

2013

Pracoviště:

Regionální inovační centrum elektrotechniky, Fakulta elektrotechnická

Výzkumná zpráva č.: 22190 - 041 - 2013

# Modulátor pro tříúrovňový měnič s aktivním clampingem

Druh úkolu:	Výzkumný
Řešitelé:	Ing. Petr Kamenický, Ing. Tomáš Glasberger, Ph.D.
Vedoucí úkolu:	Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
Počet stran:	19
Datum:	srpen 2013
Revize:	1

Tato výzkumná zpráva vznikla s podporou projektu TA01010863

## Anotace

Tato výzkumná zpráva se zabývá modulátorem pro tříúrovňový měnič ANPC (Active NPC). Tato topologie vznikne z tříúrovňového měniče s upínacími diodami (NPC), když jsou upínací diody nahrazeny IGBT tranzistorem s antiparalelní diodou. Díky této změně je možné ovlivňovat rozložení spínacích a propustných ztrát na jednotlivých prvcích měniče. Úkolem modulátoru zůstává také zajištění balancování napětí na kondenzátorech na stejnosměrné straně měniče. Zpráva obsahuje popis navrženého modulátoru.

# Seznam symbolů a zkratek

tříúrovňový měnič s upínacími diodami
aktivní měnič NPC (upínací diody nahrazeny IGBT)
pulzně šířková modulace
vektorová pulzně šířková modulace
"horní" a "dolní" kondenzátor ss. obvodu měniče NPC
napětí kondenzátorů ss. obvodu měniče NPC
celkové napětí ss. obvodu měniče NPC
fázové napětí střídače - 1. fáze
velikost referenčního vektoru
perioda modulace

## Obsah

1	Úvod	4
2	Popis obvodu měniče ANPC	5
3	Navrhovaný modulátor pro měnič ANPC	5
	3.1 Komutace	6
	3.1.1 Standardní komutace $+  ightarrow 0$	6
	3.1.2 Komutace $+  ightarrow 0U$ a zpět	6
	3.1.3 Komutace $+  ightarrow 0L$ a zpět	7
	3.1.4 Komutace $-  ightarrow 0U$ a zpět	7
	3.1.5 Komutace $-  ightarrow 0L$ a zpět	8
	3.2 Tvorba napěťových úrovní	8
4	Komutace mezi úrovněmi a balancování ztrát podle [1, 2]	11
	4.1 Komutace	11
	4.1.1 Komutace $+  ightarrow 0U2$ a zpět $\dots \dots \dots$	11
	4.1.2 Komutace $-  ightarrow 0L2$ a zpět $\dots \dots \dots$	12
5	Výsledky simulací - rozložení ztrát	12
	5.1 Rozložení ztrát	12
6	Závěr	16
Li	iteratura	17

## 1 Úvod

Modulátor pro měnič ANPC popisovaný v této zprávě vychází z modulátoru pro tříúrovňový měnič s upínacími diodami (NPC) popisovaného ve zprávách [3, 4]. V této zprávě je popsána topologie měniče ANPC a spínací kombinace, které vedou k požadovaným napěťovým úrovním. Princip tvorby napěťových vektorů a způsob, jakým je dosahováno správné rozvážení napětí kondenzátorů na stejnosměrné straně měniče, je stejný jako u modulátoru pro standardní měnič NPC. Ve zprávě jsou proto popsány pouze změny v modulátoru, které umožňují využívat vlastnosti měniče ANPC.

### 2 Popis obvodu měniče ANPC

Topologie měniče ANPC vznikla odvozením z tříúrovňového měniče s upínacími diodami. Na obrázku 1 je schéma jedné fáze měniče. Od měniče NPC se liší pouze tím, že upínací diody, které upínají místa mezi sériově spojenými prvky v každé větvi k tzv. nulovému bodu mezi kondenzátory stejnosměrného meziobvodu, byly nahrazeny IGBT tranzistory (S5, S6). Pokud je požadavek na nulovou úroveň výstupního napětí, pak je možné pomocí různých spínacích kombinací vybrat, zda poteče proud horní (S2, S5), nebo dolní (S3, S6) upínací cestou. Tato možnost je pak využívána k vyrovnávání rozložení ztrát na součástkách ve větvi měniče.



