

Alma Mater Studiorum – Univerzita v Bologni

PhD.

BIOMEDICÍNSKÉ, ELEKTROTECHNIKA A SYSTÉMOVÉ INŽENÝRSTVÍ

Cyklus XXXI

Soutěžní sektor: SC 09/E1 - Elektrotechnika

Vědecko-oborový sektor: SSD ING-IND/31 – Elektrotechnika

Analýza zvlnění proudu a napětí stejnosměrného
meziobvodu v jednofázových a vícefázových střídačích
s napětovými zdroji

Přednáší: Marija VUJACIC

Doktorandský koordinátor

Prof. Daniele VIGO

Vedoucí

Prof. Gabriele GRANDI

Závěrečná zkouška 2019

Abstraktní

V této práci je analyzováno spínání stejnosměrného spoje a nízkofrekvenční složky zvlnění proudu a napětí ve dvouúrovňových jednofázových a vícefázových střídačích se zdroji napětí. Analýza proměnných střídačů stejnosměrného spoje je důležitá pro odhad profilů zvlnění stejnosměrného napětí, které ovlivňují všechny komponenty stejnosměrného spoje. Tyto profily zvlnění lze použít ke správnému dimenzování kondenzátoru stejnosměrného spoje a k posouzení životnosti nebo degradace komponent, jako jsou bateriové bloky a samotný kondenzátor stejnosměrného spoje. V této práci jsou proto navrženy jednoduché a efektivní metody pro návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje, které vztahují hodnotu kapacity k maximální požadované hodnotě zvlnění stejnosměrného napětí mezi špičkami.

Složky zvlnění napětí se vypočítávají na základě odpovídajících složek proudu stejnosměrného meziobvodu a s ohledem na neideální zdroj stejnosměrného napětí, který představuje vstupní filtr (například stejnosměrný tlumivku) nebo odporový zdroj stejnosměrného proudu (například fotovoltaický systém). Analýzy zvlnění při spínání jsou však platné i u většiny stejnosměrných napájecích zdrojů, protože impedance zdroje stejnosměrného proudu se při spínací frekvenci střídače obvykle stává mnohem vyšší než reaktance kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu. Amplituda zvlnění napětí při spínání mezi špičkami se odvozuje z periody základního křivky jako funkce provozních podmínek: modulačního indexu, amplitudy fázového proudu a fázového úhlu výkonu. U všech prezentovaných vícefázových topologií se odkazuje na dvě nejčastěji používané modulační techniky, sinusovou PWM a prostorovou vektorovou modulaci.

Počáteční zkoumání proměnných stejnosměrného spoje se zaměřilo na jednofázový střídač s H-můstkem, přičemž byly zohledněny jak spínací, tak nízkofrekvenční složky zvlnění stejnosměrného proudu. Analýza byla dále rozšířena na případ dvouúrovňových vícefázových střídačů se symetrickým zatížením. Byly prezentovány některé obecné kroky analýzy spínacího zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje ve vícefázových střídačích s ohledem na lichý počet fází.

Tento přístup byl vyvinut speciálně pro třífázové, pětifázové a sedmifázové střídače.

Pro znázornění chování amplitudy zvlnění stejnosměrného napětí mezi špičkami jsou zobrazeny různé diagramy pokrývající celý rozsah modulačního indexu a fázového úhlu výkonu. Maximální amplituda zvlnění napětí mezi špičkami je určena jako funkce modulačního indexu.

Jsou porovnány případy s různým počtem fází a je diskutován vliv zvýšení počtu fází na dimenzování kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu.

Závěrečná analýza zahrnovala také vliv mírné nevyváženosti zátěže na proměnné stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích. Uvažovaná nevyváženost je v praxi přítomna u každého vícefázového střídavého motoru, pohybuje se v řádu několika procent a zavádí nízkofrekvenční okamžité kmitání výkonu. To se projevuje nízkofrekvenčním (tj. dvojitým základním) zvlněním proudu a napětí na straně stejnosměrného střídače. Proto jsou vypočítány amplitudy obou složek zvlnění a je diskutována důležitost jejich zohlednění při návrhu kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu.

Veškerý analytický vývoj je ověřen podrobnými simulacemi a experimenty. mentální výsledky.

Tato stránka je záměrně ponechána prázdná

Poděkování

Rád bych vyjádřil upřímné poděkování několika lidem, kteří měli skvělý dopad na mě a mou práci během mého doktorského studia.

V první řadě bych chtěla hluboce poděkovat svému školiteli, profesorovi Gabriele Grandimu, který mě vedl po celou dobu tohoto doktorského studia. Možnost připojit se k jeho výzkumné skupině považuji za nesmírně důležitou pro můj profesní i osobní rozvoj. Jeho profesionální mentoring a rozsáhlé technické znalosti, které se mnou nezištně sdílel, mi pomohly rozvíjet a dokončit tento výzkum a zároveň mě motivovaly k profesnímu i akademickému zlepšování a růstu. Jsem obzvláště vděčná za jeho čas, který mi věnoval, rychlou a přesnou zpětnou vazbu a morální podporu. Považuji se za privilegovaného a šťastného, že jsem měl možnost s ním spolupracovat.

Rád bych vyjádřil své zvláštní poděkování profesorovi Emilu Levimu z Liverpool John Moores University za to, že mi umožnil strávit tříměsíční výzkumné období v jeho výzkumné skupině „Elektrické stroje a pohony“. Během mého pobytu v Liverpoolu jsem měl skvělou příležitost rozšířit si obzory a rozšířit znalosti v oblasti vícefázových systémů. Čas, který jsem tam strávil, byl pro mě nezapomenutelným zážitkem a chtěl bych poděkovat všem členům skupiny za to, že mi pobyt tak zpříjemnili.

Zvláště bych chtěl poděkovat Dr. Obradovi Đorđevićovi za veškerou pomoc, kterou mi poskytl během experimentů prováděných v Liverpoolu. Vážím si jeho času, obětavosti a odborných znalostí, které se mnou sdílel. Doufám, že naše spolupráce a přátelství budou pokračovat i v budoucnu.
zákon.

Děkuji recenzentům Dr. Martinu Jonesovi a prof. Marcovi Mussettovi za věnování jejich čas na kontrolu práce a poskytnutí užitečných komentářů a konstruktivní zpětné vazby.

Rád bych vyjádřil své uznání za podporu, které se mi během studia dostalo jakožto členu Institutu pokročilých studií (ISA), a za skvělou příležitost setkat se s mými milovanými kolegy z programu „Brains-in 2015“, se kterými jsem během této doktorské cesty sdílel všechny nejlepší i nejnáročnější okamžiky. S radostí dnes nazývám Tatjanu, Vilmu, Ankush, Juliju, Sandru a Vidaka svou boloňskou rodinou. Děkuji také Andree a Stefanovi za vřelé přijetí a veškerou pomoc na mých začátcích v Bologni.

Rád bych poděkoval všem kolegům z Katedry elektrotechniky, elektroniky a informačního inženýrství Univerzity v Bologni, se kterými jsem měl možnost spolupracovat, za jejich přátelství a ochotu k diskusi. Je mi velkou ctí být součástí takové instituce, jako je Alma Mater.

A konečně, největší poděkování dlužím své rodině, která pro mě vždycky byla zdrojem inspirace a motivace. Děkuji jí za lásku a nesmírnou podporu, za ty nejdůležitější životní lekce a za tvůj jedinečný způsob, jakým jsem se nemohl cítit vzdáleně od domova, ať jsem kdekoli.

Tato stránka je záměrně ponechána prázdná

Obsah

Abstrakt.....	I
Poděkování	III
Obsah	V
1. Úvod	1
1.1 Motivace pro výzkum	1
1.2 Cíle výzkumu a hlavní příspěvky.....	3
1.3 Osnova diplomové práce	5
1.4 Autorské práce.....	6
2. Analýza stejnosměrného spoje v jednofázových střídačích s H-můstkem.....	7
2.1 Úvod.....	7
2.2 Analýza proudu stejnosměrného meziobvodu.....	9
2.2.1 Obecné předpoklady.....	9
2.2.2 Složky proudu stejnosměrného meziobvodu.....	10
2.3 Analýza zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu	12
2.3.1 Nízkofrekvenční složka napětí.....	12
2.3.2 Složka napětí spínací frekvence	13
2.4 Návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu	18
2.5 Simulační a experimentální výsledky.....	21
2.6 Diskuse.....	28
Odkazy	29
3. Analýza zvlnění spínání proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázovém systému střídače	31
3.1 Úvod	31
3.2 Modulační techniky	33
3.3 Analýza proudu stejnosměrného spoje (dc-link).....	38
3.4 Analýza zvlnění napětí stejnosměrného spoje (dc-link).....	40
3.4.1 Vyhodnocení zvlnění při přepínání napětí.....	40
3.4.1.1 Zvlnění při přepínání špičkového napětí se sinusovou PWM.....	42
3.4.1.2 Zvlnění při přepínání špičkového napětí s SVM.....	43

3.4.2 Maximální zvlnění spínacího napětí	46
3.5 Návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje.....	47
3.6 Simulační a experimentální výsledky.....	49
3.7 Diskuse.....	58
Odkazy	59
4. Analýza zvlnění spínání proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázovém prostředí střídače	61
4.1 Úvod.....	61
4.2 Modulační techniky.....	63
4.3 Analýza proudu stejnosměrného spoje (dc-link).....	72
4.4 Analýza zvlnění napětí stejnosměrného spoje (dc-link).....	73
4.4.1 Pětifázový střídač.....	73
4.4.1.1 Zvlnění přepínání špičkového napětí se sinusovou PWM.....	74
4.4.1.2 Zvlnění přepínání špičkového napětí s SVM.....	76
4.4.2 Sedmifázový střídač.....	78
4.4.2.1 Zvlnění přepínání špičkového napětí se sinusovou PWM.....	78
4.4.2.2 Zvlnění přepínání špičkového napětí s SVM.....	81
4.5 Porovnání zvlnění přepínání napětí ve vícefázových střídačích.....	83
4.5.1 Maximální amplituda zvlnění přepínání špičkového napětí	85
4.5.2 Kondenzátor stejnosměrného spoje návrh.....	87
4.6 Simulace a experimentální výsledky	88
4.6.1 Pětifázový střídač.....	90
4.6.2 Sedmifázový střídač	94
4.7 Diskuse	97
Odkazy.....	98
5. Analýza zvlnění nízkofrekvenčního napětí stejnosměrného spoje v třífázových a vícefázových fázové střídače s nevyváženou zátěží.....	101
5.1 Obecné úvahy o nevyváženosti napětí a proudu.....	101
5.2 Třífázové střídače s nevyváženou zátěží	102
5.2.1 Základní definice a transformace pro třífázové systémy.....	103
5.2.2 Analýza nízkofrekvenčního proudu a zvlnění napětí	105
5.2.3 Posouzení složek proudové sekvence	106
5.2.4 Definice aktuální úrovně nevyváženosti.....	110

5.2.5 Simulace a experimentální výsledky.....	112
5.3 Vícefázové střídače s nevyváženou zátěží.....	116
5.3.1 Rozšířené transformace pro vícefázové systémy.....	116
5.3.2 Analýza zvlnění nízkofrekvenčního proudu a napětí.....	119
5.3.3 Posouzení složek proudové sekvence.....	121
5.3.4 Simulace a experimentální výsledky	122
5.3.4.1 Pětifázový střídač	122
5.3.4.2 Sedmifázový střídač.....	125
5.4 Návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje založený na nízkofrekvenční složce zvlnění napětí	128
5.5 Diskuse	130
Odkazy	131
6. Závěr	133
6.1 Shrnutí a závěry	133
6.2 Výhled	134

Tato stránka je záměrně ponechána prázdná

Kapitola 1

Zavedení

1.1 Motivace pro výzkum

Přechod na energeticky účinnější a udržitelnější společnost je cílem sdíleným mnoha zeměmi po celém světě. Jednou z klíčových technologií v tomto přechodu je výkonová elektronika, která umožňuje přeměnu elektrické energie z jedné fáze do druhé. Vzhledem k neustálému zdokonalování a novému vývoji v oblasti komponent výkonové elektroniky se rozsah jejich použití v posledních letech výrazně rozšířil, například při výrobě elektrické energie, přenosu, distribuci a spotřebě elektriny koncovými uživateli.

V posledních letech jsou hlavními požadavky, které průmyslový a energetický sektor stanovil, vysoká spolehlivost a účinnost systémů výkonové elektroniky, stejně jako nízké provozní náklady a náklady na údržbu. Pro dosažení požadovaného elektrického výkonu systému, V rámci přijatelné ceny je nutné správně dimenzovat a navrhnout součástky výkonové elektroniky. Kromě aktivních polovodičových výkonových součástek jsou kondenzátory dalším typem součástek, které selhávají častěji než jiné součástky ve výkonových elektronických systémech.

Stejnoseměrné kondenzátory v napěťových střídačích (VSI) hrají v systému mnohočetnou a kritickou roli. Slouží k vyrovnání okamžitého rozdílu výkonu mezi vstupním zdrojem a výstupní zátěží, ke snížení emise elektromagnetického rušení (EMI) a k omezení zvlnění napětí/proudu, a to jak v ustáleném, tak v přechodovém stavu. V důsledku vysokofrekvenčního PWM přepínání ve střídači je do stejnosměrného spoje injektována vysokofrekvenční složka zvlnění proudu. Na druhou stranu, v závislosti na topologii zdroje a střídače, může být ze strany zdroje injektována nízkofrekvenční složka zvlnění. Přítomnost vysokých zvlněních proudů na straně stejnosměrného spoje způsobuje zvýšení teploty jádra kondenzátoru, a tím urychluje degradaci samotného kondenzátoru. Zvlnění napětí stejnosměrného spoje má nežádoucí dopad na spolehlivost stejnosměrných kondenzátorů. Proto jsou složky zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje považovány za klíčové faktory pro návrh stejnosměrných kondenzátorů a analýzy predikce jejich životnosti.

Výzkumné úsilí týkající se výběru typu kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu v napěťových střídačích se zaměřilo především na zkoumání spektra zvlnění proudu. Výpočtem napětí zvlnění proudu a v závislosti na požadované kapacitě lze určit předběžný návrh kondenzátoru. Existují však různé perspektivy.

o výzvách v návrhu a výběru kondenzátorů stejnosměrného spoje. Mezi ně patří snížení hmotnosti a objemu, zajištění vysoké spolehlivosti při vystavení náročným podmínkám (v nově vznikajících aplikacích, vysoká okolní teplota, nadměrná vlhkost atd.), prevence přehřátí, prodloužení životnosti a snížení nákladů. Například v reálných aplikacích, jako jsou aplikace obnovitelných zdrojů energie, by profil okolní teploty a degradace výkonových elektronických součástek, jako je samotný kondenzátor stejnosměrného spoje a spínací zařízení, mohly ovlivnit složky zvlnění proudu stejnosměrného spoje a měly by být také brány v úvahu. Proto se při zvážení různých faktorů, jako je okolní teplota, schopnost zvládat úbytek energie, parazitní vlastnosti kondenzátorů, maximální tolerované napětí stejnosměrného spoje, celková stabilita systému, když je k jednomu společnému kondenzátoru stejnosměrného spoje připojeno více výkonových měničů a zdrojů/zátěží, stává dimenzování tohoto kondenzátoru složitým úkolem.

Pro zjednodušení teoretické analýzy se obvykle předpokládá, že výkonové měniče jsou bezztrátové a parazitní prvky kondenzátorů stejnosměrného spoje – ekvivalentní sériový rezistor (ESR) a ekvivalentní sériová cívka (ESL nebo L_s) – se zanedbávají. Ekvivalentní sériový odpor představuje ztráty vedením a dielektrikem kondenzátoru, zatímco indukčnost je vnášena vývody nebo svorkami kondenzátoru, stejně jako vnitřní konstrukcí samotného kondenzátoru. V závislosti na dané aplikaci a typu kondenzátoru však mohou parazitní prvky významně ovlivnit výkon kondenzátoru pro vysoké frekvence. Abychom pochopili, zda uvedené parametry mají vliv na zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje, kondenzátor se nejčastěji modeluje jako sériové zapojení ideálního kondenzátoru (C) a jeho parazitních prvků. Porovnáním spínací frekvence střídače s vlastní rezonanční frekvencí kondenzátoru stejnosměrného spoje lze stanovit vliv L_s . Podobně, pro stanovení vlivu ESR, by mělo být provedeno porovnání mezi ESR a hodnotou $\sqrt{L_s/C}$. Pro spínací frekvence hluboko pod vlastní rezonanční frekvencí stejnosměrného kondenzátoru je jeho indukční reaktance zanedbatelná ve srovnání s kapacitní reaktancí a totéž platí pro ESR, pokud má podobnou nebo nižší hodnotu ve srovnání s $\sqrt{L_s/C}$. Obvykle se v aplikacích, jako jsou pohony napájené střídačem, používá...

Kondenzátor stejnosměrného spoje má kapacitu řádově několik stovek nebo tisíců μF a výsledná vlastní rezonanční frekvence je vždy vyšší ve srovnání se spínací frekvencí. To znamená, že pro danou aplikaci jsou vlivy parazitních prvků kondenzátoru na zvlnění napětí stejnosměrného spoje při spínací frekvenci zanedbatelné.

V závislosti na široké škále aplikací výkonové elektroniky se používají různé topologie střídačů a v důsledku toho se přijímají různé typy kondenzátorů. Jednofázové střídače s napětovým zdrojem pokrývají převážně aplikace s nízkým výkonem. Díky jednoduché konstrukci se široce používají v průmyslových aplikacích, jako jsou nepřerušitelné zdroje napájení (UPS), napájecí zdroje a systémy přeměny obnovitelné energie. V aplikacích se středním a vysokým výkonem, jako jsou třífázové pohony s proměnnými otáčkami, flexibilní systémy střídavého přenosu (FACT), samostatné a k síti připojené systémy výroby energie, se nejčastěji...

Zdaleka nejčastěji používanými měniči jsou třífázové dvoustupňové. To je dáno především širokou dostupností třífázových strojů i měničů.

Pro některé specializované aplikace, jako jsou vysoce výkonné průmyslové aplikace, elektrická a hybridní elektrická vozidla (EV), železniční trakce, pohon lodí, „električtější“ letadla atd., však třífázové pohony obvykle nesplňují určité specifikace a jako vhodnější řešení se jeví vícefázové pohony s proměnnými otáčkami napájené střídačem. Vícefázové výkonové střídače lze konstruovat s libovolným počtem fází a z hardwarového hlediska je jedinou nutností mít stejný počet střídačových větví a fází.

Mezi mnoha výhodnými vlastnostmi vícefázových pohonů napájených střídači, které z nich činí velmi žádaná řešení pro výše zmíněné aplikace s vysokým výkonem, jsou obzvláště důležité snížený jmenovitý proud (výkon) polovodičových spínačů a vynikající odolnost proti chybám.

Výběr typu a konstrukce kondenzátoru v DC-linku střídačů je diktován požadavky aplikace a parametry obvodu. Obecně jsou základní a široce používané kondenzátory: hliníkové elektrolytické a filmové kondenzátory. Používají se v aplikacích s nízkým i vysokým výkonem a pokrývají širokou škálu velikostí, napětí a kapacity. Konvenční strategie konstrukce kondenzátorů využívají sadu hliníkových elektrolytických kondenzátorů kvůli jejich vysoké kapacitě na jednotku objemu a dobrému poměru ceny a výkonu. Tento typ kondenzátoru je obzvláště vhodný v aplikacích, jako je vstupní část diodového/tyristorového usměrňovače, kde je na vstupní straně (DC-link) vyvoláno zvlnění nízkofrekvenčního proudu, což následně vede k velkému zvlnění napětí DC-linku. V případě vysokofrekvenčního zvlnění proudu by však mohl být dobrou alternativou jeden nízkoinдукtivní vysokoproudý filmový kondenzátor, který by zmenšil jeho velikost, zlepšil spolehlivost a výrazně snížil napěťové špičky. Použití filmového kondenzátoru navíc umožňuje prodloužit životnost a ve srovnání s elektrolytickým protějškem je zapotřebí nižší hodnota kapacity. Důvodem je, že filmový kondenzátor je omezen maximálním zvlněním napětí stejnosměrného meziobvodu, nikoli jmenovitým zvlněním proudu.

Většina analýz týkajících se zvlnění proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu střídačů je založena na výpočtech efektivních hodnot (RMS). Chybí však analýza týkající se chování zvlnění napětí mezi špičkami, zejména u dvoustupňových vícefázových střídačů. Tato práce se věnuje analýze složek zvlnění proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve dvoustupňových jednofázových a vícefázových střídačích se zdrojem napětí s cílem poskytnout jednoduché vodítko pro návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu na základě vyvinuté strategie.

1.2 Cíle výzkumu a hlavní příspěvky

Hlavním cílem tohoto výzkumu byl vývoj nové metodologie pro matematické modelování a analýzu přepínání špičkového napětí a nízkofrekvenčních složek zvlnění stejnosměrného spoje, která by mohla být použita pro návrh kondenzátorů stejnosměrného spoje. se zaměřuje na dvoustupňové jednofázové a vícefázové střídače s lichým počtem

fází. Zpočátku byly uvažovány pouze vyvážené zátěže, jako například vícefázové střídavé motory. Byl také zkoumán postliminární stupeň nevyváženosti, který je v reálných aplikacích vždy přítomen. Teoretický přístup byl ověřen numerickými simulacemi a komplexními experimentálními testy pro všechny uvažované topologie střídačů.

Hlavní cíle tohoto výzkumu lze shrnout následovně:

1. Vypočítat složky zvlnění proudu stejnosměrného meziobvodu v jednofázových a vícefázových střídačích s impedancí zdroje stejnosměrného proudu s ohledem na vyvážené a (mírně) nevyvážené podmínky zatížení.
2. Provést teoretický výzkum přepínání napětí stejnosměrného spoje a nízkofrekvenčních složek zvlnění v jednofázovém střídači s H-můstkem a vypočítat obálky zvlnění napětí stejnosměrného spoje mezi špičkami. Ověřit teoretickou analýzu pomocí numerických simulací a experimentálních testů.
3. Rozšířit analýzu zvlnění složky přepínání špičkového napětí stejnosměrného spoje na vícefázové střídače s lichým počtem fází, se zvláštním důrazem na tří-, pěti- a sedmifázové střídače. Aplikovat dvě nejoblíbenější modulační techniky na všechny zkoumané konfigurace střídačů a provést srovnání v různých případech. Ověřit analytický přístup numerickými simulacemi a experimentálními testy.
4. Zkoumat vliv mírně nevyvážené zátěže na proměnné stejnosměrného spoje v třífázových střídačích. Vypočítat složky proudové sekvence a odhadnout úroveň nevyváženosti proudu. Stanovit amplitudy nízkofrekvenčních složek proudu a zvlnění napětí stejnosměrného spoje. Ověřit analytický vývoj numerickými simulacemi a experimentálními testy.
5. Rozšířit analýzu nízkofrekvenčních složek zvlnění proudu a napětí na obecný případ n -fáze. Vypočítat složky proudové sekvence a amplitudu nízkofrekvenčního zvlnění napětí. Provést numerické a experimentální testy pro pětifázové a sedmifázové střídače a provést srovnání v rámci uvažovaných případů.
5. Navrhnout konstrukci kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu na základě požadavků na spínání stejnosměrného meziobvodu a nízkofrekvenční zvlnění napětí pro všechny uvedené topologie střídačů. Prozkoumat vliv zvýšení počtu fází na dimenzování kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu.

Dosažením výše uvedených cílů byly získány významné nové poznatky a originální přínosy. Zvláštního přínosu bylo dosaženo vývojem proměnných stejnosměrného spoje pro dvouúrovňové sedmifázové střídače. Důležité je také srovnání maximální hodnoty špičky-špičky amplitudy zvlnění spínání napětí stejnosměrného spoje v rámci různých topologií střídačů a její vliv na konstrukci kondenzátoru stejnosměrného spoje.

Vliv mírně nevyváženého zatížení na proměnné stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích má

byl v této práci také poprvé zkoumán. Původní příspěvek je částečně doložen již publikovanými příspěvky v časopisech a na konferencích, které jsou uvedeny v následující podkapitole 1.4.

1.3 Osnova diplomové práce

Práce je strukturálně rozdělena do šesti kapitol a originální přínos poskytují kapitoly 2-5.

Kapitola 1 představuje hlavní koncepty práce spolu s motivacemi podporujícími provedenou studii, výzkumnými cíli a originálními příspěvky, které vznikly jejich dosažením.

Kapitola 2 představuje analýzu zvlnění proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu pro nejzákladnější konfiguraci používanou pro převod stejnosměrného/střadavého výkonu – jednofázový H-můstkový střídač s impedancí stejnosměrného zdroje. Jsou analyzovány jak nízkofrekvenční, tak i spínací složky zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu. Na základě požadavků na zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu je navržen návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu. Teoretická analýza je doplněna numerickými simulacemi a experimentálními výsledky.

Kapitola 3 rozšiřuje analýzu zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje na dvouúrovňové třífázové střídače se symetrickým zatížením. Je uveden stručný přehled dvou nejčastěji používaných modulačních technik. Je odvozena obálka zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného spoje a je vypočítána její maximální hodnota mezi špičkami. Je navržen návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje, který vztahuje hodnotu kapacity k maximální hodnotě amplitudy zvlnění přepínacího napětí. Pro podporu teoretického vývoje jsou zahrnuty numerické simulace a experimentální výsledky.

Kapitola 4 se zabývá analýzou proměnných stejnosměrného spoje ve dvouúrovňových vícefázových střídačích s lichým počtem fází, s ohledem na vyvážené zatížení. Je uveden krátký přehled dvou nejoblíbenějších technik PWM pro vícefázové střídače, sinusové a prostorově vektorové. Obálka zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného spoje je vypočítána se zaměřením na pětifázové a sedmifázové střídače. Srovnání z hlediska amplitudy zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami je provedeno s ohledem na různý počet fází, dvě modulační techniky a různé provozní podmínky. Byl také zkoumán vliv parazitních prvků kondenzátoru stejnosměrného spoje na zvlnění napětí stejnosměrného spoje. Jsou navrženy jednoduché pokyny pro návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje. Získané teoretické výsledky jsou ověřeny numerickými a experimentálními testy.

Kapitola 5 zkoumá vliv mírně nevyvážené zátěže na zvlnění proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových a vícefázových střídačích. Je uveden přehled nejpopulárnějších transformací používaných pro analýzu třífázových a vícefázových systémů. Jsou prezentovány různé metody pro výpočet složek proudové sekvence a také pro odhad úrovně nevyváženosti proudu. Dále jsou tyto metody přijaty-

a amplituda nízkofrekvenční složky zvlnění napětí se vypočítá na základě odpovídající složky proudu stejnosměrného meziobvodu. Ačkoli jsou teoretické poznatky obecné, Důraz je kladen na konfigurace tří-, pěti- a sedmifázových střídačů. Je navržena metodologie návrhu kondenzátorů stejnosměrného meziobvodu založená na požadavcích na nízkofrekvenční zvlnění napětí. Jsou zahrnuty numerické simulace a experimentální výsledky.

Kapitola 6 uvádí hlavní závěry práce a diskutuje o budoucích perspektivách.

1.4 Autorské práce

• Publikace v časopisech

- M. Vujacic, M. Hammami, M. Srndović a G. Grandi, „Analýza zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při přepínání v třífázových PWM střídačích,“ *Energies*, roč. 11, únor 2018.
- M. Vujacic, M. Hammami, M. Srndović a G. Grandi, „Teoretické a experimentální zkoumání zvlnění spínání stejnosměrného napětí jednofázových PWM střídačů s H-můstkem,“ *Energies*, sv. 10, srpen 2017.

• Sborník z mezinárodní konference

- DX Llano, M. Vujacic, RA McMahon, „Odhad zvlnění stejnosměrného napětí ve vysoce výkonných elektrických pohonných jednotkách,“ in *Proc. IEEE ICIT*, Melbourne, Austrálie, únor 2019.
- M. Vujacic, O. Dordevic a G. Grandi, „Vyhodnocení zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu v sedmifázových PWM střídačích s napětím,“ in *Proc. IEEE INTELEC*, Torino, Itálie, říjen 2018.
- M. Vujacic, M. Hammami, O. Dordevic a G. Grandi, „Vyhodnocení zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu v pětifázových PWM střídačích,“ in *Proc. IET PEMD*, Liverpool, Spojené království, duben 2018.
- M. Hammami, M. Vujacic a G. Grandi, „Harmonické zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje v třífázovém tříúrovňovém střídači s pohyblivými kondenzátory a sinusovou PWM na bázi nosičů,“ ve sborníku *IEEE ICIT*, Lyon, Francie, únor 2018.
- M. Vujacic, M. Hammami, M. Srndović a G. Grandi, „Vyhodnocení zvlnění stejnosměrného napětí v třífázových PWM střídačích,“ ve sborníku *IEEE ISIE*, Edinburgh, Spojené království, červen 2017.
- M. Vujacic, M. Srndović, M. Hammami a G. Grandi, „Vyhodnocení zvlnění stejnosměrného napětí v jednofázových PWM střídačích s H-můstkem,“ ve sborníku *IEEE IE-CON*, Florencie, Itálie, říjen 2016.

Kapitola 2

Analýza stejnosměrného spoje v jednofázových střídačích s H-můstkem

2.1 Úvod

Jednofázový měnič s plným můstkem (H-můstek) je nejzákladnější konfigurací používanou pro převod stejnosměrného/střídavého proudu. Představuje základ pro další různé topologie napájení, jako jsou třífázové a vícefázové měniče s různými úrovněmi výstupního napětí. V podstatě se skládá ze dvou jednofázových větví připojených ke společné stejnosměrné sběrnici. Každá větev se skládá ze dvou sériově zapojených spínačů, které jsou tvořeny paralelní kombinací spínače řízeného bipolárním tranzistorem s izolovanou hradlou (IGBT) a inverzně vodivé diody. Taková kombinace spínačů umožňuje obousměrný tok proudu, ale vyžaduje pouze jednu polaritu blokujícího napětí. Obecná struktura jednofázového měniče s plným můstkem (H-můstek) je znázorněna na obr. 2.1.

Jednofázová konfigurace se používá v mnoha aplikacích s nízkým příkonem, ať už připojených k síti nebo samostatných, se zvláštním důrazem na rozhraní obnovitelných zdrojů energie v distribuovaných systémech výroby energie, jako jsou fotovoltaické (FV) elektrárny. Komplexní přehled různých topologií střídačů pro připojení FV modulů k jednofázové síti byl uveden v [2.1]. Byly také zahrnuty různé standardy, které musí střídače pro FV a síťové aplikace splňovat, se zaměřením na kvalitu energie, maximální přípustné množství injektovaného stejnosměrného proudu do sítě, detekci ostrovního provozu a uzemnění systému. Jedna zajímavá věc, která byla zdůrazněna, je, že amplituda zvlnění napětí by neměla být vyšší než 8,5 % bodu maximálního výkonu (MPP), aby se dosáhlo poměru využití 98 %.

Účinnost a kvalita výkonu střídače přímo souvisí s jeho modulací. Pro jednofázové střídače s H-můstkem je nejjednodušší a nejrozšířenější metodou řízení vysokofrekvenční sinusová pulzní šířková modulace (SPWM). Dva spínače v každé fázové větvi jsou modulovány v komplementárním vzoru jednoduchým porovnáním mezi vysokofrekvenčním trojúhelníkovým nosným průběhem a nízkofrekvenčním sinusovým referenčním průběhem. Pokud je referenční průběh větší než nosná, měla by být fázová větev přepnuta na horní (kladnou) stranu stejnosměrného spoje. Naopak, pokud je nosná vlna větší než referenční průběh, měla by být fázová větev přepnuta na spodní (zápornou) stranu stejnosměrného spoje. Výsledný výstup fázové větve by měl mít referenční průběh jako základní složku. Podrobná analýza PWM na bázi nosné

Techniky pro dvouúrovňové a víceúrovňové, jednofázové a třífázové VSI jsou uvedeny v [2.2], kde jsou techniky analyticky porovnány s použitím dvourozměrného Fourierova přístupu pro výpočet spektra signálu.

Pokud se SPWM aplikuje na jednofázové střídače, použitá spínací frekvence je obvykle mnohem vyšší než základní frekvence. V důsledku toho jsou nižší harmonické složky velmi malé a celkové harmonické zkreslení (THD) v síťovém proudu je funkcí spínací frekvence, přičemž vyšší frekvence má za následek nižší THD a menší požadavky na filtr. Na druhou stranu se spínací ztráty ve střídači zvyšují úměrně se spínací frekvencí. Aby se dosáhlo dobrého kompromisu mezi spínacími ztrátami a požadavky na zvlnění, je navrženo optimální schéma s proměnnou spínací frekvencí na základě hodnot špička-špička a efektivních hodnot zvlnění proudu [2.3]. Kvalita proudu střídače založeného na PWM je vyhodnocena v [2.4] pro jednofázový střídač s libovolným počtem napětových hladin. Analýza je provedena v časové doméně s použitím kritéria normalizované střední kvadratické hodnoty zvlnění proudu (NMS).

Pokud jde o vstupní stranu jednofázových střídačů, kritickou charakteristikou se jeví dvojitá harmonická základní frekvence na stejnosměrném meziobvodu. Konvenčním způsobem, jak se vypořádat se zvlněním vstupního proudu a obecně udržet stabilitu stejnosměrného meziobvodu v jednofázových střídačích, je připojení značně velkého kondenzátoru (obvykle hliníkového elektrolytu) k stejnosměrnému meziobvodu. V důsledku toho to vede k masivnímu objemu měniče a nízké hustotě výkonu. Aby se zabránilo použití velkého kondenzátoru, jsou minimální požadavky na energii a kapacitu stejnosměrného kondenzátoru diskutovány v [2.5]. Komplexní strategie řízení napětí stejnosměrného meziobvodu pro minimalizaci kapacity stejnosměrného meziobvodu v jednofázových fotovoltaických střídačích připojených k síti byla navržena v [2.6]. Vývoj je založen na analýze zvlnění napětí dvojité základní frekvence na stejnosměrném meziobvodu. Další technika řízení, jejímž cílem je snížit oscilace výkonu a v důsledku toho i velikost kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu v jednofázovém měniči s plným můstkem, byla navržena v [2.7]. Tato technika je však vhodná pro aplikace se stejnou vstupní a výstupní frekvencí měniče. Analýza harmonických proudu kondenzátoru stejnosměrného spoje v jednofázových střídačích s H-můstkem je uvedena v [2.8], kde jsou jednotlivé harmonické proudu stejnosměrného spoje se sinusovými a překrývajícími se harmonickými výstupními proudy vypočítány na základě dvojité Fourierovy analýzy. Vyšetřování zvlnění napětí a proudu v napájecím napětí stejnosměrného proudu FV panelů, s ohledem pouze na dvojitou základní frekvenci, je prezentováno v [2.9]. Rovnice efektivních hodnot harmonického proudu spínacího stejnosměrného spoje byly odvozeny v [2.10] pro libovolné nižší harmonické ve střídavém proudu.

V této kapitole je zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu analyzováno z hlediska hodnoty špička-špička. Konkrétně byla obálka zvlnění napětí mezi špičkami vypočítána s ohledem na obě složky zvlnění napětí: nízkou (dvojitá základní) frekvenci a vysokou (spínací) frekvenci. Složky zvlnění napětí jsou analyticky vypočítány na základě odpovídajících složek proudu stejnosměrného meziobvodu a s ohledem na celkovou impedanci stejnosměrného meziobvodu.

Hodnota špička-špička je definována jako rozdíl mezi maximální a minimální hodnotou vlnění napětí v uvažovaném období. Na základě požadavků na vlnění napětí byly prezentovány jednoduché pokyny pro návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu. Pro ověření analytické analýzy jsou zahrnuty numerické simulace a experimentální výsledky.

Výsledky jsou nakonec stručně diskutovány v poslední části kapitoly.

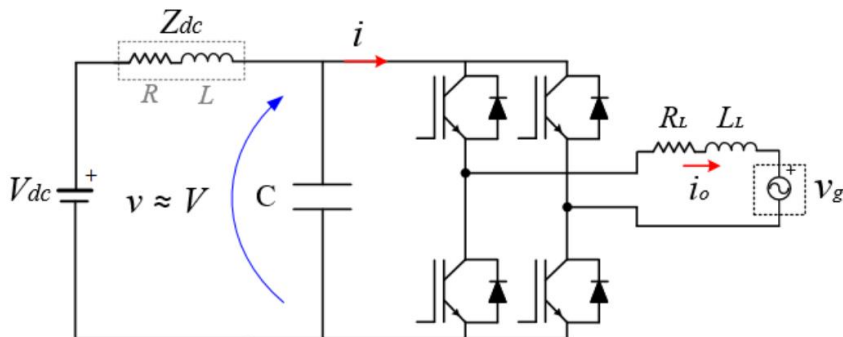
Byl prezentován původní příspěvek této kapitoly a obsah následujících

V jedné konferenci [2.11] a v jednom článku v časopise [2.12] byl použit popis sekcí s nulovým obsahem.

2.2 Analýza proudu stejnosměrného meziobvodu

2.2.1 Obecné předpoklady

Obecná konfigurace jednofázového měniče s plným můstkem (H-můstek) je znázorněna na obr. 2.1. Měnič je připojen k konstantnímu stejnosměrnému napětí (V_{dc}). Ekvivalentní impedance sériového stejnosměrného zdroje je modelována pomocí Z_{dc} , což představuje vstupní filtr (například stejnosměrný tlumivku) nebo odporový stejnosměrný zdroj (například fotovoltaický systém). Pro udržení napětí stejnosměrného meziobvodu a pro zvládnutí vlnění proudu a napětí je nutný kondenzátor C v meziobvodu. Pro zjednodušení teoretické analýzy se předpokládá, že výkonové polovodičové spínače jsou ideální. Zátěž je reprezentována pasivní zátěží RL - LL nebo, pokud je měnič připojen k elektrické síti, sinusovým síťovým napětím v_g . V případě síťového připojení by RL a LL vykazovaly odpovídající indukčnost svým vnitřním odporem.

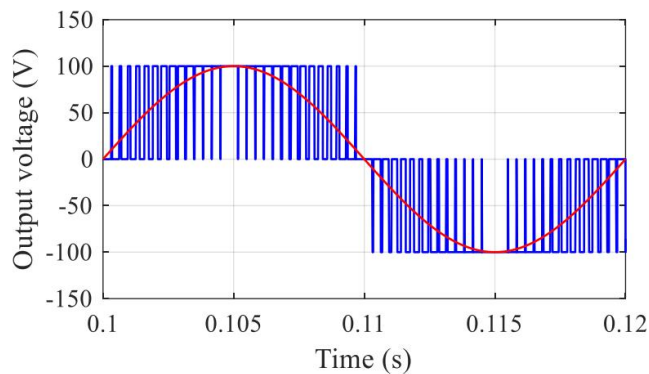


Obr. 2.1: Jednofázový měnič s plným můstkem (H-můstek).

Vzhledem k lineární oblasti modulační a zanedbání oscilací napětí stejnosměrného meziobvodu v porovnání s jeho průměrnou hodnotou ($v \approx V$) je požadované výstupní napětí střídače, zprůměrované za dobu spínání T_{sw} , sinusové a definováno jako:

$$v_o^* = V \sin(\omega t), \quad (2.1)$$

kde $\vartheta = \omega t$, $\omega = 2\pi/T$ je základní úhlová frekvence a T je perioda základní složky. Modulační index m je definován jako poměr velikosti výstupního fázového napětí základní složky a napájecího napětí stejnosměrného proudu. Pokud je spínací frekvence mnohem vyšší než základní frekvence, je referenční signál považován za konstantní po dobu jedné spínací periody. Výstupní napětí a jeho základní složka (průměrovaná hodnota) jsou znázorněny na obr. 2.2.



Obr. 2.2: Ideální výstupní napětí PWM měniče (okamžitá složka, modrá stopa) a jeho zprůměrovaný protějšek (základní složka, červená stopa) v případě $V_{dc} = 100$ V a $m = 1$.

Při uvažování sinusového výstupního napětí (2.1) a zanedbání zvlnění spínání je výstupní proud měniče rovněž vyjádřen jako sinusoid:

$$i(t) = I_0 \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.2)$$

kde I_0 je amplituda výstupního proudu a φ je fázový úhel výkonu.

2.2.2 Složky proudu stejnosměrného meziobvodu

Okamžitý proud stejnosměrného meziobvodu $i(t)$, znázorněný na obr. 2.3, se skládá ze tří složek: stejnosměrné (průměrné) složky $I = I_{dc}$, nízkofrekvenční (dvojnásobná základní frekvence, tj. 100 Hz) složky $\tilde{i}(t)$ a složku spínací frekvence $i_{sw}(t)$. Proto je proud stejnosměrného meziobvodu vyjádřen jako:

$$i(t) = I_{dc} + \tilde{i}(t) + i_{sw}(t) \quad (2.3)$$

Průměrovaný proud stejnosměrného meziobvodu za dobu spínání T_{sw} představuje nízkou harmonické složky vstupního proudu frekvence a lze je vyjádřit jako:

$$\tilde{i}(t) = \tilde{i}_a \sin(a t) \quad (2.4)$$

Za předpokladu ideálních podmínek v obvodu, jako je konstantní napětí stejnosměrného meziobvodu rovné V a bezztrátové spínače lze rovnováhu vstupního/výstupního výkonu zapsat jako:

$$\bar{V} i_{vi} = 0. \quad (2,5)$$

Zavedením rovnic (2.1) a (2.2) do rovnice (2.5) se průměrný proud stejnosměrného meziobvodu vypočítá jako:

$$\bar{i}_{mI} = 0 \quad \sin(\alpha) = \frac{m\bar{e}_0}{2} \cos \alpha \cos 2\alpha \quad (2,6)$$

Průměrný a nízkofrekvenční (dvojitá základní frekvence) proud stejnosměrného meziobvodu složky, lze jednoduše vyjádřit a snadno získat pomocí (2.4) a (2.6) jako:

$$I \approx \frac{m\bar{e}_0}{2} \cos \alpha \quad (2,7)$$

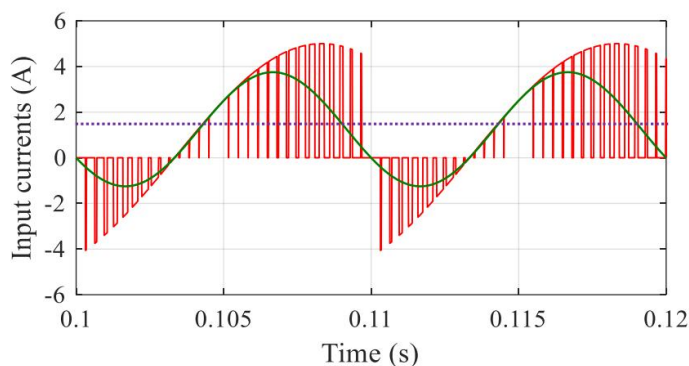
$$\bar{i}_{mI} \approx \frac{1}{2} \cos(2\alpha) \quad (2,8)$$

Dále lze amplitud nízkofrekvenční složky proudu stejnosměrného meziobvodu vyjádřit jako:

$$\bar{i}_{mI} \approx \frac{1}{2} \cos(2\alpha) \quad (2,9)$$

Podle výrazů pro proud stejnosměrného meziobvodu a jeho složky daných vztahem (2.3), (2.4) a (2.6) lze složku proudu spínací frekvence vypočítat jako:

$$i_{vi} = \bar{i}_{mI} \sin(\alpha) (1 - m \sin \alpha) \quad (2,10)$$



Obr. 2.3: Proud střídače DC-link (červená křivka), jeho průměrný protějšek (zelená křivka), a průměrná složka (čárkovaná čára) v případě $m = 1$, $I_0 = 5 \text{ A}$ a $\alpha = 60^\circ$.

2.3. Analýza zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu

Podobně jako proud stejnosměrného meziobvodu střídače lze okamžité napětí stejnosměrného meziobvodu vyjádřit třemi relevantními složkami: stejnosměrnou (průměrnou) složkou V , nízkofrekvenční (dvojitá základní) složkou V_{2f} a složka spínací frekvence v :

$$v(t) = V + V_{2f} \cos(2\omega t) + v_{\text{sp}} \cos(\omega_{\text{sp}} t) \quad (2.11)$$

Každou složku napětí lze vypočítat na základě odpovídající složky proudu a s ohledem na ekvivalentní impedanci stejnosměrného spoje vypočítanou pro příslušnou frekvenční složku, jak bude ukázáno dále.

2.3.1 Nízkofrekvenční složka napětí

Průměrná složka V se vypočítá odečtením úbytku napětí na odporu sériového stejnosměrného zdroje R od napájecího stejnosměrného napětí V_{dc} takto:

$$V = V_{dc} - I_{dc} R \quad (2.12)$$

Nízkofrekvenční složku napětí stejnosměrného spoje v_{2f} lze vypočítat na základě odpovídající složky vstupního proudu, dané rovnicí (2.8), a ekvivalentní impedance stejnosměrného spoje Z_{2f} takto:

$$v_{2f} = \frac{I_{2f}}{Z_{2f}} \cos(2\omega t) \quad (2.13)$$

Dolní index $2f$ zdůrazňuje, že frekvence, při které se vypočítává impedance, je dvojnásobná základní frekvence (tj. 100 Hz). Vzhledem k tomu, že Z_{2f} je paralelní křivka mezi impedancí zdroje stejnosměrného proudu Z_{dc} a reaktancí kondenzátoru stejnosměrného spoje, získáme následující rovnice pro velikost a fázový úhel ekvivalentní impedance stejnosměrného spoje:

$$Z_{2f} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{dc}} + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{Z_{dc}}{1 + \frac{Z_{dc}^2 \omega^2 C^2}{2}} \quad (2.14)$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (2.15)$$

Konečně, amplituda neboli špičková hodnota nízkofrekvenčního zvlnění napětí, $V_{2f, pk}$ je dán vztahem:

$$V_{2f, pk} = \frac{V_{2f}}{\cos(\phi)} \quad (2.16)$$

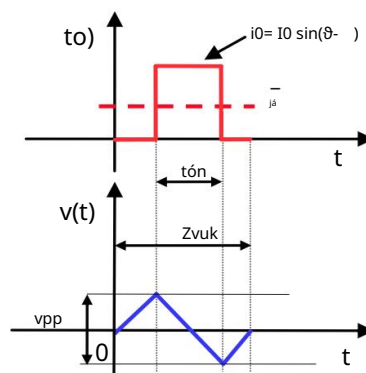
2.3.2 Složka napětí se spínací frekvencí

Okamžitý proud stejnosměrného meziobvodu (červená křivka) a zvlnění napětí (modrá křivka) jsou znázorněny na obr. 2.4 během spínací periody T_{sw} . S ohledem na sinusovou PWM lze „dobu zapnutí“ t_{on} vypočítat jako:

$$t_{on} = \frac{1}{f_{sw}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \right) \quad (2.17)$$

Vzhledem k tomu, že spínací frekvence je mnohem vyšší než dvojnásobná základní frekvence, lze zanedbat změnu nízkofrekvenční složky napětí stejnosměrného spoje během spínací periody T_{sw} . Amplitudu mezi špičkami složky napětí stejnosměrného spoje vpp spínací frekvence lze definovat jako rozdíl mezi její maximální a minimální hodnotou během spínací periody:

$$V_{pp} = V_{max} - V_{min} \quad (2.18)$$

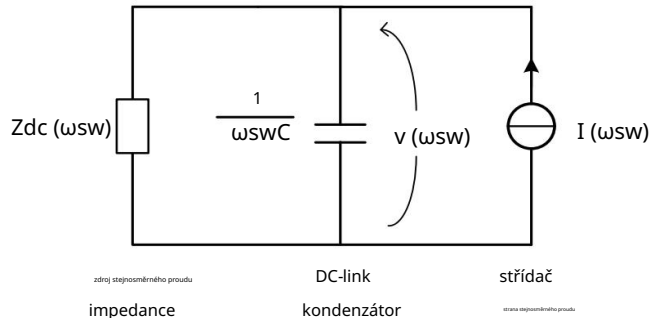


Obr. 2.4: Zvlnění proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v jedné spínací periodě T_{sw} .

Aby bylo možné získat zvlnění spínání napětí mezi špičkami v_{pp} , je třeba nejprve určit složku proudu i spínací frekvence stejnosměrného spoje. Pro určení složek zvlnění spínání je na obr. 2.5 představen ekvivalentní obvod na straně střídače stejnosměrného spoje, kde reaktance jsou vztaženy ke spínací frekvenci ($\omega_{sw} = 2\pi f_{sw}$).

Je vidět, že ekvivalentní impedance stejnosměrného zdroje $Z_{dc}(\omega_{sw})$, a reaktance kondenzátoru stejnosměrného spoje C , $1/(\omega_{sw}C)$, jsou zapojeny paralelně. Za předpokladu, že reaktance kondenzátoru je mnohem menší než ekvivalentní impedance stejnosměrného zdroje (vypočtená při spínací frekvenci), cirkuluje celá složka zvlnění proudu spínací frekvence (i) pouze kondenzátorem stejnosměrného spoje. V tomto případě pouze hodnota kapacity určuje amplitudu zvlnění spínacího napětí. V této práci se tento předpoklad obecně zohledňuje při analýze složky zvlnění spínacího stejnosměrného napětí. V důsledku toho se ekvivalentní impedance stejnosměrného spoje stává:

$$S_{sw} = \frac{11(\omega_{sw})}{\omega_{sw}} \sqrt{\frac{R_{L^2}^2 + \frac{1}{\omega_{sw}^2 C^2}}{R_{L^2}^2 + \frac{1}{\omega_{sw}^2 C^2}}} \quad (2.19)$$



Obr. 2.5: Ekvivalentní zapojení stejnosměrné sběrnice střídače pro spínání frekvenčních složek.

