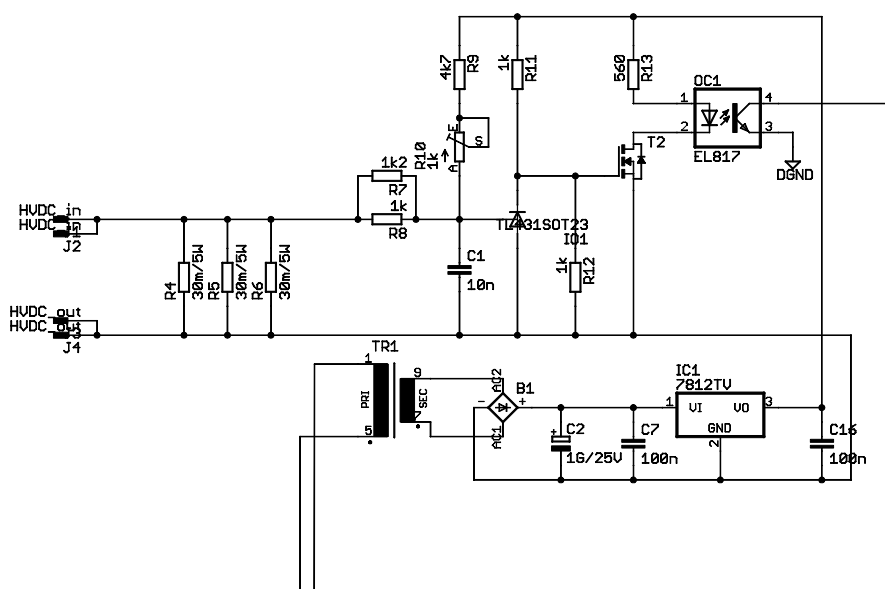


Obr. 37 Proudový transformátor



Obr. 38 Snímání proudu Hallovým senzorem

Proudová ochrana je založena na principu dle (Obr. 35), s tím rozdílem, že nejsou měřeny proudy ne jednotlivých tranzistorech, ale celkový odběr z filtračních kondenzátorů. Vzorek proudu je snímán na paralelně zapojených rezistorech R4, R5, R6 dle schématu (Obr. 39) s celkovým odporem  $10\text{m}\Omega$ . Úbytek napětí je roven  $100\text{mV}$  při proudu  $10\text{A}$ . Tento vzorek napětí je zpomalen časovou konstantou  $\tau = RC$  [17, str. 97] ze schématu paralelní kombinací R7 a R8 s kondenzátorem C1. Rezistory R7, R8 a R9 slouží k nastavení referenčního napětí na hodnotu  $1,25\text{V}$ , při které spíná programovatelná reference IO1. Pulz z IO1 odepíná tranzistor T2, čímž přestane svítit led v optočlenu. Použitím negované logiky se zajišťuje správné vyhodnocení chyb v případě, kdy chybí napájení z transformátoru TR1. Pokud tedy není tranzistor v optočlenu OC1 sepnutý, program nepokračuje a rebootuje se. Trimrem R10 se nastavuje nižší hodnota referenčního napětí pro obvod IO1, tak aby byl rozsah snímaného proudu od nuly po  $20\text{A}$ . Deska plošných spojů je uvedena v příloze B na (Obr. 56) jako součást pomocného zdroje.



Obr. 39 proudová ochrana

### 2.5.3 Ochrany výstupu

Ochrana dle (Obr. 33) je tvořena čtveřicí dvojitych diod D1, D2, D3, D4. Jako ochrana pracuje pouze jedna dioda v daném pouzdře. Principem této ochrany je usměrnění střídavé složky napětí v případě, že amplituda na výstupu je větší nežli napětí na filtračních kondenzátorech. Tyto diody musí být velmi rychlé s krátkou dobou zotavení  $t_{rr}$  a zároveň s vysokou hodnotou blokovacího napětí  $V_{RRM}$ . V uvedené ochraně jsou použity ultrarychlé dvojité diody FCF10A60 s parametry  $t_{rr} = 40\text{ns}$  a  $V_{RRM} = 600\text{V}$ .

## 2.6 Dimenzování chlazení

Pro dimenzování chlazení je nejprve nutné znát celkové ztráty měniče. Celkové ztráty měniče sestávají ze spínacích ztrát, ztrát průchodem proudu MOSFET tranzistoru a ztrát ochran tranzistoru (kapitola 2.3.4). Ztráty na ochranné diodě tranzistoru nejsou uvažovány, protože paralelně k nim jsou zapojeny diody LC filtru (Obr. 33) s obdobnými parametry. Spínací ztráty jsou definovány vztahem (70) a ztráty průchodem proudu tranzistorem (71) pro činitel plnění 50%. Celkové ztráty mohou být poté násobeny počtem prvků v měniči (72)

$$P_{t(SW)} = \frac{1}{2} f \times U_{DS} \times I_D (t_{r_{max}} + t_{f_{max}}) \quad (70)$$

$$= \frac{1}{2} \times 14 \cdot 10^4 \times 325 \times 10 (86 \cdot 10^{-9} + 60 \cdot 10^{-9}) = 33 \text{ [W]}$$

$$P_{t(I_D)} = \frac{1}{2} R_{DS(on)} \times I_D^2 = \frac{1}{2} \times 65 \cdot 10^{-3} \times 10^2 = 3,25 \text{ [W]} \quad (71)$$

$$P_D = 4 \times (P_{t(SW)} + P_{t(I_D)} + P_{R_S'}) = 4 \times (33 + 3,25 + 29,57) = 273,03 \text{ [W]} \quad (72)$$

Tepelný odpor přechodu tranzistoru z čipu na pouzdro činí  $R_{thJC_t} = 0,26 \text{ [}^\circ\text{C/W]}$ , rezistoru  $R_{thJC_{R_S'}} = 2,5 \text{ [}^\circ\text{C/W]}$ . Celkový tepelný odpor všech prvků je dán vztahem (73). Maximální uvažovaná teplota čipu tranzistorů  $T_{J(max)} = 125 \text{ [}^\circ\text{C]}$ . Maximální teplota pouzdra tranzistorů  $T_{C(max)}$  se určí dle vztahu (74). Tepelný odpor chladiče  $R_{th}$  (75) vypočteme z teploty prvků měniče  $T_{C(max)}$  a maximální teploty okolí  $T_{A(max)}$  v závislosti na ztrátovém výkonu  $P_D$ . Tranzistory a rezistory jsou přimontovány na chladič s použitím silikonové izolační podložky, která má tepelný odpor  $R_{thS}$  (76). Celkový tepelný odpor chladiče  $R_{thR}$  musí být menší o hodnotu tepelného odporu podložky  $R_{thS}$  (77). [6, str. 229-232]

$$\frac{1}{R_{thJC}} = \frac{4}{R_{thJC_t}} + \frac{4}{R_{thJC_{R_S'}}} = \frac{4}{0,26} + \frac{4}{2,5} \Rightarrow R_{thJC} = 0,059 \text{ [}^\circ\text{C/W]} \quad (73)$$

$$T_{C(max)} = T_{J(max)} - P_D \times R_{thJC} = 125 - 273,03 \times 0,059 = 108,9 \text{ [}^\circ\text{C]} \quad (74)$$

$$R_{th} = \frac{T_{C(max)} - T_{A(max)}}{P_D} = \frac{108,9 - 50}{273,03} = 0,215 \text{ [}^\circ\text{C/W]} \quad (75)$$

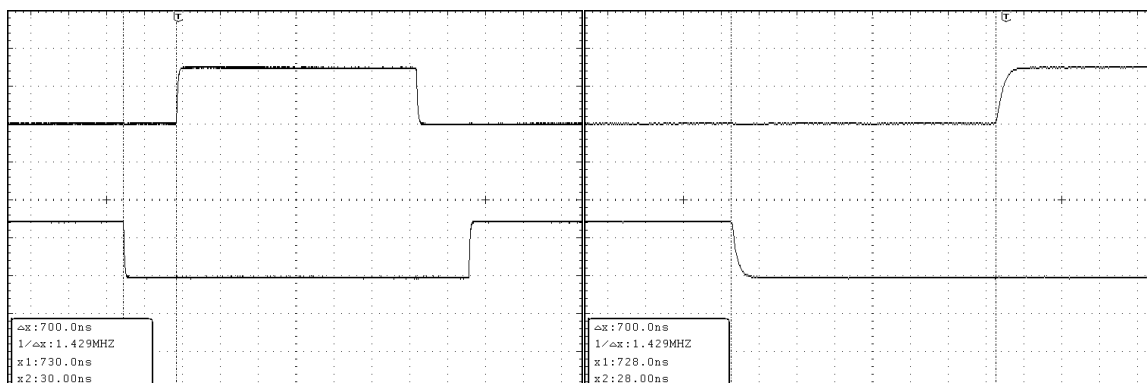
$$\frac{1}{R_{thS}} = \frac{4}{R_{thS_t}} + \frac{4}{R_{thS_{R_S'}}} = \frac{4}{0,3} + \frac{4}{1,2} \Rightarrow R_{thS} = 0,06 \text{ [}^\circ\text{C/W]} \quad (76)$$

$$R_{thR} = R_{th} - R_{thS} = 0,215 - 0,06 = 0,155 \text{ [}^\circ\text{C/W]} \quad (77)$$

### 3 Měření výstupních parametrů

#### 3.1 Výstupní parametry měniče

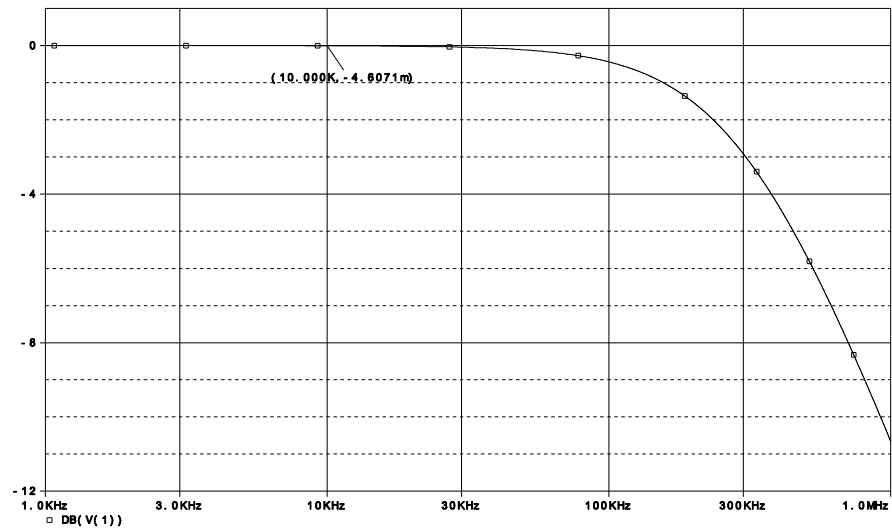
Před měřením výstupních parametrů byla provedena kontrola budících impulsů měniče pro nastavenou délku dead time časů (kapitola 2.2.2). Dle (Obr. 40) tato hodnota odpovídá skutečnosti  $t_{dt} = 700 \text{ [ns]}$ .



