FAKULTA **ELEKTROTECHNICKÁ**

ZÁPADOČESKÉ UNIVERZITY **V PLZNI**

2011

Pracoviště:

Katedra elektroniky

elektromechaniky a výkonové

Výzkumná zpráva č.: 22190 - 40 - 2011

NÁVRH ČTYŘÚROVŇOVÉHO MĚNIČE S PLOVOUCÍMI KONDENZÁTORY

Druh úkolu:	Vědecko-výzkumný
Řešitelé:	Ing. Vojtěch Král,
	Ing. Jan Molnár, Ph.D,
	Ing. Martin Zeman,
	Doc. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D
Vedoucí úkolu:	Doc. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D
Počet stran:	37
Datum vydání:	Květen 2011
Revize:	1

Tato práce vznikla s podporou projektu TA01010863.

Anotace

Tato výzkumná zpráva se zabývá návrhem laboratorního prototypu 4úrovňového měniče s plovoucími kondenzátory o jmenovitém výkonu 30kVA. Zpráva ve svém úvodu obsahuje teoretický rozbor fungování měniče, dále se zabývá návrhem výkonových polovodičových prvků, chladiče modulů, kondenzátorů měniče a problémem přednabíjení plovoucích kondenzátorů. Závěr je věnován designu plošných spojů silové části měniče, vizualizaci budoucího stavu a výsledkům získaných experimentálním měřením na prototypu.

Seznam symbolů a zkratek

4L-FLCČtyřúrovňový měnič s plovoucími kondenzátoryDPSDeska plošného spoje

Obsah

1 TEORETICKÝ ROZBOR MĚNIČE	
2 NÁVRH 4L-FLC MĚNIČE	
2.1 Volba výkonových prvků	
2.2 Výpočet ztrátového výkonu prvků	9
2.3 Volba chladiče a teplotní simulace	
2.4 Návrh kondenzátorů měniče	
2.5 Přednabíjení plovoucích kondenzátorů měniče	
2.6 Návrh desek plošných spojů	
2.6.1 Izolační vzdálenost mezi vodiči plošného spoje	
2.6.2 Proudová zatížitelnost DSP	
2.6.3 Návrh motivů plošných spojů	
2.7 Technická dokumentace	
3 ZÁVĚR	

1 Teoretický rozbor měniče

Schéma zapojení čtyřúrovňového střídače s plovoucími kondenzátory (4L-FLC), napájejícího trojfázový motor, je uvedeno na obrázku 1.1. Čtyři napěťové úrovně na výstupu měniče, jsou dosaženy pomocí dvou plovoucích kondenzátorů v každé větvi měniče s označením C1 a C2. Z obrázku je patrné rozložení napětí na plovoucích kondenzátorech rovné 2/3Ud u C1, resp. 1/3Ud u C2. Pro správnou funkci měniče musí být tato napětí udržována. Udržování správných napěťových hladin na C1 a C2 je nazýváno jako tzv. balancování kondenzátorů.



Obr. 1.1 Schéma zapojení trojfázového 4L-FLC

Větev měniče, tvoří šest tranzistorů se zpětnými diodami s označením Sa1 až Sb3 a k nim připojené plovoucí kondenzátory.



Obr. 1.2 Větev střídače s označením jednotlivých prvků a fázového napětí střídače.

Při konstrukci měniče je tak možné využít tranzistory s menší napěťovou zatížitelností, jenž mají lepší dynamické vlastnosti. Napájecí zdroj U_d je na výše uvedeném obrázku nahrazen dvojicí sériově spojených kondenzátorů reprezentujících napěťový meziobvod měniče.

Možné kombinace sepnutí jedné fáze uvedeného střídače jsou uvedeny v tabulce 1. Jednotlivé označení prvků a velikost fázového napětí střídače – u_{10} odpovídá označení na Obr. 1.2.

Kombinace	Sa1	Sa2	Sa3	Sb3	Sb2	Sb1	u10
1	1	1	1	0	0	0	U _d /2
2	0	1	1	0	0	1	U _d /6
3	1	0	1	0	1	0	U _d /6
4	1	1	0	1	0	0	U _d /6
5	0	0	1	0	1	1	-U _d /6
6	0	1	0	1	0	1	-U _d /6
7	1	0	0	1	1	0	-U _d /6
8	0	0	0	1	1	1	-U _d /2

Tab. 1. Kombinace sepnutí jedné fáze čtyřúrovňového měniče

Z tabulky jsou patrné čtyři napěťové úrovně na výstupu měniče a také komplementární dvojice tranzistorů. Je-li například sepnut tranzistor Sa1, nesmí být sepnut Sb1 [1]. V opačném případě by došlo k nežádoucímu zkratu kondenzátorů. Graficky jsou spínací kombinace uvedeny na obrázku 1.3.