Zavedením „intervalu zapnutí“ ton vypočítaného v (2.17) je odpovídající zvlnění spínacího napětí mezi špičkami v intervalu (0-ton) dáno vztahem:

$$v_{pe} = \frac{1}{C} \int_0^{t_{na}} i dt \quad (2.20)$$

Amplitudu zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu mezi špičkami lze vypočítat pomocí složky proudu spínací frekvence (2.10), intervalu „zapnutí“ ton (2.17) a (2.20). Nakonec je vyjádřena jako:

$$v_{pp} = \frac{T_0 \omega_{sw}}{C} m \left| \sin \sin(\chi) 1 - m \right| h_{rich} \quad (2.21)$$

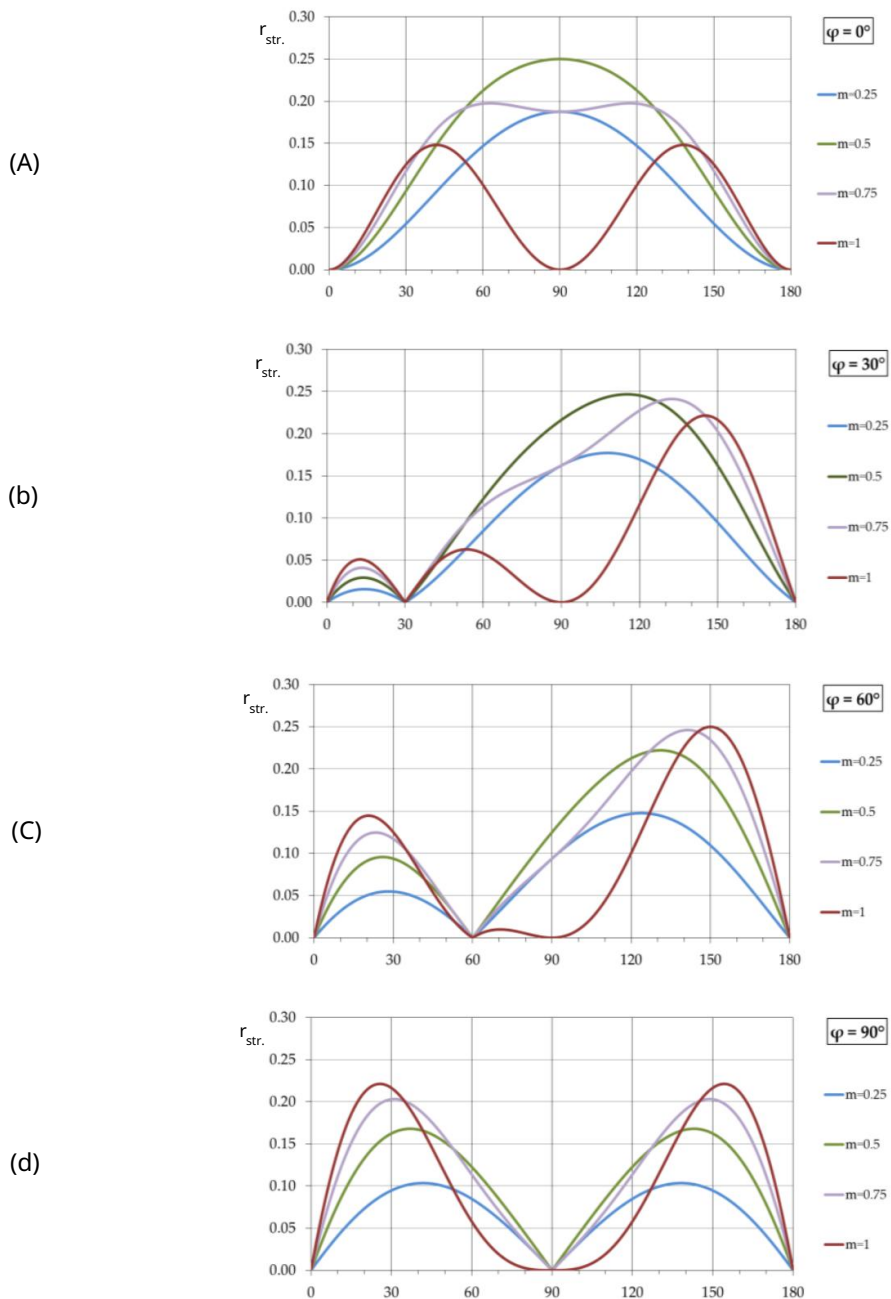
Normalizaci v_{pp} lze zavést následovně:

$$v_{pp} = \frac{T_0 \omega_{sw}}{C} m_{r.o.}(\chi, \chi) \quad (2.22)$$

což vede ke zjednodušenému vyjádření normalizované amplitudy zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami $r_{pp}(m, \chi)$:

$$r_{pp}(\chi, \chi) = \left| m \sin \sin(\chi) 1 - m \right| h_{rich} \quad (2.23)$$

Aby bylo možné předpovědět chování zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného proudu, je třeba rozložit normalizovanou amplitudu zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami $r_{str.}$ je znázorněno na obr. 2.6.



Obr. 2.6: Normalizovaná amplituda zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu $r_{pp}(\vartheta)$ mezi špičkami v polovině základní periody $[0, 180^\circ]$ pro různé modulační indexy, $m = 0,25, 0,5, 0,75$ a 1 , a fázový úhel výkonu $\varphi = 0^\circ$ (a), 30° (b), 60° (c) a 90° (d).

Složka zvlnění při spínání stejnosměrného napětí se vypočítá pomocí (2.23) a zobrazí se v polovině základní periody, tj. $\vartheta = [0, 180^\circ]$. Aby se pokryl celý rozsah provozních podmínek,

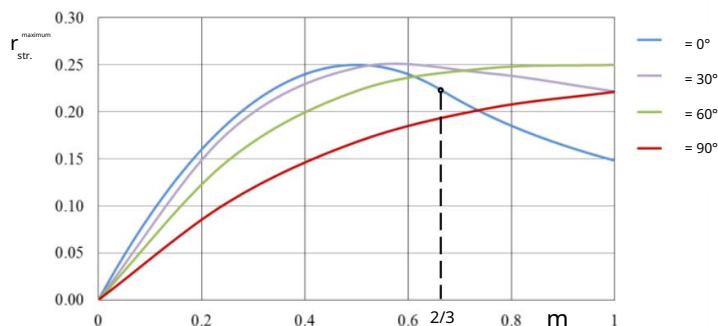
Pro dané podmínky byly vybrány čtyři hodnoty modulačního indexu $m = 0,25, 0,5, 0,75$ a 1 a byly uvažovány čtyři fázové úhly výkonu, $\varphi = 0, 30^\circ, 60^\circ$ a 90° .

Z obr. 2.6 je patrné, že amplituda normalizovaného zvlnění přepínacího napětí $r_{pp}(\vartheta)$ se pohybuje mezi 0 (minimum) a $0,25$ (maximum). V každém ze čtyř uvažovaných případů fázového úhlu výkonu se minimum a maximum $r_{pp}(\vartheta)$ objevují v různých úhlech ϑ pro různé hodnoty modulačního indexu m v průběhu polovičního základního intervalu. Pro dva fázové úhly $\varphi = 0^\circ$ a $\varphi = 90^\circ$ jsou rozložení zvlnění napětí symetrická vzhledem ke středu uvažovaného polovičního základního intervalu. Pro ostatní hodnoty fázového úhlu není v rozložení zvlnění napětí pozorována žádná symetrie. Maximum amplitudy zvlnění přepínacího napětí se mění s různými provozními podmínkami, což bude zkoumáno v následující analýze.

V případě jednotkového výstupního účinníku ($\varphi = 0^\circ$), který odpovídá většině aplikací připojených k síti, se maximum normalizované amplitudy zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami získá z (2.23) jako:

$$m_{str.} r_{pp}(\varphi, 0) = \begin{cases} m & \text{pro } 0 \leq m \leq \frac{2}{3} \\ \frac{4}{27} \frac{1}{m} & \text{pro } \frac{2}{3} < m \leq 1 \end{cases} \quad (2.24)$$

Obr. 2.7 ukazuje maximum normalizovaného zesílení zvlnění napětí mezi špičkami. modulační úhel φ v celém rozsahu modulačního indexu pro $\varphi = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ a 90° . V případě $\varphi = 0^\circ$, $\max$ je analyticky určeno pomocí (2.24) (modrá stopa), zatímco pro ostatní tři případy se získá numericky.



Obr. 2.7: Maximální normalizovaná amplituda zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami pro různé fázové úhly výkonu $\varphi = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ a 90° .

Je možné si všimnout, že pro rozsah modulačního indexu ($0 \leq m \leq 0,5$) se maximální amplituda zvlnění přepínání napětí zvyšuje se zvyšujícím se modulačním indexem. Toto chování je stejné pro všechny uvažované fázové úhly výkonu. Pro vyšší hodnoty však

Modulační index, maximum se mění různě pro různé fázové úhly. Konkrétně v případě nižších fázových úhlů maximum klesá se zvyšující se hodnotou modulačního indexu a zvyšuje se pro vyšší hodnoty fázového úhlu. Globální maximum je však vždy v bodě 0,25, s výjimkou $\alpha = 90^\circ$, kdy je v bodě 0,22.

Protože okamžité zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu $v(t)$ je symetrický trojúhelníkový průběh s amplitudou odpovídající polovině obálky zvlnění mezi špičkami ($\frac{V_{pp}}{2}$), lze efektivní hodnotu (RMS) trojúhelníkového signálu V_{rms} snadno určit vydělením jeho vrcholové hodnoty číslem 3. V případě proměnné amplitudy lze efektivní hodnotu (RMS) za (polovinu) základní periody vypočítat jako:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{300} \int_0^{300} v_{\Delta}^2 dt} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{1}{2} \int_0^{1} v_{d, str.}^2 dt} \quad (2.25)$$

Zavedením (2.21) do (2.25) dostaneme:

$$V_{rms} = \frac{I_b m_m}{C} \frac{1}{4\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{m^2 + 1} \frac{1}{\cos(\alpha)} + \frac{3}{4} \frac{m_m^2}{3}} \quad (2.26)$$

Po normalizaci rovnice (2.26) dle rovnice (2.22) máme pro normalizovanou efektivní hodnotu zvlnění napětí stejnosměrného spoje při spínání:

$$m_m m(\alpha) = \frac{m_m}{4\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{m^2 + 1} \frac{1}{\cos(\alpha)} + \frac{3}{4} \frac{m_m^2}{3}} \quad (2.27)$$

Obr. 2.8 ukazuje normalizovanou efektivní hodnotu zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu danou rovnicí (2.27) jako funkci modulačního indexu m pro různé fázové úhly výkonu α . Je třeba poznamenat, že existuje jedna hodnota modulačního indexu, kdy se efektivní hodnota m_{rms} stává zcela nezávislou na fázovém úhlu výkonu α , a závisí pouze na m . Využitím rovnice (2.27) tato specifická hodnota m odpovídá následující podmínce:

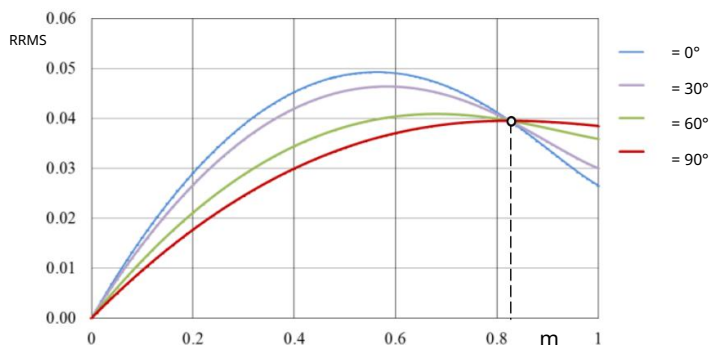
$$\frac{m^2}{2.5} \frac{16}{m^2 + 1} = \frac{m_m^2}{2} \quad (2.28)$$

Řešení (2.28) vede k:

$$m = \frac{16 \sqrt{2.5}}{5} = 0,825 \quad (2.29)$$

Zavedením rovnice (2.29) do rovnice (2.27) získáme odpovídající normalizovaný spínací proud stejnosměrného meziobvodu.

RMS zvlnění je: $m_{rms} (m = 0,825) = 0,04$, podle diagramu na obr. 2.8.



Obr. 2.8: RMS normalizovaného zvlnění přepínacího napětí jako funkce modulačního indexu pro $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ a 90° .

2.4 Návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje

V této části jsou navrženy jednoduché a efektivní pokyny pro výběr kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu v jednofázových střídačích s H-můstkem. Kapacitu lze vypočítat s ohledem na požadavky nebo omezení spínací frekvence nebo složky zvlnění napětí dvojnásobné základní frekvence. Po analýze následuje stručná diskuse o výsledcích a některé praktické aspekty prezentovaných výpočtů.

Jak již bylo uvedeno, pokud jde o zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při spínací frekvenci řádově kHz, kapacitní reaktance ($1/\omega_{sw}C$) je jistě mnohem nižší než impedance stejnosměrného zdroje Z_{fsw} (vypočtená při spínací frekvenci). Amplituda zvlnění napětí při spínání je tedy určena pouze velikostí kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu.

V návaznosti na analytický vývoj prezentovaný v předchozích částech lze výběr kondenzátoru pro stejnosměrný meziobvod provést na základě jednoho z následujících omezení: na základě maximální amplitudy zvlnění spínacího napětí mezi špičkami; nebo na základě efektivní hodnoty zvlnění spínacího napětí V_{rms} . V obou případech by samozřejmě měl být pro konečnou volbu kondenzátoru zvážena nejhorší scénář. Jako nejhorší scénář je logicky bráno globální maximum na obr. 2.7 a 2.8.

Podle obr. 2.7 je maximální amplituda normalizovaného zvlnění mezi špičkami 0,25, a proto lze globální maximální zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami vyjádřit jako:

$$\frac{11}{44^\circ\text{C}} \frac{I_{A0}}{I_{SW}} \quad (2.30)$$

Na základě (2.30) a s ohledem na maximální výstupní proud I_0 lze snadno vypočítat kapacitu stejnosměrného meziobvodu jako funkci požadované amplitudy zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami *

$V_{stř.}$

$$C = \frac{1}{4 f_{sw}} \frac{I_{A0}}{V_{pp}} \quad (2.31)$$

Pokud se však zaměříme na efektivní hodnotu zvlnění při přepínání napětí (RMS) spíše než na Pro amplitudu zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami odpovídá rozumná aproximace V_{rms} pro celý rozsah modulačního indexu a fázového úhlu výkonu podmínce dané rovnicí (2.29), tj. provoznímu bodu zdůrazněnému na obr. 2.8. Proto lze efektivní hodnotu zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného spoje zjednodušeně vyjádřit jako:

$$C = \frac{1}{25} \frac{I_{A0}}{f_{sw}} \quad (2.32)$$

Proto za daných podmínek RMS zvlnění spínání a maximální výstupní proud I_0 (2.32), lze dimenzovat kondenzátor stejnosměrného meziobvodu na základě:

$$C = \frac{1}{25 f_{sw}} \frac{I_{A0}}{V_{pp}} \quad (2.33)$$

Na rozdíl od složky zvlnění napětí při spínání, pokud jde o nízkofrekvenční zvlnění napětí stejnosměrného spoje, tj. dvojnásobnou základní frekvenci, jeho amplituda obecně závisí nejen na kapacitě C , ale také na parametrech impedance zdroje stejnosměrného proudu Z_{dc} . Podle (2.9), (2.14) a (2.16) se amplituda zvlnění nízkofrekvenčního napětí stejnosměrného spoje vypočítá jako:

$$\tilde{V}_{pk} = \frac{1}{C} \frac{m I_{RL}}{\sqrt{R_{dc}^2 + \frac{1}{2C}}} \quad (2.34)$$

Výraz daný (2.34) by mohl být použit pro návrh kapacity stejnosměrného meziobvodu. Je to však poměrně těžkopádný výpočet. Rozumného zjednodušení lze dosáhnout, pokud lze pro induktní nebo odporový stejnosměrný zdroj učinit jeden z následujících předpokladů:

$$\begin{aligned} & 2 L \frac{1}{2 C} \quad \text{indukčně dominantní stejnosměrný meziobvod ;} \\ & R \frac{1}{2 C} \quad \text{odporově dominantní stejnosměrný meziobvod .} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Za předpokladu, že je splněna jedna ze dvou podmínek v (2.35), tj. fotovoltaický stejnosměrný zdroj s vysokým ekvivalentním sériovým odporem R (kolem MPP je $RPV = V_{mpp}/I_{mpp}$), nebo

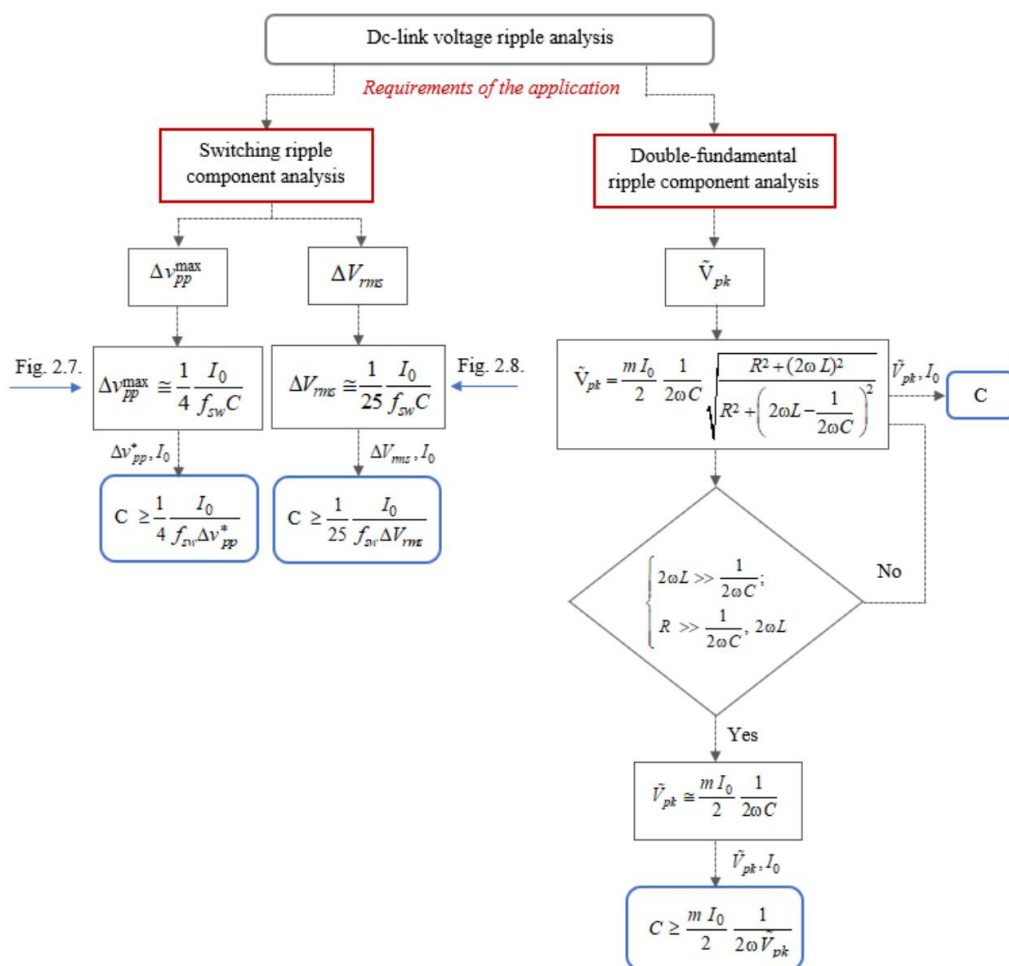
U indukčního filtru stejnosměrného spoje s vysokou sériovou reaktancí $2\omega L$ lze zvlnění napětí stejnosměrného spoje s dvojitou základní frekvencí vypočítat zjednodušením rovnice (2.34) jako:

$$\tilde{V}_{pk} \approx \frac{m\tilde{e}_0}{22} \frac{1}{C} \quad (2.36)$$

Konečně, vzhledem k amplitudě zvlnění dvojité základní složky stejnosměrného napětí a maximálnímu $\tilde{V}$ výstupnímu proudu I_0 jako podmínkám, lze dimenzovat kondenzátor stejnosměrného spoje obrácením (2.36):

$$C \approx \frac{m\tilde{e}_0}{22} \frac{1}{\tilde{V}_{pk}} \quad (2.37)$$

Pro ilustraci navrhovaného procesu návrhu/výběru kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu je na obr. 2.9 znázorněn jednoduchý vývojový diagram.



Obr. 2.9: Vývojový diagram navrhovaného procesu návrhu/výběru kondenzátoru.

Předchozí analýza ukazuje, že dimenzování kondenzátorů stejnosměrného meziobvodu na základě spínání nebo nízkofrekvenční složky zvlnění napětí vede k různým hodnotám kapacity. Proto následuje stručná diskuse o důvodech pro zohlednění omezení týkajících se jedné nebo druhé složky zvlnění napětí.

Konkrétně, pokud jsou nastavena srovnatelná omezení amplitudy zvlnění napětí, návrh stejnosměrného kondenzátoru C založený na složce zvlnění napětí s dvojitou základní frekvencí (2.37) vede k vyšší hodnotě ve srovnání s hodnotou získanou zohledněním pouze složky zvlnění napětí spínací frekvence ((2.31) nebo (2.33)). Na druhou stranu, při uvažování stejného stejnosměrného kondenzátoru jako v reálném obvodu je poměr mezi oběma amplitudami zvlnění prakticky dán inverzním poměrem mezi odpovídajícími frekvencemi, který by mohl být v rozsahu 20–200, takže zvlnění napětí při spínání je zjevně mnohem menší než zvlnění napětí s dvojitou základní frekvencí.

Amplituda zvlnění při přepínání napětí by však mohla mít další specifická omezení, která by omezila šum při přepínání, elektromagnetické rušení a napětové namáhání komponent stejnosměrné sběrnice. V tomto případě by mohl být kondenzátor předdimenzován s ohledem na (2.31) nebo (2.33) namísto (2.37). Navíc existují specifické případy, kdy amplituda zvlnění při přepínání napětí překračuje amplitudu zvlnění dvojnásobné základní frekvence. Tato situace by mohla nastat zejména v případě malé impedance stejnosměrného zdroje na dvojnásobné základní frekvenci, kdy by nebyla splněna podmínka (2.35). To je případ téměř ideálního stejnosměrného zdroje, kdy zvlnění dvojnásobné základní frekvence prakticky mizí a zvlnění při přepínání napětí lze vyhodnotit pomocí (2.31) nebo (2.33).

Konečně, pokud jsou amplitudy obou složek zvlnění napětí srovnatelné a omezení je nastaveno na maximální amplitudu celkového zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu, měly by být obě složky zvlnění zohledněny při konečném dimenzování kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu. V tomto případě by se mohl vzít v úvahu součet maxim ze dvou amplitud zvlnění napětí považovat za nejhorší možný scénář.

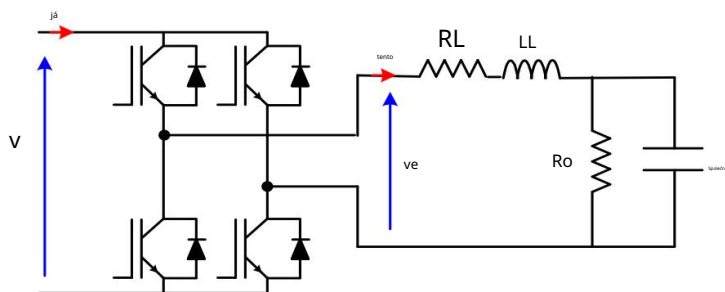
2.5 Simulační a experimentální výsledky

V této části jsou uvedeny vybrané simulační a experimentální výsledky pro jednofázový střídač s H-můstkem. Je ukázáno a komentováno potvrzení analytického vývoje a také srovnání simulací a experimentů.

Simulace obvodů byly provedeny v programu MATLAB/Simulink. Měnič byl řízen sinusovou PWM se spínací frekvencí f_{sw} nastavenou na 2,5 kHz. Analyzována je pouze lineární oblast PWM a maximální modulační index je 1. Parametry v simulacích jsou nastaveny tak, aby odpovídaly odpovídajícím hodnotám použitým v experimentech.

Vstupní svorky měniče jsou připojeny k externímu zdroji stejnosměrného proudu a napájecí napětí stejnosměrného proudu je nastaveno na $V_{dc} = 96$ V. Impedance zdroje stejnosměrného proudu je modelována pomocí následujících parametrů: odpor zdroje stejnosměrného proudu $R = 5,5 \Omega$ a indukčnost zdroje stejnosměrného proudu $L = 19$ mH. Meziobvod...

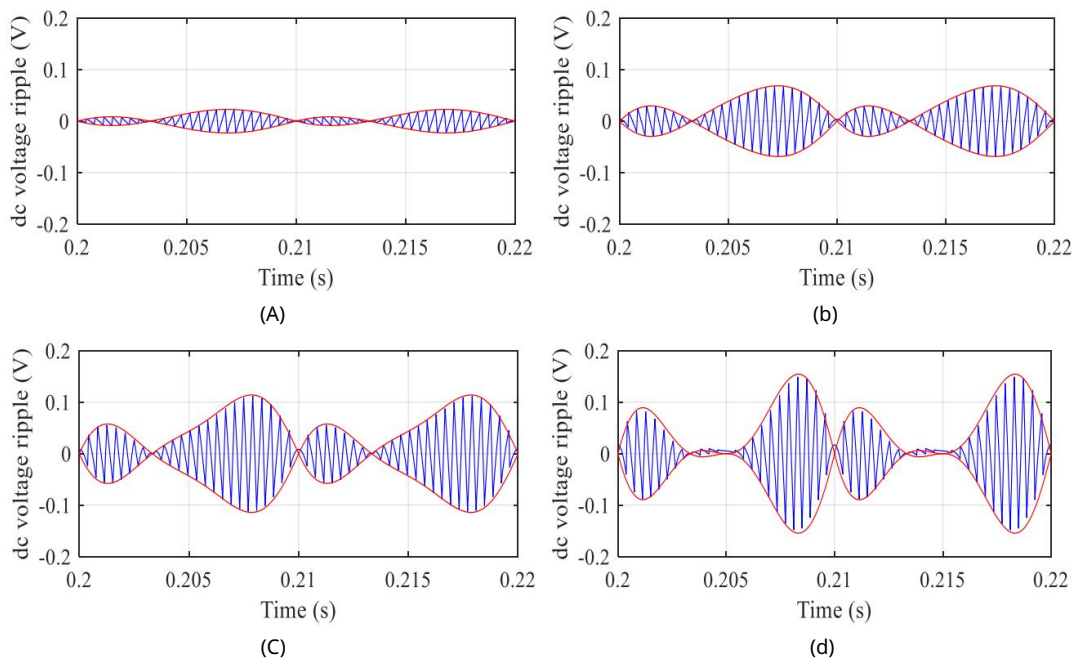
Proudový transformátor je zapojen paralelně ke zdroji stejnosměrného proudu s kapacitou $C = 1,1 \text{ mF}$. Pro získání dvou různých fázových úhlů výkonu $= 0^\circ$ a $= 60^\circ$ jsou uvažovány dva různé druhy zátěže. Na obr. 2.10 je znázorněno schéma elektrického zapojení zátěže. Odpovídající parametry zátěže jsou určeny pomocí LCR metru Agilent 4263B. V případě fázového úhlu výkonu $= 60^\circ$ je použita pasivní RL zátěž s následujícími parametry: $R_L = 13,9 \Omega$ a $L_L = 76,5 \text{ mH}$. Pro simulaci aplikace připojené k síti a získání fázového úhlu výkonu $= 0^\circ$ je sériově k RL zátěži s následujícími parametry $R_L = 4,7 \Omega$ a $L_L = 43,3 \text{ mH}$ připojen rezistor $R_0 = 29,7 \Omega$ a paralelně zapojený kondenzátor $C_0 = 43,3 \mu\text{F}$. Při použití těchto parametrů je zvlnění výstupního proudu malé a lze jej zanedbat a lze použít analýzu prezentovanou v předchozích částech.



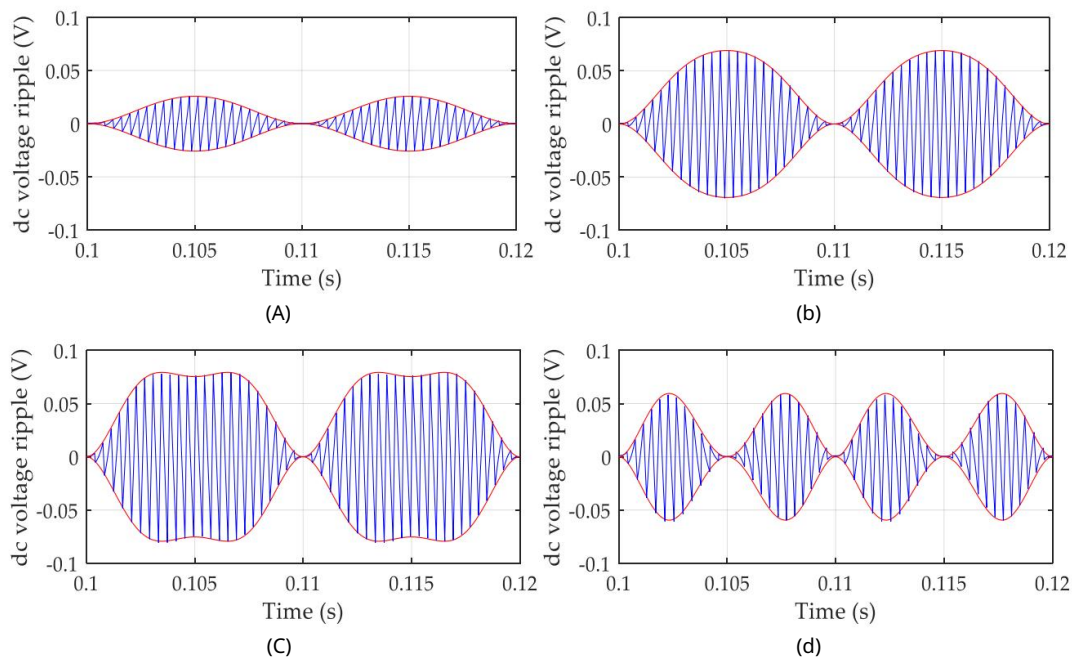
Obr. 2.10: Konfigurace zatížení pro experimentální nastavení

Na obr. 2.11 a 2.12 je porovnáno okamžité zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu $v(t)$ (modrá krivka) s poloviční obálkou zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami $\pm v_{pp}/2$ vypočítanou pomocí (2.21) (červené krivky) po dobu jedné základní periody ($T = 20 \text{ ms}$). Jsou uvažovány dva různé fázové úhly výkonu $= 0^\circ$ (obr. 2.11) a $= 60^\circ$ (obr. 2.12) a čtyři dílčí případy (a)-(d) odpovídají různým modulačním indexům m : 0,25, 0,5, 0,75 a 1. Zvlnění přepínání $v(t)$ bylo numericky získáno správnou horní propustí filtrující okamžité napětí stejnosměrného meziobvodu podle (2.11).

Je možné pozorovat dobrou shodu mezi analyticky vypočítanými obálkami zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného spoje a simulovaným zvlněním stejnosměrného napětí znázorněným na obr. 2.11 a 2.12, a to jak z hlediska absolutní amplitudy, tak i profilu zvlnění stejnosměrného napětí. Chování maximální amplitudy zvlnění mezi špičkami přepínacího napětí znázorněné na obr. 2.7 bylo navíc potvrzeno pro dva fázové úhly výkonu $= 0^\circ$ a $= 60^\circ$ výsledky uvedenými na obr. 2.11 a 2.12. Lze poznamenat, že v případě zvýšení modulačního indexu o $= 60^\circ$ se také zvyšuje maximum amplitudy zvlnění přepínání, ztelněji pro nižší hodnoty modulačního indexu a méně ztelně pro vyšší hodnoty modulačního indexu. Naopak v případě $= 0^\circ$ je globálního maxima amplitudy zvlnění přepínacího napětí dosaženo kolem $m = 0,5$ a snižuje se s dalším zvyšováním modulačního indexu.



Obr. 2.11: Zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu: výsledky simulace (modrá křivka) a vypočítaná obálka mezi špičkami (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\alpha = 60^\circ$, (a) $m = 0,25$, (b) $m = 0,5$, (c) $m = 0,75$ a (d) $m = 1$.

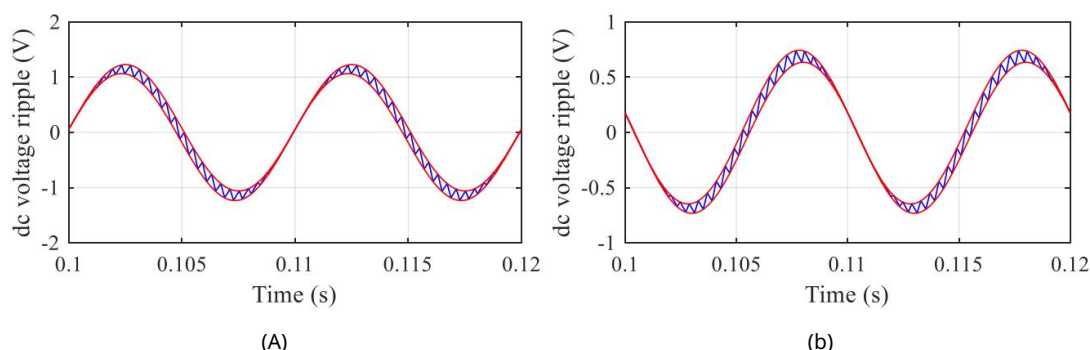


Obr. 2.12: Zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu: výsledky simulace (modrá křivka) a vypočítaná obálka mezi špičkami (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\alpha = 0^\circ$, (a) $m = 0,25$, (b) $m = 0,5$, (c) $m = 0,75$ a (d) $m = 1$.

Obr. 2.13 znázorňuje celkové okamžité zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu $v(t) + \Delta$ (dvojnásobné zvlnění zvlnění základní a spínací frekvence, modrá stopa) a její obálky (červené stopy), vypočtené na základě (2.13) a (2.21) jako

$$\tilde{v} = \frac{1}{22} v_{pp} = \frac{m \tilde{e}_0}{\omega_{d2} F} \cos(2 \pi f_{sw} t) \sin(\pi f_{sw} t) \quad (2,38)$$

kde Z_{2f} je paralelní propojení mezi ekvivalentní impedancí stejnosměrného zdroje (Z_{dc}) a reaktancí stejnosměrného kondenzátoru vypočítanou při dvojnásobné základní frekvenci (tj. 100 Hz) a X_{fsw} je kapacitní reaktance stejnosměrného spoje vypočítaná při spínací frekvenci.

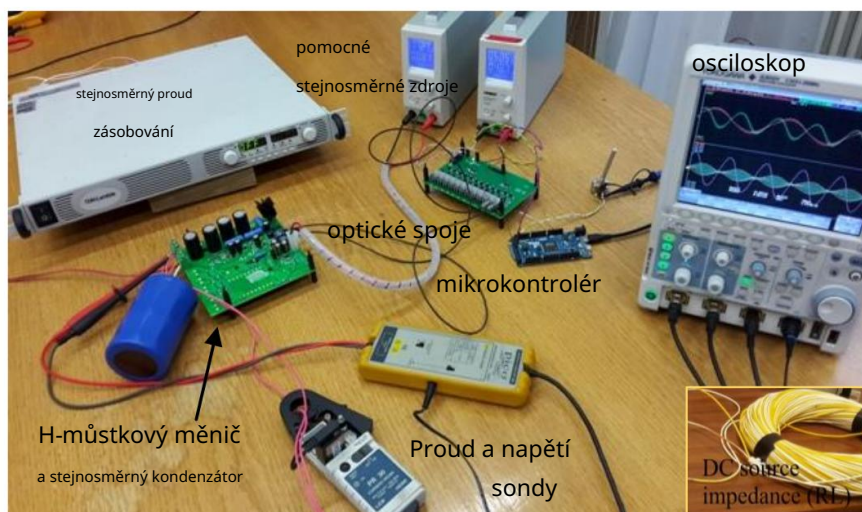


Obr. 2.13: Celkové zvlnění stejnosměrného napětí: výsledky simulace (modrá křivka) a vypočtené obálky mezi vrcholy (červené křivky) během základní periody pro $m = 0,5$, (a) $\theta = 0^\circ$, (b) $\theta = 60^\circ$.

Obr. 2.13 potvrzuje dobrou shodu mezi teoretickým vývojem zvlnění napětí stejnosměrného spoje a numericky simulovaným celkovým zvlněním napětí stejnosměrného spoje. Lze konstatovat, že účinnost navrhovaných analytických postupů je prokázána pomocí simulačních výsledků zobrazených na obr. 2.11-2.13.

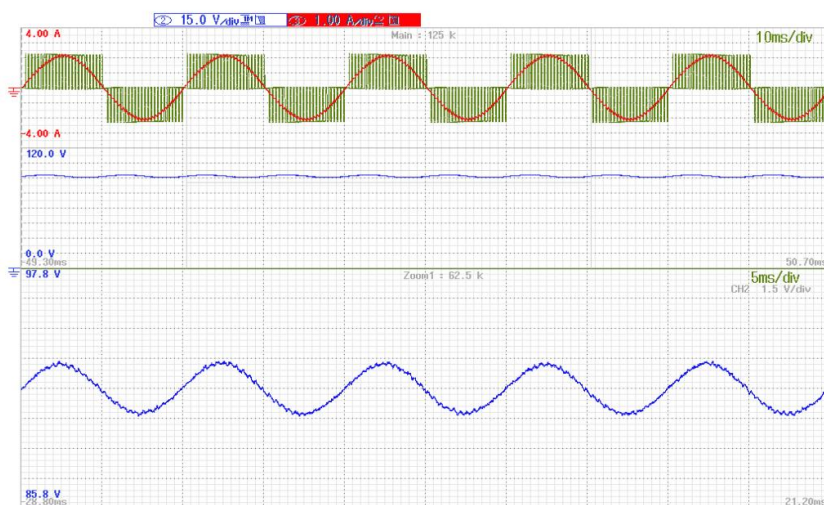
Pro ověření teoretických poznatků i numerických výsledků byly provedeny experimentální ověření. Experimentální uspořádání je znázorněno na obr. 2.14. Skládá se z na zakázku vyrobeného třífázového střídače s výkonovým IGBT modulem Mitsubishi IPM PS22A76 (1200 V, 25 A), kde jsou na desce plošných spojů připojeny pouze dvě nohy a třetí je řádně uzemněna. Střídač byl řízen mikrokontrolérem „Arduino DUE“ (84 MHz Atmel, CPU SAM3X83 Cortex-M3). Komunikace mezi mikrokontrolérem a střídačem je zajištěna přes optickou desku rozhraní. Experimentální výsledky jsou znázorněny osciloskopem Yokogawa DLM 2024. Pro měření napětí a proudu byla použita diferenciální napěťová sonda PICO TA057 (25 MHz, ± 1400 V, ± 2 %) a proudová sonda LEM PR30 (DC až 20 kHz, ± 20 A, ± 1 %).

Dále je použita vzduchová cívka (RL), která představuje impedanci stejnosměrného zdroje zapojeného sériově s externím stejnosměrným zdrojem TDK-Lambda Genesys™ 2U 3,3 kW.



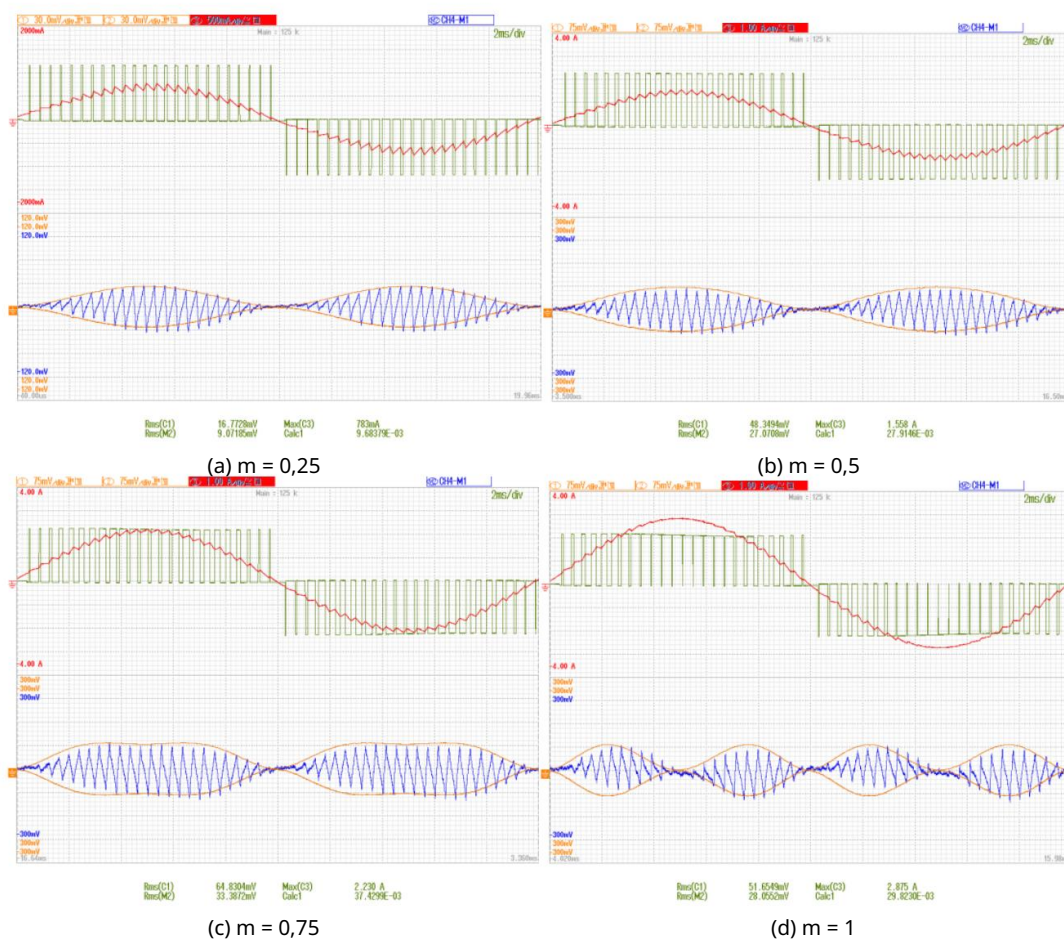
Obr. 2.14: Experimentální uspořádání

První sada měřených proměnných je znázorněna na obr. 2.15. Napětí a proud na zátěži a celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu jsou zobrazeny pro případ $m = 0,75$ a $\alpha = 0^\circ$, a to v pěti základních periodách ($5T = 100 \text{ ms}$). Napětí a proud na zátěži jsou zobrazeny v horní části snímku obrazovky osciloskopu, napětí stejnosměrného meziobvodu je zobrazeno ve střední části a zvětšená část napětí stejnosměrného meziobvodu zdůrazňující přítomnost 100 Hz a spínacích složek zvlnění. Zvětšená část napětí stejnosměrného meziobvodu je označena obdélníkem ve střední části snímku obrazovky, který zobrazuje pět period 100 Hz složek.

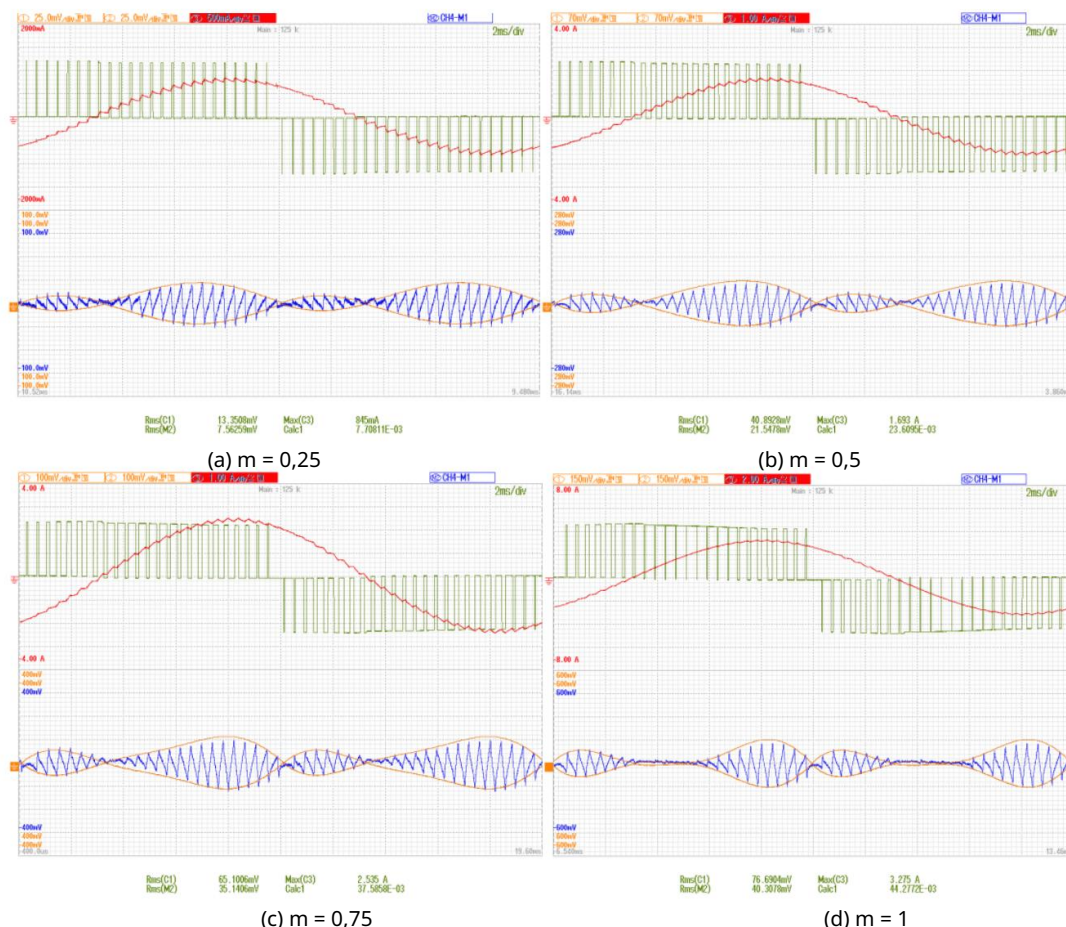


Obr. 2.15: Výstupní napětí a proud zátěže (horní část), napětí stejnosměrného meziobvodu (prostřední část) a zvětšené složky zvlnění stejnosměrného meziobvodu (dolní část) pro $m=0,75$ a $\alpha=0^\circ$.

Na obr. 2.16 a 2.17 byla provedena experimentální ověření se čtyřmi různými hodnotami modulačního indexu $m = 0,25, 0,5, 0,75$ a 1 pro dva fázové úhly výkonu $\varphi = 0^\circ$ a $\varphi = 60^\circ$. Na obou obrázcích je zobrazeno pět křivek v jedné základní periodě: horní křivky představují napětí na zátěži (zelená křivka) a odpovídající proud zátěže (červená křivka), spodní modrá křivka představuje zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného spoje. Dvě oranžové křivky představují obálky zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného spoje mezi špičkami ($\pm v_{pp}/2$), získané implementací (2.21) do desky mikrokontroléru a odesláním do výstupního kanálu DAC s vhodným faktorem měřítka. Podobně jako v simulacích byla složka zvlnění přepínání napětí stejnosměrného spoje získána filtrováním okamžitého stejnosměrného napětí pomocí vestavěné funkce „ac vazby“ osciloskopu spolu s vestavěným dolnoproustným filtrem. Tímto způsobem byl elektromagnetický šum v signálech utlumen, aniž by to ovlivnilo jakoukoli relevantní frekvenční složku.



Obr. 2.16: Experimentální výsledky pro $\varphi = 0^\circ$: horní polovina - výstupní napětí a proud, dolní polovina - analyticky vypočítaná obálka a naměřené zvlnění spínání stejnosměrného napětí pro (a) $m = 0,25$, (b) $m = 0,5$, (c) $m = 0,75$ a (d) $m = 1$.



Obr. 2.17: Experimentální výsledky pro $\alpha = 60^\circ$: horní polovina - výstupní napětí a proud, dolní polovina - analyticky vypočítaná obálka a naměřené zvlnění spínání stejnosměrného napětí pro (a) $m = 0,25$, (b) $m = 0,5$, (c) $m = 0,75$ a (d) $m = 1$.

Z obr. 2.16 a 2.17 je patrné, že experimentální zvlnění napětí odpovídá teoretickým obálkám velmi uspokojivým způsobem pro všechny uvažované případy, a to jak v absolutní amplitudě, tak v profilu zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu, což potvrzuje účinnost navrhovaných analytických úprav daných rovnicí (2.21). Malý rozdíl mezi naměřeným zvlněním a simulovanými a vypočítanými obálkami je způsoben parazitním odporem elektrolytického kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu.

Tabulka 2.1 shrnuje vypočítané, simulované a experimentální výsledky pro efektivní hodnoty zvlnění spínání napětí stejnosměrného meziobvodu (ΔV_{rms}). Jsou zde uvedeny všechny uvažované případy modulačního indexu a fázových úhlů výkonu. Jak je vidět, shoda je obecně uspokojivá v rámci očekávaného rozlišení a s ohledem na nedokonalosti experimentální implementace.

Tabulka 2.1. Porovnání získaných efektivních hodnot zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při spínání

m	Úhel zatížení = 0°			Úhel zatížení = 60°		
	Výpočet	Pokus.	Exp.	Výpočet	Pokus.	Exp.
0,25	9,7	9,6	9,1	7,8	7,8	7,7
0,50	27,5	26,8	27,1	23,6	23,6	21,6
0,75	37,4	35,6	33,4	37,5	37,5	35,1
1,00	29,9	28,7	28,1	44,23	44,3	40,3

2.6 Diskuse

V této kapitole je prezentována analýza zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje jednofázového střídače s H-můstkem a impedancí stejnosměrného zdroje. Proud stejnosměrného spoje střídače, stejně jako napětí stejnosměrného spoje, se skládají ze tří relevantních složek, a proto byly všechny zkoumány. Nejprve jsou odvozeny nízkofrekvenční (dvojitě základní) složky proudu a zvlnění napětí. Dále je získána amplituda zvlnění spínání stejnosměrného napětí mezi špičkami jako funkce provozních podmínek (modulační index, amplituda výstupního proudu a fázový úhel výkonu). Dále je stanovena maximální a efektivní hodnota zvlnění spínání stejnosměrného napětí. Pro znázornění chování složek zvlnění stejnosměrného napětí jsou představeny různé diagramy. Jednoduchá a efektivní metodologie.

Metoda pro návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu byla navržena na základě požadavků na zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu.

Simulační a experimentální výsledky jsou uvedeny s ohledem na různé hodnoty modulačního indexu a fázového úhlu výkonu. Uvedené výsledky mají za cíl prokázat správnost analytických výpočtů porovnávajících amplitudu a profil složek zvlnění stejnosměrného napětí s vypočítanými obálkami napětí stejnosměrného meziobvodu.