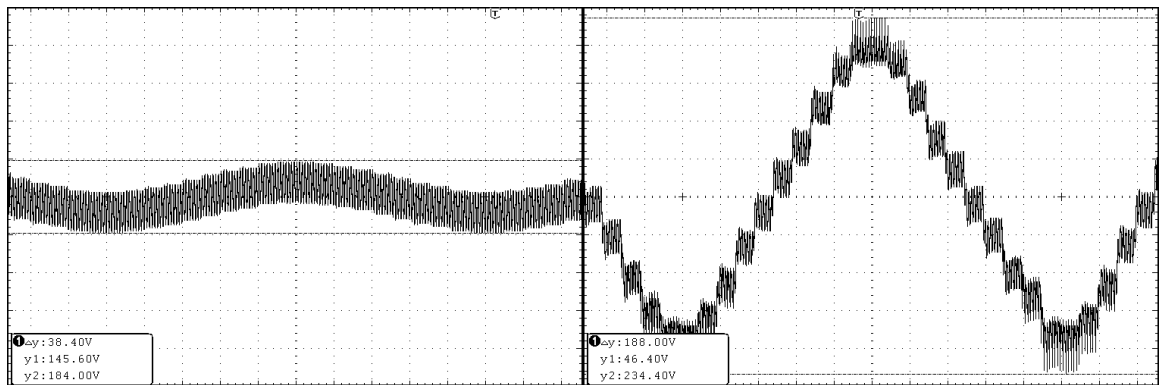
Obr. 40 Naměřená délka dead time  $dt$

Měření výstupních parametrů bylo provedeno realizovaným zdrojem (kapitola 2). Jako představa vyladěného rezonančního obvodu se zanedbatelnou frekvenční závislostí byl použit rezistor s odporem  $27\Omega$ , jenž má parazitní indukčnost  $14\mu\text{H}$ . Naměřený činitel jakosti parazitní indukčnosti má hodnotu  $Q = 0.325$  při frekvenci  $100\text{kHz}$ . Vliv parazitní indukčnosti se projevuje až při frekvenci  $30\text{kHz}$  (Obr. 41), která je dostatečně vysoko nad potřebným rozsahem. Rezistor tak představuje lineární zátěž v požadovaném rozsahu od  $1\text{kHz}$  do  $10\text{kHz}$ .

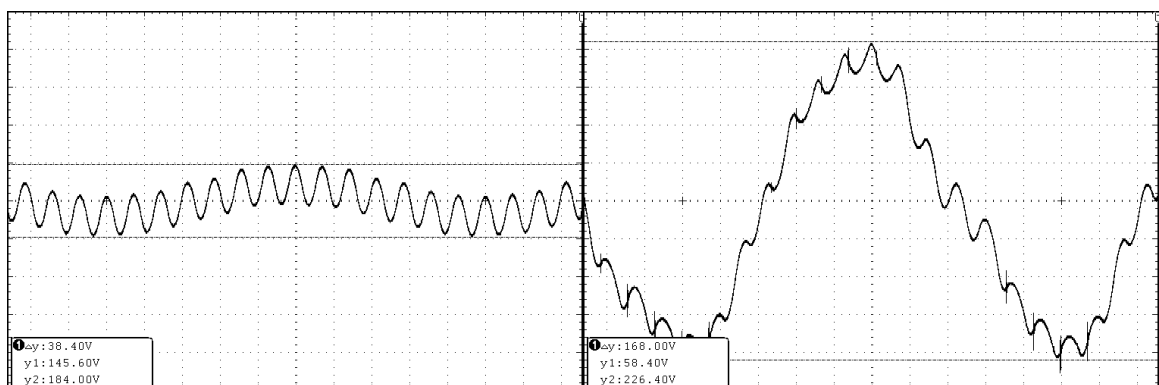
Průběh výstupního napětí se zátěží  $27\Omega$  je uveden pro kmitočet  $1\text{kHz}$  (Obr. 42) a pro kmitočet  $10\text{kHz}$  (Obr. 43). Zvlnění výstupního napětí pro maximální amplitudu přibližně odpovídá provedené simulaci (kapitola 2.4.2).



Obr. 41 Simulace frekvenční závislosti rezistoru v požadovaném rozsahu



Obr. 42 Průběh výstupního napětí 1kHz při minimální a maximální amplitudě



Obr. 43 Průběh výstupního napětí 10kHz při minimální a maximální amplitudě

### 3.2 Zvlnění napájecího napětí v meziobvodu

Celková kapacita kondenzátorů dle schématu (Obr. 54) činí  $4320\mu F$ . Teoretické zvlnění při odebíraném proudu 10A je dáno vztahem (78). Zvlnění v procentuálním vyjádření vůči napětí v meziobvodu je dáno vztahem (79).

Během měření se toto zvlnění projevilo jako rušení na výstupním filtru doprovázené přidaným brumem s frekvencí 100Hz. Odstranění tohoto rušení je možné několika způsoby. Prvním a zároveň nejhorším způsobem je zvýšení kapacity filtru, tím dojde k většímu vyhlazení napětí v meziobvodu, ale za cenu tvoření ještě větších amplitud vyšších harmonických. Druhým řešením je použití aktivní korekce účinníku (PFC). Použitím PFC například typu boost by značně zvedl účinník celého měniče a zároveň by kapacita kondenzátorů mohla být nižší. Navíc by bylo možné z měniče získat větší výstupní amplitudu díky zvýšenému napětí v meziobvodu. Negativním faktorem by byl nárůst ztrát spínacích (kapitola 2.6) a ztrát ochran tranzistorů (kapitola 2.3.4), které rostou s kvadrátem napětí.

$$I = C \frac{dU}{dt} \Rightarrow \Delta U = \frac{I \times \Delta t}{C} = \frac{10 \times 0,01}{4,32 \cdot 10^{-3}} = 23,15[V] \quad (78)$$

$$Z = \frac{\Delta U}{U_{HVDC}} \times 100 = \frac{23,15}{325,27} = 7,1[\%] \quad (79)$$



## 4 Demontrace elektromagnetické průzařnosti

### 4.1 Vyladění rezonančního obvodu

Indukční zařízení sestává z induktoru s indukčností  $L_I = 205[\mu H]$ , odporem induktoru  $R_I = 0,07[\Omega]$  a kondenzátoru s kapacitou  $C$ . Celé zařízení tvoří paralelní rezonanční obvod  $R_Z$  dle schématu (Obr. 44). Maximální proud dostupný zdrojem (kapitola 2) činí 10A. Z Ohmova zákona vypočteme minimální odpor rezonančního obvodu  $R_{Z_{min}}$  (80). Pro definovanou rezonanční frekvenci dle (Tab. 3) vypočteme kapacitu kondenzátoru  $C$  pomocí upraveného Thomsonova vzorce pro rezonanci s ohledem na odpor induktoru  $R_I$ . Výsledné kapacity kondenzátorů pro jednotlivé rezonanční frekvence jsou uvedeny (Tab. 3). Výpočet odporu  $R_Z$  je dán vztahem (82). Činitel jakosti rezonančního obvodu  $Q$  je dán vztahem (83). Velkosti proudů v rezonančním obvodu vychází ze vztahu (84). Jednotlivé hodnoty činitele jakosti  $Q$ , impedance  $R_Z$ , proudů  $I_1$  jsou uvedeny (Tab. 3). Vzhledem k velikosti proudů rezonance  $I_1$ , jednotlivé kondenzátory musí být dostatečně proudově dimenzované. Ze simulace (Obr. 45) je patrná veliká závislost impedance  $R_Z$  na frekvenci. Pokles nebo nárůst frekvence o 10% má za následek rapidní snížení impedance  $R_Z$ . [2, str. 125]

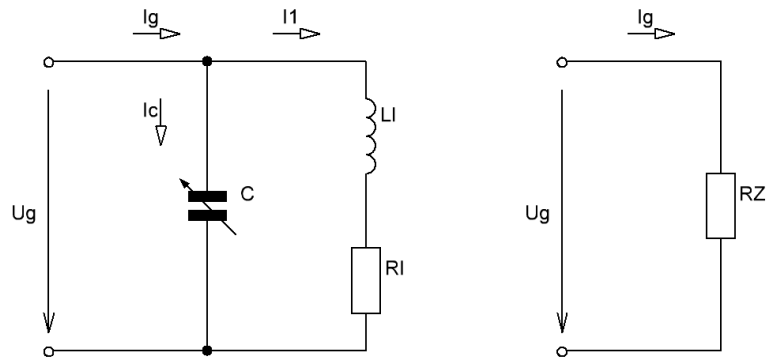
$$R_{Z_{min}} = \frac{U_g}{I_g} = \frac{200}{10} = 20[\Omega] \quad (80)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_I C} - \frac{R_I^2}{L_I^2}} [Hz] \quad (81)$$

$$R_Z = \frac{L_I}{C R_I} [\Omega] \quad (82)$$

$$Q = R_Z \sqrt{\frac{C}{L_I}} [-] \quad (83)$$

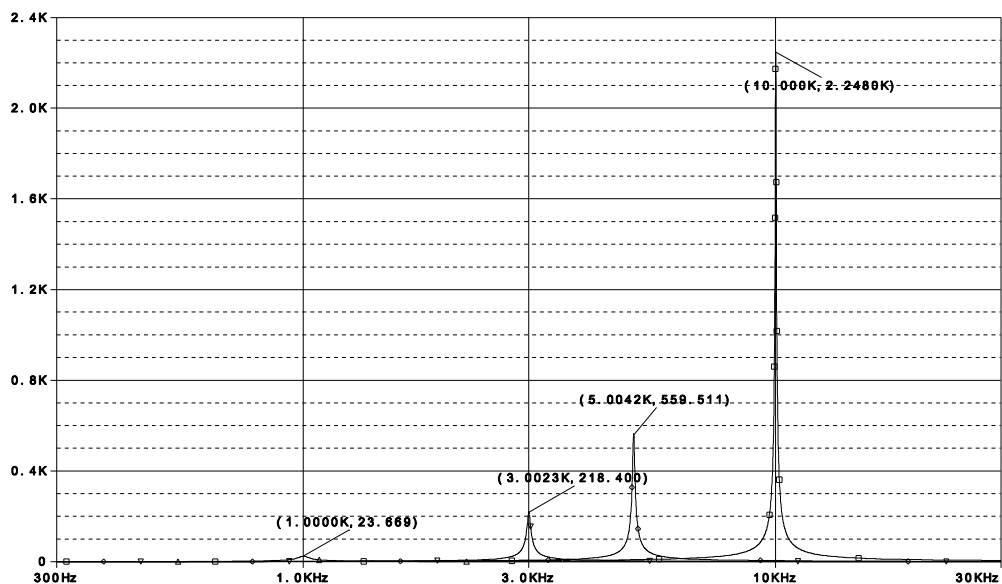
$$I_C = I_1 = Q \times I_g [A] \quad (84)$$