Základní způsob řízení měniče je odvozen z tabulky spínacích kombinací, znalosti komplementárních dvojic a z předpokladu přirozeného balancování plovoucích kondenzátorů. Každá komplementární dvojice tranzistorů má svou nosnou symetrickou pilu, přičemž řídící napětí je společné pro všechny pily. Jednotlivé pily jsou navzájem posunuty o 120°. Uvedený typ modulace je označován jako PS-PWM (Obr. 1.4).



Obr. 1.3 Grafické vyjádření spínacích kombinací 4L-FLC



Obr. 1.4 Princip generování spínacích impulzů u PS-PWM modulace

Na obrázku 1.5 je uveden nasimulovaný průběh fázového napětí střídače, z něhož jsou patrné čtyři napěťové hladiny.



Obr. 1.5 Fázové napětí střídače (U_d=700V)

2 Návrh 4L-FLC měniče

Vstupní data pro návrh měniče s plovoucími kondenzátory:

•	Napájecí napětí U _d :	700V
•	Výkon měniče	30kVA
•	Počet úrovní	4
•	Použité výkonové prvky	IGBT
•	Spínací frekvence IGBT	1kHz

2.1 Volba výkonových prvků

Ze vstupních dat a ze simulace měniče (Obr. 2.1), byla nejprve odvozena maximální hodnota proudu tekoucího jednou fází měniče při uvedeném jmenovitém výkonu. Hodnota typového proudu vybíraného tranzistoru musí být vyšší než 40A. Další důležitý údaj při volbě výkonového prvku je napětí, kterým je tranzistor namáhán v okamžiku, kdy není otevřen. Jak již bylo zmíněno v úvodní kapitole napětí na vypnutém tranzistoru 4L-FLC měniče je rovno 1/3U_d, v uvedeném případě 233,3V. Při návrhu je však nutné respektovat i komutační přepětí vzniklé vlivem parazitních indukčností. S ohledem na tyto předpoklady byl vybrán modul firmy Semikron SKM50GB12T4 jehož parametry jsou uvedeny v následující tabulce. Modul obsahuje dva tranzistory IGBT se zpětnými diodami.

Tranzistor								
U _{ces} [V]	I _c [A]	Tj _{max} [°C]	U _{ce} [V]	U _{t0} [V]	r _{ce} [mΩ]	U _{ges} [V]	E _{on} [mJ]	E _{off} [mJ]
1200	50	175	2,2	0,8	32	±20	5,5	4,5
Zpětná dioda								
U _{rr} [V]	I _f [A]	Tj _{max} [°C]	U _f [V]	U _{f0} [V]	r _{ce} [mΩ] E _{rr} [mJ]		[mJ]	
1200	50	175	2,18	0,9	25,6		3	,8

Tab. 2. Vybrané parametry modulu SKM50GB12T4



Obr. 2.1 Model 4L-FLC měniče v simulačním programu PLECS

2.2 Výpočet ztrátového výkonu prvků

Cílem této kapitoly je stanovení zrát IGBT tranzistoru a jeho zpětné diody. Při výpočtu středního ztrátového výkonu P_{fw(AV)} u propustných ztrát, se vychází ze vztahu [2]:

$$P_{fw} = U_{TO}I_{V(AV)} + r_{ce}I_{Vef}^2$$
(1)

Kde $I_{V(AV)}$ je střední a I_{Vef} efektivní hodnota průběhu proudu tranzistorem resp. diodou. Tyto hodnoty jsou získány ze simulace měniče kde je možné uvedený proud měřit [3] a pomocí bloků programu Simulink *MEAN* a *RMS* (knihovna SimPower) získat střední a efektivní hodnotu proudu protékajícího prvkem. Pro jmenovitý výkon získáváme pro tranzistor hodnoty: $I_{V(AV)}$ = 15,44A, I_{Vef} = 26,15A a pro zpětnou diodu $I_{V(AV)}$ = 1,95A, I_{Vef} = 7,5A. Po dosazení uvedených hodnot a hodnot z tabulky 2 do vztahu (1) dostáváme hodnotu propustných ztrát:

$$P_{fwT} = 0.8 \cdot 15.44 + 32 \cdot 10^{-3} \cdot 26.15^{2} = 34.3W$$
$$P_{fwD} = 1.1 \cdot 1.95 + 25.6 \cdot 10^{-3} \cdot 7.5^{2} = 3.58W$$
$$P_{fwTOT} = P_{fwT} + P_{fwD} = 34.3 + 3.58 = 37.88W$$