Reference

- [2.1] SB Kjaer, JK Pedersen a F. Blaabjerg, „Přehled jednofázových střídačů pro fotovoltaické moduly připojených k síti“, IEEE Trans. on Industry Applications, sv. 41, č. 5, s. 1291–1306, září–říjen 2005.
- [2.2] GD Holmes, TA Lipo (2003), „Modulace šířky impulsů pro výkonové měniče - „Principy a praxe“, IEEE Press Series on Power Engineering, John Wiley and Sons, Piscataway, NJ, USA.
- [2.3] X. Mao, R. Ayyanar a HK Krishnamurthy, „Optimální schéma proměnné spínací frekvence pro snížení ztrát spínáním v jednofázových střídačích na základě analýzy zvlnění v časové doméně“, IEEE Trans. Power Electron., sv. 24, č. 4, s. 991–1001, duben 2009.
- [2.4] B. Reznikov, M. Srndovic, YL Familant, G. Grandi a A. Ruderman, „Jednoduché vyhodnocení kvality proudu jednofázového víceúrovňového PWM invertoru pomocí průměrování v čase“, IEEE Trans. on Industrial Electronics, sv. 63, č. 6, s. 3605–3615, červen 2016.
- [2.5] PT Krein, RS Balog a M. Mirjafari, „Minimální požadavky na energii a kapacitu pro jednofázové střídače a usměrňovače využívající zvlněný port“, IEEE Trans. Power Electron., roč. 27, č. 11, s. 4690–4698, listopad 2012.
- [2.6] Y. Hu, Y. Du, W. Xiao, S. Finney, W. Cao, „Strategie regulace napětí stejnosměrného meziobvodu pro snížení kapacity a celkového harmonického zkreslení v jednofázových fotovoltaických střídačích připojených k síti“, IET Power Electronics, roč. 8, č. 8, s. 1386–1393, 2015.
- [2.7] IS de Freitas, CB Jacobina a EC dos Santos, „Jednofázový měnič s plným můstkem pracující se sníženým střídavým výkonem v kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu“, IEEE Trans. Power Electron., roč. 25, č. 2, s. 272–279, únor 2010.
- [2.8] F. Renken, „Proud stejnosměrného kondenzátoru v pulzních jednofázových střídačích s H-můstkem“, in Proc. of Eur. Conf. Power Electron. Appl., 2005, s. 1–10.
- [2.9] JD Flicker, R. Kaplar, M. Marinella a J. Granata, „Výkon a spolehlivost FV střídače: jaká je role sběrníkového kondenzátoru?“ ve sborníku z konference specialistů na fotovoltaiku IEEE (PVSC), červen 2012, s. 1–3.
- [2.10] T. Wang, S. Lu, „Komplexní analýza proudu stejnosměrného meziobvodu pro jednofázový střídač s H-můstkem za harmonických výstupních proudů“ ve sborníku z IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), říjen 2017, str. 1–7.

Autorské práce

- [2.11] M. Vujacic, M. Srndović, M. Hammami, G. Grandi, „Vyhodnocení zvlňení stejnosměrného napětí v jednofázových PWM střídačích s H-můstkem“ ve sborníku z 42. konference Společnosti průmyslové elektroniky IEEE (IECON), říjen 2016, s. 3235–3240.
- [2.12] M. Vujacic, M. Hammami, M. Srndović a G. Grandi, „Teoretické a experimentální zkoumání zvlňení spínání stejnosměrného napětí jednofázových PWM střídačů s H-můstkem,“ Energies, sv. 10, srpen 2017.

Kapitola 3

Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích

3.1 Úvod

Třífázové dvouúrovňové napětové měniče jsou nejčastěji používanými výkonovými elektronickými měniči. Jsou široce používány v aplikacích se středním a vysokým výkonem, jako jsou pohony s proměnnými otáčkami, nepřerušitelné zdroje napájení (UPS), flexibilní systémy přenosu střídavého proudu (FACT), samostatné a k síti připojené systémy výroby energie atd. Standardní třífázový měnič se skládá ze šesti výkonových spínačů, jejichž přepínání závisí na modulační technice.

V posledním desetiletí byly navrženy různé modulační techniky za účelem zlepšení výkonu střídačů. Primárním cílem je snížení celkového harmonického zkreslení (THD) výstupních proudů, ale také snížení využití stejnosměrné sběrnice, elektromagnetického rušení (EMI), ztrát při spínání atd. V podstatě existují dva hlavní přístupy k řízení VSI PWM – PWM na bázi nosné frekvence (CB PWM) a vektorová PWM (SVM) [3.1]. CB PWM je populárnější pro implementaci díky své jednoduchosti. Má dobře definované harmonické spektrum, pevnou spínací frekvenci a kratší výpočetní čas. Na druhou stranu je SVM v dnešní době populárnější pro výzkum a nabízí maximální přenosový poměr s nižším THD. Je prokázáno, že CB PWM může fungovat identicky jako SVM, pokud je injektován správný signál nulové složky. V tomto ohledu mohou obě techniky vést ke stejným výsledkům [3.2].

V poslední době byly rozsáhle studovány výstupní charakteristiky (napětí a proud) třífázových střídačů. Zvlnění proudu je studováno z hlediska minimalizace efektivní hodnoty (RMS) a také jeho maximální (špičkové) hodnoty. Analýza zvlnění proudu v pohonu asynchronního motoru řízeného měničem proudového volta (SVM) byla prezentována v [3.3]. Je navržena optimální technika SVM, charakterizovaná minimální efektivní hodnotou zvlnění proudu během základní periody. V [3.4] byla studována efektivní hodnota zvlnění proudu v rámci jednoho subcyklu a jsou navrženy tři hybridní techniky PWM. Snížení zvlnění proudu je dosaženo zapojením více spínacích sekvencí. V [3.5] jsou vypočítány a porovnány vrcholy a efektivní hodnoty zvlnění proudu pro SVM a přerušování PWM (DPWM). Bylo prokázáno, že zvlnění proudu lze v regulátoru předpovědět před generováním impulsů, a proto lze periodu spínání přizpůsobit určitým požadavkům na zvlnění. Aby se dosáhlo lepší účinnosti,

Pro zvýšení a snížení elektromagnetického rušení (EMI) třífázových měničů a zároveň pro splnění požadavků na zvlnění proudu je v [3.6] navržena metoda řízení s proměnným spínáním.

Kompletní analýza rozložení amplitudy zvlnění proudu mezi špičkami za základní období pro třífázové VSI je uvedena v [3.7]. Amplituda zvlnění proudu mezi špičkami je vypočítána jako funkce modulačního indexu s důrazem na jeho maximální a minimální hodnoty.

U třífázových VSI se charakteristiky vstupního proudu a napětí obvykle odhadují pomocí Fourierovy analýzy nebo výpočty efektivní hodnoty (RMS). Hodnoty efektivní hodnoty vstupního proudu a zvlnění napětí byly vypočítány v [3.8]. Nebyla prokázána žádná závislost zvlnění vstupního proudu střídače na zvoleném schématu PWM, nicméně optimální referenční signál vzhledem ke zvlnění vstupního napětí střídače se mění s úhlem účinníku zátěže. V [3.9] je studován vliv prostorové vektorové modulace (SVM) a technik PWM s přerušením (DPWM) na efektivní hodnotu proudu kondenzátoru stejnosměrného spoje. Je ukázáno, že použití SVM vede k nižšímu proudovému namáhání kondenzátoru stejnosměrného spoje. Jednoduchý analytický výraz pro proudové namáhání kondenzátoru stejnosměrného spoje a experimentální ověření byly prezentovány v [3.10]. Cílem bylo snížit úsilí při návrhu kondenzátoru a zároveň dosáhnout dostatečné přesnosti pro praktický střídačový systém.

Použitím dvojité Fourierovy řady jsou v [3.11] vypočítány harmonické složky proudu stejnosměrného spoje pro jakýkoli druh konvenční modulační strategie s pevnou pulzní frekvencí.

Na základě Fourierovy analýzy byl v [3.12] zkoumán vliv harmonického zvlnění proudu filtračního obvodu na kondenzátor stejnosměrného spoje. Bylo prokázáno, že vliv je značný pouze v případě malých výstupních proudů. V případě většího zatížení však stačí pro dimenzování kondenzátoru stejnosměrného spoje zohlednit sinusové výstupní proudy. V [3.13] byla navržena obecná metoda pro výpočet proudu stejnosměrného spoje s ohledem na zvlnění střídavého proudu. Tato metoda vyžaduje přístup k různým řídicím proměnným (proudy i_{dq} a pracovní cykly) v reálném čase (vzorkovací doba), což ji činí neproveditelnou pro některé aplikace, například v automobilových pohonech.

Aby se zabránilo složitému přístupu s dvojitým Fourierovým integrálem, je v [3.14] uvedena aproximace spektrálních složek. Nosné a postranní harmonické proudy stejnosměrného kondenzátoru jsou modelovány s ekvivalentní harmonickou ve středu, takže dominantní harmonické a jejich vlivy jsou lépe pochopeny. V [3.15] byl vyvinut zobecněný přístup pro určení harmonického spektra proudů stejnosměrných kondenzátorů v různých dvou- a tříúrovňových topologiích VSI. V [3.16] a [3.17] byly navrženy různé modulační metody zaměřené na snížení vstupních harmonických proudů protékajících stejnosměrným kondenzátorem. Analýza a výpočet zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje pro třífázový střídač za podmínek nevyváženého zatížení je prezentován v [3.18].

Vypočítá se průměrný proud stejnosměrného meziobvodu a efektivní harmonické proudy a porovná se zvlnění stejnosměrného napětí mezi vyváženou a nevyváženou zátěží.

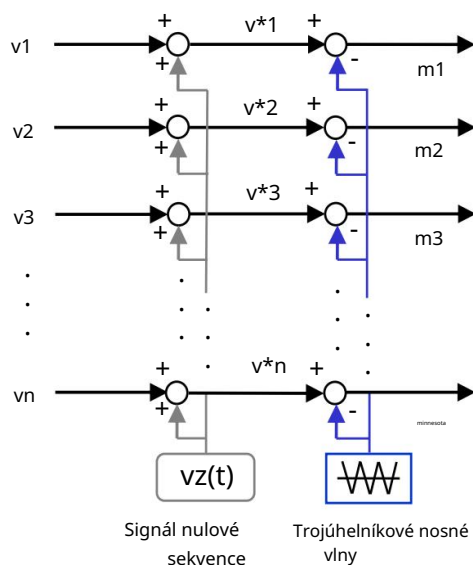
Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích

Jak bylo ukázáno, zvlnění vstupního proudu a napětí je studováno převážně z hlediska minimalizace efektivní hodnoty (RMS), spíše než hodnoty mezi špičkami. Výsledkem této práce jsou dva konferenční příspěvky [3.19] a [3.20] a jeden článek v časopise [3.21], které ukazují rozložení zvlnění napětí při přepínání mezi špičkami v průběhu základní periody. Vyhodnocení zvlnění napětí při přepínání mezi špičkami bylo provedeno v případě sinusové PWM a prostorové vektorové modulace, což jsou dvě nejčastěji používané techniky řízení střídače. Proto je v části 3.2 uveden krátký přehled obou modulací. Podrobná analytická analýza zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje střídače je uvedena v následujících částech 3.3 a 3.4. Maximální hodnota amplitudy zvlnění napětí při přepínání mezi špičkami je zobrazena jako funkce modulačního indexu pro různé fázové úhly výkonu.

Požadavky na zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu jsou použity pro návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu v kapitole 3.5. Simulace a experimentální výsledky jsou dále zahrnuty v kapitole 3.6. Stručná diskuse o získaných výsledcích je uvedena v kapitole 3.7.

3.2 Modulační techniky

Nejrozšířenější modulační strategie pro n -fázové střídače s napětím spočívá v porovnání napětí v PWM založená na nosiči, kde referenční průběh každé větve * s_n vysokofrekvenčním trojúhelníkovým nosným vlnovým průběhem, což vede k generování spínacích signálů pro každou větev střídače. Obr. 3.1 ukazuje zjednodušený koncept modulace na bázi nosné, včetně vstřikování signálu nulové složky.



Obr. 3.1: Princip PWM na bázi nosných vln.

Na základě obr. 3.1 jsou tři referenční signály v_n^* ($n = 3$) lze vyjádřit jako:

$$\begin{aligned} v_1^*(t)V \cos(\omega t) &+ \frac{v_1^*(t)}{2} \\ v_2^*(t)V \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) &+ v_2^*(t) \\ v_3^*(t)V \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) &+ v_3^*(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

kde $v_z(t)$ je signál nulové složky sčítaný se třemi sinusovými základními signály posunutými v čase o $2\pi/3$ stupně. $\theta = \omega t$, $\omega = 2\pi f$ je základní úhlová frekvence a m je modulační index střídače definovaný jako poměr velikosti výstupního fázového napětí základní složky a napájecího napětí stejnosměrného proudu. Základní signály jsou tedy v rozsahu $(-0,5 \quad 0,5)$ a pro srovnání se stejný rozsah předpokládá i pro trojúhelníkové nosné vlny. Obecně lze signál nulové složky považovat za stupeň volnosti a lze jej použít ke zlepšení zvlnění výstupního proudu a ke zvýšení využití stejnosměrné sběrnice.

V posledních letech byly navrženy různé modulační techniky, které zohledňovaly různý výběr nulové sekvence. V této práci byla použita sinusová PWM (SPWM) a tzv. centrovaná PWM (CPWM), získaná centrováním referenčních napětí s injekcí „min-max“, což je ekvivalentní prostorové vektorové modulaci (SVM). Proto bude v následujícím textu uveden krátký přehled dvou modulačních strategií.

PWM na bázi nosiče

Podle obr. 3.1 a za účelem dosažení SPWM je signál nulové sekvence nastaven na:

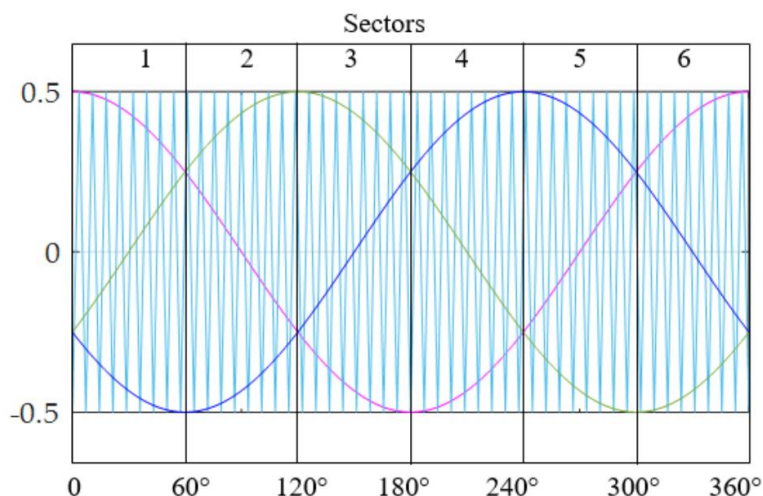
$$v_z(t) = 0.$$

Tři referenční signály se stanou rovnými sinusovým základním signálům, umístěné v čase o $2\pi/3$ stupně jako

$$\begin{aligned} v_1^*(t)V &= \cos(\omega t) \\ v_2^*(t)V &= \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3^*(t)V &= \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.2)$$

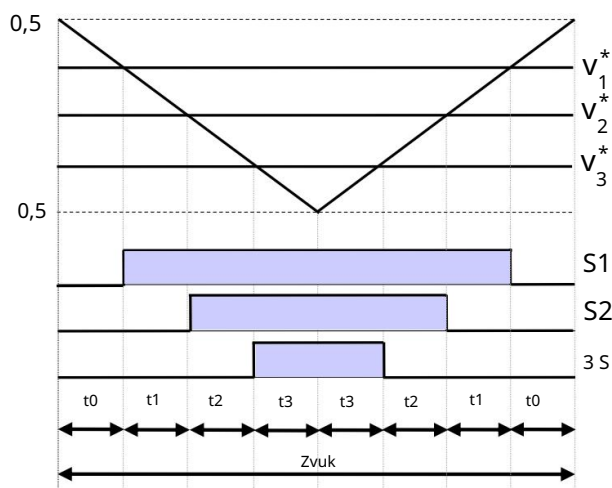
Obr. 3.2 ukazuje referenční signály rovnice (3.2) ve srovnání s trojúhelníkovými nosnými vlnami pro jednu základní periodu a pro modulační index nastavený na $m=0,5$. Je patrné, že základní periodu lze rozdělit do šesti sektorů, z nichž každý se rozprostírá v rozsahu $\pi/3$ stupňů.

Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích



Obr. 3.2: Referenční signály pro třífázové VSI v průběhu jedné základní periody (SPWM).

Pokud je frekvence nosné vlny (spínací frekvence) mnohem vyšší než frekvence referenčních signálů, lze předpokládat, že referenční signály jsou během jedné periody nosné vlny konstantní (pravidelně vzorkovaná PWM). Jako příklad vezmeme v úvahu první sektor. Obr. 3.3 ukazuje tři referenční signály během jedné periody spínání (T_{sw}) spolu s nosným signálem a generovanými PWM spínacími vzory (spínacími funkcemi).



Obr. 3.3: Princip generování spínacího vzoru pro třífázové VSI.

Aplikační časy t_k , $k=0,1,\dots,3$ lze vypočítat na základě obr. 3.3 a pomocí jednoduché trigonometrie. Vyjadřuje se jako:

$$t_0 = \frac{T_{sw}}{2} \frac{1}{2} m \cos(\alpha) \quad (3.3)$$

$$1 \text{ } \ddot{m} \check{C} t P t \frac{\sqrt{3}}{2} (\sqrt{3} \cos(\alpha) \sin(\alpha))' \quad (3.4)$$

$$2 \text{ } \ddot{m} \check{C} t P \acute{a} t \sqrt{3} \text{ } \check{h} \check{r} \check{c} \check{h} \check{y}(\alpha), \quad (3.5)$$

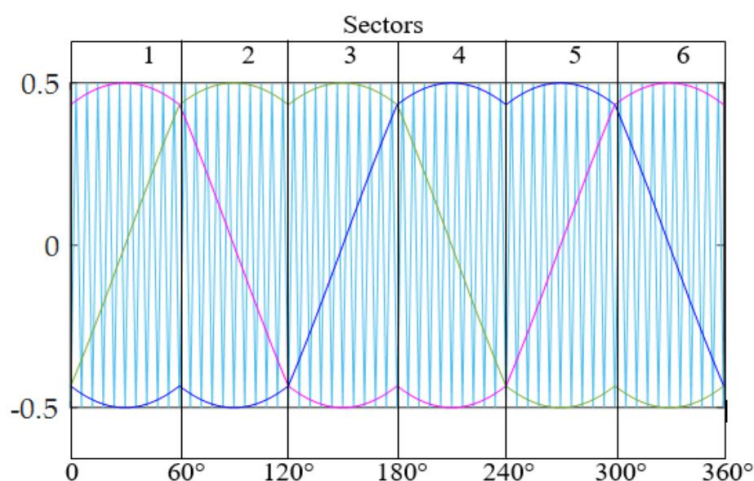
$$t_3 = \frac{T_{sw}}{2} \frac{1}{2} + m \cos^4 \frac{\alpha}{3} \quad (3.6)$$

Podle obr. 3.1 lze centrováné PWM (CPWM) dosáhnout přidáním k
tří sinusové referenční signály, signál nulové složky vyjádřený jako:

$$v_0(t) = 50 \cdot (v_{\text{maximum}}^* + v_{\text{min}}^*) \cdot \star \quad (3.7)$$

Signály v závorkách jsou určeny na základě maximálních a minimálních hodnot vstupní sady
základních signálů. Takový signál s nulovou sekvencí se nazývá injektování „min-max“. Ve srovnání s SPWM
se v třífázovém systému dosáhne zvýšení využití stejnosměrné sběrnice v oblasti lineární modulační o
přibližně 15,47 %, pokud se CPWM aplikuje na třífázový systém. V případě třífázových střídačů se tedy
modulační limit stává $m_{\text{max}}=0,577$.

Účinek injekce „min-max“ je znázorněn na obr. 3.4, kde jsou tři referenční značky
Výsledky jsou zobrazeny v jednom základním období.



Obr. 3.4: Referenční signály pro třífázové VSI v průběhu jedné základní periody (CPWM).

Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích

Lze poznamenat, že po injekci (obr. 3.4) zůstává pořadí referenčních signálů stejné jako před injekcí (obr. 3.2). Lze tedy usoudit, že přepínací sekvence (a tedy i časy aplikace) aktivních prostorových vektorů budou stejné jako v případě SPWM. Rozdíl spočívá v časech aplikace dvou nulových prostorových vektorů.

Na základě (3.2), (3.7) a sektoru 1 (obr. 3.4) se časy aplikace dvou nulových prostorových vektorů vypočítají jako:

$$t_0 = \frac{T_{sw}}{2} \frac{1}{2} m \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{2} m \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + m \cos^2\left(\frac{\pi}{6}\right) \frac{T_{sw}}{3}, \quad (3,8)$$

$$t_3 = \frac{T_{sw}}{2} \frac{1}{2} m \cos^2\left(\frac{\pi}{6}\right) + \frac{4}{3} \frac{1}{2} m \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + m \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \frac{4}{3}. \quad (3,9)$$

Použitím základních trigonometrických rovnic se získá následující zjednodušení:

$$t_0 = t_3 = \frac{T_{sw}}{2} \frac{1}{2} m \cos^2\left(\frac{\pi}{6}\right) + \frac{4}{3} \frac{1}{2} m \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + m \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \frac{4}{3}. \quad (3.10)$$

Modulace prostorového vektoru

Ačkoli je CBPWM výrazně jednodušší pro implementaci, prostorová vektorová modulace (SVM) nabízí lepší výkon a je v dnešní době populárnější pro výzkum. SVM pro třífázové střídače je založena na skutečnosti, že existuje $2^3 = 8$ možných konfigurací spínání (neboli „stavů spínání“). Obr. 3.5 představuje osm prostorových vektorů výstupního napětí odpovídajících konfiguracím spínání. Vektory V_1

to V_6 jsou

nazývané aktivní vektory a V_0 až V_7 se nazývají nulové vektory. Během jedné spínací periody referenční vektor v prostoru v^* lze dát vztahem [3.2]

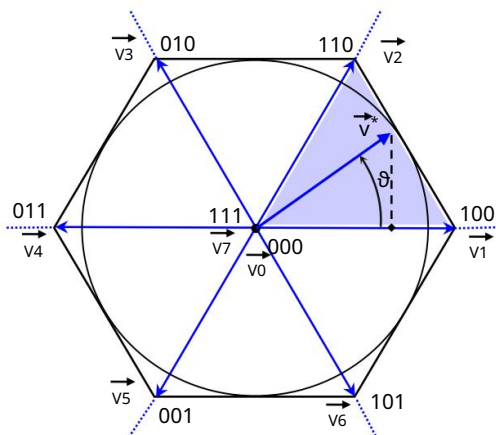
$$v^*(t) = \frac{t_0}{T_{sw}} V_0 + \frac{t_1}{T_{sw}} V_1 + \dots + \frac{t_7}{T_{sw}} V_7, \quad (3.11)$$

kde $t_0, t_1, \dots, t_7$ jsou časy aplikace vektorů $V_0, V_1, \dots, V_7$ a $\sum_{i=0}^7 t_i = T_{sw}$.

Obecně platí, že rozklad prostorového vektoru referenčního výstupního napětí na prostorové vektory výstupního napětí má nekonečné možnosti. Nejčastěji se však používají dva nejbližší sousední aktivní vektory a dva nulové vektory (V_0, V_7) se používají v každém spínacím cyklu - riod pro syntézu vektoru referenčního prostoru v^* . Sekvence přepínání začíná a končí vektorem nulového prostoru (tzv. „stav nulového přepínání“). Vzor středového přepínání je realizován, když je celková doba aplikace nulového vektoru rovnoměrně rozdělena mezi dva

vektory v nulovém prostoru (). V [3.2] bylo prokázáno, že vzorec přepínání středu je $7 V_o / V$ ekvivalentní injektování signálu s nulovou sekvencí definované rovnicí (3.7) v PWM založené na nosné.

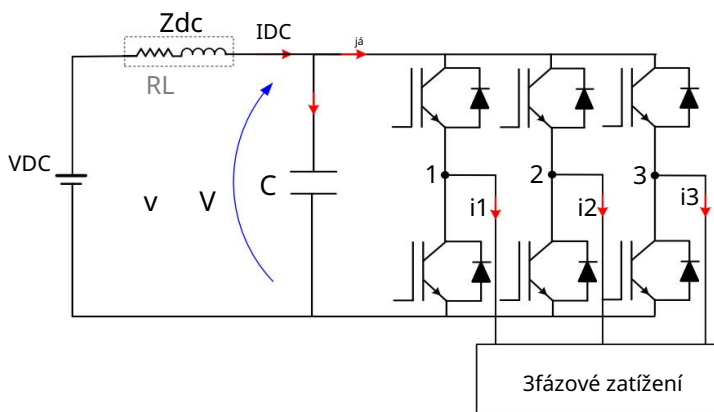
V případě symetrického SVM lze sekvenci určit v $T_{sw}/2$ a symetricky ji opakovat v další polovině spínací periody. Aplikační časy aktivních a nulových prostorových vektorů v prvním sektoru (barevný trojúhelník na obr. 3.5) jsou shodné s časy (3.4), (3.5) a (3.10) získanými pro CPWM.



Obr. 3.5: Prostorový vektorový diagram výstupního napětí střídače.

3.3 Analýza proudu stejnosměrného meziobvodu

Konfigurace analyzované topologie, dvouúrovňového třífázového VSI s vyváženou pasivní nebo motorovou zátěží, je znázorněna na obr. 3.6. Měnič je napájen zdrojem stejnosměrného napětí (V_{dc}) přes ekvivalentní sériový stejnosměrný zdroj s impedancí Z_{dc} . Paralelní kondenzátor C je připojen k stejnosměrné sběrnici pro vyhlazení zvlnění napětí.



Obr. 3.6: Analyzovaná topologie dvouúrovňového třífázového VSI.

Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích

Pokud zanedbáme oscilace napětí stejnosměrného meziobvodu (v_{d}) a vezmeme v úvahu operace v oblasti lineární modulační, odpovídají fázová napětí výstupního střídače zprůměrovaná za dobu spínání referenčním fázovým napětím daným rovnicí (3.2).

S ohledem na (3.2), v případě vyváženého zatížení a zanedbání zvlnění výstupního proudu, Odpovídající třífázové sinusové výstupní proudy lze zapsat jako:

$$\begin{aligned} i_{20} &= I_0 \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_{30} &= I_0 \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (3.12)$$

kde I_0 je amplituda výstupního proudu a ϕ je fázový úhel mezi fázovým napětím a proudem.

Jak je uvedeno v části 2.3, proud stejnosměrného meziobvodu $i(t)$ lze vyjádřit třemi klíčovými složkami: stejnosměrnou (průměrnou) složkou, nízkofrekvenční složkou a vysokofrekvenční složkou (spínací frekvence). Při vyvážené zátěži je nízkofrekvenční složka nulová. Vstupní proud střídače proto obsahuje pouze stejnosměrnou (průměrnou) složku $I = I_{dc}$, která pochází ze stejnosměrného napájení, a vysokofrekvenční složku $i(t)$, která je propouštěna kondenzátorem stejnosměrného meziobvodu. Okamžitý proud stejnosměrného meziobvodu třífázového střídače napájejícího vyváženou zátěž lze tedy vyjádřit jako:

$$i(t) = I_{dc} + i(t) \quad (3.13)$$

Za předpokladu, že střídačové výkonové spínače jsou ideální, a za předpokladu, že poměr vstupního a výstupního výkonu bude zvažován takto:

$$VI = \frac{3}{\sqrt{2}} \frac{mV I_0}{\sqrt{2}} \cos \phi \quad (3.14)$$

Průměrovaný proud stejnosměrného spoje T_{sw} za dobu spínání lze získat na základě (3.14) a je nakonec dán vztahem:

$$I_{dc} = \frac{3}{2} I_0 \cos \phi \quad (3.15)$$

Okamžitou hodnotu vstupního proudu střídače i lze vypočítat jako součet proudů tří větví střídače, které jsou závislé na stavu sepnutí střídače. Stavy sepnutí každé větve se berou v úvahu pomocí binární spínací funkce S_k :

$$S_k = \begin{matrix} 1 & \text{horní spínač ZAP, dolní spínač VYP} \\ 0 & \text{horní spínač VYP, dolní spínač ZAP} \end{matrix}, \quad k = 1, 2, 3, \quad (3.16)$$

Vstupní proud každé větve střídače lze vypočítat ze spínací funkce a odpovídajícího výstupního proudu. Celkový vstupní proud střídače lze tedy vyjádřit součtem proudů jednotlivých větví jako:

$$i_{\Sigma} = \sum_{k=1}^3 i_{kk} \quad (3.17)$$

Složku proudu stejnosměrného meziobvodu s přepínací frekvencí lze snadno vypočítat pomocí rovnic (3.13) - (3.16) jako:

$$i_{\Sigma} = I_{dc} + \sum_{k=1}^3 S_{kk} I_{\frac{3}{2}} \cos \dots \quad (3.18)$$

Vzhledem k symetrii vstupního proudu střídače lze následující analýzu omezit na jednu šestinu základní periody ($T/6$ nebo $\pi/3$ rad).

3.4 Analýza zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu

3.4.1 Vyhodnocení zvlnění při spínání napětí

Podobně jako proud stejnosměrného meziobvodu lze okamžité napětí stejnosměrného meziobvodu vyjádřit třemi následujícími složkami: stejnosměrnou (průměrnou) složkou V , nízkofrekvenční složkou a vysokofrekvenční složkou v . Nízkofrekvenční složka je nulová, protože je určena na základě odpovídající složky proudu, která je nulová při vyvážené zátěži. Okamžité napětí stejnosměrného meziobvodu se odpovídajícím způsobem vyjadřuje jako:

$$v(t) = V + v(t). \quad (3.19)$$

Průměrná složka napětí V je jednoduše určena napájecím napětím V_{dc} a úbytek napětí na odporu zdroje stejnosměrného proudu R jako:

$$V = V_{dc} - RI \quad (3.20)$$

Amplitudu mezi špičkami v_{pp} složky zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu lze vypočítat jako rozdíl mezi její maximální a minimální hodnotou v rámci

spínací periody, jak bylo ukázáno v podkapitole 2.3.2 a dáno vztahem (2.18). Stejný předpoklad pro ekvivalentní impedanci stejnosměrného spoje vypočítanou při spínací frekvenci,

Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích

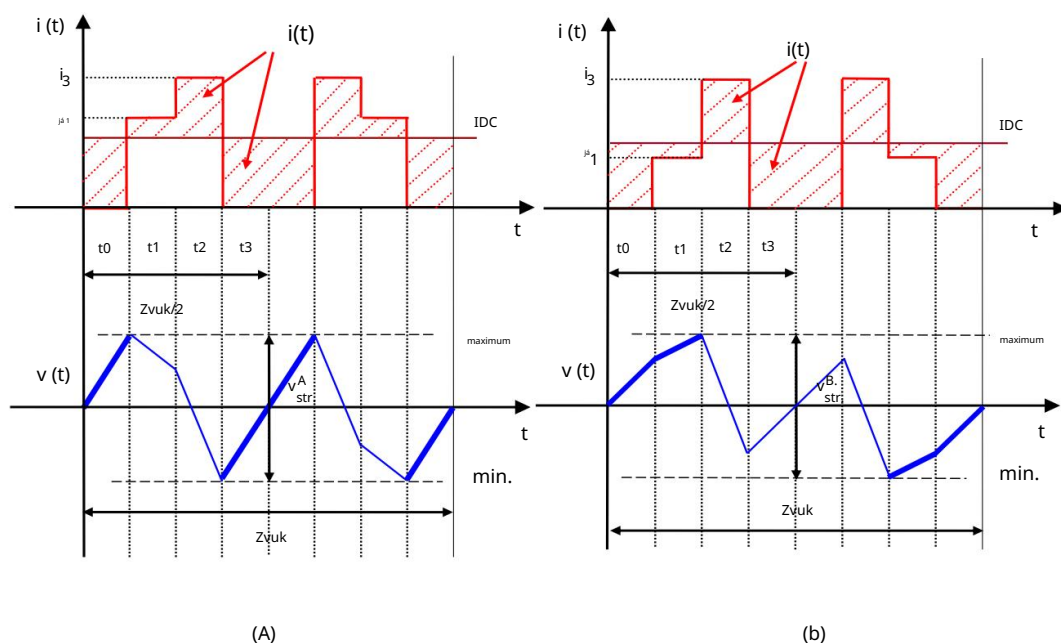
a proto pro složku spínací frekvence proudu stejnosměrného spoje, která cirkuluje kondenzátorem stejnosměrného spoje, platí i pro třífázový případ.

V třífázovém případě se však odpovídající odchylka stejnosměrného napětí určí integrací i během specifického časového intervalu aplikace tk. Časy aplikace jsou vypočítány v části 3.2 pro použité modulační strategie a budou odpovídajícím způsobem aplikovány v následujícím textu. Efektivního zjednodušení se dosáhne uvažováním konstanty i (I) v rámci uvažovaného časového intervalu aplikace, což vede k:

$$v_{pp} = \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i(t) dt \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.21)$$

Vzhledem k periodicitě vstupního proudu střídače $i(t)$ lze vyhodnocení zvlnění napětí redukovat na rozsah fázového úhlu $0 \leq \theta \leq 60^\circ$, tj. na prvních $\pi/3$ rad.

V rámci prvního sektoru lze v závislosti na hodnotě I_{dc} rozlišit dva různé případy podle obr. 3.7. Globální amplituda zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu v_{pp} mezi špičkami se získá kombinací různých v a nalezením maxima v rámci spínacího t_{str} období, jak bude ukázáno dále.



Obr. 3.7: Zvlnění proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v jedné spínací periodě: (a) Příklad A ($0 \leq \theta \leq \pi/3$, $i_1 \geq I_{dc}$), (b) Příklad B ($0 \leq \theta \leq \pi/3$, $i_1 < I_{dc}$).

Zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu pro třífázový VSI je zkoumáno za použití sinusové PWM a prostorové vektorové modulace (ekvivalentní CPWM), jak je znázorněno v následujících dvou podkapitolách.

3.4.1.1 Zvlnění přepínání napětí mezi špičkami se sinusovou PWM

Případ A.1 – Vyhodnocení v rozsahu: $i_1 = I_{dc}$

Zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu v_{pp} a jeho hodnota mezi špičkami v_{pp} jsou znázorněny na obr. 3.7 (modrá čára) spolu s okamžitým vstupním proudem $i(t)$ (červená stupňovitá čára). Podle obr. 3.7(a) lze rozlišit dva dílčí případy týkající se časových intervalů aplikace $t_{pp} = t_0$ a $t_{pp} = t_3$ (tučně modrá křivka).

V prvním podpřípadě, kdy $t_{pp} = t_0$, lze zvlnění napětí mezi špičkami zapsat na základě (3.21) jako

$$v_{pp}^A = \frac{2}{C} \int_0^{t_0} i(t) dt. \quad (3.22)$$

Zavedení (3.3) a (3.15) do (3.22) vede k

$$v_{pp}^A = \frac{3}{2} \frac{U_{dc}}{C} \frac{t_0}{T_{sw}} m \cos\left(\frac{\omega t_0}{2}\right). \quad (3.23)$$

Stejným způsobem, ale s ohledem na časový interval $t_{pp} = t_3$, se napětí mezi špičkami trhá-
ple se vypočítá jako

$$v_{pp}^A = \frac{2}{C} \int_0^{t_3} i(t) dt. \quad (3.24)$$

Zavedení (3.4) a (3.15) do (3.24) vede k

$$v_{pp}^A = \frac{3}{2} \frac{U_{dc}}{C} \frac{T_{sw}}{2} m \cos\left(\frac{\omega t_3}{2}\right) + m \cos\left(\frac{\omega t_0}{2}\right) \frac{4}{3}. \quad (3.25)$$

Případ B.1 – Vyhodnocení v rozsahu: $i_1 < I_{dc}$

Podle obr. 3.7(b) a s ohledem na interval aplikace $t_{pp} = t_0 + t_1$ (tučně modře zvýrazněno stopu), zvlnění napětí mezi špičkami lze na základě (3.21) zapsat jako:

$$v_{pp}^B = \frac{2}{C} \left(\int_0^{t_0} i(t) dt + \int_{t_0}^{t_0+t_1} i(t) dt \right). \quad (3.26)$$

Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích

Zavedení (3.3), (3.4) a (3.15) do (3.26) vede k

$$v_{pp} = \frac{3}{2} \frac{T_{0SW}}{C} m_1 \cos \left(\frac{\omega t}{2} \right) - 2 m_2 \cos \left(\frac{\omega t}{2} \right) + \frac{1}{\sqrt{3}} (\sqrt{3} \cos \theta_{hřích} \left(\frac{\omega t}{2} \right) - \frac{3}{2} m_2 \cos \cos \left(\frac{\omega t}{2} \right)) \quad (3.27)$$

Globální amplituda zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu v_{pp} se získá sloučením výsledků odpovídajících případům A.1 a B.1:

$$v_{pp}^{SPWM} = \max_{pp} \left\{ \frac{A}{pp} \frac{1}{2}, \frac{B}{pp} \right\} \quad (3.28)$$

Z rovnice (3.28) je patrné, že velikost zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu je vždy určena maximální hodnotou těchto tří parametrů.

Amplitudu zvlnění špičkového napětí stejnosměrného spoje lze normalizovat podle:

$$r_{pp}^{SPWM} = \frac{T_{0SW}}{C} m_{str}(0, \theta). \quad (3.29)$$

Aplikací rovnice (3.29) na případ A a případ B je normalizovaná amplituda zvlnění napětí mezi špičkami dána vztahem:

$$r_{pp}^{SPWM} = \max_{pp} \left\{ \frac{A}{pp} \frac{1}{2}, \frac{B}{pp} \right\} \quad (3.30)$$

bylost

$$A1(m, \theta) = \frac{3}{2} m \cos \left(\frac{\omega t}{2} \right) - \frac{1}{2} \cos \left(\frac{\omega t}{2} \right) \quad (3.31)$$

$$A2(m, \theta) = \frac{3}{2} m \cos \left(\frac{\omega t}{2} \right) + \frac{1}{2} m \cos \left(\frac{\omega t}{2} \right) - \frac{4}{3} \quad (3.32)$$

$$B = (m, \theta) \left| \frac{3}{2} m \cos \left(\frac{\omega t}{2} \right) - \frac{1}{2} m \cos \left(\frac{\omega t}{2} \right) + \frac{1}{\sqrt{3}} (\sqrt{3} \cos \left(\frac{\omega t}{2} \right) - \frac{3}{2} m \cos \cos \left(\frac{\omega t}{2} \right)) \right| \quad (3.33)$$

3.4.1.2 Zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami s SVM

Jak bylo diskutováno v části 3.2, při aplikaci modulace prostorového vektoru je celková doba aplikace nulového prostorového vektoru rovnoměrně rozdělena mezi dva nulové prostorové vektory. To znamená, že časy aplikace t_0 a t_3 (obr. 3.7) jsou stejné a dané vztahem (3.10). Proto je stejně jako v podkapitole 3.4.1.1 dále prezentováno vyhodnocení zvlnění stejnosměrného napětí při spínání pro dva různé rozsahy podle průměrné hodnoty proudu I_{dc} a obr. 3.7.

Případ A.2 – Vyhodnocení v rozsahu: $i_1 = I_{dc}$

Podle obr. 3.7(a) a s ohledem na interval aplikace $t_{pp} = t_0$ (tučně modře zvýrazněno stopu), zvlnění napětí mezi špičkami lze zapsat na základě (3.21) jako

$$v_{pp} = \frac{2}{C} I_{dc} \frac{t_0}{2} = \frac{1}{C} I_{dc} t_0. \quad (3.34)$$

Zavedení (3.4) a (3.15) do (3.34) vede k

$$v_{pp} = m \frac{3 T_{DCSW}}{43 C} \cos 1 + \sqrt{3} m_{hřích} \quad (3.35)$$

Případ B.2 – Vyhodnocení v rozsahu: $i_1 < I_{dc}$

Podle obr. 3.7(b) a s ohledem na interval aplikace $t_{pp} = t_0/2 + t_1$ (tučně modře zvýrazněno stopu), zvlnění napětí mezi špičkami lze na základě (3.21) zapsat jako:

$$v_{pp} = \frac{2}{C} I_{dc} \frac{t_0}{2} + I_{dc} (t_0 - t_1) \quad (3.36)$$

$$v_{pp} = \frac{3 T_{DCSW}}{4 C} m \left| \sqrt{m} \left(\frac{\cos 1}{3} + \frac{3 \sin}{\sqrt{3}} m_{hřích} \frac{\cos(\cdot)}{2} \right) - \frac{3}{2} m \cos \right| \quad (3.37)$$

Globální amplituda zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu v_{pp} se získá sloučením výsledků odpovídajících případům A.2 a B.2:

$$v_{pp}^{SVM} = \max \left(v_{pp}^A, v_{pp}^B \right). \quad (3.38)$$

Použitím stejné normalizace jako v (3.29) je normalizovaná amplituda zvlnění napětí mezi špičkami dána vztahem

$$r_{pp}^{SVM} = \max \left(r_{pp}^{AB} \right), \quad (3.39)$$

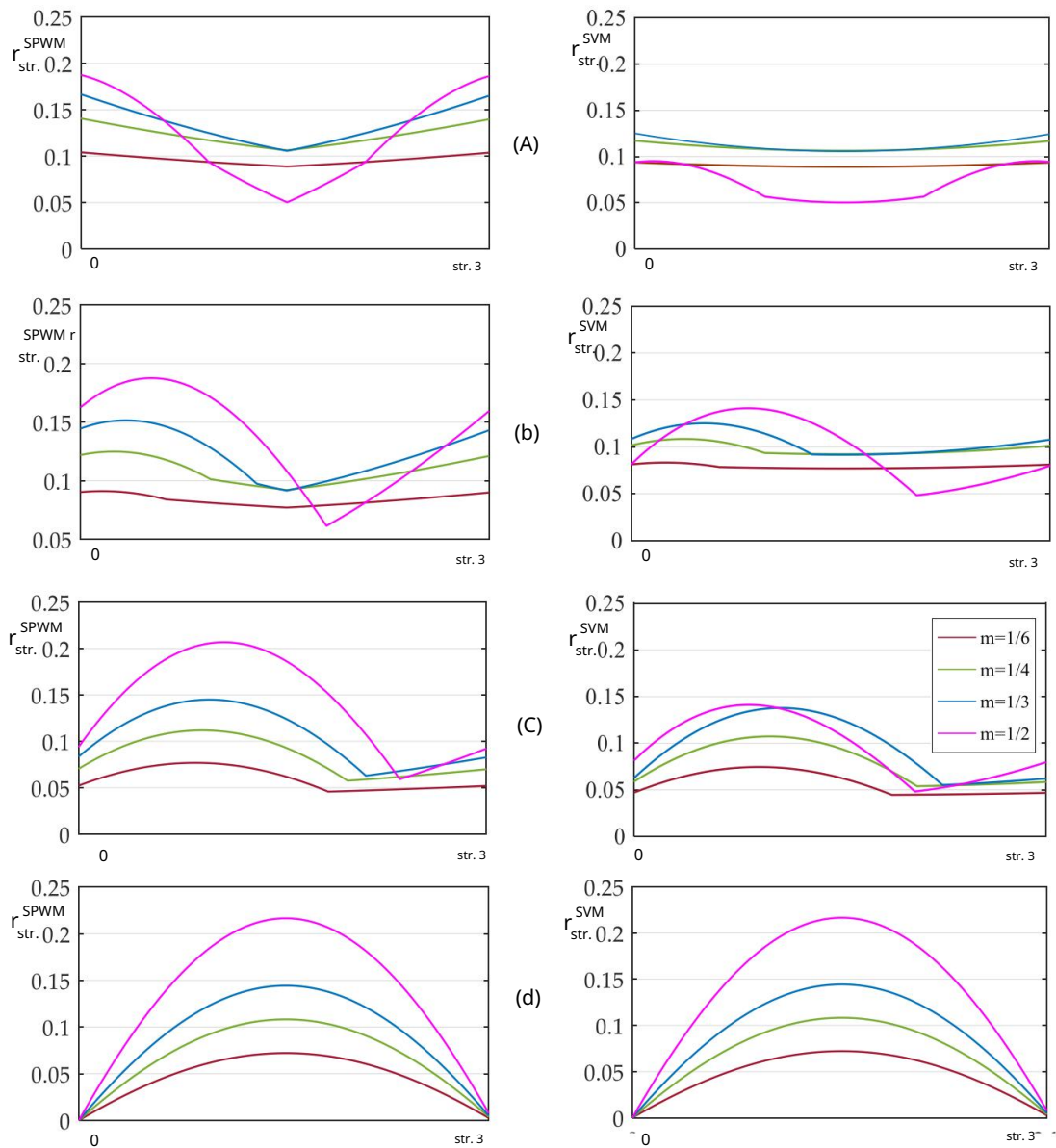
kde

$$r_{pp}^A(.,.) = \frac{3}{43} \cos 1 + 3 \sin m \sqrt{m} \quad (3.40)$$

$$r_{pp}^B(.,.) = \frac{1}{4} m \left| \cos 1 + 3 \sin \sqrt{m} \left(\frac{43}{3} + \frac{3 \sin}{\sqrt{3}} m_{hřích} \right) - \frac{3}{2} m \cos \cos \right|$$

Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích

Aby bylo možné ukázat chování a provést porovnání amplitud zvlnění přepínání špičkového napětí v průběhu základní periody při použití sinusové PWM a prostorové vektorové modulace (ekvivalentní „centrované“ PWM), obr. 3.8 znázorňuje normalizovanou amplitudu zvlnění přepínání špičkového napětí.



Obr. 3.8: Normalizovaná amplituda zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu $r_{pp}(\theta)$ mezi špičkami v základní periodě $[0, \pi/3]$, při použití SPWM (vlevo) a SVM (vpravo), pro různé modulační indexy, $m = 1/6, 1/4, 1/3$ a $1/2$, a fázové úhly výkonu $\theta = 0^\circ$ (a), 30° (b), 60° (c) a 90° (d).

Byly uvažovány čtyři fázové úhly výkonu $\vartheta = 0, 30^\circ, 60^\circ$ a 90° . Pro každý fázový úhel výkonu jsou znázorněny čtyři případy, které odpovídají operaci s $m = 1/6, 1/4, 1/3$ a $1/2$.

Je vidět široké kolísání amplitudy zvlnění stejnosměrného napětí, obecně v rozmezí od 0 (minimum) do 0,22 (maximum). S rostoucím modulačním indexem dochází ke zvýšení maximálních špiček zvlnění napětí. Mírný nárůst amplitudy zvlnění přepínání špičkového napětí je také patrný se zvyšujícím se fázovým úhlem výkonu v případě SPWM i SVM. Je vidět, že pro stejné hodnoty fázových úhlů výkonu a modulačního indexu se amplituda zvlnění špičkového napětí výrazně snižuje, když se místo SPWM použije SVM. Pouze pro fázový úhel výkonu $= 90^\circ$ jsou obě techniky rovnocenné.

3.4.2 Maximální zvlnění spínacího napětí

Pro účely návrhu a výběru kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu je důležité ukázat maximum normalizované amplitudy zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami. Obr. 3.9 ukazuje maximum jako funkci modulačního indexu. Pro ilustraci srovnání je maximální amplituda zvlnění napětí znázorněna společně pro SPWM a SVM, s ohledem na různé fázové úhly výkonu. Tučné křivky představují případ, kdy je aplikováno SPWM, a přerušované křivky případ, kdy je aplikováno SVM.

Pro fázový úhel výkonu $= 90^\circ$ je maximum analyticky stanoveno. Je stejné pro obě modulace, SPWM i SVM, a je vyjádřeno jako:

$$\left(\text{maximum} \right)_{\text{rpp}} (m, \vartheta = 90^\circ) = \left. B_{\text{přep. křivka}} \right|_{\text{maximum}} = \frac{\sqrt{3}}{4} m. \quad (3,42)$$

Pro fázové úhly výkonu $= 0^\circ$ je maximum analyticky určeno v případě SPWM (3.43) a SVM (3.44) jako:

$$\left(\text{max.} \right)_{\text{rpp}} (, 0^\circ) \text{ SPWM } r = \left. B_{\text{str.}} \right|_{\text{maximum}} = \frac{33}{44} m, \quad (3,43)$$

$$\left(\text{maximum} \right)_{\text{rpp}} (, 0^\circ) \text{ SVM } r = \left. B_{\text{přep.}} \right|_{\text{maximum}} = \frac{39}{48} m. \quad (3,44)$$

Vzhledem k těžkopádným výpočtům se pro ostatní uvedené hodnoty fázových úhlů výkonu ($\vartheta = 60^\circ$ a 30°) maximum získá správnou interpolací dat s rozumným stupněm aproximace. Získá se následující rovnice:

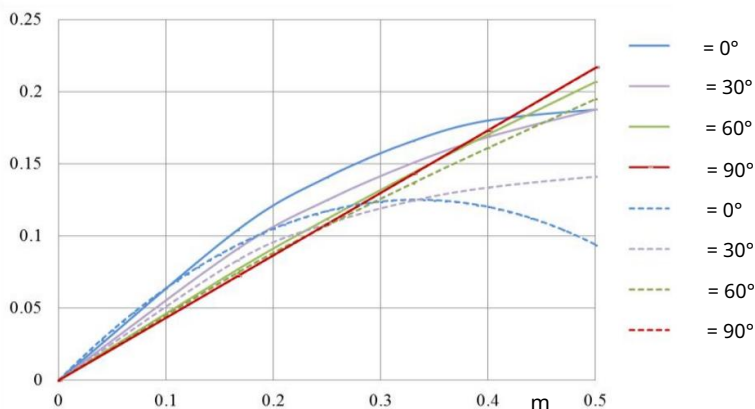
$$\left(\text{maximum} \right)_{\text{rpp}} (m, \vartheta = 30^\circ, \text{ SPWM}) = 0,62 m - 0,15 m^2, \quad (3,45)$$

Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích

$$m_{\text{max}}(m, \varphi = 60^\circ, \text{SPWM}) = 0,375 \text{ m} \quad (3,46)$$

$$m_{\text{pp}}^{\text{maximum}}(\varphi, 30^\circ = \varphi, \text{SVM}) = 2 \cdot 0,55 \cdot 0,54 \text{ mm} \quad (3,47)$$

$$m_{\text{pp}}^{\text{maximum}}(\varphi, 60^\circ = \varphi, \text{SVM}) = 2 \cdot 0,45 \cdot 0,13 \text{ mm} \quad (3,48)$$



Obr. 3.9: Maximální normalizovaná amplituda zvlnění špičkového napětí v závislosti na modulačním indexu pro různé fázové úhly výkonu a dvě modulační techniky (SPWM – tučné křivky, SVM – přerušované křivky).

Z obr. 3.9 je patrné, že maximální amplituda zvlnění napětí je v případě SVM výrazně nižší, zejména pro nižší fázové úhly. Pouze v případě $\varphi = 90^\circ$ dávají obě techniky stejné výsledky. Navíc v případě SPWM není žádný významný rozdíl, pokud jde o globální maximální hodnotu, když jsou uvažovány různé fázové úhly výkonu. Ve všech uvažovaných případech, s výjimkou případu $\varphi = 0^\circ$, je maximum téměř lineární funkcí modulačního indexu. Při použití SVM je maximum amplitudy zvlnění napětí mezi špičkami více závislé na fázovém úhlu výkonu a pro $\varphi = 0^\circ$ je dvojnásobně sníženo ve srovnání s $\varphi = 90^\circ$. Lze závěrem konstatovat, že z hlediska maximální hodnoty zvlnění napětí je SVM v uvažovaném případě třífázových střídačů výhodnější. Všimněte si, že pro účely srovnání je maximální modulační index na obr. 3.9 0,5 pro obě strategie PWM, ačkoli v případě SVM je $m_{\text{max}} = 0,577$.