Obr. 44 Schéma a náhradní schéma vyladěného rezonančního obvodu [2, str. 125]

Tab. 3 Výsledné kapacity  $C$ , odpor  $R_z$ , činitel jakosti rezonančního obvodu  $Q$ 

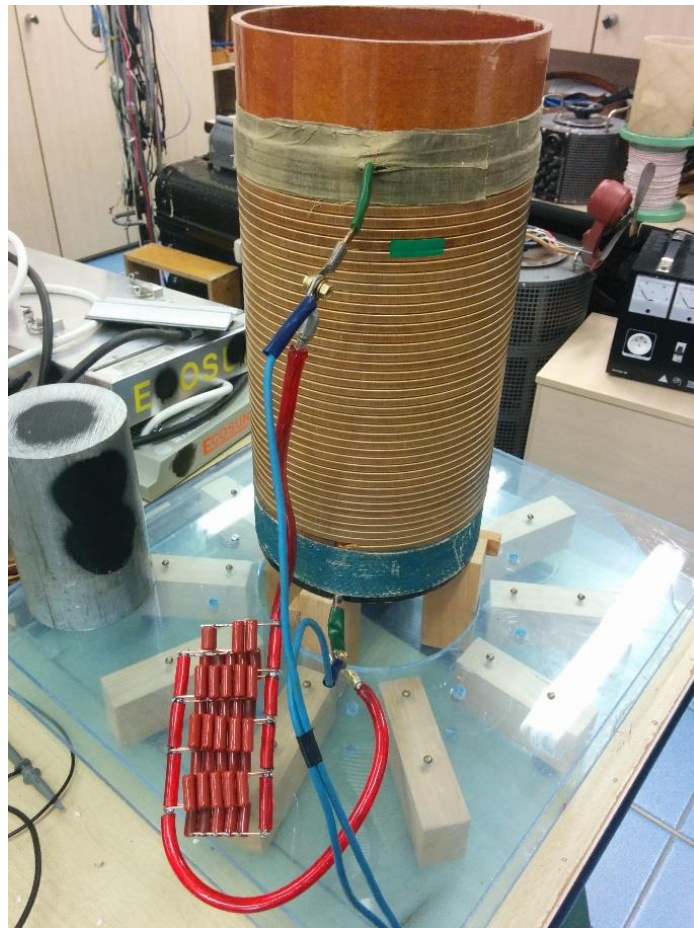
$f$ [kHz]	$R_z$ [ $\Omega$ ]	$C$ [ $\mu F$ ]	$I_g$ [A] při 200V	$Q$ [-]	$I_C = I_1$ [A]
1	23,7	123,56	8,44	18,4	155,3
3	213,3	13,73	0,94	59,86	56,27
5	592,83	4,94	0,338	92,02	31,1
10	2370	1,236	0,084	184	15,46

Obr. 45 Závislost impedance  $R_z$  na frekvenci

Při vyladování rezonančního obvodu bylo nutné provést optimalizaci změnou kapacity kondenzátorové baterie  $C$  vlivem zvětšení indukčnosti o propojovací vodiče. Reálná kapacita kondenzátorové baterie činí  $C = 122,87[\mu F]$ . Výsledkem je naměřená hodnota impedance  $R_Z = 35,23[\Omega]$  při frekvenci  $f_r = 996,6[Hz]$  (86) a vypočtená hodnota  $R_I$  ze vztahu (85). Tento vyladěný rezonanční obvod je uveden na (Obr. 48).

$$R_I = \frac{L_I}{CR_Z} = \frac{207,6 \cdot 10^{-6}}{122,87 \cdot 10^{-6} \times 35,23} = 0,048[\Omega] \quad (85)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_I C} - \frac{R_I^2}{L_I^2}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{207,6 \cdot 10^{-6} \times 122,87 \cdot 10^{-6}} - \frac{0,048^2}{(207,6 \cdot 10^{-6})^2}} = 996,6[Hz] \quad (86)$$



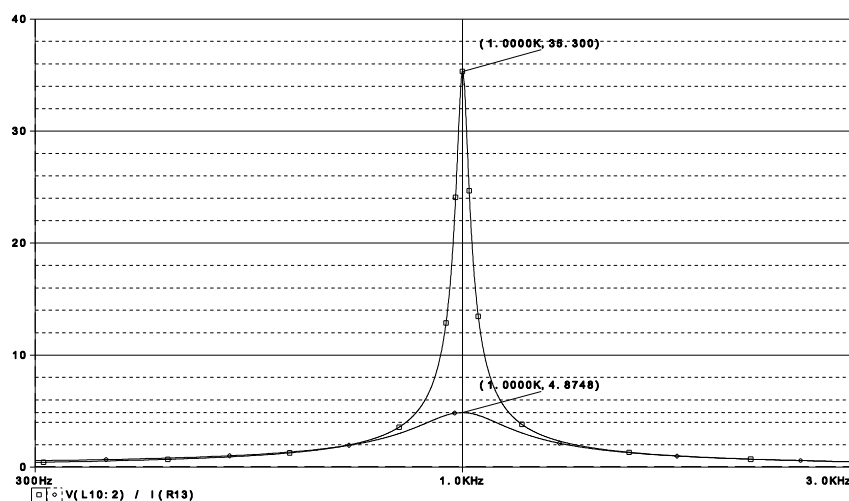
Obr. 46 Induktor a kondenzátorová baterie tvořící rezonanční obvod

Pokud je do rezonančního obvodu vložena vsázka dojde k opětovnému rozladění rezonančního obvodu. Při vložení magnetické vsázky vzrostla indukčnost zanedbatelně o jednotky  $\mu H$ , ale u nemagnetické vsázky klesla indukčnost na  $164,2 \mu H$ . U magnetické vsázky vzrostl odpor induktoru  $R_I$  o odpor vsázky  $R_V$  (87). Celkový odpor vyladěného obvodu klesl na hodnotu  $R_Z = 4,87[\Omega]$  (Obr. 47) díky zvětšenému jmenovateli ve vztahu (88). Snížení této impedance má vliv na činitele jakosti  $Q$  pro který platí vztah (89). Zdrojem tedy protéká vyšší proud  $I_g$ .

$$R_I' = R_I + R_V [\Omega] \quad (87)$$

$$R_Z = \frac{L_I}{C R_I'} = \frac{207,6 \cdot 10^{-6}}{122,87 \cdot 10^{-6} \times (0,048 + 0,297)} = 4,87[\Omega] \quad (88)$$

$$Q = R_Z \sqrt{\frac{C}{L_I}} = 4,87 \sqrt{\frac{122,87 \cdot 10^{-6}}{207,6 \cdot 10^{-6}}} = 3,87 [-] \quad (89)$$



Obr. 47 Změna impedance při vložení magnetické vsázky

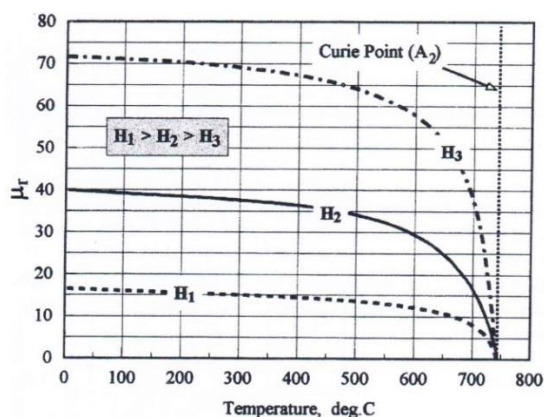
## 4.2 Průzařnost vsázky

### 4.2.1 Průzařnost duté magnetické vsázky

V případě kdy magnetickou vsázkou bude ocel, průzařnost materiálu je závislá nejen na frekvenci, ale i teplotě. Pokud ocel ohřejeme na teplotu vyšší než 750°C, dosáhne tzv. Curieho bodu (Obr. 48), kdy relativní permeabilita  $\mu_r$  oceli je rovna jedné. Aby se nesnížila účinnost ohřevu vlivem vyšší průzařnosti, je nutné zvýšit frekvenci zdroje. Na příkladu duté magnetické válcové vsázky  $r_2 = 0,01[m]$  (Obr. 49) je výpočtem (90), (91) demonstrována minimální frekvence, při které není materiál průzařný. Použitím frekvence 1kHz vyladěného rezonančního obvodu (Obr. 46) se zajišťuje zamezení průzařnosti při narůstající teplotě (Obr. 48). [1, str. 235]

$$\mu_r = 80 \Rightarrow f_{min} = \frac{10^6}{r_2^2 \gamma \mu_r} = \frac{10^6}{0,01^2 \times 10^6 \times 80} = 125 [Hz] \quad (90)$$

$$\mu_r = 1 \Rightarrow f_{min} = \frac{10^6}{r_2^2 \gamma \mu_r} = \frac{10^6}{0,01^2 \times 10^6 \times 1} = 10000 [Hz] \quad (91)$$



Obr. 48 Závislost relativní permeability oceli na teplotě [3, str. 106]



Obr. 49 Dutá magnetická vsázka

#### 4.2.2 Průzařnost plné nemagnetické vsázky

Plná nemagnetická vsázka se chová obdobně jako ocel, kdy dosáhne Curieho bodu. Relativní permeabilita  $\mu_r$  je tedy rovna jedné. Na příkladu plné nemagnetické vsázky z hliníku s poloměrem  $r_2 = 0,065[m]$  je uveden vztah (92) pro výpočet minimální frekvence, kdy materiál není průzařný.

Vzhledem ke snížení indukčnosti  $L = 164,2 \mu H$  při vložení nemagnetické vsázky, proto je nutný přepočítání rezonanční frekvence  $f_r$  (93) při zachování velikosti kondenzátorové baterie (Obr. 46). Vypočtená frekvence je vyšší nežli frekvence minimální (92).

$$\mu_r = 1 \Rightarrow f_{min} = \frac{10^6}{r_2^2 \gamma \mu_r} = \frac{10^6}{0,065^2 \times 10^6 \times 1} = 236,69 [Hz] \quad (92)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 C} - \frac{R_1^2}{L_1^2}} = 1121,22 [Hz] \quad (93)$$



**Obr. 50** Plná nemagnetická vsázka

## Závěr

Naměřené výstupní parametry realizovaného napájecího zdroje odpovídají navrženým požadavkům. Při návrhu rezonančního obvodu byla využita simulace programem PSpice, který potvrdil správnost výpočtů. Vliv vsázky na celkovou impedanci rezonančního obvodu byl zohledněn při měření nastavením výstupních parametrů zdroje.