Střední hodnota spínacích ztrát je odvozena od ztrátové energie, která je uvedena v dokumentaci modulu pro určité napětí U_{cc} = 600V a proud I_c = 50A. Velikost spínacích ztrát se určí podle vztahu:

$$P_{sw} = E \cdot \frac{U_{Vef}}{U_{CC}} \cdot \frac{I_{Vef}}{I_{C}} \cdot f$$

$$P_{swTon} = 5.5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{233,3}{600} \cdot \frac{26,15}{50} \cdot 1000 = 1,12W$$

$$P_{swToff} = 4.5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{233,3}{600} \cdot \frac{26,15}{50} \cdot 1000 = 0,92W$$

$$P_{swD} = 3.8 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{233,3}{600} \cdot \frac{7,5}{50} \cdot 1000 = 0,22W$$

$$P_{swToT} = P_{swTon} + P_{swToff} + P_{swD} = 2,26W$$
(2)

Celková velikost střední hodnoty ztrátového výkonu:

$$P_{TOT(AV)} = P_{fwTOT} + P_{swTOT} = 40,14W$$

K ověření výpočtu byla použita simulace v programu PLECS (schéma viz. Obr. 2.2). Pomocí bloku *Probe* jsou měřeny spínací a propustné ztráty tranzistoru, které vstupují do bloku *Avg Loss Calc.* Blok vypočítává střední hodnotu propustných a spínacích ztrát tím způsobem, že sečte ztrátovou energii během jednoho cyklu (jedné spínací periody) a během dalšího cyklu ji vrací ve formě střední hodnoty ztrátového výkonu. Parametrem bloku je spínací frekvence výkonových prvků. Pro získání střední hodnoty celkového výkonu je použita integrace. Průběhy ztrátových výkonů jsou uvedeny na obrázku 2.3. Střední hodnota celkového ztrátového výkonu uvedená na posledním grafu odpovídá hodnotě $P_{TOT(AV)}$ vypočtené dle výše uvedených vztahů.





Obr. 2.3 Průběhy ztrátových výkonů

2.3 Volba chladiče a teplotní simulace

Chladič je volen s ohledem na ztráty v polovodičových prvcích určených v předchozí kapitole [2]. Jeho volba musí být ověřena teplotní simulací kontrolující, že teplota čipu součástky v průběhu provozu nepřesáhne maximální teplotu Tj_{max} uvedenou v tabulce 2. Výrobce vybraného modulu navíc doporučuje, aby teplota čipu tranzistoru, resp. diody nepřekročila 150°C.



Obr. 2.4 Chladič SK 531, vybraný pro danou aplikaci

Tab. 3.	Legenda	k obrázku	2.4
---------	---------	-----------	-----

Katalogové označení	Počet žeber		Rth _(s-a) [K/W]			
Ū		A	В	С	L	(0 0)
SK 531	22	15	300	84	500	0,15

(Pozn. Délka chladiče je v tabulce uvedena pod písmenem "L")

S použitím softwaru PLECS je možné simulovat tepelné vlastnosti vybraných polovodičových součástek. Spínací ztráty výkonových polovodičových prvků jsou odvozeny od ztrátové energie. Do softwaru je možné zadat hodnoty ztrátových energií IGBT a zpětné diody zvoleného modulu, z kterých jsou následně počítány spínací ztráty.



Obr. 2.5 Grafické vyjádření ztrátové energie modulu zadané v softwaru Plecs. a) Eon, b)Eoff

Ztráty propustným proudem jsou v modelu součástky odvozeny od A-V charakteristiky (Obr. 2.6). S ohledem na dostupné hodnoty, má zadaná charakteristika idealizovaný lineární průběh. Dále je možné zadat více charakteristik, v závislosti parametrů prvků na teplotě. V kladném směru proudu je uvedena charakteristika IGBT, v záporném směru pak zpětná dioda [3].