3.5 Konstrukce kondenzátoru stejnosměrného spoje

V této části je navržen návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu na základě maximálního zvlnění stejnosměrného napětí při spínání, které je znázorněno na obr. 3.9 pro různé provozní podmínky. Pro následující analýzu byly zvoleny dvě okrajové podmínky ($\varphi = 0^\circ$ a $\varphi = 90^\circ$). První případ ($\varphi = 0^\circ$) odpovídá většině aplikací připojených k síti. Druhý případ

($\varphi = 90^\circ$) má nejvyšší hodnotu zvlnění napětí mezi špičkami, proto vyžaduje největší kondenzátor stejnosměrného meziobvodu. Globální maximální hodnoty zvlnění napětí při přepínání pro oba odpovídající případy jsou znázorněny v tabulce 3.1, přičemž jsou zohledněny obě modulační techniky.

Tabulka 3.1: Globální maximum $r_{\text{str.}}^{\text{maximum}}$ jako funkce PWM pro různé fázové úhly výkonu.

úhel	SPWM	SVM
$\varphi = 0^\circ$	0,19	0,125
$\varphi = 90^\circ$	0,22	

Pozorováním obr. 3.9 a s ohledem na $r_{\text{str.}}^{\text{maximum}}$ uvedené v tabulce 3.1, jednoduchý výraz Parametry pro návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu se získají na základě (3.29) jako funkce požadované amplitudy zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami $U_{\text{str.}}^*$. Pro dva případy inter- a s ohledem na obě modulační techniky se získají následující vzorce.

Pro $\varphi = 0^\circ$, když je aplikována SPWM, lze kapacitu vypočítat jako:

$$C = 0,19 \frac{J_{\text{str.}}}{f_{\text{sw}}} \frac{1}{U_{\text{str.}}^*}, \quad (3,49)$$

Na druhou stranu, když se použije SVM a uvažuje se $\varphi = 0^\circ$, kapacita může vypočítat se jako:

$$C = 0,125 \frac{J_{\text{str.}}}{f_{\text{sw}}} \frac{1}{U_{\text{str.}}^*}. \quad (3,50)$$

Všimněte si, že koeficienty v rovnicích (3.49) a (3.50) jasně naznačují potřebu vyšší hodnoty kapacity při použití SPWM místo SVM, pokud jsou nastaveny stejné požadavky na zvlnění napětí mezi špičkami.

Pro $\varphi = 90^\circ$, když je použita buď SPWM nebo SVM, je kapacita dána vztahem:

$$C = 0,22 \frac{J_{\text{str.}}}{f_{\text{sw}}} \frac{1}{U_{\text{str.}}^*}. \quad (3,51)$$

Lze poznamenat, že postup návrhu je jednoduchý a přímočarý. Podobně jako v prezentovaných případech lze kondenzátor stejnosměrného meziobvodu navrhnout pro jakékoli jiné provozní podmínky, které nás zajímají.

3.6 Simulační a experimentální výsledky

Pro ověření analytického vývoje byly provedeny simulace i experimenty. Výsledky jsou uvedeny na obr. 3.10-3.18 pro obě techniky PWM, SPWM a SVM (ekvivalent CPWM). Numerické simulace byly provedeny pomocí Matlab/Simulink. Parametry simulačního obvodu jsou nastaveny tak, aby odpovídaly odpovídajícím parametrům experimentálního nastavení, a jsou shrnuty v tabulce 3.2. Analyzován je pouze lineární modulační index a maximální modulační index je 0,5 a 0,577 pro SPWM a SVM.

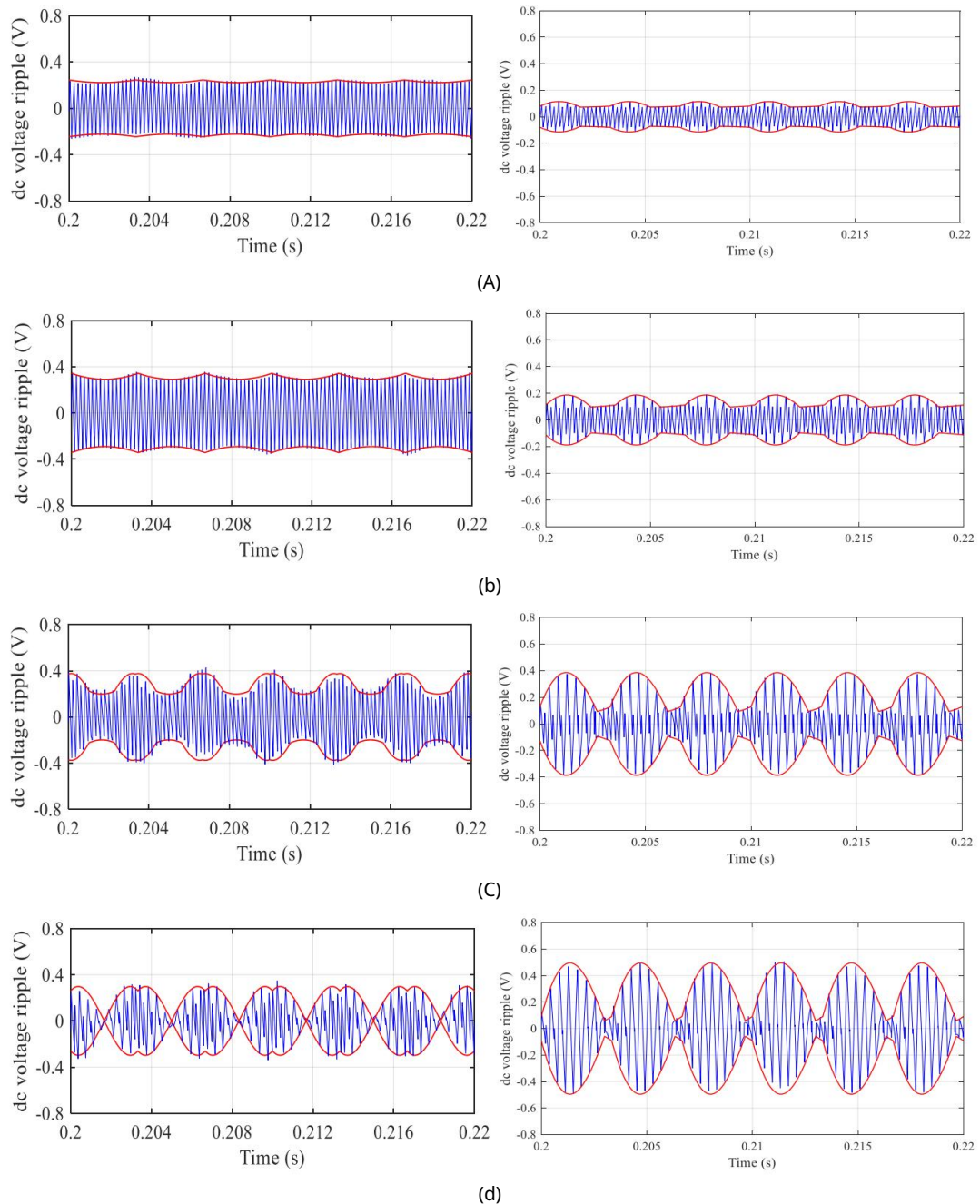
Tabulka 3.2: Parametry simulačního obvodu a experimentálního nastavení.

Popis štítku		Parametry
VDC	Napájení stejnosměrným napětím	90 V
R	Odpor zdroje stejnosměrného proudu	5 ohmů
L	Indukčnost zdroje stejnosměrného proudu	10,15 mH
C	Kapacita stejnosměrného spoje	100 F
F	Základní frekvence 50 Hz	
FSW	Spínací frekvence	2,5 kHz

Obr. 3.10 a 3.11 ukazují výsledky simulace pro SVM a SPWM.

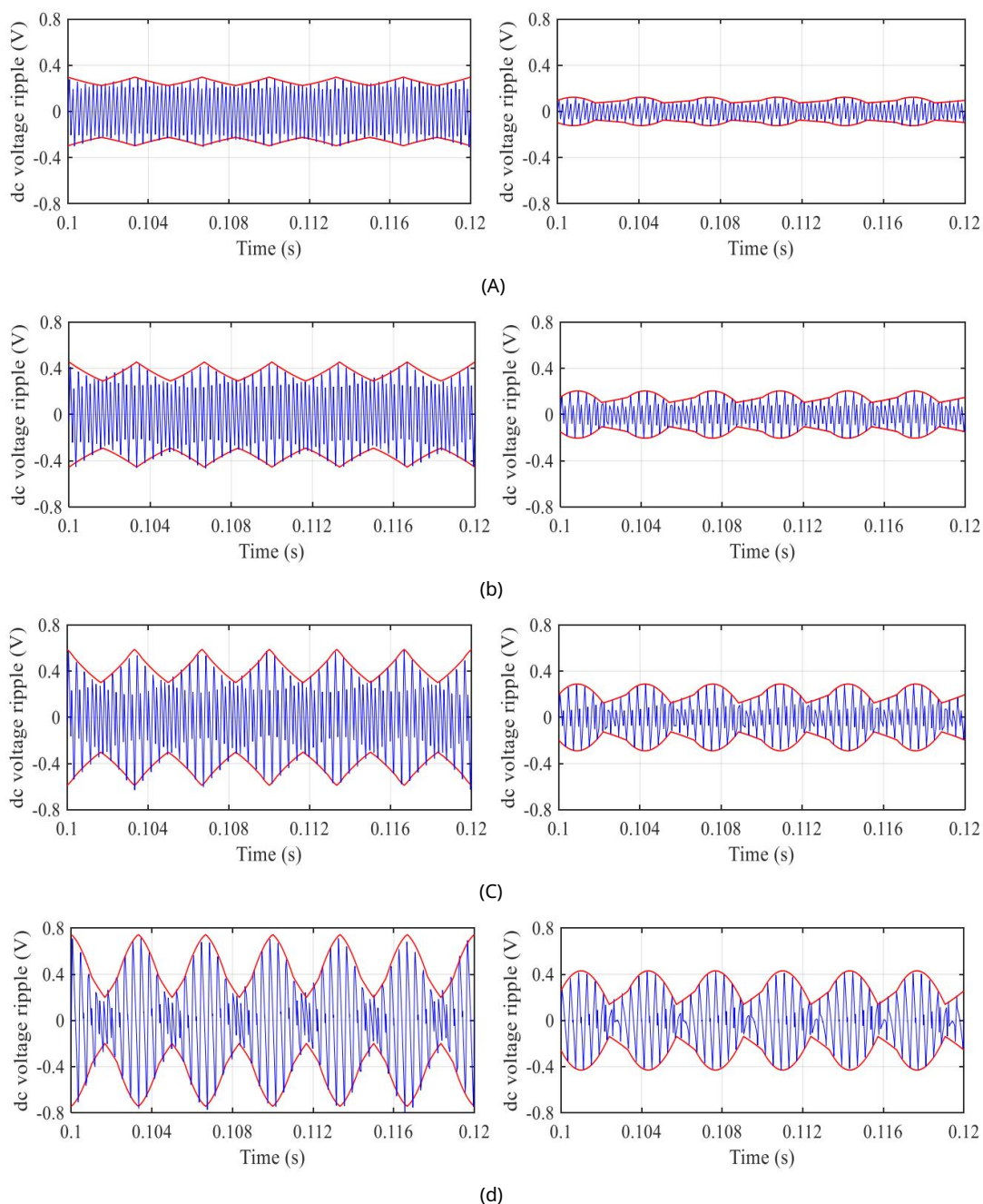
Zobrazeny jsou obálky mezi špičkami vypočítané pomocí (3.30) v případě SPWM a (3.39) v případě SVM jako polovina amplitudy zvlnění mezi špičkami napětí stejnosměrného meziobvodu $v_{pp}/2(t)$ (červené křivky) spolu s okamžitým zvlněním přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu $v(t)$ (modrá křivka) za základní periodu ($T = 20$ ms). Jsou uvažovány dvě hodnoty fázových úhlů výkonu $\phi = 0^\circ$ (levý sloupec na obr. 3.10 a 3.11) a $\phi = 50^\circ$ (pravý sloupec na obr. 3.10 a 3.11) a čtyři dílčí případy (a) - (d) odpovídají různým hodnotám modulačního indexu m : 0,25, 0,33, 0,5 a 0,577 (shora dolů) při aplikaci CPWM a m : 0,25, 0,33, 0,4 a 0,5 (shora dolů) při aplikaci SPWM.

Pro všechny uvažované případy je ukázána dobrá shoda mezi analyticky vypočítanými obálkami zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu a simulovaným zvlněním stejnosměrného napětí, což dokazuje účinnost navrhovaných analytických vylepšení. Také bylo potvrzeno chování maximální amplitudy zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami, znázorněné na obr. 3.9. Lze pozorovat, že při uvažování nižší hodnoty modulačního indexu (tj. $m < 0,4$) se globální maximum snižuje se zvětšujícím se fázovým úhlem výkonu. Naopak, pokud se vezme v úvahu maximální modulační index, zvlnění přepínání napětí dosáhne maxima při nejvyšším uvažovaném fázovém úhlu výkonu.



Obr. 3.10: Zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu (SVM): výsledky simulace (modrá křivka) a vypočítaná obálka mezi špičkami (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\alpha = 0^\circ$ (levý sloupec) a $\alpha = 50^\circ$ (pravý sloupec), (a) $m = 0,25$, (b) $m = 0,33$, (c) $m = 0,5$ a (d) $m = 0,577$.

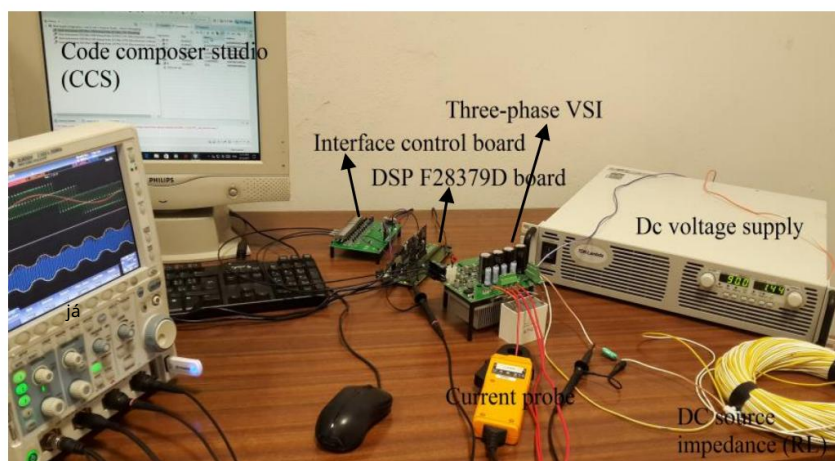
Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích



Obr. 3.11: Zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu (SPWM): výsledky simulace (modrá křivka) a vypočítaná obálka mezi špičkami (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\alpha = 0^\circ$ (levý sloupec) a $\alpha = 50^\circ$ (pravý sloupec), (a) $m = 0,25$, (b) $m = 0,33$, (c) $m = 0,4$ a (d) $m = 0,5$.

Za účelem ověření teoretického vývoje i numerických výsledků byly provedeny experimentální testy. Celé experimentální uspořádání je znázorněno na obr. 3.12. Hlavní hardwarovou jednotkou je třífázový měnič vyrobený na zakázku s inteligentním výkonovým IGBT modulem Mitsubishi PS22A76 (1200 V, 25 A), který je řízen deskou mikrokontroléru DSP. Řídící signály jsou do měniče přenášeny přes desku optického rozhraní.

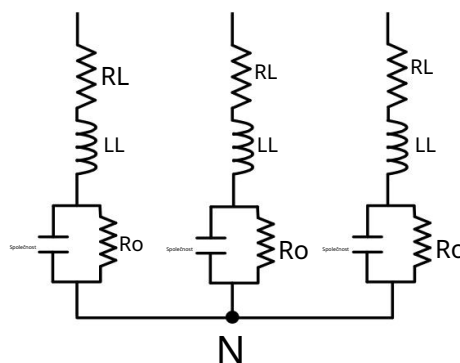
DSP deska TMS320F28379D je naprogramována v programu Code Composer Studio (CCS) s možností úpravy modulačních parametrů v reálném čase pomocí počítačového rozhraní. Pro měření napětí byla použita diferenciální sonda PICO TA057 (25 MHz, 1400 V, 2 %). Pro měření proudu byla použita proudová sonda LEM PR30 (DC až 20 kHz, 20 A, 1 %).



V

Obr. 3.12: Experimentální uspořádání.

Pro experimentální ověření byly získány dva různé fázové úhly výkonu ($\phi = 0^\circ$ a $\phi = 50^\circ$) s použitím dvou různých zátěží. Obr. 3.13 znázorňuje schéma elektrického obvodu experimentální zátěže.



Obr. 3.13: Trojfázový zatěžovací obvod.

Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích

V případě fázového úhlu výkonu $\varphi = 50^\circ$ se používá třífázový asynchronní motor o výkonu 0,5 kW zapojený do hvězdy (v klidovém stavu) s následujícími parametry: $R_L=26,8 \Omega$ a $L_L=103 \text{ mH}$. V případě fázového úhlu výkonu $\varphi = 0^\circ$ se používá další třífázový asynchronní motor o výkonu 2,2 kW zapojený do hvězdy s $R_L=3,16 \Omega$ a $L_L=20 \text{ mH}$ na fázi, přičemž ke každé fázi se sériově připojí rezistor $R_0=20 \Omega$ a paralelní kondenzátor $C_0=58 \mu\text{F}$, aby se dosáhlo požadovaného úhlu ($\varphi = 0^\circ$) (v klidovém stavu), který představuje aplikaci připojenou k síti. Všechny parametry zátěže se odhadují pomocí zdroje/analýzátoru střídavého proudu a přímých měření napájejících zátěž třífázovým vyváženým zdrojem napětí 50 Hz. Dva třífázové motory jsou znázorněny na obr. 3.14.



2,2 kW třífázový IM

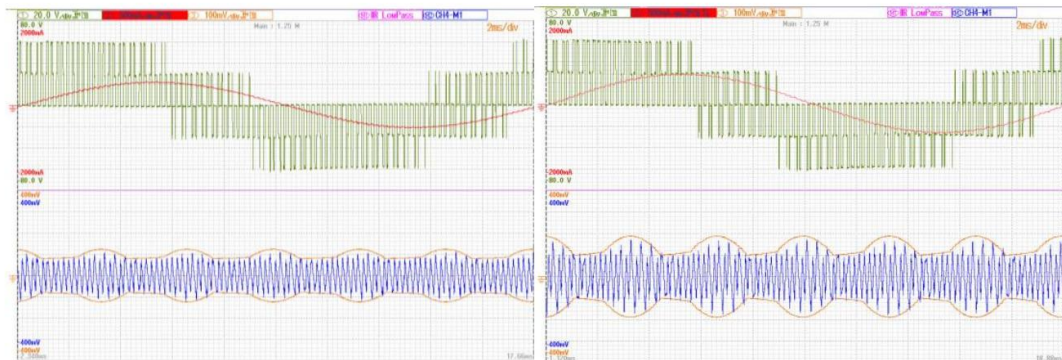
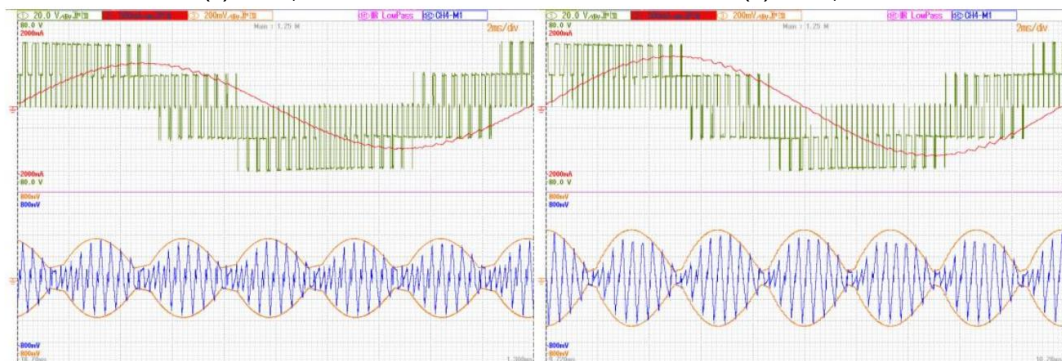


0,5 kW třífázový IM

Obr. 3.14: Dva třífázové IM

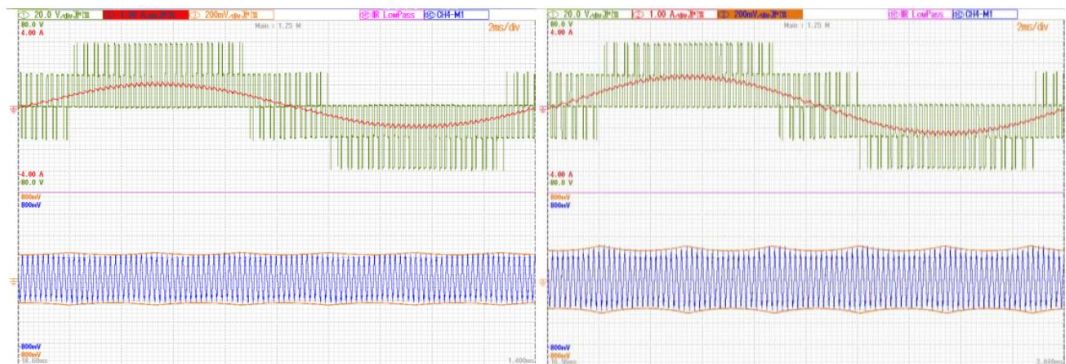
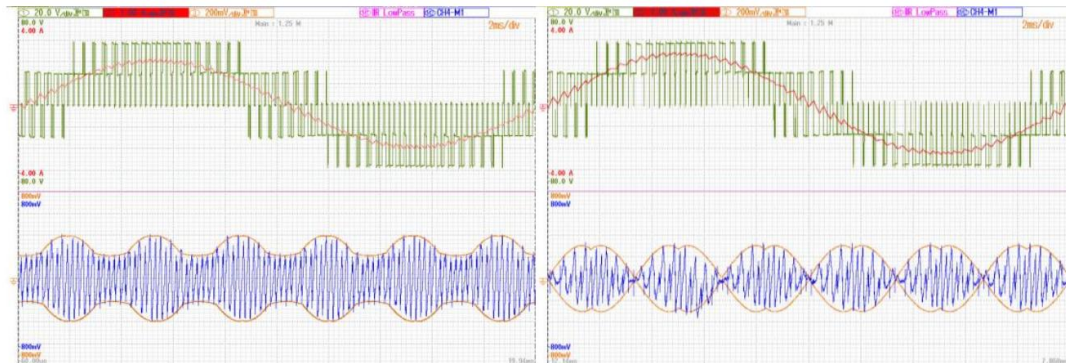
Experimentální výsledky jsou znázorněny snímky obrazovky z osciloskopu Yokogawa DLM 2024 a shrnuty na obr. 3.15 a 3.16 v případě SVM a na obr. 3.17 a 3.18 v případě SPWM. Jsou uvažovány dvě hodnoty fázových úhlů výkonu $\varphi = 50^\circ$ (obr. 3.15 a obr. 3.17) a $\varphi = 0^\circ$ (obr. 3.16 a obr. 3.18) a čtyři hodnoty modulačního indexu. Na všech snímcích obrazovky dvě horní křivky představují napětí a proud zátěže (zelená a červená křivka) a spodní (modrá) křivka představuje naměřené zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu $v(t)$. Další dvě oranžové křivky představují vypočítané obálky zvlnění napětí ($v_{pp}/2(t)$) poskytované deskou DSP a zobrazené pomocí bloku DAC se správným škálováním napětí.

Zvlnění spínání $v(t)$ bylo získáno numericky i experimentálně správnou filtrací okamžitého napětí stejnosměrného meziobvodu podle (3.19). V případě experimentálních výsledků byla použita funkce „ac vazby“ osciloskopu spolu s vestavěným dolnoproustným filtrem druhého řádu.

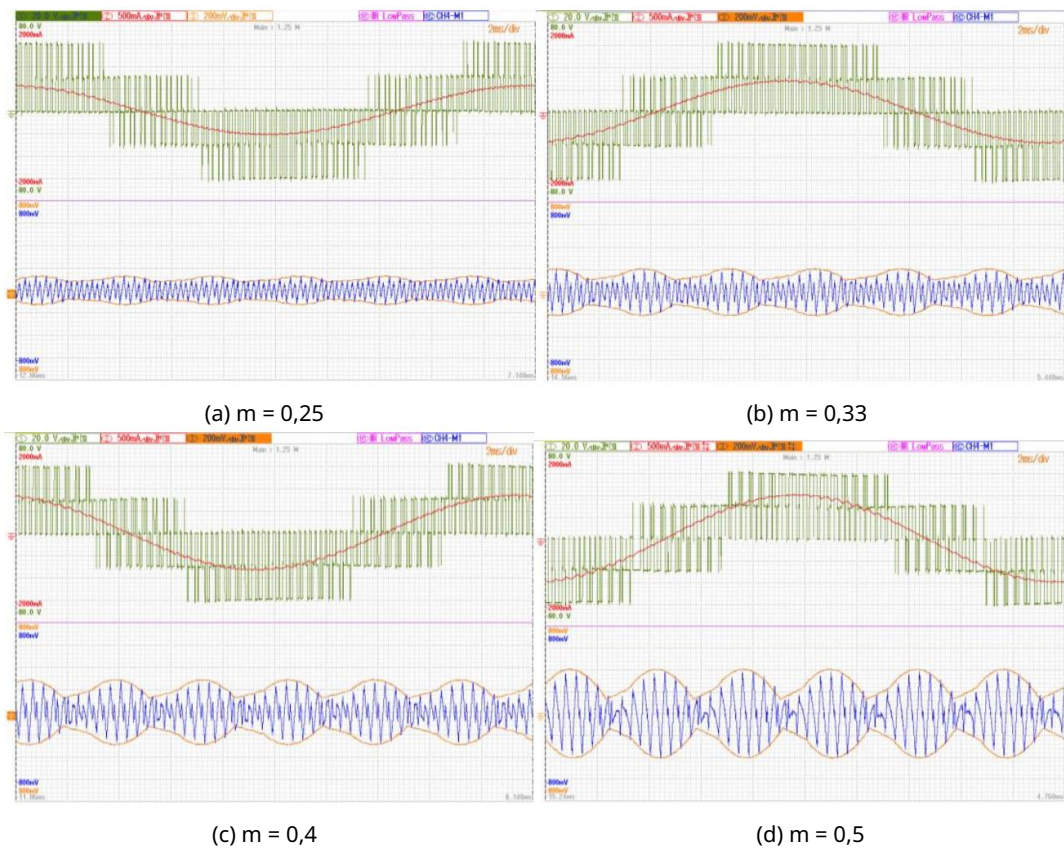
(a) $m = 0,25$ (b) $m = 0,33$ (c) $m = 0,5$ (d) $m = 0,577$

Obr. 3.15: Experimentální výsledky pro $\alpha = 50^\circ$ (CPWM): horní polovina - výstupní napětí a proud, dolní polovina - analyticky vypočítaná obálka a naměřené zvlnění spínací stejnosměrného napětí pro (a) $m = 0,25$, (b) $m = 0,33$, (c) $m = 0,5$ a (d) $m = 0,577$.

Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích

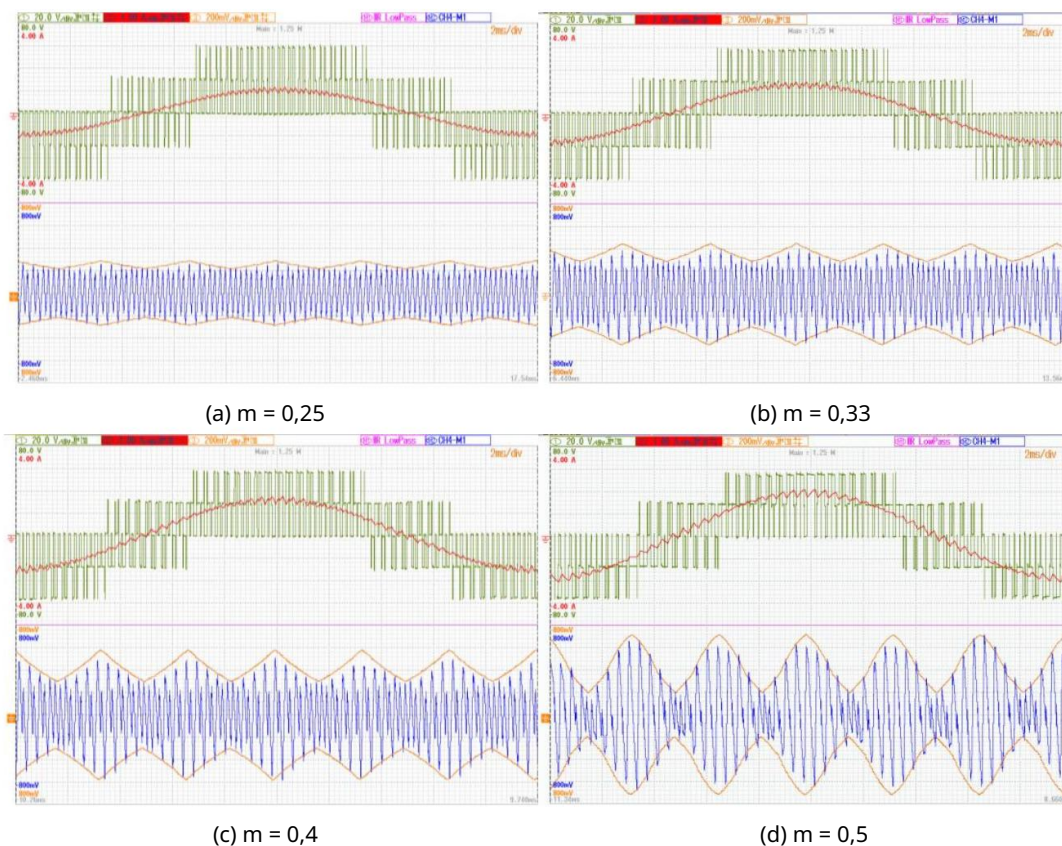
(a) $m = 0,25$ (b) $m = 0,33$ (c) $m = 0,5$ (d) $m = 0,577$

Obr. 3.16: Experimentální výsledky pro $\alpha = 0^\circ$ (CPWM): horní polovina - výstupní napětí a proud, dolní polovina - analyticky vypočítaná obálka a naměřené zvlnění spínání stejnosměrného napětí pro (a) $m = 0,25$, (b) $m = 0,33$, (c) $m = 0,5$ a (d) $m = 0,577$.



Obr. 3.17: Experimentální výsledky pro $\alpha = 50^\circ$ (SPWM): horní polovina - výstupní napětí a proud, dolní polovina - analyticky vypočítaná obálka a naměřené zvlnění spínání stejnosměrného napětí pro (a) $m = 0,25$, (b) $m = 0,33$, (c) $m = 0,4$ a (d) $m = 0,5$.

Kapitola 3 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázových střídačích



Obr. 3.18: Experimentální výsledky pro $\alpha = 0^\circ$ (SPWM): horní polovina - výstupní napětí a proud, dolní polovina - analyticky vypočítaná obálka a naměřené zvlnění spínání stejnosměrného napětí pro (a) $m = 0,25$, (b) $m = 0,33$, (c) $m = 0,4$ a (d) $m = 0,5$.

Experimentálně získané výsledky ukazují dobrou shodu mezi teoreticky vypočítanými obálkami a zvlněním napětí stejnosměrného spoje mezi špičkami pro všechny uvažované případy modulačních indexů a fázových úhlů výkonu, což dokazuje účinnost navrhovaného přístupu.

3.7 Diskuse

V této kapitole je prezentována analýza zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje pro dvouúrovňové třífázové střídače se zdrojem napětí a vyváženou zátěží. Je uveden krátký přehled PWM na bázi nosné a prostorově vektorové PWM pro třífázové střídače. Složky zvlnění napětí stejnosměrného spoje jsou vypočítány na základě odpovídajících složek proudu stejnosměrného spoje. Amplituda zvlnění přepínání napětí byla odvozena pro dvě modulační techniky – Sinusová a centrovaná („min-max“ injekce, ekvivalent SVM) PWM jako funkce provozních podmínek: modulačního indexu, fázového proudu a fázového úhlu výkonu. Maximální (peak-to-peak) hodnota amplitudy zvlnění napětí byla vyhodnocena jako funkce modulačního indexu pro různé fázové úhly výkonu. Porovnání mezi různými případy bylo provedeno z hlediska různých provozních podmínek a použitých modulačních technik. Jsou navrženy jednoduché a efektivní výrazy pro návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje na základě maximální amplitudy zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného spoje.

Jsou uvedeny simulace a experimentální výsledky pro SPWM i CPWM, s ohledem na dva fázové úhly výkonu a různé hodnoty modulačního indexu. Uvedené výsledky mají za cíl ukázat shodu mezi analyticky vypočítanou obálkou zvlnění napětí stejnosměrného spoje a naměřeným okamžitým zvlněním spínání napětí stejnosměrného spoje. Porovnání zvlnění spínání napětí stejnosměrného spoje mezi různými čísly fází bude uvedeno v kapitole 4.

Reference

- [3.1] GD Holmes, TA Lipo (2003), „Modulace šířky impulsů pro výkonové měniče - principy a praxe, IEEE Press Series on Power Engineering, John Wiley and Sons, Piscataway, NJ, USA.
- [3.2] Zhou, K., Wang, D., (2002), Vztah mezi prostorově-vektorovou modulací a třífázovou PWM na bázi nosné: komplexní analýza, IEEE Trans. on Industrial Electronics, sv. 49, č. 1, s. 186–196.
- [3.3] D. Casadei, G. Serra, A. Tani a L. Zarri, „Teoretická a experimentální analýza minimalizace zvlnění efektivní hodnoty proudu v pohonech asynchronních motorů řízených technikou SVM,“ IEEE Transactions on Industrial Electronics, sv. 51, č. 5, říjen 2004, s. 1056–1065.
- [3.4] G. Narayanan, D. Zhao, HK Krishnamurthy, R. Ayyanar a VT Ranganathan, „Hybridní PWM techniky založené na prostorovém vektoru pro snížení zvlnění proudu“, IEEE Transaction on Industrial Electronics, sv. 55, č. 4, duben 2008, str. 1614–1627.
- [3.5] D. Jiang, F. Wang, „Predikce zvlnění proudu pro třífázové PWM měniče,“ IEEE Transactions on Industrial Applications, sv. 50, č. 1, leden/únor 2014, str. 531–538.
- [3.6] D. Jiang a F. Wang, „Proměnná spínací frekvence PWM pro třífázové měniče založená na predikci zvlnění proudu,“ IEEE Trans. Power Electron., sv. 28, č. 11, s. 4951–4961, listopad 2013.
- [3.7] G. Grandi, J. Loncarski, „Vyhodnocení amplitudy zvlnění proudu v třífázových PWM střídačích s napětím“, ve sborníku z konference IEEE o kompatibilitě a výkonové elektronice (CPE), Lublaň, Slovinsko, 5.–7. června 2013.
- [3.8] PA Dahono, Y. Sato, T. Kataoka, „Analýza a minimalizace zvlnění složek vstupního proudu a napětí PWM měničů,“ IEEE Trans. Ind. Appl. 1996, 32, 945–950.
- [3.9] G. Gohil, L. Bede, R. Teodorescu, T. Kerekes, F. Blaabjerg, „Analytická metoda pro výpočet namáhání proudu stejnosměrného meziobvodu v měničích s napětími zdroji“, in Proc. of IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PED-ES), Bombaj, Indie, 16.–19. prosince 2014.
- [3.10] JWKolar, SD Round, „Analytický výpočet efektivního proudového namáhání na kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu systémů měničů napětí a PMW,“ in IEE Proc. Electr. Power Appl. 2006, 153, 535–543.

- [3.11] MH Bierhoff, FW Fuchs, „Harmonické složky stejnosměrného spoje třífázových měničů napětí ovlivněné strategií pulzně šířkové modulace – Analýza,“ IEEE Trans. Ind. Electron. 2008, 55, 2085–2092.
- [3.12] F. Renken, „Analytický výpočet proudu kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu pro pulzní třífázové střídače“, in Proc. of the 11th International Conference on Power Electronics and Motion Control, Riga, Lotyšsko, 2.–4. září 2004.
- [3.13] Q. Li, D. Jiang, „Analýza proudu stejnosměrného meziobvodu třífázového 2L-VSI s ohledem na zvlnění střídavého proudu“, IET Power Electr., sv. 11, str. 202–211, únor 2018.
- [3.14] U. Ayhan, AM Hava, „Analýza a charakterizace zvlnění proudu stejnosměrné sběrnice dvouúrovňových střídačů s využitím ekvivalentního centrovaného harmonického přístupu“, ve sborníku z konference IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Phoenix, AZ, USA, 12.–22. září 2011.
- [3.15] BP McGrath, DG Holmes, „Obecná analytická metoda pro výpočet střídače „Harmonické složky proudu stejnosměrného meziobvodu“, IEEE Trans. Ind. Appl. 2009, 45, 1851–1859.
- [3.16] K. Nishizawa, JI Nagaoka, A. Odaka, A. Toba a H. Umida, „Snížení harmonických vstupních proudů založené na modulaci prostorového vektoru pro třífázové VSI s různým účínkem“, v Proc. konference IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, USA, 18.–22. září 2016.
- [3.17] J. Hobraiche, JP Vilain, P. Macret, N. Patin, „Nová strategie PWM pro snížení zvlnění vstupního proudu střídače“, IEEE Trans. Power Electron. 2009, 24, 172–180.
- [3.18] X. Pei, W. Zhou, Y. Kang, „Analýza a výpočet zvlnění proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu pro třífázový střídač s nevyváženou zátěží,“ IEEE Trans. Ind. Electron. 2015, 30, 5401–5412.

Autorské práce

- [3.19] M. Vujacic, M. Hammami, M. Srndović a G. Grandi, „Vyhodnocení zvlnění stejnosměrného napětí v třífázových PWM střídačích,“ in Proc. IEEE ISIE, Edinburgh, Spojené království, 2017, s. 711–716.
- [3.20] DX Llano, RA McMahon, M. Vujacic, „Odhad zvlnění stejnosměrného napětí ve vysokofrekvenčních výkonné elektrické hnací ústrojí,“ ve sborníku IEEE ICIT, Melbourne, Austrálie, 2019.
- [3.21] M. Vujacic, M. Hammami, M. Srndović a G. Grandi, „Analýza zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při přepínání v třífázových PWM střídačích,“ Energies, sv. 11, únor 2018.

Kapitola 4

Analýza zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje ve vícefázových střídačích

4.1 Úvod

Oblast vícefázových strojů (strojů s počtem fází větším než tři) si v posledním desetiletí získala širokou pozornost. Zájem o vícefázové stroje roste díky některým velmi specifickým aplikacím, jako jsou elektrická a hybridní elektrická vozidla (EV), železniční trakce, pohon lodí, „električtější“ letadla, vzdálené větrné farmy na moři pro výrobu elektrické energie a vysoce výkonné průmyslové aplikace (válcovací tratě, kompresory atd.). Hlavním důvodem pro využití vícefázových strojů v těchto aplikacích je existence dalších stupňů volnosti ve srovnání s jejich třífázovými protějšky. „Klasickým“ využitím dalších stupňů volnosti je zvýšení točivého momentu pomocí injektování harmonických složek statorového proudu nižšího řádu a provoz odolný vůči poruchám. Kromě toho možnost rozdělení výkonu motoru mezi větší počet fází umožňuje snížení jmenovitého napětí/proudu výkonových polovodičů měničů, které se používají k pohonu vícefázových strojů. Komplexní přehled vícefázových strojů, zahrnující jejich základní charakteristiky, typy a rozmanitost, výhody oproti jejich třífázovým protějškům, modelování, vektorové řízení, přímé řízení momentu, PWM řízení vícefázových střídačů, strategie provozu po poruše, vícefázové vícemotorové pohonné systémy atd., je k dispozici v [4.1] a [4.2]. Nejnovější příspěvky a významné nové výsledky výzkumu v oblasti vícefázových strojů jsou k dispozici v [4.3], [4.4] a [4.5]. Důraz je kladen na inovativní využití dodatečných stupňů volnosti vícefázových pohonů.

Vícefázové stroje jsou převážně založeny na využití dvouúrovňových vícefázových napěťových střídačů se stejným počtem fází. Aby bylo možné plně využít potenciál vícefázových strojů napájených střídači, je nutné použít vhodnou modulační strategii. V případě třífázového systému jsou dvě nejběžnější modulační techniky pro vícefázové střídače nosnou PWM (CBPWM) a prostorově vektorová PWM (SVPWM). Rozšíření z třífázových na vícefázové VSI je v případě technik CBPWM jednoduché a poměrně přímočaré. Zlepšení využití stejnosměrné sběrnice lze snadno dosáhnout vhodným přivedením nulové složky do napěťových referencí větví. S rostoucím počtem fází v...

S rostoucími změnami se zlepšení rapidně snižuje. Na rozdíl od CBPWM se aplikace SVPWM stává komplikovanější, když se počet fází zvyšuje. Metody prostorově vektorové PWM pro symetrické vícefázové stroje s lichým počtem fází byly v literatuře rozsáhle diskutovány. Generický algoritmus SVPWM, použitelný pro dvouúrovňové vícefázové VSI, kde je počet fází lichý, byl prezentován v [4.8]. Proveditelnost zobecnění byla ověřena pro pěti-, sedmi- a devítifázové systémy. Komplexní vztah mezi SVPWM a CBPWM, následovaný praktickými implementačními otázkami, je uveden v [4.9].

V poslední době se výzkum v oblasti vícefázových střídačů zaměřuje na výstupní stranu střídačů. Zvlnění výstupního proudu je studováno z hlediska minimalizace efektivní hodnoty (RMS) a jeho maximální hodnoty mezi vrcholy. S odkazem na dvouúrovňové pětifázové VSI byla v [4.10] prezentována analytická studie efektivní hodnoty zvlnění výstupního proudu, založená na teorii prostorových vektorů. Jsou porovnány tři různé modulační techniky zaměřené na generování sinusového výstupu a výsledky ukazují, že z hlediska efektivní hodnoty zvlnění výstupního proudu (RMS) je nejlepší modulační technikou sinusová PWM. Převaha sinusové PWM v vyvážených sinusových provozních podmínkách byla potvrzena pro lichý počet fází v [4.11] pomocí tzv. „polygonového přístupu“. V [4.12] je nulová složka modulačních signálů optimalizována v každé spínací periodě, což vede k minimalizaci zvlnění výstupního proudu pro jakýkoli průběh výstupního napětí. Dále bylo provedeno srovnání několika technik kontinuální a diskontinuální modulace z hlediska zvlnění výstupního proudu a SVPWM ukazuje téměř optimální chování v každém provozním stavu. Analýza týkající se hodnoty zvlnění výstupního proudu mezi špičkami v pětifázových střídačích byla prezentována v [4.13], kde je analyticky určena amplituda zvlnění proudu mezi špičkami jako funkce modulačního indexu a je získán zjednodušený výraz pro její maximální hodnotu. Rozšíření analýzy a experimentální ověření je uvedeno v [4.14]. Další rozšíření na sedmifázový případ a odvození amplitudy zvlnění proudu mezi špičkami jako funkce modulačního indexu je uvedeno v [4.15]. Podobná myšlenka je prezentována v [4.16], kde je navržena metoda predikce zvlnění proudu pro vícefázové PWM měniče na základě ekvivalentního jednofázového obvodu.

Analýza vstupního proudu a napětí stejnosměrného spoje, která byla dosud prezentována, se týká především dvouúrovňových třífázových střídačů. Vstupní (stejnosměrný spoj) strana vícefázových střídačů však nebyla podrobněji zkoumána. U pětifázových střídačů byly v [4.17] popsány výpočty efektivní hodnoty zvlnění vstupního proudu a napětí. Jsou uvažovány různé modulační techniky a nebyla prokázána žádná závislost efektivní hodnoty zvlnění vstupního proudu střídače na zvoleném schématu PWM. V [4.18] bylo ukázáno, že efektivní hodnotu proudu stejnosměrného spoje lze snížit zvýšením počtu fází. Porovnání obdélníkového a PWM řízení pomocí Spektrální analýza je provedena pro sedmifázový pohon. Vliv klasické PWM modifikace

Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

Vliv injektování souhlasného režimu na efektivní hodnotu stejnosměrného proudu s ním a bez něj byl studován v [4.19] pro duální-třífázový asynchronní stroj. Strategie PWM zaměřená na minimalizaci efektivní hodnoty stejnosměrného proudu v duálním třífázovém pohonu byla v [4.20] porovnána s konvenčnějšími technikami PWM. Bylo prokázáno, že strategie PWM mají různý vliv na efektivní hodnotu stejnosměrného proudu a na kvalitu výstupního proudu. Při dimenzování kondenzátoru stejnosměrného spoje je však nutné zohlednit obě omezení.

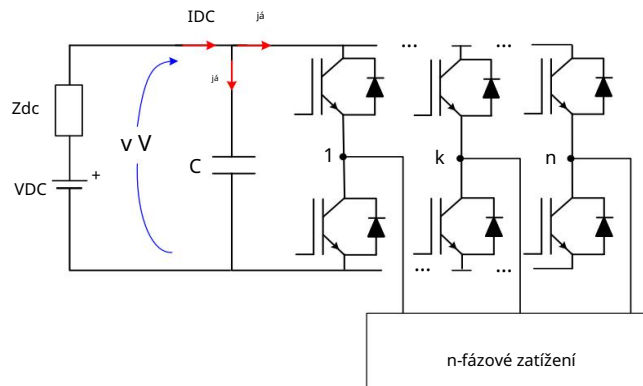
Výpočty efektivní hodnoty zvlnění vstupního proudu v devítifázovém PWM měniči jsou provedeny v [4.21]. S odkazem na šestifázový pohonný systém je efektivní hodnota zvlnění vstupního proudu odvozena v [4.22]. Jako alternativní řešení k šestifázovému pohonnému systému jsou uvažovány dvouúrovňové a dvoustřídačové střídačové pohonné systémy a zvlnění vstupního proudu je porovnáváno mezi několika modulacemi. V [4.23] je ukázáno, že zvlnění vstupního proudu lze snížit zvýšením počtu fází ze tří na pět. Pokud je však počet fází vyšší než devět, nedosáhne se významného snížení zvlnění vstupního proudu.

Jak je možné poznamenat, analýza zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje ve vícefázových střídačích je převážně založena na výpočtech efektivních hodnot (RMS). V této kapitole je zvlnění napětí stejnosměrného spoje při přepínání ve dvouúrovňových vícefázových střídačích s vyváženým zatížením, kde je počet fází liché číslo větší než tři, vyhodnoceno z hlediska maximální (špičkové) hodnoty. Jsou aplikovány a porovnány dvě nejoblíbenější techniky PWM – sinusová a prostorově vektorová PWM. Stručný přehled obou modulací je uveden v části 4.2. Teoretická analýza proudu stejnosměrného spoje střídače je prezentována v části 4.3 pro obecný případ n -fáze. Zvlnění napětí je vyhodnoceno v části 4.4 a zaměření je kladeno na pěti- a sedmifázové dvouúrovňové střídače s vysokou frekvencí. Porovnání zvlnění napětí při přepínání pro vyšší počet fází je provedeno v části 4.5 z hlediska obálky zvlnění napětí a jeho maximální hodnoty. Požadavky na zvlnění napětí stejnosměrného spoje jsou dále použity pro návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje. Simulace a experimentální výsledky jsou uvedeny v části 4.6. Stručná diskuse o získaných výsledcích je uvedena v části 4.7.

Obsah této kapitoly, založený na teoretické analýze a experimentálních výsledcích, byl použit v [4.28] a [4.29].

4.2 Modulační techniky

Pro následující vyhodnocení zvlnění napětí stejnosměrného spoje je uveden stručný přehled sinusové PWM (SPWM) a prostorově vektorové modulace (SVM) pro vícefázové VSI. Topologie vícefázového (n -fázového, n je považováno za sčítací číslo) VSI napájející hvězdově zapojené vyvážené pasivní nebo motorové zatížení je znázorněna na obr. 4.1. Měnič je napájen zdrojem stejnosměrného napětí (V_{dc}) přes ekvivalentní sériovou impedanci zdroje stejnosměrného proudu Z_{dc} , která představuje indukční filtr (L) a/nebo ekvivalentní sériový odpor (R).



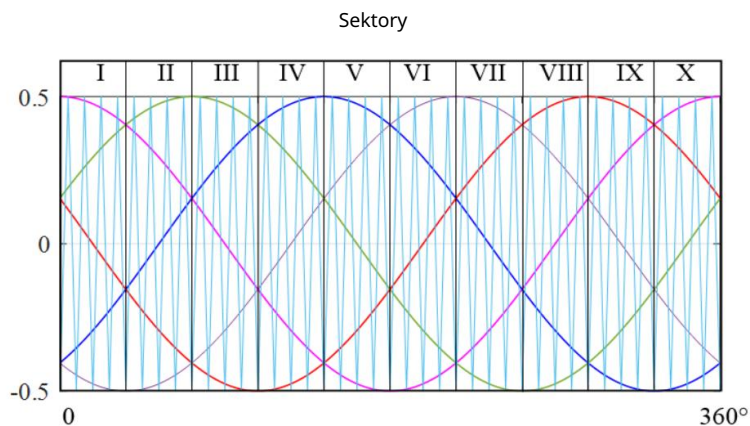
Obr. 4.1: Schéma zapojení n-fázového střídače s napětím.

