



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

MODELÝ STEJNOSMĚRNÝCH TRANZISTOROVÝCH MĚNIČŮ V PROGRAMU SIMULINK

MODELS OF DC TRANSISTOR CONVERTERS IN SIMULINK PROGRAM

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Martin Loup

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Huták, Ph.D.

BRNO 2020

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Martin Loup

ID: 186444

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Modely stejnosměrných tranzistorových měničů v programu Simulink

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se grafickým uživatelským rozhraním a power-system knihovnou programu Simulink.
2. Vytvořte obvodové modely základních DC měničů s tlumivkou nebo transformátorem, včetně regulačních smyček.
3. Vytvořte ovládací program v MATLAB GUI pro zadávání parametrů a konfigurace měničů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Skalický, J.: Teorie řízení, skripta FEKT, 2002

[2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

[3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Petr Huták, Ph.D.

doc. Ing. Ondřej Vitek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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

Diplomová práce je zaměřena na vytvoření modelů stejnosměrných měničů a ovládacího programu pro zadávání parametrů a jejich konfiguraci. První kapitola je teoretická a zabývá se popisem programu Matlab. Druhá kapitola je věnována stejnosměrným měničům. Je zde popsána jejich funkce a jsou odvozeny potřebné vztahy pro návrh. To vše je doplněno o výpočet ztrát vedením v polovodičových prvcích a o návrh regulátoru napětí a proudu. Poslední dvě části se zabývají popisem vytvořených modelů v prostředí Simulink a ovládacího programu v grafickém prostředí. Celý vytvořený program umí upravovat a přepočítávat parametry měničů, vypočítat ztráty vedením na polovodičových prvcích, provést simulaci modelu nebo ho otevřít.

Klíčová slova

Matlab, Simulink, Simscape, GUIDE, DC/DC měnič, snižující měnič, zvyšující měnič, měnič se společnou tlumivkou, měnič ČUK, měnič SEPIC, měnič ZETA, jednočinný propustný měnič, jednočinný blokující měnič, dvojitý propustný měnič, ztráty vedením na polovodičových prvcích, regulace

Abstract

The master's thesis is focused on the creation of models of DC/DC converters and control program for input parameters and their configuration. The first part is theoretical and she is dedicated to the description of the program Matlab. The second chapter is dedicated to DC/DC converters. Their function is described there and the necessary equations for the design are derived. All of this is complemented by the calculation of line losses in semiconductor elements and the design of voltage and current regulator. The last two parts deal with the description of the created models in Simulink and control program in a graphical environment. The created program is able to edit and recalculate parameters of the converters, calculate line losses on semiconductor components, perform a model simulation or open it.

Keywords

Matlab, Simulink, Simscape, GUIDE, DC/DC convertor, step-down convertor, step-up converter, converter with conventional inductor, CUK converter, SEPIC converter, ZETA converter, forward converter, flyback converter, full-bridge converter, line losses in semiconductor elements, control

Bibliografická citace:

LOUP, Martin. *Modely stejnosměrných tranzistorových měničů v programu Simulink*. Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/125812>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Petr Huták.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Modely stejnosměrných tranzistorových měničů v programu Simulink“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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: **1. června 2020**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Petru Hutákovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: **1. června 2020**

.....

podpis autora

Obsah

1.	Úvod	17
2.	Matlab.....	18
2.1	Grafické uživatelské rozhraní (GUI).....	18
2.2	Simulink.....	18
2.2.1	Simscape.....	18
2.2.2	Knihovna Power Systems.....	20
3.	Stejnoseměrné měniče.....	21
3.1	Základní vlastnosti stejnosměrných měničů.....	21
3.1.1	Rozdělení měničů podle pracovních kvadrantů.....	21
3.1.2	Tranzistorový spínač	22
3.2	Stejnoseměrné měniče bez transformátoru.....	23
3.2.1	Snižující měnič.....	23
3.2.1.1	Určení indukčnosti L.....	24
3.2.1.2	Určení kondenzátoru C.....	25
3.2.2	Zvyšující měnič.....	26
3.2.2.1	Určení indukčnosti L.....	27
3.2.2.2	Určení kondenzátoru C.....	28
3.2.3	Měnič se společnou tlumivkou	29
3.2.3.1	Určení indukčnosti L.....	30
3.2.3.2	Určení kondenzátoru C.....	30
3.2.4	Měnič ČUK.....	31
3.2.4.1	Určení indukčnosti L a L_2	32
3.2.4.2	Určení kondenzátoru C a C_2	33
3.2.5	Měnič SEPIC	33
3.2.5.1	Určení indukčnosti L a L_2	34
3.2.5.2	Určení kondenzátoru C a C_2	35
3.2.6	Měnič ZETA.....	35
3.2.6.1	Určení indukčnosti L a L_2	36

3.2.6.2	Určení kondenzátoru C a C_2	36
3.3	Stejnoseměrné měniče s transformátorem.....	38
3.3.1	Jednočinný propustný měnič	38
3.3.1.1	Určení indukčnosti L.....	41
3.3.1.2	Určení kondenzátoru C.....	42
3.3.1.3	Určení transformátoru Tr.....	42
3.3.2	Jednočinný blokující měnič	44
3.3.2.1	Určení kondenzátoru C.....	47
3.3.2.2	Určení transformátoru Tr.....	48
3.3.3	Dvojčinný propustný měnič.....	50
3.3.3.1	Spínací algoritmy	52
3.3.3.2	Určení tlumivky L a kondenzátoru C.....	53
3.3.3.3	Určení transformátoru Tr.....	54
3.4	Regulace	56
3.4.1	Regulace proudu	56
3.4.2	Regulace napětí	58
3.5	Ztráty vedením polovodičových prvků	59
3.5.1	Dioda	60
3.5.2	Tranzistor MOS-FET	60
4.	Modely v Simulinku.....	63
4.1	Základní prvky vytvořených modelů	64
4.1.1	Zdroj stejnosměrného napětí.....	65
4.1.2	Tranzistor MOS-FET	65
4.1.3	Transformátor	65
4.1.4	Dioda	66
4.1.5	Rezistor.....	66
4.1.6	Cívka	66
4.1.7	Kondenzátor.....	66
4.2	Blok regulace	67
4.3	Blok zobrazení průběhů.....	68

5.	Vytvořený řídicí program.....	69
5.1	Okno k výběru typu měniče.....	69
5.2	Okno k ovládání a spouštění simulace	70
6.	Závěr.....	74

Seznam symbolů a zkratek

Zkratky:

AC	...	alternate circuit
C	...	označení kondenzátoru
D	...	označení diody
DC	...	district circuit
Dr	...	označení kolektoru u tranzistoru MOS-FET (drain)
F _C	...	přenosová funkce kondenzátoru
F _I	...	náhradní přenosová funkce proudové smyčky
F _L	...	přenosová funkce cívky
F _M	...	přenosová funkce měniče
F _{OM}	...	přenosová funkce metody optimálního modulu
F _{RI}	...	přenosová funkce regulátoru proudu
F _{RU}	...	přenosová funkce regulátoru napětí
F _{SI}	...	přenosová funkce soustavy proudové smyčky
F _{SO}	...	přenosová funkce metody symetrického optima
F _{SU}	...	přenosová funkce soustavy napěťové smyčky
f	...	funkce
G	...	označení báze u tranzistoru MOS-FET (gate)
GUI	...	graphical user interface
GUIDE	...	graphical user interface development environment
I	...	označení integračního regulátoru
K _M	...	zesílení měniče
L	...	označení cívky
LC	...	kombinace cívky L a kondenzátoru C
MOS-FET	...	metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
P	...	označení proporcionálního regulátoru
PS	...	physical system
PWM	...	pulzně šířková modulace
R	...	označení rezistoru
R _Z	...	označení rezistoru zátěže
S	...	označení kolektoru u tranzistoru MOS-FET (source)
SEPIC	...	single ended primary inductor converter

T	...	označení tranzistoru
TP	...	označení textového pole
Tr	...	označení transformátoru
U _d	...	označení zdroje stejnosměrného napětí
VA	...	volt ampérová

Symboly:

B	...	magnetická indukce	[T]
B_{max}	...	maximální indukce	[Wb]
B_r	...	remanentní indukce	[Wb]
C	...	kapacita kondenzátoru	[F]
f_{PWM}	...	frekvence pulzně šířkové modulace	[Hz]
H	...	magnetická intenzita	[A/m]
I	...	proud	[A]
I_d	...	střední hodnota proudu z napájecího zdroje	[A]
I_{ef}	...	efektivní hodnota proudu	[A]
I_L	...	naměřená hodnota proudu na cívce	[A]
$I_{Lž}$...	žádaná hodnota proudu na cívce	[A]
I_{max}	...	maximální hodnota proudu	[A]
$I_{stř}$...	střední hodnota proudu	[A]
I_Z	...	střední hodnota proudu zátěží	[A]
i_C	...	proud kondenzátorem	[A]
i_D	...	proud diodou	[A]
i_d	...	proud z napájecího zdroje	[A]
i_T	...	proud tranzistorem	[A]
i_Z	...	proud zátěží	[A]
i_1	...	proud primárním vinutím transformátoru	[A]
i_2	...	proud sekundárním vinutím transformátoru	[A]
L	...	indukčnost cívky	[H]
l_{Fe}	...	střední délka siločáry	[m]
N	...	počet závitů	[-]
$P_{ztr,ved}$...	ztráty vedením	[W]
p	...	komplexní číslo v Laplaceově transformaci	[-]

R_d	...	dynamický odpor	[Ω]
R_m	...	magnetický odpor	[H^{-1}]
R_Z	...	odpor zátěže	[Ω]
S_{Fe}	...	průřez jádra	[m^2]
s	...	střída	[-]
s_{max}	...	maximální hodnota střída	[-]
T_{PWM}	...	perioda pulzně šířkové modulace	[s]
t	...	čas	[s]
t_{VYP}	...	doba vypnutého tranzistoru	[s]
t_{ZAP}	...	doba sepnutého tranzistoru	[s]
$t_{ZAP,max}$...	maximální doba sepnutí tranzistoru	[s]
U_d	...	napětí napájecího zdroje	[V]
U_m	...	magnetické napětí	[A]
U_p	...	prahové napětí	[V]
U_Z	...	střední hodnota napětí na zátěži	[V]
U_{ZZ}	...	žádaná střední hodnota napětí na zátěži	[V]
u_C	...	napětí na kondenzátoru	[V]
u_{CE}	...	napětí na tranzistoru	[V]
u_L	...	napětí na cívce	[V]
u_Z	...	napětí na zátěži	[V]
u_1	...	napětí primárním vinutím transformátoru	[V]
u_2	...	napětí sekundárním vinutím transformátoru	[V]
u_3	...	usměrněné napětí $u_2(t)$	[V]
ΔB	...	změna magnetické indukce	[T]
ΔI	...	zvlnění proudu na cívce	[A]
ΔQ	...	přírůstek náboje na kondenzátoru	[C]
ΔU	...	zvlnění napětí na zátěži	[V]
ΔU_d	...	rozsah vstupního napětí	[V]
$\Delta U_{\bar{r}}$...	rozsah řídicího napětí do měniče	[V]
$\Delta \Phi$...	změna magnetického toku	[Wb]
$\Delta \Psi$...	změna spřaženého magnetického toku	[Wb]
λ_m	...	magnetická vodivost	[H]

$\mu_{r,Fe}$...	relativní permeabilita materiálu	[-]
μ_0	...	permeabilita vakua	[H/m]
τ_M	...	časová konstanta měniče	[s]
τ_σ	...	časová konstanta pro metody návrhu regulátoru	[s]
Φ	...	magnetický tok	[Wb]
Ψ	...	spřažený magnetický tok	[Wb]

Seznam obrázků

Obr. 2-1: Kategorie v knihovně Simscape	19
Obr. 2-2: Použité základní bloky z knihovny Utilities	19
Obr. 2-3: Obsah knihovny Power Systems	20
Obr. 3-1: Blokové schéma stejnosměrného měniče [11].....	21
Obr. 3-2: Pracovní kvadranty a funkce zátěže ve VA charakteristice [11] [12].....	21
Obr. 3-3: Tranzistorový spínač: a) horní, b) dolní [11] [12].....	22
Obr. 3-4: Snižující měnič vytvořen ze spínače: a) horního, b) dolního [11]	22
Obr. 3-5: Schéma zapojení snižujícího měniče [11].....	23
Obr. 3-6: Časový průběh výstupního proudu z měniče [12].....	25
Obr. 3-7: Vybrané idealizované časové průběhy snižujícího měniče [12].....	25
Obr. 3-8: Schéma zapojení zvyšujícího měniče [11].....	26
Obr. 3-9: Vybrané idealizované časové průběhy zvyšujícího měniče [17]	28
Obr. 3-10: Schéma zapojení měniče se společnou tlumivkou [11].....	29
Obr. 3-11: Schéma zapojení měniče ČUK [11]	31
Obr. 3-12: Schéma zapojení měniče SEPIC [17].....	34
Obr. 3-13: Schéma zapojení měniče ZETA [19].....	35
Obr. 3-14: Schéma zapojení jednočinného propustného měniče [25].....	38
Obr. 3-15: Průběhy napětí na sekundární straně transformátoru u jednočinného propustného měniče [25].....	39
Obr. 3-16: Vyznačena cesta proudu při sepnutých tranzistorech [13] [25]	40
Obr. 3-17: Jednočinný propustný měnič s vyznačenými cestami proudu při rozepnutých tranzistorech [13] [25]	41
Obr. 3-18: Průběh napětí na primárním vinutí transformátoru a magnetické indukce u jednočinného propustného měniče [12] [25].....	43
Obr. 3-19: Schéma zapojení jednočinného blokujícího měniče [25]	45
Obr. 3-20: Cesta proudu v jednočinném blokujícím měniči pokud je tranzistor T: a) sepnut, b) rozepnut [13]	46
Obr. 3-21: Idealizovaný průběh napětí na primárním vinutí transformátoru v jednočinném blokujícím měniči [24].....	47

Obr. 3-22: Průběhy proudů ve vinutích transformátoru u jednočinného blokujícího měniče [12] [24]	48
Obr. 3-23: Schéma zapojení dvojjinného propustného měniče [12] [25]	50
Obr. 3-24: Průběhy napětí na výstupní straně dvojjinného propustného měniče při zatížení [12] [25]	51
Obr. 3-25: Cesta proudu ve dvojjinném propustném měniči při sepnuté uhlopříčce tranzistorů [13]	52
Obr. 3-26: Spínací algoritmus tranzistorů ve dvojjinném propustném měniči: a) první, b) druhý [25].....	53
Obr. 3-27: Průběh napětí na primárním vinutí transformátoru a magnetické indukce u dvojjinného propustného měniče [12] [25]	54
Obr. 3-28: Uspořádání regulátorů.....	56
Obr. 3-29: Struktura proudové regulace	57
Obr. 3-30: Struktura napěťové regulace	58
Obr. 4-1: Bloky Regulace a Zobrazení průběhů v Simulinku.....	63
Obr. 4-2: Použité bloky k vytvoření modelů z knihovny Simscape.....	64
Obr. 4-3: Značka MOS-FET v Simulinku s označenými vstupy [1] [17]	65
Obr. 4-4: Vytvořené schéma regulace	67
Obr. 4-5: Doplnění bloku regulace o spínání tranzistorů podle prvního řídicího algoritmu u dvojjinného propustného měniče	68
Obr. 4-6: Regulace spínání tranzistorů podle druhého řídicího algoritmu u dvojjinného propustného měniče	68
Obr. 5-1: Prvotní vzhled okna pro výběr měniče	69
Obr. 5-2: Okno pro výběr měniče s transformátorem	70
Obr. 5-3: Okno zobrazené při výběru dvojjinného propustného měniče	71
Obr. 5-4: Vyznačené panely pro úpravu parametrů	72
Obr. 5-5: Okno s otevřeným panelem algoritmy.....	73

Seznam tabulek

Tabulka 3-1: Shrnutí vztahů mezi vstupním napětím a střední hodnotou výstupního napětí měniče a vztahů pro střidu u měničů bez transformátoru.....	37
Tabulka 3-2: Shrnutí vztahů pro indukčnosti a kapacity v měničích bez transformátoru.....	37
Tabulka 3-3: Shrnutí vztahů mezi vstupním napětím a střední hodnotou výstupního napětí měniče a vztahů pro střidu u měničů s transformátorem.....	55
Tabulka 3-4: Shrnutí vztahů pro indukčnosti a kapacity v měničích s transformátorem.....	55
Tabulka 3-5: Shrnutí vztahů pro transformátor v měničích s transformátorem.....	56
Tabulka 3-6: Vztahy pro proudy na polovodičových prvcích pro měniče bez transformátoru [11] [12].....	61
Tabulka 3-7: Vztahy pro proudy na polovodičových prvcích pro měniče s transformátorem [12] [25].....	62
Tabulka 4-1: Přehled prvotních parametrů měničů bez transformátoru.....	63
Tabulka 4-2: Přehled prvotních parametrů měničů s transformátorem.....	64

1. ÚVOD

Svět bez výkonové elektroniky si dnes nelze ani představit. Výkonová elektronika se zabývá především přeměnou parametrů elektrické energie (kmitočet, napětí, ...). Zařízení určené pro tyto účely nazýváme měniče. Lze je dále dělit podle účelu (AC/AC, AC/DC, DC/AC, DC/DC) a podle napěťové hladiny nebo výkonu. Tato práce se zabývá DC/DC měniči nízkého napětí a malého až středního výkonu. Při návrhu je vhodné vytvořit model, díky kterému můžeme snadněji odhalit chybu v návrhu či vyzkoušet jeho funkci.

Cílem této diplomové práce je vytvořit modely stejnosměrných tranzistorových měničů včetně regulace a řídicího programu. Součástí vytvořeného modelu bude i regulace proudu a napětí. Řídicí program má sloužit k simulaci a změně parametrů měničů. Vytvořené modely musí být přizpůsobeny práci s vytvořeným programem a musí spolu navzájem komunikovat.

Úvodní část se v krátkosti zabývá programem Matlab. Je zde popsána jeho funkce a jeho podprogramy Simulink a grafické prostředí. V Simulinku se zaměřuji spíše na knihovnu Simscape, kterou jsem použil k vytvoření modelů měničů. Informace o grafickém prostředí jsou zde shrnuty také velmi stručně, protože touto tematikou jsem se zabýval ve své bakalářské práci.

Druhá část obsahuje stejnosměrné měniče, které jsou rozděleny do dvou kapitol podle toho, jestli obsahují transformátor či nikoli. Ke každému měniči je uveden popis jeho funkce. Dále jsou uvedeny vztahy k návrhu jednotlivých prvků obvodu. Tyto vztahy jsou na konci celé kapitoly shrnuty do tabulky. Pro všechny měniče je následně odvozena regulace proudu a napětí. Dále je zde doplněn dopočet ztrát vedením na polovodičových prvcích. Pro tento účel je zapotřebí znát střední a efektivní hodnotu proudu tekoucí přes danou součástku. Vztahy pro jejich výpočet jsou opět uvedeny na konci kapitoly v tabulce.

Poslední dvě kapitoly obsahují vytvořené modely v Simulinku a popis vytvořeného řídicího programu. Nalezneme zde i informace o použitých prvcích pro tvorbu jednotlivých modelů v prostředí Simulink. Jsou zde popsány i jejich vstupy, parametry a jejich vliv na daný blok. V poslední kapitole nalezneme návod k použití jednotlivých komponent v řídicím programu a jejich vliv na ostatní okna. Tudíž je tato část důležitá pro správné ovládání celého programu.

2. MATLAB

Matlab je vyvíjen společností *MathWorks*. Jedná se o interaktivní program, který používá stejnojmenný skriptovací jazyk. Tento jazyk je založen na vektorech a maticích, díky kterým lze nejpřirozeněji řešit vědecké a technické problémy. Program sjednocuje technické výpočty, vizualizaci dat a programovací jazyk do jediného prostředí. Velkou výhodou je kvalitně zpracovaná dokumentace a pomoc, která je zpracována i online na adrese <https://www.mathworks.com/help>.

Program nabízí spoustu aplikačních knihoven, které umožňují jeho využití v mnoha aplikačních směrech. Mezi tyto funkce patří i simulační platforma Simulink nebo tvorba aplikací GUI. [1] [2] [3]

2.1 Grafické uživatelské rozhraní (GUI)

Grafické uživatelské prostředí slouží pro vytváření aplikací. Tvorba takové aplikace je možná dvěma způsoby. První z nich je tzv. ruční tvorba. To znamená, že jednotlivé parametry a objekty přidáváme přímo z editoru zdrojového textu.

V této práci je ovšem použit druhý způsob, který využívá automatického generování grafických objektů. Tento editor se jmenuje GUIDE a stejným příkazem lze vyvolat i jeho základní okno v Matlabu. V tomto základním okně je umístěna i lišta s jednotlivými komponenty, které pomocí myši umístíme a nastavíme jim parametry a vlastnosti. Po uložení tohoto okna se vytvoří stejnojmenný M-file, kde se definují zpětná volání na odezvy z aplikace.

Prostředí GUIDE a i stejnojmenná funkce budou od verze R2019b programu Matlab odstraněny. Jako náhrada tohoto prostředí zde bude Návrhář aplikací (App designer). Již vytvořené aplikace v prostředí GUIDE budou nadále běžet, ale nebude možno je dále upravovat. Ovšem lze vytvořenou aplikaci převést do již zmíněného návrháře. [1] [6] [7]

2.2 Simulink

Simulink je jedním z nejznámějších rozšíření programu Matlab. Jedná se o nadstavbu ve směru simulace a modelování dynamických systémů. Provádí tedy časovou simulaci vytvořeného modelu, který může být popsán pomocí rovnic či sestaven z bloků reprezentujících jednotlivé systémy.

Základní částí Simulinku je grafický editor, do kterého se umisťují bloky z knihoven. Jelikož je toto rozšíření úzce propojeno s programem Matlab, tak lze začlenit jednotlivé algoritmy do simulace a následně exportovat výsledky zpět. V této práci jsou použity i bloky z knihovny Simscape. [1] [3] [8]

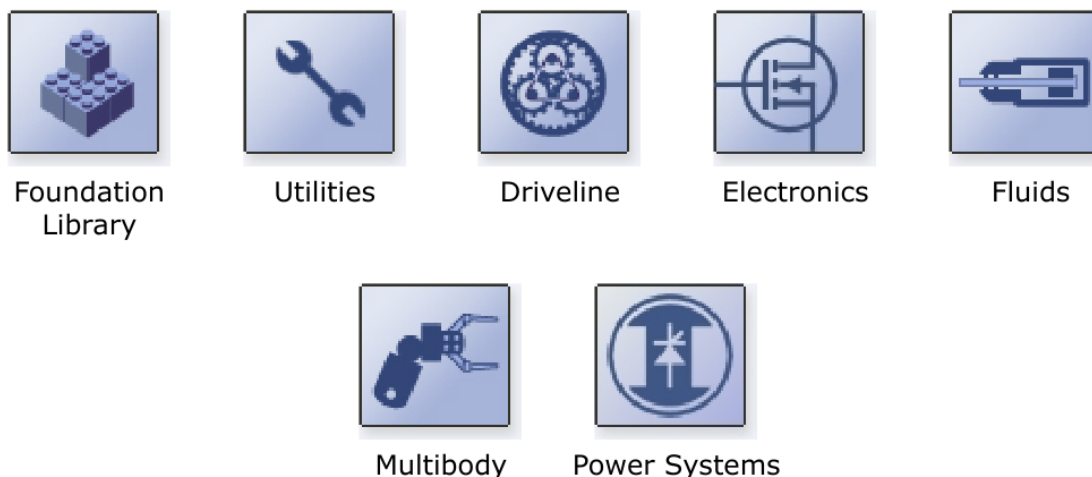
2.2.1 Simscape

Simscape je sada blokových knihoven a speciálních simulačních funkcí pro modelování fyzikálních systémů. Využívá se zde přístupu fyzické sítě, která se liší od standardního přístupu a je velmi vhodná pro simulace systémů, které se skládají z reálných komponent.

Zatímco klasické bloky Simulinku představují základní matematické operace s výsledným diagramem, který odpovídá ekvivalentnímu matematickému modelu či navrhovanému systému, prvky knihovny Simscape umožňují vytvořit síťové

zastoupení navrhovaného systému na základě již zmíněné fyzické sítě. Podle této sítě je každý systém tvořen fyzikálními prvky, které vzájemně komunikují a mění si informace. Napodobují tedy rozložení fyzického systému.

Počet připojovacích portů na každém prvku je dán počtem toků energií, které si tento blok vyměňuje s ostatními prvky v obvodu. Dále jejich počet závisí také na velikosti idealizace dané součástky.



Obr. 2-1: Kategorie v knihovně Simscape

V tomto případě je hlavně využita kategorie Power Systems. Ovšem musí se použít i bloky z jiných knihoven. Například z knihovny Utilities se musí použít bloky Solver Configuration, PS-Simulink Converter a Simulink-PS Converter. Tyto bloky jsou znázorněny na Obr. 2-2.



Obr. 2-2: Použité základní bloky z knihovny Utilities

Solver Configuration je blok, který musí být ve vytvořeném schématu knihovny Simscape připojen právě jednou (na jedno schéma). Místo připojení není pevně definováno, tedy záleží pouze na nás, kam ho připojíme. Tento blok specifikuje parametry řešiče, které vytvořený fyzický model potřebuje pro zahájení simulace. U tohoto bloku se nejčastěji využívá základního nastavení, protože takto nastavený blok je vhodný pro propojení knihovny Simscape s ostatními knihovnami.

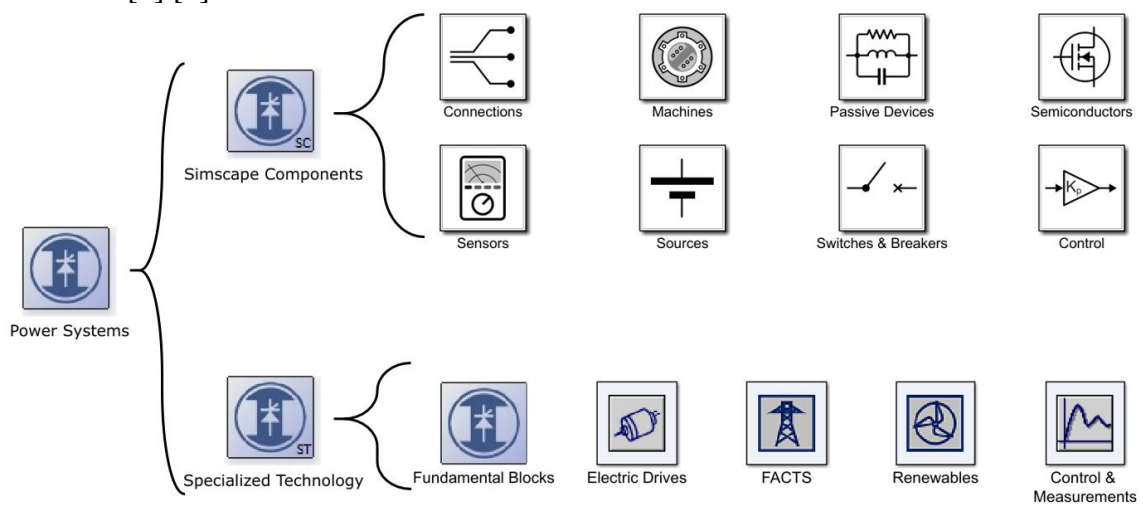
Další dva bloky (PS-Simulink a Simulink-PS Converter) slouží pro převod fyzického signálu na signál Simulink a naopak. Díky těmto blokům navzájem propojujeme bloky knihovny Simulink a Simscape, což znamená, že můžeme zobrazovat, importovat či dále zpracovávat vstupy i výstupy. [1] [2] [9]

2.2.2 Knihovna Power Systems

Tato knihovna obsahuje komponenty a analytické nástroje pro modelování a simulaci elektrických systémů. Nalezneme zde i modely výkonových součástí, třífázových strojů a elektrických pohonů.

Power Systems pomáhá vyvíjet řídicí systémy a testovat je na úrovni systému. Veškeré prvky lze parametrizovat opět z prostředí Matlab, čímž lze navrhnout kompletní řídicí systém pro elektrickou soustavu. Do modelů lze integrovat jakékoliv jiné fyzikální systémy z knihovny Simscape (mechanické, hydraulické či tepelné).

Celý tento blok se dále dělí do dvou skupin, které se ještě dále dělí (viz Obr. 2-3). Skupina Simscape Components je určena spíše pro obvody, které obsahují více fází, zatímco skupina Specialized Technology obsahuje i základní bloky pro tvorbu a simulaci schémat. [1] [2]

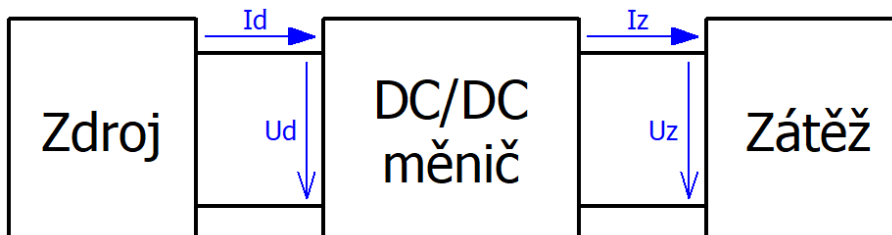


Obr. 2-3: Obsah knihovny Power Systems

3. STEJNOSMĚRNÉ MĚNIČE

Stejnosemřné (DC/DC) mĚniĚe jsou obvody, kterĚ slouží ke přemĚně stejnosmĚrnĚ energie na energii stejnosmĚrnou. Tyto energie jsou reprezentovány na vstupu napĚtím U_d a proudem I_d a na vĚstupu napĚtím U_z a proudem I_z . V tĚto práci se budu zaobírat pouze mĚniĚi napĚťovĚho typu s napĚťovĚm meziobvodem (jsou napájeny konstantním vstupním stejnosmĚrným napĚtím U_d).

MĚniĚ se skládá ze dvou částí, kterými jsou silový obvod a řídící elektronika (regulační obvody). U mĚniĚů je požadována vysoká účinnost (co nejbliíže jedniĚce). Z tohoto důvodu je silový obvod tvořen pouze kondenzátory, cívkami a transformátorem. Celý mĚniĚ pracuje v režimu pulzní šířkové modulace (PWM). [10] [11] [12]



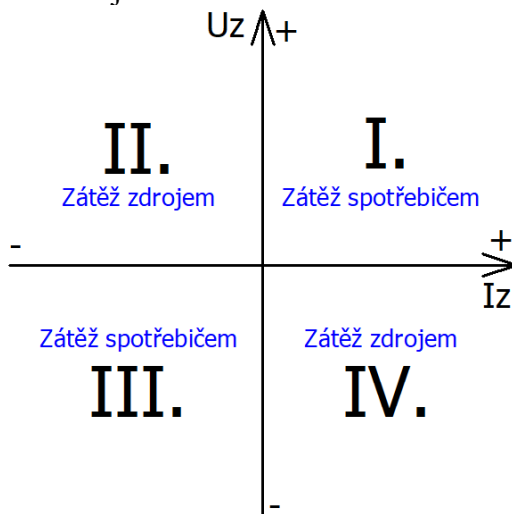
Obr. 3-1: Blokové schéma stejnosmĚrnĚho mĚniĚe [11]

U rovnic a vĚpoĚtu parametrů vĚech mĚniĚů zanedbáváme úbytek napĚtí na diodĚ U_D a úbytek napĚtí na tranzistoru $u_{CE}(t)$, protože tyto hodnoty jsou malé (zanedbatelnĚ) oproti celkovĚmu napĚtí na mĚniĚi.

3.1 Základní vlastnosti stejnosmĚrných mĚniĚů

3.1.1 RozdĚlení mĚniĚů podle pracovních kvadrantů

Máme-li mĚniĚ zatížen aktivní zátĚží (zátĚž obsahující rezistor R, cívku L a případně kapacitu C či jiný zdroj napĚtí), pak se tato zátĚž může pohybovat ve čtyřech různých režimech. Tyto režimy znázorňuje VA rovina na Obr. 3-2.



Obr. 3-2: Pracovní kvadranty a funkce zátĚže ve VA charakteristice [11] [12]

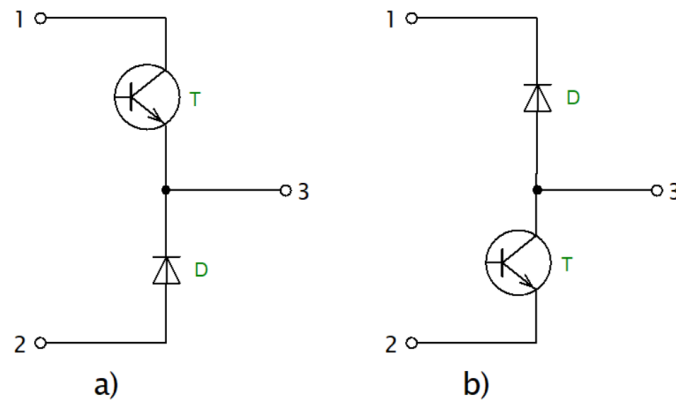
V prvním a třetím kvadrantu pracuje zátěž jako spotřebič, neboť směr proudu a napětí na zátěži odpovídá spotřebiči. Tento režim se také nazývá motorický (odvozeno z případu, kdy zátěž je motor).

Naopak je tomu v druhém a čtvrtém kvadrantu. Zde se zátěž chová jako zdroj a odpovídá tomu i vzájemná poloha napětí a proudu. Jiný název pro toto chování je generátorický režim.

