

Diplomová práce

Návrh LLC měniče malého výkonu

Bc. Petr Janoušek



15. května 2023

Vedoucí práce: doc. Ing. Jan Bauer, Ph.D.

České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická, katedra elektrických pohonů a trakce

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Janoušek** Jméno: **Petr** Osobní číslo: **483627**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Specializace: **Elektrické pohony**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Návrh LLC měniče malého výkonu

Název diplomové práce anglicky:

Design of LLC Converter Laboratory Prototype

Pokyny pro vypracování:

- 1) Proveďte rešerši topologií (sériového, paralelního, sério-paralelního) rezonančních měničů. Uveďte výhody a omezení jejich aplikací.
- 2) Vytvořte matematický model zvolené topologie měniče. Odvoďte přenosovou funkci zvolené topologie
- 3) Pro zvolenou topologii rezonančního měniče nadimenzujte komponenty rezonančního obvodu. Při návrhu uvažujte výkon cca 300W a vstupní napětí v rozsahu 150 - 300V.
- 4) Navrhněte desku plošného spoje pro realizaci prototypu měniče

Seznam doporučené literatury:

- [1] Rashid, M. Power electronics Handbook – Third Edition, 2011
- [2] Bo Yang, Topology Investigation of Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System, 2003
- [3] Application note – AN2450 – LLC resonant half-bridge converter design guidelines by ST, 2008
- [4] Application Note AN2012-09 – Resonant LLC Converter: Operation and Design by Infineon, 2014

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

doc. Ing. Jan Bauer, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **08.02.2023**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **22.09.2024**

doc. Ing. Jan Bauer, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych tímto poděkoval svému vedoucímu práce doc. Ing. Janovi Bauerovi, Ph.D. za velmi kvalitní vedení, rady a podporu při psaní a realizaci této práce. Dále bych rád poděkoval své rodině a přítelkyni za jejich nehasnoucí podporu a pomoc nejen při psaní této práce, ale při celém studiu. Velké díky patří Ing. Pavlovi Skarolkovi za jeho čas a pomoc při realizaci praktické části této diplomové práce. Jeho praktické zkušenosti s návrhem DPS byly velmi přínosné a ušetřily velké množství času a peněz. Velké poděkování mu také patří za zapůjčení měřících a jiných přístrojů nezbytných pro osazení, proměření a doladění výsledného měniče.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval/a samostatně a že jsem uvedl/a veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 15. května 2023

.....

ABSTRAKT

Práce se zabývá teorií, dimenzováním, realizací a následným proměřením stejnosměrného rezonančního LLC měniče napětí o výkonu 300 W. Měnič je schopen pracovat jak v režimu se zpětnou vazbou, tak bez ní. Žádané napětí, případně frekvence, je ovládáno pomocí potenciometru. Měnič je řízen pomocí procesoru z řady STM32.

Klíčová slova: ČVUT FEL, katedra elektrických pohonů a trakce, diplomová práce, DC/DC měnič, LLC měnič, rezonanční obvody, DPS

ABSTRACT

The work deals with the theory, dimensioning, implementation, and subsequent measurement of a DC resonant LLC voltage converter with a power of 300 W. The converter can work both in the feedback mode and without it. The required voltage or frequency is controlled using a potentiometer. A processor from the STM32 series controls the converter.

Keywords: CTU FEE, Department of Electric Drives and Traction, master's thesis, DC/DC convertor, LLC convertor, resonant tanks, PCB

OBSAH

ÚVOD	2
KAPITOLA 1: LLC REZONANČNÍ STEJNOSMĚRNÝ MĚNIČ	3
1.1 PRINCIP REZONANČNÍCH MĚNIČŮ	3
1.2 REZONANČNÍ OBVOD	4
1.3 ŘÍZENÍ VELIKOSTI VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ U LLC MĚNIČŮ	7
1.3.1 Aproximace pomocí první harmonické složky (FHA).....	7
1.3.2 Pracovní oblasti LLC měniče a ZVS.....	12
KAPITOLA 2: NÁVRH, DIMENZOVÁNÍ A REALIZACE	21
2.1 VÝPOČTY A VOLBA SOUČÁSTEK	21
2.1.1 Transformátor.....	21
2.1.2 Rezonanční kondenzátor	25
2.1.3 Tranzistory a budič	26
2.2 ŘÍZENÍ, REGULACE A MĚŘENÍ	27
2.2.1 Procesor a komunikace	28
2.2.2 Algoritmus regulace.....	29
KAPITOLA 3: MĚŘENÍ NA REALIZOVANÉM PROTOTYPU	34
3.1 FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA	34
3.2 CHOD MĚNIČE V REŽIMECH ZVS A ZCS	36
3.3 KVALITA REGULACE	40
3.4 MĚŘENÍ ÚČINNOSTI	42
ZÁVĚR	44
ZDROJE	46

ÚVOD

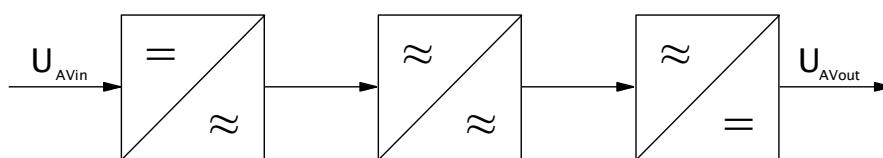
Stejnoseměrné měniče napětí většina z nás používá denně aniž by si to nutně uvědomovala. V malých výkonech a kompaktních provedeních jsou součástí počítačů, telefonů a další drobné elektroniky, ve velkých výkonech a větších rozměrech je pak můžeme nalézt například v sledovačích maximálního bodu výkonu u fotovoltaických systémů nebo v datových centrech. Jejich výhodou je relativní jednoduchost, široký rozsah výkonů, rovněž široký výběr topologií a u některých z nich i velmi vysoká účinnost atakující hranici 99 %.

Stejnoseměrné měniče lze dělit na přímé a nepřímé, a právě jednomu ze skupiny nepřímých se věnuje tato diplomová práce. Jedná se o měnič typu LLC, který navíc spadá do podskupiny nepřímých stejnosměrných měničů nazývaných rezonanční. Topologie využívá polovodičových prvků k napět'ovému buzení rezonančního obvodu, na němž tak vznikne střídavé napětí, které je přes transformátor přeneseno na požadovanou napět'ovou úroveň a po převodu znovu usměrněno.

Cílem této diplomové práce je seznámit čtenáře s teorií týkající se topologie LLC měniče a také představit postup, jakým lze takový měnič navrhovat, dimenzovat a řídit. Mimo teoretický rozbor je cílem diplomové práce navrhnout desku plošných spojů a realizovat prototyp LLC měniče. Dále také tento prototyp otestovat, proměřit a případné nedokonalosti doladit v následující verzi. Výsledná verze LLC měniče bude ve čtyřech kusech předána na Katedru elektrických pohonů a trakce na ČVUT FEL, kde poslouží k výuce předmětu výkonová elektronika.

KAPITOLA 1: LLC REZONANČNÍ STEJNOSMĚRNÝ MĚNIČ

Jak je již v úvodu zmíněno, LLC měnič patří do skupiny nepřímých, rezonančních stejnosměrných měničů napětí. Slovo stejnosměrný značí, že jak vstupní, tak výstupní veličina je stejnosměrná, může být však mírně zvlněná, a proto je zvykem udávat střední hodnotu těchto veličin. Stejnosměrný měnič tedy obecně zajišťuje změnu mezi dvěma rozdílnými úrovněmi střední hodnoty napětí. Nepřímost měniče spočívá v tom, že obsahuje střídavý meziobvod, kterým je typicky transformátor, jehož převod je volen s ohledem na požadované poměry vstupní a výstupní veličiny. Po snížení či zvýšení napětí pomocí transformátoru je střídavé napětí opět usměrněno [1]. Rezonanční znamená, že je v měniči užito rezonance mezi kapacitními (C) a induktivními (L) prvky, a to typicky pro získání, pokud možno harmonického průběhu napětí ve střídavém meziobvodu.

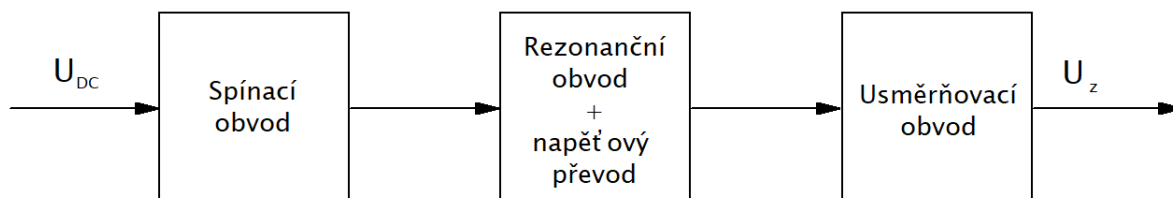


Obr. 1 Blokové schéma nepřímého stejnosměrného měniče napětí

Rezonančních měničů je celá řada a jejich detailnímu rozboru se zaměřením na rezonanční obvody s následným zařazením a dalším popisem řešeného LLC měniče je věnována tato kapitola.

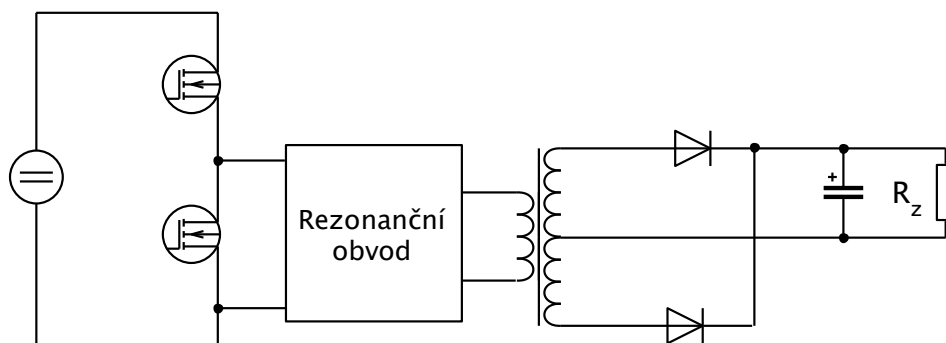
1.1 Princip rezonančních měničů

Jednotlivé části blokového schématu na obrázku 1 lze konkretizovat přímo pro rezonanční měnič. Prvním blokem je spínací obvod, jehož úkolem je budít rezonanční obvod napěťovými pulzy. Spínací obvod se skládá buďto z dvou či čtyř plně říditelných součástek. Pro malé až střední výkony se užívá do polovičního můstku zapojených tranzistorů. Pro výkony vyšší pak kombinace čtyř tranzistorů zapojených do plného můstku [2]. V případě řešení s dvěma tranzistory pak tranzistory střídavě spínají s frekvencí desítek až stovek kilohertz a střídou 50 %, čímž je na rezonanční obvod připínáno buď plné napětí U_{DC} nebo napětí nulové.



Obr. 2 Blokové schéma rezonančního DC-DC měniče

Průběh napětí na RLC rezonančním obvodu buzeném napětovými pulzy lze popsat diferenciální rovnicí druhého řádu, jejímž řešením je kmitavý tlumený harmonický průběh [3]. Za součást rezonančního obvodu je považován i transformátor, protože se jeho indukčnost používá jako rezonanční prvek. Transformátor dále slouží ke galvanickému oddělení ale hlavně ke změně úrovně napětí. Střídavý průběh na výstupu z transformátoru je následně usměrněn, a to typicky pomocí dvou diod. Ty pak střídavě nabíjejí filtrační kondenzátor. Schéma rezonančního stejnosměrného (DC-DC) měniče středního výkonu by tedy mohlo vypadat následovně.

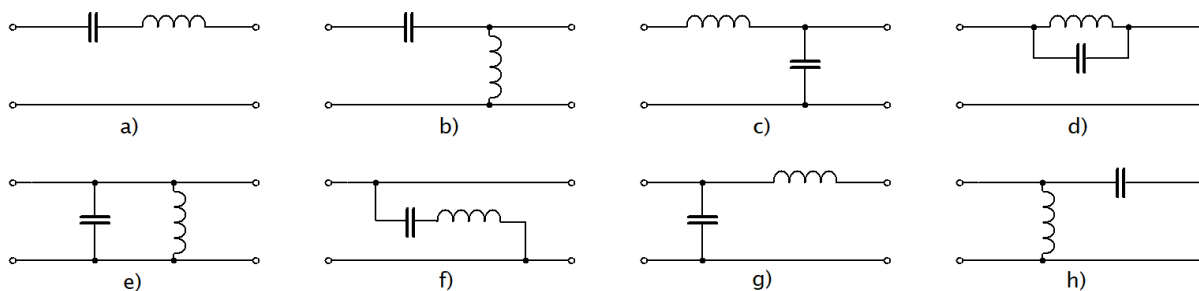


Obr. 3 Možné schéma rezonančního měniče středního výkonu

Rezonanční obvod je ve schématu nahrazen obecným blokem, protože právě ten je to, co jednotlivé typy rezonančních měničů od sebe odlišuje. Analýze možných rezonančních obvodů a jejich vlastnostem se věnuje následující podkapitola.

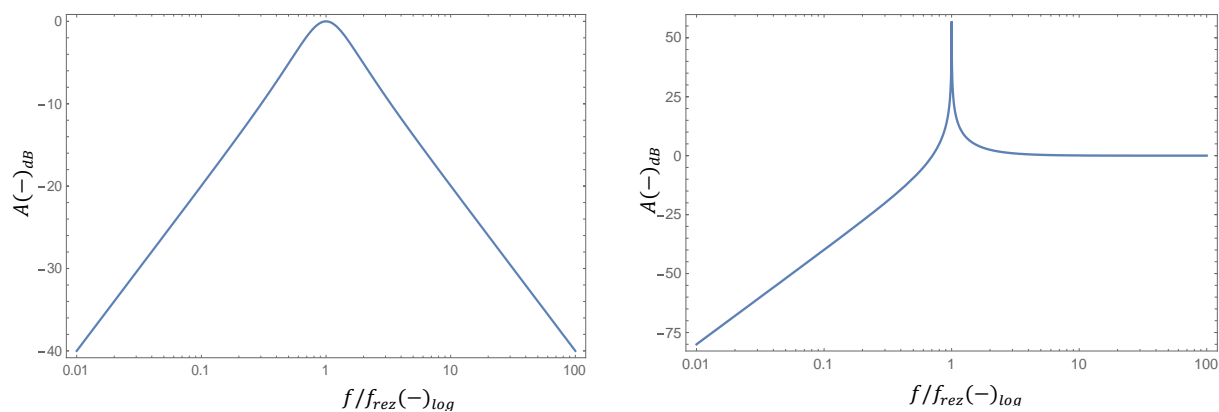
1.2 Rezonanční obvod

Minimem pro vznik rezonančního obvodu je jeden L prvek a jeden C prvek. Mezi těmito prvky pak dochází k rezonanci sériové nebo paralelní. Tyto prvky lze vzhledem k zátěži zapojit v následujících konfiguracích [4].

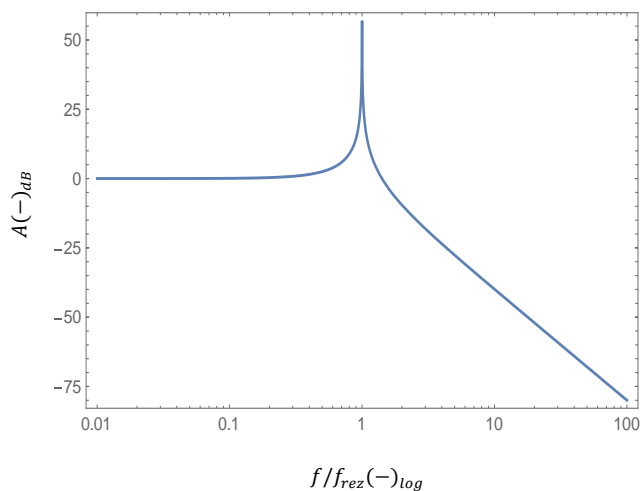


Obr. 4 Možné konfigurace zapojení rezonančních obvodů pomocí dvou prvků

Rezonanční obvody *a, b, c a d* jsou vhodné pro napájení ze zdroje napětí, zatímco *e, f, g a h* je vhodné napájet ze zdroje proudu. U rezonančních DC-DC měničů převahuje užití napětových napájecích zdrojů, v úvahu tedy připadají pouze první 4 zapojení [4]. Zapojení *a* je sériový rezonanční obvod, *b a c* jsou paralelní rezonanční obvody a u obvodu *d* se v anglické literatuře píše o tzv. *notch resonance* [5]. Frekvenční charakteristiky jednotlivých zapojení následují.



Obr. 5 Frekvenční amplitudové charakteristiky obvodů z obr. 4 – zapojení a) vlevo, zapojení b) vpravo, Wolfram Mathematica



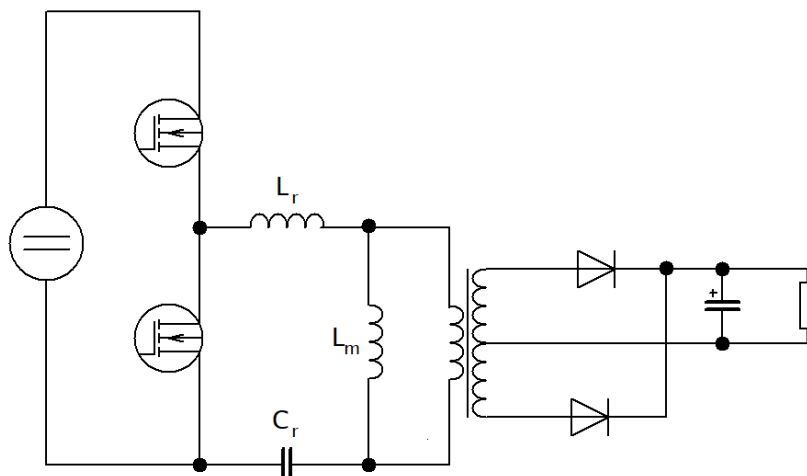
Obr. 6 Frekvenční amplitudové charakteristiky obvodů z obr. 4 – zapojení c) Wolfram Mathematica

Z průběhů na obrázcích 5 a 6 jsou vidět tvary charakteristické pro příslušné rezonanční obvody. Horizontální osa je v poměrných jednotkách vztažená k rezonanční frekvenci daného obvodu a vertikální osa je v decibelech – nula tedy značí jednotkové zesílení.

Pokud by byly uvažovány i rezonanční obvody s třemi prvky, pak je možností celkem třicet šest. Po odečtení těch, které vyžadují napájení ze zdroje proudu a těch kde se ne všechny prvky účastní rezonance, zbývá možných kombinací patnáct. Výhodou rezonančních obvodů obsahujících více než dva prvky účastnící se rezonance je, že jejich frekvenční charakteristiky nabývají složitějších tvarů, které je možné naladit tak, aby přesně vyhovovaly požadované aplikaci [6].

Tato diplomová práce je zaměřená zejména na rezonanční měnič typu LLC, z jehož názvu vyplývá, že rezonanční obvod tohoto měniče se skládá z dvou prvků L a jednoho prvku C. Jelikož je součástí nejen tohoto měniče transformátor, jehož vinutí má jak magnetizační indukčnost, tak indukčnost rozptylovou, nabízí se těmto indukčnostem využít jako prvků do rezonančního obvodu. Z náhradního schématu transformátoru plyne, že jeho rozptylová indukčnost je zapojena do série a magnetizační paralelně vzhledem k zátěži, takže ideální volbou rezonančního obvodu je obvod

takový, který má rozložení induktorů vzhledem k zátěži obdobné. Elektrické schéma LLC měniče splňující výše zmíněné podmínky zapojení rezonančního obvodu je na obrázku 7.



Obr. 7 Schéma zapojení LLC měniče pro využití obou indukčností transformátoru

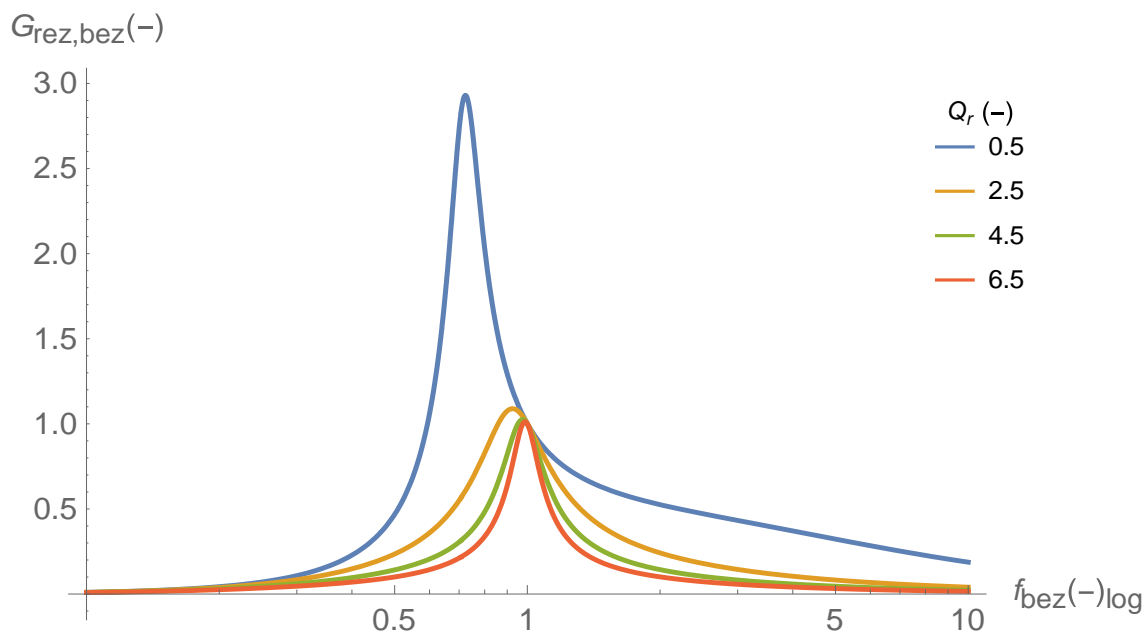
Pro dvouprvkové rezonanční obvody platí následující vztah pro výpočet rezonanční frekvence

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}}$$

kde f_0 je rezonanční frekvence, L_r je indukčnost obvodu a C_r je kapacita v obvodu. Tato frekvence není závislá na zátěži. Totéž nelze říct o rezonančním obvodu LLC měniče, kde přibyla navíc paralelní indukčnost L_m . Resonanční frekvence f_{rez} se v tomto případě dle [7] pohybuje v uzavřeném intervalu $\langle f_p ; f_0 \rangle$, kde dolní mez intervalu je dána vztahem

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}}$$

Poloha rezonanční frekvence f_{rez} závisí na zátěži – při chodu naprázdno, je rezonanční frekvence rovna f_p , zatímco při chodu nakrátko je rezonanční frekvence rovna f_0 . Pokud se nahradí transformátor ekvivalentní impedancí, pak je tato impedance při chodu nakrátko nulová. Zátěž je zapojena paralelně k indukčnosti L_m a impedance zátěže je oproti impedanci L_m zanedbatelná. Veškerý proud tedy teče ekvivalentní impedancí a vliv L_m na rezonanci je tak zanedbatelný. Při chodu naprázdno je situace opačná. Tato úvaha je analogická úvahám při výpočtu ztrát v transformátoru nakrátko respektive naprázdno, kdy se zanedbává vliv příčné, respektive podélné větve v náhradním schématu. Závislost rezonanční frekvence na zátěži je viditelná na následujícím obrázku. Resonanční frekvenci lze z grafu odečíst na horizontální ose, v maximum příslušné křivky. Velikost odporu zátěže je nepřímo úměrná parametru Q_r . Index „bez“ u popisku os značí, že obě osy jsou v bezrozměrných veličinách. Detailnějšímu popisu a odvození následujícího grafu se věnuje podkapitola 1.3.1.



