

VĚDECKÉ SPISY VYSOKÉHO UČENÍ TECHNICKÉHO V BRNĚ

*Edice PhD Thesis, sv. 806*

*ISSN 1213-4198*

*thesis* IS

*Ing. Josef Kadlec*

**Spínané zdroje velkých výkonů -  
paralelní řazení zdrojů**

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

**Ing. Josef Kadlec**

**SPÍNANÉ ZDROJE VELKÝCH VÝKONŮ –  
PARALELNÍ ŘAZENÍ ZDROJŮ**

**HIGH POWER SWITCH-MODE SUPPLIES –  
PARALLEL CONNECTION**

Zkrácená verze Ph.D. Thesis

Obor: Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika  
Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka  
Oponenti: prof. Ing. Aleš Richter, CSc.  
doc. Ing. Pavel Mindl, CSc.  
Datum obhajoby: 5. dubna 2016

**Klíčová slova:**

spínaný síťový zdroj, rekonfigurovatelný modulární systém, jednočinný propustný měnič, výkonový impulzní transformátorem, vícefázová PWM, polovodičový materiál SiC

**Keywords:**

switched-mode power supply, reconfigurable modular system, single end forward converter, interleaved PWM, semiconductor SiC material

**Místo uložení práce:**

Práce je k dispozici na Vědeckém oddělení děkanátu FEKT VUT v Brně  
Technická 3058/10  
Brno, 61600

© Josef Kadlec, 2016

ISBN 978-80-214-5361-6

ISSN 1213-4198

## Obsah

1 ÚVOD.....	5
2 NEREKONFIGUROVATELNÉ REGULAČNÍ STRUKTURY .....	6
2.1 Paralelní řazení měničů.....	7
2.2 Sériové řazení měničů.....	8
2.3 Sériově-paralelní řazení měničů.....	9
3 REKONFIGUROVATELNÉ REGULAČNÍ STRUKTURY.....	10
4 ZAPOJENÍ VÝSTUPŮ SYSTÉMU .....	14
5 FÁZOVĚ POSUNUTÁ PULZNÍ ŠÍŘKOVÁ MODULACE.....	17
5.1 Paralelní řazení měničů.....	18
5.2 Sériové řazení měničů.....	21
5.3 Sériově-paralelní řazení měničů.....	22
6 REALIZOVANÝ FUNKČNÍ VZOREK .....	24
7 ZÁVĚR .....	25
LITERATURA.....	27



# 1 ÚVOD

Dizertační práce se obecně zabývá problematikou spínaných síťových zdrojů s vysokofrekvenčním impulsním transformátorem. Jedná se o AC/DC zdroje, které jsou napájené ze střídavého síťového napětí. Tyto zdroje lze rozdělit na zdroje *malého* a *velkého výkonu*. Zdroje malého výkonu (desítky W až 1 kW) se používají pro napájení spotřební elektroniky (počítačové zdroje, nabíječky mobilních telefonů a notebooků, nabíječe startovacích akumulátorů atd.) a průmyslové elektroniky (napájení PLC – vyšší nároky na spolehlivost). Typické oblasti zdrojů velkého výkonu (1 kW až 100 kW) jsou např. svářečky a rychlonabíječe elektromobilů [1]. Mezi netypické zdroje velkého výkonu patří zdroje pro extrémní výkonové aplikace. Mezi typické příklady takovýchto aplikací patří zdroje pro elektrolyzu a galvanické pokovování, dále zdroje pro elektrostatické odlučovače popílku [2].

V současné době jsou zdroje pro extrémní výkonové aplikace obvykle řešeny pouze jedním měničem. Pro tyto aplikace bývají tyto zdroje navrhovány a vyráběny v malých sériích nebo dokonce jako unikátní zdroje. Během návrhu a výroby je třeba se vyrovnat s extrémními podmínkami ať už celého systému či dílčích výkonových součástí (výstupní proud, závěrné napětí, rychlost spínání atd.).

Těmto extrémním podmínkám se dá vyhnout tak, že bude zařízení řešeno jako modulární systém, ve kterém je více měničů řazených paralelně (pro dosažení velkého výstupního proudu), sériově (pro dosažení velkého výstupního napětí) nebo sériově-paralelně (pro dosažení velkého výkonu obecně) [3, 4, 5, 6]. Počet použitých měničů  $n$  závisí na velikosti požadovaného napětí či proudu. Řídící struktury těchto systémů jsou pro jednotlivá řazení měničů popsána v kapitole 2.

V této dizertační práci je prezentován nový přístup řešení modulárního řazení měničů, který je zde pojmenovaný jako *rekonfigurovatelný modulární systém* (popsaný v kapitole 3). Ten spočívá v tom, že je možné za chodu (on-line) přepínat mezi paralelně, sériově či sériově-paralelně řazenými měniči. Toto přepínání výrazně rozšíří regulační rozsah výstupního napětí a proudu celého systému. Možnosti tohoto přepínání systému jsou uvedeny v kapitole 4.

Vyšší opakovatelnost výroby, malý rozsah náhradních dílů a snazší servis patří mezi největší ekonomické přínosy modulárních systémů obecně. Vzhledem k tomu, že součástky nepracují v extrémních podmínkách, nebývá problém s jejich dimenzováním a cenou.

Nevýhodou modulárního systému je pak jeho složitost [7], která je příčinou toho, že se modulární systémy téměř nevyužívají. Proto se tato dizertační práce zabývá právě problematikou modulárního řazení měničů.

Díky tomu, že systém obsahuje více měničů, je možné využít techniky fázově posunutých PWM. Tato technika vede k rapidnímu zmenšení zvlnění výstupního napětí a proudu, což vede k použití menšího a levnějšího LC filtru [8, 9, 10, 11]. Toto téma bude popsáno v kapitole 5.

*Původní cíle dizertační práce byly stanoveny takto:*

- a) Analýza výkonových obvodů spínaných zdrojů. Návrh nejvhodnější varianty pro realizaci zdrojů nízkého výstupního napětí a velkého proudu, nebo velkého napětí a malého proudu.
- b) Matematické modely a teoretický popis řídicích a regulačních obvodů spínaných zdrojů s důrazem na řešení problémů při paralelním řazení většího počtu zdrojů. Stanovení požadavků na regulační obvody.
- c) Obvodový a konstrukční návrh zvoleného systému spínaného zdroje s důrazem na dobré technicko-ekonomické ukazatele. Realizace funkčního vzorku zdroje, jeho oživení.
- d) Experimentální ověření a měření parametrů realizovaného funkčního vzorku. Porovnání experimentálních výsledků s teoretickými předpoklady.

*V průběhu prací se ukázalo, že bude vhodné řešit ještě následující oblasti:*

- e) Kromě paralelního řazení měničů rozšířit práci o podrobnou analýzu sériového řazení většího počtu měničů.
- f) Návrh modulární koncepce spínaných zdrojů. Ověření možností rekonfigurovatelného sériově-paralelního řazení většího počtu měničů.
- g) Ověření regulačních struktur a signálové komunikace v případě rekonfigurovatelného řazení měničů.

## **2 NEREKONFIGUROVATELNÉ REGULAČNÍ STRUKTURY**

Kvůli velké složitosti modulárního systému (dále jen MS) je nezbytné pro tyto systémy zajistit vhodné řídicí struktury. Pokud se v této práci vyskytne slovo měnič, tak se bude vždy jednat o *jednočinný propustný měnič s transformátorem*. Tato koncepce byla zvolena proto, že se jedná o základní typ měniče, jehož výstupní napětí lze regulovat v celém rozsahu. Další typy měničů jsou popsány v [6, 12, 13, 14].

Ve všech následujících regulačních schématech bude každý měnič označen jako stavební blok SMPS (anglická zkratka pro spínaný zdroj – *Switched-Mode Power supply*), jehož výstupní parametry jsou následující: napětí  $U_{\text{out1,max}} = 60 \text{ V}$ , proud  $I_{\text{out1,max}} = 40 \text{ A}$ , tedy výkon  $P_{\text{out1,max}} = 2,4 \text{ kW}$ . Stejné parametry mají i měniče v realizovaném funkčním vzorku (viz kapitola 6).

Všechny regulační struktury budou uvedeny pro MS obsahující šest měničů, maximální výstupní výkon systému je tedy 14,4 kW.

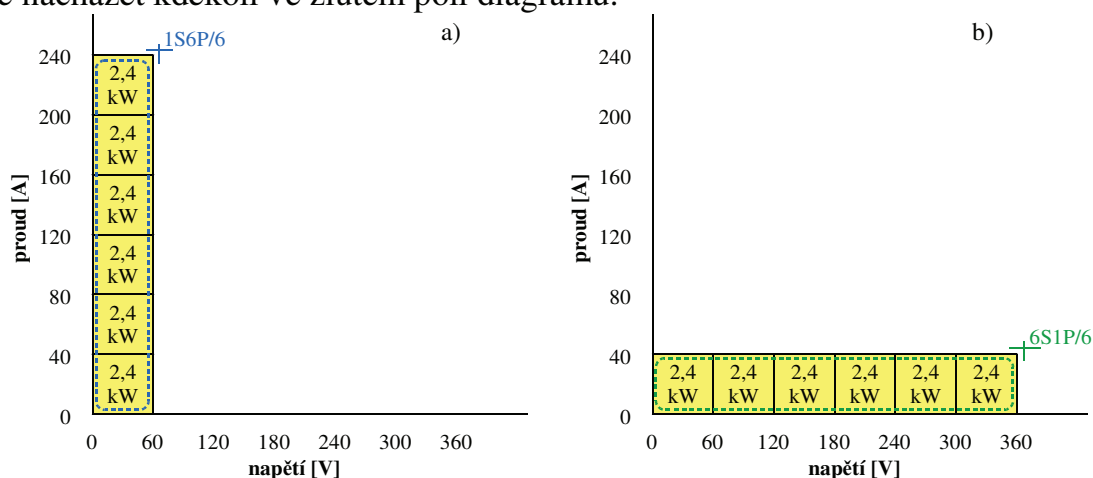
Nerekonfigurovatelným systémem je myšleno to, že modulární systém během provozu není schopen měnit propojení výstupů jednotlivých měničů – např. všechny výstupy měničů jsou natrvalo zapojeny paralelně. Pro nerekonfigurovatelný systém je výhodné použít kaskádní regulaci na nadřizenou napěťovou smyčkou a podřizenou proudovou smyčkou. Výhodou této řídicí struktury je, že proudový regulátor (v regulačních schématech označen PI-I) potlačuje setrvačnost výstupní tlumivky, čímž se snižuje řád soustavy o jedna [6]. Nadřizený napěťový regulátor (v regulačních schématech PI-U) může být rozumně pomalejší než podřizený proudový. Tento

typ regulace se úspěšně využívá v oboru elektrických pohonů, kde proud tekoucí tlumivkou odpovídá proudu tekoucímu motorem a výstupní napětí měniče odpovídá otáčkám motoru.

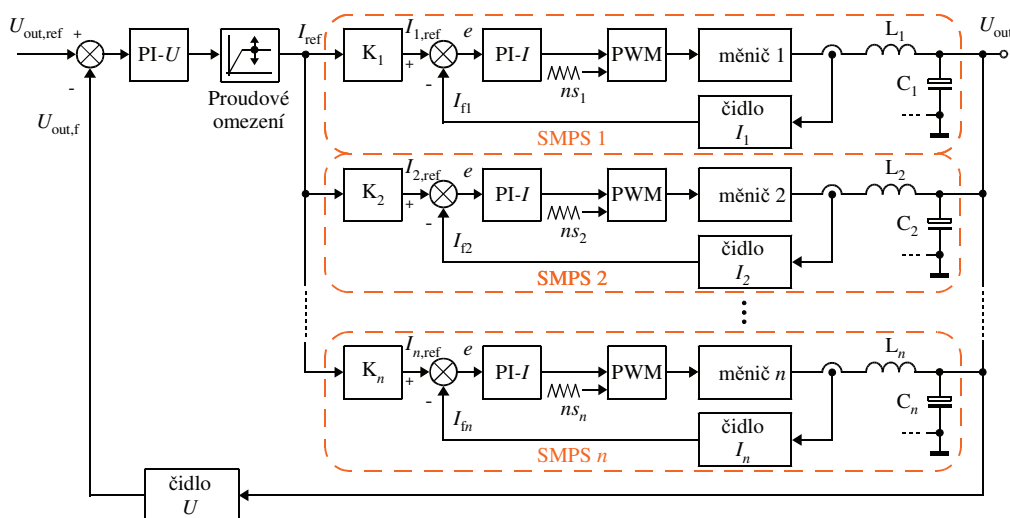
Nyní následuje výčet možných zapojení výstupů měničů a k nim jednotlivé řídicí struktury nerekonfigurovatelných MS.