Při pohledu na směr energie je patrné, že pokud se zátěž chová jako spotřebič, tak odebírá energii ze zdroje. Ovšem pokud je zátěž zdrojem, pak energii do zdroje dodává. [11] [12] [13]

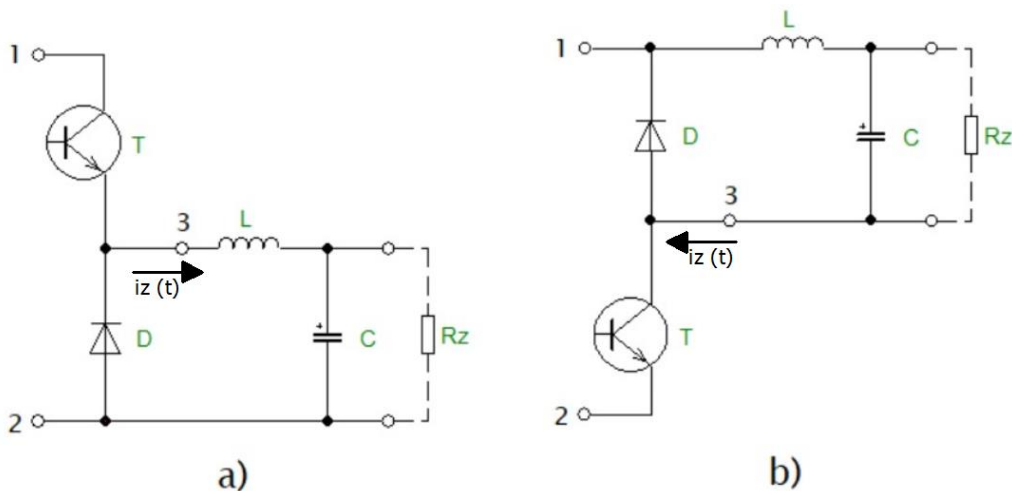
3.1.2 Tranzistorový spínač

Tranzistorový spínač je základním prvkem každého pulsního měniče. Spínač je tvořen tranzistorem a diodou. Celý spínač je chápán jako trojpól. Podle polohy tranzistoru ve spínači (zda je nahoře či dole) rozlišujeme dva spínače zobrazené na Obr. 3-3. Pomocí horního a dolního spínače je možno sestavit jakýkoliv typ pulsního měniče.



Obr. 3-3: Tranzistorový spínač: a) horní, b) dolní [11] [12]

Do těchto spínačů se připojuje zátěž mezi svorky 1 a 3 nebo 2 a 3. Jediným rozdílem mezi horním a dolním spínačem je směr proudu. Zatímco u horního spínače teče proud ze svorky 3 ven, tak u dolního teče do svorky 3. Porovnání těchto dvou možností je znázorněno na Obr. 3-4, kde jsem pro ilustraci použil zapojení snižujícího měniče. [11] [12]



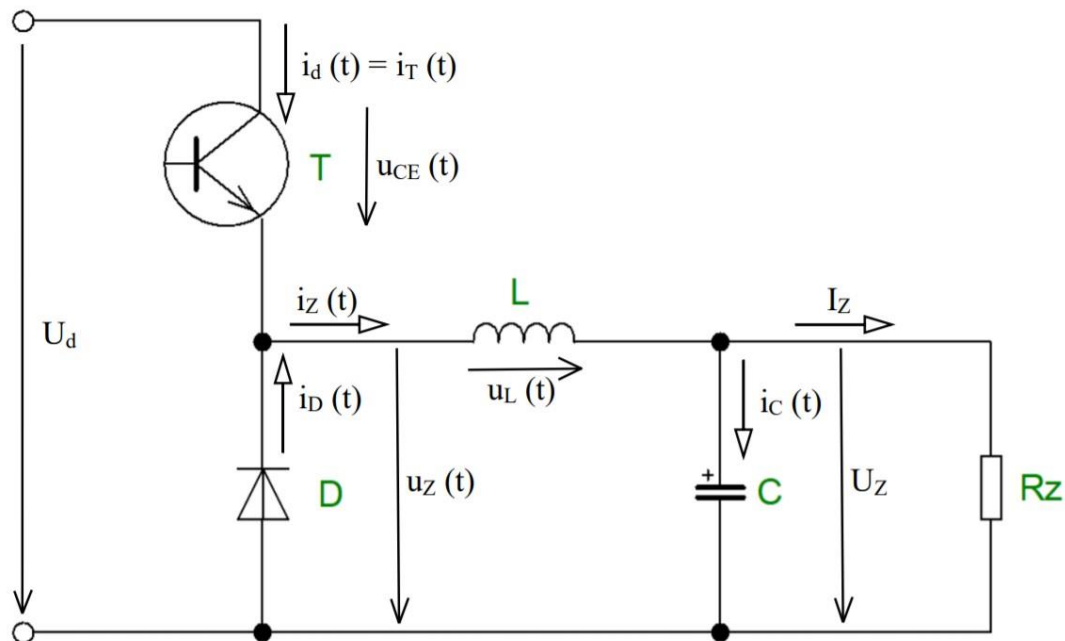
Obr. 3-4: Snižující měnič vytvořen ze spínače: a) horního, b) dolního [11]

3.2 Stejnoseměrné měniče bez transformátoru

Tato kapitola je omezena na měniče, které neobsahují transformátor. To znamená, že nemají galvanicky oddělený vstup od výstupu měniče.

3.2.1 Snižující měnič

Schéma zapojení snižujícího měniče je znázorněno na Obr. 3-5. Zde je tento měnič realizován pomocí horního spínače a jako zátěž je LC-filtr s odporovou zátěží. Tento typ měniče se také označuje step-down, buck či chopper. Jedná se vlastně o pulsní měnič pracující v I. kvadrantu.



Obr. 3-5: Schéma zapojení snižujícího měniče [11]

Vztah mezi vstupním napětím U_d a střední hodnotou výstupního napětí měniče U_Z je dán střídou s , která je dána jako podíl doby zapnutí tranzistoru t_{ZAP} a periody PWM signálu T_{PWM} . Perioda PWM je dána její frekvencí f_{PWM} , která označuje frekvenci spínání tranzistorů. Jednotlivé časy jsou znázorněny v Obr. 3-6.

$$s = \frac{t_{ZAP}}{T_{PWM}} = t_{ZAP} \cdot f_{PWM} \quad (3.1)$$

Z tohoto vztahu vychází, že rozsah střídou může být od nuly po jedna. Pro vyjádření vztahu mezi U_d a U_Z vyjdeme z informace, že střední hodnota napětí na indukčnosti musí být v ustáleném stavu rovna nule. Poté je patrná rovnost

$$U_d \cdot t_{ZAP} = U_Z \cdot T_{PWM} \quad (3.2)$$

Do tohoto vztahu dosadíme za časy z rovnice (3.1) a dostaneme výsledný vztah a po úpravě i vztah pro střidu.

$$U_Z = s \cdot U_d \quad (3.3)$$

$$s = \frac{U_Z}{U_d} \quad (3.4)$$

Z informace o velikosti střídavy je patrné, že výstupní napětí z měniče může být maximálně rovno napětí vstupnímu a při střídě menší než jedna libovolně menší.

Měnič se může nacházet celkem ve dvou pracovních stavech, které odpovídají tomu, zda je tranzistor T sepnut nebo rozepnut. Jestliže je tranzistor sepnut, pak proud teče ze zdroje napětí přes tlumivku L do paralelní kombinace kondenzátoru C a odporu R_Z . V tuto chvíli se vstupní napětí U_d objeví na diodě. Pomocí Kirchhoffových zákonů lze napsat tyto rovnice pro vstupní napětí U_d a proud $i_d(t)$

$$U_d = u_Z(t) = u_L(t) + U_Z \quad (3.5)$$

$$i_d(t) = i_Z(t) = i_C(t) + I_Z \quad (3.6)$$

kde $u_Z(t)$ je výstupní napětí z měniče, $u_L(t)$ je napětí na tlumivce L, $i_Z(t)$ je výstupní proud z měniče, I_Z je střední hodnota výstupního proudu a $i_C(t)$ je proud kondenzátorem C. Všechny tyto veličiny jsou znázorněny v Obr. 3-5.

Při rozepnutém tranzistoru se zdrojem stává tlumivka L. Proud se uzavře přes diodu, kde je nepatrný napěťový úbytek, do paralelní kombinace kondenzátoru C a odporu R_Z . Odpovídají tomu následující rovnice.

$$u_Z(t) = u_L(t) = -U_Z \quad (3.7)$$

$$i_Z(t) = i_D(t) = i_C(t) + I_Z \quad (3.8)$$

Cívka L se tedy v případě sepnutého tranzistoru chová jako spotřebič a v opačném případě jako zdroj. Směr proudu je zachován v obou případech, ale napětí změní polaritu. Kondenzátor C se nabíjí, pokud je tranzistor sepnut a vybíjí v opačném případě. [11] [12] [13] [15]

3.2.1.1 Určení indukčnosti L

Pro určení tohoto parametru budeme vycházet ze stavu, kdy je tranzistor sepnut. Pro napětí na cívce obecně platí

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.9)$$

kde L je indukčnost cívky a $i_L(t)$ je proud procházející cívkou. V tomto případě platí, že proud tlumivkou je totožný s výstupním proudem z měniče.

$$i_L(t) = i_Z(t) \quad (3.10)$$

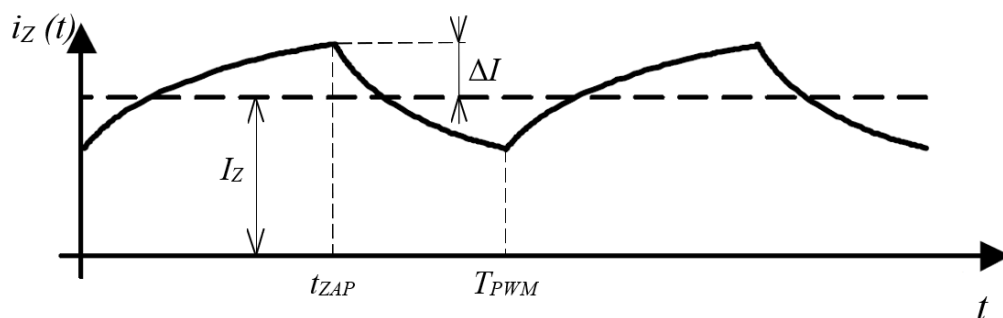
Pokud dosadíme rovnice (3.9) a (3.10) do (3.5), tak dostaneme rovnici

$$U_d = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + U_Z \quad (3.11)$$

z které si vyjádříme indukčnost L .

$$L = \frac{U_d - U_Z}{\frac{di_L(t)}{dt}} \quad (3.12)$$

Nyní si musíme definovat zvlnění výstupního proudu ΔI . Jeho velikost je znázorněna na Obr. 3-6. Čím větší zvlnění je, tím větší je i účinnost měniče. Reálně se toto zvlnění volí podle zařízení, na které je následně měnič připojen. V teorii není zvlnění definováno jednotně, proto je zde určeno jako velikost proudu od maxima po střední hodnotu výstupního proudu I_Z .



Obr. 3-6: Časový průběh výstupního proudu z měniče [12]

Pokud tedy bereme stav, kdy je tranzistor sepnut, tak lze derivaci ve vztahu (3.12) nahradit. Z již zmíněného časového průběhu plyne, že za dobu t_{ZAP} se změní proud o $2 \cdot \Delta I$. Poté dostaneme vztah

$$L = \frac{U_d - U_z}{\frac{2 \cdot \Delta I}{t_{ZAP}}} \quad (3.13)$$

Po dosazení ze vztahu (3.1) dostaneme rovnici pro indukčnost v závislosti na střídě.

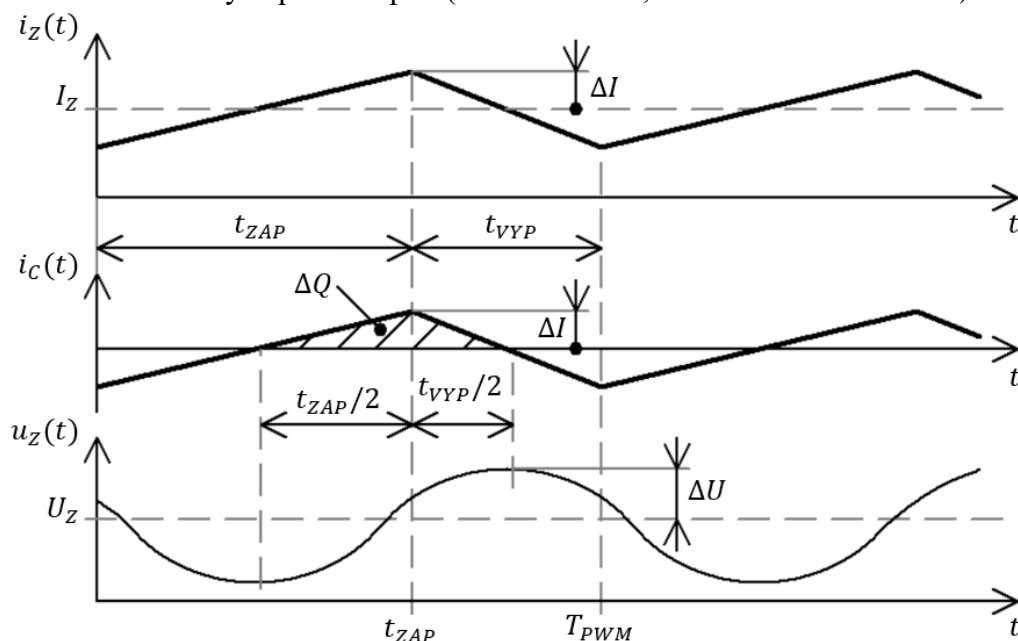
$$L = \frac{s \cdot (U_d - U_z)}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM}} \quad (3.14)$$

Nyní dosadíme za střídu ze vztahu (3.4) a dostaneme konečný vztah pro výpočet indukčnosti. [11]

$$L = \frac{U_z \cdot (U_d - U_z)}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot U_d} \quad (3.15)$$

3.2.1.2 Určení kondenzátoru C

Tento kondenzátor má v obvodu funkci filtračního kondenzátoru. Jeho velikost závisí na velikosti zvlnění výstupního napětí (čím větší bude, tím bude menší zvlnění).



Obr. 3-7: Vybrané idealizované časové průběhy snižujícího měniče [12]

Jak je patrné z Obr. 3-7 střední hodnota proudu kondenzátorem $i_C(t)$ je rovna nule. Kondenzátor pohlcuje zvlnění proudu $i_Z(t)$, aby rezistorem tekla střední hodnota výstupního proudu I_Z . To vychází i z rovnice (3.6). Časový průběh napětí je tvořen parabolami, které na sebe plynule navazují. Pro přírůstek náboje na kondenzátoru ΔQ platí

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \Delta I \cdot \frac{T_{PWM}}{2} = \frac{1}{4} \cdot \Delta I \cdot T_{PWM} = \frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta I}{f_{PWM}} \quad (3.16)$$

což je vztah pro výpočet vyšrafované plochy v Obr. 3-7 (průběh proudu kondenzátorem). Rovnice pro určení velikosti kondenzátoru má tvar

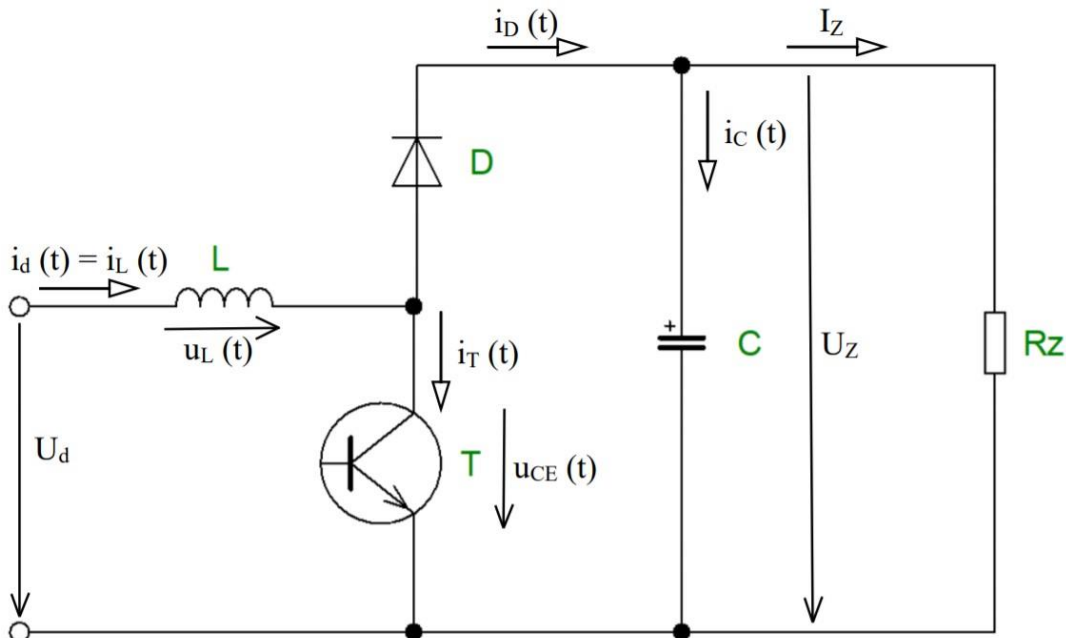
$$C = \frac{dQ}{dU} = \frac{\Delta Q}{2 \cdot \Delta U} \quad (3.17)$$

Za dU se do vztahu dosazuje $2 \cdot \Delta U$, kde ΔU je zvlnění výstupního napětí U_Z . To vychází z časových průběhů na Obr. 3-7. Za čas, kdy vznikne přírůstek náboje, se výstupní napětí změní o dvojnásobek zvlnění napětí. Pokud dosadíme vztah (3.16) do (3.17) a následně ho upravíme, tak dostaneme výsledný vztah pro určení kondenzátoru. [11]

$$C = \frac{\Delta I}{8 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}} \quad (3.18)$$

3.2.2 Zvyšující měnič

Schéma zapojení zvyšujícího měniče je znázorněno na Obr. 3-8. Jinými názvy se tento měnič nazývá step-up nebo boost. Měnič je tvořen pomocí dolního spínače. Jedná se o pulsní měnič pracující v I. kvadrantu.



Obr. 3-8: Schéma zapojení zvyšujícího měniče [11]

Střední hodnota napětí na cívce je rovna nule. Tudiž musí platit rovnost ploch v době zapnutí tranzistoru a ve zbytku spínací periody. V době t_{ZAP} je na cívce napětí o velikosti U_d a ve zbytek periody napětí $U_Z - U_d$. Tyto informace lze napsat rovnicí

$$U_d \cdot t_{ZAP} = (U_Z - U_d) \cdot (T_{PWM} - t_{ZAP}) \quad (3.19)$$

Do této rovnice dosadíme za t_{ZAP} z rovnice (3.1) a dostaneme vztah mezi vstupním a střední hodnotou výstupního napětí měniče. Po následné úpravě i vztah pro střidu.

$$U_Z = U_d \cdot \frac{1}{1-s} \quad (3.20)$$

$$s = \frac{U_Z - U_d}{U_Z} \quad (3.21)$$

Z definice rozsahu střidy je patrné, že U_Z může být stejně velké jako U_d (pro $s = 0$) nebo libovolně větší. U tohoto měniče by střida neměla dosahovat hodnoty jedna. V tuto chvíli by výstupní napětí rostlo do nekonečna.

Při sepnutém tranzistoru T se proud uzavírá přes něj a cívku L. Proud cívku $i_L(t)$ roste a energie se akumuluje v jejím magnetickém poli. V tomto stavu se cívka chová jako spotřebič. Dioda D zde zamezuje, aby se kondenzátor C vybil přes tranzistor T, a proto se kondenzátor vybíjí přes rezistor R_Z . V tomto stádiu se tedy zmenšuje napětí a proud na kondenzátoru $i_C(t)$. Tomuto stavu odpovídají následující rovnice.

$$U_d = u_L(t) \quad (3.22)$$

$$i_d(t) = i_L(t) = i_T(t) \quad (3.23)$$

$$i_C(t) = -I_Z \quad (3.24)$$

Po rozeznutí tranzistoru začne proud protékat z cívky L přes diodu D do paralelní kombinace kondenzátoru C a zátěžného odporu R_Z . V tomto stavu se cívka začne chovat jako zdroj a v obvodu se objeví dva sériově spojené zdroje napětí. Kondenzátor se začne dobíjet protékáním proudem, čímž na něm roste i napětí. To má za následek, že i výstupní napětí U_Z roste. Pomocí rovnic lze tento stav popsat následně. [11] [12] [13] [15] [17]

$$U_d = u_L(t) + U_Z \quad (3.25)$$

$$i_d(t) = i_L(t) = i_D(t) = i_C(t) + I_Z \quad (3.26)$$

3.2.2.1 Určení indukčnosti L

Opět vyjdeme ze stavu, kdy je tranzistor sepnut. Pokud do rovnice (3.22) dosadíme (3.9) dostaneme

$$U_d = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.27)$$

Z tohoto vztahu si vyjádříme indukčnost L a za derivaci proudu dosadíme zvlnění proudu a časový údaj stejně jako u snižujícího měniče (graficky znázorněno v Obr. 3-9).

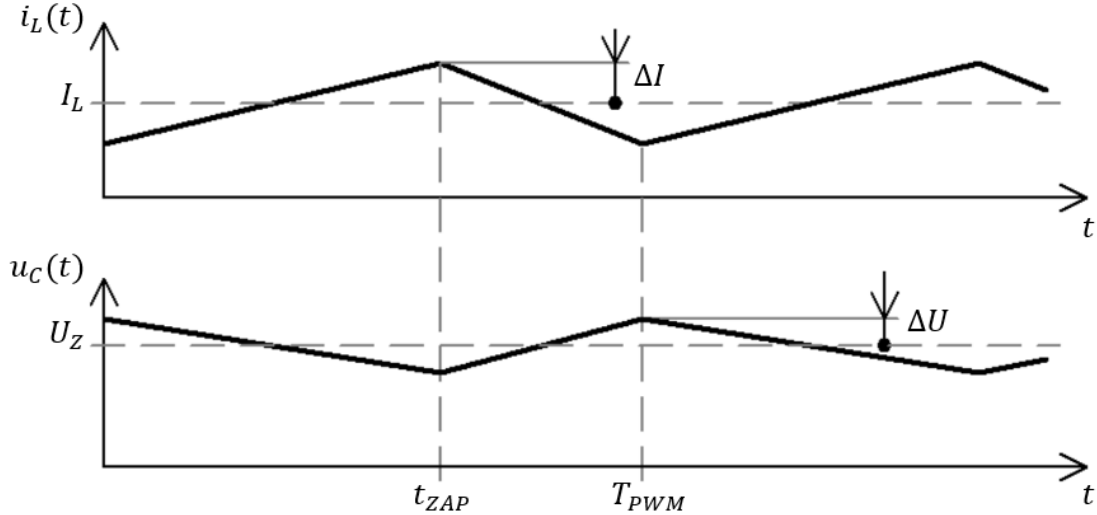
$$L = \frac{U_d}{\frac{di_L(t)}{dt}} = \frac{U_d}{\frac{2 \cdot \Delta I}{t_{ZAP}}} \quad (3.28)$$

Za dobu sepnutí tranzistoru t_{ZAP} dosadíme ze vztahu (3.1) a dostaneme vztah pro indukčnost v závislosti na střídě.

$$L = \frac{s \cdot U_d}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM}} \quad (3.29)$$

Nyní dosadíme rovnici (3.21) a po úpravě dostaneme výsledný vztah pro výpočet indukčnosti L v obvodu.

$$L = \frac{U_d \cdot (U_Z - U_d)}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot U_Z} \quad (3.30)$$



Obr. 3-9: Vybrané idealizované časové průběhy zvyšujícího měniče [17]

3.2.2.2 Určení kondenzátoru C

Při výpočtu kondenzátoru vyjdeme ze závislosti mezi proudem $i_C(t)$ a napětím $u_C(t)$ na kondenzátoru.

$$i_C(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad (3.31)$$

Budeme uvažovat stav, kdy je tranzistor sepnut. Dosadíme tedy vztah (3.24) a dostaneme

$$-I_Z = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad (3.32)$$

Na Obr. 3-9 je znázorněna časová závislost napětí na kondenzátoru, který odpovídá i výstupnímu napětí. Z tohoto průběhu je patrné, že napětí kleslo o $2 \cdot \Delta U$ za čas t_{ZAP} . Vyjádřeno vztahem

$$\frac{du_C(t)}{dt} = \frac{-2 \cdot \Delta U}{t_{ZAP}} \quad (3.33)$$

Po dosazení vztahů (3.1) a (3.34) do (3.33) dostaneme závislost velikosti kapacity C na střídě.

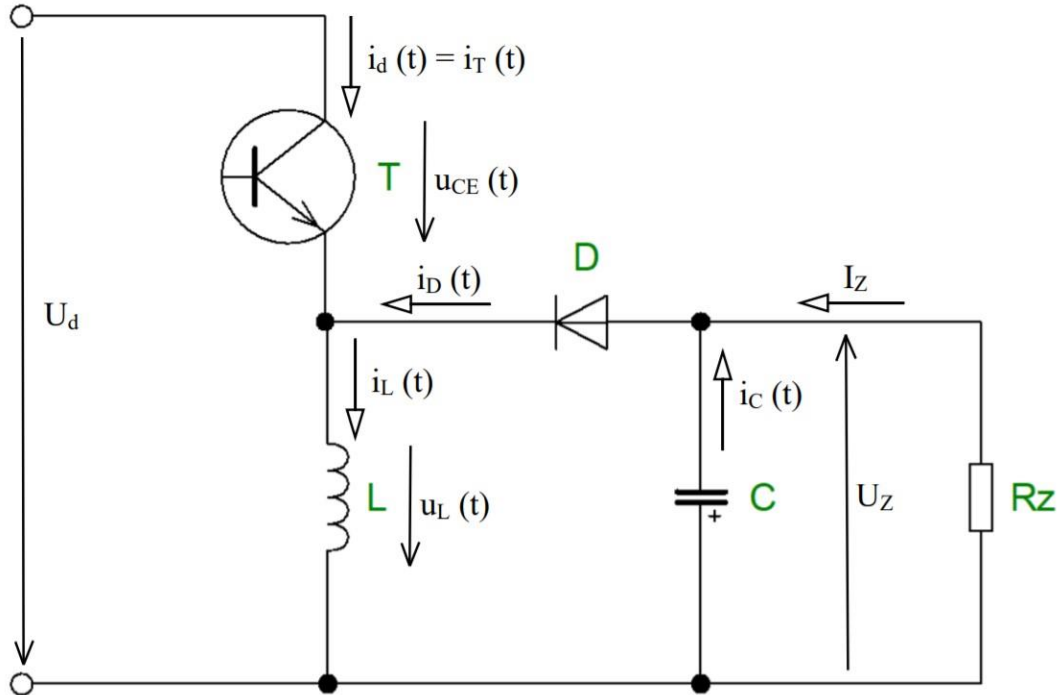
$$C = \frac{s \cdot I_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}} \quad (3.34)$$

Následným dosazením za střídu z rovnice (3.21) a úpravou dostaneme výsledný vztah pro výpočet kapacity C . [11] [12] [17]

$$C = \frac{I_Z \cdot (U_Z - U_d)}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot U_Z} \quad (3.35)$$

3.2.3 Měnič se společnou tlumivkou

Schéma zapojení tohoto měniče je znázorněno na Obr. 3-10. Jinými názvy se tento měnič nazývá invertující, blokující, či buck-boost. Měnič je na zmíněném obrázku tvořen pomocí horního spínače. Tento měnič pracuje ve III. kvadrantu podle Obr. 3.2.



Obr. 3-10: Schéma zapojení měniče se společnou tlumivkou [11]

Budeme uvažovat popis a směr veličin podle Obr. 3-10 (již zde má výstupní napětí opačnou polaritu). Na indukčnosti musí být střední hodnota napětí v ustáleném stavu rovna nule. Během doby zapnutého tranzistoru je na ní celé vstupní napětí měniče a po zbytek periody je zde střední hodnota výstupního napětí měniče.

$$U_d \cdot t_{ZAP} = U_Z \cdot (T_{PWM} - t_{ZAP}) \quad (3.36)$$

Opět do tohoto vztahu dosadíme z rovnice (3.1) a dostaneme vztah mezi napětími a střídou

$$U_Z = U_d \cdot \frac{s}{1-s} \quad (3.37)$$

$$s = \frac{U_Z}{U_d + U_Z} \quad (3.38)$$

Při dosazování různých hodnot střídavy do vztahu (3.37) vidíme, že výstupní napětí se může teoreticky pohybovat od nuly až do nekonečna.

Jestliže je tranzistor T sepnut, pak se proud uzavírá přes tento tranzistor a cívku L, což má za následek, že proud začne narůstat. Cívka je zde v režimu spotřebiče. Kondenzátor C se zde vybíjí do rezistoru R_Z a proud i napětí na něm klesají. Rovnice pro tento stav jsou totožné s rovnicemi pro zvyšující měnič (kapitola 3.3). Platí zde tedy rovnice (3.22), (3.23) a (3.24), které si zde jen pro úplnost uvedeme.

$$U_d = u_L(t) \quad (3.39)$$

$$i_d(t) = i_L(t) = i_T(t) \quad (3.40)$$

$$i_C(t) = -I_Z \quad (3.41)$$

Pro stav, kdy je tranzistor rozeprt platí, že z cívky L se stane zdroj a proud se z ní uzavře přes diodu D a paralelní kombinaci kondenzátoru C a rezistoru R_Z. Kondenzátor C se začne dobíjet a roste na něm proud $i_C(t)$ i napětí U_Z , které je totožné s výstupním napětím. Tento stav lze popsat následujícími rovnicemi. [11] [12] [13]

$$-u_L(t) = U_Z \quad (3.42)$$

$$i_L(t) = i_D(t) = i_C(t) + I_Z \quad (3.43)$$

3.2.3.1 Určení indukčnosti L

Pro vyjádření velikosti tlumivky vyjdeme opět ze stavu sepnutého tranzistoru. Postup odvození vztahu je analogický se zvyšujícím měničem. Platí zde rovnice (3.27), (3.28) a (3.29). Pro úplnost zde uvedu znovu alespoň vztah (3.29), který vyjadřuje závislost indukčnosti na střídě.

$$L = \frac{s \cdot U_d}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM}} \quad (3.44)$$

Dosadíme vztah (3.38) pro střihu a dostaneme výsledný vztah pro výpočet indukčnosti L tlumivky. [11] [12] [17]

$$L = \frac{U_d \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)} \quad (3.45)$$

3.2.3.2 Určení kondenzátoru C

Výpočet kondenzátoru u měniče se společnou tlumivkou je analogický s postupem u zvyšujícího měniče. Vycházíme opět ze stavu, kdy je tranzistor sepnut. Jelikož je rovnice (3.24) totožná s rovnicí (3.41), tudíž zde platí i vztah (3.32). Časový průběh napětí na kondenzátoru $u_C(t)$ z Obr. 3-9 u tohoto měniče platí taktéž. Tudíž je zde platný i vztah (3.33) a (3.34), který uvádí závislost kapacity na střídě.

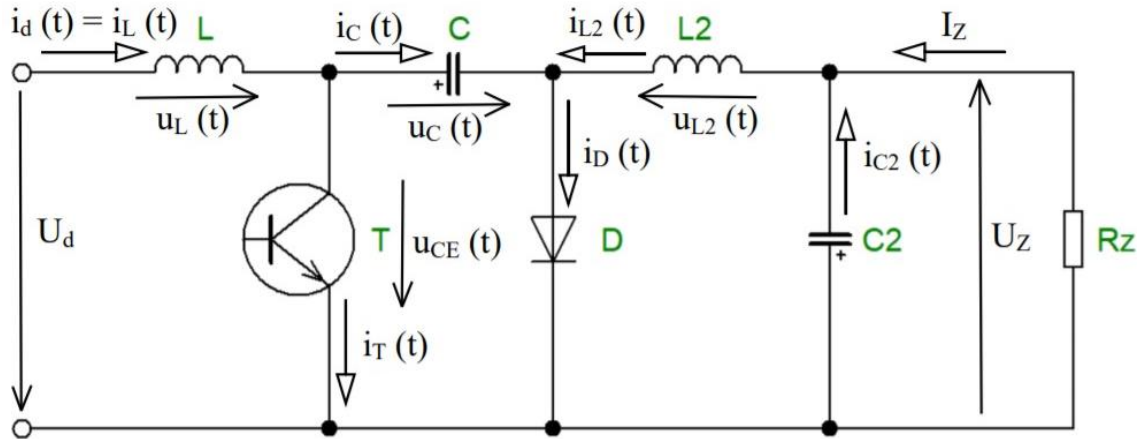
$$C = \frac{s \cdot I_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}} \quad (3.46)$$

Dosadíme za střihu z rovnice (3.38) a upravíme na vztah pro výpočet kapacity C. [11] [12] [17]

$$C = \frac{I_Z \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)} \quad (3.47)$$

3.2.4 Měníč ČUK

Schéma zapojení Čukova měniče je znázorněno na Obr. 3-11. Jiný název tohoto měniče je se společným kondenzátorem. Měníč je tvořen z horního spínače a pracuje ve III. kvadrantu.



Obr. 3-11: Schéma zapojení měniče ČUK [11]

Tento měnič umí vstupní napětí U_d zvyšovat i snižovat. Výstupní napětí U_Z je oproti němu invertované (má opačnou polarizaci). Tato informace je patrná i z polohy šipek ve schématu na Obr. 3-11. Vztah mezi těmito napětími je stejný jako u měniče se společnou tlumivkou.

$$U_Z = U_d \cdot \frac{s}{1-s} \quad (3.48)$$

$$s = \frac{U_Z}{U_d + U_Z} \quad (3.49)$$

Jestliže popíšeme schéma podle 2. Kirchhoffova zákona, tak dostaneme vztah

$$-U_d + u_L(t) + u_C(t) - u_{L2}(t) - U_Z = 0 \quad (3.50)$$

Pokud za jednotlivá napětí dosadíme střední hodnoty a vyjádříme z něj vstupní napětí U_d , tak dostaneme

$$U_d = U_C - U_Z \quad (3.51)$$

kde U_C je střední hodnota napětí na kondenzátoru. Napětí na jednotlivých cívkách vypadnou, protože jejich střední hodnota musí být v ustáleném stavu nulová.

Při stavu rozepnutého tranzistoru je smyčka proudu tvořena cívku L , kondenzátorem C a diodou D . V tomto okamžiku se kondenzátor C nabíjí a cívka L se chová jako zdroj, což znamená, že proud a napětí na ní klesá.