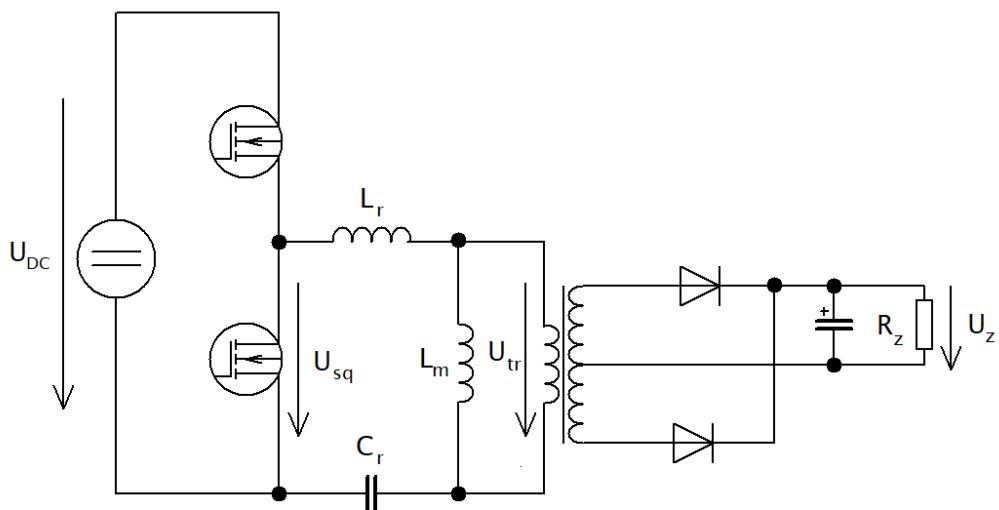
Obr. 8 Graf znázorňující proměnlivost charakteristik v závislosti na zátěži Q

1.3 Řízení velikosti výstupního napětí u LLC měničů

U LLC měničů dle [8] existuje vícero metod řízení velikosti výstupního napětí, zdaleka nejčastější díky své relativní jednoduchosti je však metoda řízení pomocí změny spínací frekvence spínacího obvodu. Rovnice popisující napěťové zesílení je pak ale velmi složitá, protože je závislá jak na frekvenci, tak na zátěži. Z toho důvodu se systém popisuje s využitím aproximace pomocí první harmonické složky (FHA).

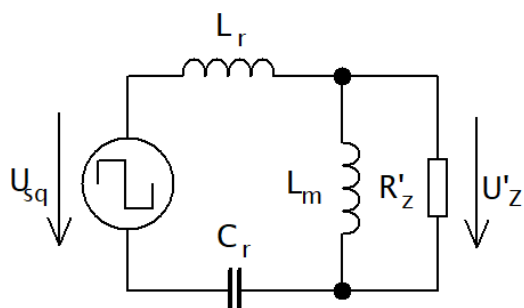
1.3.1 Aproximace pomocí první harmonické složky (FHA)

Jedním z předpokladů pro FHA je, že měnič bude provozován v blízkosti rezonanční frekvence. V její blízkosti je významná část celkového proudu přenášena v rámci sériové rezonanční kombinace a lze tedy zanedbat vyšší harmonické proudy. Dalšími zjednodušujícími předpoklady jsou zanedbání vyšších harmonických napětí na obou stranách měniče, zanedbání vlivu výstupního filtračního kondenzátoru a zanedbání rozptylové indukčnosti sekundárního vinutí transformátoru [7]. Uvažujme tedy LLC měnič vyobrazený na následujícím schématu.



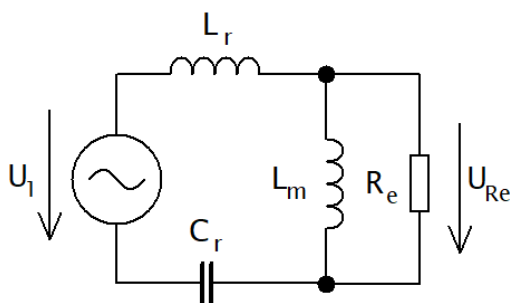
Obr. 9 Schéma LLC měniče popsánymi veličinami

Stejnoseměrný zdroj napětí a dvojici tranzistorů lze nahradit pomocí zdroje obdélníkového napětí s efektivní hodnotou U_{sq} .



Obr. 10 Náhradní schéma LLC měniče

Pomocí výše definovaných předpokladů lze schematické zapojení z obrázku 10 převést na zapojení lineární, které je vidět na obrázku 11.



Obr. 11 Náhradní linearizované schéma LLC měniče

Z hlediska řízení je důležitá rovnice popisující zesílení. Zesílení je obecně dáno jako

$$M = \frac{U_Z}{U_{DC}}$$

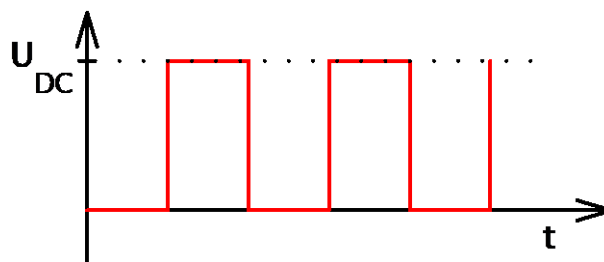
K odvození funkce popisující zesílení bude užít lineární model, je tedy vhodné výše uvedený vztah převést na veličiny z lineárního modelu.

$$M = \frac{U_{RE}}{U_1},$$

kde U_1 je efektivní hodnota napájecího napětí a U_{RE} je efektivní hodnota napětí na ekvivalentní zátěži. U_1 lze získat z následujících rovnic a úvah. Toto napětí vzniklo zanedbáním všech krom první harmonické z obdélníkového napájecího napětí $u_{sq}(t)$. Obdélníkový průběh lze popsat pomocí Fourierovy transformace ve formě nekonečné řady takto

$$u_{sq}(t) = \frac{U_{DC}}{2} + \frac{2}{\pi} \cdot U_{DC} \cdot \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \sin(2\pi \cdot f_{sp} \cdot n \cdot t),$$

kde U_{DC} je vstupní stejnosměrné napětí do měniče a f_{sp} je spínací frekvence tranzistorů. Průběh tohoto napětí vypadá následovně.



Obr. 12 Časový průběh $u_{sq}(t)$

Z průběhu je vidět, že signál obsahuje stejnosměrnou složku, která je ve Fourierově rozkladu respektována členem $U_{DC}/2$ [9]. Vzhledem k uvažování jen první harmonické napětí získá rovnice tvar

$$u_{sq,1.harm}(t) = \frac{2}{\pi} \cdot U_{DC} \cdot \sin(2\pi \cdot f_{sp} \cdot t) = u_1(t).$$

První harmonická obdélníkového průběhu je pro stručnější notaci pojmenována jako $u_1(t)$. Efektivní hodnotu tohoto průběhu lze získat z definice

$$U_{1_RMS} = U_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{2}{\pi} \cdot U_{DC} \cdot \sin(2\pi \cdot f_{sp} \cdot t) \right)^2 dt} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{DC}.$$

Napětí na ekvivalentní zátěži $u_{RE}(t)$ rovněž vychází z první harmonické obdélníkového průběhu, rozdíl je však, že toto napětí neobsahuje stejnosměrnou složku – ta byla odstíněna kondenzátorem, který je součástí rezonančního obvodu. Amplituda napětí je mimo jiné ovlivněna převodem transformátoru p . Průběh napětí na přepočítané zátěži R'_z lze popsat takto

$$u_z'(t) = \frac{4}{\pi} \cdot U_z \cdot p \cdot \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \sin(n \cdot 2\pi \cdot f_{sp} \cdot t - \varphi_U),$$

kde φ_U je fázový posuv mezi napětím zdroje a napětím na zátěži. Při užití zjednodušujících podmínek má rovnice tvar

$$u'_{z,1.harm}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot U_z \cdot p \cdot \sin(2\pi \cdot f_{sp} \cdot t - \varphi_U) = u_{RE}(t).$$

Z toho je efektivní hodnota

$$U_{RE_RMS} = U_{RE} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot p}{\pi} \cdot U_z.$$

Pro první harmonickou proudu zátěží platí

$$i'_{z,1.harm}(t) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{p} \cdot I_z \cdot \sin(2\pi \cdot f_{sp} \cdot t - \varphi_i) = i_{RE}(t),$$

z čehož plyne efektivní hodnota proudu

$$I_{RE} = \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cdot p} \cdot I_z.$$

Ekvivalentní zátěž lze pak pomocí efektivních hodnot napětí a proudů na zátěži vyjádřit jako

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_{RE}} = \frac{\frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot p_z}{\pi} \cdot U_z}{\frac{\pi}{2\sqrt{2} \cdot p} \cdot I_z} = \frac{8 \cdot p^2}{\pi^2} \cdot \frac{U_z}{I_z} = \frac{8 \cdot p^2}{\pi^2} \cdot R_z.$$

Přestože velikost napětí U_z a proudu I_z nebyla známá, byl známý jejich poměr, který je roven právě R_z .

Jak je již výše zmíněno, významnou rovnicí z hlediska řízení je rovnice popisující zesílení. Ta lze s pomocí obrázku 11 vyjádřit pomocí impedancí jednotlivých prvků. Reaktance, respektive kapacitance, jsou pro prvky L, respektive C, z rezonančního obvodu dány vztahy

$$X_{Cr} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{sp} \cdot C_r},$$

$$X_{Lr} = 2\pi \cdot f_{sp} \cdot L_r,$$

$$X_{Lm} = 2\pi \cdot f_{sp} \cdot L_m.$$

Rovnice popisující zesílení linearizovaného rezonančního obvodu pak má tvar

$$G_{rez} = \frac{U_{RE}}{U_1} = \frac{\frac{jX_{Lm} \cdot R_E}{jX_{Lm} + R_E} \cdot I_R}{\left(jX_{Lr} + jX_{Cr} + \frac{jX_{Lm} \cdot R_E}{jX_{Lm} + R_E} \right) \cdot I_R}.$$

Proud I_R se vykrátí a po dosazení za reaktance, kapacitance a ekvivalentní zátěž je rovnice ve tvaru

$$G_{rez} = \frac{j16 \cdot C_r \cdot f_{sp}^2 \cdot L_m \cdot \pi^2 \cdot p^2 \cdot R_z}{f_{sp} \cdot L_m \cdot \pi^3 + 4C_r \cdot f_{sp}^3 \cdot L_m \cdot L_r \cdot \pi^5 - j4 \cdot p^2 \cdot R_z - j16 \cdot C_r \cdot f_{sp}^2 \cdot (L_r + L_m) \cdot p^2 \cdot \pi^2 \cdot R_z}.$$

Velikost výstupního napětí reálného LLC měniče je pak dána převodem transformátoru, zesílením linearizovaného rezonančního obvodu G_{rez} a napětím vstupním takto

$$U_z = \frac{1}{p} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot G_{rez}.$$

Funkce G_{rez} je složitá, a navíc ve tvaru, který neumožňuje obecný popis chování LLC měniče. Pro tyto účely je vhodné všechny proměnné převést do bezrozměrných pomocí následujících vztahů [7].

$$f_{bez} = \frac{f_{sp}}{f_{rez,max}}$$

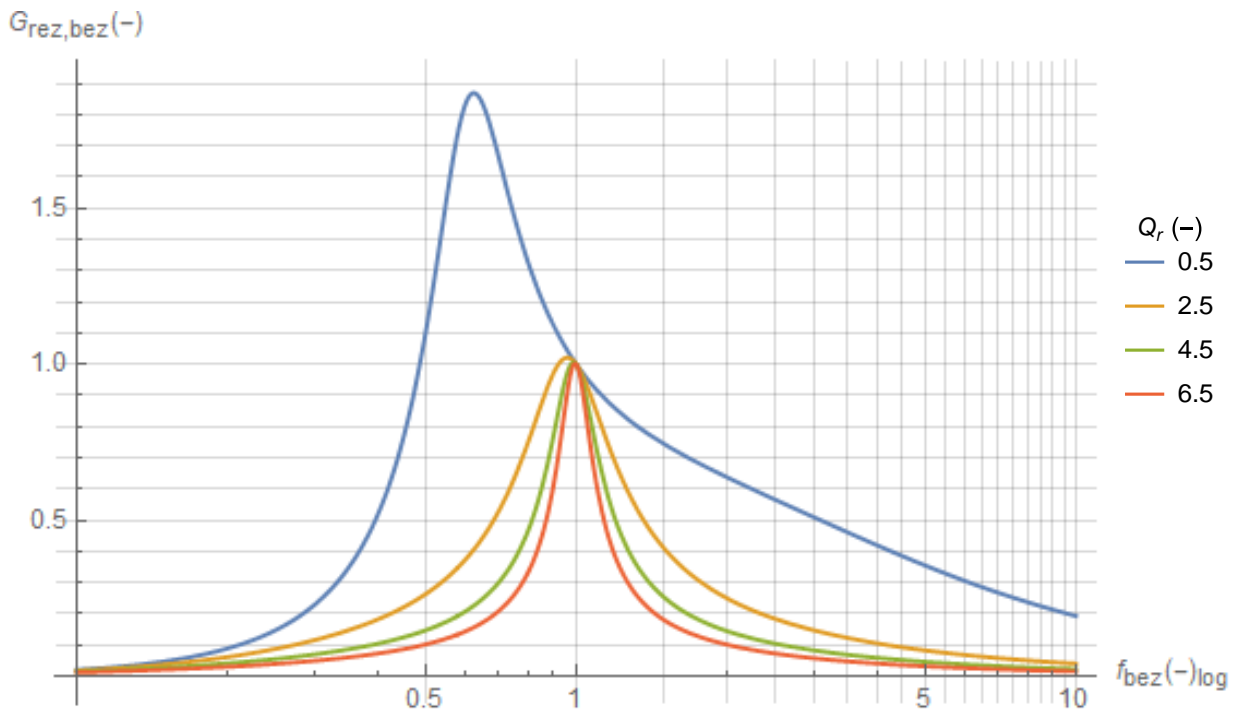
$$L_{bez} = \frac{L_m}{L_r}$$

$$Q_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r} \cdot \frac{1}{R_e}}$$

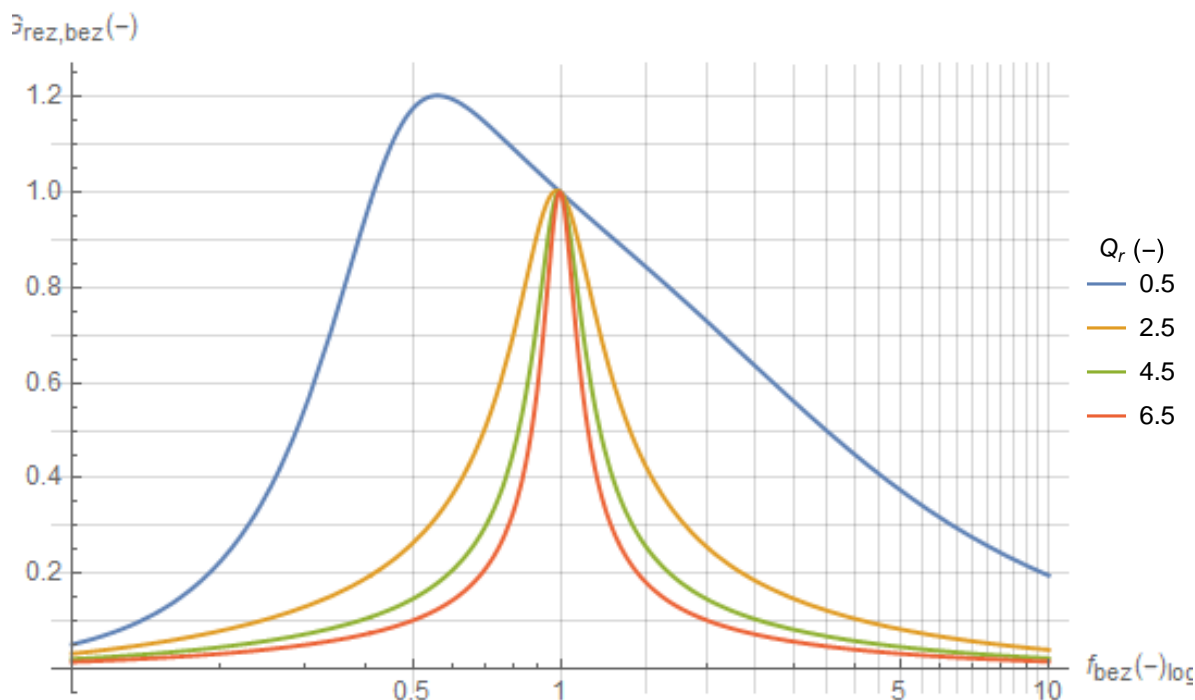
kde f_{bez} je bezrozměrná frekvence vztažená k maximální rezonanční frekvenci obvodu $f_{rez,max}$, L_{bez} je bezrozměrná indukčnost dána poměrem indukčností L_m a L_r a Q_r je číselný faktor jakosti sériového rezonančního obvodu. Obecná rovnice popisující napěťové zesílení rezonančního obvodu má dle [7] tvar

$$G_{rez,bez} = \frac{L_{bez} \cdot f_{bez}^2}{[(L_{bez} + 1) \cdot f_{bez}^2 - 1] + j \cdot [(f_{bez}^2 - 1) \cdot f_{bez} \cdot Q_r \cdot L_{bez}]}$$

Vykreslená absolutní hodnota funkce $G_{rez,bez}$ v závislosti na f_{bez} v logaritmickém měřítku s $L_{bez} = 2$ a s Q_r jako parametr vypadá tak jak je vidět na obrázku 13 níže. Pro názornost vlivu velikosti L_{bez} je na obrázku 14 závislost pro $L_{bez} = 5$.



Obr. 13 Průběh $G_{rez,bez}$ v závislosti na frekvenci při $L_{bez} = 2$, Q_r parametr, Wolfram Mathematica

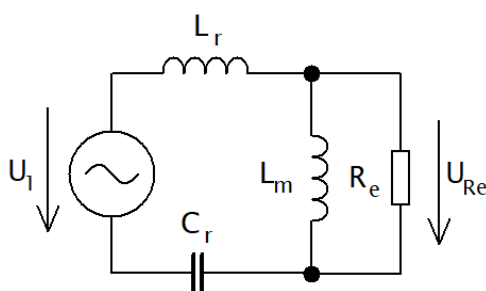


Obr. 14 Průběh $G_{rez,bez}$ v závislosti na frekvenci při $L_{bez} = 5$, Q_r parametr, Wolfram Mathematica

Na obrázcích 13 a 14 je vidět, že s rostoucím odebíraným proudem z LLC měniče relativně strmě klesá maximální možné zesílení až na hodnotu 1, které je navíc možné dosáhnout jen v rezonančních frekvencích. S rostoucím poměrem L_m/L_r , maximální možné zesílení rovněž klesá.

