



**FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ**
ZÁPADOČESKÉ
UNIVERZITY
V PLZNI

2011

Pracoviště: Regionální inovační centrum elektrotechniky

Výzkumná zpráva č.: 22190-041-2011

VÍCEÚROVŇOVÝ MĚNIČ S PLOVUCÍMI KONDENZÁTORY ÚVODNÍ STUDIE MODULAČNÍCH METOD

Druh úkolu: Vědecko-výzkumný
Řešitelé: Ing. M. Zeman, Doc. Ing. Z. Peroutka, Ph.D.
Vedoucí úkolu: Doc. Ing. Z. Peroutka, Ph.D.
Počet stran: 26
Datum vydání: únor 2011
Revize: 1

Zpráva byla vypracována s podporou grantového projektu Technologické agentury ČR TA 01010863 a za podpory Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy České republiky, SGS-2010-037.

Anotace

Tato zpráva se zabývá vhodnými modulačními metodami pro víceúrovňové měniče s plovoucími kondenzátory. V úvodu je popsána základní teorie těchto měničů. Ve zprávě jsou podrobně popsány modulační metody PS-PWM, PD-PWM, SV-PWM, počítaná PWM s eliminací vyšších harmonických a hysterezní řízení. Ve zprávě je též řešena otázka samobalancování a aktivního balancování napětí na plovoucích kondenzátorech.

Klíčová slova

Víceúrovňový měnič s plovoucími kondenzátory, PS-PWM, PD-PWM, SV-PWM, počítaná PWM s eliminací vyšších harmonických, hysterezní řízení, aktivní balancování.

Obsah

ÚVOD	3
1 VÍCEÚROVŇOVÉ MĚNIČE S PLOVOUCÍMI KONDENZÁTORY	4
2 MODULAČNÍ METODY PRO MĚNIČ S PLOVOUCÍMI KONDENZÁTORY.....	7
2.1 Samo-balancování napětí na plovoucích kondenzátorech	7
2.2 Aktivní balancování napětí na plovoucích kondenzátorech	8
2.2.1 Přímé balancování napětí na plovoucích kondenzátorech	8
2.3 PS-PWM	9
2.3.1 PS-PWM s aktivním balancováním	10
2.4 PD-PWM.....	11
2.4.1 Dekódování PD-PWM pomocí trapezoidních nosných signálů.....	12
2.4.2 Dekódování PD-PWM pomocí stavového automatu	13
2.4.3 Dekódování PD-PWM založené na čísle periody nosného signálu	15
2.4.4 Dekódování PD-PWM pomocí zjednodušeného stavového automatu	15
2.5 SV-PWM.....	16
2.5.1 Vycentrováná PD-PWM [Centered PD-PWM]	18
2.6 Počítaná PWM založená na eliminaci vyšších harmonických.....	19
2.7 Hysterezní řízení měniče s plovoucími kondenzátory	20
ZÁVĚR.....	22
LITERATURA	23

Úvod

Tato výzkumná zpráva je zaměřena na představení možných modulačních metod pro víceúrovňové měniče se zaměřením na měniče s plovoucími kondenzátory.

V první části zprávy je popsána základní teorie víceúrovňových měničů s plovoucími kondenzátory, jejíž pochopení je důležité pro následný popis modulačních metod.

Druhá část zprávy je zaměřena na modulační metody pro víceúrovňové měniče s plovoucími kondenzátory, avšak některé popisované metody lze aplikovat i na jiné typy víceúrovňových měničů. Modulační metody lze obecně rozdělit na metody s otevřenou nebo uzavřenou regulační smyčkou. Metody s otevřenou regulační smyčkou musí zajišťovat tzv. samo-balancování napětí na plovoucích kondenzátorech, které je velmi důležité pro správnou funkci měniče. Problematice samo-balancování kondenzátorů je věnována samostatná podkapitola. Metody s uzavřenou regulační smyčkou využívají zpětnou vazbu od napětí na plovoucích kondenzátorech a pomocí tzv. redundantních spínacích kombinací zajišťují aktivní balancování napětí na plovoucích kondenzátorech. Metody aktivního balancování vynikají svou rychlou dynamickou odezvou balancování.

Ve zprávě je popsáno mnoho modulačních metod pro víceúrovňové měniče s plovoucími kondenzátory. Hlavní pozornost je věnována metodám PWM pro víceúrovňové měniče, konkrétně jsou ve zprávě podrobně popsány metody PS-PWM, PD-PWM a SV-PWM. V závěru zprávy je též zmíněna metoda počítané PWM založené na eliminaci vyšších harmonických a hysterezní řízení měniče s plovoucími kondenzátory.

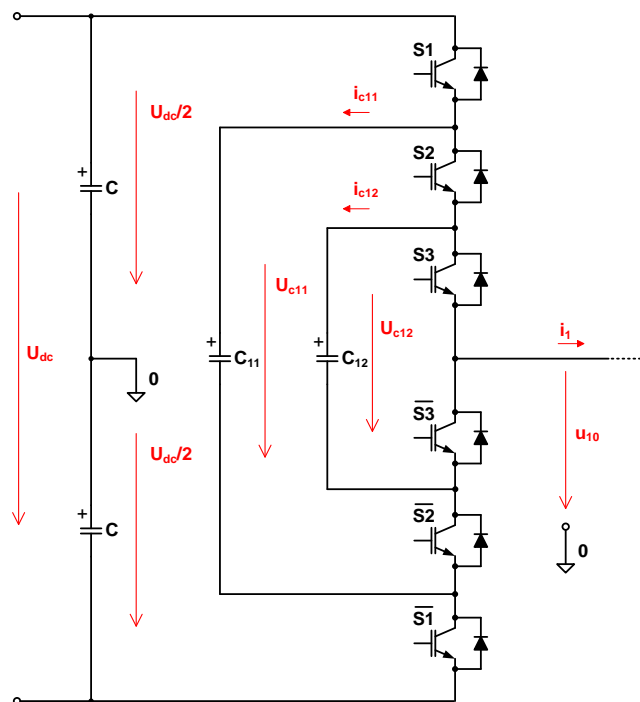
1 Víceúrovňové měniče s plovoucími kondenzátory

Tato zpráva je zaměřena na představení vhodných modulačních metod pro 3f měniče s plovoucími kondenzátory. Pro vysvětlení základních principů byla v této zprávě zvolena varianta 4-úrovňového měniče. Na obr. 1 je zobrazena topologie jedné větve měniče. Každá větev je tvořena 6 spínacími prvky (obsahující zpětné diody) a 2 plovoucími kondenzátory. Jednou z hlavních výhod měničů s plovoucími kondenzátory je menší napětové namáhání použitých spínacích prvků. Z toho důvodu musí být napětí na plovoucích kondenzátorech udržováno na hodnotě dané vztahem

$$U_{c1i} = \frac{(N-1)-i}{(N-1)} U_{dc}, \quad (1)$$

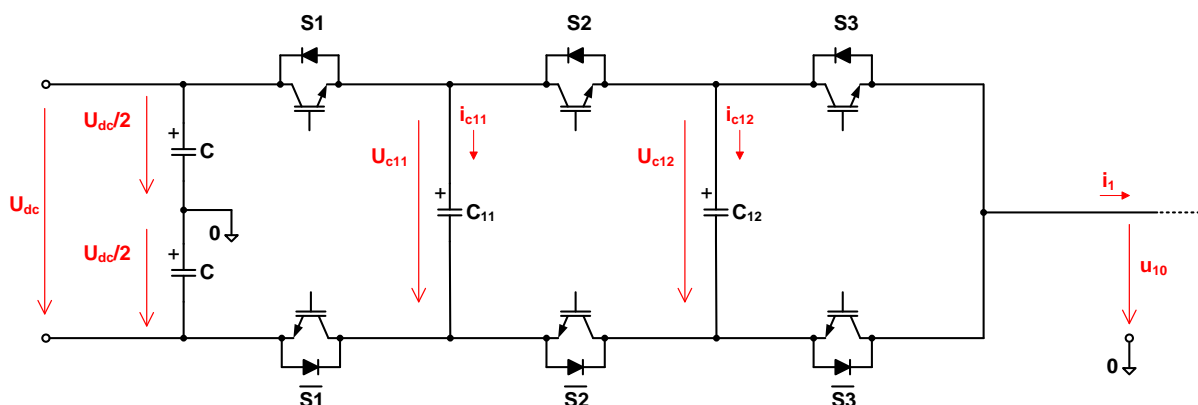
kde i značí index plovoucího kondenzátoru a N počet hladin ve fázovém napětí víceúrovňového měniče (u_{10}). Při správné funkci měniče jsou spínací prvky měniče namáhány napětím