Aby tento zdroj mohl být používán pro laboratorní účely, bude potřeba upravit zdrojový kód implementací Q-metru, který by proladil celou šířku pásma před samotným náběhem zdroje. Q-metr by určil hodnotu rezonanční frekvence průchodem proudu rezonančním obvodem. Hodnotu nalezené frekvence by zapsal do paměti a čekal na potvrzení k pokračování chodu. Kontrola velikosti proudu obvodem by probíhala kontinuálně i při provozu. Důvodem je náhlá změna relativní permeability magnetického materiálu při dosažení Curieho bodu, což má za následek opětovné rozladění rezonančního obvodu jako v případě nemagnetického materiálu.

Výstupem napájecího zdroje je harmonické napětí a v případě připojeného rezonančního obvodu i harmonický proud. Zdroj však v současné době odebírá krátké pulzy velkého proudu použitím velkého filtru v meziobvodu. Odebíraný proud tedy není ve fázi s napětím, což snižuje účinnost celého zařízení. Dále to má za následek vznik vyšších harmonických proudů, které způsobují elektromagnetické rušení. Řešením je použití kompenzace účinníku pomocí aktivní korekce účinníku (PFC). Pro zmenšení elektromagnetického rušení se zařadí vhodný EMI filtr pro splnění norem elektromagnetické kompatibility.

V oblasti výkonové části měniče je potřeba zařadit obvod pro sledování desaturace MOSFET tranzistorů, například výměnou budiče IR2113S za IR2114S. Tento budič obsahuje obvod pro sledování desaturace s potřebnou výstupní logikou. IR2114S dále obsahuje clampovací obvod pro snížení vlivu Millerovy kapacity, která při nabíjení parazitní kapacity  $C_{GD}$  vypnutý znovu tranzistor otevírá.

Tento zdroj (Obr. 65) je funkčním prototypem určeným k realizaci výše uvedených kroků nutných k bezchybnému chodu zdroje.

**Seznam literatury a informačních zdrojů**

- [1] RADA, Josef a kolektiv. *Elektrotepelná technika*. 1. vyd. Praha: STNL, 1985.
- [2] LANGER, Emil a KOŽENÝ, Jiří. *Elektrotepelná zařízení indukční*. 1. vyd. Plzeň: VŠSE, 1982.
- [3] RUDNEV, Valery, LOVELESS, Don, COOK, Raymond a BLACK, Micah. *Handbook of Induction Heating*. 1. vyd. Basel: Marcel Dekker AG, 2003.
- [4] HRADÍLEK, Zdeněk, BUCHTA, Zdeněk, RUSEK, Stanislav, GAVLAS, Josef. *Elektrotepelná zařízení*. 1. vyd. Praha: IN-EL, 1997.
- [5] ONDRÁČEK, Jan. *Napájecí zdroje indukčního ohřevu* [bakalářská práce]. Dostupné z: <https://portal.zcu.cz/stag?urlid=prohlizeni-prace-detail&praceIdno=53443>
- [6] PINKER, Jiří, KOUCKÝ, Václav. *Analogové elektronické systémy*. 4. vyd.. Plzeň: 2010. ISBN 978-80-7043-917-3.
- [7] STM32VLDISCOVERYDiscovery kit with STM32F100RB MCU [online]. STMicroelectronics, ©2015. Poslední změna 1.1.2012. [Cit. 14.4.2015]. Dostupné z: <http://www.st.com/web/catalog/tools/FM116/SC959/SS1532/LN1848/PF250863>
- [8] Engineering Services [online]. Daycounter, Inc., ©2004. Poslední změna 1.1.2004. [Cit. 15.4.2015]. Dostupné z: <http://www.daycounter.com/>
- [9] N-Channel SuperFET® II MOSFET [online]. Fairchild Semiconductor, ©2015. Poslední změna 1.1.2015. [Cit. 15.4.2015]. Dostupné z: <https://www.fairchildsemi.com/products/discretes/fets/mosfets/FCH072N60.html>
- [10] High and Low Side Driver [online]. International Rectifier, ©2015. Poslední změna 23.3.2005 [Cit. 16.4.2015]. Dostupné z: [http://www.irf.com/part/\\_/A~IR2113S](http://www.irf.com/part/_/A~IR2113S)
- [11] Application Note AN-978 [online]. International Rectifier, ©2015. Poslední změna 23.3.2007. [Cit. 17.4.2015]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-978.pdf>
- [12] Unidirectional Digital Isolator [online]. Analog Devices, ©2015. Poslední změna 1.1.2014. [Cit. 18.4.2015]. Dostupné z: <http://www.analog.com/en/products/interface-isolation/isolation/standard-digital-isolators/adum1510.html>
- [13] Zařízení informační technologie - Bezpečnost - Část 1: Všeobecné požadavky [online]. Česká technická norma. Poslední změna 1.11.2006. [Cit. 19.4.2015]. Dostupné z: <https://csnonline.unmz.cz/Detailnormy.aspx?k=77236>
- [14] Designing RC snubbers [online]. NXP Semiconductors, ©2015. Poslední změna 25.4.2012. [Cit. 19.4.2015]. Dostupné z: [http://www.nxp.com/documents/application\\_note/AN11160.pdf](http://www.nxp.com/documents/application_note/AN11160.pdf)
- [15] Class-D LC Filter Design [online]. Texas Instruments, ©2015. Poslední změna 20.2.2015. [Cit. 20.4.2015]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sloa119b/sloa119b.pdf>
- [16] ER/ETD/EQ Cores and Accessories [online]. EPCOS AG, ©2015. Poslední změna 1.6.2013. [Cit. 20.4.2015]. Dostupné z: [http://en.tdk.eu/inf/80/db/fer\\_13/etd\\_49\\_25\\_16.pdf](http://en.tdk.eu/inf/80/db/fer_13/etd_49_25_16.pdf)
- [17] BENEŠOVÁ, Zdeňka, LEDVINOVÁ, Marcela. *Základy elektrických obvodů v příkladech*. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2008.
- [18] Power Resistor Thick Film Technology [online]. Vishay Electronic GmbH, ©2015. Poslední změna 1.8.2013. [Cit. 4.5.2015]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/product?docid=50050>



## Přílohy

### Příloha A – Zdrojový kód měniče

```

/* Includes -----*/
#include <stm32f10x.h>
#include <stm32f10x_adc.h>
#include <stm32f10x_rcc.h>
/* Private typedef -----*/
GPIO_InitTypeDef  GPIO_InitStructure;
USART_InitTypeDef USART_InitStructure;
TIM_TimeBaseInitTypeDef  TIM_TimeBaseStructure;
TIM_OCInitTypeDef  TIM_OCInitStructure;
TIM_BDTRInitTypeDef TIM_BDTRInitStructure;
/* Private define -----*/
#define R 214748364//107374182
#define ADC1_DR_Address ((u32)0x4001244C)
#define AIRCR_VECTKEY_MASK      ((u32)0x05FA0000) //reset prikaz
/* Private variables -----*/
uint16_t sinetable[] = {
128,130,133,135,137,139,142,144,146,148,151,153,155,157,159,161,164,166,
168,170,172,174,176,178,180,182,183,185,187,189,190,192,194,195,197,198,
200,201,203,204,205,207,208,209,210,211,212,213,214,215,216,216,217,218,
218,219,219,220,220,220,221,221,221,221,221,221,221,221,221,221,221,220,220,220,220,
219,219,218,218,217,216,216,215,214,213,212,211,210,209,208,207,205,204,
203,201,200,198,197,195,194,192,190,189,187,185,183,182,180,178,176,174,
172,170,168,166,164,161,159,157,155,153,151,148,146,144,142,139,137,135,
133,130,128,126,123,121,119,117,114,112,110,108,105,103,101,99,97,95,92,
90,88,86,84,82,80,78,76,74,73,71,69,67,66,64,62,61,59,58,56,55,53,52,51,
49,48,47,46,45,44,43,42,41,40,40,39,38,38,37,37,36,36,36,35,35,35,35,35,
35,35,35,35,36,36,36,37,37,38,38,39,40,40,41,42,43,44,45,46,47,48,49,51,
52,53,55,56,58,59,61,62,64,66,67,69,71,73,74,76,78,80,82,84,86,88,90,92,
95,97,99,101,103,105,108,110,112,114,117,119,121,123,126,
};
uint16_t pulse_width = 128;
uint32_t phase_accumulator = 0;
uint8_t angle = 0;
uint16_t ADC_hodnota = 0;
int16_t ADC_amplituda = 128;
uint16_t ADC_frekvence = 16;
uint32_t dly = 0;
uint16_t ADCConvertedValue[2];
/* Private function prototypes -----*/
void ADC_DMA_Configuration(void);
void TIM_Config(void);
void PWM_Config(uint period);
void PWM_SetDC(uint16_t channel,int32_t dutycycle);
void Delay(__IO uint32_t nCount);
void INTTIM_Config(void);
/* Private functions -----*/
void TIM2_IRQHandler(void)
{
    if (TIM_GetITStatus(TIM2, TIM_IT_Update) != RESET)
    {
        PWM_SetDC(1,pulse_width);
        phase_accumulator-=R;
        angle=(uint8_t)(phase_accumulator>>1);
        pulse_width = sinetable[angle];
        TIM_ClearITPendingBit(TIM2, TIM_IT_Update);
        TIM2->ARR = (ADC_frekvence+1);
    }
}

```

```

    }
}
int main(void)
{
    volatile uint32_t dly;

    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_GPIOC, ENABLE);
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_8 | GPIO_Pin_9;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_2MHz;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;
    GPIO_Init(GPIOC, &GPIO_InitStructure);

    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_6;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_IPU;
    GPIO_Init(GPIOC, &GPIO_InitStructure);

    {
        for(dly = 0; dly < 10000000; dly++);
        GPIOC->BSRR = (1 << 8);
        for(dly = 0; dly < 10000000; dly++);
        if(GPIOC->IDR & (1 << 6)){
            SCB->AIRCR = AIRCR_VECTKEY_MASK | (u32)0x00;
        }
    }
    else {
        GPIOC->BSRR = (1 << 9);
        for(dly = 0; dly < 2000000; dly++);
    }
    GPIOC->BRR = (1 << 8);
    for(dly = 0; dly < 2000000; dly++);
}

    ADC_DMA_Configuration();
    TIM_Config();
    PWM_Config(256);
    INTTIM_Config();

    PWM_SetDC(1,128);

while (1)
{
    ADC_hodnota = ADCConvertedValue[0];
    ADC_amplituda = (ADC_hodnota+512);
    ADC_hodnota = ADCConvertedValue[1];
    ADC_frekvence = (ADC_hodnota+400)/25;

    if(GPIOC->IDR & (1 << 6)){
        SCB->AIRCR = AIRCR_VECTKEY_MASK | (u32)0x0;
    }
    if (TIM_GetFlagStatus(TIM2, TIM_FLAG_Update) != RESET)
    {

    }

}
}

void TIM_Config(void)
{
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure;
    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_TIM15, ENABLE);
    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_GPIOA | RCC_APB2Periph_GPIOB,