1.3.2 Pracovní oblasti LLC měniče a ZVS

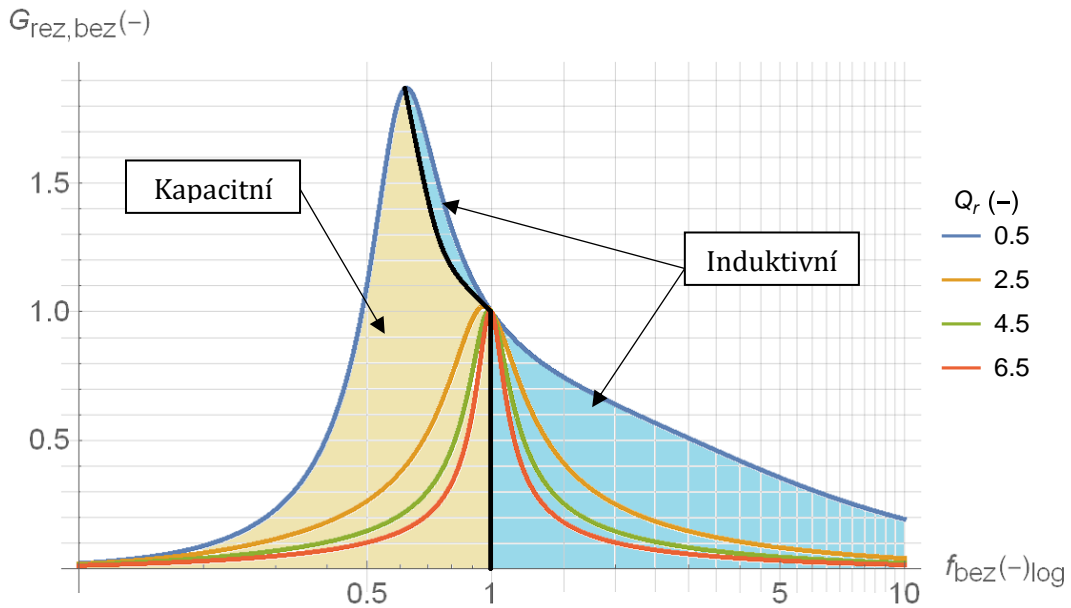
Z charakteristiky na obrázku 13 je vidět, že pokud je žádaného zesílení možno dosáhnout, pak jej lze mimo vrchol charakteristik dosáhnout vždy ve dvou možných pracovních bodech. Při uvažování schématu zapojení z obrázku 11, pro přehlednost znovu přiloženého níže, platí, že při rezonanční frekvenci je impedance podélné větve nulová a zátěž je připojena přímo na napájení.



Obr. 15 Náhradní linearizované schéma LLC měniče

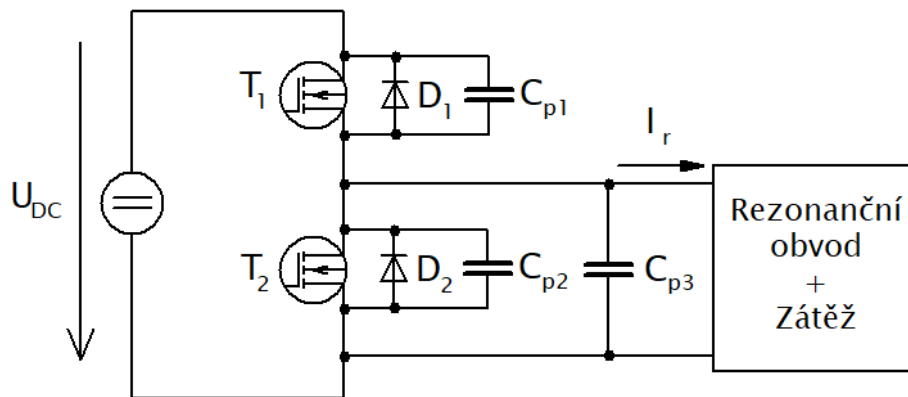
Fázový posuv mezi napětím zdroje a napětím na zátěži je tedy nulový a celý obvod se jeví jako kdyby byl odporového charakteru. Pokud frekvence roste nad frekvenci rezonanční, roste i celková impedance sériové části rezonančního obvodu, vliv kondenzátoru se snižuje a vliv indukčnosti naopak zvyšuje. Obvod se tedy chová jako induktivní. V opačném případě, kdy spínací frekvence klesá pod frekvenci rezonanční, se potlačuje vliv prvku L a roste vliv prvku C – obvod

se tedy chová jako kapacitní. Tyto oblasti lze vyznačit do grafu z obrázku 13, čímž vznikne obrázek následující. Světle modrá oblast je induktivní oblast, béžová je kapacitní oblast a černá tučná čára je hraniční, kdy má impedance pouze reálnou složku.



Obr. 16 Charakteristika LLC měniče s vyznačenými oblastmi induktivního a kapacitního charakteru

Pokud je měnič provozován v induktivní části charakteristiky, je u něho možné využívat tzv. *zero voltage switching* neboli spínání při nulovém napětí (ZVS). Práce v induktivní části charakteristiky je ovšem podmínkou nutnou, nikoli dostačující pro zajištění ZVS. Pro vysvětlení dalších podmínek a smyslu ZVS je uvažováno následující schéma.

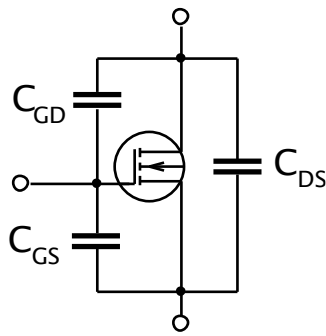


Obr. 17 Schéma s parazitními kapacitami pro vysvětlení podmínek a principu ZVS

Schéma je oproti předchozím doplněné o zpětné diody D_1 a D_2 . Tyto diody byly v schématu doposud vynechávány, protože jsou součástí struktury tranzistoru typu MOSFET, pro vysvětlení ZVS jsou však velmi důležité, proto jsou zde zdůrazněny. Mimo jiné jsou ve schématu navíc parazitní kapacity C_{p1} , C_{p2} a C_{p3} . Z náhradního schématu reálného tranzistoru MOSFET spolu s jeho parazitními kapacitami plyne, že C_{GD} a C_{DS} jsou při spínání paralelně zapojené a platí tedy

$$C_{p1} = C_{GD1} + C_{DS1},$$

a analogická rovnice platí i pro kapacitu druhého tranzistoru [10].

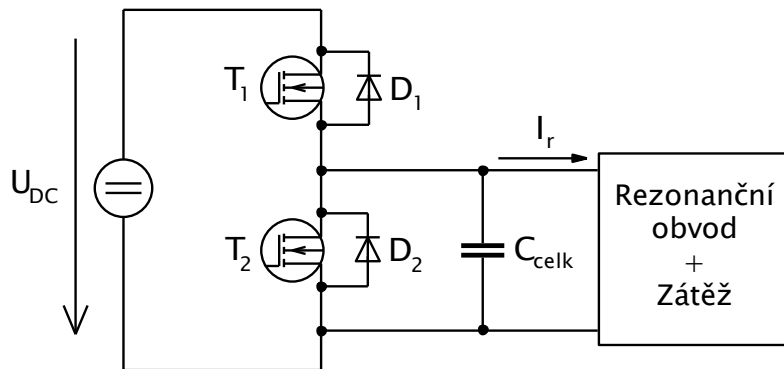


Obr. 18 MOSFET s parazitními kapacitami

Kapacita C_{p3} z obrázku 17 pokrývá zbylé parazitní kapacity zapojené paralelně k Q_2 – tedy například kapacita mezi pouzdem tranzistoru a jeho chladičem nebo kapacita mezi závity cívky. Všechny tři parazitní kapacity mají jeden z vývodů připojený na pevný potenciál. Pro C_{p2} a C_{p3} to je nulový potenciál a pro C_{p1} to je naopak potenciál U_{DC} . Pokud tedy dojde k změně potenciálu na uzlu společném pro všechny kapacity, lze je považovat za paralelně zapojené [10]. Za těchto předpokladů platí

$$C_{celk} = C_{p1} + C_{p2} + C_{p3}.$$

A schéma lze tedy překreslit do tvaru jaký je vidět na obrázku 19.

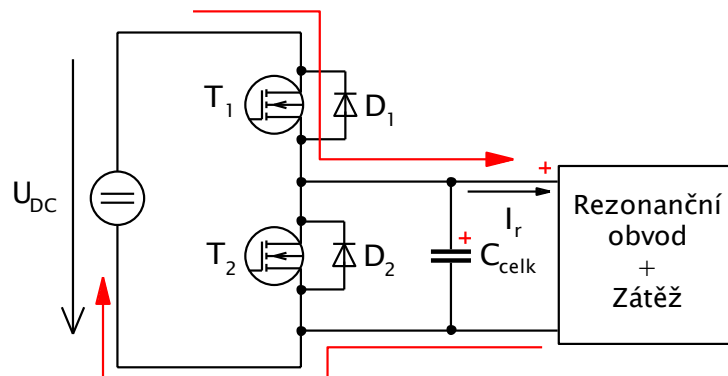


Obr. 19 Schéma s celkovou parazitní kapacitou pro vysvětlení podmínek ZVS

Průběhy veličin v měniči pak při fungování v režimu ZVS lze popsat následovně.

1. Stav, $t \in < 0, t_0 >$

Na začátku je uvažován tranzistor T_1 otevřený, T_2 zavřený, proud tekoucí do rezonančního obvodu a zátěže I_r kladný a při zanedbání úbytku na T_1 je napětí na kondenzátoru C_{celk} rovno napětí U_{DC} .



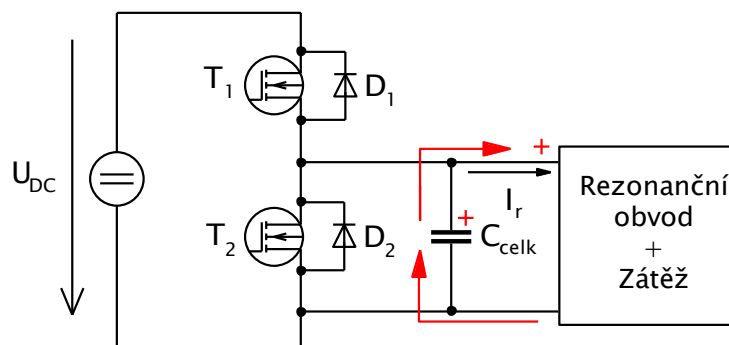
Obr. 20 Schéma LLC měniče při ZVS s vyznačenými proudy, stav 1

2. Stav, $t \in < t_0, t_1 >$

T_1 se v čase t_0 začíná zavírat a proud skrz něho rychle klesá až zcela zaniká v čase t_1 . Zavřením T_1 začíná čas v anglické literatuře zvaný *dead time*. To je čas, kdy jsou oba tranzistory v půl můstku zavřené – jedná se o ochrannou dobu, která brání zkratu primární strany měniče, který by mohl poškodit jak zdroj, tak tranzistory. Mimo to je také nezbytná pro zajištění ZVS.

3. Stav, $t \in < t_1, t_2 >$

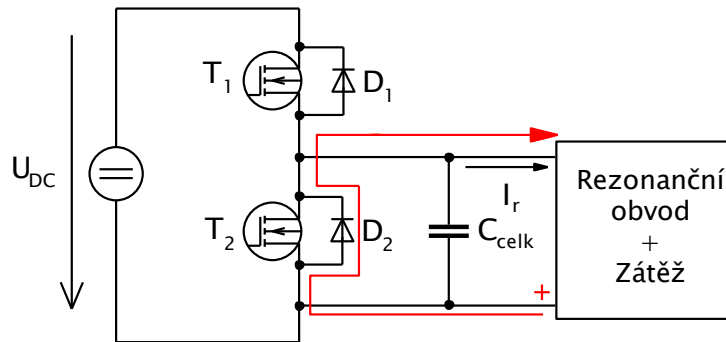
Díky indukčnosti a nabitému kondenzátoru C_{celk} je proud dále udržován. Velikost napětí na kondenzátoru C_{celk} je v čase t_1 rovna U_{DC} . Energie v prvcích L i C rezonančního obvodu se pomalu vybíjí a tím klesá napětí v uzlu. Napětí v uzlu klesá až do času t_2 .



Obr. 21 Schéma LLC měniče při ZVS s vyznačenými proudy, stav 3

4. Stav, $t \in \langle t_2, t_3 \rangle$

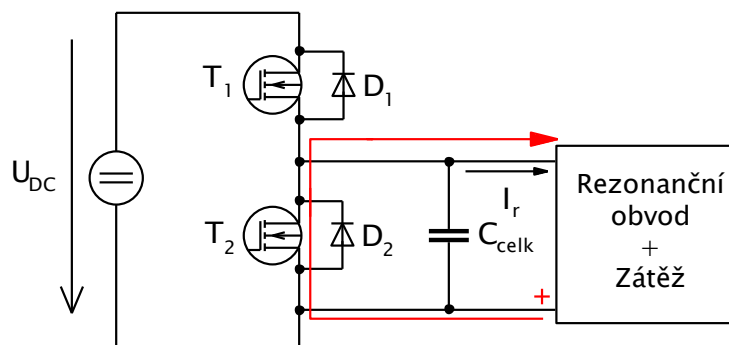
V čase t_2 je už napětí na indukčnosti v rezonančním obvodu vyšší než na kondenzátoru, čímž se otáčí jeho polarita. Směr proudu však zůstává totožný, protože je udržován rezonančním obvodem. Jakmile dojde k změně polarity napětí v uzlu, dojde ke kladné polarizaci diody D_2 , která tak začne vést proud. Na tranzistoru T_2 je tedy jen napětí rovné úbytku na antiparalelní diodě. Toto napětí je v absolutní hodnotě řádově jeden volt a je tedy oproti plnému napětí U_{DC} zanedbatelné. Proud nadále teče skrz diodu D_2 až do času t_3 .



Obr. 22 Schéma LLC měniče při ZVS s vyznačenými proudy, stav 4

5. Stav, $t \in \langle t_3, t_4 \rangle$

V čase t_3 spíná tranzistor T_2 , čímž přebírá proud z diody D_2 . V momentě, kdy došlo k sepnutí T_2 byl již kondenzátor C_{celk} vybitý a na T_2 bylo jen napětí rovné prahovému napětí diody. Díky tomu mohl tranzistor T_2 sepnout v režimu ZVS. Nutno zmínit, že režim ZVS neměl vliv na vypínací ztráty na tranzistoru T_1 . Proud následně pomalu klesá vlivem malých ale nenulových ztrát v obvodu [10].



Obr. 23 Schéma LLC měniče při ZVS s vyznačenými proudy, stav 5

K témuž dochází i pro tranzistor T_1 pokud má proud I_r zápornou polaritu. Z toho lze vyvodit obecné pravidlo, že pokud proud z rezonančního obvodu má v momentě změny stavu tranzistorů stejné znaménko jako přiložené napětí, pak je příslušný tranzistor zapínán v režimu ZVS. K splnění této podmínky je tedy nutné, aby byl proud fázově opožděn vůči napětí, k čemuž dochází právě v induktivní části charakteristiky, která byla popisována na začátku této kapitoly [10].

Z výše popsané sekvence stavů v měniči pracujícím v režimu ZVS tedy vyplynula na začátku indikovaná nutná nikoli dostačující podmínka ZVS. Z téže sekvence lze stanovit i další podmínky ZVS, jejichž souhrn následuje.

1. Dostatečně dlouhý dead time

První podmínkou je dostatečně dlouhý dead time, který umožní vyrovnání napětí na kondenzátoru C_{celk} s napětím na indukčnosti v rezonančním obvodu. Pokud by tento čas byl příliš krátký, došlo by k sepnutí tranzistoru T_2 ještě ve chvíli, kdy dioda D_2 není polarizována v kladném směru. Kvůli tomu by na tranzistoru bylo napětí relativně vysoké a k ZVS by nedošlo. Souvislost mezi dead time a chodem v ZVS je ve skutečnosti ještě složitější a je detailněji popsána v [10].

2. Více energie v rezonančních indukčnostech, než je v C_{celk}

Tento bod úzce souvisí s bodem předchozím. Energie v indukčnostech musí být větší, aby na C_{celk} klesalo napětí rychleji než na indukčnosti, tím bude opět dosaženo výše popsané kladné polarizace diody D_2 . V případě ZVS u tranzistoru T_1 je tuto podmínku nutno splnit také. Musí tedy platit podmínka popsaná nerovnicí

$$W_{C_{celk}} < W_L,$$

a po dosažení

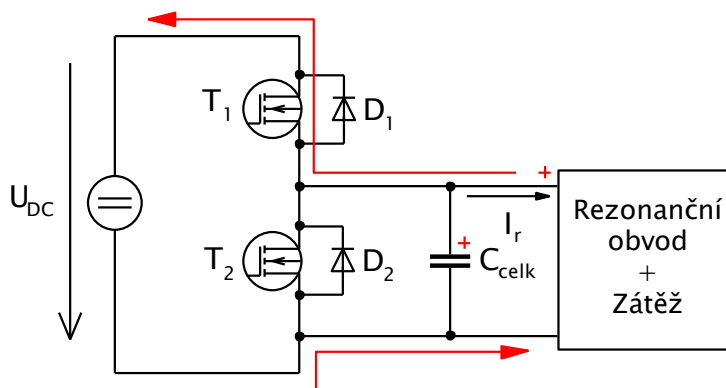
$$\frac{1}{2} \cdot C_{celk} \cdot U^2 < \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2.$$

Podmínku danou nerovnicí je možné splnit buď snížením napětí, což z principu nelze, nebo zvýšením proudu, což je však také nežádoucí kvůli zvýšeným Jouleovým ztrátám. Jak napětí, tak proud navíc plynou z aplikace, na kterou je měnič navrhován. Zvyšovat indukčnost taky není příliš výhodné, kvůli ceně a celkovým rozměrům měniče. Ideálním řešením tedy je zařídit minimální parazitní kapacitu C_{celk} , jejíž velikost souvisí s konstrukcí celého měniče a volbou tranzistorů.

Pokud je měnič provozován naopak v kapacitní části charakteristiky nebo není některá z výše uvedených podmínek splněna, pak lze stavy v měniči popsat následovně.

1. Stav, $t \in \ll 0, t_0$)

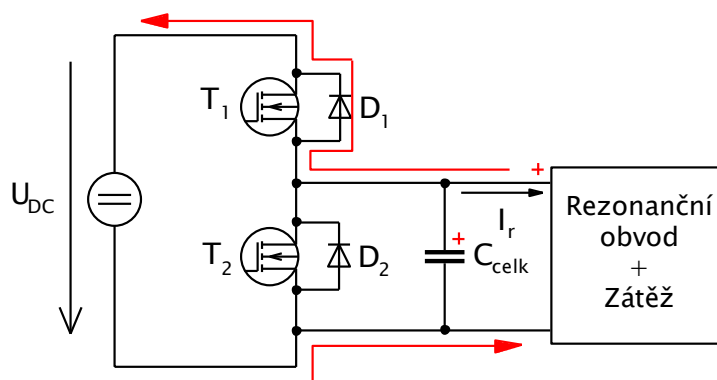
Na začátku je opět uvažován tranzistor T_1 otevřený, T_2 zavřený a proud tekoucí z rezonančního obvodu a zátěže I_r je tentokrát záporný.



Obr. 24 Schéma LLC měniče bez ZVS s vyznačenými proudy, stav 1

2. Stav, $t \in \ll, t_1$)

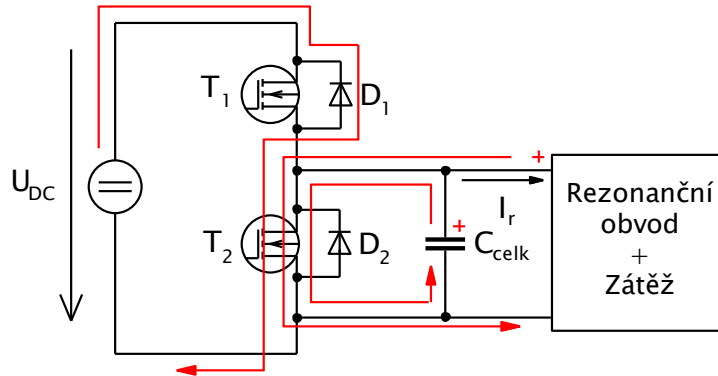
T_1 se v čase t_0 začíná zavírat a proud skrz něho rychle klesá až opět zcela zaniká v čase t_1 . V tuto chvíli jsou tedy oba tranzistory uzavřené. Během dead time je proud nadále udržován L prvky v rezonančním obvodu, takže proud, co tekl přes T_1 přebrala dioda D_1 . Tím, že proud z T_1 rovnou přebírala paralelní dioda D_1 , došlo u T_1 k měkkému vypnutí a budou na něm tedy velmi malé ztráty.



Obr. 25 Schéma LLC měniče bez ZVS s vyznačenými proudy, stav 2

3. Stav, $t \in \langle t_1, t_2 \rangle$

V čase t_1 spíná tranzistor T_2 a začíná tak přebírat proud od D_1 . V tu chvíli je na tranzistoru T_2 napětí dokonce vyšší než U_{DC} – zvýšené o prahové napětí diody D_1 . Vysoké napětí je navíc doprovázeno velkým proudem skrz tranzistor, který je způsoben několika faktory. Prvním z faktorů je nabitý parazitní kondenzátor C_{celk} , který se po sepnutí tranzistoru T_2 přes něho vybíjí.

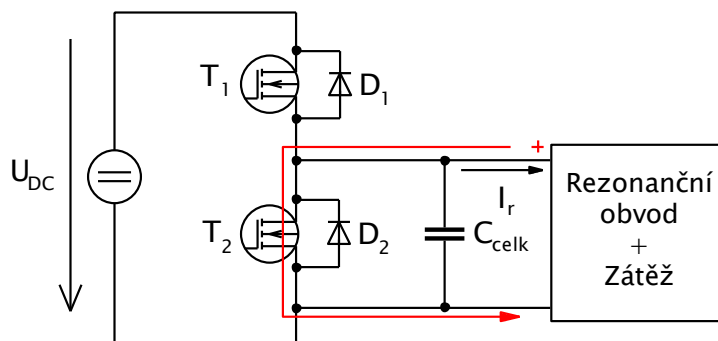


Obr. 26 Schéma LLC měniče bez ZVS s vyznačenými proudy, stav 3

Dalším faktorem způsobující vysokou proudovou špičku jsou dynamické vlastnosti v pouzdru integrovaných diod tranzistorů MOSFET, a to konkrétně doby závěrného zotavení. Jelikož je uzel velice rychle připojen na nulový potenciál, proud z diody D_1 komutuje na tranzistor T_2 také velmi rychle. Dioda tak nestíhá obnovit své blokovací schopnosti a má v tu chvíli malou impedanci, způsobující v podstatě zkrat na zdroji, skrz oba komutující prvky [10]. Tím, že je na tranzistoru v jednu chvíli jak vysoké napětí, tak vysoký proud, vznikají na něm značné ztráty. Na T_2 tedy došlo k tzv. tvrdému sepnutí. Takové spínání způsobuje značné rušení, velké napěťové i proudové špičky, které vedou k vysokým ztrátám na polovodičových prvcích a v extrémních případech mohou na tento provoz nedimenzovaný měnič nevratně zničit.