$$U_{Si} = \frac{1}{(N-1)} U_{dc}. \quad (2)$$



obr. 1 Výkonové schéma jedné větve 4-úrovňového měniče s plovoucími kondenzátory

Výkonové schéma z obr. 1 lze překreslit na tzv. buňkové schéma (obr. 2), které je pro popis měniče s plovoucími kondenzátory vhodnější a umožňuje snazší pochopení základních principů řízení měniče. Schéma z obr. 2 je složeno ze tří kaskádně zapojených buněk, přičemž každé buňce přísluší dva spínače (horní a spodní) a jeden kondenzátor (u první buňky se jedná o kondenzátor stejnosměrného meziobvodu, dále pak o vetknuté plovoucí kondenzátory). Je zřejmé, že oba spínače nesmějí být sepnuty zároveň, jinak by došlo ke zkratu. Obdobně jako u klasického dvouúrovňového měniče jsou tyto prvky ovládány komplementárně, tedy je-li sepnut horní prvek, spodní prvek je vypnut a je-li horní prvek vypnut, spodní prvek je sepnut. Mezi přepnutí horního a spodního prvku je nutné vložit mrtvý čas.



obr. 2 Buňkové schéma 4-úrovňového měniče s plovoucími kondenzátory

Výstupní fázové napětí měniče (u_{10}) je dáno sepnutím spínacích prvků v buňkách. Jelikož tyto spínače v jednotlivých buňkách spínají komplementárně, je pro popis všech možných spínacích kombinací jedné větve 4-úrovňového měniče dostačující znalost o stavu horních spínačů, tedy $S1 - S3$. Při jejich znalosti lze aktuální napětovou hladinu fázového napětí měniče získat ze vztahu (3) a pro proudy plovoucích kondenzátorů platí (4) (sepnutý prvek představuje 1 a vypnutý 0) [1].

$$u_{10} = S1(U_{dc} - U_{c11}) + S2(U_{c11} - U_{c12}) + S3 \cdot U_{c12} - \frac{U_{dc}}{2} \quad (3)$$

$$i_{c1k} = (S[k] - S[k+1])i_1 \quad k = 1, 2 \quad (4)$$

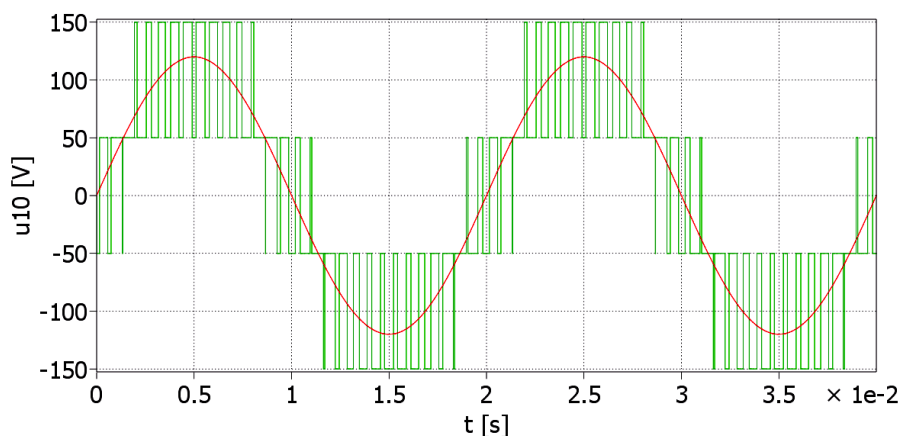
V tab. 1 je uveden přehled všech možných spínacích kombinací jedné větve měniče a příslušná napětová hladina napětí u_{10} . V tabulce je dále uveden vliv spínací kombinace na plovoucí kondenzátory, kde znaménko „+“ značí nabíjení, „-“ vybíjení a „nc“ nemá vliv na

plovoucí kondenzátor. Z tabulky je patrné, že některým napěťovým hladinám přísluší více než jedna spínací kombinace. Tyto spínací kombinace se nazývají redundantní stavy měniče a lze je využít pro udržování požadovaného napětí na plovoucích kondenzátorech – tzv. balancování napětí plovoucích kondenzátorů. Nutno poznamenat, že mezní hladiny ($\pm U_{dc}/2$) mají pouze jednu spínací kombinaci a nemají vliv na napětí na plovoucích kondenzátorech.

Na obr. 3 je zobrazen průběh fázového napětí 4-úrovňového měniče (u_{10}) při PWM. Červený průběh představuje průběh první harmonické napětí u_{10} .

tab. 1 Tabulka spínacích kombinací jedné větve 4-úrovňového měniče s plovoucími kondenzátory pro $i_1 > 0$

S1	S2	S3	u_{c11}	u_{c12}	u_{10}	hladina
1	1	1	nc	nc	$\frac{U_{dc}}{2}$	3
1	1	0	nc	+	$\frac{U_{dc}}{6}$	2
1	0	1	+	-		
0	1	1	-	nc		
1	0	0	+	nc	$-\frac{U_{dc}}{6}$	1
0	1	0	-	+		
0	0	1	nc	-		
0	0	0	nc	nc	$-\frac{U_{dc}}{2}$	0



obr. 3 Fázové napětí 4-úrovňového měniče. $U_{dc} = 300V$, $f_c = 500Hz$, $M = 0.8$, použita PS-PWM.

2 Modulační metody pro měnič s plovoucími kondenzátory

Modulační metody pro měniče s plovoucími kondenzátory lze rozdělit na metody s otevřenou nebo uzavřenou regulační smyčkou. Jak již bylo naznačeno v předchozí kapitole, měnič s plovoucími kondenzátory vyžaduje pro svou správnou funkci udržování určitých hodnot napětí na plovoucích kondenzátorech. Modulační metody s otevřenou regulační smyčkou využívají tzv. přirozené samo-balancování napětí na kondenzátorech. Naopak metody s uzavřenou regulační smyčkou využívají zpětnou vazbu od napětí na kondenzátorech spolu s redundantními stavy víceúrovňového měniče pro regulaci napětí na požadované hodnoty – jedná se o tzv. aktivní balancování.

2.1 Samo-balancování napětí na plovoucích kondenzátorech

Předpokladem pro samo-balancování napětí na plovoucích kondenzátorech kolem požadované hodnoty je shodné poměrné sepnutí v rámci periody modulačního signálu ve všech buňkách. Za předpokladu vyhlazeného proudu zátěže pak vychází střední hodnota proudu kondenzátorem nulová a tím pádem i napětí na kondenzátoru balancuje kolem jedné hodnoty. Tím však není vysvětleno přirozené dosažení hladin napětí v jednotlivých buňkách. Udržování příslušné hladiny napětí v buňce způsobují vyšší harmonické složky fázového proudu, které působí na střední hodnotu proudu plovoucích kondenzátorů. Tyto vyšší harmonické složky vznikají při odchýlení hladiny napětí v buňce od její příslušné hladiny [2]. Samo-balancování tedy závisí na použité modulační metodě.

Přirozené samo-balancování vyžaduje pro svou správnou funkci dostatečnou základní spínací frekvenci měniče a zároveň nesmí modulační signál obsahovat vyšší harmonické blízké této spínací frekvenci (aby nedocházelo k překrývání postranních pásem) [3]. Samo-balancování je dále závislé na charakteru připojené zátěže měniče. Zejména při použití zátěže s převážně induktivním charakterem je dynamická odezva samo-balancování pomalá [1]. Podmínky, při kterých může přirozené samo-balancování selhat jsou detailně popsány v [3], [4].

Pro zlepšení samo-balančních schopností měniče lze využít tzv. balanční filtr, který se připojuje paralelně k zátěži. Tento filtr se buď zapojí do hvězdy s nevyvedeným středem, nebo lze střed zapojit na „0“ měniče (viz obr. 1). Při zapojení na „0“ je dosaženo rychlejší

odezvy při balancování obvodu [5]. Balanční filtr je naladěn na spínací frekvenci měniče a může se jednat o RL, případně RLC filtr.

