

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

## MODEL PROPUSTNÉHO MĚNIČE S VAZEBNÍ INDUKČNOSTÍ

MODEL OF THE FORWARD SWITCHED MODE POWER SUPPLY WITH COUPLED INDUCTANCE

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Marek Šmíd

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Michal Pavlík, Ph.D.

BRNO 2021



# Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Mikroelektronika a technologie**

Ústav mikroelektroniky

**Student:** Marek Šmíd

**ID:** 211241

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2020/21

**NÁZEV TÉMATU:**

## Model propustného měniče s vazební indukčností

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

Nastudujte problematiku propustných spínaných měničů s využitím vazební indukčnosti. Na základě získaných informací vytvořte model zdroje v prostředí PSpice se zohledněním parazitních vlastností výstupního filtru.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

Podle pokynů vedoucího práce.

**Termín zadání:** 8.2.2021

**Termín odevzdání:** 3.6.2021

**Vedoucí práce:** Ing. Michal Pavlík, Ph.D.

**doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

**UPOZORNĚNÍ:**

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

## **Abstrakt**

Tato práce pojednává o vazební indukčnosti v propustném měniči. Popisuje vazební indukčnost a její chování na výstupu měniče. Dalším cílem této práce je popsat tlumení LC filtru. Pro popis zmíněných okruhů je v práci využito návrhu a simulace chování vzorového měniče v programu OrCAD/PSpice.

## **Klíčová slova**

Vazební indukčnost, Propustný měnič, OrCAD/PSpice, LC filtr,

## **Abstract**

This work is focused on coupled inductors topic. It shows, how the coupled inductors works in forward converters. Next topic is dumping LC filter. OrCAD/PSpice is used for simulation of designed converters.

## **Keywords**

Coupled inductance, Forward converter, OrCAD/PSpice, LC filter,

## **Bibliografická citace**

ŠMÍD, Marek. *Model propustného měniče s vazební indukčností*. Brno, 2021. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/134682>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce Michal Pavlík.

## Prohlášení autora o původnosti díla

<b>Jméno a příjmení studenta:</b>	<b>Marek Šmíd</b>
<b>VUT ID studenta:</b>	211241
<b>Typ práce:</b>	Bakalářská práce
<b>Akademický rok:</b>	2020/21
<b>Téma závěrečné práce:</b>	Model propustného měniče s vazební indukčností

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

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

·  
V Brně dne: 3. června 2021

-----  
podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Michalu Pavlíkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: 3. června 2021

-----  
podpis autora

# Obsah

<b>SEZNAM OBRÁZKŮ .....</b>	<b>8</b>
<b>SEZNAM TABULEK.....</b>	<b>9</b>
<b>ÚVOD .....</b>	<b>10</b>
<b>1. TEORETICKÁ ČÁST .....</b>	<b>11</b>
1.1 PROPUSTNÝ SPÍNANÝ MĚNIČ .....	11
1.2 NEVÝHODY NEZÁVISLÝCH CÍVEK.....	11
1.3 TRANSFORMÁTOR A JEHO PARAZITNÍ PARAMETRY .....	12
1.4 POPIS VAZEBNÍ INDUKČNOSTI POMOCÍ NORMALIZOVANÉHO EKVIVALENTNÍHO OBVODU .....	13
1.5 ZPĚTNÁ VAZBA .....	19
1.6 POTLAČENÍ OSCILACÍ .....	25
1.7 CHOVÁNÍ VÝSTUPŮ PŘI ZMĚNĚ ZÁTĚŽE .....	26
<b>2. NÁVRH PROPUSTNÉHO MĚNIČE S VAZEBNÍ INDUKČNOSTÍ.....</b>	<b>27</b>
2.1 VÝBĚR OPTIMÁLNÍCH PARAMETRŮ MĚNIČE PRO SIMULACI .....	27
2.2 NÁVRH MĚNIČE .....	27
<b>3. SIMULACE NAVRŽENÉHO MĚNIČE .....</b>	<b>30</b>
3.1 ZAPOJENÍ MĚNIČE.....	30
3.2 VYTVOŘENÍ SIMULAČNÍHO PROCESU.....	30
3.3 DALŠÍ VLASTNOSTI VAZEBNÍ INDUKČNOSTI .....	38
<b>4. ZÁVĚR.....</b>	<b>41</b>
<b>LITERATURA.....</b>	<b>42</b>
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK .....</b>	<b>43</b>
<b>SEZNAM PŘÍLOH.....</b>	<b>44</b>



# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1: Propustný měnič s využitím nezávislých cívek v LC filtrech .....	11
Obrázek 2: Propustný měnič s využitím vazebních cívek v LC filtrech .....	13
Obrázek 3: Vytvoření ekvivalentních zdrojů .....	14
Obrázek 4: Normalizovaný výstup 15 V .....	16
Obrázek 5: Přesun diod .....	17
Obrázek 6: Vytvoření společné tlumivky .....	18
Obrázek 7: Zvlnění proudu filtrováno ve výstupu 2 .....	18
Obrázek 8: Schéma propustného měniče se zpětnou vazbou .....	20
Obrázek 9: Blokové schéma propustného měniče se zpětnou vazbou .....	20
Obrázek 10: Regulátor typu II .....	22
Obrázek 11: Frekvenční charakteristika propustného měniče a regulátoru typu II .....	22
Obrázek 12: Paralelní zapojení tlumícího filtru .....	25
Obrázek 13: Schéma zapojení LC filtru s vazební indukčností a sinusovými zdroji .....	31
Obrázek 14: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru s vazební indukčností pro AC analýzu .....	31
Obrázek 15: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru s vazební indukčností pro tranzientní analýzu porovnaná s AC analýzou .....	32
Obrázek 16: Schéma zapojení LC filtru s vazební indukčností a pulzními zdroji .....	33
Obrázek 17: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru s vazební indukčností pro tranzientní analýzu s pulzními zdroji porovnaná s AC analýzou .....	34
Obrázek 18: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru bez vazební indukčnosti pro tranzientní analýzu s pulzními zdroji porovnaná s AC analýzou při změně ESR .....	34
Obrázek 19: Schéma zapojení LC filtru s vazební indukčností, pulzními zdroji a diodami .....	35
Obrázek 20: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru s vazební indukčností pro tranzientní analýzu s pulzními zdroji a diodami porovnaná s analýzou bez diod .....	35
Obrázek 21: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru s vazební indukčností pro tranzientní analýzu s pulzními zdroji při změně hodnoty odporu diody .....	36
Obrázek 22: Schéma zapojení LC filtru s vazební indukčností, pulzními zdroji a spínači .....	36
Obrázek 23: Vliv $R_s$ na kvalitu vazby .....	37
Obrázek 24: Vliv ESR na kvalitu vazby .....	38
Obrázek 25: Vliv ESL na kvalitu vazby .....	38
Obrázek 26: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru pro porovnání zapojení s vazbou a bez vazby při tranzientní analýze s pulzními zdroji .....	39
Obrázek 27: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru pro porovnání zapojení s vazbou a diodami a bez vazby při tranzientní analýze s pulzními zdroji .....	40

# SEZNAM TABULEK

Tabulka 1: Shrnutí parametrů pro návrh měniče.....	27
--	----

# ÚVOD

Motivací k vytvoření této práce bylo popsat chování vazební indukčnosti na výstupu propustného měniče, jemuž se literatura příliš nevěnuje. S tím je spojeno popsání vlivu parazitních vlastností součástek v obvodech spojených vazební indukčností. Dalším cílem této práce je popsat a nasimulovat tlumení výstupního LC-filtru propustného měniče. Je tedy vhodné dané problematiky popsat a nasimulovat, ukázat jejich přednosti a nevýhody, zhodnotit a shrnout. Tato práce se tedy nejdříve zaměřuje na problematiku spínaného propustného měniče, především na nevýhody cívek v LC filtru. Dále je popsána vazební indukčnost pomocí normalizovaného obvodu. Poté je rozebrán návrh zpětné vazby a následně tlumení LC filtru. Následuje popsání předpokládané funkce obvodu při změně zátěže.

Další významnou částí je návrh konkrétních měničů. V první řadě je třeba vybrat vhodné parametry měničů pro simulaci tak, aby byla možnost sledovat požadované průběhy. Tedy především chování vazební indukčnosti a tlumení LC filtru. Poté je navržen celý měnič.

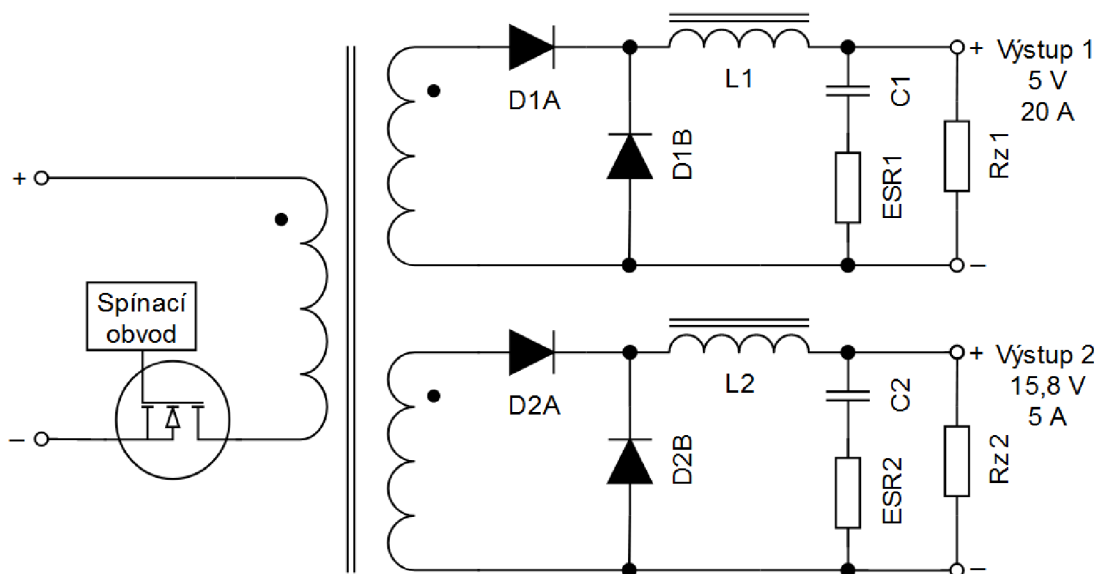
V poslední kapitole je měnič simulován. Nejprve je měnič popsán jako celek. Jsou rozepsány jednotlivé části a jejich funkce. Poté je vyzdvihnuta výstupní část měniče, kde se sledují vlivy parazitních vlastností součástek při použití vazební indukčnosti. Následuje popsání výhod vazebních indukčností pomocí simulace.

# 1. TEORETICKÁ ČÁST

Tato kapitola obsahuje popis problematiky spínaného měniče a jevů či vlivů, které v měniči probíhají.

## 1.1 Propustný spínaný měnič

U propustných měničů se přenáší energie přímo, to znamená, že při otevření tranzistoru teče proud přes primární vinutí transformátoru a zároveň se přenáší na sekundární vinutí. Když jsou použity nezávislé cívky na výstupech, oddělení jednotlivých výstupů způsobuje, že za určitých podmínek nemůže být měnič plně využit.



Obrázek 1: Propustný měnič s využitím nezávislých cívek v LC filtrech

## 1.2 Nevýhody nezávislých cívek

Předpokladem necht' je, že zpětná vazba pro regulaci výkonu měniče pomocí střídny je připojena k výstupu s menším napětím 5 V. Reguluje se tedy tento výstup, ale změna zátěže na druhém výstupu není zaznamenána. Částečná reakce obvodu však může nastat, pokud jsou sekundární vinutí pevně svázaná k sobě. Avšak obvod není schopen zvýšit napětí pouze na jednom výstupu. Z toho vyplývá, že je zpětná vazba necitlivá na změny zátěže na 15V výstupu. Druhý 5V výstup udržuje regulace napětíově konstantní, ale při velké změně proudu zátěží může poklesnout napětí na 15V výstupu o 4 až 5 V a navrátí se na správnou hodnotu až po desítkách či stovkách milisekund.

Další nevýhodou je požadovaná minimální zatížitelnost. Propustné měniče jsou převážně navrženy buď pro funkci v režimu spojitých proudů, nebo v režimu přerušovaných proudů. Navržení měniče pracujícího v obou těchto režimech zároveň je obtížné. U propustných měničů navržných pro funkci v režimu spojitých proudů

cívkou je výstupní napětí rovno střední hodnotě spínaného vstupního napětí a průměrný proud cívkou je roven proudu zátěže. Minimální proud musí tedy téct všemi výstupy a jeho velikost musí být přibližně polovina špičkového proudu cívkou v LC filtru. Pokud tato podmínka nebude splněna, nevznikne na cívce úbytek napětí a kondenzátor se nabije na hodnotu vstupního napětí. Na výstup se tak dostane hodnota napětí sekundárního vinutí transformátoru.

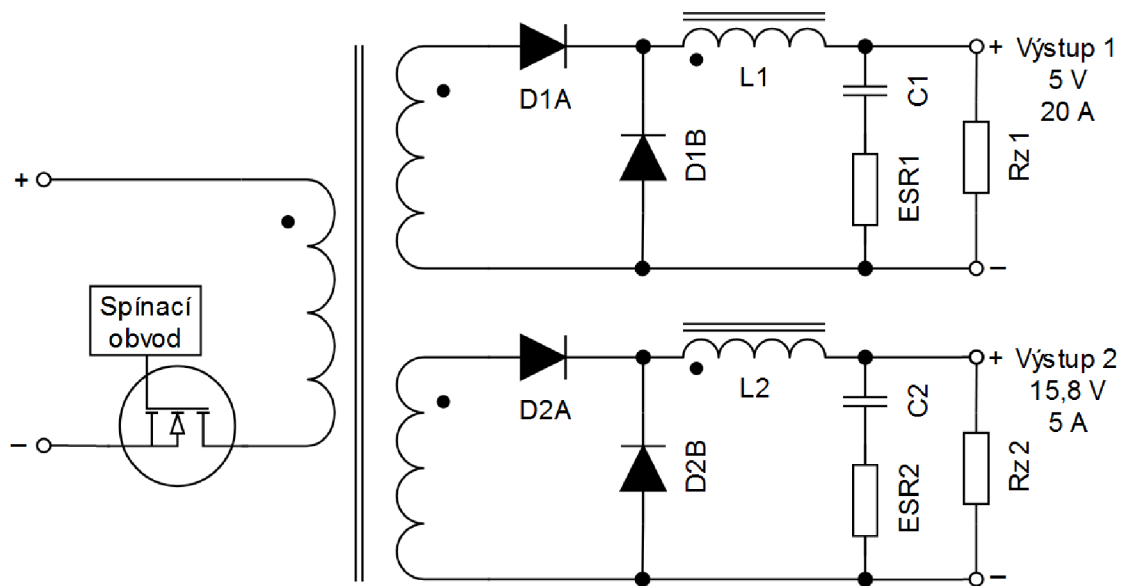
Každý výstup by měl mít nezávislé omezení proudu k zabránění saturace samostatných cívek v LC filtru, pokud bude obvod přetěžován.