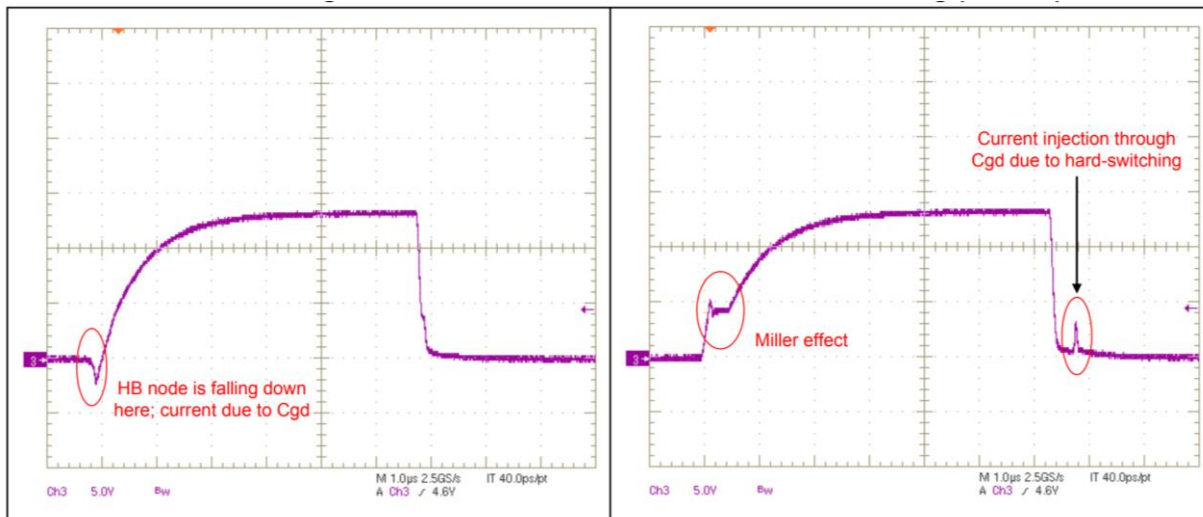
4. Stav, $t \in \langle t_2, t_3 \rangle$

V čase t_2 je již komutace dokončena, T_2 je plně otevřen a veškerý proud tak teče skrz něj.



Obr. 27 Schéma LLC měniče bez ZVS s vyznačenými proudy, stav 4

Ověřit, zda měnič pracuje v režimu ZVS, je možné několika způsoby. Příkladem je měření průběhů napětí případně proudů v měniči pomocí osciloskopu a jejich následné vyhodnocení. Další, zajímavá metoda jak ověřit, zda tranzistor funguje v režimu ZVS, je představena v [10]. Metoda spočívá v sledování napětí na řídicí elektrodě tranzistoru. Oscilogramy, na kterých bude metoda z [10] vysvětlena, následují.



Obr. 28 Časový průběh napětí na řídicí elektrodě MOSFET při sepnutí s ZVS (vlevo) a bez ZVS (vpravo), převzato z [7]

Na pravém oscilogramu je vidět při nárůstu napětí na řídicí elektrodě tzv. Millerovo plato, které je způsobeno kapacitou C_{GD} , nazývanou též Millerova kapacita. Tato kapacita se projeví právě pouze při tvrdém spínání. Při měkkém spínání na levém oscilogramu je vidět, že sepnutí i rozepnutí je hladší a neobjevují se na něm kladné napěťové špičky, u kterých hrozí, že poškodí MOSFET nebo jeho budič. Ověření funkčnosti této metody se věnuje poslední kapitola této práce.

Z dosavadních popisů je zjevné, že je žádoucí pracovat v induktivní části charakteristiky a volit součástky a ladit řídicí software tak, aby byl zajištěn chod v ZVS. ZVS sebou tedy přináší mnohé výhody, které pro shrnutí jsou:

- malé spínací ztráty (vyšší účinnost, levnější tranzistory, menší nároky na chlazení),
- menší nároky na budiče tranzistorů,
- nižší elektromagnetické rušení.

KAPITOLA 2: NÁVRH, DIMENZOVÁNÍ A REALIZACE

Tato kapitola se zabývá výpočtem minimálních požadavků na nejdůležitější užití součástky. Mezi ty patří rezonanční transformátor, tranzistory, jejich budič, kondenzátory a další. Výpočty jsou závislé na mezních hodnotách napětí, proudů a frekvencí s jakými bude měnič pracovat. Tyto hodnoty byly zvoleny s ohledem na zadání a označení odpovídá značení v předchozí kapitole. Maximální a zároveň jmenovité vstupní napětí $U_{DC,max} = 300 V$, jmenovité výstupní napětí $U_{z,n} = 48 V$ a maximální výkon $P_{max} = 300 W$. Minimální a maximální hodnoty výstupního napětí jsou uvažovány v rozsahu 40 V až 56 V. Je také vhodné zvolit požadovaný rozsah rezonančních frekvencí, a to s ohledem na reálné schopnosti polovodičových prvků. V tomto případě bylo zvoleno rozmezí spínacích frekvencí 100 kHz až 150 kHz. Při návrhu je vhodné začít návrhem transformátoru, protože dle jeho parametrů budou počítány veličiny další.

2.1 Výpočty a volba součástek

2.1.1 Transformátor

Nevýhodou LLC měniče je, že vyžaduje vysokofrekvenční transformátor, který je téměř vždy specifický pro příslušnou aplikaci. Je tedy nutné transformátor nechat vyrobit na míru, nebo se o jeho výrobu pokusit vlastními silami. V rámci této diplomové práce byla zvolena metoda druhá. Aby bylo možné navrhnout transformátor, je vhodné zvolit konkrétní jádro, jehož některé hodnoty z datasheetu budou užity při výpočtech. Jedná se o jakýsi iterační proces, protože může nastat situace, že zvolené magnetické jádro nebude vhodné a bude nutná volba jiného – například se vinutí na magnetický obvod nevejdou. V tomto případě bylo zvoleno jádro tvaru ETD44 z materiálu CF297 o rozměrech 44 mm x 22 mm x 15 mm dostupné z [11].

Rozhodujícím parametrem transformátoru je jeho převod p . Ten je za obecně připouštěných zjednodušujících předpokladů dán jako poměr závitů primárního a sekundárního vinutí. Převod transformátoru bude určen úpravou vztahu z kapitoly zabývající se FHA

$$U_z = \frac{1}{p} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot G_{rez}.$$

Tento vztah má po úpravě a předpokladu jmenovitých veličin tvar

$$G_{rez} = \frac{p \cdot U_{z,n}}{\frac{U_{DC,max}}{2}}.$$

Cílem je, zvolit převod p tak, aby G_{rez} byl o trochu menší než 1 a většinu změny napěťové úrovně při jmenovitém chodu tak prováděl právě transformátor. Pokud by byl převod zvolen tak, že by bylo nutné zesílení větší než jedna, při velkých výkonech by měnič žádaného napětí nedosáhl. Ideální zesílení vychází pro $p = 3$.

$$G_{rez} = \frac{p \cdot U_{z,n}}{\frac{U_{DC,max}}{2}} = \frac{3 \cdot 48}{\frac{300}{2}} = 0,96.$$

To, že zesílení rezonančního obvodu je menší než jednotkové, zajistí, že regulátor, který bude v měniči užit, dokáže dosáhnout požadovaného napětí i při vysokém výstupním proudu, kdy se projevují úbytky napětí na vodivých cestách měniče a dalších prvcích. Měnič bude zároveň v žádaném režimu ZVS. Pokud se u měniče uvažuje o možném nastavování velikosti výstupního napětí ve zvoleném rozsahu 40 V až 56 V nastává problém, protože měnič, který je navržen tak, aby při jednotkovém zesílení měl na výstupu 48 V, při velkém proudovém zatížení na 56 V nedosáhne a má problémy opačného charakteru při požadavku na 40 V naopak při malé proudové zátěži. Nabízí se tedy tři charakteristické situace, pro něž může být měnič navržen. Ty jsou popsány tabulkami na obrázku níže. Hodnoty výkonů v tabulce jsou symbolické a jejich význam je: chod na prázdko (0 W), střední zatížení (150 W) a maximální zatížení (300 W).

$G_{rez} = 1 \Rightarrow U_{out} = 40 \text{ V}$	$U_{out} \text{ [V]}$		
$P_{out} \text{ [W]}$	40	48	56
0	x	x	x
150	x	x	x
300	x	x	x
$G_{rez} = 1 \Rightarrow U_{out} = 48 \text{ V}$	$U_{out} \text{ [V]}$		
$P_{out} \text{ [W]}$	40	48	56
0	x	x	x
150	x	x	x
300	x	x	x
$G_{rez} = 1 \Rightarrow U_{out} = 56 \text{ V}$	$U_{out} \text{ [V]}$		
$P_{out} \text{ [W]}$	40	48	56
0	x	x	x
150	x	x	x
300	x	x	x

Obr. 29 Tabulka popisující dosažitelnost jednotlivých pracovních bodů

Šedivá buňka udává informaci o tom, jaké bude výstupní napětí při jednotkovém zesílení rezonančního obvodu, což přímo souvisí s fyzickým návrhem měniče (převodem transformátoru). Sloupce označují požadované napětí na výstupu, řádky pak měničem dodávaný výkon. Barevně označené buňky pak značí, zda a jak je takto navržený měnič schopen žádaného napětí při daném výkonu dosáhnout. Zelená znamená, že bez problémů ano, žlutá znamená, že ano, ale pouze za stavu, který není pro provoz měniče optimální a červená znamená, že tohoto stavu měnič nebude nikdy schopen dosáhnout. První tabulka tedy říká, že měnič, který by při jednotkovém zesílení rezonančního obvodu měl na výstupu 40 V by při velkém proudovém zatížení nedosáhl na napětí 48 V ani 56 V, což plyne z odvozené frekvenční a proudové závislosti zesílení rezonančního obvodu. Poslední tabulka říká, že měnič navržen pro 56 V by zvládl dosáhnout všech pracovních bodů, avšak při malém zatížení a požadavku na malé napětí by musel využít alternativní metodu regulace, kterou je například přechod do oblasti ZCS nebo tzv. burst mode [12]. Z pohledu flexibility zdá se nejvýhodnější měnič dimenzovat tak, aby při jednotkovém zesílení rezonančního

obvodu bylo na výstupu napětí trochu vyšší než 56 V a pro získání nižších napětí při malé zátěži buďto přejít do oblasti ZCS nebo využít burst mode. Detailněji se těmto metodám, řízení a regulaci věnuje kapitola 2.2.

Vzhledem k předchozím úvahám je výhodné předchozí vztah upravit do následujícího tvaru.

$$G_{rez} = \frac{p \cdot U_{Z,max}}{\frac{U_{DC,max}}{2}} = \frac{2,5 \cdot 56}{\frac{300}{2}} = 0,9\bar{3}.$$

Žádaného převodu lze dosáhnout nekonečně způsoby, je však žádoucí počet závitů omezit na minimum, a to jak kvůli objemu a hmotnosti, tak kvůli ceně. Minimální počet závitů souvisí s dalšími veličinami a je tedy nutné toto minimum napočítat. Pro vypočet je vhodné vyjít z následující rovnice

$$U_i = 4,44 \cdot \phi_m \cdot f \cdot N,$$

kde U_i je indukované napětí, ϕ_m je magnetický tok, f je frekvence a N je počet závitů cívky. Indukované napětí je vlastně polovina maximálního napájecího napětí, protože transformátor je napájen z polovičního můstku. Frekvence je frekvence spínací a N je počet závitů primárního vinutí. Rovnici lze tedy napsat v upraveném tvaru následovně

$$\frac{U_{DC,max}}{2} = 4,44 \cdot \phi_m \cdot f_{SP,n} \cdot N_1.$$

Magnetický tok lze obecně vyjádřit jako

$$\phi_m = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S},$$

kde \vec{B} je vektor magnetické indukce a $d\vec{S}$ je orientovaný element plochy. Po zjednodušení a integraci lze magnetický tok napsat jako

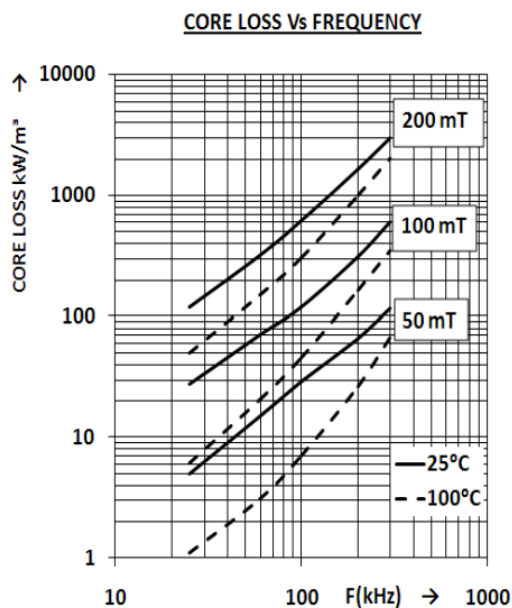
$$\phi_m = B \cdot S,$$

kde B je magnetická indukce a S je plocha průřezu magnetického jádra. Tím rovnice nabude tvaru

$$\frac{U_{DC,max}}{2} = 4,44 \cdot B \cdot S \cdot f_{SP} \cdot N_1.$$

Z této rovnice je nyní vidět na čem počet závitů závisí. Napájecí napětí $U_{DC,n}$ je dáno zadáním, f_{sp} je již zvolena jako 100 kHz a S je dáno již zvoleným magnetickým jádrem. Jedinými proměnnými tedy zůstává magnetická indukce a počet závitů. Výše je zmíněno, že je cílem minimalizovat počet závitů, jedinou možností tedy je maximalizovat magnetickou indukci. Ta však nemůže být navýšena neomezeně, protože s rostoucí magnetickou indukci od určité meze velice prudce rostou tepelné ztráty v objemu magnetického obvodu. Velikost ztrát v závislosti na frekvenci střídavého magnetování s magnetickou indukci jako parametrem je vidět na obrázku 30. Vzhledem k tomu, že očekávaná maximální spínací frekvence byla zvolena 150 kHz byla s ohledem na ztrátový výkon zvolena maximální hodnota magnetické indukce $B_{max} = 100 \text{ mT}$.

Maximální hodnota mohla být zvolena vyšší, jelikož je však LLC měnič vyvíjen s cílem jeho užití v laboratoři studenty, bylo snahou, aby se maximální teplota držela v rozumných mezích.



Obr. 30 Závislost objemových ztrát na frekvenci, syčení a teplotě u zvoleného magnetického jádra, převzato z [12]

Na základě dosavadních úvah lze rovnici upravit a vyjádřit z ní počet závitů primárního vinutí, respektive minimální počet těchto závitů.

$$N_{1_min} = \frac{U_{DC,max}}{8,88 \cdot B_{max} \cdot S \cdot f_{SP,0}}$$

Po dosažení všech známých hodnot včetně z datasheetu plynoucího průřezu jádra $S = 368 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ vyšel minimální počet závitů primárního vinutí následovně

$$N_{1_min} = \frac{300}{8,88 \cdot 100 \cdot 10^{-3} \cdot 368 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} \cong 9,18.$$

Minimální počet závitů je výhodné zaokrouhlit na celé číslo a zaokrouhlení se musí provést nahoru. Platí tedy

$$N_1 = 10,$$

$$N_2 = 4.$$

Vinutí nelze navinout z běžného měděného drátu, ale je nutné použít vysokofrekvenční lanko, které v sobě obsahuje mnoho vzájemně izolovaných vodičů. Důvodem je skin efekt, který zvyšuje proudovou hustotu na povrchu vodiče a zdánlivě tak zvyšuje odpor. Vliv skin efektu závisí na veličinách, z nichž ovlivnitelnými jsou zejména frekvence proudu a průřez vodiče. Frekvence proudu je dána spínací frekvencí, u níž je žádoucí, aby byla vysoká kvůli výši indukovaného napětí a optimální je tedy snižovat průřez vodiče. Dle [13] je pro uvažovaných 150 kHz vhodná tloušťka jednoho z vodičů v lanku maximálně 0,08 mm. S ohledem na dostupnost vysokofrekvenčních lanek v České republice bylo nakonec užito lanko s průřezem 0,1 mm. Při průměru 0,1 mm je

plocha průřezu takového vodiče $S_v = 7,85 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^2$. Maximální proudová hustota mědi pro trvalé zatížení je $J_{maxCu} = 4 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$. Při takové proudové hustotě je měď při trvalém zatížení dost zahřátá, a proto se pro běžné užití, kde nevádí mírné zahřívání, spíš uvažuje $J_{nCu} = 3 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$. Z toho lze vypočítat kolik tenkých izolovaných drátků musí minimálně být v lanku na primární straně transformátorového vinutí dle následující vztahu

$$N_{v1Min} = \frac{I_{nRMS1}}{J_{nCu} \cdot S_v}$$

Efektivní hodnotu proudu je v tuto chvíli těžké přesně určit, protože je nutné do ní započítat cirkulační proud, který prochází pouze prvky rezonančního obvodu. Tento proud bude závislý na konkrétní zátěži a parametrech rezonančního obvodu, které teprve budou dopočteny na základě parametrů reálného navinutého transformátoru. Pro výpočet byl užit proud nutný pro přenos výkonu a poměr mezi tímto proudem a proudem celkovým. Tento poměr byl určen ze simulací a jedná se o průměrnou hodnotu určenou z několika různých parametrů měniče a po zaokrouhlení nahoru vyšel $k = 1,5$. Ten by měl zajistit dostatečnou rezervu, aby nedocházelo k přehřívání vodičů. Vztah má tedy tvar

$$N_{v1Min} = k \cdot \frac{I}{J_{nCu} \cdot S_v} = 127,38.$$

Na sekundárním vinutí se rezonanční proud neprojevuje tolik a proud lze tedy s mírnými nepřesnostmi dopočítat z jmenovitého výkonu. Každé vinutí však díky diodám vede proud jen polovinu času a proudové namáhání tak bude nižší. Namáhání z pohledu ztrát kvůli druhé mocnině proudu ve vztahu pro tepelné ztráty poloviční nebude. Vzhledem k rezervám například v maximální proudové hustotě byl nakonec k aproximaci užit následující vztah

$$N_{v2Min} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_n}{U_{n2} \cdot J_{nCu} \cdot S_v} = \frac{1}{2} \cdot \frac{300}{48 \cdot 3 \cdot 7,85 \cdot 10^{-3}} = 132,69.$$

Z napočítaných hodnot plyne, že pro obě vinutí je možné užit stejného vysokofrekvenčního lanka. S ohledem na dostupnost takovýchto vodičů na trhu a počítané rezervy bylo zvoleno lanko s 120 izolovanými vodiči, přičemž průměr každého z nich je výše zmiňovaných 0,1 mm. Vinutí je možné namotat přímo na jádro, nebo na kostru, která poslouží i jako montážní prvek transformátoru na desku plošných spojů. Byla zvolena kostra dostupná z [11]. Před dalšími výpočty je vhodné transformátor navinout, protože s pomocí jeho parazitních indukčností a žádané rezonanční frekvence bude dopočítána velikost rezonančního kondenzátoru.

2.1.2 Rezananční kondenzátor

U vysokofrekvenčního transformátoru jsou důležité rozptylová a hlavní indukčnost, protože jejich poměrem L_{bez} je dán tvar frekvenční charakteristiky rezonančního obvodu. Ideální poměr hlavní ku rozptylové indukčnosti je v rozsahu pět až deset. Rozptylová indukčnost tak musí být poměrně velká, anebo hlavní indukčnost naopak malá. Pokud je však hlavní indukčnost příliš malá, je nutné užit rezonanční kondenzátor větší kapacity, který je rozměrově velký, a navíc nemusí být na trhu

dostupný. V tomto případě byla naměřena rozptylová indukčnost $L_r = 17,4 \mu H$ a hlavní indukčnost byla vložení izolační fólie do magnetického obvodu transformátoru zmenšena na $L_m = 135,9 \mu H$. Poměr je tak tedy $L_{bez} = 7,8$. Z těchto hodnot je pro splnění zvolené spínací frekvence nutné volit rezonanční kondenzátor o velikosti $C_r = 16,5 nF$.

Typ kondenzátoru byl zvolen svitkový, vhodný pro vysoké frekvence a s malým ztrátovým činitelem $tg \delta$. S ohledem na dostupné velikosti kondenzátorů byl nakonec zvolen kondenzátor o velikosti $C_r = 10 nF$. Pro rezonanční frekvenci tedy platí

$$f_{SP,0} = 128,5 kHz,$$

a při zachování poměru maximální rezonanční frekvence vůči minimální pak platí

$$f_{SP,max} = 192,75 kHz.$$

Tento posuv je nevýhodný kvůli zvýšení nároku na tranzistory, budič, řízení a zvýšení vlivu skin efektu ve vinutí. Kromě toho z obrázku 30 plyne, že se při stejném sycení zvýší objemové ztráty v magnetiku. Zvýšení ztrát v magnetiku je však mírně kompenzováno poklesem sycení, které díky vyšší frekvenci nastane. Vzhledem k rezervám, které byly při výpočtech výše uvažovány, by měl transformátor i takové spínací frekvence zvládnout.