2.2 Aktivní balancování napětí na plovoucích kondenzátorech

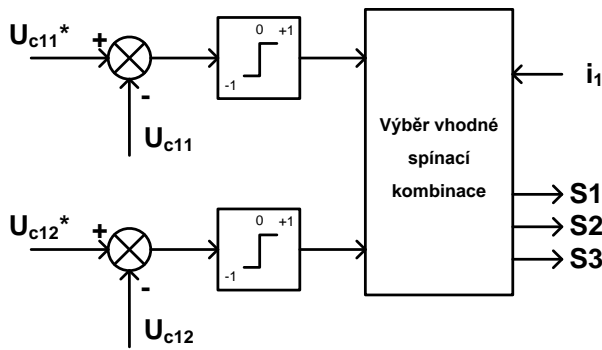
V předchozí kapitole byly popsány předpoklady pro přirozené balancování plovoucích kondenzátorů a jejich hlavní nevýhody – dynamická odezva samo-balancování závislá na charakteru připojené zátěže, případně použití balancovacího filtru pro zlepšení dynamické odezvy balancování, jehož použití však zvyšuje hmotné náklady, zejména pak u měničů pro vysoké výkony. Použitím aktivního balancování plovoucích kondenzátorů lze dosáhnout lepší dynamické odezvy balancování bez použití dodatečného balancovacího filtru [1].

2.2.1 Přímé balancování napětí na plovoucích kondenzátorech

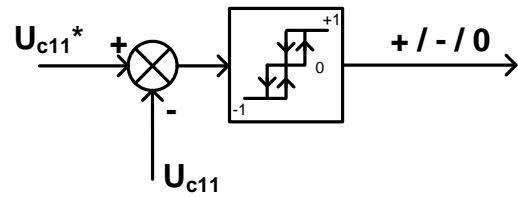
Metody přímého balancování kondenzátorů [6]-[8] vychází z výše uvedené tab. 1. V této tabulce je pro každou spínací kombinaci uveden vliv na jednotlivé plovoucí kondenzátory. Pro každý kondenzátor mohou nastat tři případy: nabíjení „+“, vybíjení „-“ a spínací kombinace nemá vliv na napětí na kondenzátoru „nc“. Nutno poznamenat, že kromě spínací kombinace záleží i na polaritě odebíraného proudu v příslušné větvi. Uvedená tabulka je sestavena pro kladnou polaritu proudu, tedy $i_1 > 0$. V případě opačné polaritě dochází k přehození znamének vlivu na napětí plovoucích kondenzátorů.

Přímé balancování kondenzátorů spočívá ve výběru spínací kombinace pro požadovanou napěťovou hladinu na základě polaritě odebíraného proudu a znamének odchylky napětí na plovoucích kondenzátorech – viz obr. 4. Dle aktuální polaritě proudu a znamének odchylek na jednotlivých plovoucích kondenzátorech je z tabulky vybrána nejvhodnější spínací kombinace. V [6] je uvedená metoda zdokonalena užitím třípolohového kontroléru s hysterezí místo obyčejného dvoupolohového – viz obr. 5. Pokud je napětí na kondenzátoru v nastaveném tolerančním pásmu, je výstupem kontroléru 0 (ekvivalent nc). Tím je možné lépe určit vhodnou spínací kombinaci pro udržení napětí v požadovaných tolerančních pásmech.

V [8] je popsáno aktivní balancování kondenzátorů s tzv. stavovým selektorem, který navíc zajišťuje vyvážené použití spínacích prvků.



obr. 4 Příklad balancovací jednotky pro tříúrovňový měnič

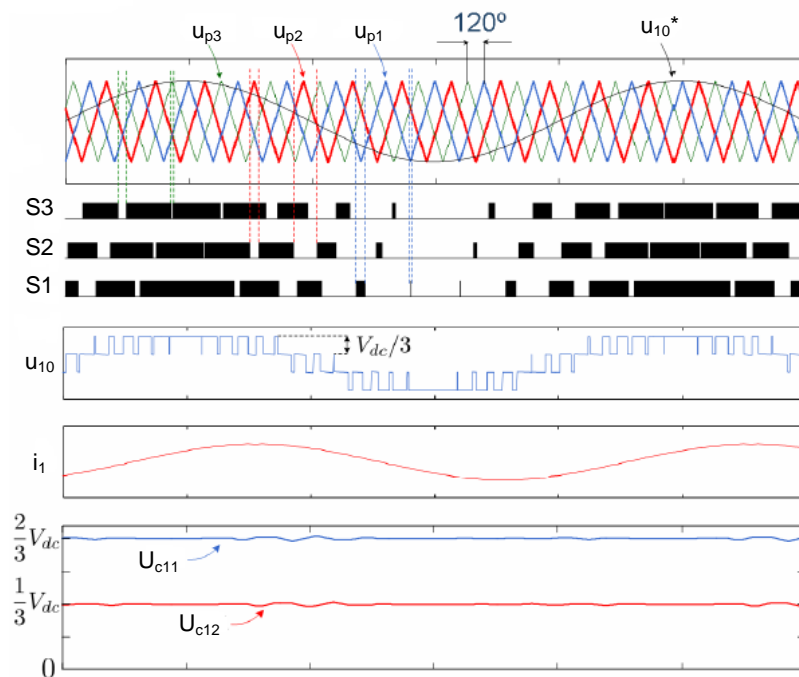


obr. 5 Třípolohový kontrolér s hysterezí

2.3 PS-PWM

Nejjednodušší modulační metodou pro měniče s plovoucími kondenzátory je tzv. PS-PWM [phase shifted], označována též jako PSC-PWM [phase shifted carrier]. Princip modulace je jednoduchý, každá buňka má svůj vlastní nosný signál (symetrickou pilu) a modulační signál je pro všechny společný. Nosné pily mají stejnou velikost, ale jsou mezi sebou fázově posunuty. Princip modulace je patrný z obr. 6. Nejmenšího harmonického zkreslení výstupního napětí je dosaženo při posunutí pil o úhel daný rovnicí (5) [9].

$$\delta = \frac{2\pi}{N-1} \quad (5)$$



obr. 6 Princip PS-PWM pro 4-úrovňový měnič s plovoucími kondenzátory (obr. převzat z [10])

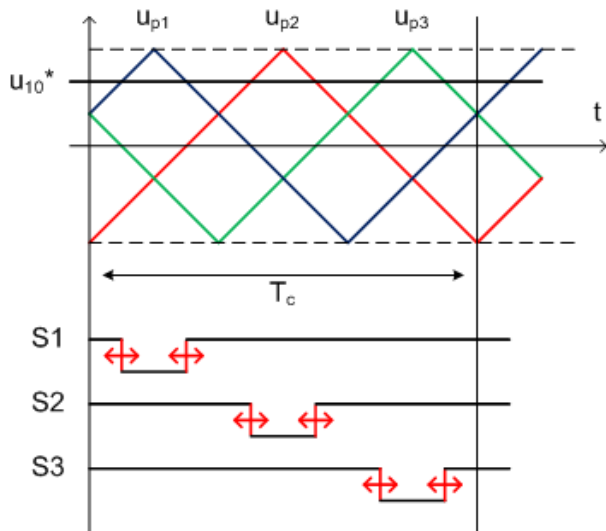
Řízení měniče pomocí PS-PWM zajišťuje přirozené samo-balancování napětí na plovoucích kondenzátorech. Velkou výhodou uvedené metody je také rovnoměrné rozdělení spínacích ztrát mezi všechny prvky měniče. Mezi nevýhody patří především větší harmonické zkreslení výstupního napětí v porovnání s dále popisovanou PD-PWM a znatelně horší dynamická odezva samo-balancování [5].

V [2] je zpracována podrobná analýza přirozeného samo-balancování měniče řízeného pomocí PS-PWM ve spojení s asynchronním motorem. Studie odhalila, že samo-balancování PS-PWM selhává při nízkých otáčkách motoru (tedy nízké hloubce modulace a nízké frekvenci modulačního signálu). Tento problém lze částečně kompenzovat použitím balančního filtru.