Obr. 2.6 Zadaná A-V charakteristika.

Jednotlivým tranzistorům se zpětnými diodami z obrázku 2.1 je přidělen teplotní model součástky. Tranzistory jsou spínány s frekvencí 1kHz. Blok *Thermal Chain1* reprezentuje

zjednodušené náhradní tepelné schéma polovodičové součástky. Hodnoty tepelných odporů jsou uvedeny v tab. 4.

Rth _(j-c) [K/W]	Rth _(c-s) [K/W]	Rth _(s-a) [K/W]	Rth _(s-a*) [K/W]
0,1	0,04	0,15	0,01875

Tab. 4. Hodnoty tepelných odporů

Tepelný odpor Rth_(j-c) reprezentuje přechod mezi čipem součástky a jejím pouzdrem. Jeho velikost je odvozena z obrázku 2.7 - a), kde je uvedena jeho závislost na spínací frekvenci. Z uvedeného obrázku lze odečíst, že pro spínací frekvenci 1kHz (t_p = 0,001) je hodnota Rth_(j-c) menší než 0.1 [K/W]. V simulaci je s ohledem na bezpečnost uvažována hodnota Rth_(j-c) = 0.1 [K/W] pro IGBT i zpětnou diodu. Tepelný odpor mezi celým modulem a chladičem reprezentuje Rth_(c-s). Jeho velikost udává výrobce v datasheetu. U chladiče jsou uvažovány dva tepelné odpory. První s označením Rth_(s-a) je tepelný odpor chladiče s přirozeným chlazením, odpor Rth_(s-a*) uvažuje nucené chlazení, kdy je chladič ochlazován proudícím vzduchem z ventilátoru.

Okolní teplota je s ohledem na bezpečnost výpočtu stanovena na 40°C [2]. V simulaci je tato teplota zavedena pomocí termálního zdroje připojeného na konec teplotního řetězce. Pomocí sondy *Probe1* je měřena teplota bloku *Heat Sink1* odpovídající teplotě čipu, pouzdra součástky, resp. chladiče v závislosti na zadaných parametrech teplotního řetězce. S ohledem na výpočetní náročnost teplotní simulace jsou pro rychlejší dosažení ustálené teploty zavedeny v náhradním teplotním schématu zanedbatelné hodnoty tepelných kapacit.



Obr. 2.7 a) Transientní tepelná impedance pro jeden puls ztrátového výkonu, b) Zadání parametrů do bloku teplotního řetězce

Požadovaný výkon 30kVA je v simulaci nastaven parametry zátěže měniče (R=6,32Ω; L=3mH). Při provozu měniče zatíženého jmenovitým výkonem je uvažováno nucené chlazení chladiče.





2.4 Návrh kondenzátorů měniče

Při návrhu plovoucích kondenzátorů vychází z požadovaného maximálního zvlnění napětí, spínací frekvence a amplitudy protékaného proudu kondenzátorem:

$$C_f = \frac{I_p}{\Delta U_c \cdot f_s} \tag{3}$$

Hodnota maximálního zvlnění byla stanovena na ±5% z napětí na plovoucím kondenzátoru. Po dosazení (viz parametry zadání):

$$C_f = \frac{\sqrt{2} \cdot 40}{23,34 \cdot 1000} = 2,43mF \tag{4}$$

Při vlastním návrhu je nutné přihlédnout k vyráběným řadám kapacit kondenzátorů a k jejich napěťové zatížitelnosti. Kondenzátor C1 z obrázku 1.1 je z důvodu napěťového namáhání tvořen sériovým spojením kondenzátorů s výslednou kapacitou 2,35 mF. Díky sériovému spojení je jmenovité napětí rovno 800V. Kapacitu C2 tvoří samostatný kondenzátor o hodnotě 2,2mF s jmenovitým napětím 450V.