Obr. 1: Tříúrovňový měnič s upínacími diodami

### 3 Navrhovaný modulátor pro měnič ANPC

Zde pouze zopakujme, že navrhovaný modulátor je variantou využívající tzv. vektorovou modulaci (SVPWM). Modulátor je navržen tak, že referenční napěťový vektor je rekonstruován pomocí všech realizovatelných vektorů v příslušném sektoru a spínacích kombinací (některé vektory mohou být vytvořeny více spínacími kombinacemi), které vymezují oblast, ve které se referenční vektor nachází. Modulátor se stará o balancování napětí na kondenzátorech. V následujících odstavcích je popsán způsob, kterým je dosahováno rovnoměrnější rozložení ztrát na součástkách měniče, který je založen na [1, 2].

K obrázku 1 se vztahuje tabulka 1 popisující princip, kterým se dosahuje tří úrovní výstupního fázového napětí střídače. V případě navrhovaného modulátoru dodržujeme následující pravidla: Spínače rozdělíme na dvě skupiny (S1, S4, S5, S6) a (S2, S3). Spínače S1 a S6 se spínají společně, stejně tak dvojice S4 a S5. Pokud je sepnuta dvojice S1 a S6, v tomto případě nesmí být sepnuty spínače S4 a S5, aby nedošlo k vyzkratování meziobvodu některou dvojicí spínačů (S1, S5) nebo (S4, S6). Pro dvojici S2, S3 také platí, že pokud je sepnut spínač S2, je spínač

Hladina $u_{10}\downarrow$	Zapínací signál je na:	
$+(=U_d/2))$	S1, S2, S6	
0U, proud teče horní upínací cestou	S2, S4, S5	
0L, proud teče dolní upínací cestou	S1, S3, S6	
$-(=-U_d/2)$	S3, S4, S5	

S3 vypnut a naopak.<sup>1</sup> Z toho plyne, že jsou současně sepnuty tři spínače a tím je dán stav zbylých tří spínačů. Tato pravidla samozřejmě platí i pro ostatní fáze.

Tabulka 1: Spínání jedné fáze měniče ANPC

#### 3.1 Komutace

Při vysvětlování komutací budeme předpokládat kladný fázový proud.

#### 3.1.1 Standardní komutace $+ \rightarrow 0$

Standardní komutací se rozumí komutace bez využití spínaní aktivních upínacích prvků (standardní NPC měnič). V okamžiku přepínání dojde k vypnutí prvku S1, S2 zůstává sepnutý. Proud procházející původně prvkem S1 komutuje na diodu S5. Spínací ztráty se objeví na prvku S1. Po uplynutí mrtvého času je místo prvku S1 sepnut prvek S3.

#### 3.1.2 Komutace $+ \rightarrow 0U$ a zpět

Při této komutaci přechází fázový proud do horní upínací cesty (viz obrázek 2). Ve stavu + jsou sepnuty prvky S1, S2 a S6. Při komutaci do stavu 0U jsou nejprve vypnuty prvky S1, S6 a po mrtvém čase jsou zapnuty prvky S4, S5. Vypnutí S1 je doprovázeno vypínacími ztrátami, ostatní spínání probíhá beze ztrát. Po komutaci jsou propustné ztráty na diodě prvku S5 a na tranzistoru S2.

Při přechodu ze stavu 0U do + jsou nejprve vypnuty prvky S4, S5 a po mrtvém čase jsou zapnuty prvky S1, S6. Zapnutí S1 je doprovázeno zapínacími ztrátami, ostatní spínání probíhá opět beze ztrát.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>Šest IGBT ve větvi je tedy řízeno pouze pomocí dvou spínacích signálů. Při implementaci bude možné řídit celý měnič o osmnácti IGBT pouze pomocí šesti PWM výstupů.