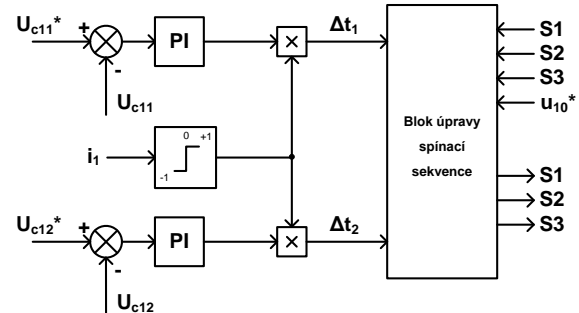
2.3.1 PS-PWM s aktivním balancováním

V práci [11] je představena vylepšená PS-PWM s aktivním balancováním napětí plovoucích kondenzátorů. Jak již bylo řečeno výše, PS-PWM sice disponuje přirozeným samo-balancováním, avšak toto balancování má své nevýhody – viz kapitoly 2.1 a 2.3. Správná funkce přirozeného balancování může být u reálného měniče navíc ovlivněna např. rozdílným samovybíjením plovoucích kondenzátorů, rozdílným zpožděním spínacích pulzů, nesouměrným nabíjením/vybíjením kondenzátorů apod. [11].

Aktivní balancování PS-PWM je založeno na úpravě časů u spínací sekvence v rámci jedné periody PWM podle požadavku na nabíjení nebo vybíjení jednotlivých plovoucích kondenzátorů (viz obr. 7). Schéma balancovací jednotky je na obr. 8. Základní spínací sekvence je získána z klasické PS-PWM a dále je upravena v závislosti na velikosti modulačního signálu a získaných časech Δt_1 a Δt_2 . Výsledná spínací sekvence zajišťuje individuální nabíjení/vybíjení plovoucích kondenzátorů bez výrazného zkreslení první harmonické vytvořeného napětí (v porovnání s klasickou PS-PWM).



obr. 7 Princip úpravy spínací sekvence PS-PWM pro 4-úrovňový měnič



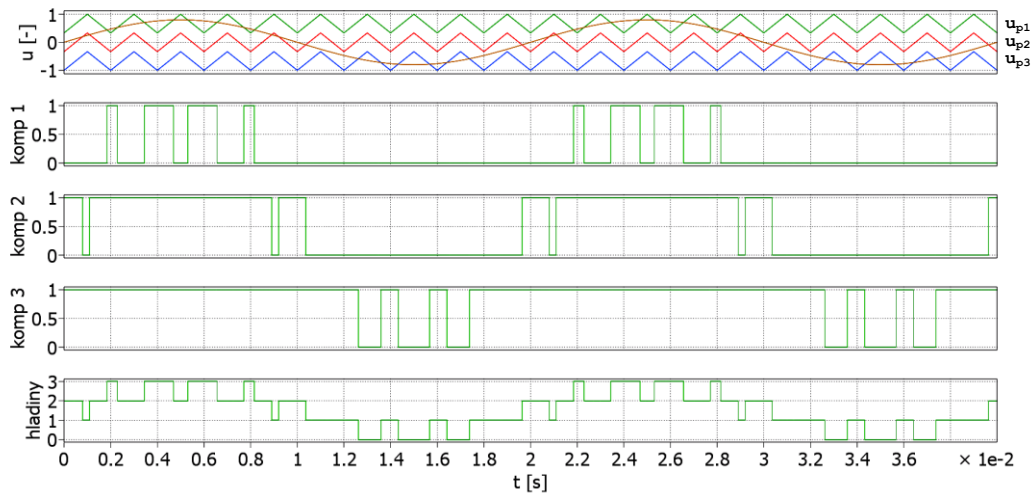
obr. 8 Schéma aktivní balancovací jednotky pro PS-PWM pro 4-úrovňový měnič

2.4 PD-PWM

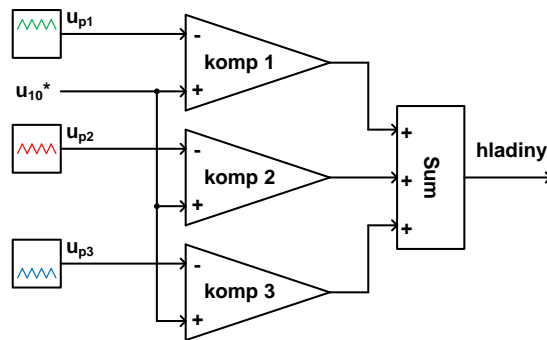
Druhou modulační metodou vhodnou pro měniče s plovoucími kondenzátory je tzv. PD-PWM [phase disposition]. Princip PD-PWM spočívá v sestavení $(N-1)$ nosných pil, rozdělených do sektorů (viz obr. 9). Tyto pily jsou porovnávány s požadovaným modulačním signálem, ale nelze je přímo použít pro ovládání spínacích součástek měniče jako v případě PS-PWM (PD-PWM nezajišťuje přirozené samo-balancování). Na obr. 10 je principiální schéma základního modulátoru PD-PWM, jehož výstupem je pouze informace o požadované úrovni výstupního napětí (viz tab. 1). Funkce základního modulátoru je zřejmá, jednotlivé nosné pily jsou porovnávány s modulačním signálem v komparátorech 1 až 3 (výstup komparátoru je 0 nebo 1). Všechny výstupy jsou sečteny a výsledkem je požadovaná úroveň fázového napětí měniče (u_{10}). Tento výstup musí být následně dekodován, pro zajištění přirozeného balancování, případně k zajištění dalších vlastností dle dodatečných kritérií (např. rovnoměrné rozložení spínacích ztrát apod...). Metody pro dekodování PD-PWM pro použití s měničem s plovoucími kondenzátory jsou popsány v následujících podkapitolách.

Druhá možnost je využití aktivního balancování, kde je informace o požadované úrovni výstupního napětí použita jako vstup do balancovací jednotky – viz kapitola 2.2.1.

Základní výhodou PD-PWM proti PS-PWM je menší harmonické zkreslení ve výsledném fázovém napětí zátěže [5].



obr. 9 Princip PD-PWM pro 4-úrovňový měnič s plovoucími kondenzátory



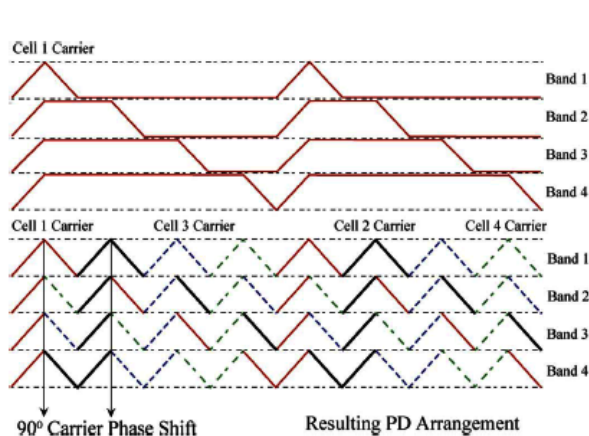
obr. 10 Schéma základního modulátoru PD-PWM

2.4.1 Dekódování PD-PWM pomocí trapezoidních nosných signálů

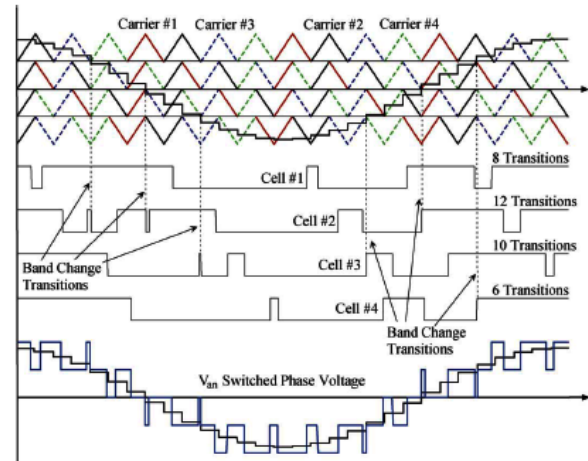
První metoda dekódování požadovaného průběhu napěťových hladin pro měnič s plovoucími kondenzátory je popsána např. v [5], [9], [12] a [13]. Metoda spočívá v zavedení specifického trapezoidního nosného signálu pro každou buňku. Průběh nosného signálu pro jednu buňku je naznačen na obr. 11 nahoře. Jedná se o nosný signál pro 5-úrovňový měnič. Jak je z obrázku patrné, nosný signál pro jednu buňku je rozdělen do všech pásem PD-PWM, při porovnávání s modulačním signálem je tedy důležitá i informace, v jakém pásmu se zrovna modulační signál nachází. Takto vytvořený signál se periodicky opakuje a je shodný pro všechny buňky pouze s tím rozdílem, že nosný signál pro následující buňku je posunut o úhel δ . Výpočet úhlu je shodný s rovnicí (5).

