

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

Disertační práce

8, 2015

Milan Vacarda

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická
Katedra elektrických pohonů a trakce



MOŽNOSTI AKUMULACE ELEKTRICKÉ ENERGIE V TRAKČNÍCH APLIKACÍCH

Disertační práce

Milan Vacarda

Praha, 8, 2015

Doktorský studijní program: Elektrotechnika a informatika
Studijní obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

Školitel: Doc. Ing. Pavel Mindl, CSc.

Abstrakt

Dizertační práce je zaměřena na studium řízení hybridního pohonu pro osobní automobily s ohledem na optimalizaci využití palubních energetických zdrojů.

Cílem je návrh řídicího systému rekuperačního měniče pro řízení toku energie superkapacitorem (Control the Flow of Energy).

A návrh metody optimálního využití kapacity superkapacitoru hybridního pohonu v závislosti na jízdním režimu osobních vozidel pro nezávislou trakci (Energy management).

S tím souvisí analýza toku energie v hybridním pohonu a analýza jízdního režimu.

V první části je rekuperační obvod měniče teoreticky analyzován a vytvořen linearizovaný matematický model rozložený na samostatné soustavy s jednotlivými signály. Ve stejnosměrné soustavě je řešena problematika spojení a tvrdosti zdrojů elektrického děliče výkonu a superkapacitoru a výsledkem rozboru je stanovení regulované veličiny, napětí meziobvodu U_m . V soustavě s periodickým PWM signálem je podáno analytické řešení průběhu nabíjecího proudu superkapacitoru. V soustavě s harmonickým tlumeným kmitem je v matematickém modelu prokázána stabilita soustavy rekuperačního obvodu. Na výsledky kapitoly navazuje syntéza regulačního procesu soustavy a parametrická optimalizace regulátoru a kvality regulačního pochodu.

Ve strategii regulace hybridního pohonu je analýzou jízdního profilu odvozena regulovaná proměnná, tj. stav energie v superkapacitoru (SOE – State of Energy), neboli stav náboje resp. stav napětí. Stav náboje superkapacitoru je náhodná veličina popsána funkcí hustoty pravděpodobnosti. V regulačním procesu spalovacího motoru je náboj resp. napětí superkapacitoru regulováno k žádané střední hodnotě náboje.

Zvýšení účinnosti obvodu rekuperačního měniče může být dosaženo minimalizováním ztrát na sériových odporech induktoru a superkapacitoru. Je navržen induktor s feromagnetickým jádrem a přibližně 2x menším sériovým odporem cívky než má stávající. Je navržen paralelní způsob uspořádání superkapacitorů snižující náhradní sériový odpor a zachovávající kapacitu a napětí superkapacitoru.

Pro snížení účinku energie spínacích ztrát je navržen RCD odlehčovací obvod spínacího modulu.

V experimentální části je vytvořen řídicí systém skládající se z kontroléru, sond a periférií. Software je vytvořen grafickým programovacím nástrojem LabVIEW a skládá se z modulu řízení hybridního pohonu, který zahrnuje i řízení rekuperačního měniče a podpůrných modulů řízení, nastavení a monitorování kontroléru sbRIO. Funkčnost řídicího systému s měničem je ověřována a odladěna na experimentálním pracovišti hybridního pohonu.

Pro dosažení výsledků byly využívány teoretické, analytické, výzkumné, vývojové a experimentální metody práce.

Key words

Combined hybrid drive, Accumulation of the energy, Recuperative converter, IGBT switch, Super capacitor, Capacity utilization of the super capacitor, Controlling of the recuperative converter, Controlling of the hybrid drive, Prediction the quantum of the accumulated energy during the driving cycles, Energy management, Control the Flow of Energy, State of the Energy in the Super capacitor, Probability Density Function of the super capacitor charge, Statistical mean value of the charge. Reducing of the switch losses, Ferromagnetic inductor, Reducing of the losses on the serial resistors.

Předmluva

Disertační práce započala na základě zadání tématu vypsaneho katedrou elektrických pohonů a trakce. Tématem bylo řešení problematiky rekuperace a akumulace energie v rámci výzkumného programu fyzikálního modelu hybridního pohonu v laboratoři fakulty.

Motivací autora není jenom disertační práce samotná, ale také snaha podílet se na zajímavém výzkumném projektu a vytvořit funkční zařízení mající praktický význam.

Předmět

Předmětem disertační práce je strategie využití kapacity superkapacitoru v závislosti na jízdním režimu osobních vozidel pro nezávislou trakci. To zahrnuje teoretické, analytické, výzkumné, vývojové a experimentální metody práce na obousměrném DC/DC rekuperačním měniči a souvisejících zařízeních, která jsou součástí fyzikálního modelu hybridního pohonu nalézajícího na experimentálním pracovišti v laboratoři fakulty.

Cíl

Cílem práce je analyzovat funkcionalitu fyzikálního modelu hybridního pohonu a princip funkce všech částí modelu ve vztahu k rekuperačnímu měniči.

Dále je cílem analyzovat rekuperační obvod z pohledu stability a regulovatelnosti. Přičemž výstupy analýzy jsou vstupy pro parametrizaci a kvalitu regulace.

Cílen je navrhnout řídicí systém rekuperačního měniče se základním procesem regulace s odpovídající dynamikou v rozsahu instalovaných výkonů motorů fyzikálního modelu hybridního pohonu při maximálním využití parametrů spínače, induktoru a superkapacitoru měniče.

Dále je cílem navrhnout metodu optimálního využití kapacity superkapacitoru hybridního pohonu v závislosti na jízdním režimu osobních vozidel pro nezávislou trakci. S tím souvisí analýza toku energie v hybridním pohonu s analýzou jízdního režimu.

Pro uvedené funkce je nutné navrhnout robustní a stabilní regulační softwarový algoritmus.

Dále se práce soustředí na zvýšení účinnosti snížením ztrát na sériových odporech induktoru a superkapacitoru návrhem induktoru s feromagnetickým jádrem a návrhem paralelního uspořádání superkapacitorů a návrhem RCD odlehčovacího členu pro snížení vlivu spínacích ztrát.

Účel

Účelem práce je vytvořit řídicí systém a software rekuperačního měniče splňující kritéria zadání, který je součástí projektu hybridního pohonu, a který doplňuje a rozšiřuje jeho základní funkce. K tomu je rovněž nutné vytvořit teoretický rámec způsobu akumulace elektrické energie v závislosti na jízdním režimu v trakci osobních vozidel za účelem experimentů a ověřování teoretických závěrů.

Poděkování

Rád bych na tomto místě poděkoval všem, kteří mě dlouhodobě podporovali v mém úsilí a zvláště bych chtěl poděkovat panu doc. Pavlu Mindlovi za podporu a pomoc při řešení úkolů spojených s cílem této disertační práce.

Obsah

ABSTRAKT	1
KEY WORDS	1
PŘEDMLUVA	2
PŘEDMĚT	2
CÍL	2
ÚČEL	2
PODĚKOVÁNÍ	2
OBSAH	3
SEZNAM ILUSTRACÍ A SEZNAM TABULEK	6
SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK	8
ÚVOD DO PROBLEMATIKY	9
1.1 PŘEHLED SOUČASNÉHO STAVU PROBLEMATIKY A REŠERŠE STUDIJNÍCH ZDROJŮ	9
1.2 SOUČASNÝ STAV TECHNIKY HYBRIDNÍCH A ELEKTRICKÝCH VOZIDEL.	9
1.2.1 <i>Automobil s hybridním pohonem</i>	9
1.2.1.1 Volkswagen VW XL1, plug-in hybrid. [5]	9
1.3 TEMATICKY BLÍZKÉ TECHNOLOGIE	10
1.3.1 <i>Elektromobil Škoda Green E Line</i>	10
1.3.2 <i>Volkswagen, platforma MQB (Modularer Querbaukasten)</i>	11
1.4 TECHNOLOGIE VYUŽÍVAJÍCÍ SUPERKAPACITOR A DC/DC MĚNIČ	11
1.4.1 <i>Mazda i-ELOOP</i>	11
2 FYZIKÁLNÍ MODEL HYBRIDNÍHO POHONU	13
3 REKUPERAČNÍ MĚNIČ	15
3.1 REŽIM NABÍJENÍ	17
3.2 REŽIM VYBÍJENÍ	17
4 HYBRIDNÍ POHON	18
4.1 ENERGY MANAGEMENT HYBRIDNÍHO POHONU	18
5 ANALÝZA OBVODU REKUPERAČNÍHO MĚNIČE	21
5.1 LINEARIZACE	21
5.2 OBECNÁ PRAVIDLA ZJEDNODUŠENÍ	23
5.3 SOUSTAVA SE STEJNOSMĚRNÝM BUZENÍM	23
5.4 SOUSTAVA S PERIODICKÝM BUZENÍM	24
5.4.1 <i>Analytické řešení rekuperačního obvodu</i>	24
5.4.2 <i>Řešení diferenciální rovnice rekuperačního obvodu v časové oblasti</i>	25
5.4.3 <i>Sepnutý tranzistor</i>	26
5.4.3.1 Sestavení diferenciální rovnice obvodu	26
5.4.3.2 Redukce řádu soustavy	26
5.4.4 <i>Vypnutý tranzistor</i>	28
5.4.5 <i>Výsledný průběh proudu</i>	28
5.5 SOUSTAVA S IMPULZNÍM BUZENÍM	29
5.6 SOUSTAVA S HARMONICKÝM BUZENÍM TLUMENÝM KMITEM	30
5.7 SOUSTAVA S HARMONICKÝM BUZENÍM VLASTNÍMI KMITY SOUSTAVY	33
6 ŘÍZENÍ HYBRIDNÍHO POHONU	34
7 REGULACE A MĚŘENÍ	36
7.1 REGULAČNÍ OBVOD	36
7.2 SYNTÉZA REGULÁTORU	36
7.2.1 <i>Parametry regulátoru</i>	38
7.3 REGULACE REKUPERAČNÍHO MĚNIČE	39
7.4 PARAMETRY REGULACE	40
7.5 VLIVY NA DYNAMIKU A STABILITU REGULACE	42

7.5.1	<i>Vlivy na stabilitu regulované soustavy</i>	42
7.5.1.1	Dynamika regulace	42
7.5.2	<i>Vliv interference spínacích kmitočtů zdroje a měniče</i>	43
8	STRATEGIE REGULACE HYBRIDNÍHO POHONU	45
8.1	PREDIKCE JÍZDNÍHO PROFILU	45
8.2	VYTÍŽENÍ KAPACITY SUPERKAPACITORU	45
8.3	SYNTÉZA REGULAČNÍHO PROCESU HYBRIDNÍHO POHONU	47
8.4	DEFINICE STATISTICKÉ STŘEDNÍ HODNOTY	48
8.5	ÚPLNÉ SCHÉMA REGULACE HYBRIDNÍHO POHONU	49
	EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST	51
9	ŘÍDICÍ SYSTÉM, KONTROLÉR	51
9.1	HARDWARE	51
9.2	JEDNODESKOVÝ KONTROLÉR NI SBRIO 9612	51
9.3	VÝKONOVÝ SPÍNACÍ MODUL SEMIKRON	52
9.4	PŘEVODNÍKY	53
9.4.1	<i>Převodník proudu superkapacitoru I_{SC} – LEM LA 305-S/SP1</i>	53
9.4.2	<i>Převodníky napětí U_m a napětí U_{SC} – LEM LV25-P</i>	54
9.4.2.1	Napětí meziobvodu U_m	54
9.4.2.2	Napětí superkapacitoru U_{SC}	55
9.4.2.3	Proud superkapacitoru I_{SC}	55
9.5	NAPĚŤOVÝ PŘEVODNÍK CD4504	55
9.6	ODDĚLENÍ OBVODŮ	55
9.7	SOFTWARE	57
9.7.1	<i>Stručný popis grafického programovacího nástroje LabVIEW</i>	57
9.7.2	<i>Struktura software řízení</i>	57
9.7.3	<i>Řízení hybridního pohonu</i>	57
9.7.4	<i>Podpůrné softwarové moduly</i>	59
9.7.4.1	<i>Řízení, nastavení a monitorování hardwaru kontroléru sbRIO</i>	59
9.7.5	<i>Simulace jízdních odporů</i>	59
10	MĚŘENÍ	61
10.1	NAPĚŤOVÉ PRŮBĚHY NA VÝKONOVÉM SPÍNACÍM MODULU REKUPERAČNÍHO MĚNIČE	61
11	ZHODNOCENÍ PRÁCE	63
11.1	PŘÍNOSY PRÁCE	63
11.2	NAPLNĚNÍ CÍLŮ	63
11.3	DALŠÍ VĚDECKÉ ZKOUMÁNÍ	63
11.4	VYUŽITÍ VÝSLEDKŮ PRÁCE	63
12	ZÁVĚR	64
A.	PŘÍLOHA	65
A.1.	INDUKTOR	65
A.1.1.	<i>Vodiče</i>	68
A.1.2.	<i>Magnetický materiál</i>	68
A.1.3.	<i>Tvar jádra</i>	68
A.1.4.	<i>Ztráty v materiálu</i>	68
A.1.5.	<i>Stávající tlumivka</i>	69
A.1.6.	<i>Parametry tlumivky</i>	69
A.1.7.	<i>Porovnání parametrů stávající a navržené tlumivky</i>	69
A.2.	ZÁVĚR	69
B.	PŘÍLOHA	71
B.1.	RCD ODLEHČOVACÍ OBVOD	71
B.2.	ANALÝZA SPÍNÁNÍ PRVKU IGBT	71
B.2.1.	<i>Náhradní schéma IGBT</i>	72

B.2.2.	Sepnutý stav	72
B.2.3.	Rozepnutý stav	73
B.2.4.	Přechodové stavy.....	73
B.2.4.1.	Ztráty při vypínání	74
B.2.4.2.	Ztráty při zapínání	75
B.3.	NAMĚŘENÉ HODNOTY	77
B.4.	SNÍŽENÍ VÝKONOVÉHO ZATÍŽENÍ SPÍNACÍHO PRVKU ODLEHČOVACÍM OBVODEM	80
B.5.	ZÁVĚR	82
C.	PŘÍLOHA	83
C.1.	ROZDĚLENÍ SUPERKAPACITORU NA DVA PARALELNÍ BLOKY	83
C.2.	ZÁVĚR	84
	POUŽITÉ ZDROJE	85
	REJSTŘÍK	88

Seznam ilustrací a seznam tabulek

OBR. 0-1 PLUG-IN HYBRID VOLKSWAGEN VW XL1	10
OBR. 0-2 ZÁSTAVBA MODELU ŠKODA OCTAVIA GREEN – E-LINE [5]	10
OBR. 0-3 ZOBRAZENÍ REŽIMŮ REKUPERACE NA MULTIFUNKČNÍM DISPLEJI	10
OBR. 0-4 MOŽNOSTI VARIABILITY PODÉLNÝCH ROZMĚRŮ VOZŮ [6].....	11
OBR. 0-5 SKUPINA POHONNÝCH SYSTÉMŮ PRO PLATFORMU MQB [6].....	11
OBR. 0-6 MAZDA I-ELOOP.....	12
OBR. 2-1 FYZIKÁLNÍ MODEL KOMBINOVANÉHO HYBRIDNÍHO POHONU	13
OBR. 2-2 BLOKOVÉ SCHÉMA ELEKTRICKÝCH SYSTÉMŮ KOMBINOVANÉHO HYBRIDNÍHO POHONU ..	14
OBR. 3-1 SCHÉMA REKUPERAČNÍHO MĚNIČE.....	15
OBR. 3-2 PRINCIP FUNKCE REKUPERAČNÍHO OBVODU	16
OBR. 4-1 KOMBINOVANÝ POHON HYBRIDNÍHO ELEKTRICKÉHO VOZIDLA (HEV).....	19
OBR. 4-2 MODIFIKOVANÉ USPOŘÁDÁNÍ FYZIKÁLNÍHO MODELU KOMBINOVANÉHO HYBRIDNÍHO POHONU	20
OBR. 5-1 OBVOD REKUPERAČNÍHO MĚNIČE	21
OBR. 5-2 SLOŽKY SIGNÁLU SOUSTAVY V KMITOČTOVÉ OBLASTI.....	23
OBR. 5-3 NÁHRADNÍ SCHÉMA STEJNOSMĚRNĚ BUZENÉ SOUSTAVY	24
OBR. 5-4 ČÁST OBVODU REKUPERAČNÍHO MĚNIČE V REŽIMU NABÍJENÍ SUPERKAPACITORU	25
OBR. 5-5 VÝSLEDNÝ PRŮBĚH PROUDŮ INDUKTORU A SPÍNAČE [1].....	29
OBR. 7-1 REGULAČNÍ OBVOD REKUPERAČNÍHO OBVODU.....	36
OBR. 7-2 PŘECHODOVÁ CHARAKTERISTIKA KMITAVÉHO PRŮBĚHU REGULACE	38
OBR. 7-3 REGULAČNÍ OBVOD REKUPERAČNÍHO MĚNIČE	39
OBR. 7-4 REGULACE REKUPERAČNÍHO MĚNIČE	40
OBR. 8-1 HUSTOTA PRAVDĚPODOBNOTI NÁBOJE SUPERKAPACITORU	46
OBR. 8-2 ÚPLNÉ SCHÉMA REGULACE HYBRIDNÍHO POHONU	50
OBR. 9-1 HARDWARE ŘÍDICÍHO SYSTÉMU HYBRIDNÍHO POHONU	51
OBR. 9-2 JEDNODESKOVÝ KONTROLÉR SCRIO 9612.....	52
OBR. 9-3 VÝKONOVÝ MODUL SEMIKRON (28 x 22 x 16 CM, 10 KG).....	53
OBR. 9-4 PŘEVODNÍK LEM LV25-P	54
OBR. 9-5 SCHÉMA ELEKTRICKÉHO ZAPOJENÍ ŘÍDICÍHO SYSTÉMU	56
OBR. 9-6 ČELNÍ PANEL, OVLÁDACÍ HYBRIDNÍHO POHONU	58
OBR. 9-7 BLOKOVÉ SCHÉMA, ZDROJOVÝ KÓD, ČÁST REGULACE REKUPERAČNÍHO MĚNIČE	58
OBR. 9-8 ČELNÍ PANEL ŘÍZENÍ, NASTAVENÍ A MONITOROVÁNÍ HARDWARU KONTROLÉRU SBRIO ...	59
OBR. 9-9 ČELNÍ PANEL SIMULACE JÍZDNÍCH ODPORŮ	60
OBR. 9-10 BLOKOVÉ SCHÉMA SIMULACE JÍZDNÍCH ODPORŮ	60
OBR. 10-1 SIGNÁL OTÁČEK SPALOVACÍHO MOTORU PŘEVODNÍKU U/F, F = 543 Hz	61
OBR. 10-2 SPÍNACÍ IMPULZY TRANZISTORU V1, PWM 10 %.....	61
OBR. 10-3 SPÍNACÍ IMPULZY TRANZISTORU V1, PWM 50 %.....	62
OBR. 10-4 SPÍNACÍ IMPULZY TRANZISTORU V2, PWM 10 %.....	62
OBR. 10-5 SPÍNACÍ IMPULZY TRANZISTORU V2, PWM 50 %.....	62
OBR. A-1 GRAF ZÁVISLOSTI AKUMULAČNÍ INDUKČNOSTI NA PROTÉKAJÍCÍM PROUDU	66
OBR. A-2 TVAR JÁDRA PM 111 x 100 MM [20]	68
OBR. A-3 VZDUCHOVÁ TLUMIVKA 1 MH / 100 A, 35x35x11 CM, 33 KG.....	69
OBR. B-1 SCHÉMA MĚŘICÍHO OBVODU [21].....	71
OBR. B-2 POPIS ČASŮ SPÍNACÍHO IMPULZU [21]	71
OBR. B-3 NÁHRADNÍ SCHÉMA IGBT [22].....	72
OBR. B-4 VÝSTUPNÍ CHARAKTERISTIKY IGBT [22].....	72
OBR. B-5 DOVOLENÁ PRACOVNÍ OBLAST TRANZISTORU VE SPÍNACÍM REŽIMU	73
OBR. B-6 OBVOD TRANZISTORU S ODPOROVĚ INDUKTIVNÍ ZÁTĚŽÍ	74
OBR. B-7 PŘECHODOVÉ STAVY SPÍNÁNÍ TRANZISTORU	74

OBR. B-8 ZOTAVOVACÍ CHARAKTERISTIKY REVERZNÍCH DIOD A ZTRÁTOVÁ ENERGIE PŘI SPÍNÁNÍ SOUČÁSTKY [21].....	76
OBR. B-9 TLUMENÉ KMITY PO VYPNUTÍ TRANZISTORU VÝKONOVÉHO MODULU	77
OBR. B-10 VÝZNAMNÉ INTERNÍ NÍZKOINDUKTIVNÍ PARAZITNÍ STRUKTURY [21]	78
OBR. B-11 KAPACITY A INDUKČNOSTI VNITŘNÍ OBVODOVÉ STRUKTURY [23]	79
OBR. B-12 VARIANTY EXTERNÍCH ODLEHČOVACÍCH OBVODŮ [23].....	80
OBR. B-13 OBVOD TRANZISTORU S ODPOROVĚ INDUKTIVNÍ ZÁTĚŽÍ A S RCD ODLEHČOVACÍM OBVODEM	80
OBR. C-1 PARALELNÍ KOMBINACE SUPERKAPACITORŮ	83

Seznam zkratek a značek

E	
e – error, regulační odchylka	36
ED – Electric drive	18
EMI – Electromagnetic Interference	65, 69
F	
FET – Field Effect Transistor	72
FPGA – Field-Programmable Gate Array	40, 57
H	
HEV – Hybrid Electric Vehicles	18
HUS – Harmonicky ustálená soustava	22, 24, 30, 33
I	
ICE – Internal Combustion Engine	18
IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor	72, 73, 77
L	
LabVIEW – Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench	57
LTI – Linear Time-Invariant System	22
LTIL – Linear Time-Invariant Lumped System	22
M	
MAC – Multiply Accumulate	30
N	
NDS – Nelineární dynamický systém	21
P	
PID – Proportional-Integral-Derivate Controller	36, 40, 57
PV – Process Variable, regulovaná veličina	36
PWM – Pulse Width Modulation	15, 25, 40, 57, 65, 67, 69, 79
R	
RESR – Equivalent Series Resistance	83
S	
sbRIO – Single-Board Reconfigurable Input Output	57
SOE – State of Energy	1, 18, 34
SP – set point, žádaná hodnota	36
T	
T – Perioda spínání PWM	16, 25
TCP/IP – Transmission Control Protocol / Internet Protocol	57
T_d – Derivate Time, derivační časová konstanta	36
t_f – Fall time	25
T_i – Integral Time, integrační časová konstanta	36
T_k – perioda tlumeného kmitu	24, 38
T_o – perioda vlastních kmitů soustavy	24
T_P – doba regulace, pochodu	38
T_{PWM} – perioda PWM	24
T_r – reakční doba regulátoru	24
t_r – Rise time	25
T_s – Sampling Time, PID LabVIEW	59
t_v – Doba vypnutí PWM	16, 25
t_z – Doba zapnutí PWM	16, 25
V	
VI – Virtual Instrument	57
Z	
ZCS – Zero Current Switch	79
ZVS – Zero Voltage Switching	79

Úvod do problematiky

1.1 Přehled současného stavu problematiky a řešerše studijních zdrojů

Seznam všech použitých studijních zdrojů je na konci textu.

Stěžejní pro řešení problematiky optimálního využití kapacity superkapacitoru v jízdním režimu je práce [1]. Autor řeší problematiku nabíjení a vybíjení superkapacitoru. Soustředí se zejména na principy a funkčnost meziobvodu, rekuperačního měniče, tlumivky a supekacitoru. Návrh regulátoru rekuperačního měniče se nezabývá optimálním využitím superkapacitoru.

Článek [2] představuje typy hybridních pohonů a objasňuje princip experimentálního modelu kombinovaného hybridního pohonu na pracovišti elektrotechnické fakulty. Akumulací energie se nezabývá.

Článek [3] popisuje výkonovou bilanci a vysvětluje princip přenosu mechanického výkonu spalovacího motoru přes elektrický dělič výkonu meziobvodem do trakčního motoru. Nezabývá se elektrickým výkonem v meziobvodu a energií v akumulacím prvku.

Článek [4] se zabývá numerickým určením kapacity superkapacitoru podle náročnosti jízdního manévru a prezentuje experiment na fyzikálním modelu. Nezabývá se způsobem regulace energie v superkapacitoru v závislosti na jízdním režimu.

Dále jsou zdroje zabývající se principy řízení a regulace, teorií obvodů, matematickou analýzou atd.

Zdroje technického a principiálního popisu IGBT spínače, superkapacitoru, měřicích čidel atd. Zdroje kontroléru, periférií a programovacích metod, nástrojů a prostředků, optimalizací a grafického programování.

Zdroje technických norem, kreslení a formální úpravy.

1.2 Současný stav techniky hybridních a elektrických vozidel.

1.2.1 Automobil s hybridním pohonem

1.2.1.1 Volkswagen VW XL1, plug-in hybrid. [5]

Vozidlo nevyužívá superkapacitor.

1.2.1.1.1 Technická data

Spalovací motor	vznětový dvouválec TDI objemu 0.8 litru, výkon 35 kW, 120 Nm
Elektromotor	20 kW, 100 Nm
Akumulátor	baterie článků, 5.5 kWh
Převodovka	7 DSG
Kombinovaná spotřeba	0.9 l /100 km
Emise CO ₂	21 g/km
Karosérie	kompozitní vyztužená uhlíkovými vlákny
Koeficient odporu vzduchu	0.189
Hmotnost	795 kg
Dojezd	elektro 50 km, nafta 500 km
Zrychlení na 100 km/h	11.9 s
Maximální rychlost	160 km/h
Počet vyrobených kusů	50



Obr. 0-1 Plug-in hybrid Volkswagen VW XL1

1.3 Tematicky blízké technologie

Ani jedno z následujících technických řešení nevyužívá technologii superkapacitoru. Ukazuje však současný stav technologie pohonu běžných vozidel.

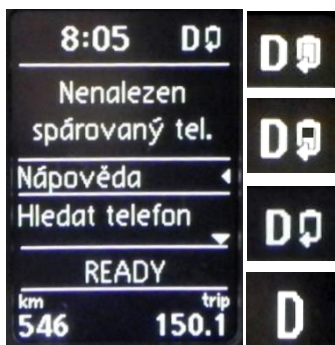
1.3.1 Elektromobil Škoda Green E Line



Obr. 0-2 Zástavba modelu Škoda Octavia Green – E-Line [5]

Jízdní režimy jsou rozděleny na 3 stupně komfortu: comfort, normal a range – rozšířený dojezd, [5].

Decelerační režim je rozdělen na dva režimy: Plachtění (klouzání), kdy je brzdný moment motoru redukován na minimum. A rekuperace se 3 stupni brzdného momentu. V tomto režimu může být velikost rekuperace i brzdného momentu nastavena voličem na multifunkčním volantu.



Obr. 0-3 Zobrazení režimů rekuperace na multifunkčním displeji

Všechny vozy Octavia Green E Line jsou vybaveny speciálními senzory, které sledují množství energie spotřebované trakcí, získané rekuperací nebo energie spotřebované komfortními systémy. Sledováno je využívání jízdních režimů, způsob nabíjení, hodnoty zrychlení nebo aktuální poloha vozidla v čase. Z dat, automaticky přenášených prostřednictvím sítě UMTS, je analyzováno reálné využití elektromobilu, vytížení elektrického pohonu, dobíjení baterií a jejich životnost.

1.3.2 Volkswagen, platforma MQB (Modularer Querbaukasten)

MQB, [6] umožňuje flexibilitu základních rozměrů vozu: rozvor náprav, rozchod kol, velikost kol a polohu sedadel v rámci mezí dohodnutých na koncernové úrovni. Ostatní rozměry, jako je například vzdálenost pedálů od středů kol, jsou vždy stejné, aby byla možná standardizovaná konstrukce přední části vozidla.



Obr. 0-4 Možnosti variability podélných rozměrů vozů [6]

MQB také umožňuje zástavbu, kromě konvenčních spalovacích motorů, také všech běžných alternativních pohonů od verzí na zemní plyn přes hybridní verze až po čistě elektrický pohon.

Drive systems in MQB



Obr. 0-5 Skupina pohonných systémů pro platformu MQB [6]

1.4 Technologie využívající superkapacitor a DC/DC měnič

1.4.1 Mazda i-ELOOP

Energie decelerace a brzdění je alternátorem ukládána do superkapacitoru a DC/DC měničem do akumulátoru. Jedná se o jednosměrný tok energie, vozidlo není HEV. [7]



Obr. 0-6 Mazda i-ELOOP

Nebylo nalezeno stejné nebo podobné technické zařízení nebo princip odpovídající fyzikálnímu modelu na experimentálním pracovišti fakulty, který je předmětem disertační práce.

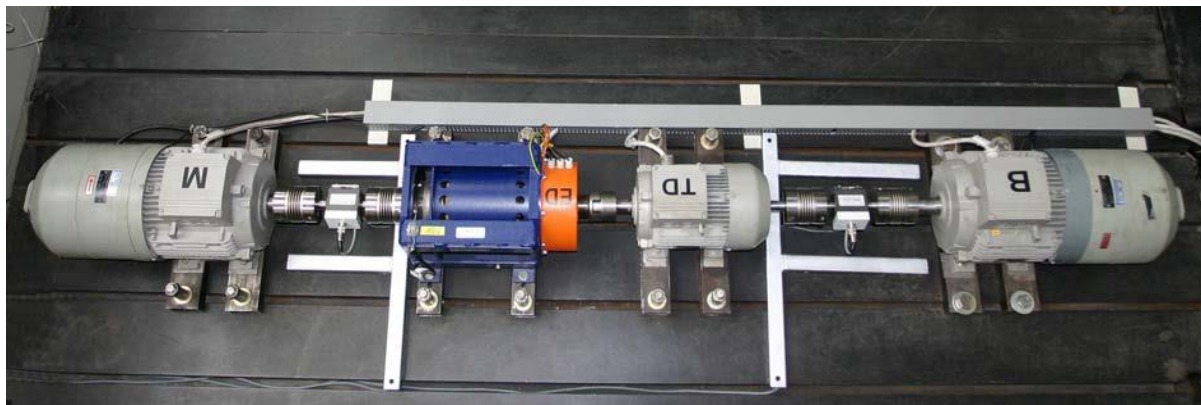
2 Fyzikální model hybridního pohonu

Hybridní pohony automobilů jsou v současné době jednou z cest vedoucích ke snížení spotřeby klasických fosilních paliv a snížení emisí skleníkových plynů. Problematikou těchto pohonů se zabývají i pracovníci Centra výzkumu udržitelné mobility Josefa Božka na ČVUT v Praze.

V prostorách elektrotechnické fakulty ČVUT v laboratoři Josefa Božka je na experimentálním pracovišti vytvořen fyzikální model pro simulaci a testování hybridních vozidlových Obr. 2-1. Testovací model je složen ze 4 elektromotorů, které jsou spojeny pomocí spojek v jeden společný hřídel.