Velikost kondenzátorů meziobvodu C0 rovněž vychází z výše uvedených vztahů a s ohledem na velikost plovoucích kondenzátorů. U vytvářeného prototypu je výsledná kapacita meziobvodu uvažována ve stejné velikosti jako u plovoucích kondenzátorů. Jelikož je v budoucnu předpokládán provoz celkového zařízení s jedním pulsním usměrňovačem a střídačem stejné topologie, je kapacita ve stejnosměrném meziobvodu jednotlivého měniče vzhledem k plovoucím kondenzátorům poloviční. Kondenzátory v meziobvodu mají, díky sériovému spojení, jmenovité napětí 900V. Parametry použitých kondenzátorů jsou uvedeny v následující tabulce:

	C [mF]	Un [V]	rozměry [mm]	Rv [kΩ]
C ₀	2,2	450	63x105	27
C ₁	4,7	400	76x105	15
C ₂	2,2	450	63x105	27

Tab. 5. Parametry použitých kondenzátorů

Výběr kondenzátorů byl ověřen pomocí simulace měniče s parametry kondenzátorů z tabulky 5. Z obrázku 2.9 vyplývá, že při navržených parametrech kondenzátorů se zvlnění napětí pohybuje pod hranicí ±5%. Pokles napětí na plovoucích kondenzátorech v ustáleném stavu je dán způsobem řízení bez aktivního balancování napětí na zmíněných kondenzátorech.

Z bezpečnostních důvodů jsou paralelně ke kondenzátorům připojeny vybíjecí rezistory, zajišťující vybití kondenzátorů po odstavení měniče. Hodnota rezistorů je odvozena od časové konstanty a kapacity kondenzátoru.

$$\tau = R \cdot C \tag{5}$$

Ustálený stav lze předpokládat po uplynutí 4 až 5ti násobku časové konstanty τ (zvoleno 4,5). Časový limit pro vybití kondenzátorů je stanoven na 5 minut (300s).

V následujícím vztahu je uveden příklad výpočtu vybíjecího rezistoru pro kondenzátor s kapacitou 4,7 mF.

$$R = \frac{t}{4,5 \cdot C} = \frac{300}{4,5 \cdot 4,7 \cdot 10^{-3}} = 14,18 \ k\Omega \approx 15k\Omega$$
(6)

Hodnoty vybíjecích rezistorů jednotlivých kondenzátorů jsou uvedeny v tabulce 5. Výkon, na který musí být tyto rezistory navrženy je dán vztahem (7). Jako příklad je uveden výpočet vybíjecího rezistoru u kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu na kterém je napětí U_d/2, v našem případě 350V. Velikost příslušného rezistoru je uvedena v tabulce 5.

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{350^2}{27000} = 4,53W$$
(7)

S ohledem na oteplení rezistoru je pro uvedený kondenzátor zvolen 10ti wattový rezistor. U vybíjecích rezistorů plovoucích kondenzátorů vychází po dosazení, díky menšímu napětí, hodnota výkonu nižší než ve výše uvedeném příkladě a je tak možné použít 5W rezistory. (Vzhledem k dostupnosti jsou u prototypu všechny vybíjecí rezistory 10ti wattové)



Obr. 2.9 Průběh napětí na kondenzátorech měniče v ustáleném stavu.

2.5 Přednabíjení plovoucích kondenzátorů měniče

Jak již bylo zmíněno v první kapitole výzkumné zprávy, pro vlastní funkci měniče je nezbytné, aby na plovoucích kondenzátorech bylo předepsané napětí. Tento požadavek je problematické splnit zvláště při startu měniče, kdy je napětí na kondenzátorech nulové. Vezmeme-li v úvahu vybité plovoucí kondenzátory a například první spínací kombinaci z obrázku 1.3 je zřejmé, že v okamžiku sepnutí horních tranzistorů Sa1-Sa3 bude na tranzistoru Sb1 plné napájecí napětí Ud. Tento stav je nutný vyloučit a je nezbytné před zahájením spínání tranzistorů plovoucí kondenzátory přednabít, aby nedošlo ke zničení tranzistorů.

Při stavbě prototypu je problém s přednabíjením řešen pomocí šesti rezistorů spojených v sérii, kde jednotlivá napětí na rezistorech odpovídají požadovaným napěťovým hladinám

plovoucích kondenzátorů viz. obrázek 2.10, kde je znázorněno nabíjení plovoucích kondenzátorů jedné větve měniče. Před spuštěním měniče jsou příslušné hladiny napětí připojeny k plovoucím kondenzátorům pomocí relé. Stejným způsobem jsou postupně přednabity plovoucí kondenzátory ve zbylých větvích měniče. Rezistorovou síť je možné využít i k udržování napětí na plovoucích kondenzátorech v klidovém stavu měniče.