Uvedené dekódování je založeno na tzv. přímém přístupu. To znamená, že PD-PWM s takto upravenými nosnými signály lze použít přímo pro řízení měniče s plovoucími kondenzátory (dekódování je součástí PWM), což je jeho hlavní předností. Nevýhodou tohoto dekódování je nerovnoměrné rozložení spínacích ztrát – viz obr. 12. Při přechodu mezi pásmy pil může

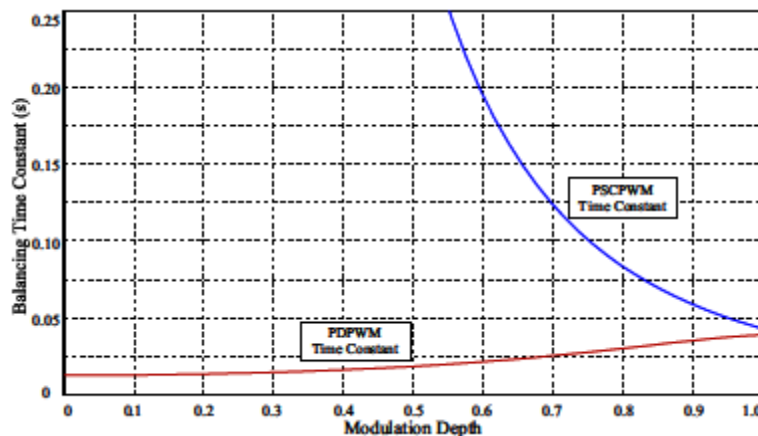
navíc docházet k velmi blízkým přepnutím, která mohou způsobovat problémy především u výkonových měničů (navýšení spínacích ztrát) [9]. V [5] je podrobně analyticky rozebrána PD-PWM s popisovaným dekódováním a z výsledků je navržen vylepšený balancovací filtr pro zlepšení dynamických vlastností samo-balancování. Dále je dokázáno, že PD-PWM má lepší samo-balancovací schopnost proti PS-PWM – viz obr. 13. V [13] jsou uvedeny dva praktické příklady pro realizaci dekódování s důrazem na snadnou implementaci do DSP.



obr. 11 Průběh upraveného trapezoidního nosného signálu pro dekódování PD-PWM. Příklad pro 5-úrovňový měnič s plovoucími kondenzátory. Obrázek převzat z [9].



obr. 12 Ukázka dekódování PD-PWM pomocí upravených trapezoidních nosných signálů. Příklad pro 5-úrovňový měnič s plovoucími kondenzátory. Obrázek převzat z [9].



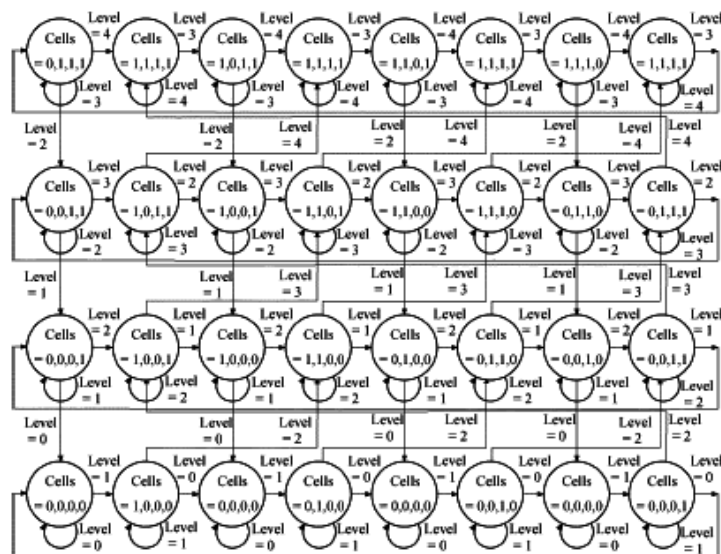
obr. 13 Srovnání časové konstanty dynamické odezvy samo-balancování pro PD-PWM a PS-PWM. Obrázek převzat z [5].

2.4.2 Dekódování PD-PWM pomocí stavového automatu

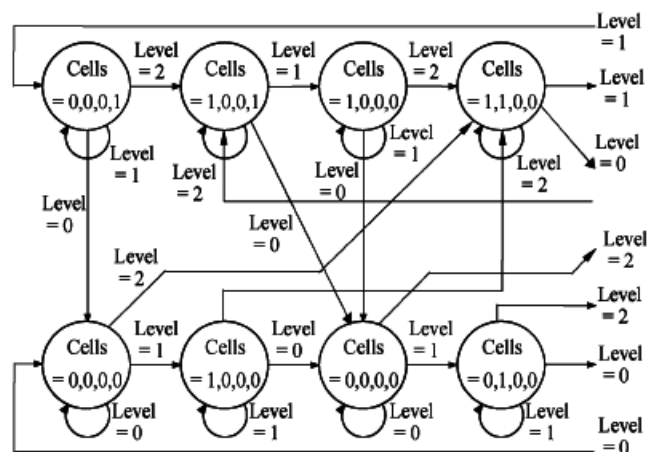
Druhý způsob dekódování PD-PWM pro měnič s plovoucími kondenzátory je popsán v [9]. Tento dekodér slouží pro spínání víceúrovňového měniče na základě napěťových hladin, získaných pomocí PD-PWM nebo SV-PWM (viz dále). Výhodou dále popisovaného dekodéru je rovnoměrné rozdělení spínacích ztrát mezi jednotlivými buňkami a odstranění výše

zmiňovaných blízkých pulzů, vznikajících při použití upravených nosných pil z předchozí kapitoly.

Principem stavového dekodéru je přesná definice spínací kombinace v závislosti na požadované hladině napětí a předchozí spínací kombinaci. Příklad stavového automatu pro 5-úrovňový měnič s plovoucími kondenzátory je na obr. 14 (číslo v buňce představuje spínací kombinaci S1,S2,S3,S4). Tento dekodér však umožňuje změnu hladiny pouze o jednu hladinu (tedy z 0 na 1, z 1 na 2 nebo zpět na 1 apod.). Na obr. 15 je zobrazena část stavového dekodéru pro skok požadované hladiny větší než 1.



obr. 14 Úplný stavový automat pro 5-úrovňový měnič s plovoucími kondenzátory. Maximální změna hladiny o jeden krok. Obrázek převzat z [9].



obr. 15 Část stavového automatu pro 5-úrovňový měnič s plovoucími kondenzátory. Změna hladiny větší než jeden krok. Obrázek převzat z [9].

2.4.3 Dekódování PD-PWM založené na čísle periody nosného signálu

Další způsob dekódování je popsán v [13]. Tento princip je založen na souboru pravidel, podle kterých jsou přímo generovány pulzy pro spínání víceúrovňového měniče s plovoucími kondenzátory. Pravidla jsou definována na základě informací o aktuální periodě symetrického nosného signálu, zda se jedná o rostoucí nebo klesající půlperiodu nosného signálu a pásnu, ve kterém se aktuálně vyskytuje modulační signál. Uvedené dekódování vychází z dekodéru využívajícího trapezoidních průběhů nosných signálů. Ten vyžaduje $(N-1) \times (N-1)$ trapezoidních nosných signálů, což je značně nevýhodné. Výhodou uvedeného řešení je použití pouze základních $(N-1)$ trojúhelníkových nosných signálů a následná přímá generace spínacích pulzů na základě definovaných pravidel.