## 2.1 PARALELNÍ ŘAZENÍ MĚNIČŮ

Výstupy měničů se řadí paralelně pro dosažení velkého proudu při malém napětí. Maximální výstupní proud MS závisí na počtu měničů zapojených paralelně. Obr. 1a) znázorňuje MS šesti měničů zapojených paralelně, s maximálními výstupními parametry celého MS:  $I_{out,max} = 240\text{ A}$  a  $U_{out,max} = 60\text{ V}$ . Pracovní bod se samozřejmě může nacházet kdekoli ve žlutém poli diagramu.



Obr. 1: Výkonové možnosti pro šest měničů zapojených: a) paralelně, b) sériově.



Obr. 2: Regulační schéma s nadřízenou napěťovou smyčkou a podřízenými proudovými smyčkami – paralelní řazení  $n$  měničů.



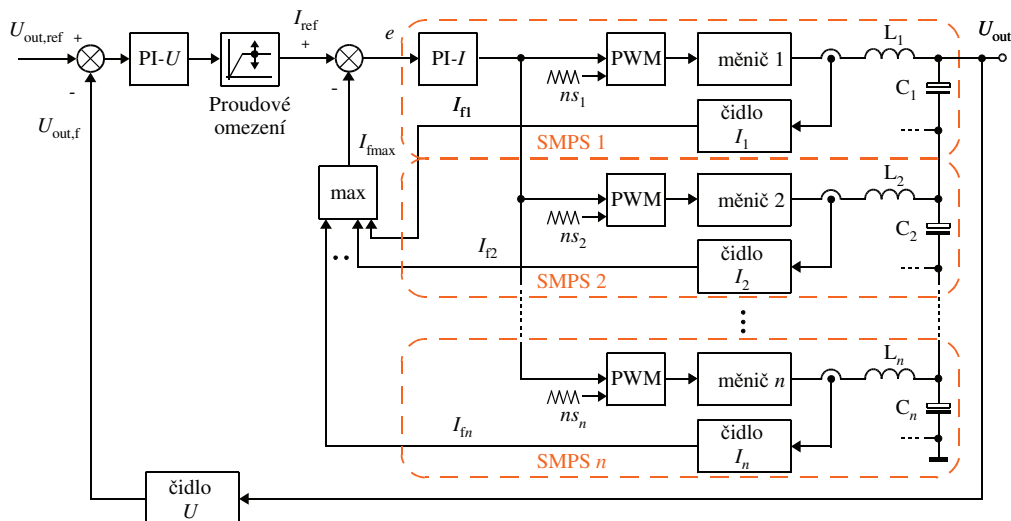
Označení  $n_s S n_p P/n$  pak znamená zapojení  $n_s$  měničů do série krát  $n_p$  měničů zapojených paralelně, přičemž modulární systém obsahuje  $n$  měničů. Pro tento obrázek tedy 1S6P/6 znamená, že je všech šest ze šesti měničů zapojených paralelně.

Na Obr. 2 je znázorněno regulační schéma s nadřazenou napěťovou smyčkou a podřazenými proudovými smyčkami pro MS s  $n$  měniči. Proudová smyčka pro každý měnič je nezbytná pro rovnoměrné rozdělení proudů. Pokud mají jednotlivé měniče SMPS  $x$  stejné výstupní parametry, lze ve schématu vynechat bloky  $K_1$  až  $K_n$ . Tyto bloky pouze zvyšují univerzálnost celého systému a umožňují spolupráci měničů různých proudových řad.

Toto řazení měničů má velkou výhodu v tom, že jsou všechny měniče zapojeny paralelně, tudíž výstupy a stejně tak i obvody řízení leží na stejném potenciálu.

## 2.2 SÉRIOVÉ ŘAZENÍ MĚNIČŮ

MS s měniči zapojenými do série umožňují dosáhnout velkých hodnot výstupního napětí při malém proudu, kdy velikost výstupního napětí závisí na počtu měničů. Obr. 1b) znázorňuje systém šesti měničů zapojených do série (6S1P/6) s maximálními výstupními parametry:  $I_{out,max} = 40$  A,  $U_{out,max} = 360$  V.



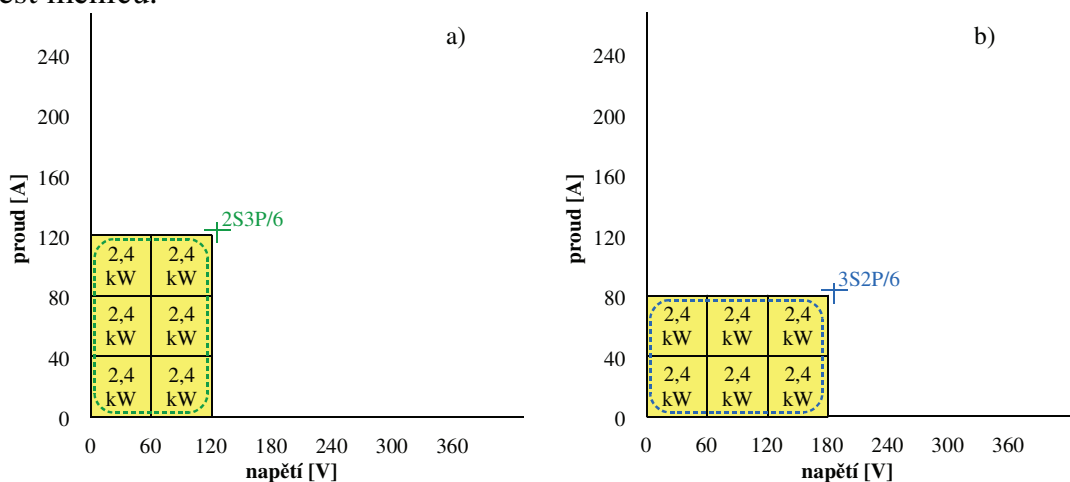
Obr. 3: Regulační schéma s nadřazenou napěťovou smyčkou a podřazenou proudovou smyčkou – sériové řazení měničů.

Obr. 3 zobrazuje regulační schéma s nadřazenou napěťovou smyčkou a podřazenou proudovou smyčkou pro  $n$  měničů. Na rozdíl od paralelního řazení obsahuje toto schéma pouze jeden proudový regulátor (PI-I), neboť jsou všechny měniče zapojeny do série a teče přes jejich výstupy jeden společný proud. Kdyby byla pro každý měnič použita vlastní proudová regulační smyčka, docházelo by k přetlačování se mezi jednotlivými regulátory. Blok max vybere ze zpětnovazebních signálů proudu vždy ten největší. Kdyby ve schématu tento blok nebyl a měřil by se proud tekoucí pouze jednou tlumivkou, mohlo by se stát, že by proud jinou tlumivkou mohl mírně přesáhnout žádanou hodnotu proudu, ba dokonce proudové omezení.

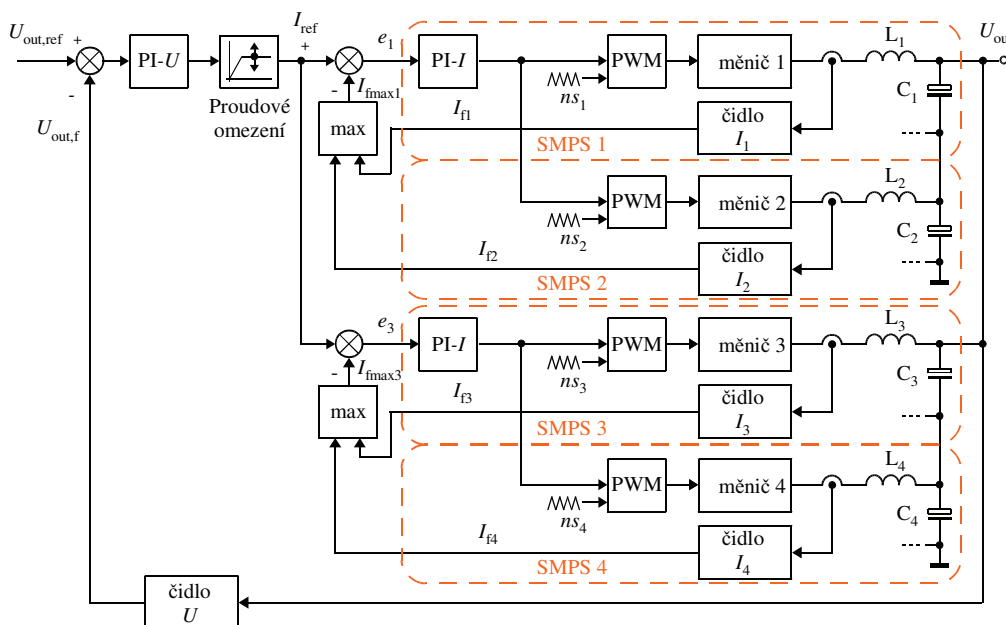
Ze schématu je dále patrné, že pro tuto konfiguraci musí první blok SMPS 1 řešit proudovou regulační smyčku a výstup z regulátoru poslat ostatním měničům na pulsně šířkové modulátory (PWM). Oproti paralelnímu řazení zde výstupy měničů a řídicích obvodů nejsou na stejném potenciálu. Systém tedy musí obsahovat vhodné galvanické oddělení signálů mezi jednotlivými bloky.

### 2.3 SÉRIOVĚ-PARALELNÍ ŘAZENÍ MĚNIČŮ

Sériově-paralelní uspořádání měničů umožňuje systému dosáhnout v podstatě libovolných výstupních parametrů. Obr. 4 znázorňuje sériově-paralelní uspořádání pro šest měničů.



Obr. 4: Výkonové možnosti pro šest měničů zapojených: a) dva do série krát tři paralelně, b) tři do série krát dva paralelně.



Obr. 5: Regulační schéma s nadřazenou napěťovou smyčkou a dvěma podřazenými proudovými smyčkami – kombinované řazení měničů.

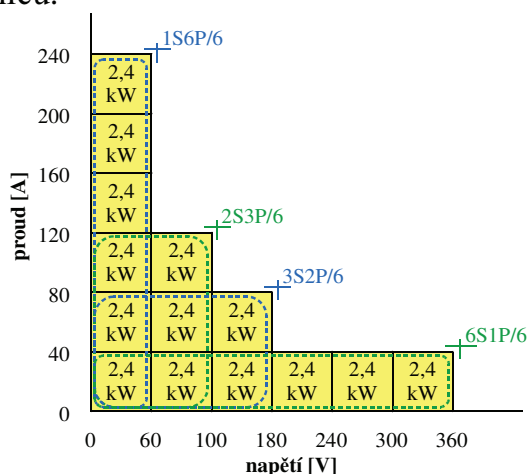
V případě a) jsou měniče uspořádány třikrát dva do série (2S3P/6), takže jejich maximální výstupní parametry jsou:  $I_{out,max} = 120$  A a  $U_{out,max} = 120$  V. V případě b) jsou měniče uspořádány dvakrát tři do série (3S2P/6), takže jejich maximální výstupní parametry jsou:  $I_{out,max} = 80$  A a  $U_{out,max} = 180$  V.