Kvůli vzájemné interakci obvodů vlivem sekundárních vinutí transformátoru budou na obou výstupech vznikat nepravidelnosti a budou se přenášet šумы mezi výstupy.

### **1.3 Transformátor a jeho parazitní parametry**

Vinutí transformátoru je cívka, o níž víme, že při odpojení od zdroje na ní naroste napětí do opačné polarity. Tím se zvyšuje maximální napětí na spínacím tranzistoru v rozepnutém stavu. Dalším negativním jevem, který se v transformátoru vyskytuje, je tzv. „skin efekt“. Tento jev popisuje vytlačování elektronů ke kraji vodiče při vysokých frekvencích. Dochází k tomu vlivem magnetického toku uvnitř vodiče. V transformátoru se vyskytuje také další jev, který omezuje možnost pohybu elektronu ve vinutí transformátoru. Kolem každého vodiče, kterým prochází proud, se vytváří magnetické pole. Přiložení více vodičů na sebe ve vinutí transformátoru způsobí, že na sebe jednotlivé vodiče tímto magnetickým polem působí a ovlivňuje se tak protékající proud. Významnou roli však hraje vzájemné odpuzování elektronů vodičů svázaných blízko k sobě. Elektrony vytlačované na povrch vodiče výše zmíněným „skin efektem“ se tak vzájemně odpuzují. Tento jev se nazývá „efekt blízkosti“. Tím jsou elektrony ještě více utlačovány a je omežován průtok elektrického proudu vodičem. Zmíněné vlivy negativně ovlivňují funkci transformátoru. Poslední z negativních vlivů je rozptylová indukčnost, která zapříčiňuje zvýšení indukčnosti přívodního vedení, a také zvýšení ztrát transformátoru.

## 1.4 Popis vazební indukčnosti pomocí normalizovaného ekvivalentního obvodu

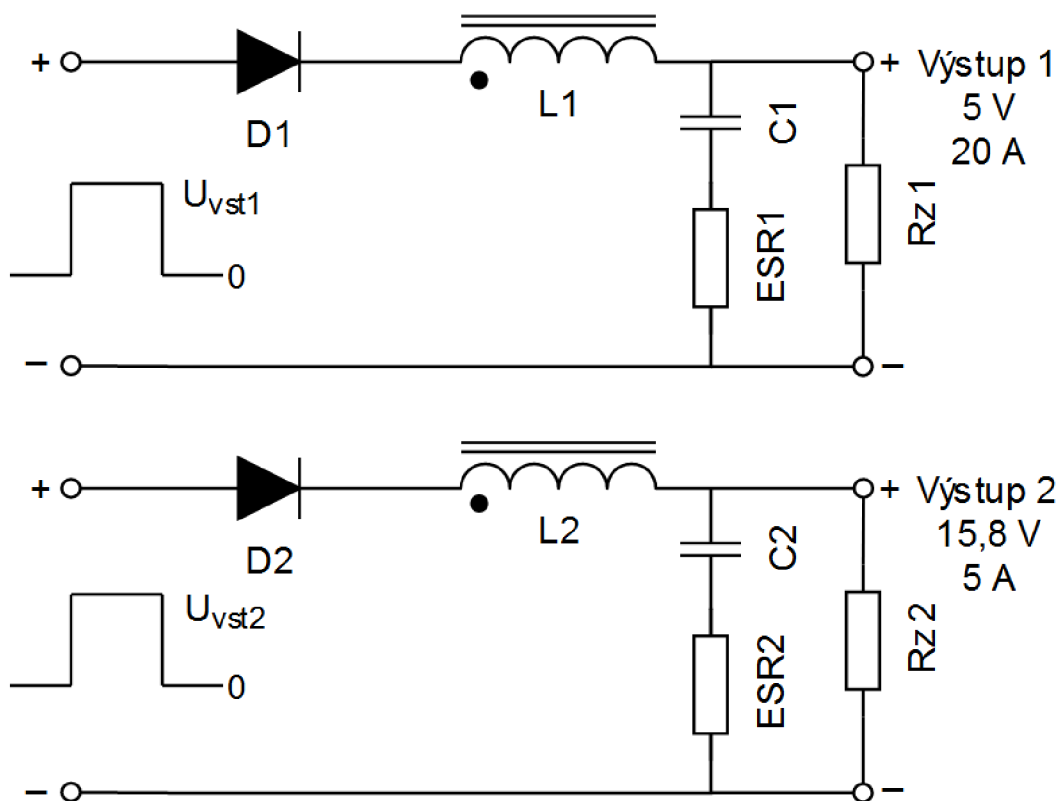


Obrázek 2: Propustný měnič s využitím vazebních cívek v LC filtrech

Vazební indukčností se myslí cívka zapojená na výstupu měniče sloužící k vyhlazení pulzujícího napětí. K tomu dochází právě LC filtrem, jehož součástí cívka je. Pokud však má měnič více výstupů, lze cívky vazebně spojit, tedy navinout na jedno jádro. Je však důležité, aby vinutí cívek  $L_1$  a  $L_2$  na obrázku 2 měly přesně stejný poměr počtu závitů jako obě sekundární vinutí transformátoru. Důvodem je že napětí na  $L_2$  a  $L_1$  je v ideálním případě vždy v poměru napětí výstupů, a tedy i poměru závitů transformátoru. Proto musí být i závitů cívek v daném poměru jinak by vznikl magnetický tok, který by se snažil vyrovnat potenciály napětí na poměr závitů cívek. Výhodou tak je velikost vazebních cívek navinutých na jednom společném jádru, jsou tak menší než běžné nezávislé cívky. V reálném obvodu však poměr napětí cívek narušují úbytky na diodách, což způsobuje snížení kvality vazby.

Pro pochopení problematiky vazební indukčnosti je vhodné zavést vysvětlení pomocí normalizovaného ekvivalentního obvodu. Tento obvod spočívá ve zjednodušení převodního poměru transformátoru na 1:1 a následným spojením všech společných prvků.

Prvním krokem je vytvoření ekvivalentních zdrojů. Dle obrázku 2 je zřejmé, že při sepnutém tranzistoru na primární straně transformátoru protéká proud primárním vinutím. To způsobuje indukci kladného napětí na sekundárním vinutí, které způsobuje proud protékající diodami  $D_{1A}$  a  $D_{2A}$ . V čase rozepnutí tranzistoru se indukčnost snaží demagnetizovat, tedy vybit energii uloženou v magnetickém poli. Změní polaritu svého napětí, a proud poteče přes diody  $D_{1B}$  a  $D_{2B}$ . Při zanedbání demagnetizace transformátoru lze diody spojit do jedné a vytvořit tak schéma 3.



Obrázek 3: Vytvoření ekvivalentních zdrojů

Transformátor byl nahrazen dvěma pulzními napěťovými zdroji. Jejich výstupy odpovídají napětím, které by byly na sekundárních vinutích transformátoru v sepnutém stavu. V rozepnutém stavu však namísto záporného napětí reálného sekundárního vinutí zůstane výstup zdroje roven nule. Náhradní zdroj je možno při nulovém napětí nahradit zkratem, a díky tomu lze sjednotit diody do jedné. Sjednocení diod tak neovlivní průběhy výstupů, protože průběhy napětí a proudu za diodami jsou v obou výstupech totožné. V reálném obvodu však nemusí mít diody, použité v jednom výstupu, totožný úbytek napětí. To může nastat i při použití stejného typu a jiné výrobní série. Vliv na různý úbytek napětí má i jiný výstupní proud. To způsobí zvětšení zvlnění napětí na výstupu, které lze odstranit například většími hodnotami indukčnosti v sérii s diodami. Využití indukčnosti pro lepší kontrolu nad zvlněním proudu a napětím výstupu je blíže popsáno při finální úpravě normalizovaného ekvivalentního obvodu, tedy obrázku 7. Pokud však diody použité v jednom výstupu budou mít úbytek napětí stejný a diody použité v druhém výstupu budou mít úbytek jiný oproti prvnímu výstupu, projeví se rozdíl pouze stejnosměrným posuvem napětí.

Druhým krokem je normalizace výstupu s vyšším napětím. Tento krok spočívá v přepočítání 15V výstupu přes poměr závitů sekundárních vinutí k výstupu 5 V. Například při užití transformátoru 3:1 použijeme následující vzorce s hodnotou  $n = 3$ . Hodnotu  $n$  pro jiné aplikace je možné vyjádřit rovnicí 1.

Rovnice pro výpočet počtu závitů normalizovaného výstupu:

$$N2' = \frac{N2}{n} = N1 , \quad (1)$$

Vstupní napětí výstupu lze normalizovat dělením vstupního napětí hodnotou  $n$ :

$$U_{vst}2' = U_{vst}2/n , \quad (2)$$

Normalizované napětí na diodě vypočteme obdobně jako napětí vstupní:

$$U_D2' = U_D2/n , \quad (3)$$

Normalizované napětí na výstupu bude též děleno hodnotou  $n$ :

$$U_{výst}2' = U_{výst}2/n , \quad (4)$$

Výstupní proud však bude nutno násobit hodnotou  $n$ :

$$I_{výst}2' = I_{vst}2 \times n , \quad (5)$$

Normalizovaná indukčnost se vypočte dělením indukčnosti hodnotou  $n$ :

$$L2' = L2/n^2 , \quad (6)$$

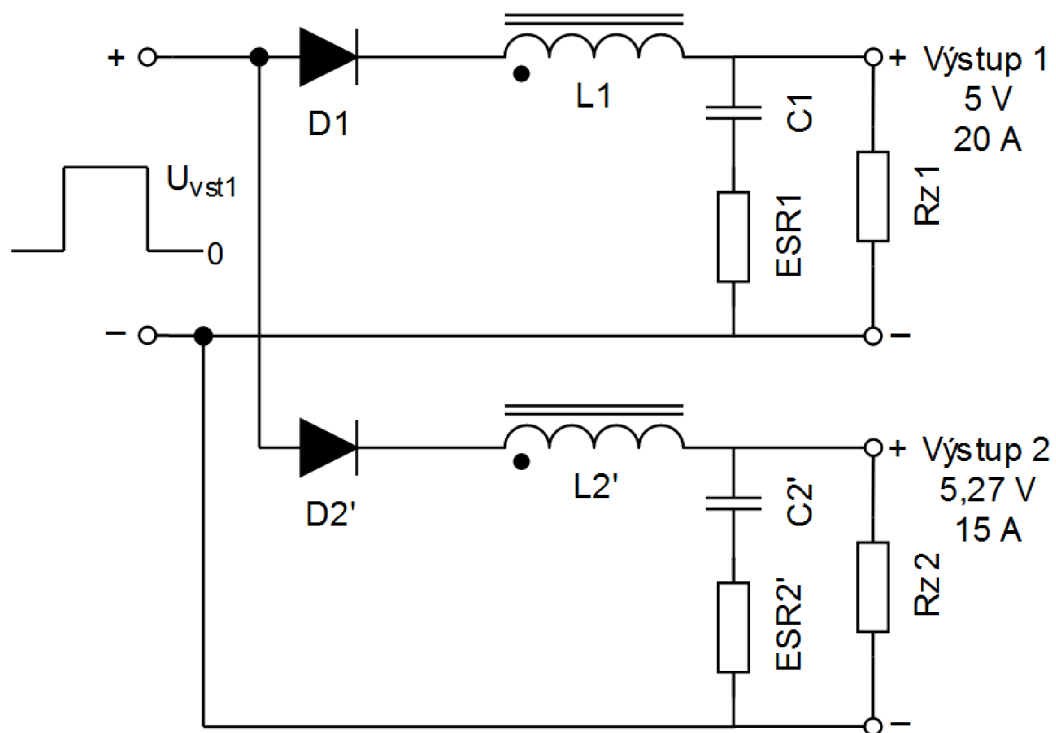
Kapacita se projevuje opačně jako indukčnost a tedy ji bude nutno hodnotou  $n$  násobit:

$$C2' = C2 \times n^2 , \quad (7)$$

Hodnota ekvivalentního sériového odporu kondenzátoru bude mít v normalizovaném obvodu hodnotu dělenou  $n^2$ .