PWM na bázi nosiče

Z důvodu jednoduchosti se nejprve zavede sinusová PWM. Podle obr. 3.1 se signál nulové složky nastaví na nulu, aby se dosáhlo SPWM. N referenčních signálů se shoduje se sinusovými základními signály, časově posunutými o $2\pi/n$ stupňů jako

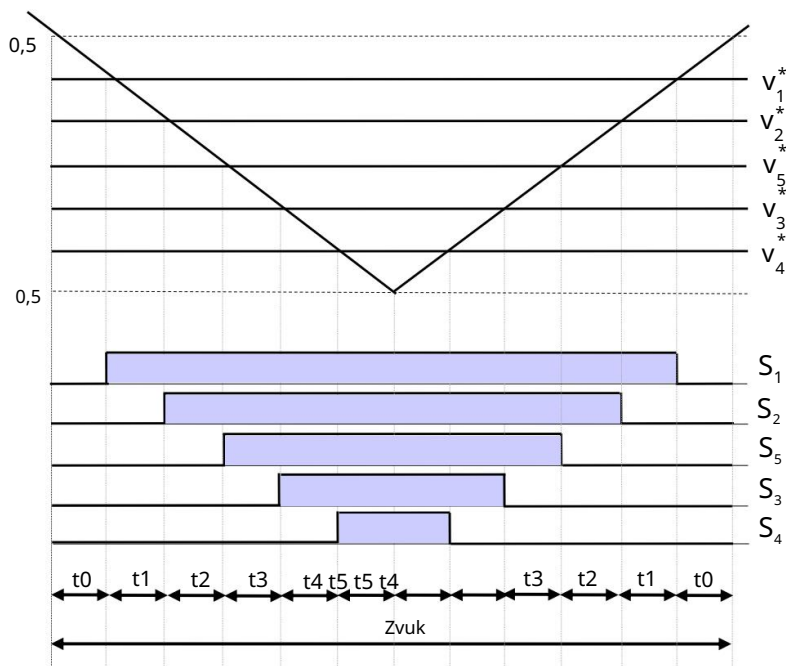
$$v_k^* = \cos\left(k - 1 \frac{2\pi}{n}\right), k = 1, 2, \dots, n \quad (4.1)$$

V následující části jsou analyzovány dvě topologie vícefázových střídačů, pětifázový a sedmifázový dvouúrovňový střídač. Obr. 4.2 ukazuje referenční signály (4.1) pro pětifázový případ ve srovnání s trojúhelníkovými nosnými vlnami, pro jednu základní periodu a pro modulační index nastavený na $m=0,5$.



Obr. 4.2: Referenční signály pro pětifázové VSI v průběhu jedné základní periody (SPWM).

Je patrné, že základní periodu lze rozdělit do 10 sektorů, z nichž každý zahrnuje $\pi/5$ stupňů. Na příkladu prvního sektoru Obr. 4.3 ukazuje pět referenčních signálů během jedné spínací periody (T_{sw}) spolu s nosným signálem a generovanými PWM spínacími vzory (spínacími funkcemi).



Obr. 4.3: Princip generování spínacího vzoru pro pětifázové VSI.

Aplikační časy t_k , $k=0,1,..,5$, lze vypočítat na základě obr. 4.3 a pomocí jednoduché trigonometrie jako:

$$t_0 = \frac{T_{sw}}{2} \frac{1}{2} m \cos(\alpha) \quad (4.2)$$

$$t_{m1} = \frac{T_{sw}}{2} \frac{1}{5} m \cos(\alpha) \quad (4.3)$$

$$t_{m2} = \frac{T_{sw}}{2} \frac{2}{5} m \cos(\alpha) \quad (4.4)$$

$$t_{m3} = \frac{T_{sw}}{2} \frac{3}{5} m \cos(\alpha) \quad (4.5)$$

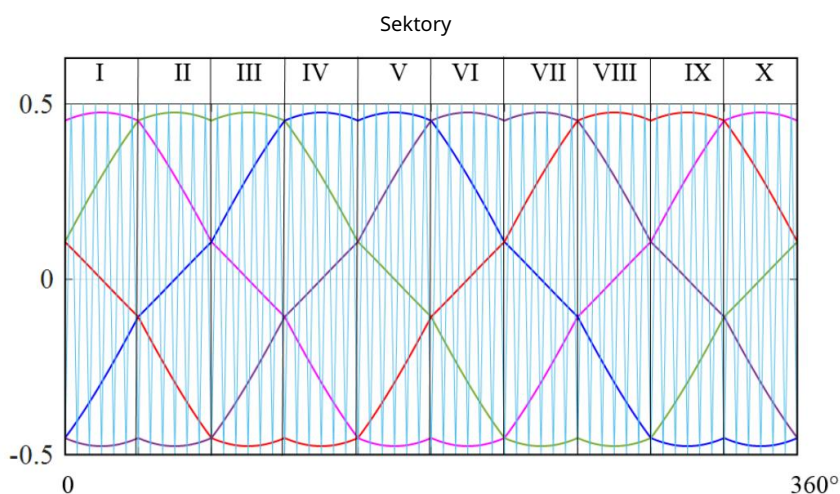
$$t_{m4} = \frac{T_{sw}}{2} \frac{4}{5} m \cos(\alpha) \quad (4.6)$$

$$t_{\text{on}} = \frac{Z_{\text{vuk}}}{2} \frac{1}{2} \cos \frac{1}{5} \quad (4,7)$$

Podle obr. 3.1 lze centrováné PWM (CPWM) dosáhnout přidáním signálu nulové složky k pěti sinusovým referenčním signálům, vyjádřenému jako:

$$v_s(t) = 5 \cdot 0 \cdot (v_{\text{maximum}}^* + v_{\text{min}}^*) \quad (4,8)$$

Ve srovnání s SPWM se při aplikaci CPWM na pětifázový systém dosáhne zvýšení využití stejnosměrné sběrnice v oblasti lineární modulace přibližně o 5,15 %. Modulační limit je tedy $m_{\text{max}}=0,526$. Vliv injekce „min-max“ je znázorněn na obr. 4.4, kde je zobrazeno pět referenčních signálů v jedné základní periodě.



Obr. 4.4: Referenční signály pro pětifázové VSI v průběhu jedné základní periody (CPWM).

Lze poznamenat, že po injektování (obr. 4.4) zůstává pořadí referenčních signálů stejné jako před injektováním (obr. 4.2). Vzhledem k tomu, že i při dostatečně vysoké spínací frekvenci jsou tyto referenční signály stále konstantní během jedné nosné periody, lze usoudit, že spínací sekvence (a tedy i časy aplikace) aktivních prostorových vektorů budou stejné jako v případě SPWM. Rozdíl spočívá v časech aplikace dvou nulových prostorových vektorů. Na základě (4.1), (4.8) a sektoru 1 (obr. 4.4) se časy aplikace dvou nulových prostorových vektorů vypočítají jako:

$$t_0 = \frac{1}{2} \left(m \cos \left(\frac{\pi}{5} \right) + m \cos \left(\frac{3\pi}{5} \right) + m \cos \left(\frac{7\pi}{5} \right) + m \cos \left(\frac{9\pi}{5} \right) \right) \quad (4,9)$$

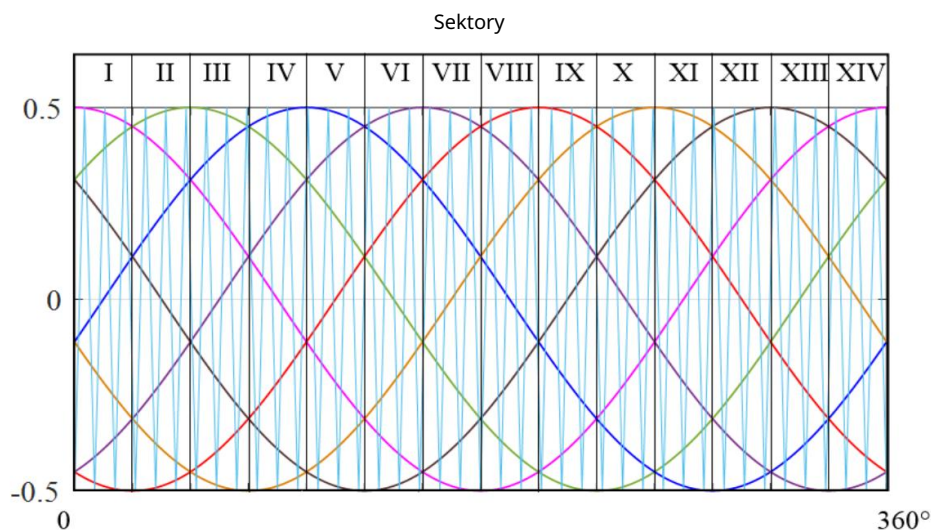
Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

$$t_3 = \frac{1}{T_{sw}} \left(\frac{8}{5} - \frac{1}{2} m \cos(\alpha) + m \cos\left(\frac{8}{5}\right) \right) \quad (4.10)$$

Použitím základních trigonometrických rovnic se získá následující zjednodušení:

$$t_{1,3,2} = \frac{T_{sw}}{2} \left(1 - \frac{1}{5} \cos \sin + \frac{8}{5} \sin \cos \right) \quad (4.11)$$

Podobně jako v případě pěti fází, Obr. 4.5 ukazuje referenční signály (4.1) pro sedmifázový případ ve srovnání s trojúhelníkovými nosnými vlnami, pro jednu základní periodu a pro modulační index nastavený na $m=0,5$. Je patrné, že v tomto případě lze základní periodu rozdělit do 14 sektorů, z nichž každý má rozsah $\pi/7$ stupňů.

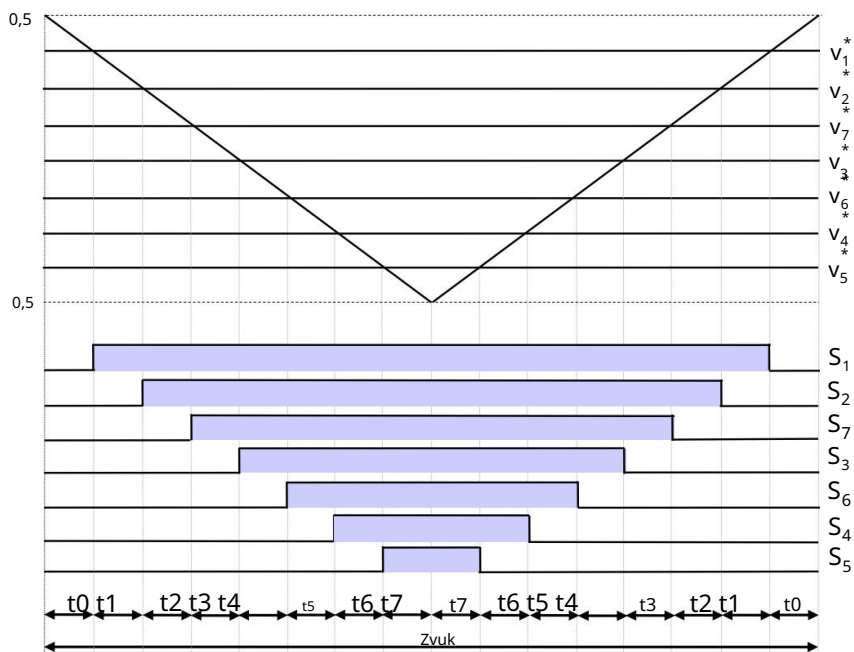


Obr. 4.5: Referenční signály pro sedmifázové VSI v průběhu jedné základní periody (SPWM).

Za předpokladu stejného (vysokého) poměru přepínání přes základní frekvenci jako dříve a s ohledem na první sektor jako příklad, Obr. 4.6 ukazuje sedm referenčních signálů během jedné spínací periody (T_{sw}) spolu s nosným signálem a generovanými PWM spínacími vzory (spínacími funkcemi).

Aplikační časy t_k , $k=0,1,\dots,7$, lze vypočítat podobně jako v případě pěti-fázové inventury, s odkazem na obr. 4.6 a pomocí jednoduché trigonometrie jako:

$$t_0 = \frac{T_{sw}}{2} \left(\frac{1}{2} - m \cos(\alpha) \right) \quad (4.12)$$



Obr. 4.6: Princip generování spínacího vzoru pro sedmifázové VSI.

$$t_{m1} = \frac{1}{\omega} \arccos \left(\frac{V_1^*}{V_1} \right) \quad (4.13)$$

$$t_{m2} = \frac{1}{\omega} \arccos \left(\frac{V_2^*}{V_2} \right) \quad (4.14)$$

$$t_{m3} = \frac{1}{\omega} \arccos \left(\frac{V_3^*}{V_3} \right) \quad (4.15)$$

$$t_{m4} = \frac{1}{\omega} \arccos \left(\frac{V_4^*}{V_4} \right) \quad (4.16)$$

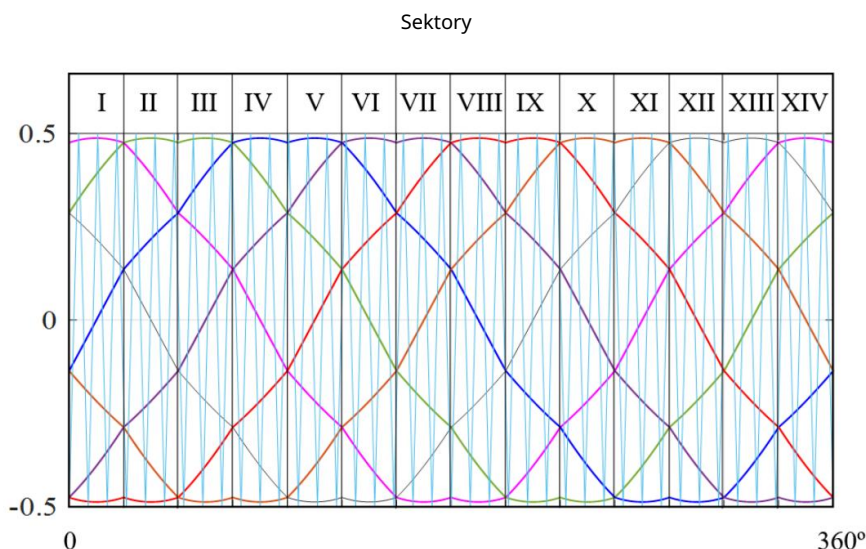
$$t_{m5} = \frac{1}{\omega} \arccos \left(\frac{V_5^*}{V_5} \right) \quad (4.17)$$

$$t_{m6} = \frac{1}{\omega} \arccos \left(\frac{V_6^*}{V_6} \right) \quad (4.18)$$

$$t_{m7} = \frac{1}{\omega} \arccos \left(\frac{V_7^*}{V_7} \right) \quad (4.19)$$

Kapitola 4 Analýza zvláštní spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

Centrované PWM (CPWM) lze dosáhnout přidáním signálu nulové složky daného rovnicí (4.8) k sedmi sinusovým referenčním signálům. V porovnání s SPWM [4.26] je dosaženo zvýšení využití stejnosměrné sběrnice o přibližně 2,57 % v oblasti lineární modulační. V případě sedmifázových VSI je tedy modulační limit $m_{max}=0,513$. Vliv injekce „min-max“ je znázorněn na obr. 4.7, kde je zobrazeno sedm referenčních signálů v jednom základním období.



Obr. 4.7: Referenční signály pro sedmifázové VSI v průběhu jedné základní periody (CPWM).

Stejně jako v případě pěti fází jsou spínací sekvence (a tedy i časy aplikace) vektorů aktivního prostoru v prvním sektoru shodné s těmi, které jsou uvedeny v (4.13) - (4.18) pro SPWM. Rozdíl spočívá v časech aplikace dvou vektorů nulového prostoru, které se nakonec vypočítají jako:

$$t_{\text{min}} + t_{\text{max}} = \frac{T_{\text{sw}}}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \right) \quad (4.20)$$

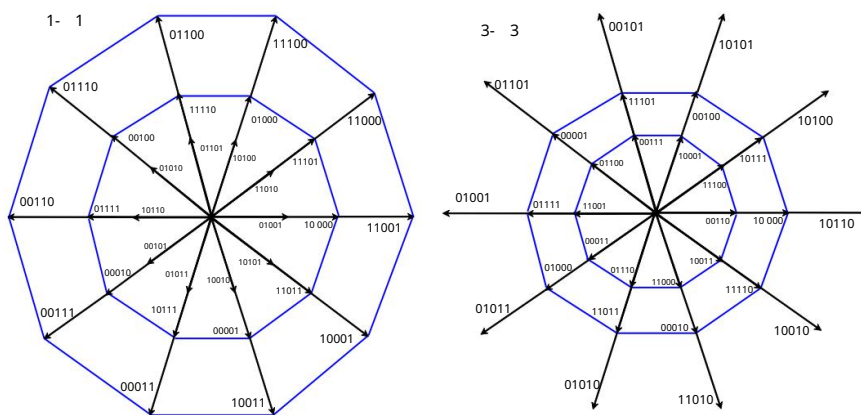
Modulace prostorového vektoru

Vzhledem k velkému počtu prostorových vektorů ve vícefázových strojích existuje velká flexibilita při výběru jejich správné kombinace. Metoda SVPWM pro symetrický pětifázový stroj byla poprvé prezentována v [4.6]. Kombinací využití dvou velkých a dvou středně dlouhých sousedních prostorových vektorů se získá sinusové výstupní napětí bez jakýchkoli nižších harmonických. Stejně doby prodlevy, i když vypočítané jiným způsobem, jsou získány v [4.7]. Různá schémata založená na použití pouze velkých aktivních prostorových vektorů-

Byly hlášeny i dva nebo čtyři přepínací zdroje, ale žádná z těchto metod není optimální z hlediska snadné implementace a ztrát při přepínání.

Prostorové vektory ve dvouúrovňovém pětifázovém VSI lze promítnout do dvou dvourozměrných podprostorů nebo rovin. Existuje $2^5 = 32$ prostorových vektorů napětí, které se skládají z 30 aktivních vektorů a 2 nulových vektorů a každý z nich se objevuje v obou rovinách současně. Pro generování sinusových výstupních napětí však stačí aplikovat čtyři aktivní prostorové vektory během spínací periody. Obvykle se jedná o dva velké a dva střední sousední vektory, které se používají k dosažení reference v daném sektoru první roviny. Tyto aktivní prostorové vektory se aplikují s časy aplikací, které automaticky zajišťují nulové průměrné napětí ve druhé rovině. Takové časy aplikace aktivních prostorových vektorů lze vypočítat ze sady základních sinusových signálů a jsou rovny časům daným (4.3) - (4.6). Nejčastěji používaná varianta - rovnoměrné rozložení časů aplikace nulových prostorových vektorů - vede opět ke stejnému výrazu pro čas aplikace nulových prostorových vektorů jako ten daný (4.11). Limit rozsahu lineární modulace je $m \leq m_{\max} = 0,526$, kde $m_{\max}$ je dáno podle zobecněného výrazu pro n fází, (n je liché číslo) $m_{\max} = 1 / [2 \cos(\pi/2n)]$. [4.24]

Obr. 4.8 znázorňuje deset prostorových vektorů výstupního napětí v rovinách α_1 - β_1 a α_3 - β_3 , odpovídajících všem možným konfiguracím spínání.



Obr. 4.8: Prostorový vektorový diagram výstupního napětí pětifázového střídače [4.14]

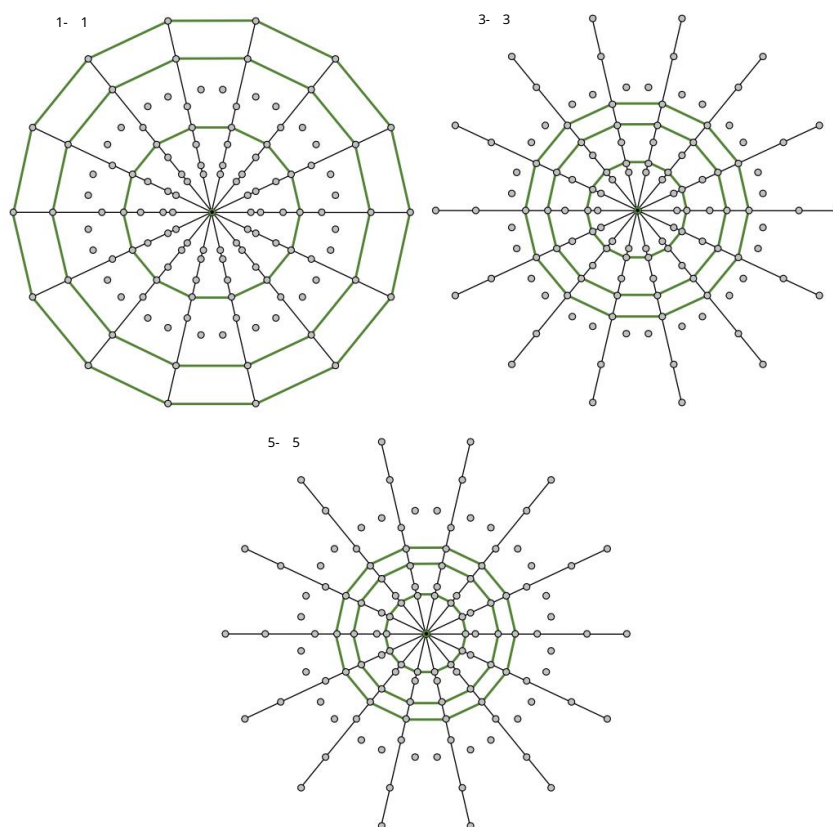
SVM pro sedmifázové VSI byl poprvé představen v [4.25]. V [4.26] je prezentována sada metod kontinuální PWM pro generování sinusového výstupního napětí. Přístup DCSV (Di-Cycle Space Vector), který kombinuje reprezentaci více prostorových vektorů s tradičním principem PWM založeným na nosičích, je prezentován v [4.27].

V sedmifázových VSI existuje $2^7 = 128$ prostorových vektorů napětí, které jsou získány ve třech dvourozměrných rovinách. Každý vektor má jedinečný vzhled ve všech třech rovinách s výjimkou nulových prostorových vektorů, které se objevují původně ve všech rovinách. Pro generování

Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

Pro sinusová výstupní napětí stačí během spínací periody aplikovat šest aktivních prostorových vektorů. Doby aplikace aktivních prostorových vektorů se vypočítávají tak, aby se dosáhlo potlačení 5. a 3. harmonické ve 2. a 3. rovině. Tyto doby aplikace aktivních prostorových vektorů se získají ze sady základních sinusových signálů a jsou rovny časům daným vztahy (4.13) - (4.18). Nejčastěji používaná varianta - rovnoměrné rozložení časů aplikace nulových prostorových vektorů - vede opět ke stejnému výrazu pro dobu aplikace nulových prostorových vektorů jako je dána vztahem (4.20). Využití stejnosměrné sběrnice se zvyšuje o 2,57 % ve srovnání s SPWM, a proto je limit rozsahu lineární modulace $m_{max} = 0,513$, kde m_{max} je dáno zobecněným výrazem pro n fází, (n je liché číslo) $m_{max} = 1 / [2 \cos(\pi/2n)]$. [4.24]

Obr. 4.9 představuje čtrnáct prostorových vektorů výstupního napětí v rovinách $\alpha_1\text{-}\beta_1$, $\alpha_3\text{-}\beta_3$ a $\alpha_5\text{-}\beta_5$, odpovídající všem možným konfiguracím přepínání.



Obr. 4.9: Prostorový vektorový diagram výstupního napětí sedmifázového střídače. [4.15]

4.3 Analýza proudu stejnosměrného meziobvodu

Vzhledem k tomu, že fázová napětí na výstupu střídače zprůměrovaná za dobu spínání odpovídají referenčním fázovým napětím daným rovnicí (4.1), lze v případě vyváženého zatížení a zanedbání zvlnění výstupního proudu odpovídající sinusové výstupní proudy v n-fázovém tvaru zapsat jako:

$$i_k(t) = I_0 \cos(\omega t + \varphi_k) + \frac{2}{n} I_0 \cos(\omega t + \varphi_k) \quad , \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (4.21)$$

kde I_0 je amplituda výstupního proudu a φ_k je fázový úhel mezi fázovým napětím a proudem.

Okamžitý vstupní proud $i(t)$ lze obecně vyjádřit třemi složkami: stejnosměrnou (průměrnou) složkou $I = I_{dc}$, nízkofrekvenční složkou a vysokofrekvenční (spínací frekvence) složkou $i(t)$. Za podmínek vyváženého zatížení je nízkofrekvenční složka nulová a vstupní proud střídače obsahuje pouze stejnosměrnou (průměrnou) a vysokofrekvenční složku, což se zapisuje jako:

$$i(t) = I + i(t) \quad (4.22)$$

Za předpokladu ideálních výkonových spínačů lze vstupní proud průměrovaný za dobu spínání T_{sw} získat na základě rovnováhy vstupního/výstupního výkonu. Průměrný vstupní proud je tedy dán vztahem:

$$I = \frac{m}{2} I_0 \cos \varphi \quad (4.23)$$

Vstupní proud je součtem proudů n větví střídače. Proud každé větve lze vypočítat z binární spínací funkce $S_k = [0, 1]$, $k = 1, 2, \dots, n$ (kde '1'/'0' odpovídá stavu 'zapnuto'/'vypnuto' horního spínače v dané větvi) a odpovídajícího výstupního proudu. Vstupní proud lze tedy vyjádřit jako:

$$i(t) = \sum_{k=1}^n S_{kk} i_k(t) \quad (4.24)$$

Složku vstupního proudu spínací frekvence lze snadno vypočítat pomocí rovnic (4.22) – (4.24) jako:

$$i(t) - I = \sum_{k=1}^n S_{kk} \frac{m}{2} I_0 \cos(\omega t + \varphi_k) \quad (4.25)$$

Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

Vzhledem k symetrii průběhů vstupního proudu střídače lze analýzu omezit na $1/2n$ základní periody ($T/2n$), tj. na prvních π/n radiánů.

4.4 Analýza zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu

Jak již bylo zdůrazněno v části 3.4, napětí stejnosměrného meziobvodu lze rozložit na tři složky. V této kapitole je důležitá především složka zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu vpp spínací frekvence mezi špičkami. Lze ji definovat jako rozdíl mezi maximální a minimální hodnotou zvlnění napětí během spínací periody:

$$V_{\text{str.}} = \max ()_{\text{Zvuk}} - \min ()_{\text{Zvuk}} . \quad (4.26)$$

Za předpokladu, že reaktance $1/(2\pi f_{\text{sw}}C)$ kondenzátoru C stejnosměrného spoje je mnohem menší ve srovnání s ekvivalentní impedancí zdroje stejnosměrného proudu Z_{dc} vypočítanou pro spínací frekvenci ($f_{\text{sw}}=1/T_{\text{sw}}$), lze předpokládat, že celé i cirkuluje pouze přes kondenzátor stejnosměrného spoje. Výkyv napětí lze vypočítat v rámci každého aplikačního intervalu t_k (stanoveného v kapitole 4.2 pro SPWM a SVM) na základě rovnice pro úbytek napětí na kondenzátoru a s ohledem na konstantu i v uvažovaném intervalu:

$$\Delta V_{\text{str.}} = \frac{1}{C} \int_{t_k} i \, dt . \quad (4.27)$$

Globální amplituda zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu vpp mezi špičkami se nakonec získá vztahem kombinováním různých $\Delta V_{\text{str.}}^k$ nalezením maxima v rámci spínací periody.

Vzhledem k periodicitě průběhu vstupního proudu $i(t)$ lze vyhodnocení zvlnění napětí redukovat také na rozsah fázového úhlu $0 \leq \theta \leq \pi/n$ (odpovídající prvnímu sektoru na obr. 4.5). V rámci prvního sektoru lze v závislosti na hodnotě I_{dc} rozlišit $n-1$ různých případů.

Aby bylo možné analyticky určit amplitudu zvlnění přepínání špičkového napětí stejnosměrného spoje, jsou dále zkoumány dvě různá vícefázová schémata. Zejména jsou dále analyzovány pětifázové a sedmifázové topologie VSI.

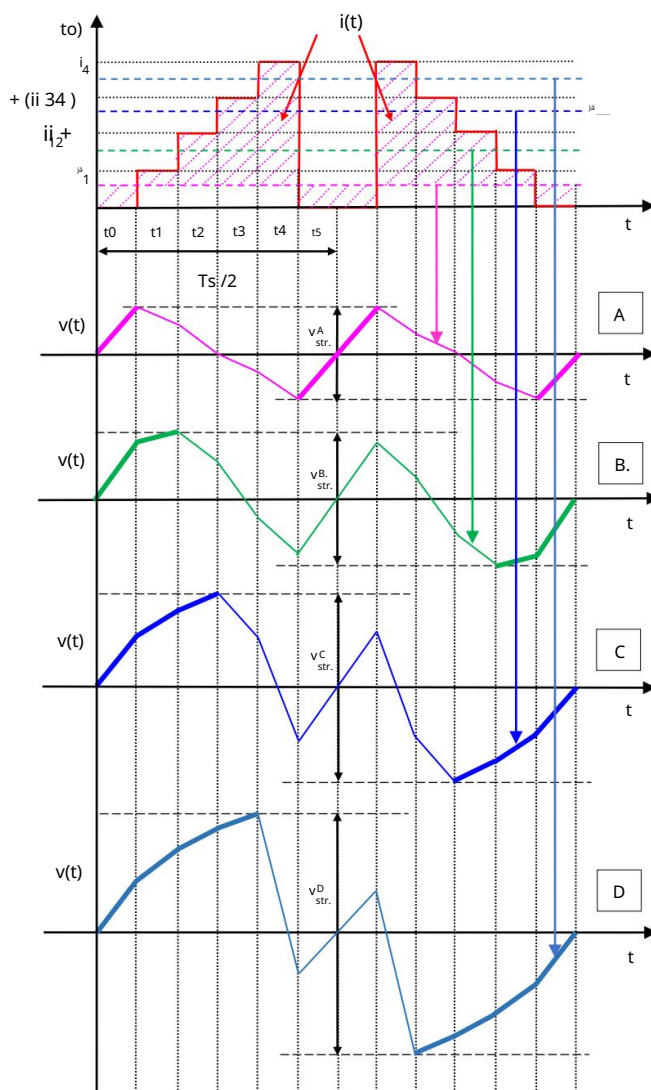
4.4.1 Pětifázový střídač

V následující analýze byly použity dvě různé modulační strategie a v rámci obou z nich je zkoumáno zvlnění přepínacího napětí stejnosměrného meziobvodu pro pětifázový střídač. Následuje také několik poznámek k vlivu modulační techniky na rozložení zvlnění přepínacího napětí.

4.4.1.1 Zvlnění přepínání napětí mezi špičkami se sinusovou PWM

Na obr. 4.10 jsou znázorněny změny napětí stejnosměrného meziobvodu $v_{str.}^k$ mezi špičkami a okamžitá vstupní proud $i(t)$ (červená schodišťová čára) jsou znázorněny v jednom spínacím období. Všimněte si, že obr. 4.10 představuje pouze příklad možných průběhů zvlnění proudu a napětí. Obecně se okamžitý vstupní proud $i(t)$ vypočítá pomocí (4.22). Aby se pokryly všechny možné profily vstupního proudu, je na vypočítané změny zvlnění napětí nakonec aplikována funkce $\max$, jak bude ukázáno dále.

V závislosti na hodnotě I_{dc} a na tom, zda je aplikována SPWM (t_0 – t_5), lze rozlišit pět různých případů:



Obr. 4.10: Zvlnění proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v jedné spínací periodě pro pětifázové VSI.

Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

- případ A: když $i_1 \geq I_{dc}$,
- případ B: když $i_1 < I_{dc} < i_1 + i_2$,
- případ C: když $i_1 + i_2 \leq I_{dc} < i_3 + i_4$,
- případ D: když $i_3 + i_4 \leq I_{dc} < i_5$,
- případ E: když $i_5 \leq I_{dc}$.

Podle obr. 4.10 lze odpovídající změny napětí stejnosměrného meziobvodu vyjádřit jako:

$$v_{pp}^A = \frac{1}{C} I_{dc} t_2, \quad (4.28)$$

$$v_{pp}^{NE} = \frac{1}{C} I_{dc} t_2, \quad (4.29)$$

$$v_{pp}^{konvertibilní\ cívka} = \frac{1}{C} I_{dc} t_2, \quad (4.30)$$

$$v_{pp}^{DC} = \frac{1}{C} I_{dc} t_2, \quad (4.31)$$

$$v_{pp}^A + v_{pp}^D = \frac{1}{C} I_{dc} t_2. \quad (4.32)$$

S využitím rovnic (4.2) - (4.7), (4.23) a (4.24) sestavíme pro každý subsektor následující rovnice v prvním sektoru se získají:

$$v_{pp}^A \cos \frac{\pi}{5} = \frac{I_{dc}}{C} t_2 - \frac{5}{m} \quad (4.33)$$

$$v_{pp}^{BA\text{ nebo }+2v_{pp}} = \frac{I_{dc}}{f_{sw}} \sin \frac{\pi}{5} - \frac{5}{m} \cos \cos 2 \quad (4.34)$$

$$v_{pp}^{CB\text{ a }+v_{pp}} = \frac{I_{dc}}{f_{sw}} m \sin \frac{\pi}{5} - \frac{5}{2} m \cos \cos \frac{2}{5}, \quad (4.35)$$

$$v_{pp}^{DC\text{ o }+v_{pp}} = \frac{I_{dc}}{f_{sw}} m \sin \frac{\pi}{5} - \frac{5}{2} m \cos \cos \frac{4}{5} + \cos \frac{6}{5}, \quad (4.36)$$

$$v_{pp}^E = \frac{5}{2} \frac{I_{dc}}{f_{sw}} m \cos \frac{\pi}{5} - m \cos \frac{\pi}{5}. \quad (4.37)$$

Globální amplituda zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu vpp se získá sloučením výsledků odpovídajících těmto pěti případům a nalezením maxima v rámci spínací periody:

$$v_{str.}^{SPWM} = \max \left\{ v_{str.}^A, v_{str.}^B, v_{str.}^C, v_{str.}^D, v_{str.}^E \right\} \quad (4.38)$$

I v tomto případě se normalizace amplitudy zvlnění přepínacího špičkového napětí stejnosměrného spoje provádí podle (3.29). Aplikací normalizačního faktoru na (4.38) je normalizovaná amplituda zvlnění špičkového napětí dána vztahem:

$$r_{pp}^{SPWM} = \max \left\{ r_{str.}^B, r_{str.}^C, r_{str.}^D, r_{str.}^E \right\} \quad (4.39)$$

4.4.1.2 Zvlnění přepínání špičkového napětí s SVM

Jak bylo uvedeno v části 4.2, celkový čas aplikace nulového prostorového vektoru je při aplikaci prostorové vektorové modulace rovnoměrně rozdělen mezi dva nulové prostorové vektory. To znamená, že časy aplikace t_0 a t_5 (obr. 4.10) jsou stejné a jsou dány vztahem (4.11). Vyhodnocení zvlnění přepínání stejnosměrného napětí je proto v následujících třech dílčích sektorech v rámci prvního sektoru shodné: případ B, případ C a případ D pro obě modulace, SPWM a SVM. Výjimkou je zohlednění celkové doby aplikace nulového stavu ($t_0 + t_5$), což vede pouze k jednomu dalšímu případu (místo dvou případů s aplikací SPWM) ve výpočtech zvlnění přepínání napětí mezi špičkami:

- případ A: když $i_1 = I_{dc}$,

$$v_{pp}^A = \frac{2}{C} J_a t_{\frac{1}{2}} \quad (4.40)$$

Zavedením (4.11) a (4.23) do (4.40) dostaneme

$$v_{pp}^A = \frac{4}{f_c} \frac{5}{\pi} \frac{J_a}{\omega_{sw}} m \cos \left(\frac{\pi}{5} \right) \quad (4.41)$$

Globální amplituda zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu vpp se získá sloučením výsledků odpovídajících těmto čtyřem případům:

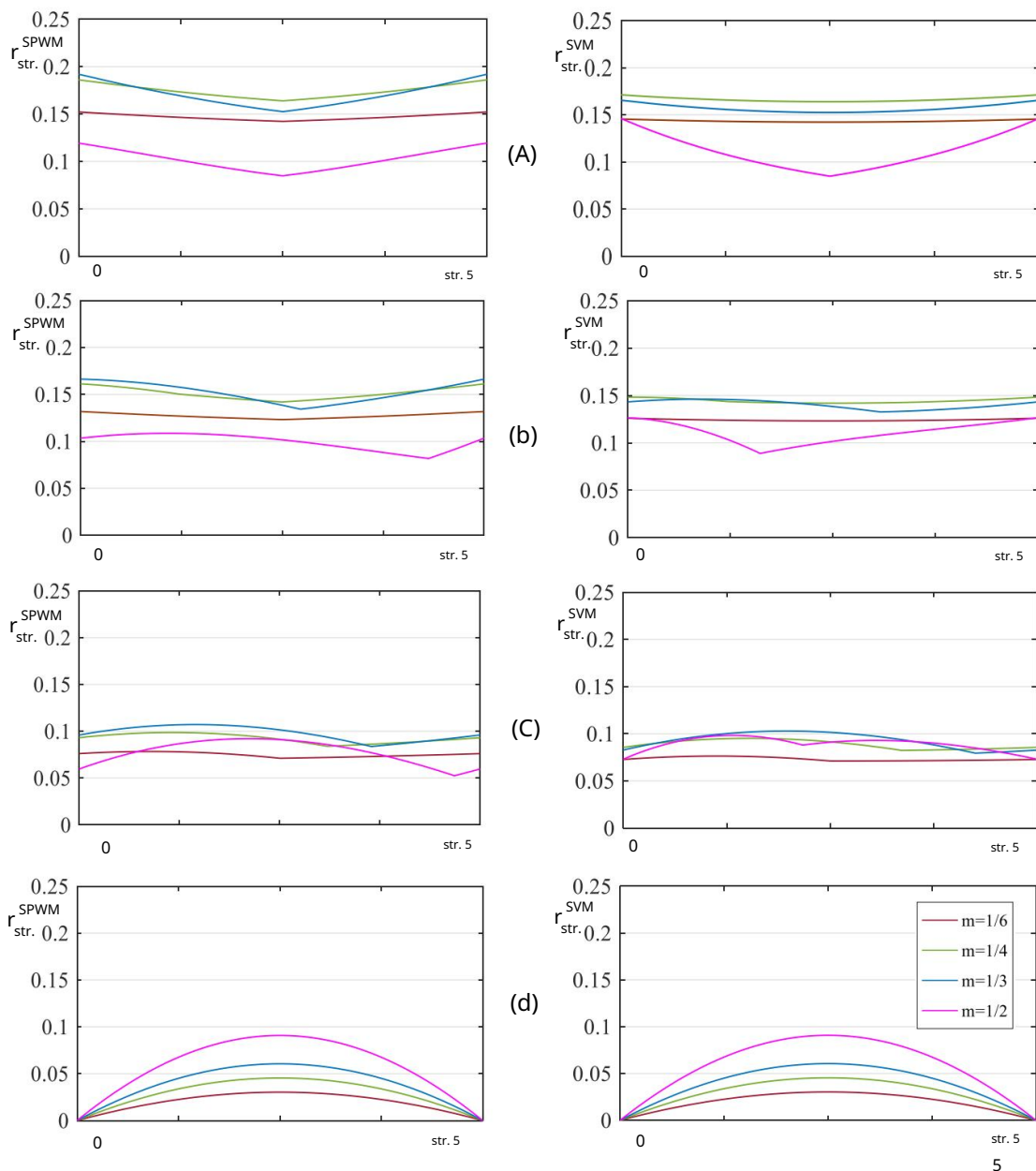
$$v_{pp}^{SVM} = \max \left\{ v_{pp}^A, v_{pp}^B, v_{pp}^C, v_{pp}^D \right\} \quad (4.42)$$

Normalizovaná amplituda zvlnění napětí mezi špičkami $r_{str.}^{SVM}$ lze definovat vztahem (3.29) s odkazem na $v_{str.}^{SVM}$ jako

$$r_{pp}^{SVM} = \max \left\{ r_{pp}^A, r_{pp}^B, r_{pp}^C, r_{pp}^D \right\} \quad (4.43)$$

Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

Pro znázornění chování amplitudy zvlnění přepínání špičkového napětí v průběhu základní periody $\vartheta = [0, \pi/5]$ znázorňuje obr. 4.11 normalizovanou amplitudu zvlnění přepínání špičkového napětí vypočítanou pomocí (4.39) a (4.43) při použití sinusového modulačního signálu, respektive při injektování signálu nulové složky.



Obr. 4.11: Normalizovaná amplituda zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu $r_{pp}(\vartheta)$ mezi špičkami v základní periodě $[0, \pi/5]$, při použití SPWM (vlevo) a SVM (vpravo), pro různé modulační indexy, $m = 1/6, 1/4, 1/3$ a $1/2$, a fázové úhly výkonu $\theta = 0^\circ$ (a), 30° (b), 60° (c) a 90° (d).

Byly uvažovány čtyři fázové úhly výkonu $\vartheta = 0, 30^\circ, 60^\circ$ a 90° . Pro každý fázový úhel výkonu jsou znázorněny čtyři případy, které odpovídají provozu s $m = 1/6, 1/4, 1/3$ a $1/2$. Z obr. 4.11 je patrné, že amplituda zvlnění stejnosměrného napětí se obecně pohybuje mezi 0 (minimum) a 0,2 (maximum). Zvětšováním fázového úhlu výkonu se amplituda zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami snižuje. Pro všechny uvažované hodnoty modulačního indexu se tvar zvlnění stává plošším pro vyšší hodnoty fázových úhlů výkonu.

4.4.2 Sedmifázový střídač

Druhá topologie vícefázového střídače, která byla analyzována z hlediska rozložení zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami stejnosměrného spoje, je sedmifázová konfigurace. Následuje znázornění chování zvlnění napětí při sinusové a centrované PWM (ekvivalent SVM).

4.4.2.1 Zvlnění přepínání napětí mezi špičkami se sinusovou PWM

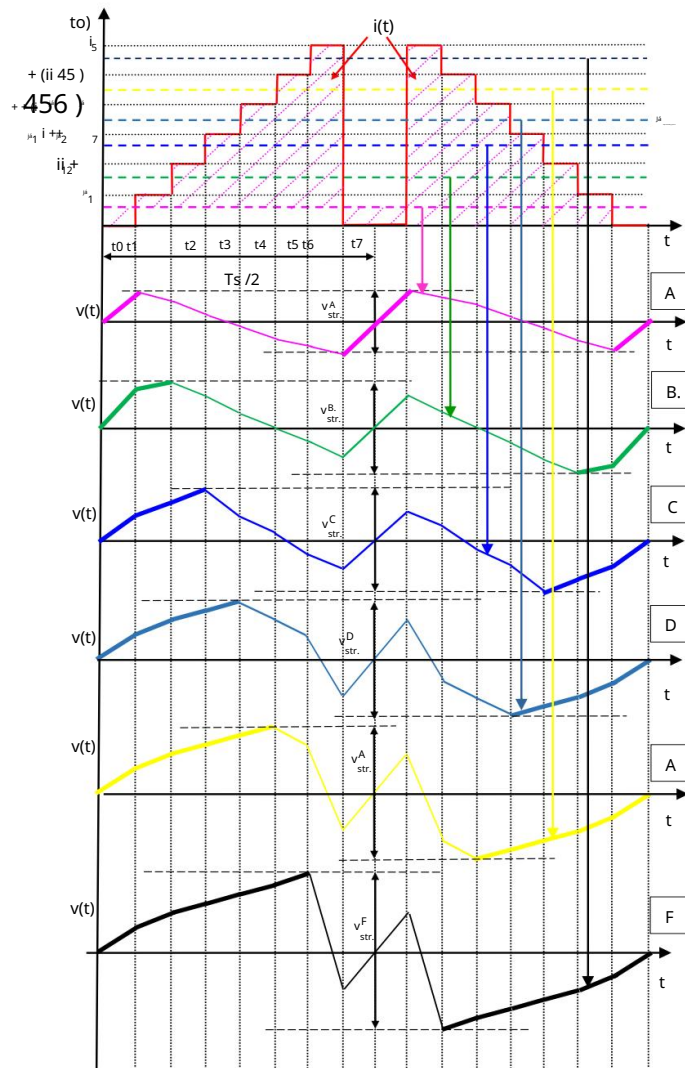
Na obr. 4.12 jsou znázorněny změny napětí stejnosměrného meziobvodu ^k mezi špičkami v a okamžitá Vstupní proud $i(t)$ (červená schodišťová čára) je znázorněn v jednom spínacím období. Stejně jako v případě pěti fází je zde uveden pouze příklad průběhu vstupního proudu s cílem demonstrovat použitý přístup, ale funkce $\max$, aplikovaná nakonec na změny zvlnění napětí, pokrývá všechny profily vstupního proudu.

V závislosti na hodnotě I_{dc} a pokud je aplikováno SPWM (t_0 – t_7), existuje sedm různých případů lze rozlišit:

- případ A: když $i_1 = I_{dc}$,
- případ B: když $i_1 = I_{dc} < i_1 + i_2$,
- případ C: když $i_1 + i_2 = I_{dc} < i_1 + i_2 + i_7$,
- případ D: když $i_1 + i_2 + i_7 = I_{dc} < -(i_4 + i_5 + i_6)$,
- případ E: když $-(i_4 + i_5 + i_6) = I_{dc} < -(i_4 + i_5)$,
- případ F: když $-(i_4 + i_5 + i_6) = I_{dc} < -(i_4 + i_5)$,
- případ G: když $i_1 = I_{dc}$.

Podle obr. 4.12 lze odpovídající změny napětí stejnosměrného meziobvodu vyjádřit jako:

Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích



Obr. 4.12: Zvlnění proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu v jedné spínací periodě pro sedmifázové VSI.

$$v_{\text{str.}}^{\text{A}} = \frac{1}{C} \int i_1 dt, \quad (4,44)$$

$$v_{\text{str.}}^{\text{B}} = \frac{1}{C} \int i_2 dt, \quad (4,45)$$

$$v_{\text{str.}}^{\text{C}} = \frac{1}{C} \int i_3 dt, \quad (4,46)$$

$$v_{\text{str.}}^{\text{F}} = \frac{1}{C} \int i_7 dt, \quad (4,47)$$

$$v_{pp}^{ED} p^{\pm} \left(\frac{1}{C} I_{iii} + + + dc 4 5 6 \right) 2 t_4 , \quad (4,48)$$

$$\left(\frac{FE}{=} + \frac{1}{C} I_{iii} + + + pdc 4 5 pp \right) 2 t_5 , \quad (4,49)$$

$$\frac{G}{DC 7} \frac{1}{str. C} J \dot{a} t 2. v \quad (4,50)$$

S využitím (4.12) - (4.19), (4.23) a (4.24) sestavíme následující rovnice pro každou podskupinu sektoru v rámci prvního sektoru se získají:

$$\bar{A}_m \frac{7}{2} \frac{J \dot{a}_m}{f C} \cos(1/2 \cos()) , \quad (4,51)$$

$$A \frac{B}{str.} + 2 v_{str.} \frac{J \dot{a}_m}{f C} \sin / \lambda \quad (m \sin / 7 \frac{7}{2} m \cos \cos \xi) , \quad (4,52)$$

$$v_{pp}^{CB a} + v_{pp}^2 \frac{J \dot{a}}{sw} m \text{ je } t(5/7) \quad ()$$

$$\frac{7}{2} m \cos^2 \cos \left(\frac{2}{7} \right) , \quad (4,53)$$

$$v_{pp}^{DC o} + v_{pp}^2 \frac{J \dot{a}}{sw} m h \ddot{r} i \left(h 3 / 7 \right) h \ddot{r} i \left(h / 7 \right) , \quad (4,54)$$

$$\frac{7}{2} m \cos^2 \cos \left(\frac{2}{7} \right) \cos \left(\frac{12}{7} \right) ,$$

$$v_{pp}^{ED o} + v_{pp}^2 \frac{J \dot{a}}{sw} m h \ddot{r} i \left(h 3 / 7 \right) , \quad (4,55)$$

$$\frac{7}{2} m \cos^2 + \cos \left(\frac{6}{7} \right) \cos \left(\frac{8}{7} \right) \cos \left(\frac{10}{7} \right) ,$$

$$= \frac{FE o}{2 v_{pp} pp} \frac{J \dot{a}}{f C} m h \ddot{r} i \left(h 5 / 7 \right) h \ddot{r} i \left(h / 7 \right) , \quad (4,56)$$

$$\frac{7}{2} m \cos^2 \cos \left(\frac{6}{7} \right) + \cos \left(\frac{8}{7} \right) ,$$

$$\bar{G}_m \frac{7}{2} \frac{J \dot{a}_m}{f C} \cos(1/2 \cos(8/7)) . \quad (4,57)$$

Kapitola 4 Analýza zvlňení spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

Globální amplituda zvlňení přepínání napětí stejnosměrného meziobvodu mezi špičkami pro SPWM metoda ($v_{str.}^{SPWM}$) se získá nalezením maximální hodnoty možných sedmi případů takto:

$$v_{pp}^{SPWM} = \max_{\text{maximum}} \left(\frac{A}{4} f_c \left(\cos \left(\frac{m}{2} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{6} \right) \right) + \left(1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) \sin \left(\frac{\pi}{6} \right) \right) \right) \quad (4,58)$$

Použitím rovnice (3.9) se vypočítá normalizovaná amplituda zvlňení napětí mezi špičkami $r_{str.}^{SPWM}$ je definováno také:

$$r_{pp}^{SPWM} = \max_{\text{maximum}} \left(\frac{A}{4} f_c \left(\cos \left(\frac{m}{2} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{6} \right) \right) + \left(1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) \sin \left(\frac{\pi}{6} \right) \right) \right) \quad (4,59)$$

4.4.2.2 Zvlňení přepínacího napětí mezi špičkami s prostorovou vektorovou modulací

Pokud je na sedmifázový střídač aplikována modulace SVM, jsou časy aplikace t_a a t_7 (obr. 4.12) stejné a dané vztahem (4.20). Vyhodnocení zvlňení přepínání stejnosměrného napětí je proto shodné v následujících pěti subsektorech v rámci prvního sektoru: případ B, případ C, případ D, případ E a případ F pro obě modulace, SPWM a SVM. Výjimkou je zohlednění celkové doby aplikace nulového stavu ($t_0 + t_7$), což vede pouze k jednomu dalšímu případu (místo dvou případů při aplikaci SPWM) ve výpočtech zvlňení přepínání napětí mezi špičkami:

- případ A: když $i_1 = I_{dc}$,

$$v_{pp}^A = \frac{2}{C} I_{dc} t \quad (4,60)$$

Zavedením (4.20) a (4.23) do (4.60) dostaneme

$$\frac{A}{4} f_c \frac{I_{dc}}{C} \cos \left(\frac{m}{2} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{6} \right) \right) + \left(1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) \sin \left(\frac{\pi}{6} \right) \quad (4,61)$$

Globální amplituda zvlňení napětí stejnosměrného meziobvodu v_{pp} mezi špičkami se získá sloučením výsledků odpovídajících těmto šesti případům:

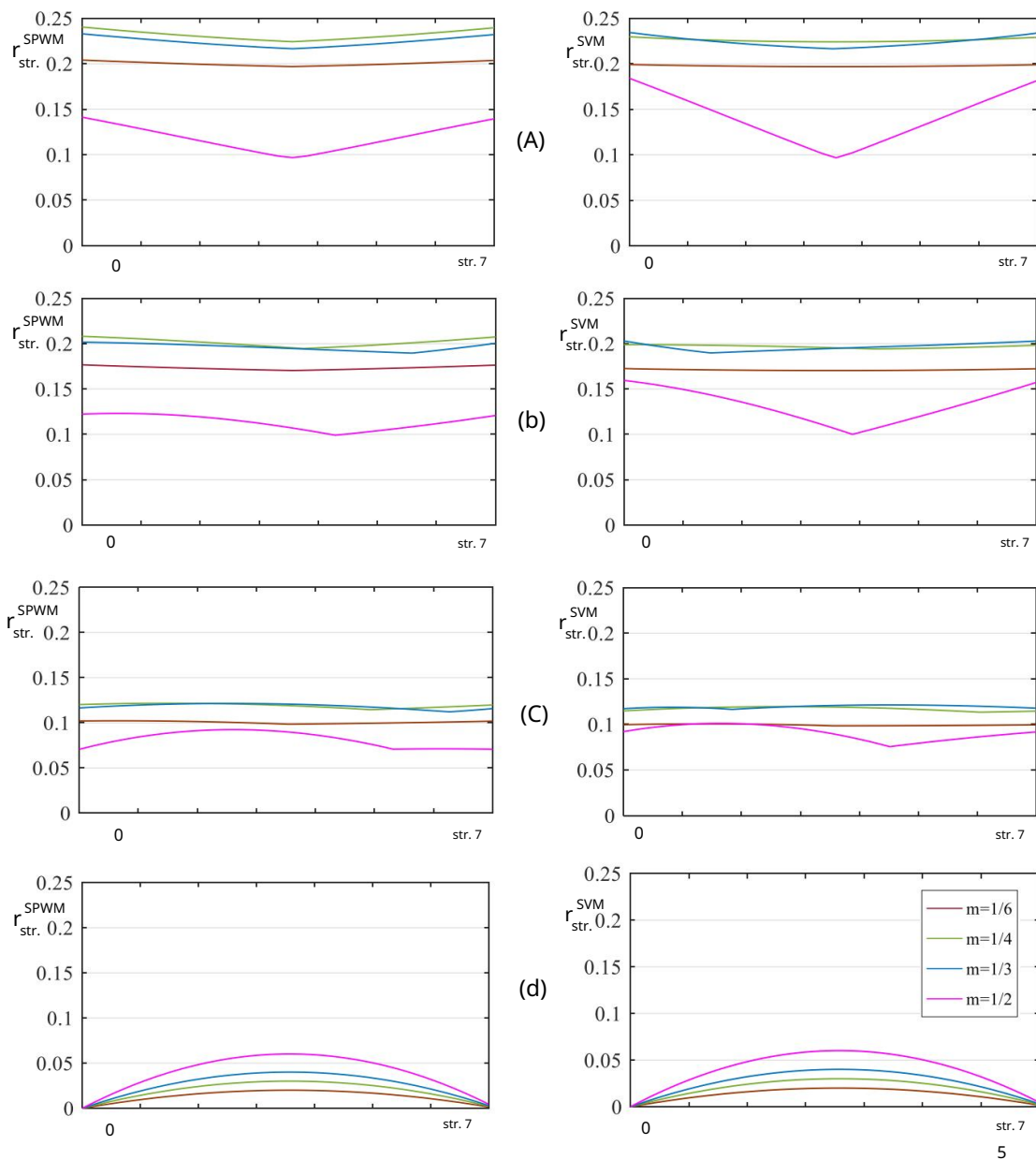
$$v_{pp}^{SVM} = \max_{\text{maximum}} \left(\frac{A}{4} f_c \left(\cos \left(\frac{m}{2} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{6} \right) \right) + \left(1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) \sin \left(\frac{\pi}{6} \right) \right) \right) \quad (4,62)$$

Normalizovaná amplituda zvlňení napětí mezi špičkami $r_{str.}^{SVM}$ lze opět definovat jako (3.29) s odkazem na v jako $v_{str.}^{SVM}$.

$$\text{SVM } r_{\text{str.}} = \frac{\text{maximum}}{\text{pp}} \frac{\text{ABCDEF}}{\text{rrrrrr} \dots \text{pp pp pp pp pp pp pp}}$$

(4,63)

Normalizovaná amplituda zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami vypočítaná pomocí (4.59) a (4.63) při použití SPWM a SVM je znázorněno na obr. 4.13.