Obr. 2: Přechod ze stavu + do 0U

#### 3.1.3 Komutace $+ \rightarrow 0L$ a zpět

Při této komutaci přechází fázový proud do dolní upínací cesty (viz obrázek 3). Ve stavu + jsou sepnuty prvky S1, S2 a S6. Při komutaci do stavu 0L je vypnut prvek S2 a po mrtvém čase je zapnut prvek S3. Vypnutí S2 je doprovázeno vypínacími ztrátami, zapnutí S3 probíhá beze ztrát. Po komutaci jsou propustné ztráty na diodě prvku S3 a na tranzistoru S6.



Obr. 3: Přechod ze stavu + do 0L

Při přechodu ze stavu 0L do + je vypnut prvek S3 a po mrtvém čase je zapnut prvek S2. Zapnutí S2 je doprovázeno zapínacími ztrátami.

#### 3.1.4 Komutace $- \rightarrow 0U$ a zpět

Při této komutaci přechází fázový proud do horní upínací cesty (viz obrázek 4). Ve stavu – jsou sepnuty prvky S3, S4 a S5. Při komutaci do stavu 0U je vypnut prvek S3 a po mrtvém čase je zapnut prvek S2. Zapnutí S2 je doprovázeno zapínacími ztrátami. Po komutaci jsou propustné ztráty na diodě prvku S5 a na tranzistoru S2.

Při přechodu ze stavu 0U do – je vypnut prvek S2 a po mrtvém čase je zapnut prvek S3. Vypnutí S2 je doprovázeno vypínacími ztrátami, zapnutí S3 probíhá beze ztrát.



Obr. 4: Přechod ze stavu – do 0U

#### 3.1.5 Komutace $- \rightarrow 0L$ a zpět

Při této komutaci přechází fázový proud do dolní upínací cesty (viz obrázek 5). Ve stavu – jsou sepnuty prvky S3, S4 a S5. Při komutaci do stavu 0L jsou nejprve vypnuty prvky S4, S5 a po mrtvém čase jsou zapnuty prvky S1, S6. Zapnutí S6 je doprovázeno zapínacími ztrátami, ostatní spínání probíhá opět beze ztrát. Po komutaci jsou propustné ztráty na diodě prvku S3 a na tranzistoru S6.



Obr. 5: Přechod ze stavu – do 0L

Při přechodu ze stavu 0L do - jsou nejprve vypnuty prvky S1, S6 a po mrtvém čase jsou zapnuty prvky S4, S5. Vypnutí S6 je doprovázeno vypínacími ztrátami, ostatní spínání probíhá beze ztrát.

#### 3.2 Tvorba napěťových úrovní

Jak bylo zmíněno výše, fázová větev měniče je ovládána pouze prostřednictvím dvou signálů. Tyto signály jsou tvořeny pomocí PWM. Podle zadaného požadovaného napěťového vektoru jsou pro každou fázi měniče vypočítány dvě komparační hodnoty, které jsou porovnávány s pilou. Pokud je pila menší než komparační hodnota, pak má odpovídající spínací signál hodnotu 0 a pokud je pila větší než komparační hodnota, pak má odpovídající spínací signál hodnotu



Obr. 6: Spínací signály fáze 1

1. Tabulka 2 ukazuje výstupní napěťové úrovně a jim odpovídající sepnuté prvky a hodnoty spínacích signálů. Spínání skupiny prvků S1, S4, S5, S6 řídí signál *sig*1, spínání prvků S2, S3 řídí signál *sig*2.