Obr. 2.10 Přednabíjení plovoucích kondenzátorů 4L-FLC

Nevýhodou tohoto řešení jsou tepelné ztráty vzniklé na odporové síti při provozu měniče. Toto lze vyřešit vypínáním rezistorové sítě. Volba rezistorů přednabíjecí sítě je daná kompromisem mezi dobou nabití kondenzátorů a tepelnými ztrátami.

Rezistory na obrázku 2.10 s označením R mají hodnotu 560Ω, které při jmenovitém napájení odpovídá trvalý výkon 25W. Celkové ztráty pak činí 150W. V okamžiku připojení nenabitých kondenzátorů může být hodnota výkonu na rezistoru po krátký okamžik několikanásobně vyšší. Z tohoto důvodu jsou při stavbě prototypu vybrány 50W rezistory, jež jsou umístěny na ploše chladiče.

2.6 Návrh desek plošných spojů

Při návrhu je nutné respektovat množství rozdílných potenciálů na DPS. Z tohoto důvodu jsou při návrhu uvažovány dva dvouvrstvé plošné spoje, jež budou od sebe odděleny elektroizolačním materiálem. Plošný spoj umístěný blíže modulům je určen pro napájení jednotlivých větví střídače a je spojen s kondenzátory meziobvodu. V druhém plošném spoji jsou rozvedeny zbylé potenciály. Izolační vzdálenost a proudová zatížitelnost je odvozena od normy IPC-2221 [4]

2.6.1 Izolační vzdálenost mezi vodiči plošného spoje

Izolační vzdálenost je stanovena od jmenovitého napájecího napětí. S ohledem na bezpečnost je v následujících výpočtech uvažována hodnota vyšší a to 1000V. Dále je uvažován plošný spoj opatřený nepájivou maskou (sloupec B4 v tabulce 6).

Pro napětí vyšší než 500V je v uvedené normě (str. 39.) uveden výpočet, při kterém se nejprve odečte 500V od napětí mezi vodiči (v našem případě 1000V). Tento výsledek se přenásobí hodnotou z posledního řádku tabulky daného sloupce (0.00305mm/V) a poté se přičte k minimální izolační vzdálenosti odpovídající napětí 500V (předposlední řádek tabulky – 0.8mm). Popsaný výpočet:

1000V - 500V = 500V $0.8mm + (500V \times 0.00305mm/V) = 2.325mm$

(8)

Výsledná hodnota ze vztahu (6) udává minimální vzdálenost mezi vodiči na plošném spoji. Při vlastní realizaci plošných spojů pro silovou část měniče činí izolační vzdálenost mezi místy s různým potenciálem 5mm.

Voltage	Minimum Spacing							
Conductors		Bare	Board	Assembly				
(DC of AC Peaks)	B1	B 2	B 3	B4	A5	A6	A7	
0-15	0.05 mm	0.1 mm	0.1 mm	0.05 mm	0.13 mm	0.13 mm	0.13 mm	
16-30	0.05 mm	0.1 mm	0.1 mm	0.05 mm	0.13 mm	0.25 mm	0.13 mm	
31-50	0.1 mm	0.6 mm	0.6 mm	0.13 mm	0.13 mm	0.4 mm	0.13 mm	
51-100	0.1 mm	0.6 mm	1.5 mm	0.13 mm	0.13 mm	0.5 mm	0.13 mm	
101-150	0.2 mm	0.6 mm	3.2 mm	0.4 mm	0.4 mm	0.8 mm	0.4 mm	
151-170	0.2 mm	1.25 mm	3.2 mm	0.4 mm	0.4 mm	0.8 mm	0.4 mm	
171-250	0.2 mm	1.25 mm	6.4 mm	0.4 mm	0.4 mm	0.8 mm	0.4 mm	
251-300	0.2 mm	1.25 mm	12.5 mm	0.4 mm	0.4 mm	0.8 mm	0.8 mm	
301-500	0.25 mm	2.5 mm	12.5 mm	0.8 mm	0.8 mm	1.5 mm	0.8 mm	
> 500 See para. 6.3 for calc.	0.0025 mm /volt	0.005 mm /volt	0.025 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt	

Tab. 6. Minimální vzdálenost mezi vodiči u DPS v závislosti na napětí

B1 - Internal Conductors

B2 - External Conductors, uncoated, sea level to 3050 m

B3 - External Conductors, uncoated, over 3050 m

B4 - External Conductors, with permanent polymer coating (any elevation)