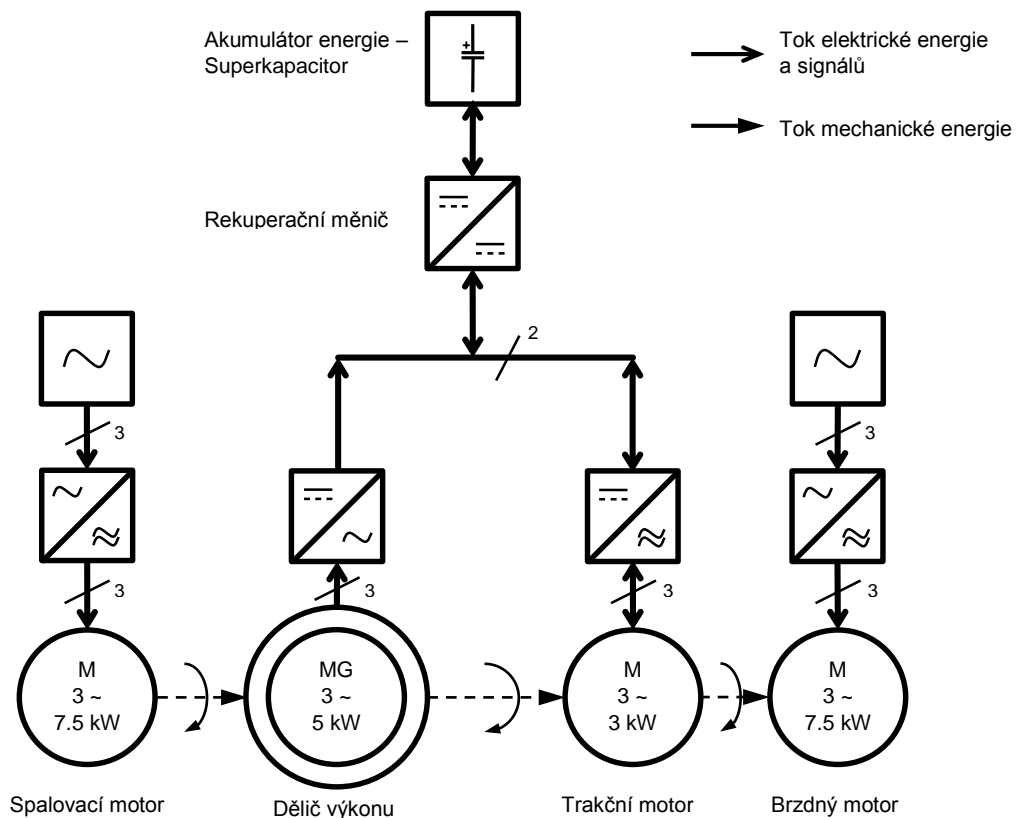
První motor s výkonem 7.5 kW simuluje spalovací motor. Následuje elektrický dělič výkonu – motor s rotujícím statorem s výkonem 5 kW, trakční motor s výkonem 3 kW a brzdový motor s výkonem 7.5 kW.

Hřídele prvního motoru a děliče výkonu a hřídele trakčního motoru a brzdového motoru jsou spojeny spojkou se senzorem momentu.



Obr. 2-1 Fyzikální model kombinovaného hybridního pohonu

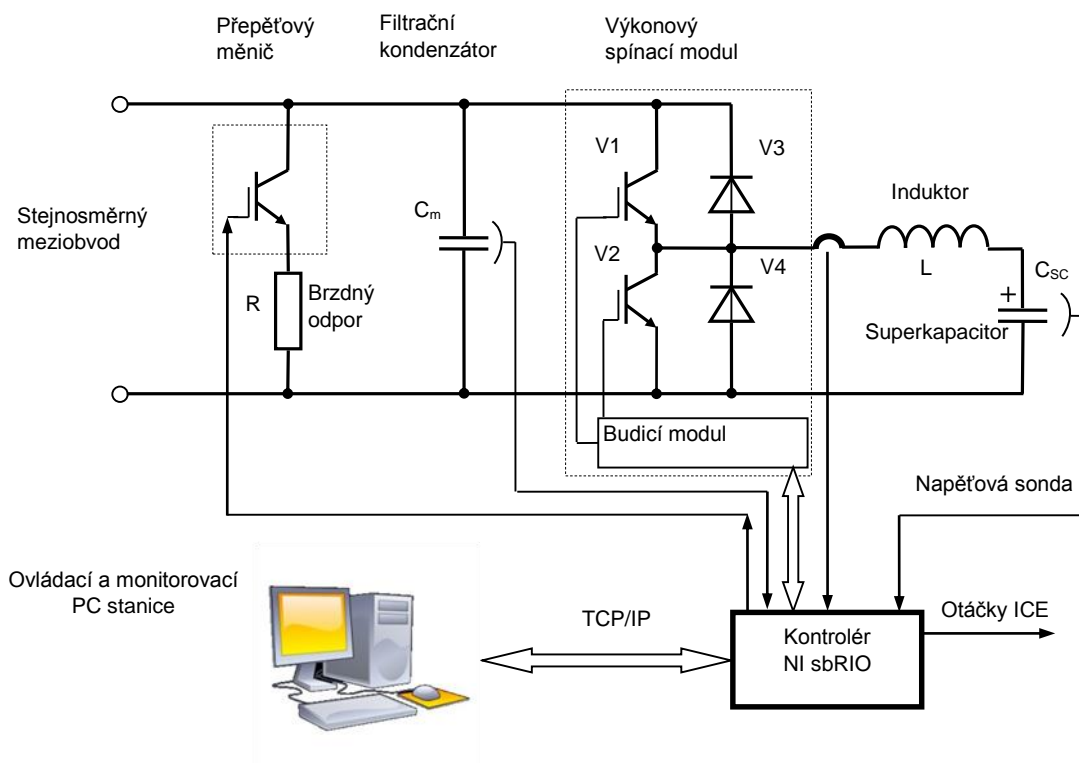
Elektrický dělič výkonu rozděluje výkon spalovacího motoru mezi superkapacitor a trakční motor, viz Obr. 2-2



Obr. 2-2 Blokové schéma elektrických systémů kombinovaného hybridního pohonu

3 Rekuperační měnič

Nabíjení a vybíjení akumulátoru – superkapacitoru, je řízeno rekuperačním měničem, Obr. 3-1. Rekuperační měnič se skládá z přepětového měniče s brzdovým odporem, baterie filtračních kondenzátorů, vzduchové tlumivky (induktoru), superkapacitoru a kontrolérem řízeného výkonového spínacího modulu.

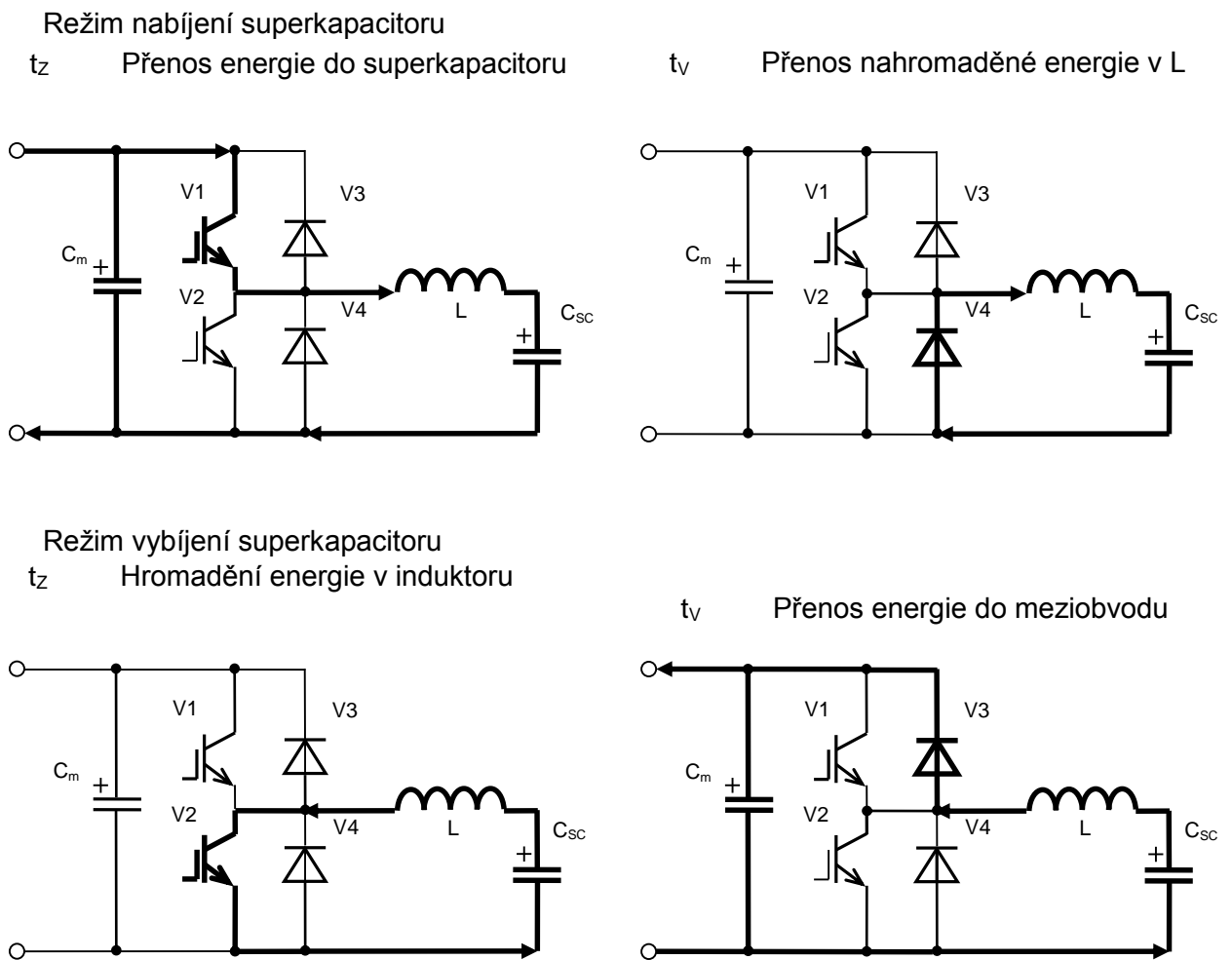


Obr. 3-1 Schéma rekuperačního měniče

Úkolem rekuperačního měniče je přenášet přebytek energie z meziobvodu měničů elektrického děliče výkonu a trakčního motoru, viz Obr. 2-2 do akumulátoru – superkapacitoru. A v případě nedostatku energie v meziobvodu, přenášet akumulovanou energii ze superkapacitoru.

Je-li pro regulaci toku energie použita metoda PWM, při níž je obvod periodicky rozpojován se spínací periodou T , je nutné do obvodu vložit akumulční prvek. Použitím akumulčního prvku s akumulací energie v magnetickém poli – induktoru, je nutné pro zajištění kontinuálního toku proudu obvodem superkapacitoru, pro oba režimy přenosu energie a pro obě části spínací periody, vytvořit obvod se 4 spínači.

Princip funkce rekuperačního měniče pro všechny 4 stavy je schematicky znázorněn propustností spínačů a tokem energie na Obr. 3-2.



Obr. 3-2 Princip funkce rekuperačního obvodu

$T = t_z + t_v$ perioda spínání
 t_z doba zapnutí tranzistoru
 t_v doba vypnutí tranzistoru

3.1 Režim nabíjení

Při přebytku energie v meziobvodu v režimu nabíjení superkapacitoru je v první části t_z spínací periody T sepnut tranzistor $V1$ na Obr. 3-2. Proud tekoucí z meziobvodu hromadí energii v magnetickém poli induktoru L a elektrostatickém poli superkapacitoru C_{sc} . V druhé části t_v spínací periody T je tranzistor $T1$ vypnut, indukované napětí na induktoru polarizuje diodu $V4$ v propustném směru a nahromaděná energie v induktoru je proudem přenášena do superkapacitoru. Průběhy proudů indukčností a tranzistorem jsou např. na Obr. 5-5.

3.2 Režim vybíjení

Při nedostatku energie v meziobvodu v režimu vybíjení superkapacitoru je v první části t_z spínací periody T sepnut tranzistor $V2$. Proud tekoucí ze superkapacitoru hromadí energii v magnetickém poli induktoru L . V druhé části t_v spínací periody T je tranzistor $V2$ vypnut, indukované napětí na induktoru polarizuje diodu $V3$ v propustném směru a nahromaděná energie v induktoru je proudem přenášena do meziobvodu.

Problematiku rekuperačního měniče a hybridního pohonu popisuje např. [1].

4 Hybridní pohon

Na Obr. 4-1 je schematicky znázorněno obecné uspořádání pohonů hybridního elektrického vozidla (HEV – Hybrid Electric Vehicles). Tok energie od motoru s vnitřním spalováním (ICE – Internal Combustion Engine) a od elektrického motoru (ED – Electric drive) vytváří kombinovaný elektrický pohon pokrývající přes hnaná kola jízdní ztráty vozidla. Výkon pohonů je přenášen děličem výkonu. Jeho konfigurací je možné nastavit kombinaci hybridního pohonu (sériový, paralelní, kombinovaný). Dělič výkonu dovoluje udržovat výkon spalovacího motoru v optimálním pracovním bodě.

4.1 Energy management hybridního pohonu

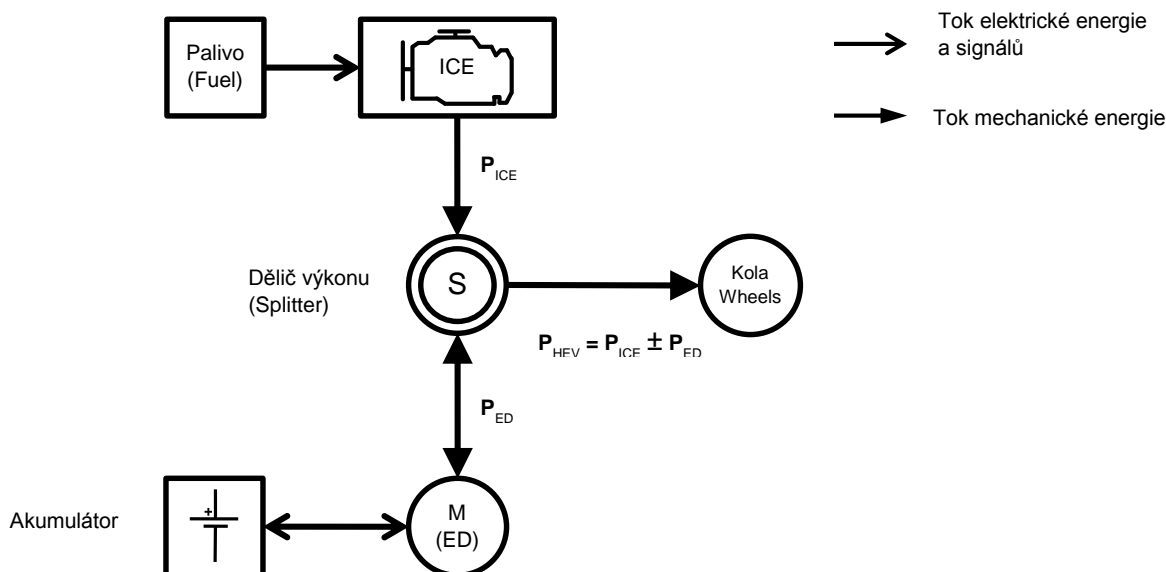
Z výkonové rovnice (4-1) je patrný obousměrný tok energie elektrického pohonu ED: možnost kladného výkonového příspěvku $P_{ED} > 0$ (pro pokrytí ztrát jízdních odporů) i záporného $P_{ED} < 0$ (rekuperace). Rovnice jízdních odporů (4-2) sumarizuje výkony ztrát na jízdních odporech: valivém, aerodynamickém, stoupání a setrvačnosti. Z rovnice je zřejmé, že pouze výkon stoupání (klesání) a zrychlení (zpomalení) má kladnou i zápornou hodnotu.

Princip regulace je orientován na optimální vytižení kapacity superkapacitoru. Výkon spalovacího motoru P_{ICE} je regulován tak, aby výkonové příspěvky nebo požadavky elektrického pohonu $\pm P_{ED}$ byly v co největší míře pokrývány energií v superkapacitoru. Jinými slovy, podle stavu energie (SOE – State of Energy) v akumulacním prvku je regulován výkon spalovacího motoru P_{ICE} . Je-li spalovací motor po určitou dobu stabilizován na konkrétním výkonovém stupni, akumulacní prvek pokrývá rozdíl mezi výkonem pohonu a aktuálním výkonem jízdních odporů. Kapacita akumulátoru je stanovena z hodnot záporných členů výkonu v rovnici jízdních ztrát (4-2). Hodnota záporného výkonu dosahuje přibližně 20–30 % instalovaného výkonu konvenčního spalovacího motoru. Další kritéria a výpočet superkapacitoru jsou v [8]

$$P_{HEV} = P_{ICE} \pm P_{ED} \quad (4-1)$$

$$P_{HEV} = F_f \cdot v + F_v \cdot v \pm F_s \cdot v \pm F_z \cdot v = f \cdot G \cdot \cos \alpha \cdot v + F_v \cdot v \pm G \cdot \sin \alpha \cdot v \pm F_z \cdot v \quad (4-2)$$

F_f	valivý odpor
F_v	aerodynamický odpor
F_s	odpor stoupání/klesání
F_z	odpor setrvačnosti
v	rychlost vozidla
G	tíha vozidla
α	úhel stoupání



Obr. 4-1 Kombinovaný pohon hybridního elektrického vozidla (HEV)

Na Obr. 4-2 je modifikované uspořádání fyzikálního modelu kombinovaného hybridního pohonu na experimentálním pracovišti, ve kterém jsou spalovací motor, kola a dělič výkonu nahrazeny elektromotory. Na elektrickém děliči výkonu (Splitteru) je rozdíl mechanických výkonů P_S , mezi spalovacím a trakčním motorem. Tento mechanický rozdílový výkon se nepodílí na celkovém výkonu pohonu P_{HEV} , viz výkonová rovnice (4-3), ale je přeměněn na elektrický výkon, který je zdrojem energie pro trakční motor a superkapacitor [9].

Elektrický dělič je synchronní stroj (alternátor) s rotujícím statorem s permanentními magnety. Elektrická energie z děliče je usměrněna třífázovým řízeným usměrňovačem. Proto je energie do meziobvodu vždy kladná, i když mechanický rozdílový výkon může nabývat kladných i záporných hodnot $\pm P_S$, neboť směr otáčení i úhlová rychlost rotoru i rotujícího statoru děliče může být různá.

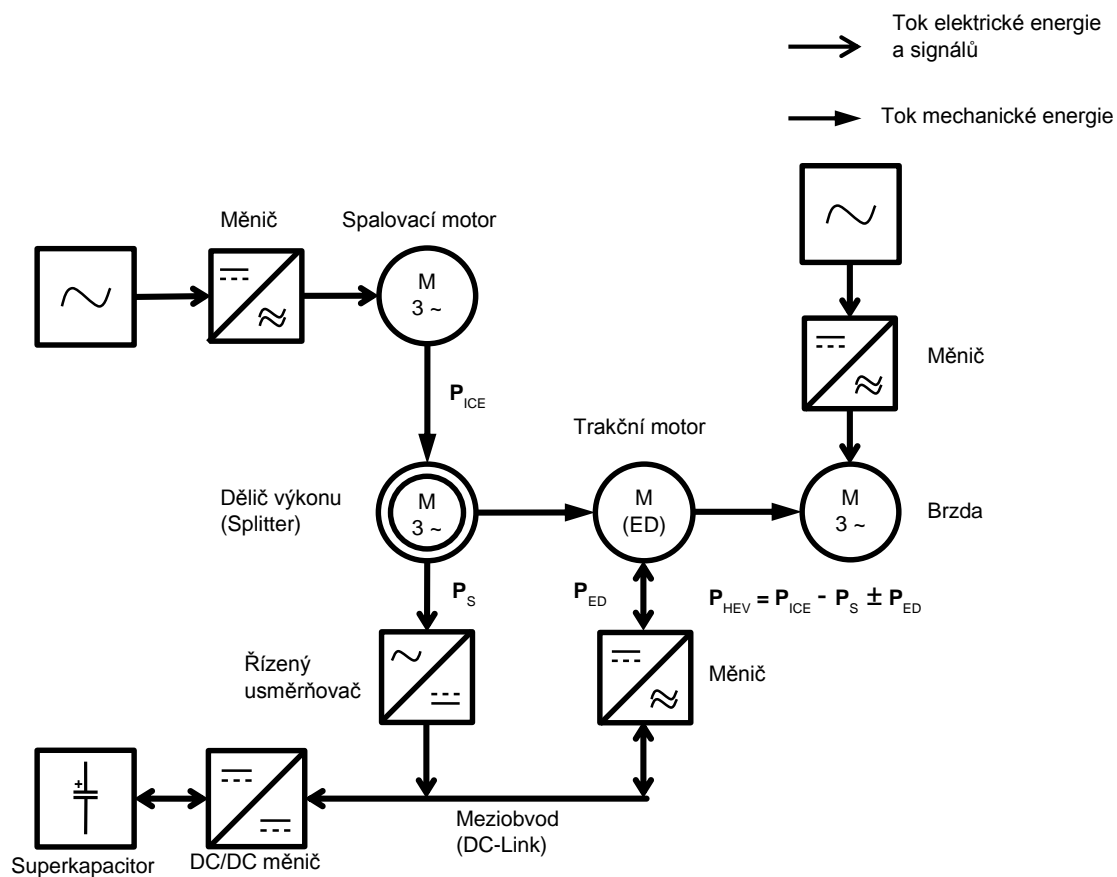
Energie v meziobvodu tedy i v superkapacitoru je hlavním zdrojem pro trakční motor. Příspěvek energie ze záporných hodnot výkonu jízdních odporů (klesání a decelerace) je odebrán z trakčního motoru v generátorickém režimu.

Přítomnost superkapacitoru v meziobvodu vytváří další nezávislý elektrický zdroj, jenž se na celkovém mechanickém výkonu P_{HEV} podílí prostřednictvím trakčního motoru $\pm P_{ED}$. Proto je třeba udržovat energii v superkapacitoru na takové úrovni, aby pokryla například příští výkonové požadavky na zrychlení vozidla. Tj. zvolit metodu regulace toku energie v hybridním pohonu vedoucí k optimálnímu využití kapacity superkapacitoru.

Regulaci toku energie akumulacním prvkem zajišťuje DC/DC měnič – rekuperační měnič.

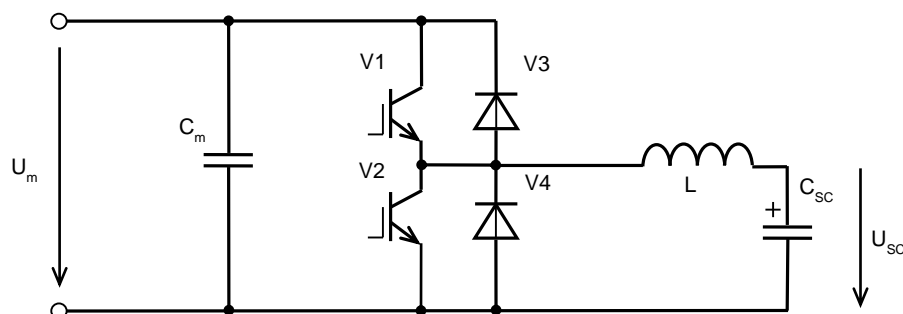
$$P_{HEV} = P_{ICE} - P_S \pm P_{ED}$$

(4-3)



Obr. 4-2 Modifikované uspořádání fyzikálního modelu kombinovaného hybridního pohonu

5 Analýza obvodu rekuperačního měniče



Obr. 5-1 Obvod rekuperačního měniče

Obecně lze každý dynamický systém, tedy i řízený, považovat za soustavu obvodů, kterou je možné popsat vnitřními (stavovými) veličinami a vnějšími vstupními a výstupními signály, které jsou funkcemi veličin. Vektory vstupních a výstupních signálů a stavových veličin popisují soustavu. V případě jednoho regulačního obvodu, regulujícího jednu veličinu se popis redukuje na jednu rovnici. V elektrotechnice to bývá vždy pouze jedna ze dvou veličin: napětí nebo proud.

Z pohledu energie je možné soustavu charakterizovat jako pasivní nebo aktivní autonomní nebo neautonomní dvojbran. Je-li vztah mezi veličinami (napětím a proudem) úměrný, jedná se o lineární soustavu.

I soustavu rekuperačního obvodu, Obr. 5-1 lze charakterizovat jako nelineární aktivní neautonomní soustavu. Soustavu je možné nahradit aktivním dvojbranem a lze předpokládat, že výstupní veličina (signál) je vytvořena superpozicí jedné nebo několika složek. Tyto složky jsou funkcí času $f(t)$ a je možné je označit podle typu:

Stojnosměrná složka

$$f(t) = k \tag{5-1}$$

Periodická složka

$$f(t + T) = f(t) \tag{5-2}$$

Přechodná složka

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = 0 \tag{5-3}$$

5.1 Linearizace

Pro určení matematického modelu reálného dynamického systému je nutné určit rovnovážné a ustálené stavy nelineárního dynamického systému (NDS), aby bylo možné provést v jejich okolí linearizaci a získat model stavové reprezentace lineárního dynamického systému.

Protože rekuperační obvod je možné považovat za hybridní automatiky řízený systém, neboť regulační funkce systému jsou spojitě pracující části diskrétně řízené časovanou programovou smyčkou, je možné komplexní problém analýzy obvodu rekuperačního měniče zjednodušit na analýzu lineární, časově invariantní soustavy (LTI – Linear Time-Invariant System). A vzhledem k účelu a ke konstrukci rekuperačního obvodu, se snahou o minimalizaci ztrát v odporech, tj. s minimem rozprostřených významných parametrů vzhledem k výkonovým parametrům rekuperačního měniče, je možné se omezit na soustavu se soustředěnými parametry (LTIL – Linear Time-Invariant Lumped System). Rovnovážné a ustálené stavy v těchto systémech jsou tehdy, kdy v soustavě chybí časová derivace stavové proměnné, tj., kdy je stav popsán lineární homogenní stavovou rovnicí. Pak je možné v linearizované soustavě využít princip superpozice. To umožňuje postupně vyšetřovat soustavu buzenou vždy jedním signálem za předpokladu, že ostatní napěťové zdroje signálů jsou zkratované a proudové zdroje signálů rozpojené, tj. soustava při působení ostatních signálů je v harmonicky ustáleném stavu (HUS) .

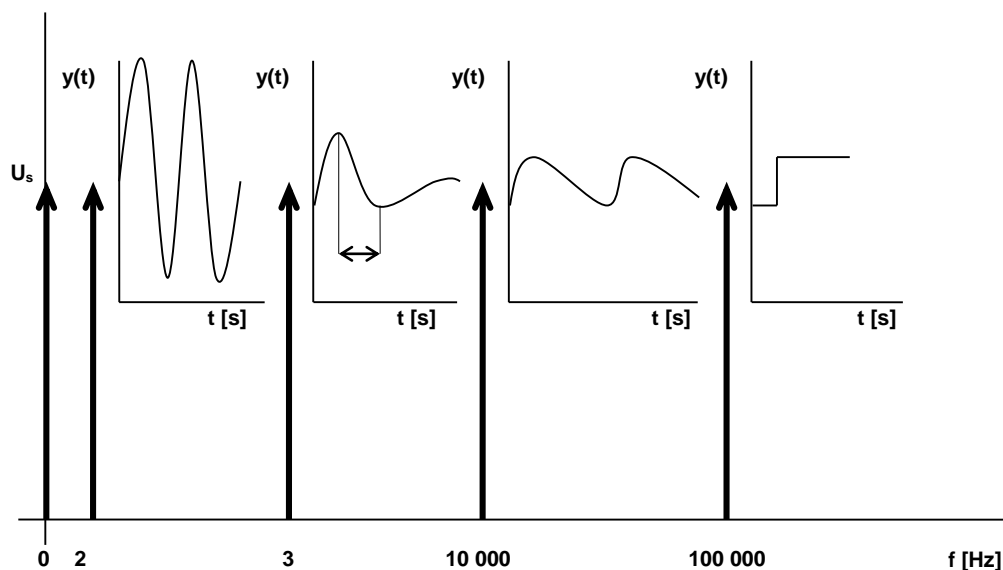
Významné budící signály působící na soustavu – obvod rekuperačního měniče, jsou:

- Neperiodické buzení obvodu – Soustava se stejnosměrným buzením.
- Perioda vlastního kmitočtu soustavy vznikajícího při změně přenášeného výkonu – Soustava s harmonickým buzením vlastními kmity soustavy.
- Přechodný děj tlumeného kmitavého periodického signálu regulačního pochodu regulátoru – Soustava s harmonickým buzením tlumeným kmitem.
- Periodické PWM buzení obvodu – Soustava s periodickým buzením v ustáleném stavu, kdy v soustavě existuje složka periodicky zvlněného signálu.
- Perioda regulačního zásahu (softwarová smyčka) reakční doby regulačního obvodu – Soustava s impulzním buzením, kdy v soustavě existuje složka signálu s periodicky se opakujícím jednotkovým skokem.

Složky signálu soustavy jsou na Obr. 5-2.

Aby bylo možné soustavu s konkrétním signálem (dějem) popsat jednoduchým matematickým modelem, je třeba soustavu linearizovat a definovat počáteční podmínky. V soustavě s vyšetřovaným signálem je podmínkou, aby ostatní děje v soustavě byly mnohem pomalejší, pak je možné je považovat za nulové, nebo mnohem rychlejší, pak je možné je považovat za konstantní.

Očekává se, že rychlost změny hodnoty v generátoru meziobvodu, která je předpokládaným předmětem regulace, je tak pomalá, že schopnost regulace ji mnohokrát převyšuje, tzn. je možné jí zanedbat.



Obr. 5-2 Složky signálu soustavy v kmitočtové oblasti

5.2 Obecná pravidla zjednodušení

Soustava je složena z prvků se skutečnými fyzikálními vlastnostmi. Pro zjednodušení modelu soustavy je nutné nahradit skutečné prvky ideálními, jejichž parametry odpovídají v určitém kmitočtovém rozsahu parametrům skutečného prvku. Takto idealizovaný lineární elektrický obvod je sestaven pouze ze 4 idealizovaných druhů prvků a bezodporových spojů: Odporů, ideální indukčnosti se sériovým odporem, ideální kapacitou s paralelní vodivostí a elektrických harmonicky proměnných a ustálených zdrojů.