Obr. 5 znázorňuje regulační schéma sériově-paralelního zapojení varianty 2S2P/4. Je patrné, že schéma vzniklo kombinací dvou předchozích regulačních schémat. Každá proudová smyčka musí obsahovat stejný počet měničů, jinak budou výkony jednotlivých smyček rozděleny nerovnoměrně.

Bloky max jsou v řídicím schématu opět použity kvůli tomu, aby proud žádnou tlumivkou nepřekročil žádanou hodnotu proudu nebo proudové omezení. Tyto bloky jsou použity  $n_p$ -krát a mají vždy  $n_s$  vstupů.

### 3 REKONFIGUROVATELNÉ REGULAČNÍ STRUKTURY

Rekonfigurovatelný systém umožňuje pracovat ve velkém pracovním rozsahu výstupního napětí a proudu. Řídicí algoritmus (popřípadě uživatel) tedy může překonfigurovat měniče do zapojení, které vyhovuje požadavkům na velikost maximálních výstupních veličin (na rozdíl od nerekonfigurovatelného systému, u kterého nelze za chodu takto měnit výstupní módy zapojení). Tento fakt znázorňuje Obr. 6 pro rekonfigurovatelný MS se šesti měniči. Na obrázku je vidět, jakých kombinací zapojení výstupů je systém schopen dosáhnout. Pracovní bod se opět může nacházet kdekoli ve žlutém poli diagramu. Rekonfigurovatelný MS může obsahovat teoreticky libovolný počet měničů. Pokud platí,  $n_s \cdot n_p = n$ , tak dochází k plnému využití systému. To znamená, že jsou všechny měniče v systému využity. Pokud MS obsahuje 2, 3, 4, 6, 8, 12, 24 a 36 měničů, potom je tento systém plně využit ve všech módech výstupního zapojení měničů.



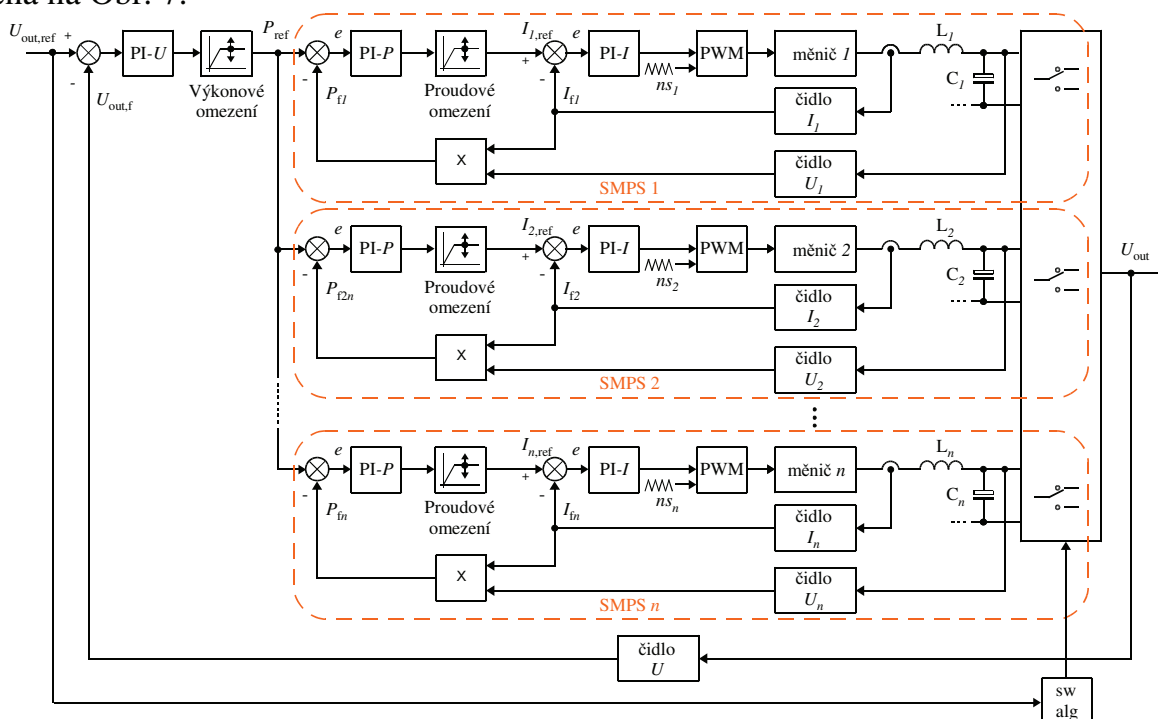
Obr. 6: Výkonové možnosti rekonfigurovatelného systému pro šest měničů.

Vzhledem k tomu, že v rekonfigurovatelném systému dochází k přepínání mezi paralelním, sériově-paralelním a sériovým řazením měničů, je nutné, aby byl řídicí systém schopen měřit napětí a proudy na měničích při jakémkoli módu zapojení.

Pokud bude každý měnič mít svůj řídicí počítač, je nutné, aby byly mezi sebou tyto počítače z hlediska komunikace galvanicky odděleny.

V současné době jsou měniče obvykle řízeny digitálně. Velmi rychlé řídicí systémy (rychlé DSP, FPGA), které regulují MS s relativně malým počtem měničů, je možné při řízení těchto MS přepínat mezi řídicími strukturami uvedenými v kapitole 2. Avšak pro rekonfigurovatelné systémy, jenž obsahují větší počet měničů nebo jsou určeny pro obecné (univerzální) systémy je výhodné vybavit každý měnič (v řídicích schématech označen SMPS 1, 2, ..., 6) vlastní řídicí jednotkou. Tyto vlastní řídicí jednotky sice zvětší univerzálnost systému, avšak nastává problém s komunikací mezi těmito řídicími jednotkami navzájem, případně komunikací mezi těmito jednotkami a hlavní, nadřazenou, řídicí jednotkou. Mezi řídicími jednotkami není výhodné přenášet informaci týkající se proudu, protože pro měniče s vysokým spínacím kmitočtem by byl problém realizovat tak rychlou sběrnici. Použití řídicích struktur uvedených v kapitole 2 je tedy z důvodů přenášení dat nevýhodné.

Řešením tohoto problému je použít řídicí strukturu s nadřazenou výkonovou a podřazenou proudovou smyčkou (pro řídicí jednotku každého dílčího měniče). Pro regulaci výstupního napětí pak mají všechny měniče (resp. jejich řídicí jednotky) nadřazenou napěťovou smyčku. Regulační schéma takovéto struktury je znázorněna na Obr. 7.

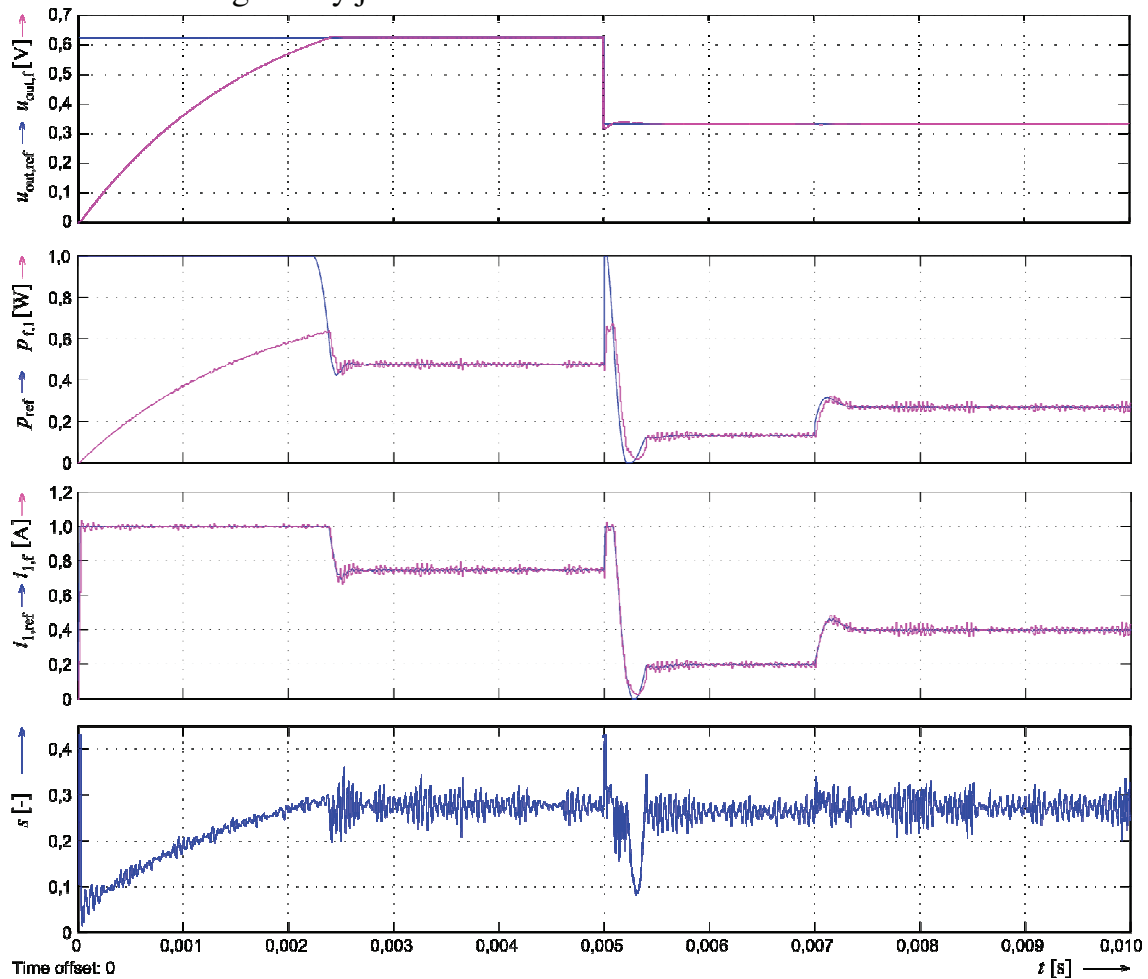


Obr. 7: Schéma pro regulaci napětí pro  $n$  bloků (měničů). Každý blok obsahuje nadřazenou výkonovou a podřazenou proudovou smyčku

Při srovnání regulačního schématu (Obr. 3) pro sériové řazení měničů a schématu s touto vnořenou výkonovou regulací (Obr. 7) je zřejmé, že mezi měniči vzájemně nedochází k přenosu dat. Co se týče dat potřebných k regulaci, dílčí měniče pouze

přijímají žádanou hodnotu výkonu. Tato hodnota je však společná pro všechny měniče, a proto jsou všechny měniče stejně výkonově namáhány. Navíc, přenos žádané hodnoty výkonu nemusí probíhat na tak velké frekvenci, na jaké by se musela posílat informace z proudových smyček. Důležité je, že toto schéma je společné pro všechny varianty zapojení.

Průběhy regulačních veličin (z Obr. 7) rekonfigurovatelného modulárního systému obsahujícího čtyři měniče je znázorněna na Obr. 8. Z obrázku je zřejmé, že je systém stabilní a regulátory jsou dobře navrženy.