```

```

ENABLE);
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_2;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AF_PP;
    GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_2MHz;
    GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_15;
    GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStructure);

}

void PWM_Config(int period)
{
    uint16_t PrescalerValue = 0;
    PrescalerValue =0;

    TIM_TimeBaseStructure.TIM_Period = period;
    TIM_TimeBaseStructure.TIM_Prescaler = PrescalerValue;
    TIM_TimeBaseStructure.TIM_ClockDivision = 0;
    TIM_TimeBaseStructure.TIM_CounterMode = TIM_CounterMode_Up;
    TIM_TimeBaseStructure.TIM_RepetitionCounter = 0;

    TIM_TimeBaseInit(TIM15, &TIM_TimeBaseStructure);

    TIM_OCInitStructure.TIM_OCMode = TIM_OCMode_PWM;
    TIM_OCInitStructure.TIM_OutputState = TIM_OutputState_Enable;
    TIM_OCInitStructure.TIM_OutputNState = TIM_OutputNState_Enable;
    TIM_OCInitStructure.TIM_Pulse = 0;
    TIM_OCInitStructure.TIM_OCPolarity = TIM_OCPolarity_High;
    TIM_OCInitStructure.TIM_OCNPolarity = TIM_OCNPolarity_Low;
    TIM_OCInitStructure.TIM_OCIdleState = TIM_OCIdleState_Reset;
    TIM_OCInitStructure.TIM_OCNIIdleState = TIM_OCIdleState_Reset;

    TIM_OC1Init(TIM15, &TIM_OCInitStructure);

    TIM_OC1PreloadConfig(TIM15, TIM_OCPreload_Enable);

    TIM_ARRPreloadConfig(TIM15, ENABLE);

    TIM_BDTRInitStructure.TIM_OSSRState = TIM_OSSRState_Enable;
    TIM_BDTRInitStructure.TIM_LOCKLevel = TIM_LOCKLevel_1;
    TIM_BDTRInitStructure.TIM_DeadTime = 25;
    TIM_BDTRInitStructure.TIM_AutomaticOutput = TIM_AutomaticOutput_Enable;

    TIM_BDTRConfig(TIM15, &TIM_BDTRInitStructure);
    TIM_Cmd(TIM15, ENABLE);
    TIM_CtrlPWMOutputs(TIM15, ENABLE);
}

void PWM_SetDC(uint16_t channel,int32_t dutycycle)
{
    dutycycle = (((512*(dutycycle-128))/ADC_amplituda)+128);
    if (channel == 1)
    {
        TIM15->CCR1 = dutycycle;
    }
}

void ADC_DMA_Configuration(void)
{
    ADC_InitTypeDef ADC_InitStructure;
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure;

```

```
DMA_InitTypeDef DMA_InitStructure;
RCC_ADCCLKConfig(RCC_PCLK2_Div2);

RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_DMA1, ENABLE);
RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_ADC1 | RCC_APB2Periph_GPIOA,
ENABLE);

GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_0 | GPIO_Pin_1;
GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = (GPIO_Speed_50MHz);
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AIN;
GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);

RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_ADC1, ENABLE);

ADC_DeInit(ADC1);

DMA_DeInit(DMA1_Channel1);

DMA_InitStructure.DMA_PeripheralBaseAddr = ADC1_DR_Address;
DMA_InitStructure.DMA_MemoryBaseAddr = (uint32_t) &
ADCConvertedValue;
DMA_InitStructure.DMA_DIR = DMA_DIR_PeripheralSRC;
DMA_InitStructure.DMA_BufferSize = 2;
DMA_InitStructure.DMA_PeripheralInc = DMA_PeripheralInc_Disable;
DMA_InitStructure.DMA_MemoryInc = DMA_MemoryInc_Enable;
DMA_InitStructure.DMA_PeripheralDataSize =
DMA_PeripheralDataSize_HalfWord;
DMA_InitStructure.DMA_MemoryDataSize = DMA_MemoryDataSize_HalfWord;
DMA_InitStructure.DMA_Mode = DMA_Mode_Circular;
DMA_InitStructure.DMA_Priority = DMA_Priority_High;
DMA_InitStructure.DMA_M2M = DMA_M2M_Disable;

DMA_Init(DMA1_Channel1, &DMA_InitStructure);
DMA_Cmd(DMA1_Channel1, ENABLE);

ADC_InitStructure.ADC_Mode = ADC_Mode_Independent;
ADC_InitStructure.ADC_ScanConvMode = ENABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ContinuousConvMode = ENABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ExternalTrigConv =
ADC_ExternalTrigConv_None;
ADC_InitStructure.ADC_DataAlign = ADC_DataAlign_Right;
ADC_InitStructure.ADC_NbrOfChannel = 2;
ADC_Init(ADC1, &ADC_InitStructure);

ADC_TempSensorVrefintCmd(ENABLE);

ADC_RegularChannelConfig(ADC1, ADC_Channel_0, 1,
ADC_SampleTime_239Cycles5);
ADC_RegularChannelConfig(ADC1, ADC_Channel_1, 1,
ADC_SampleTime_239Cycles5);

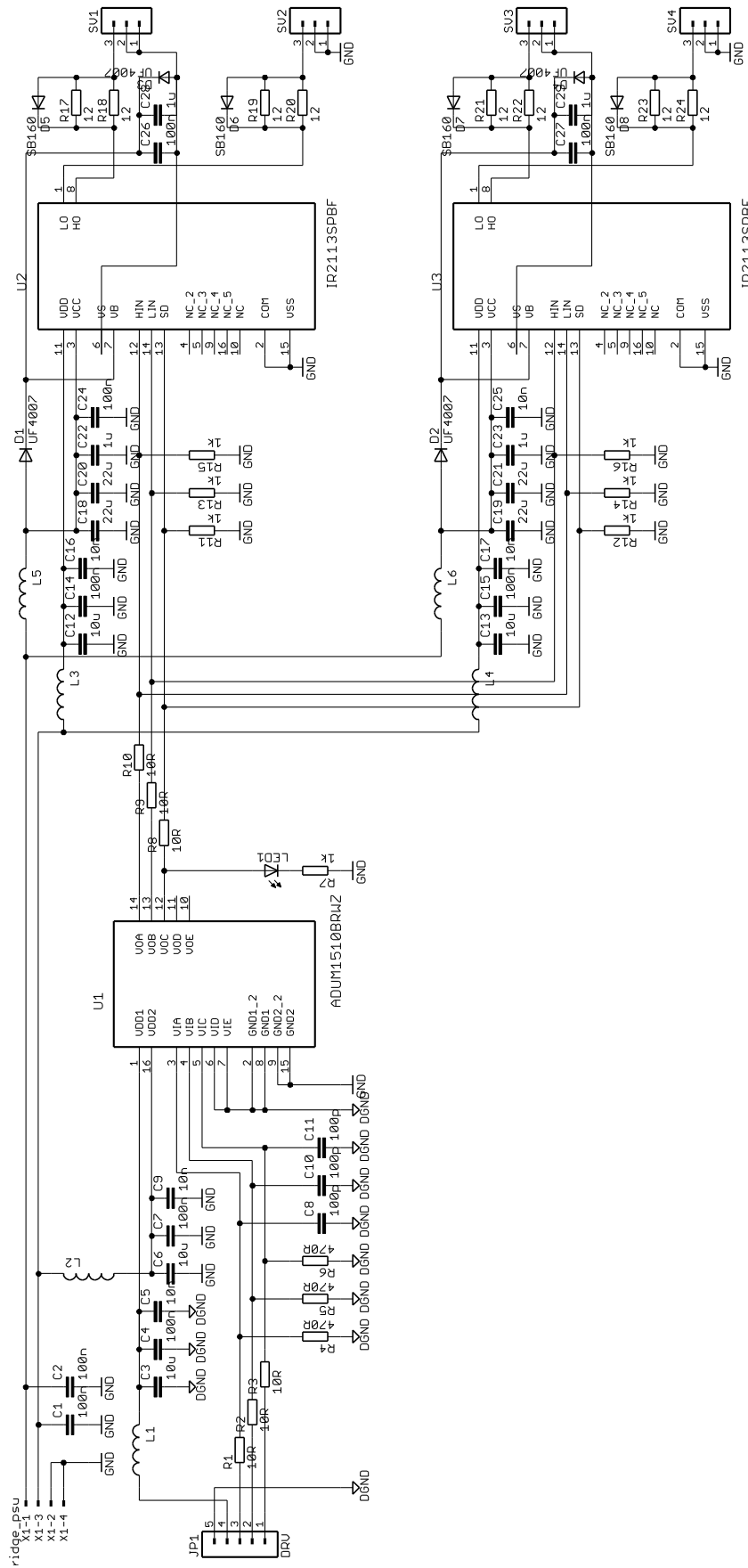
ADC_Cmd(ADC1, ENABLE);

ADC_DMACmd(ADC1, ENABLE);
ADC_ResetCalibration(ADC1);

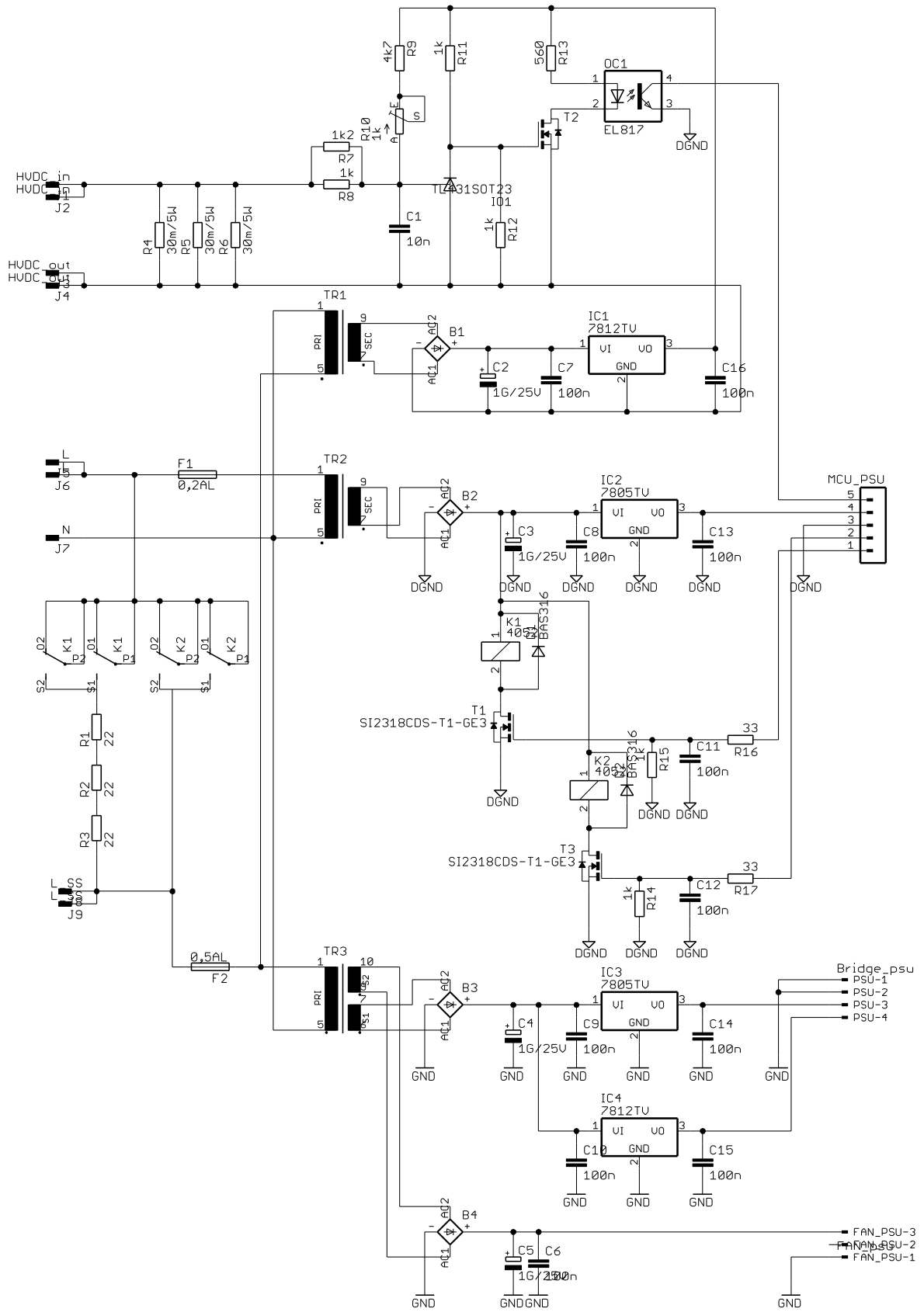
while(ADC_GetResetCalibrationStatus(ADC1));
ADC_StartCalibration(ADC1);
while(ADC_GetCalibrationStatus(ADC1));
ADC_SoftwareStartConvCmd(ADC1, ENABLE);
```

```
}  
  
void INTTIM_Config(void)  
{  
    NVIC_InitTypeDef NVIC_InitStructure;  
    NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannel = TIM2_IRQ;  
    NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelPreemptionPriority = 0;  
    NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelSubPriority = 1;  
    NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelCmd = ENABLE;  
    NVIC_Init(&NVIC_InitStructure);  
  
    RCC_APB1PeriphClockCmd(RCC_APB1Periph_TIM2, ENABLE);  
    TIM_TimeBaseStructure.TIM_Period = 10-1;  
    TIM_TimeBaseStructure.TIM_Prescaler = 0;  
    TIM_TimeBaseStructure.TIM_ClockDivision = 0;  
    TIM_TimeBaseStructure.TIM_CounterMode = TIM_CounterMode_Up;  
    TIM_TimeBaseInit(TIM2, &TIM_TimeBaseStructure);  
    TIM_ITConfig(TIM2, TIM_IT_Update, ENABLE);  
    TIM_Cmd(TIM2, ENABLE);  
}  
  
/***** (C) COPYRIGHT 2011 STMicroelectronics *****/
```