Druhá smyčka je zde tvořena spojením cívky L_2 , diody D a paralelní kombinace kondenzátoru C_2 a rezistoru R_2 . Za tohoto stavu dochází k vybíjení kondenzátoru C_2 a cívka L_2 se chová jako zdroj. Tato smyčka se v obvodu objeví až po stavu sepnutého tranzistoru.

$$U_d = u_L(t) + u_C(t) \quad (3.52)$$

$$i_d(t) = i_L(t) = i_C(t) \quad (3.53)$$

$$u_{L2}(t) = -U_Z \quad (3.54)$$

$$i_{L2}(t) = i_{C2}(t) + I_Z \quad (3.55)$$

Při sepnutém tranzistoru se proud ze zdroje uzavírá přes cívku L a již zmíněný tranzistor T . Tato smyčka má za následek zvyšování proudu na tlumivce $i_L(t)$. Druhá smyčka je tvořena cívkou L_2 , kondenzátorem C a paralelní kombinací kondenzátoru C_2 a rezistoru R_Z . Dochází k nabíjení kondenzátoru C_2 a cívka L_2 se chová jako spotřebič. Díky sepnutému tranzistoru je kladná svorka kondenzátoru C připojena na zem, což znamená, že se může vybíjet do obvodu. [11] [12] [13]

$$U_d = u_L(t) \quad (3.56)$$

$$i_d(t) = i_L(t) \quad (3.57)$$

$$u_{L2}(t) = u_C(t) - U_Z \quad (3.58)$$

$$i_{L2}(t) = -i_C(t) = i_{C2} + I_Z \quad (3.59)$$

3.2.4.1 Určení indukčnosti L a L_2

Pro určení vztahů k výpočtu indukčností opět vyjdeme ze stavu, kdy je tranzistor sepnut. Do teoretického vztahu pro cívku (3.9) dosadíme z rovnic (3.56) a (3.58).

$$U_d = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.60)$$

$$u_C(t) - U_Z = L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (3.61)$$

Do vztahu (3.61) lze dosadit z rovnice (3.51) a poté dostaneme

$$U_d = L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (3.62)$$

Dále je postup identický jako u zvyšujícího měniče. Z rovnic (3.60) a (3.62) si vyjádříme L a L_2 a dosadíme za derivaci proudu ve vztahu zvlnění proudu a časový údaj (stejně jako u předešlých měničů).

$$L = \frac{U_d}{\frac{di_L(t)}{dt}} = \frac{U_d}{\frac{2 \cdot \Delta I_1}{t_{ZAP}}} \quad (3.63)$$

$$L_2 = \frac{U_d}{\frac{di_{L2}(t)}{dt}} = \frac{U_d}{\frac{2 \cdot \Delta I_2}{t_{ZAP}}} \quad (3.64)$$

V těchto rovnicích je ΔI_1 zvlnění proudu na cívce L a ΔI_2 zvlnění proudu na cívce L_2 . Do těchto vztahů dosadíme z rovnice (3.1) za čas sepnutí tranzistoru t_{ZAP} a dostáváme vztahy závislosti indukčností na střídě.

$$L = \frac{s \cdot U_d}{2 \cdot \Delta I_1 \cdot f_{PWM}} \quad (3.65)$$

$$L_2 = \frac{s \cdot U_d}{2 \cdot \Delta I_2 \cdot f_{PWM}} \quad (3.66)$$

Nyní dosadíme z rovnice (3.49) za střídu a dostaneme tedy vztahy pro výpočet jednotlivých indukčností za předpokladu, že na každé chceme jiné zvlnění proudu.

$$L = \frac{U_d \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta I_1 \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)} \quad (3.67)$$

$$L_2 = \frac{U_d \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta I_2 \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)} \quad (3.68)$$

Většinou se však používá pouze jedno zvlnění napětí ΔI pro obě tlumivky. Toto zjednodušení je použito i v tomto případě a indukčnost obou tlumivek se vypočte pomocí jednoho vztahu. [11] [17]

$$L = L_2 = \frac{U_d \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)} \quad (3.69)$$

3.2.4.2 Určení kondenzátoru C a C₂

Pro oba kondenzátory volíme jedno zvlnění napětí ΔU . Kondenzátor C se určí stejným postupem jako u zvyšujícího měniče. Vyjdeme ze stavu, kdy je tranzistor sepnut. Do rovnice (3.31) dosadíme ze vztahu (3.55) a dostaneme

$$i_C(t) = -I_Z - i_{C2}(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad (3.70)$$

Proud $i_{C2}(t)$ můžeme při převodu na střední hodnotu v tomto vztahu zanedbat. Vyjádříme si tedy kapacitu C a dosadíme za derivaci napětí na kondenzátoru ze vztahu (3.33).

$$C = \frac{-I_Z}{\frac{-2 \cdot \Delta U}{t_{ZAP}}} \quad (3.71)$$

Vztah upravíme a dosadíme z rovnice (3.1). Dostaneme vztah mezi kapacitou kondenzátoru C a střídou (stejný jako rovnice (3.34) pro zvyšující měnič).

$$C = \frac{s \cdot I_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}} \quad (3.72)$$

Za střídu dosadíme ze vztahu (3.49) a získáváme konečnou rovnici pro výpočet kondenzátoru C

$$C = \frac{I_Z \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)} \quad (3.73)$$

Kondenzátor C₂ plní v obvodu funkci filtračního kondenzátoru střední hodnoty výstupního napětí U_Z . Postup návrhu a výsledný vztah je totožný s návrhem kondenzátoru C u snižujícího měniče (viz kapitola 3.2.1.2). Z tohoto důvodu si zde uvedeme pouze konečný vztah, který je stejný s rovnicí (3.18). [11] [17]

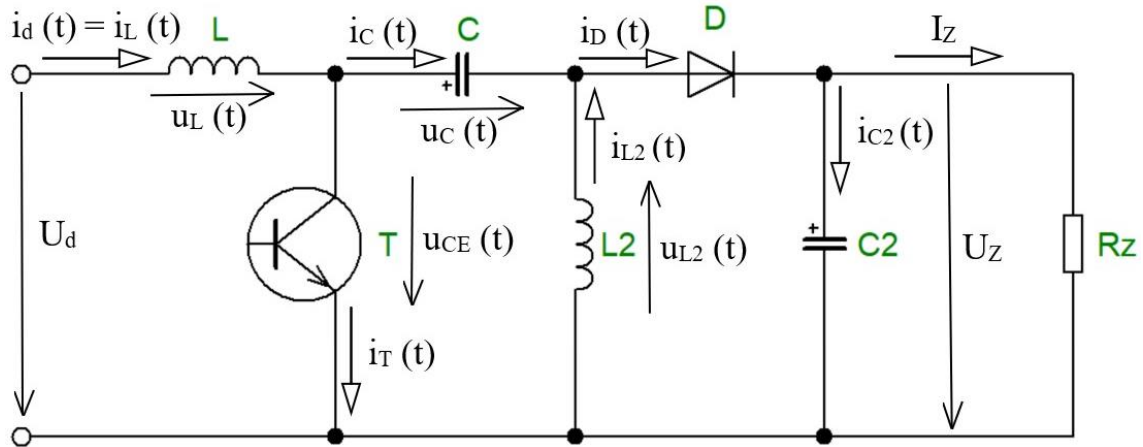
$$C_2 = \frac{\Delta I}{8 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}} \quad (3.74)$$

3.2.5 Měnič SEPIC

Na Obr. 3-12 je nakresleno schéma tohoto měniče s vyznačenými jednotlivými parametry. U tohoto měniče může být výstupní napětí vyšší i nižší než konstantní vstupní napětí U_d , ale polarita se nemění. Vztah mezi nimi a vztah pro střídu je dán stejně jako u měniče se společnou tlumivkou a měniče ČUK. Rozdíl je ovšem v tom, jak je definován směr výstupního napětí.

$$U_Z = U_d \cdot \frac{s}{1-s} \quad (3.75)$$

$$s = \frac{U_Z}{U_d + U_Z} \quad (3.76)$$



Obr. 3-12: Schéma zapojení měniče SEPIC [17]

Při sepnutí tranzistoru se první smyčka uzavírá ze vstupního zdroje přes cívku L a ta se nabíjí. Druhá smyčka se uzavírá mezi kondenzátorem C a cívkou L_2 a kondenzátor přesouvá energii do cívky. Třetí smyčka vznikne mezi kondenzátorem C_2 a rezistorem R_Z . Dioda D je v tomto okamžiku polarizována v závěrném směru. Tyto stavy popisují rovnice

$$U_d = u_L(t) \quad (3.77)$$

$$u_C(t) = u_{L_2}(t) \quad (3.78)$$

$$i_C(t) = i_{L_2}(t) \quad (3.79)$$

$$i_{C_2}(t) = I_Z \quad (3.80)$$

Po rozeznutí tranzistoru je v tlumivkách naindukováno napětí opačné polaroty, tudíž se chovají jako zdroje. Tyto proudy poté tečou do odporu R_Z a zároveň dobíjí kondenzátory. [16] [18] [19]

$$U_d = u_L(t) + u_C(t) + U_Z \quad (3.81)$$

$$i_L(t) = i_C(t) \quad (3.82)$$

$$u_{L_2}(t) = U_Z \quad (3.83)$$

$$i_{C_2}(t) = i_C(t) + i_{L_2}(t) - I_Z \quad (3.84)$$

3.2.5.1 Určení indukčnosti L a L_2

Postup výpočtu těchto indukčností je totožný s postupem u Čukova měniče. Vyjdeme též ze stavu, kdy je tranzistor sepnut. Do vztahu (3.9) dosadíme z rovnic (3.76) a (3.77). Uvažujeme totiž, že kondenzátor C je nabit na hodnotu napětí U_d . Do rovnic dále dosadíme za derivaci proudu a vyjádříme si vztahy pro indukčnosti L a L_2 , viz rovnice (3.65) a (3.66). Do těchto vztahů dále dosadíme za střihu z rovnice (3.75) a získáme rovnice (3.67) a (3.68). Zavedením zjednodušujícího předpokladu, že na obou

indukčnostech bude stejné zvlnění, získáme finální vztah, který je totožný s rovnicí (3.69). [16] [18]

$$L = L_2 = \frac{U_d \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)} \quad (3.85)$$

3.2.5.2 Určení kondenzátoru C a C₂

Postup výpočtu obou kondenzátorů je totožný. Pro oba kondenzátory opět volíme jedno napěťové zvlnění ΔU .

Kondenzátor C plní v obvodu také funkci ochrany proti zkratu. Izoluje totiž vstup od výstupu měniče. Pro jeho výpočet vyjdeme ze stavu sepnutého tranzistoru. Na kondenzátoru C i na cívce L₂ je v tu chvíli střední hodnota výstupního napětí I_Z. Do vztahu dosadíme za derivaci napětí a dále dosadíme za střihu.

$$C = \frac{s \cdot I_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}} \quad (3.86)$$

$$C = \frac{I_Z \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)} \quad (3.87)$$

Kondenzátor C₂ se vypočte stejným vztahem jako kondenzátor C, protože v době sepnutého tranzistoru dodává proud do zátěže pouze tento kondenzátor. [16] [18]

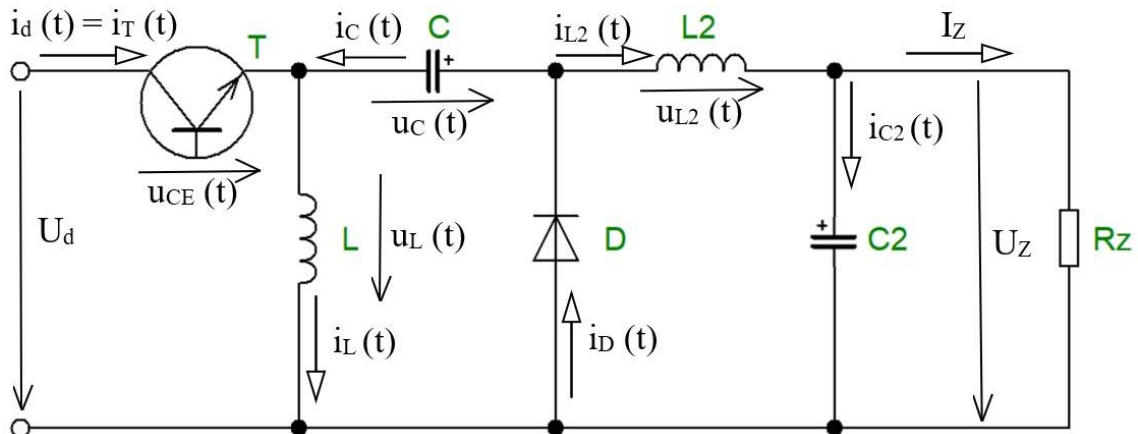
$$C_2 = C = \frac{I_Z \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)} \quad (3.88)$$

3.2.6 Měnič ZETA

Schéma zapojení včetně vyznačených parametrů je znázorněno v Obr. 3-13. Tento měnič je schopen dodávat nižší i vyšší výstupní napětí vzhledem ke vstupnímu a neobrací jeho polaritu. Jejich závislost je dána vztahem totožným pro měnič se společnou tlumivkou, měnič ČUK nebo SEPIC.

$$U_Z = U_d \cdot \frac{s}{1 - s} \quad (3.89)$$

$$s = \frac{U_Z}{U_d + U_Z} \quad (3.90)$$



Obr. 3-13: Schéma zapojení měniče ZETA [19]

Během sepnutého tranzistoru protéká proud dvojím směrem. Prvním je cívka L a druhou je cesta přes kondenzátor C, cívku L_2 a paralelní kombinaci kondenzátoru C_2 a rezistoru R_Z . Na obou cívkách dochází k nárůstu proudu, protože se chovají jako spotřebiče. Dioda D je uzavřena. Kondenzátor C se vybíjí do zátěže a kondenzátor C_2 se nabíjí.

$$U_d = u_L(t) = u_C(t) + u_{L_2}(t) + U_Z \quad (3.91)$$

$$i_d(t) = i_L(t) - i_C(t) \quad (3.92)$$

$$-i_C(t) = i_{L_2}(t) \quad (3.93)$$

$$i_{L_2}(t) = i_{C_2}(t) + I_Z \quad (3.94)$$

Vypneme-li spínač, tak se otevře dioda D a uzavřou se přes ni dvě smyčky. První je přes kondenzátor C a cívku L. Druhá se uzavírá přes cívku L_2 a paralelní kombinaci kondenzátoru C_2 a rezistoru R_Z . [19] [20] [21]

$$u_L(t) = u_C(t) \quad (3.95)$$

$$u_{L_2}(t) = -U_Z \quad (3.96)$$

$$i_C(t) = i_L(t) \quad (3.97)$$

$$i_{L_2}(t) = i_{C_2}(t) + I_Z \quad (3.98)$$

3.2.6.1 Určení indukčnosti L a L_2

Vyjádření vztahů k výpočtu indukčností cívek L a L_2 je identické s postupem u měniče ČUK. Vychází se opět ze stavu sepnutého tranzistoru. Platí zde totožný postup, rovnice i předpoklady. Pro úplnost zde uvedu konečný vztah pro výpočet indukčností. [22] [23]

$$L = L_2 = \frac{U_d \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)} \quad (3.99)$$

3.2.6.2 Určení kondenzátoru C a C_2

I zde jsou postup, vztahy i předpoklady totožné s návrhem u měniče ČUK. Pro vyjádření vztahu vyjdeme taktéž ze stavu, kdy je tranzistor sepnut. Pro úplnost jsou zde uvedeny jen výsledné vztahy pro obě kapacity. [22] [23]

$$C = \frac{I_Z \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)} \quad (3.100)$$

$$C_2 = \frac{\Delta I}{8 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}} \quad (3.101)$$

Tabulka 3-1: Shrnutí vztahů mezi vstupním napětím a střední hodnotou výstupního napětí měniče a vztahů pro střidu u měničů bez transformátoru

Měnič	$U_Z = f(U_d)$	Střída s [-]
Snižující	$U_Z = s \cdot U_d$	$s = \frac{U_Z}{U_d}$
Zvyšující	$U_Z = U_d \cdot \frac{1}{1-s}$	$s = \frac{U_Z - U_d}{U_Z}$
Se společnou tlumivkou	$U_Z = U_d \cdot \frac{s}{1-s}$	$s = \frac{U_Z}{U_d + U_Z}$
ČUK	$U_Z = U_d \cdot \frac{s}{1-s}$	$s = \frac{U_Z}{U_d + U_Z}$
SEPIC	$U_Z = U_d \cdot \frac{s}{1-s}$	$s = \frac{U_Z}{U_d + U_Z}$
ZETA	$U_Z = U_d \cdot \frac{s}{1-s}$	$s = \frac{U_Z}{U_d + U_Z}$

Tabulka 3-2: Shrnutí vztahů pro indukčnosti a kapacity v měničích bez transformátoru

Měnič	Indukčnosti [H]	Kapacity [F]
Snižující	$L = \frac{U_Z \cdot (U_d - U_Z)}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot U_d}$	$C = \frac{\Delta I}{8 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}}$
Zvyšující	$L = \frac{U_d \cdot (U_Z - U_d)}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot U_Z}$	$C = \frac{I_Z \cdot (U_Z - U_d)}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot U_Z}$
Se společnou tlumivkou	$L = \frac{U_d \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)}$	$C = \frac{I_Z \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)}$
ČUK	$L = L_2 = \frac{U_d \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)}$	$C = \frac{I_Z \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)}$ $C_2 = \frac{\Delta I}{8 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}}$
SEPIC	$L = L_2 = \frac{U_d \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)}$	$C = C_2 = \frac{I_Z \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)}$
ZETA	$L = L_2 = \frac{U_d \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)}$	$C = \frac{I_Z \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot (U_d + U_Z)}$ $C_2 = \frac{\Delta I}{8 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}}$

3.3 Stejnoseměrné měniče s transformátorem

Tyto měniče obsahují impulsní transformátor, který v obvodu zajišťuje galvanické oddělení vstupu od výstupu. Díky transformátoru lze vytvořit na výstupu napětí libovolné polarity (kladné i záporné) a díky transformačnímu poměru i libovolné velikosti (vyšší i nižší) vzhledem k napětí vstupnímu. Pomocí transformátoru rozdělujeme měnič vždy na dvě části. Tyto části označujeme jako vstupní část měniče (obsahuje primární vinutí transformátoru a celý obvod, který je k němu připojen) a výstupní část měniče (sekundární vinutí a připojené obvody).

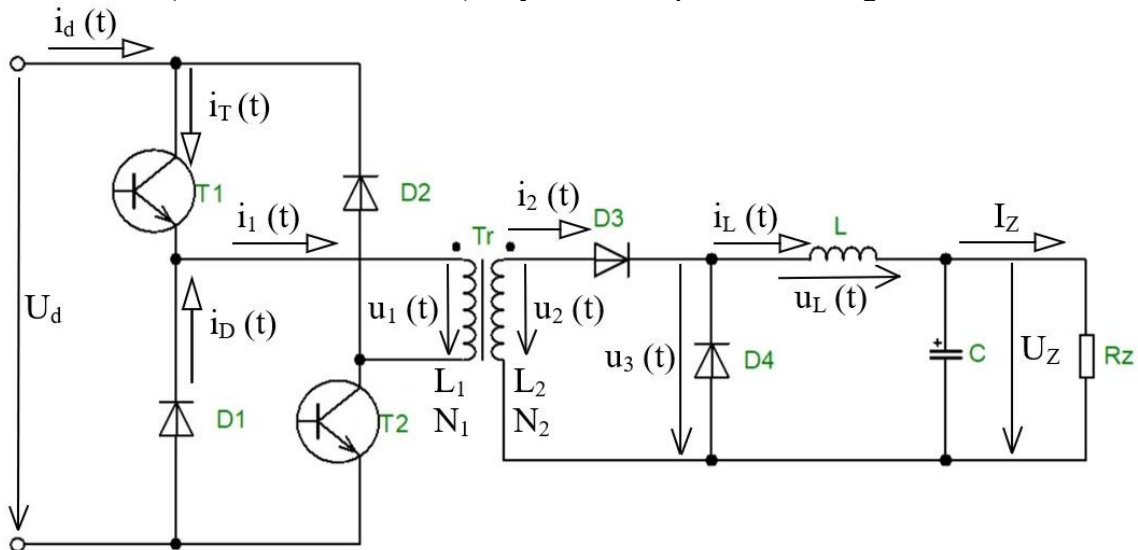
Když je použit transformátor, musí být zajištěna nulová střední hodnota primárního napětí. K tomuto účelu se používají demagnetizační obvody a usměrňovací diody. Na sekundární straně transformátoru je dioda (diody) polarizována tak, že umožní pouze jednu polaritu výstupního napětí a jeden směr proudu, který odpovídá zátěži jako spotřebiči. Měnič tedy pracuje pouze v jednom kvadrantu.

U měničů s transformátorem se používá označení propustný a blokující. Propustný měnič má shodnou orientaci primárního a sekundárního vinutí transformátoru (oba začátky vinutí na stejné straně) a dochází k přenosu energie přes transformátor v okamžiku, kdy je spínací prvek (tranzistor) sepnut.

Blokující měnič je vlastně akumulující, protože v čase, kdy je spínací prvek sepnut, se energie akumuluje v magnetickém poli transformátoru a v době, kdy je vypnut, se tato energie přenáší přes transformátor na výstup. Toto je také zabezpečeno opačnou polaritou vinutí transformátoru oproti sekundárnímu usměrňovači (diodě). Tento způsob přenosu energie se také nazývá nepřímým. [12] [13] [26]

3.3.1 Jednočinný propustný měnič

Propustné měniče se v anglických literaturách označují jako forward. Schéma zapojení tohoto měniče je znázorněno na Obr. 3-14. Vstupní strana měniče je tvořena můstkovým zapojením dvou tranzistorových spínačů. Na výstupní straně musí být pouze jednocestný usměrňovač (usměrňovací dioda D_3), aby nedošlo k porušení demagnetizace.



Obr. 3-14: Schéma zapojení jednočinného propustného měniče [25]

Spínání tranzistorů je takové, že se oba spínají současně. Dobu jejich sepnutí lze označit t_{ZAP} . Během tohoto času dochází k magnetizaci transformátoru a následně musí proběhnout jeho demagnetizace. Doby odpovídající těmto dějům jsou shodné a oba děje musí proběhnout za periodu spínání T_{PWM} . Z tohoto tedy plyne, že čas t_{ZAP} může být maximálně $T_{PWM}/2$ a pro maximální střidu spínání tranzistorů platí

$$t_{ZAP,max} = \frac{T_{PWM}}{2} \rightarrow s_{max} = \frac{t_{ZAP,max}}{T_{PWM}} = \frac{\frac{T_{PWM}}{2}}{T_{PWM}} = \frac{1}{2} \quad (3.102)$$

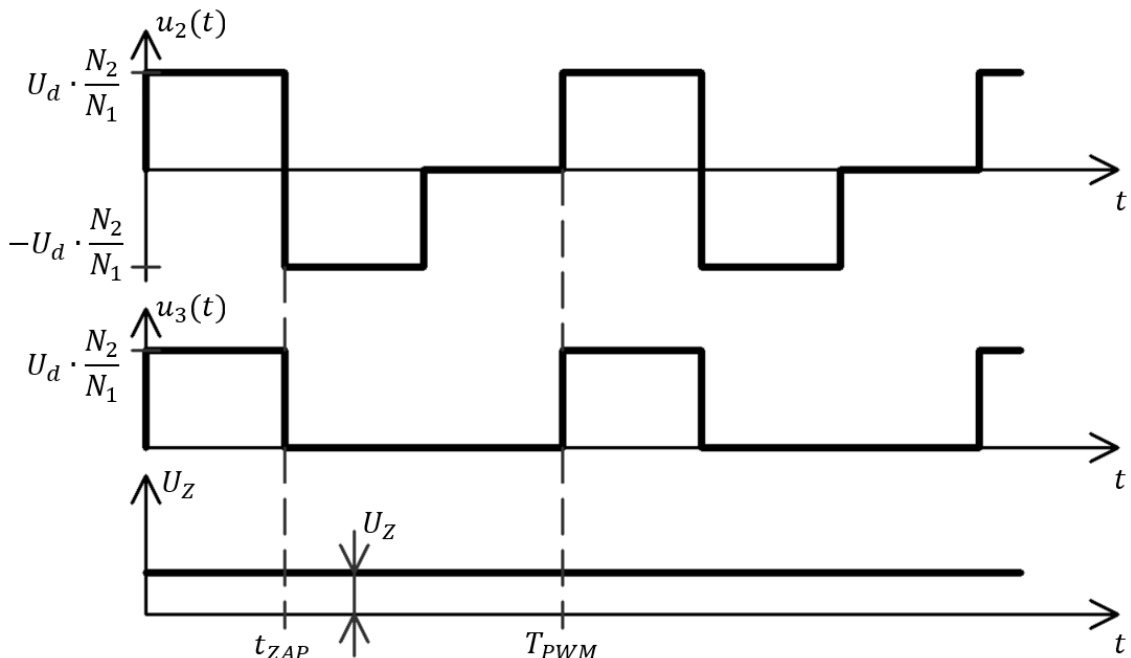
kde $t_{ZAP,max}$ je maximální doba sepnutí tranzistorů během periody spínání a s_{max} je maximální dovolená střída spínání tranzistorů. Tyto hodnoty nesmí být překročeny. Při překročení dochází k lavinovému přesycení transformátoru, které není ničím kontrolováno. Magnetizační proud nestihne klesnout na nulu a demagnetizace tedy není dokončena. Jeho hodnota se začne zvyšovat, což vede ke zničení transformátoru. Pro tento měnič se tedy doba t_{ZAP} a střída s pohybuje v rozmezí intervalů

$$t_{ZAP} \in \left\langle 0; \frac{T_{PWM}}{2} \right\rangle \quad s \in \langle 0; 0,5 \rangle \quad (3.103)$$

Ve skutečnosti musí být doba zapnutí t_{ZAP} ještě menší o ochrannou dobu. Tato doba se také nazývá dead time nebo odskok a měla by být velká alespoň jako dvojnásobek celkové vypínací doby použitých tranzistorů.

Střední hodnota výstupního napětí U_Z je rovna střední hodnotě napětí $u_3(t)$. Průběhy těchto napětí a napětí $u_2(t)$ jsou znázorněny v Obr. 3-15. Napětí $u_3(t)$ je jednocestně usměrněné napětí $u_2(t)$. Plochy pod křivkami jednotlivých napětí se tedy musí rovnat, z čehož vyplývá rovnost

$$U_Z \cdot T_{PWM} = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot t_{ZAP} \quad (3.104)$$



Obr. 3-15: Průběhy napětí na sekundární straně transformátoru u jednočinného propustného měniče [25]

Následnou úpravou dostaneme vztah mezi střeňí hodnotou výstupního napětí U_Z a vstupním napětím U_d v měniči.

$$U_Z = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{t_{ZAP}}{T_{PWM}} = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s \quad (3.105)$$

kde N_1 je počet závitů primární cívky transformátoru a N_2 je počet závitů sekundární cívky. Tato závislost mezi vstupním a výstupním napětím v měniči se liší od vztahu pro snižující měnič pouze převrácenou hodnotou převodu transformátoru. Tento převod také umožňuje, že lze na výstupu dostat napětí vyšší i nižší, než je napětí vstupní. Úpravou tohoto vztahu dostaneme rovnici pro střeňí.

$$s = \frac{U_Z}{U_d} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (3.106)$$

Na Obr. 3-16 je ve schématu znázorněn směr a cesta proudu, pokud jsou tranzistory sepnuty. Proud teče ze zdroje napětí přes tranzistor T_1 do primárního vinutí transformátoru Tr a dále přes tranzistor T_2 zpět do zdroje. V transformátoru se z primárního vinutí transformuje energie na sekundární vinutí. Vinutí na transformátoru mají začátek vinutí na stejné straně, tudíž je dioda D_3 polarizována v propustném směru. Polarita a zapojení této diody rozhoduje o tom, zda měnič bude pracovat v propustném nebo blokujícím režimu. Na výstupní straně měniče se tedy proud uzavírá ze sekundárního vinutí transformátoru přes diodu D_3 , tlumivku L a paralelní kombinaci kondenzátoru C a odporu R_Z . Podle základního schématu (viz Obr. 3-14) a v něm označených veličin, lze měnič při sepnutých tranzistorech popsat rovnicemi

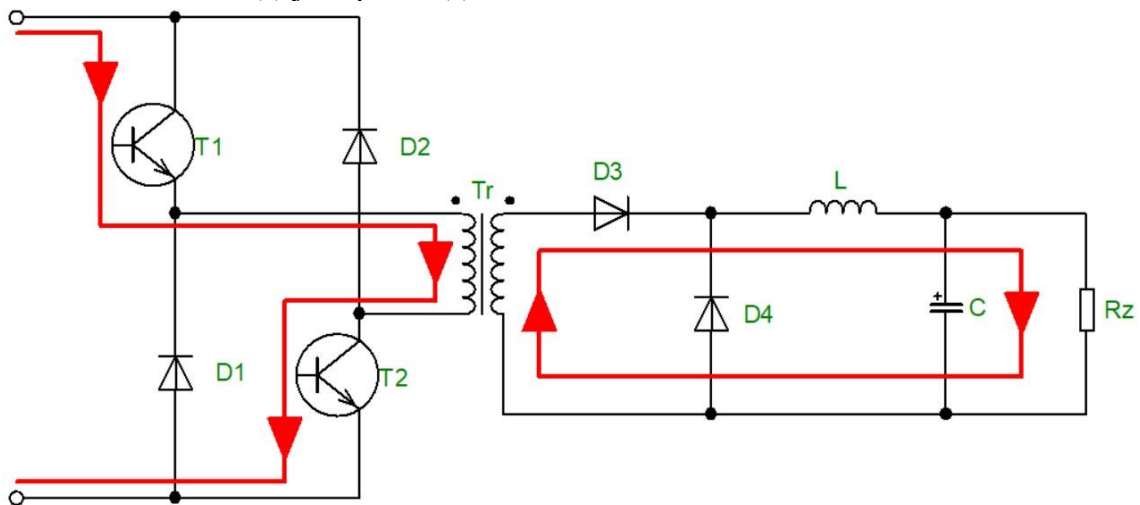
$$U_d = u_1(t) \quad (3.107)$$

$$i_d(t) = i_T(t) = i_1(t) \quad (3.108)$$

$$u_2(t) = u_3(t) = u_1(t) \cdot \frac{N_2}{N_1} = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} = u_L(t) + U_Z \quad (3.109)$$

$$i_2(t) = i_L(t) = i_C(t) + I_Z \quad (3.110)$$

kde $i_1(t)$ je proud tekoucí primárním vinutím a $i_2(t)$ je proud tekoucí sekundárním vinutím transformátoru, $u_1(t)$ je napětí na primárním a $u_2(t)$ napětí na sekundárním vinutí transformátoru a $u_3(t)$ je napětí $u_2(t)$ usměrněné diodou D_3 .



Obr. 3-16: Vyznačena cesta proudu při sepnutých tranzistorech [13] [25]

Pokud jsou tranzistory rozepnuty, tak proud teče podle Obr. 3-17. Proud primárním vinutím transformátoru má snahu téct stejným směrem a se stejnou velikostí. Proud tedy z tohoto vinutí teče přes diodu D_2 do zdroje a odtud přes diodu D_1 zpět. Na výstupní straně měniče se proud uzavře přes diodu D_4 , tlumivku L a paralelní kombinaci kondenzátoru C a odporu R_Z , protože dioda D_3 je namáhána inverzním napětím a neumožní tedy průchodu proudu. Pokud je u měniče střída spínání s menší, než je maximální povolená střída s_{max} , tak je tento čas složen celkem ze dvou částí. Jedná se o dobu demagnetizace a dobu po demagnetizaci. Během doby demagnetizace lze měnič popsat rovnicemi

$$U_d = -u_1(t) \quad (3.111)$$

$$i_d(t) = -i_1(t) = -i_D(t) \quad (3.112)$$

$$u_2(t) = u_1(t) \cdot \frac{N_2}{N_1} = -U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (3.113)$$

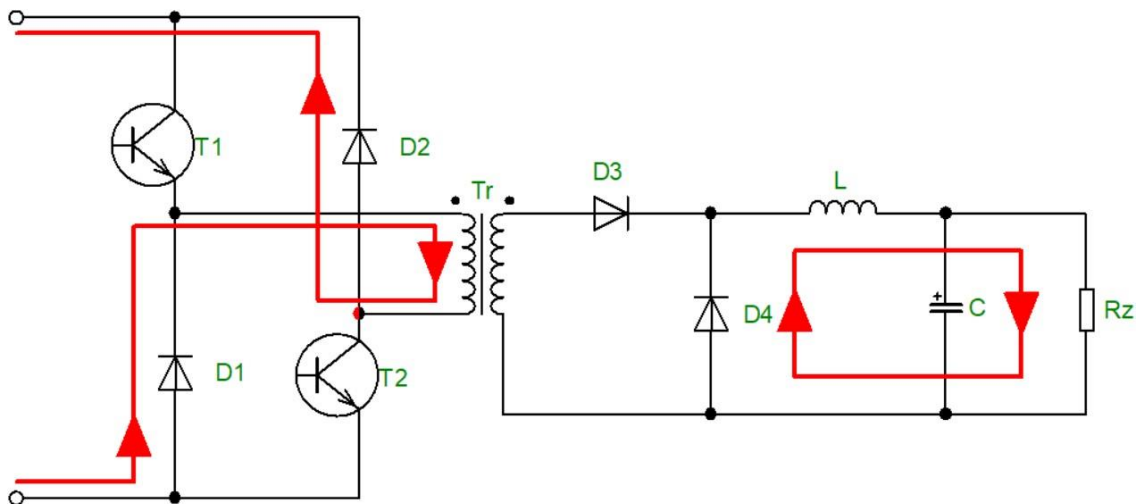
$$u_3(t) = 0 \quad (3.114)$$

$$i_2(t) = 0 \quad (3.115)$$

a po skončení této doby se změni rovnice (3.111) a (3.113) na tvar

$$u_1(t) = 0 \quad (3.116)$$

$$u_2(t) = 0 \quad (3.117)$$



Obr. 3-17: Jednočinný propustný měnič s vyznačenými cestami proudu při rozeprtých tranzistorech [13] [25]

Stejně jako je tomu u snižujícího měniče, při sepnutých tranzistorech se tlumivka L chová jako spotřebič. Mimo tento čas přechází do režimu zdroje. Podobně lze popsat i kondenzátor C . Ten se během času t_{ZAP} nabíjí a během zbytku periody vybíjí do zátěže (odpor R_Z). [12] [13] [25] [26]

3.3.1.1 Určení indukčnosti L

Mezi napětím na cívce $u_L(t)$ a procházejícím proudem cívkou $i_L(t)$ lze napsat základní rovnici

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.118)$$

Při odvozování vyjdeme ze stavu, kdy jsou tranzistory sepnuty. Z rovnice (3.109) lze odvodit vztah pro napětí na cívce

$$u_L(t) = u_3(t) - U_Z = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - U_Z \quad (3.119)$$

a z rovnice (3.110) přímo plyne velikost proudu cívkou. Proud cívkou má stejný průběh, jako u snižujícího měniče (viz Obr. 3-6). Proud je tedy zvlněný, přičemž jeho maximální hodnota je $I_Z + \Delta I$ a minimální je $I_Z - \Delta I$. Za dobu t_{ZAP} se tedy musí proud změnit o $2 \cdot \Delta I$. Tuto informaci zapíšeme rovnicí v podobě

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{2 \cdot \Delta I}{t_{ZAP}} = \frac{2 \cdot \Delta I}{s \cdot T_{PWM}} \quad (3.120)$$

Po dosazení rovnic (3.119) a (3.120) do vztahu (3.118) a následné úpravě dostáváme vztah pro indukčnost v závislosti na střídě.

$$L = \frac{s \cdot \left(U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - U_Z \right)}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM}} = \frac{s \cdot (U_d \cdot N_2 - U_Z \cdot N_1)}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot N_1} \quad (3.121)$$

Do tohoto vztahu lze dále dosadit za střidu z rovnice (3.106). [10]

$$L = \frac{U_Z \cdot (U_d \cdot N_2 - U_Z \cdot N_1)}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot U_d \cdot N_2} \quad (3.122)$$

3.3.1.2 Určení kondenzátoru C

Kondenzátor C v obvodu slouží jako filtrační a vypočte se stejně jako u snižujícího měniče z přeměněné energie (viz kapitola 3.2.1.2). Vztahy uvedené pro snižující měnič platí i zde, a proto výsledný vztah je totožný se vztahem (3.18).