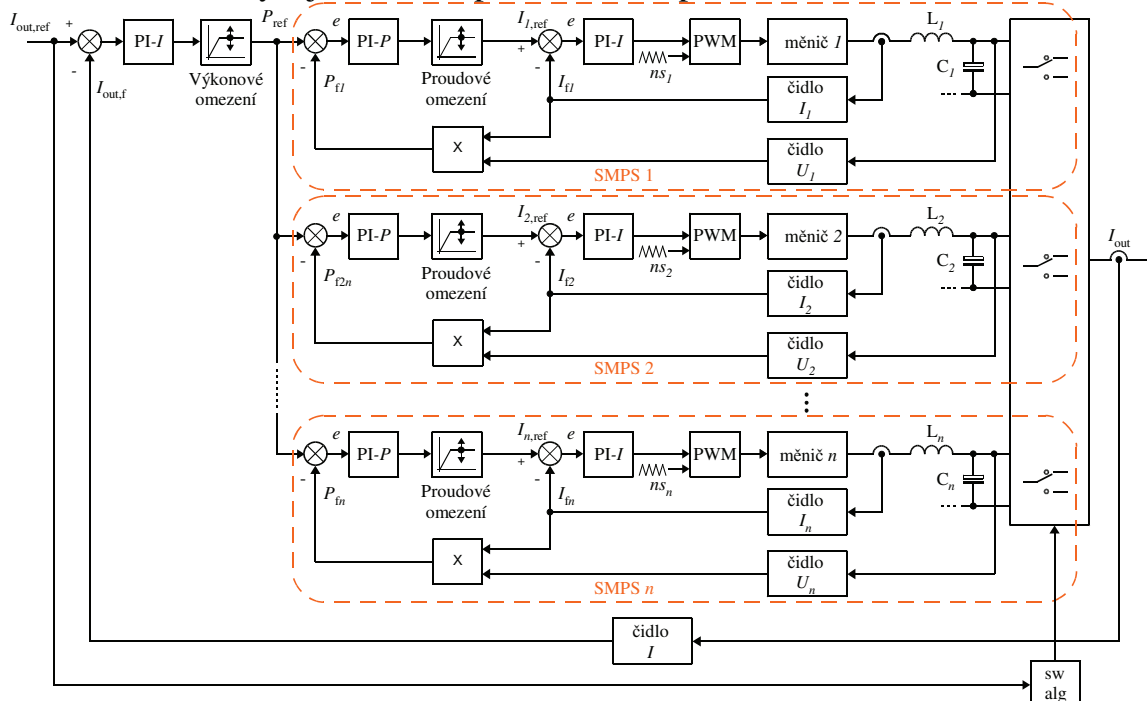


Obr. 8: Průběhy regulačních veličin rekonfigurovatelného signálu pro čtyři měniče – simulace MATLAB Simulink.

Díky tomu, že si řídicí systémy dílčích měničů sami řeší výkonovou a hlavně proudovou smyčku, není hlavní řídicí systém regulačními výpočty tolik zatížen. Musí však řešit algoritmus (v regulačním schématu označen blokem sw alg), který v závislosti na žádané hodnotě napětí nastaví požadovaný mód zapojení výstupů měničů. Výsledkem tohoto algoritmu je údaj o tom, do jakého módu se mají měniče překonfigurovat. Tento údaj se po sběrnici pošle dílčím měničům. Nároky na rychlost pro přepnutí výstupů měničů opět nejsou vysoké. S ohledem na flexibilitu a univerzálnost systému je záhodno, aby každý měnič sám disponoval přepínací prvky

(ve schématu blok s přepínači), pomocí kterých je možno nastavit požadovaný mód zapojení. Způsob propojení měničů je popsán v kapitole 4.

Díky vnořené výkonové smyčce lze v rekonfigurovatelném systému regulovat celkový výstupní proud, tak jak to naznačuje Obr. 9. Podřízená proudová smyčka v měniči dynamicky kompenzuje setrvačnost tlumivky, kdežto nadřazená proudová smyčka může být opět pomalejší. Pracuje totiž s celkovým výstupním proudem, který teče až za LC filtry a je ovlivněn přítomností kapacit ve filtrech.



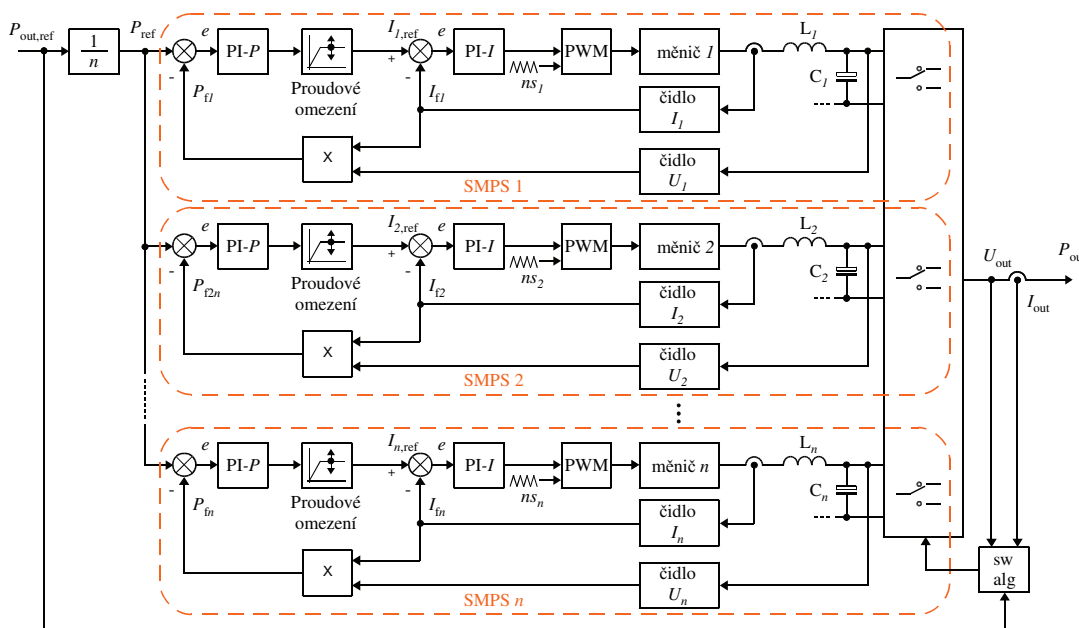
Obr. 9: Schéma pro regulaci proudu pro  $n$  bloků (měničů). Každý blok obsahuje nadřazenou výkonovou a podřízenou proudovou smyčku.

Nadřazené výkonové smyčky umožňují elegantně řešit regulaci výstupního výkonu. Schéma pro regulaci výkonu je znázorněno na Obr. 10. Žádaná hodnota výkonu, která se pouze podělí počtem měničů  $n$ , se přivede přímo na vstupy podřízených řídicích jednotek jednotlivých měničů. Pro takovéto regulační schéma platí podobné podmínky jako pro schémata uvedená v předchozí kapitole. Nadřazený počítač tedy nemusí řešit výkonovou smyčku, protože tu zpracovávají podřízené řídicí jednotky měničů.

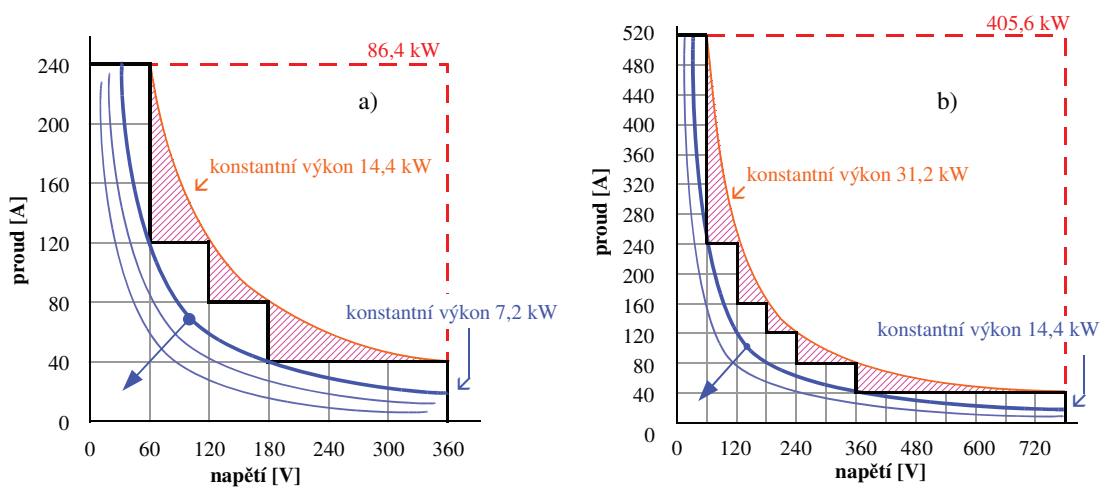
Obr. 11 znázorňuje diagram regulace konstantního výkonu pro šest a třináct měničů. Systém s šesti měniči (sudý počet) nabízí maximální výkon 14,4 kW, pro plynulou regulaci však může disponovat pouze polovinou výkonu, tedy 7,2 kW (pro daný počet měničů v obrázku tedy nelze využít šrafovanou plochu). Pro třináct měničů (lichý počet) pak může systém poskytnout maximální konstantní výkon 14,4 kW.

Zde je velice dobře vidět výhoda rekonfigurovatelného modulárního systému: kdyby byla tato konkrétní úloha ( $P_{out,max} = 7,2$  kW při  $U_{out,max} = 360$  V nebo  $I_{out,max} =$

240 A) řešena pouze jedním měničem, musel by daný měnič nabízet výstupní výkon 86,4 kW. Při větším počtu měničů přibude počet „schodů“ v diagramu.



Obr. 10: Schéma pro regulaci výkonu pro  $n$  bloků (měničů). Každý blok obsahuje nadřizenou výkonovou a podřizenou proudovou smyčku.



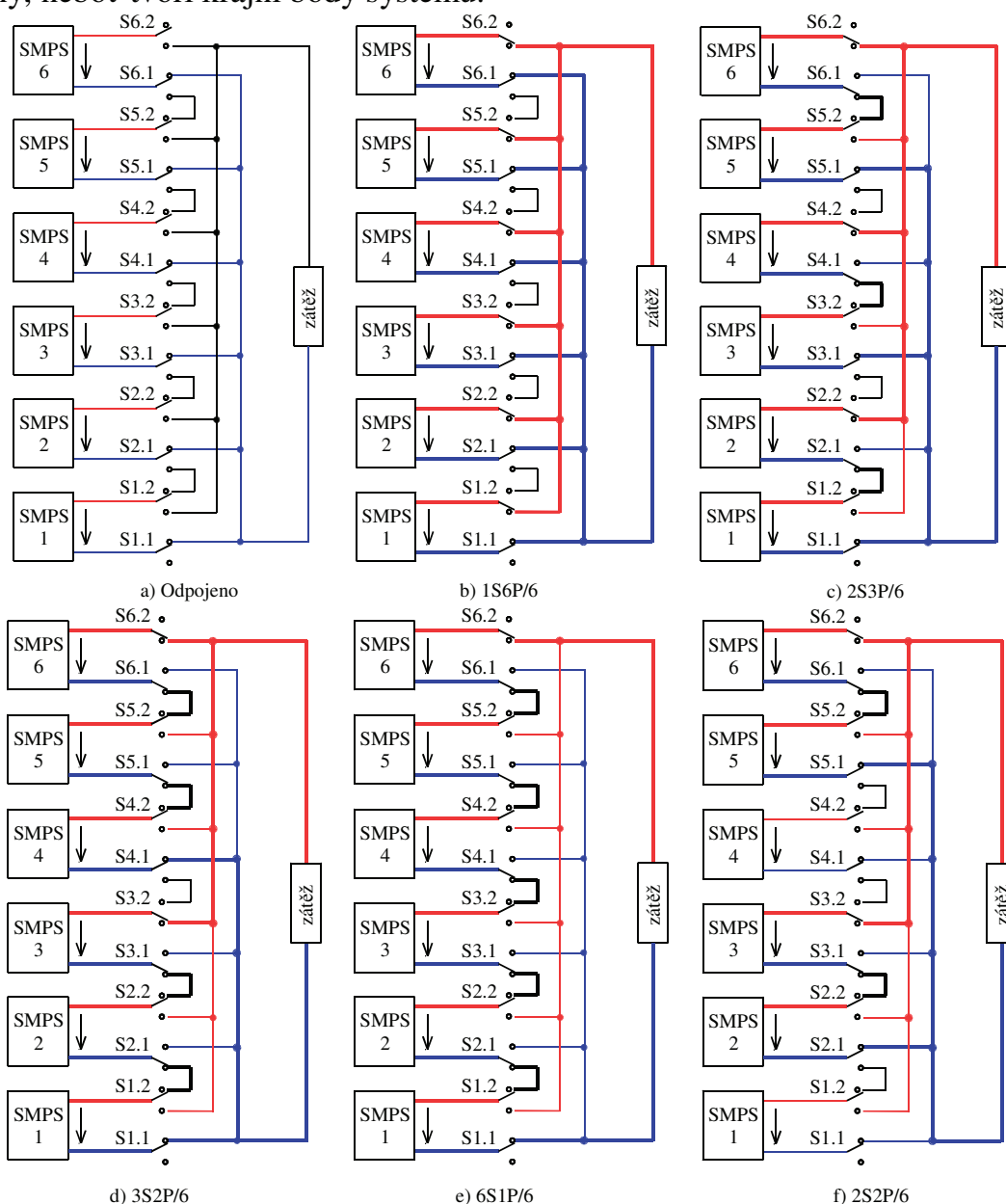
Obr. 11: Diagram regulace na konstantní výkon pro: a) šest měničů (konstantní výkon 7,2 kW), b) třináct měničů (konstantní výkon 14,4 kW).