2.1.3 Tranzistory a budič

Tranzistor byl zvolen typu MOSFET. Ten je vhodný pro vysoké spínací frekvence a výkony, na které je měnič dimenzován. Navíc je výhodou, že součástí pouzdra je parazitní ochranná dioda a není tak nutné dávat externí. U tranzistoru je rozhodující maximální napětí, proud a odpor v sepnutém stavu. Při vysokých frekvencích však hraje podstatnou roli i náboj hradla, který je snaha držet co nejmenší. Pro tyto účely byly zvoleny tranzistory IXFH14N60P. Pomocí datasheetu je možné dle známého vztahu spočítat přibližné spínací a propustné ztráty a zkontrolovat, zda jsou přípustné.

$$\Delta P_{SP} = \frac{1}{2} \cdot U \cdot I \cdot f_{SP,max} \cdot (t_r + t_f) = \frac{1}{2} \cdot 300 \cdot 2 \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot (23 + 26) \cdot 10^{-9} = 2,205 W,$$

$$\Delta P_R = R_{DS(on)} \cdot I_n^2 = 0,55 \cdot 4 = 2,2 W.$$

S tranzistorem úzce souvisí budič, který bude užít pro jejich spínání. Ten byl zvolen IX2113G, jelikož disponuje dostatečným výkonem a dynamikou. Pro spínání horního tranzistoru je užito zapojení nábojové pumpy s diodou a kondenzátorem. Z [14] plyne, že minimální velikost tohoto kondenzátoru lze dle vypočítat dle vztahu

$$C_g = \frac{Q_g}{U_{Q1g}} = \frac{Q_g}{U_{DD} - U_{bootDiode}} = \frac{36 \cdot 10^{-9}}{12 - 1,3} = 3,36 nF.$$

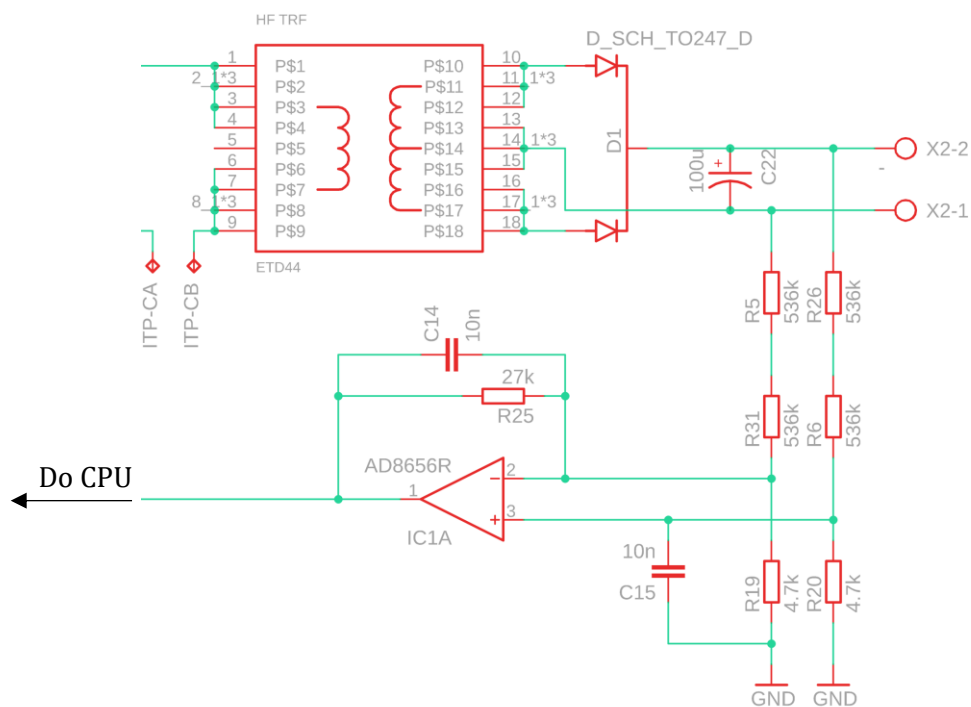
Obecně platí, že aby napětí na kondenzátoru příliš neklesalo a nehrozilo tedy předčasné částečné či úplné uzavření tranzistoru měla by být minimální kapacita kondenzátoru desetinásobek C_G . Kapacita je však v podstatě omezená pouze zespoda a z hlediska optimalizace počtu různých součástek na desce plošných spojů byl zvolen kondenzátor o kapacitě

$$C_{boot} = 100 \text{ nF}.$$

2.2 Řízení, regulace a měření

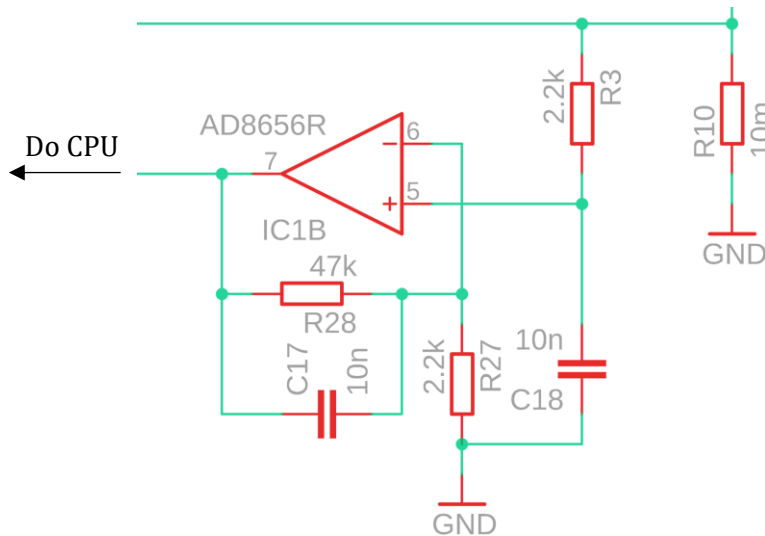
Při řízení výstupní hodnoty napětí na měniči bylo počítáno jak s řízením bez zpětné vazby, tak s regulací s ní. V případě řízení, bude pomocí potenciometru nastavena spínací frekvence v rozsahu 80 kHz až 200 kHz, která na výstupu povede k napětí předem neznámé velikosti. Případné zatěžování či odlehčování způsobí pokles či nárůst výstupního napětí a bude na uživateli, aby výstupní hodnotu napětí potenciometrem upravil. V případě regulace bude uživatelem nastaveno žádané napětí v rozsahu 40 V až 56 V, které poté bude v rámci výkonového rozsahu měniče udržováno pomocí regulátoru realizovaném v mikroprocesoru. Regulátor bude spínat ve frekvenčním rozsahu 130 kHz až 200 kHz. Přepínání mezi těmito režimy bude prováděno pomocí polohy potenciometru při připojení měniče na napětí. Pokud je potenciometr při připojení měniče na napětí v levé krajní poloze (otáčením proti směru hodinových ručiček) zapne se měnič v režimu regulace. V opačném případě se měnič zapne v režimu řízení.

Pro regulaci je nutné měřit výstupní napětí. Měření napětí bude realizováno jako diferenciální s užitím operačního zesilovače, napěťových odporových děličů a AD převodníku v mikroprocesoru. Měnič kvůli tomu sice ztratí galvanické oddělení mezi vstupem a výstupem, deska plošných spojů však bude jednodušší a díky operačnímu zesilovači zůstane odpor mezi vstupem a výstupem velmi vysoký. Jelikož připadá v úvahu situace, kdy záporná svorka na výstupní straně měniče bude na stejném potenciálu jako kladná svorka vstupní, je nutné hlídat elektrickou pevnost SMD odporů v děliči. Nastane-li tato situace, bude na děliči napětí až 356 V a jelikož je maximální pracovní napětí zvolených odporů 200 V je nutné užít alespoň dva v sérii.



Obr. 31 Schéma zapojení pro diferenciální měření výstupního napětí

Aby nebyl měnič proudově přetěžován, je nutné měřit proud, který měničem prochází. Ten bude měřen pouze na primární straně a bude měřen přes úbytek napětí na odporu o velikosti 10 mΩ.



Obr. 32 Schéma zapojení pro měření proudu

2.2.1 Procesor a komunikace

Pro řízení celého měniče byl zvolen mikroprocesor od společnosti STMicroelectronics. Konkrétně typ STM32F301C8T6. Tento mikroprocesor disponuje jedním dvanáctibitovým AČ převodníkem s patnácti kanály, které budou užity pro měření napětí z ovládacího potenciometru nebo z měřících děličů napětí. Mikroprocesor dále obsahuje hardwarovou periférii pro generování PWM, která bude využita k řízení tranzistorů. V neposlední řadě obsahuje komunikační periférii UART, která bude v kombinaci s DMA užita ke komunikaci s počítačem pomocí převodníku

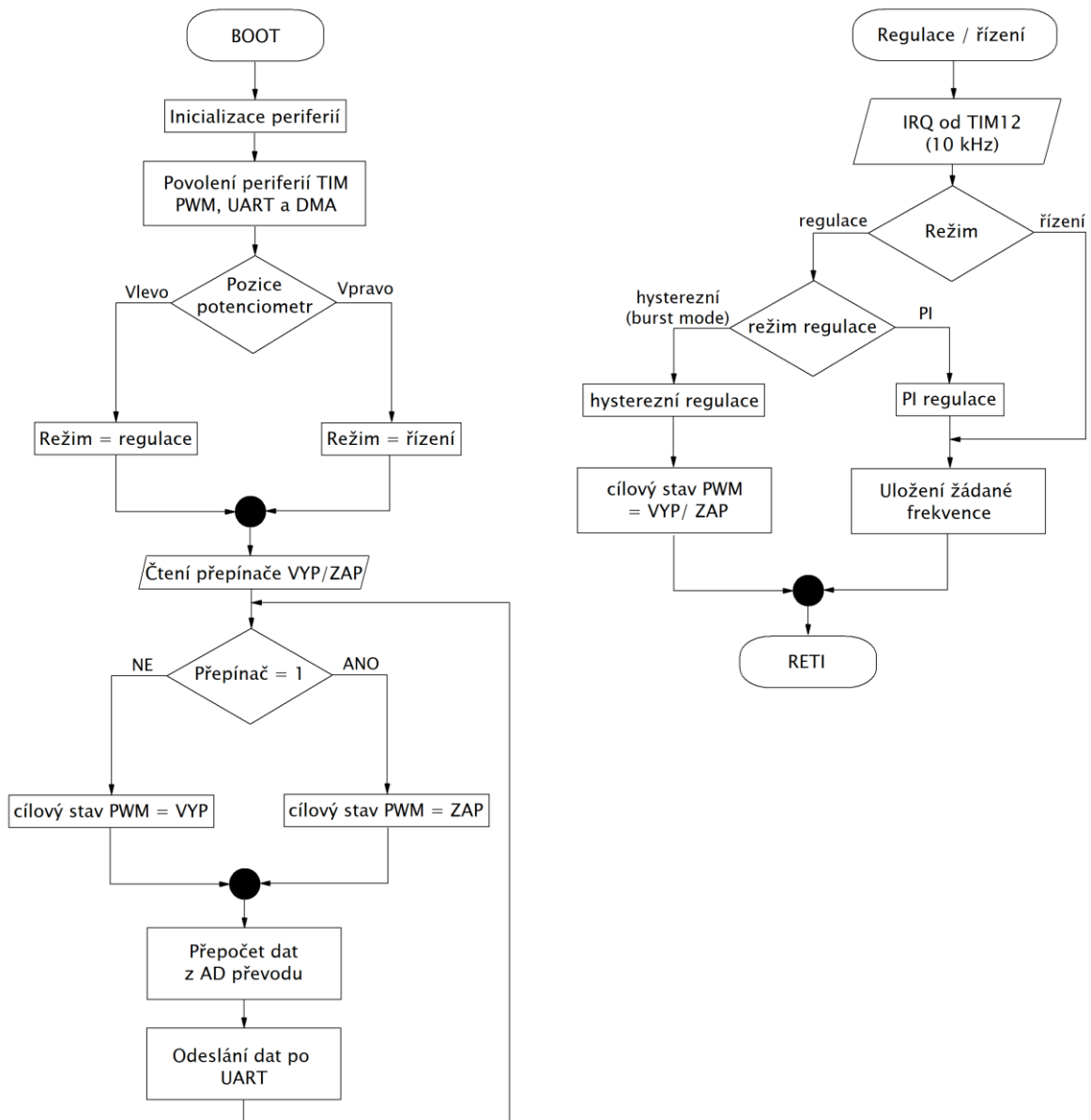
UART- USB typu FT230XS. Komunikace bude pouze z měniče do počítače, měnič tedy z počítače nepůjde nijak ovládat. Sériová komunikace bude probíhat rychlostí 115200 Baud a v odesílaných datech budou následující informace:

- stav měniče – zapnutý nebo vypnutý,
- informace o aktivaci napěťové a proudové ochrany,
- režim chodu měniče – řízení nebo regulace,
- aktuální spínací frekvence,
- velikost měřených napětí a proudu,
- a v případě regulace také velikost žádaného napětí.

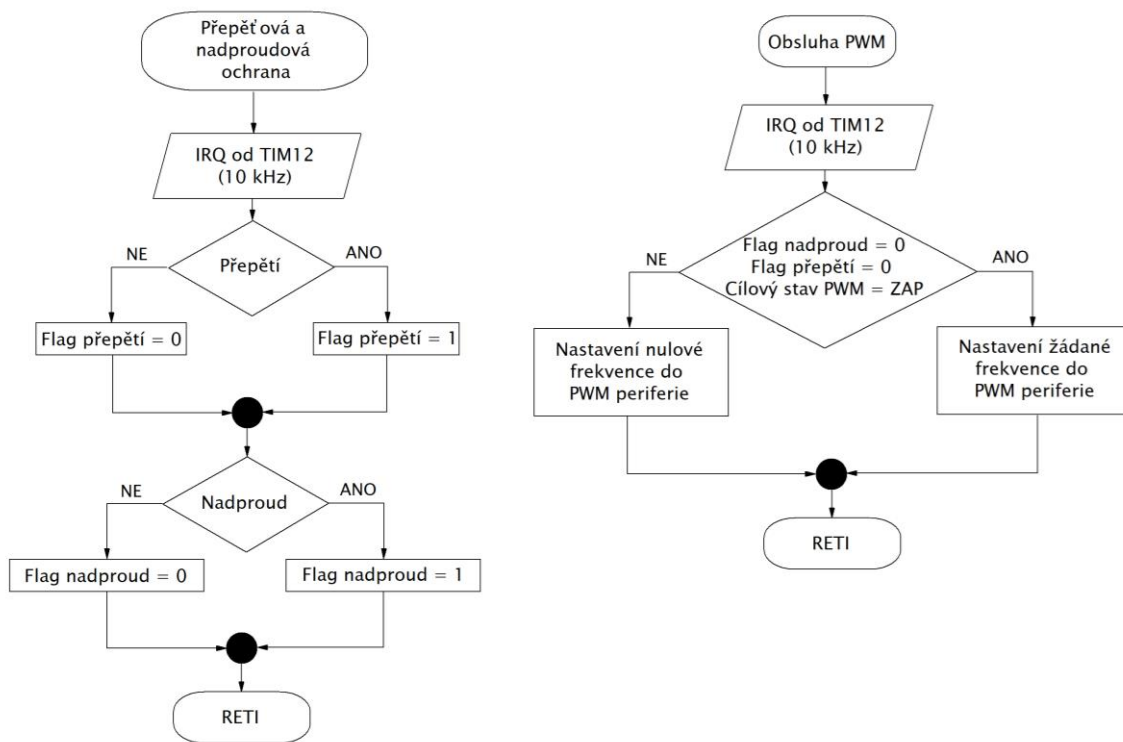
2.2.2 Algoritmus regulace

V kapitole 2.1 bylo naznačeno, že pro regulaci je výhodné měnič navrhnout tak, aby při jednotkovém zesílení rezonančního obvodu bylo na měniči napětí trochu vyšší než maximální možné žádané, aby měl regulátor prostor pro regulaci v celém rozsahu. Rovněž bylo indikováno, že některé stavy bude nutné ošetřit jinak. Tyto stavy jsou na obrázku 29 označeny oranžově. Problém v těchto pracovních bodech nastává, protože na induktivní straně frekvenční charakteristiky je pokles zesílení s růstem frekvence velice pomalý. Pro získání rozumně malého zesílení je tedy nutné zvyšování spínací frekvence daleko přes stanovenou maximální spínací frekvenci 200 kHz. Tento problém je možné řešit pomocí přechodu do oblasti ZCS nebo využít zmiňovaného burst mode.

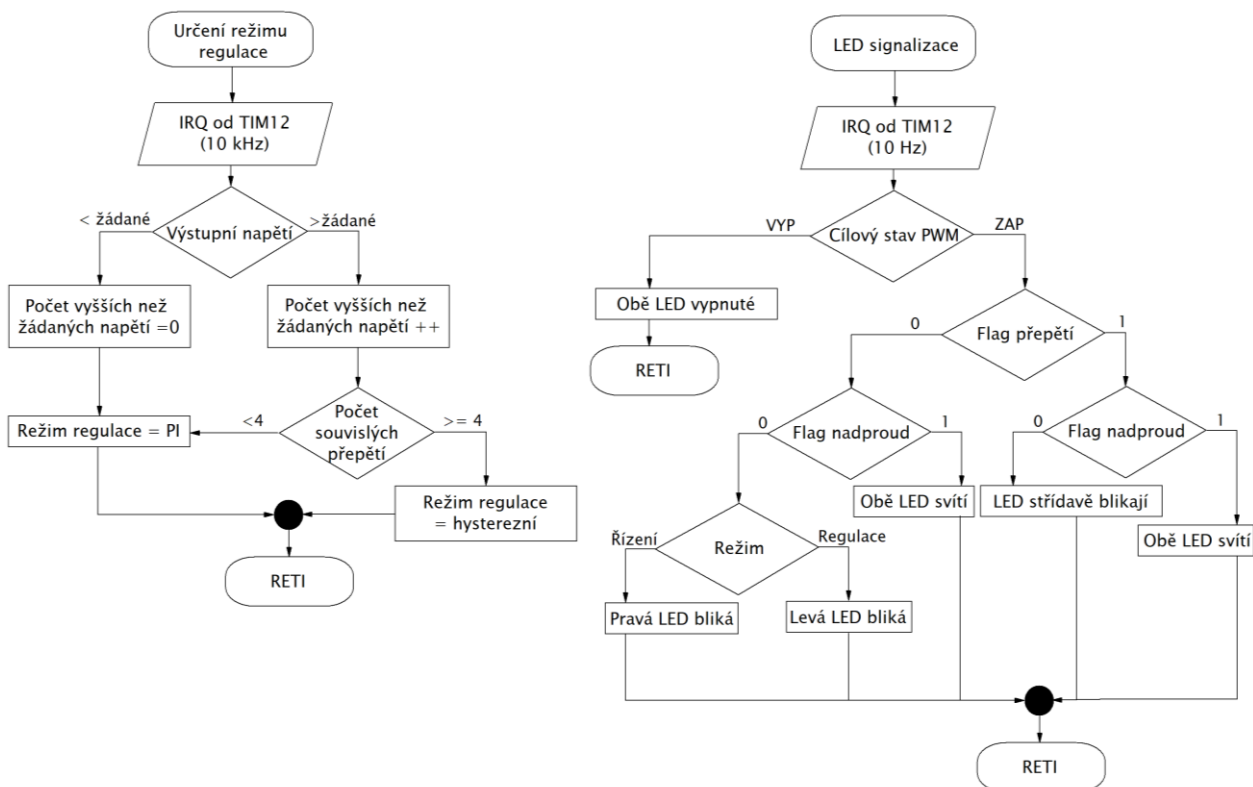
Pro účely metody regulace s přechodem do ZCS je nutné určovat, jak velká zátěž je k měniči připojena a zda požadované napětí je dosažitelné v oblasti ZVS nebo ne. Podle toho pak přepínat mezi dvěma regulátory, které budou pracovat v jiném frekvenčním rozsahu. Tento algoritmus je však relativně komplikovaný, a to zejména kvůli nutnosti ladit oboustranný algoritmus přepínání mezi regulátory. Právě z toho důvodu byla užita metoda burst mode, která spočívá ve střídání stavů, kdy je tranzistory spínána maximální povolená frekvence (tj. minimální zesílení při zachování ZVS) a kdy jsou tranzistory zcela uzavřené. Metodu je možné realizovat pomocí hysterezního regulátoru, který bude aktivován v případě, že napětí je příliš dlouhou dobu vyšší než žádané, přestože je spínací frekvence na maximu. Vývojový diagram programu, který celý měnič řídí, následuje. Kvalitou regulace a jejím testováním se dále zabývá kapitola 3.3.