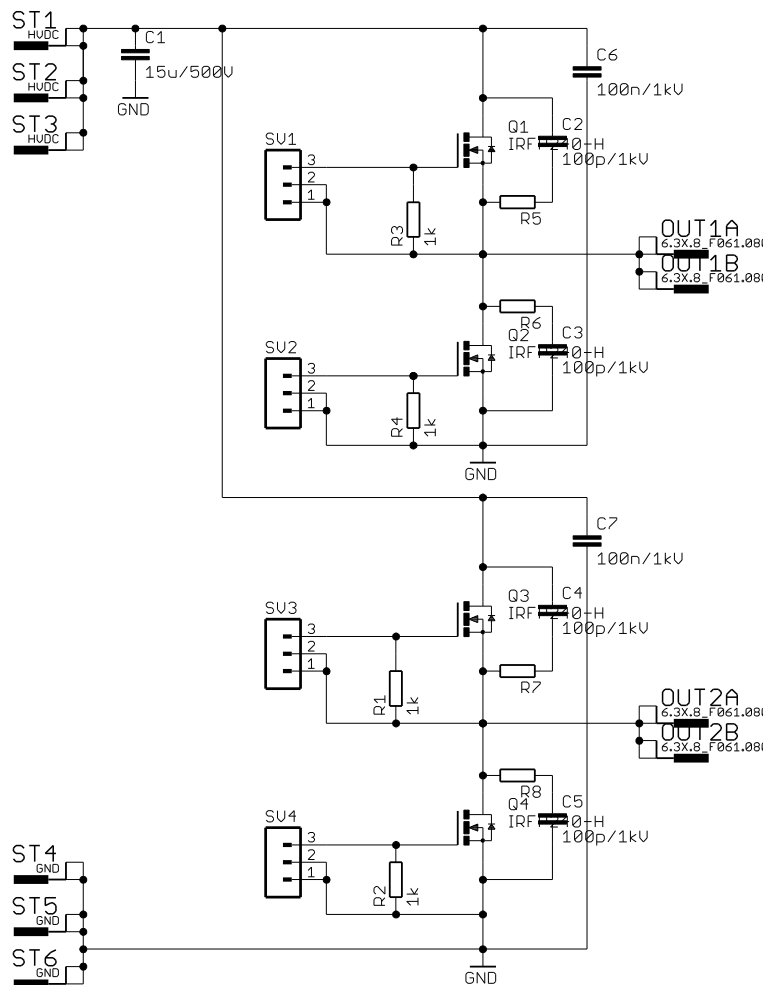
Příloha B – Schémata, desky plošných spojů