## 4 ZAPOJENÍ VÝSTUPŮ SYSTÉMU

Pro realizaci rekonfigurovatelného modulárního systému je nezbytné vyřešit problematiku přepínání dílčích zdrojů do určitého módu  $n_s \mathbf{S} n_p \mathbf{P} / n$ . Možný způsob přepínání rekonfigurovatelného systému se šesti měniči prezentuje Obr. 12. Každý měnič SMPS  $x$  má na obou výstupních vývodech připojen přepínací kontakt (může

se jednat například o přepínač nebo relé s přepínacím kontaktem). Propojovací schéma pro každý případ obsahuje tři důležité body:

- *záporný uzel* – jsou s ním spojeny všechny rozpínací kontakty (NC, horní pin) přepínačů připojené na záporné vývody měničů, včetně záporné svorky zátěže.
- *kladný uzel* – jsou s ním spojeny všechny spínací kontakty (NO, dolní pin) přepínačů připojené na kladné vývody měničů, včetně kladné svorky zátěže.
- *propojovací uzly* – propojují dva sousední měniče, a to tak, že horní rozpínací pin z kladné svorky měniče je spojen s dolním spínacím pinem přepínače na záporné svorce. Pouze přepínače (S1.1 a S6.2) mají zmíněné piny nezapojeny, neboť tvoří krajní body systému.



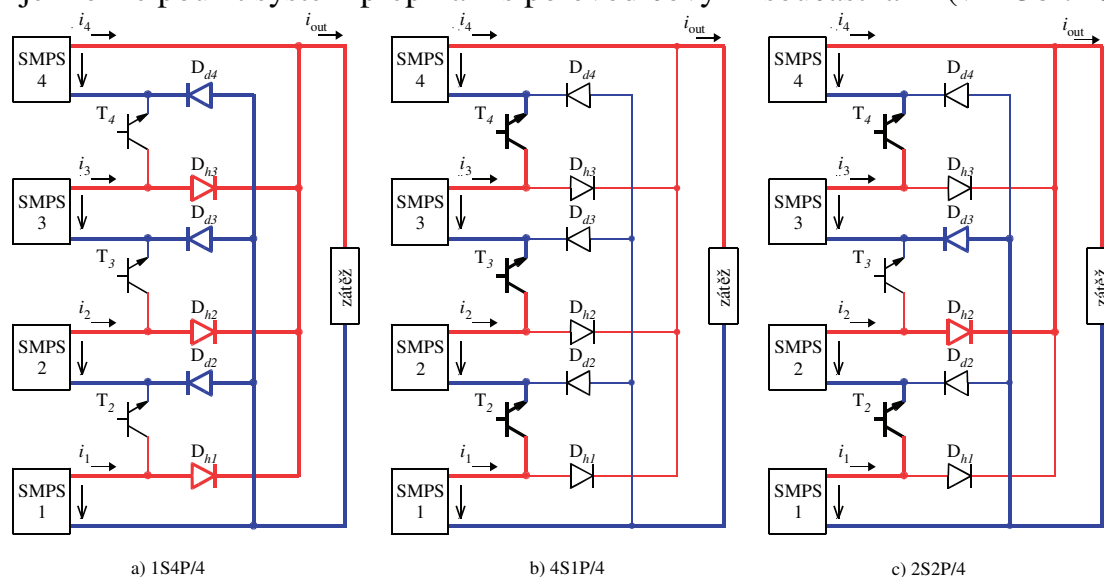
Obr. 12: Příklady propojení výstupů pro rekonfigurovatelný modulární systém se šesti měniči pomocí přepínacích kontaktů.



Přepínač S1.1 je v každém stavu odepnut. Ve schématu je uveden kvůli zachování univerzality systému. Následující body komentují jednotlivá zapojení z Obr. 12:

- odpojeno – MS je odpojen od zátěže. Všechny záporné výstupní vývody měničů jsou připojeny na záporný uzel a tedy i na zápornou svorku zátěže. Kladné vývody měničů jsou připojené na vlastní propojovací uzly, které však nikam nevedou. Zátěží tedy nemůže téct žádný proud. Jedná se o výchozí stav systému, tzn., že při spouštění nebo poruše jsou všechny měniče odpojené.
- 1S6P/6 – Všechny měniče jsou zapojeny paralelně. Jedná se o stav s nejnižší úrovní napětí a zároveň nejvyšší úrovní proudu. Žádný propojovací uzel není využit.
- 2S3P/6 – Paralelní trojice, kdy každý člen trojice obsahuje dva měniče v sérii. Jsou využity tři propojovací uzly.
- 3S2P/6 – Paralelní dvojice, kdy je každý člen dvojice složen ze třech měničů zapojených do série. Systém využívá čtyři propojovací uzly.
- 6S1P/6 – Všechny měniče jsou zapojeny do série. Jedná se o stav s nejvyšším možným výstupním napětím systému a nejnižším dosažitelným proudem. Všechny propojovací uzly jsou využity.
- 2S2P/6 – Paralelní dvojice dvou měničů v sérii. SMPS 1 a SMPS 4 nejsou zapojeny. Tento případ ukazuje, že lze některé měniče odpojit či vynechat (např. vlivem poruchy). Nelze tak však učinit vždy, problematické je z tohoto pohledu sériové řazení, kde lze vynechat pouze krajní měniče, ty prostřední by se musely vyřadit anebo překlenout. V paralelním spojení je možno vynechat/odpojit libovolný měnič.

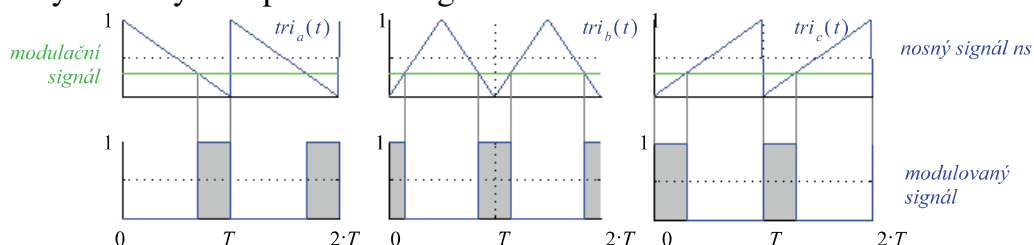
Výhoda použití přepínacích kontaktů spočívá v jednoduchosti a jednoznačnosti. Nevýhodou by mohla být rychlost přepínání, která by u reléových přepínačů nemusela splňovat požadavky na rychlé překonfigurování systému. Kvůli těmto požadavkům je možné použít systém přepínání s polovodičovými součástkami (viz Obr. 13).



Obr. 13: Příklady propojení výstupů pro rekonfigurovatelný modulární systém se čtyřmi měniči pomocí polovodičových součástek.

## 5 FÁZOVĚ POSUNUTÁ PULZNÍ ŠÍŘKOVÁ MODULACE

Funkce  $tri(t)$  definuje nosný pilovitý signál, který může být buď sestupný  $tri_a(t)$ , souměrný  $tri_b(t)$  nebo stoupající  $tri_c(t)$  (viz Obr. 14). Z obrázku je patrné, že pro danou periodu  $T$ , při stejné úrovni modulačního signálu, není z hlediska výsledné pracovní střídy důležitý tvar pilovitého signálu.



Obr. 14: Možné tvary nosného pilovitého signálu.

Z hlediska fáze mezi jednotlivými nosnými signály pro pulzní šířkové modulátory měničů (v Obr. 2, Obr. 3, Obr. 5, Obr. 7, Obr. 9 a Obr. 10 označených  $ns_1 - ns_4$ ) lze modulární systémy rozdělit do dvou kategorií:

### a) Nosné signály bez fázového posuvu

Tento způsob spočívá v tom, že všechny PWM modulátory budou mít společný vstupní pilovitý průběh, tedy

$$ns_j(t) = tri_x(t), \quad j = \{1, \dots, n-1, n\}. \quad (1)$$

### b) Fázově posunuté nosné signály (vícefázová PWM)

V této kategorii mají pulzně šířkové modulátory na vstupu nosné pilovité signály o stejné periodě  $T$  (a stejného typu  $tri_x(t)$ ), leč fázový posun nosných signálů mezi dvěma měniči odpovídá  $T/n$ . Pro jednotlivé nosné signály tedy platí

$$ns_j(t) = tri_x\left(t + \frac{j \cdot T}{n}\right), \quad j = \{1, \dots, n-1, n\}. \quad (2)$$

Pro variantu a) bez fázového posuvu dochází ke vzájemnému sčítání zvlnění napětí, popř. proudu v systému. Naopak pro variantu b) s fázovým posunem dochází v systému ke kompenzaci zvlnění napětí, respektive proudu.

Znalost zvlnění výstupního napětí a proudu je důležitá pro správné dimenzování výstupních LC filtrů dílčích měničů, ať už jde o nerekonfigurovatelný či rekonfigurovatelný modulární systém.

Maximální hodnota výstupního zvlnění jednoho samotného měniče se určí podle vztahu [6]

$$\Delta U_{\max} = \frac{\Delta I_{L1\max}}{8 \cdot f \cdot C_1}, \quad (3)$$

kde  $f$  odpovídá pracovnímu kmitočtu měniče,  $C_1$  odpovídá kapacitě výstupního LC filtru a  $\Delta I_{L1\max}$  představuje maximální zvlnění proudu tlumivkou. To se určí podle rovnice

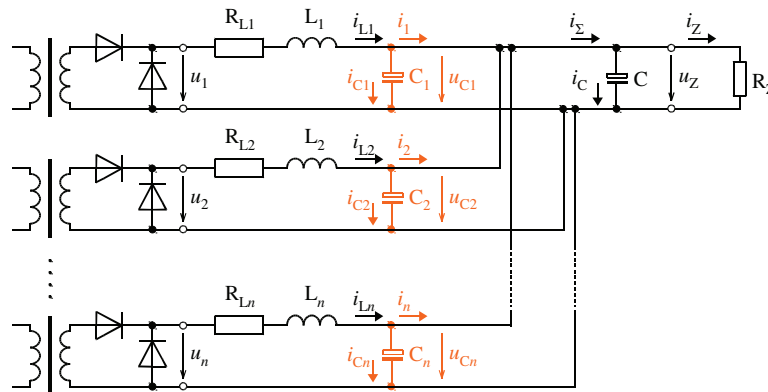
$$\Delta I_{L1\max} = s_{\max} \cdot (1 - s_{\max}) \cdot \frac{U_{1\max}}{2 \cdot f \cdot L_1}, \quad (4)$$

kde  $L_1$  představuje indukčnost výstupní tlumivky,  $U_{1\max}$  maximální hodnota sekundárního napětí impulsního transformátoru a  $s_{\max}$  maximální pracovní střída jednofázového propustného měniče, která se volí rozumně menší než 0,5 (aby demagnetizační proud impulsním transformátorem bezpečně klesl do nuly).