$$ESR2' = ESR2/n^2 , \quad (8)$$

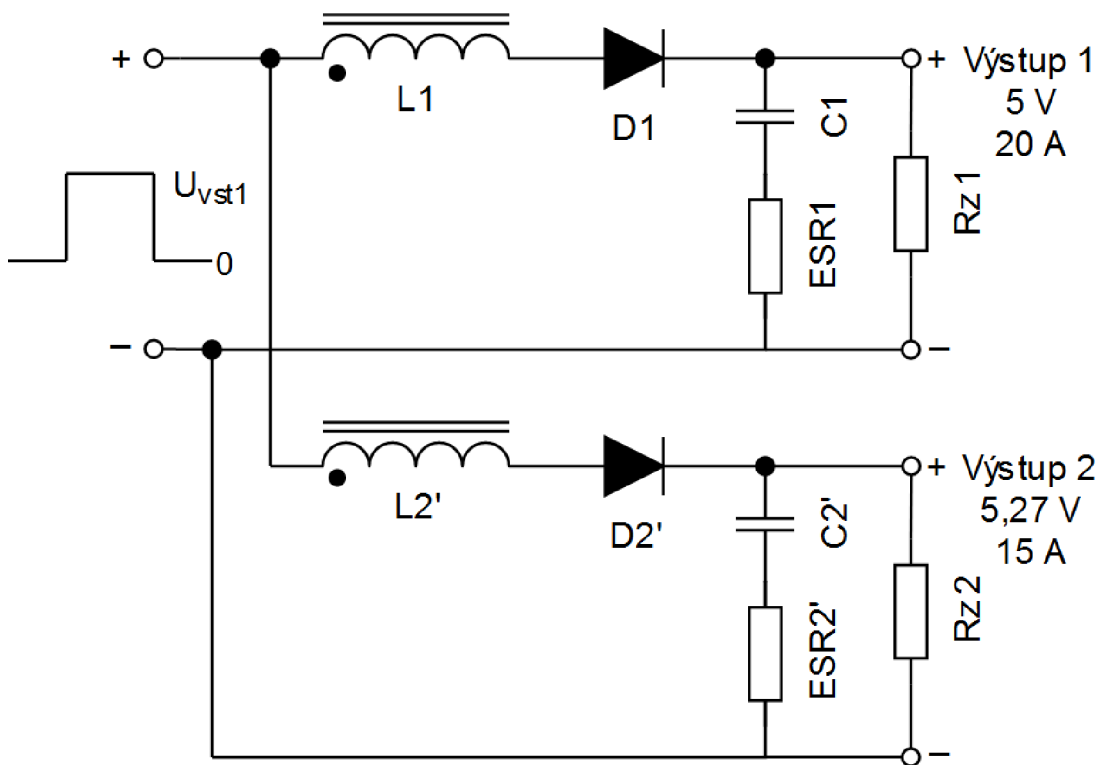




Obrázek 4: Normalizovaný výstup 15 V

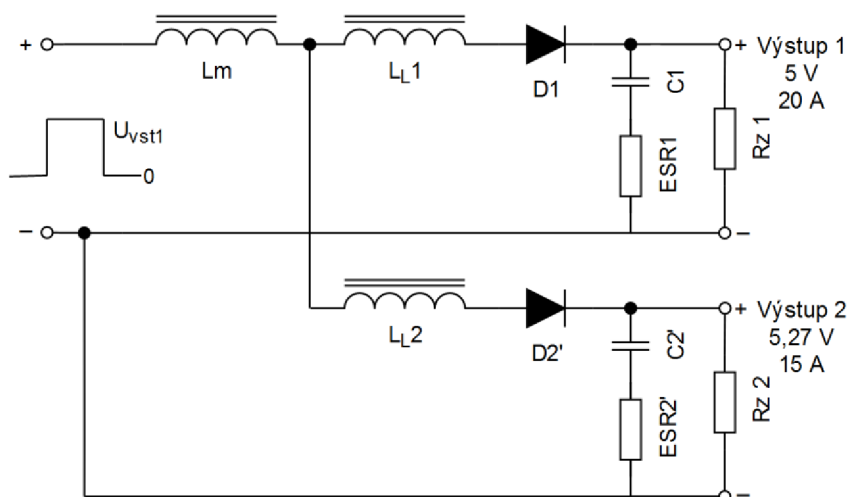
Přepočtem se získalo identické vstupní napětí  $U_{vst1}$  a  $U_{vst2}'$ , a tedy bylo možno oba výstupy připojit na jeden společný zdroj. Což by však nebylo možné, pokud by časový průběh napětí nebyl totožný. V reálném obvodu s vazebními cívkami by pak docházelo k rozdílným napětím a tekly by nežádoucí proudy mezi výstupy. Proto není možné využívat pulzní šířkovou modulaci (PWM), nebo například nezávislé regulace výstupů. Dioda na výstupu s větším napětím ovlivňuje výstup méně než dioda na výstupu s menším napětím. Z toho důvodu je možné použít diodu s větším prahovým napětím. Při přepočtu na poměr 1:1 se totiž úbytek na diodě zmenšil na  $1/n$ . Při návrhu je tedy dobré zohlednit úbytek napětí na diodách na výstupech s nižším napětím, kde by byla způsobená chyba poměrně velká, a přizpůsobit navrhované výstupní napětí z transformátoru. Přizpůsobení napětí se provede tak, že k výstupu s nižším napětím se přičte úbytek napětí na diodě. Úbytek diody se pak vynásobí poměrem závitů a přičte se k výstupu s vyšším napětím. Další zajímavostí je stále stejný výstupní výkon druhého výstupu. Nezáleží tedy, jestli má cívka třetinu závitů a trojnásobný proud, či třetinové napětí a devítinu indukčnosti.

Třetím krokem se provede přesun diod na výstup cívek. Lépe se tak znázorní jejich vliv na obvod v podobě stejnosměrného posunu napětí. A přemístění využijeme v dalším kroku.



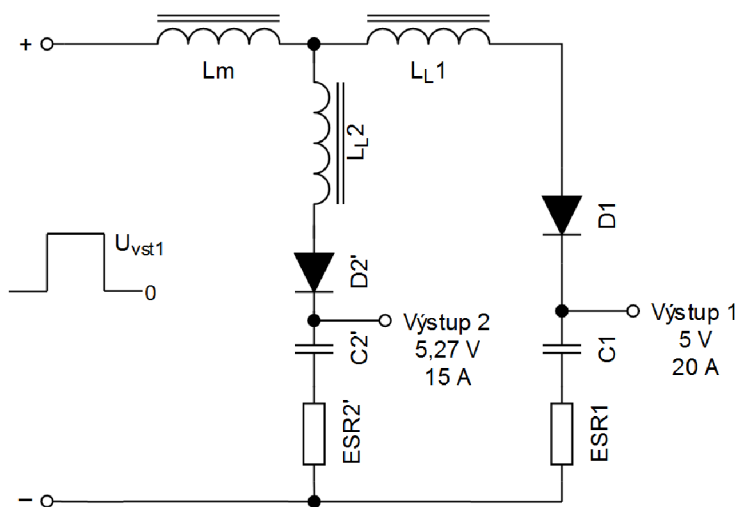
Obrázek 5: Přesun diod

Přepočtem na normalizovaný obvod došlo k vyrovnání poměru počtu závitů cívek v LC filtru. Lze tedy říci, že  $L1=L2$ . Tyto cívky jsou na vstupní straně propojeny a vlivem vazby je lze překreslit do jedné. V reálném obvodě je právě spojení obou cívek velikou výhodou, protože se tím dynamicky spojí výstupy měniče a vytvoří se tak dynamická křížová regulace. Díky dynamickému spojení se přenesou změny na výstup 5 V a může na ně reagovat zpětná vazba. Pokud rozptylová indukčnost cívky není příliš velká, zapříčiní dynamické spojení vytvoření jednoho rezonančního obvodu ze spojených výstupů, čímž se zjednoduší kontrola nad nežádoucí rezonancí. Také tato vazba umožní přelévání energie mezi výstupy. Například při přetížení jednoho z výstupů by mělo výrazně poklesnout výstupní napětí. Vazba však způsobí, že napětí poklesne méně, ale poklesne na obou výstupech. Vazba mezi vazebními cívkami není dokonalá, proto je nutné zohlednit rozptylovou indukčnost, která se bude pro dané cívky lišit. Přikreslením  $L_{L1}$  a  $L_{L2}$  dostaneme schéma dle obrázku 6.



Obrázek 6: Vytvoření společné tlumivky

Pátý krok se zaměřuje na nadměrné zvlnění proudu, jehož působení negativně ovlivňuje napětí na výstupu. Vzhledem k faktu, že při běžné spínací frekvenci má indukčnost cívky větší impedanci než kondenzátor na výstupu, je zvlnění proudu na výstupu ovlivněno především indukčností  $L_m$ . Zvlnění proudu se však projevuje i v závislosti na rozptylové indukčnosti. Na výstup s menší rozptylovou indukčností se tak dostane větší zvlnění proudu než na výstup s větší rozptylovou indukčností. Pro vyfiltrování zvlnění proudu je optimální výstup o nejvyšším možném napětí. To proto, že dle rovnice 6 se vazební indukčnost  $L_{L2}$  projeví na výstupu 5 V jako devítinásobně větší. Tudiž proud výstupu 15 V bude mnohonásobně více zvlněn. A zároveň dle rovnic 7 a 8 je na výstupu o větším napětí možné použít kondenzátor menší kapacity a s větším ekvivalentním sériovým odporem. Tedy je kondenzátor efektivnější. Proto je možné použít levnější kondenzátor. Filtrací zvlnění proudu ve výstupu s nejvyšším napětím lze snížit velikost kapacit v ostatních výstupech.



Obrázek 7: Zvlnění proudu filtrováno ve výstupu 2

Vazební cívka pro takovéto zapojení by měla být ideálně navržena tak, aby se rozptylová indukčnost projevovala hlavně v sérii s vinutím výstupu nižšího napětí. Při použití jader typu E-E se rozptylová indukčnost pohybuje pod 10% indukčnosti  $L_m$ . Při prokládání jednotlivých vinutí však lze dosáhnout rozptylové indukčnosti i kolem 2%. Při použití hrníčkových jader bude rozptylová indukčnost dosahovat vyšších hodnot a při použití toroidních jader bude dosahovat naopak hodnot menších. Bližší vysvětlení lze najít v použité literatuře [2].

Pro efektivnější kontrolu nad zvlněním proudu a napětí ve výstupech je možné využít navíc i nezávislou tlumivku, jejíž hodnota bude velice malá. Tato indukčnost by měla být co nejmenší, aby se předešlo nežádoucím rezonancím, které by mohly způsobit fázový posun. Více podrobností k tomuto tématu lze najít v použité literatuře [5].

Při frekvencích vyšších než 100 kHz se začne projevovat indukčnost přívodního vedení. Její hodnota se začne blížit velikosti nezávislé indukčnosti a ve výstupech s nízkým napětím může být i větší než rozptylová indukčnost. Ve výstupech s vyšším napětím se indukčnost vedení projevuje dle normalizovaného obvodu, rovnice 6.

Bohužel měnič s vazební indukčností vyžaduje, stejně jako měnič s nezávislými cívkami, minimální zatížení výstupu. Bližší vysvětlení lze opět nalézt v literatuře [5]. Existují dvě možnosti řešení tohoto problému. První možností je přidání umělé zátěže, která se začne spínat, pokud proud ve výstupu klesne pod kritickou hodnotu. Druhou možností je použití obousměrných spínačů namísto běžných usměrňovacích diod v obvodu s největším výstupním napětím. Tyto spínače umožní, aby se v čase mezi sepnutím změnila polarita proudu v obvodu, což předtím kvůli usměrňovacím diodám nebylo možné. Díky tomu, bude obvod pracovat ve spojitém režimu.

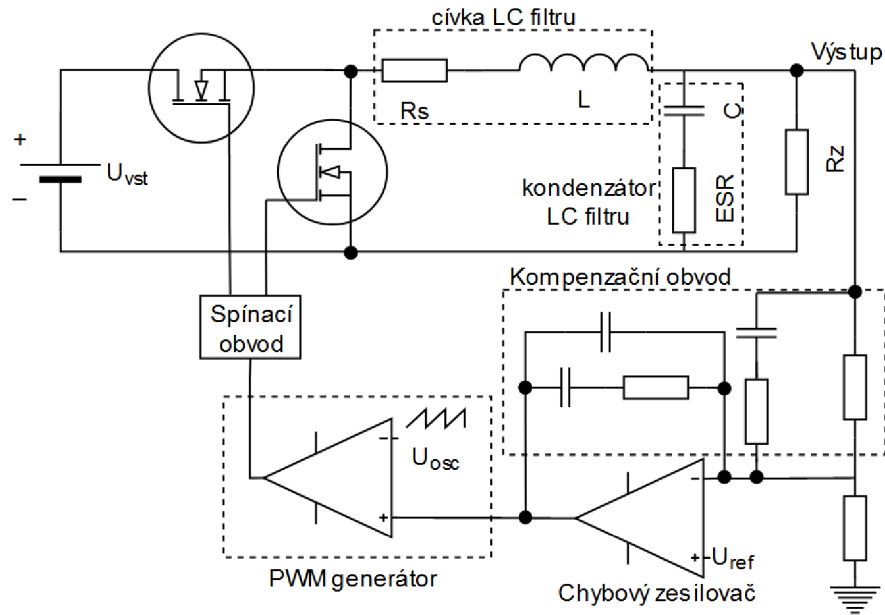
Použití obousměrných spínačů lze využít ještě více, a to tak, že se vytvoří speciální „výstup“, jehož funkce bude pouze pro filtraci zvlnění proudu. Tento výstup bude mít maximální možnou hodnotu napětí, čímž se razantně sníží požadovaná hodnota kapacity. A vyřeší se tak problém s minimálním proudem v obvodu.

## 1.5 Zpětná vazba

Jak bylo vysvětleno dříve, filtrace je efektivnější při vyšších výstupních napětích. Z toho důvodu se předpokládá, že na výstupu o nižším napětí bude zvlnění napětí menší, a tedy bude výstup vhodný pro kontrolu zpětnou vazbou. Proto byl vybrán 5V výstup pro připojení zpětné vazby.

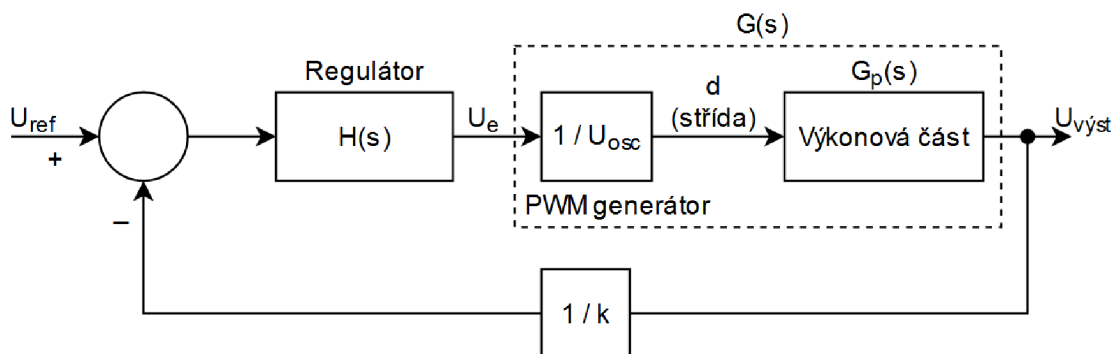
Pro zpětnou vazbu propustného měniče se běžně používá proporcionálně integrační regulátor (PI). Při použití kondenzátorů MLCC je však vyžadováno složitější regulační zapojení. MLCC kondenzátory jsou využívány díky nízkému ekvivalentnímu sériovému odporu (ESR) a nízké ekvivalentní sériové indukčnosti (ESL). Využívají se pro své dobré vlastnosti při vysokých frekvencích, které jsou způsobeny právě nízkými hodnotami ESR a ESL. Díky nízkým hodnotám těchto parametrů bude na výstupu

menší zvlnění napětí. Regulátor, jenž bude využit, je typu II. Regulátor zahrnuje chybový zesilovač a pomocný kompenzační obvod.



Obrázek 8: Schéma propustného měniče se zpětnou vazbou

Na tomto schématu je naznačen propustný měnič se zpětnou vazbou, která kontroluje napěťový výstup. Za pomoci rozdílového napětí je ovlivňována doba sepnutí tranzistorů. Toto schéma je možné překreslit do obecného blokového schématu.



Obrázek 9: Blokové schéma propustného měniče se zpětnou vazbou

Toto blokové schéma je složeno z 3 hlavních bloků. Z regulátoru, výkonové části a zpětné vazby. Do výkonové části lze zahrnout spínací část měniče, PWM generátor a výstupní LC filtr se zátěží. Pro zjednodušení je PWM generátor vyjádřen jako  $1/U_{osc}$ , kde  $U_{osc}$  je amplituda napětí pilového oscilátoru.