Obr. 4.13: Normalizovaná amplituda zvlnění špičkového napětí stejnosměrného meziobvodu $r_{\text{pp}}(\theta)$ v průběhu základní periody $[0, \pi/7]$ při použití SPWM (vlevo) a SVM (vpravo), pro různé modulační indexy $m = 1/6, 1/4, 1/3$ a $1/2$ a fázové úhly výkonu $\alpha = 0^\circ$ (a), 30° (b), 60° (c) a 90° (d).

Byly uvažovány čtyři fázové úhly výkonu $\vartheta = 0, 30^\circ, 60^\circ$ a 90° . Pro každý fázový úhel výkonu jsou znázorněny čtyři případy, které odpovídají provozu s $m = 1/6, 1/4, 1/3$ a $1/2$. Z obr. 4.13 je patrné, že amplituda zvlnění stejnosměrného napětí se obecně pohybuje mezi 0 (minimum) a 0,25 (maximum). Amplituda zvlnění přepínacího napětí mezi špičkami se snižuje se zvětšujícím se fázovým úhlem výkonu. Tvar zvlnění se také stává plošším pro vyšší hodnoty fázových úhlů výkonu pro všechny uvažované hodnoty modulačního indexu. Vliv použitých modulačních technik není významný a nebyl prokázán žádný praktický rozdíl ani v globálním maximu, ani v profilu zvlnění napětí-věk mezi sinusoidální PWM a SVM.

4.5 Porovnání zvlnění spínacího napětí ve vícefázových střídačích

Aby bylo možné predikovat chování zvlnění a provést porovnání mezi analyzovanými případy, obr. 4.14 ukazuje normalizovanou funkci amplitudy zvlnění stejnosměrného napětí pro tří-, pěti- a sedmifázové VSI. Vyhodnocení je provedeno na základě analýz prezentovaných v předchozích podkapitolách 3.4.1, 4.4.1 a 4.4.2.

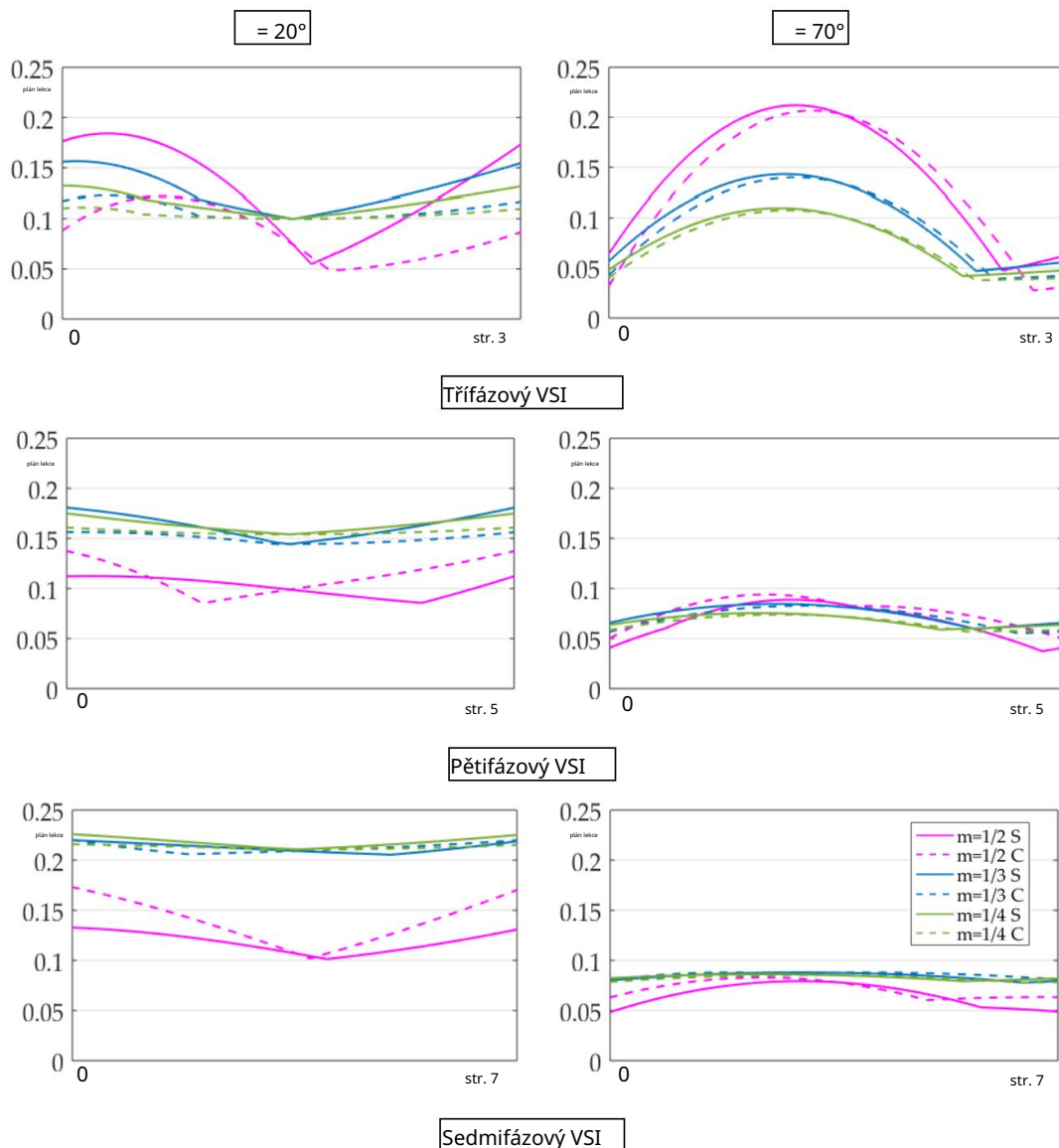
Pro všechny uvažované topologie střídačů je normalizace zvlnění dána podle (3.29). Jak je patrné, předpokládá se stejný výstupní proud. To představuje rozdíl ve srovnání s případem, kdy je uvažován stejný zdánlivý výkon. Proto bude v následující podkapitole představena nová normalizace, která zohledňuje stejný zdánlivý výkon namísto stejného výstupního proudu, a poté budou uvedeny poznámky k maximálnímu chování amplitudy zvlnění napětí mezi špičkami.

Na obr. 4.14 jsou uvažovány tři hodnoty modulačního indexu ($m = 1/4, 1/3$ a $1/2$) a dva fázové úhly výkonu. Zejména $\varphi = 20^\circ$ a $\varphi = 70^\circ$ byly zvoleny tak, aby přibližně reprezentovaly obvyklý rozsah fázových úhlů pro asynchronní motor, odpovídající jmenovitému a bezzátěžovému stavu.

Výsledky jsou zobrazeny s odkazem na SPWM i SVM (plné a přerušované čáry). Globální maximum zvlnění napětí je pro všechny uvažované případy kolem 0,2 a je patrný široký rozsah obálky zvlnění napětí. Je však zřejmé, že se zvyšujícím se počtem fází se profil amplitudy zvlnění napětí stává plochějším a rovnoměrnějším. Na rozdíl od třífázového případu se v pětifázovém a sedmifázovém případě se zvyšujícím se fázovým úhlem výkonu amplituda zvlnění napětí výrazně snižuje. V prezentovaných případech je amplituda poloviční a snížení je lépe patrné pro vyšší počet fází.

Dopad použitých modulačních technik je patrný v případě třífázového střídače. Lze pozorovat významné snížení amplitudy zvlnění napětí díky centrování provedenému v SVM (CPWM), zejména pro nižší fázové úhly výkonu. To vede k závěru, že SVM (nebo CPWM) je vhodnější modulací pro třífázové střídače.

střídače z hlediska požadavků na zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu a dimenzování kondenzátorů stejnosměrného meziobvodu.



Obr. 4.14: Normalizovaná amplituda zvlnění špičkového napětí stejnosměrného meziobvodu $r_{pp}(\theta)$ v průběhu jeho periody pro tří-, pěti- a sedmífázové VSI, s ohledem na tři modulační indexy, $m = 1/4, 1/3$ a $1/2$, dva fázové úhly výkonu $\varphi = 20^\circ$ (levý sloupec) a $\varphi = 70^\circ$ (pravý sloupec), s SPWM a SVM (spojité a přerušované čáry).

V případě pětífázových a sedmífázových střídačů se však neprokázal žádný významný vliv SVM (CPWM) na amplitudu zvlnění přepínání napětí. Je to proto, že

Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

Zlepšení využití stejnosměrné sběrnice se při provádění centrování v SVM (CPWM) v porovnání s čistě sinusovou modulací rapidně snižuje s rostoucím počtem fází.

4.5.1 Maximální amplituda zvlnění napětí mezi špičkami

Pro spravedlivé srovnání topologií střídačů s různým počtem fází by měl být uvažován stejný zdánlivý výstupní výkon. Z tohoto důvodu je zaveden celkový výstupní proud nI_o a normalizace „na fázi“ je definována jako

$$\overline{r_{\text{str.}}^{\text{virtuální realita}}}_{\text{ppn}} = \frac{V}{f_{\text{sw}}} \quad (4,64)$$

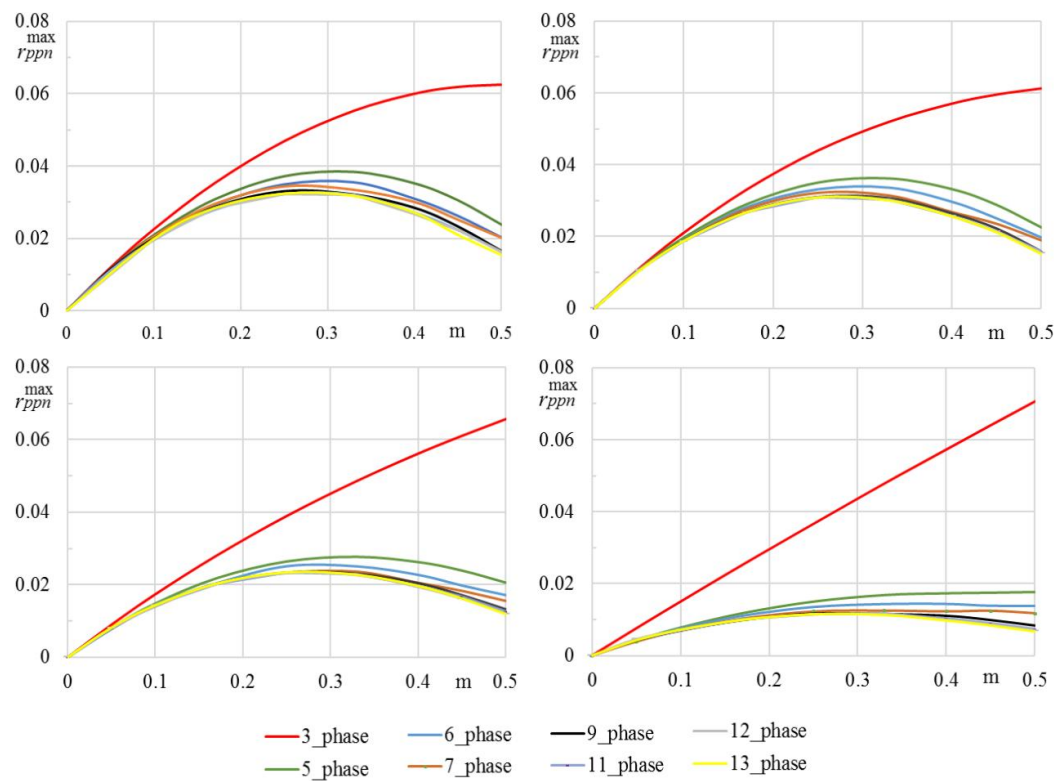
bylost $r_{\text{ppn}} = \frac{r_{\text{str.}}}{n}$ a n - počet fází. Maximální normalizované špičkové odchylky na fázi

Amplituda zvlnění špičkového napětí r_{ppn} se získá numericky jako funkce modulačního indexu a je znázorněna na obr. 4.15. Pro lepší pokrytí uvažovaného rozsahu jsou uvažovány čtyři fázové úhly výkonu $= 0^\circ, 20^\circ, 45^\circ$ a 70° . Protože se v této podkapitole zaměřujeme spíše na vliv počtu fází na konstrukci kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu než na použité modulační techniky, je v následující analýze uvažována pouze SPWM. Navíc bylo dříve prokázáno, že zvýšení počtu fází nepřináší žádný významný vliv na amplitudu zvlnění napětí aplikací CPWM.

Za zmínku stojí následující pozorování ohledně maximální amplitudy zvlnění napětí mezi špičkami (r_{ppn}) zobrazené na obr. 4.15. Za prvé, maximální amplituda zvlnění stejnosměrného napětí se snižuje se zvyšujícím se počtem fází. Snížení je významné, když se počet fází zvýší ze tří na pět, a méně významné, když se zvýší na sedm. A konečně, pro počet fází vyšší než sedm se nezjistí žádný praktický rozdíl v maximálním zvlnění napětí.

V třífázovém případě je maximum normalizované amplitudy zvlnění napětí mezi špičkami téměř lineární funkcí modulačního indexu. Na obr. 4.15 je patrný mírný nárůst globální maximální hodnoty se snižujícím se fázovým úhlem výkonu. U pětifázového a sedmifázového případu se však globální maximum amplitudy zvlnění napětí s rostoucím fázovým úhlem mírně snižuje. Pro vyšší počet fází ($n > 7$) již není pozorováno žádné další snížení maximálního zvlnění napětí.

Tyto diagramy mohou být užitečné pro návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu navrženého v následujícím podsekcce spouštění.



Obr. 4.15: Maximální amplituda zvlnění špičkového napětí normalizovaná na celkový výstupní proud $r_{ppn}^{maximum}$ ve vícefázových VSI jako funkce modulačního indexu pro fázové úhly výkonu: (a) $\varphi = 0^\circ$, (b) $\varphi = 20^\circ$, (c) $\varphi = 45^\circ$ a (d) $\varphi = 70^\circ$.

Podle obr. 4.15 je globální maximum r pro různé počty fází a výkony $r_{ppn}^{maximum}$ Fázové úhly jsou uvedeny v tabulce 4.1. Tyto hodnoty budou použity pro dimenzování kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu v následující podkapitole.

Tabulka 4.1: Globální maximum $r_{ppn}^{maximum}$ jako funkce počtu fází pro různé fázové úhly.

úhel	Číslo fáze (n)							
	3	5	6	7	9	11	12	13
$\varphi = 0^\circ$	0,0625	0,0384	0,0355	0,0343	0,0323	0,0323	0,0323	0,0323
$\varphi = 20^\circ$	0,0614	0,0361	0,0335	0,0323	0,031	0,0309	0,0309	0,0309
$\varphi = 45^\circ$	0,0656	0,0276	0,0252	0,0237	0,0234	0,0234	0,0234	0,0234
$\varphi = 70^\circ$	0,0706	0,0177	0,0143	0,0126	0,0116	0,0116	0,0116	0,0116

Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

Je zřejmé, že při uvažování stejného celkového výstupního proudu (zdánlivého výkonu) v různých topologiích vícefázových střídačů se maximální hodnota amplitudy zvlnění stejnosměrného napětí snižuje se zvyšujícím se počtem fází až na sedm, ale ne pro vyšší počet fází.

4.5.2 Návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu

V této podkapitole je velikost kondenzátoru navržena na základě požadavků na zvlnění přepínacího napětí Δv a s ohledem na obecný předpoklad použitý v této práci.

impedance zdroje stejnosměrného proudu (Z_{dc}) a reaktance kondenzátoru ($1/2\pi f_{sw}C$) vypočítané při spínací frekvenci (která je alespoň řádově kHz).

Pozorováním obr. 4.15 a uvažováním r uvedeného v tabulce 4.1 lze vyvodit jednoduchý obecný Vzorec pro návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje se získá na základě (4.64) a zadáním požadovaného Δv jako:

$$C_r = \frac{nI}{F_{sw}} \left(\frac{1}{V_{str.}} \right)_{\max.} \quad (4,65)$$

Pro konečný návrh kondenzátoru by měl být zvážena nejhorší možný scénář. Accord se pohybuje v Podle tabulky 4.1 odpovídá účinnosti jednotce ($\varphi = 0^\circ$), když $r_{ppn}^{\max.}$ rozmezí od... mezi 0,0625 ÷ 0,0323, v závislosti na uvažované topologii střídače. Pokud je však zátěž střídavý motor, jsou zajímavější dvě hodnoty fázového úhlu $\varphi = 20^\circ$ a $\varphi = 45^\circ$. První přibližně odpovídá jmenovitým podmínkám motoru a druhý představuje motor s poloviční zátěží.

Je možné si všimnout, že výraz (4.65) lze přímo použít v případě jakéhokoli vícefázová střídačová topologie, kde $n = 3$.

Jako příklad je za zátěž považován pětifázový motor s fázovým úhlem výkonu $\varphi = 45^\circ$. S odkazem na tabulku 4.1 lze provést následující zjednodušení a kapacitu stejnosměrného meziobvodu lze vypočítat jako:

$$r_{\varphi}^{\max.} = 0,0276 \cdot \frac{I_a}{f_{sw} \cdot V_{pp}} \quad (4,66)$$

Zaměříme-li se na konkrétní případ a sledujeme tabulku 4.1, lze dojít k závěru, že z hlediska velikosti kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu neexistují žádné výhody zvýšení počtu fází o více než sedm pro daný výkon zátěže (motoru), protože $r_{ppn}^{\max.}$ nasycené mastné kyseliny při 0,0334.

4.6 Simulační a experimentální výsledky

Za účelem ověření teoretických poznatků navržených v předchozích částech byly provedeny simulace a odpovídající experimentální testy pro pětifázové a sedmifázové střídače. Zmiňujeme dvě nejčastěji používané modulační techniky – sinusoidální PWM a SVM. Numerické simulace byly provedeny pomocí Matlabu/Simulinku.

Parametry simulačního obvodu, shrnuté v tabulce 4.2, jsou nastaveny tak, aby odpovídaly odpovídajícím parametrům experimentálního nastavení. Vícefázové pasivní zátěže byly upřednostněny před zátěží motoru pro lepší stabilitu měřeného profilu vlnění spínání napětí. Ve skutečnosti je jediným požadavkem pro vyhodnocení vlnění napětí stejnosměrného meziobvodu s navrhovaným vývojem téměř sinusový a vyvážený výstupní proud. Dva sledované fázové úhly výkonu jsou získány použitím dvou různých sad pasivně vyvážených RL impedancí zátěže. Parametry zátěže jsou uvedeny v tabulce 4.3.

Tabulka 4.2: Parametry simulace a experimentálního nastavení.

Parametr	Symbol	Hodnota
Napájení stejnosměrným napětím	VDC	300 V
Odpor zdroje stejnosměrného proudu	RDC	5,3 ohmů
Indukčnost zdroje stejnosměrného proudu	LDC	4,5 mH
Kapacita stejnosměrného meziobvodu (2x fóliový kondenzátor)	C	200 °F
Ekvivalentní sériový odpor	ESR	10 mΩ
Ekvivalentní sériová indukčnost	Ls	25 nH
Základní frekvence	F	50 Hz
Spínací frekvence	FSW	2 kHz

Tabulka 4.3: Parametry pasivního zatížení RL .

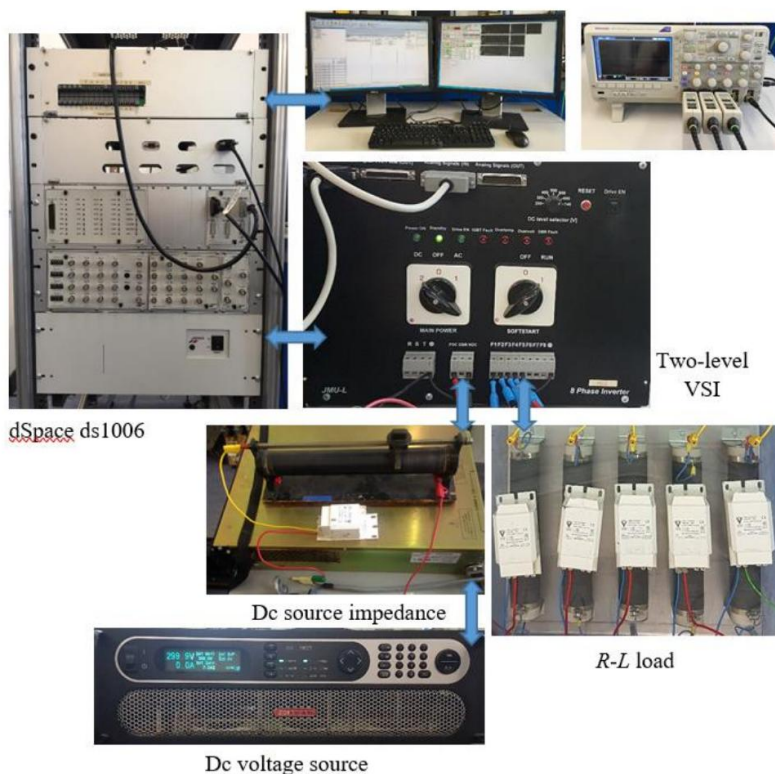
5x, 7x	$\varphi = 20^\circ$	$\varphi = 70^\circ$
RL (Ω)	24	24
LL (mH)	25	204

Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

Experimentální uspořádání je znázorněno na obr. 4.16. Skládá se z dvouúrovňového zakázkového střídače, který má až osm výstupních větví a byl použit pro experimenty s pěti- a sedmifázovou symetrickou RL zátěží. Použitý IGBT modul je FS50R12KE3 (In-fineon). Střídač byl řízen systémem reálného času dSpace ds1006. Softwarový kód běžící na desce procesoru ds1006 je automaticky generován a načítán z Matlabu/ Simulinku. Spínací frekvence byla nastavena na 2 kHz. Pro řízení a vizualizaci jednotlivých proměnných Simulinku byl jako uživatelské rozhraní použit Control Desk. Napájecí napětí stejnosměrné sběrnice je zajištěno z externího stejnosměrného zdroje Sorensen SGI 600/25. Zdc

Mezi zdroj stejnosměrného proudu a meziobvod je přidána impedance. Ekvivalentní hodnota dvou paralelně zapojených filmových kondenzátorů stejnosměrného spoje je 200 μF . Mrtvý čas je hardwarově konfigurovatelný a nastavený na 6 μs . Pro měření byl použit osciloskop Tektronix MSO2014 s diferenciální napěťovou sondou P5205A.

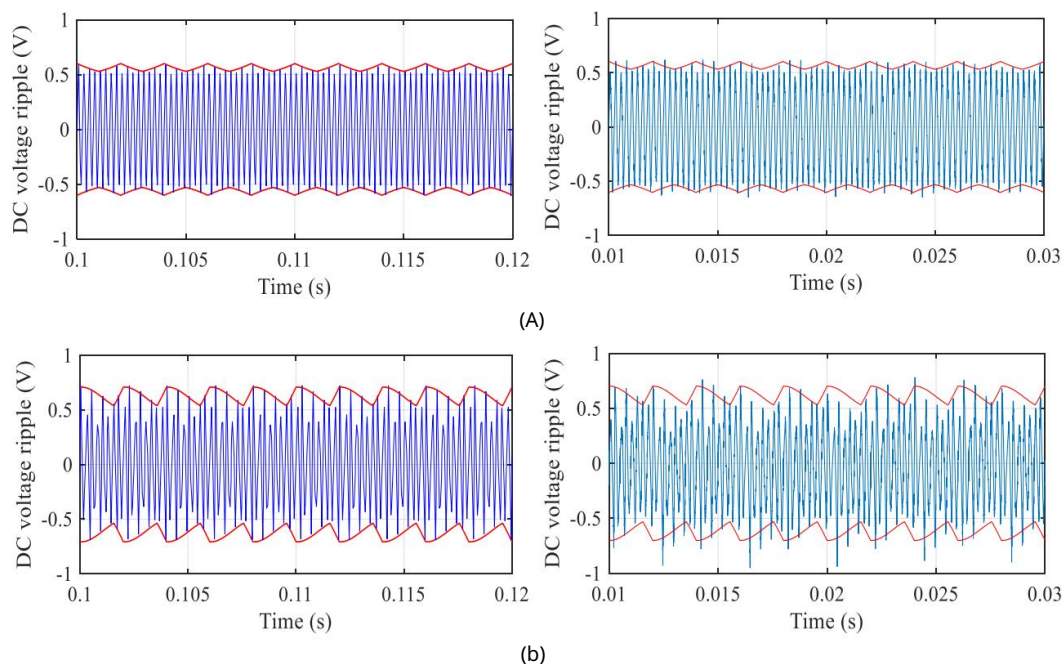
Průběhy zvlnění stejnosměrného napětí byly odfiltrovány pomocí dolní propusti druhého řádu za účelem vyčištění průběhů a zeslabení elektromagnetického šumu v signálech. Kromě toho byla při následném zpracování experimentálních dat použita FFT k odstranění malých nízkofrekvenčních složek. Přítomnost malých nízkofrekvenčních složek ve zvlnění napětí stejnosměrného spoje byla důsledkem nedokonalé vyvážené zátěže. Vliv mírně nevyvážené zátěže na proměnné stejnosměrného spoje bude diskutován v kapitole 5.



Obr. 4.16: Experimentální uspořádání.

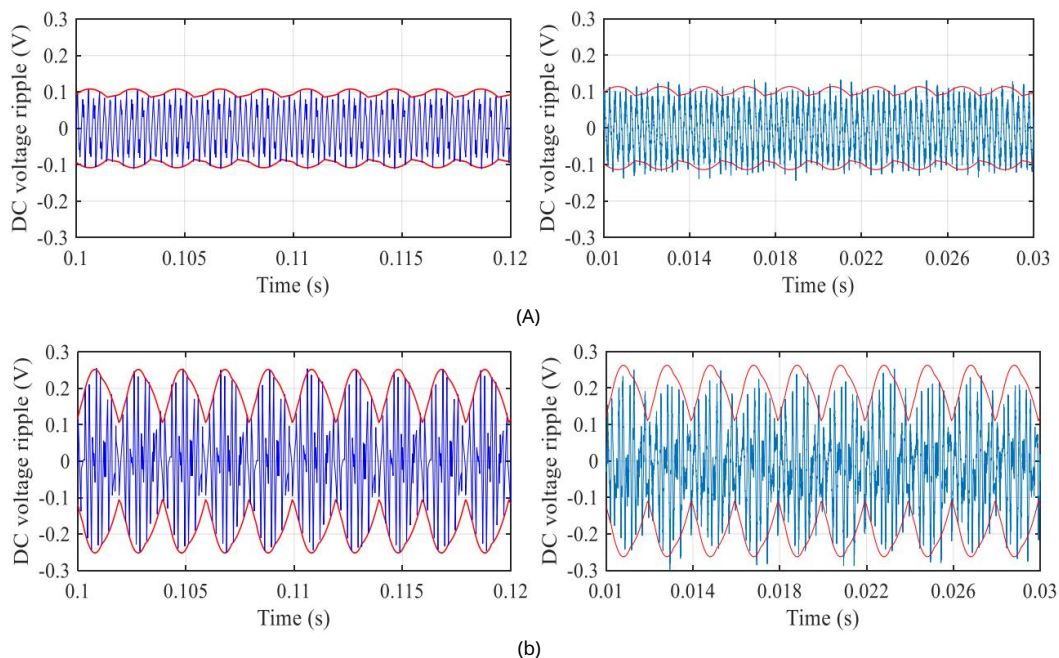
4.6.1 Pětifázový střídač

Ohledně dvouúrovňového pětifázového střídače napájejícího pětifázový symetrický RL Zatížení, simulace a experimentální výsledky jsou zobrazeny vedle sebe na Obr. 4.17 a Obr. 4.18 při použití SPWM a na obr. 4.19 a obr. 4.20 při použití SVM. Obálky mezi špičkami jsou vypočítány pomocí (4.38) a (4.42) jako polovina amplitudy zvlnění napětí stejnosměrného spoje $v_{pp}/2(t)$ (červené křivky) pro SPWM a SVM. Obálky jsou zobrazeny společně s okamžitým zvlněním spínání napětí stejnosměrného spoje $v(t)$ (modrá křivka) za základní periodu ($T = 20$ ms). Jsou uvažovány dvě hodnoty fázových úhlů výkonu $\phi = 20^\circ$ (obr. 4.17 a 4.19) a $\phi = 70^\circ$ (obr. 4.18 a 4.20). Dva dílčí případy (a) a (b) na každém obrázku odpovídají dvěma hodnotám modulačního indexu m : 0,25 a 0,5 (nahore a dole).

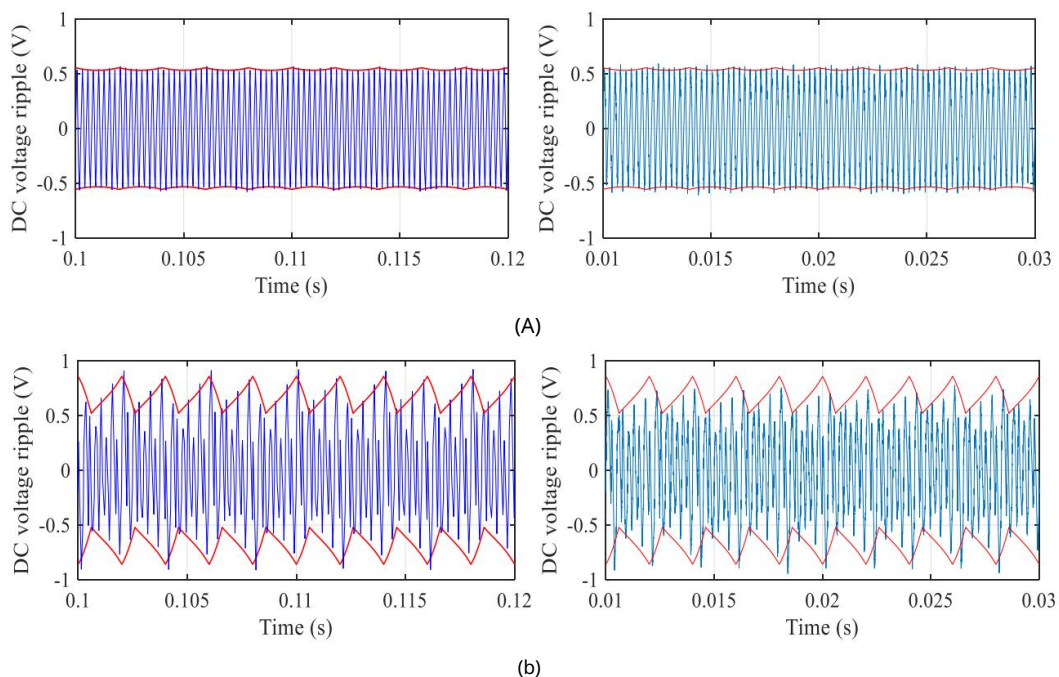


Obr. 4.17: Zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při spínání v pětifázovém střídači s modulací SPWM: simulace (levý sloupec) a experimentální výsledky (pravý sloupec) s vypočítanou obálkou mezi špičkami (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\phi = 20^\circ$, (a) $m = 0,25$ a (b) $m = 0,5$.

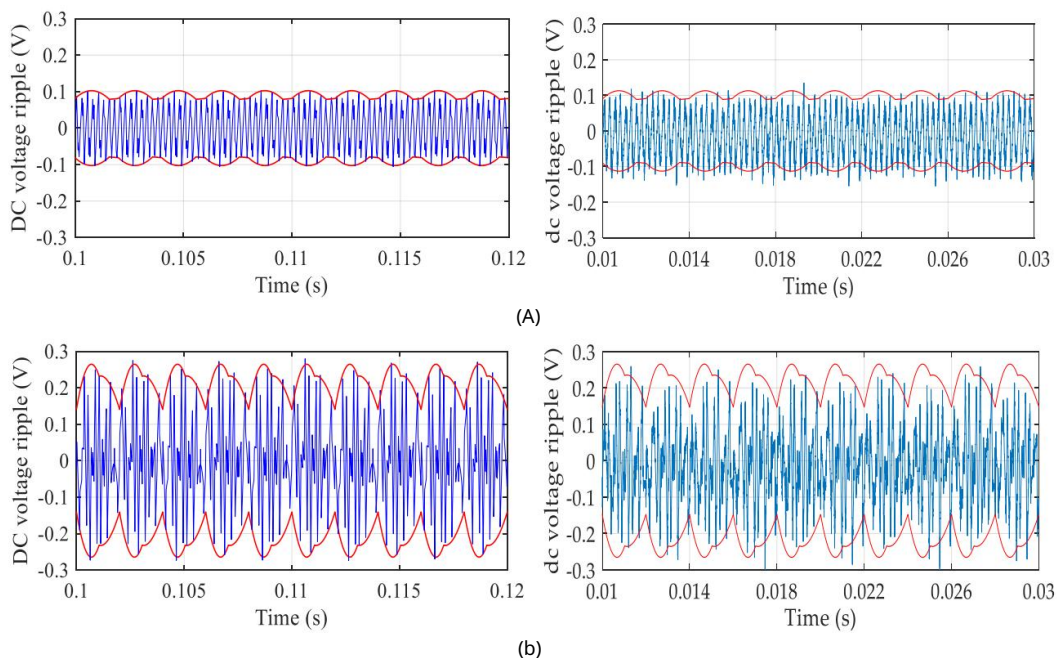
Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích



Obr. 4.18: Zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při spínání v pětifázovém střídači s modulací rychlého šíření vln (SPWM): simulace (levý sloupec) a experimentální výsledky (pravý sloupec) s vypočítanou obálkou mezi špičkami (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\alpha = 70^\circ$, (a) $m = 0,25$ a (b) $m = 0,5$.



Obr. 4.19: Zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při spínání v pětifázovém střídači s měničem s voltmetrem (SVM): simulace (levý sloupec) a experimentální výsledky (pravý sloupec) s vypočítanou obálkou mezi špičkami (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\alpha = 20^\circ$, (a) $m = 0,25$ a (b) $m = 0,5$.



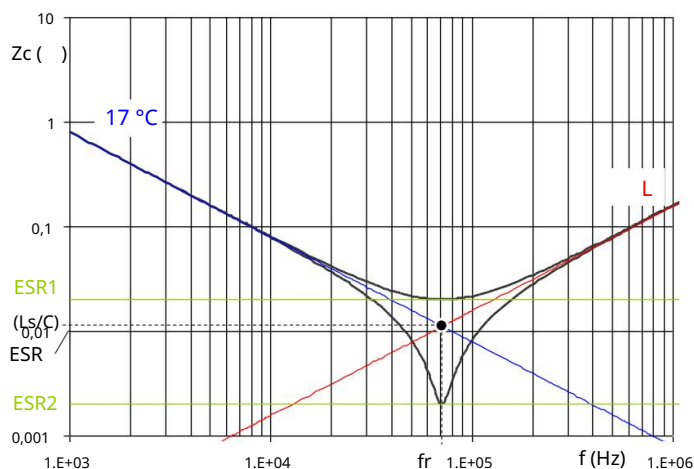
Obr. 4.20: Zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při spínání v pětifázovém střídači s měničem s voltmetrem (SVM): simulace (levý sloupec) a experimentální výsledky (pravý sloupec) s vypočítanou obálkou mezi špičkami (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\alpha = 70^\circ$, (a) $m = 0,25$ a (b) $m = 0,5$.

Podle obr. 4.17-4.20 jsou jak numerické simulace, tak experimentální výsledky v dobré shodě s teoretickým vývojem pro všechny uvažované případy. Malý nesoulad v některých případech experimentálních výsledků, kdy má zvlnění stejnosměrného napětí mírně nižší absolutní amplitudu ve srovnání s vypočítanými obálkami, je způsoben filtrováním provedeným při následném zpracování experimentálních dat. Jako příklad lze uvést obr. 4.20. Lze vzít v úvahu podobpad (b). Pro zdůvodnění mírného překročení zvlnění stejnosměrného napětí mimo vypočítané obálky, jako příklad podobpadu (a) na obr. 4.20, jsou uvedeny další úvahy o kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu.

Nejprve si všimněte, že v simulacích byl primárně uvažován ideální kondenzátor stejnosměrného spoje. Pro další sadu simulací uvedenou níže byl místo toho použit reálný model kondenzátoru (sériově zapojený RLC obvod) a je zkoumán vliv parazitních složek kondenzátoru na zvlnění napětí stejnosměrného spoje. Protože v experimentech byly použity dva filmové kondenzátory zapojené paralelně, jsou parametry simulace nastaveny tak, aby odpovídaly parazitním složkám uvedeným v tabulce 4.2. Zejména hodnoty C a ESR jsou měřeny měřičem ESR kondenzátorů Peak Atlas ESR70 a L_s je získána z použitého datového listu kondenzátorů KEMET C4AEGBW6100A3NJ. Celková impedance kondenzátoru (Z_c) se vypočítá jako:

$$Z_{ESR} = \sqrt{ESR^2 + 2fL + \frac{1}{2fC}} \quad (4,67)$$

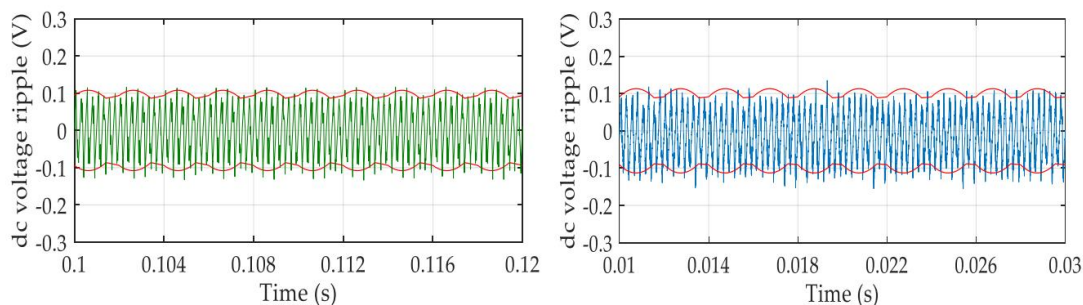
Obr. 4.21 ukazuje impedanční charakteristiku (Z_c) použitého filmového kondenzátoru pro dvě hodnoty ESR.



Obr. 4.21: Impedanční vs. frekvenční charakteristika reálného kondenzátoru ($C = 200 \text{ F}$, $L_s = 25 \text{ nH}$, $ESR1 = 20 \text{ m}$ a $ESR2 = 2 \text{ m}$).

Z obr. 4.21 je patrné, že v uvažovaném případě je spínací frekvence hluboko pod vlastní rezonanční frekvencí stejnosměrného kondenzátoru. Jeho indukční reaktance L_s je tedy zanedbatelná ve srovnání s kapacitní reaktancí $1/C$. Totéž platí pro ESR, protože má podobnou nebo nižší hodnotu ve srovnání s $\sqrt{L_s/C}$.

Toto tvrzení potvrzují výsledky numerické simulace zobrazené na obr. 4.22 (vlevo) pro pětifázový případ, kdy $m = 0,25$ a $\varphi = 70^\circ$. Odpovídá experimentálnímu výsledku uvedenému na obr. 4.22 (vpravo). Proto, jak již bylo uvedeno pro uvažovaný případ, jsou vlivy ESR a L_s na zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu zanedbatelné. Všimněte si, že pro útlum šumu je simulované zvlnění stejnosměrného napětí filtrováno stejným způsobem jako v experimentech.



Obr. 4.22: Simulace (levý sloupec) a experimentální výsledky (pravý sloupec) pro pětifázový VSI ($m=0,25$, $\varphi=70^\circ$) s ohledem na ESR kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu.

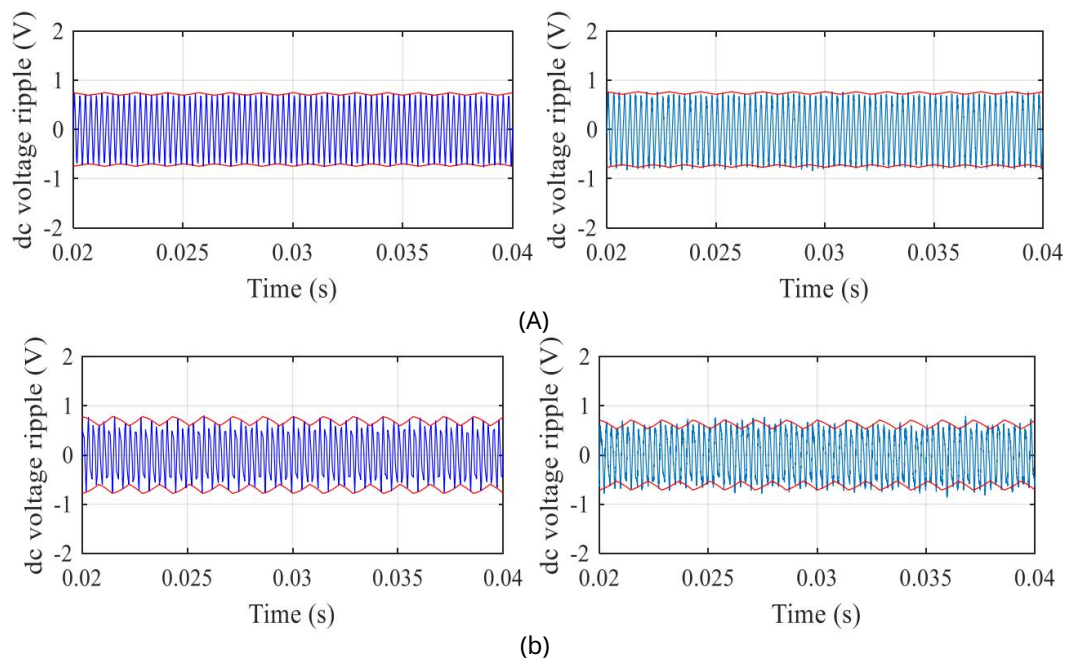
Vliv parazitních složek kondenzátoru může být závažný v případě spínací frekvence blízké vlastní rezonanční frekvenci kondenzátoru stejnosměrného spoje, jak je znázorněno na obr. 4.21, ale detailní analýza tohoto jevu přesahuje rámec této práce. Dále je třeba poznamenat, že výsledky dokazují, že při větším počtu fází lze použít menší kapacitu, což prakticky znamená, že místo velkých elektrolytických kondenzátorů lze použít menší a kvalitnější kondenzátory (například filmové kondenzátory) s nižším ESR.

4.6.2 Sedmifázový střídač

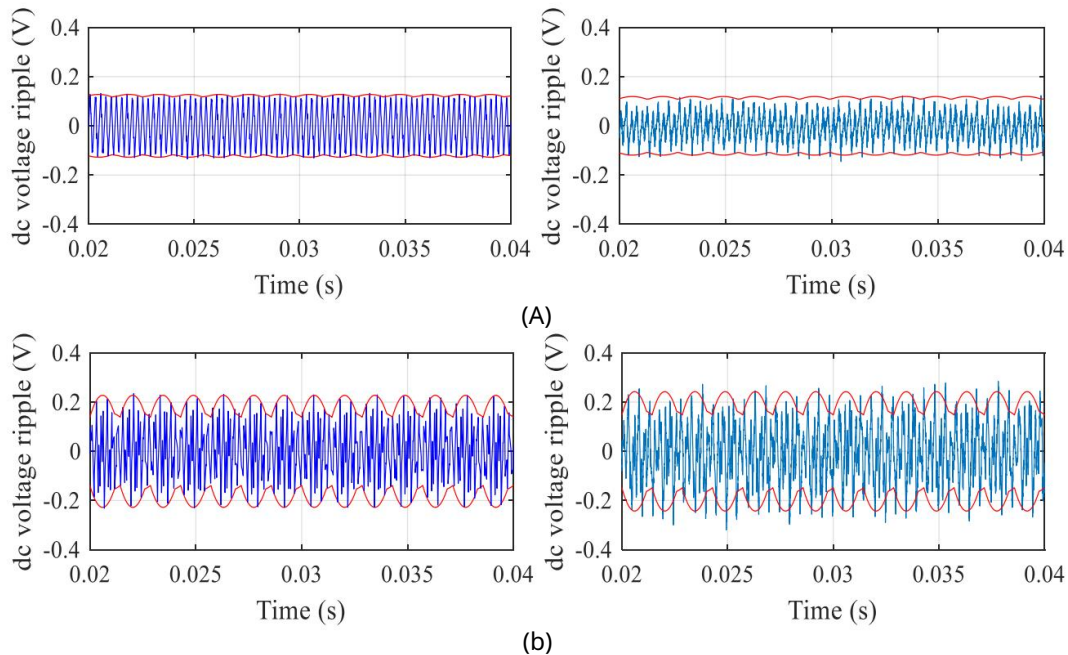
V případě dvouúrovňového sedmifázového střídače napájejícího sedmifázovou symetrickou RL zátěž byly provedeny simulace a experimentální výsledky, které jsou znázorněny na obr. 4.23–4.26. Obr. 4.23 a 4.24 ukazují simulace (levý sloupec) a experimentální výsledky (pravý sloupec) při aplikaci SPWM, zatímco obr. 4.25 a 4.26 ukazují simulace (levý sloupec) a experimentální výsledky (pravý sloupec) při aplikaci SVM (ekvivalent CPWM). Obálky vrchol-vrchol vypočítané jako polovina amplitudy zvlnění napětí stejnosměrného spoje $v_{pp}/2(t)$ (červené krivky) pomocí (4.58) a (4.62) pro SPWM a SVM jsou zobrazeny spolu s okamžitým zvlněním přepínacího napětí stejnosměrného spoje $v(t)$ (modrá krivka) za základní periodu ($T = 20$ ms). Stejně jako dříve jsou uvažovány dvě hodnoty fázových úhlů výkonu $\alpha = 20^\circ$ (obr. 4.23 a 4.25) a $\alpha = 70^\circ$ (obr. 4.24 a 4.26) a dva dílčí případy, (a) a (b), odpovídají dvěma hodnotám modulačního indexu m : 0,25 a 0,5.

Mezi naměřeným zvlněním při spínání stejnosměrného napětí a vypočítanými obálkami, které odpovídají kladným a záporným špičkovým hodnotám měřené proměnné, existuje dobrá shoda. Tyto výsledky, podobné výsledkům na obr. 4.17–4.20 pro pětifázový případ, dále potvrzují platnost teoretického vývoje prezentovaného dříve v této kapitole.