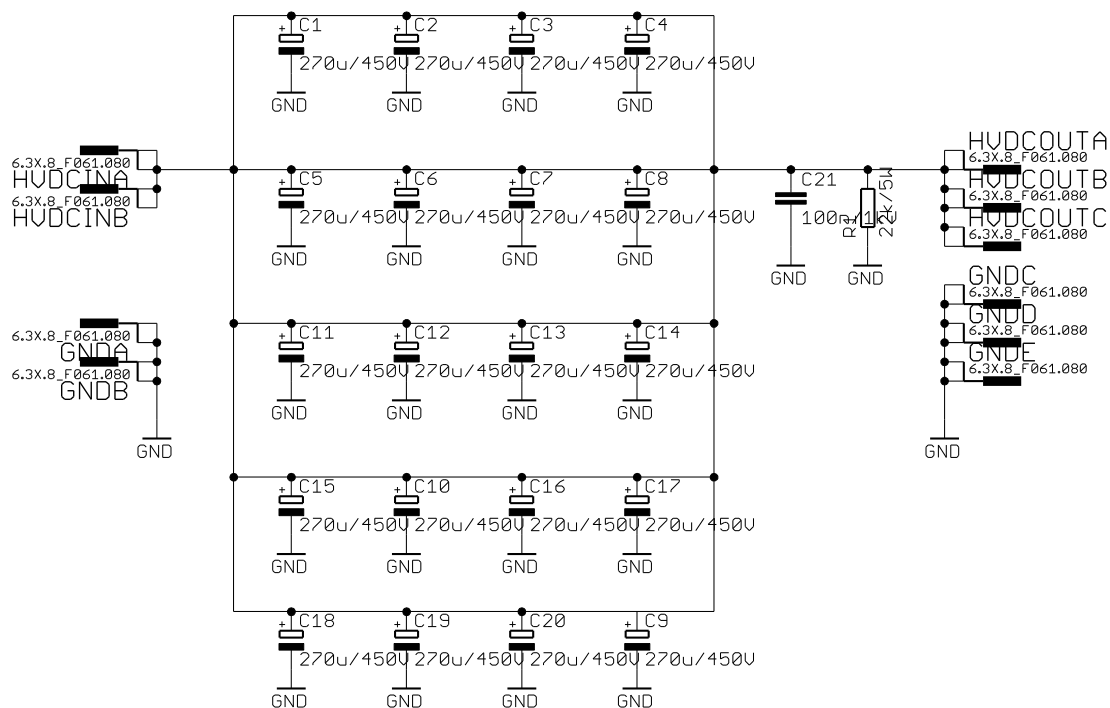
Obr. 51 Schéma driveru měniče



Obr. 52 Schéma pomocného zdroje

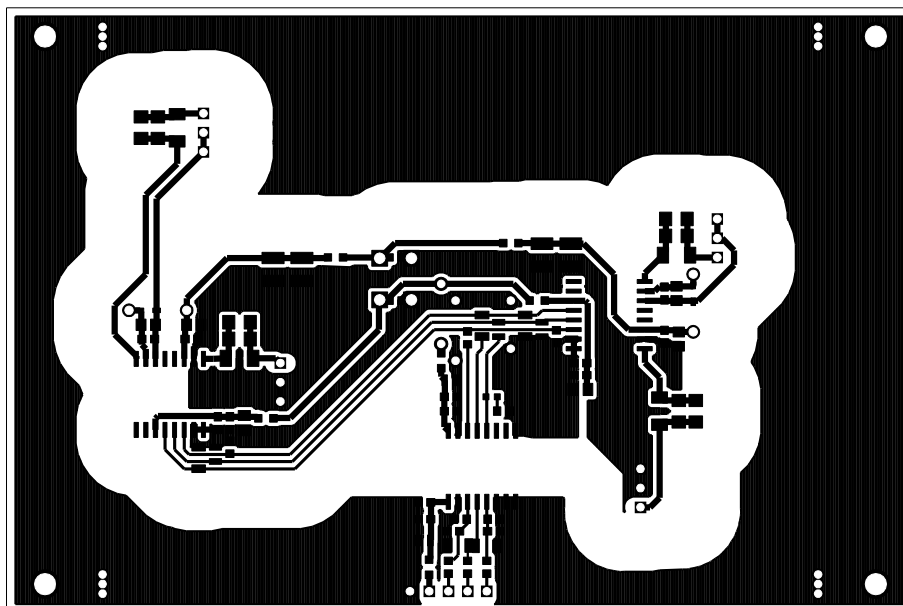


Obr. 53 Schéma H-můstku

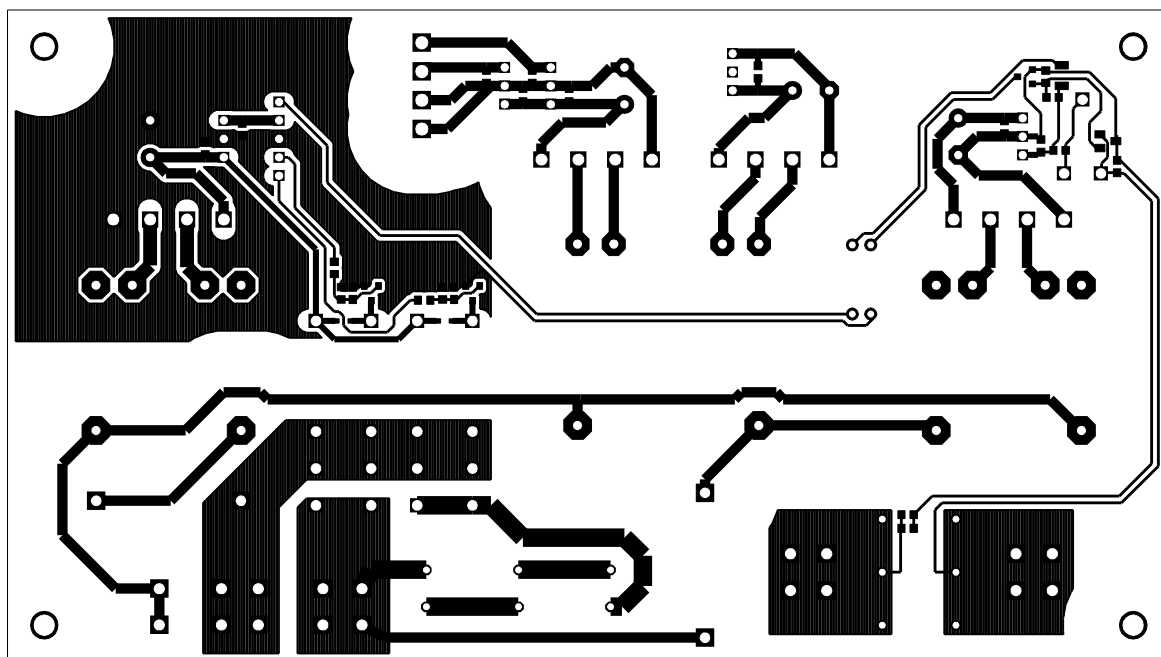


Obr. 54 Schéma zapojení filtračních kondenzátorů

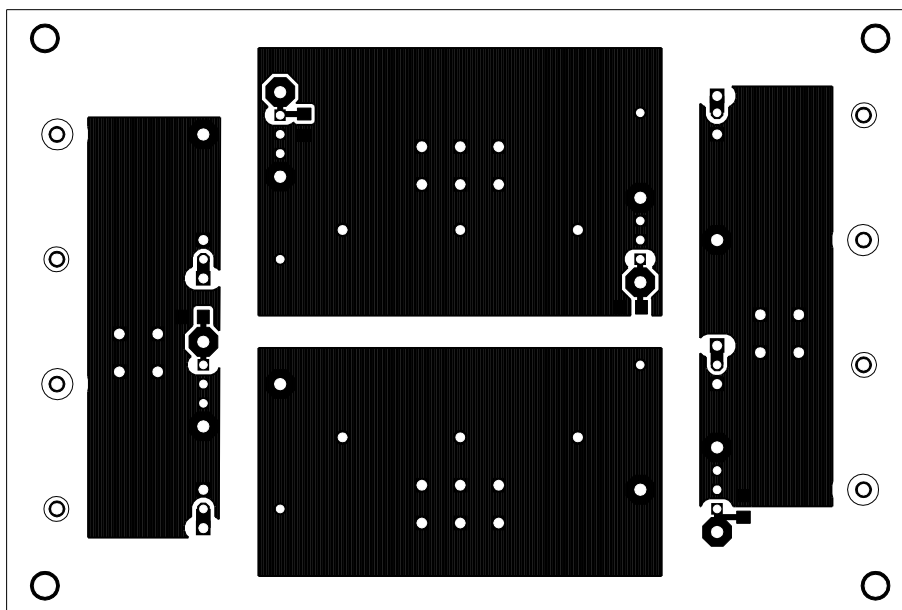




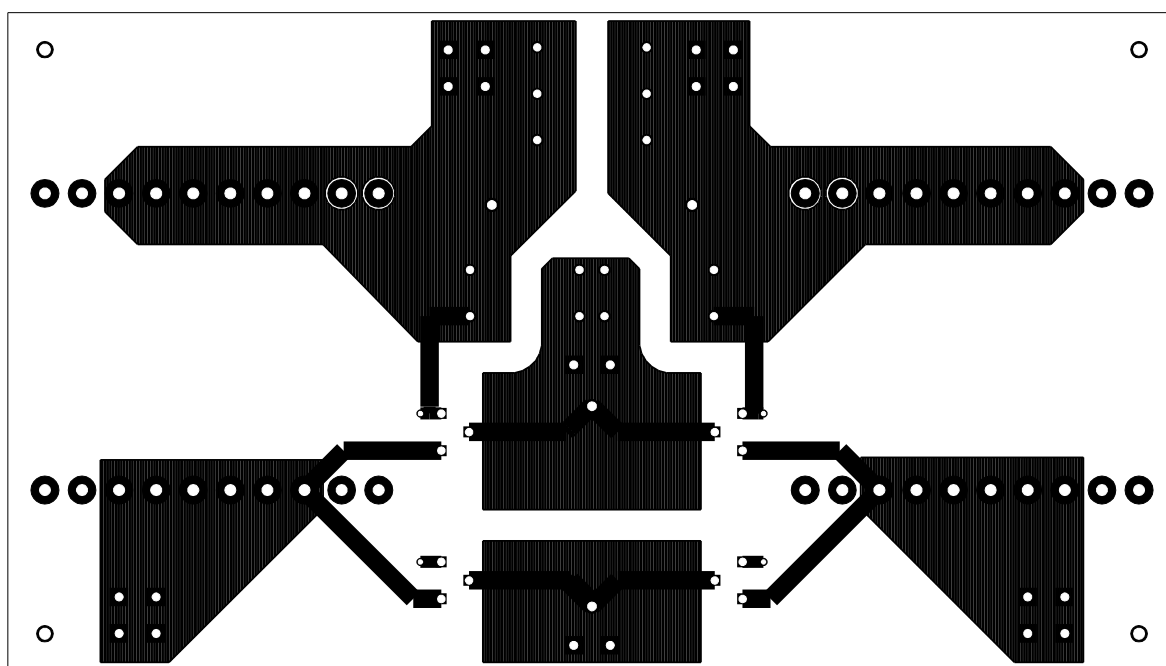
Obr. 55 Deska driveru měniče



Obr. 56 Deska pomocného zdroje



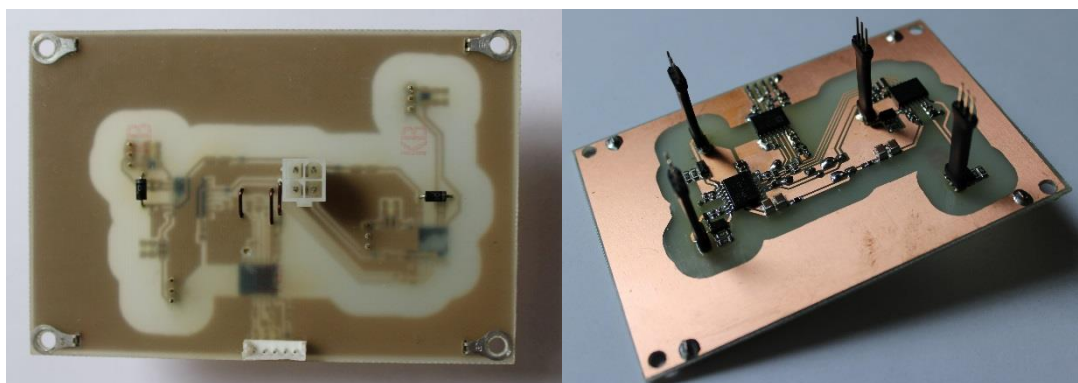
Obr. 57 Deska H-můstku