Hladina $u_{10}\downarrow$ Zapínací signál je na: Hodnota signálů (s		Hodnota signálů ( $sig1$ , $sig2$ )
+	S1, S2, S6	1, 1
0U	S2, S4, S5	0, 1
0L	S1, S3, S6	1, 0
_	S3, S4, S5	0, 0

Tabulka 2: Sepnuté prvky a tomu odpovídající spínací signály

Na obrázku 6a jsou zobrazeny spínací signály pro fázi 1 při požadavku na napěťový vektor v první oblasti prvního sektoru. Porovnáním průběhů spínacích signálů s tabulkou 2 vidíme, že v průběhu periody PWM dochází k přechodům úrovní  $- \rightarrow 0U \rightarrow + \rightarrow 0U \rightarrow -$ . Pokud teče kladný fázový proud, pak teče totožnou cestou (horní), jakou by tekl v měniči NPC a i ke ztrátám dochází na totožných prvcích. Obrázek 6b ukazuje spínací signály fáze 1 pro stejný požadovaný napěťový vektor, když ale dochází k přechodům  $- \rightarrow 0L \rightarrow + \rightarrow 0L \rightarrow -$ . V tomto případě proud poteče spodní upínací cestou a ke ztrátám bude docházet na jiných prvcích, než by tomu bylo u měniče NPC. Z porovnání obrázků 6a a 6b je zřejmé, že pro výběr spodní upínací cesty je potřeba pouze zaměnit komparační hodnoty pro sig1 a sig2.

V [1] autoři uvádí, že není třeba počítat model oteplení součástek, ale že pro rovnoměrnější rozložení ztrát na součástkách a tudíž i oteplení je postačující provést vždy po několika periodách PWM odpovídajících měniči NPC jednu periodu, kdy fázový proud poteče druhou upínací cestou, než v měniči NPC. Obrázek 7 ukazuje tři periody PWM. Uvažujme opět kladný fázový proud. Z průběhů spínacích signálů je zřejmé, že v nich dochází k přechodům  $- \rightarrow 0 \rightarrow -$ . Prostřední perioda je vybrána, aby v jejím průběhu tekl proud druhou upínací cestou, než by tekl v měniči NPC. Proto jsou ve druhé periodě komparační hodnoty a tedy i spínací signály zaměněny.



Obr. 7: Tři periody PWM, přechod  $- \rightarrow 0 \rightarrow -$ 

Obrázek 8a ukazuje tři periody PWM, kde dochází k přechodům  $0 \rightarrow + \rightarrow 0$ . Prostřední perioda je opět vybrána, aby v jejím průběhu tekl proud druhou upínací cestou, než by tekl v měniči NPC. Na rozhraní mezi první a duhou periodou a druhou a třetí periodou PWM je provedeno přepnutí mezi spínacími kombinacemi 0U a 0L při kterém dochází k přepnutí všech součástek ve větvi měniče. To je doprovázeno spínacími ztrátami a také kladným nebo záporným napěťovým pulzem (podle orientace proudu) o délce mrtvých časů. Modulátor je tedy navržen tak, že když je na konci končící periody PWM i na začátku nastávající periody PWM požadovaná výstupní úroveň nulová a má dojít k přepnutí proudu do druhé upínací cesty, modulátor toto o polovinu periody odloží (v polovině periody PWM je výstupní úroveň vždy jiná, než na začátku). To je vidět na obrázku 8b, kde k záměně komparačních hodnot dochází v polovině druhé a třetí periody (1,5 a 2,5). Tím se zabrání vzniku nežádoucího napěťového pulzu a spínacích ztrát, které nejsou nutné.



Obr. 8: Tři periody PWM, přechod  $0 \rightarrow + \rightarrow 0$ 

# 4 Komutace mezi úrovněmi a balancování ztrát podle [1, 2]

Při námi použitém způsobu spínání popsaném v kapitole 3 jsou vždy tři tranzistory ve větvi sepnuté a tím je dáno, že zbylé tři tranzistory jsou vypnuté. Je také pevně dáno, mezi sepnutí kterých tranzistorů jsou vkládány mrtvé časy. Na rozdíl od námi navrhovaného modulátoru, který využívá čtyři spínací kombinace (+, 0U, 0L, -), využívá metoda v [1, 2] šesti spínacích kombinací (+, 0U1, 0U2, 0L1, 0L2, -), přičemž kombinace 0U1 a 0L1 odpovídájí námi využitým kombinacím 0U a 0L. Kombinace 0U2 a 0L2 se od ostatních liší tím, že jsou sepnuty pouze dva ze šesti tranzistorů ve větvi a při některých přepnutí z těchto kombinací na ostatní dochází ke změně toho, mezi které tranzistory se vkládají mrtvé časy. Náš hardware není uzpůsobený pro tento způsob spínání, proto řídíme rozložení ztrát pouze za pomoci výše uvedených čtyř spínacích kombinací, ačkoli plně nevyužíváme všech možností měniče. To vede i k vyšším ztrátám při našem způsobu řízení, což je ukázáno na výsledcích simulací v kapitole 5.