2.4.4 Dekódování PD-PWM pomocí zjednodušeného stavového automatu

Další možnost dekódování PD-PWM, popsaná v [13], vychází ze stavového automatu (viz kapitola 2.4.2). Nevýhodou výše popisovaného stavového automatu je nutná znalost všech možných stavů a přechodů mezi nimi, jejichž počet narůstá s počtem hladin měniče. Tím roste i náročnost na následnou implementaci. Dále uváděný dekodér využívá informaci z PD-PWM (případně z SV-PWM) na požadovanou hladinu fázového napětí měniče. Volba spínací kombinace pro příslušnou hladinu se řídí následujícími předpoklady: v jedné větvi měniče je provedena změna vždy pouze v jedné buňce; není měněna buňka, ve které byla provedena změna v minulém kroku. Výběr buňky se zároveň řídí tzv. preferenčním diagramem (viz obr. 16). Z uvedených pravidel je zřejmé, že pro výběr následující spínací kombinace je nutná znalost dvou předchozích kombinací (aktuální + minulé) a také všech možných spínacích kombinací pro jednotlivé hladiny (viz tab. 1). Pokud pro příslušnou hladinu nelze vybrat kombinaci, která by vyhovovala první podmínce, podle preferenčního diagramu se přejde na následující buňku, případně další buňku v řadě atd. Uvedeným postupem lze získat shodný spínací diagram jako na výše uvedeném obr. 14 pro úplný stavový automat (v případě aplikace na 5-úrovňový měnič). Stejně jako u stavového automatu tato metoda zajišťuje samo-balancovací schopnost měniče a zároveň rovnoměrné rozložení spínacích ztrát. Předností popisované metody je nenáročná implementace pravidel a nezávislost algoritmu výběru vhodné spínací kombinace na počtu hladin měniče (kromě rozměru tabulky možných spínacích kombinací pro jednotlivé hladiny). V článku však není řešena změna větší než jedna hladina, jako u předcházející metody se stavovým automatem.



obr. 16 Preferenční diagram pro 4-úrovňový měnič s plovoucími kondenzátory

2.5 SV-PWM

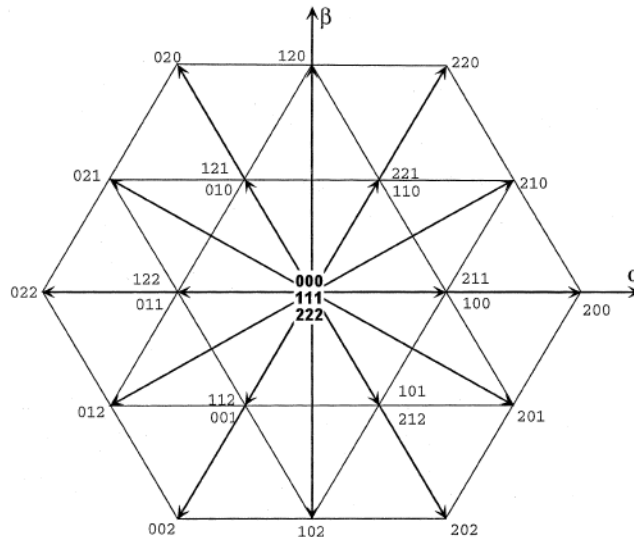
Výše uvedené modulační metody založené na PWM s nosným signálem spočívají v generování spínacích kombinací odděleně pro každou větev. Výsledné fázové napětí je pak dáno součtem jednotlivých generovaných fázových napětí střídače. Naproti tomu prostorově vektorová PWM (SV-PWM) spočívá v generování spínacích kombinací pro celý měnič v závislosti na požadované pozici prostorového vektoru v komplexní rovině α - β .

Za předpokladu symetrické zátěže je v 3f systému prostorový vektor definován jako

$$\bar{u} = \frac{2}{3} (u_{z1} + u_{z2} e^{j120^\circ} + u_{z3} e^{j240^\circ}), \quad (6)$$

kde u_{zx} představuje aktuální hodnotu fázového napětí na příslušné zátěži. Každé kombinaci sepnutí měniče odpovídá určitá poloha prostorového vektoru v komplexní rovině. Na obr. 17 jsou zobrazeny možné polohy prostorového vektoru pro tříúrovňový měnič. Jak je vidět, některým pozicím prostorového vektoru přísluší více než jedna spínací kombinace. Tyto redundantní stavy lze dále využít například pro balancování napětí na plovoucích kondenzátorech, případně pro optimální volbu spínací sekvence SV-PWM – viz [14]. Číselný kód/kódy u každé pozice značí napěťové hladiny jednotlivých větví měniče pro realizaci požadované polohy prostorového vektoru. Například kód 210 představuje hladinu 2 u první větve, hladinu 1 u druhé a hladinu nula u třetí větve. Význam označení jednotlivých hladin je zřejmý z výše uvedené tab. 1 (tabulka sestavena pro 4-úrovňový měnič).

Z uvedených pozic tzv. reálných prostorových vektorů lze dle známých principů vektorové PWM [15] vytvořit libovolnou fiktivní pozici vektoru. Výhodou víceúrovňového měniče proti klasickému dvouúrovňovému měniči je větší počet napěťových hladin fázového napětí měniče a tím i větší počet reálných prostorových vektorů, což vede na menší zkreslení výsledného vytvořeného napětí. Na druhou stranu u víceúrovňových měničů lze předpokládat složitější výběr vhodných reálných vektorů i následný výpočet dob sepnutí (složitější polygon). Celou modulaci dále zesložituje i následný výběr optimální realizace vektoru u redundantních pozic vektoru.



obr. 17 Možné polohy prostorového vektoru pro tříúrovňový měnič. Obr. převzat z [14].

Algoritmus pro výpočet pozice vektorů a příslušných časů sepnutí pro víceúrovňové měniče je řešen například v [16] - [18]. Za zmínku stojí především [16] a [17]. Oba algoritmy zajišťují identifikaci tří nejbližších prostorových vektorů včetně časů sepnutí v rámci jedné PWM periody. Jejich hlavní výhodou je snadná implementace do DSP, jelikož celý algoritmus je založen převážně na sčítání, odečítání a oříznutí (přetypování float – integer). Odpadá tedy určování sektorů a složité výpočty goniometrických funkcí, známých z klasických metod pro dvouúrovňovou SV-PWM [15]. Určitým problémem je řazení identifikovaných vektorů (důvodem je různá orientace vzniklých trojúhelníků) a optimální výběr z redundantních pozic vektorů. Tento problém je řešen například v [14], kde je popsána tzv. CSV-PWM [centered space vector], v literatuře též označována jako optimální SV-PWM. CSV-PWM využívá redundantních pozic vektorů pro zajištění minimálního harmonického zkreslení výstupního napětí.

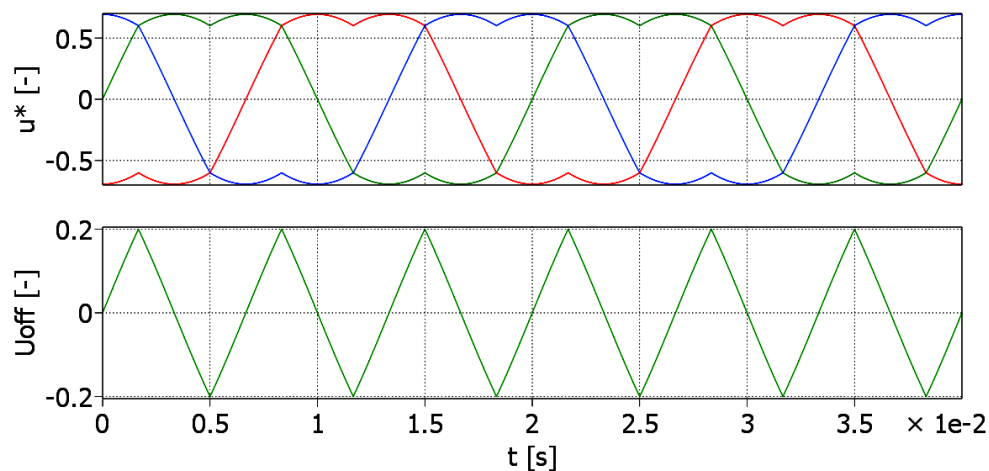
Uvedené modulační metody neřeší otázku balancování napětí na plovoucích kondenzátorech. Metody lze tedy použít pro generování požadovaných napěťových hladin v jednotlivých větvích měniče a pro balancování využít buď některé samo-balancovací metody (viz kapitoly 2.4.x) nebo metody aktivního balancování (kapitola 2.2).