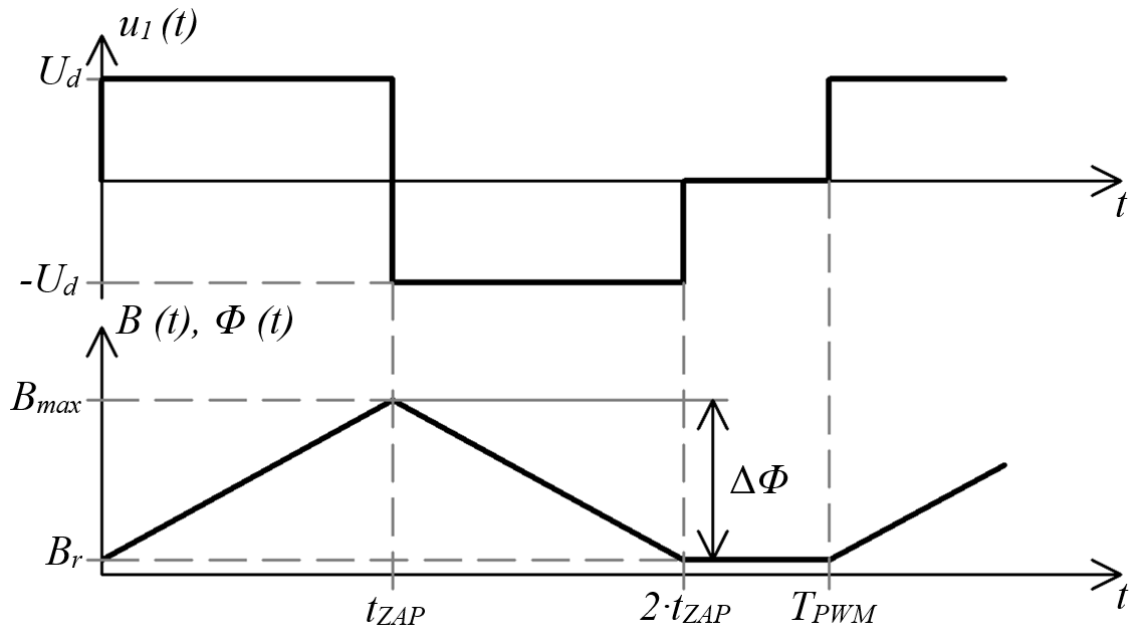
$$C = \frac{\Delta I}{8 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}} \quad (3.123)$$

3.3.1.3 Určení transformátoru Tr

Pro transformátor platí indukční zákon. Pro napětí na primárním vinutí tedy platí

$$u_1(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} = N_1 \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} = N_1 \cdot S_{Fe} \cdot \frac{dB(t)}{dt} \quad (3.124)$$

kde $\Psi(t)$ je spřažený magnetický tok, $\Phi(t)$ je magnetický tok, S_{Fe} je průřez jádra a $B(t)$ je magnetická indukce. Průběh magnetického toku i magnetické indukce je tvořen trojúhelníkovým průběhem, protože tyto veličiny jsou integrálem z obdélníkového napětí $u_1(t)$. Průběhy jsou znázorněny v Obr. 3-18.



Obr. 3-18: Průběh napětí na primárním vinutí transformátoru a magnetické indukce u jednočinného propustného měniče [12] [25]

Pro přírůstek spráženého magnetického toku $\Delta\Psi$ lze z rovnice (3.124) a Obr. 3-18 napsat

$$\Delta\Psi = N_1 \cdot \Delta\phi = N_1 \cdot S_{Fe} \cdot \Delta B = \int_0^{t_{ZAP}} u_1(t) dt \quad (3.125)$$

V tomto vztahu integrál vyznačuje plochu pod křivkou napětí, kterou lze vypočítat jako plochu obdélníka.

$$\int_0^{t_{ZAP}} u_1(t) dt = U_d \cdot t_{ZAP} = U_d \cdot s \cdot T_{PWM} = \frac{U_d \cdot s}{f_{PWM}} \quad (3.126)$$

Přírůstek magnetické indukce je dán rozdílem maximální indukce B_{max} a remanentní indukce B_r , která zde má význam počáteční integrační konstanty a při výpočtu se obvykle zanedbává.

$$\Delta B = B_{max} - B_r \quad (3.127)$$

Z těchto předešlých tří vztahů můžeme vyjádřit vztah pro počet závitů primární cívky transformátoru N_1 .

$$N_1 = \frac{U_d \cdot s}{\Delta B \cdot S_{Fe} \cdot f_{PWM}} = \frac{U_d \cdot s}{(B_{max} - B_r) \cdot S_{Fe} \cdot f_{PWM}} \quad (3.128)$$

Při zanedbání remanentní indukce se tento vztah změní do podoby, kterou budeme dále používat.

$$N_1 = \frac{U_d \cdot s}{B_{max} \cdot S_{Fe} \cdot f_{PWM}} \quad (3.129)$$

Počet závitů sekundární cívky transformátoru N_2 se pak určí ze vztahu (3.105) mezi vstupním a výstupním napětím měniče.

$$N_2 = \frac{N_1}{s} \cdot \frac{U_Z}{U_d} \quad (3.130)$$

Výpočet indukčnosti cívky s počtem závitů N vychází z Hopkinsonova zákona, který má tvar

$$\lambda_m = \frac{\phi}{U_m} \quad (3.131)$$

kde λ_m je magnetická vodivost a U_m je magnetické napětí. Pokud do tohoto vztahu dosadíme za magnetický tok a magnetické napětí, tak dostaneme

$$\lambda_m = \frac{\phi}{U_m} = \frac{B \cdot S_{Fe}}{H \cdot l_{Fe}} = \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}} = \frac{1}{R_m} \quad (3.132)$$

kde H je magnetická intenzita, l_{Fe} je střední délka siločáry, μ_0 je permeabilita vakua ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m), $\mu_{r,Fe}$ je relativní permeabilita materiálu (vztažená k μ_0) a R_m je magnetický odpor. Ze vztahu (3.130) vyjádříme magnetický tok a dosadíme za magnetické napětí součin počtu závitů N a proudu I

$$\phi = \lambda_m \cdot N \cdot I \quad (3.133)$$

Obě strany rovnice vynásobíme počtem závitů a porovnáme ho se vztahem pro spřažený magnetický tok, který v lineárním magnetickém obvodu je dán součinem indukčnosti a proudu. Obvod lze nazvat lineárním, protože se pracovní bod pohybuje pouze v lineární oblasti magnetizační charakteristiky.

$$N \cdot \phi = \lambda_m \cdot N^2 \cdot I \quad (3.134)$$

$$\Psi = L \cdot I \cong N \cdot \phi \quad (3.135)$$

Z těchto rovnic lze tedy napsat

$$L = \lambda_m \cdot N^2 \quad (3.136)$$

Spojením rovnic (3.132) a (3.136) a dosazením počtu závitů na primární a sekundární cívce, dostáváme vztahy pro výpočet indukčností jednotlivých vinutí.

$$L_1 = \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \cdot N_1^2 \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}} \quad (3.137)$$

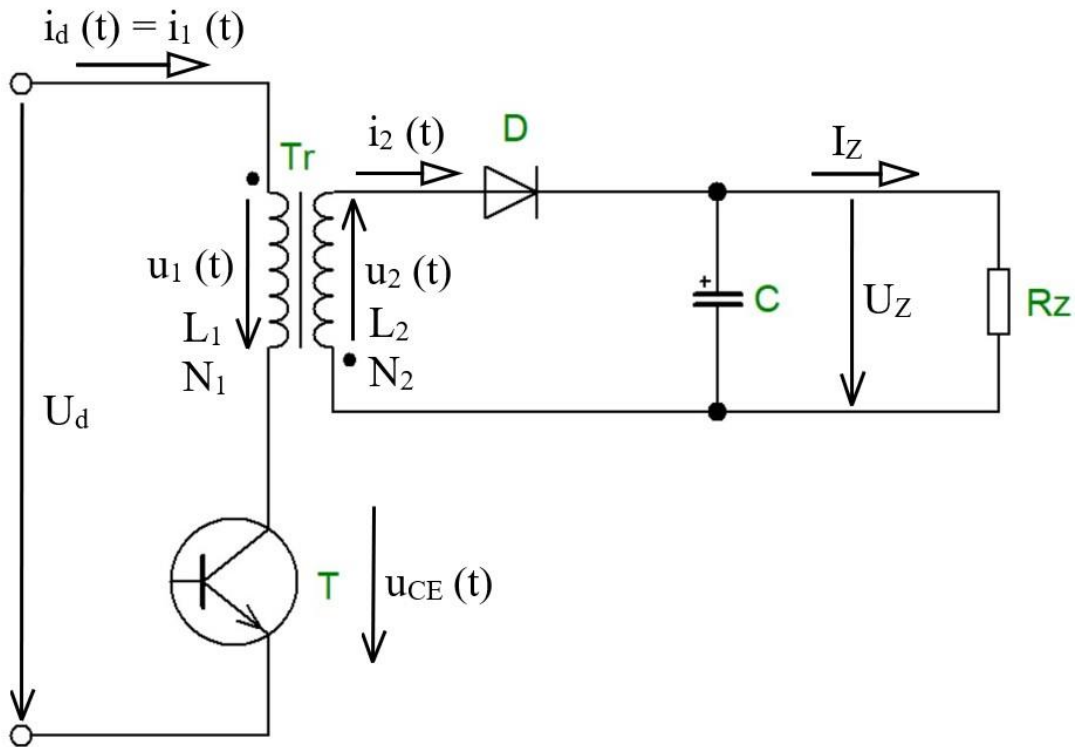
$$L_2 = \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \cdot N_2^2 \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}} \quad (3.138)$$

Transformátor pro jednočinný propustný měnič se konstruuje bez vzduchové mezery, jelikož ta by vedla ke zbytečnému zvýšení magnetizačního proudu. [12] [25] [27] [28]

3.3.2 Jednočinný blokující měnič

Základní zapojení tohoto měniče je znázorněno na Obr. 3-19 a jeho anglický název je flyback. Oproti propustnému měniči, který je popsán v předešlé kapitole, obsahuje blokující měnič nižší počet použitých součástek.

Princip i schéma blokujícího měniče vychází z měniče se společnou tlumivkou (viz kapitola 3.2.3). V zapojení tohoto měniče je tlumivka L nahrazena transformátorem Tr , kde tečky označují začátky vinutí. Režim činnosti se zde liší od činnosti transformátoru u propustných měničů. Zde se totiž magnetické účinky v jádře podobají tlumivce.



Obr. 3-19: Schéma zapojení jednočinného blokujícího měniče [25]

Uzavírání cest proudu pro sepnutý a vypnutý tranzistor jsou znázorněny v Obr. 3-20. Pokud je tranzistor sepnut, tak teče proud z napájecího zdroje přes primární vinutí transformátoru a tranzistor zpět do zdroje. V tomto okamžiku je vstupní napětí na cívce L_1 a primární proud tedy lineárně roste.

$$U_d = u_1(t) \quad (3.139)$$

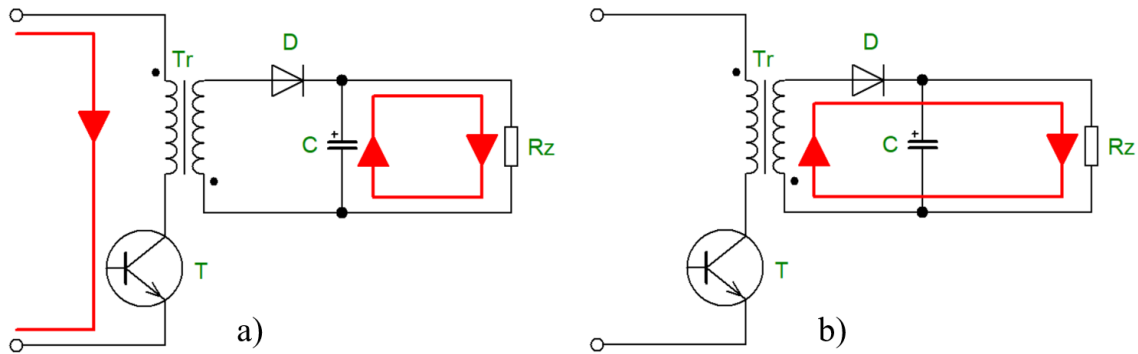
$$i_d(t) = i_1(t) \quad (3.140)$$

Lineární nárůst proudu způsobuje i lineární změnu magnetického toku v jádře transformátoru a indukuje se napětí do sekundární cívky. Dioda D je polarizována v závěrném směru, proto se energie dodaná do primárního vinutí nemůže odebrat na výstupní straně měniče a akumuluje se v magnetickém poli transformátoru. Výstupní proud z měniče se uzavírá přes kondenzátor. Napětí na něm klesá, tudíž se vybíjí do zátěže.

$$u_2(t) = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (3.141)$$

$$i_2(t) = 0 \quad (3.142)$$

$$I_Z = i_C(t) \quad (3.143)$$



Obr. 3-20: Cesta proudu v jednočinném blokujícím měniči pokud je tranzistor T: a) sepnut, b) rozepnut [13]

Při vypnutí tranzistoru se přeruší proud ze zdroje, což má za následek změnu polarity napětí na primárním i sekundárním vinutí. Dioda je v propustném směru. Proud se tedy může uzavřít ze sekundárního vinutí přes diodu do paralelní kombinace kondenzátoru a zátěže. Sekundární vinutí je připojeno na konstantní napětí U_Z na kondenzátoru. Proud tedy lineárně klesá a dochází k demagnetizaci transformátoru pomocí sekundárního vinutí. Kondenzátor je dobíjen a roste tedy i výstupní napětí. Dobu vypnutí tranzistoru lze obecně rozdělit na dvě části. První lze označit jako dobu demagnetizace, která končí tím, že klesající proud dosáhne nuly. Během této doby platí vše, co bylo v tomto odstavci řečeno a odpovídají tomu následující rovnice.

$$u_1(t) = U_d - u_{CE}(t) \quad (3.144)$$

$$i_1(t) = 0 \quad (3.145)$$

$$u_2(t) = -U_Z \quad (3.146)$$

$$i_2(t) = I_Z + i_C(t) \quad (3.147)$$

Rovnici (3.144) lze ještě vyjádřit pomocí napětí na sekundárním vinutí transformátoru a jeho převodu.

$$u_1(t) = U_d - u_{CE}(t) = u_2(t) \cdot \frac{N_1}{N_2} = -U_Z \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (3.148)$$

Odtud je patrný i vztah pro napětí na tranzistoru.

$$u_{CE}(t) = U_d + U_Z \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (3.149)$$

V druhé části doby, kdy je tranzistor vypnut, neteče primárním ani sekundárním vinutím transformátoru žádný proud. Napětí i proudy na obou vinutích transformátoru jsou nulové. Sníží se tedy i napětí na tranzistoru, které bude mít velikost

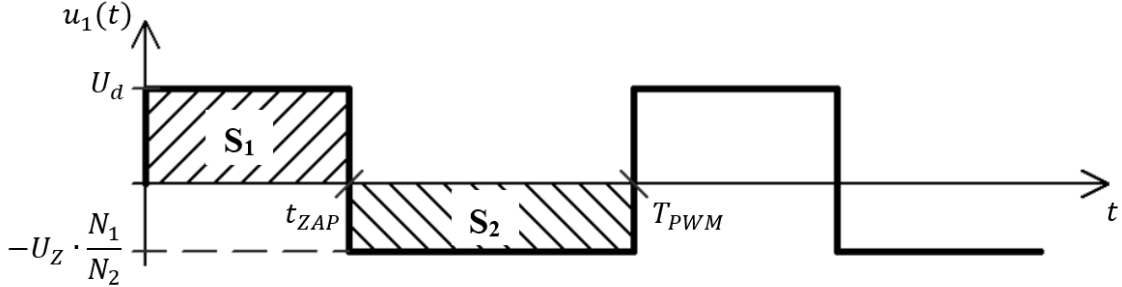
$$u_{CE}(t) = U_d \quad (3.150)$$

Tato doba se v průbězích objeví pouze tehdy, když měnič pracuje v režimu nespojitých proudů. Při návrhu a odvozování vztahů budeme uvažovat režim na mezi spojitých proudů. V čase, kdy je tranzistor vypnut, bude celou dobu probíhat demagnetizace transformátoru.

Pro odvození závislosti mezi vstupním a výstupním napětím v měniči vyjdeme z toho, že střední hodnota napětí na primárním vinutí $u_1(t)$ musí být rovna nule (stejně jako u cívky). Kdyby tato podmínka nebyla splněna, tak by magnetizační proud nekonečně rostl. Jestliže má být nulová střední hodnota napětí, tak musí být rovny plochy

pod křivkami během času zapnutého a vypnutého tranzistoru. Průběh napětí $u_1(t)$ je znázorněn v Obr. 3-21. Pro rovnost ploch S_1 a S_2 lze z tohoto obrázku napsat vztah

$$U_d \cdot t_{ZAP} = U_Z \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot (T_{PWM} - t_{ZAP}) \quad (3.151)$$



Obr. 3-21: Idealizovaný průběh napětí na primárním vinutí transformátoru v jednočinném blokujícím měniči [24]

Úpravou dostaneme vztah mezi vstupním napětím a střední hodnotou výstupního napětí v měniči

$$U_Z = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{s}{1-s} \quad (3.152)$$

nebo vztah pro střihu. V obou těchto vztazích se ještě objevuje počet závitů primárního a sekundárního vinutí. [12] [13] [25] [27] [28]

$$s = \frac{U_Z}{U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} + U_Z} = \frac{1}{1 + \frac{U_d}{U_Z} \cdot \frac{N_2}{N_1}} \quad (3.153)$$

3.3.2.1 Určení kondenzátoru C

Postup odvození vztahu k výpočtu kondenzátoru u blokujícího měniče je analogický k postupu u měniče se společnou tlumivkou, tedy i se zvyšujícím měničem. Vyjdeme ze stavu, kdy je tranzistor sepnut. V tuto dobu teče kondenzátorem celý výstupní proud, viz rovnice (3.143). Mezi proudem a napětím na kondenzátoru platí vztah (3.31). Po sloučení těchto dvou rovnic dostáváme

$$i_C(t) = I_Z = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad (3.154)$$

Za derivaci napětí podle času dosadíme dobu sepnutí tranzistoru t_{ZAP} a napěťovou změnu v tomto čase, která činí $2 \cdot \Delta U$. Pro kapacitu kondenzátoru tedy platí

$$C = \frac{I_Z \cdot t_{ZAP}}{2 \cdot \Delta U} = \frac{I_Z \cdot s}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}} \quad (3.155)$$

Po dosazení za střihu z rovnice (3.153) dostáváme výsledný vztah. [12] [25]

$$C = \frac{I_Z \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot \left(U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} + U_Z \right)} \quad (3.156)$$

3.3.2.2 Určení transformátoru Tr

Při návrhu transformátoru vycházíme z toho, že pro počet závitů primární cívky platí stejný vztah jako pro měnič propustný, který je v obecné podobě

$$N_1 = \frac{1}{\Delta B \cdot S_{Fe}} \cdot \int u_1(t) dt \quad (3.157)$$

Pro změnu magnetické indukce opět platí vztah (3.127). U tohoto měniče navrhujeme transformátor na mezi přerušovaných proudů. To znamená, že za periodu spínání tranzistorů dojde k magnetizaci i demagnetizaci transformátoru. Proto se remanentní magnetické indukce B_r (počáteční hodnota) zanedbá a změna magnetické indukce je tedy přímo rovna hodnotě maximální. V čase, kdy je tranzistor sepnut, je na primární cívce napětí o velikosti vstupního napětí měniče U_d , což je také patrné z Obr. 3-21. Za integrál primárního napětí tedy dosadíme plochu S_1 .

$$N_1 = \frac{1}{B_{max} \cdot S_{Fe}} \cdot U_d \cdot t_{ZAP} = \frac{U_d \cdot s}{f_{PWM} \cdot B_{max} \cdot S_{Fe}} \quad (3.158)$$

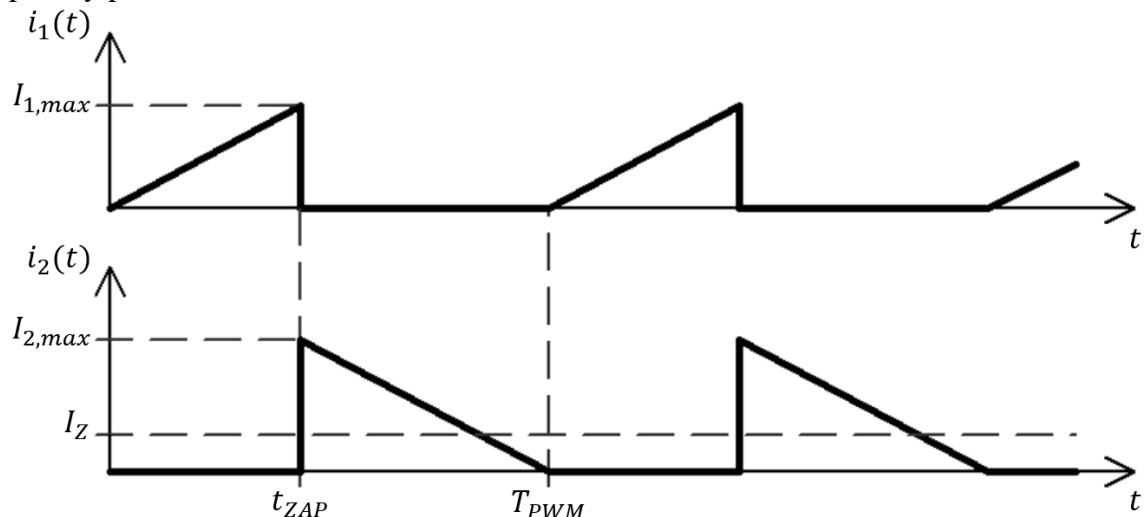
Pro sekundární vinutí platí tentýž počáteční vztah, co pro primární vinutí, ovšem upravený na sekundární stranu.

$$N_2 = \frac{1}{\Delta B \cdot S_{Fe}} \cdot \int u_2(t) dt \quad (3.159)$$

Za změnu magnetické indukce se dosadí stejně. Za integrál napětí na sekundárním vinutí se dosadí z času, kdy je tranzistor vypnut. V této době je na sekundárním vinutí celé výstupní napětí měniče U_Z .

$$N_2 = \frac{1}{B_{max} \cdot S_{Fe}} \cdot U_Z \cdot (T_{PWM} - t_{ZAP}) = \frac{U_Z \cdot (1 - s)}{f_{PWM} \cdot B_{max} \cdot S_{Fe}} \quad (3.160)$$

Indukčnosti jednotlivých vinutí se navrhují jako samostatné cívky, kterými tečou proudy podle Obr. 3-22.



Obr. 3-22: Průběhy proudů ve vinutích transformátoru u jednočinného blokujícího měniče [12] [24]

Pro obě vinutí platí, že změna proudu za daný časový okamžik je od nuly do jeho maxima. Tato změna proudu probíhá v obou případech lineárně, protože v tuto dobu je na cívkách konstantní napětí. Střední hodnota proudu sekundárním vinutím musí být rovna

výstupnímu proudu z měniče, tedy $I_{2, \text{stř}} = I_Z$. Proto musí platit rovnost ploch pod křivkami za periodu spínání tranzistorů.

$$I_Z \cdot T_{PWM} = I_{2, \text{max}} \cdot (T_{PWM} - t_{ZAP}) \cdot \frac{1}{2} \quad (3.161)$$

Po dosazení za čas sepnutí tranzistoru a následné úpravě dostaneme vztah pro výpočet maximálního sekundárního proudu.

$$I_{2, \text{max}} = \frac{2 \cdot I_Z}{1 - s} \quad (3.162)$$

Mezi primární a sekundární maximální hodnotou proudu platí vztah za použití převodu transformátoru.

$$I_{1, \text{max}} = I_{2, \text{max}} \frac{N_2}{N_1} \quad (3.163)$$

Do tohoto vztahu dosadíme za $I_{2, \text{max}}$ z rovnice (3.162) a získáme vztah

$$I_{1, \text{max}} = \frac{2 \cdot I_Z \cdot N_2}{(1 - s) \cdot N_1} \quad (3.164)$$

Mezi proudem a napětím na cívce platí vztah

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} \quad (3.165)$$

Za napětí a změnu času dosadíme stejně jako u výpočtu závitů. Za změnu proudu dosadíme maximální hodnotu proudu a dostaneme vztahy pro indukčnosti jednotlivých vinutí.

$$L_1 = \frac{U_d \cdot s}{I_{1, \text{max}} \cdot f_{PWM}} \quad (3.166)$$

$$L_2 = \frac{U_Z \cdot (1 - s)}{I_{2, \text{max}} \cdot f_{PWM}} \quad (3.167)$$

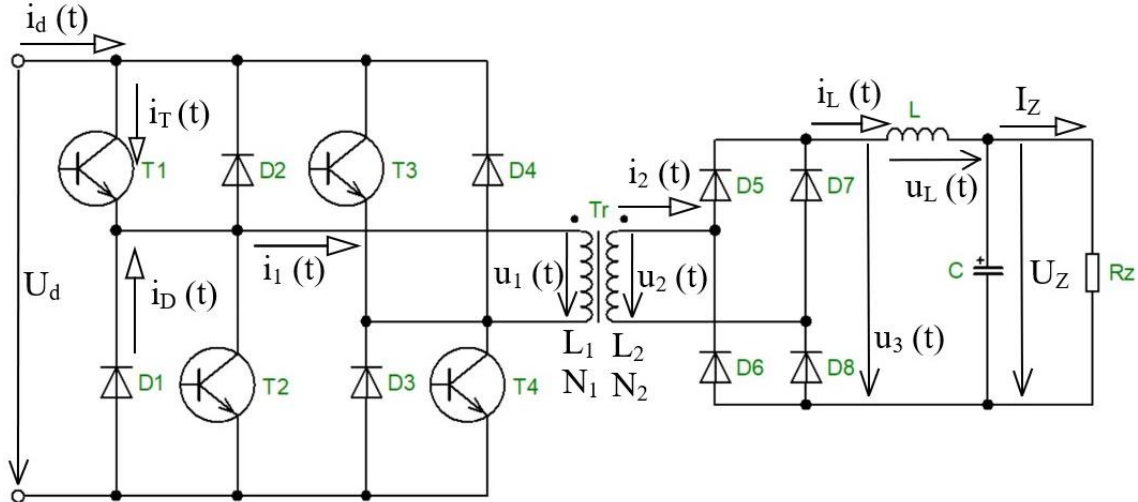
Do těchto vztahů dosadíme za maximální hodnoty proudů z rovnic (3.162) a (3.164) a získáme konečné vztahy pro určení indukčností. [12] [25] [27] [28]

$$L_1 = \frac{U_d \cdot s \cdot (1 - s) \cdot N_1}{2 \cdot I_Z \cdot f_{PWM} \cdot N_2} \quad (3.168)$$

$$L_2 = \frac{U_Z \cdot (1 - s)^2}{2 \cdot I_Z \cdot f_{PWM}} \quad (3.169)$$

3.3.3 Dvojčinný propustný měnič

Zapojení dvojčinného propustného měniče je znázorněno na Obr. 3-23. Zde je vstupní strana měniče tvořena čtyřmi tranzistorovými spínači. Tato topologie se nazývá celý (plný) můstek, nebo anglickým názvem full bridge. Výstupní strana měniče je tvořena Graetzovým můstkem, který je složen ze čtyř diod a usměrňuje sekundární napětí $u_2(t)$. Dále obsahuje výstupní LC filtr.



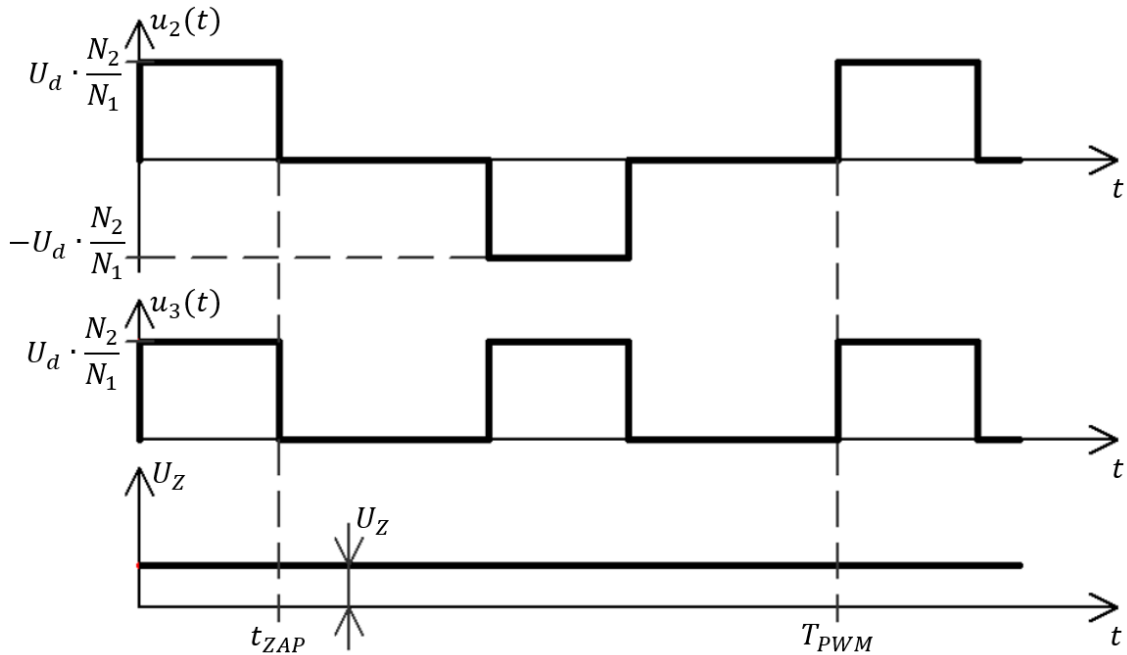
Obr. 3-23: Schéma zapojení dvojčinného propustného měniče [12] [25]

U tohoto typu měniče dochází k přenosu energie dvakrát za periodu spínání T_{PWM} a to vždy při sepnuté uhlopříčce tranzistorů. První uhlopříčka je dána tranzistorem T_1 a T_4 , druhá tranzistorem T_2 a T_3 . Spínání jednotlivých tranzistorů v měniči lze řídit dvěma různými algoritmy, které jsou popsány dále.

Měnič má dvě větve tranzistorů, kde každá větev obsahuje jeden horní tranzistorový spínač a jeden dolní (větev tedy obsahuje dva tranzistory nad sebou). Ve větvi nesmí být současně sepnuty oba tranzistory. Tato situace by způsobila zkrat vstupního napětí přes tyto tranzistory a následnou havárii.

Doba sepnutí tranzistorů v jednotlivých uhlopříčkách je totožná, tedy ji lze označit jako t_{ZAP} . Pro každou uhlopříčku lze tedy maximálně vymežit polovinu spínací periody a maximální střída je stejná jako pro jednočinný propustný měnič. Platí zde tedy rovnice (3.102) a taktéž je zde maximální střída 0,5. Prakticky musí být doba zapnutí t_{ZAP} menší o ochrannou dobu (stejně jako u jednočinného propustného měniče).

Závislost mezi vstupním napětím U_d a výstupním napětím U_Z vychází ze stejné myšlenky jako u jednočinného propustného měniče. Lze znovu říct, že výstupní napětí je totožné se střední hodnotou napětí $u_3(t)$. V Obr. 3-24 jsou znázorněny napětí na výstupní straně měniče.