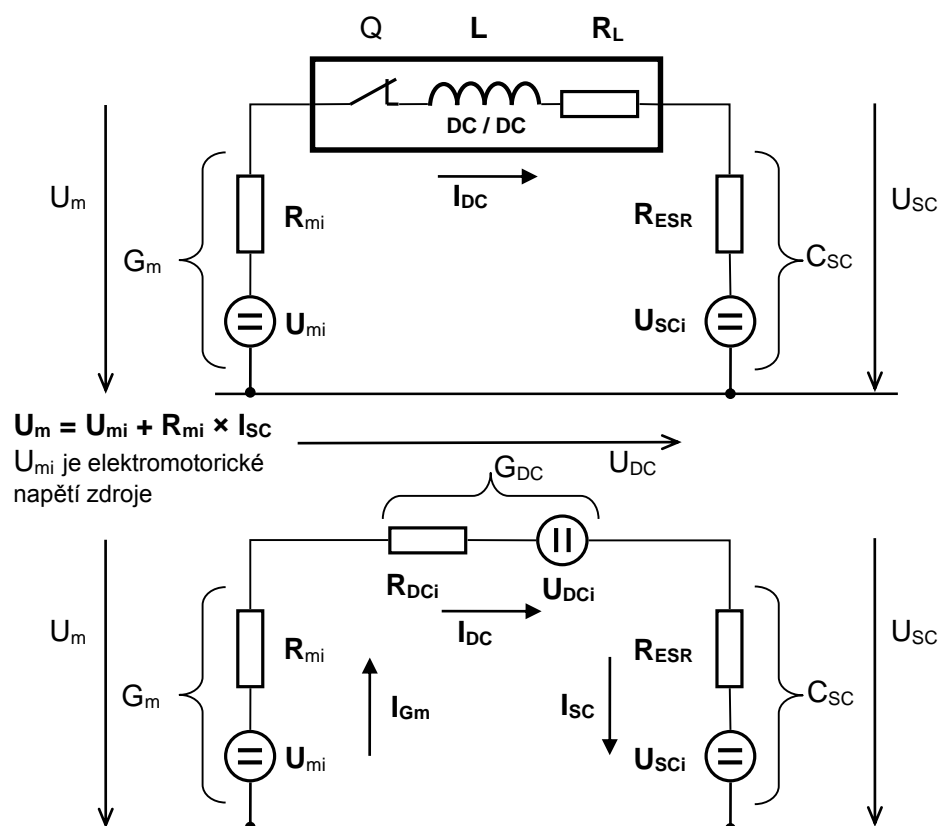
5.3 Soustava se stejnosměrným buzením

Protože není známa zatěžovací charakteristika DC zdroje meziobvodu, je nutné předpokládat, že jeho vnitřní odpor je proměnný. Na tomto předpokladu je založen princip regulace rekuperačního obvodu. (*Pozn. na relativní měkkosti zdroje.*)

Na Obr. 5-3 jsou nevýznamné indukčnosti nahrazeny zkratem, kondenzátory jsou vypuštěny. Superkapacitor je možné považovat za zdroj napětí, neboť stavovou veličinu U_{sc} je možné při dostatečně krátké době považovat za konstantní. Akční člen je nahrazen spojením. Zdroje v obvodu mají ustálené parametry a mohou být podle Théveninova teorému, např. v [10], považovány za aktivní lineární dvojpól, který může být nahrazen skutečným zdrojem s vnitřním napětím U_i rovnému napětí zdroje naprázdno a vnitřním odporem R_i s hodnotou rovnou výslednému odporu dvojpólu. U superkapacitoru C_{sc} je vnitřní napětí U_{sc_i} rovné okamžitému napětí superkapacitoru při nulovém proudu I_{sc} a vnitřní odpor R_i je roven ekvivalentnímu sériovému odporu R_{ESR} . U zdroje G_m v meziobvodu je rovněž vnitřní napětí U_{mi} rovné napětí generátoru naprázdno a vnitřní odpor R_{mi} je výsledný odpor dvojpólu v meziobvodu, tzn. odpor generátoru včetně odporů zátěže, tj. měniče trakčního motoru. **Z toho vyplývá, že výsledný odpor R_{mi} dvojpólu generátoru v meziobvodu není konstantní, závisí na tvrdosti zdroje.** Takovouto úpravu je možné si dovolit pouze u soustavy se společným proudovým obvodem, kde:

$$I = I_{Gm} = I_{DC} = I_{sc} \quad (5-4)$$

Zdroje G_m a C_{SC} nemají shodné napětí, tento napěťový spád vyrovnává vložený DC/DC měnič. DC/DC měnič zajišťuje přenos energie v soustavě ve výsledném náhradním schématu na Obr. 5-3. Jeho výkon je regulován podle napěťového spádu a proudu soustavou.



Obr. 5-3 Náhradní schéma stejnosměrně buzené soustavy

DC/DC měnič je možné rovněž chápat jako dvojpól a nahradit jej skutečným zdrojem s vnitřním napětím U_{DCi} rovnému napětí naprázdno a vnitřním odporem R_{DCi} s hodnotou rovnou výslednému odporu dvojpólu, tj. odporu spínače Q a sériovému odporu induktoru R_L . DC/DC měnič – zdroj G_{DC} vyrovnává nejen celkový napěťový spád zdrojů G_m a C_{SC} , ale i relativně malé změny jejich napětí.

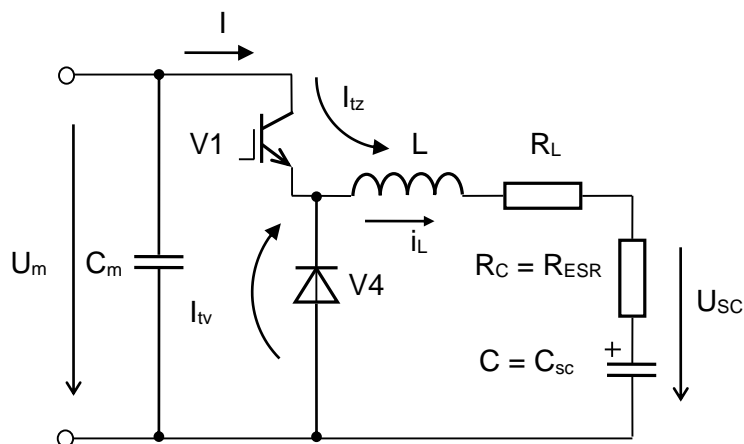
5.4 Soustava s periodickým buzením

Je-li Impulzní zásah regulace, resp. reakční doba regulátoru mnohonásobně delší než perioda PWM, $T_r \gg T_{PWM}$, je možné považovat soustavu s periodickým buzením za soustavu v ustáleném stavu (HUS) a stavové veličiny nezávislé na $T_r = \infty$.

Ostatní signály nejsou z důvodu velkého odstavu rovněž uvažovány $T_0 \gg T_{PWM}$, $T_k \gg T_{PWM}$. Soustava je buzena pouze PWM zdrojem.

5.4.1 Analytické řešení rekuperačního obvodu

Kapitola podává matematický rozbor nabíjecí části obvodu rekuperačního měniče. Popis obvodu je možné nalézt také v [1].



Obr. 5-4 Část obvodu rekupračního měniče v režimu nabíjení superkapacitoru

$T = t_z + t_v$	perioda spínání
t_z	doba zapnutí tranzistoru
t_v	doba vypnutí tranzistoru

Podle Obr. 5-4 v první části t_z periody spínání T (PWM) protéká proud z meziobvodu sepnutým tranzistorem V1, sériovou kombinací indukčnosti L a sériového odporu cívky R_L a sériovým odporem superkapacitoru R_C a nabíjí superkapacitor C_{sc} . V druhé části t_v periody spínání T je tranzistor vypnut a akumulovaná energie v induktoru je proudem přenášena přes diodu v propustném směru V4 a sériovou kombinací R_L , R_C do superkapacitoru.

Pro analytické řešení obvodu je třeba zavést některá zjednodušení: Je přiložen ideální zdroj napětí bez vnitřního odporu a použit ideální spínač s nulovým úbytkem napětí v sepnutém stavu, s nulovým proudem ve vypnutém stavu a s nulovými spínacími časy (t_r , t_f).

5.4.2 Řešení diferenciální rovnice rekupračního obvodu v časové oblasti

Obecný tvar diferenciální rovnice n -tého řádu je

$$a_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dx(t)}{dt} + a_0 x(t) = y(t) \quad (5-5)$$

Řešením rovnice (5-5) je obecné řešení homogenní rovnice $x_0(t)$ přechodného děje a partikulární řešení, partikulární integrál $x_p(t)$ následného ustáleného stavu.

$$x(t) = x_0(t) + x_p(t) \quad (5-6)$$

Homogenní rovnice, např. 1. řádu, je upravena pomocí separace proměnných

$$\tau \frac{dx_0(t)}{dt} + x_0(t) = 0, \quad \tau \frac{dx_0(t)}{dt} = -x_0(t), \quad \frac{dx_0(t)}{x_0(t)} = -\frac{dt}{\tau} \quad (5-7)$$

Řešením homogenní rovnice 1. řádu je integrál

$$\int \frac{dx_0(t)}{x_0(t)} = - \int \frac{dt}{\tau}, \quad \ln|x_0| = -\frac{t}{\tau} + \ln K, \quad \ln|x_0| - \ln K = -\frac{t}{\tau} \quad (5-8)$$

$$\ln \frac{|x_0|}{K} = -\frac{t}{\tau}, \quad e^{\ln \frac{|x_0|}{K}} = e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad \frac{|x_0|}{K} = e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad x_0 = K e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5-9)$$

Obecný tvar rovnice (5-5) je možné zobecnit formální náhradou $\frac{d^n y_0}{dt^n} = \lambda^n$. Tak vznikne tvar charakteristické rovnice

$$a_n \lambda^n + a_{n-1} \lambda^{n-1} + \dots + a_1 \lambda + a_0 = 0 \quad (5-10)$$

Pro jednoduché kořeny je výsledek charakteristické rovnice ve tvaru

$$x_0(t) = \sum_{k=1}^n K_k e^{\lambda_k t} \quad (5-11)$$

K_1, K_2, \dots, K_n jsou integrační konstanty, které se určí z počátečních podmínek na počátku přechodného děje.

5.4.3 Sepnutý tranzistor

5.4.3.1 Sestavení diferenciální rovnice obvodu

V obvodu na Obr. 5-4 při sepnutí tranzistoru V1 po dobu první části t_z periody spínání T platí proudová rovnice

$$i = i_L = i_{RL} = i_{RC} = i_C \quad (5-12)$$

a napěťová rovnice na prvcích obvodu

$$u_m(t) = u_L(t) + u_{RL}(t) + u_{RC}(t) + u_C(t) \quad (5-13)$$

5.4.3.2 Redukce řádu soustavy

Je-li perioda spínání k parametrům obvodu dostatečně krátká, pak je možné v době sepnutí tranzistoru považovat napětí v meziobvodu U_m a na superkapacitoru U_{sc} za konstantní. Tak je možné obvod zjednodušit na obvod 1. řádu s jedním akumulacním prvkem, s jednou počáteční podmínkou.

Po dosažení prvků obvodu do napěťové rovnice (5-13) je RL obvod popsán obecnou lineární diferenciální rovnicí prvního řádu s konstantními koeficienty.

$$U_m = L \cdot \frac{di(t)}{dt} + R_L \cdot i(t) + R_C \cdot i(t) + U_{sc} \quad (5-14)$$

Odpory R_L a R_C je možné sloučit jednoho R .

$$L \cdot \frac{di(t)}{dt} + R \cdot i(t) = U_m - U_{sc}$$

(5-15)

$$\frac{di(t)}{dt} + \frac{R}{L} \cdot i(t) = \frac{U_m - U_{SC}}{L}$$

(5-16)

Homogenní rovnice při počáteční podmínce, rozepnutý tranzistor, $i(0) = i_L(0) = 0$ je

$$\frac{di_0(t)}{dt} + \frac{R}{L} \cdot i_0(t) = 0$$

(5-17)

a z toho charakteristická rovnice

$$\lambda + \frac{R}{L} = 0 \rightarrow \lambda = -\frac{R}{L}$$

(5-18)

Obecné řešení homogenní rovnice je

$$i_0(t) = K e^{-\frac{R}{L}t}$$

(5-19)

Obecné řešení diferenciální rovnice podle (5-6) je

$$i(t) = i_0(t) + i_p(t) = K e^{-\frac{R}{L}t} + i_p(t)$$

(5-20)

Řešení při počáteční podmínce $i(t=0)$ je

$$i(0) = K e^{-\frac{R}{L}0} + i_p(0), \quad i(0) = K \cdot 1 + i_p(0)$$

(5-21)

Partikulární řešení při ustáleném stavu po přechodném ději $i(t=\infty)$ je

$$i_p(t = \infty) = i_L(t \rightarrow \infty) = \frac{U_m - U_{SC}}{R}$$

(5-22)

$$i(\infty) = K e^{-\frac{R}{L}\infty} + i_p(\infty), \quad i(\infty) = 0 + \frac{U_m - U_{SC}}{R}$$

(5-23)

Pak obecné řešení diferenciální rovnice obvodu je

$$i(t) = i_0(t) + i_p(t) = K e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{U_m - U_{SC}}{R}$$

(5-24)

Hodnota integrační konstanty se nalezne dosazením počáteční podmínky do obecného řešení a nalezením kořene. Počáteční podmínkou je dolní hranice zvlněného proudu $i_L(0) = I_D$.

$$i(0) = I_D = K e^{-\frac{R}{L}0} + \frac{U_m - U_{SC}}{R}$$

(5-25)

$$K = I_D - \frac{U_m - U_{SC}}{R} \quad (5-26)$$

Řešením diferenciální rovnice obvodu (5-15) s počátečními podmínkami je

$$i(t) = \left(I_D - \frac{U_m - U_{SC}}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{U_m - U_{SC}}{R} = \frac{U_m - U_{SC}}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) + I_D e^{-\frac{R}{L}t} \quad (5-27)$$

Je-li časová konstanta $\tau = L/R$, pak je možné přepsat rovnici do tvaru

$$i(t) = \frac{U_m - U_{SC}}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + I_D e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5-28)$$

Řešení rovnice popisuje exponenciálně narůstající proud z počáteční minimální hodnoty I_D k ustálené hodnotě $(U_m - U_{SC}) / R$.

5.4.4 Vypnutý tranzistor

V obvodu na Obr. 5-4 je v druhé části t_v periody spínání T tranzistor V1 vypnut. Napětí U_m chybí a akumulovaná energie v induktoru je proudem přenášena přes diodu v propustném směru V4 a sériovou kombinací R_L , R_C do superkapacitoru. Při uvažování stejných fyzikálních podmínek jako v případě sepnutého tranzistoru, je možné i pro tento případ redukovat řád soustavy a podle napěťové rovnice (5-13) sestavit pro RL obvod obecnou lineární diferenciální rovnici prvního řádu s konstantními koeficienty.

$$0 = L \cdot \frac{di}{dt} + R_L \cdot i + R_C \cdot i + U_{SC} \quad (5-29)$$

Odpory R_L a R_C je možné opět sloučit do jednoho R . Postup výpočtu řešení rovnice je analogický jako v předchozím případě. Hodnota integrační konstanty je zjištěna z počáteční podmínky horní hranice zvlněného proudu $i_L(0) = I_H$.

Řešením diferenciální rovnice obvodu (5-29) s počátečními podmínkami je

$$i = -\frac{U_{SC}}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + I_H \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5-30)$$

Řešení rovnice popisuje exponenciálně klesající proud z počáteční maximální hodnoty I_H k hodnotě $-U_{SC} / R$.

V obvodu zapojená dioda V4 nedovolí tok záporného proudu a umožní tok pouze ve stejném směru jako v první části periody.

Dosáhne-li proud během doby vypnutí tranzistoru nulové hodnoty, je měnič provozován v tzv. režimu s přerušovaným proudem.

5.4.5 Výsledný průběh proudu

Při konstantní střídě a frekvenci spínání tranzistoru lze podle rovnic (5-28) a (5-30) odvodit minimum I_D a maximum I_H výsledného průběhu proudu.

Pro případ přerušovaného proudu platí

$$I_D = 0 \quad (5-31)$$

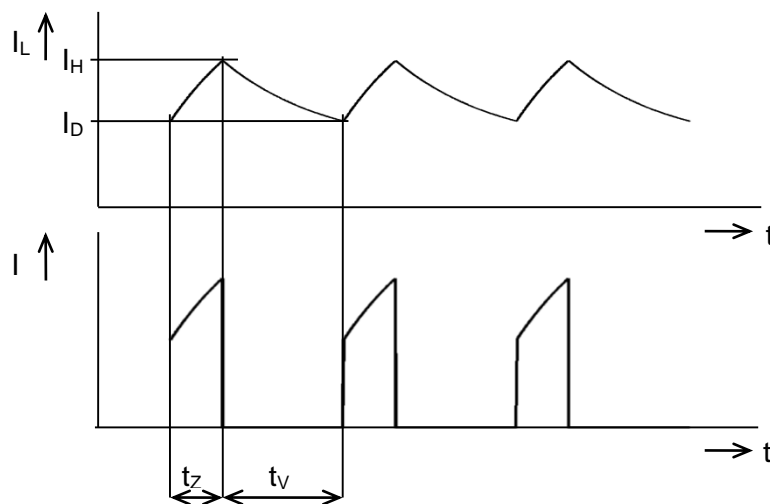
$$I_H = \frac{(U_m - U_{SC})}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_z}{\tau}}\right) \quad (5-32)$$

A pro nepřerušovaný proud platí

$$I_D = \frac{U_m}{R} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{t_z}{\tau}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)} \cdot e^{-\frac{t_v}{\tau}} - \frac{U_{SC}}{R} \quad (5-33)$$

$$I_H = \frac{U_m}{R} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{t_z}{\tau}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)} - \frac{U_{SC}}{R} \quad (5-34)$$

Výsledný průběh zvlněného proudu je vykreslen na Obr. 5-5



Obr. 5-5 Výsledný průběh proudů induktoru a spínače [1]

Při reálných hodnotách periody spínací a časové konstanty obvodu, kdy $T \ll \tau$, budou jednotlivé úseky průběhů proudů zdánlivě lineární.

5.5 Soustava s impulzním buzením

Je-li regulátor řízen programovou časovou smyčkou (v LabVIEW single loop), je v soustavě v rytmu této periody generován skok s napětím rovným rozdílu nastavené a okamžité hodnotě, tj. e.

Je-li Impulzní zásah regulace, resp. reakční doba regulátoru mnohonásobně delší než perioda PWM $T_r \gg T_{PWM}$, je možné, považovat soustavu s impulzním buzením za soustavu v ustáleném stavu (HUS) a stavové veličiny nezávislé na T_{PWM} , $f(T_{PWM}) = k$.

Ostatní signály nejsou z důvodu velkého odstavu rovněž uvažovány $T_0 \gg T_r$, $T_k \gg T_r$.

Pak je soustava s impulzním buzením napájena impulzním zdrojem, který je spínán regulačními zásahy s reakční periodou T_r vytvořenou programově řízenou časovou smyčkou. Perioda smyčky musí být delší než odezva soustavy a dostatečně dlouhá k dokončení regulačního pochodu. Perioda je určena v kapitole 9.7.3 Řízení hybridního pohonu.

Při zanedbání vzorkovací periody regulátoru se vyskytují jednotkové skoky s periodou T_r . Reálný PID regulátor je v kontroléru tvořen FPGA strukturou, v níž je algoritmus regulátoru vytvořen pomocí hradel mnohonásobně paralelně vykonávajících pouze dva typy operací, součet a násobení, tzv. MAC – Multiply Accumulate. Proto vzorkovací zpoždění regulačního pochodu regulátoru implementovaného v FPGA řádově odpovídá systémovému zpoždění hradel. FPGA obvody jsou řízeny vlastním taktovacím hodinovým kmitočtem procesoru. Vzorkovací perioda regulátoru T_s (Sample) je řádu ns. Je-li reakční perioda v soustavě s impulzním buzením mnohonásobně delší než vzorkovací perioda FPGA $T_r \gg T_s$ (Sample), je možné vzorkovací zpoždění regulačního pochodu zanedbat a považovat regulátor za spojitý.

Vyšetřování odezvy soustavy na periodický impulzní signál vcelku není významné, neboť odezvou soustavy na jednotkový skok je přechodný děj periodického tlumeného kmitu regulačního pochodu.

Jednotkové skoky se ve společném signálu soustavy projeví jako derivační impulzy.

5.6 Soustava s harmonickým buzením tlumeným kmitem

Vyšetřování stability odezvy na přechodný děj tlumeného kmitavého periodického signálu regulačního pochodu.

Reakční perioda i perioda PWM signálu jsou mnohonásobně kratší než perioda tlumeného kmitu regulačního pochodu, $T_k \gg T_r$ a $T_k \gg T_{PWM}$, pak lze soustavu považovat za soustavu v ustáleném stavu (HUS) a hodnoty v těchto soustavách za konstantní, $f(T_r) = k$ a $f(T_{PWM}) = k$, pak PWM spínač lze považovat za trvale sepnutý a soustavu tvoří sériový RLC obvod.

Signál s periodou T_0 není uvažován.

Soustava s harmonickým buzením je napájena zdrojem harmonického tlumeného signálu.

Perioda je velmi blízká periodě signálu v soustavě s harmonickým buzením vlastním kmitočtem soustavy.

Na jednotkový skok reaguje soustava přechodným dějem řídicí veličiny, na nějž regulační systém reaguje regulačním pochodem. Vyskytuje-li se v regulačním obvodu více jak jeden akumulací prvek a soustava je stabilní, vzniká tlumený kmitavý periodický regulační pochod, je-li použit regulátor typu PID.

Periodické tlumené kmity regulačního pochodu jsou odezvou kmitání soustavy a jsou důsledkem regulačního zásahu. Parametry kmitů určují kvalitu regulačního pochodu a jsou závislé na parametrech regulátoru a soustavy.

Pro identifikaci parametrů soustavy je nutné sestavit její matematický model.

Při splnění podmínek výše je matematickým modelem spojitá lineární stacionární soustava, kterou je možné popsat relací mezi jednou vstupní a jednou výstupní veličinou jednoduchou rovnicí ve tvaru

$$a_0 y(t) = b_0 u(t) \quad (5-35)$$

[11]. Jsou-li vstupní i výstupní veličiny lineární, jejich odezvy jsou spojité a mají nulové derivace. Relaci mezi jednou vstupní a výstupní veličinou spojité lineární stacionární soustavy je možné popsat diferenciální rovnicí ve tvaru

$$a_n y^{(n)}(t) + a_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + a_0 y(t) = b_m u^{(m)}(t) + b_{m-1} u^{(m-1)}(t) + \dots + b_0 u(t) \quad (5-36)$$

Kde a_n, b_m jsou konstantní koeficienty,
 $u(t)$ je vstupní veličina,
 $y(t)$ je výstupní veličina.

Z podmínky fyzikální realizovatelnosti platí nerovnost $n > m$, stupeň nejvyšší derivace výstupní veličiny musí být větší než stupeň derivace vstupní veličiny. Řád diferenciální rovnice n je roven řádu systému.

Obvod rekuperačního měniče, Obr. 5-4 obsahuje čtyři elektrické prvky, z toho tři akumulární, mezi nimiž dochází k přelévání energie – k rezonanci. I z toho důvodu je nutné řešit stabilitu obvodu. Obvod představuje soustavu 3. řádu a chování stavových proměnných je možné popsat diferenciální rovnicí 3. řádu s konstantními koeficienty, jež představují parametry prvků obvodu. Pro účel vyšetřování chování RLC obvodu rekuperačního měniče je možné předpokládat, že napětí U_m je konstantní, kondenzátor C_m zvyšuje tvrdost zdroje. Tím je možné redukovat rovnici na rovnici 2. řádu.

Vznikne RLC obvod 2. řádu se dvěma akumulárními prvky a dvěma počátečními podmínkami stavových proměnných $u_{sc}(t)$ a $i(t)$ a vstupní proměnnou $u_m(t)$.

Při sériovém zapojení prvků RLC je proud obvodem.

$$i = i_L = i_{RL} = i_{RC} = i_C \quad (5-37)$$

a napětí na prvcích obvodu

$$u_m(t) = u_L(t) + u_{RL}(t) + u_{RC}(t) + u_C(t) \quad (5-38)$$

Po dosazení prvků obvodu do napěťové rovnice, je obvod popsán obecnou lineární diferenciální rovnicí prvního řádu s konstantními koeficienty.

$$u_m(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} + R_L \cdot i(t) + R_C \cdot i(t) + u_C(t) \quad (5-39)$$

Po dosazení proměnné proudu

$$i(t) = i_C(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad (5-40)$$

je obvod popsán obecnou lineární diferenciální rovnicí druhého řádu s konstantními koeficienty

$$u_m(t) = L \cdot C \cdot \frac{d^2 u_C(t)}{dt^2} + R_L \cdot C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + R_C \cdot C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + u_C(t) \quad (5-41)$$

Při vyšetřování děje v obvodu rekuperačního měniče po časový interval nabíjení superkapacitoru je nutné stanovit některá zjednodušení. Složka periodicky zvlněného signálu proudu je konstantní $i_L(t) = I$. Složka – perioda regulačního zásahu je nulová, tj. napětí meziobvodu není regulováno a je konstantní $u_m(t) = U_m$ a odpory R_L a R_C jsou sloučeny do R . Potom je možné rovnici upravit:

$$\frac{d^2 u_C(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{1}{LC} u_C(t) = \frac{U}{LC} \quad (5-42)$$

Podle rovnice (5-10) je charakteristická rovnice z homogenní rovnice

$$\lambda^2 + \frac{R}{L} \lambda + \frac{1}{LC} = 0 \quad (5-43)$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{R}{L} \mp \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - 4 \frac{1}{LC}} \quad (5-44)$$

Parametry prvků obvodu jsou: $R = R_L + R_{ESR} = 0.07 + 0.027 = 0.1 \Omega$, $C_{SC} = 100 \text{ F}$, $L_{fil.} = 1 \text{ mH}$ a diskriminant je větší než nula.

$$D = \left(\frac{0.1}{0.001}\right)^2 - 4 \frac{1}{0.001 \cdot 100} = 9960 > 0 \quad (5-45)$$

Kvadratická rovnice má dva různé reálné kořeny a z rovnice (5-11) je obecné řešení

$$u_C(t) = K_1 e^{\lambda_1 t} + K_2 e^{\lambda_2 t} + U_m \quad (5-46)$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{0.1}{0.001} \mp 100 = -200; 0 \quad (5-47)$$

Má-li být soustava stabilní, pak kritériem stability je, že kořeny kvadratické rovnice musí být záporné.

Výsledky analytického popisu soustavy rekuperačního obvodu s konkrétními hodnotami prvků potvrzují, že soustava bude stabilní.

5.7 Soustava s harmonickým buzením vlastními kmity soustavy

Reakční perioda i perioda PWM signálu jsou mnohonásobně kratší než perioda vlastních kmitů soustavy, $T_0 \gg T_r$ a $T_0 \gg T_{PWM}$, pak lze soustavu považovat za soustavu v ustáleném stavu (HUS) a hodnoty v těchto soustavách za konstantní, $f(T_r) = k$ a $f(T_{PWM}) = k$, pak PWM spínač lze považovat za trvale sepnutý a soustavu tvoří sériový RLC obvod.

Signál s periodou T_k není uvažován.

Soustava s harmonickým buzením je napájena rezonančním kmitočtem soustavy.

Induktor, superkapacitor a jejich sériové odpory tvoří tlumený sériový RLC rezonanční obvod s vlastním rezonančním kmitočtem $f_0 = 1/T_0$. Útlum obvodu je závislý na hodnotě odporu R. Odpor obvodu tvoří nejen sériové odpory prvků, ale také vnitřní odpor zdroje/zátěže. Při přenosu energie ze superkapacitoru je RLC obvod zatížen s malým odporem zátěže. Při přenosu energie do superkapacitoru je RLC obvod odlehčen. To se projeví jako rozkývání energie v LC prvcích.

Mění-li se odpor R se zatížením obvodu, není podstatné zjišťovat míru útlumu. Pro orientaci postačuje zjistit vlastní netlumený kmitočet LC obvodu.

Vlastní kmitočet obvodu vzniká, rovnají-li se reaktance prvků

$$X_L = X_C \tag{5-48}$$

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \Rightarrow (2\pi f_0)^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{5-49}$$

Při parametrech prvků obvodu $L = 1 \text{ mH}$ a $C = 100 \text{ F}$ je vlastní kmitočet

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 100}} = 0.5 \text{ Hz} \tag{5-50}$$

Sériový RLC obvod bude mít tendenci jednou za 2 vteřiny k 1 proudovému a napětovému kmitu.

6 Řízení hybridního pohonu

Při vyšetřování řízených objektů je nutné stanovit způsob a cíle řízení a zvolit prostředky k jejich dosažení.

Algoritmus řízení je realizován řídicím systémem. Řízení soustavy a procesů hybridního pohonu je rozděleno na:

- a) řízení výkonu zdroje G_{DC} , tj. autonomní PWM regulace rekuperačního měniče v závislosti na stavu energie v meziobvodu, tj. na napětí meziobvodu. Regulace rekuperačního měniče.
- b) řízení výkonu spalovacího motoru P_{ICE} v závislosti na stavu energie (SOE – State of Energy) v akumulacním prvku. Regulace výkonu spalovacího motoru.

Rovněž je třeba definovat prostředky a způsob řízení soustavy a procesů.

V obvodu náhradního schématu stejnosměrně buzené soustavy, Obr. 5-3 existují 4 veličiny, u kterých je nutné rozhodnout, zda a jakým způsobem budou řízeny, regulovány nebo ovládány:

- společný proud obvodem $I = I_{GM} = I_{DC} = I_{SC}$
- napětí v meziobvodu U_m
- napětí na superkapacitoru U_{SC}
- napětí na DC měniči $U_{DC} = U_m - U_{SC}$

Společný proud obvodem I není nutné regulovat. Je však nutné vybavit obvod proudovým omezovačem, tzn. proudovou pojistkou v akčním členu. V konkrétní aplikaci je výkon měniče mnohem vyšší než je výkon elektrického děliče výkonu, $P_{DC} \gg P_{SPLITER}$. Spínač DC/DC měniče je dimenzován na 1000 A. Dále, při řízení výkonu plyne z duality fyzikálních veličin, napětí a proudu, že je možné regulovat proud regulací napětí. I z pohledu chyby měření veličin je výhodnější snímat napětí na kondenzátorech v okrajích soustavy než proud na spínači uprostřed obvodu měniče.

Napětí na superkapacitoru U_{SC} není vhodné regulovat, neboť při známé hodnotě kapacity prvku je informací o velikosti náboje. Je však nutné nastavit horní mez překročení nominálního napětí a dolní mez přijatelné účinnosti přenosu energie. Rychlost změny napětí na superkapacitoru je relativně malá vůči rychlosti změny napětí v meziobvodu a v přenosu obvodu se projevuje jako konstanta. Napětí na superkapacitoru, resp. náboj se stává regulovanou veličinou až v regulačním obvodu hybridního pohonu, viz kapitola 7.3.