2.5.1 Vycentrovaná PD-PWM [Centered PD-PWM]

Zřejmou nevýhodou SV-PWM je náročný výpočet a získávání optimálních spínacích kombinací a jejich příslušných časů sepnutí z požadovaného prostorového vektoru. V práci [14] a [19] je uveden postup získání 3f modulačních signálů pro PD-PWM, s jejichž použitím je docíleno shodné spínací sekvence jako při řízení s optimální CSV-PWM. Modulační signál je získán přičtením offsetu k běžným sinusovým modulačním křivkám. Odvození vychází z offsetu pro dvouúrovňový měnič, definovaného jako

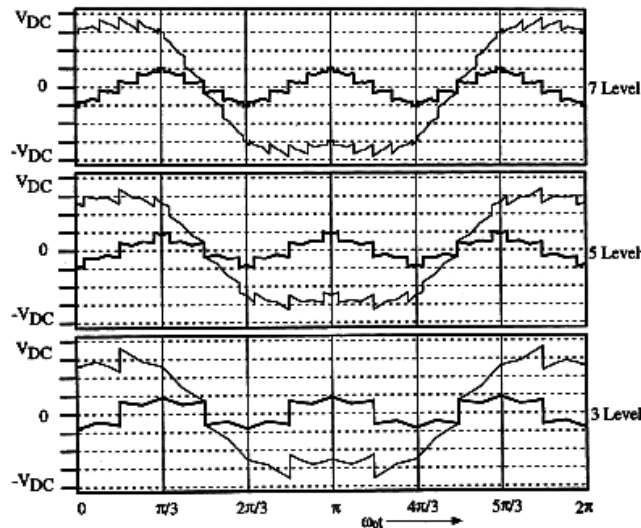
$$U_{off} = -\frac{\min(u_{10}^*, u_{20}^*, u_{30}^*) + \max(u_{10}^*, u_{20}^*, u_{30}^*)}{2}, \quad (7)$$

kde funkce $\min()$ předává minimální aktuální hodnotu sinusových modulačních signálů a funkce $\max()$ předává maximální aktuální hodnotu. Přičtením uvedeného offsetu k sinusovým modulačním křivkám je získán výsledný modulační signál pro dvouúrovňový měnič – viz obr. 18. Na obrázku jsou zobrazeny výsledné modulační křivky pro 3f měnič a vypočtený offset U_{off} .



obr. 18 Modulační signály pro 3f dvouúrovňový měnič, zajišťující shodnou spínací sekvenci jako CSV-PWM

Pro víceúrovňové měniče s PD-PWM (více nosných signálů rozděleno do hladin) je nutné navíc přidat druhý offset – více v [14]. Výsledné modulační křivky pro 3, 5 a 7-úrovňový měnič jsou uvedeny na obr. 19. Obrázek obsahuje též jednotlivé průběhy celkových offsetů.



obr. 19 Modulační křivky centrované PD-PWM. Obrázek převzat z [14].

Uvedená modulace je odvozena obecně pro libovolný víceúrovňový měnič. Pro měnič s plovoucími kondenzátory je nutné opět řešit balancování napětí na kondenzátorech – viz PD-PWM kapitola 2.4.

2.6 Počítaná PWM založená na eliminaci vyšších harmonických

Další metoda pro modulaci víceúrovňového měniče je tzv. počítaná PWM založená na eliminaci vyšších harmonických [10], [20]. Tato metoda je určena především pro velmi nízké spínací frekvence (typicky pokud je frekvence modulačního signálu menší než 5-10 násobek frekvence nosného signálu). Modulace vychází z principu pro dvojúrovňový měnič [21], u víceúrovňového měniče je nutné pouze počítat s vyšším počtem hladin ve fázovém napětí měniče. Princip eliminace vyšších harmonických je dále uveden na příkladu tříúrovňového měniče – viz průběh fázového napětí měniče na obr. 20. Pro průběh napětí lze pomocí Fourierova rozvoje sestavit rovnici (8) [10].

$$u_{10(h)} = \frac{4U_{dc}}{h\pi} \sum_{i=1}^k (-1)^{i-1} \cos(h\alpha_i) \quad (8)$$

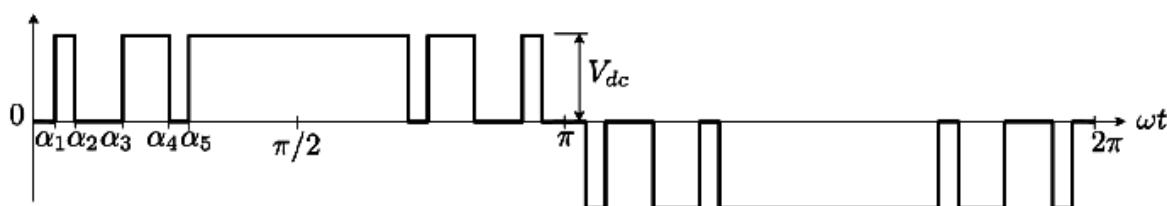
Pro eliminaci 5. a 7. harmonické jsou sestaveny 3 rovnice, ze kterých lze vyjádřit úhly sepnutí α . 3. harmonické a jejich násobky nemusí být eliminovány, protože se u 3f měniče přirozeně odečtou.

$$\begin{aligned}
 u_{10(1)} &= U_{10m} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{i=1}^k (-1)^{i-1} \cos(\alpha_i) \\
 u_{10(5)} &= 0 = \frac{4V_{dc}}{5\pi} \sum_{i=1}^k (-1)^{i-1} \cos(5\alpha_i) \\
 u_{10(7)} &= 0 = \frac{4V_{dc}}{7\pi} \sum_{i=1}^k (-1)^{i-1} \cos(7\alpha_i)
 \end{aligned} \tag{9}$$

Písmenem h jsou značeny harmonické. U_{10m} představuje požadovanou maximální amplitudu první harmonické.

Pro menší výpočetní náročnost se uvedené rovnice nemusí počítat přímo, ale mohou být předpočteny v závislosti na hloubce modulace a uloženy například v tabulce.

Uvedeným způsobem je získán požadovaný průběh fázového napětí měniče. U víceúrovňového měniče s plovoucími kondenzátory je nutné následně využívat redundantní stavy jednotlivých hladin pro balancování napětí na plovoucích kondenzátorech [20].



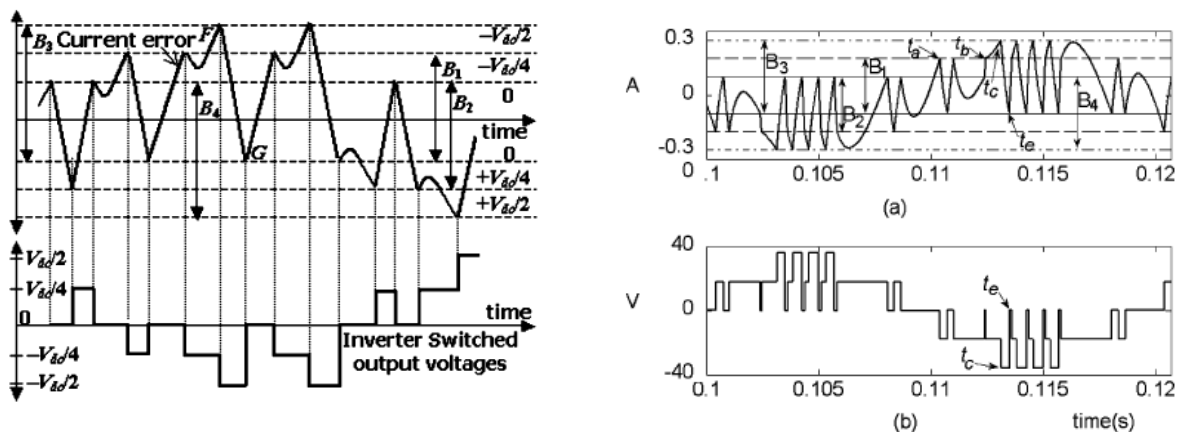
obr. 20 Průběh fázového napětí trojúrovňového měniče. Obrázek převzat z [10].