#### 4.1 Komutace

l zde budeme předpokládat kladný fázový proud.

Přepínání mezi jednotlivými úrovněmi výstupního napětí je při tomto způsobu řízení prováděno tak, že pro přepnutí proudu z kladného napětí do horní upínací cesty je použit přechod  $+ \rightarrow 0U2$  a pro přepnutí proudu do spodní upínací cesty je použit přechod  $+ \rightarrow 0L1$ . Pro přepnutí proudu ze záporného napětí do spodní upínací cesty, je použit přechod  $- \rightarrow 0L2$  a pro přepnutí proudu do horní upínací cesty je použit přechod  $- \rightarrow 0U2$  a pro přepnutí

Přechody  $+ \rightarrow 0L1$  a  $- \rightarrow 0U1$  jsou popsány výše v kapitole 3. Nyní již popíšeme pouze přechody  $+ \rightarrow 0U2$  a  $- \rightarrow 0L2$ .

#### 4.1.1 Komutace $+ \rightarrow 0U2$ a zpět

Při této komutaci přechází fázový proud do horní upínací cesty, jako na obrázku 2, ale ve stavu 0U2 jsou sepnuty pouze prvky S2 a S5. Přechod probíhá následovně: ve stavu + jsou sepnuty prvky S1, S2 a S6. Při komutaci do stavu 0U2 jsou nejprve vypnuty prvky S1, S6 a po mrtvém čase je zapnut prvek S5. Vypnutí S1 je doprovázeno vypínacími ztrátami, ostatní spínání probíhá beze ztrát. Po komutaci jsou propustné ztráty na diodě prvku S5 a na tranzistoru S2.

Při přechodu ze stavu 0U2 do + je nejprve vypnut prvek S5 a po mrtvém čase jsou zapnuty prvky S1, S6. Zapnutí S1 je doprovázeno zapínacími ztrátami, ostatní spínání probíhá opět beze ztrát.

#### 4.1.2 Komutace $\rightarrow 0L2$ a zpět

Při této komutaci přechází fázový proud do dolní upínací cesty, jako na obrázku 5, ale ve stavu 0L2 jsou sepnuty pouze prvky S3 a S6. Přechod probíhá následovně: ve stavu – jsou sepnuty prvky S3, S4 a S5. Při komutaci do stavu 0L2 jsou nejprve vypnuty prvky S4, S5 a po mrtvém čase je zapnut prvek S6. Zapnutí S6 je doprovázeno zapínacími ztrátami, ostatní spínání probíhá beze ztrát. Po komutaci jsou propustné ztráty na diodě prvku S3 a na tranzistoru S6.

Při přechodu ze stavu 0L2 do – je nejprve vypnut prvek S6 a po mrtvém čase jsou zapnuty prvky S4, S5. Vypnutí S6 je doprovázeno vypínacími ztrátami, ostatní spínání probíhá beze ztrát.

## 5 Výsledky simulací - rozložení ztrát

#### 5.1 Rozložení ztrát

Modulátor byl testován sérií simulací v programu PLECS, jejichž výsledky jsou prezentovány v následujících odstavcích. Simulace byly prováděny s RL zátěží s konstantním požadovaným vektorem výstupního napětí o frekvenci 50 Hz a s konstantním účiníkem. Napětí na ss. straně měniče je 700 V a efektivní hodnota fázových proudů zátěže byla v každé simulaci 375 A. Grafy ukazují celkový ztrátový výkon (spínací a propustné ztráty) na součástkách v průběhu jedné sekundy ve Wattech.