Dle použité literatury [3] je prvním krokem návrhu zpětné vazby zvolení veškerých požadovaných parametrů. Jako například vstupní napětí, výstupní napětí, maximální proud zátěže, spínací frekvence, kapacita a indukčnost LC filtru.

Druhým krokem je spočítat nuly a póly přenosové funkce výkonové části. Přenosová funkce výkonové části může být vyjádřena dle blokového schématu na obrázku 9 jako:

$$G_p(s) = \frac{U_{výst}}{d}(s) = \frac{R_Z(C \times ESR \times s + 1)}{L \times C \times s^2 (R_Z + ESR) + s \times (L + R_Z + C \times ESR) + R_Z} \times U_{vst}, \quad (9)$$

Přenosová funkce PWM generátoru a výkonové části může být zjednodušena na:

$$G(s) = G_p(s) \times \frac{1}{U_{výst}}, \quad (10)$$

Dle obrázku 8 jde o obvod druhého řádu, a tedy i přenosová funkce musí mít v čitateli dva kořeny nazývané nulové body a ve jmenovateli dva kořeny nazývané póly. Protože LC filtr je filtr druhého řádu bude také jeho amplitudová frekvenční závislost klesat s -40dB na dekádu. Charakteristika bude s tímto sklonem klesat až do frekvence  $f_{ESR}$ , při které se vykompenzuje nulou jeden z pólů. Tato frekvence se pohybuje v jednotkách až desítkách kHz pro elektrolytické kondenzátory. V návrhu se tedy použijí následující rovnice.

Mezní frekvence LC filtru  $f_{LC}$  se počítá dle Thomsonova vztahu:

$$f_{LC} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C}}, \quad (11)$$

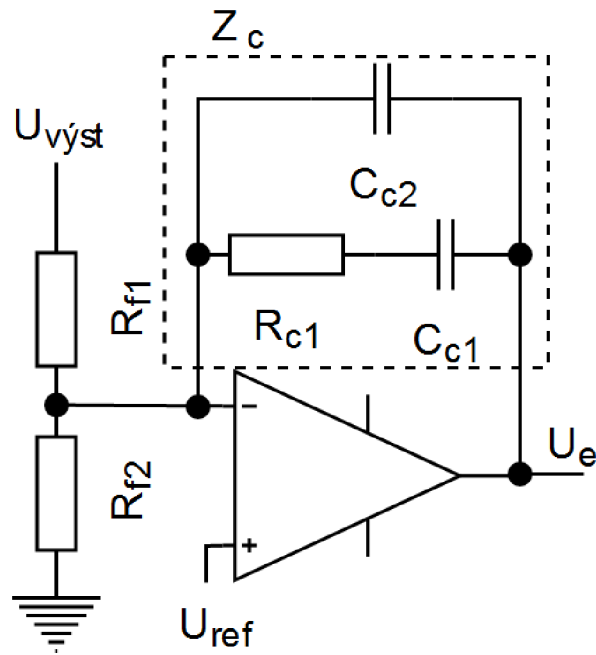
Frekvence  $f_{ESR}$  se spočte jako kmitočet běžného RC filtru:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2 \times \pi \times ESR \times C}, \quad (12)$$

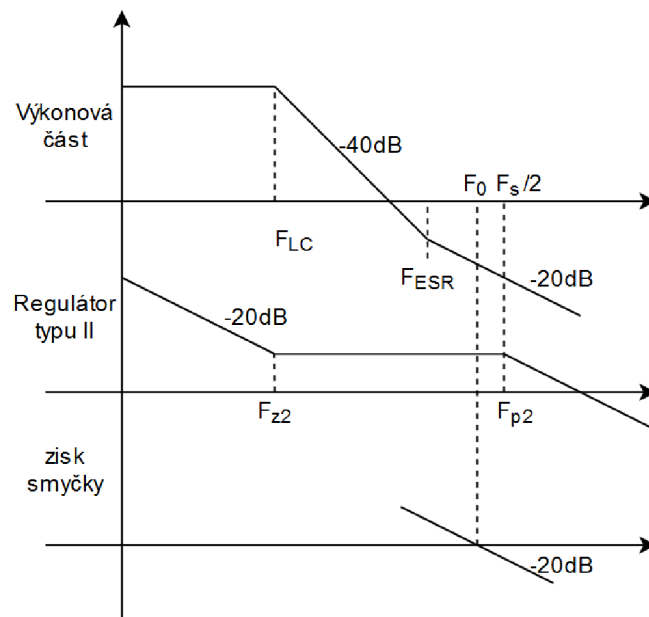
Třetím krokem návrhu je zvolit frekvenci  $f_0$ . Frekvence  $f_0$  naznačuje, kde zisk kontrolní smyčky prochází nulou, dle obrázku 11. Tato frekvence je také označována jako šířka pásma. Dle literatury [3] je zisk kontrolní smyčky závislý na její celé přenosové funkci. To odpovídá přenosu celé smyčky na obrázku 9.

$$M(s) = \frac{1}{k} \times H(s) \times \frac{1}{U_{osc}} \times G_p(s) = \frac{1}{k} \times H(s) \times G(s), \quad (13)$$

Je to součin přenosové funkce výkonové části, regulátoru a odporového děliče s přenosem  $1/k$ . Běžně se hodnota  $f_0$  pohybuje v rozmezí od  $1/10$  až  $1/5$  spínací frekvence, tudíž je možné zvolit hodnotu z tohoto intervalu. Při vysoké frekvenci spínání je sice rychlejší odezva systému, ale zároveň vzroste spínací šum. Pro zajištění stability systému by měl mít zisk smyčky v bodě  $f_0$  sklon -20dB/dek a fázová rezerva by měla být větší než  $45^\circ$ .



Obrázek 10: Regulátor typu II



Obrázek 11: Frekvenční charakteristika propustného měniče a regulátoru typu II

Čtvrtým krokem je výběr typu regulátoru, v tomto případě byl zvolen typ II. Pro daný typ regulátoru se předpokládá, že platí:

$$f_{LC} < f_{ESR} < f_0 < f_s/2, \quad (14)$$

Pátým krokem je vypočítat nulové body a póly pro konkrétní typ regulátoru. Pro regulátor typu II lze použít přenosovou funkci:

$$H(s) = \frac{U_e}{U_{výst}}(s) = - \frac{1+R_{C1} \cdot C_{C1} \cdot s}{R_{f1} \cdot s \cdot (C_{C1}+C_{C2}) \cdot (R_{C1} \cdot \frac{C_{C1} \cdot C_{C2}}{C_{C1}+C_{C2}} \cdot s+1)}, \quad (15)$$

Pokud je kondenzátor  $C_{C2}$  zvolen mnohem menší než  $C_{C1}$ , lze možné rovnici zjednodušit:

$$H(s) = - \frac{1+R_{C1} \cdot C_{C1} \cdot s}{R_{f1} \cdot s \cdot (C_{C1}) \cdot (R_{C1} \cdot C_{C2} \cdot s+1)}, \quad (16)$$

Pro zjednodušení se uvažuje, že je jeden z pólů přenosové funkce regulátoru v počátku soustavy souřadnic. Další pól a nulový bod je možné vypočítat pomocí rovnic:

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} C_{C1}}, \quad (17)$$

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} C_{C2}}, \quad (18)$$

Nulový bod regulátoru  $f_{Z1}$  by měl být umístěn ve frekvenci nižší než je mezní frekvence LC filtru  $f_{LC}$ . Tím se zajistí, aby fázová rezerva v tomto bodě neklesla příliš blízko k nule. Pak je možné využít rovnici:

$$f_{Z1} = 0,75 \cdot f_{LC}, \quad (19)$$

Druhý pól regulátoru by měl být umístěn na vyšší frekvenci než je  $f_0$ , aby neovlivnil fázovou rezervu. Zároveň by však měla být nižší než spínací frekvence, aby se neprojevoval spínací šum. Poté je možné použít vzorkovací teorém:

$$f_{P2} = F_S/2, \quad (20)$$

Posledním šestým krokem je výpočet hodnot rezistorů a kondenzátorů. Nejdříve musíme zvolit hodnotu rezistoru  $R_{f1}$ , který je vhodné zvolit v řádu  $k\Omega$ . Poté s pomocí referenčního napětí lze vypočítat  $R_{f2}$  následující rovnicí:

$$R_{f2} = \frac{R_{f1} \cdot U_{ref}}{U_{out} - U_{ref}}, \quad (21)$$



Dále se vypočte  $R_{C1}$  následující rovnicí:

$$R_{C1} = \frac{R_{f1} \cdot f_{ESR} \cdot U_{osc} \cdot f_0}{U_{vst} \cdot F_{LC}^2}, \quad (22)$$

Poté lze vypočítat hodnoty kondenzátorů pomocí rovnic:

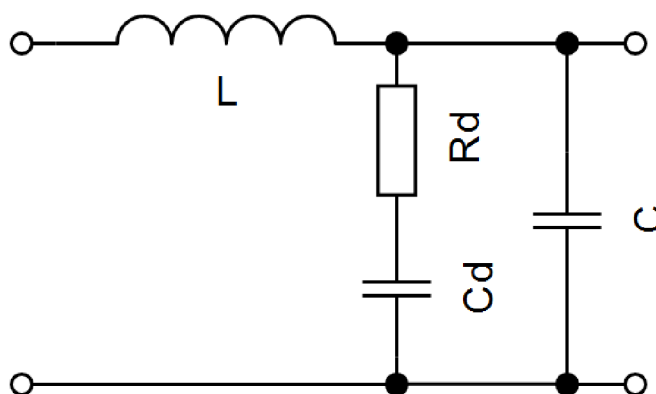
$$C_{C1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} \cdot f_{Z1}} = \frac{1}{1,5\pi \cdot R_{C1} \cdot F_{LC}}, \quad (23)$$

$$C_{C2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} \cdot f_{P2}} = \frac{1}{\pi \cdot R_{C1} \cdot F_S}, \quad (24)$$

## 1.6 Potlačení oscilací

Rezonance LC filtru je velice nežádoucí jev. Při rezonanci má totiž filtr minimální impedanci, a to může způsobit nežádoucí zvýšení napětí na výstupu, což může vytvořit problém se stabilitou měniče.

Pro tlumení LC filtru je možné použít jednu ze tří možností, a to sériový, paralelní či kombinovaný tlumící obvod. Existuje i další varianta zapojení s indukčností a rezistorem, která je velmi účinná, avšak velmi náročná na velikost, hmotnost i cenu. Nejvhodnější ze zmíněných tlumících filtrů je obecně nepoužívanější paralelní zapojení. V tomto zapojení jsou paralelně ke kondenzátoru C LC filtru sériově zapojeny rezistor a kondenzátor.



Obrázek 12: Paralelní zapojení tlumícího filtru

Tento filtr využívá rezistor  $R_d$ , který slouží k potlačení nežádoucího zvýšení napětí v oblasti rezonance LC filtru. To je způsobeno výrazným poklesem impedance LC filtru při rezonanci. Kondenzátor  $C_d$  v sérii slouží k zabránění ztrát, které by vznikly na rezistoru  $R_d$  vlivem stejnosměrného proudu. Kondenzátor  $C_d$  však musí mít větší kapacitu než kondenzátor C. To proto, aby sériové zapojení  $C_d$  a  $R_d$  mělo při mezní frekvenci LC filtru menší impedanci než kondenzátor C. Hodnotu kondenzátoru  $C_d$  je vhodné volit větší než  $4 \times C$ . Poté pro následující rovnici platí  $n < 4$ :

$$C_d = n \times C, \quad (25)$$

Vhodná hodnota rezistoru  $R_d$  je vyjádřena z přenosové funkce celého filtru dle obrázku 12 následným vztahem. Proměnná  $n$  reprezentuje stejně jako v předchozí rovnici poměr  $C_d/C$ :

$$R_d = \sqrt{\frac{L}{C}} \times \sqrt{\frac{(n+1)(n+2)}{2n^2}}, \quad (26)$$

## 1.7 Chování výstupů při změně zátěže

Při uvážení, že je zpětná vazba zapojená k výstupu s nízkým napětím, tedy výstupu 5 V, bude se obvod chovat při změně zátěže následně.

Při zvýšení zátěže na 15V výstupu bude narušena rovnováha mezi napětími na vazební cívce. Vazební cívky se chovají jako transformátor a budou se snažit vyrovnat poměr potenciálů napětí na poměr závitů. To způsobí pokles napětí i na druhém výstupu, na který je zavedena zpětná vazba. Tato zpětná vazba změnu zaznamená a zpětnovazební obvod zvýší dobu sepnutí tranzistoru, tedy zvýší střihu signálu, čímž se zvýší napětí výstupů.

Velice podobně bude fungovat obvod i při změně zátěže na výstupu 5 V. Ovšem s tím rozdílem, že při poklesu napětí na 5V výstupu bude zpětná vazba reagovat téměř okamžitě. Avšak dojde k určitému časovému zpoždění ve zpětnovazebním obvodu. Ale vazební cívka se bude chovat totožně a opět bude vyrovnávat poměr napětí mezi výstupy dle poměru závitů.

## 2. NÁVRH PROPUSTNÉHO MĚNIČE S VAZEBNÍ INDUKČNOSTÍ

### 2.1 Výběr optimálních parametrů měniče pro simulaci

Před návrhem konkrétního měniče je nutné zvolit požadavky, které budou na měnič kladeny. Úkolem této práce je zjistit co nejvíce o funkci a chování vazební indukčnosti a jejího vlivu na tlumení LC filtru. Proto je nutné zvolit vhodné extrémy, na nichž se dané chování projeví.

Vhodným návrhem by tedy mohl být například měnič s dvěma výstupy, z nichž první výstup bude mít co možná nejnižší napětí a co největší proud, a druhý bude mít co možná nejvyšší napětí a co nejmenší proud. Díky této kombinaci by mělo být možné pozorovat velký vliv vazební indukčnosti na velký protékající proud a také vliv kondenzátoru filtru na velký rozkmit napětí.

### 2.2 Návrh měniče

Prvním krokem v návrhu měniče je zvolení hodnot vstupních a výstupních napětí a proudů, a tedy i určení výkonové zatížitelnosti. Pro lepší přehlednost je uvedena následující tabulka. Hodnoty normalizovaných výstupů byly získány přepočtem popsáním v kapitole 1.4.