V následujících podkapitolách jsou uvedeny odvozené vztahy pro určení maximální hodnoty zvlnění výstupního napětí pro jednotlivé varianty zapojení měničů v MS – a to jak pro systémy s nosnými signály bez fázového posuvu tak pro systémy s vícefázovou PWM.

## 5.1 PARALELNÍ ŘAZENÍ MĚNIČŮ

V tomto módu jsou sekundární strany jednotlivých propustných měničů zapojeny paralelně (viz Obr. 15). Vzhledem tomu, že jsou výstupy paralelně, tak i výstupní napětí (respektive výsledné zvlnění napětí) je společné. Paralelní řazení měničů také způsobí to, že se sčítá výsledná kapacita všech kondenzátorů v LC filtrech. Pokud mají kondenzátory stejně velkou kapacitu, což by kvůli velké opakovatelnosti výroby měničů měly mít, potom je celková kapacita systému  $n$ -krát větší než kapacita dílčího kondenzátoru.



Obr. 15: Schéma výstupů měničů zapojených paralelně.

### a) Zvlnění výstupního napětí systémů s nosnými sig. bez fázového posuvu

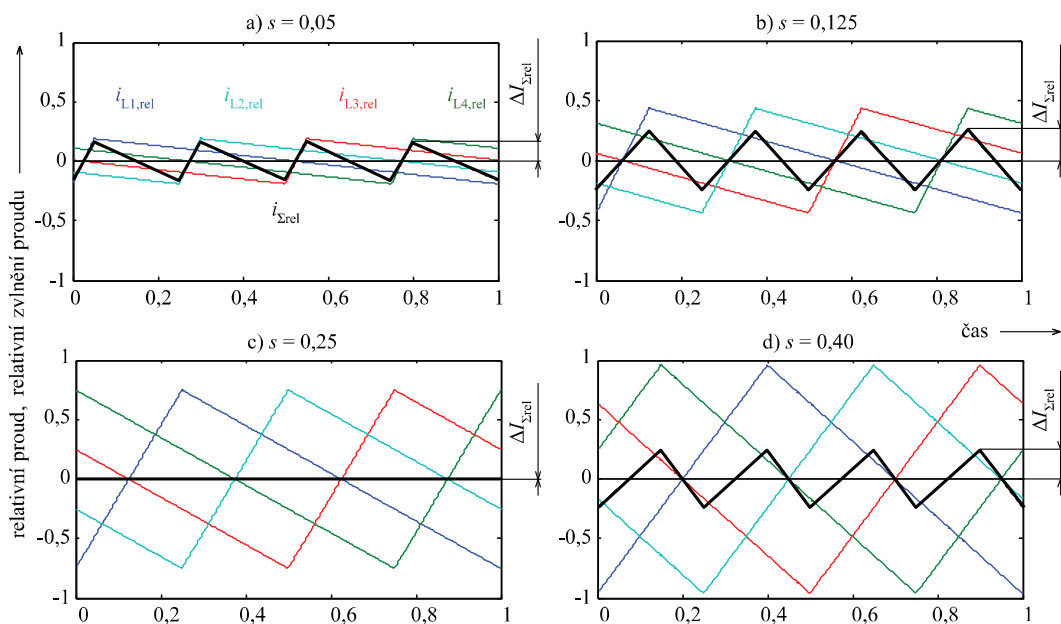
Pro tuto variantu dochází k superpozici zvlnění výstupních proudů dílčích měničů a výsledné maximální zvlnění napětí systému se pak určí

$$\Delta U_{\text{out,max}} = \frac{\Delta I_{L1\max} \cdot n}{8 \cdot f \cdot C_1 \cdot n} = \frac{\Delta I_{L1\max}}{8 \cdot f \cdot C_1}. \quad (5)$$

Symbol  $n$  se v čitateli objevil kvůli tomu, že se sčítají dílčí proudy měničů a zároveň i jejich proudová zvlnění. Ve jmenovateli se tento symbol objevil díky zmíněnému sčítání kapacit výstupních kondenzátorů. Pak se v čitateli i jmenovateli vykrátí  $n$ , a proto je tato rovnice stejná jako rovnice pro obecný tvar zvlnění výstupního napětí měniče (3).

### b) Zvlnění výstupního napětí systémů s vícefázovou PWM

Díky platnosti rovnice (2) dochází vlivem fázovému posuvu nosných pilovitých signálů  $n s_x$  ke kompenzaci zvlnění proudu  $i_{\Sigma rel}$  před filtračním kondenzátorem (pracovní proudy dílčích měničů  $I_{out1}$  až  $I_{outn}$  se samozřejmě sčítají). Obr. 16 zobrazuje, jak vypadá kompenzace zvlnění relativních proudů dílčích tlumivek  $i_{L1,rel}$  až  $i_{L4,rel}$  modulárního systému obsahujícího čtyři měniče pro střídy 0,05, 0,125, 0,25 a 0,40.



Obr. 16: Znázornění proudů dílčích tlumivek  $i_{L1,rel} - i_{L4,rel}$  a jejich zvlnění včetně výsledného zvlnění ( $\Delta I_{\Sigma rel}$ ) na proudu  $i_{\Sigma rel}$  v závislosti na čase pro různé pracovní střídy  $s$ .

Svislá osa je v relativních jednotkách zvlnění, kdy 1 (popřípadě -1) odpovídá maximálnímu zvlnění proudu jednou tlumivkou. Časová osa je pro názornost rovněž v relativních jednotkách. Zároveň relativní zvlnění proudu  $\Delta I_{\Sigma rel}$  má  $n$ -krát větší frekvenci. Průběh závislosti výsledného relativního zvlnění  $\Delta I_{\Sigma rel}$  pro celé spektrum střídy  $s \in \langle 0,1 \rangle$  určitých počtů měničů je vyobrazeno na Obr. 17. Tučnou čarou je zvýrazněno zvlnění pro střídu menší než 0,4. Amplituda výsledného relativního zvlnění určitého počtu měničů pro celé spektrum střídy se vypočítá

$$\Delta I_{\Sigma rel, max} = 1/n. \quad (6)$$

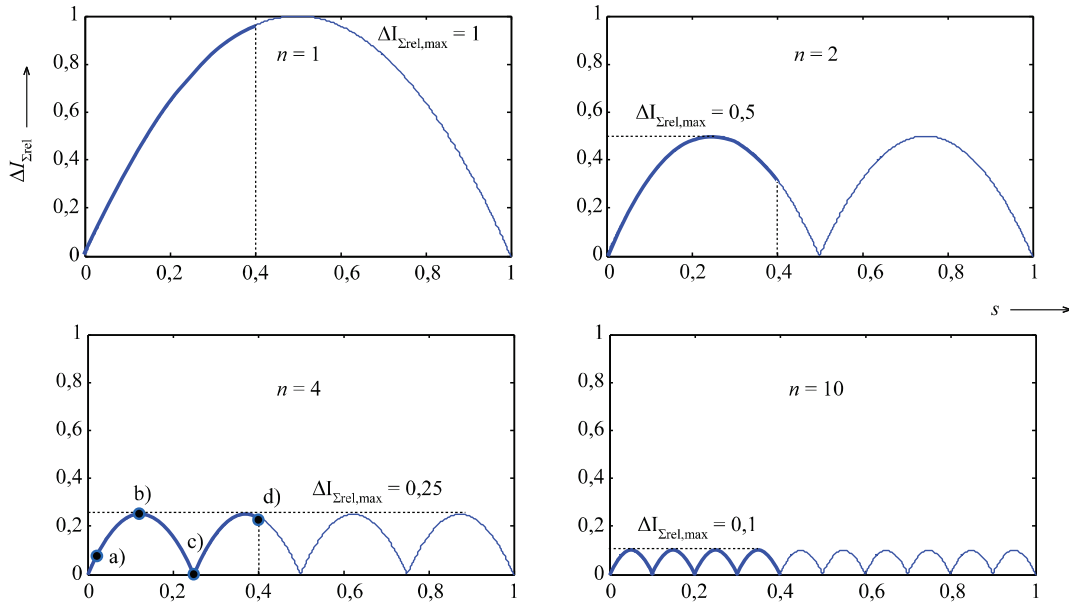
Těchto maxim je pro daný počet měničů v celém rozsahu střídy vždy  $n$  a náleží střídám

$$s_{\Delta_{\max,j,n}} = \frac{2 \cdot j - 1}{2 \cdot n}, \quad j = \{1, \dots, n-1, n\}. \quad (7)$$

Dále funkce obsahuje vždy  $n + 1$  bodů, pro které je výsledné zvlnění systému rovno nule. Tato minima se vyskytují při střídách

$$s_{\Delta_{\min,k,n}} = \frac{k}{n}, \quad k = \{0, \dots, n-1, n\}. \quad (8)$$

Spektrum pro určitý počet měničů se vždy skládá z  $n$  dílčích parabol ohraničených body, které jsou určeny pomocí rovnic (6) až (8).



Obr. 17: Průběh amplitudy výsledného zvlnění  $\Delta I_{\Sigma_{\text{rel}}}$  pro celý rozsah střídý – pro MS s určitým počtem měničů  $n$ .

Body a) – d) v Obr. 17 pro spektrum  $n = 4$  odpovídají situaci zvlnění pro určité střídý na Obr. 16:

- a)  $s = 0,05$  – bod se nachází ve stoupající části paraboly, proto je náběžná část výsledného zvlnění relativního proudu  $i_{\Sigma_{\text{rel}}}$  kratší jak sestupná.
- b)  $s = 0,125$  – bod se nachází v prvním maximu relativního zvlnění  $\Delta I_{\Sigma_{\text{rel,max}}}$ . Trojúhelníkový signál výsledného redukovaného proudu  $i_{\Sigma_{\text{rel}}}$  má proto stejně dlouhou jak stoupající, tak i klesající část paraboly.
- c)  $s = 0,25$  – bod se nachází v minimu mezi první a druhou parabolou. Došlo zde k úplnému vykompenzování zvlnění proudů.
- d)  $s = 0,40$  – bod se nachází na klesající části druhé paraboly, proto je náběžná část výsledného relativního zvlnění proudu  $i_{\Sigma_{\text{rel}}}$  kratší jak sestupná.

Na základě informací uvedených v předchozích obrázcích a textu, lze pro tuto variantu nosných signálů určit maximální zvlnění výstupního napětí

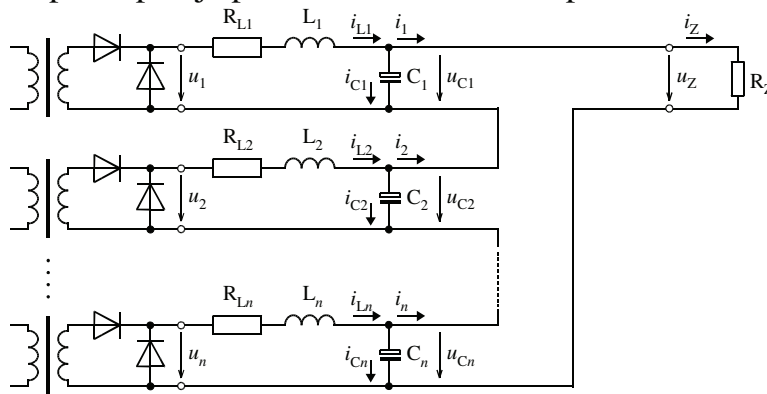
$$\Delta U_{\text{out,max}} = \frac{\Delta I_{L1 \text{ max}} \cdot \Delta I_{\Sigma_{\text{rel,max}}}}{8 \cdot f \cdot n \cdot C_1 \cdot n} = \frac{\Delta I_{L1 \text{ max}} / n}{8 \cdot f \cdot n \cdot C_1 \cdot n} = \frac{\Delta I_{L1 \text{ max}}}{8 \cdot f \cdot C_1 \cdot n^3}. \quad (9)$$

V čitateli je  $1/n$  díky platnosti rovnice (6), ve jmenovateli je další  $n$  z důvodu  $n$ -krát vyšší frekvence výsledného zvlnění a poslední  $n$  se ve jmenovateli nachází kvůli zmíněnému sčítání kapacit výstupních kondenzátorů.