Na obrázku 9 je průběh ztrát ve větvi měniče při modulační frekvenci 2 kHz, velikosti referenčního vektoru 0,98 a účiníku 0,95. Grafy zobrazují průběh ztrát pro měnič NPC (prvky S5 a S6 nejsou řízeny, takže proudy tečou vždy stejnými upínacími cestami, jako v měniči NPC) a průběh ztrát pro řízení, kdy je v každé druhé až každé páté periodě proud veden druhou upínací cestou, než by tekl v měniči NPC. Když sečteme ztráty na k sobě náležících IGBT a diodách, pak je nejrovnoměrnějšího rozložení ztrát dosaženo, když je proud v každé třetí periodě veden druhou upínací cestou, než by tekl v měniči NPC, tzn. bylo by provedeno řízení pomocí aktivních upínacích prvků.

Pro srovnání navrhovaného způsobu modulace se způsobem prezentovaným v [1, 2], je na obrázku 10 průběh ztrát ve větvi měniče při modulační frekvenci 2 kHz, velikosti referenčního vektoru 0,98 a účiníku 0,95 (tentýž stav jako na obrázku 9). Je vidět, že při modulaci podle [1, 2] jsou celkové ztráty menší, avšak za cenu složitějšího generování řídících signálů pro součástky měniče v reálné implementaci. Jak bylo zmíněno výše, námi navrhovaný modulátor využívá pouze dva řídící signály pro všech šest součástek v jedné větvi měniče.

Na obrázku 11 je průběh ztrát ve větvi měniče při modulační frekvenci 800 Hz. Velikost referenčního vektoru a účiník jsou stejné, jako pro obrázek 9. Změna velikosti ztrát je daná zmenšením spínací frekvence a tedy i zmenšením spínacích ztrát. To se projeví i na tom, který



Obr. 9: Celkové ztráty na prvcích jedné větve.  $f_{PWM} = 2 \, \mathrm{kHz}$ , velikost = 0,98,  $\cos{(\varphi)} = 0,95$ 



Obr. 10: Celkové ztráty na prvcích jedné větve při modulaci podle [1].  $f_{PWM} = 800$  Hz, velikost = 0,6,  $\cos(\varphi) = 0,5$ 



Obr. 11: Celkové ztráty na prvcích jedné větve.  $f_{PWM}=800\,{\rm Hz},$ velikost= 0,98, $\cos{(\varphi)}$ téměř 1

ze způsobů řízení je nejvýhodnější pro rozložení ztrát. V tomto případě je to řízení, kdy v každé páté periodě je provedeno řízení proudu pomocí aktivních upínacích prvků druhou cestou, než by tekl v měniči NPC.

Na obrázku 12 je průběh ztrát ve větvi měniče při modulační frekvenci 800 Hz, velikosti referenčního vektoru 0,98 a účiníku 0,8. Nejvýhodnějším způsobem řízení je i v tomto případě řízení, kdy v každé páté periodě je provedeno řízení proudu pomocí aktivních upínacích prvků druhou cestou, než by tekl v měniči NPC.

Obrázek 13 ukazuje průběh ztrát ve větvi měniče při modulační frekvenci 800 Hz, velikosti referenčního vektoru 0,6 a účiníku 0,5. Změna velikosti účiníku a hloubky modulace se opět projeví změnou rozložení ztrát na jednotlivé součástky. Jako nejvýhodnější způsob řízení se v tomto případě jeví řízení, kdy proud teče stejnou cestou, kterou by tekl v měniči NPC.

Z výsledků simulací je patrné, že nejvýhodnější způsob řízení je závislý na několika faktorech. Těmito faktory jsou modulační frekvence, parametry součástek (složení spínacích a propustných ztrát) a také provozní stav měniče (hloubka modulace, účiník). Není tedy možné obecně určit, který způsob řízení je nejvýhodnější. Pro konkrétní aplikaci (spínací frekvenci, parametry součástek) je však možné vytvořit tabulku udávající nejvhodnější způsob řízení v závislosti na provozním stavu měniče, tak jak to navrhují autoři v [1].