Hodnota vnitřního odporu R_{mi} , a tedy i napětí meziobvodu U_m se mění v závislosti na tvrdosti zdroje meziobvodu G_m . Proto napětí v meziobvodu u_m může být využito jako řídicí veličina pro řízení soustavy i procesu o rozhodnutí o stavu energie v meziobvodu.

Natavením požadované hodnoty napětí U_m je možné stanovit rozhraní, kdy nedostatek energie v meziobvodu je při napětí menším než je stanovené a přebytek energie je při napětí větším než je stanovené.

- Znaménko rozdílu požadované a okamžité hodnoty napětí v meziobvodu, regulační odchylky $\pm e = U_m - u_m$ je parametrem pro řízení směru toku energie.
- Velikost regulační odchylky, tj. hodnota rozdílu požadované a okamžité hodnoty napětí v meziobvodu $e = |U_m - u_m|$ je parametrem pro řízení výkonu.

Tj. regulace na konstantní hodnotu U_m .

Napětí na DC měniči U_{DC} není možné regulovat, neboť je již nepřímo regulováno regulací napětí v meziobvodu U_m a regulací napětí na superkapacitoru U_{SC} a je rozdílem obou těchto regulovaných napětí.

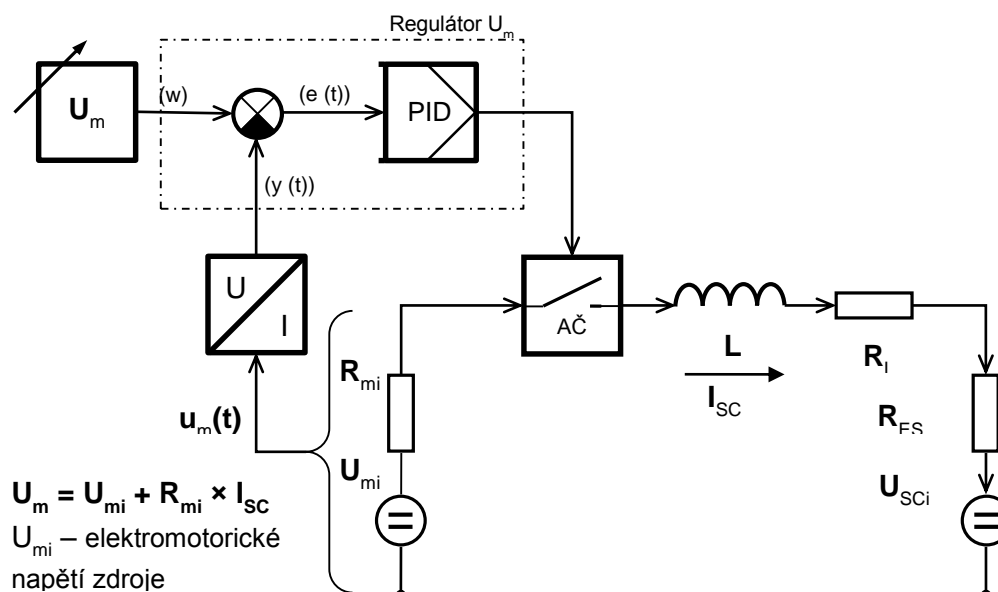
Řád soustavy je závislý na počtu stavových veličin vždy při buzení konkrétním signálem. V soustavě s buzením impulzním signálem je to napětí U_m , v soustavách s buzením periodickým a harmonickým signálem jsou to napětí a proud, avšak v odlišné časové oblasti.

7 Regule a měření

7.1 Regulační obvod

Regulační obvod tvoří regulátor, regulovaná soustava, akční člen a měřicí členy. Poruchové veličiny jsou limitní stavy mimo regulační pásmo související s fyzikálními mezemi použitých prvků, a proto nejsou zahrnuty do regulačního obvodu a jsou nahrazeny omezovačem proudu v akčním členu a omezovači napětí.

Bude-li regulována stejnosměrná veličina, je příhodné využít závěry analýzy a stejnosměrné náhradní schéma popsané v kapitole 5.3, soustava se stejnosměrným buzením. Regulační obvod je na Obr. 7-1.



Obr. 7-1 Regulační obvod rekuperačního obvodu

7.2 Syntéza regulátoru

Ve zpětnovazebním regulačním obvodu je regulační odchylka e (error) rozdílem žádané hodnoty $w(t)$ v proměnné SP (set point) a regulované veličiny $y(t)$ v proměnné PV (process variable).

$$e(t) = w(t) - y(t) = SP - PV \quad (7-1)$$

PID regulace je způsob reakce na vznik regulační odchylky a výpočet řídicí veličiny $u(t)$ je podle rovnice regulátoru:

$$u(t) = K_c \left(e + \frac{1}{T_i} \int_0^t e \, dt + T_d \frac{de}{dt} \right) \quad (7-2)$$

Kde K_c je zisk regulátoru, T_i je integrační časová konstanta (integral time) v minutách, nazývaná reset time, a T_d je derivační časová konstanta (derivate time) v minutách, nazývaná rate time.

Po integraci

$$u(t) = K_C \left(\frac{de(t)}{dt} + \frac{1}{T_i} e(t) + T_d \frac{d^2e(t)}{dt^2} \right) \quad (7-3)$$

$$\frac{d^2e(t)}{dt^2} + \frac{1}{T_d} \frac{de(t)}{dt} + \frac{1}{T_i T_d} e(t) = \frac{1}{K_C T_d} u(t) \quad (7-4)$$

$$T_d \frac{d^2e(t)}{dt^2} + \frac{de(t)}{dt} + \frac{1}{T_i} e(t) = \frac{1}{K_C} u(t) \quad (7-5)$$

Vlastnosti regulované soustavy není možné zpravidla měnit, proto je nutné přizpůsobit dynamické chování regulátoru dynamickému chování soustavy definicí konstant jeho matematického modelu. Pro stanovení konstant regulátoru je nutné znát přenos regulátoru i regulované soustavy – přechodovou funkci soustavy, její odezvu na jednotkový skok. Z důvodu složitosti sejmutí přechodové charakteristiky regulované soustavy, bude pro první odhad postačující popis regulované soustavy a závěry z matematického modelu soustavy v kapitole 5.6. Reálná regulovaná soustava je paralelní spojení akumulčních prvků, kondenzátorů s integrálním charakterem. Soustava s integrálním charakterem je stabilní, tlumená bez derivací. Pak je možné předpokládat, že při funkční regulaci, se regulovaná veličina, napětí u_m a u_{SC} bude měnit jen v malém rozsahu regulační odchylky a nebude mít významné derivace. Z toho plyne, že na přenos v celém regulačním obvodu bude mít nejvýznamnější vliv přenos regulátoru.

Dopravní zpoždění způsobené regulátorem a ve zpětné vazbě regulovanou soustavou způsobuje odezvu a překmity regulátoru.

V případě použití PID regulátoru nemá velký smysl hledat řešení rovnice regulátoru, neboť očekávanou funkcí regulačního obvodu budou periodické tlumené kmity, viz popis kapitole 5.6. (Regulovaná veličina bude s překmitem kmitavá.)

Podstatnější je nalezení hodnot konstant rovnice matematického modelu regulátoru, které je nutné znát pro výchozí nastavení regulátoru.

Hodnoty konstant je možné odvodit z kritéria meze stability, kdy diskriminant kvadratické rovnice je rovný nebo větší než nula, $D \geq 0$.

Z rovnice (5-44) je diskriminant

$$D = 1^2 - 4T_d \frac{1}{T_i} = 0 \Rightarrow T_i = 4T_d \quad (7-6)$$

Vlastní kmity soustavy popsané v kapitole 5.7 budou dominantní v regulačním pochodu. Hledané nastavení regulátoru by mělo tyto kmity stabilizovat a tlumit, a proto by časové konstanty rovnice regulátoru měly korespondovat s periodou kmitů, $T_i T_d \sim T_k \sim T_0 = 2 \text{ s}$.

$$T_i T_d = 2 \text{ s} = 4T_d T_d \Rightarrow T_d = \sqrt{\frac{2}{4}} = 0.707 \text{ s} \quad (7-7)$$

$$T_i = 4T_d = 4 \cdot 0.707 = 2.8 \text{ s}$$

(7-8)

Výsledné hodnoty jsou parametry výchozího nastavení regulátoru.

Hodnoty parametrů mohou být také stanoveny podle některé z empirických metod, např.: Ziegler-Nichols, Cohen Coonova, Chiena atd., např. v [12].

7.2.1 Parametry regulátoru

Dynamické parametry reálného PID regulátoru jsou ovlivněny časovými konstantami soustavy způsobujícími setrvačnost přenosu uzavřeného regulačního obvodu. Setrvačnost obvodu 1. řádu způsobuje exponenciální průběh přechodové charakteristiky a setrvačnost obvodu 2. řádu způsobuje kmitání přechodových dějů.

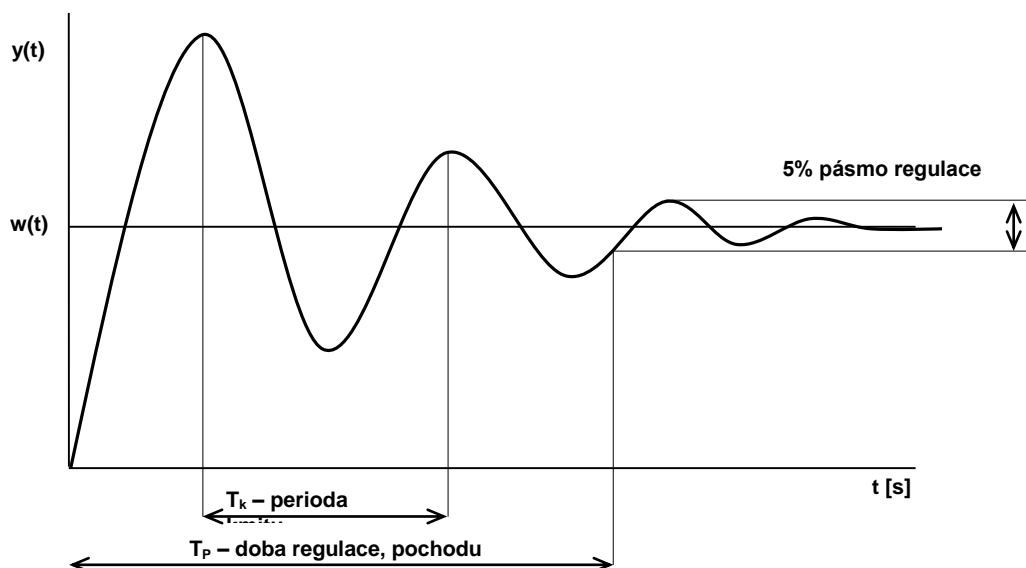
Z rovnice (7-4) vyplývá, že hodnota konstanty T_i nepřímo úměrně ovlivňuje regulační odchylku – bez trvalé regulační odchylky – regulátor typu I.

Hodnota konstanty T_d přímo ovlivňuje překmit – vysoká rychlost odezvy a stabilita – regulátor typu D.

Regulátor typu P svou krátkou dobou průtahu kompenzuje velké zpoždění soustavy vyplývající z jejího integrálního charakteru.

Součin konstant $T_i T_d$ odpovídá periodě kmitů.

Návrh zpětnovazebního řízení směřuje ke splnění požadavků přesnosti a kvality regulačního pochodu. Tj. zajištění stability chování uzavřené regulační smyčky a nastavení parametrů časového průběhu přechodové charakteristiky regulované veličiny, Obr. 7-2. Doba regulace je stanovena na maximálně 2.5 násobek periody kmitů $T_P = 2.5 T_k = 2.5 T_i T_d$. A součin zisku regulátoru s derivační konstantou stanovuje překmit ($y_{\max}(t)$) $u_{\max} = f(K_c T_d) \sim K_c = 0.42$. (Koresponduje s empirickou metodou stanovení parametrů: $K = 0.5$, $T_i = 1.5$, $T_d = \frac{1}{4} T_i$).



Obr. 7-2 Přechodová charakteristika kmitavého průběhu regulace

7.3 Regulace rekuperačního měniče

Regulační obvod rekuperačního měniče na Obr. 7-3 je sestavený na základě závěrů analýzy v předchozích kapitolách. Úplné schéma regulace rekuperačního měniče je na Obr. 7-4.

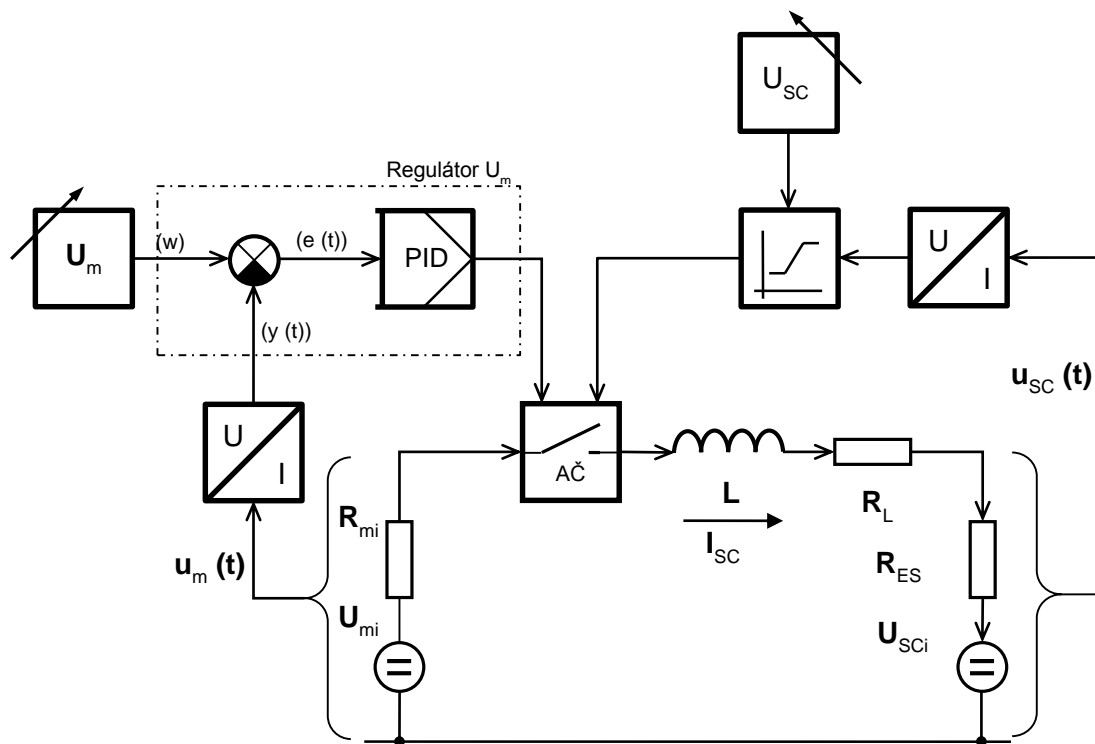
Z důvodu konečné tvrdosti zdrojů připojených v meziobvodu, je kolísání napětí u_m projevem změny stavu energie v meziobvodu. Soustava je regulována na nastavenou žádanou hodnotu (w) napětí meziobvodu U_m (set point). Regulovaná veličina ($y(t)$) je okamžitá hodnota napětí meziobvodu $u_m(t)$ (process variable). Rozdílem těchto hodnot je regulační odchylka $e(t) = U_m - u_m(t)$. Při napětí u_m větším než U_m , je regulován tok energie do superkapacitoru. Při napětí u_m menším než U_m , je regulován tok energie ze superkapacitoru do meziobvodu.

Pozn.: znaménko regulační odchylky $\pm e$ je parametrem pro řízení směru toku energie. Hodnota regulační odchylky je parametrem pro řízení výkonu.

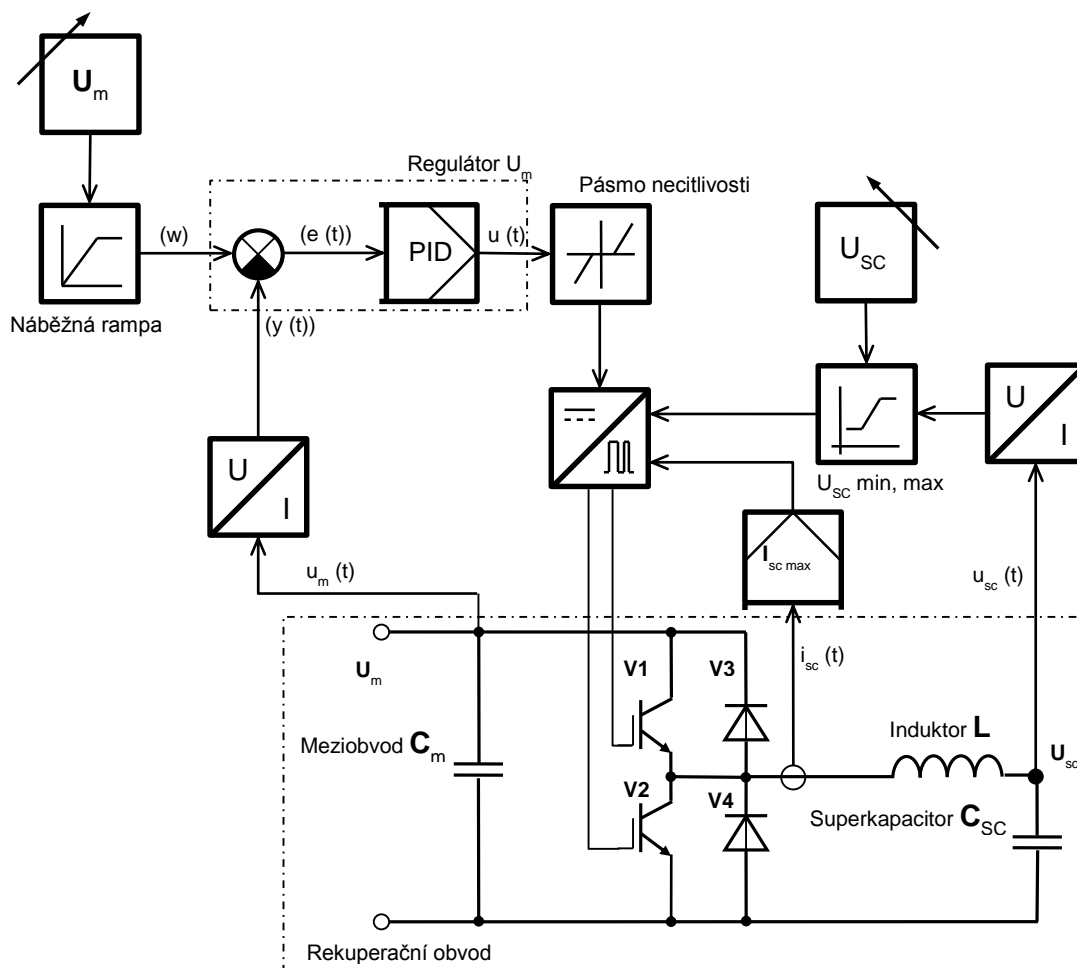
Regulace na nastavenou žádanou hodnotu U_m je v principu zatěžování resp. odlehčování zdroje meziobvodu proudem do resp. ze superkapacitoru.

Napěťový spád na DC měniči je přibližně 600 V a nominální napětí superkapacitoru nesmí být překročeno. Z důvodu velké kapacity je rychlost změny napětí na superkapacitoru u_{sc} relativně malá vůči změně rychlosti napětí v meziobvodu u_m . Proto je změna napětí superkapacitoru u_{sc} v přenosu obvodu implicitní konstantou.

Zavedením zpětných vazeb pracuje měnič autonomně na nastavené hodnoty U_m a U_{sc} . Proto je možné princip využít i v jiných aplikacích. Např. při využití superkapacitoru ve spojení se 400V akumulátorem elektromobilu. Nebo pro pohon s potřebou rozšíření o rekuperaci.



Obr. 7-3 Regulační obvod rekuperačního měniče



Obr. 7-4 Regulace rekuperačního měniče

U_m	žádaná hodnota stejnosměrného napětí meziobvodu
$u_m(t)$	okamžitá hodnota napětí meziobvodu, regulovaná veličina
U_{sc}	žádaná hodnota napětí superkapacitoru
$U_{sc\ max./2}$	stanovená minimální hodnota napětí superkapacitoru
$u_{sc}(t)$	regulovaná veličina, okamžitá hodnota napětí superkapacitoru
$e(t)$	regulační odchylka
$u(t)$	akční veličina
$i_{sc}(t)$	okamžitá hodnota proudu superkapacitorem

Regulační obvod zahrnuje PID regulátor, PWM generátor, výkonový spínací modul Semikron SkiiP 942GB120 včetně ochran, proudový omezovač, meziobvod, induktor a superkapacitor a měřící členy. Napěťový omezovač superkapacitoru je aktivován při dosažení některé z nastavených limitů. Náběžná rampa zajišťuje po zapnutí řízené nabíjení vybitého superkapacitoru. Nelinearita, pásmo necitlivosti, vložená do regulačního obvodu, potlačuje kmitavé přepínání mezi nabíjením a vybíjením v okolí nulové regulační odchylky.

Regulátor a řízení je realizováno kontrolérem NI single-board computer sbRIO s FPGA.

7.4 Parametry regulace

Nominální napětí v meziobvodu je 600 V. Fluktuační napětí u_m kolem žádaného napětí U_m by neměla přesáhnout 10 % požadovaného napětí v meziobvodu. (Podobné kritérium platí také pro zvlnění, avšak perioda zvlnění je přibližně 10x kratší než perioda fluktuační napětí.)

V režimu nabíjení je fluktuace kladná, napětí je větší než požadovaná hodnota $u_m > U_m$.
V režimu vybíjení je fluktuace záporná, napětí je menší než požadovaná hodnota $u_m < U_m$.
Režimy nesmí nastat současně. Regulační odchylka může nabývat maximální hodnoty
 $e_{\max} = U_m - U_m \pm 10 \% = 600 - 600 \pm 30 \text{ V} = \pm 30 \text{ V}$.

Hodnota regulační odchylky je transformována akčním členem do proudového rozsahu $I_{sc \max} = \pm 400 \text{ A}$ tekoucího z/do superkapacitoru.

Výkon měniče je řízen v rozsahu fluktuace napětí v meziobvodu tedy v rozsahu regulační odchylky, která byla stanovená $e_{\max} = \pm 30 \text{ V}$.

Z důvodu účinnosti přenosu energie nesmí napětí na superkapacitoru poklesnout pod $U_{sc}/2$.

7.5 Vlivy na dynamiku a stabilitu regulace

Stabilita regulátoru je řešena standardními metodami odvození konstant rovnice regulátoru. Například v kapitole Nastavování a optimalizace regulátorů v [12].

Je-li zajištěna stabilita regulátoru, potom je třeba analyzovat míru vlivu na stabilitu a dynamiku soustavy u ostatních prvků soustavy a potenciálně problematických dějů.

7.5.1 Vlivy na stabilitu regulované soustavy

7.5.1.1 Dynamika regulace

Má-li být regulační systém nastaven např. pro simulaci jízdního režimu zrychlení 1.5t vozidla z 0 na 100 km/h za 8 s, viz [13], pak potřebná energie pohybu vozidla je

$$W = \int_0^s F \cdot ds \Rightarrow F \cdot s = m \cdot a \cdot s \quad (7-9)$$

$$a = \frac{dv}{dt} \Rightarrow \frac{v_1 - v_0}{t_1 - t_0} = \frac{100 \cdot 1000/60 \cdot 60 - 0}{8 - 0} = \frac{27.8}{8} \cong 3.47 \text{ m/s}^2 \quad (7-10)$$

Elektrická energie potřebná pro pokrytí energie pohybu vozidla je

$$E = P \cdot t \quad (7-11)$$

$$\Delta E = -W \Rightarrow P \cdot t = F \cdot s = m \cdot a \cdot s \Rightarrow P = \frac{m \cdot a \cdot s}{t} \quad (7-12)$$

$$s = \frac{1}{2} a \cdot t^2 = \frac{1}{2} 3.47 \cdot 8^2 \cong 111 \text{ m} \quad (7-13)$$

Potřebný výkon P_h pro změnu hybnosti je

$$P_h = \frac{1500 \cdot 3.47 \cdot 111}{8} \cong 72\,220 \text{ W} \quad (7-14)$$

Do výpočtu je nutné ještě zahrnout ztráty na překonání jízdních odporů (valivý, aerodynamický atd.), které je možné předběžně odhadnout na 30 % z potřebného výkonu.

Pak potřebný instalovaný výkon je

$$P_{in} = P_h + P_o = P_h + P_{h30\%} = 72\,220 + 21\,666 = 93\,886 \text{ W} \quad (7-15)$$

Pro uvedený případ simulace jízdního režimu je potřebná energie pro změnu hybnosti za 1 s

$$W_h = P_{in} \cdot t = 93\,886 \cdot 1 = 93\,886 \text{ Ws} \quad (7-16)$$

V nabitém superkapacitoru je k dispozici celkové množství energie

$$W_{sc} = \frac{1}{2} C \cdot U^2 = \frac{1}{2} 100 \cdot 56^2 = 156\,800 \text{ J} \cong 156\,800 \text{ Ws} \quad (7-17)$$

Není možné vyčerpat veškerou energii v superkapacitoru. Podle úvahy v příloze C o rozdělení superkapacitoru na více paralelních bloků za účelem snížení sériového odporu R_{ESR} , by bylo možné vyčerpat až $\frac{3}{4}$ kapacity energie superkapacitoru. Pak dostupné množství energie by bylo

$$W = \frac{3}{4} W_{sc} = \frac{3}{4} 156\,800 = 117\,600 \text{ Ws} \quad (7-18)$$

Tzn., že v superkapacitoru je $117\,600 : 93\,886 = 1.25x$ více energie než vyžaduje uvedený jízdní manévr pro dobu jedné sekundy. Není-li k dispozici jiný zdroj, pak podle předchozích výpočtů by měl mít superkapacitor po dobu 8s zrychlení

$$\frac{100}{1.25} \cdot 8 \cdot \frac{4}{3} = 853 \text{ F} \quad (7-19)$$

Ovšem parametry rekuperačního měniče ($I_{max.} = 400 \text{ A}$ po krátkou dobu) a s mírnou nepřesností odvozené $U_{sc \text{ stř.}} = (U_{sc \text{ max.}} - 1/4 U_{sc \text{ max.}})/2 + 1/4 U_{sc \text{ max.}} = 35 \text{ V}$, umožňují energii 100F superkapacitoru 117 600 Ws vyčerpat za

$$t_{vyb} = \frac{W_s}{P} = \frac{117\,600}{35 \cdot 400} = 8.4 \text{ s} \quad (7-20)$$

Tzn. přibližně 8x pomaleji, než by vyžadoval v příkladu uvedený jízdní manévr zrychlení.

Čas $t_{vyb.} = 8 \text{ s}$ řádově koresponduje s periodou vlastního kmitočtu LC obvodu měniče $T = 2 \text{ s}$. Právě v této vazbě je potenciální riziko nestability regulace. Riziko je možné snížit volbou o řád kratší reakční dobou regulace T_r .

7.5.2 Vliv interference spínacích kmitočtů zdroje a měniče

Meziobvod je napájen energií z elektrického děliče výkonu přes měnič AC/DC, viz Obr. 2-2. Je-li spalovací motor schopen dosáhnout 6000 ot. / min. a trakční motor má nulové otáčky, pak elektrický dělič výkonu bude mít rozdílové otáčky rovné otáčkám spalovacího motoru a bude generovat třífázové napětí o kmitočtu 100 Hz. Je-li měnič trojfázový můstkový usměrňovač, vznikne na jeho výstupu, tj. kondenzátoru meziobvodu, zvlnění ss. napětí s kmitočtem $100 \text{ Hz} \times 3 \times 2 = 600 \text{ Hz}$.

Protože regulační obvod zahrnuje i stejnosměrné napětí meziobvodu U_m , bude zvlněním tohoto napětí modulován i akční člen, regulovaná soustava, tedy proud superkapacitoru. Toto zvlnění není možné odstranit změnou reakční doby regulační smyčky. Bude-li míra vlivu modulace v poměru k rozkmitu nabíjecího proudu nezanedbatelná, bude třeba zavést do regulačního obvodu kompenzaci zvlnění stejnosměrného napětí U_m .

Kmitočet zvlnění se pochopitelně v průběhu jízdního režimu mění, neboť při podmínce udržovat na určitém výkonovém stupni konstantní otáčky spalovacího motoru, jsou rozdílové otáčky elektrického děliče výkonu spíše závislé na otáčkách trakčního motoru.

V případě použití jiného typu konvertoru se dá předpokládat, že parametr zvlnění výstupního napětí bude z ekonomických důvodů rovněž 10 %. A kmitočet zvlnění bude, podobně jako v uvedeném příkladu třífázového usměrňovače, interferovat se spínacím kmitočtem rekuperačního měniče.

Interferenci je možné potlačit metodou synchronizace spínacího kmitočtu rekuperačního měniče s dominantním kmitočtem ve zvlnění zdroje. Aktivní – měřením spínacího kmitočtu zdroje a fázovou smyčkou sfázovat spínací kmitočet měniče. Nevýhodou je nutný signál kmitočtu z jiného zařízení.

Pasivní – pomocí metody filtrování, např. metodou Fourierovy transformace, zjišťovat hodnotu dominantního kmitočtu, zpravidla 1. harmonickou frekvenci ve zvlnění zdroje, a touto hodnotou řídit oscilátor generátoru spínacího kmitočtu PWM. Výhodou metody je nezávislost na spínacím kmitočtu zdroje, možnost synchronizovat se k dominantnímu kmitočtu, pocházejícímu z kteréhokoliv zdroje v systému hybridního pohonu a zúžení spektra elektromagnetické interference.

8 Strategie regulace hybridního pohonu

8.1 Predikce jízdního profilu

Predikovat náhodné jevy související s pohybem vozidla v obecném komunikačním prostoru je prakticky neřešitelná úloha. Ani redukce na vymezené komunikační plochy (zpevněné, ne-zpevněné, ohraničené cesty) nepřináší podstatné zjednodušení.

Znalost mapových podkladů jízdní trasy a nadmořské výšky nebo definice jízdního cyklu, např. podle NEJC (Nový Evropský jízdní cyklus) (NEDC) (New European Driving Cycle) neumožňují stanovit energetickou bilanci jízdního profilu, neboť nezahrnují definici hmotnosti vozidla, a s tím spojené dynamické chování.

Pro stanovení energetické bilance jízdního profilu je nutné specifikovat parametry profilu: $r(t)$ – trajektorie, O – jízdní odpory a $P\{X\}$ – jízdní styl (chování řidiče). Hmotnost vozidla je zahrnuta v definici jízdních odporů. Okamžitý výkon jízdního profilu pokrývaný hybridním pohonem je funkcí parametrů profilu $P_{HEV} = f(r(t), O, P\{X\})$. Vzhledem k dynamickému charakteru jízdního profilu budou změny hybnosti nejprve pokrývány změnou energie v akumulacím prvku hybridního pohonu, za předpokladu stabilizace spalovacího motoru na konkrétním výkonovém stupni. Z toho vyplývá, že změny stavu energie v akumulacím prvku jsou obrazem jízdního profilu (bez úvahy směru jízdy). Směr jízdy je z pohledu regulace stavu energie nepodstatný). Tímto postupem je možné se vyhnout nekorektním zjednodušujícím definicím parametrů jízdního profilu i predikci chování řidiče, která může být zatížena velmi vysokou nejistotou.