Tabulka 1: Shrnutí parametrů pro návrh měniče

Údaj	Hodnota
$U_{\text{výst1}}$	5 V
$U_{\text{výst2}}$	15 V
$U_{\text{výst2-normalizovaný}}$	5,27 V
$I_{\text{výst1}}$	20 A
$I_{\text{výst2}}$	5 A
$I_{\text{výst2-normalizovaný}}$	15 A
$f_s$ [kHz]	150

V tomto případě bylo zvoleno výstupní napětí 5 a 15 V. Z těchto hodnot lze dále určit poměr závitů na vinutích transformátoru. Na 5V výstupu se zohlední úbytek napětí na diodě. Aby výsledek zůstal celočíselný, je nutné přičíst k 15V výstupu  $n$  násobek úbytku napětí na diodě, která je na výstupu 5 V. Hodnotu  $n$  lze získat jednoduchým dělením požadovaných výstupních napětí. Poté je poměr závitů tranzistoru následný.

$$\begin{aligned}
 N1:N2 &= (U_{výst1} + U_D):(U_{výst2} + U_D \times n) = \\
 &= (5 + 0,6):(15 + 1,8) = 1:3,
 \end{aligned}
 \tag{27}$$

Poté se vypočte hodnota indukčnosti vazebních cívek. Podobně jako v normalizovaném obvodu, kde veškerý proud protéká jednou indukčností  $L_m$ . K součtu proudů požadovaného výstupu a ostatních, dle tohoto výstupu normalizovaných, je nutno přičíst hodnotu proudu potřebnou pro nabíjení kondenzátoru při maximálním zatížení. Jinými slovy se zvýší maximální proudová zatížitelnost měniče, a to přibližně o 15 %. V tomto případě je přičtena zaokrouhlená hodnota 5 A, což odpovídá přibližně hodnotě 14 % ze součtu proudů všech výstupů.

Pro výpočet  $L_m$  je použito zvlnění proudu 10-20 % z celkového proudu. Výsledná hodnota pak odpovídá přesně zvlnění proudu ve vzorci. V tomto případě se použije hodnota 20 %. Indukčnost se počítá během času, kdy je spínač rozepnut, a proto je nutné ke změně napětí přičíst úbytek napětí na diodě.

$$L_m = \frac{\Delta U}{\Delta I \times f} = \frac{5+0,6}{0,2 \times 40 \times 100 \times 10^3} = 7 \mu H,
 \tag{28}$$

Tímto krokem je dosažena hodnota indukčnosti vhodná pro výstup s napětím 5 V. Pokud budou vazební cívky navinuty správně, bude rozptylová indukčnost na 5V výstupu v řádu jednotek procent z celkové indukčnosti  $L_m$ . V tomto případě jsou zvolena 3 % a rozptylová indukčnost tak bude činit 300 nH. K této hodnotě se poté přičte parazitní indukčnost přívodních vodičů, která činí v průměru 100 nH. Hodnota rozptylové indukčnosti v 5V výstupu tak bude  $L_{L1}=400$  nH. V 15V výstupu je vzata v úvahu rozptylová indukčnost minimální a zohlední se pouze indukčnost přívodních vodičů podělená hodnotou  $n$ , dle poměru závitů, na druhou. Tedy  $L_{L2norm}=11$  nH. Zvlnění proudu na 5V výstupu se poté vypočte následně:

$$\Delta I_{L1} = \frac{\Delta I \times L_{L2norm}}{L_{L1} + L_{L2norm}} = \frac{0,2 \times 40 \times 11 \times 10^{-9}}{400 \times 10^{-9} + 11 \times 10^{-9}} = 0,21 A_{(ss)},
 \tag{29}$$

Pro 15V normalizovaný výstup bude postup výpočtu následující:

$$\Delta I_{L2norm} = \frac{\Delta I \times L_{L1}}{L_{L1} + L_{L2norm}} = \frac{0,2 \times 40 \times 400 \times 10^{-9}}{400 \times 10^{-9} + 11 \times 10^{-9}} = 7,78 A_{(ss)},
 \tag{30}$$

A skutečnou hodnotu zvlnění proudu pro 15V výstup lze dopočítat:

$$\Delta I_{L2} = \frac{\Delta I_{L2norm}}{3} = \frac{7,78}{3} = 2,59 A_{(ss)},
 \tag{31}$$

Minimální zatížení pro správnou funkčnost pak odpovídá polovině zvlnění špička-špička. Pro správnou funkčnost je tedy vhodné zvolit hodnotu přiměřeně větší. V tomto případě je zvoleno pro 5V výstup  $\Delta I_{L1}=0,5$  A a pro 15V výstup  $\Delta I_{L2}=2,5$  A. Pokud je maximální zvlnění napětí zvoleno jako 1% z hodnoty výstupního napětí, platí následující. Pro 5V výstup bude hodnota zvlnění  $\Delta U_1=0,05$  V a pro 15V výstup bude hodnota zvlnění napětí  $\Delta U_2=0,15$  V. Hodnoty výstupních kondenzátorů lze vypočítat dle následujícího vzorce:

$$C_1 = \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta U_1 \times f} = \frac{0,5}{0,05 \times 100 \times 10^3} = 100 \mu F , \quad (32)$$

$$C_2 = \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta U_2 \times f} = \frac{2,5}{0,15 \times 100 \times 10^3} = 167 \mu F , \quad (33)$$

A ekvivalentní sériový odpor ESR potřebný u kondenzátorů má hodnoty uvedené níže:

$$ESR_1 = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_{L1}} = \frac{0,05}{0,5} = 0,1 \Omega , \quad (34)$$

$$ESR_2 = \frac{\Delta U_2}{\Delta I_{L2}} = \frac{0,15}{2,5} = 0,06 \Omega , \quad (35)$$

## 3. SIMULACE NAVRŽENÉHO MĚNIČE

### 3.1 Zapojení měniče

Základem je vytvořit funkční schéma zapojení měniče, na kterém bude možné sledovat veškeré vlivy vazební indukčnosti. Jedná se o propustný spínaný měnič s vazebními indukčnostmi zapojenými na větvích jednotlivých výstupů. Možné zapojení takového měniče v programu OrCAD Capture je v příloze A. Toto schéma bylo vytvořeno pomocí práce uvedené v použité literatuře [6].

Na vstupu měniče je stejnosměrné napětí 50 V, které je připojené na primární vinutí transformátoru. To je spínané přes spínač S1 a rezistor R3 k zemi. Na rezistoru R3 se vytváří úbytek napětí a tím se sleduje průtok proudu.

K sekundárním vinutím transformátorů jsou připojeny výstupy měniče. Obsahují usměrňovací diody, rezistory  $R_s$  nahrazující odpory vedení reálných cívek, vazební cívky, zátěže a kondenzátory spolu s rezistory nahrazujícími jejich ekvivalentní sériový odpor (ESR). Výstup, ke kterému je připojena zpětná vazba, obsahuje navíc dělič napětí.

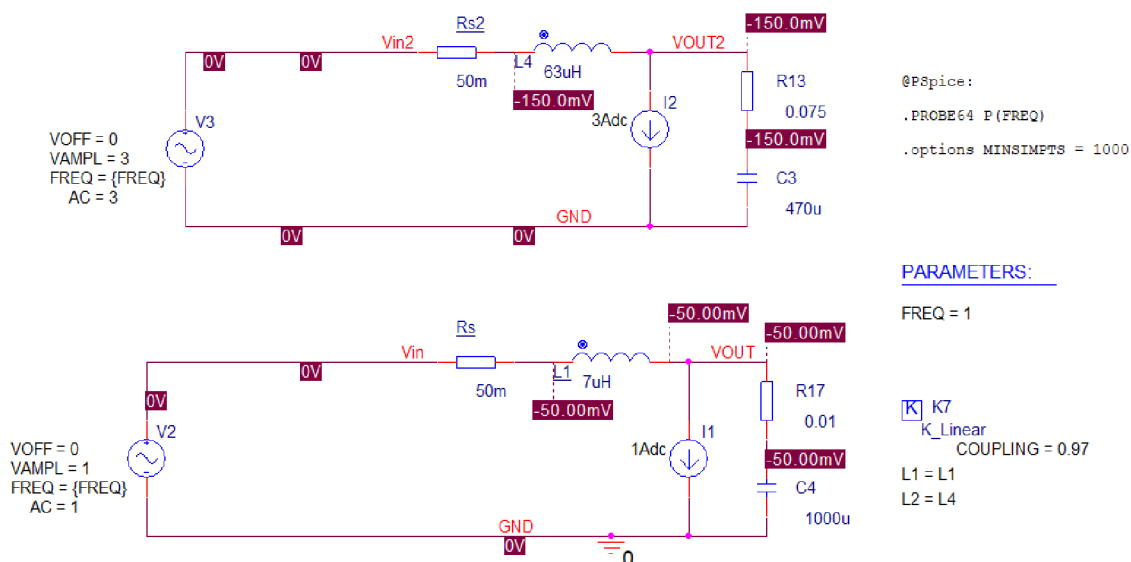
Tento dělič vytváří napětí, které je následně ve zpětné vazbě porovnáváno s napětím referenčním. Porovnáním těchto napětí vznikne chybové napětí, tedy hodnota napětí o kterou se výstup odchyluje od požadavku. Toto chybové napětí je zesíleno operačním zesilovačem. Poté je generován řídicí signál, který ovládá PWM signál pro spínač primárního vinutí.

### 3.2 Vytvoření simulačního procesu

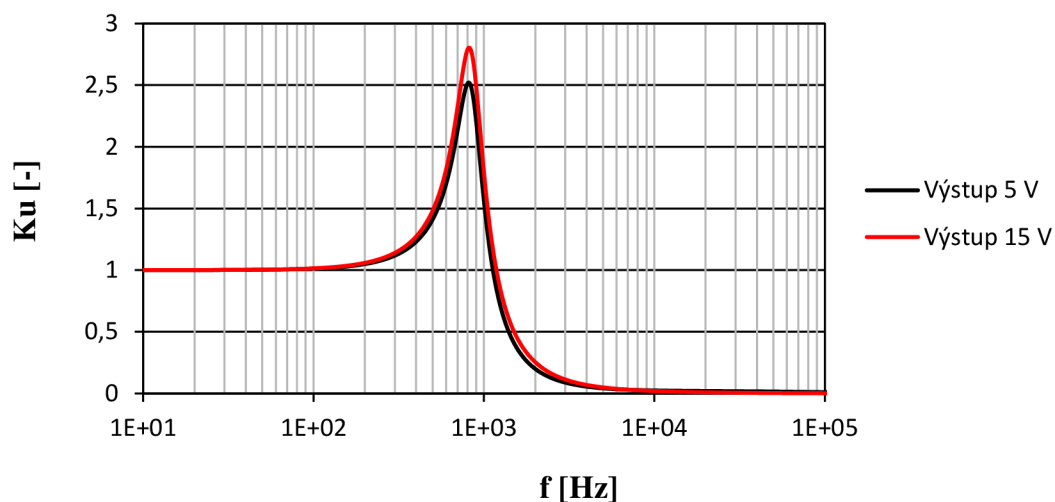
Nejdůležitější částí je kvůli vazebním cívkám právě LC filtr. Aby simulační zapojení odpovídalo co nejvíce reálnému, musí být zapojeny v obvodu parazitní vlastnosti součástek. Mezi hlavními parazitními vlastnostmi, které budou mít větší vliv na funkci, bude sériový odpor cívky ( $R_s$ ), ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru (ESR) a ekvivalentní sériová indukčnost kondenzátoru (ESL). Pro simulaci bude pak také nutné připojit vstupní zdroj a zátěž.

Aby bylo možné sledovat odpovídající vlivy vazebních indukčností, bude vhodné se zaměřit na přenos LC filtru. Pro začátek je nutné získat takovou přenosovou charakteristiku LC filtru, u které lze předpokládat, že je správná. Vhodným krokem se tedy může zdát spuštění střídavé analýzy AC se sinusovými zdroji VSIN a jejich parametrem AC nastaveným na hodnotu 1. Při simulaci běžného měniče by zmíněný krok byl správnou úvahou. Avšak kvůli vazbě, která propojuje indukčnosti v daných výstupech, je nutné dle popisu v teoretické části pamatovat na to, že se vazební cívky chovají jako transformátor. Pokud jsou tedy ve výstupech zapojeny vazební cívky

v poměru 1:3, je nutné tento poměr dodržet i ve vstupním, potažmo výstupním napětí. Správně se tedy využije předchozího postupu pouze s tím rozdílem, že hodnoty AC obou zdrojů budou v poměru 1:3. Například hodnotu 1 pro výstup 5 V a hodnotu 3 pro výstup 15 V. Následně se spustí AC analýza a výstupní charakteristika výstupu 15 V se podělí vstupní hodnotou, a normalizuje se tak k hodnotě výstupu 5 V. Tímto krokem byl získán graf přenosu LC filtrů v obou výstupech pomocí AC analýzy, který je možné použít jako kontrolní.