Obr. 12: Celkové ztráty na prvcích jedné větve.  $f_{PWM}=800\,{\rm Hz}$ , velikost= 0,98,  $\cos{(\varphi)}=0,8$ 



Obr. 13: Celkové ztráty na prvcích jedné větve.  $f_{PWM}=800\,{\rm Hz}$ , velikost = 0,6,  $\cos{(\varphi)}=0,5$ 

## 6 Závěr

Výzkumná zpráva se zabývala návrhem modulátoru pro měnič ANPC. Navrhovaný modulátor vychází z dříve navrženého modulátoru pro měnič NPC, zachovává si jeho vlastnosti (balancování napětí na kondenzátorech na stejnosměrné straně měniče), navíc však využívá možností měniče ANPC k rovnoměrnějšímu rozdělení ztrát na součástkách měniče.

Z výsledků simulací je zřejmé, že v porovnání s měničem NPC dokáže modulátor lépe rozložit ztráty mezi prvky měniče ANPC. Zároveň je z výsledků vidět, že není možné obecně určit, který způsob řízení je nejvýhodnější, protože je to závislé na mnoha faktorech (modulační frekvence, parametry součástek, provozní stav měniče). Pro konkrétní aplikaci je však možné pomocí simulací vytvořit tabulku udávající nejvýhodnější způsob řízení v závislosti na provozním stavu měniče.

### Literatura

- T. Bruckner, S. Bernet, and P. K. Steimer, "The active npc converter for medium-voltage applications," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 1, 2005, pp. 84–91 Vol. 1.
- [2] T. Bruckner, S. Bernet, and H. Guldner, "The active npc converter and its loss-balancing control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 3, pp. 855–868, 2005.
- [3] P. Kamenický and Z. Peroutka, "Simulační model tříúrovňového měniče s upínacími diodami," ZČU v Plzni, Plzeň, Tech. Rep. 22190–036–2011, listopad 2011.
- [4] P. Kamenický and T. Glasberger, "Implementace algoritmů řízení tříúrovňového měniče s upínacími diodami," ZČU v Plzni, Plzeň, Tech. Rep. 22190–059–2012, srpen 2012.

## Seznam obrázků

1	Tříúrovňový měnič s upínacími diodami	5
2	Přechod ze stavu + do $0U$	7
3	Přechod ze stavu + do $0L$	7
4	Přechod ze stavu – do $0U$	8
5	Přechod ze stavu – do $0L$	8
6	Spínací signály fáze $1$	9
7	Tři periody PWM, přechod $- \rightarrow 0 \rightarrow -$	10
8	Tři periody PWM, přechod $0 \rightarrow + \rightarrow 0$	10
9	Celkové ztráty na prvcích jedné větve. $f_{PWM}=2{ m kHz}$ , velikost = 0,98, $\cos{(arphi)}$	
	$= 0,95 \ldots \ldots$	13
10	Celkové ztráty na prvcích jedné větve při modulaci podle [1]. $f_{PWM}=800{ m Hz}$ ,	
	$velikost = 0,6, \cos\left(\varphi\right) = 0,5  \ldots  \ldots  \ldots  \ldots  \ldots  \ldots  \ldots  \ldots  \ldots  $	13
11	Celkové ztráty na prvcích jedné větve. $f_{PWM}=800{ m Hz}$ , velikost = 0,98, $\cos{(arphi)}$	
	téměř $1$	14
12	Celkové ztráty na prvcích jedné větve. $f_{PWM}=800{\rm Hz}$ , velikost = 0,98, $\cos{(\varphi)}=$	
	0,8	15
13	Celkové ztráty na prvcích jedné větve. $f_{PWM}=800{\rm Hz}$ , velikost $=$ 0,6, $\cos{(\varphi)}=$	
	0,5	15

# Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum, Jméno/Odd.
1	všechny	Publikování dokumentu	5. 8. 2013, PK / RICE