Obr. 3-24: Průběhy napětí na výstupní straně dvojjmenného propustného měniče při zatížení [12] [25]

Jestliže si jsou rovny střední hodnoty, tak si jsou rovny plochy pod křivkami. Z ploch plyne rovnost pro celou periodu spínání tranzistorů

$$U_Z \cdot T_{PWM} = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot 2 \cdot t_{ZAP} \quad (3.170)$$

Ze vztahu úpravou dostaneme rovnici pro výstupní napětí U_Z a střihu s .

$$U_Z = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot 2 \cdot \frac{t_{ZAP}}{T_{PWM}} = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot 2 \cdot s \quad (3.171)$$

$$s = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_Z}{U_d} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (3.172)$$

Cesty proudů při sepnutých jednotlivých uhlopříčkách tranzistorů, jsou naznačeny v Obr. 3-25. Sepnutým tranzistorům T_1 a T_4 (první uhlopříčka) odpovídá červený směr proudu a na primárním vinutím transformátoru je celé vstupní napětí měniče. Vstupní stranu měniče lze popsat rovnicemi

$$u_1(t) = U_d \quad (3.173)$$

$$i_1(t) = i_T(t) = i_d(t) \quad (3.174)$$

Při sepnutých tranzistorech T_2 a T_3 (druhá uhlopříčka) je směr proudu ve vstupní části měniče naznačen modře. Proud primárním vinutím transformátoru je opačné polarity. Totéž platí i pro napětí na tomto vinutí.

$$u_1(t) = -U_d \quad (3.175)$$

$$i_1(t) = -i_d(t) \quad (3.176)$$

Během těchto dvou stavů dochází k lineárnímu nárůstu (sepnuta první uhlopříčka) a poklesu (sepnuta druhá uhlopříčka) magnetizačního proudu v jádře. Jelikož roste (klesá) magnetizační proud, tak roste (klesá) i magnetický tok v jádře. Ten se mění od kladné po zápornou maximální hodnotu.

Výstupní stranu měniče lze pro oba případy popsat stejnými rovnicemi. Rozdíl je pouze v tom, které diody z diodového můstku aktuálně usměřují. Pro proud i napětí za můstkem lze tedy říct, že je tam absolutní hodnota veličiny před můstkem. Tuto informaci lze napsat rovnicemi ve tvaru

$$u_3(t) = |u_2(t)| \quad (3.177)$$

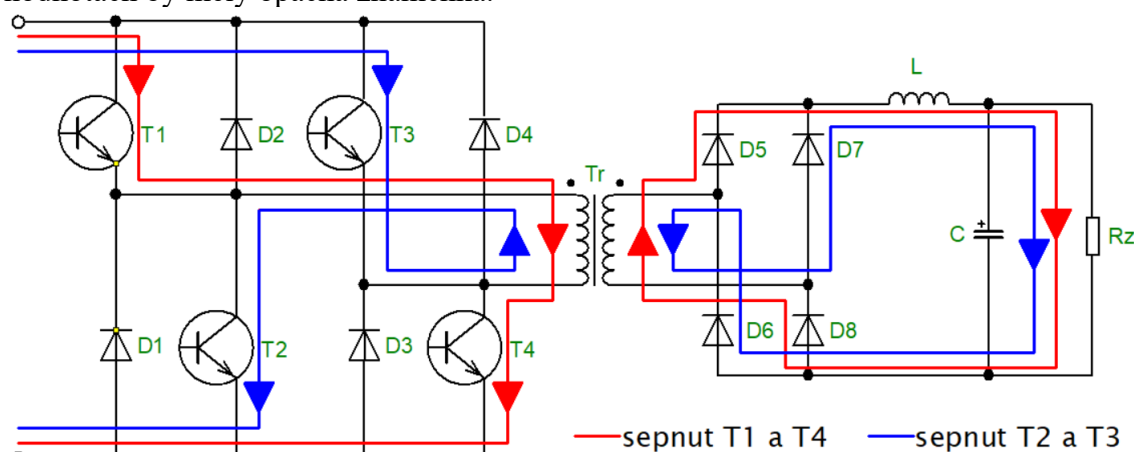
$$i_L(t) = |i_2(t)| \quad (3.178)$$

Proto pak výstupní napětí a proud z měniče nezávisí na tom, přes které tranzistory se aktuálně energie přenáší. Při sepnuté první úhlopříčce tranzistorů lze předešlé rovnice upravit na tvar

$$u_3(t) = |u_2(t)| = |u_1(t)| \cdot \frac{N_2}{N_1} = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} = u_L(t) + U_Z \quad (3.179)$$

$$i_L(t) = |i_2(t)| = |i_1(t)| \cdot \frac{N_1}{N_2} = i_c(t) + I_Z \quad (3.180)$$

Pro druhou úhlopříčku by se tyto vztahy změnili pouze tak, že veličiny v absolutních hodnotách by měly opačná znaménka.

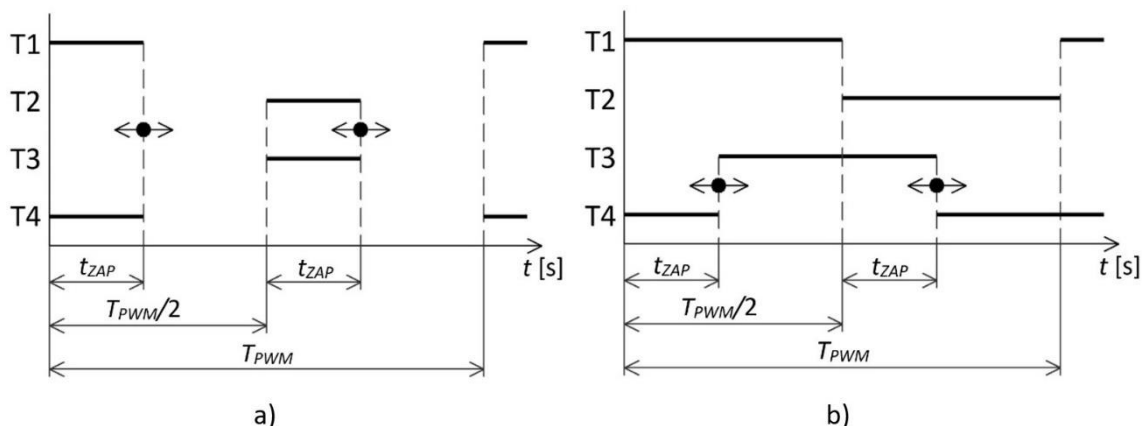


Obr. 3-25: Cesta proudu ve dvojjmenném propustném měniči při sepnuté úhlopříčce tranzistorů [13]

Pokud není sepnuta žádná z úhlopříček, tak jsou sepnuty oba horní nebo dolní tranzistory, nebo není sepnut žádný z tranzistorů. To záleží poté na zvoleném řídicím algoritmu spínání tranzistorů. V tomto okamžiku se na výstup nepřenáší energie ze vstupu. Na výstupní straně se uzavírá smyčka proudu z indukčnosti přes paralelní kombinaci kondenzátoru a zátěžného odporu a přes sérioparalelní kombinaci diod v diodovém můstku. Indukčnost L se nyní chová jako zdroj. [12] [13] [25] [26]

3.3.3.1 Spínací algoritmy

Jak již bylo řečeno, tranzistory lze spínat dvěma způsoby. Přehled spínání jednotlivých tranzistorů je znázorněn v Obr. 3-26, kde plná čára znamená sepnutý tranzistor a prázdno vypnutý tranzistor.



Obr. 3-26: Spínací algoritmus tranzistorů ve dvojitěm propustném měniči: a) první, b) druhý [25]

První řídicí algoritmus spočívá v tom, že je buď sepnuta jedna z uhlopříček nebo není sepnut žádný tranzistor. Pokud by měnič pracoval naprázdno, tak by se v době t_{ZAP} transformátor magnetoval a následně by proběhla demagnetizace. Tento děj probíhá dvakrát za periodu spínání tranzistorů a v druhé polovině periody je zrcadlově otočen podle osy času (napětí na primárním vinutí je opačné polarity). Tento děj probíhá i u jednočinného propustného měniče.

Pokud je měnič zatížen, tak nedochází k demagnetizaci jádra transformátoru. V době, kdy není sepnut žádný z tranzistorů, je magnetický tok v jádře konstantní. To je způsobeno tím, že v této chvíli se proud na výstupní straně měniče uzavírá přes sérioparalelní kombinaci diod v usměrňovacím můstku. Napětí na sekundární i primární cívice je nulové (diody v usměrňovacím můstku musí mít stejné úbytky), tudíž žádná z diod na vstupní straně měniče se nemůže otevřít. Magnetizační proud nemůže téct primárním vinutím, proto poteče vinutím sekundárním.

V druhém řídicím algoritmu je každý z tranzistorů sepnut po dobu poloviny spínací periody. Sepnutí horního a dolního tranzistoru v jedné větvi se střídá. Druhá větev je spínána stejně jako první, ovšem je opožděna o fázový posuv t_{ZAP} , který může být v rozsahu od nuly po polovinu spínací periody. Šířka impulsů napětí na primárním vinutí transformátoru pak přímo odpovídá fázovému posunu (proto fázové posunutí značeno stejně jako čas sepnutí tranzistoru u předešlých měničů).

Během každé půlperiody dojde po dobu $(T_{PWM}/2 - t_{ZAP})$ ke zkratu primárního vinutí. Zkrat je zapříčiněn tím, že jsou najednou sepnuty horní nebo dolní tranzistory v obou větvích, z čehož rozeznáváme horní nebo dolní zkrat. Díky těmto zkratům může magnetizační proud téci pouze primárním vinutím transformátoru a sekundární vinutí se tedy nebude magnetizačních dějů nijak účastnit. Během zkratu je magnetizační proud i magnetický tok v jádře konstantní (v každém okamžiku platí, že je to integrál z napětí na primárním vinutí transformátoru). [25]

3.3.3.2 Určení tlumivky L a kondenzátoru C

Postup návrhu těchto součástí je totožný s návrhem u jednočinného propustného měniče. Pro tlumivku platí i výsledný vztah závislosti indukčnosti L na střídě s , který je uveden pod rovnicí (3.121)

$$L = \frac{s \cdot \left(U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - U_Z \right)}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM}} = \frac{s \cdot (U_d \cdot N_2 - U_Z \cdot N_1)}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot N_1} \quad (3.181)$$

Vztah pro kondenzátor C je totožný s rovnicí (3.123) pro jednočinný propustný měnič a s rovnicí (3.18), která platí pro měnič snižující.

$$C = \frac{\Delta I}{8 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}} \quad (3.182)$$

Rozdíl ve výpočtu tlumivky L je až po dosazení do vztahu (3.181) za střidu z rovnice (3.172).

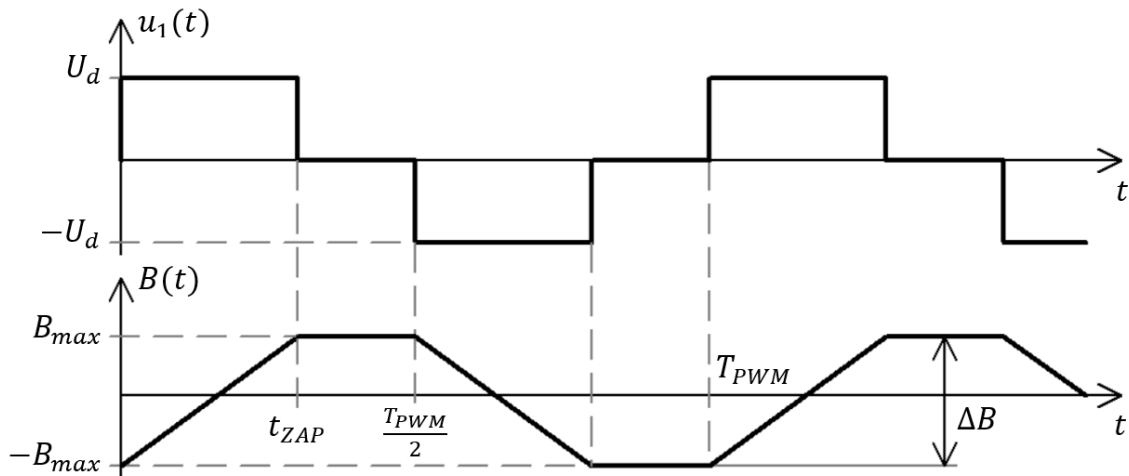
$$L = \frac{U_Z \cdot (U_d \cdot N_2 - U_Z \cdot N_1)}{4 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot U_d \cdot N_2} \quad (3.183)$$

Výsledná indukčnost je oproti již zmíněnému jednočinnému měniči poloviční. Tento výsledek je dán tím, že je na výstup měniče dodávána energie dvakrát za periodu spínání. [10] [27]

3.3.3.3 Určení transformátoru Tr

Návrh transformátoru je obdobný návrhu u jednočinného propustného měniče. Vztah pro počet závitů primárního vinutí transformátoru je dán obecným vztahem

$$N_1 = \frac{1}{\Delta B \cdot S_{Fe}} \cdot \int u_1(t) dt \quad (3.184)$$



Obr. 3-27: Průběh napětí na primárním vinutí transformátoru a magnetické indukce u dvojnásobného propustného měniče [12] [25]

Dosazení do pravé strany vztahu se provede za pomoci předešlého obrázku. Za změnu magnetické indukce ΔB se dosadí dvojnásobek její maximální hodnoty B_{max} , protože její hodnota se v ustáleném stavu pohybuje od kladného maxima po záporné a naopak. Za integrál se dosadí plocha pod křivkou napětí, což je vlastně součin vstupního napětí měniče U_d a doby sepnutí tranzistoru t_{ZAP} . Po dosazení těchto informací do vztahu (3.184) dostáváme výsledný vztah pro počet závitů N_1 .

$$N_1 = \frac{1}{2 \cdot B_{max} \cdot S_{Fe}} \cdot U_d \cdot t_{ZAP} = \frac{U_d \cdot s}{2 \cdot B_{max} \cdot S_{Fe} \cdot f_{PWM}} \quad (3.185)$$

Počet závitů N_2 sekundární cívky transformátoru se vypočte ze vztahu pro střidu, který je uveden jako rovnice (3.172). Po jeho úpravě získáme rovnici

$$N_2 = \frac{N_1}{2 \cdot s} \cdot \frac{U_Z}{U_d} \quad (3.186)$$

Indukčnosti cívek transformátoru se vypočtou stejnými vztahy jako jednočinný propustný měnič. Platí tedy totéž, co bylo napsáno v kapitole 3.3.1.3 a výsledné vztahy mají tvar

$$L_1 = \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \cdot N_1^2 \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}} \quad (3.187)$$

$$L_2 = \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \cdot N_2^2 \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}} \quad (3.188)$$

I pro dvojitý propustný měnič platí, že transformátor musí být realizován bez vzduchové mezery. [25] [27] [28]

Tabulka 3-3: Shrnutí vztahů mezi vstupním napětím a střední hodnotou výstupního napětí měniče a vztahů pro střidu u měničů s transformátorem

Měnič	$U_Z = f(U_d)$	Střída s [-]
Jednočinný propustný	$U_Z = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s$	$s = \frac{U_Z}{U_d} \cdot \frac{N_1}{N_2}$
Jednočinný blokující	$U_Z = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{s}{1-s}$	$s = \frac{1}{1 + \frac{U_d}{U_Z} \cdot \frac{N_2}{N_1}}$
Dvojitý propustný	$U_Z = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot 2 \cdot s$	$s = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_Z}{U_d} \cdot \frac{N_1}{N_2}$

Tabulka 3-4: Shrnutí vztahů pro indukčnosti a kapacity v měničích s transformátorem

Měnič	Indukčnosti [H]	Kapacity [F]
Jednočinný propustný	$L = \frac{U_Z \cdot (U_d \cdot N_2 - U_Z \cdot N_1)}{2 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot U_d \cdot N_2}$	$C = \frac{\Delta I}{8 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}}$
Jednočinný blokující	-	$C = \frac{I_Z \cdot U_Z}{2 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM} \cdot \left(U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} + U_Z \right)}$
Dvojitý propustný	$L = \frac{U_Z \cdot (U_d \cdot N_2 - U_Z \cdot N_1)}{4 \cdot \Delta I \cdot f_{PWM} \cdot U_d \cdot N_2}$	$C = \frac{\Delta I}{8 \cdot \Delta U \cdot f_{PWM}}$

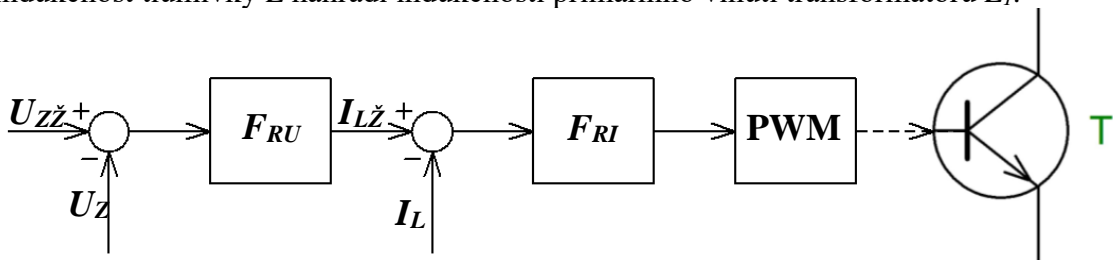
Tabulka 3-5: Shrnutí vztahů pro transformátor v měničích s transformátorem

Měnič	Počet závitů [-]	Indukčnost [H]
Jednočinný propustný	$N_1 = \frac{U_d \cdot s}{B_{max} \cdot S_{Fe} \cdot f_{PWM}}$ $N_2 = \frac{N_1 \cdot U_Z}{s \cdot U_d}$	$L_1 = \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \cdot N_1^2 \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}}$ $L_2 = \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \cdot N_2^2 \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}}$
Jednočinný blokující	$N_1 = \frac{U_d \cdot s}{f_{PWM} \cdot B_{max} \cdot S_{Fe}}$ $N_2 = \frac{U_Z \cdot (1 - s)}{f_{PWM} \cdot B_{max} \cdot S_{Fe}}$	$L_1 = \frac{U_d \cdot s \cdot (1 - s) \cdot N_1}{2 \cdot I_Z \cdot f_{PWM} \cdot N_2}$ $L_2 = \frac{U_Z \cdot (1 - s)^2}{2 \cdot I_Z \cdot f_{PWM}}$
Dvojjinný propustný	$N_1 = \frac{U_d \cdot s}{2 \cdot B_{max} \cdot S_{Fe} \cdot f_{PWM}}$ $N_2 = \frac{N_1 \cdot U_Z}{2 \cdot s \cdot U_d}$	$L_1 = \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \cdot N_1^2 \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}}$ $L_2 = \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \cdot N_2^2 \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}}$

3.4 Regulace

Jelikož chceme udržet výstupní napětí U_Z a proud tlumivkou $i_L(t)$ v bezpečných mezích, tak budeme tyto veličiny regulovat. Přenosy a výsledné regulátory budou odvozovány obecně, a proto jsou tyto vztahy platné pro všechny zmíněné měniče.

Pouze u jednočinného blokujícího měniče je regulován proud primárním vinutím transformátoru $i_I(t)$, ale kromě značení se nic nemění (ve výsledných vztazích se indukčnost tlumivky L nahradí indukčností primárního vinutí transformátoru L_I).

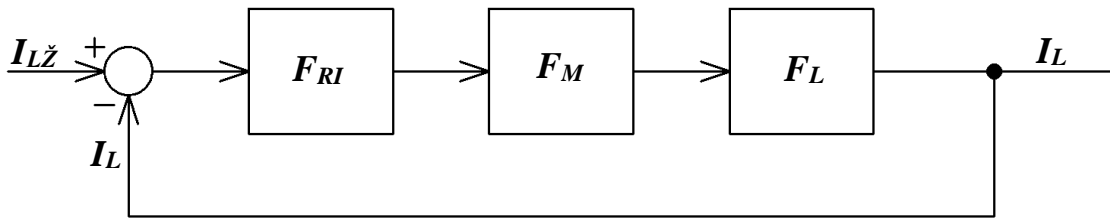


Obr. 3-28: Uspořádání regulátorů

Ve zpětných vazbách u obou struktur regulací by měla být ještě zesílení od čidel. Tato zesílení nebudeme uvažovat, protože nemáme žádná reálná čidla. Zesílení čidel je tedy rovno jedné. [29]

3.4.1 Regulace proudu

Jak již bylo zmíněno, bude se regulovat proud cívkou L , který je v předešlých kapitolách značen $i_L(t)$. Na Obr. 3-29 je znázorněna struktura proudové regulace, kde I_{LZ} je žádaná hodnota proudu tlumivkou L a I_L je měřená hodnota, F_{RI} je přenos regulátoru proudu, F_M je přenos měniče a F_L je přenosová funkce cívky L .



Obr. 3-29: Struktura proudové regulace

Přenosová funkce cívky L vychází z jejího obecného vztahu mezi napětím a proudem, který již byl uveden pod označením (3.9).

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.189)$$

Tento vztah převedeme pomocí Laplaceovy transformace na tvar

$$U_L(p) = L \cdot p \cdot I_L(p) \quad (3.190)$$

z kterého dále vyjádříme podíl proudu ku napětí, což je již zmíněná přenosová funkce F_L .

$$F_L = \frac{I_L(p)}{U_L(p)} = \frac{1}{L \cdot p} \quad (3.191)$$

Přenosová funkce měniče F_M má tvar

$$F_M = \frac{K_M}{\tau_M \cdot p + 1} \quad (3.192)$$

kde K_M je zesílení měniče a τ_M je časová konstanta měniče. Zesílení je dáno vztahem

$$K_M = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_{\tilde{r}}} \quad (3.193)$$

kde $U_{\tilde{r}}$ je řídicí napětí měniče. Toto napětí se pohybuje v rozmezí od 0 do 1 V podle střídá. Napětí 1 V odpovídá střídě $s = 1$ [-]. Do vztahu tedy dosadíme $\Delta U_d = U_d$ a $\Delta U_{\tilde{r}} = 1$ V. Časová konstanta měniče je dána polovinou periody pulzně šířkové modulace nebo její frekvencí.

$$\tau_M = \frac{1}{2} \cdot T_{PWM} = \frac{1}{2 \cdot f_{PWM}} \quad (3.194)$$

Po dosazení dostaneme výsledný tvar přenosové funkce měniče.

$$F_M = \frac{U_d}{\frac{1}{2 \cdot f_{PWM}} \cdot p + 1} \quad (3.195)$$

Dále si potřebujeme určit přenos soustavy proudové smyčky, který je dán vztahem

$$F_{SI} = F_M \cdot F_L \quad (3.196)$$

Do tohoto vztahu dosadíme z rovnic (3.94) a (3.98) a následně ho upravíme.

$$F_{SI} = \frac{U_d}{\frac{1}{2 \cdot f_{PWM}} \cdot p + 1} \cdot \frac{1}{L \cdot p} = \frac{U_d}{L \cdot p \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f_{PWM}} \cdot p + 1 \right)} \quad (3.197)$$

Jak je patrné, soustava obsahuje jednu časovou konstantu. Pro návrh regulátoru použijeme metodu optimálního modulu, jehož přenosová funkce je

$$F_{OM} = \frac{1}{2 \cdot \tau_\sigma \cdot p \cdot (\tau_\sigma \cdot p + 1)} \quad (3.198)$$

Do tohoto vztahu se za časovou konstantu τ_σ vždy volí nejmenší časová konstanta soustavy. Jelikož soustava obsahuje pouze jednu časovou konstantu, tak je jasně definován vztah $\tau_\sigma = \tau_M$.

Přenosová funkce regulátoru proudu se pak určí vztahem

$$F_{RI} = F_{OM} \cdot \frac{1}{F_{SI}} \quad (3.199)$$

Do tohoto vztahu dosadíme z rovnic (3.100), (3.101) a (3.102)

$$F_{RI} = \frac{1}{2 \cdot \frac{1}{2 \cdot f_{PWM}} \cdot p \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f_{PWM}} \cdot p + 1 \right)} \cdot \frac{L \cdot p \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f_{PWM}} \cdot p + 1 \right)}{U_d} \quad (3.200)$$

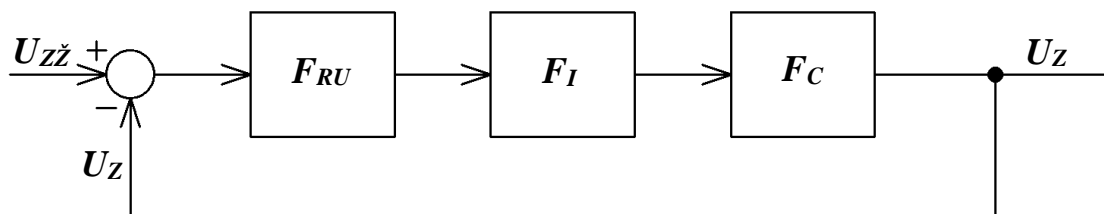
a poté upravíme na výsledný tvar.

$$F_{RI} = \frac{f_{PWM} \cdot L}{U_d} \quad (3.201)$$

Z této rovnice je patrné, že proudový regulátor má pouze proporcionální složku. To znamená, že se bude jednat o regulátor typu P. [29]

3.4.2 Regulace napětí

Regulovat se bude výstupní napětí z měniče U_Z . Schéma struktury napěťové regulace je znázorněno na Obr. 3-30, kde $U_{Z\dot{z}}$ je žádané výstupní napětí, F_{RU} je přenos regulátoru napětí, F_I je náhradní přenos proudové smyčky a F_C je přenosová funkce filtračního kondenzátoru C. Označení tohoto kondenzátoru v předešlých kapitolách je splněno u všech měničů, kromě měniče ČUK, SEPIC a ZETA (zde je tento kondenzátor označen C_2). Proto na konci této kapitoly je uveden i vztah s tímto kondenzátorem.



Obr. 3-30: Struktura napěťové regulace

Jelikož pro výpočet regulátoru proudu byla použita metoda optimálního modulu a neuvažuje se zesílení proudového čidla, tak náhradní přenos proudové smyčky je ve tvaru

$$F_I = \frac{1}{2 \cdot \tau_\sigma \cdot p + 1} = \frac{1}{2 \cdot \frac{1}{2 \cdot f_{PWM}} \cdot p + 1} = \frac{1}{\frac{1}{f_{PWM}} \cdot p + 1} \quad (3.202)$$

Přenosová funkce filtračního kondenzátoru vychází z obecné rovnice mezi napětím a proudem, na kterou je aplikována Laplaceova transformace.

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i_c(t) dt \quad (3.203)$$

$$U_C(p) = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{p} \cdot I_C(p) \quad (3.204)$$

Z tohoto vztahu se vyjádří podíl napětí ku proudu a dostaneme přenosovou funkci filtračního kondenzátoru.

$$F_C = \frac{U_C(p)}{I_C(p)} = \frac{1}{C \cdot p} \quad (3.205)$$

Přenos soustavy napěťové smyčky F_{SU} je

$$F_{SU} = F_I \cdot F_C = \frac{1}{\frac{1}{f_{PWM}} \cdot p + 1} \cdot \frac{1}{C \cdot p} = \frac{1}{C \cdot p \cdot \left(\frac{1}{f_{PWM}} \cdot p + 1\right)} \quad (3.206)$$

Tento přenos obsahuje také jen jednu časovou konstantu. Ovšem zde použijeme pro návrh regulátoru metodu symetrického optima, která má přenosovou funkci

$$F_{SO} = \frac{4 \cdot \tau_\sigma \cdot p + 1}{8 \cdot \tau_\sigma^2 \cdot p^2 \cdot (\tau_\sigma \cdot p + 1)} \quad (3.207)$$

kteřou dosadíme společně se vztahem pro přenos soustavy napěťové smyčky a dostaneme přenos napěťového regulátoru. Časovou konstantu symetrického optima volíme stejnou jako obsahuje přenos soustavy napěťové smyčky F_{SU} .

$$F_{RU} = F_{SO} \cdot \frac{1}{F_{SU}} = \frac{4 \cdot \frac{1}{f_{PWM}} \cdot p + 1}{8 \cdot \frac{1}{f_{PWM}^2} \cdot p^2 \cdot \left(\frac{1}{f_{PWM}} \cdot p + 1\right)} \cdot \frac{C \cdot p \cdot \left(\frac{1}{f_{PWM}} \cdot p + 1\right)}{1} \quad (3.208)$$

$$F_{RU} = \frac{4 \cdot \frac{1}{f_{PWM}} \cdot p + 1}{8 \cdot \frac{1}{C \cdot f_{PWM}^2} \cdot p} = \frac{C \cdot f_{PWM}}{2} + \frac{C \cdot f_{PWM}^2}{8 \cdot p} \quad (3.209)$$

Pro měnič ČUK, SEPIC a ZETA platí vztah

$$F_{RU} = \frac{4 \cdot \frac{1}{f_{PWM}} \cdot p + 1}{8 \cdot \frac{1}{C_2 \cdot f_{PWM}^2} \cdot p} = \frac{C_2 \cdot f_{PWM}}{2} + \frac{C_2 \cdot f_{PWM}^2}{8 \cdot p} \quad (3.210)$$

Ze vztahů (3.209) a (3.210) je patrné, že regulátor napětí je tvořen proporcionální a integrační složkou. Jedná se tedy o PI regulátor. [29]

3.5 Ztráty vedením polovodičových prvků

Průchodem proudu vznikají na všech polovodičových součástkách ztráty vedením a u tranzistorů ještě vznikají přepínací ztráty, které zde nebudou řešeny. Tyto ztráty se na příslušné součástce přemění na teplo, a proto jsou důležité při návrhu chlazení součástek.

Při výpočtu ztrát vedením je zapotřebí dopočítat střední a efektivní hodnotu proudu, který prochází danou součástkou. Pro tyto dva proudy platí obecné výrazy

$$I_{stř} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (3.211)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (3.212)$$

Tyto vztahy jsou uvedeny pro proudy, ale platí i pro napětí. Pro jednotlivé měniče a součástky jsou tyto vztahy pro proudy shrnuty v tabulkách na konci kapitoly. [10] [24]

3.5.1 Dioda

Pro odvození vztahu pro ztráty vedením se VA-charakteristika diody v propustném směru nahradí lomenou přímkou, která je udávána prahovým napětím U_p a dynamickým odporem R_d (sklon přímky). Podle lomené přímky je pak velikost napětí

$$u(t) = U_p + R_d \cdot i(t) \quad (3.213)$$

Ztráty vedením $P_{ztr,ved}$ se obecně vypočtou

$$P_{ztr,ved} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt \quad (3.214)$$

Do tohoto vztahu dosadíme za napětí a dostáváme výsledný vztah. [10] [24]

$$P_{ztr,ved} = U_p \cdot I_{stř} + R_d \cdot I_{ef}^2 \quad (3.215)$$

3.5.2 Tranzistor MOS-FET

U tohoto typu tranzistoru je to jednodušší než u diody. Pokud je tranzistor sepnut, tak se nachází pracovní bod na mezní přímce. Ta nemá z počátku žádné prahové napětí. Tranzistor se pak chová jako lineární odpor R_d , což je i parametr, kterým je přímka definována. Pro napětí na tranzistoru platí Ohmův zákon

$$u(t) = R_d \cdot i(t) \quad (3.216)$$

Po dosazení tohoto vztahu do obecné rovnice pro ztráty vedením (3.214) dostaneme finální vztah. [10] [24]

$$P_{ztr,ved} = R_d \cdot I_{ef}^2 \quad (3.217)$$

Tabulka 3-6: Vztahy pro proudy na polovodičových prvcích pro měniče bez transformátoru [11] [12]

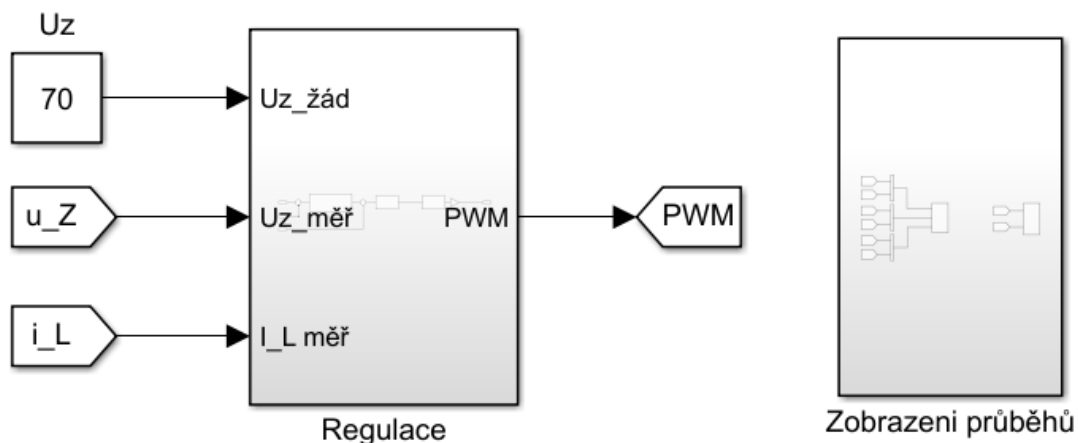
Měnič	Proudy tranzistory [A]	Proudy diodami [A]
Snižující	$I_{T,max} = I_Z$ $I_{T,stř} = I_Z \cdot s = I_d$ $I_{T,ef} = I_Z \cdot \sqrt{s}$	$I_{D,max} = I_Z$ $I_{D,stř} = I_Z \cdot (1 - s)$ $I_{D,ef} = I_Z \cdot \sqrt{1 - s}$
Zvyšující	$I_{T,max} = I_Z \cdot \frac{1}{1 - s} = I_d$ $I_{T,stř} = I_Z \cdot \frac{s}{1 - s}$ $I_{T,ef} = I_Z \cdot \frac{\sqrt{s}}{1 - s}$	$I_{D,max} = I_Z \cdot \frac{1}{1 - s} = I_d$ $I_{D,stř} = I_Z$ $I_{D,ef} = I_Z \cdot \frac{\sqrt{1 - s}}{1 - s}$
Se společnou tlumivkou	$I_{T,max} = I_Z \cdot \frac{1}{1 - s}$ $I_{T,stř} = I_Z \cdot \frac{s}{1 - s} = I_d$ $I_{T,ef} = I_Z \cdot \frac{\sqrt{s}}{1 - s}$	$I_{D,max} = I_Z \cdot \frac{1}{1 - s}$ $I_{D,stř} = I_Z$ $I_{D,ef} = I_Z \cdot \frac{\sqrt{1 - s}}{1 - s}$
ČUK	$I_{T,max} = I_Z \cdot \frac{1}{1 - s}$ $I_{T,stř} = I_Z \cdot \frac{s}{1 - s} = I_d$ $I_{T,ef} = I_Z \cdot \frac{\sqrt{s}}{1 - s}$	$I_{D,max} = I_Z \cdot \frac{1}{1 - s}$ $I_{D,stř} = I_Z$ $I_{D,ef} = I_Z \cdot \frac{\sqrt{1 - s}}{1 - s}$
SEPIC	$I_{T,max} = I_Z \cdot \frac{1}{1 - s}$ $I_{T,stř} = I_Z \cdot \frac{s}{1 - s} = I_d$ $I_{T,ef} = I_Z \cdot \frac{\sqrt{s}}{1 - s}$	$I_{D,max} = I_Z \cdot \frac{1}{1 - s}$ $I_{D,stř} = I_Z$ $I_{D,ef} = I_Z \cdot \frac{\sqrt{1 - s}}{1 - s}$
ZETA	$I_{T,max} = I_Z \cdot \frac{1}{1 - s}$ $I_{T,stř} = I_Z \cdot \frac{s}{1 - s} = I_d$ $I_{T,ef} = I_Z \cdot \frac{\sqrt{s}}{1 - s}$	$I_{D,max} = I_Z \cdot \frac{1}{1 - s}$ $I_{D,stř} = I_Z$ $I_{D,ef} = I_Z \cdot \frac{\sqrt{1 - s}}{1 - s}$

Tabulka 3-7: Vztahy pro proudy na polovodičových prvcích pro měniče s transformátorem [12] [25]

Měnič	Proudy tranzistory [A]	Proudy diodami [A]
Jednočinný propustný	$I_{T1,max} = I_{T2,max} = I_{\mu} + I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1}$ $I_{T1,stř} = I_{T2,stř} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s$ $I_{T1,ef} = I_{T2,ef} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{s}$	$I_{D1,max} = I_{D2,max} = I_{\mu} + I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1}$ $I_{D1,stř} = I_{D2,stř} = I_Z \cdot \frac{s}{2}$ $I_{D1,ef} = I_{D2,ef} = I_Z \cdot \sqrt{\frac{s}{2}}$ $I_{D3,max} = I_Z$ $I_{D3,stř} = I_Z \cdot s$ $I_{D3,ef} = I_Z \cdot \sqrt{s}$ $I_{D4,max} = I_Z$ $I_{D4,stř} = I_Z \cdot (1 - s)$ $I_{D4,ef} = I_Z \cdot \sqrt{1 - s}$
Jednočinný blokující	$I_{T,max} = I_{\mu 1}$ $I_{T,stř} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{s}{1 - s} = I_d$ $I_{T,ef} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{\sqrt{s}}{1 - s}$	$I_{D,max} = I_{\mu 1} \cdot \frac{N_1}{N_2}$ $I_{D,stř} = I_Z$ $I_{D,ef} = I_Z \cdot \frac{\sqrt{1 - s}}{1 - s}$
Dvojčinný propustný	$I_{T1,max} = I_{T2,max} = I_{T3,max} =$ $= I_{T4,max} = I_{\mu} + I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1}$ $I_{T1,stř} = I_{T2,stř} = I_{T3,stř} =$ $= I_{T4,stř} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s$ $I_{T1,ef} = I_{T2,ef} = I_{T3,ef} =$ $= I_{T4,ef} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{s}$	$I_{D1,max} = I_{D2,max} = I_{D3,max} =$ $= I_{D4,max} = I_{\mu} + I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1}$ $I_{D1,stř} = I_{D2,stř} = I_{D3,stř} =$ $= I_{D4,stř} = I_Z \cdot \frac{s}{2}$ $I_{D1,ef} = I_{D2,ef} = I_{D3,ef} =$ $= I_{D4,ef} = I_Z \cdot \sqrt{\frac{s}{2}}$ $I_{D5,max} = I_{D6,max} = I_{D7,max} =$ $= I_{D8,max} = I_Z$ $I_{D5,stř} = I_{D6,stř} = I_{D7,stř} =$ $= I_{D8,stř} = \frac{I_Z}{2}$ $I_{D5,ef} = I_{D6,ef} = I_{D7,ef} =$ $= I_{D8,ef} = \frac{I_Z}{2} \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot s}$

4. MODEL V SIMULINKU

V příloze 1 jsou vloženy obrázky jednotlivých vytvořených měničů v prostředí Simulink. Každý z těchto měničů je ještě dále doplněn o blok s regulací a blok se zobrazením průběhů podle Obr. 4-1.