Obr. 33 První část vývojového diagramu programu řídicí LLC měnič

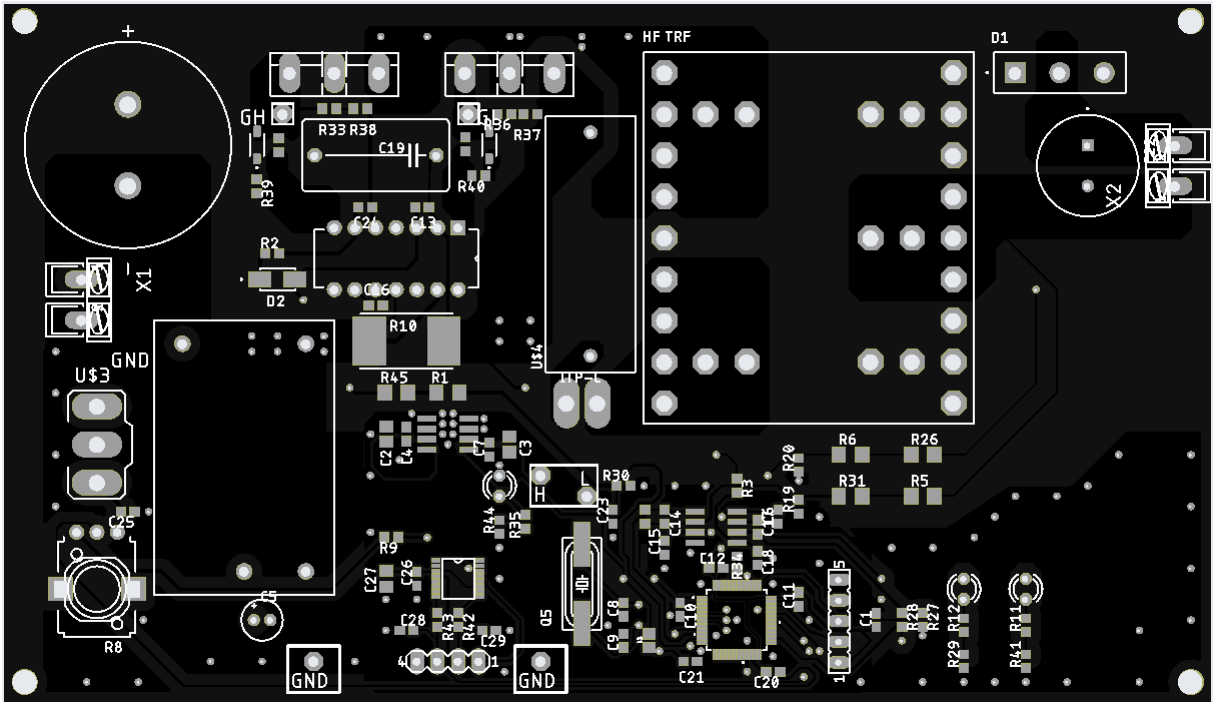


Obr. 34 Druhá část vývojového diagramu programu řídicí LLC měnič

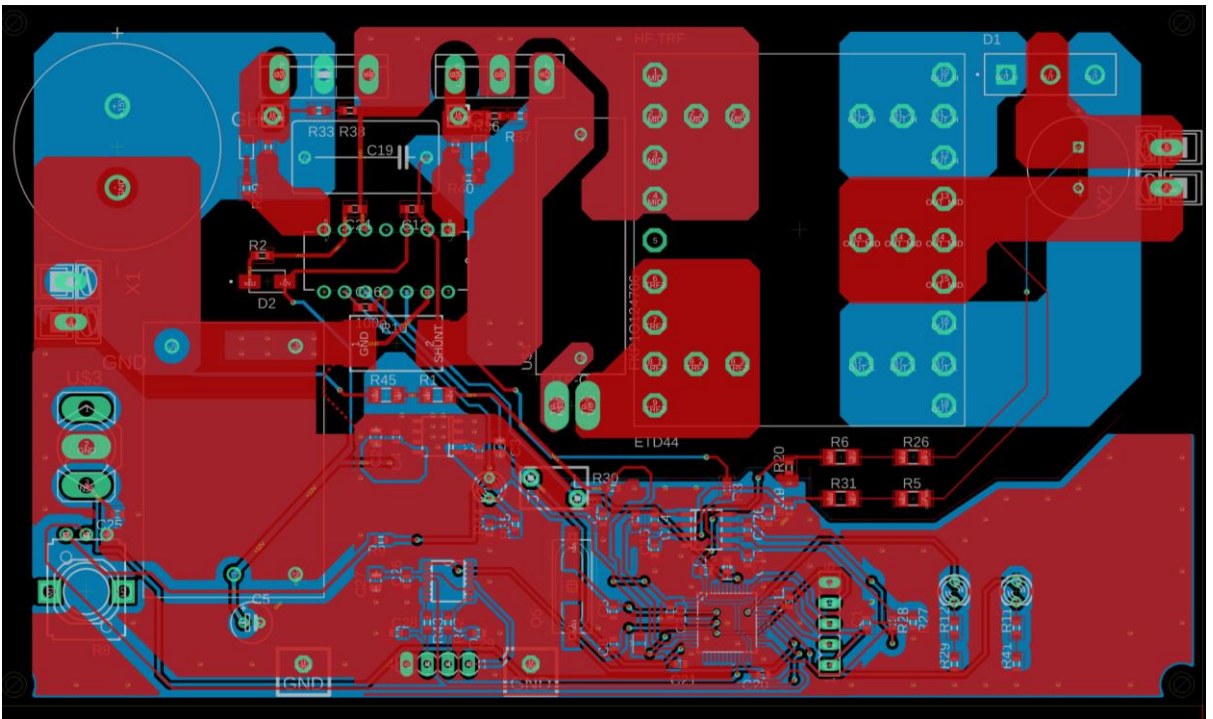


Obr. 35 Třetí část vývojového diagramu programu řídicí LLC měnič

V rámci této kapitoly tedy byly napočítány parametry nejdůležitějších součástek, na jejichž základě byla navržena a vyrobena deska plošných spojů. Obrázek návrhu DPS ze software Autodesk EAGLE následuje.

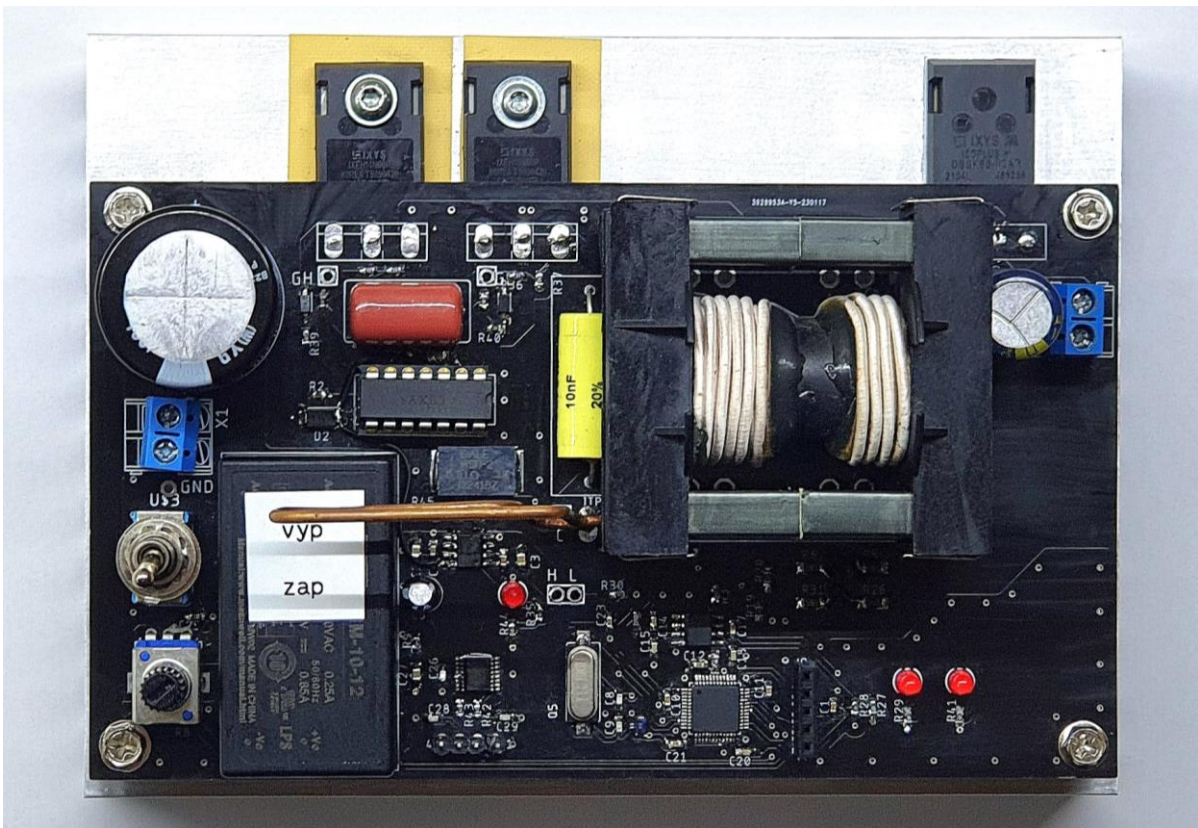


Obr. 36 Horní maska DPS pro LLC měnič



Obr. 37 Vodivé cesty a plochy na DPS LLC měniče

Tato deska bylo osazena, čímž vznikl měnič, který je na následujícím obrázku.

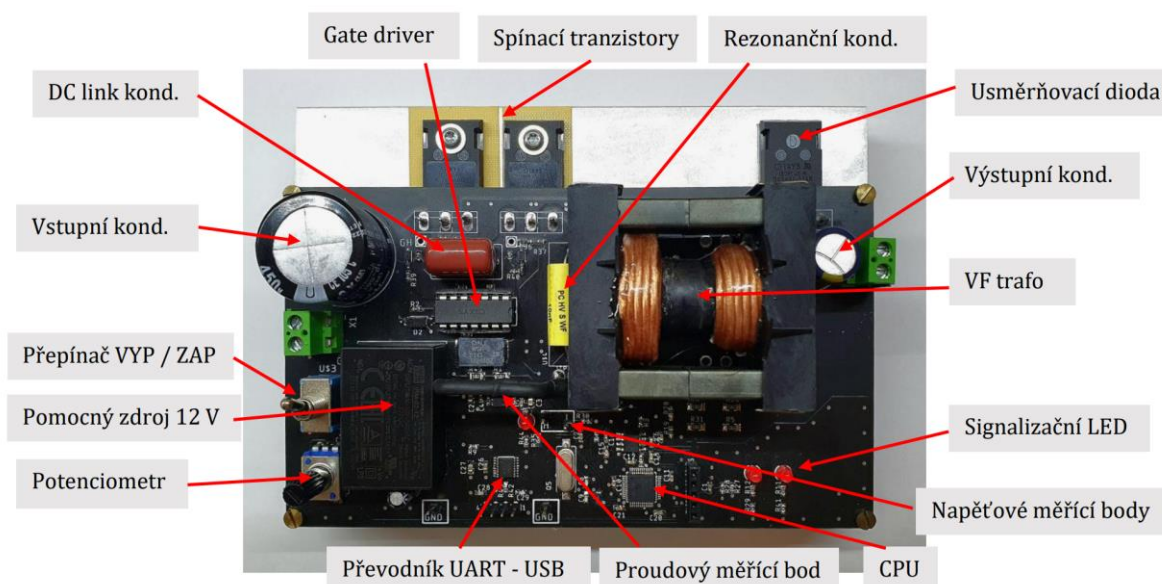


Obr. 38 Fotografie prvního prototypu realizovaného LLC měniče

V první verzi DPS byly objeveny drobné chyby, které byly manuálně opraveny. Po drobných opravách bylo možné LLC měnič otestovat, proměřit a demonstrovat na něm jevy, jimž se věnuje následující kapitola.

KAPITOLA 3: MĚŘENÍ NA REALIZOVANÉM PROTOTYPU

Tato kapitola se zabývá proměřováním prvního prototypu LLC měniče realizovaného v rámci této diplomové práce. Jelikož se uvažuje o zařazení tohoto měniče do výuky výkonové elektroniky na ČVUT FEL, poslouží tato kapitola také jako přehled zajímavých jevů, které lze na měniči sledovat. Pro účely výuky je měnič vybaven měřicími body. Napětové měřicí body jsou na vodivých cestách, kterými vedou spínací pulzy z procesoru do tranzistorového budiče. Další jsou přímo na elektrodách gate tranzistorů a poslední je na rezonančním kondenzátoru. Měnič také obsahuje očko z izolovaného měděného drátu pro měření rezonančního proudu mezi kondenzátorem a transformátorem pomocí proudové sondy. Měnič je vybaven softwarovou ochranou proti přepětí na výstupu a nadproudu na primární straně měniče. V případě aktivace přepětové ochrany obě signalizační diody synchronně blikají. Aktivace nadproudové ochrany je signalizována střídavým blikáním obou signalizačních diod. Pokud jsou aktivní obě ochrany, tak



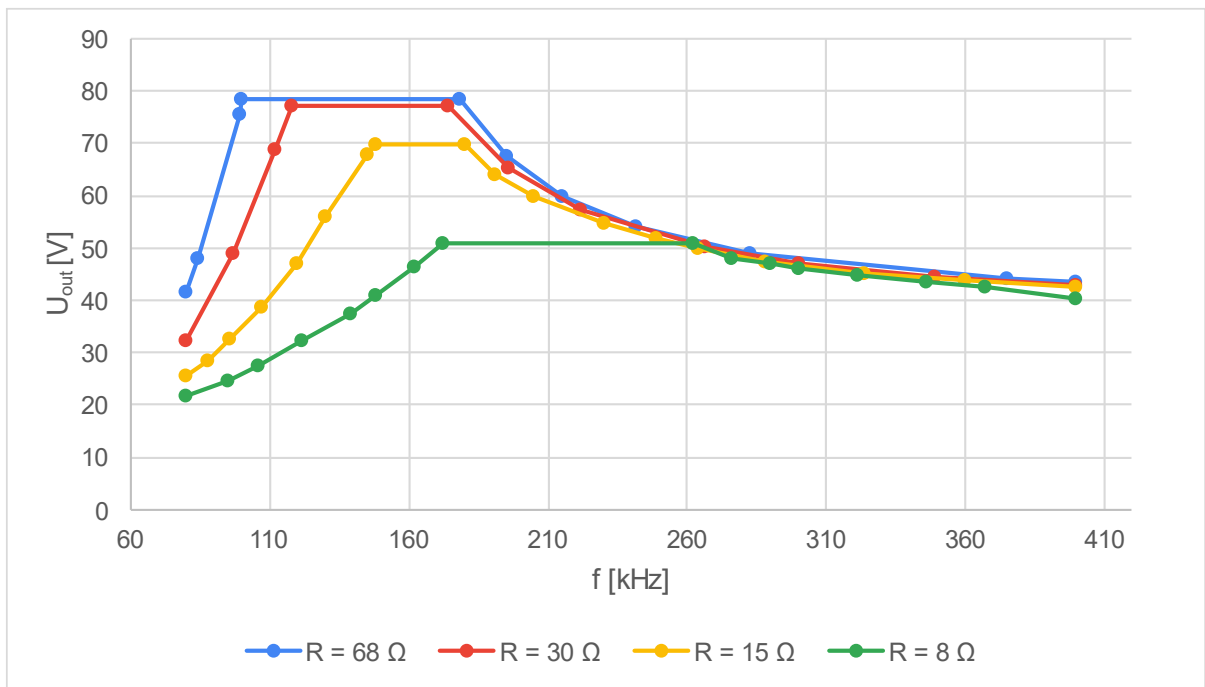
Obr. 39 Realizovaný LLC měnič s popisky

obě diody svítí.

Při proměřování prvního prototypu se ukázalo, že tranzistory a budič zvládá bez problémů spínat až do frekvencí 400 kHz. To je výhodné, protože měnič zvládne dosáhnout nižšího zesílení rezonančního obvodu, čímž se zvětší pracovní oblast, ve které lze pracovat bez aktivace burst mode. Vyšší spínací frekvence však vedla k razantnímu zvýšení ztrát v magnetickém obvodu a zahřívání magnetického obvodu až k teplotám přesahující 70°C. Vinutí jako takové proudové i frekvenční zatížená zvládalo bez výrazného zahřívání.

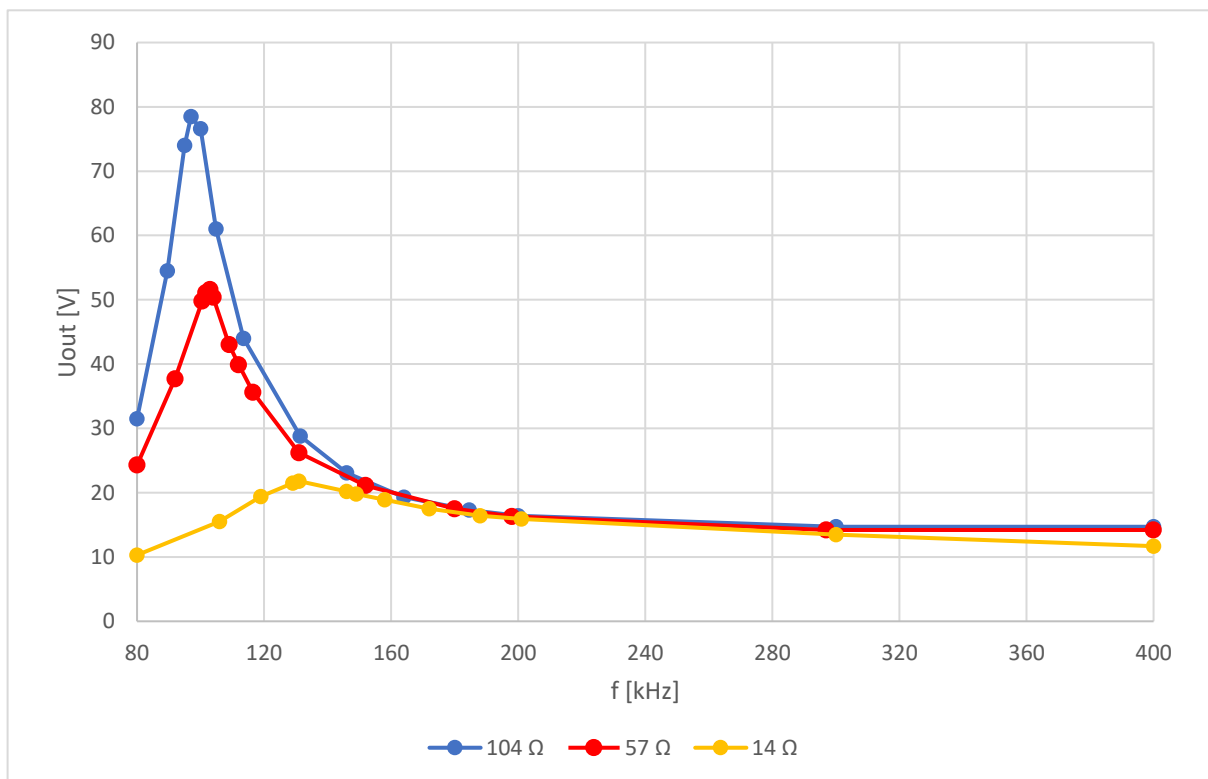
3.1 Frekvenční charakteristika

Frekvenční charakteristika je měřena v režimu řízení, tedy v režimu, kdy se potenciometrem nastavuje přímo spínací frekvence. Měření je prováděno pomalým zvyšováním frekvence a měřením výstupního napětí. Frekvence je měřena sledováním pulzů na gate MOSFET pomocí osciloskopu. Zátěž měniče je parametr. Naměřená charakteristika je na následujícím obrázku.



Obr. 40 Naměřená frekvenční charakteristika realizovaného LLC měniče při vstupním napětí $U = 300\text{ V}$

Naměřená charakteristika je dle očekávání a odpovídá odvozené teorii. Všechny křivky mají oříznutá maxima, protože narazily na omezení měniče. Křivky při zátěžích $R = 68\ \Omega$ a $R = 30\ \Omega$ narazily na napěťové omezení a zbylé pak na proudové. Pokud je měnič proměřován při sníženém vstupním napětí na 100 V , je možné zaznamenat křivku celou, aniž by měnič narazil na některé z omezení.

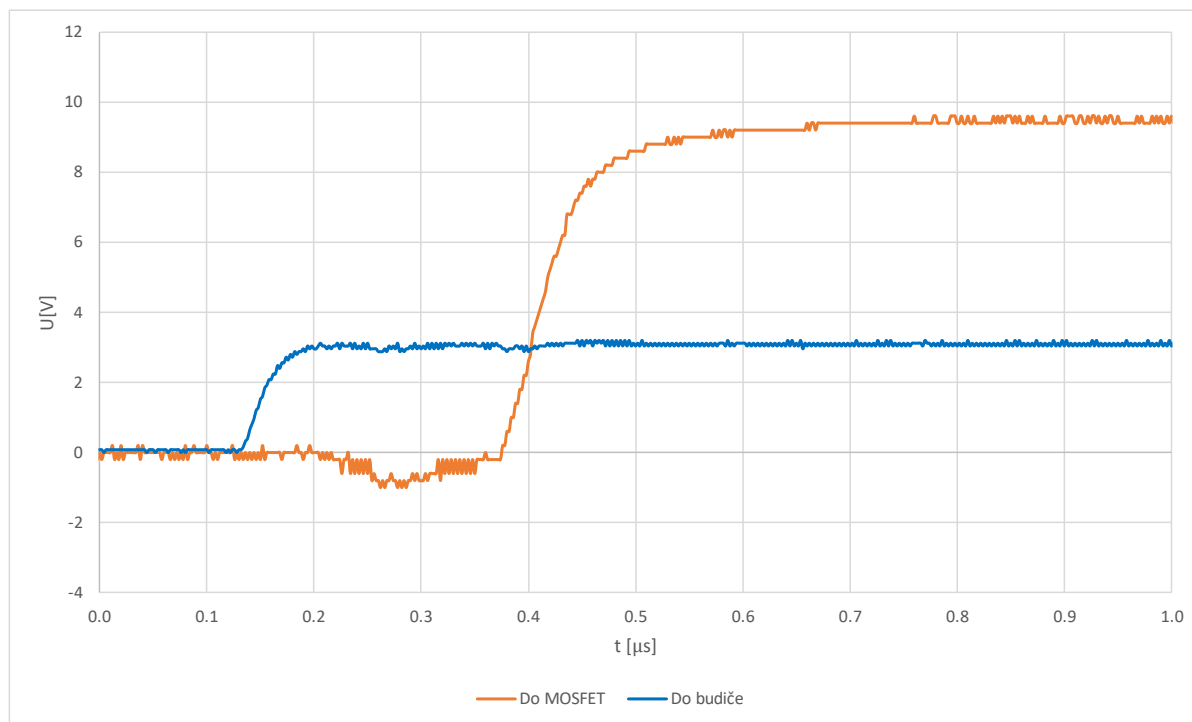


Obr. 41 Naměřená frekvenční charakteristika realizovaného LLC měniče při vstupním napětí $U = 100\text{ V}$

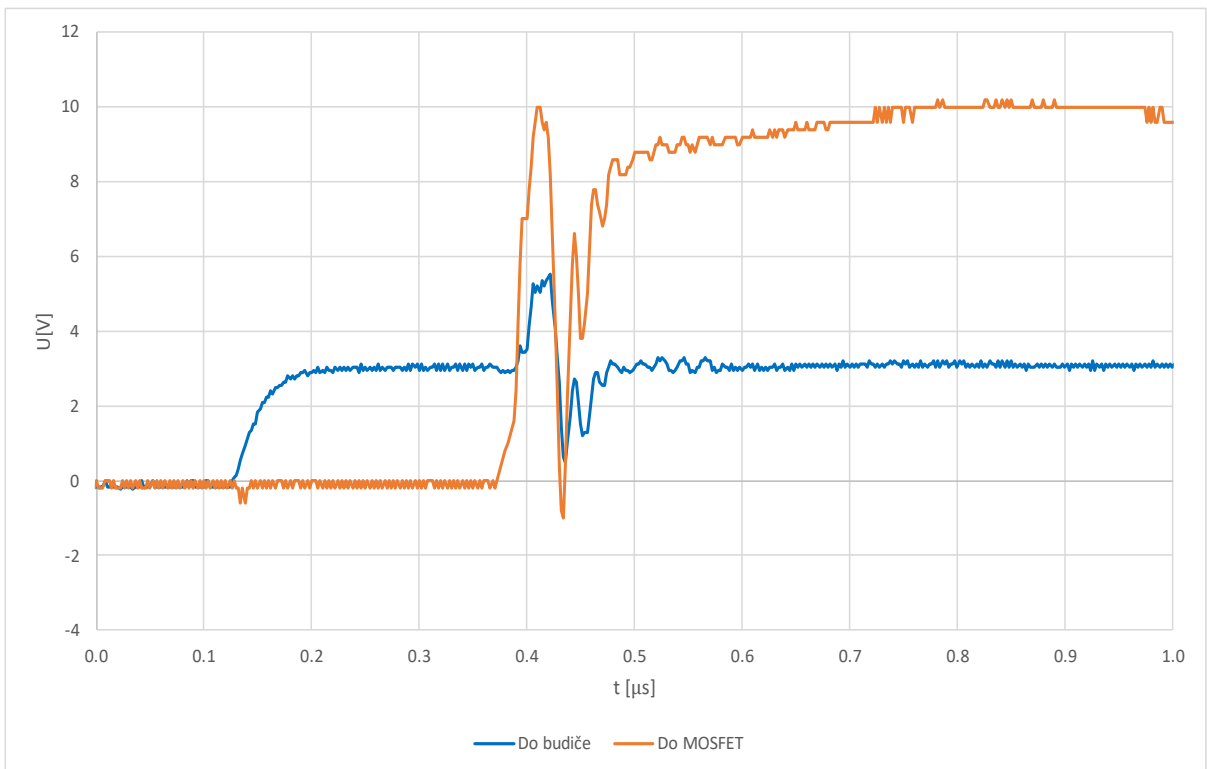
3.2 Chod měniče v režimech ZVS a ZCS

Rozdíl mezi těmito dvěma režimy byl vysvětlen v kapitole 1. Z teorie plyne, že zda měnič běží v režimu ZVS nebo ZCS lze poznat buď měřením napětí na elektrodách gate tranzistorů nebo měřením proudu mezi kondenzátorem a transformátorem spolu s napětím na drain spodního tranzistoru.