8.2 Vytížení kapacity superkapacitoru

Ovládání pedálu akcelerace nebo brzdy (rekuperace) je ovládáním výkonu pohonu vozidla. Průběh okamžitého výkonu pohonu je obrazem jízdního profilu. Zpětnovazebním regulátorem je v tomto případě řidič. Jízdní profil, v rámci stanoveného komunikačního prostoru, je tedy určen rozhodováním řidiče.

Rozhodnutí řidiče je náhodný jev, jehož realizací je hodnota okamžitého výkonu pohonu. Výkon je v akumulacím prvku s časem transformován na energii. Obrazem energie v superkapacitoru je velikost náboje.

Regulace toku energie je proto založena na statistickém odhadu ze souboru realizací hodnot náboje.

Dlouhý čas změny náboje v akumulacím prvku odfiltruje rychlé změny okamžitého výkonu a poskytuje dostatečnou časovou rezervu pro výpočet střední hodnoty v reálném čase i z poměrně rozsáhlého výběru.

Schéma regulace je na Obr. 8-2, kde regulovanou veličinou je hodnota náboje v superkapacitoru, neboli napětí u_{sc} a regulační veličinou jsou otáčky spalovacího motoru. Žádanou hodnotou je statistická střední hodnota náboje \bar{Q}_{sc} .

Rozdělení s jakou četností bude náboj superkapacitoru nabývat konkrétních hodnot je neznámé.

Definiční obor rozdělení je redukován na stanovený interval $\langle Q_{max}/2, Q_{max} \rangle$. $Q = CU$. (Vytěžování kapacity pod $Q_{max}/2$ snižuje účinnost přenosu energie. Pro udržení výkonu se zvyšuje proud, a tím úbytek na sériovém náhradním odporu superkapacitoru R_{ESR} .) Při instalované kapacitě superkapacitoru 100 F a maximálním napětí 56 V, je interval hodnot náboje $\langle Q_{max}/2 = 2800 C, Q_{max} = 5600 C \rangle$.

Lze předpokládat, že hodnoty s nejvyšší hustotou výskytu – hustotou pravděpodobnosti, budou uprostřed tohoto intervalu, tj. $Q_{stř.} = 4200 \text{ C}$.

Potom je možné rozdělení pravděpodobnosti hodnot náboje na stanoveném intervalu aproximovat tzv. normálním rozdělením.

Rozdělení spojité náhodné veličiny nelze popsat pravděpodobnostní funkcí v určitém bodě. Rozdělení pravděpodobnosti je definováno funkcí označovanou jako hustota rozdělení pravděpodobnosti – hustota pravděpodobnosti (PDF – Probability Density Function) [14]. Normální rozdělení pravděpodobnosti spojité náhodné veličiny X s parametry μ a σ^2 , $N(\mu, \sigma^2)$, pro $-\infty < \mu < +\infty$, $\sigma^2 > 0$ je pro $-\infty < x < +\infty$ definováno hustotou pravděpodobnosti ve tvaru Gaussovy funkce, viz Obr. 8-1.

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (8-1)$$

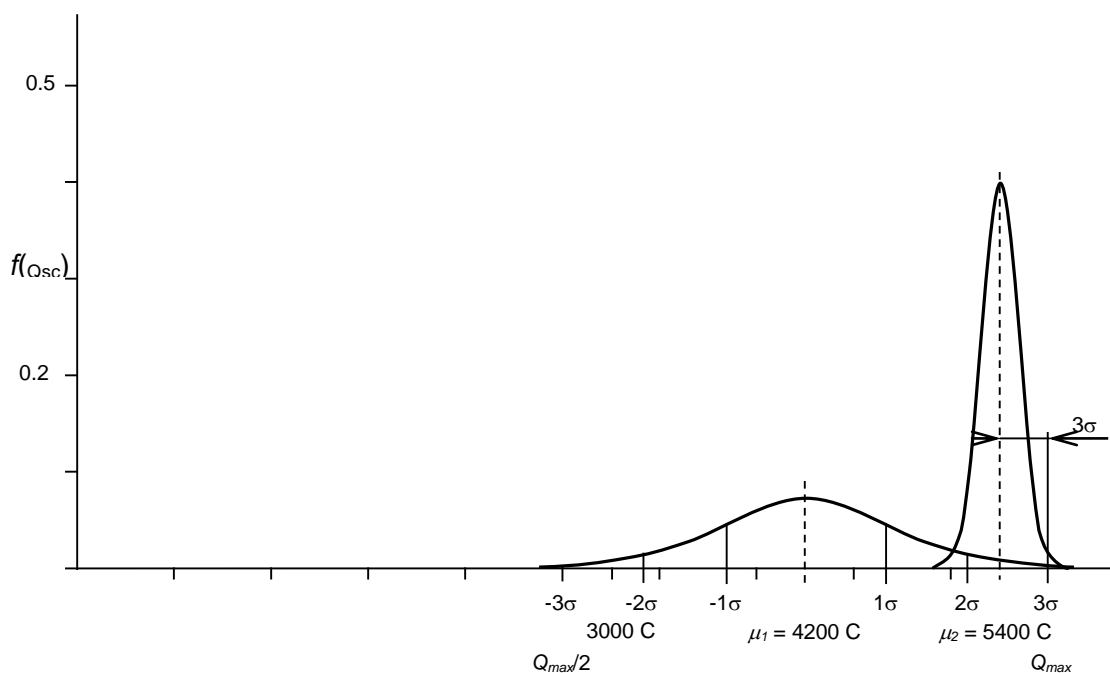
μ střední hodnota
 σ^2 rozptyl

Normální, Gaussovo rozdělení je často využíváno pro svou jednoduchost a dobrou aproximaci mnoha pravděpodobnostních rozdělení.

Pro úplnost:

distribuční funkce normálního rozdělení je

$$F(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-\mu)^2}{2\sigma^2}} dt \quad (8-2)$$



Obr. 8-1 Hustota pravděpodobnosti náboje superkapacitoru

Výpočtem rovnice (8-2) s hodnotami ze stanoveného intervalu náboje (definičního oboru $<Q_{max}/2, Q_{max}>$, $C = 100 \text{ F}$, $U_{max} = 56 \text{ V}$) je na Obr. 8-1 křivka hustoty pravděpodobnosti se střední hodnotou $\mu_1 = 4200 \text{ C}$ a s rozprostřeným rozptylem v celém stanoveném intervalu. Křivka je obrazem dynamické jízdy, kdy se zvyšuje pravděpodobnost vybití superkapacitoru až ke stanovené dolní hranici náboje a je nutné zvyšovat výkon spalovacího motoru.

Křivka hustoty pravděpodobnosti např. se střední hodnotou $\mu_2 = 5400 \text{ C}$ a malým rozptylem σ_2^2 je obrazem úsporné jízdy s velkou mírou rekuperace, při které se zvyšuje pravděpodobnost přebití superkapacitoru a výkon spalovacího motoru je nutné snižovat.

Protože platí, že integrál hustoty pravděpodobnosti na uzavřeném intervalu je roven 1, bude křivka pravděpodobnosti v celém stanoveném intervalu hodnot náboje plošší než křivka v intervalu užším, při předpokladu, že hustota pravděpodobnosti vně intervalu je nulová.

$$\int_{Q_{max}/2}^{Q_{max}} f(x)dx = 1 \quad (8-3)$$

Poloha střední hodnoty μ_2 druhé křivky je stanovena podle pravidla šesti sigma, které říká, že téměř všechny hodnoty (99.7 %) normální náhodné veličiny X normálního rozdělení o parametrech μ a σ^2 leží v intervalu $(\mu \pm 3\sigma)$, tj. 6σ . Z toho plyne, že jen ve 3 případech z 1000, tj. s pravděpodobností 0.3 %, nastanou významné okrajové stavy: nedostatku energie nebo přebití. Příklad nedostatku energie překročení dolní stanovené hranice s pravděpodobností 0.3 % není závažný. V případě přebití znamená překročení horní hranice náboje i s pravděpodobností 0.3 % překročení nominálního napětí superkapacitoru.

Proto maximální hodnota regulované veličiny – střední hodnoty náboje $\mu_{Q_{sc}}$, musí být vzdálena nejméně 3σ od Q_{SCmax} , viz 2. křivka na obrázku.

Pravidlo platí obdobně i pro dolní stanovenou hranici.

Regulovaná veličina – hodnota náboje Q_{sc} resp. napětí superkapacitoru má regulační rozsah od 3000 C do 5400 C resp. 30–54 V, tj. při kapacitě 100 F přibližně 43 % kapacity superkapacitoru.

V závislosti na dynamice jízdy, tj. toku energie, se mění rozptyl hodnot náboje σ^2 , ten způsobuje posuv (vlečení) statistické střední hodnoty v rámci stanoveného intervalu hodnot náboje. Statistická střední hodnota je žádanou vlečenou hodnotou, ke které je okamžitá hodnota náboje regulována.

8.3 Syntéza regulačního procesu hybridního pohonu

Na Obr. 8-2 je regulační obvod hybridního pohonu zahrnující regulovanou soustavu integrálního charakteru (rekuperační obvod) s jedním akumulacním prvkem, superkapacitorem. Pak je přechodový děj uzavřeného regulačního obvodu aperiodický a kvalita regulačního pochodu je definována parametrickou optimalizací regulátoru.

Regulovanou veličinou je hodnota náboje superkapacitoru, tj. při známé hodnotě kapacity je regulovanou veličinou napětí superkapacitoru $u_{sc} = Q/C$. Regulační veličinou je výkon spalovacího motoru. Předpokládá-li se vektorové řízení motoru, jsou regulační veličinou otáčky spalovacího motoru. Žádaná hodnota je statistická střední hodnota z výběru realizací náhodné veličiny hodnot náboje. Typ regulace je vlečná regulace.

Regulační obvod zahrnuje regulátor, spalovací motor, dělič výkonu, rekuperační obvod a výpočet statistické střední hodnoty náboje.

8.4 Definice statistické střední hodnoty

Střední hodnota reálné náhodné veličiny X s hustotou pravděpodobnosti $f(x)$ je

$$EX = \int_{-\infty}^{+\infty} x f(x) dx \quad (8-4)$$

Tento integrál ovšem nelze z konečného souboru realizací náhodné veličiny X vypočítat. Ale lze jej aproximovat výběrovým průměrem.

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (8-5)$$

n rozsah výběru

x_i realizace náhodné veličiny

Náhodný výběr je posloupnost nezávislých a stejně rozdělených realizací x_i v rozsahu n . V průběhu regulace dochází ke kumulaci realizací náboje a rozsah výběru n se zvětšuje.

S rostoucím rozsahem n výběrový průměr \bar{X} ostřeji konverguje ke střední hodnotě EX .

Přesto je nutné rozsah výběru omezovat, aby byla zachována citlivost na změnu stavu energie, změnu stylu jízdy.

Integrální charakter (relativně pomalé nabíjení a vybíjení, filtrace) akumulárního prvku potlačuje výskyt příliš nízkých nebo příliš vysokých hodnot náboje ve výběru, které mohou hodnotu výběrového průměru zkreslit.

Regulace pohonu je založena na regulaci okamžité hodnoty náboje superkapacitoru k rozptylem vlečené žádané statistické střední hodnotě náboje.

Popsaný postup s užitím statistických parametrů, střední hodnoty a rozptylu hodnot náboje, může být zjednodušujícím zobecněním problematiky optimálního využití kapacity superkapacitoru a vyvážené regulace hybridního pohonu.

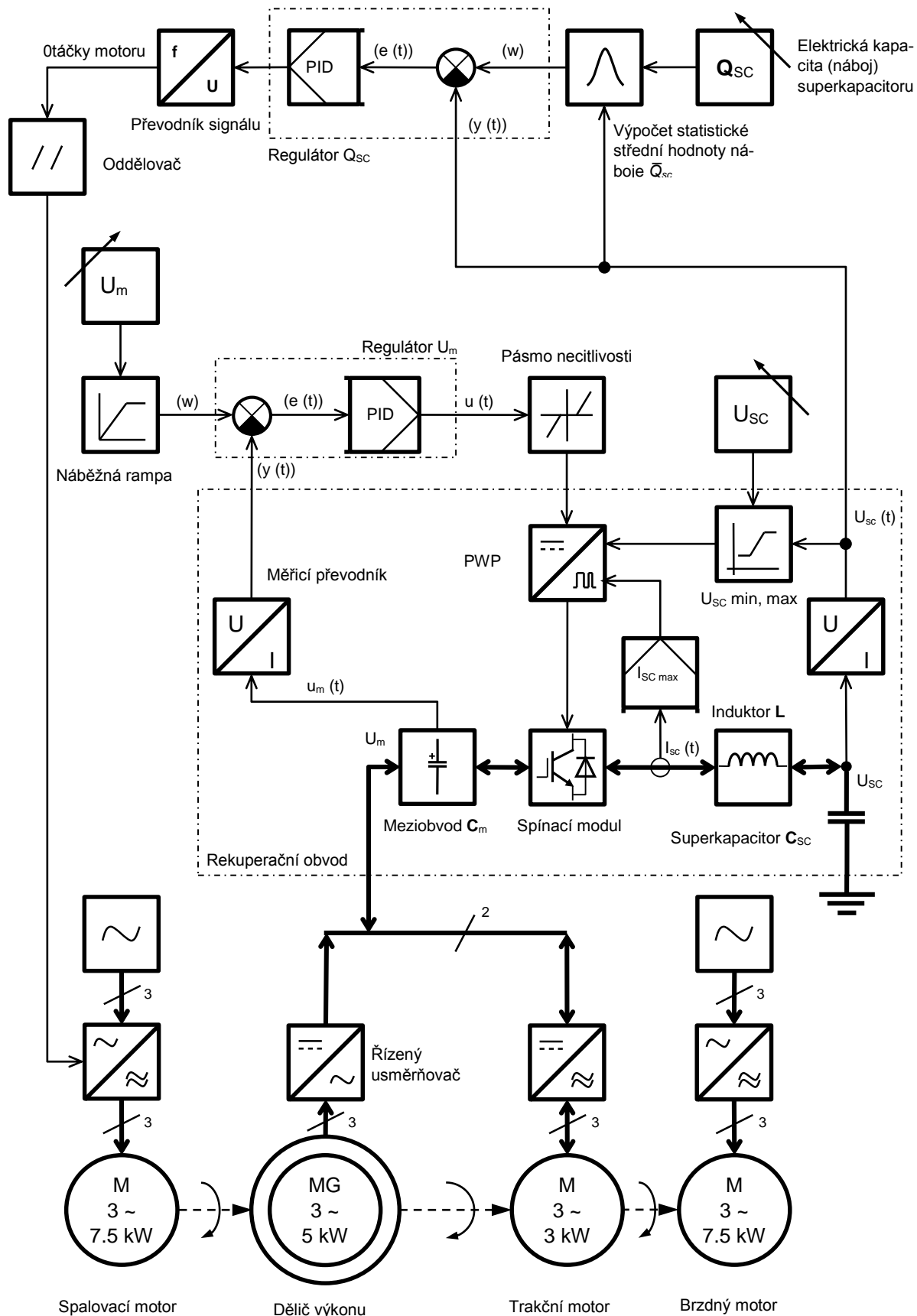
Popsaná metoda je teoretickým rámcem algoritmu v řídicím systému rekuperačního měniče, který je částí experimentálního fyzikálního modelu pohonu.

Konkrétní realizací matematického modelu statistické střední hodnoty náboje je v real-time spuštěný softwarový modul se selektivním výběrem vstupních dat (sample length) a aplikací funkcí Mean a Variance z LabVIEW Probability and Statistics library.

8.5 Úplné schéma regulace hybridního pohonu

Na Obr. 8-2 je úplné schéma regulace hybridního pohonu. V hierarchii nižší regulační obvod je regulace rekuperačního měniče. Rekuperační měnič je řízen tak, aby udržoval hodnotou napětí v meziobvodu tím, že mění tvrdost zdroje meziobvodu zatížením, tj. proudem do superkapacitoru nebo odlehčením, tj. zvýšením tvrdosti meziobvodu proudem ze superkapacitoru. PID regulátoru U_m reguluje regulovanou veličinu, tj. napětí meziobvodu u_m k nastavené žádané hodnotě U_m . Regulační veličina na výstupu z regulátoru je PWM signál budící výkonový spínací modul. V případě záporné regulační odchylky, tj. napětí meziobvodu je větší než nastavená požadovaná hodnota, je regulováno nabíjení superkapacitoru. V případě kladné regulační odchylky, tj. napětí meziobvodu je menší než nastavená požadovaná hodnota, je regulováno vybíjení. V případě překročení nastaveného proudu obvodem superkapacitoru, je aktivován proudový omezovač $I_{SC\ max}$. V případě dosažení některé z nastavených limit napětí superkapacitoru je aktivován napěťový omezovač $U_{SC\ min.,\ max}$. Proudové i_{sc} a napěťové u_m a u_{sc} měřicí sondy jsou převodníky proud/napětí. Náběžná rampa žádané hodnoty U_m zajišťuje po zapnutí řízené nabíjení vybitého superkapacitoru. Nelinearita, pásmo necitlivosti, vložená do regulačního obvodu, potlačuje kmitavé přepínání mezi nabíjením a vybíjením v okolí nulové regulační odchylky.

Hierarchicky vyšší regulační obvod je regulace výkonu pohonu. PID regulátoru Q_{SC} reguluje regulovanou veličinu, tj. náboj resp. napětí superkapacitoru k vlečené žádané hodnotě. Tou je statistická střední hodnota náboje resp. statistická střední hodnota napětí superkapacitoru. Regulační veličinou na výstupu regulátoru jsou otáčky spalovacího motoru. Vzdálené ovládání otáček měniče spalovacího motoru vyžaduje s ohledem na přítomnost rušení převodník signálu napětí/frekvence a oddělení obvodů.



Obr. 8-2 Úplné schéma regulace hybridního pohonu

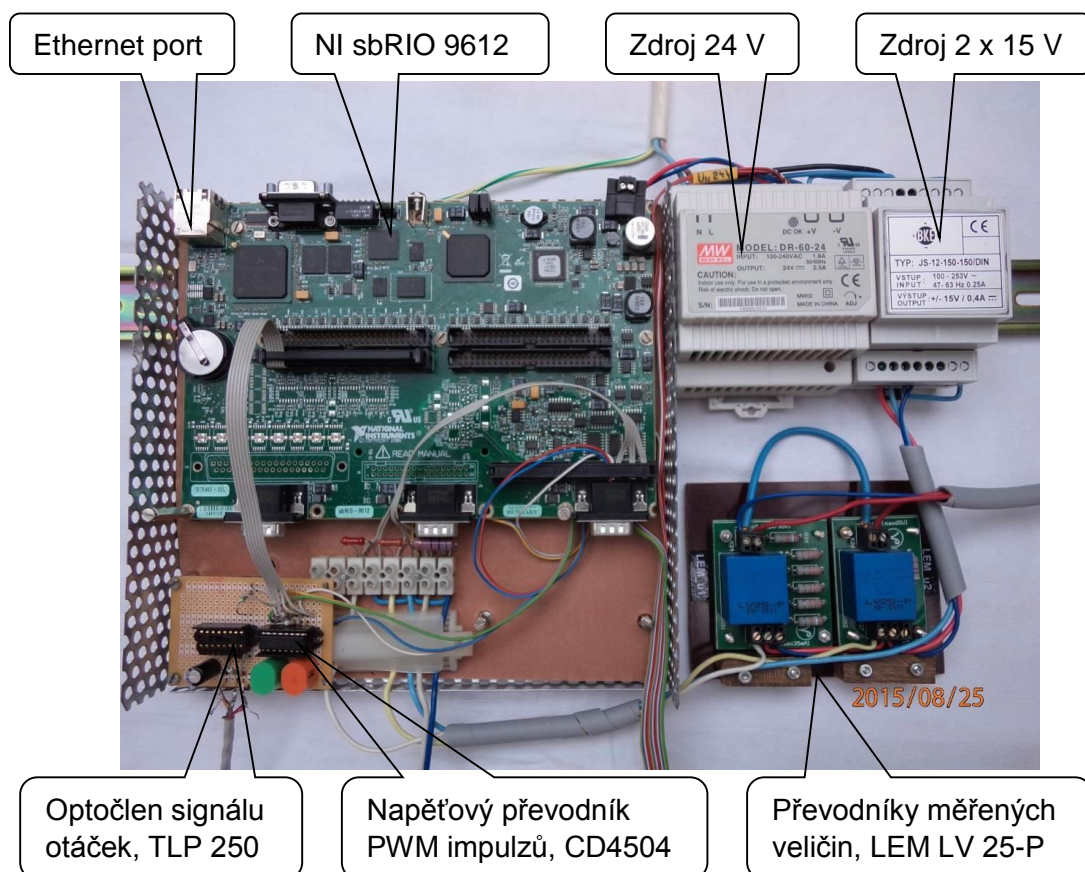
Experimentální část

9 Řídicí systém, kontrolér

V řídicím systému rekuperačního měniče jsou soustředěny funkce řízení výkonu hybridního pohonu, řízení otáček spalovacího motoru a řízení rekuperačního měniče.

9.1 Hardware

Základem hardware je jednodeskový kontrolér National Instruments NI sbRIO 9612. Ten přímo řídí výkonový spínací modul Semikron. Kontrolér i budicí blok spínacího modulu jsou napájeni stabilizovaným zdrojem 24 V / 60 W. Vstupní měřené veličiny jsou z důvodu rušení snímány proudově napěťovými převodníky LEM. Ty jsou napájeny symetrickým stabilizovaným zdrojem 2 x 15 V / 12 W. Řídicí PWM impulzy z kontroléru jsou přivedeny přes napěťový převodník do budicího bloku spínacího modulu. Signál otáček je z důvodu rušení v kontroléru softwarově převeden frekvenční modulací na frekvenční signál. Ten je přes oddělovací optočlen přiveden na otáčkový vstup měniče spalovacího motoru. Programování, ovládání, monitorování i diagnostika se uskutečňuje přes ethernet sériové rozhraní kontroléru kabelem TCP/IP. Schéma elektrického zapojení je na Obr. 9-5.



Obr. 9-1 Hardware řídicího systému hybridního pohonu

9.2 Jednodeskový kontrolér NI sbRIO 9612

Vybrané technické parametry [15]:

- U_n napájecí napětí 19–30 V DC
- I_{nmax} maximální napájecí proud 1.8 A, $P_{int} = 8$ W
- DIO digitální vstupy výstupy 3.3 V 110x
- AI analogové vstupy 0–10V 32x



Obr. 9-2 Jednodeskový kontrolér scRIO 9612

Deska kontroléru je ve skříňce z perforovaného plechu, který zajišťuje dostatečnou mechanickou tuhost, elektromagnetické stínění a dostatečné chlazení. Kovové části, kostra, nulové a ochranné vodiče jsou důsledně pospojovány.

9.3 Výkonový spínací modul Semikron

Vybrané technické parametry [16]

Napájení:

- V_{S2} nestabilizované napájení, spojené piny plus 6/7, mínus 1/10/11 20–30 V
- I_{S2} napájecí proud, naprázdno 0.2 A, max. 0,6 A
- I_{15} max. proud interního stab. zdroje 15 V, spojené piny 8/9 0.83 A

Výkonový spínací modul:

- $U_{IanalogueOUT}$ napěťový výstup, proud na výstupu modulu, piny 12/14 8 V odpovídá 900 A, 10 V odpovídá 1125 A.
(Převodní konstanta $k = 900/8 = 112.5$, $I_{analogueOUT} = 900/8 \times U_{IanalogueOUT}$)
- I_{AOmax} maximální proud napěťového výstupu $U_{IanalogueOUT}$ 5 mA
- f_{max} spínací frekvence 16 kHz



Obr. 9-3 Výkonový modul Semikron (28 x 22 x 16 cm, 10 kg)

9.4 Převodníky

Vybrané technické parametry

9.4.1 Převodník proudu superkapacitoru I_{sc} – LEM LA 305-S/SP1

Elektronický snímač ss., st. a pulzních proudů s galvanickým oddělením primárního a sekundárního proudového obvodu. [17]

Parametry:

-	I_{PN}	primární jmenovitý proud rms	500 A
-	I_{PM}	rozsah měření primárního proudu	$\pm 0-800$ A
-	R_M	měřicí odpor	0–25 Ω
-	I_{SN}	sekundární jmenovitý proud	250 mA
-	K_N	konverzní poměr	1 : 2000
-	V_C	napájecí napětí	$\pm 12-15$ V
-	I_C	proudový odběr	20 mA + I_S

9.4.2 Převodníky napětí U_m a napětí U_{sc} – LEM LV25-P



Obr. 9-4 Převodník LEM LV25-P

Elektronický snímač ss., st. a pulzních proudů s galvanickým oddělením primárního a sekundárního obvodu. [18]

Parametry:

- I_{PN}	primární jmenovitý proud rms	10 mA
- I_{PM}	rozsah měření primárního proudu	$\pm 0-14$ mA
- R_M	měřicí odpor	30–350 Ω
- I_{SN}	sekundární jmenovitý proud	25 mA
- K_N	konverzní poměr	2500 : 1000
- V_C	napájecí napětí	$\pm 12-15$ V
- I_C	proudový odběr	10 mA + I_S

Optimální přesnosti měření, 0.9 % je dosaženo v okolí hodnoty primárního jmenovitého proudu převodníku, 10 mA.

Hodnoty primárních odporů R_1 jsou vypočítány z maximálního primárního proudu a maximálního napětí měřené veličiny.

Hodnoty měřicích odporů R_M jsou voleny tak, aby primární hodnota měřené veličiny byla celistvým násobkem sekundární hodnoty a přizpůsobena rozsahu analogových vstupů 0–10 V. Pro napětí meziobvodu je zvolen převodní poměr 100 : 1 a pro napětí superkapacitoru 10 : 1.

9.4.2.1 Napětí meziobvodu U_m

Maximální napětí v meziobvodu je usměrněné napětí děliče výkonu 3x486 V.

$$U_{m \max} = 486 \times \sqrt{2} + 5 \% = 722 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{U_{m \max}}{I_{PM \max}} = \frac{722}{0.014} = 51.6 \text{ k}\Omega \quad (9-1)$$

Z důvodu teplotní fluktuace a napětového spádu je hodnota odporu R_1 složena ze sérioparalelní kombinace 4 odporů 33 k Ω a 2 odporů 39 k Ω na výslednou hodnotou 52.5 k Ω . Změřená výsledná hodnota odporu R_1 je 52.1 k Ω . Proto je nutné pro správnou kalibraci měřicího odporu R_M přepočítat primární maximální napětí.

$$U_{m \max} = R_1 \cdot I_{PM \max} = 52100 \cdot 0.014 = 730 \text{ V} \quad (9-2)$$

$$R_M = \frac{U_{M \max} \cdot 0.01}{I_{PM \max} \cdot K_N} = \frac{730 \cdot 0.01}{0.014 \cdot 2.5} = 210 \Omega \quad (9-3)$$

Vybraná hodnota odporu je $R_M = 209 \Omega$.

9.4.2.2 Napětí superkapacitoru U_{SC}

Maximální rozsah měření napětí superkapacitoru je

$$U_{SC \max} = U_{SC \text{ nominal}} + 15 \% = 58 \times 1.15 = 66 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{U_{SC \max}}{I_{PM \max}} = \frac{66}{0.014} = 4.7 \text{ k}\Omega \quad (9-4)$$

$$R_M = \frac{U_{SC \max} \cdot 0.1}{I_{PM \max} \cdot K_N} = \frac{66 \cdot 0.1}{0.014 \cdot 2.5} = 188 \Omega \quad (9-5)$$

Změřená hodnota odporu R_1 je 4.64 k Ω . Proto byl pro kalibraci vybrán odpor $R_M = 184 \Omega$.

9.4.2.3 Proud superkapacitoru I_{SC}

5kilovatový dělič výkonu a 3kilovatový trakční motor nejsou schopny dohromady pokrýt vyšší proud superkapacitorem než $I_{SC} = 8000 \text{ W} / 25 \text{ V} = 320 \text{ A}$. Proto je zvolen měřicí rozsah $I_{SC \max} = 0\text{--}330 \text{ A}$ a převodní poměr do analogového vstupu 0–10 V je 33:1.

Hodnota měřicího odporu R_M pro LEM LA 305-S je

$$R_M = \frac{I_{SC \max} \cdot 0.0303}{I_{PM \max} \cdot K_N} = \frac{330 \cdot 0.0303}{330 \cdot 0.0005} = 61 \Omega / 2 \text{ W} \quad (9-6)$$

9.5 Napěťový převodník CD4504

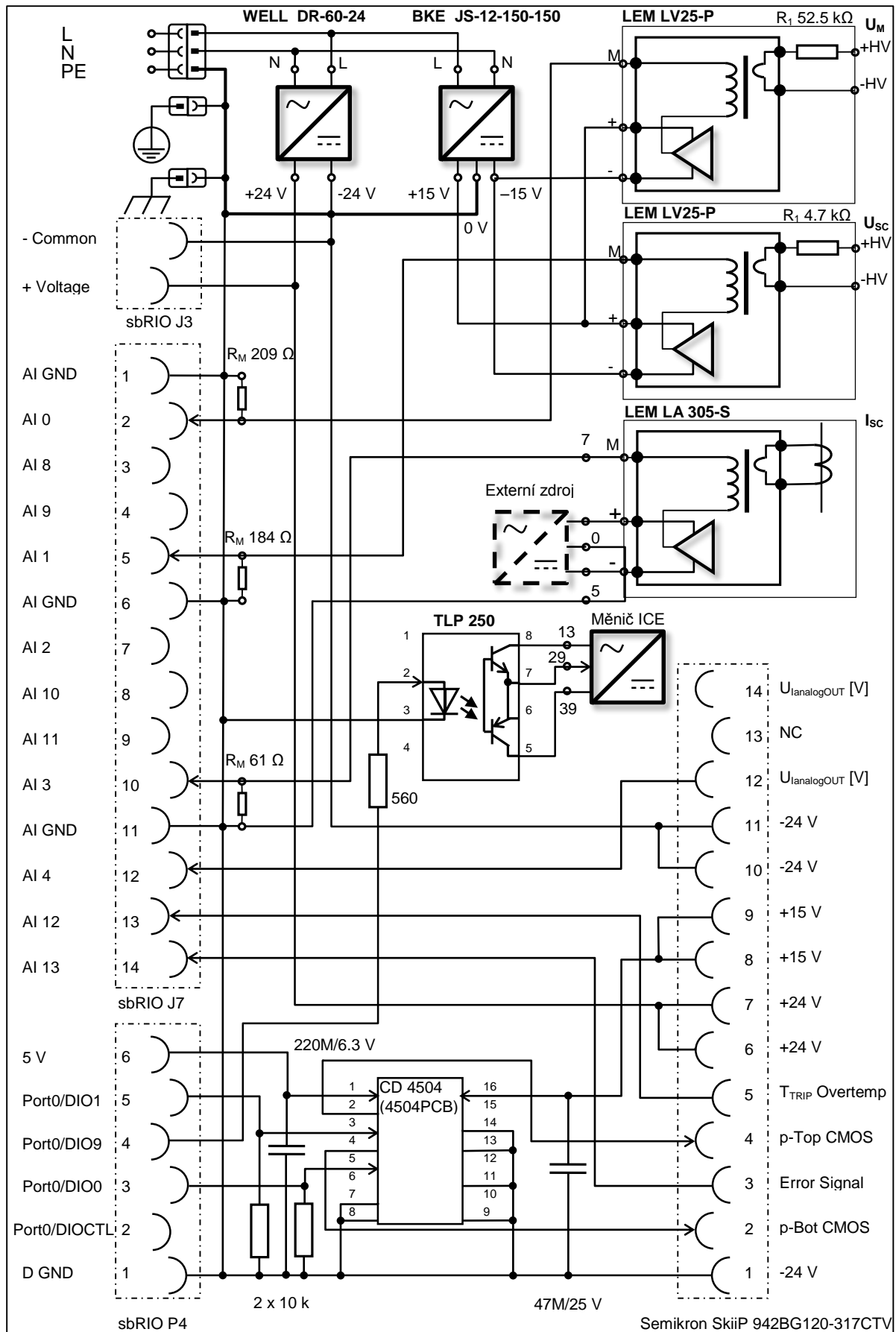
6x TTL to CMOS level shifter, Texas Instruments, 4504PCB, MC14504B On Semiconductor, Infineon XMC4504.