Obr. 4-1: Bloky Regulace a Zobrazení průběhů v Simulinku

Každý měnič má nastaveny prvotní parametry. Jejich přehled je znázorněn ve dvou tabulkách. První tabulka je určena pro měniče bez transformátoru a druhá pro měniče s transformátorem, kde jsou umístěny i prvotní data pro návrh transformátoru.

Tabulka 4-1: Přehled prvotních parametrů měničů bez transformátoru

Parametr a jednotka	Typ měniče					
	Snižující	Zvyšující	Se společnou tlumivkou	ČUK	SEPIC	ZETA
U_d [V]	100	10	10	10	10	10
U_z [V]	70	15	5	7	7	7
I_z [A]	7	1	1	1	1	1
ΔI [A]	0,1	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
ΔU [V]	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
f_{PWM} [kHz]	50	50	50	50	50	50

Tabulka 4-2: Přehled prvotních parametrů měničů s transformátorem

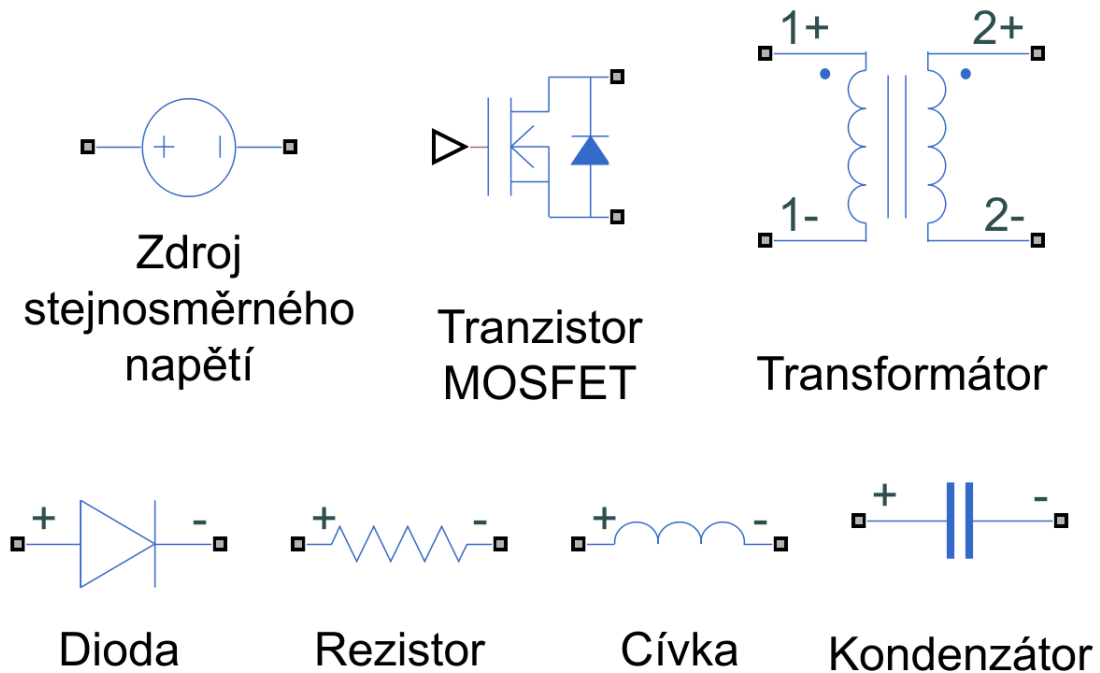
Parametr a jednotka	Typ měniče		
	Jednočinný propustný	Jednočinný blokujející	Dvojjčinný propustný
U_d [V]	300	300	300
U_Z [V]	36	100	120
I_Z [A]	5	4	5
ΔI [A]	0,1	-	0,1
ΔU [V]	0,2	0,2	0,2
f_{PWM} [kHz]	50	50	50
$\mu_{r,Fe}$ [-]	5000	-	5000
S_{Fe} [m ²]	$6 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-4}$
l_{Fe} [m]	$2 \cdot \pi \cdot 0,09$	-	$2 \cdot \pi \cdot 0,09$
B_{max} [T]	0,3	0,3	0,3

Z těchto parametrů se dále dopočtou jednotlivé indukčnosti, kapacity a případně se navrhne transformátor. Potřebné vztahy k výpočtům jsou odvozeny pro jednotlivé měniče v kapitolách 3.2 a 3.3 a následně shrnuty v tabulkách 3-1 až 3-5. Dále se ještě dopočte potřebný zátěžný odpor R_Z , pro který platí Ohmův zákon.

$$R_Z = \frac{U_Z}{I_Z} \quad (4.1)$$

4.1 Základní prvky vytvořených modelů

Modely měničů jsou vytvořeny z prvků knihovny Simscape. Použité bloky z této knihovny jsou znázorněny na Obr. 4-2.



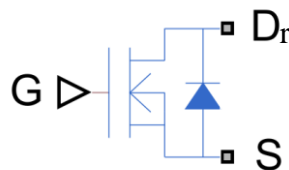
Obr. 4-2: Použité bloky k vytvoření modelů z knihovny Simscape

4.1.1 Zdroj stejnosměrného napětí

Tento zdroj je ve všech měničích označen jako U_d . Jedná se o ideální zdroj konstantního napětí, který na svém výstupu udrží velikost specifikovaného napětí bez ohledu na procházející proud zdrojem. Velikost výstupního napětí je jediný definovatelný parametr. Blok má dva porty pro připojení, které jsou značeny znaménky plus (+) a mínus (-). [1]

4.1.2 Tranzistor MOS-FET

Blok obsahuje celkem 3 vstupy: kolektor Dr (drain), emitor S (source) a hradlo G (gate). Ve schématické značce jsou tyto vstupy znázorněny na Obr. 4-3. V modelech je tento blok označen jako T. Jedná se o tranzistor MOS-FET s kanálem typu N.



Obr. 4-3: Značka MOS-FET v Simulinku s označenými vstupy [1] [17]

Spínací charakteristika tohoto prvku je taková, že pokud napětí do hradla S překročí stanovenou hodnotu prahového napětí, tak je MOS-FET ve stavu zapnuto. V jakémkoliv jiném stavu je tranzistor ve stavu vypnuto. Velikost prahového napětí se u těchto tranzistorů pohybuje v rozmezí 2 až 6 V a je to jeden ze vstupních parametrů tohoto bloku.

Vstupní parametry jsou rozděleny do dvou skupin. První skupina se týká samotného tranzistoru a patří mezi ně kromě již zmíněného prahového napětí také velikost odporu při sepnutém tranzistoru a vodivost při vypnutém tranzistoru. Tyto dva parametry udávají úbytek napětí na tranzistoru.

Druhou skupinou jsou parametry definující ochrannou diodu tranzistoru. Tuto diodu lze zde vypnout nebo jí definovat případnou dynamiku a parametry. Parametry jsou prahové napětí (napětí které musí být na diodě, aby se otevřela), odpor v sepnutém stavu a vodivost ve vypnutém stavu. Poslední dva parametry udávají úbytek napětí při daném stavu. Dynamiku lze definovat za použití parametru kapacity spojení, špičkového závěrného proudu a zpětné doby zotavení diody.

Pro tvorbu modelů byl vybrán tranzistor typu MOS-FET, protože i v reálných měničích se tento tranzistor používá. Je to dáno tím, že je rychlejší než ostatní typy tranzistorů a že má v sobě již z výroby zabudovanou diodu (vytvoří se při výrobním procesu), která také plní funkci ochranné diody. [1] [12] [17]

4.1.3 Transformátor

V modelech je jako transformátor použit blok reprezentující vzájemné indukčnosti. Tento blok byl použit hlavně kvůli jeho jednoduchosti a minimu zadávaných parametrů. Blok má celkem čtyři vstupní svorky, kdy dvě jsou pro první vinutí a dvě pro druhé. Ve značce jsou označeny začátky vinutí tečkou a jejich polarita znaménky plus a mínus.

Blok má celkem tři základní parametry. Jedná se o indukčnosti obou vinutí a koeficient vazby. Koeficient vazby definuje vzájemnou magnetickou vazbu mezi vinutími. Jeho velikost by měla být co nejbližší jedné (hodnotu jedna blok nedovolí), proto je zvolena pro všechny transformátory v modelech hodnota 0,999 [-].

4.1.4 Dioda

Tento blok pracuje s VA-charakteristikou, která je nahrazena lomenou přímkou. Dioda se sepne, pokud na ni přiložíme napětí větší, než je její prahové napětí. Poté se dioda začne chovat jako odpor o velikosti, kterou definujeme pod parametrem odpor v sepnutém stavu.

Pokud je napětí na diodě menší, než je prahové, pak se chová jako rezistor s definovanou vodivostí ve vypnutém stavu. [1]

4.1.5 Rezistor

Rezistor je ve všech měničích značen R_z , protože reprezentuje zátěžný odpor. Tento blok představuje lineární odpor a má pouze jeden parametr a to svůj odpor. Lze zde také nastavit priority a konečnou hodnotu napětí a proudu. [1]

4.1.6 Cívka

Blok cívky modeluje lineární induktor, který je popsáný obecnou rovnicí mezi napětím a proudem cívky, viz rovnice (3.7). Mezi parametry, které lze nastavit, patří indukčnost cívky, sériový odpor a paralelní vodivost.

Dále lze ještě nastavit priority, počáteční a cílové hodnoty napětí či proudu v cívce. Počáteční hodnota proudu slouží především k odstranění přechodných dějů (například nabíjení) při spuštění simulace. Počáteční hodnota má primárně nastavenou velkou priority. Priority u napětí a proudu udávají přednost a důležitost.

Sériový odpor lze použít, pokud bychom chtěli zahrnout stejnosměrný odpor vinutí cívky. Paralelní vodivost použijeme tehdy, kdy chceme zahrnout izolaci cívky. Oba tyto parametry vnáší do obvodu malý parazitní účinek. Ve vytvořených modelech se tyto dva parametry zanedbávají. [1]

4.1.7 Kondenzátor

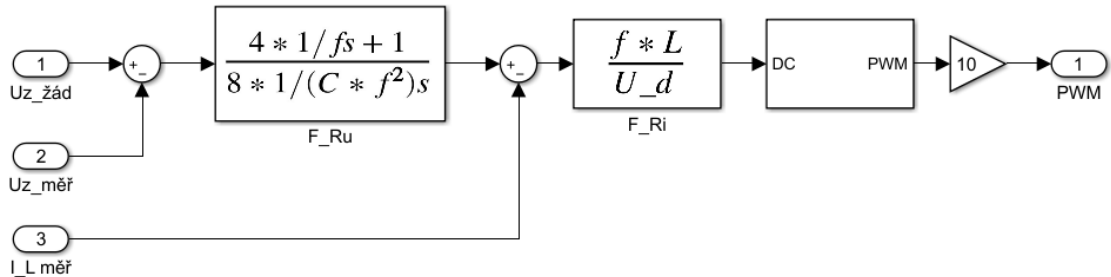
Tento blok představuje lineární kondenzátor. Rovnice popisující jeho funkci již byla zmíněna rovnicí (3.28). Blok je dán parametry kapacita kondenzátoru, sériový odpor a paralelní vodivost.

Poslední dva parametry jsou téměř totožné se stejnojmennými parametry u cívky. Rozdíly jsou pouze ve způsobu použití. Sériový odpor se použije tehdy, kdy do obvodu chceme započíst vliv vnitřního odporu kondenzátoru. Použití paralelní vodivosti je v případě, když chceme modelovat svodový proud.

Nastavení priorit, počátečních a konečných hodnot je téměř totožné, jako pro cívku. Jako počáteční hodnota se zde nastavuje napětí. [1]

4.2 Blok regulace

Jedná se o blok, kde je umístěna celá struktura regulace. Blok má tři vstupní a jeden výstupní port. Do vstupu se přivádí velikost požadovaného napětí na výstupu a naměřené hodnoty napětí na výstupu a proudu tlumivkou. Výstupním signálem je PWM signál pro spínání tranzistoru. Regulátor proudu a napětí byl odvozen v kapitole 3.4. Vytvořená struktura je znázorněna na Obr. 4-4.



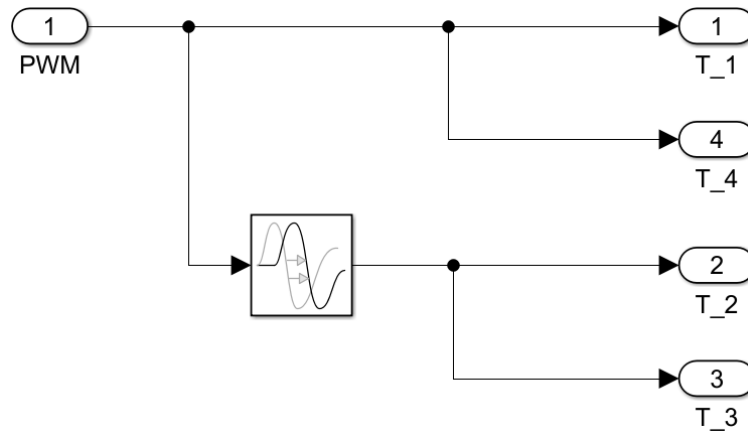
Obr. 4-4: Vytvořené schéma regulace

Převodník stejnosměrného signálu na PWM signál pracuje se zadanou periodou a dobou vzorkování. V tomto bloku je jediná podmínka, že doba vzorkování musí být alespoň 10krát menší, než je doba celé periody. Z toho vyplývá, aby bylo alespoň 10 naměřených hodnot za periodu. Pro dostatečnou přesnost a lepší průběhy volím 100 vzorků za periodu (nastaveno pevně).

Násobič (Gain), který obsahuje defaultně nastavenou hodnotu 10, je ve schématu kvůli tomu, že převodník stejnosměrného signálu na signál PWM dává na výstupu signál nula nebo jeden volt. Takto velký signál by nestačil na plné otevření tranzistoru.

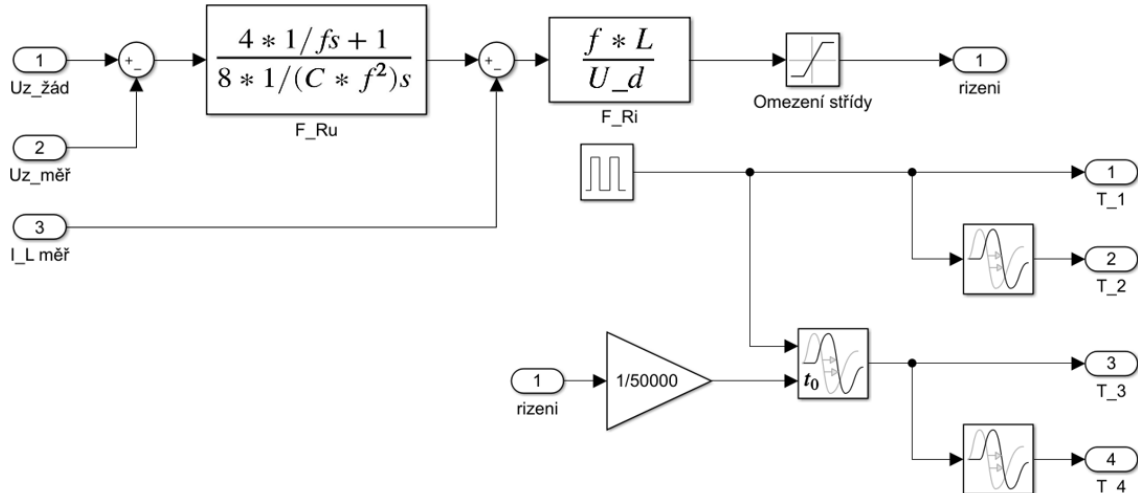
Pro všechny měniče s transformátorem je toto schéma doplněno ještě o omezení střídý. Tento blok zajišťuje, že nedojde k přesycení transformátoru a je umístěn mezi regulátorem napětí a převodníkem stejnosměrného signálu na PWM signál. U jednočinného propustného měniče je výstup z tohoto bloku připojen na oba tranzistory. Je tak zaručeno, že se oba tranzistory budou spínány zároveň.

Pro dvojčinný propustný měnič se tento blok musel změnit nebo doplnit. Rozdíl je v tom, že jsou spínány čtyři tranzistory pomocí zvoleného algoritmu (viz kapitola 3.3.3.1). Pro první řídicí algoritmus je schéma regulace totožné s Obr. 4-4 a je pouze doplněné o blok pro posunutí signálu, který je záměrně posunut přesně o polovinu spínací periody. Tím je dodržen první spínací algoritmus.



Obr. 4-5: Doplnění bloku regulace o spínání tranzistorů podle prvního řídicího algoritmu u dvojčinného propustného měniče

K ovládání pomocí druhého řídicího algoritmu se musí celá struktura změnit podle Obr. 4-6. Jedná se o to, že signál z regulátorů budeme používat jako fázový posun signálu. Musíme ho tedy podělit periodou, abychom dostali potřebné hodnoty. Pulzní generátor dává PWM signál se střídou 0,5. Pomocí dalších dvou bloků pro posunutí signálu (před T₂ a T₄) zaručujeme, že nedojde k sepnutí horního a dolního tranzistoru ve větvi.



Obr. 4-6: Regulace spínání tranzistorů podle druhého řídicího algoritmu u dvojčinného propustného měniče

4.3 Blok zobrazení průběhů

V tomto bloku jsou pro měniče bez transformátoru umístěny dva osciloskopy. První z nich zobrazuje všechny měřené veličiny v modelu, které jsou rozmístěny do tří průběhů. Druhý zobrazuje průběhy regulovaných veličin.

Měniče s transformátorem mají přidán ještě jeden osciloskop. Ten slouží k zobrazení průběhů napětí a proudů na transformátoru. Dvojčinný propustný měnič má jeden osciloskop navíc. Zde je zobrazováno spínání jednotlivých tranzistorů.

Všechny osciloskopy v modelu se otevřou automaticky po spuštění simulace.

5. VYTVOŘENÝ ŘÍDICÍ PROGRAM

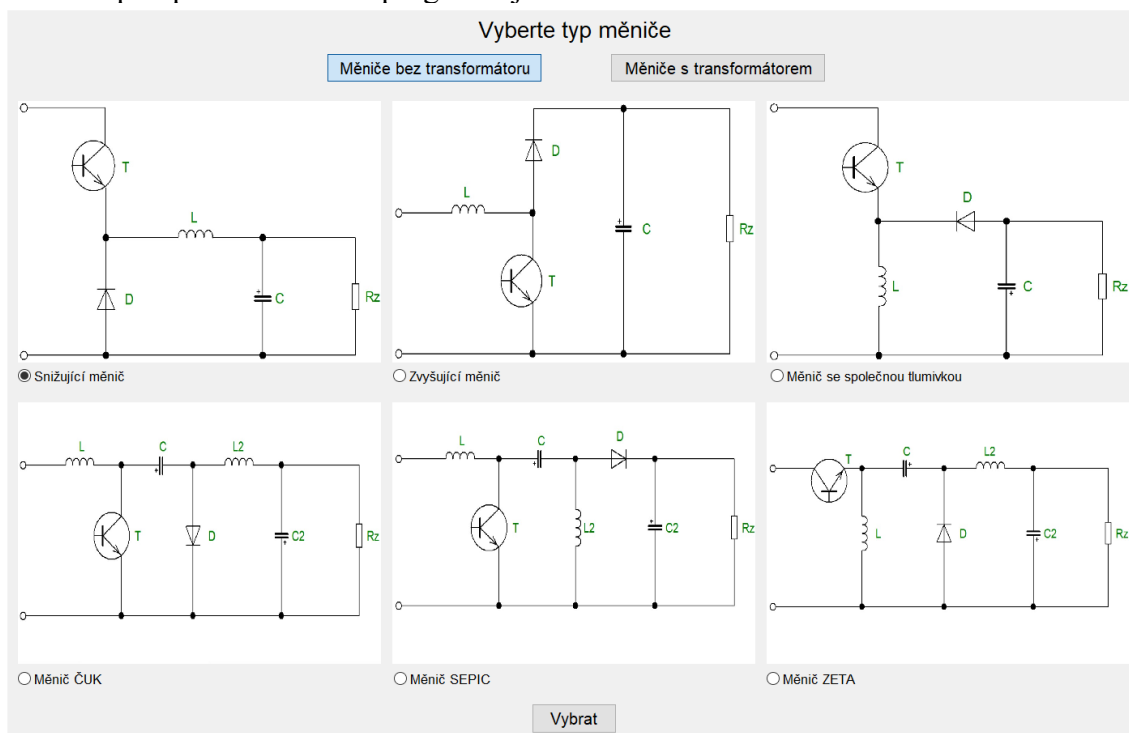
Řídicí program pro ovládání a simulování měničů je vytvořen v grafickém prostředí programu Matlab a obsahuje celkem dvě grafická okna, deset simulačních modelů v prostředí Simulink (dvojčinný propustný měnič má model pro každý řídicí algoritmus) a několik obrázků.

Každé grafické okno má dva stejně pojmenované soubory. První z nich má koncovku *.m a jedná se o kód. Tento kód obsahuje jednotlivé funkce okna, mezi které patří nastavení při otevření a případném zavření. Dále jsou zde obsažena zpětná volání a reakce na podmínky u jednotlivých komponent, jako jsou například změna hodnoty v poli, kliknutí na jiné pole výběru nebo stisk tlačítka.

Druhý soubor má koncovku *.fig a obsahuje navržené okno v prostředí GUIDE. Tento soubor obsahuje velikost vytvořeného okna a umístění jednotlivých komponent.

5.1 Okno k výběru typu měniče

Toto okno je obsaženo v souborech s názvem *Vyber_menice*. Tento soubor je zapotřebí spustit jako první, protože jeho výstupy jsou potřebné při otevření okna druhého. Pohled na okno při spuštění řídicího programu je znázorněn na Obr. 5-1.

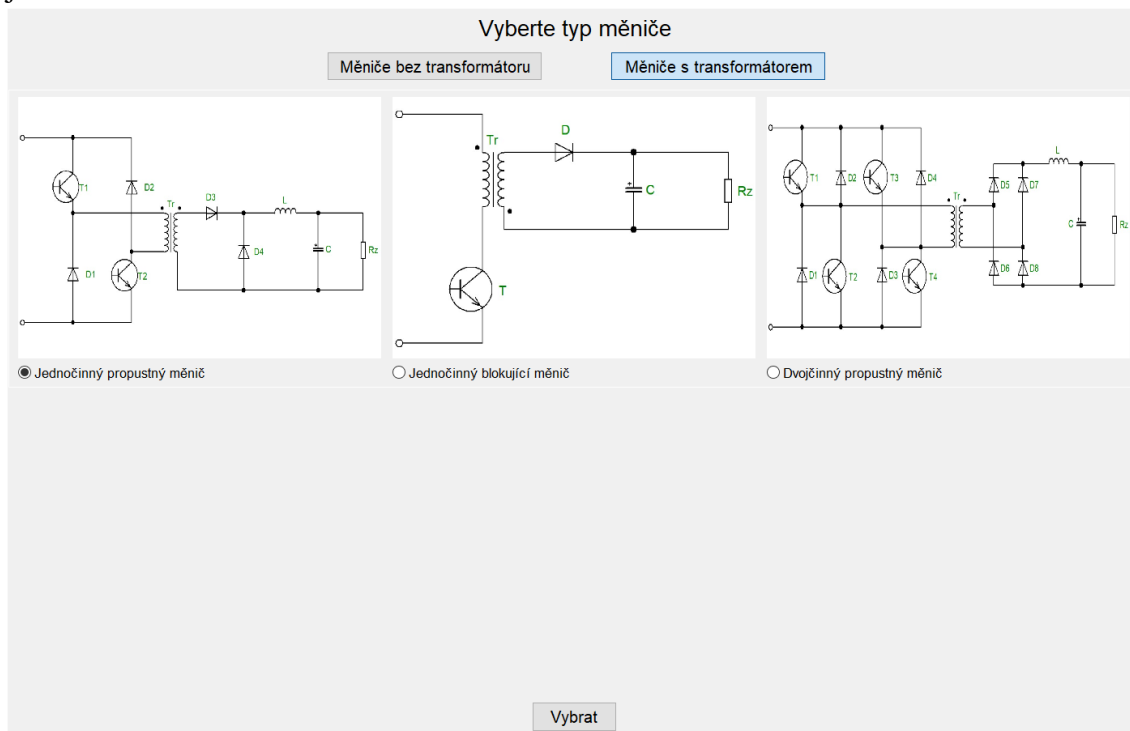


Obr. 5-1: Prvotní vzhled okna pro výběr měniče

Jak je z tohoto obrázku patrné, tak toto okno je složeno celkem z pěti různých komponentů. První z nich je pole neměnného textu, ve kterém je umístěn název okna. Toto pole nelze nijak měnit ani přepisovat.

Pod tímto textem jsou umístěny dvě přepínací tlačítka. Funkce těchto tlačítek je taková, že se zobrazí ty měniče, které jsou vybrány. Při spuštění okna je prvotně nastaveno stisknuté tlačítko vlevo, tedy zobrazí se pouze měniče bez transformátoru.

Při stisknutí druhého tlačítka se zobrazí měniče s transformátorem. Pohled na toto okno je v Obr. 5-2.



Obr. 5-2: Okno pro výběr měniče s transformátorem

Další dvě části tvoří spojení polí pro obrázky a zaškrťovací pole, které slouží k výběru jednoho z nabízených měničů. Obrázky jsou zde umístěny hlavně kvůli lepší orientaci v typech měničů, protože některé z nich mají více možných názvů. Při výběru daného měniče stačí kliknout na zaškrťovací pole, které je umístěno pod daným obrázkem. Vždy se vybere právě jeden z měničů. Prvotně je vybrán snižující měnič nebo jednočinný propustný měnič. To záleží na tom, které z tlačítek v horní části okna je aktuálně vybráno (to plyne i z předešlých dvou obrázků).

Posledním prvkem v tomto okně je tlačítko Vybrat. Po stisku tohoto tlačítka se zjistí vybraný typ měniče a celé okno se uzavře. Po uzavření se začne otevírat okno druhé, které je popsáno v další kapitole. Informace o vybraném měniči se mezi okny automaticky předává.

5.2 Okno k ovládání a spouštění simulace

Název souborů tohoto okna je *Ovladani_modelu*. Jak již bylo řečeno, okno se otevře automaticky po potvrzení volby typu měniče. Při výběru dvojjádného propustného měniče se zobrazí v okně všechny jeho vytvořené části. To je důvod, proč je na Obr. 5-3 vybrán tento měnič.

Okno se skládá z obrázku, textových polí, panelů, zaškrťovacích polí a tlačítek. Obrázek z předešlého okna je zde doplněn o popisy a směry napětí a proudů v měniči. Stejně značení je dodrženo i ve vytvořených modelech.

Otevřený model: Dvojitý propustný měnič Změnit typ měniče

Parametry

Vstupní napětí U_d : 300 V

Výstupní napětí U_z : 120 V

Výstupní proud I_z : 5 A

Frekvence PWM f : 50000 Hz

Zvlňení proudu na cívce L : 0.1 A

Zvlňení napětí na zátěži R_z : 0.2 V

Střída s : 0.4 -

Zátěžný odpor R_z : 24 ohm

Indukčnosti L : 0.0012 H

Kondenzátor C : 1.25e-06 F

Transformátor Tr

Relativní permeabilita jádra: 5000 -

Průřez jádra: 0.0006 m²

Střední délka mag. siločáry: 0.565487 m

Maximální magnetická indukce: 0.3 T

Činitel vazby: 0.999 -

Počet závitů primární cívky: 8 záv.

Indukčnost primární cívky: 0.000426667 H

Počet závitů sekundární cívky: 4 záv.

Indukčnost sekundární cívky: 0.000106667 H

Dopočetřované hodnoty jsou podbarveny žlutě (není možno je měnit)

Nedopočetřávat parametry

Dopočetřávat cívky a kondenzátory

Nastavit prvotní parametry

Zvolte maximální střidu pro návrh (při změně dojde k přepočtu parametrů měniče):

s_{max} : 0.45 -

Maximální dovolená střída je 0,5.

Vyberte algoritmus spínání tranzistorů v měniči:

První algoritmus

Druhý algoritmus

Zobrazit algoritmy

Ztráty vedením na tranzistorech a diodách

Simulovat model

Otevřít model

Obr. 5-3: Okno zobrazené při výběru dvojitý propustný měnič

Okno obsahuje celkem tři textová pole, která nejsou v žádném panelu. První dvě jsou umístěna v horní části a slouží k informování o vybraném měniči. Třetí text není z předešlého obrázku patrný, ale nachází se v pravém dolním rohu nad tlačítky k simulování a otevření modelu. V tomto poli se zobrazují informace o probíhající aktivitě při stisku jednoho z těchto tlačítek. Tlačítko *Simulovat model* provede simulaci modelu, aniž by došlo k jeho otevření. Naopak tlačítko *Otevřít model* pouze tento model otevře.

Tlačítko *Změnit typ měniče* má zde jedinou funkci. Zavře toto okno a otevře předešlé okno, aby mohl být vybrán jiný typ měniče. I kdyby byl vybrán tentýž měnič, tak by se následně otevřel s prvotními parametry, které jsou zmíněny a uvedeny v kapitole 4.

Poslední samostatné tlačítko je *Ztráty vedením na tranzistorech a diodách*. Po stisku tohoto tlačítka se ve spodní části okna otevře panel, kde jsou zobrazeny všechny potřebné údaje k výpočtu ztrát vedením. Tyto ztráty jsou zde také dopočteny a umístěny v pravé části panelu. Vlastnosti jednotlivých součástí lze v tomto panelu měnit, přičemž proběhne změna i v modelu. Poslední částí tohoto panelu je tlačítko, které slouží k jeho zavření.

V panelu *Parametry* jsou umístěny veškeré hodnoty potřebných proměnných k simulaci zvoleného měniče. Panel se skládá pouze z textových polí. Pole s názvy parametrů a jednotkami nelze upravovat, avšak jejich hodnota (umístěna v bílých polích) upravovat lze. Po její úpravě proběhne přepočítání regulátorů a následně změna těchto hodnot v příslušném modelu. V panelu se zobrazují pouze veličiny, které jsou aktivní u vybraného měniče. Při zadávání desetinného čísla je zapotřebí použít desetinnou tečku.

Další část okna, kde jsou uvedeny parametry, je panel *Transformátor*, který je viditelný pouze u měničů s transformátorem. Jsou zde uvedeny veličiny potřebné k návrhu transformátoru v měniči. Počet primárních závitů se při výpočtu zaokrouhlí vždy na celé číslo. Následně proběhne dopočet závitů sekundárních, které zaokrouhlí na nejbližší vyšší celé číslo.