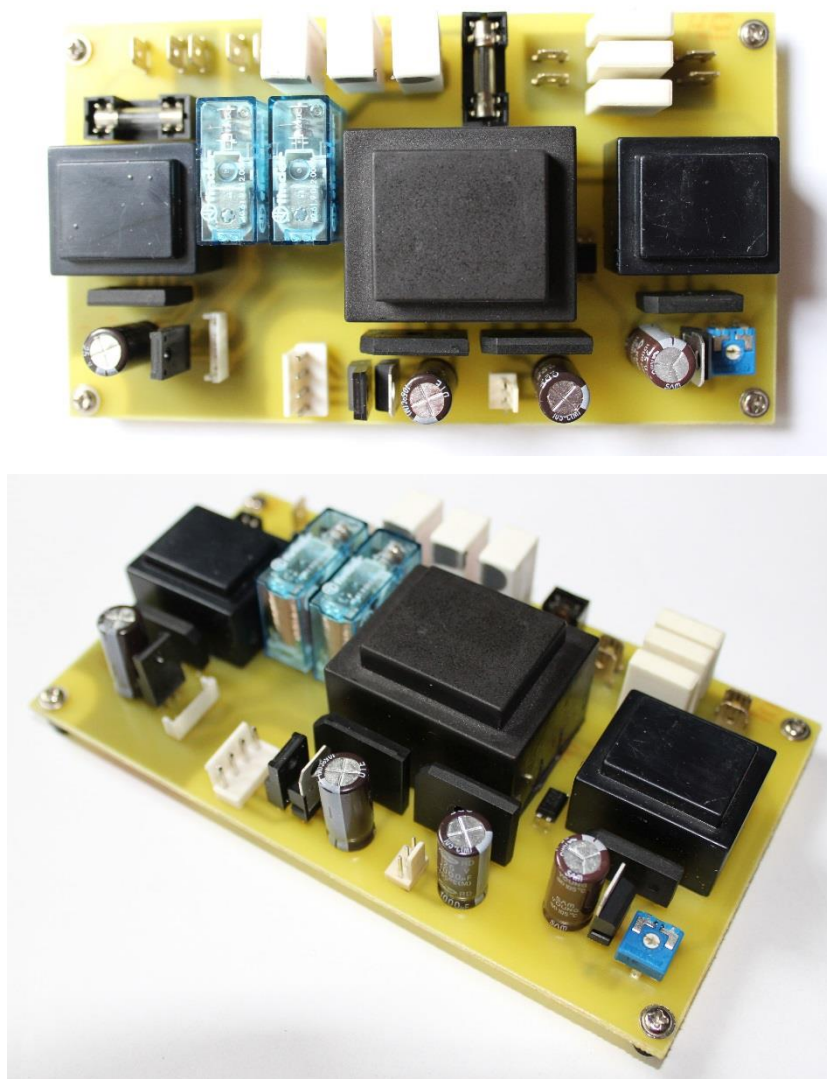
Obr. 58 Deska LC filtru



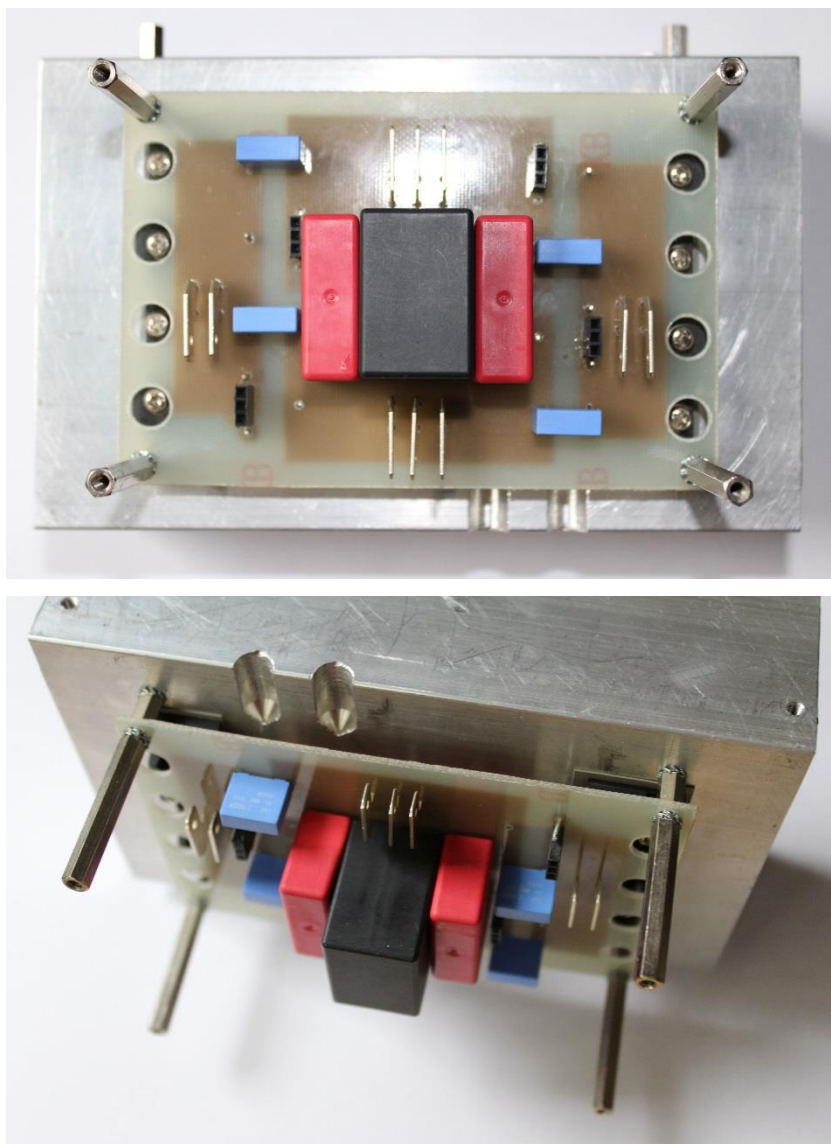
**Příloha C – fotografie jednotlivých částí měniče**



Obr. 60 Fotografie driveru měniče



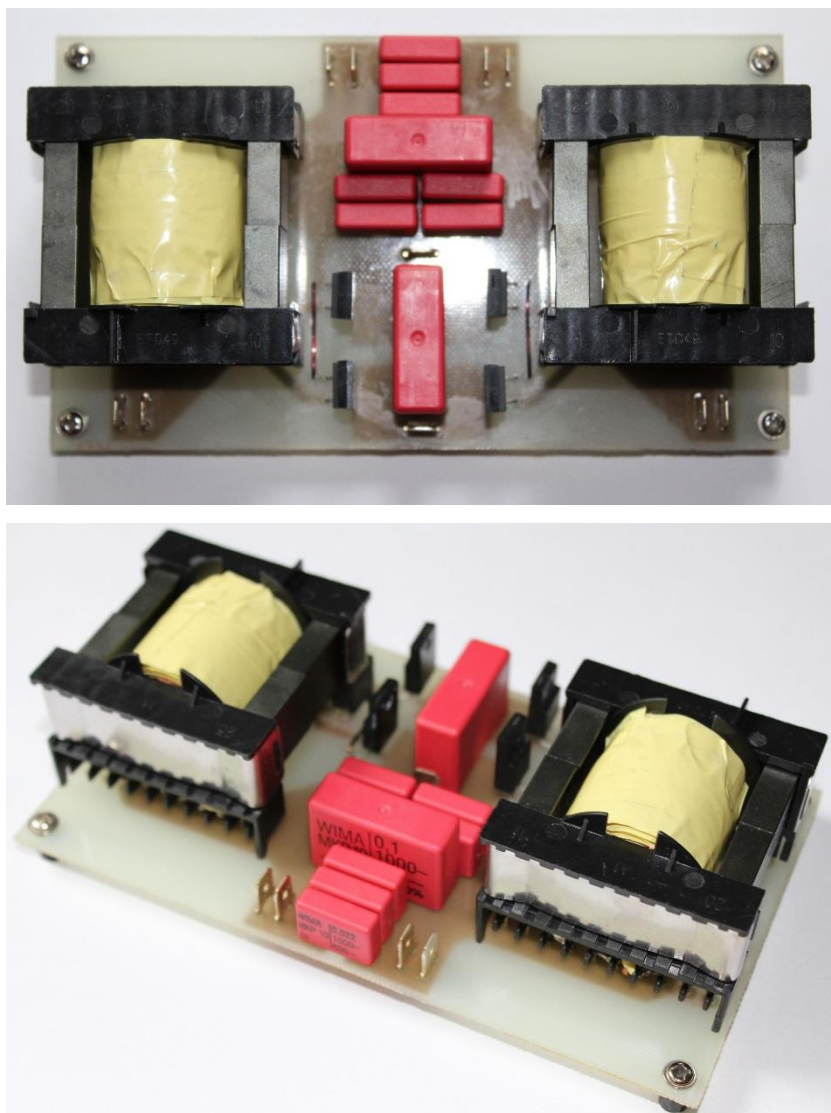
Obr. 61 Fotografie pomocného zdroje



Obr. 62 Fotografie H-můstku

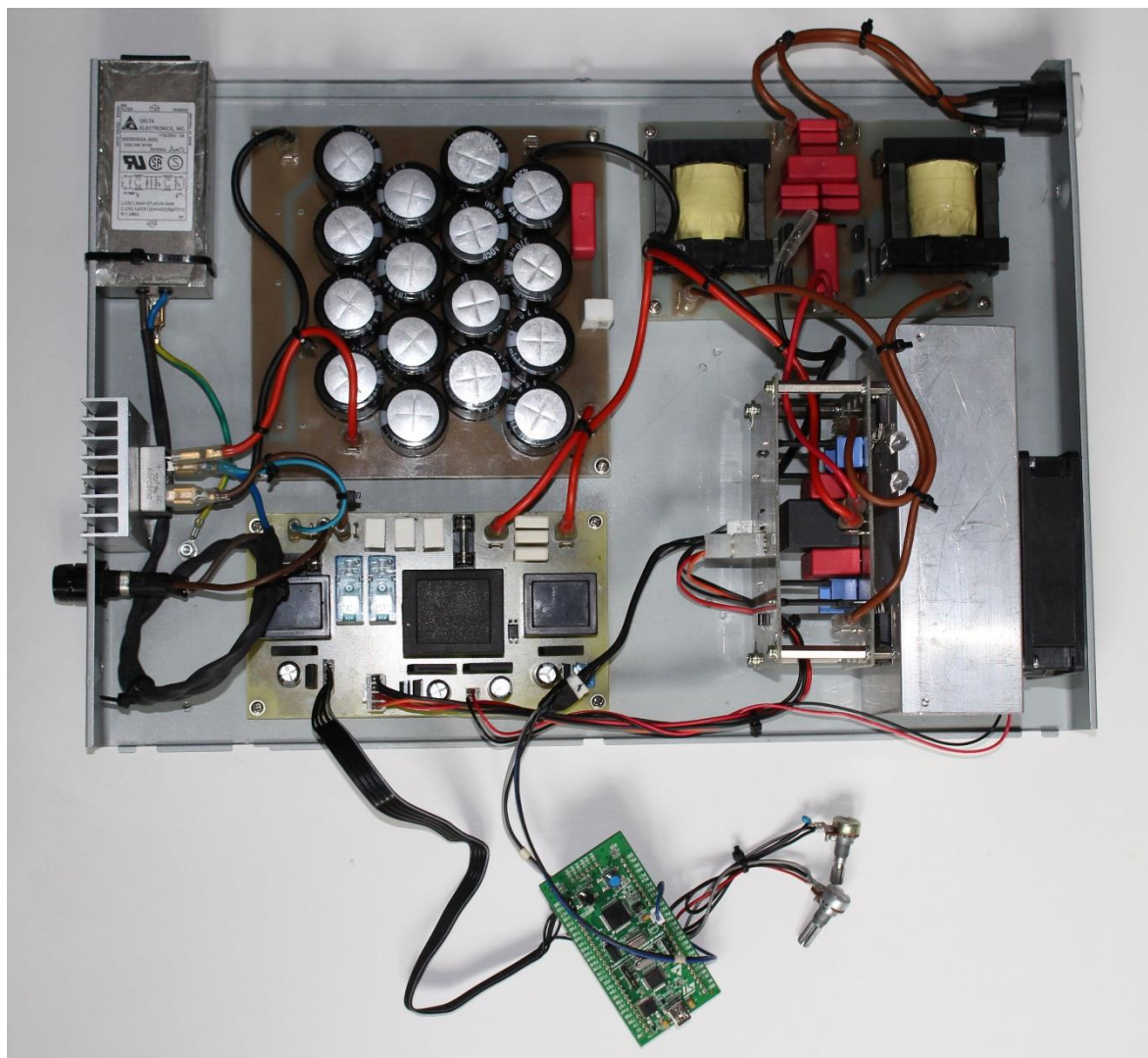


Obr. 63 Fotografie desky filtračních kondenzátorů



Obr. 64 Fotografie LC filtru





Obr. 65 Fotografie funkčního prototypu napájecího zdroje