- V_{CC}	napájecí napětí strana TTL	5 V
- V_{DD}	napájecí napětí strana CMOS	15 V
- $I_{CC \max}$	napájecí proud	5 mA

9.6 Oddělení obvodů

Optočlen TLP250, Obr. 9-5. Oddělení obvodů frekvenčního signálu otáček do měniče spalovacího motoru. Předřadný odpor vstupní diody je $R_F = (U_o - U_F) / I_{out \max} = (3.3 - 1.6) / 3 \text{ mA} = 560 \Omega$.

- I_F	prahový vstupní proud	5 mA
- V_{CC}	napájecí napětí	10-35 V
- I_{CC}	napájecí proud	11 mA
- $I_{o \max}$	výstupní proud	1.5 A



Obr. 9-5 Schéma elektrického zapojení řídicího systému

9.7 Software

9.7.1 Stručný popis grafického programovacího nástroje LabVIEW.

LabVIEW (Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench) je platforma a vývojové prostředí vizuálního programovacího jazyka firmy National Instruments. Grafický jazyk nazývaný „G“, byl původně vyvinut pro počítače Apple Macintosh v roce 1986. LabVIEW se běžně používá pro sběr dat, ovládání přístrojů a průmyslovou automatizaci.

Programy a podprogramy se nazývají virtuální přístroje (VI – Virtual Instrument). Každý virtuální přístroj má tři základní okna: blokové schéma, čelní (ovládací) panel a konektorové okno.

Chování programu je podmíněno strukturou grafických blokových diagramů (zdrojového kódu LV), jejichž funkční uzly jsou spojeny pomocí tažení čar. Tyto čáry představují proměnné s definovaným datovým typem a každý uzel může být vykonán v okamžiku příchodu dat na jeho vstup.

9.7.2 Struktura software řízení

Hybridní pohon je řízen kontrolérem NI sbRIO, ve kterém je spuštěno několik softwarových modulů: Real time modul pro správu a řízení hardwaru kontroléru; Softwarový modul řízení rekuperačního měniče; Softwarový modul řízení hybridního pohonu; A softwarové moduly generující funkční bloky PWM generátoru a PID regulátoru v poli FPGA kontroléru.

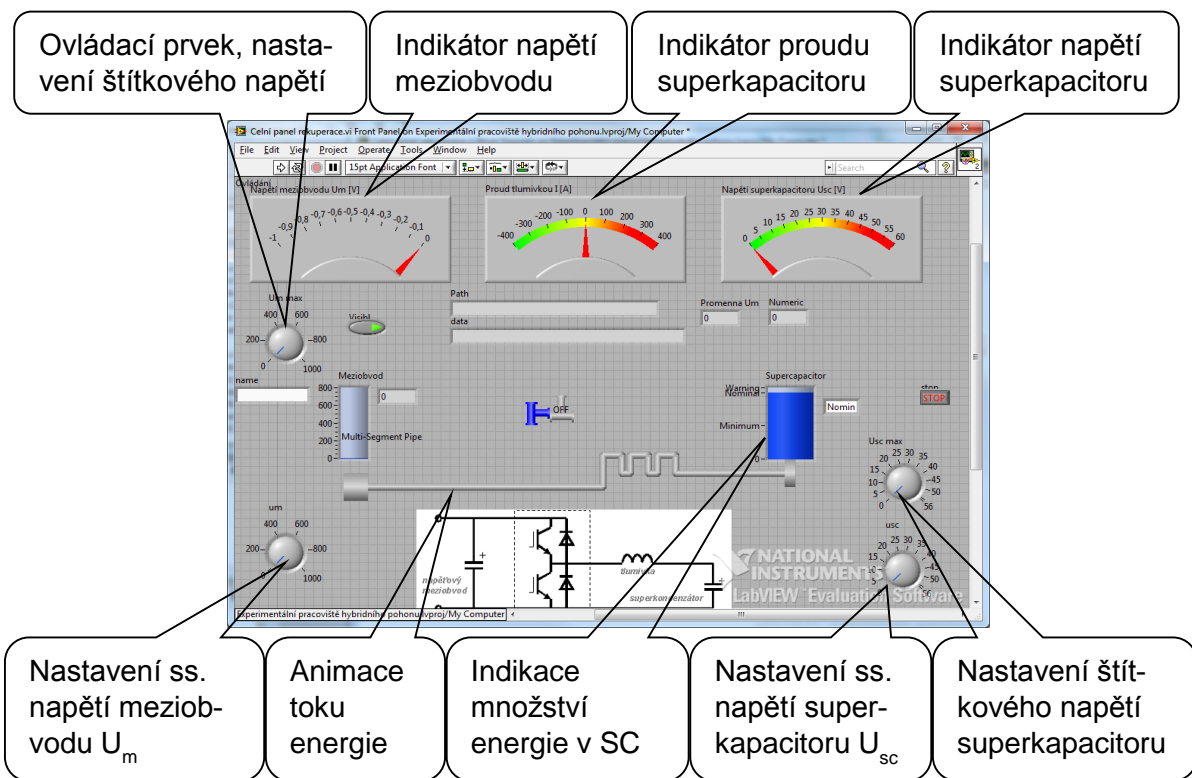
V real-time režimu spuštěné moduly v kontroléru jsou ovládány softwarovými moduly čelních panelů spuštěných v PC stanici.

Kromě toho jsou v real-time režimu v PC stanici spuštěny tzv. host moduly s algoritmy, které nemají interpretaci v poli FPGA.

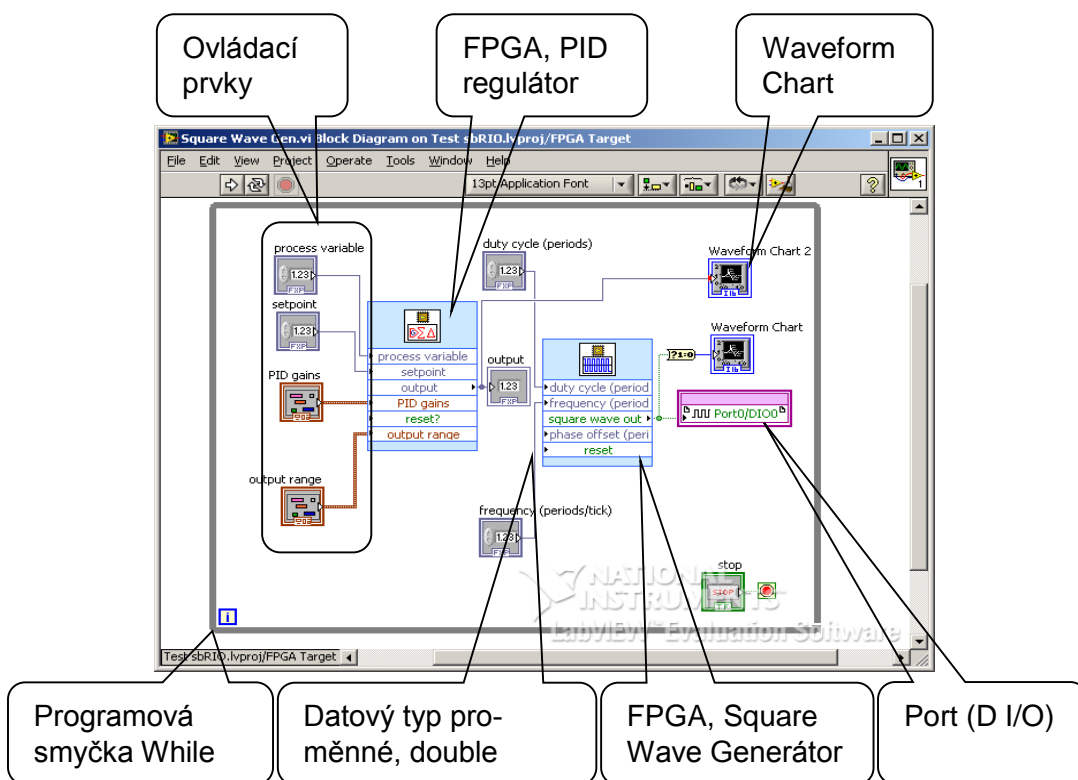
Komunikace mezi PC stanicí a kontrolérem probíhá pomocí globálních proměnných přes rozhraní Ethernet protokolem TCP/IP, to také umožňuje monitorování i řízení pomocí systémových proměnných i z jiných, vzdálených PC stanic.

9.7.3 Řízení hybridního pohonu

Zdrojový kód LV modulu řízení a ovládání rekuperačního měniče a hybridního pohonu je interpretován ovládacím panelem a blokovým schématem na následujících obrázcích.



Obr. 9-6 Čelní panel, ovládací hybridního pohonu



Obr. 9-7 Blokové schéma, zdrojový kód, část regulace rekuperačního měniče

Na Obr. 9-7 je blokové schéma části kódu řízení hybridního pohonu. Blokové schéma implementuje úplné schéma regulace hybridního pohonu, Obr. 8-2.

Konfigurace FPGA Square Wave Generatoru: Frequency 10 kHz, Output data type Boolean a FPGA clock rate 40 MHz.

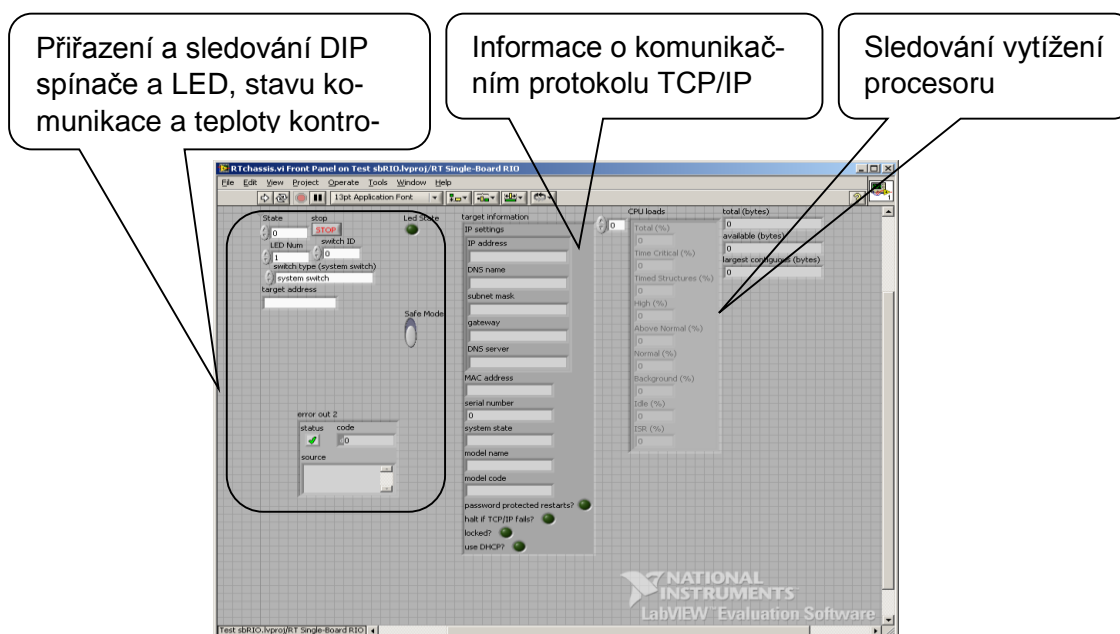
Konfigurace FPGA PID regulátoru implementuje závěry a parametry v kapitole 7.2 Syntéza regulátoru: Proportional gain $K_c = 0.5$, Integral time $T_i = 1.5$, Derivative time $T_d = 0.4$ a Sampling Time $T_s = 2$ s, závěr z kapitoly 5.7.

V další části blokového schématu jsou implementovány závěry z kapitoly 8.3 Syntéza regulačního procesu hybridního pohonu. Matematické operace jsou implementovány funkcemi Mean a Variance.

9.7.4 Podpůrné softwarové moduly

9.7.4.1 Řízení, nastavení a monitorování hardwaru kontroléru sbRIO

K řízení, nastavení a monitorování hardwaru sbRIO slouží real-time softwarový modul, jehož čelní panel je na následujícím obrázku.

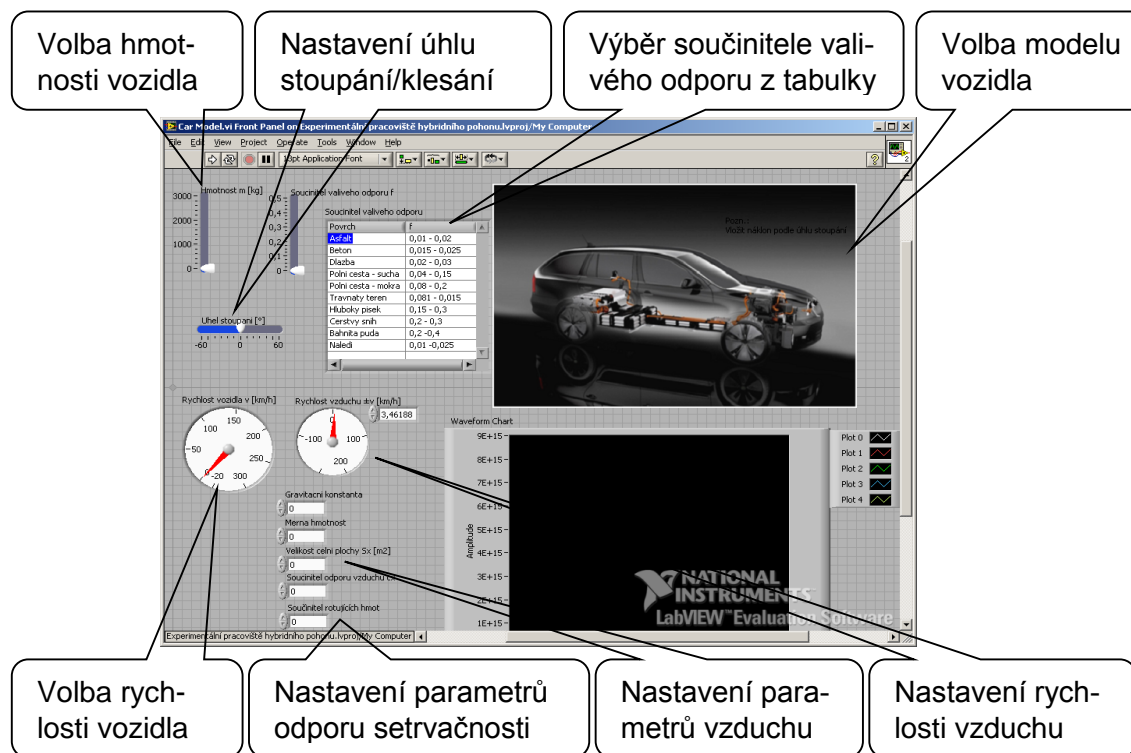


Obr. 9-8 Čelní panel řízení, nastavení a monitorování hardwaru kontroléru sbRIO

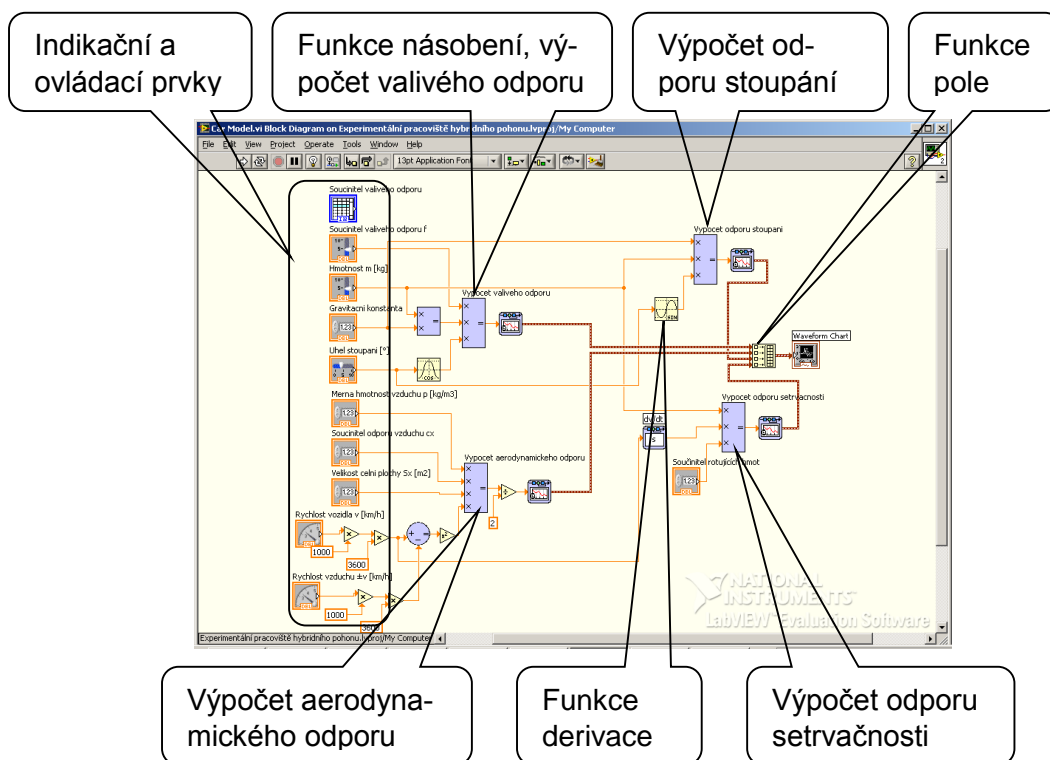
9.7.5 Simulace jízdních odporů

Softwarový modul byl vytvořen jako doplněk pro brzdny motor.

Blokové schéma simulace jízdních odporů na Obr. 9-10 implementuje rovnici jízdních odporů (4-2). Matematické operace jsou implementovány funkcemi, veličiny jsou implementovány regulačními prvky a konstanty je možné volit například z tabulky.



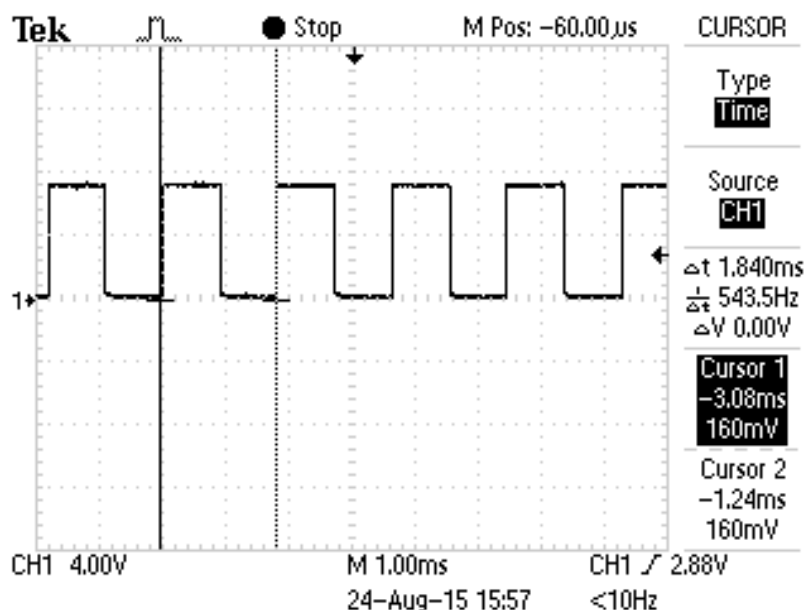
Obr. 9-9 Čelní panel simulace jízdních odporů



Obr. 9-10 Blokové schéma simulace jízdních odporů

10 Měření

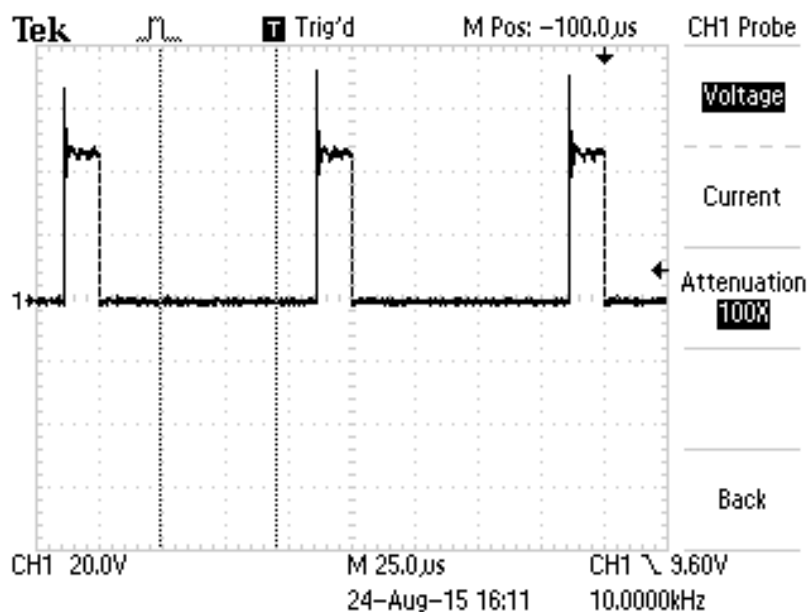
Průběh signálu otáček spalovacího motoru sejmутý v místě převodníku U/f, Obr. 8-2. Průběh odpovídá parametrům.



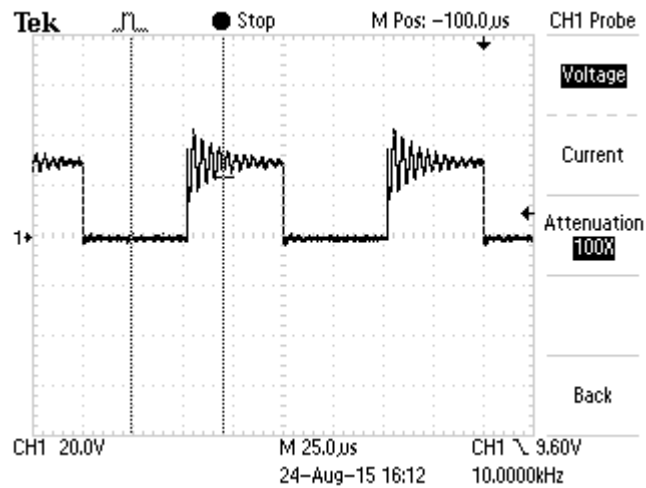
Obr. 10-1 Signál otáček spalovacího motoru převodníku U/f, $f = 543$ Hz

10.1 Napěťové průběhy na výkonovém spínacím modulu rekuperačního měniče

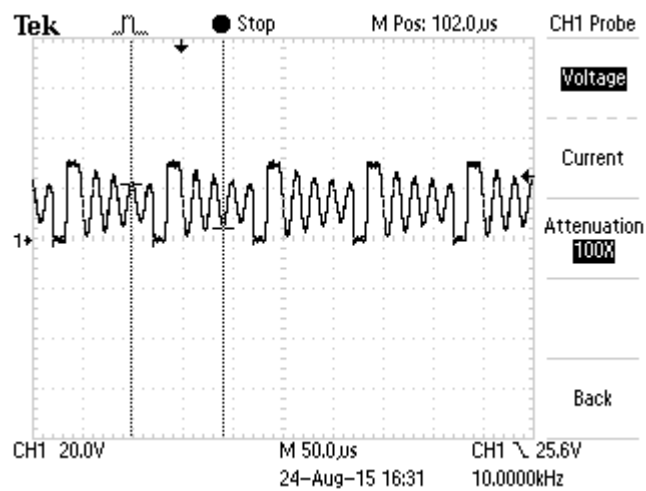
Napěťové průběhy jsou sejmутé ve středním uzlu tranzistorů, diod a tlumivky spínacího modulu rekuperačního měniče, Obr. 7-4. Průběhy odpovídají parametrům. PWM kmitočet je 10 kHz. V průbězích jsou viditelné harmonické tlumené kmity po vypnutí tranzistoru, detail viz kapitola B.3 a Obr. B-9. Výkonový modul nemá RCD odlehčovací obvod.



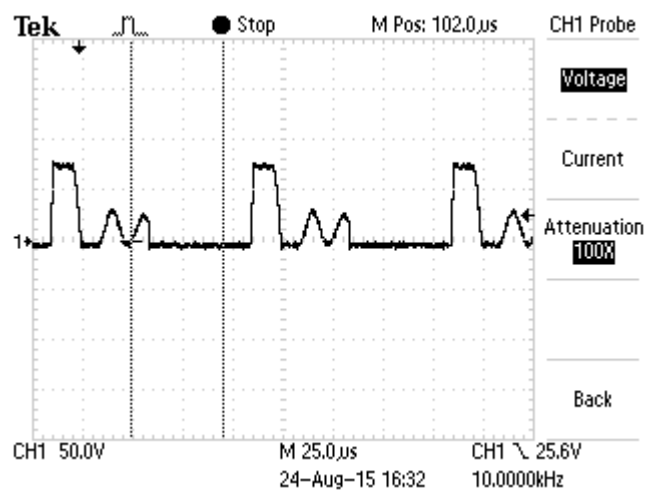
Obr. 10-2 Spínací impulzy tranzistoru V1, PWM 10 %



Obr. 10-3 Spínací impulzy tranzistoru V1, PWM 50 %



Obr. 10-4 Spínací impulzy tranzistoru V2, PWM 10 %



Obr. 10-5 Spínací impulzy tranzistoru V2, PWM 50 %

11 Zhodnocení práce

11.1 Přínosy práce

Nejprve byl proveden analytický popis rekuperačního obvodu, tj. linearizace obvodu s rozkladem na samostatné soustavy s dominantními signály. Z analýzy ve stejnosměrné soustavě byl vyhodnocen regulační bod – regulační proměnná.

Na analytické prokázání stability soustavy navazuje identifikace parametrů regulátoru a regulace.

Byl zjištěn vlastní kmitočet soustavy.

Byl vytvořen teoretický rámec pro metodu optimálního využití kapacity superkapacitoru v závislosti na jízdním režimu. Na základě funkce hustoty pravděpodobnosti náboje a funkce středí hodnoty resp. výběrového průměru.

Pro snížení ztrát na sériových odporech byl navržen induktor s feromagnetickým jádrem.

Pro odlehčení výkonového zatížení spínacích prvků, a také snížení EMI, byl navržen RCD odlehčovací obvod.

Pro snížení ztrát na náhradním sériovém odporu superkapacitoru bylo analyzováno paralelní řazení bloků superkapacitorů.

Byl realizován funkční řídicí systém, k tomu byly vytvořeny softwarové moduly implementující výsledky analytického řešení.

11.2 Naplnění cílů

Nepodařilo se z časově technických důvodů kvalitně odladit zpětnovazební regulaci rekuperačního měniče, a na to navazující regulaci spalovacího motoru. Proto nemohly být prakticky ověřeny závěry kapitoly 8.

11.3 Další vědecké zkoumání

Pokračují práce na software řídicího systému s cílem odstranit chyby ve zpětné vazbě FPGA PID regulátoru, způsobené chybnou funkcí LabVIEW Square Wave Generátoru ve smyčce while. Přesunutím kódu do smyčky Timed Loop ztrácí naopak některé funkce PID regulátor.

Některé funkce, např. Mean nebo Variance nemají v poli FPGA interpretaci, proto je nutné je spouštět v host modulech. Z pole FPGA do host modulů bude pravděpodobně přenesena i PID regulace.

11.4 Využití výsledků práce

Rekuperační měnič doplňuje a rozšiřuje základní funkce fyzikálního modelu hybridního pohonu. Tím vytváří prostor pro modelování jízdních režimů, modelování toku energie a zvyšování účinnosti přenosu energie i účinnosti rekuperačního měniče.

12 Závěr

Snaha autora byla každé tvrzení a myšlenku podpořit matematickou analýzou a výpočty.

Byla provedena poměrně rozsáhlá analýza rekuperačního obvodu a v každé kapitole byl učiněn závěr.

Byla vytvořena vlastní metoda vytížení superkapacitoru podpořena analýzou a výpočty založená v podstatě na plovoucích vzájemně vázaných a ovlivňujících se regulacích rekuperačního měniče a spalovacího motoru. Tím je možné bez externích technických prostředků realizovat autonomní řízení hybridního pohonu nezávislé na jízdních režimech.

Zvýšení účinnosti obvodu je možné dosáhnout snížením sériových odporů indukčnosti a superkapacitoru. Snížení celkových odporů 2x až 4x je možné dosáhnout pouze modifikací prvků.

Řídicí systém je jednodeskový kontrolér s poměrně rozsáhlými periferiemi, do kterého se podařilo implementovat řízení rekuperačního měniče i řízení hybridního pohonu.

Využití možností programového prostředí dovoluje modifikovat parametry softwarových modulů ovládání a řízení pro konkrétní součástky a experimenty.

A. Příloha

A.1. Induktor

Induktor v tomto kontextu není chápán jako ideální indukčnost, ale jako akumulární prvek, mající fyzikální parametry: indukčnost, cívku se sériovým odporem a cívkovým magnetickým indukčním tokem a magnetický obvod s magnetickou indukcí.

Cílem je pro zvýšení účinnosti obvodu rekuperačního měniče navrhnout induktor s feromagnetikem podle následujících kritérií: malé rozměry, nízká EMI a malý sériový odpor vinutí:

- Stanovený maximální proud induktorem je 100 A
- frekvence spínání je 10 kHz
- a je-li induktor v jednom ze spínacích režimů zapojen mezi meziobvod a zcela vybitý superkapacitor, pak maximální napěťový spád s rezervou je 700 V.