S těmito dvěma bloky s parametry jsou spjaty další dva panely. Tyto panely jsou umístěny uprostřed okna pod obrázkem. Vrchní panel slouží k volbě dopočtu parametrů. Pokud vybereme, že chceme dopočítávat (druhé zaškrtnuté pole), tak se parametry, které budou dopočítávány podbarví žlutě a již nebudou měnitelné (znázorněno v Obr. 5-4). Při změně ostatních parametrů se provede celý výpočet s novými hodnotami. Při následné změně na možnost nedočítávat, zůstanou v buňkách poslední hodnoty. V tomto panelu je ještě tlačítko, pro zpětné nastavení prvotních parametrů. Všechny hodnoty v tu chvíli budou nastaveny na hodnoty definované v programu. Tento panel je zobrazen u všech typů měničů.

Otevřený model: Jednočinný propustný měnič Změnit typ měniče

Parametry

Vstupní napětí U_d : 300 V
 Výstupní napětí U_z : 36 V
 Výstupní proud I_z : 5 A
 Frekvence PWM f : 50000 Hz
 Zvlnění proudu na cívce L : 0.1 A
 Zvlnění napětí na zátěži R_z : 0.2 V

Transformátor Tr

Relativní permeabilita jádra: 5000 -
 Průřez jádra: 0.0006 m²
 Střední délka mag. siločáry: 0.565487 m
 Maximální magnetická indukce: 0.3 T
 Činitel vazby: 0.999 -

Poččet závitů primární cívky: 15 záv.
 Indukčnost primární cívky: 0.0015 H
 Poččet závitů sekundární cívky: 4 záv.
 Indukčnost sekundární cívky: 0.000106667 H

Panel pro dopočet parametrů

Dopočítávané hodnoty jsou podbarveny žlutě (není možno je měnit)

Nedopočítávat parametry
 Dopočítávat cívky a kondenzátory

Panel pro volbu maximální střidy

Zvolte maximální střidu pro návrh (při změně dojde k přepočtu parametrů měniče):
 s_{max} : 0.45 -
 Maximální dovolená střída je 0,5.

Obr. 5-4: Vyznačené panely pro úpravu parametrů

Panel pro volbu maximální střidy je viditelný opět pouze pro měniče s transformátorem. V tomto bloku volíme hodnotu střidy, z které vyjdeme při návrhu. Zadaná hodnota je pro blokující měnič omezena od nuly do jedna a pro propustné měniče je omezena shora hodnotou 0,5 [-]. Tato informace se objevuje pod zadávanou hodnotou. Pokud zadáme hodnotu mimo dovolený rozsah, tak vyskočí hláška s chybou a následně musíme tuto hodnotu změnit.

Poslední panel v okně je určen pouze pro dvojitý propustný měnič. Jedná se zde o možnost výběru mezi jednotlivými algoritmy spínání tranzistorů. Pro zobrazení rozdílu

mezi algoritmy slouží umístěné tlačítko. Toto tlačítko otevře (zavře) panel s přehlednými obrázky. Na Obr. je znázorněn otevřený tento panel.

Otevřený model: Dvojitý propustný měnič Změnit typ měniče

Parametry

Vstupní napětí U_d : 300 V
 Výstupní napětí U_z : 120 V
 Výstupní proud I_z : 5 A
 Frekvence PWM f :
 Zvlnění proudu na cívce L :
 Zvlnění napětí na zátěži R_z :
 Střída s :
 Zátěžný odpor R_z :
 Indukčnost L :
 Kondenzátor C :

Algoritmy spínání tranzistorů

První algoritmus

Druhý algoritmus

Transformátor Tr

Relativní permeabilita jádra: 5000 -
 Průřez jádra: 0.0006 m²
 Střední délka mag. siločáry: 0.565487 m
 Maximální magnetická indukce: 0.3 T
 Činitel vazby: 0.999 -
 Počet závitů primární cívky: 8 záv.
 Indukčnost primární cívky: 0.000426667 H
 Počet závitů sekundární cívky: 4 záv.
 Indukčnost sekundární cívky: 0.000106667 H

Dopočítávané hodnoty jsou podbarveny žlutě (není možno je měnit)

Nedopočítávat parametry
 Dopočítávat cívky a kondenzátory
 Nastavit prvotní parametry

Vyberte algoritmus spínání tranzistorů v měniči:

První algoritmus
 Druhý algoritmus
 Strýt algoritmy

Zvolte maximální střidu pro návrh (při změně dojde k přepočtu parametrů měniče):
 s_{max} : 0.45 -
 Maximální dovolená střída je 0,5.

Ztráty vedením na tranzistorech a diodách Simulovat model Otevřít model

Obr. 5-5: Okno s otevřeným panelem algoritmy

6. ZÁVĚR

V této diplomové práci byl vytvořen řídicí program a modely stejnosměrných měničů. Program nabízí výběr z devíti typů zapojení, kdy šest jich je bez transformátoru a tři s transformátorem. Pro tato zapojení je vytvořeno celkem deset modelů v prostředí Simulink. Pro dvojitý propustný měnič je totiž vytvořen model pro každý řídicí algoritmus spínání tranzistorů. Vytvořený řídicí program obsahuje celkem dvě okna.

Pomocí prvního okna je proveden výběr z nabízených zapojení měničů. Po potvrzení výběru se otevře okno druhé, které slouží k nastavování parametrů měniče. Zde je pro lepší orientaci v parametrech umístěn obrázek s názvy a směry proudů a napětí v zapojení. Toto značení je shodné se značením ve vytvořených modelech. V levé části okna jsou umístěny veškeré parametry k měniči. Jednotlivé parametry lze měnit nebo je nechat dopočítat. Pro polovodičové prvky v zapojení jsou dopočítávány ztráty vedením. Potřebné parametry součástek lze měnit. Vytvořený model můžeme otevřít v prostředí Simulink nebo ho nechat simulovat na pozadí. Po spuštění simulace se automaticky otevřou měřené průběhy, kdy jeden osciloskop obsahuje všechny měřené veličiny a druhý regulované veličiny. Měniče s transformátorem jsou doplněny o osciloskop s průběhy na transformátoru. Dvojitý propustný měnič je dále ještě doplněn o průběhy spínání tranzistorů. Tyto průběhy jsou zde kvůli kontrole zvoleného algoritmu. Další doplněk pro měniče s transformátorem je možnost volby maximální střídny pro prvotní návrh.

V příloze 2 jsou umístěny průběhy regulovaných veličin v měničích, které jsou simulovány pro prvotní parametry. Jak je z těchto průběhů patrné, k ustálení hodnot došlo u všech měničů dříve než za pět milisekund.

Literatura

- [1] *The MathWorks* [online]. [cit. 2019-12-26]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/>
- [2] *MATLAB & SIMULINK. Humusoft* [online]. [cit. 2019-12-26]. Dostupné z: <http://www.humusoft.cz/matlab/>
- [3] KARBAN, Pavel. *Výpočty a simulace v programech Matlab a Simulink*. Brno: Computer Press, 2006. ISBN 978-80-251-1448-3.
- [4] TVRDÍK, Josef, Viktor PAVLISKA a Petr BUJOK. *Základy modelování v MATLABU* [online]. Ostravská univerzita, 2010 [cit. 2019-12-26]. Dostupné z: <http://www1.osu.cz/~bujok/files/umatl.pdf>
- [5] ZAPLATÍLEK, Karel a Bohuslav DOŇAR. *MATLAB pro začátečníky*. 2. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2005. ISBN 80-730-0175-6.
- [6] ZAPLATÍLEK, Karel a Bohuslav DOŇAR. *MATLAB: tvorba uživatelských aplikací*. Praha: BEN - technická literatura, 2004. ISBN 80-730-0133-0.
- [7] BLAŠKA, Jan, Michal KRUMPHOLC a Miloš SEDLÁČEK. *VYUŽITÍ GRAFICKÉHO UŽIVATELSKÉHO ROZHRANÍ MATLABU VE VÝZKUMU A VÝUCE MĚŘENÍ* [online]. [cit. 2019-12-26]. Dostupné z: http://dsp.vscht.cz/konference_matlab/matlab03/blaska.pdf. Příspěvek byl zpracován v rámci výzkumného záměru číslo J04/98:210000015 na ČVUT v Praze, podporovaného Ministerstvem školství, mládeže a tělovýchovy České Republiky.
- [8] DUŠEK, František. *MATLAB a SIMULINK: úvod do používání*. Pardubice: Univerzita Pardubice, 2000. ISBN 80-719-4273-1.
- [9] *THE MATHWORKS. Simscape: User's Guide* [online]. [cit. 2019-12-26]. Dostupné z: https://www.mathworks.com/help/pdf_doc/phymod/simscape/simscape_ug.pdf
- [10] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek 1: Tepelné jevy, činný výkon*. Brno, 2005.
- [11] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek 2: Pulsní měniče bez transformátoru*. Brno, 2005.
- [12] NOVOTNÝ, Vlastislav, Pavel VOREL a Miroslav PATOČKA. *Napájení elektronických zařízení*. Vysoké učení technické v Brně.
- [13] KREJČIŘÍK, Alexandr. *DC/DC měniče*. Praha: BEN – technická literatura, 2001. ISBN 80-7300-045-8.
- [14] PAVELKA, Jiří a Zdeněk ČEŘOVSKÝ. *Výkonová elektronika I*. ČVUT Praha 2000, ISBN 80-01-00723-5
- [15] SHAFFER, Randall. *Fundamentals Of Power Electronics With Matlab*. Boston, Massachusetts: Charles River Media, 2006. ISBN 1-58450-852-3.

- [16] BACHA, Seddik, Iulian MUNTEANU a Antoneta Iuliana BRATCU. *Power electronic converters modeling and control: with case studies*. London: Springer, 2014. Advanced textbooks in control and signal processing. ISBN 978-1-4471-5477-8.
- [17] ERICKSON, Robert W. a Dragan MAKSIMOVIĆ. *Fundamentals of power electronics*. 2nd ed. New York: Kluwer Academic, 2001. ISBN 0-7923-7270-0.
- [18] TEXAS INSTRUMENTS. AN-1484: Designing A SEPIC Converter. USA, 2006. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/snva168e/snva168e.pdf>
- [19] ROSU-HAMZESCU, Mihnea a Sergiu OPREA. MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *High-Power CC/CV Battery Charger Using an Inverse SEPIC (Zeta) Topology* [online]. 2012 [cit. 2019-12-26]. Dostupné také z: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01467A.pdf>
- [20] ROBERTS, Steve. *DC/DC Book of Knowledge* [online]. RECOM, 2015 [cit. 2019-12-26]. Dostupné z: <http://www.dialogue.sk/pdf/Book%20of%20Knowledge%20by%20Steve%20Roberts.pdf>
- [21] FALIN, Jeff. TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *Designing DC/DC converters based on ZETA topology* [online]. 2010 [cit. 2019-12-26]. Dostupné také z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt372/slyt372.pdf>
- [22] KAMBLI OMKAR VIJAY. *Comparison between Zeta Converter and Boost Converter using Sliding Mode Controller* [online]. International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), 2016 [cit. 2019-12-26]. ISSN 2278-0181. Dostupné z: <https://www.ijert.org/research/comparison-between-zeta-converter-and-boost-converter-using-sliding-mode-controller-IJERTV5IS070322.pdf>
- [23] SIPEX. *Zeta Converter Basics based on Sipex's SP6125/6/7 controllers* [online]. 2007 [cit. 2019-12-26]. Dostupné z: <http://application-notes.digchip.com/094/94-44167.pdf>
- [24] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek 3: Výkonové polovodičové spínací součástky*. Brno, 2014.
- [25] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek 4: Magnetické obvody ve výkonové elektronice, pulsní měniče s transformátorem*. Brno, 2008.
- [26] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje I: Základní zapojení analogových a spínaných napájecích zdrojů*. 2. vyd. Praha: BEN, 1997, 341 s. ISBN 80-86056-02-3.
- [27] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a cívky*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1999, 398 s. ISBN 80-86056-49-X.
- [28] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 240 s. ISBN 80-86056-91-0.
- [29] SKALICKÝ, Jiří. *Teorie řízení*. Druhé vyd. Vysoké učení technické v Brně, 2002.

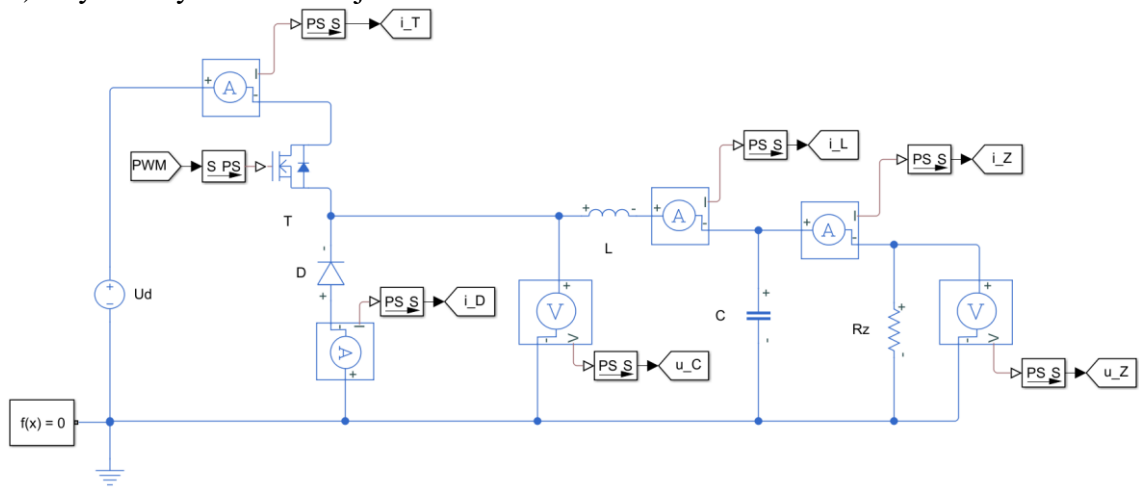
- [30] LOUP, M. *Analýza naměřených dat v programu MATLAB*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 30s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Petr Huták, Ph.D..

Seznam příloh

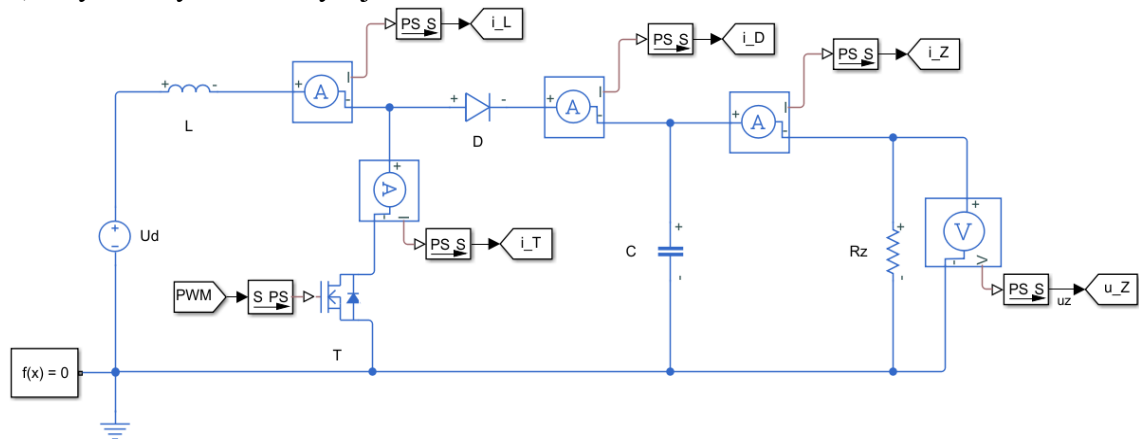
Příloha 1 - Obrázky modelů měničů v Simulinku	79
Příloha 2 - Průběhy regulovaných veličin měničů	83

Příloha 1 - Obrázky modelů měničů v Simulinku

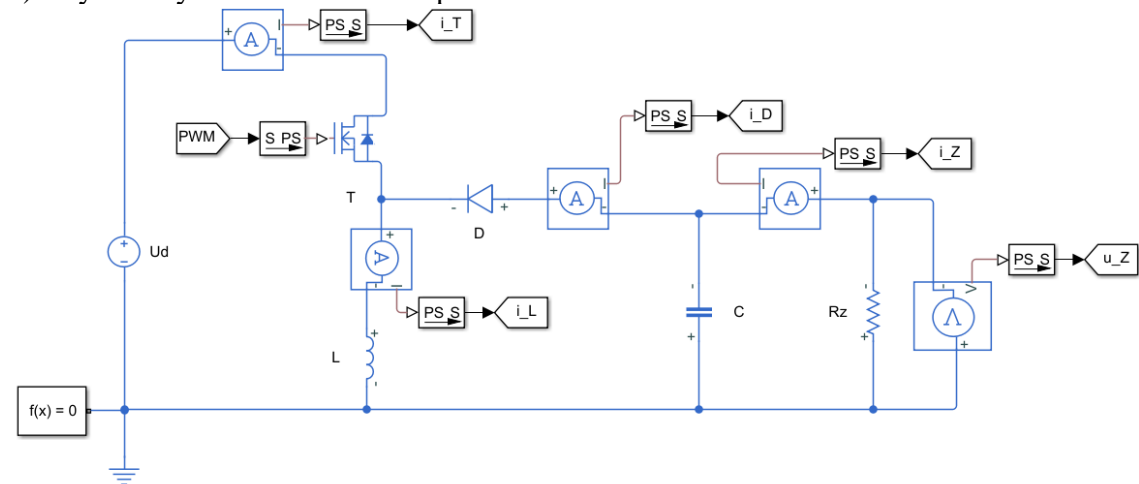
1) Vytvořený model snižujícího měniče



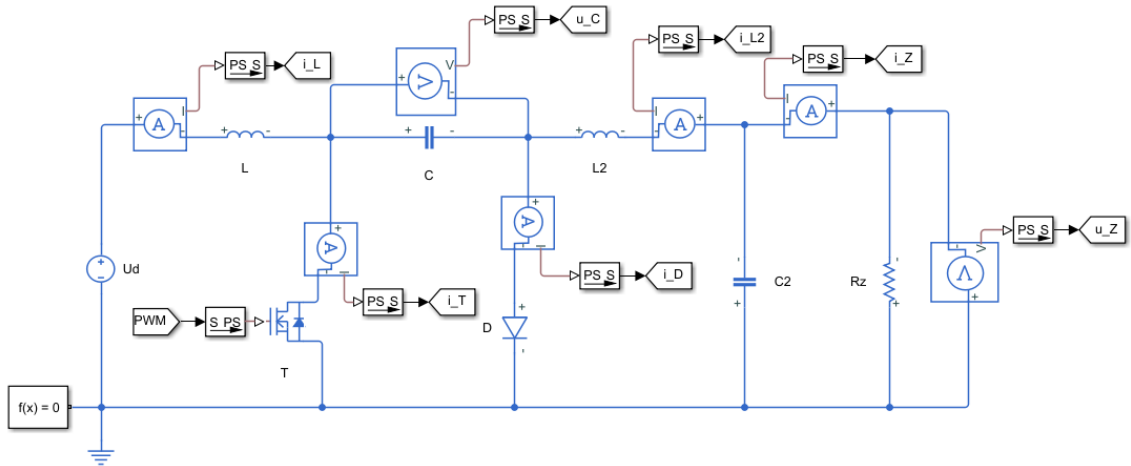
2) Vytvořený model zvyšujícího měniče



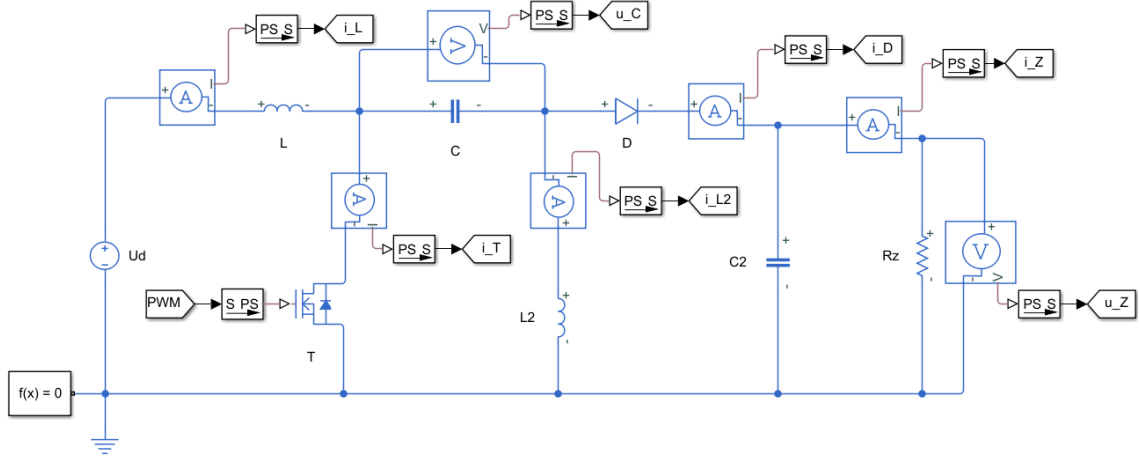
3) Vytvořený model měniče se společnou tlumivkou



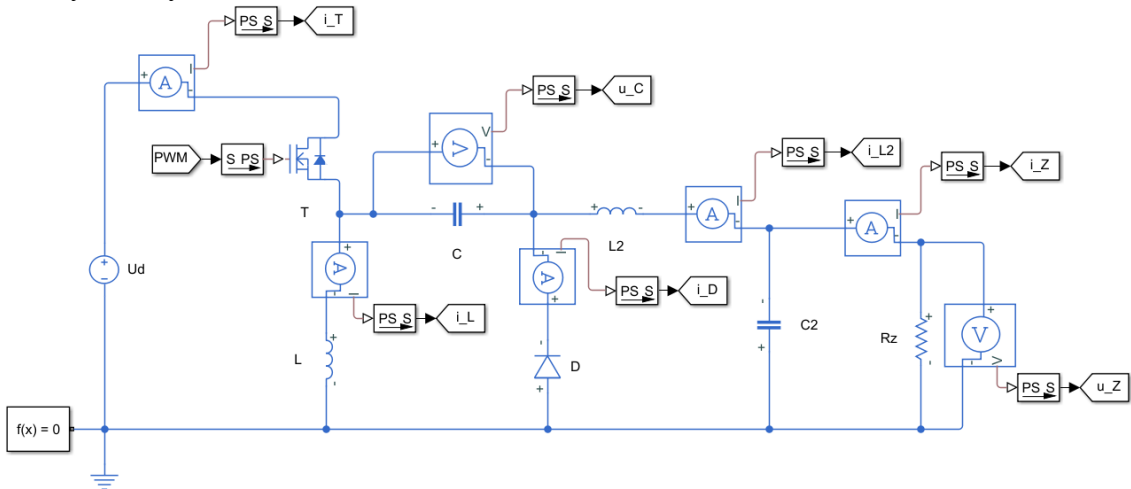
4) Vytvořený model měniče ČUK



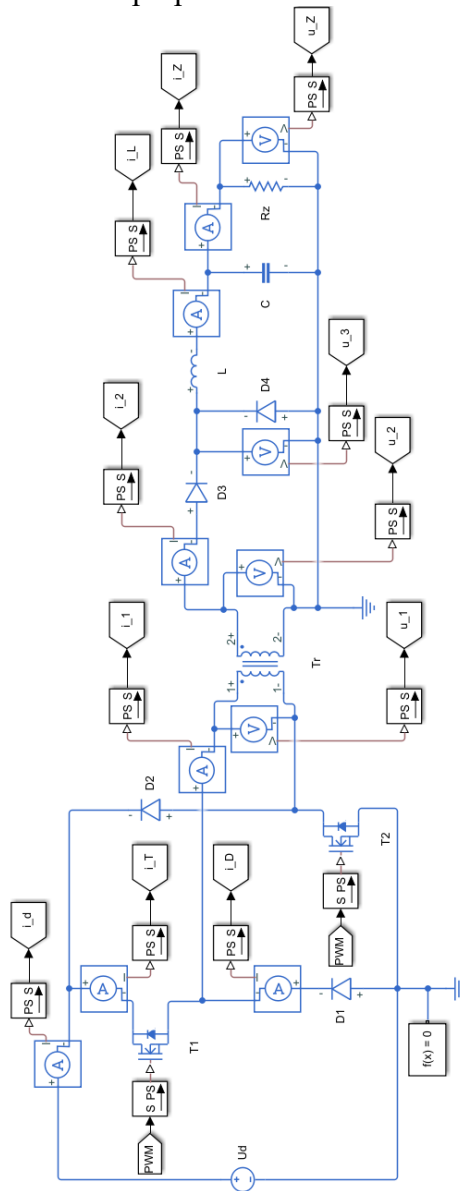
5) Vytvořený model měniče SEPIC



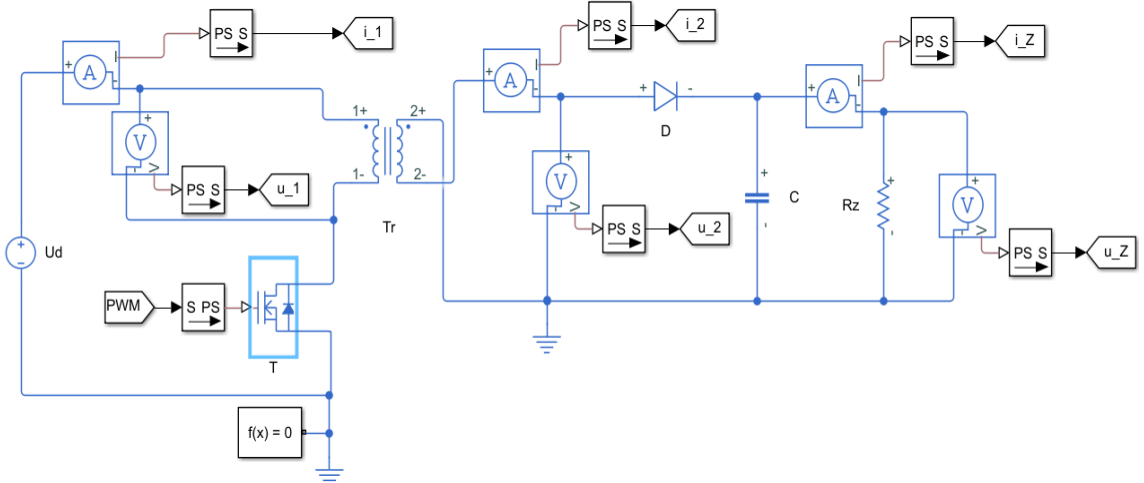
6) Vytvořený model měniče ZETA



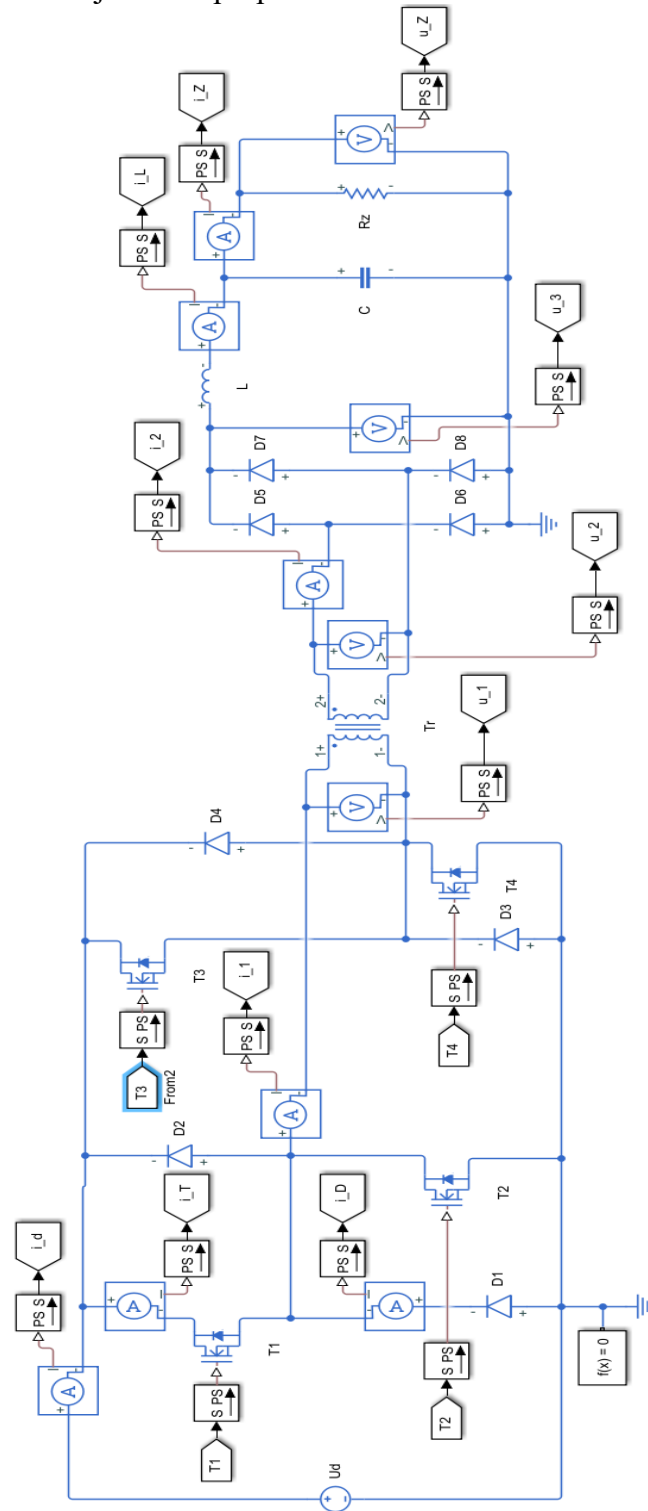
7) Vytvořený model jednočinného propustného měniče