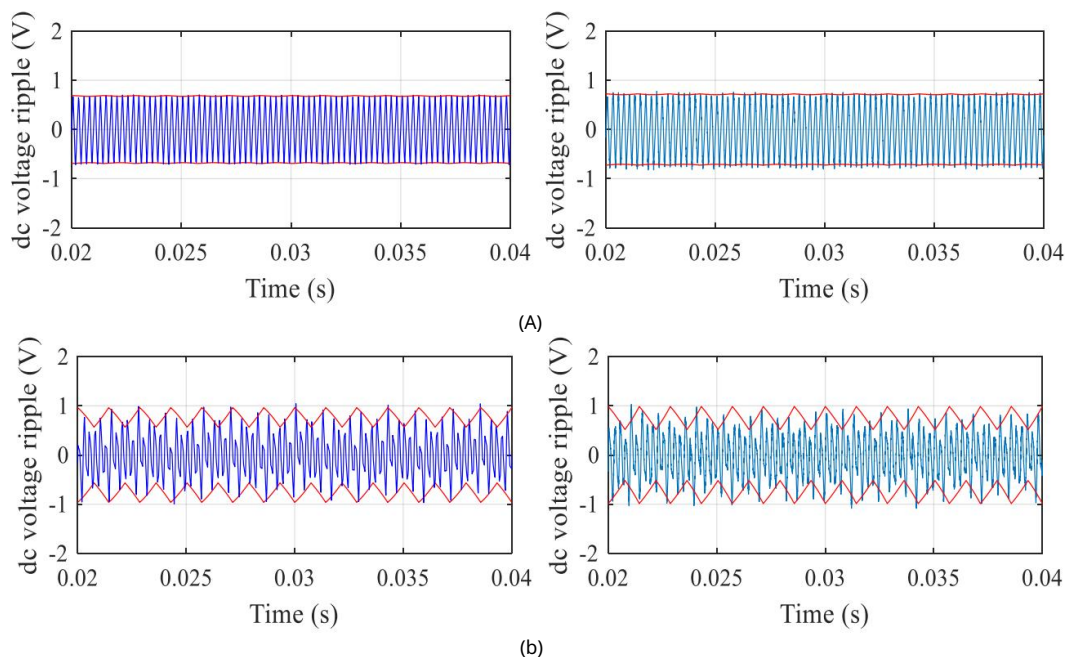
Kapitola 4 Analýza zvlnění spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích



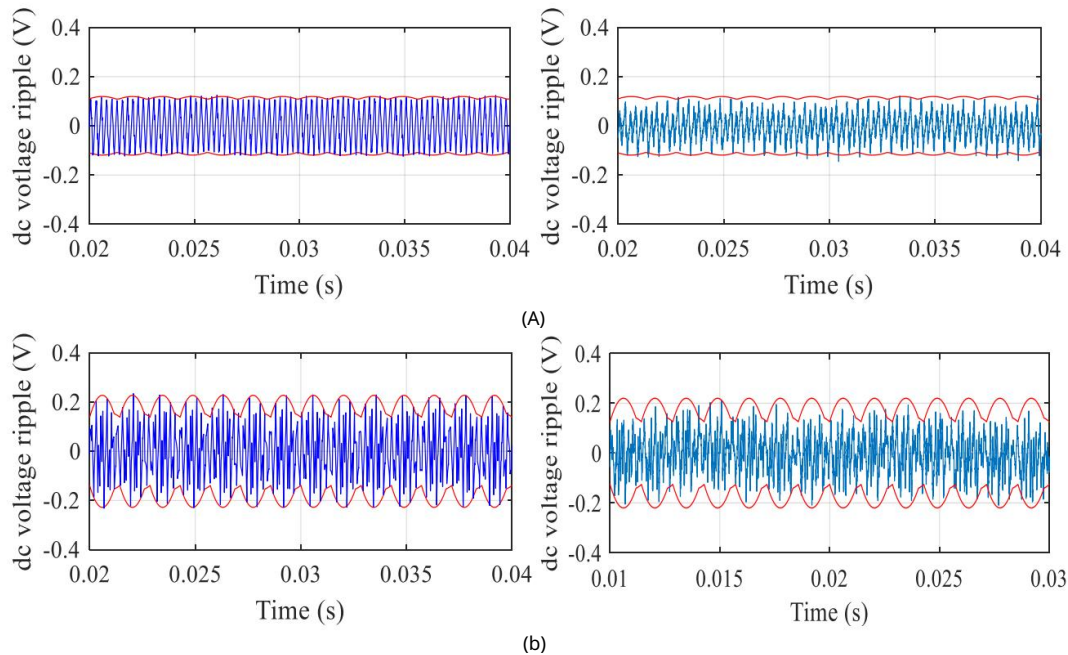
Obr. 4.23: Zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při spínání v sedmifázovém střídači s modulací časování proudu (SPWM): simulace (vlevo) a experimentální (vpravo) výsledky s vypočítanou obálkou špičky k špičce (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\alpha = 20^\circ$, (a) $m = 0,25$ a (b) $m = 0,5$.



Obr. 4.24: Zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při spínání v sedmifázovém střídači s modulací časování proudu (SPWM): simulace (vlevo) a experimentální (vpravo) výsledky s vypočítanou obálkou špičky k špičce (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\alpha = 70^\circ$, (a) $m = 0,25$ a (b) $m = 0,5$.



Obr. 4.25: Zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při spínání v sedmifázovém střídači s modulačním voltážem (SVM): simulace (vlevo) a experimentální (vpravo) výsledky s vypočítanou obálkou špičky k špičce (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\alpha = 20^\circ$, (a) $m = 0,25$ a (b) $m = 0,5$.



Obr. 4.26: Zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při spínání v sedmifázovém střídači s modulačním měničem napětí (SVM): simulace (vlevo) a experimentální (vpravo) výsledky s vypočítanou obálkou špičky k špičce (červená křivka) v průběhu základní periody pro $\alpha = 70^\circ$, (a) $m = 0,25$ a (b) $m = 0,5$.

4.7 Diskuse

V této kapitole je prezentována analýza zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje pro dvouúrovňové vícefázové střídače s napětím a lichým počtem fází větším než tři, s ohledem na podmínky vyváženého zatížení. Jsou popsány některé obecné kroky analýzy, ale zvláštní pozornost je kladena na pětifázové a sedmifázové střídače. Je uveden krátký přehled PWM na bázi nosných frekvencí a prostorově vektorové modulace pro výše uvedené topologie střídačů. Dále jsou složky zvlnění napětí stejnosměrného spoje vypočítány na základě odpovídajících složek proudu stejnosměrného spoje. Amplituda zvlnění napětí při přepínání byla vypočtena pro obě použité modulace jako funkce provozních podmínek: modulačního indexu, amplitudy fázového proudu a fázového úhlu výkonu. Maximální (špičková) hodnota amplitudy zvlnění napětí byla vyhodnocena jako funkce modulačního indexu pro obě zkoumané topologie střídačů, pětifázovou a sedmifázovou, s ohledem na různé fázové úhly výkonu. Bylo provedeno srovnání zvlnění napětí při přepínání stejnosměrného spoje mezi různými čísly fází. Nakonec byl navržen jednoduchý a efektivní návod pro návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu na základě maximální požadované amplitudy zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu při spínání ve vícefázových střídačích. Diskutován byl také vliv zvýšení počtu fází na dimenzování kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu.

Simulace a experimentální výsledky pro SPWM i CPWM, s ohledem na dva fázové úhly výkonu a různé hodnoty modulačního indexu, jsou uvedeny pro dvě prezentované topologie střídačů. Uvedené výsledky mají za cíl ukázat shodu mezi analyticky vypočítanou obálkou zvlnění napětí stejnosměrného spoje a naměřeným okamžitým zvlněním spínání napětí stejnosměrného spoje.

Reference

- [4.1] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, HA Toliyat a S. Williamson, „Pohony s vícefázovými indukčními motory – přehled stavu technologií“, IET Elect. Power Appl., sv. 1, č. 4, s. 489–516, červenec 2007.
- [4.2] E. Levi, „Vícefázové elektrické stroje pro aplikace s proměnnými otáčkami“, IEEE Trans. Ind. Electron., sv. 55, č. 5, s. 1893–1909, květen 2008.
- [4.3] E. Levi, „Pokroky v řízení měničů a inovativní využití dalších stupňů volnosti pro vícefázové stroje“, IEEE Trans. On Ind. Electron, sv. 63, č. 1, s. 433–448, květen 2015.
- [4.4] F. Barrero, MJ Duran, „Nedávné pokroky v návrhu, modelování a řízení vícefázových strojů – Část I,“ IEEE Trans. On Ind. Electron, sv. 63, č. 1, s. 449–458, červen 2015.
- [4.5] MJ Duran, F. Barrero, „Nedávné pokroky v návrhu, modelování a řízení vícefázových strojů – Část II,“ IEEE Trans. On Ind. Electron, sv. 63, č. 1, str. 459–468, leden 2016.
- [4.6] PSN deSilva, JE Fletcher a BW Williams, „Vývoj strategií prostorové vektorové modulace pro pětifázové střídače s napětovými zdroji“, in Proc. of IEE PEMD, Edinburgh, Spojené království, 2004, s. 650–655.
- [4.7] A. Iqbal a E. Levi, „Schémata prostorové vektorové modulace pro pětifázový napětový střídač“, in Proc. of EPE, Drážďany, Německo, 2005, článek na CD-ROM, str. P1-P.12.
- [4.8] Kelly, JW, Strangas, EG, Miller, JM, (2003), Vícefázová prostorová vektorová pulzně šířková modulace, IEEE Trans. on Energy Conversion, sv. 18, č. 2, s. 259–264.
- [4.9] D. Dujic, M. Jones, E. Levi, „Zobecněná prostorově vektorová PWM pro generování sinusového výstupního napětí s vícefázovými střídači s napětím“, Int. J. Industrial Electronics and Drives, sv. 1, č. 1, 2009.
- [4.10] D. Dujic, M. Jones, E. Levi, „Analýza efektivní hodnoty zvlnění výstupního proudu ve vícefázových pohonech s využitím prostorově-vektorového přístupu,“ IEEE Trans. Power Electron, sv. 24, č. 8, s. 1926–1938, 2009.
- [4.11] D. Dujic, M. Jones, E. Levi: Analýza efektivní hodnoty zvlnění výstupního proudu ve vícefázových pohonech s využitím polygonálního přístupu, IEEE Trans. on Power Electronics, sv. 25, č. 7, s. 1838–1849, červenec 2010.

Kapitola 4 Analýza zvlňení spínacího proudu a napětí stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích

- [4.12] D. Casadei, M. Mengoni, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, „Nová strategie PWM založená na nosiči s minimálním zvlňením výstupního proudu pro pětifázové střídače“, ve sborníku z 14. evropské konference o výkonové elektronice a aplikacích (EPE), Birmingham, Spojené království, 30. srpna – 1. září 2011, str. 1–10.
- [4.13] G. Grandi a J. Loncarski, „Vyhodnocení amplitudy zvlňení proudu v pětifázových PWM střídačích s napětím“, in Proc. of IEEE EUROCON, Záhřeb, Chorvatsko, 2013, s. 1073–1080.
- [4.14] J. Loncarski, O. Dordevic a G. Grandi, „Experimentální ověření amplitudy zvlňení proudu v pětifázových PWM VSI“, in Proc. of IEEE IECON, Vídeň, Rakousko, 2013, s. 5183–5188.
- [4.15] G. Grandi a J. Loncarski, „Analýza amplitudy zvlňení proudu mezi špičkami v sedmifázových PWM střídačích s napětím“, *Energies*, 6, ISSN 1996-1073, 2013.
DOI: 10.3390/en6094429.
- [4.16] D. Jiang a F. Wang, „Obecná metoda predikce zvlňení proudu pro vícefázový měnič zdroje napětí“, *IEEE Trans. Power Electr.*, sv. 29, s. 2643–2648, červen 2014.
- [4.17] PA Dahono, Deni, CP Akbarifutra a A. Rizqian, „Analýza vstupního zvlňení pětifázových pulzně šířkově modulovaných střídačů“, *IET Power Electr.*, sv. 3, str. 716–723, září 2010.
- [4.18] F. Locment, A. Bruyere, E. Semail, X. Kestelyn, A. Bouscayrol a JM Dubus, „Porovnání 3-, 5- a 7-nožových střídačů se zdroji napětí pro nízkonapětové aplikace“, in Proc. of IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007, s. 1–6.
- [4.19] R. Bojoi, MC Caponet, G. Grieco, M. Lazzari, A. Tenconi a F. Profumo, „Výpočet a měření proudu stejnosměrného meziobvodu v šestifázových PWM střídačích s napětím pro pohony střídavých motorů“, in Proc. of the Power Conversion Conference, 2002, str. 953–958.
- [4.20] N. Rouhaba, E. Semail a JF Duguey, „Dopad strategií PWM na efektivní hodnotu proudu stejnosměrného napětového kondenzátoru duálního třífázového pohonu“, in Proc. of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2014, str. 1–7.
- [4.21] D. Nurafiat, PA Dahono, „Analýza zvlňení vstupního proudu devítifázových PWM měničů“, in Proc. of 37th Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, 2011, s. 1378–1383.

- [4.22] PA Dahono, A. Satria a D. Nurafiat, „Analýza zvlňení stejnosměrného proudu v šestinoých dvanáctiprvkových střídačích“, in Proc. of IEEE Conf. on Power Engineering and Re-newable Energy, 2012, s. 1–6.
- [4.23] A. Muqorobin, PA Dahono a A. Purwadi, „Optimální počet fází pro vícefázové PWM střídače“, in Proc. of IEEE Conf. on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics, 2017, s. 1–6.
- [4.24] E. Levi, D. Dujic, M. Jones, G. Grandi, „Analytické stanovení limitů využití stejnosměrné sběrnice u vícefázových střídavých pohonů napájených z VSI“, IEEE Trans. on Energy Convers. sv. 2, č. 2, s. 433–443, červen 2008.
- [4.25] G. Grandi, G. Serra a A. Tani, „Modulace prostorového vektoru sedmifázového střídače se zdrojem napětí“, in Sborník z Mezinárodního symposia výkonové elektroniky, elektrických pohonů, automatizace a pohybu, Taormina, IT, 23.–26. května 2006, str. 1149–1156.
- [4.26] D. Dujic, E. Levi, M. Jones, G. Grandi, G. Serra a A. Tani, „Techniky kontinuální PWM pro generování sinusového napětí se sedmifázovými inventory napětí“, in Proc. of the Power Electronics Specialists Conference, Orlando FL, USA, 17.–21. června 2007, s. 47–52.
- [4.27] D. Casadei, D. Dujic, E. Levi, G. Serra, A. Tani a L. Zarri, „Obecná modulační strategie pro sedmifázové střídače s nezávislým řízením více napěťových prostorových vektorů“, IEEE Trans. Ind. Electron., sv. 55, č. 5, s. 1921–1932, květen 2008.

Autorské práce

- [4.28] M. Vujacic, M. Hammami, O. Dordevic a G. Grandi, „Vyhodnocení zvlňení napětí stejnosměrného meziobvodu v pětifázových PWM střídačích“, in Proc. IEE Conf. on Power Electronics, Machines, and Drives, PEMD, 2018.
- [4.29] M. Vujacic, O. Dordevic a G. Grandi, „Vyhodnocení zvlňení napětí stejnosměrného meziobvodu v sedmifázových PWM střídačích“, ve sborníku IEEE Intelec, 2018.

Kapitola 5

Analýza zvlnění nízkofrekvenčního napětí stejnosměrného spoje v třífázových a vícefázových střídačích s nevyváženou zátěží

5.1 Obecné aspekty nevyváženosti napětí a proudu

Jakákoli odchylka průběhů napětí a proudu od symetrického sinusového uspořádání, ať už z hlediska velikosti, fázového úhlu nebo obojího, je považována za nevyváženost. V literatuře se k popisu nevyvážených stavů používá také termín „asymetrický“. V závislosti na odchylce se nevyváženost projevuje jako nevyváženost napětí, proudu nebo současná nevyváženost napětí a proudu. Většina studií a norem prezentovaných v literatuře se zabývá nevyvážeností napětí, která vzniká v důsledku nesymetrického napájení mezi fázemi, nesymetrických parametrů vedení mezi fázemi nebo nevyvážených zátěží. Komplexní přehled příčin nevyváženosti napětí a výsledných vlivů na energetickou soustavu a zařízení, jako jsou asynchronní motory, měniče výkonu a pohony, je uveden v [5.1].

Nevyváženost proudu a s ní spojená nevyváženost výkonu se objevují v důsledku nevyvážených velikostí fázových napětí, úhlového posunu mezi fázovými napětími nebo vnitřních impedancí motoru. Nevyváženost impedance v motoru mohla být způsobena nevyváženým ohřevem statoru [5.2]. Nevyváženost motoru může být také způsobena výrobními problémy, jako je nerovnoměrný počet závitů ve vinutích, špatně vyrovnaný rotor nebo asymetrický stator. Někdy se pro zkrácení doby a snížení nákladů na opravu vadná vinutí opravují izolací vadného závitu, čímž se snižuje impedance opravené fáze. Extrémními příklady nevyváženosti proudu jsou poruchy. Poruchy obvykle způsobují dočasnou nevyváženost proudu. Pokud však nejsou včas opraveny, mohou tyto stavy způsobit nestabilitu systému [5.3].

Většina norem pro kvalitu elektrické energie se vztahuje k napájecímu (síťovému) napětí, a proto doporučují limity pro maximální nevyváženost napětí. Nevyváženost napětí je nejčastěji definována jako poměr záporné složky napětí k kladné složce napětí. Americký národní institut pro normalizaci (norma ANSI C84.1-1995 [5.4]) a evropské distribuční sítě (IEC 60038 [5.5]) doporučují limity pro maximální nevyváženost napětí elektrické napájecí soustavy 3 %, respektive 2 %, při měření na elektroměru za podmínek bez zátěže. NE-

Norma MA MG1-1993 „Motory a generátory“ doporučuje, aby u nevyváženosti napětí větší než 1 % byly střídavé motory sníženy příslušným faktorem. Normy IEC také omezují povolenou nevyváženost napětí u střídavých motorů na 1 % a vyžadují snížení výkonu strojů, pokud je nevyváženost větší [5.6]. Další definice nevyváženosti napětí/proudu budou uvedeny v následující části.

Ačkoli byla napěťová nevyváženost v literatuře více studována, v této práci je proudová nevyváženost zajímavější. Konkrétně v této kapitole je uvažovaná konfigurace dvouúrovňového n-fázového střídače napájejícího hvězdově zapojenou n-fázovou zátěž. Připojená zátěž je standardní vícefázový střídavý motor, který v praxi vykazuje určitý stupeň nevyváženosti, řádově v řádu několika procent. Příkladem takové malé nevyváženosti u střídavého motoru je spojovací odpor motoru, který se liší až o 2 % ve srovnání s průměrem. V důsledku výskytu nevyváženosti, v závislosti na výkonu zátěže a procentu nevyváženosti, dochází k okamžitému kmitání výkonu (na dvojnásobné základní frekvenci) a je ovlivněn kondenzátor stejnosměrného spoje. To se projevuje nízkofrekvenčním zvlněním proudu a napětí na straně střídače stejnosměrného spoje. Proto hraje roli při správném dimenzování kondenzátoru stejnosměrného spoje nejen složka zvlnění při spínání, ale i složka dvojnásobné základní frekvence.

Účelem této kapitoly je studovat a vypočítat amplitudu nízkofrekvenčních složek zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje ve dvoustupňových vícefázových střídačích za podmínek mírné nevyváženého zatížení. Z tohoto důvodu byly stručně shrnuty Fortescueovy a prostorové vektorové transformace, které se běžně používají pro analýzu vícefázových systémů. Na základě amplitudy složky zvlnění napětí s dvojitou základní složkou je navržen jednoduchý návod pro návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje. Jako jednodušší, ale nejvíce využívaný případ je nejprve zkoumán třífázový střídač. Dále je uvedeno rozšíření analýzy na vícefázové střídače. Numerické simulace a experimentální testy byly provedeny pro třífázové, pětifázové a sedmifázové střídače. V poslední části je uvedena stručná diskuse o prezentovaných výsledcích.

5.2 Třífázové střídače s nevyváženým zatížením

Tato část představuje pozadí transformací vyvinutých pro třífázové systémy, se zvláštním zaměřením na Fortescueovy a prostorové vektorové transformace. Jsou prezentovány různé metody pro výpočet složek proudové sekvence a také pro odhad úrovně proudové nevyváženosti. Dále jsou použity použité metody a amplituda nízkofrekvenční složky zvlnění napětí je vypočítána na základě odpovídající složky proudu stejnosměrného spoje. Nakonec je navržen návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje s ohledem na omezení týkající se nízkofrekvenčního zvlnění napětí. Byly provedeny numerické simulace pro ověření analytického vývoje. Teoretické i numerické výsledky byly nakonec potvrzeny experimentálními testy.

5.2.1 Základní definice a transformace pro trojfázové systémy

V následujícím textu je uvažován dvouúrovňový třífázový střídač napájející pasivní a/nebo motorickou zátěž zapojený do hvězdy. Konfigurace analyzované topologie je znázorněna na obr. 3.6, kapitola 3. Předpokládá se, že x_k jsou reálné veličiny, vztažené k třífázovému systému ($k = 1, 2, 3$) se sinusovými průběhy a stejnou frekvencí, vyjádřené jako:

$$x_k(t) = \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_k) \quad k = 1, 2, 3. \quad (5.1)$$

Pak lze tři fázory X_k zavést jako

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

podle

$$x_k(t) = \sqrt{2} X_k \cos(\omega t + \varphi_k), \quad (5.3)$$

kde X_k je efektivní hodnota $x_k(t)$ a $\varphi_k = \omega t$, kde $\omega = 2\pi/T$ je základní úhlová frekvence a T je základní perioda.

Aplikací Fortescueovy transformace [5.7] na (5.2) a zavedením konceptu složky kladné a záporné posloupnosti se pro třífázový systém získají tři symetrické složky posloupnosti:

$$\bar{X} = \bar{X}_s + \bar{X}_n + \bar{X}_p. \quad (5.4)$$

Lze je definovat jako [5.8]:

$$\bar{X}_s = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \bar{X}, \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad (5.5)$$

$$\text{bylost } a = e^{j\frac{2\pi}{3}}.$$

Inverzní transformace je dána vztahem

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \bar{X}_s, \quad k = 1, 2, 3. \quad (5.6)$$

Fázorové složky lze nakonec získat z předchozích transformací (5.5) a (5.6) v maticové formě takto:

$$\bar{X}_3 = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \omega & \omega^2 \\ 1 & \omega^2 & \omega \end{pmatrix} \quad (5,7)$$

$$\bar{X}_S = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \omega & \omega^2 \\ 1 & \omega^2 & \omega \end{pmatrix} \quad (5,8)$$

Lze poznamenat, že jediný rozdíl mezi přímou a inverzní transformací spočívá v jejich exponentech s opačným znaménkem a v koeficientu škálování. Součin jejich normalizačních faktorů musí být 1/3.

Další transformací, kterou lze aplikovat na reálné veličiny vyjádřené rovnicí (5.1), je prostorová vektorová transformace. Formálně je podobná Fortescueově symetrické komponentní transformaci, ale aplikuje se na okamžité fázové veličiny místo fázorů, což dává širší obecnost.

Bylo prokázáno, že v třífázovém systému stačí uvažovat pouze jeden prostorový vektor ($\bar{x}_1$) a unikátní nulová složka (x_0). Transformace prostoru vektorů je obvykle definováno jako:

$$\bar{x}_0 = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 x_k \quad (5,9)$$

$$\bar{x}_1 = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^3 x_k \quad (5,10)$$

Pokud uvažujeme sinusové průběhy se stejnou frekvencí, jak je tomu v případě (5.1), lze vztáhnout k sobě dvě dříve diskutované transformace – symetrickou posloupnost a prostorovou vektorovou transformaci. Pro znázornění vztahu mezi nimi lze veličiny dané (5.1) přepsat do následujícího tvaru [5.8]:

$$x_k = \frac{\sqrt{2}}{3} \left(\bar{x}_1 e^{j\omega t} + \bar{x}_2 e^{-j\omega t} \right), k = 1, 2, 3. \quad (5,11)$$

Aplikací transformací prostorových vektorů (5.9) a (5.10) na (5.11) a s přihlédnutím k definici symetrických posloupností dané (5.5) dostaneme:

$$x_{00} = \text{Re} \{ \sqrt{2} \bar{x}_1 e^{j\omega t} \} \quad (5,12)$$

$$\bar{x}_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} \left(x_1 e^{j\omega t} + x_2 e^{-j\omega t} \right) \quad (5,13)$$

Rovnice (5.13) ukazuje, že prostorový vektor $\bar{x}$ lze rozložit na dva protiběžné vektory, přímý a inverzní, s konstantní velikostí a opačnou úhlovou rychlostí $\pm\omega$. Přímý nebo proti směru hodinových ručiček rotující existuje pouze v $X+1$, zatímco inverzní...
 verš nebo otáčení ve směru a^{jt} existují pouze v $\bar{X}^* 1$. Velikost rotujících vektorů je hodinových ručiček rovné $\sqrt{2}$ velikosti kladných a záporných symetrických složek stejné sekvenční.

Všimněte si, že předchozí definice jsou obecné a lze je použít pro jakoukoli sadu fyzikálních proměnné třífázového systému, tj. fázová napětí, fázové proudy atd.

5.2.2 Analýza zvlnění nízkofrekvenčního proudu a napětí

Pokud jde o třífázové střídače a definici prostorového vektoru danou rovnicí (5.10), Okamžitý výkon lze také zapsat pomocí složek prostorového vektoru jako

$$p_{\text{v}} = \frac{3}{2} \bar{v}_{11} \bar{i}_{11}^* \quad (5.14)$$

Lze poznamenat, že pouze složky napětí a proudu stejné posloupnosti vzájemně interagují a podílejí se na okamžitém výkonu [5.8].

Protože se předpokládá, že výstupní napětí střídače je sinusové a symetrické, je přítomna pouze stejnosměrná rotační složka prostorového vektoru napětí. S odkazem na (5.13) to lze vyjádřit jako:

$$\bar{v} = \sqrt{2} \bar{v}_{11} e^{j\omega t} \quad (5.15)$$

Aplikací (5.13) na fázový proud dostaneme

$$\bar{i} = \sqrt{2} \bar{i}_{11} e^{j\omega t} \quad (5.16)$$

Zavedením (5.15) a (5.16) do (5.14) se okamžitý výkon stává

$$p_{\text{v}} = \frac{3}{2} \bar{v}_{11} \bar{i}_{11}^* e^{j\omega t} e^{-j\omega t} = \frac{3}{2} \bar{v}_{11} \bar{i}_{11}^* \quad (5.17)$$

Lze poznamenat, že činný výkon vztažený k první složce sousledné složky představuje průměrnou hodnotu okamžitého výkonu vztaženého k odpovídajícímu (prvnímu) prostorovému vektoru. Dále je ukázáno, že první složka záporné složky proudu přispívá k oscilaci okamžitého výkonu.

Vezmeme-li v úvahu rovnováhu vstupního/výstupního výkonu během spínací periody T_{sw} ,

$$\bar{v}_{\text{D}} \bar{i}_{\text{D}}^* = \bar{v}_{\text{D}} \bar{i}_{\text{D}}^* \quad (5.18)$$

a bytí

$$V_{+1} = \frac{mV_{DC}}{\sqrt{2}}, \quad (5.19)$$

Průměrovanou složku vstupního proudu lze vyjádřit jako

$$\bar{i}_a = \frac{3}{\sqrt{2}} mI_{dc} \cos 2\omega t \quad (5.20)$$

Stejnoseměrnou a nízkofrekvenční složku vstupního proudu lze snadno získat z (5.20) jako:

$$\bar{i}_a = \frac{3}{\sqrt{2}} mI_{dc} \cos 2\omega t \quad (5.21)$$

$$\tilde{i}_a = \frac{3}{\sqrt{2}} mI_{dc} \cos 2\omega t \quad (5.22)$$

Na základě (5.22) se amplituda (nebo vrcholová hodnota) nízkofrekvenční vstupní složky proudu vypočítá jako:

$$\tilde{I}_a = \frac{3}{\sqrt{2}} mI_{dc} \quad (5.23)$$

Nízkofrekvenční složka napětí stejnosměrného meziobvodu lze určit na základě odpovídající složky proudu $\tilde{i}_a$ (5.22) a zohledněním ekvivalentní impedance stejnosměrného meziobvodu Z_{2f} . Dolní index $2f$ zdůrazňuje, že frekvence, při které se impedance vypočítává, je dvojnásobná základní frekvence (tj. 100 Hz).

Získá se následující rovnice pro nízkofrekvenční složku zvlnění napětí:

$$\tilde{v} = \frac{3}{\sqrt{2}} mI_{dc} \cos 2\omega t \quad (5.24)$$

Zavedením (5.23) do (5.24) získáme amplitudu $\tilde{v}$ dáno vztahem:

$$\tilde{v} = \tilde{I}_a Z_{2f} \quad (5.25)$$

5.2.3 Posouzení složek aktuální sekvence

V následujícím textu jsou reálné veličiny, které jsou zajímavé v souvislosti s trojfázovým systémem, fázové proudy $i_k(t)$, $k = 1$ až 3 . Jak bylo ukázáno dříve, proudová sekvence se skládá...

Proudové složky lze vypočítat pomocí známé Fortescueovy transformace. Proto jsou podle (5.7) sousledné a záporné složky proudu dány vztahem:

$$\bar{J}_{a1+} = \frac{1}{3} (\bar{I}_{123} + \bar{J}_a) \quad (5.26)$$

$$\bar{J}_{a1-} = \frac{1}{3} (\bar{J}_{a123} + \bar{J}_a) \quad (5.27)$$

kde $\bar{J}_a = \sqrt{\frac{2}{3}}$ následující analýze, u třívodičového třífázového systému, je nulová složka rovná nule:

$$\bar{J}_{a0} = \frac{1}{3} (\bar{I}_{10} + \bar{I}_{20} + \bar{I}_{30}) \quad (5.28)$$

Výpočet složek sekvence pomocí (5.26) a (5.27) vyžaduje složité matematické operace a přesná měření okamžitého proudu, protože se jedná o velikost i úhel fázoru proudu. Proto bylo v literatuře navrženo mnoho aproximovaných vzorců, jejichž cílem je získat složky sekvence z měření efektivní hodnoty proudů a použití pouze jednoduché matematiky.

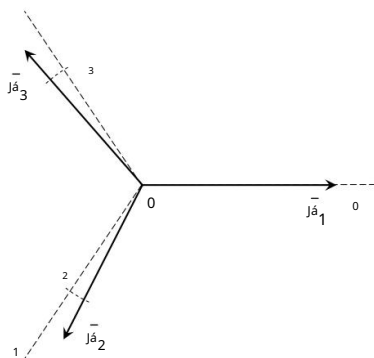
Průměr efektivních hodnot tří fázových proudů lze považovat za aproximaci složky kladné proudové sekvence, jak bude ukázáno dále, a vypočítá se jako:

$$\bar{I}_{1+ \text{ průměr}} = \frac{1}{3} (\bar{I}_{1+} + \bar{I}_{2+} + \bar{I}_{3+}) \quad (5.29)$$

Jednoduchý vzorec, který poskytuje dobrou aproximaci zpětné složky proudu a vyhýbá se použití složité algebry, je navržen v [5.9] a [5.10]. Je vyjádřen jako:

$$\bar{J}_{a1-} = \sqrt{\frac{2}{3} \left(\bar{I}_{1-}^2 + \bar{I}_{2-}^2 + \bar{I}_{3-}^2 \right)} \quad (5.30)$$

Rovnice (5.29) a (5.30) lze ověřit a dokázat zavedením malých odchylek fázorů proudu od symetrických směrů. Pro lepší pochopení výpočtů jsou na obr. 5.1 znázorněny (komplexní) fázory proudu pro „malou“ nevyváženost. Úhly α a β představují odchylky proudů (čárkované čáry) za předpokladu $\alpha = 0$.



Obr. 5.1: Fázory proudu pro „malou“ nevyváženost.

Vzhledem k předchozím předpokladům lze fázory proudu zapsat jako:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{11} &= I_1 e^{j\alpha_1}, \\ \bar{I}_{22} &= I_2 e^{j\alpha_2}, \\ \bar{I}_{33} &= I_3 e^{j\alpha_3}. \end{aligned} \quad (5.31)$$

Zavedením (5.31) do (5.26) a (5.27) získáme kladnou a zápornou posloupnost proudů. Složky nájemného se přepíše takto:

$$\bar{I}_{\alpha+} = \frac{1}{3} (I_1 e^{j\alpha_1} + I_2 e^{j\alpha_2} + I_3 e^{j\alpha_3}), \quad (5.32)$$

$$\bar{I}_{\alpha-} = \frac{1}{3} (I_1 e^{j\alpha_1} + I_2 e^{j\alpha_2} + I_3 e^{j\alpha_3}). \quad (5.33)$$

S ohledem na předpoklad nulové složky (5.28) a (5.31) musí být splněna následující rovnice:

$$I_1 e^{j\alpha_1} + I_2 e^{j\alpha_2} + I_3 e^{j\alpha_3} = 0 \quad (5.34)$$

Za předpokladu „malé“ proudové nevyváženosti lze exponenciální funkce aproximovat jako:

$$\begin{aligned} e^{j\alpha} &\approx (1 + j\alpha) \\ e^{j\beta} &\approx (1 + j\beta) \end{aligned} \quad (5.35)$$

Nahrazením (5.35) do (5.34) lze úhly α_2 a α_3 vypočítat jako:

$$I_{2+} = \frac{I_{2+} + \frac{2}{\sqrt{3}} I_{2-}}{\sqrt{3} I_{2+}} , \quad (5.36)$$

$$I_{3+} = \frac{I_{3+} + \frac{2}{\sqrt{3}} I_{3-}}{\sqrt{3} I_{3+}} . \quad (5.37)$$

Zavedením rovnic (5.36) a (5.37) do rovnic (5.32) a (5.33) dostaneme:

$$I_{1+} = \frac{1}{3} (I_{1+} + I_{2+} + I_{3+}) \sqrt{3} (I_{2+} - I_{3+}) \quad (5.38)$$

$$I_{1-} = \frac{1}{3} (I_{1-} + I_{2-} + I_{3-}) \sqrt{3} (I_{2-} - I_{3-}) \quad (5.39)$$

Modul dvou složek proudové posloupnosti (5.38) a (5.39) je:

$$I_{1+} = \frac{1}{3} (I_{1+} + I_{2+} + I_{3+}) , \quad (5.40)$$

$$I_{1-} = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{I_{1+}^2 + I_{2+}^2 + I_{3+}^2}{2} + \frac{I_{1+} I_{2+} + I_{1+} I_{3+} + I_{2+} I_{3+}}{2}} . \quad (5.41)$$

Lze poznamenat, že rovnice (5.38) odpovídá rovnici (5.30), vezmeme-li v úvahu rovnici (5.29).

V práci [5.11] byla vynaložena snaha o přesný výpočet sousledných a záporných složek trojfázového sinusového a nevyváženého systému na základě efektivních hodnot fázových napětí. Jak již bylo řečeno, výrazy jsou vyvinuty pro napětí, ale protože v této práci jsou zajímavé složky proudové sekvence, rovnice jsou místo toho aplikovány na fázové proudy a jsou uvedeny dále.

Konkrétně, kladná a záporná složka proudové sekvence je vyjádřena jako [5.11]:

$$I_{1+} = \sqrt{\frac{A_m^2 + \frac{4A_s^2}{3}}{2}} , \quad (5.42)$$

$$I_{1-} = \sqrt{\frac{A_m^2 - \frac{4A_s^2}{3}}{2}} , \quad (5.43)$$

kde

$$A_m^2 = \frac{\prod_{i=1}^n I_i^2}{3}, \quad (5,44)$$

$$A_{sp}^2 = \sqrt{\prod_{i=1}^n I_i^2}, \quad (5,45)$$

$$_{str.} = \frac{\prod_{i=1}^n I_i}{2}. \quad (5,46)$$

Bylo potvrzeno, že přesné a aproximační vzorce se velmi dobře shodují pro nevyváženost až do 5 %. Použitím aproximačního vzorce se zcela vyhneme komplexní algebře, a proto se jedná o preferovaný způsob výpočtu složek proudové sekvence. Nicméně, když se nevyváženost zvětší, aproximační vzorce se odchylují od skutečných hodnot a nelze je použít pro přesné výpočty.

5.2.4 Definice aktuální úrovně nevyváženosti

Výpočty složek sekvence napětí/proud lze použít k definování úrovně nevyváženosti, v literatuře známé také jako „faktor nevyváženosti“. V literatuře existují čtyři různé metody pro odhad úrovně nevyváženosti. Opět je třeba zmínit, že definice se obvykle vztahují k nevyváženosti napětí, ale totéž lze použít i pro proudy, jak bude uvedeno dále.

První metoda vyžaduje měření velikosti i úhlu fázoru proudu, a proto je nutné provádět složité matematické operace. Další tři jsou založeny na jednoduchých měřeních efektivní hodnoty fázových proudů, a proto jsou obecně upřednostňovány.

První metoda s názvem „Metoda symetrických složek“ definuje „skutečný“ činitel nevyváženosti (UF) jako poměr velikosti záporné složky proudové sekvence k velikosti kladné složky proudové sekvence [5.12]. Procentuální činitel UF se vyjadřuje jako:

$$UF (\%) = \frac{I_{a-}}{I_{a+}} \cdot 100. \quad (5,47)$$

Norma ANSI/NEMA-MG-14.34 definuje nevyváženost jako poměr maximální (špičkové) odchylky od průměrného fázového efektivního proudu k průměrnému fázovému efektivnímu proudu [5.1]. Faktor nevyváženosti se vyjadřuje jako:

$$UF (\%) = \frac{I_{a,max}}{I_{a,průměr}} \cdot 100 \quad (5,48)$$

kde $I_{a,max}$ je proud s maximální odchylkou od průměrného proudu (5.29).

Další přesný postup pro výpočet úrovně nevyváženosti pochází od CIGRE (Mezinárodní rada pro velké elektrické systémy), kde jsou vyžadovány pouze efektivní hodnoty fázových proudů. Výraz je dán vztahem [5.13]:

$$UF (\%) = \sqrt{\frac{1}{3} \frac{I_{11}^2 + I_{22}^2 + I_{33}^2}{I_{11}^2 + I_{22}^2 + I_{33}^2}} \cdot 100, \quad (5.49)$$

kde

$$I_{11}^2 = \frac{1}{3} (I_{11}^2 + I_{22}^2 + I_{33}^2) \cdot \quad (5.50)$$

Rovnici (5.49) lze použít jako další aproximaci záporné složky proudové sekvence jako:

$$I_{11} = \sqrt{\frac{1}{3} (I_{11}^2 + I_{22}^2 + I_{33}^2)} \cdot \quad (5.51)$$

Pokud je úroveň nevyváženosti až do $UF(\%) = 5-10\%$, pak oba výrazy (5.41) a (5.51) dávají pro složku záporné složky proudu stejný výsledek.

Jako čtvrtá metoda pro definování úrovně nevyváženosti je následující výraz doporučeno organizací IEEE [5.14]:

$$UF (\%) = \frac{I_{11}}{I_{\text{průměr}}} \cdot 100, \quad (5.52)$$

bylost I_{a} a I_{b} maximální a minimální hodnota mezi třífázovými proudy, respektive.

Na rozdíl od měření napětové nevyváženosti, kde všechny čtyři definice dávají prakticky stejné výsledky, je u měření proudové nevyváženosti důležitější volba definice. Je to dáno především tendencí proudové nevyváženosti být o řád větší než napětová nevyváženost a tendencí základních fázorů proudu měnit se v úhlu. Konečná volba definice proudové nevyváženosti by měla být založena na typu zátěže. Definice ANSI/NEMA je upřednostňována v případě elektronických zátěží, nicméně definice symetrických složek je upřednostňována v případě indukční nebo odporové zátěže [5.12].

5.2.5 Simulační a experimentální výsledky

Pro validaci analytických výsledků byly provedeny numerické simulace a experimentální ověření. Použita je SPWM s modulačním indexem nastaveným na 0,5 a spínací frekvencí nastavenou na 2,5 kHz. Numerické simulace byly provedeny v programu Matlab/Simulink. Pro experimentální testy byl použit stejný DSP řízený dvouúrovňový třífázový měnič, jaký je znázorněn na obr. 3.12 (kapitola 3, část 3.6). Impedance stejnosměrného zdroje byla přidána mezi externí stejnosměrný zdroj a stejnosměrný spoj a má následující parametry: $R_{dc} = 5,5 \, \Omega$ a $L_{dc} = 27 \, \text{mH}$. Kovový kondenzátor stejnosměrného spoje má hodnotu $C_{dc} = 100 \, \mu\text{F}$. Měření byla provedena s použitím dvou třífázových asynchronních motorů zapojených do hvězdy. Parametry motorů byly měřeny LCR metrem Agilent 4263B a jsou uvedeny v tabulce 5.1.

Tabulka 5.1: Parametry zatížení.

	0,5 kW 3-fázový IM	2,2 kW 3-fázový IM
R	26,8 Ω	3,16 ohmů
L	103 mH	20 mH

Hodnoty efektivních hodnot fázových proudů jsou měřeny digitálním kleštovým měřičem a naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulce 5.2 spolu s napájecími napětími stejnosměrného proudu. Jsou použity v (5.34) a (5.35) pro výpočet úhlů α a β a v (5.39) pro výpočet složky proudu zpětné složky. Získané hodnoty, shrnuté v tabulce 5.3, jsou použity v simulacích a bylo provedeno porovnání analytických, numerických a experimentálních výsledků.

Tabulka 5.2: Naměřené hodnoty proudu a stejnosměrného napájecího napětí pro dva asynchronní motory.

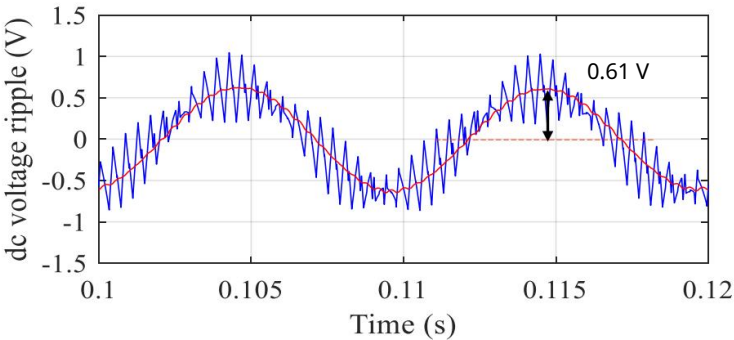
	0,5 kW třífázový IM ($\varphi=50^\circ$)	2,2 kW třífázový IM ($\varphi=60^\circ$)
V _{dc} (V)	98,8	50,2
I ₁ (A)	0,749	2.241
I ₂ (A)	0,763	2.256
I ₃ (A)	0,768	2.23

Tabulka 5.3: Vypočítané složky proudové sekvence pro dva asynchronní motory.

	0,5 kW třífázový IM ($\varphi=50^\circ$)	2,2 kW třífázový IM ($\varphi=60^\circ$)
I-1 (A)	0,011372	0,01507
I+1 (A)	0,76	2,2423
2 (rad)	0,018182	-0,00948
3 (rad)	-0,00677	-0,01063

První sada měření byla provedena s třífázovým asynchronním motorem o výkonu 0,5 kW (tabulka 5.1, levý sloupec). Simulační a experimentální výsledky jsou znázorněny na obr. 5.2. a 5.3. Obr. 5.4 znázorňuje fázové proudy naměřené třemi proudovými sondami LEM PR30 za účelem ověření hodnot RMS naměřených digitálním kleštovým měřicím přístrojem. Přesný postup měření je nezbytný, aby se při další analýze zabránilo chybným odečtům nebo klamným výsledkům. Naměřené hodnoty jsou porovnány a výsledky jsou uvedeny v tabulce 5.2.

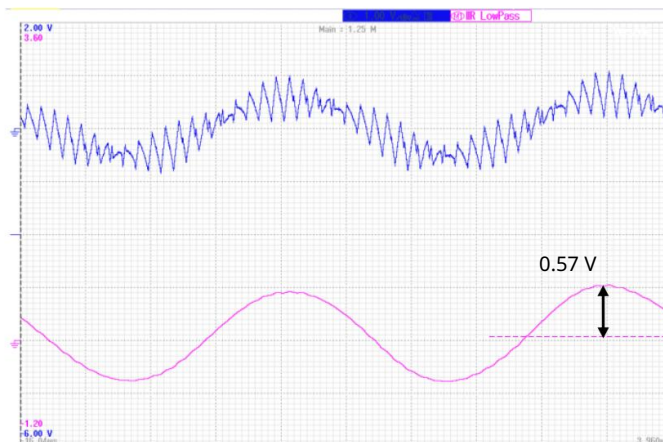
Obr. 5.2 znázorňuje okamžité napětí stejnosměrného meziobvodu s odečtenou stejnosměrnou složkou (modrá křivka) spolu s jeho průměrnou hodnotou za dobu spínání (červená křivka). Průměrná hodnota se získá pomocí filtru klouzavého průměru. Vzhledem k naměřeným (tabulka 5.2) a vypočítaným (tabulka 5.3) hodnotám parametrů odpovídá amplituda střídavé složky napětí stejnosměrného meziobvodu amplitudě vypočítané podle (5.23). Konkrétně v $\tilde{U} = 0,615 \text{ V}$ pro $m=0,5$. Činitel nevyváženosti (UF), vypočtený podle (5.45) a parametrů uvedených v tabulce 5.3, je: $UF=1,5 \%$.



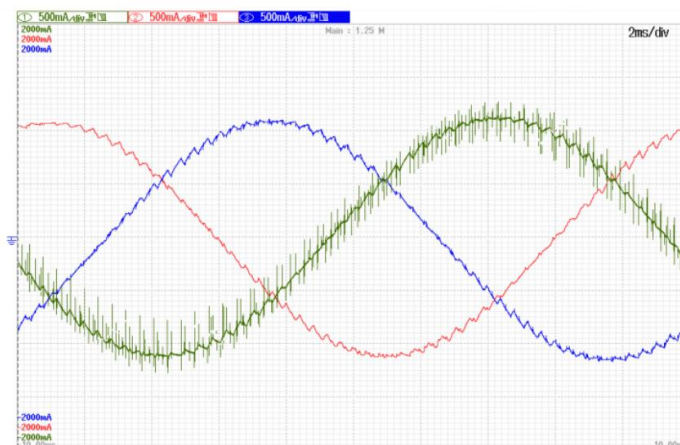
Obr. 5.2: Výsledky simulace: celkové okamžité zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu s odečtenou stejnosměrnou složkou (modrá křivka) a její průměrná hodnota v průběhu T_{sw} (červená křivka).

Experimentální výsledky jsou znázorněny na snímku obrazovky osciloskopu Yokogawa DLM 2024 na obr. 5.3. Horní (modrá) křivka představuje celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu s odečtením stejnosměrného proudu.

hodnota. To bylo provedeno pomocí funkce „ac coupling“ osciloskopu. Spodní (růžová) křivka představuje nízkofrekvenční složku zvlnění napětí stejnosměrného spoje, získanou filtrováním celkového zvlnění napětí stejnosměrného spoje pomocí vestavěného dolnoprůchodového filtru osciloskopu. Amplituda střídavé složky napětí stejnosměrného spoje je o něco nižší ve srovnání s numericky získanými výsledky. To je způsobeno malou chybou měření způsobenou neideálním měřicím zařízením.



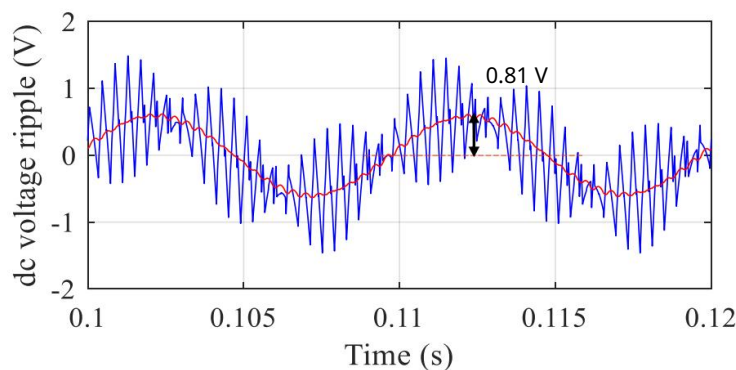
Obr. 5.3: Experimentální výsledky: celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázovém střídači (modrá křivka) a nízkofrekvenční (filtrovaná) složka zvlnění napětí (růžová křivka).



Obr. 5.4: Fázové proudy při zatížení třífázovým asynchronním motorem o výkonu 0,5 kW.

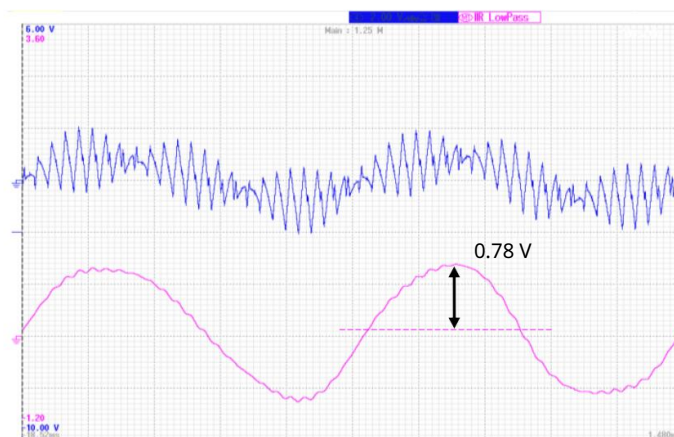
Druhá sada měření byla provedena s třífázovým asynchronním motorem o výkonu 2,2 kW (tabulka 5.1, pravý sloupec). Simulační a experimentální výsledky jsou znázorněny na obr. 5.5 a 5.6. Průběhy naměřených výstupních proudů jsou znázorněny na obr. 5.7. Bylo použito stejné měřicí zařízení jako v předchozím případě.

Obr. 5.5 znázorňuje okamžité napětí stejnosměrného meziobvodu s odečtenou stejnosměrnou složkou (modrá křivka) spolu s jeho průměrnou hodnotou za dobu spínání (červená křivka). S ohledem na naměřené (tabulka 5.2) a vypočítané (tabulka 5.3) hodnoty parametrů odpovídá amplituda střídavé složky napětí stejnosměrného meziobvodu amplitudě vypočítané podle (5.39). Konkrétně $v = 0,81$ V pro $m = 0,5$. Faktor nevyváženosti (UF), vypočítaný podle (5.45) a parametrů uvedených v tabulce 5.3, je: $UF = 0,68$ %.

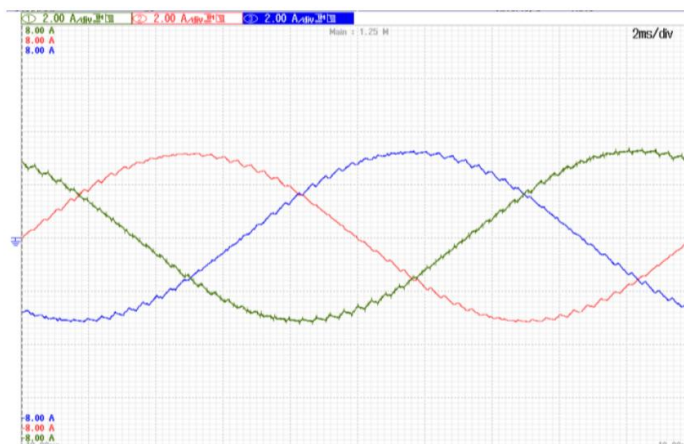


Obr. 5.5: Výsledky simulace: celkové okamžité zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu s odečtenou stejnosměrnou složkou (modrá křivka) a její průměrná hodnota v průběhu T_{sw} (červená křivka).