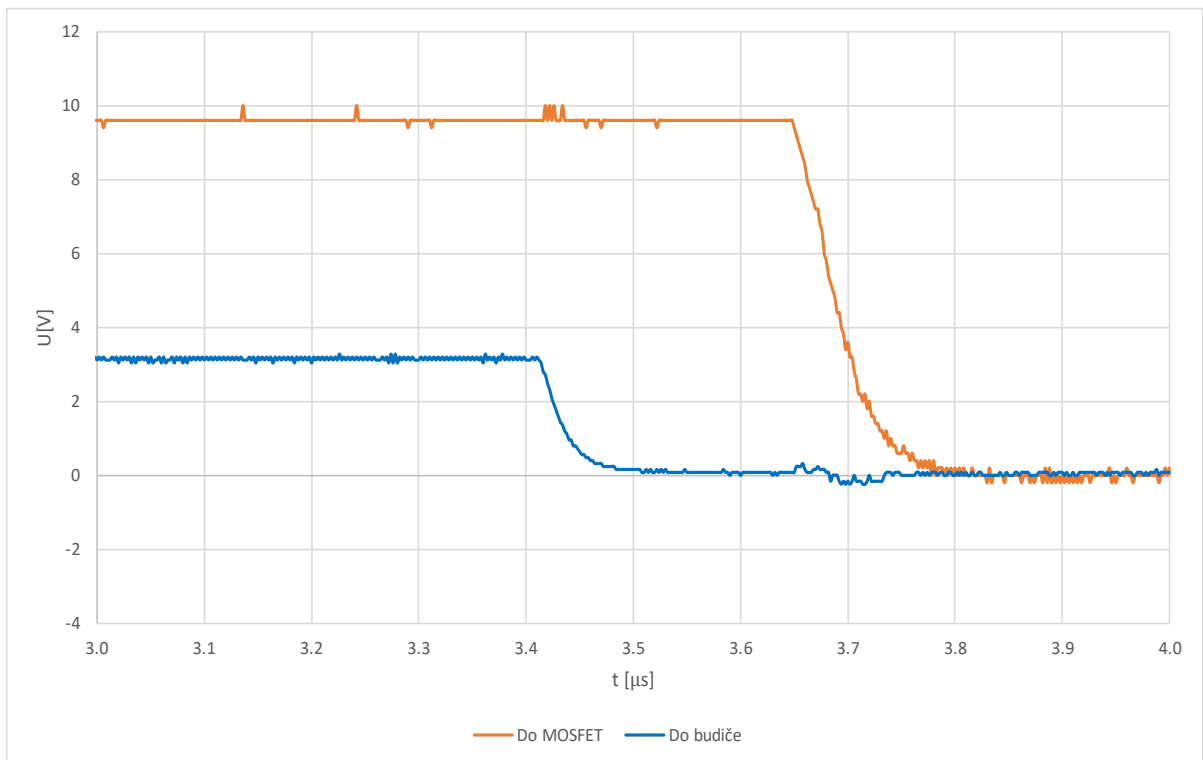
Nejprve je osciloskopem zaznamenáván průběh napětí na elektrodě gate spolu s napětím, které je mezi mikroprocesorem a budičem, a to jak při sepnutí, tak při rozepnutí tranzistoru. Z následujících průběhů je zjevný rozdíl v průběhu mezi chodem v ZVS a ZCS. Při ZVS je při sepnutí na obrázku 42 nejprve vidět vzrůst napětí z mikroprocesoru z nuly na 3,3 V. Na řídicí elektrodě tranzistoru se v čase 0,25 μs objevuje malý propad napětí do záporu způsobený kapacitou C_{GD} . V čase 0,37 μs začíná napětí na gate tranzistoru exponenciálně narůstat. Při rozpínání je na obrázku 44 vidět situace analogická. Oba průběhy jsou relativně hladké, bez zjevných napěťových špiček či jiných rezonancí. Totéž nelze říct o průbězích na obrázcích 43 a 45, na kterých dochází k tvrdému spínání v oblasti ZCS. Při sepnutí je na obrázku 43 vidět značný vliv Millerovy kapacity způsobující kmitání napětí v průběhu zapínání. Toto kmitání zpomaluje zapnutí a napěťově namáhá tranzistor, což vede k růstu ztrát. Vysoká napěťová špička při zavírání tranzistoru je způsobena injekcí proudu opět skrz kapacitu C_{GD} .



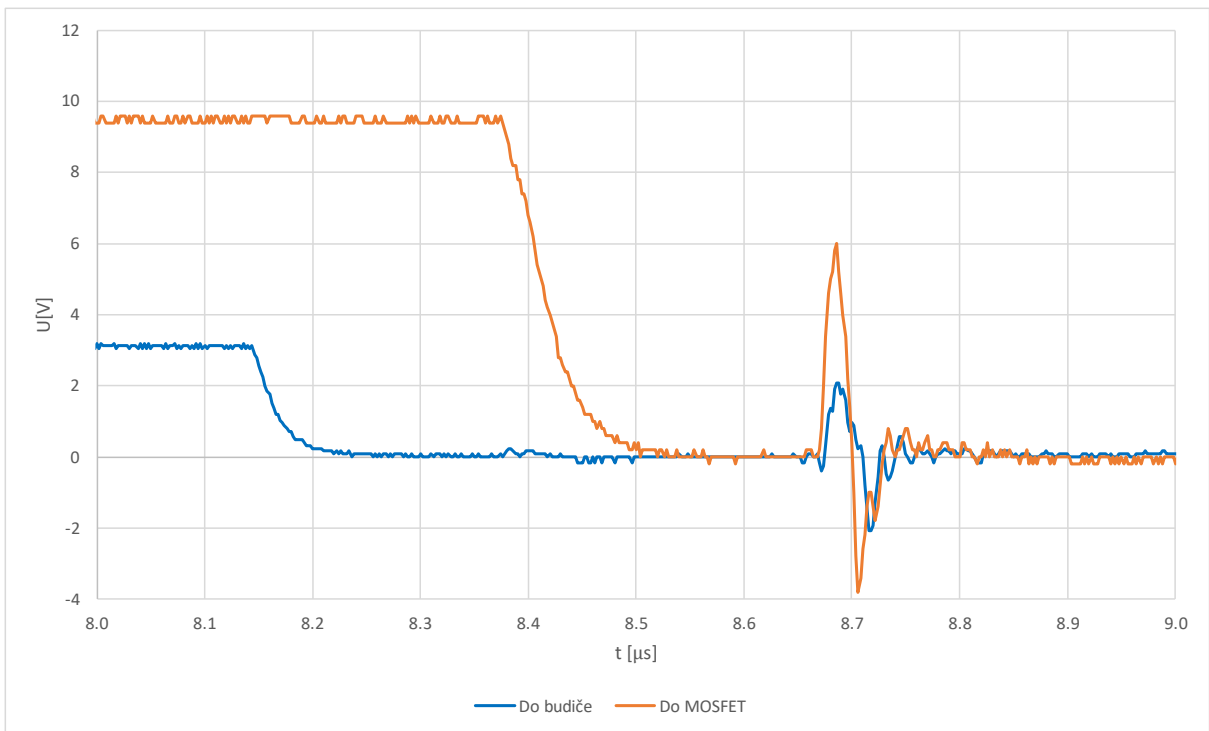
Obr. 42 Průběh napětí na vstupu do budiče (modře) a na Gate MOSFET (oranžově) při sepnutí tranzistoru v nadrezonanční oblasti (ZVS)



Obr. 43 Průběh napětí na vstupu do budiče (modře) a na Gate MOSFET (oranžově) při sepnutí tranzistoru v podrezonanční oblasti (ZCS)

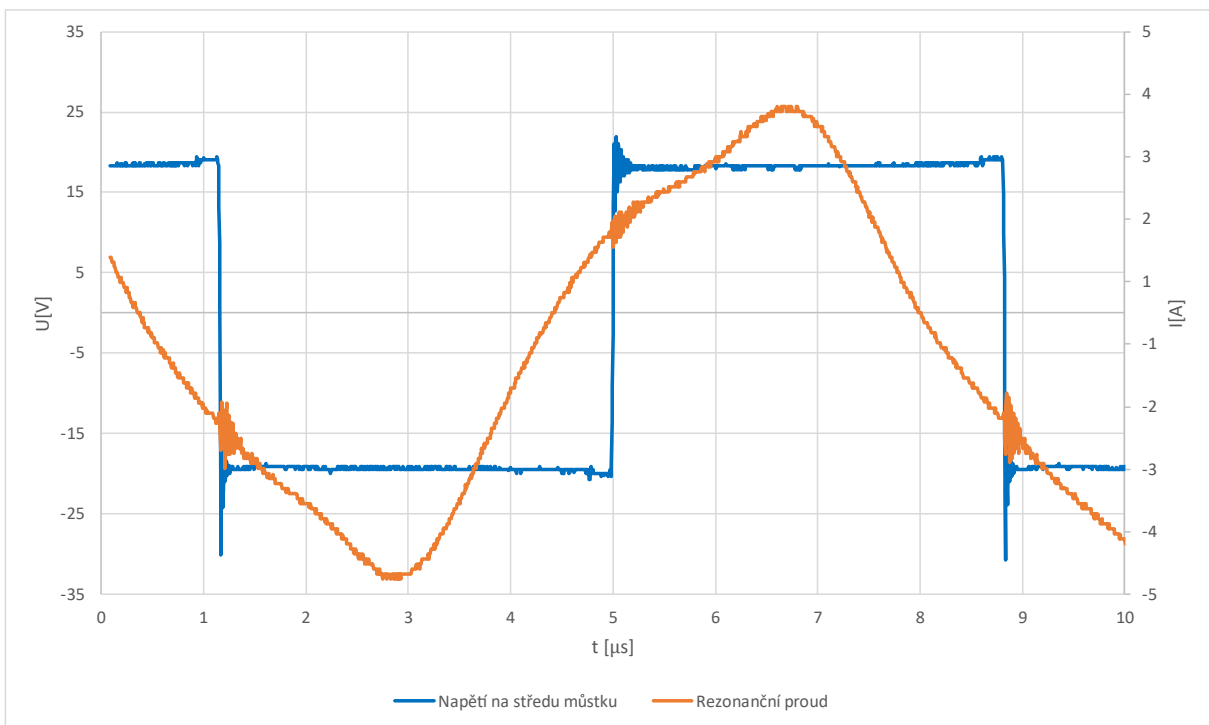


Obr. 44 Průběh napětí na vstupu do budiče (modře) a na Gate MOSFET (oranžově) při rozepnutí tranzistoru v nadrezonanční oblasti (ZVS)

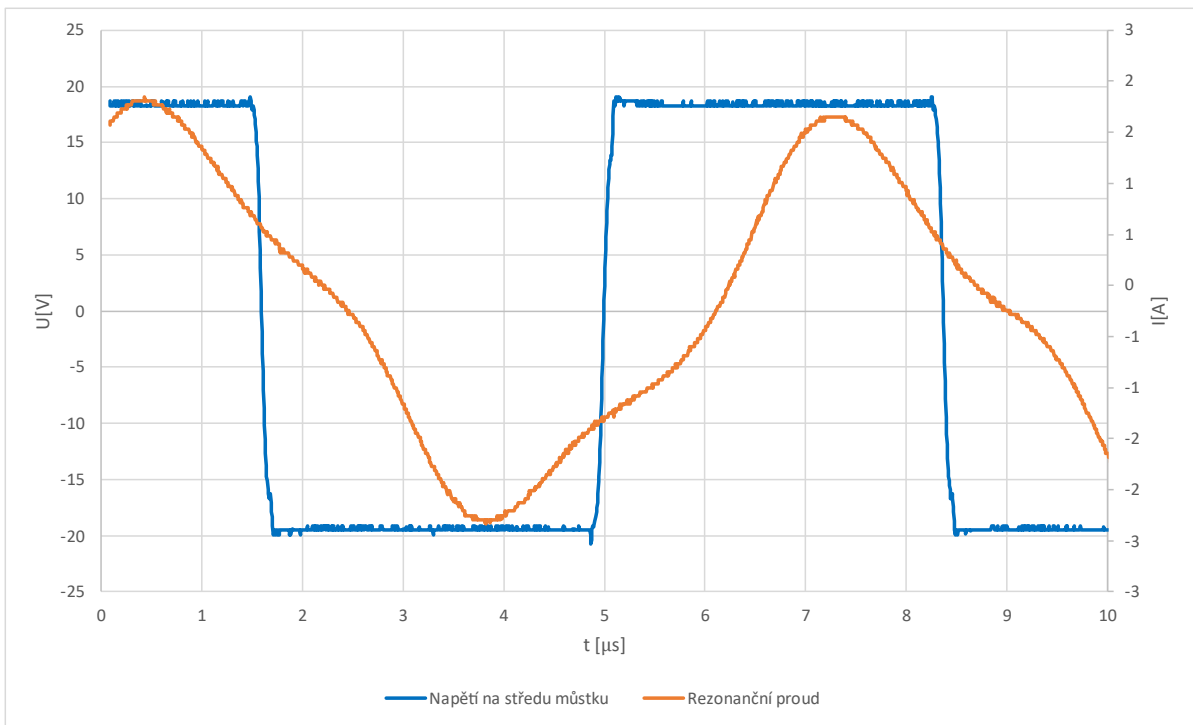


Obr. 45 Průběh napětí na vstupu do budiče (modře) a na Gate MOSFET (oranžově) při rozepnutí tranzistoru v podrezonanční oblasti (ZCS)

Druhá metoda určení, zda je měnič v chodu s ZCS nebo ZVS vychází ze sledování proudu v rezonančním obvodu pomocí proudové sondy a napětí na středu tranzistorového můstku. Naměřené oscilogramy následují.



Obr. 46 Průběh napětí na středu můstku a proudu rezonančním obvodem při ZCS

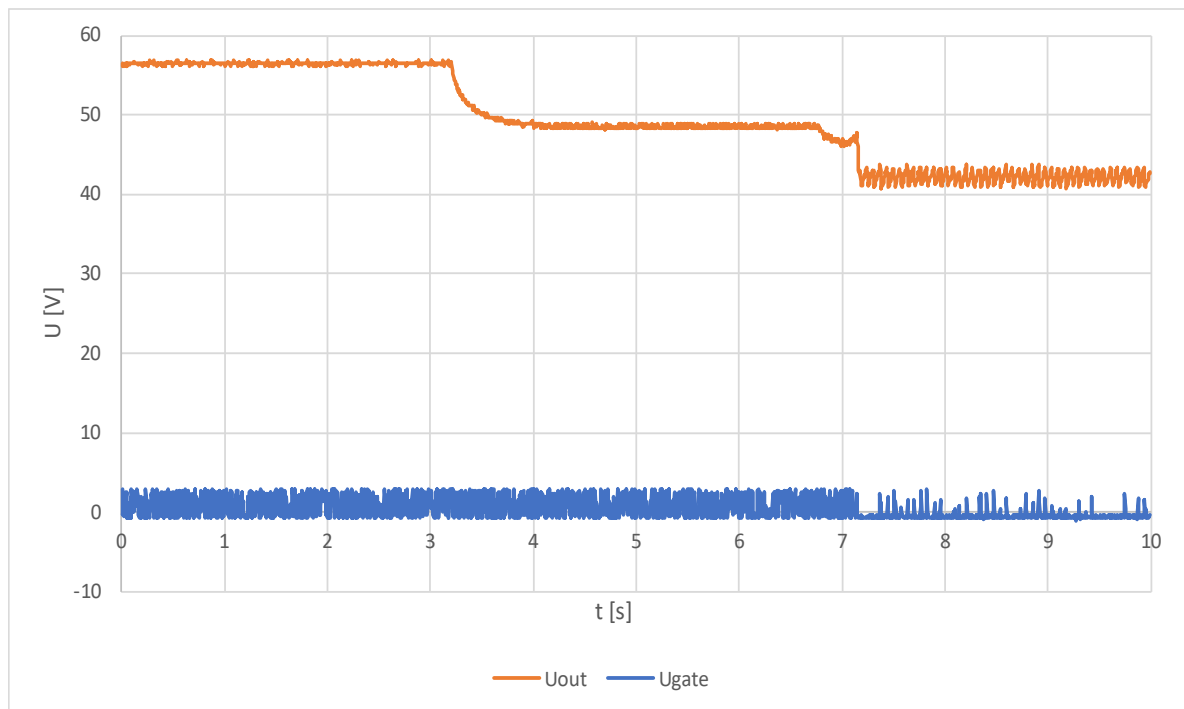


Obr. 47 Průběh napětí na středu můstku a proudu rezonančním obvodem při ZVS

U oscilogramu při ZVS je vidět relativně pozvolný nárůst i pokles napětí na středu polovičního můstku. Napětí je navíc téměř bez jakýchkoli zákmitů a špiček. Napětí předbíhá proud. U oscilogramu s ZCS je situace odlišná – na napětí i proudu jsou vidět značné špičky a zákmity. Nárůst i pokles napětí na středu můstku je oproti ZVS mnohem strmější a proud předbíhá napětí. Pozorování tedy přesně odpovídají v předchozích kapitolách popsané teorii. Proudů jsou v obou případech od sinusového průběhu dost vzdálené, to je způsobeno tím, že spínací frekvence je jiná než ta rezonanční.

3.3 Kvalita regulace

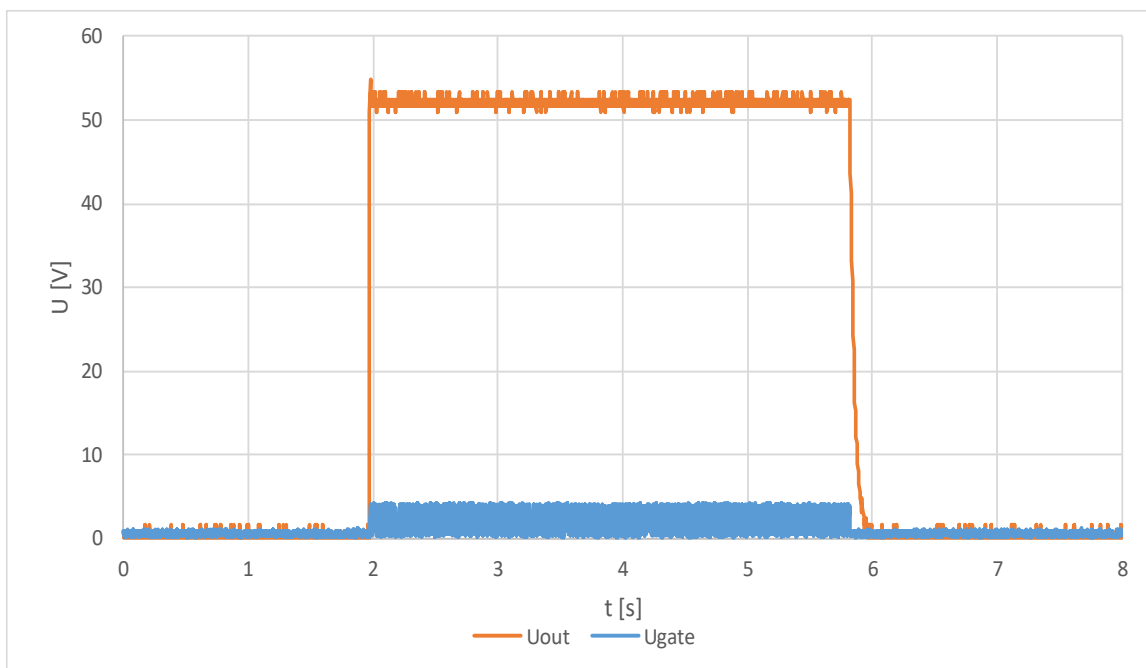
Pro zkoumání kvality regulace byl upraven kód v měniči tak, aby změna žádaného napětí pomocí potenciometru nebyla plynulá, ale skoková, a to pouze tříúrovňová – 40 V, 48 V anebo 56 V. Osciloskopem je měřeno výstupní napětí spolu s napětím na elektrodě gate například spodního tranzistoru z můstku nebo přímo na procesoru. Pro zobrazení celého průběhu je nutné osciloskopem sledovat relativně dlouhý časový úsek, což způsobí, že rychlé pulzy na gate MOSFET se slijí do plného obdélníku. Měření je tedy prováděno v režimu regulace a v tomto případě s malým proudovým zatížením. Odměřený oscilogram následuje.