Nemění-li se prostorové uspořádání vodičů, závisí vlastní indukčnost pouze na materiálových vlastnostech prostředí, ve kterém se magnetické pole vytváří. Je-li prostředí magneticky lineární, tzn., že permeabilita je vzhledem k velikosti pole konstantní, je vlastní indukčnost rovněž konstantní. V případě, že je prostředí magneticky nelineární, jako jsou např. feromagnetika, mění se indukčnost s protékajícím proudem.

Proto je nutné, a také z důvodu minimalizace zrát v jádru, omezit se na lineární část hysteretní křivky feromagnetického materiálu. Tzn. nepřekročit maximální hodnotu sycení magnetické indukce B_s zvoleného materiálu.

Indukčnost je možné stanovit z několika definic.

Dynamická definice:

Rovnice pro indukované napětí z cívkového magnetického indukčního toku je

$$U = -N \frac{d\phi}{dt} \tag{A-1}$$

Obecně i pro pravouhlý průběh napětí (PWM) je možné psát

$$U = -N \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \tag{A-2}$$

Energetická definice

$$W = \frac{1}{2} LI^2 \tag{A-3}$$

Z toho L je

$$L = \frac{2 \cdot U \cdot t}{I} \tag{A-4}$$

Jak je zřejmé, při konstantním U a t bude indukčnost závislá na protékajícím proudem.

Z rovnice (A-3) je možné pro ilustraci spočítat, jaké budou hodnoty akumulční indukčnosti při přenosu minimální a maximální provozní hodnoty energie.

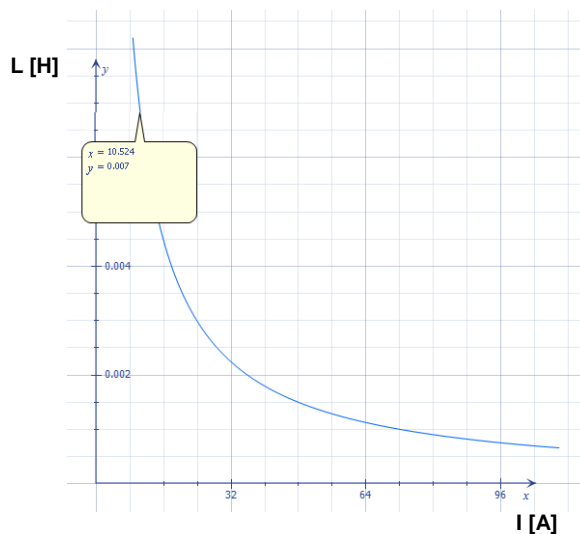
$$L = \frac{2 \cdot U \cdot t}{I} = \frac{2 \cdot 700 \cdot 0.5 \cdot 10^{-4}}{10} = 7 \cdot 10^{-3} \text{ H} \quad (\text{A-5})$$

$$L = \frac{2 \cdot U \cdot t}{I} = \frac{2 \cdot 700 \cdot 0.5 \cdot 10^{-4}}{100} = 7 \cdot 10^{-4} \text{ H} \quad (\text{A-6})$$

Pro vykreslení grafu v osách x, y kontinuálního průběhu závislosti akumulční indukčnosti na protékajícím proudu je třeba modifikovat rovnici (A-4) na vztah

$$y = \frac{2 \cdot 700 \cdot 0.5 \cdot 10^{-4}}{x} \quad (\text{A-7})$$

Na vodorovné ose x je vynesena proud, na svislé ose y je vynesena akumulční indukčnost.



Obr. A-1 Graf závislosti akumulční indukčnosti na protékajícím proudu

Je zřejmé, že nemá smysl hledat konkrétní hodnotu indukčnosti, ale je účelnější zajistit, aby nebyly překročeny konkrétní hodnoty fyzikálních parametrů reálného induktoru. Jsou tedy stanoveny maximální hodnoty rozhodujících parametrů induktoru tak, aby nedošlo k poškození obvodu při mezních stavech a aby byly nastaveny optimální provozní podmínky:

- maximální sycení magnetické indukce materiálu B_s ,
- maximální napěťový spád na induktoru $U_{max.}$,
- a maximální doba $t_{max.}$ přiložení tohoto napětí,
- maximální pracovní proud procházející induktorem $I_{max.}$
- a maximální stanovený rozkmit proudu ΔI
- a současně využity parametry zvolného materiálu PE90, jako je $B_s = 0.4 \text{ T}$,
- a nízké ztráty v materiálu $P_{cv} = 70 \text{ kW/m}^3$.

Z důvodu dosažení minimálního počtu závitů induktoru, tzn. minimálního sériového odporu vinutí, je zvolen magnetický obvod bez mezery. Proto je nutné dodržet podmínku, nepřekročit hodnotu 50 % činitele plnění PWM. Podmínka vyhovuje i energeticky, neboť z funkce obvodu rekuperačního měniče v režimu vybíjení superkapacitoru, tj. zvyšujícím, je zřejmé, že energie je přenášena do meziobvodu diodou až v druhé části periody spínání. A více než 50 % energie po dobu jedné periody není možné přenést. Také toto potvrzuje rozhodující omezující parametr pro výpočet indukčnosti – polovina periody spínání.

Z rovnice (A-2) vyplývá

$$U = \frac{N \cdot \Delta B \cdot S}{\Delta t} [V, -, T, m^2, s^{-1}] \quad (A-8)$$

$$N = \frac{U \cdot \Delta t}{B \cdot S} = \frac{700 \cdot 0.5 \cdot 10^{-4}}{0.4 \cdot 1.7 \cdot 10^{-3}} \cong 52 \text{ závitů} \quad (A-9)$$

Katalogové hodnoty [19] pro zvolený materiál a tvar jádra jsou:

Saturace magnetické indukce	$B_s = 0.4 \text{ T}$
Efektivní průřez	$A_e = 1702 \text{ mm}^2 = 1.7 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$

Z maximální možné délky cívky 70 mm je přibližně 5 závitů v jedné vrstvě pro zvolený tvar jádra a tvar plochého vodiče $2 \times 12 \text{ mm}$. Počet vrstev z počtu vypočítaných závitů je 11. Má-li jádro průměr 42 mm, pak délka středního závitu při tloušťce vodiče 2 mm je $62 \times \pi = 195 \text{ mm}$. Celková délka vodiče bude $195 \times 10 \times 5 + (2 \times 195) = 10.1 \text{ m}$.

Při měrném odporu mědi $\rho = 0.0169 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{m}^2/\text{m}$ je odpor vinutí

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} [\Omega, \Omega \cdot m^2/m, m, m^2] \quad (A-10)$$

$$R = 0.0169 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{10.1}{2 \cdot 12 \cdot 10^{-6}} = 0.00711 \Omega \quad (A-11)$$

Vypočítaný sériový odpor cívky induktoru je přibližně 2x menší než sériový odpor stávající tlumivky, 0.0154Ω . Vypočítaný sériový odpor cívky induktoru je také 3x až 4x menší než sériový odpor superkapacitoru, $R_{ESR} = 0.027 \Omega$.

Tzn., že redukce sériového odporu cívky induktoru přesouvá dominantní ztráty rekuperačního měniče na sériový odpor superkapacitoru. Tím nabývá na významu řešení paralelní kombinace superkapacitorů v příloze C.

Pro dobře chlazený induktor – malý počet závitů v relativně velkém objemu a při uvážení střední zátěže vinutí cívky, vyplývající z doby rekuperace závislé na kapacitě superkapacitoru, je možné stanovit proudovou hustotu 6–10 A/mm².

Při $J = 10 \text{ A/mm}^2$, je $I_{\max.} = 24 \times 10 = 240 \text{ A}$.

Vlastní indukčnost je

$$L = \mu_0 \mu_r N^2 \frac{S_e}{l_e} \quad (A-12)$$

$$L = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2200 \cdot 52^2 \frac{1.7 \cdot 10^{-3}}{0.214} = 0.0594 \text{ H}$$

(A-13)

Kde:

 μ_0 permeabilita vakua, $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$ μ_r relativní permeabilita materiálu

N počet závitů

 S_e efektivní průřez jádra l_e ekvivalentní délka cívkyZa relativní permeabilitu byla dosazena hodnota počáteční permeability μ_i .

A.1.1. Vodiče

Páskový vodič má rozměry $2 \times 12 \text{ mm}$. Vodič je vinut plochou stranou a z důvodu velké šířky vodiče vzniknou šikmo k ose cívky vinuté závitů tak, že cívka tvoří křížové vinutí.

A.1.2. Magnetický materiál

Materiál pro velká jádra a vysoký výkon PE90 [19] má nízké ztráty v jádře a vysokou hodnotu saturace magnetické indukce $B_s = 400 \text{ mT}$. Je určený pro nízkoztrátové indukčnosti a transformátory se spínacím kmitočtem nižším než 100 kHz .

Počáteční permeabilita je $\mu_i = 2200$.

A.1.3. Tvar jádra



Obr. A-2 Tvar jádra PM 111 x 100 mm [20]

PM 111 x 100, [20]

Efektivní průřez $A_e = 1702 \text{ mm}^2 = 1.7 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$

Ekvivalentní délka cívky $l_e = 214 \text{ mm}$

Rozměry $A = 111 \text{ mm}$, $B \times 2 = 100 \text{ mm}$

Hmotnost 2246 g

A.1.4. Ztráty v materiálu

- Katalogový objem zvoleného tvaru jádra PM je $V_e = 0.000364 \text{ m}^3$.
- Katalogové ztráty v materiálu při kmitočtu $f = 10 \text{ kHz}$, magnetické indukci $B = 0.1 \text{ T}$ a teplotě $80 \text{ }^\circ\text{C}$ jsou $P_{cv} = 70 \text{ kW/m}^3$, [20].
- Z toho vyplývá ztráta ve zvoleném tvaru PM: $P_z = P_{cv} \times V_e = 70 \times 0.000364 = 25.5 \text{ W}$.

A.1.5. Stávající tlumivka

Vzduchová tlumivka na Obr. A-3 nemá žádné magnetické stínění. Z projektované indukčnosti 1 mH vyplývají její velké rozměry a hmotnost, a z toho velký sériový odpor i odpor přívodů. Nejvýznamnější ztráty rekuperačního měniče jsou ztráty na sériovém odporu cívky induktoru – ztráty v mědi.

Aplikací spínání PWM na indukčnost vznikají při vypínání impulzy tlumených kmitů. Při tomto ději se dramaticky zvýší energie impulzního rušení, zvláště při velkých spínaných proudech, a vzhledem ke konduktivní vazbě se energie může snadno šířit i do ostatních obvodů jako EMI.



Obr. A-3 Vzduchová tlumivka 1 mH / 100 A, 35x35x11 cm, 33 kg

A.1.6. Parametry tlumivky

$(D\ 350 - d\ 190) / 2 \div 2\ \text{mm} = 30\ \text{z} \times 2\ \text{cívky} = 60\ \text{z}$

L_s délka středního závitů $3.14 \times 270 = 848\ \text{mm}$

S průřez vodiče $28 \times 2 = 56\ \text{mm}^2$

R odpor vodiče $0.0169 \cdot 10^{-6} \times 60 \times 0.848 / 56 \cdot 10^{-6} = 0.0154\ \Omega$

A.1.7. Porovnání parametrů stávající a navržené tlumivky

Parametr	Stávající	Návrh
Indukčnost	1 mH	1 mH
Jmenovitý proud	100 A	100 A
Rozměry	350 × 350 × 110 mm	111 × 100 mm
Hmotnost	33 kg	cca 3–4 kg
Délka vodiče vinutí	cca 51 m	cca 10 m
Odpor vodiče	0.0154 Ω	0.00711 Ω

A.2. Závěr

Návrh ověřil realizovatelnost tlumivky podle zadaných kritérií.

Navržená tlumivka má výrazně menší rozměry a hmotnost. Z toho vyplývající menší cívka má také menší ztráty na odporu mědi. Uzavřené feromagnetické jádro výrazně snižuje EMI

Výroba tlumivky nebyla realizována.

B. Příloha

B.1. RCD Odlehčovací obvod

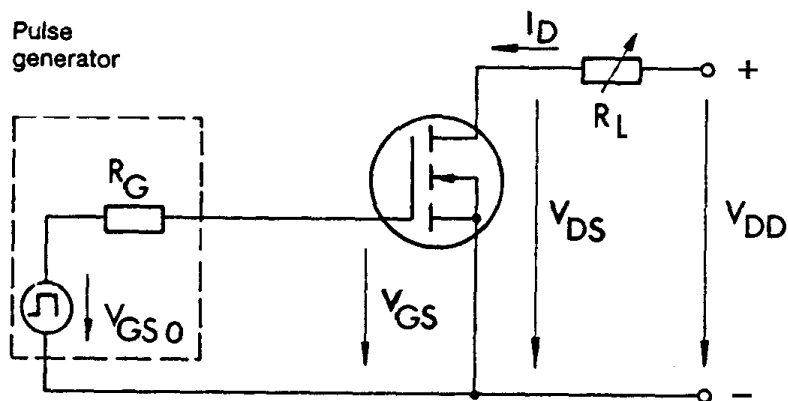
Cílem je navrhnout RCD odlehčovací obvod pro snížení výkonového zatížení spínacího prvku.

B.2. Analýza spínání prvku IGBT

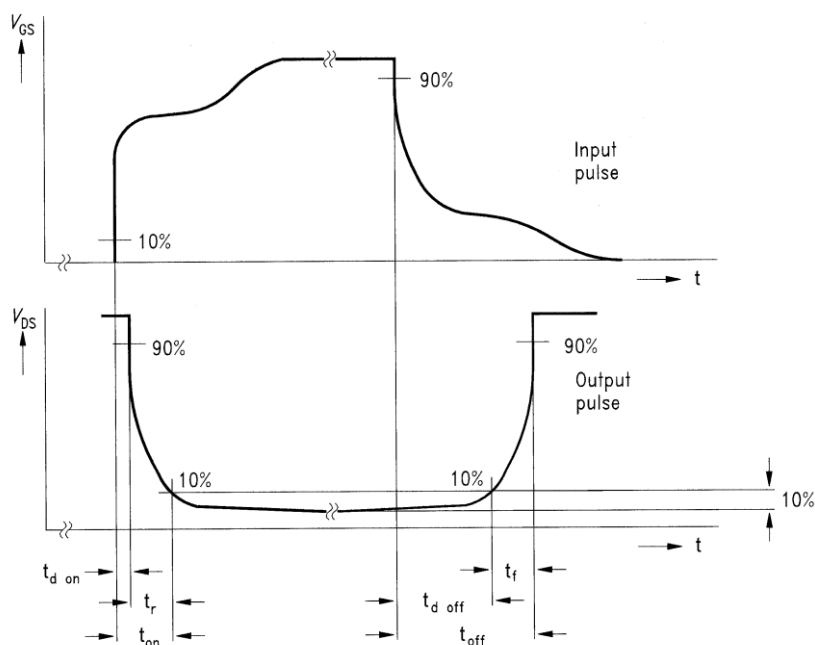
Spínací prvek je zapojen v měřicím obvodu na Obr. B-1, [21].

Spíná definovanou zátěž, v tomto případě odporovou.

Průběh spínacího impulsu má definované spínací časy na Obr. B-2.



Obr. B-1 Schéma měřicího obvodu [21]



Obr. B-2 Popis časů spínacího impulsu [21]

Kde:

$t_{d\ on}$

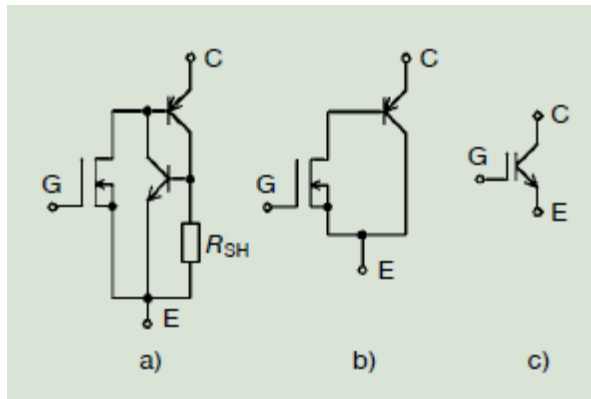
Turn-on delay time

t_r

Rise time

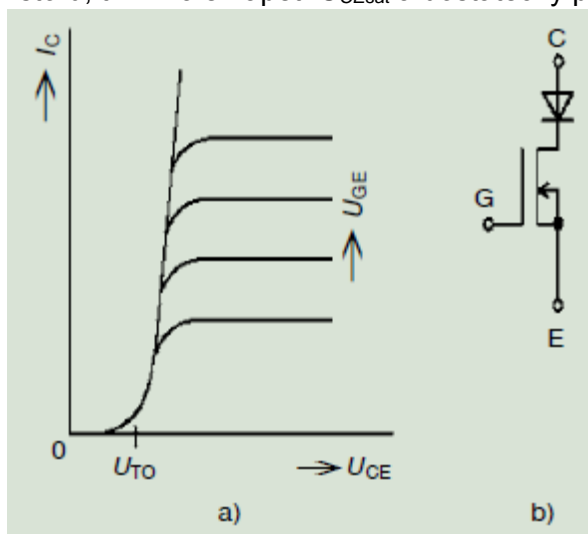
t_{on}	turn-on time
$t_{d\ off}$	Turn-off delay time
t_f	Fall time
t_{off}	turn-off time

B.2.1. Náhradní schéma IGBT



Obr. B-3 Náhradní schéma IGBT [22]

Součástka IGBT má na vstupu vlastnosti FET tranzistoru, tzn. s velmi plochým průběhem napětí U_{GE} vstupních voltampérových charakteristik a minimálním příkonem, a na výstupu s vlastnostmi bipolárního tranzistoru, tzn. malé napětí U_{CEsat} a dostatečný proud I_c .



Obr. B-4 Výstupní charakteristiky IGBT [22]

Analýzu spínání výkonového tranzistoru pracujícího v periodickém spínacím režimu je možné rozdělit do tří fází:

- Sepnutý stav
- Rozepnutý stav
- Přechodové stavy

B.2.2. Sepnutý stav

Je-li žádoucí, aby sepnutý tranzistor pracoval blízko meze nasycení, tj. s minimálním U_{CE} , je nutné přivést do báze proud minimálně o velikosti spínaného kolektorového proudu děleného

proudovým zesilovacím činitelem tranzistoru podle $I_C = \beta \cdot I_B$. Bázový proud i kolektorový proud nesmějí překročit maximální katalogové hodnoty I_{Bmax} a I_{Cmax} . Tato podmínka platí pro bipolární tranzistory.

Naopak u součástky IGBT je kolektorový proud řízen napětím U_{GE} podle vstupních voltampérových charakteristik. Spínací režim součástky se pohybuje v ploché oblasti charakteristik.

Střední ztrátová energie v sepnutém stavu je dána úbytkem napětí na sepnutém tranzistoru U_{CEsat} , protékajícím kolektorovým proudem I_C , dobou sepnutí t_Z a frekvencí spínání f , resp. periodou spínání T . Tyto ztráty není možné eliminovat, a aby se zamezilo tepelnému poškození součástky, je nutné je regulérně odvádět vhodně dimenzovaným chladičem.

$$W_Z = U_{CEsat} \cdot I_C \cdot t_Z \cdot f \quad (\text{B-1})$$

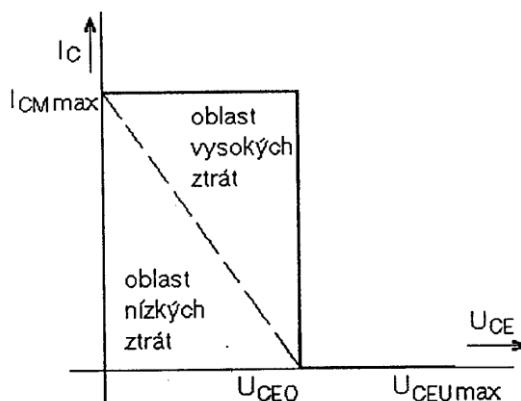
Př.:

Při proudu 400 A, při sepnutí po dobu poloviny periody spínání $t_Z = 0.05 \text{ ms}$ a katalogové hodnotě saturačního napětí $U_{CEsat} = 2.6 \text{ V}$ [16], je střední ztrátová energie

$$W_Z = 2.6 \cdot 400 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 10000 = 520 \text{ Ws} \quad (\text{B-2})$$

B.2.3. Rozepnutý stav

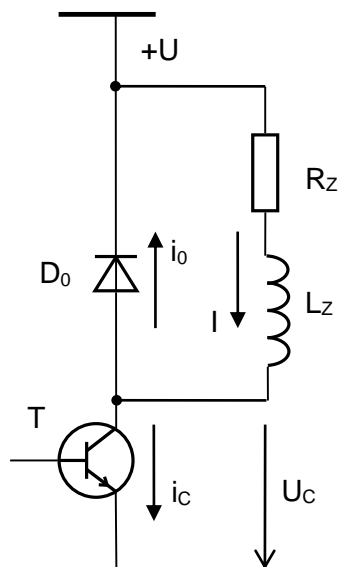
V tomto stavu je ztrátový výkon obvykle zanedbatelný, neboť při nulovém napětí U_{GE} pro IGBT a u bipolárních tranzistorů při nulovém bázovém proudu je podle vztahu $I_C = \beta \cdot I_B$ proud kolektoru nulový a napětí U_{CE} se zvyšuje až na napětí přiloženého zdroje. Tranzistor nesmí být namáhán vyšším napětím s rezervou, než je povolená katalogová hodnota U_{CEO} . Pro IGBT je napětí kolektor emitor, zkratovaný gate $U_{CES} = 1200 \text{ V}$ [16].



Obr. B-5 Dovolená pracovní oblast tranzistoru ve spínacím režimu

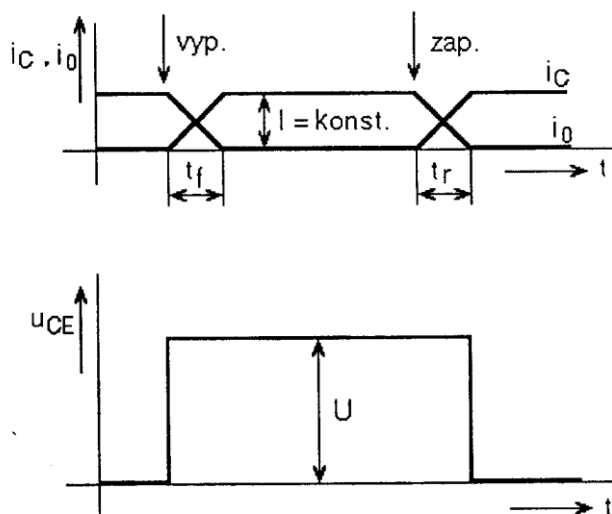
B.2.4. Přechodové stavy

Při rozboru spínání a vypínání tranzistorového spínače dochází v těchto časových úsecích, v důsledku spojitě časově nenulové změny spínaných veličin, ke spínacím ztrátám energie. Předpokládá-li se zátěž odporově induktivní s časovou konstantou mnohokrát větší než doby spínání/vypínání t_r/t_f spínače, $\tau = L/R \gg t_r, t_f$, pak je proud zátěží po tyto přechodové doby považován za konstantní $i = I$.



Obr. B-6 Obvod tranzistoru s odporově induktivní zátěží

Pro zjednodušení je možné předpokládat, že po celou dobu přechodového stavu, kolektorový proud tranzistoru i_C při spínání resp. vypínání lineárně stoupá, resp. klesá a napětí tranzistoru u_{CE} se rovná napětí zdroje U , jak je zobrazeno na Obr. B-7.



Obr. B-7 Přechodové stavy spínání tranzistoru

B.2.4.1. Ztráty při vypínání

$$W_f = \int_0^{t_f} U_{CE}(t) \cdot i_C(t) dt = \int_0^{t_f} U \cdot I \cdot \frac{t}{t_f} dt = \frac{1}{2} U \cdot I \cdot t_f$$

(B-3)

Při periodickém vypínání se ztráty projevují f -krát za sekundu. Střední ztrátová energie je tedy závislá na frekvenci spínání f , resp. periodě spínání T .

$$W_f = f \cdot \int_0^{t_f} u_{CE}(t) \cdot i_C(t) dt = f \cdot \int_0^{t_f} U \cdot I \cdot \frac{t}{t_f} dt = \frac{1}{2} U \cdot I \cdot t_f \cdot f = \frac{1}{2} U \cdot I \cdot \frac{t_f}{T}$$

(B-4)

Př.:

Při napětí 600 V, proudu 400 A, frekvenci spínání $f = 10$ kHz a katalogové hodnotě $t_f = 80$ ns [16], je střední ztrátová energie

$$W_f = \frac{1}{2} U \cdot I \cdot \frac{t_f}{T} = \frac{1}{2} \cdot 600 \cdot 400 \cdot \frac{80 \cdot 10^{-9}}{0.1 \cdot 10^{-3}} = 96 \text{ Ws} \quad (\text{B-5})$$

B.2.4.2. Ztráty při zapínání

$$W_r = \int_0^{t_r} U_{CE}(t) \cdot i_C(t) dt = \int_0^{t_r} U \cdot I \cdot \frac{t}{t_r} dt = \frac{1}{2} U \cdot I \cdot t_r \quad (\text{B-6})$$

Při periodickém spínání se ztráty projevují f -krát za sekundu. Střední ztrátová energie je tedy závislá na frekvenci spínání f , resp. periodě spínání T .

$$W_r = f \cdot \int_0^{t_r} u_{CE}(t) \cdot i_C(t) dt = f \cdot \int_0^{t_r} U \cdot I \cdot \frac{t}{t_r} dt = \frac{1}{2} U \cdot I \cdot t_r \cdot f = \frac{1}{2} U \cdot I \cdot \frac{t_r}{T} \quad (\text{B-7})$$

Př.:

Při napětí 600 V, proudu 400 A, frekvenci spínání $f = 10$ kHz a katalogové hodnotě $t_r = 100$ ns [16], je střední ztrátová energie

$$W_r = \frac{1}{2} U \cdot I \cdot \frac{t_r}{T} = \frac{1}{2} \cdot 600 \cdot 400 \cdot \frac{100 \cdot 10^{-9}}{0.1 \cdot 10^{-3}} = 120 \text{ Ws} \quad (\text{B-8})$$

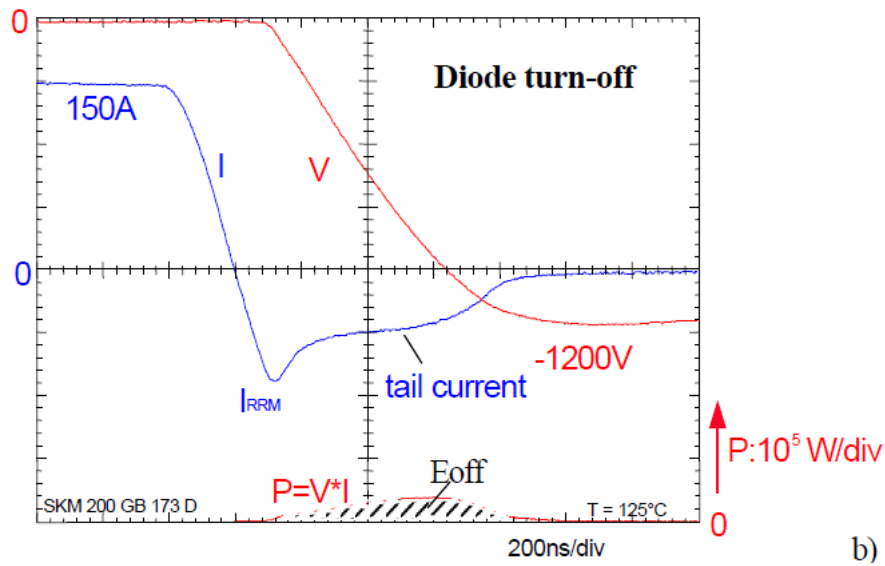
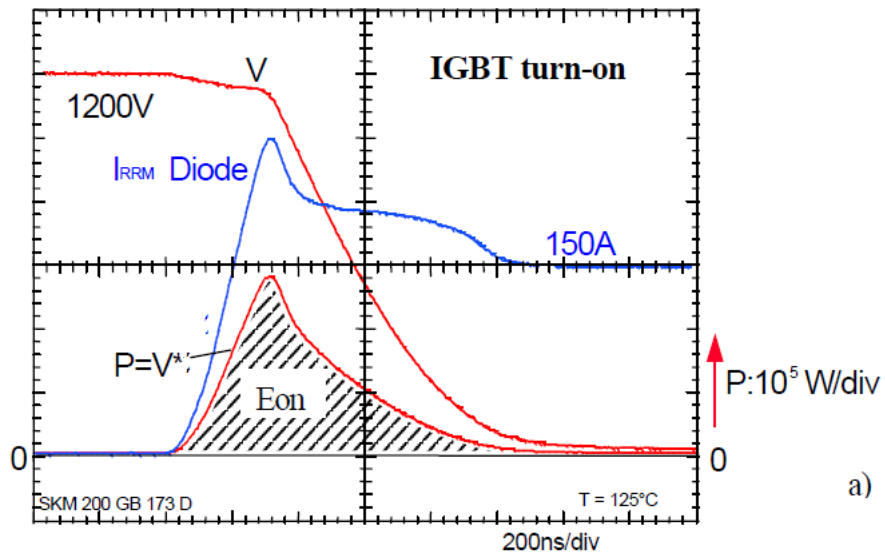
Celkové energetické ztráty na tranzistoru ve spínacím režimu jsou

$$W_C = W_Z + W_r + W_f \quad (\text{B-9})$$

Př.:

$$W_C = 520 + 96 + 120 = 736 \text{ Ws} \quad (\text{B-10})$$

Následující průběhy zobrazují ztrátovou energii a zotavovací charakteristiky reverzních diod při spínání a vypínání součástky.

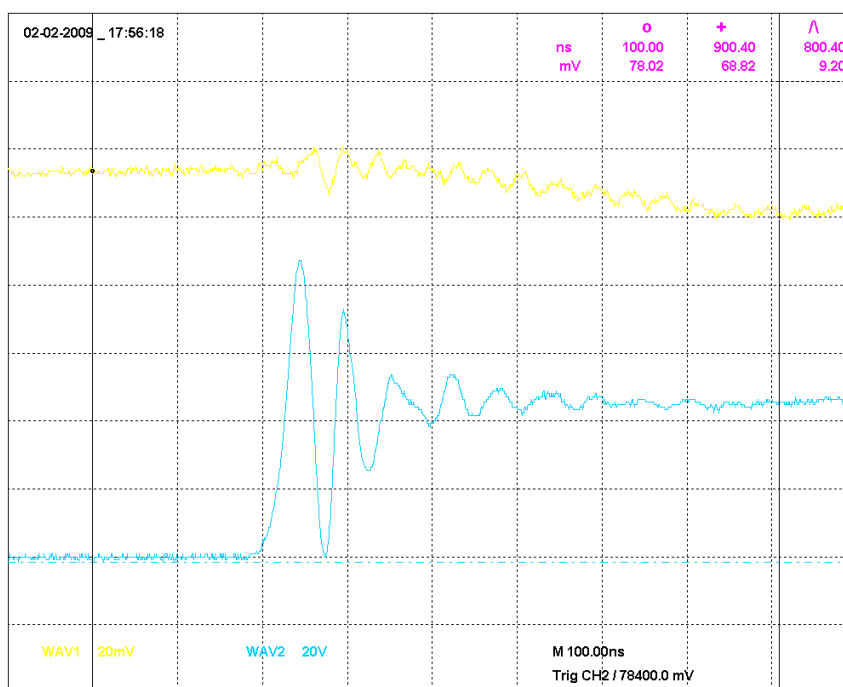


Obr. B-8 Zotavovací charakteristiky reverzních diod a ztrátová energie při spínání součástky [21]

B.3. Naměřené hodnoty

Při rozpojování indukivní zátěže spínačem IGBT Semikron SkiIP 942GB120 vznikají impulzy tlumených kmitů s kmitočtem 16.6 MHz a dvojnásobnou amplitudou napájecího napětí. Dvojnásobek napájecího napětí, z důvodu antiparalelně připojené diody integrované v součástce, nebývá překročen.