Experimentální výsledky byly získány stejným způsobem jako u první sady měření. Výsledky jsou znázorněny na obr. 5.6. Pro všechny uvažované případy byla dosažena dobrá shoda mezi experimentálními, numerickými a analytickými výsledky, což potvrzuje platnost teoretického vývoje.



Obr. 5.6: Experimentální výsledky: celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu v třífázovém střídači (modrá křivka) a nízkofrekvenční (filtrovaná) složka zvlnění napětí (růžová křivka).



Obr. 5.7: Výstupní proudy při zátěži třífázového asynchronního motoru o výkonu 2,2 kW.

5.3 Vícefázové střídače s nevyváženým zatížením

Analýza uvedená v předchozí části pro třífázový systém byla rozšířena pro obecný n -fázový systém s lichým počtem fází. Konfigurace analyzované topologie střídače je znázorněna na obr. 4.1, kapitola 4. Nejprve jsou stručně shrnuty dvě transformace pro vícefázové systémy a jsou vypočítány amplitudy nízkofrekvenčních složek proudu a zvlnění napětí. Simulace a experimentální výsledky jsou uvedeny pro pětifázové a sedmifázové střídače. Konstrukce kondenzátoru stejnosměrného spoje byla navržena na základě požadavků týkajících se složky zvlnění napětí s dvojitou základní složkou. Po analýze následuje obecný závěr.

5.3.1 Rozšířené transformace pro vícefázové systémy

Předpokládejme, že x_k jsou reálné veličiny vztažené k n -fázovému systému ($k = 1$ až n) s sinusové průběhy a stejnou frekvencí. Poté se zavede n fázorů $\bar{X}_k$ jako

$$\bar{X}_k = \frac{x_k}{\sqrt{2}} e^{j\omega t}, \quad (k = 1, \dots, n), \quad (5.53)$$

podle

$$x_k(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \bar{X}_k e^{j\omega t} \right\} \quad (5.54)$$

kde X_k je efektivní hodnota $x_k(t)$ za základní periodu $T=2\pi f$.

Pokud se na (5.53) aplikuje přímá Fortescueova transformace, n symetrických se-získají se složky sekvence:

$$\bar{x}_s = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, \quad 0, 1, \dots, r, \quad (5,55)$$

kde $r = (n-1)/2$ (pro liché n) a přímá transformace definovaná jako [5.8]:

$$\bar{x}_h = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_k e^{j(hk-1)} \quad (hk-1), \quad h = 0, 1, \dots, r \quad (5,56)$$

$$\text{kde } n = e^{j\frac{2\pi}{n}}.$$

Inverzní transformace je dána vztahem:

$$\bar{x}_k = \sum_{h=0}^r \bar{x}_h e^{jkh} \quad (1), \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad (5,57)$$

Předchozí transformace lze přepsat v kompaktní maticové formě takto

$$\bar{x}_s = \bar{S}^{-1} \bar{x}_h, \quad (5,58)$$

$$\bar{x}_h = \bar{S} \bar{x}_s, \quad (5,59)$$

kde,

$$\bar{S}^{-1} = \frac{1}{n} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j2\pi/n} & e^{j4\pi/n} & \dots & e^{j2\pi(n-1)/n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi(n-1)/n} & e^{j4\pi(n-1)/n} & \dots & e^{j2\pi(n-1)^2/n} \end{bmatrix}, \quad (5,60)$$

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j2\pi/n} & e^{j4\pi/n} & \dots & e^{j2\pi(n-1)/n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi(n-1)/n} & e^{j4\pi(n-1)/n} & \dots & e^{j2\pi(n-1)^2/n} \end{bmatrix}. \quad (5,61)$$

Další transformací nejčastěji používanou pro analýzu vícefázových systémů, a to díky širší obecnosti ve srovnání s Fortescueovou, je prostorově-vektorová transformace. Pro n -fázový systém lze prostorovou vektorovou transformaci a inverzní transformaci definovat jako [5.8]:

$$x_0 = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_k \quad (5,62)$$

$$\bar{x}_{hk} = \frac{2}{n} \sum_{k=1}^n (-1)^{k-1} x_k, \quad k = 1, 2, \dots, r \quad (5,63)$$

$$x_{kh} = \sum_{k=1}^r \bar{x}_k (-1)^{k-1}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (5,64)$$

Abychom ukázali vztah mezi dvěma dříve zkoumanými transformacemi, symetrickou posloupností a prostorově vektorovou transformací, pro n sinusových průběhů se stejnou frekvencí, přepíšeme veličiny dané rovnicí (5.54) do následujícího tvaru [5.8]:

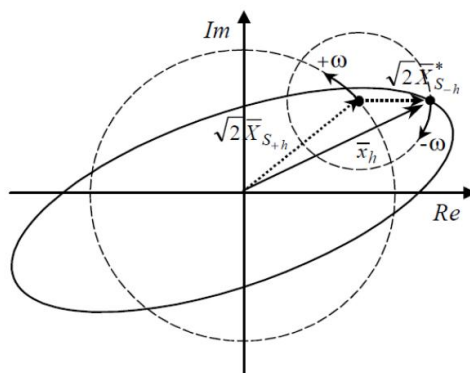
$$x_k = \frac{\sqrt{2}}{n} \left(\bar{x}_k e^{j\omega t} + \bar{x}_k^* e^{-j\omega t} \right), \quad k = 1, 2, 3, \dots, n. \quad (5,65)$$

Aplikací (5.62) a (5.63) na (5.65) a s přihlédnutím k (5.56) dostaneme

$$x_{00} = \operatorname{Re} \sqrt{2} \bar{x}_a \quad (5,66)$$

$$\bar{x}_e = \sqrt{x} e^{j\omega t} + \sqrt{x} e^{-j\omega t} + \sqrt{2} \bar{x}_{eh} e^{j\omega t}, \quad h = 1, 2, \dots, r \quad (5,67)$$

Rovnice (5.67) je znázorněna na obr. 5.8. Je ukázáno, že každý prostorový vektor složený z x lze rozložit na dva protiběžné vektory, přímý a inverzní, rovnající se velikosti 2 velikosti kladné a záporné symetrické složky stejné posloupnosti a s opačnou úhlovou rychlostí $\pm\omega$.



Obr. 5.8: Rozklad prostorových vektorů v protiběžných komponentách [5.8].

5.3.2 Analýza zvlnění nízkofrekvenčního proudu a napětí

S odkazem na n-fázové střídače a definici prostorového vektoru danou vztahem (5.63) platí Okamžitý výkon lze vyjádřit pomocí složek prostorového vektoru jako [5.8]:

$$p_{\text{inst}} = \sum_{h=1}^r \bar{v}_h i_{00} + \frac{n}{2} \sum_{h=1}^r \bar{v}_h i_{hh} \quad (5,68)$$

Je možné si všimnout, že interagují pouze proudové a napěťové složky stejné posloupnosti. Okamžitý výkon lze tedy zapsat jako součet příspěvků každé z nich. sekvence jako:

$$p_{\text{inst}} = \sum_{h=0}^r \bar{v}_h i_{hh} \quad (5,69)$$

bylost

$$p_{\text{inst}} = \sum_{h=0}^r \bar{v}_h i_{hh} \quad (5,70)$$

$$v_{hh} = \frac{n}{2} \bar{v}_h i_{hh}, \quad h=1, 2, \dots, r. \quad (5,71)$$

V uvažovaném případě sinusových a symetrických fázových napětí je přítomna pouze stejnosměrná rotující složka prostorového vektoru napětí, která je co do velikosti rovna 2 velikosti kladné symetrické složky první posloupnosti. S odkazem na (5.67) to lze vyjádřit jako:

$$\bar{v} = \sqrt{2} \bar{v}_{11} e^{j\omega t} \quad (5,72)$$

Aplikací (5.67) na fázový proud dostaneme

$$\bar{v} + h \sqrt{2} \bar{v}_{11} e^{j\omega t} = \sqrt{2} \bar{v}_{11} e^{j\omega t} \quad (5,73)$$

Vzhledem k interakci mezi složkami proudu a napětí stejné posloupnosti a kvůli existenci pouze první kladné složky napěťové posloupnosti je složka proudu, která přispívá k okamžitému výkonu, zároveň složkou první posloupnosti. Zavedením (5.72) a (5.73) do (5.68) dostaneme okamžitý výkon...

přichází

$$= \sum_{h=1}^r \bar{v}_h i_{hh} \cos 2\omega t + \dots \quad (5,74)$$

Vzhledem k bilanci vstupního/výstupního výkonu dle (5.18) a s přihlédnutím k (5.19) lze průměrnou složku vstupního proudu vyjádřit jako

$$\bar{I}_{js} = \frac{n}{\sqrt{2}} mI_1 \cos \varphi_1 + \frac{1}{2} mI_1 \cos 2(\omega t - \varphi_1) \quad (5,75)$$

Stejnoseměrnou a nízkofrekvenční složku proudu lze snadno získat z (5.75):

$$I_{js} = \frac{n}{\sqrt{2}} mI_1 \cos \varphi_1 \quad (5,76)$$

$$\tilde{I}_{js} = \frac{n}{\sqrt{2}} mI_1 \cos 2(\omega t - \varphi_1) \quad (5,77)$$

Na základě (5.77) a zavedením faktoru nevyváženosti (UF) definovaného v (5.47, zesilovač-Charakteristiku nízkofrekvenční složky proudu stejnosměrného meziobvodu lze vyjádřit jako:

$$\tilde{I}_{js} = nI_1 + m \cdot p_k^2 \frac{UF I_1}{\sqrt{2}} \quad (5,78)$$

Z rovnice (5.78) je patrné, že amplituda se zvyšuje se zvyšujícím se počtem fází a pokud se předpokládá stejný výstupní proud. Pro spravedlivé srovnání topologií střídačů s různým počtem fází by však měl být uvažován stejný zdánlivý výstupní výkon. Za těchto okolností je amplituda zvlnění stejnosměrného proudu dvojitého základního prvku ovlivněna pouze faktorem nevyváženosti.

Nízkofrekvenční složku zvlnění napětí lze vypočítat na základě (5.77)

a uvažováním ekvivalentní impedance stejnosměrného meziobvodu Z_{2f} jako:

$$\tilde{V}_{Z_{2f}} = \frac{n}{\sqrt{2}} 2(mI_1 \cos \varphi_1 + \frac{1}{2} mI_1 \cos 2(\omega t - \varphi_1)) \quad (5,79)$$

Amplitudu neboli vrcholovou hodnotu V lze nakonec vyjádřit jako funkci nevyrovnávacího faktoru jako:

$$\tilde{V}_{n1m} = p_k \frac{UF}{\sqrt{2}} \quad (5,80)$$

Všimněte si, že rovnice (5.75) - (5.80) jsou prakticky stejné jako rovnice (5.20) - (5.25) získané pro třífázový případ. Jediný rozdíl je koeficient n (počet fází). Výraz (5.80) je kompaktní, nicméně ve srovnání s třífázovým případem je posouzení složek proudové sekvence u vícefázových systémů složitější. V následující podkapitole jsou uvedeny některé metody pro výpočet složky zpětné složky, která je zajímavá pro výpočet konečného zvlnění nízkofrekvenčního napětí.

5.3.3 Posouzení složek aktuální sekvence

Výše bylo ukázáno, že složky proudové sekvence lze vypočítat aplikací známé Fortescueovy transformace s využitím rovnic (5.58) a (5.60). Nevýhodou použití takové metody jsou složité matematické operace a přesná okamžitá měření amplitud proudu a fázových úhlů.

Obecně platí, že každá fáze vícefázového systému může vykazovat jinou impedanci na každé složce proudu. Proto při znalosti impedance zátěže lze sekvenci impedanci určit také ze složek obvodu sekvence ZS jako: $\bar{V}_S$ napětíové sekvence a proudu VS a z ekvivalentní impedance každého

$$\bar{V}_S = \bar{Z}_S \bar{I}_S, \quad (5,81)$$

Použití (5.57) vede k

$$\bar{V}_S = \bar{Z}_S \bar{I}_S, \quad (5,82)$$

bytí $\bar{Z}_S = \bar{Z}_S^{-1}$.

Složky proudové sekvence lze nakonec vypočítat jako:

$$\bar{I}_S = \bar{Z}_S^{-1} \bar{V}_S. \quad (5,83)$$

Nicméně analytický výpočet komplexní matice je $\bar{Z}_S^{-1}$ je těžkopádný. efektivní způsob, jak vypočítat složky proudu I sekvence, pokud známe impedance zátěže a aplikujeme (5.58), výpočet fázorů proudu pomocí Millmanovy rovnice.

Pokud se uvažuje n-fázový systém se symetrickou hvězdicovou strukturou zátěže, lze předpokládat, že impedance zátěže Z_k ($k=1,2,...,n$) končí ve společném bodě 0. Millmanova věta říká, že úbytek napětí nebo rozdíl potenciálů mezi libovolným bodem v síti (tj. '0') a bodem 0 se rovná [5.15]:

$$\bar{V}_{00} = \frac{\sum_{k=1}^n \bar{V}_{k0} \bar{Y}_k}{\sum_{k=1}^n \bar{Y}_k}, \quad (5,84)$$

kde V_k je úbytek napětí mezi svorkou k a bodem 0 a admittance $\bar{Y}_k = 1/\bar{Z}_k$ je odpovídající k-té impedanci. Jak je vidět, všechny veličiny jsou

komplexní čísla. Fázorové proudy lze dále snadno vypočítat z následujících rovnic:

$$\bar{I}_{kVY} = \begin{pmatrix} \bar{I}_k & \bar{I}'_{k0} \end{pmatrix}^T. \quad (5,85)$$

5.3.4 Simulační a experimentální výsledky

Za účelem ověření analytického vývoje pro vícefázové střídače s lichým počtem fází, které dodávají mírně nevyváženou zátěž, byly provedeny komplexní numerické simulace a experimentální testy. Testy byly provedeny pro dvoustupňové pětifázové a sedmifázové střídače. Použita je SPWM s modulačním indexem 0,25 a 0,5.

Spínací frekvence byla nastavena na 2 kHz. Výsledky simulací byly získány pomocí Matlabu/Simulinku a všechny parametry byly upraveny na odpovídající hodnoty použité v experimentech. Pro experimentální testy bylo použito stejné uspořádání, jaké je znázorněno na Obr. 4.16 (kapitola 4, část 4.6). Dva fázové úhly výkonu ($\alpha = 20^\circ$ a $\alpha = 70^\circ$) jsou uspořádány s použitím pasivní zátěže RL. Parametry zátěže jsou shrnuty v tabulce 4.3. Byla zavedena nevyváženost.

přidáním rezistoru $R_0 = 4,5 \, \Omega$ do jedné z fází. Celková kapacita stejnosměrného meziobvodu je $209 \, \mu\text{F}$, $0,03 \, \Omega$ (ESR).

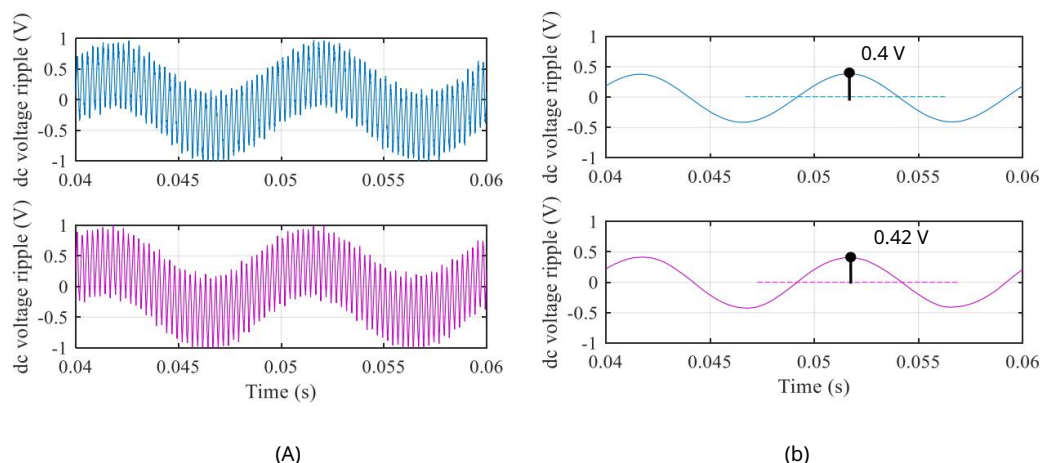
5.3.4.1 Pětifázový

V případě pětifázového střídače napájejícího pětifázovou zátěž RL bylo měřeno zvlnění napětí stejnosměrného spoje na kondenzátoru stejnosměrného spoje. Byla použita diferenciální sonda Tektronix P5205A, 100 MHz, pro vysoké napětí. Pro ověření amplitudy nízkofrekvenční složky zvlnění napětí bylo celkové napětí stejnosměrného spoje filtrováno aplikací filtru s klouzavým průměrem v následném zpracování experimentálních dat. Numerické simulace (růžové křivky) a experimentální výsledky (modré křivky) jsou znázorněny na obr. 5.9-5.12, které znázorňují celkové zvlnění napětí stejnosměrného spoje a jeho dvojité základní (filtrovanou) složku. Jsou uvažovány dvě hodnoty modulačního indexu ($m=0,25$ a $m=0,5$) a dva výstupní fázové úhly ($\alpha = 20^\circ$ a $\alpha = 70^\circ$).

Hodnoty efektivních hodnot (RMS) fázových proudů a vypočítané úhly β_k , $k=1,2, \dots, n$, které představují odchylky proudů od symetrických směrů, jsou uvedeny v tabulkách 5.4-5.7 pro odpovídající provozní podmínky. Složky proudové sekvence byly vypočítány pomocí Fortescueovy transformace. Za tímto účelem byl vytvořen skript v Matlabu. Tento skript generuje všechny složky proudové sekvence, jejich efektivní hodnoty a úhly a amplitudu nízkofrekvenční složky zvlnění napětí. Nakonec je vypočítán faktor nevyváženosti. Zajímavé parametry a analyticky vypočítané amplitudy nízkofrekvenční složky zvlnění napětí v různých provozních podmínkách jsou shrnuty v tabulce 5.8 spolu s odpovídajícími simulacemi a experimentálními výsledky. Jsou uvedeny pouze první složky proudové sekvence (+ a -), protože byly pro výpočty zajímavé.

Kapitola 5

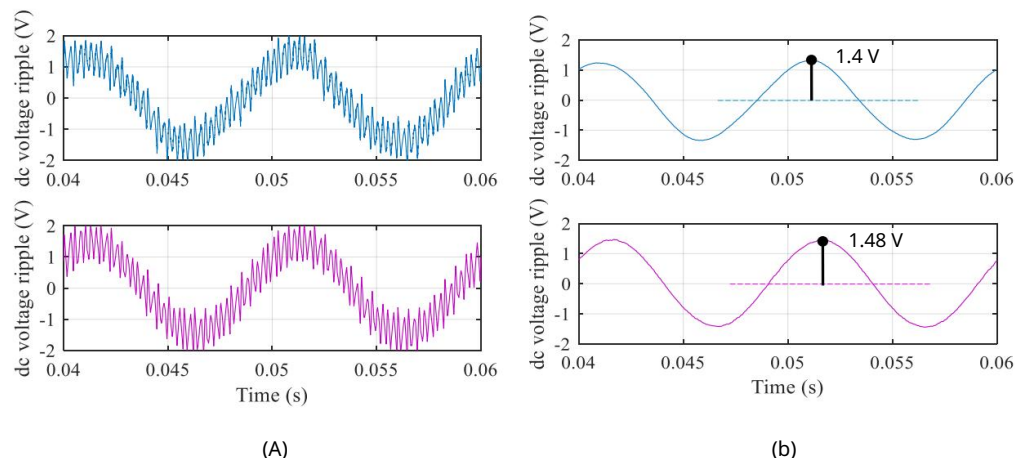
Zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu... ve vícefázových střídačích s nevyváženou zátěží



Obr. 5.9: Celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu (a) a jeho nízkofrekvenční složka (b): simulace (modré křivky) a experimentální výsledky (růžové křivky) v průběhu základní periody pro $\varphi = 20^\circ$, $m = 0,25$.

Tabulka 5.4: Naměřené efektivní hodnoty fázových proudů a úhlové odchylky pro $\varphi = 20^\circ$ a $m = 0,25$.

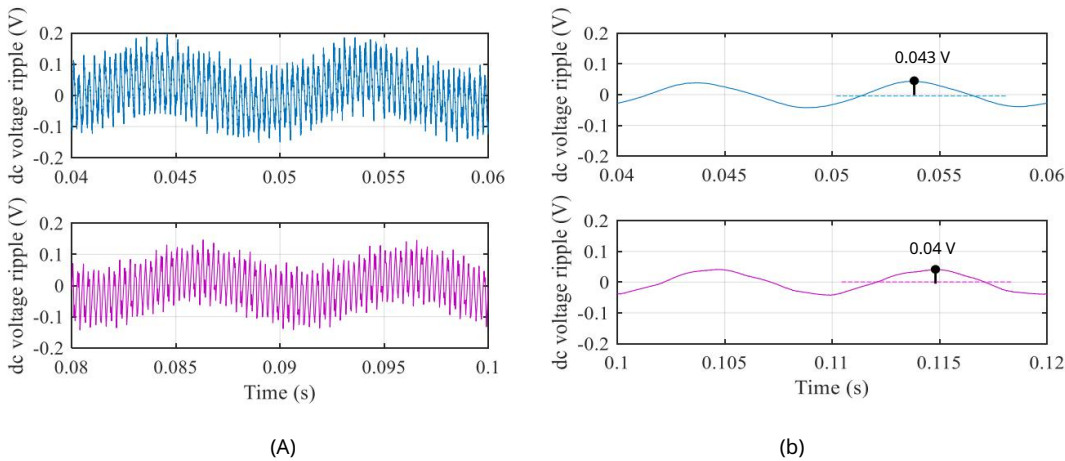
$\varphi = 20^\circ$, $m =$	1	2	3	4	5
0,25	2.158	2,0697	2,0456	2.1171	1,8276
$I(A) \beta$	0	0,11°	2,45°	3,75°	0,89°



Obr. 5.10: Celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu (a) a jeho nízkofrekvenční složka (b): simulace (modré křivky) a experimentální výsledky (růžové křivky) v průběhu základní periody pro $\varphi = 20^\circ$, $m = 0,5$.

Tabulka 5.5: Naměřené efektivní hodnoty fázových proudů a úhlové odchylky pro $\varphi = 20^\circ$ a $m = 0,5$.

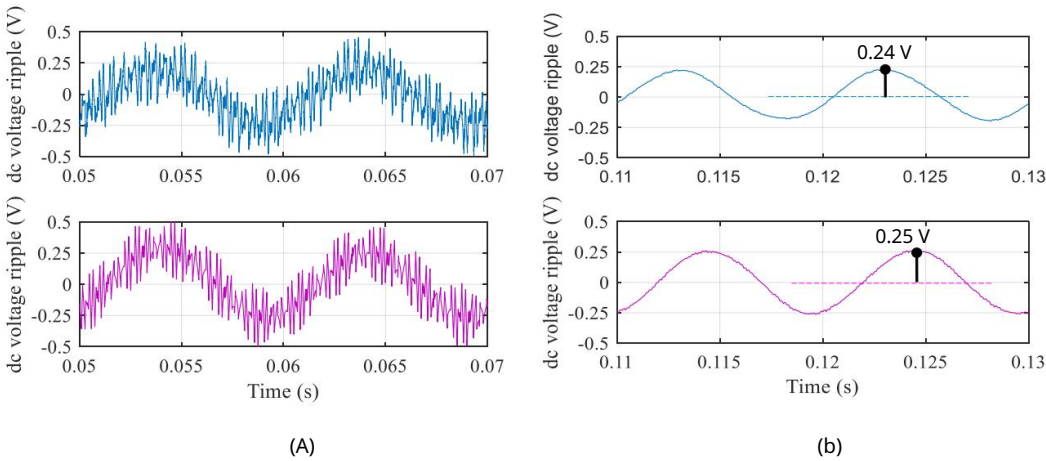
$\varphi = 20^\circ$, $m =$	1	2	3	4	5
0,5 I	3,995	3,789	3,757	3,873	3.356
$(A) \beta$	0	0,28 °	2,44°	3,84°	0,92 °



Obr. 5.11: Celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu (a) a jeho nízkofrekvenční složka (b): simulace (modré krivky) a experimentální výsledky (růžové krivky) v průběhu základní periody pro $\varphi = 70^\circ$, $m = 0,25$.

Tabulka 5.6: Naměřené efektivní hodnoty fázových proudů a úhlové odchylky pro $\varphi = 70^\circ$ a $m = 0,25$.

$\varphi = 70^\circ$, $m =$	1	2	3	4	5
0,25	0,779	0,796	0,7912	0,7834	0,7842
I (A) b	0	3,07°	0,77°	0,4°	1.



Obr. 5.12: Celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu (a) a jeho nízkofrekvenční složka (b): simulace (modré krivky) a experimentální výsledky (růžové krivky) v průběhu základní periody pro $\varphi = 70^\circ$, $m = 0,5$.

Tabulka 5.7: Naměřené efektivní hodnoty fázových proudů a úhlové odchylky pro $\varphi = 70^\circ$ a $m = 0,5$.

$\varphi = 70^\circ$, $m =$	1	2	3	4	5
0,5 I	1,1524	1,581	1,562	1,539	1,5405
(A) β	0	3,07°	2,25°	2,75°	3,67°

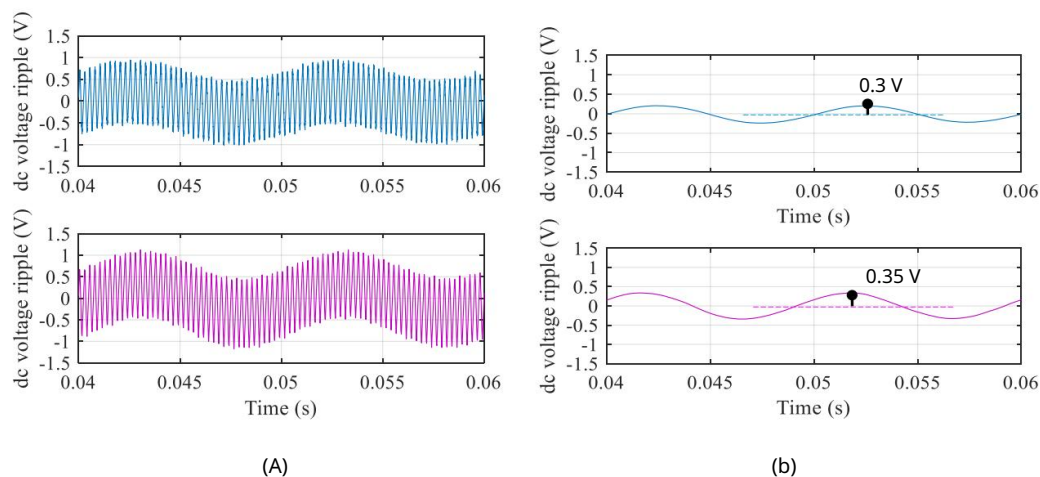
Pro účely srovnání jsou analytické, numerické a experimentální výsledky shrnuty v tabulce 5.8. Pro všechny uvažované provozní podmínky je dosaženo dobré shody amplitudy zvlnění napětí dvojitého základního stejnosměrného spoje, což potvrzuje navrhovaný analytický vývoj.

Tabulka 5.8: Složky proudové sekvence, které nás zajímají, faktor nevyváženosti a srovnání v rámci amplitud zvlnění stejnosměrného napětí pro různé provozní podmínky.

	$\varphi = 20^\circ$		$\varphi = 70^\circ$	
	$m = 0,25$	$m = 0,5$	$m = 0,25$	$m = 0,5$
I+1 (A)	2,0427	3,7446	0,7866	1,5489
I-1 (A)	0,0742	0,1291	0,0071	0,0225
UF (%)	3,6	3,45	0,91	1,45
Výpočet $\tilde{I}_{pk}$	0,065	0,228	0,0063	0,04
Calc. $\tilde{V}_{pk}$	0,423	1,479	0,04	0,25
Sim. $\tilde{V}_{pk}$	0,42	1,48	0,04	0,25
Exp. $\tilde{V}_{pk}$	0,4	1,4	0,043	0,24

5.3.4.2 Sedmifázový

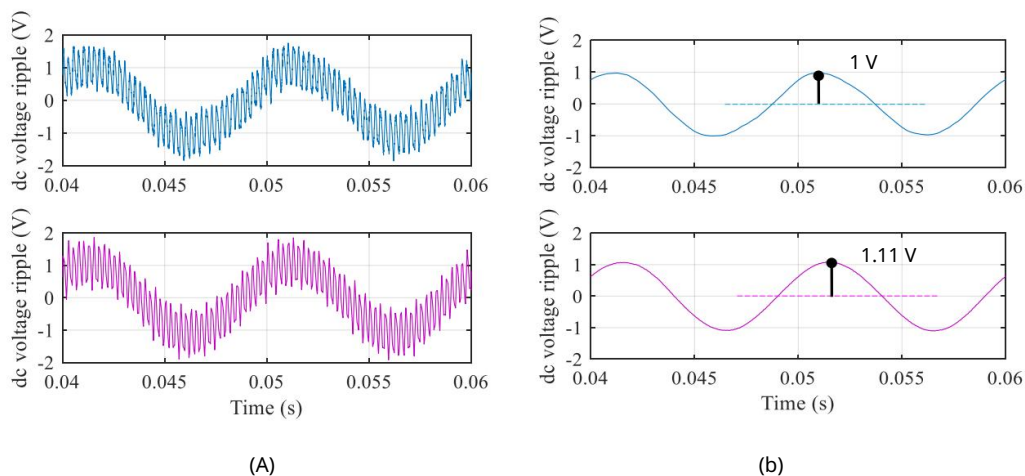
V případě sedmifázového střídače napájejícího sedmifázovou zátěž RL bylo změřeno zvlnění napětí stejnosměrného spoje na kondenzátoru stejnosměrného spoje. Měření byla provedena a experimentální data byla následně zpracována stejným způsobem, jak bylo vysvětleno výše pro pětifázový střídač. Numerické simulace (ružové křivky) a experimentální výsledky (modré křivky) jsou znázorněny na obr. 5.13-5.16 a znázorňují celkové zvlnění napětí stejnosměrného spoje a jeho filtrovanou dvojitou základní složku. Jsou uvažovány čtyři různé provozní podmínky. Hodnoty RMS fázových proudů a vypočítané úhly β_k , $k=1,2, \dots, n$, jsou pro odpovídající případy uvedeny v tabulkách 5.9-5.12. Pro srovnání jsou v tabulce 5.13 shrnuty sledované parametry a vypočítané a naměřené amplitudy nízkofrekvenční složky zvlnění napětí v různých provozních podmínkách.



Obr. 5.13: Celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu (a) a jeho nízkofrekvenční složka (b): simulace (modré křivky) a experimentální výsledky (růžové křivky) v průběhu základní periody pro $\varphi = 20^\circ$, $m = 0,25$.

Tabulka 5.9: Naměřené efektivní hodnoty fázových proudů a úhlové odchylky pro $\varphi = 20^\circ$ a $m = 0,25$.

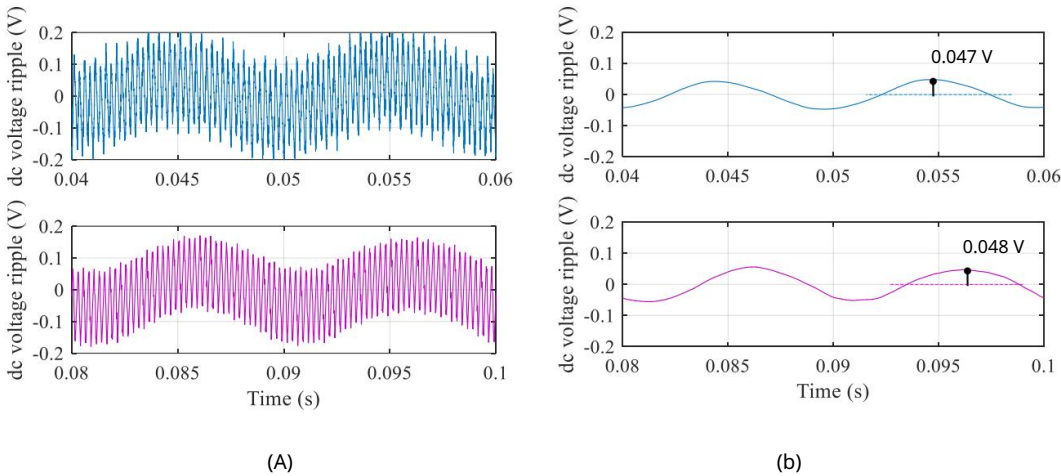
$\varphi = 20^\circ$, $m = 0,25$	1	2	3	4	5	6	7
$I(A) \beta$	2,125	2,091	2,056	2,048	2,067	2,103	1,845
	0	$0,39^\circ$	$0,127^\circ$	$0,884^\circ$	$1,656^\circ$	$1,927^\circ$	$1,727^\circ$



Obr. 5.14: Celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu (a) a jeho nízkofrekvenční složka (b): simulace (modré křivky) a experimentální výsledky (růžové křivky) v průběhu základní periody pro $\varphi = 20^\circ$, $m = 0,5$.

Tabulka 5.10: Naměřené efektivní hodnoty fázových proudů a úhlové odchylky pro $\varphi = 20^\circ$ a $m = 0,5$.

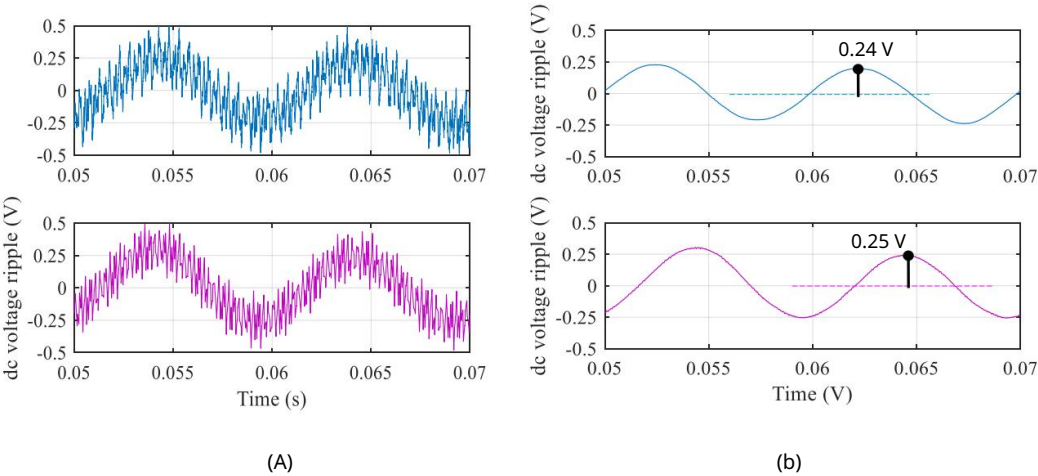
$\varphi = 20^\circ$, $m =$	1	2	3	4	5	6	7
$0,5 I$	3,772	3,702	3,646	3,636	3,663	3,727	3,272
$(A) \beta$	0	$0,48^\circ$	$0,073^\circ$	$0,884^\circ$	$1,656^\circ$	$1,927^\circ$	$1,45^\circ$



Obr. 5.15: Celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu (a) a jeho nízkofrekvenční složka (b): simulace (modré křivky) a experimentální výsledky (růžové křivky) v průběhu základní periody pro $\varphi = 70^\circ$, $m = 0,25$.

Tabulka 5.11: Naměřené efektivní hodnoty fázových proudů a úhlové odchylky pro $\varphi = 70^\circ$ a $m = 0,25$.

$\varphi = 70^\circ, m = 0,25$							7
I (A) b	1	2	3	4	5	6	7
	0,772 0	0,794 2,86	0,793 2,44°	0,787 2,234°	0,783 2,41°	0,781 0,785	2,78° 3,21°



Obr. 5.16: Celkové zvlnění napětí stejnosměrného meziobvodu (a) a jeho nízkofrekvenční složka (b): simulace (modré křivky) a experimentální výsledky (růžové křivky) v průběhu základní periody pro $\varphi = 70^\circ$, $m = 0,5$.

Tabulka 5.12: Naměřené efektivní hodnoty fázových proudů a úhlové odchylky pro $\varphi = 70^\circ$ a $m = 0,5$.

$\varphi = 70^\circ, m = 0,5$	1	2	3	4	5	6	7
I (A) β	1,51	1,563	1,5606	1,5464	1,5344	1,5316	1,5397
	0	3,49°	2,95°	2,73°	3,006°	3,377°	3,82°

Analyticky vypočítané amplitudy zvlnění stejnosměrného nízkofrekvenčního napětí jsou spolu se simulacemi a experimentálními výsledky uvedeny v tabulce 5.13. Pro všechny uvažované provozní podmínky jsou také vypočítány první složky proudové sekvence a činitel nevyváženosti. Mezi výsledky je dosaženo uspokojivé shody, což potvrzuje analytický vývoj.

Tabulka 5.13: Složky proudové sekvence, které nás zajímají, faktor nevyváženosti a srovnání v rámci amplitud zvlnění stejnosměrného napětí pro různé provozní podmínky.

	$\varphi = 20^\circ$		$\varphi = 70^\circ$	
	$m = 0,25$	$m = 0,5$	$m = 0,25$	$m = 0,5$
I+1 (A)	2,0474	3,6306	0,7842	1,5405
I-1 (A)	0,042	0,0693	0,0083	0,0157
UF (%)	2,05	1,91	1,06	1,02
Výpočet $\tilde{I}_{pk}$	0,052	0,1715	0,0103	0,0388
Calc. $\tilde{V}_{pk}$	0,33	1.11	0,05	0,25
Sim. $\tilde{V}_{pk}$	0,35	1.1	0,048	0,25
Exp. $\tilde{V}_{pk}$	0,3	1	0,047	0,024

5.4 Návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje založený na nízkofrekvenční složce zvlnění napětí

V této části je navržen návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu ve vícefázových střídačích s ohledem na požadavky týkající se amplitudy zvlnění stejnosměrného napětí dvojnásobné základní frekvence vypočítané v předchozích částech.

Podle (5.80) závisí nízkofrekvenční složka zvlnění napětí stejnosměrného spoje na celkové impedanci stejnosměrného spoje vypočítané pro dvojnásobnou základní frekvenci a na faktoru nevyváženosti. Celková impedance stejnosměrného spoje je ekvivalentem impedance paralelního zdroje stejnosměrného proudu a reaktance kondenzátoru stejnosměrného spoje. V této práci je ekvivalentní impedance stejnosměrného spoje modelována stejným způsobem pro všechny analyzované topologie střídačů zdrojů napětí a výraz je dán vztahem (2.13) v kapitole 2 (podkapitola 2.3.1). Amplituda odpovídajícího zvlnění napětí stejnosměrného spoje je proto vyjádřena jako:

$$\tilde{V}_{pk} = \frac{n}{\sqrt{2}} m I_1 UF \frac{1}{2 C} \sqrt{\frac{R_{+}^{22} (2) L}{RL^2 + 2 - \frac{1}{2C}}}, \quad (5,86)$$

kde R a L jsou odpor a indukčnost zdroje stejnosměrného proudu, C je kapacita stejnosměrného meziobvodu a $\omega = 2\pi f$, f je základní frekvence.

Výraz daný (5.86) lze použít pro dimenzování kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu. Jedná se však o poměrně objemný výpočet. Jak již bylo diskutováno v kapitole 2, lze zavést rozumné zjednodušení s vysokou impedancí zdroje stejnosměrného proudu. V takovém případě lze ekvivalentní impedanci stejnosměrného meziobvodu zjednodušit a vyjádřit jako:

$$\omega_{d2} F \approx \frac{1}{2C} \quad (5,87)$$

Proto za výše uvedeného předpokladu pro zdroj stejnosměrného proudu lze amplitudu zvlnění dvojitého základního stejnosměrného napětí (5.86) zjednodušit jako:

$$\tilde{V}_{pk} = \frac{n}{\sqrt{2}} m I_{UF} \frac{1}{2C} \quad (5,88)$$

Konečně, za daného V_{pk} a faktoru nevyváženosti jako podmínky, může kondenzátor stejnosměrného spoje být navržen pomocí následujícího výrazu:

$$C \geq \frac{n}{\sqrt{2}} m I_{UF} + 1 \frac{1}{\tilde{V}_{pk}} \quad (5,89)$$

Lze konstatovat, že z hlediska dimenzování kondenzátorů stejnosměrného meziobvodu, pokud se v rámci porovnávaných topologií vícefázových střídačů uvažuje stejný zdánlivý výkon, neexistují žádné výhody ve zvyšování počtu fází, protože amplituda nízkofrekvenční složky zvlnění napětí závisí pouze na úrovni nevyváženosti (UF).

5.5 Diskuse

V této kapitole byl diskutován malý stupeň nevyváženosti, který se v praxi vyskytuje u každého standardního vícefázového střídavého motoru, a byl studován jeho vliv na proměnné stejnosměrného meziobvodu. Konkrétně nevyváženost v zátěži, ačkoli je v uvažovaných případech řádově v řádu několika procent, zavádí okamžité kmitání výkonu na dvojí základní frekvenci.

To se projevuje nízkofrekvenčním zvlněním proudu a napětí na straně střídače stejnosměrného meziobvodu.

Proto jsou vypočítány amplitudy dvou nízkofrekvenčních složek zvlnění. Z důvodu analytického vývoje jsou stručně shrnuty Fortescueovy a prostorové vektorové transformace.

Na základě amplitudy odpovídající složky zvlnění napětí je navržen jednoduchý návod pro návrh kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu. Jako jednodušší, ale využívanější případ je analýza nejprve provedena pro třífázový střídač. Dále je uvedeno rozšíření na vícefázové střídače s lichým počtem fází. Numerické simulace a experimentální testy byly provedeny pro pětifázové a sedmifázové střídače s ohledem na různé provozní podmínky. Pro všechny případy je potvrzena správnost analytických postupů a výpočtů.

Reference

- [5.1] A. von Jouanne, B. Banerjee, „Posouzení nevyváženosti napětí“, IEEE Trans. on Power Delivery, roč. 16, s. 782–790, 2001.
- [5.2] JD Kueck, DA Casada a PJ Otaduy, „Srovnání dvou energeticky účinných motorů“, IEEE Trans. Energy Conversion, sv. 13, č. 2, s. 140–146, červen 1998.
- [5.3] MH Albadi, AS Al Hinai, AH Al-Badi, MS Al Riyami, SM Al Hinai a RS Al Abri, „Nevyváženost v energetických systémech: Případová studie“, ve sborníku z mezinárodní konference IEEE o průmyslových technologiích, ICIT, březen 2015, Sevilla, Španělsko.
- [5.4] ANSI C84.1: Americká národní norma pro elektrické energetické systémy a zařízení – jmenovité napětí (60 Hz), 2006.
- [5.5] IEC 60038: Normovaná napětí IEC, 2002.
- [5.6] VB Bhavaraju, PN Enjeti, „Aktivní síťový kondicionér pro vyrovnávání napětí v třífázovém systému,“ IEEE Trans. On Industry Applications, sv. 32, č. 2, s. 287–292, březen/duben 1996.
- [5.7] CL Fortescue, „Metoda symetrických souřadnic aplikovaná na řešení polyfázových sítí“, Trans. Amer. Inst. Electr. Eng., sv. 37, č. 2, s. 1027–1140.
Červenec 1918.
- [5.8] G. Grandi, G. Serra a A. Tani, „Obecná analýza vícefázových systémů založená na prostorově vektorovém přístupu“, ve sborníku z 12. mezinárodní konference IEEE o výkonové elektronice a řízení pohybu, PEMC, září 2006, Portorož, Slovinsko.
- [5.9] P. Pillay a M. Manyage, „Definice napětové nevyváženosti“, IEEE Power Eng. Rev. Mag., sv. 5, s. 50–51, květen 2001.
- [5.10] P. Pillay, P. Hofman a M. Manyage, „Snížení výkonu asynchronních motorů pracujících s kombinací nevyváženého napětí a přepětí nebo podpětí,“ IEEE Trans. on Energy Conversion, sv. 17, č. 4, prosinec 2002.
- [5.11] JAL Ghijselen a APM Van den Bossche, „Přesné posouzení nevyváženosti napětí bez fázových měření“, IEEE Trans. on Power Systems, sv. 20, č. 1, únor 2005.
- [5.12] A. McEachern, „Stručná diskuse o definicích nevyváženosti“, Aplikační poznámka PSL – AN 2009-04, květen 2009.
- [5.13] A. Robert a J. Marquet, „Posuzování kvality napětí s ohledem na harmonické, flicker a nevyváženost“, WG 36.05, dokument 36-203, CIGRE 92.

- [5.14] A. de LF Filho, MA de Oliveira a MG da S. Pinto, „Výpočetní nástroj pro analýzu, kvantifikaci a klasifikaci napětové nerovnováhy v elektrických energetických systémech“, in Proc. of IEEE/PES Transm. & Distrib. Conference and Exposition: Latin America, s. 1–6, 2006.
- [5.15] J. Millman, „Užitečná síťová věta“, in Proc. of the IRE, sv. 28, č. 9, září. 1940, s. 413–417.

Kapitola 6

Závěr a výhled

6.1 Shrnutí a závěry

Tato práce se zabývá analýzou, vývojem, numerickým a experimentálním ověřením nízkofrekvenčních a spínacích složek zvlnění napětí stejnosměrného spoje v dvouúrovňových jednofázových a vícefázových střídačích se zdroji napětí. Analýza je provedena za podmínek vyváženého a mírně nevyváženého zatížení. Pro vícefázové střídače s lichým počtem fází jsou uvažovány dvě nejoblíbenější techniky PWM, sinusová a prostorově vektorová. Ačkoli jsou popsány některé obecné kroky analýzy zvlnění proudu a napětí stejnosměrného spoje, pro teoretická zjištění jsou konkrétně uvažovány jednofázové, třífázové, pětifázové a sedmifázové případy.

Na základě přehledu literatury je analýza proměnných střídačů stejnosměrného spoje ve všech zkoumaných topologiích střídačů založena převážně na výpočtech efektivních hodnot (RMS). Chyběla však analýza týkající se chování zvlnění stejnosměrného napětí mezi špičkami. V této práci jsou obálky zvlnění napětí mezi špičkami stejnosměrného spoje vypočítány jako funkce provozních podmínek: modulačního indexu, amplitudy výstupního proudu a fázového úhlu výkonu. Analýza byla založena na odpovídajících složkách stejnosměrného proudu a s ohledem na neideální zdroj stejnosměrného proudu. Maximální amplituda zvlnění napětí mezi špičkami je určena jako funkce modulačního indexu pro různé fázové úhly výstupu a na základě toho je navržen návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje. Získané rovnice pro dimenzování kondenzátoru stejnosměrného spoje jsou jednoduché a lze je snadno aplikovat. Navíc umožňují splnit přísnější požadavky na zmenšení velikosti kondenzátoru stejnosměrného spoje.

Bylo provedeno srovnání různých topologií dvouúrovňových vícefázových střídačů z hlediska obálky zvlnění přepínání napětí mezi špičkami. Bylo zjištěno, že z hlediska velikosti kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu a při zohlednění stejného zdánlivého výkonu mezi porovnávanými střídači neexistují žádné výhody ve zvýšení počtu fází o více než sedm, protože maximální hodnota amplitudy zvlnění přepínání napětí mezi špičkami se pro vyšší počet fází saturuje.

Bylo ověřeno, že teoreticky vyvážené zátěže, jako například vícefázové střídavé motory, vykazují v praxi určitý stupeň proudové nevyváženosti, řádově v řádu několika procent, což vede k malé okamžité oscilaci výkonu na dvojnásobné frekvenci základní frekvence. To odráží

ve zvlnění nízkofrekvenčního proudu a napětí na straně stejnosměrného střídače. Pro účely analýzy tohoto zvlnění jsou vypočítány složky proudové sekvence. Na základě záporné složky proudu a s ohledem na ekvivalentní impedanci stejnosměrného spoje vypočítanou při dominantní dvojjákladní frekvenci je vypočítána amplituda odpovídající složky zvlnění napětí stejnosměrného spoje. Výzkum je nejprve proveden pro třífázové střídače, ale je provedeno i rozšíření na obecné n -fázové střídače. Nakonec je navržen návrh kondenzátoru stejnosměrného spoje ve vícefázových střídačích s ohledem na požadavky týkající se zvlnění stejnosměrného napětí při dvojjákladní frekvenci.

Pro všechny teoretické vývoje jsou poskytnuta numerická a experimentální ověření, která vždy ukazují dobrou shodu mezi naměřeným zvlněním stejnosměrného napětí a odhadovanou amplitudou.

6.2 Výhled

Jako perspektiva budoucího výzkumu lze zvážit úplné rozšíření analýzy stejnosměrného spoje na víceúrovňové topologie střídačů. V rámci pracovní skupiny již byly provedeny předběžné analýzy pro konfigurace s upnutým nulovým bodem (NPC) a s létajícími kondenzátory (FC). Pozornost byla věnována především nízkofrekvenční složce zvlnění napětí. Bylo by však zajímavé vztáhnout velikost kondenzátorů k odpovídající složce zvlnění přepínání napětí z důvodů uvedených v předchozích kapitolách a s využitím metodologie prezentované v této práci.

Analýzu týkající se proměnných stejnosměrného střídače lze rozšířit i s ohledem na techniky diskontinuální a/nebo asymetrické modulace a zkoumat jejich možný vliv na maximální amplitudu zvlnění napětí mezi špičkami.

Jako další možný směr budoucího výzkumu by se dalo zvážit rozšíření navrhované analýzy na střídače s napětím, které zahrnují usměrňovače nebo spínané stejnosměrné zdroje. V takovém případě se analýza stává složitější, protože složky zvlnění stejnosměrného spoje, které obě měniče způsobují, se vzájemně ovlivňují. Proto by měl být zohledněn jejich vzájemný příspěvek.

Přestože se v této práci ukázalo, že příspěvek parazitních prvků kondenzátoru stejnosměrného spoje je pro uvažované případy téměř zanedbatelný, v určitých aplikacích a typech kondenzátorů může být vliv výše uvedených prvků na výkon kondenzátoru významný. Proto by v takových aplikacích měla být analýza proměnných stejnosměrného spoje rozšířena s ohledem na ekvivalentní sériový odpor a/nebo ekvivalentní sériovou indukčnost.

Další výzkum by se měl také pokusit zjednodušit výpočet složek proudové sekvence ve vícefázových systémech. Ačkoli lze složky sekvence vypočítat aplikací známé Fortescueovy transformace, matematická

Operace jsou složité a vyžadují přesná měření okamžitého proudu. Bylo by zajímavé najít jednodušší způsob výpočtu složek sekvence, který by umožnil efektivnější analýzu vícefázových střídačů za podmínek nevyváženého zatížení.