Obrázek 13: Schéma zapojení LC filtru s vazební indukčností a sinusovými zdroji



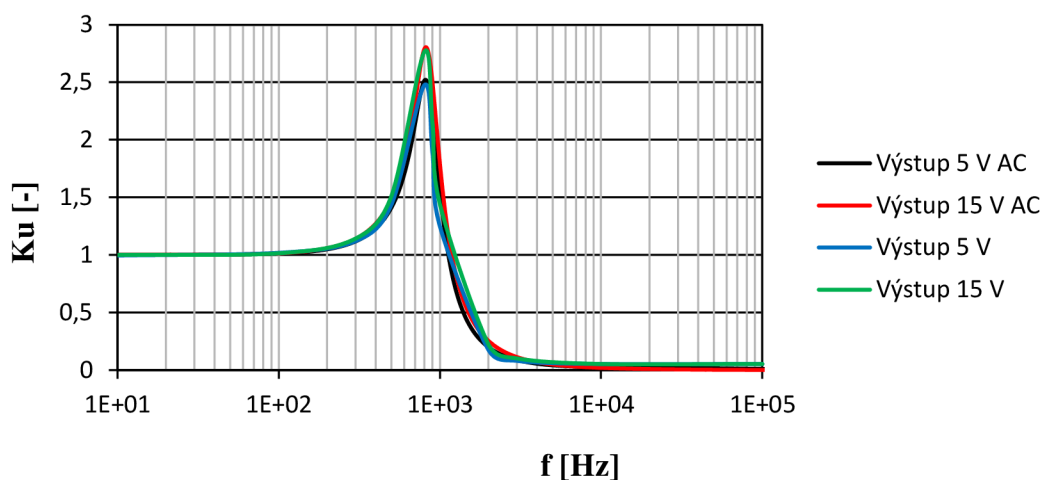
Obrázek 14: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru s vazební indukčností pro AC analýzu

Nyní je nutné se co nejvíce přiblížit k reálné funkci této části v měniči. Kdy není možné, aby na vstupu LC filtru byl ideální sinusový průběh. Není to možné kvůli spínání stejnosměrné vstupní hodnoty. Bude tedy nutné použít pulzní zdroj VPULSE, při jehož



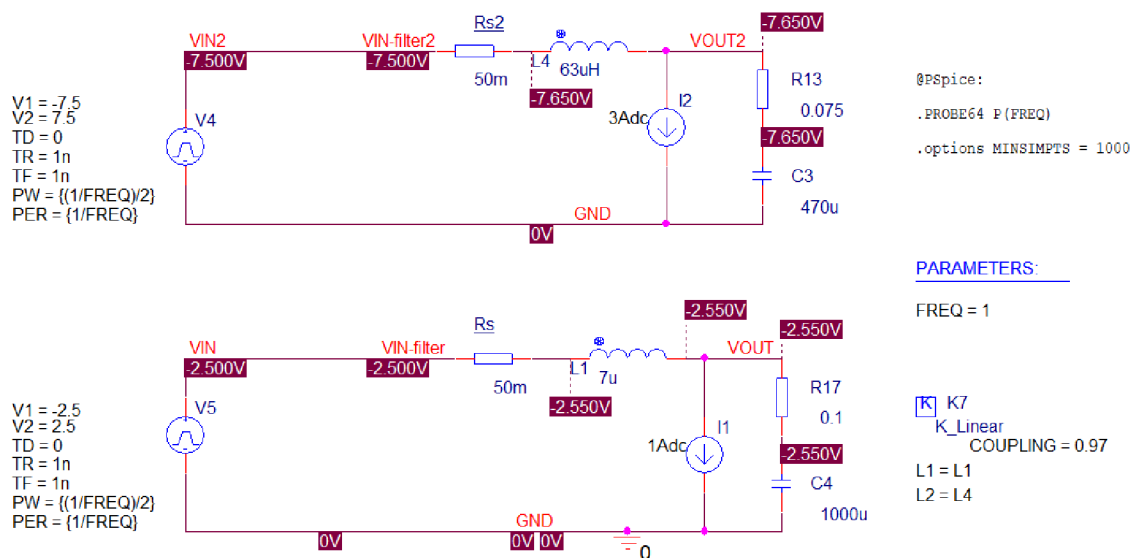
použití není možné získat plnou odezvu z AC analýzy. Jedinou možností je získat tento průběh pomocí kombinace parametrické a časové analýzy. Proto je potřebné získat pro kontrolu odpovídající výsledek z kombinace těchto analýz i se sinusovými zdroji. Tento průběh by měl být v ideálním případě totožný jako předchozí.

Jak bylo již zmíněno, bude zapotřebí parametrické časové analýzy. Kde krokovaným parametrem bude hodnota frekvence. Po spuštění simulace se provede časová analýza pro každou zvolenou hodnotu frekvence. Nyní se nabízí otázka, jak získat z časových průběhů hodnoty přenosu. Ve výsledku se však jedná o poměrně jednoduchý proces. Jelikož je stále použit jako zdroj vstupního signálu sinusový zdroj, je stále zaručeno, že pro danou hodnotu frekvence vstupuje do dvojbranu sinusový průběh odpovídající pouze první harmonické. Jinými slovy pro danou hodnotu parametru frekvence získáme výstupní hodnotu, která dané hodnotě přímo odpovídá. Což však nebude platit při použití pulzního zdroje, jak je vysvětleno později při jeho aplikaci (obrázek 16). Protože je požadováno ověření pozdějších výsledků, je nutné použít stejný proces, který bude možný použít i pro zapojení s pulzním zdrojem. Poměrně jednoduchý přístup je sledovat pouze první harmonickou složku signálu, a to na vstupu i výstupu a podělit jejich amplitudy. Tím se získá čistě hodnota přenosu dané harmonické a veškeré další odezvy a vlivy se eliminují. Tato metoda již může být použita i pro zapojení s pulzním zdrojem. K tomuto odečtu je velice vhodná Rychlá Fourierova transformace známá pod zkratkou FFT. Pomocí této transformace lze jednoduše získat amplitudové spektrum signálu, ze kterého lze jednoduše odečíst požadované hodnoty. Při použití většího množství hodnot parametru může být tato metoda poměrně zdlouhavá, obzvláště při odečítání pomocí kurzorů. Je tedy vhodné optimalizovat počet hodnot parametru a jejich rozložení. V tomto případě bylo zvoleno různých jedenáct hodnot frekvence tak, aby byl výsledný graf dostatečně vypovídající. Lze si povšimnout, že průběhy získané z časové analýzy téměř dokonale kopírují průběhy získané analýzou AC.



Obrázek 15: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru s vazební indukčností pro tranzientní analýzu porovnaná s AC analýzou

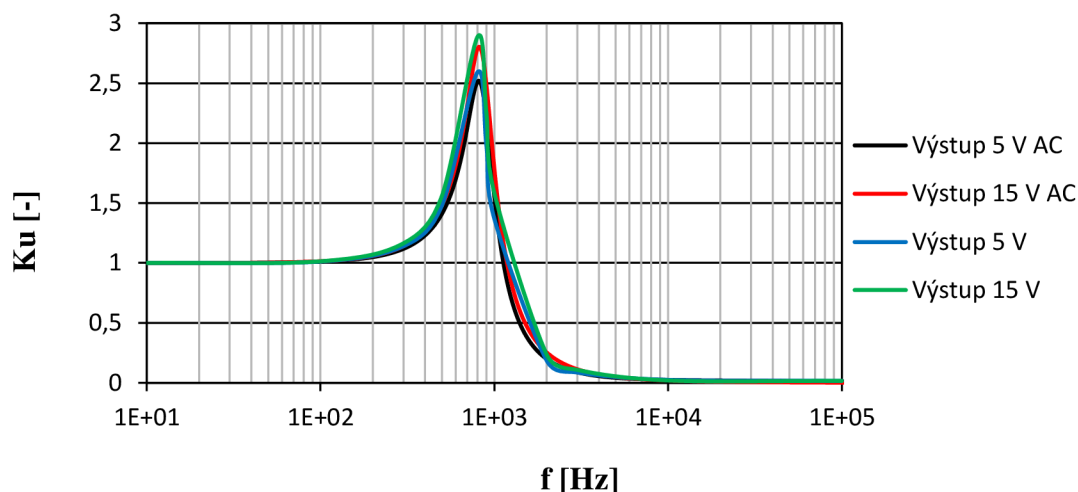
Sinusový zdroj je nyní možné nahradit zdrojem pulzním VPULSE. Tento zdroj lépe vystihuje průběh, který se v zapojení měniče dostává ze sekundárního vinutí transformátoru na vstup LC filtru. V reálném měniči jsou zapojeny mezi sekundárním vinutím a filtrem navíc diody, které se však připojí až v dalším kroku. Ověř se tak, že výměna sinusového zdroje za pulzní nezpůsobí chybu a výsledky jsou správné. Pulznímu zdroji je nutné nastavit vhodné parametry, tak aby bylo možné vytvořit pulzy, které se podobají průběhu ze sekundárního vinutí v měniči. Jako příklad vhodně nastavených parametrů může sloužit následující schéma.



Obrázek 16: Schéma zapojení LC filtru s vazební indukčností a pulzními zdroji

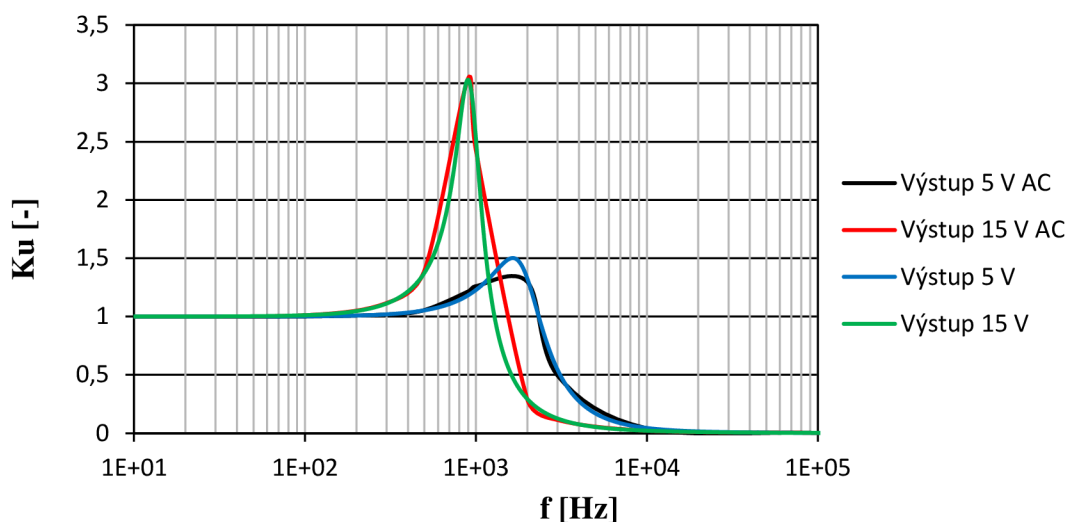
V případě použití pulzního zdroje, nebude odpovídat odezva na danou frekvenci pulzu požadovanému přenosu filtru při této frekvenci. Tedy pulzem, který bude mít periodu odpovídající dané hodnotě frekvence, není vyvolána pouze odezva na první harmonickou o dané frekvenci, nýbrž odezva na veškeré harmonické, ze kterých se obdélkový pulz skládá. Ideální obdélkový pulz se skládá z nekonečna lichých harmonických. Ačkoliv v tomto případě není pulz ideální, lze očekávat mnoho lichých harmonických, které jsou superponovány na první harmonickou. Možnou variantou jak získat přenos filtru může být odečet několika vhodných harmonických jednoho pulzu. Poté podílem hodnot odezev na tyto harmonické a hodnot jejich amplitudy na vstupu by bylo možné získat modulovou přenosovou charakteristiku filtru. Toto řešení však může být problematické, a to z důvodu stále se snižující velikosti amplitudy každé následující harmonické. U vyšších harmonických tak může jednoduše dojít k chybě při odečítání, či dokonce chybě způsobené kompresí dat simulačního programu samotného. Proto byl zvolen postup částečně popsáný při aplikaci sinusového zdroje. Tento postup spočívá v odečtení pouze první harmonické každého pulzu. Tedy nebude pulz pouze jeden, ale pro každou frekvenci bude existovat pulz o periodě, která bude této frekvenci odpovídat. Odečtením pouze první harmonické z tohoto pulzu se pak získá odezva na danou frekvenci a ostatní harmonické ačkoliv projdou filtrem, nezkreslí výsledný

graf přenosu filtru. Simulací předešlého schématu byl získán následující graf přenosu LC filtru.



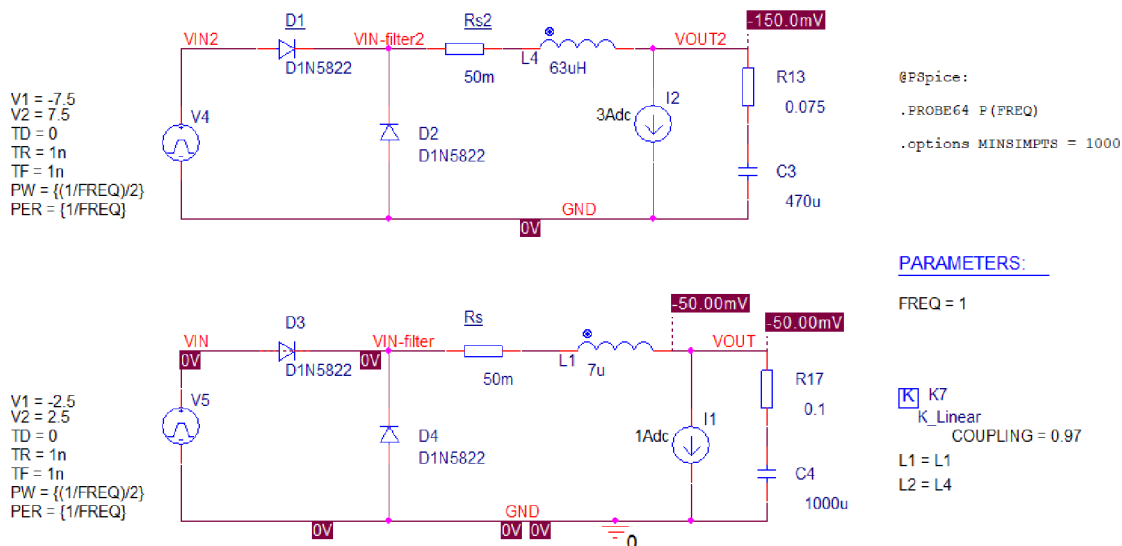
Obrázek 17: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru s vazební indukčností pro tranzientní analýzu s pulzními zdroji porovnaná s AC analýzou

Jako doplňující ověření, že dosavadní proces funguje opravdu správně, je možné změnit určitý parametr, který změni přenosovou charakteristiku filtru. Volba parametru, jehož hodnota se změní, může být různá. V tomto případě byl změněn sériový ekvivalentní odpor kondenzátoru (ESR) v 5V výstupu z hodnoty  $0,1 \Omega$  na hodnotu  $0,01 \Omega$ . Spuštěním analýzy AC a tranzientní (časové) analýzy a následným porovnáním výsledků by ideálně mělo dojít k získání dvou totožných průběhů. Aby byly rozdíly lépe viditelné, byla pro tuto simulaci odstraněna vazba cívek.