A5 - External Conductors, with conformal coating over assembly (any elevation)

A6 - External Component lead/termination, uncoated

A7 - External Component lead termination, with conformal coating (any elevation)

2.6.2 Proudová zatížitelnost DPS

Cílem této podkapitoly je stanovení požadované minimální šířky vodivé cesty při uvažované tloušťce vodiče 105µm. Pro zjištění těchto parametrů je v normě [4] uveden následující vztah určující šířku cesty z tloušťky vodiče, proudu jím protékaným a jeho dovoleným oteplením. (výpočet je uveden v anglosaských jednotkách).

$$I = k \cdot \Delta T^{0.44} \cdot A^{0.725}$$
 [A] (9)
$$A = \left(\frac{I}{k \cdot \Delta T^{0.44}}\right)^{\frac{1}{0.725}}$$
 [mil²]

Kde I je proud protékající vodičem (s určitým bezpečnostním předpokladem uvažováno 50A),

 ΔT teplotní nárůst okolní teploty °C (uvažován nárůst max. o 40°C), a k je koeficient respektující, zda se jedná o vnější nebo vnitřní vrstvu plošného spoje. Pro vnější vrstvu je k = 0.048, pro vnitřní k = 0.024. Po dosazení pro vnější vrstvu dostáváme:

$$A = \left(\frac{50}{0.048 \cdot 40^{0.44}}\right)^{\frac{1}{0.725}} = 1549.17 \qquad [mil^2]$$
(10)

Pro získání požadované šířky cesty vydělíme průřez tloušťkou mědi v našem případě

tl =105µm což odpovídá 4.133mil.

$$\check{S} = \frac{A}{tl} = \frac{1549.17}{4.133} = 375$$
[mil] (11)

Po přepočtení výsledné hodnoty na milimetry kde 1mil = 0,0254mm vychází doporučená šířka cesty vnějšího vodiče na 9,52mm. Po dosazení koeficientu pro vnitřní vodič, je šířka vodivé cesty rovna 24,8mm. (Výpočet lze ověřit na stránce http://circuitcalculator.com/wordpress/2006/01/31/pcb-trace-width-calculator/)

2.6.3 Návrh motivů plošných spojů

Návrh plošných spojů je odvozen od výpočtů uvedených v kapitolách 2.6.1 a 2.6.2. Jednotlivé moduly výkonových prvků jsou umístěny tak aby bylo možné vyhovět výše uvedeným podmínkám a s ohledem na rozměry plovoucích kondenzátorů. Motivy desek jsou uvedeny v příloze 1.1 – 1.4. (Uvedené motivy nejsou v měřítku). "Horní deska" plošného spoje (Příloha 1.1 – 1.2) je navržena tak aby vodivá cesta od plovoucích kondenzátorů k výkonovým modulům byla co nejkratší z důvodu omezení parazitní indukčnosti. Vývody z jednotlivých větví měniče jsou realizovány ve spodní vrstvě této DPS.

"Spodní deska" (Příloha 1.3 – 1.4) slouží k napájení jednotlivých větví měniče a je spojena s kondenzátory meziobvodu. Jelikož je v budoucnu předpokládán provoz celkového zařízení s jedním pulsním usměrňovačem a střídačem stejné topologie jsou vývody stejnosměrného meziobvodu vyvedeny tak, aby bylo možné oba měniče snadno propojit a bylo zároveň možné využít nucené chlazení pro oba měniče současně, díky společnému chladícímu kanálu.

Pro eliminaci parazitních indukčností je vždy ke komplementární dvojici tranzistorů připojen snubberový kondenzátor. Připojení těchto kondenzátorů zajišťuje "Snubberová deska" (Příloha 1.5), která je montována ještě nad deskou "Horní".

2.7 Technická dokumentace

S ohledem na rozmístění jednotlivých konstrukčních prvků, výkonových modulů a přednabíjecích rezistorů byla zhotovena technická dokumentace k chladiči viz. Příloha 1.6 až Příloha 1.8. V příloze Příloha 1.7 jsou okótovány všechny díry se závity vyjma děr určených pro přednabíjecí rezistory. Ty jsou pro větší přehlednost uvedeny v příloze Příloha 1.8. Na posledně zmiňovaném výkresu jsou díry, určené pro přichycení rezistorů, střídavě posunuty o 1mm. Díky tomu lze následně rezistory spolehlivěji propojit (připojovaný vodič pak prochází očky obou rezistorů současně).