8) Vytvořený model jednočinného blokujícího měniče

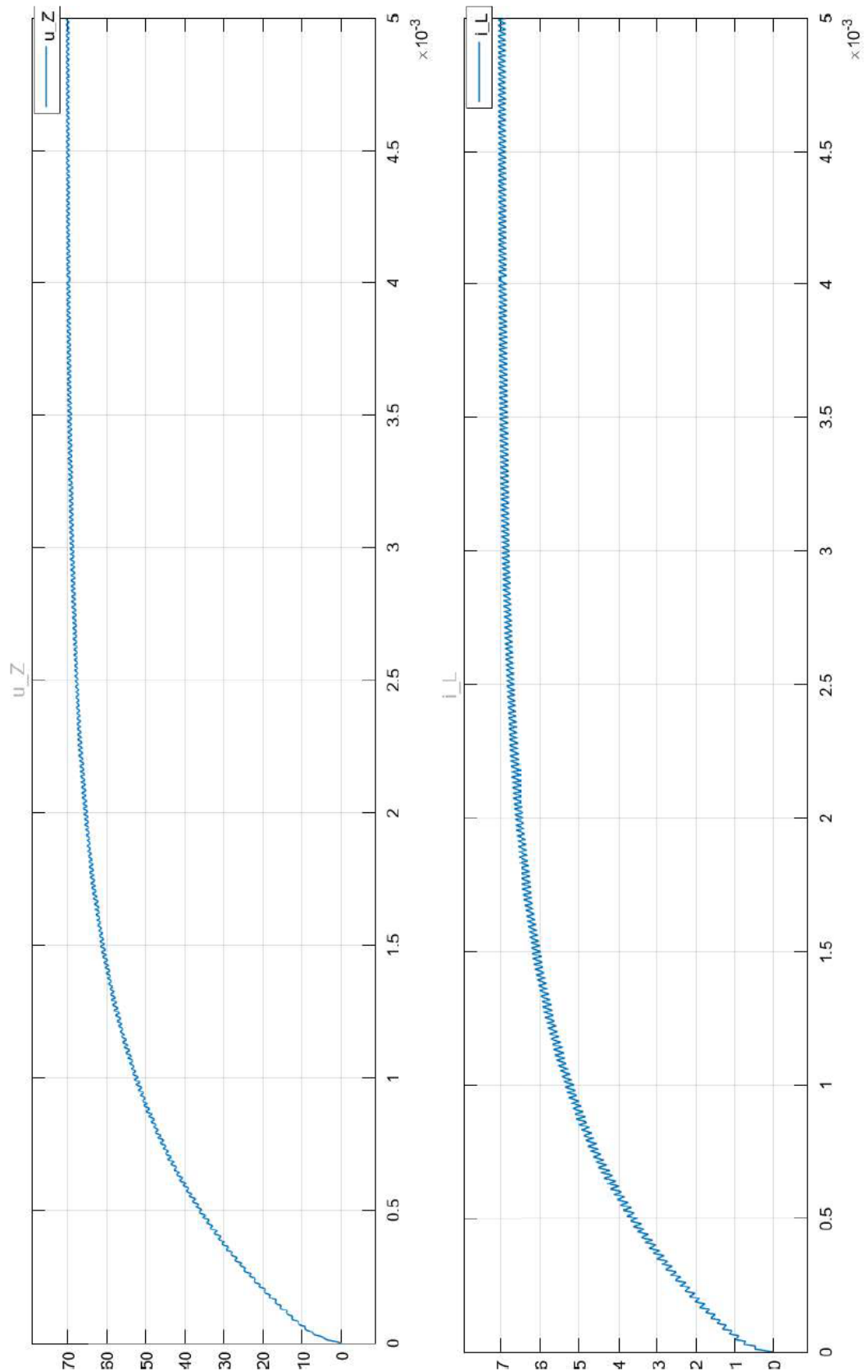


9) Vytvořený model dvojčinného propustného měniče

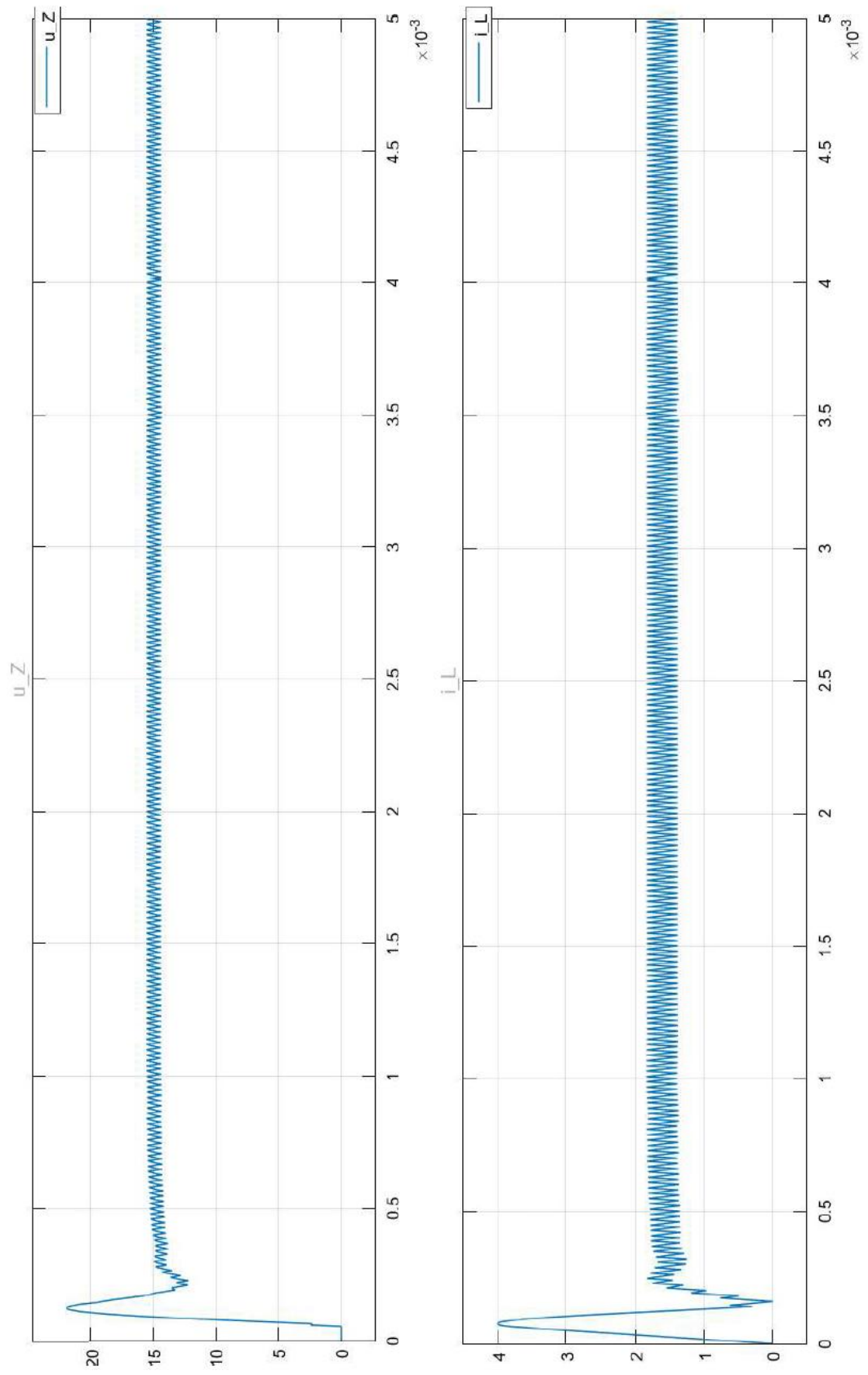


Příloha 2 - Průběhy regulovaných veličin měničů

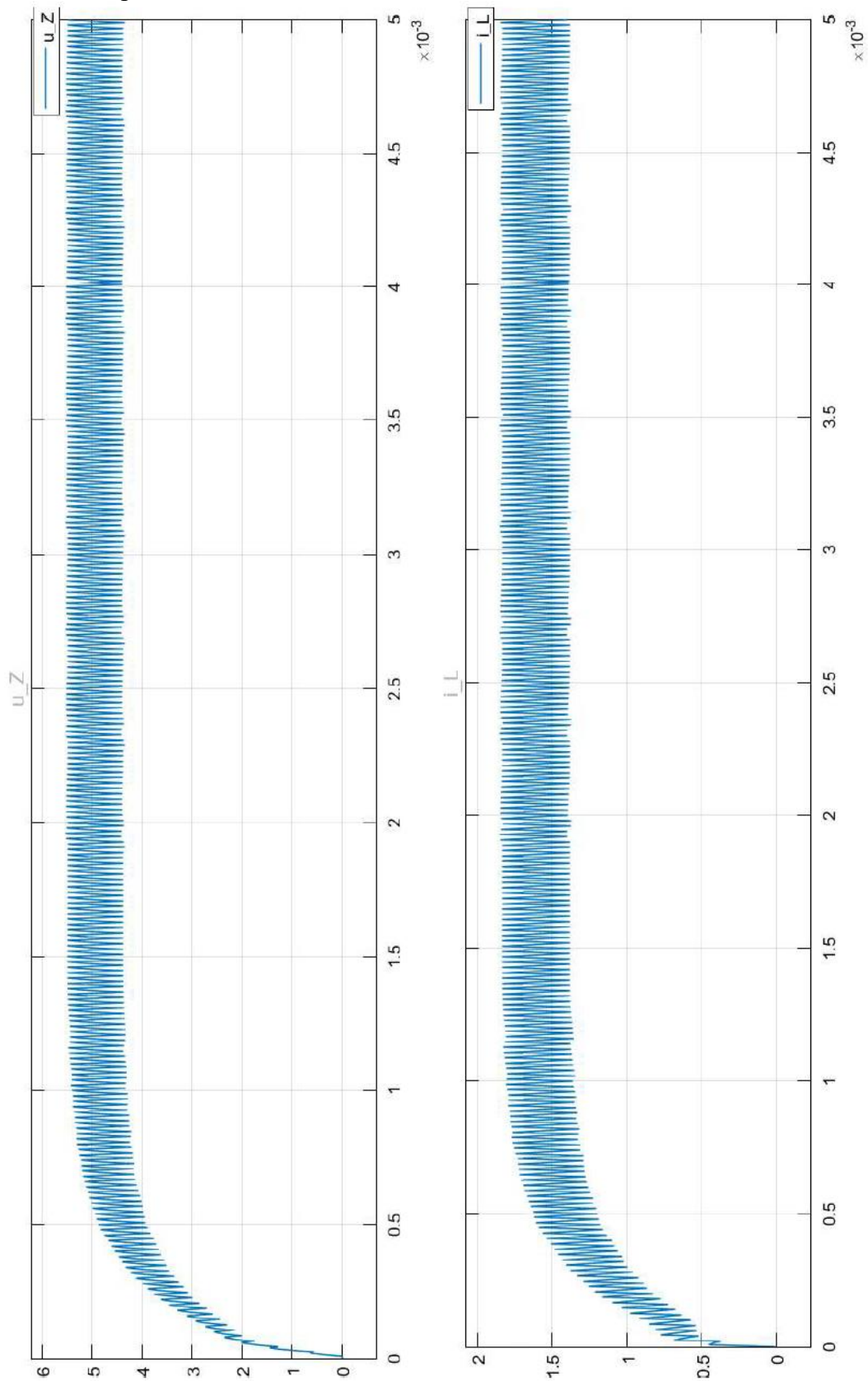
1) Snižující měnič



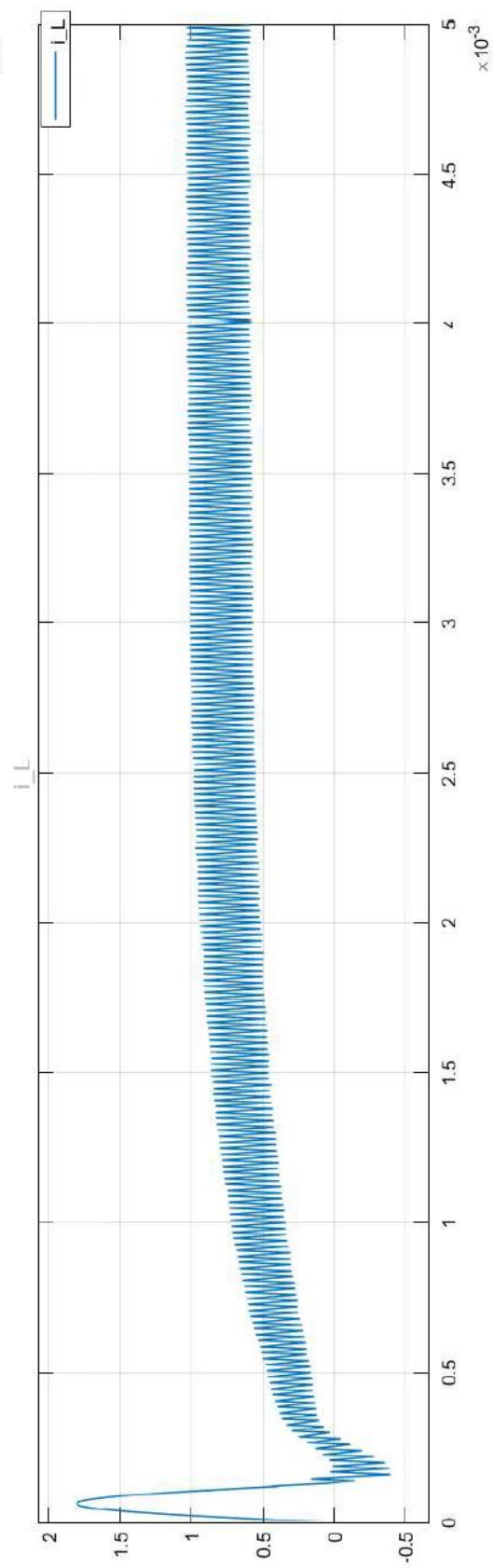
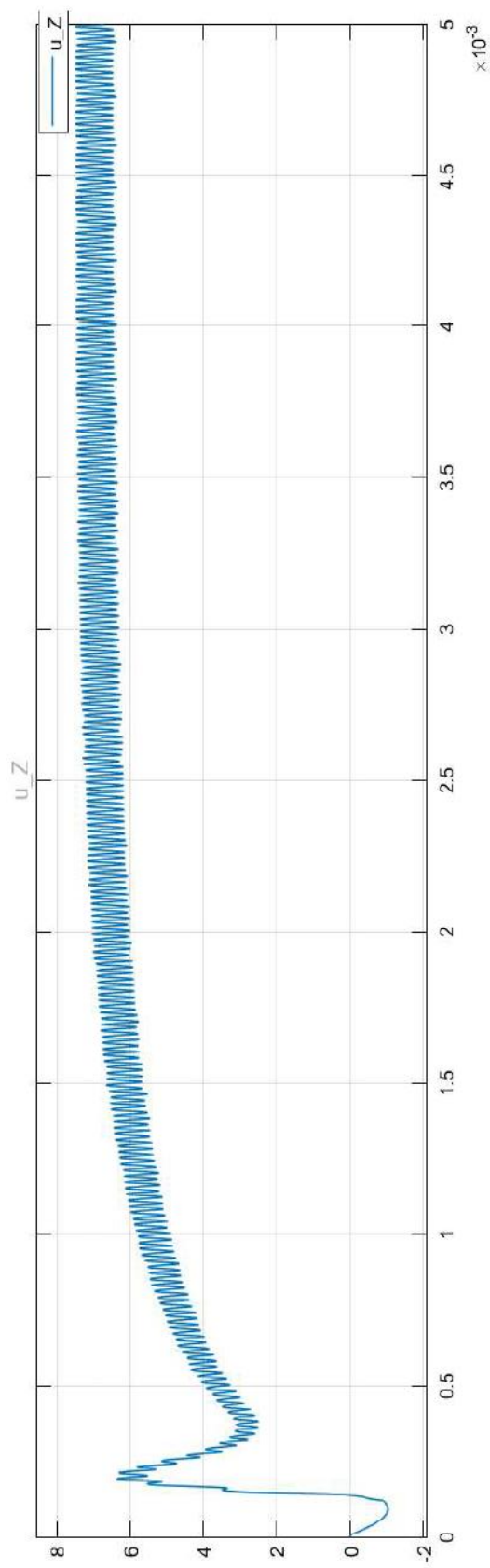
2) Zvyšující měnič



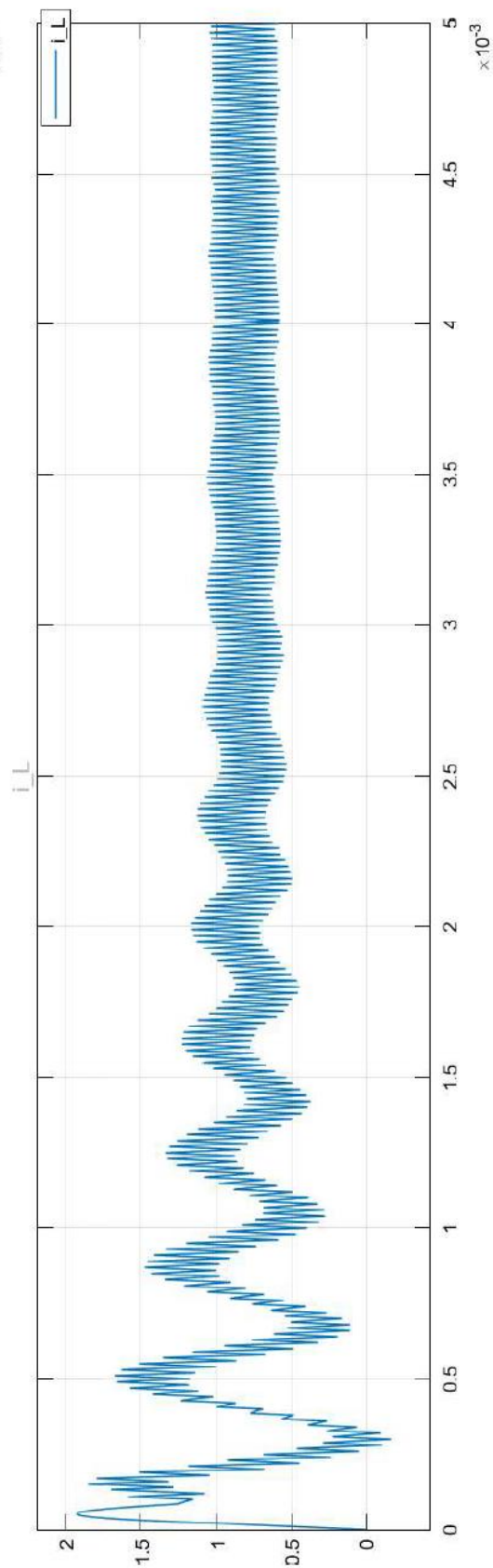
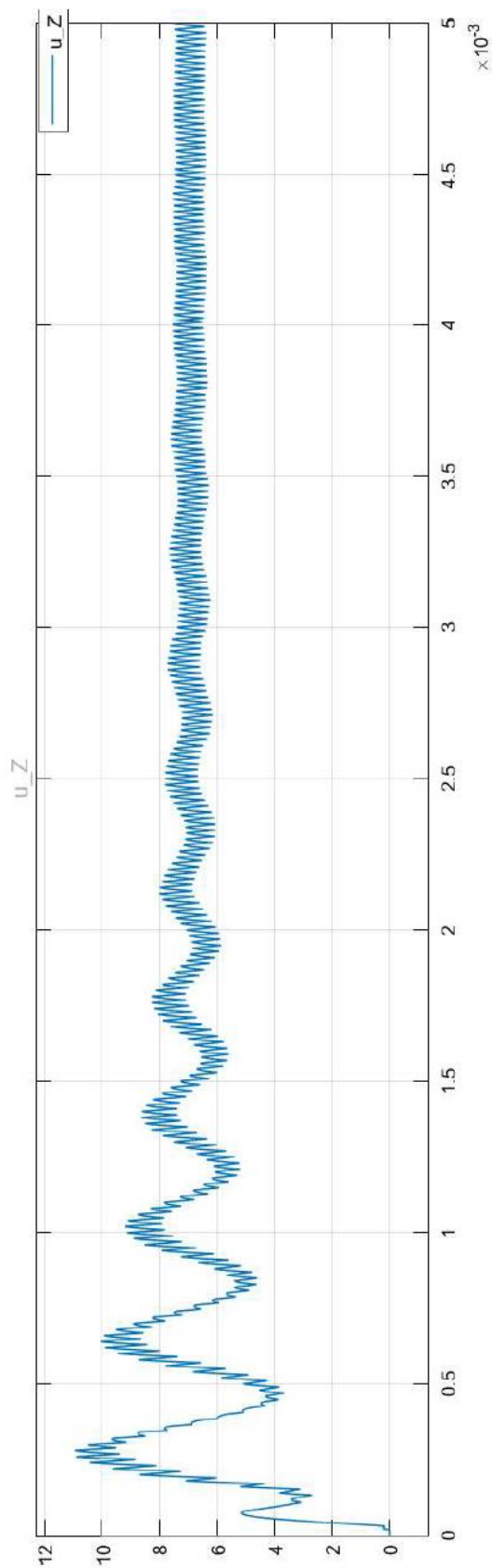
3) Měníč se společnou tlumivkou



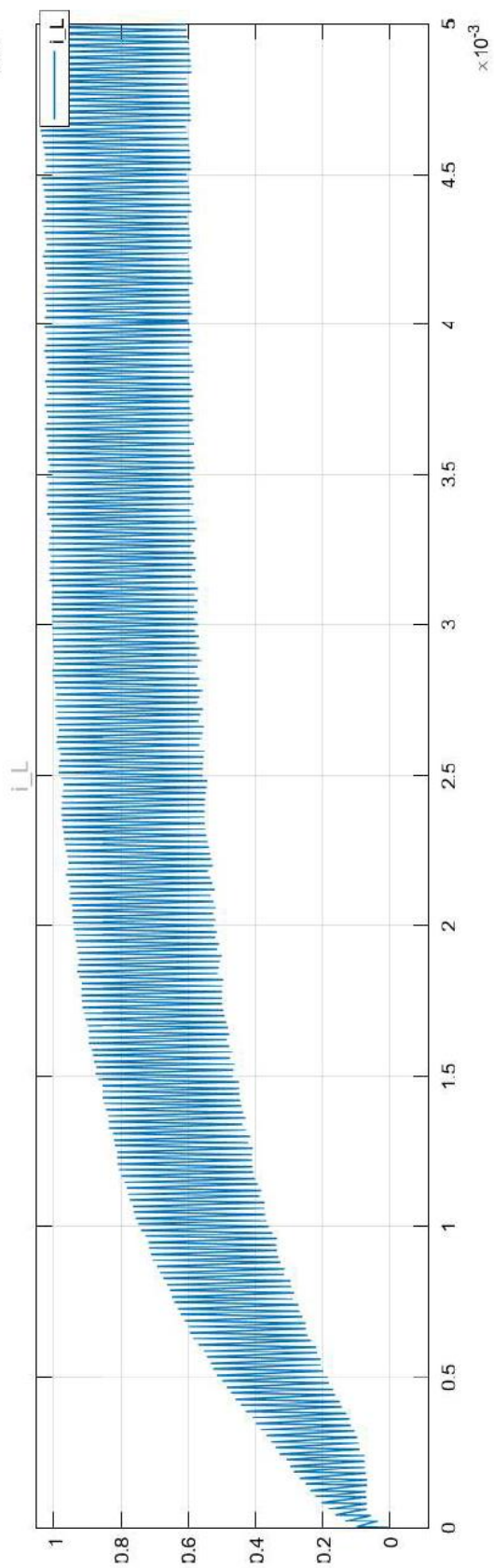
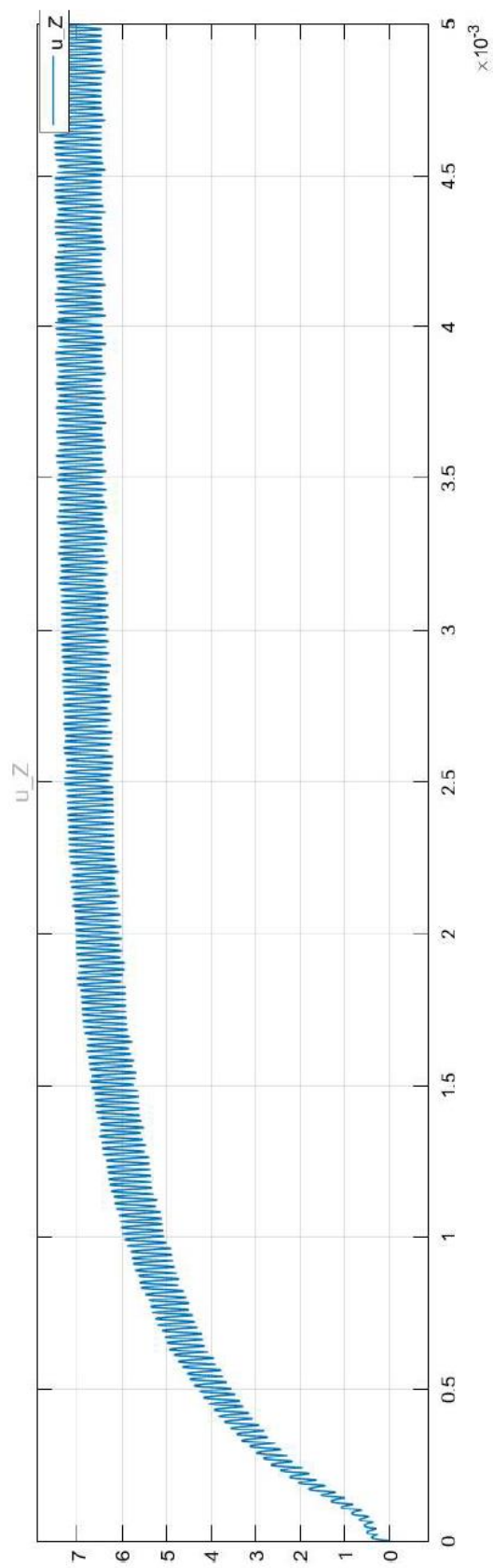
4) Měníč ČUK



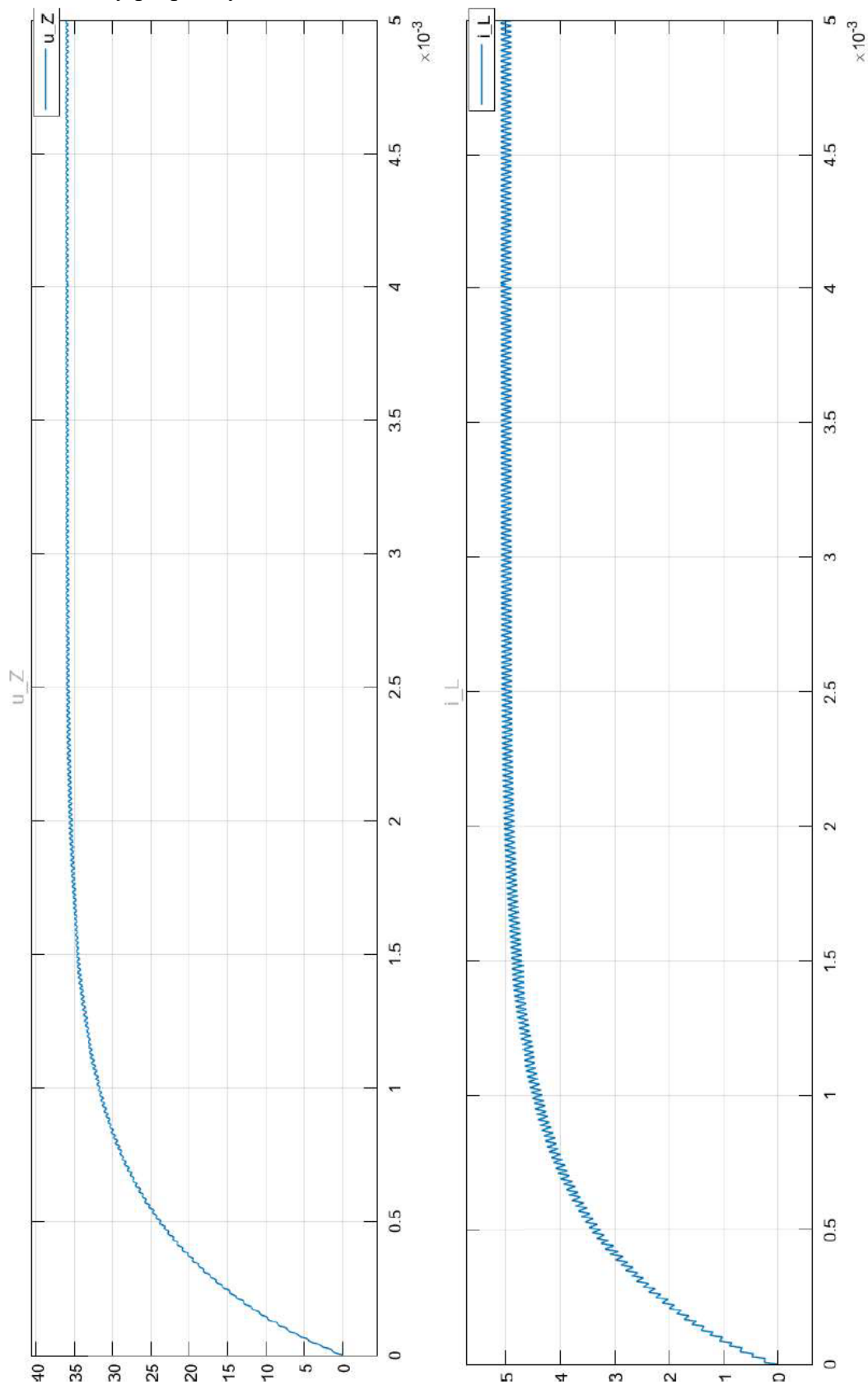
5) Měníč SEPIC



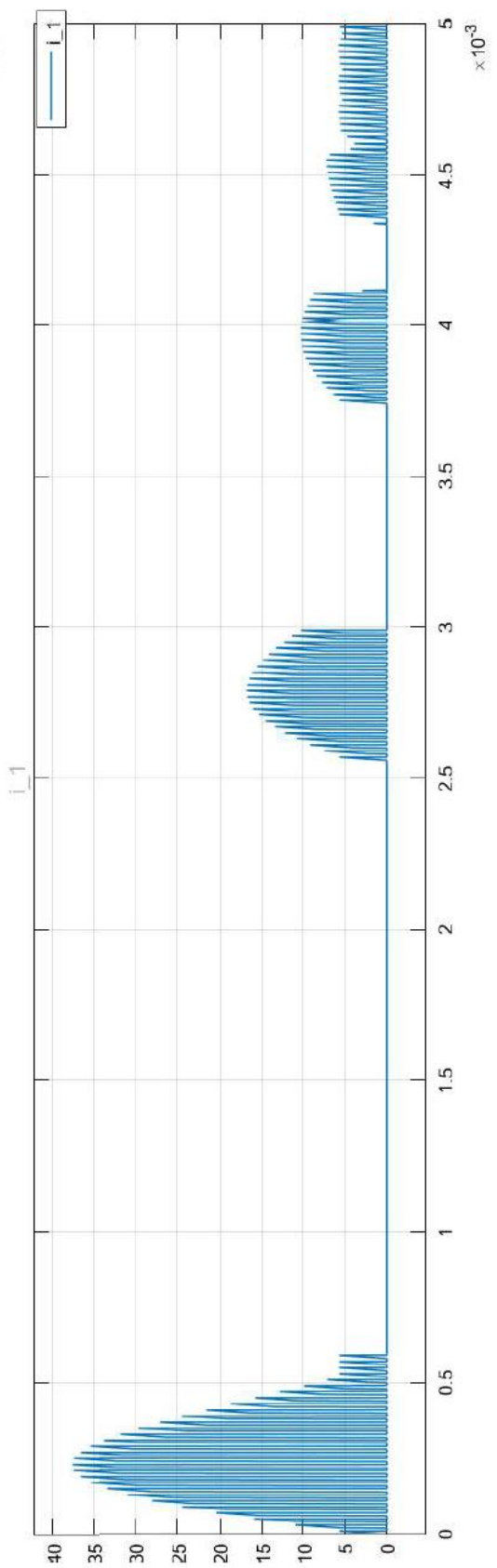
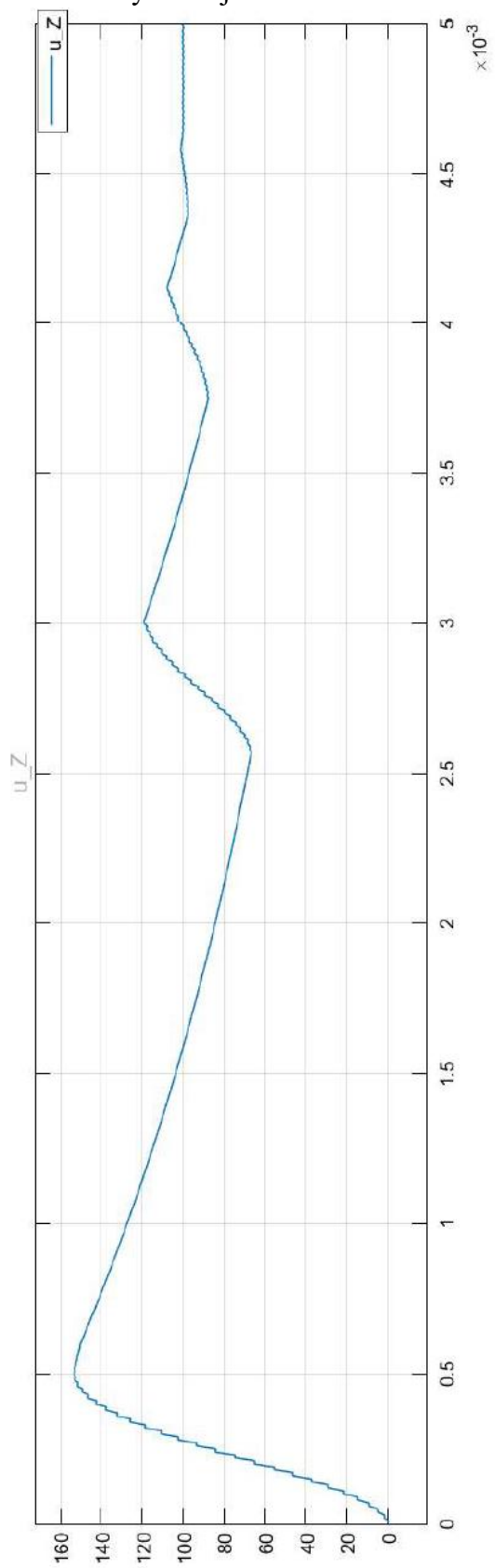
6) Měníč ZETA



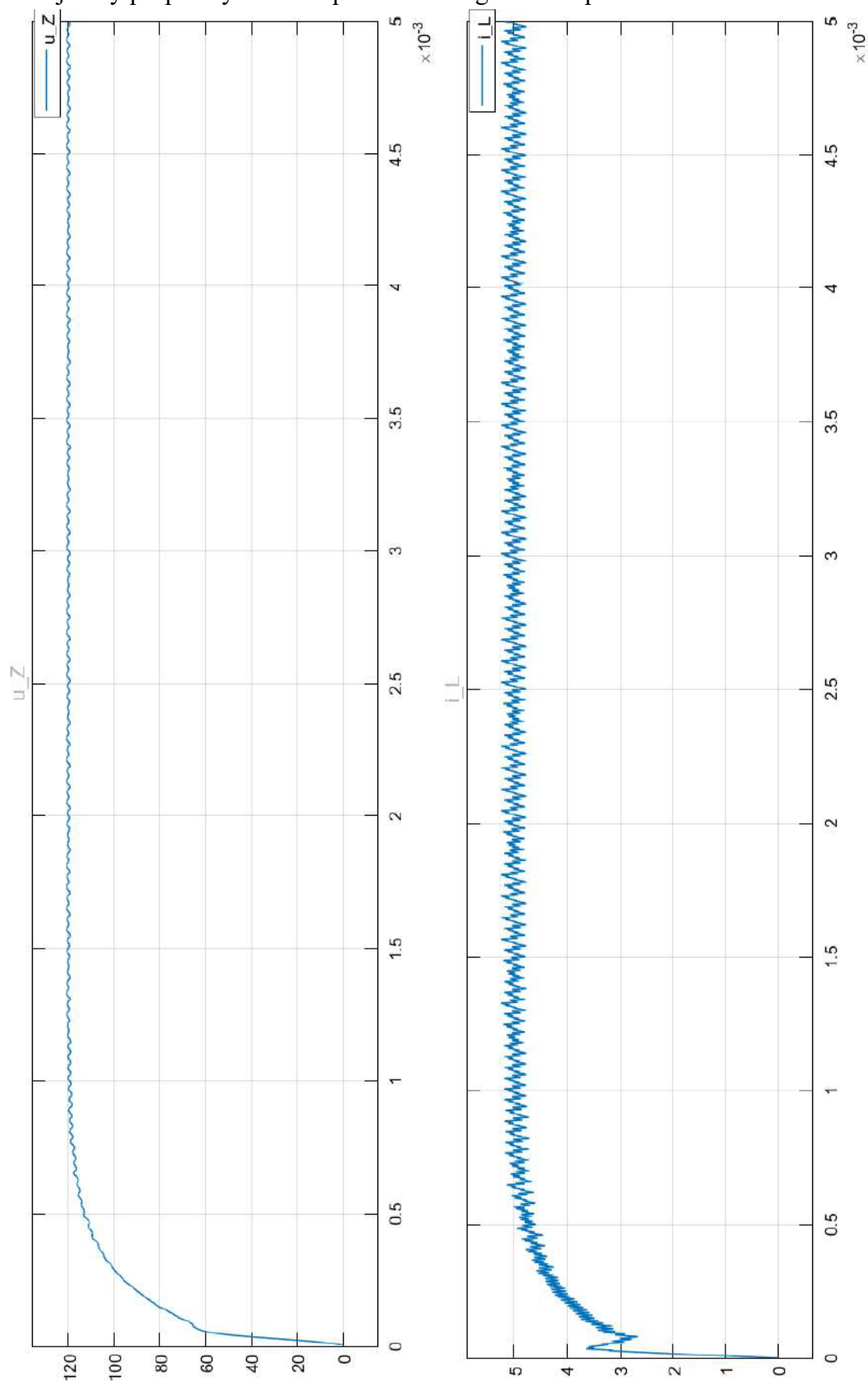
7) Jednočinný propustný měnič



8) Jednočinný blokující měnič



9) Dvojčinný propustný měnič – první řídicí algoritmus spínání tranzistorů



10) Dvojitý propustný měnič – druhý řídicí algoritmus spínání tranzistorů