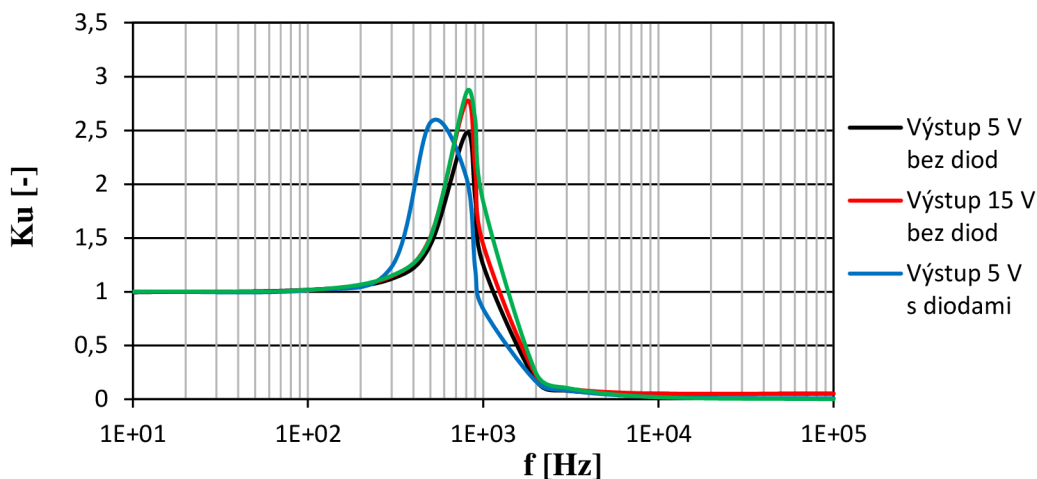


Obrázek 18: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru bez vazební indukčnosti pro tranzientní analýzu s pulzními zdroji porovnaná s AC analýzou při změně ESR

Posledním krokem je přidání diod. Tím se vstupní průběh LC filtru přiblíží velice blízko reálnému. Přidáním diod se však i naruší vazba cívek v jednotlivých výstupech. Obě diody disponují stejnými vlastnostmi, ale na každém výstupu jsou diody připojeny k jiným napětím. Tímto na nich vznikne odlišný úbytek napětí a to způsobí, že bude odlišné napětí na cívkách. Protože se cívky budou snažit napětí vyrovnávat, změní se i přenosová charakteristika LC filtru.



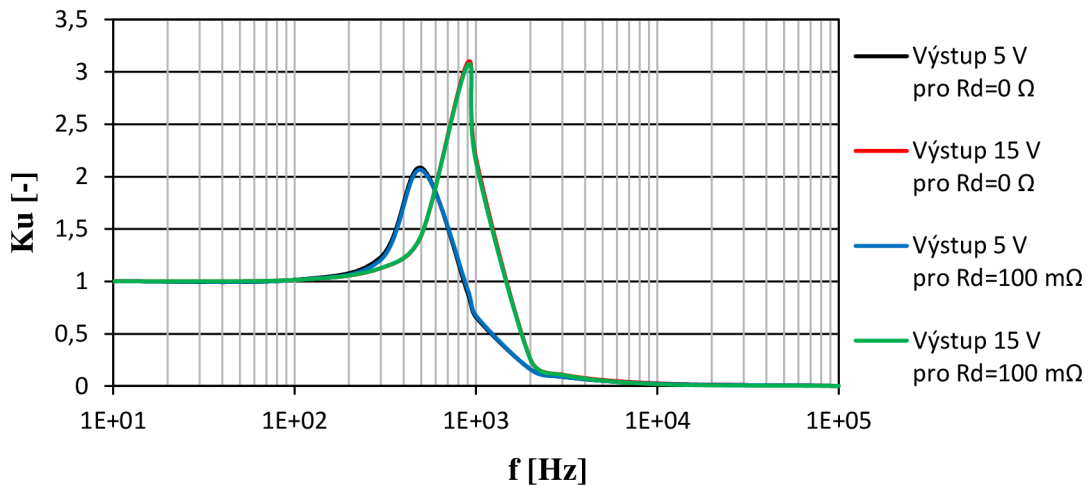
Obrázek 19: Schéma zapojení LC filtru s vazební indukčností, pulzními zdroji a diodami



Obrázek 20: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru s vazební indukčností pro tranzientní analýzu s pulzními zdroji a diodami porovnaná s analýzou bez diod

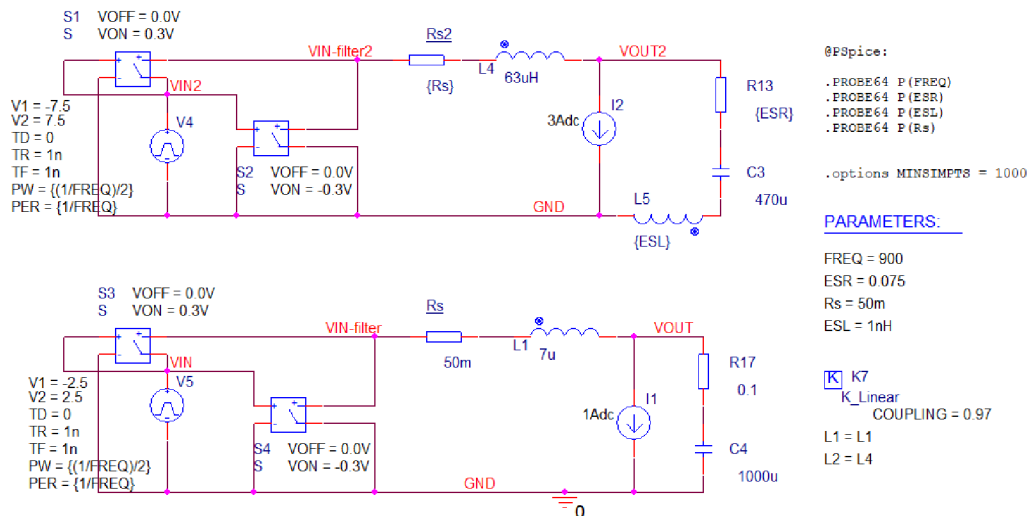
Nyní je již možné sledovat vlivy jednotlivých parazit, které se v tomto obvodu vyskytují. Například naposledy zmíněný odpor diody by dle předchozí úvahy měl při různých hodnotách různě ovlivňovat kvalitu vazby. Je tedy vhodné zvolit hodnoty, ve kterých se může odpor Schottkyho diod pohybovat, a sledovat změnu kvality vazby.

Aby bylo možné hodnotu odporu diod upravovat, nahradí se reálné diody ideálními diodami. Za ideální diodu lze považovat spínač, který bude dle diody v propustném směru sepnut a v závěrném rozepnut. K tomuto spínači se přidá do série rezistor, jehož hodnota odporu bude reprezentovat odpor diody. Jelikož se odpor Schottkyho diod pohybuje v řádu desítek miliohmů, dá se předpokládat, že změna nezpůsobí podstatný rozdíl v přenosu. Mohlo by tedy být dostatečné porovnat například dvě mezní hodnoty. V tomto případě jsou porovnány hodnoty pro  $0 \Omega$  a pro  $100 \text{ m}\Omega$ .



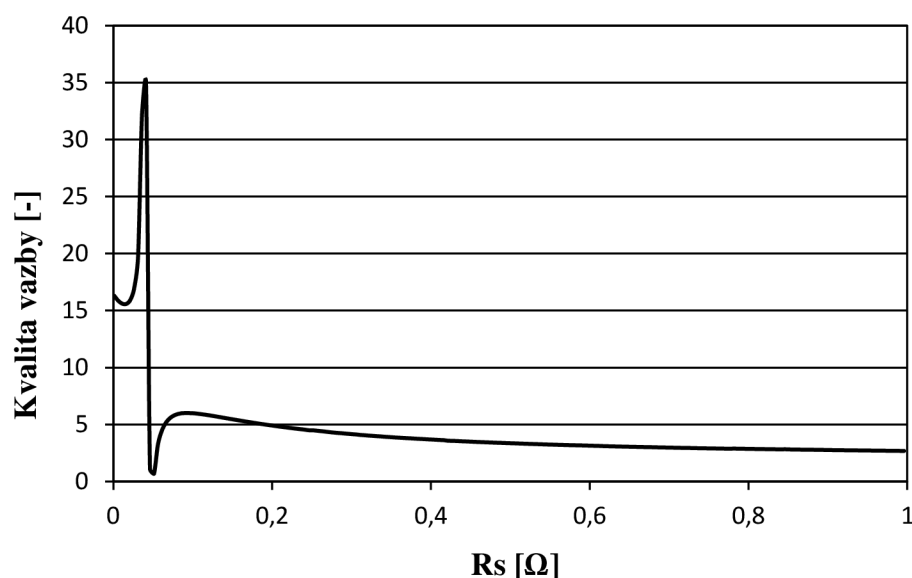
Obrázek 21: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru s vazební indukčností pro tranzientní analýzu s pulzními zdroji při změně hodnoty odporu diody

Jak je zřejmé z grafu, změna odporu diody nemá příliš velký vliv na kvalitu vazby. Nejedná se tedy o významnou parazitní vlastnost. Další parazitní vlastností může být odpor vinutí cívky, který je označován jako  $R_s$ . Tento parametr může být určen nejen délkou vodiče, která se mění s hodnotou indukčnosti, ale například i jeho tloušťkou či materiálem ze kterého je vyroben.



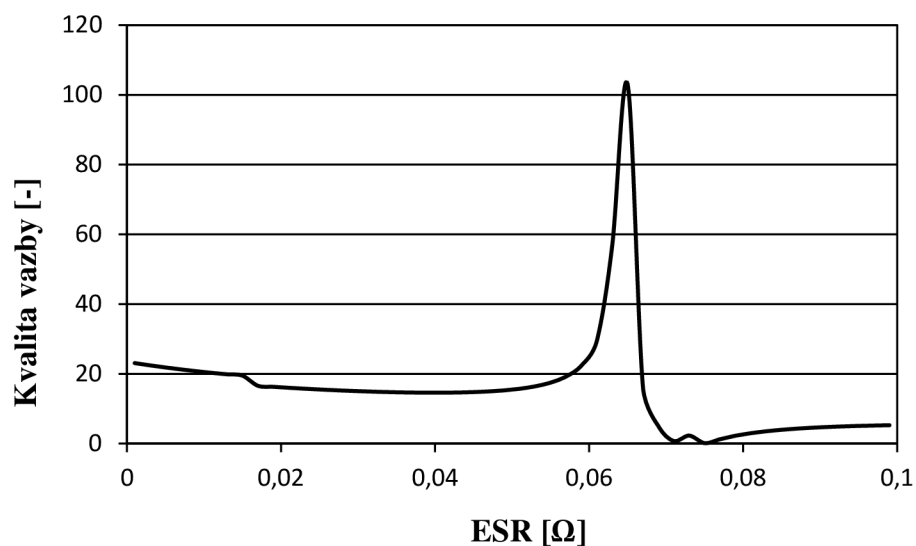
Obrázek 22: Schéma zapojení LC filtru s vazební indukčností, pulzními zdroji a spínači

Aby bylo možné vhodně vyjádřit vliv  $R_s$  na kvalitu vazby bude zapotřebí použít parametrickou analýzu. Parametr krokovaný parametrickou analýzou se změní z frekvence na  $R_s$ . Bude zapotřebí sledovat špičky přenosu, protože změna přenosu vlivem parazity v jednom výstupu se přes vazbu projeví jako změna přenosu v druhém výstupu. V ideálním případě by se parazita měla přenášet přes poměr závitů na druhou. K čemuž však nebude docházet, protože tyto parazity narušují kvalitu vazby. Bude se tedy měnit hodnota přenosu této parazity. Frekvence se nastaví podle požadované špičky ve výstupu. Například podle předchozího grafu se špička 5V výstupu nachází přibližně v 500 Hz a špička 15V výstupu přibližně v hodnotě 800 Hz. Krokování hodnot parametru  $R_s$  se v tomto případě nastavilo od  $1\text{ m}\Omega$  do  $1\ \Omega$ . Krokování parametru se bude provádět pouze v jednom výstupu, aby bylo možné sledovat přenos tohoto parametru přes vazbu. V tomto případě se mění parametr na neregulované větvi a sleduje se přenos na větev regulovanou.



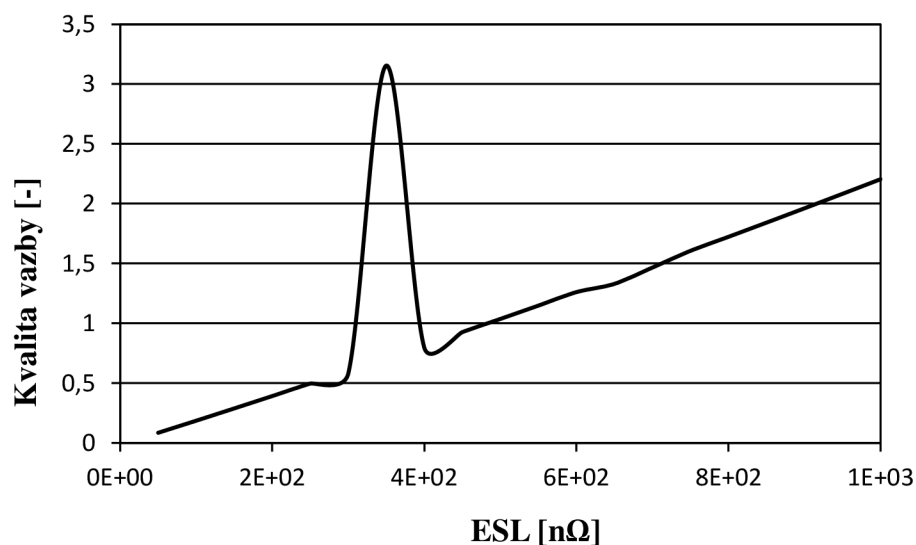
Obrázek 23: Vliv  $R_s$  na kvalitu vazby

Dalším parazitním parametrem může být ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru (ESR). Simulace bude probíhat stejně jako v předchozím případě. Krokovaný parametr se opět změní, tentokrát z  $R_s$  na ESR.



Obrázek 24: Vliv ESR na kvalitu vazby

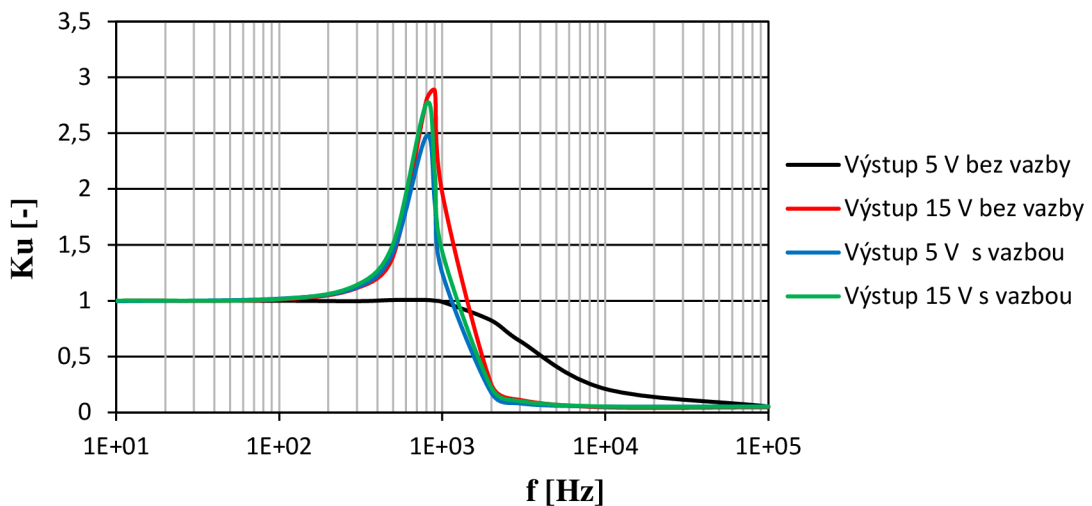
Posledním parazitním jevem, jehož vliv na vazbu můžeme sledovat, je ekvivalentní sériová indukčnost kondenzátoru (ESL). Simulace bude opět stejná jako v případě parametru  $R_s$ .