Obr. 48 Průběh výstupního napětí a napětí na gate MOSFET při regulaci a požadavcích na 56 V, 48 V (burst mode) a 40 V (burst mode)

Z obrázku je vidět, že regulátor na skokovou změnu žádaného napětí reaguje dobře. Daří se mu dosáhnout všech tří možných žádaných úrovní napětí. Při požadavku na 56 V je vidět, že měnič tranzistory souvisle spíná s vysokou frekvencí, stejně tak při požadavku na 48 V. Při požadavku na 40 V se pulzy do tranzistorů zcela střídavě vypínají a zapínají. Objevují se špičky, které ve skutečnosti jsou mnoho po sobě jdoucích rychlých pulzů o maximální povolené spínací frekvenci. Tento jev je způsoben přepnutím do režimu burst mode. Střídavé vypínání a zapínání spínání tranzistorů způsobuje značné rušení a napěťové špičky na výstupu, které kondenzátor nestíhá vyfiltrovat. Z měření tedy plyne, že chod měniče v burst mode není z hlediska zvlnění výstupního napětí zdaleka optimální.

Další zajímavý průběh týkající se do určité míry regulace je průběh výstupního napětí při zapnutí a vypnutí měniče. Naměřený oscilogram následuje.

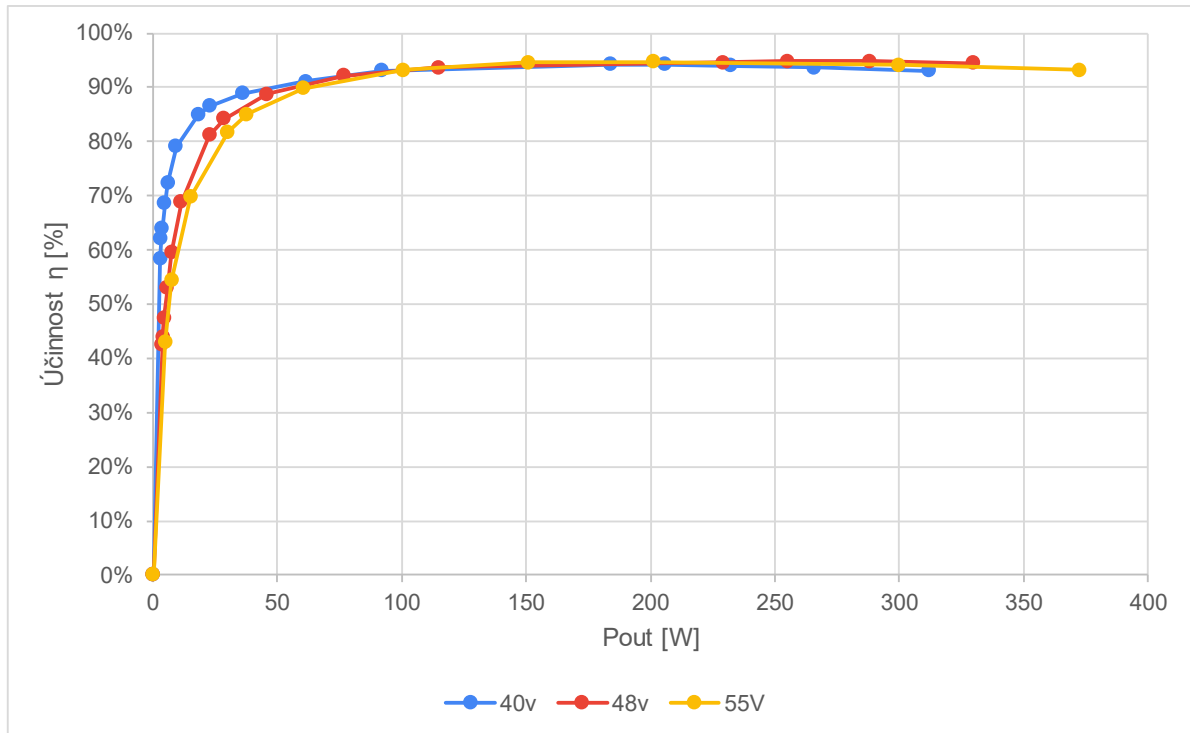


Obr. 49 Průběh napětí na výstupu a napětí na gate MOSFET při zapnutí a vypnutí měniče

Z průběhu je vidět, že měnič při zapnutí velice rychle dosáhl žádaného napětí 56 V a po dosažení žádaného napětí vznikl jen velmi malý překmit. Měnič pak držel žádané napětí po dobu přibližně čtyř sekund, než byl páčkovým přepínačem opět vypnut. Napětí bez viditelných zákmitů kleslo rychlým exponenciálním průběhem k nule. Exponenciální průběh byl způsoben výstupním kondenzátorem.

3.4 Měření účinnosti

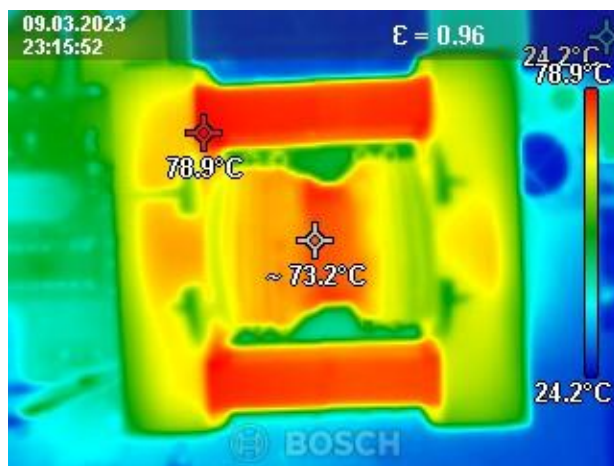
Pro měření účinnosti je vhodné využít režimu regulace, který zajišťuje, že výstupní napětí bude po celou dobu měření konstantní. Zajímavé je proměřit účinnost při požadavku na 56 V, 48 V a 40 V a průběhy účinností porovnat. Výkony jsou měřeny jak na vstupu, tak na výstupu pomocí wattmetrů, jejich poměrem je vypočtena účinnost a zanesena do grafu v závislosti na výstupním výkonu.



Obr. 50 Závislost účinnosti na výstupním výkonu měniče

Z měření účinnosti vyšly očekávané průběhy. Účinnost s rostoucím výstupním výkonem nejprve prudce roste a za maximem, přibližně ve dvou třetinách maximálního výkonu, pomalu klesá. Zajímavé je porovnat průběh účinnosti při různých výstupních napětích. Je vidět, že měnič má nejvyšší účinnost při nejvyšším výstupním napětí. Rovněž je vidět, že při požadavku minimálního výstupního napětí má měnič v malých výkonech větší účinnost v porovnání s napětími vyššími. To je způsobeno chodem v burst mode, díky němuž se zcela vypíná spínání tranzistorů a tím se snižují ztráty tímto spínáním způsobené.

Výsledkem této kapitoly jsou zpracovaná měření prováděná na prvním prototypu LLC měniče. Na měniči se podařilo provést všechna plánovaná měření. Jak již je v úvodu této kapitoly zmíněno, tak vlivem více než dvojnásobné maximální spínací frekvence, než jaká byla při prvotním návrhu uvažována, se magnetické jádro transformátoru značně přehřívalo a tím negativně ovlivňovalo nejen účinnost. Z fotografie transformátoru pořízené termokamerou je vidět, že teplota magnetického obvodu dosahovala teploty až 78,9 °C.



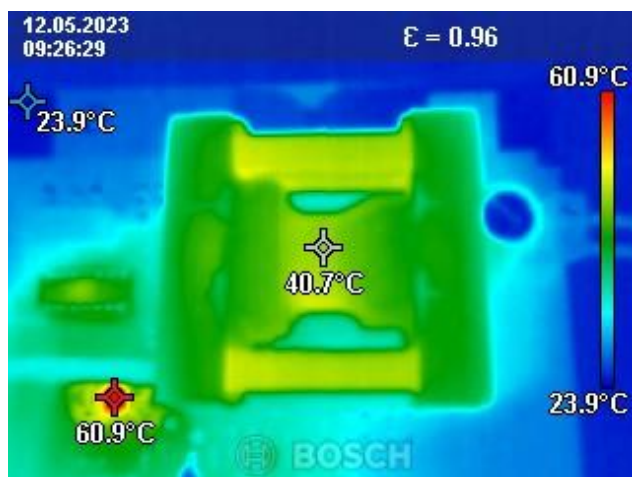
Obr. 51 Fotografie z termokamery – transformátor užitý v prvním prototypu

Z této kapitoly tedy vyplynuly požadavky na vylepšení pro druhou verzi měniče. V druhé verzi byly opraveny drobné chyby na DPS spolu s přepočtením požadavků na transformátor, tak aby se ani při maximální spínací frekvenci nadměru nezahříval, čehož bylo dosaženo zvýšením počtu závitů. Nový počet závitů na primární straně transformátoru lze vypočítat z

$$N_{1_min2} = \frac{300}{8,88 \cdot 50 \cdot 10^{-3} \cdot 368 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} \cong 18,36 \cong 19,$$

$$N_{2_min2} = 7,6 \cong 7,5.$$

Transformátor navinutý se zvýšeným počtem závitů se zahřívá mnohem méně a maximální teplota jádra je kolem 40 °C. S takto navinutým transformátorem má v měniči nejvyšší teplotu 3,3V lineární stabilizátor napětí. To je způsobeno zejména malými rozměry pouzdra, ztrátový výkon na něm tak velký není a dle datasheetu by měl takový provoz dlouhodobě bez problémů vydržet.



Obr. 52 Fotografie z termokamery – transformátor se zvýšeným počtem závitů

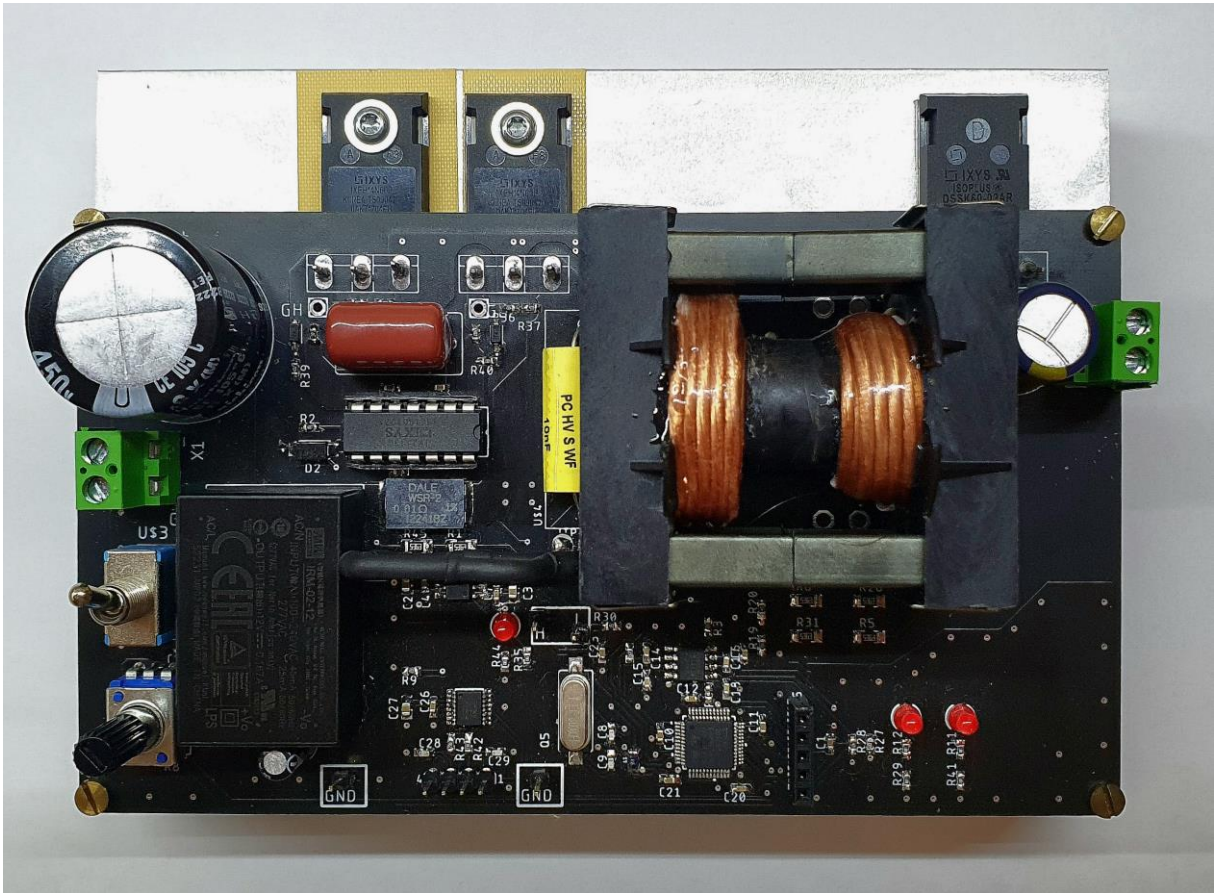
ZÁVĚR

V rámci této diplomové práce byl navržen, realizován a proměřen prototyp stejnosměrného LLC měniče. Drobné nedostatky prvního prototypu byly odstraněny v druhé verzi, od níž byly vyrobeny čtyři kusy a ty budou nasazeny do výuky výkonové elektroniky na ČVUT FEL.

LLC měnič pracuje v zadaném napěťovém i proudovém rozsahu a s ohledem na manuální navijení transformátoru a omezené dostupnosti některých nezbytných dílů a součástek dosahuje slušné účinnosti mírně přesahující hranici 94,8 %. Měnič je schopen pracovat ve dvou režimech. V prvním režimu je potenciometrem přímo řízena frekvence a uživatel tak může zkoumat závislost velikosti výstupního napětí na spínací frekvenci a zátěži. V druhém režimu je pomocí potenciometru nastavováno žádané výstupní napětí v rozsahu 40 V až 56 V a regulátor realizovaný v mikroprocesoru se stará o udržení žádaného napětí na výstupu nehledě na zátěži. V měniči nasazeném v reálné aplikaci by byl užitečný pouze režim s regulací, avšak pro účely výuky je žádoucí i první režim.

Tato diplomová práce také popsala teorii nezbytnou pro pochopení principu fungování a výhod LLC měniče, kterými je například schopnost provozu s vysokou účinností v oblasti ZVS. Měla by také posloužit jako jakýsi návod na návrh a dimenzování takového měniče. Návrh je ve své podstatě iterační proces, čehož je i tato práce důkazem. Iterační proces je způsoben zejména omezenou dostupností a výběrem např. kondenzátorů nebo vysokofrekvenčních lanek. Z teorie vyplynulo, realizací a měřením se potvrdilo, že topologie LLC měniče není vhodná pro aplikace, kde je žádaný velký rozsah pracovních výstupních napětí. Pokud měnič pracuje mimo svoji optimální oblast, buď není schopen dodávat požadovaný výkon nebo naopak značně ztrácí ať už účinnosti chodem v oblasti ZCS nebo malého zvlnění při burst mode.

V přílohách této diplomové práce čtenář nalezne projekt z programu SM32CubeIDE, v němž jsem psal kód v jazyce C pro řízení měniče, projekt v software Autodesk EAGLE, s jehož pomocí byla realizována DPS a v neposlední řadě také návod na protokol k laboratorní úloze s LLC měničem. Ten obsahuje stručný teoretický rozbor, zadání měření a také postup měření. Tento návod poslouží studentům při měření na měniči. V přílohách je také seznam použitých součástek (BOM). Bez pochyb existují oblasti, ve kterých bych rád měnič v budoucnu vylepšil. Příkladem je nahrazení diod na sekundární straně transformátoru tranzistory, čímž by se dále zvýšila účinnost. Velký potenciál vidím také v optimalizaci rezonančního transformátoru. Aktuální řešení je rozměrově velké, každé vinutí kvůli manuální výrobě trochu odlišné a ani magnetický obvod není svými materiálovými vlastnostmi dokonalý. Odhaduji, že těmito optimalizacemi by měnič mohl dosáhnout až polovičních rozměrů a účinnosti kolem 98 %. Vzhledem ke špatné dostupnosti takovýchto materiálů a služeb na trhu tyto optimalizace nelze z časových důvodů provést a přenechávám je budoucímu já nebo jinému studentovi s takovým zájmem o elektrotechniku jako jsem v sobě během studia našel já.



Obr. 53 Výsledná podoba realizovaného LLC měniče.

- [1] H. RASHID, Muhammad. *POWER ELECTRONICS HANDBOOK - Third edition* [online]. 3. University of West Florida, U.S.A., 2011 [cit. 2023-05-05]. ISBN 978-0-12-382036-5. Dostupné z: http://powerunit-ju.com/wp-content/uploads/2016/11/Book-Power_Electronics_Handbook_3rd_Edition_M_Rashid.pdf
- [2] HUDSON, Tomas. Understanding LLC Operation: What to Consider in LLC Converter Design. In: *Monolithicpower.com* [online]. 2022 [cit. 2022-10-27]. Dostupné z: <https://www.monolithicpower.com/understanding-llc-operation-part-i-power-switches-and-resonant-tank>
- [3] *AN2644: Application note: An introduction to LLC resonant half-bridge converter* [online]. In: . 2008 [cit. 2023-05-05]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/application_note/an2644-an-introduction-to-llc-resonant-halfbridge-converter-stmicroelectronics.pdf
- [4] HUANG, Daocheng, F.C.Y LEE a Dianbo FU. Classification and selection methodology for multi-element resonant converters. *Researchgate* [online]. 2011, 559 [cit. 2022-10-28]. Dostupné z: doi:10.1109/APEC.2011.5744651
- [5] LEE, G.S. a K.S. PARK. Resonant plethysmography for unconstrained monitoring of respiration. In: *Electronics Letters* [online]. 2008, , s. 2 [cit. 2022-10-28]. ISSN 00135194. Dostupné z: doi:10.1049/el:20083125
- [6] Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system. YANG, Bo. *Virginia Tech* [online]. 2003, 94-141, 317 s. [cit. 2023-05-05]. Dostupné z: doi:<http://hdl.handle.net/10919/28982>
- [7] *Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter: Power Supply Design Seminar* [online]. 2011, 1-30 [cit. 2022-10-29]. Dostupné z: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup263/slup263.pdf>
- [8] MCDONALD, Brent a Fan WANG. LLC performance enhancements with frequency and phase shift modulation control. *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014* [online]. IEEE, 2014, 2036-2040 [cit. 2022-10-29]. ISBN 978-1-4799-2325-0. Dostupné z: doi:10.1109/APEC.2014.6803586
- [9] HUANG, Hong. FHA-based voltage gain function with harmonic compensation for LLC resonant converter. *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* [online]. IEEE, 2010, 1770-1777 [cit. 2022-10-31]. ISBN 978-1-4244-4782-4. Dostupné z: doi:10.1109/APEC.2010.5433473
- [10] An introduction to LLC resonant half-bridge converter. In: *Application Note: AN2644* [online]. 2008, s. 1-64 [cit. 2022-11-03]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/application_note/an2644-an-introduction-to-llc-resonant-halfbridge-converter-stmicroelectronics.pdf
- [11] *Ferity.cz* [online]. Praha, 2020 [cit. 2023-04-15]. Dostupné z: <https://ferity.cz/prislusenstvi-k-feritum/kostricky-na-ferity/id-4756/kod-kostricka-na-etd44-horizontalni-18-pin/ean-0000000029278>
- [12] BUDAES, Marius, Liviu GORAS a Herman BROEKHUIZEN. Burst Mode Switching Mechanism for an Inductorless DC-DC Converter. *2007 International Semiconductor Conference* [online].

IEEE, 2007, **162**(2), 463-466 [cit. 2023-04-10]. ISBN 978-1-4244-0847-4. ISSN 1545-827X.
Dostupné z: doi:10.1109/SMICND.2007.4519760

- [13] *YDK: Frequency Data as per AWG size* [online]. Korea, 2019 [cit. 2023-04-15]. Dostupné z: <https://www.hflitzwire.com/frequency-as-per-awg-size/>
- [14] DIALLO, Mamadou. Bootstrap Circuitry Selection for Half-Bridge Configurations: Application Report. In: *TEXAS INSTRUMENTS* [online]. s. 1-10 [cit. 2023-04-15]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/an/slua887/slua887.pdf?ts=1669515348065&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [15] MATERIAL DATA SHEET: Material Specification : CF297. In: *Semic* [online]. Praha [cit. 2023-04-15]. Dostupné z: https://semic.cz/!old/files/pdf_www/CF297.pdf