**Poznámka:** V anglicky psané literatuře je řízení s vícefázovou PWM pojmenováno *interleaved converter control*. Pokud mají modulární měniče společný napěťový meziobvod, dochází také ke kompenzaci vstupního proudového zvlnění. Toto téma je popsáno v literatuře [15].

## 5.2 SÉRIOVÉ ŘAZENÍ MĚNIČŮ

V tomto módu jsou sekundární strany jednotlivých propustných měničů zapojeny do série (viz Obr. 18), proto proud zátěže odpovídá výstupnímu proudu dílčího měniče. Stejně tak i výstupní proudové zvlnění systému je společné pro všechny měniče. Výsledné výstupní napětí je potom dáno součtem napětí na dílčích měničích.



Obr. 18: Schéma výstupů měničů zapojených do série.

### a) Zvlnění výstupního napětí systémů s nosnými sig. bez fázového posuvu

Vzhledem k tomu, že je výsledné výstupní napětí dáno součtem napětí na dílčích měničích, potom je i výstupní napěťové zvlnění systému určeno sečtením zvlnění napětí na kondenzátorech dílčích měničů. Proto se výsledné zvlnění napětí určí tak, že se zvlnění na jednom kondenzátoru vynásobí počtem měničů. Pro maximální hodnotu zvlnění napětí MS zapojeného do série tedy platí

$$\Delta U_{\text{out,max}} = n \cdot \frac{\Delta I_{L1\text{max}}}{8 \cdot f \cdot C_1}. \quad (10)$$

### b) Zvlnění výstupního napětí systémů s vícefázovou PWM

I v tomto případě samozřejmě dochází ke sčítání výstupních napětí měničů, ovšem výsledné zvlnění napětí se musí určit podobně, jako se pro měniče zapojené paralelně určí výsledné zvlnění proudu  $i_{\Sigma\text{rel}}$ . Tam totiž dojde kvůli fázovému posuvu mezi nosnými signály ke vzájemnému vykompenzování zvlnění proudu. Analogicky se tedy určí výsledné zvlnění napětí. Napěťové zvlnění každého měniče má tvar dvou parabol spojujících se v inflexních bodech, přičemž jedna je otevřená nahoru

a druhá dolů. Tyto zvlněné průběhy se díky vzájemnému fázovému posuvu rovněž kompenzují. Maximální zvlnění se tedy pro sériově řazené měniče určí

$$\Delta U_{\text{out,max}} = \frac{\Delta I_{L1\text{max}} \cdot \Delta I_{\Sigma\text{rel,max}}}{8 \cdot f \cdot n \cdot C_1} = \frac{\Delta I_{L1\text{max}}}{8 \cdot n \cdot f \cdot C_1} \cdot \frac{1}{n} = \frac{\Delta I_{L1\text{max}}}{8 \cdot f \cdot C_1 \cdot n^2}. \quad (11)$$

Ve jmenovateli je symbol  $n$  z důvodu  $n$ -krát větší frekvence výstupního napětového zvlnění a za zlomkem podíl  $1/n$  představuje výslednou amplitudu pro  $n$  měničů v systému – viz  $i_{\Sigma\text{rel}}$  z Obr. 17.

### 5.3 SÉRIOVĚ-PARALELNÍ ŘAZENÍ MĚNIČŮ

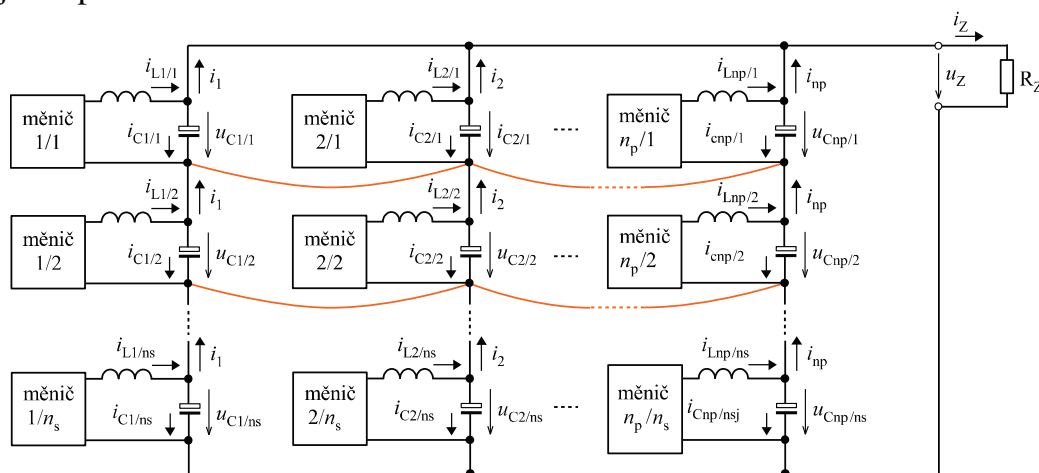
Obecné sériově-paralelní zapojení, naznačuje Obr. 19. Výstupní napětí odpovídá součtu napětí v jedné sériové větvi. Tyto větve jsou paralelně, takže je na nich stejné napětí

$$u_z = u_{Cj/1} + u_{Cj/2} + \dots + u_{Cj/ns}, \quad j = \{1, \dots, n-1, n\}. \quad (12)$$

Za předpokladu, že mají všechny měniče stejné parametry výstupních filtrů (to je opět žádoucí z hlediska vysoké opakovatelnosti výroby), lze rovnici (12) zjednodušit na tvar

$$u_z = u_{Cj/1} \cdot n_s. \quad (13)$$

Díky zmíněnému předpokladu, že jsou na všech měničích stejná napětí, se uzly určitých napětových úrovní (na Obr. 19 spojené oranžovými křivkami) nacházejí na stejném potenciálu.



Obr. 19: Obecné schéma sériově-paralelního zapojení měničů.

#### a) Zvlnění výstupního napětí systémů s nosnými sig. bez fázového posuvu

Pomocí rovnice (12) lze (za podmínky, že mají LC filtry stejné parametry) určit maximální hodnotu zvlnění napětí MS zapojeného do určité sériově-paralelní kombinace

$$\Delta U_{\text{out,max}} = n_s \frac{\Delta I_{L1\text{max}}}{8 \cdot f \cdot C_1}. \quad (14)$$

Výsledek bude stejný i v případě, že by byly spojené propojovací uzly (viz oranžové propojky na Obr. 19). Celkové proudové zvlnění by sice vždy bylo na jedné řadě měničů zapojených paralelně  $n_p$ -krát zvětšené (v čitateli), na druhou stranu by se zase  $n_p$ -krát zvětšila výsledná kapacita (ve jmenovateli), protože kondenzátory jsou v této řadě paralelně. Těchto paralelních skupin je v systému zapojených  $n_s$ , tudíž pro celkové zvlnění napětí lze aplikovat opět rovnici (14). Z rovnice tedy plyne, že přidávání sériových větví (zvětšování čísla  $n_p$ ) nemá vliv na výsledné zvlnění napětí (pro nosné signály bez fázového posuvu).

*Rovnice (14) platí obecně pro jakoukoli variantu výstupního zapojení nerekonfigurovatelného i rekonfigurovatelného systému s nosnými signály bez fázového posuvu.*

### b) Zvlnění výstupního napětí systémů s vícefázovou PWM

Všech  $n$  měničů má v tomto modulárním (rekonfigurovatelném) systému vzájemně fázově posunuté nosné signály. Dochází zde tedy opět redukci zvlnění. Při pohledu na rovnice (9) a (11) lze díky myšlence virtuálních propojení (Obr. 19) psát rovnici maximální napěťové zvlnění systému jako

$$\Delta U_{\text{out,max}} = \frac{\Delta I_{L1\text{max}} \cdot \Delta I_{\Sigma\text{rel,max}}}{8 \cdot f \cdot n \cdot n_p \cdot C_1} = \frac{\Delta I_{L1\text{max}} / n}{8 \cdot f \cdot C_1 \cdot n_p \cdot n} = \frac{\Delta I_{L1\text{max}}}{8 \cdot f \cdot C_1 \cdot n_p \cdot n^2}. \quad (15)$$

Na rozdíl od předchozí varianty bez fázového posuvu totiž záleží na tom, kolik měničů je zapojených paralelně – kvůli sčítání kapacit kondenzátorů.

*Rovnice (15) platí rovněž obecně pro jakoukoli variantu výstupního zapojení nerekonfigurovatelného i rekonfigurovatelného systému s vícefázovou PWM. Důležité však je, aby byl systém vždy plně využitý. Pro rekonfigurovatelný systém, který obsahuje např. sedm měničů a je přepnut do módu 3S2P/7 je třeba, aby se změnilo i přenastavení fázového posuvu nosných signálů z  $1/7 \cdot T$  na  $1/6 \cdot T$ .*

Podělením obecných rovnic (14) a (15) pro maximální zvlnění napětí systému  $\Delta U_{\text{out,max}}$  vznikne

$$\frac{\frac{n_n \cdot \Delta I_{L1\text{max}}}{8 \cdot f \cdot C_1 \cdot n_p \cdot n^2}}{\frac{\Delta I_{L1\text{max}}}{8 \cdot f \cdot C_1 \cdot n_p \cdot n^2}} = n_s \cdot n_p \cdot n \cong n^3. \quad (16)$$

*Systém s vícefázovou PWM má tedy  $n^3$ -krát menší maximální hodnotu zvlnění výstupního napětí než systém bez fázového posuvu.*

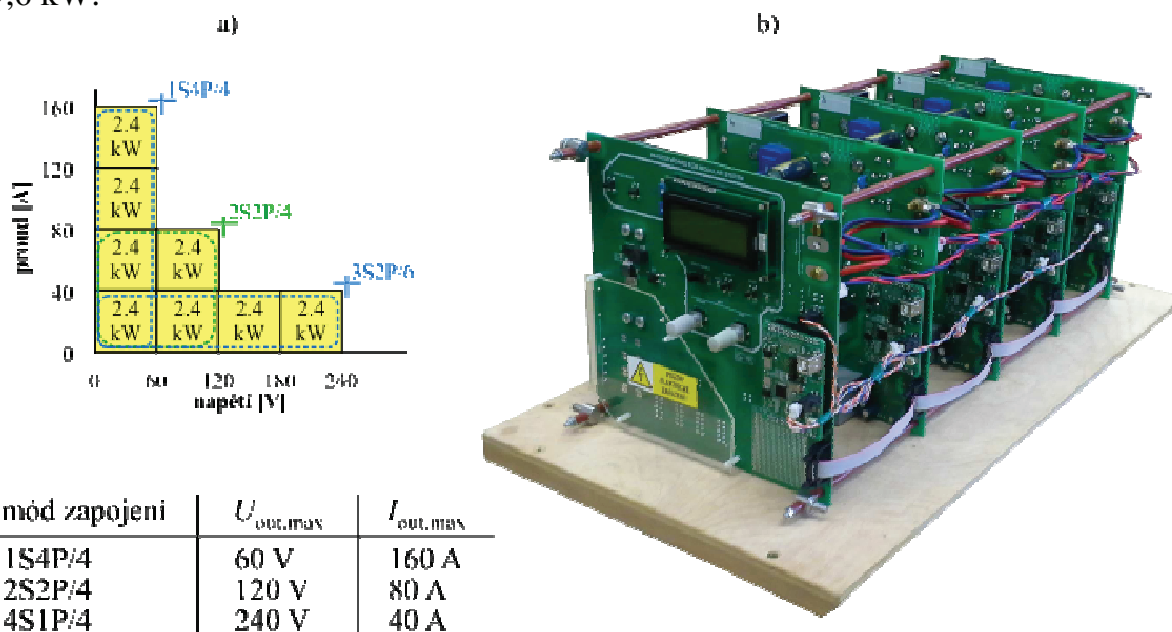


## 6 REALIZOVANÝ FUNKČNÍ VZOREK

V této kapitole bude popsán realizovaný funkční vzorek. Jedná se o modulární systém obsahující čtyři měniče. Parametry jednoho měniče jsou následující:

- maximální výstupní napětí jednoho měniče 60 V,
- maximální výstupní proud jednoho měniče 40 A,
- tedy maximální výstupní výkon jednoho měniče 2,4 kW,
- pracovní kmitočet 100 kHz,
- vstupní napětí měniče  $3 \times 400$  V,
- jmenovitá hodnota napětí v meziobvodu 540 V.