Obrázek 25: Vliv ESL na kvalitu vazby

### 3.3 Další vlastnosti vazební indukčnosti

V celé předchozí podkapitole bylo použito zapojení s vazbou, proto by v této podkapitole bylo vhodné zobrazit rozdíly mezi nezávislými a vazebními cívkami.

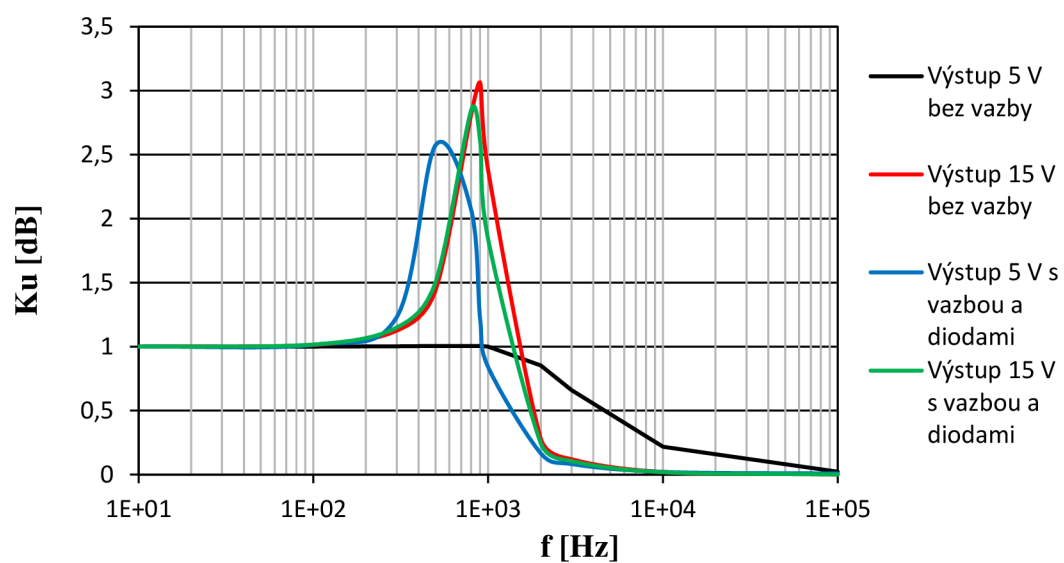


Obrázek 26: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru pro porovnání zapojení s vazbou a bez vazby při tranzientní analýze s pulzními zdroji

Při pohledu na přenosovou charakteristiku běžného měniče s nezávislými cívkami v LC filtru je zřejmé, že při použití nezávislých cívek má každý výstup vlastní frekvenční závislost. Každý filtr tedy má jinou mezní frekvenci a jiný činitel jakosti, z toho důvodu každý filtr propouští na svůj výstup různé harmonické s různými amplitudami. Výstupní napětí tak budou více zvlněná a budou mít odlišný výstupní časový průběh. Zatímco při použití vazebních cívek se frekvenční závislosti jednotlivých výstupů vzájemně ovlivní. Oba výstupy se přibližují ideálnímu chování a vytvoření jednotného rezonančního obvodu. Vlivem rozptylové indukčnosti však vazba není ideální, a proto není možné, aby se vytvořil z obou výstupů jeden rezonanční obvod. Frekvenční závislosti se tak nikdy nebudou úplně překrývat a vždy budou mírně odlišné.

Při použití diod se ještě více naruší vazba, a proto se ještě více odliší frekvenční závislosti obou výstupů. Pojem používaný pro pojmenování takového jevu je „separátní rezonance“. To proto, že výstup má vlastní rezonanci, která je v jiném kmitočtu a jinak velká.





Obrázek 27: Modulová kmitočtová charakteristika LC filtru pro porovnání zapojení s vazbou a diodami a bez vazby při tranzientní analýze s pulzními zdroji

## 4. ZÁVĚR

V práci je popsána problematika propustného měniče s LC filtrem. Popsány jsou nevýhody nezávislých cívek a součástí vysvětlení vazební indukčnosti jsou výhody vyplývající z jejího použití. Velice důležitou výhodou je křížová dynamická regulace, díky které je možno s jednou zpětnou vazbou kontrolovat pokles napětí na více výstupech. Další obrovskou výhodou je snížení nároků na filtrační kondenzátory díky filtraci zvlnění proudu ve výstupu o vyšším napětí. Při návrhu měniče tedy bude vazební indukčnost nepříznivě ovlivňovat cenu zařízení, avšak díky filtraci, kterou lze provádět ve výstupu s vyšším napětím, se sníží nároky na kondenzátory v ostatních výstupech, což cenu zařízení bude redukovat. Výhodou vazebních cívek je taktéž zjednodušené omezení proudu. Jednoduchý omezovač proudu na primární straně zabrání saturaci cívky bez ohledu na to, který výstup je přetížen.

Popsána je také problematika tlumení LC filtru při jeho rezonanci. Zvýšení výstupního napětí při rezonanci je možné vyřešit vhodně navrženým rezistorem a kondenzátorem zapojenými paralelně, což tento problém dostatečně eliminuje.

Pro simulaci je zaveden simulační proces, s jehož pomocí jsou vytvořeny přenosové charakteristiky LC filtru s vazební indukčností.

## Literatura

- [1] ZÁPECA, Jan. *Spínaný zdroj s digitální řídicí smyčkou*. Brno, 2012. Dostupné také z:  
[https://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=53716](https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=53716).  
Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [2] ZHANG, Zhe. *Coupled-inductor Magnetics in Power Electronics*. Pasadena, California, 1986. 243 s. Dostupné také z:  
[https://thesis.library.caltech.edu/928/3/Zhang\\_Z\\_1987.pdf](https://thesis.library.caltech.edu/928/3/Zhang_Z_1987.pdf) Disertační práce. California Institute of Technology.
- [3] RAHIMI, Amir, Parviz PARTO a Peyman ASADI. *Compensator Design Procedure for Buck Converter with Voltage-Mode Error-Amplifier*. 36 s. AN-1162. Dostupné také z: <https://www.infineon.com/dgdl/an-1162.pdf?fileId=5546d462533600a40153559a8e17111a>
- [4] BORAGE, Mangesh, Sunil TIWARI a S. KOTAIAH. Damping of Power-Converter Front-End Averaging Filters. In: *EETimes.com* [online]. 29.07.2002 [cit. 2020-12-16].  
Dostupné z: <https://www.eetimes.com/damping-of-power-converter-front-end-averaging-filters/>
- [5] SCLOCCHI, Michele. *Input Filter Design for Switching Power Supplies* [online]. Dallas, 2010. 21 s. [cit. 2020-12-16]. SNVA538. Dostupné z:  
[https://www.ti.com/lit/an/snva538/snva538.pdf?ts=1608018520315&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.startpage.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/snva538/snva538.pdf?ts=1608018520315&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.startpage.com%252F)
- [6] RIDLEY, Raymond B. *A New Small-Signal Model for Current-Mode Control*. Blacksburg, 1999. Dostupné také z:  
[http://ridleyengineering.com/images/current\\_mode\\_book/CurrentModeControl.pdf](http://ridleyengineering.com/images/current_mode_book/CurrentModeControl.pdf). Disertační práce. Virginia Polytechnic Institute and State University.

# SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

## Zkratky:

AC	střídavý proud
DC	stejnsměrný proud
FFT	Rychlá Fourierova transformace
MLCC	vícevrstvý keramický kondenzátor
PWM	pulzní šířková modulace

## Symboly:

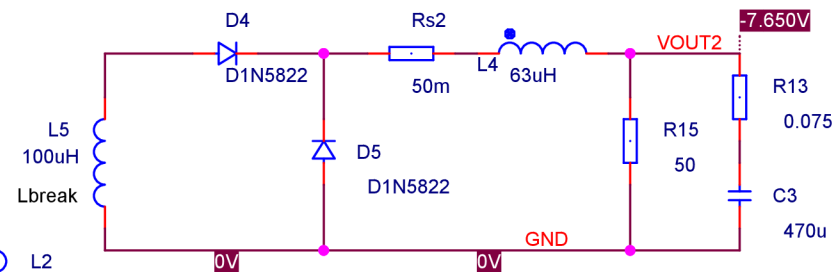
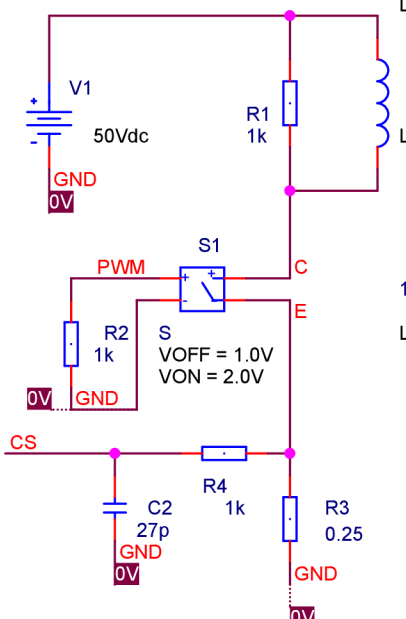
$C$	kapacita	(F)
$ESR$	ekvivalentní sériový odpor	( $\Omega$ )
$ESL$	ekvivalentní sériová indukčnost	(H)
$f$	frekvence	(Hz)
$f_s$	frekvence spínání	(Hz)
$I$	proud	(A)
$L$	indukčnost	(H)
$R$	odpor	( $\Omega$ )
$R_s$	odpor vinutí cívky	( $\Omega$ )
$U$	napětí	(V)
$U_{in}$	vstupní napětí měniče	(V)
$U_{in1}$	napětí sekundárního vinutí prvního výstupu	(V)
$U_{in2}$	napětí sekundárního vinutí druhého výstupu	(V)
$U_{osc}$	oscilační napětí	(V)

# SEZNAM PŘÍLOH

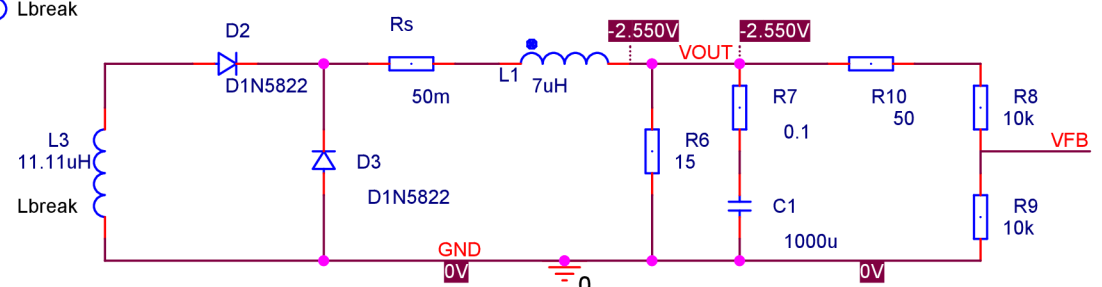
PŘÍLOHA A - SCHÉMA ZAPOJENÍ CELÉHO MĚNIČE.....	45
--	----

## **Příloha A - Schéma zapojení celého měniče**

K6  
K\_Linear  
COUPLING = 1  
L3 = L2  
L2 = L5  
L1 = L3

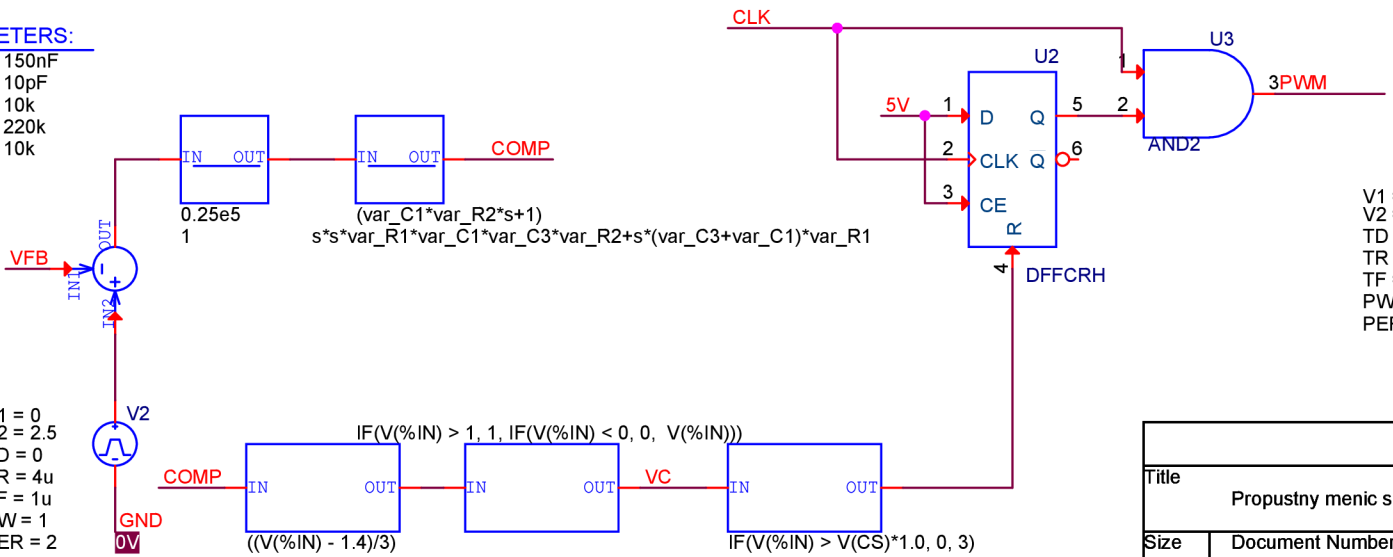


K7  
K\_Linear  
COUPLING = 0.97  
L1 = L1  
L2 = L4

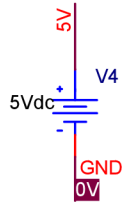


**PARAMETERS:**

var\_C1 = 150nF  
var\_C3 = 10pF  
var\_R1 = 10k  
var\_R2 = 220k  
var\_R4 = 10k



V1 = 0  
V2 = 2.5  
TD = 0  
TR = 4u  
TF = 1u  
PW = 1  
PER = 2



Title		
Propustny menic s vazebni indukcnosti		
Size	Document Number	Rev
A	1	1
Date:	Tuesday, June 01, 2021	Sheet 1 of 1