2.7 Hysterezní řízení měniče s plovoucími kondenzátory

Poslední uvedenou modulační metodou je hysterezní řízení podle požadovaného průběhu proudu na střídavé straně měniče. U víceúrovňových měničů s plovoucími kondenzátory nelze použít hysterezní kontrolér přímo pro ovládání jednotlivých spínacích prvků, jako je tomu u dvouúrovňových měničů. Princip hysterezního kontroléru pro víceúrovňové měniče tedy spočívá v generování požadovaných hladin fázového napětí měniče podle proudové odchylky mezi požadovaným a skutečným průběhem proudu. V [1] jsou uvedeny čtyři možné realizace hysterezního kontroléru pro víceúrovňový měnič a jejich vzájemné porovnání. Jako příklad je na obr. 21 uvedena jedna ze základních variant hysterezního kontroléru pro 5-úrovňový měnič. Princip generování napěťových hladin spočívá v definování $(N-1)$ hysterezních pásem (B1-B4). Pro každou hranici pásem je definována určitá hladina napětí. V závislosti na proudové odchylce dochází k pohybu uvnitř jednoho pásma nebo přechodu do pásma jiného a výsledkem je požadavek na napěťovou hladinu na střídavých svorkách

měníče. Hlavní nevýhoda této varianty je viditelná např. při přechodu z bodu F-G, kde dochází ke skoku o 2 napěťové hladiny (tzn. jedna napěťová hladina je přeskočena), čímž dochází k neefektivnímu generování napětí na střídavých svorkách měniče. V uvedené práci je navržen vylepšený hysterezní kontrolér, který tento problém eliminuje.

Při použití hysterezního řízení měniče s plovoucími kondenzátory je nutné použít aktivní balancování napětí na kondenzátorech. Principiálně lze použít přímé balancování plovoucích kondenzátorů (viz kapitola 2.2.1), které spočívá ve výběru vhodné spínací kombinace při změně napěťové hladiny fázového napětí střídače. U hysterezního řízení však doba mezi změnou napěťových hladin závisí na charakteru připojené zátěže. Může se tedy stát, že bude delší doba požadavek na jednu napěťovou hladinu (proud se pohybuje v nastaveném hysterezním pásmu), tzn., bude sepnuta jedna spínací kombinace a po celou dobu dochází k nabíjení nebo vybíjení stejných kondenzátorů. To vede na rozvážení napěťových hladin kondenzátorů a tím i výsledného generovaného napětí na střídavých svorkách měniče. Z toho důvodu je vhodné kontrolovat dobu sepnutí jedné kombinace a při dosažení nastaveného časového intervalu zkontrolovat napětí na kondenzátorech a v případě potřeby zvolit vhodnější spínací kombinaci.



obr. 21 Základní varianta hysterezního kontroléru pro 5-úrovňový měnič. Obrázek převzat z [1].

Závěr

Tato zpráva se zabývá možnými modulačními metodami pro měniče s plovoucími kondenzátory. Ve zprávě jsou podrobně popsány následující modulační metody

- PS-PWM,
- PD-PWM,
- SV-PWM,
- počítaná PWM s eliminací vyšších harmonických a
- hysterezní řízení.

PS-PWM vyniká svou jednoduchostí a přirozenou samo-balancovací schopností.

PD-PWM nelze v základu použít pro přímé řízení měniče s plovoucími kondenzátory, ale modulovaný signál z PD-PWM musí být nejprve tzv. dekodován pro zajištění samo-balancování plovoucích kondenzátorů, případně lze plovoucí kondenzátory balancovat aktivně. Dekodovaná PD-PWM se samo-balancovací schopností produkuje menší harmonické zkreslení ve výsledném fázovém napětí zátěže a zároveň má lepší samo-balancovací schopnost při porovnání s PS-PWM.

SV-PWM spočívá v generování spínacích kombinací pro celý měnič v závislosti na požadované pozici prostorového vektoru v komplexní rovině α - β . U víceúrovňových měničů lze využívat redundantních pozic prostorových vektorů pro řízení měniče podle dodatečných kritérií (např. rovnoměrné rozložení spínacích ztrát, případně lze redundantní pozice vektoru kombinovat s redundantními spínacími kombinacemi jednotlivých hladin pro zajištění kvalitnějšího balancování napětí na plovoucích kondenzátorech). SV-PWM pro měniče s plovoucími kondenzátory zpravidla využívá aktivního balancování napětí plovoucích kondenzátorů.

Využití počítané PWM s eliminací vyšších harmonických lze předpokládat především u aplikací s velmi nízkou spínací frekvencí, typicky pokud je frekvence modulačního signálu menší než 5-10 násobek frekvence nosného signálu.

Na měnič s plovoucími kondenzátory lze aplikovat i hysterezní řízení podle požadovaného průběhu proudu na střídavé straně měniče. Nevýhodou je však proměnná spínací frekvence měniče, závislá na velikosti a charakteru připojené zátěže.

Literatura

- [1] Shukla, A.; Ghosh, A.; Joshi, A.: Improved Multilevel Hysteresis Current Regulation and Capacitor Voltage Balancing Schemes for Flying Capacitor Multilevel Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, 2008, p. 518. ISSN 0885-8993.
- [2] McGrath, B.P.; Holmes, D.G.: Natural Capacitor Voltage Balancing for a Flying Capacitor Converter Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, 2009, p. 1554. ISSN 0885-8993.
- [3] Wilkinson, R.H.; Meynard, T.A.; du Toit Mouton, H.: Natural Balance of Multicell Converters: The General Case. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, 2006, p. 1658. ISSN 0885-8993.
- [4] Wilkinson, R.H.; Meynard, T.A.; du Toit Mouton, H.: Natural Balance of Multicell Converters: The Two-Cell Case. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, 2006, p. 1649. ISSN 0885-8993.
- [5] McGrath, B.P.; Holmes, D.G.: *Enhanced voltage balancing of a flying capacitor multilevel converter using Phase Disposition (PD) modulation*. In: Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2009. San Jose, 2009, p. 3108 - 3115. ISBN 978-1-4244-2893-9.
- [6] Clos, G.; Schindele, L.; Franke, T.; Gartner, S.: *Simple direct capacitor voltage balancing of a flying capacitor converter*. In: Power Electronics and Applications. Dresden, 2006. ISBN 90-75815-09-3.
- [7] Shukla, A.; Ghosh, A.; Joshi, A.: *Capacitor Voltage Balancing Schemes in Flying Capacitor Multilevel Inverters*. In: Power Electronics Specialists Conference PESC 2007. Orlando, 2007, p. 2367. ISBN 978-1-4244-0654-8.
- [8] Salinas, F.; González, M.A.; Escalante, M.F.: *New voltage balancing strategy for flying capacitor multilevel converters*. In: Power Electronics Congress (CIEP). San Luis Potosi, 2010, p. 185. ISBN 978-1-4244-8066-1.
- [9] McGrath, B.P.; Meynard, T.; Gateau, G.; Holmes, D.G.: Optimal Modulation of Flying Capacitor and Stacked Multicell Converters Using a State Machine Decoder. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, 2007, p. 508. ISSN 0885-8993.

- [10] Rodrigues, J.; Pontt, J.; Lezana, P.; Kouro, S.: *Tutorial on multilevel converters*. Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation PELINCEC 2005. Warsaw, 2005.
- [11] Feng, C.; Liang, J.; Agelidis, V. G.: Modified Phase-Shifted PWM Control for Flying Capacitor Multilevel Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, 2007, p. 178. ISSN 0885-8993.
- [12] Dae-Wook Kang; Byoung-Kuk Lee; et al: A symmetric carrier technique of CRPWM for voltage balance method of flying-capacitor multilevel inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, 2005, p. 879. ISSN 0278-0046.
- [13] Shukla, A.; Ghosh, A.; Joshi, A.: Natural Balancing of Flying Capacitor Voltages in Multicell Inverter under PD Carrier-based PWM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, ISSN 0885-8993. [early access]
- [14] McGrath, B.P.; Holmes, D.G.; Lipo, T.: Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, 2003, p. 1293. ISSN 0885-8993.
- [15] van der Broeck, H.W.; Skudelny, H.-C.; Stanke, G.V.: Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, 1988, p. 142. ISSN 0093-9994.
- [16] Celanovic, N.; Boroyevich, D.: A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, 2001, p. 637. ISSN 0093-9994.
- [17] Dengming Peng; Lee, F.C.; Boroyevich, D.: *A novel SVM algorithm for multilevel three-phase converters*. In: Power Electronics Specialists Conference PESC 2002. Cairns, 2002, p. 509. ISBN 0-7803-7262-X.
- [18] Tavakoli Bina, M.: Generalised direct positioning approach for multilevel space vector modulation: theory and DSP-implementation. *IET Electric Power Applications*, Vol. 1, 2007, p. 915. ISSN 1751-8660.