Systém pracuje s rekonfigurovatelnou řídicí strukturou s regulací výstupního napětí (viz kapitola 3). Maximální výstupní proudy a napětí dané konfigurace jsou znázorněny na Obr. Obr. 20a). Maximální výstupní výkon celého systému je tedy 9,6 kW.



Obr. 20: Výstupní napětí a proud pro jednotlivé módy zapojení MS obsahujícího čtyři měniče. b) Ilustrační fotografie realizovaného funkčního vzorku.

Všechny vyrobené měniče v realizovaném funkčním vzorku obsahují jak spínací tranzistory, tak i demagnetizační diody vyrobené technologií SiC.

Ve všech třech módech zapojení systém pracuje s pulzní šířkovou modulací s fázově posunutými nosnými signály, viz kapitola 5. Zvlnění výstupního napětí se tedy výrazně vykompenzuje a jeho kmitočet je čtyřikrát větší než kmitočet jednoho měniče, tedy 400 kHz.

Ilustrační fotografie celého funkčního vzorku je znázorněna na Obr. Obr. 20b). Vzorek je složen ze tří typů desek, které musely být navrženy a osazeny:

- *Processorová deska* – těchto desek bylo vyrobeno celkem pět. Čtyři slouží k řízení čtyř Silových desek a jedna k řízení MASTER desky.

- *Silové desky* – tyto desky byly vyrobeny celkem čtyři, každá totiž nese výkonový měnič.
- *MASTER deska* – tato deska slouží k řízení a rozvod napájení pro všechny čtyři Silové desky. Umožňuje řídit a napájet až šestnáct Silových desek

## 7 ZÁVĚR

Tato práce představuje zkrácenou verzi dizertační práce, která pojednává o spínaných síťových zdrojích velkého výkonu, které jsou řešeny jako modulární systémy. Původní cíle dizertační práce, které se týkaly výhradně paralelního řazení měničů, byly rozšířeny o sériové řazení měničů. Ukázalo se však, že bude přínosnější řešit modulární systémy jako rekonfigurovatelné – tedy že bude možné za chodu systému (podle požadavků uživatele nebo řídicího systému) měnit řazení měničů, a to na buď na sériové, nebo paralelní anebo sériově-paralelní. Toto rekonfigurovatelné řešení, které rozšířilo původní cíle práce, totiž stávající literatura nenabízí. Lze jej tedy považovat za velice nové a přínosné.

Cíle práce byly postupně všechny splněny. Lze je rozdělit do tří základních bodů:

### a) *Teoretický rozbor práce*

Touto problematikou se zabývají kapitoly 1 – 4. Kapitola 1 stručně rozebírá současný stav problematiky modulárního řazení zdrojů. Kapitola 2 potom vytyčuje stanovené cíle, které byly řešeny v rámci této práce.

Rozbor řídicích struktur modulárních systémů je učiněn v kapitole 3. Kapitola je rozdělena do dvou částí. V první části jsou popsány řídicí struktury pro tzv. nerekonfigurovatelné modulární systémy. Do této kategorie spadají systémy s paralelně, sériově a sériově-paralelně řazenými měniči. Ve druhé kategorii jsou popsány tzv. rekonfigurovatelné systémy. U těchto systémů je rozebrána problematika přenosu dat a také jsou popsány regulační struktury pro různé druhy řízení. Ukázalo se, že v obecném rekonfigurovatelném systému je výhodné, aby každý dílčí měnič měl vlastní podřízenou proudovou a nadřízenou výkonovou regulační smyčku. Dále jsou v této části analyzovány možnosti přepínání zdrojů rekonfigurovatelného systému a algoritmus, který řídí toto přepínání.

V kapitole 4 je popsána vícefázová PWM pro jednotlivé varianty zapojení měničů v systému. Důraz je v této kapitole kladen na určení zvlnění výstupního napětí a proudu pro dané zapojení. V podkapitolách je vždy porovnáno řízení s fázově posunutými nosnými signály s řízením bez fázového posuvu.

### b) *Návrh a řešení funkčního vzorku*

Do této části obsahově spadají kapitoly 5, 6. V kapitole 5 jsou prezentovány modely regulačních schémat (uvedených v kapitole 4). Dále jsou simulacemi potvrzeny vztahy a úvahy uvedené v kapitole 4. Kapitola 6 se zabývá kompletním návrhem popisem funkčního vzorku, ať už se jedná o hardware, software, tak o konstrukční provedení. Jedná se o rekonfigurovatelný modulární systém, který se skládá ze čtyř měničů. Každý tento měnič má výstupní napětí 60 V a výstupní proud 40 A (výkon

2,4 kW). Jak bylo naznačeno, měniče lze řadit sériově, paralelně nebo sériově-paralelně.

Důležitým cílem práce bylo ověření výkonových spínacích tranzistorů MOS-FET vyrobených z materiálu SiC. Vynikající dynamické vlastnosti těchto součástek umožnily zvýšit spínací kmitočet na 100 kHz.

*c) Experimentální výsledky*

Experimentální výsledky jsou prezentovány v kapitole 7. Všechny experimenty byly ve velmi dobrém souladu s teoretickými předpoklady.

## LITERATURA

- [ 1 ] KUZDAS, J.; VOREL, P. *Powerful charger for electric aircraft*. Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, 2013, s. 1165 - 1168.
- [ 2 ] S. ZHENG, AND D. CZARKOWSKI, *High-voltage high-power resonant converter for electrostatic precipitator*. In Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03: IEEE, 2003, s. 1100-1104.
- [ 3 ] BEHJATI, H.; DAVOUDI, A.; LEWIS, F. *Modular DC-DC Converters on Graphs: Cooperative Control*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, s. 6725-6741.
- [ 4 ] FERNANDEZ, C.; ZUMEL, P.; LORANZO, A.; SANZ, M.; BARRADO, A. *Simple design strategy for modular input-series output-series converters*. 2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL): IEEE, 2013, s. 1-9.
- [ 5 ] WANG, L.; XIANGNING, H. *Input-Series and Output- Parallel Connection Modular DC-DC Converters with Interleaved Constant Duty Cycle Control Strateg*. IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society: IEEE, 2007, s. 1901-1906.
- [ 6 ] ADHIKARI, J.; RATHORE, A. K.; PANDA, S. K. *Modular interleaved ZVS current fed isolated DC-DC converter for harvesting high altitude wind power*. Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, 2013, s. 7187 - 7192.
- [ 7 ] PATOČKA, M. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. Odborné knihy. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.
- [ 8 ] ZHANG, S.; XIAOYAN, Y. *A Unified Analytical Modeling of the Interleaved Pulse Width Modulation (PWM) DC-DC Converter and Its Applications*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2013, 5 s.
- [ 9 ] MARTINEZ, W.H.; CORTEZ, C.A. *High power density interleaved DC-DC converter for a high performance electric vehicle*. Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), 2013 Workshop on, 2013, 5 s.
- [ 10 ] SHUCK, M.; PILAWA-PODGURSKI, R.C.N. *Ripple Minimization Through Harmonic Elimination in Asymmetric Interleaved Multiphase DC-DC Converters*. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2015, 12 s.
- [ 11 ] GRBOVIC, P.J. *Closed form analysis of N-cell interleaved two-level DC-DC converters: The DC bus capacitor current stress*. ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE, 2013, 7 s., DOI: 10.1109/ECCE-Asia.2013.6579084.

- [ 12 ] ANG,S.; Oliva, A. *Power-switching converters*. 2nd ed. Boca Raton, FL: Taylor, 2005. ISBN 08-247-2245-0.
- [ 13 ] HART, D.W. *Power electronics*. New York: McGraw-Hill, c2011. ISBN 00-733- 8067-9.
- [ 14 ] RASHID, M.H. *Power electronics: devices, circuits, and applications*. Fourth edition. Prentice Hall, 2013. ISBN 01-331-2590-4.
- [ 15 ] PILAWA-PODGURSKI, R.C.N.; SHUCK,M. *Input current ripple reduction through interleaving in single-supply multiple-output dc-dc converters*. Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2013 IEEE 14th Workshop on, 2013, 5 s.
- [ 16 ] TOLBERT, L. M. a kolektiv *Power electronics for distributed energy systems and transmissions and distribution applications*. Oak ridge national laboratory, 2005, s. 182
- [ 17 ] HOSSEINI AGHDAM, M. G.; THIRINGER, T. *Comparison of SiC and Si Power Semiconductor Devices to Be Used in 2.5 kW DC/DC Converter*. Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009, s. 1035 - 1040.

## Curriculum Vitae

Jméno: Josef Kadlec  
Narozen: 17. 3. 1986 ve Velkém Meziříčí  
Kontakt: josefkadlec@seznam.cz

### *Vzdělání*

2001 – 2005 Střední průmyslová škola Žďár nad Sázavou, Studijní obor: Elektrotechnika – Automatizace  
2005 – 2010 Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně  
2010 – 2015 Doktorské studium na UVEE, FEKT VUT v Brně

### *Praxe*

2012 šéfmontér ve společnosti atx – technická kancelář pro komplexní automatizaci, s.r.o., Žďár nad Sázavou  
2011 – 2014 Technicko-hospodářský pracovník na UVEE, FEKT VUT v Brně  
2012 – 2014 Technicko-hospodářský pracovník v Centru výzkumu a využití obnovitelných zdrojů energie (CVVOZE), Brno  
2016 R&D Electronic engineering - Hardware responsible – Automotive Lighting s.r.o.

### *Účast na řešení projektů*

2011 – 2014 Využití nových technologií ve výkonové elektronice (interní fakultní grant, zahájení 1. 1. 2011, ukončení 31. 12. 2014, označení FEKT-S-11-14)  
2014 – 2015 Nové směry ve výzkumu elektrických strojů, přístrojů, elektrických pohonů a výkonové elektroniky (interní fakultní grant, zahájení 1. 1. 2014, ukončení 31. 12. 2016, označení FEKT-S-14-2342)  
2011 – 2015 spoluúčast na řešení projektu elektrického letounu VUT-051-RAY a projektu Inovace lesních lanovek LARIX (označení TA02021320)

## **Abstract**

This doctoral thesis deals with the issue of high power switched-mode power supplies that are designed as modular systems. The thesis describes series, parallel and series-parallel possibility of connected converters. System can achieve extremely high output current for converters connected in parallel. For converters connected in series, the system can achieve extremely high output voltage. The main goal of this thesis is to develop so-called reconfigurable modular system. It is a system that can change converters connection of serial, parallel or series-parallel connection - during its operation. This option to change converters connection significantly extends the control range of output voltage and output current of the whole system. For all these mentioned variants of the modular system there are described and simulated suitable control schemes.

The issue of interleaved PWM is described in the thesis. Output voltage ripple and current ripple equations were derived for each converters connection. These equations, which were derived either for systems with interleaved PWM or for systems without of phase shifted PWM, are also proved by simulations.

Design of reconfigurable modular system with power of 9.6 kW that contains four converters was introduced in this thesis. Converters use modern transistors and diodes of SiC material. The proposed reconfigurable modular system was successfully manufactured. The measurement results are also shown in the work.