3 Závěr

Na obrázku 3.1 je vidět sestavený prototyp čtyřúrovňového měniče s plovoucími kondenzátory a vizualizace jeho návrhu. V současné fázi vývoje lze prototyp měniče provozovat jako plně funkční trojfázový střídač. Výsledky experimentálního měření jsou uvedeny na obrázku 3.2.

a)

b)



Obr. 3.1 a) Prototyp 4L-FLC měniče, b) Vizualizace před stavbou



Obr. 3.2 Průběh fázového napětí střídače u_{10} a napětí a proud zátěže (u_z , i_z) 1fázového 4L-FLC střídače

Literatura

- [1] VONDRÁŠEK, F. Výkonová elektronika : Svazek 3. Plzeň : Západočeská univerzita v
 Plzni, 2003. Střídače pro vysoká napětí, s. 267.
- [2] VONDRÁŠEK, F. Výkonová elektronika : Svazek 6. Plzeň : Západočeská univerzita v
 Plzni, 2008. Projektování výkonových polovodičových měničů, s. 220.
- PLECS Simulation of Electric Circuits at System Level [online]. [cit. 2011-03-08].
 Dostupné z WWW: http://www.plexim.com/files/plecsmanual.pdf.
- [4] Generic Standard on Printed Board Design [online]. [cit. 2011-01-20]. Dostupné z WWW:
 < http://www.jetpcb.com/Cht/Document/ipc-2221all.pdf>.

Seznam obrázků

Obr.1.1 Schéma zapojení trojfázového 4L-FLC	4
Obr.1.2 Větev střídače s označením jednotlivých prvků a fázového napětí střídače	4
Obr.1.3 Grafické vyjádření spínacích kombinací 4L-FLC	6
Obr.1.4 Princip generování spínacích impulzů u PS-PWM modulace	6
Obr.1.5 Fázové napětí střídače (U _d =700V)	7
Obr.2.1 Model 4L-FLC měniče v simulačním programu PLECS	9
Obr.2.2 Průběhy ztrátových výkonů	11
Obr.2.3 Průběhy ztrátových výkonů	11
Obr.2.4 Chladič SK 531, vybraný pro danou aplikaci	12
<i>Obr.2.5</i> Grafické vyjádření ztrátové energie modulu zadané v softwaru Plecs. a) E _{on} , b)E _{off}	13
Obr.2.6 Zadaná A-V charakteristika	13
Obr.2.7 a) Transientní tepelná impedance pro jeden puls ztrátového výkonu,	15
b) Zadání parametrů do bloku teplotního řetězce	15
<i>Obr.2.8 Kontrola oteplení chladiče, pouzdra a čipu</i>	15
Obr.2.9 Průběh napětí na kondenzátorech měniče v ustáleném stavu	18
Obr.2.10 Přednabíjení plovoucích kondenzátorů 4L-FLC	19
Obr.3.1 a) Prototyp 4L-FLC měniče, b) Vizualizace před stavbou	24
Obr.3.2 Průběh fázového napětí střídače u ₁₀ a napětí a proud zátěže (u _z , i _z) 1fázového	4L-
FLC střídače	24

Přílohy



Příloha 1.1 Horní deska, vrstva TOP



Příloha 1.2 Horní deska, vrstva BOTTOM



Příloha 1.3 Spodní deska, vrstva TOP



Příloha 1.4 Spodní deska, vrstva BOTTOM



Příloha 1.5 Snubberová deska



Příloha 1.6 Technická dokumentace k chladiči – list1







Příloha 1.8 Technická dokumentace k chladiči – list3

Seznam příloh

Příloha 1.1	Horní deska, vrstva TOP	27
Příloha 1.2	Horní deska, vrstva BOTTOM	28
Příloha 1.3	Spodní deska, vrstva TOP	29
Příloha 1.4	Spodní deska, vrstva BOTTOM	30
Příloha 1.5	Snubberová deska	31
Příloha 1.6	Technická dokumentace k chladiči – list1	32
Příloha 1.7	Technická dokumentace k chladiči – list2	33
Příloha 1.8	Technická dokumentace k chladiči – list3	34

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum
			Jméno / Odd.
1	Všechny	Publikování dokumentu	18.5.2011
			VK / KEV