Obr. B-9 ukazuje vypínací impuls při napětí meziobvodu cca 85 V. (Měřicí diferenciální sonda má dělicí poměr 200:1 a dělič vertikálního zesilovače osciloskopu byl nastaven 100:1. Tzn., že zobrazený vertikální rozsah napětí 20 V na dílek je nutné násobit 2.)



Obr. B-9 Tlumené kmitu po vypnutí tranzistoru výkonového modulu

Skutečný průběh vypínacího napětí tranzistorů měniče jsou podle oscilogramu harmonické tlumené kmitu s amplitudou 87 V. Vzhledem k periodě kmitu 60 ns, nemohou být příčinou kmitů obvodu zátěže, tj. akumulární tlumivka a superkapacitor. Příčinou kmitů jsou obvody 2. řádu, ochranné obvody výrobce a parazitní indukčnosti a kapacity na svorkách spínače.

Pro kontrolu je možné přibližně vypočítat velikost kondenzátoru k pohlcení impulsu.

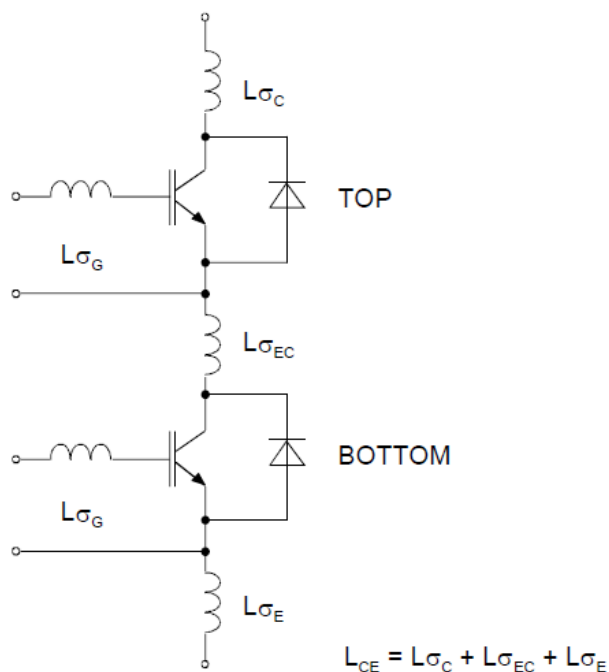
$$W_{imp.ind.} = U_{špič.} \cdot I_{rozp} \cdot t_{imp} = 180 \cdot 100 \cdot 60 \cdot 10^{-9} = 0.00108 W_s \quad (B-11)$$

$$W_C = \frac{1}{2} C \cdot U^2 \quad (B-12)$$

$$C = 2 \cdot \frac{W_C}{U^2} = 2 \cdot \frac{1.08 \cdot 10^{-3}}{180^2} = 66.66 \cdot 10^{-9} F \cong 68 - 100 nF \quad (B-13)$$

Tyto tlumené kmitu nelze externí součástkou odstranit, neboť jsou důsledkem existence vnitřních parazitních indukčností, které vznikají na nezbytných spojích mezi čipem a externími svorkami modulu, viz Obr. B-10.

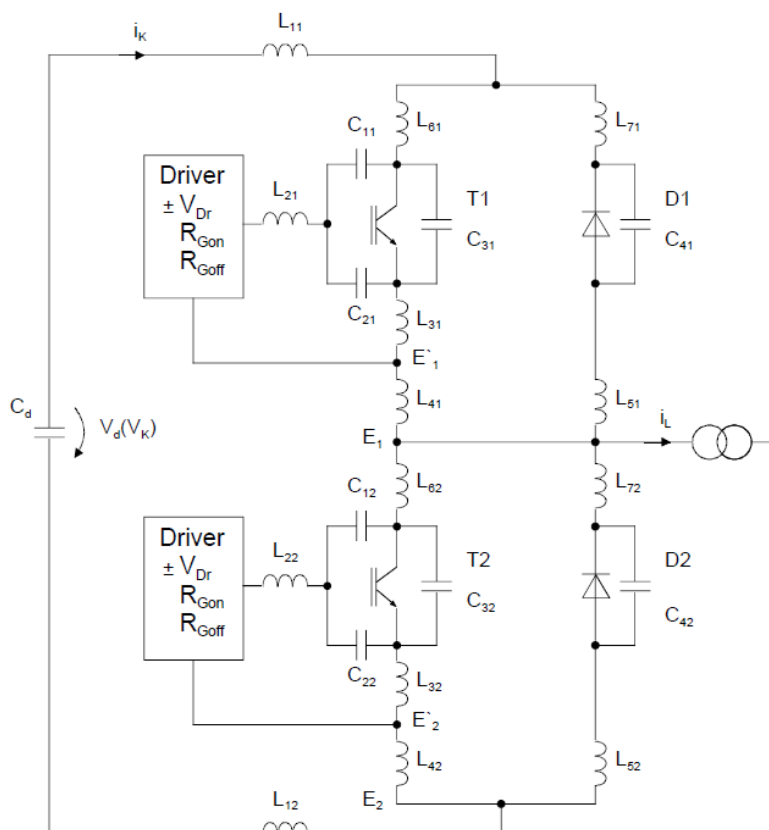
Indukčnost přívodů inverzních diod je možné zanedbat, neboť diody jsou integrovány přímo ve struktuře spínače.



Obr. B-10 Významné interní nízkoinдукtivní parazitní struktury [21]

- L_{σ_G} parazitní indukčnost gate
- L_{σ_C} parazitní indukčnost kolektoru
- $L_{\sigma_{EC}}$ parazitní indukčnost mezi emitorem a kolektorem
- L_{σ_E} parazitní indukčnost emitoru
- L_{CE} součet parazitních indukčností kolektoru a emitoru

Ostatní parazitní kapacity a indukčnosti vnitřní obvodové struktury, pro řešení externího odlehčovacího obvodu nevýznamné, jsou pro ilustraci na Obr. B-11.



Obr. B-11 Kapacity a indukčnosti vnitřní obvodové struktury [23]

Energie spínacích ztrát, vznikající při přechodových dějích spínání a vypínání, musí být nutně rozprostřena do připojených obvodů, a v těch se projevuje jako nežádoucí rušení. Z pohledu eliminace rušení je efektivnější minimalizovat šíření spínacích ztrát, než odstraňovat důsledky vlivu rušení pomocí odrušovacích prvků.

V některých aplikacích, např. jednorázové sepnutí, je nutné, aby spínací prvky spínaly v tzv. režimu hard switching i za cenu vzniku velkých spínacích ztrát.

Jestliže je však v aplikaci požadováno frekvenční spínání (např. PWM), nemůže být obvod provozován v zapojení hard switching, neboť spínací ztráty jsou v tomto režimu neúměrné.

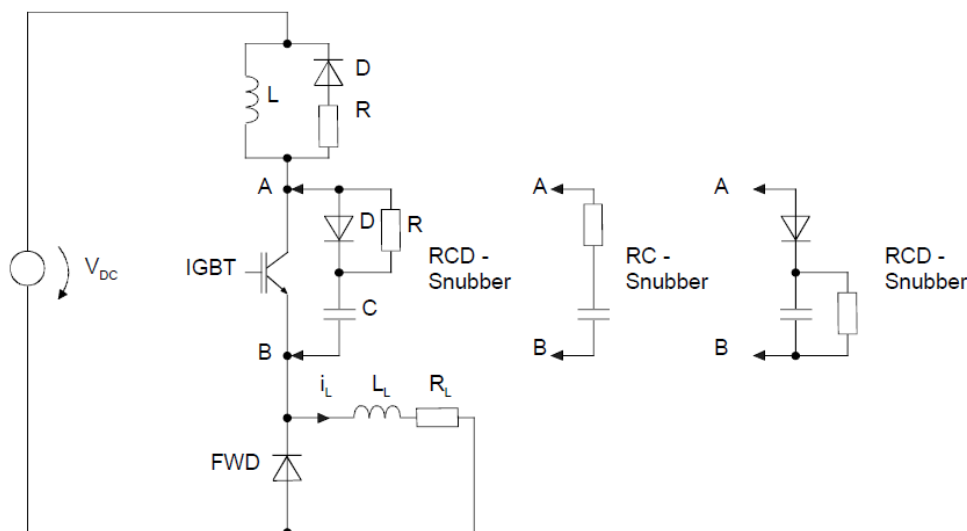
Existují dvě možnosti jak minimalizovat vliv spínacích ztrát v režimu periodického spínání: Přiložením odlehčovacího obvodu (sítě) ke spínacímu prvku bez úpravy jeho obvodu.

Nebo tzv. soft switching v modu ZVS (Zero Voltage Switching) nebo ZCS (Zero Current Switch).

B.4. Snížení výkonového zatížení spínacího prvku odlehčovacím obvodem

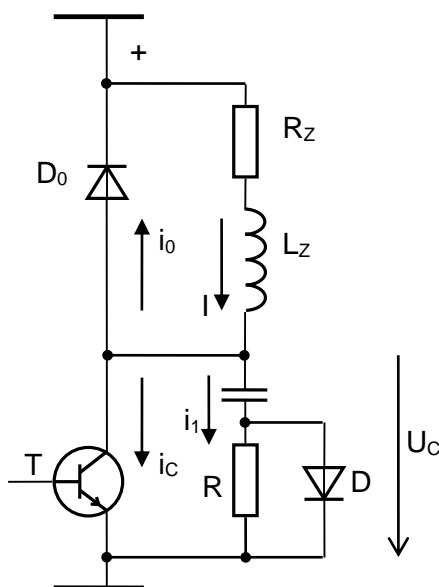
Jednou z možností jak snížit výkonové zatížení spínacího prvku a nežádoucí vyzařování energie, je v době spínání a vypínání přesunout energii do sériového nebo paralelního akumulárního prvku v externím odlehčovacím obvodu – odlehčit spínač pomocí RC, RCD nebo RLD obvodů, viz Obr. B-12.

Při spínání s odlehčovacím obvodem, se také časy t_r a t_f prodlouží. Proto není možné při výpočtu externího odlehčovacího prvku s katalogovými časy počítat.



Obr. B-12 Varianty externích odlehčovacích obvodů [23]

Akumulačním prvkem v odlehčovacím obvodu na Obr. B-13 je kondenzátor C v sérii s omezovacím rezistorem R a vybíjecí diodou D.



Obr. B-13 Obvod tranzistoru s odporově inductivní zátěží a s RCD odlehčovacím obvodem

Předpokládá-li se, že proud kolektoru tranzistoru i_c po dobu vypínání t_f lineárně klesá

$$I_C = I - I \cdot \frac{t}{t_f} \quad (\text{B-14})$$

a proud odporově inductivní zátěže s časovou konstantou $\tau \gg t_f$ je konstantní $i = I$, viz výše, pak při vypínání začíná v uzlu kolektoru tranzistoru protékat proud odlehčovacím obvodem a nabíjí kondenzátor proudem $i_1 = I - i_C$.

Jestliže se předpokládá, že proud kolektoru při vypínání lineárně klesá, pak nabíjecí proud kondenzátoru podle předchozí rovnice lineárně narůstá.

$$i_1 = I - i_C = I - \left(I - I \cdot \frac{t}{t_f} \right) = I \cdot \frac{t}{t_f} \quad (\text{B-15})$$

Při zanedbání úbytku napětí na diodě, která přemostňuje sériový rezistor, který by jinak měl vliv na časovou konstantu RC členu, je napětí na kondenzátoru rovno napětí na tranzistoru $u_C = u_{CE}$

$$u_{CE}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_1(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^t I \cdot \frac{t}{t_f} dt = \frac{I}{2C \cdot t_f} [t^2]_0^{t_f} = \frac{I}{2C \cdot t_f} [t_f^2 - 0] = \frac{I \cdot t_f}{2C} \quad (\text{B-16})$$

Protože však čas t_f je definován od 90 % do 10 % hodnoty proudu, při výpočtu kondenzátoru je nutné uvažovat hodnotu napětí na kondenzátoru v okamžiku zániku proudu tranzistorem. Je tedy nutné prodloužit uvažovaný čas t_f na $t_f' = 1.2 \cdot t_f$.

Katalogové hodnoty t_f jsou 80 ns [16], což koresponduje s naměřenými hodnotami na Obr. B-9, pak hodnota kondenzátoru je

$$C = \frac{I \cdot 1.2 t_f}{2U} = \frac{100 \cdot 1.2 \cdot 80 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 40} = 120 \cdot 10^{-9} \text{ F} \quad (\text{B-17})$$

Při dimenzování rezistoru R je nutné nalézt kompromis mezi dvěma protichůdnými požadavky, popsány např. také v [24]:

Kondenzátor musí být vybit během doby sepnutí tranzistoru t_p .

$$t_p \cong 4RC \quad (\text{B-18})$$

Při krátkých časech t_p je hodnota rezistoru malá. Rezistor však také omezuje hodnotu proudové špičky při vybíjení kondenzátoru v okamžiku sepnutí tranzistoru. Proud tranzistoru při sepnutí je tvořen součtem proudu zátěže I , zotavovacím proudem I_{RR} nulové diody D_0 a vybíjecím proudem kondenzátoru podle rovnice

$$i_p = -I_{pm} \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (\text{B-19})$$

Maximální hodnota proudu s uvážením vztahu (B-18) je dána vztahem

$$I_{pm} = \frac{U}{R} = 4 \frac{UC}{t_p}$$

(B-20)

Pak hodnota rezistoru R při spínacím kmitočtu 10 kHz a minimální šířce impulzu $T/2 : 10 = 5 \mu\text{s}$ je

$$R = \frac{t_p}{4C} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 120 \cdot 10^{-9}} \cong 10 \Omega \quad (\text{B-21})$$

Rezistorem o hodnotě 10 ohmů bude protékat při sepnutí tranzistoru vybíjecí proud $400 : 10 = 40 \text{ A}$

Rezistorem R prochází proud pouze při sepnutí tranzistoru, tj. po dobu $t_p = 5 \mu\text{s}$. V ostatním čase, tedy i po dobu t_r přebírá proud dioda. Energie se v kondenzátoru hromadí po dobu t_p a střední doba bude závislá na periodě spínání T .

Rezistor musí být tedy dimenzován na střední ztrátový výkon

$$P = \frac{W_c}{T} = \frac{1}{2} C \cdot U^2 \cdot \frac{1}{T} = \frac{1}{2} 120 \cdot 10^{-9} \cdot 400^2 \cdot \frac{1}{10^{-4}} = 96 \text{ W} \quad (\text{B-22})$$

B.5. Závěr

Analýza ukázala, že odlehčovacím obvodem je možné snížit výkonové zatížení spínacího prvku a tak redukovat nežádoucí vyzařování energie.

Výroba odlehčovacího obvodu nebyla realizována.

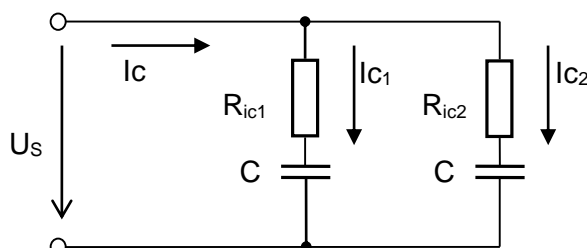
Firma Semikron originální odlehčovací obvod (snubber) pro výkonový spínač SkiiP 942BG120-317CTV již nedodává.

C. Příloha

C.1. Rozdělení superkapacitoru na dva paralelní bloky

Cílem je snížení ztrát na náhradním sériovém odporu R_i superkapacitoru nebo využití větší než poloviční kapacity superkapacitoru při přijatelné účinnosti. Předpoklad je, využít $\frac{3}{4}$ kapacity superkapacitoru.

Rozdělením superkapacitoru např. na dvě poloviny na Obr. C-1, se rozdělí i proud každým superkapacitorem na polovinu, a tím se také na polovinu sníží celkové ztráty na obou sériových náhradních odporech R_i . Tento výsledek je možné také očekávat z pravidla, že součet druhých mocnin polovičních proudů je polovina z druhé mocniny celkového proudu.



Obr. C-1 Paralelní kombinace superkapacitorů

$R_{i\ max.} = 0.027\ \Omega = R_{ESR}$ (Equivalent Series Resistance) je katalogová hodnota sériového náhradních odporu instalovaného superkapacitoru [25].

Jestliže $R_{iC1} = R_{iC2}$

$$R_{iC1||2} = \frac{R_{iC1} \cdot R_{iC2}}{R_{iC1} + R_{iC2}} = \frac{R_i}{2} \quad (C-1)$$

Příklad ilustruje snížení energetických ztrát snížením hodnoty sériového odporu při paralelním spojení superkapacitorů.

$$P = U \cdot I = R \cdot I^2 \quad (C-2)$$

$$P_{R_i} = R_i \cdot I^2 = R_{iC1} \cdot \frac{I^2}{2} + R_{iC2} \cdot \frac{I^2}{2} = \frac{1}{2} \cdot R_{iC1||C2} \cdot I^2 \quad (C-3)$$

Nebo při akceptování stejné hodnoty účinnosti přenosu energie jako při zapojení jediného, neděleného superkapacitoru, je možné rozšířit rozsah využitelné energie snížením dolní akceptovatelné hranice hodnoty napětí z $U_c/2$ na $U_c/4$.

Příklad numerického výpočtu pro proud superkapacitorem $I_c = 200\ A$

$$P_{R_i} = R_i \cdot I_c^2 = 0.027 \cdot 200^2 = 1080\ W \quad (C-4)$$

$$P_{R_{iC_1} || R_{iC_2}} = R_{iC_1} \cdot \frac{I_{C_1}^2}{2} + R_{iC_2} \cdot \frac{I_{C_2}^2}{2} = 0.027 \cdot 100^2 + 0.027 \cdot 100^2 = 540 \text{ W} \quad (\text{C-5})$$

Výkon při maximální hodnotě proudu 200 A tekoucí měničem a superkapacitorem je

$$P = U \cdot I = 56 \cdot 200 = 11.2 \text{ kW} \quad (\text{C-6})$$

Při čtvrtinové dolní hranici hodnoty napětí superkapacitoru (14 V) a zachování stejné hodnoty výkonu by byl proud

$$I = \frac{P}{U} = \frac{11200}{14} = 800 \text{ A} \quad (\text{C-7})$$

400 A je maximální proud každým superkapacitorem v paralelní dvojici.

Pozn.: Jak je z předchozího zřejmé, výsledky výpočtů jsou nezávislé na velikosti kapacity superkapacitoru!

C.2. Závěr

Tento návrh není možné se stávajícím blokem superkapacitoru realizovat, neboť blok je nedělitelný.

Možnost sériového řazení superkapacitorů přináší vyšší pracovní napětí, a při stejném výkonu vede k nižšímu proudu, a tedy k nižším ztrátám na sériovém náhradním odporu superkapacitoru R_{ESR} . Sériové uspořádání však kapacitu superkapacitorů snižuje a vyžaduje napěťové úpravy rekuperačního měniče.

Použité zdroje

1. Pavelka, Vladek. *Rekuperací systém se superkondenzátorem pro hybridní pohon*. Praha : ČVUT Fakulta elektrotechnická, 2006. str. 80, Doktorská disertace.
2. Zdeněk Čeřovský, Petr Hanuš, Zdeněk Halámka, Pavel Mindl, Vladek Pavelka. ČVUT FS. *Experimentální pracoviště hybridního pohonu*. [Online] [Citace: 1. 8. 2015.] <http://www3.fs.cvut.cz/web/fileadmin/documents/12241-BOZEK/publikace/2002/k314-elen.pdf>.
3. ČVUT FS. *Trakční charakteristiky střídavého elektromechanického přenosu výkonu s elektrickým děličem výkonu*. [Online] [Citace: 1. 8. 2015.] <http://www3.fs.cvut.cz/web/fileadmin/documents/12241-BOZEK/publikace/2002/k314-obden-cer.pdf>.
4. Mindl, Pavel. *Superkapacitor pro hybridní pohon vozidla*. [Online] [Citace: 1. 8. 2015.] http://www3.fs.cvut.cz/web/fileadmin/documents/12241-BOZEK/publikace/2003/Supcap5_Plzen.pdf.
5. XL 1. *Volkswagen*. [Online] [Citace: 1. 8. 2015.] <http://www.volkswagen.co.uk/about-us/futures/xl1>.
6. Marek Jež. *Škoda Octavia Green-E-Line*. [Online] 2012. [Citace: 25. 10 2012.] Prezentace. http://k616.fd.cvut.cz/vyuka/mgr/16PDP/prednasky/07c_Skoda_Octavia_Green_e_line_Jez_120418.pdf.
7. Volkswagen. Themen. *Volkswagenag.com*. [Online] [Citace: 25. 10 2012.] http://www.volkswagenag.com/content/vwcorp/info_center/de/themes/2012/02/MQB.html.
8. Mazda. Environmental Technology. *i-ELOOP*. [Online] [Citace: 1. 8. 2015.] <http://www2.mazda.com/en/technology/env/i-eloop/>.
9. Mindl, Pavel. *Superkapacitor pro hybridní pohon vozidla*. [Online] [Citace: 1. 8. 2015.] http://www3.fs.cvut.cz/web/fileadmin/documents/12241-BOZEK/publikace/2003/Supcap5_Plzen.pdf.
10. Čeřovský, Zdeněk. ČVUT FS. *Trakční charakteristiky střídavého elektromechanického přenosu výkonu s elektrickým děličem výkonu*. [Online] [Citace: 1. 8. 2015.] <http://www3.fs.cvut.cz/web/fileadmin/documents/12241-BOZEK/publikace/2002/k314-obden-cer.pdf>.
11. Kijonka, Jaromír a kolektiv. *Teorie obvodů I*. [WEB] Ostrava : VŠB - Technická univerzita Ostrava, 2007. <http://www.elearn.vsb.cz/archivcd/FEI/TO1/TOI.pdf>. ISBN 978-80-248-1488-9.
13. Pavelka, Jiří. *Elektrické pohony*. Praha : ČVUT, 2007. str. 222. ISBN 978-80-01-03588-7.
14. Milan Vacarda. *Electric Car – koncepty, projekty*. Mladá Boleslav : Škoda-Auto, 9 2012. Učební text.
15. Rogalewicz, Vladimír. *Pravděpodobnost a statistika pro inženýry*. Praha : ČVUT, 1998. str. 178. ISBN 80-01-01740-0.
16. National Instruments. NI. *sbRIO manuals*. [Online] [Citace: 1. 8. 2015.] www.ni.com/pdf/manuals/375052c.pdf.
17. SEMIKRON. IGBT Datasheet. *SKiiP 942 GB 120 – 317 CTV*. [Online] [Citace: 9. 11 2012.] <http://www.igbts.net/downloadattachment/402881c21a564730011a5754e4b5005f/skiip942gb120-317ctv.pdf>.
18. LEM. *LA 305-S datasheet*. [Online] [Citace: 3. 5 2015.] <http://www.lem.com/docs/products/la%20305-s.pdf>.

19. LEM. *LV 25-P datasheet*. [Online] [Citace: 3. 5 2015.]
http://www.lem.com/docs/products/lv_25-p.pdf.
20. TDK, Materials. Large Size Ferrite Cores for high Power. *TDK Epcos*. [Online] 2010.
http://www.tdk.co.jp/tefe02/e16_1.pdf.
21. TDK, Cores. Large Size Ferrite Cores for High Power. [Online] 2010.
http://www.tdk.co.jp/tefe02/e16_2.pdf.
22. SEMIKRON. *Application Manual Power Semiconductors*. [Online] [Citace: 9. 11 2012.]
http://www.semikron.com/skcompub/en/section1_Power_Semiconductors_Basic_Operating_Principles_section2_Basics.pdf.
23. Novák, Jaroslav. Moderní výkonové polovodičové prvky a jejich aplikační možnosti. *Elektro*. [Online] 2003. [Citace: 20. 10 2012.]
http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=25453.
24. SEMIKRON. *Application Notes for IGBT and MOSFET Modules*. [Online] [Citace: 9. 11 2012.]
http://www.semikron.com/skcompub/en/section5_Application_Notes_for_IGBT_and_MOSFET_Modules.pdf.
25. Mindl, Pavel a Novotný, Vladimír. *Měření a zkoušení elektrických přístrojů*. Praha : ČVUT, 1998. str. 85. ISBM 8001018423.
26. Epcos. UltraCap Double Layer Capacitors. *UltraCap 100 F /56 V, B48710*. [Online]
<http://www.angliac.com/epcos/literature/EPC690037600.pdf>.
27. ČSN ISO 7144 (010161). Západočeská univerzita, knihovna. *Dokumentace – Formální úprava disertací a podobných dokumentů*. místo neznámé : ČNI.
28. ČSN 016910. *Úprava písemností zpracovaných textovými editory*. Praha : ČNI, 2007.
29. ČSN ISO 2145. *Dokumentace. Číslování oddílů a pododdílů psaných dokumentů*. Praha : ČNI, 1997.
30. ČSN ISO 690 (010197). *Informace a dokumentace – Pravidla pro bibliografické odkazy a citace informačních zdrojů*. Praha : ČNI, 2011.
31. ČSN EN 61082. *Zhotovování dokumentů používaných v elektrotechnice*. Praha : ČNI, 2007.
32. ČSN EN 60617. *Grafické značky pro schémata*. 1998. nahrazeno www.iec.ch.
33. ČSN ISO 3511. *Měření, řízení a přístrojové vybavení technologických procesů – Schematické zobrazování*. Praha : ČNI, 2005.
34. ČSN 013180. (013180) *Technické výkresy. Kreslení diagramů*. Praha : ČNI, 01 1983.
35. Halámka, Zdeněk. *Strategie řízení pulzních usměrňovačů napětí proměnného kmitočtu*. Ostrava : ČVUT, 2007. Disertační práce.
36. Haubert, Tomáš. *Optional Control Strategy of Hybrid Electric Vehicle*. Praha : ČVUT, 2012. Odborná studie.
37. Instruments, National. *LabVIEW, PID and Fuzzy Logic Toolkit User Manual*. [CD] : NI, 2009.
38. *WORKSHOP 2011*. Mašek, Petr, Jukl, Tomáš a Vacarda, Milan. Praha : Czech Technical University in Prague, 2011. Development and Modernization of Power Converters for Experimental Workplace.
39. Milan, Vacarda. Detekce jasových změn v obrazu pomocí lokálních spektrálních hustot energie. *Automatizace*. 12, 2007. s. 772-775.
40. —. *Analýza osciloskopických záznamů vozidlových systémů*. Mladá Boleslav : ŠKODA AUTO a.s., 2011. Učební text.
41. Vacarda, Milan. *Sběrnice ve vozidlech – CAN, LIN, MOST, FlexRay*. Mladá Boleslav : ŠKODA AUTO a.s., 9 2012. Učební text.

42. Kijonka, Jaromír a kolektiv. *Teorie obvodů II.* [WEB] Ostrava : VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2007.
http://www.elearn.vsb.cz/archivcd/FEI/TO2/Teorie%20obvodu%20II_text.pdf. ISBN 978-80-248-1489-6.
43. Milan, Vacarda. *Alternativní paliva – LPG, CNG, E85.* Mladá Boleslav : ŠKODA AUTO a.s., 2012. Učební text.
44. Vacarda, Milan. *Electric Car – koncepty, projekty.* Mladá Boleslav : ŠKODA AUTO a.s., 2012. Učební text.
45. —. *Sběrnice ve vozidlech – CAN, LIN, MOST, FlexRay.* Mladá Boleslav : ŠKODA AUTO a.s., 2011. Učební text.
46. Tůma, Jiří. *Složité systémy řízení, 1. Díl: Regulace soustav s náhodnými poruchami.* Ostrava : VŠB-TUO, 1997. str. 151. ISBN 80-7978-534-9.
47. On line kalkulačtor, Normální rozdělení pravděpodobnosti. *Elektro energetika.* [Online] <http://www.elektro-energetika.cz/calculations/no.php>.
48. Vacarda, Milan. *Impulzně regulovaný zdroj s převodním transformátorem. 259179 ČSSR, 15. 2 1988.* Vynález.

Rejstřík

E	
e – error, regulační odchylka	36
ED – Electric drive	18
EMI – Electromagnetic Interference ..	65, 69, 70
F	
FET – Field Effect Transistor	72
FPGA – Field-Programmable Gate Array	41, 57
H	
HEV – Hybrid Electric Vehicles	18
HUS – Harmonicky ustálená soustava ...	22, 24, 30, 33
I	
ICE – Internal Combustion Engine	18
IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor	72, 73, 77
L	
LabVIEW – Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench	57
LTI – Linear Time-Invariant System	22
LTIL – Linear Time-Invariant Lumped System	22
M	
MAC – Multiply Accumulate	30
N	
NDS – Nelineární dynamický systém	21
P	
PID – Proportional-Integral-Derivate Controller	36, 41, 57
PV – Process Variable, regulovaná veličina..	36
PWM – Pulse Width Modulation .	15, 25, 41, 57, 65, 67, 69, 79
R	
R_{ESR} – Equivalent Series Resistance	83
S	
sbRIO – Single-Board Reconfigurable Input Output	57
SOE – State of Energy	1, 18, 34
SP – set point, žádaná hodnota	36
T	
T – Perioda spínání PWM	16, 25
TCP/IP – Transmission Control Protocol / Internet Protocol	57
T_d – Derivate Time, derivační časová konstanta	37
t_f – Fall time	25
T_i – Integral Time, integrační časová konstanta	36
T_k – perioda tlumeného kmitu	24, 38
T_o – perioda vlastních kmitů soustavy	24
T_P – doba regulace, pochodu	38
T_{PWM} – perioda PWM	24
T_r – reakční doba regulátoru	24
t_r – Rise time	25
T_s – Sampling Time, PID LabVIEW	59
t_v – Doba vypnutí PWM	16, 25
t_z – Doba zapnutí PWM	16, 25
V	
VI – Virtual Instrument	57
Z	
ZCS – Zero Current Switch	79
ZVS – Zero Voltage Switching	79

