

Tříhladinový střídač

Řízený zdroj pro střídavé motory na vysoké napětí

doc. Ing. Stanislav Bartoš, CSc.,
Ústav termomechaniky AV ČR, v. v. i.

Metoda přímého řízení momentu patří k nejmodernějším způsobům regulace asynchronního stroje. Poprvé byl její popis publikován M. Depenbrockem v roce 1985. Vzhledem k poměrně náročnému výpočtu regulační struktury se však její uplatnění v praxi rozšířilo až s pokrokem výpočetní techniky. Výkon procesoru přímo ovlivňuje dosažitelný spínací kmitočet měniče, jehož proměnnost patří k nepříznivým vlastnostem metody přímého řízení. Tuto vlastnost je možné potlačit implementací modulátoru PWM (Pulse-Width Modulation, pulsně-šířková modulace) do řídicí struktury přímého řízení momentu. Dnes jsou k dispozici již dostatečně výkonné procesory, v jejichž struktuře jsou implementovány jak modulátor PWM, tak i další periferní zařízení vhodná pro regulaci pohonu (převodník AD).

Použití tříhladinového střídače eliminuje, nebo alespoň výrazně redukuje problémy vyskytující se při použití klasických měničů frekvence. Tyto střídače jsou šetrnější k napájení motoru (menší namáhání izolace vinutí motoru), omezují korozi ložisek motoru, a umožňují tak tišší chod motoru. Uvedenou metodou se rovněž dosahuje menšího zvlnění fázového proudu, statorového toku a momentu motoru.

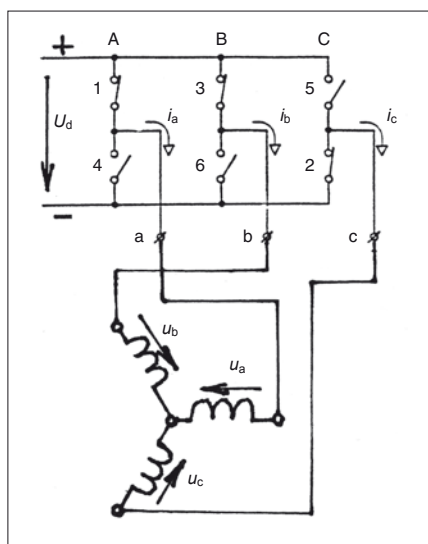
Ani „tříhladinová metoda“ však není posledním krokem technického vývoje. Zpracované jsou pěti- i sedmiúrovňové komparační metody. Pro objasnění principu řízení však popis tříhladinové úrovně zcela postačí.

1. Úvod

Cílem předloženého článku je vytvořit základní představu o třífázovém tříhladinovém napětovém střídači. Pro srozumitelnost výkladu budou nejprve zopakovány důležité poznatky o dvouhladinovém napětovém střídači. Pro přehlednost bude výklad sledovat jen hlavní směr tématu, nebude zacházet do podrobností a některé úpravy a přístupy (např. eliminace vyšších harmonických nebo tzv. přemodulování) v něm budou zmíněny co nejstručněji. Princip dvouhladinového střídače je znázorněn na obr. 1. Označení „dvouhladinový“ znamená, že výstupní střídavé svorky (a, b, c) jsou připojeny ke dvěma vstupním stejnosměrným napětovým hladinám (póly + a -). Jako zátěž bude v celém článku uvažováno souměrné třífázové statorové vinutí dvoupólového střídavého stroje zapojené do hvězdy (Y) bez vyvedeného uzlu (obr. 1). Toto vinutí je tvořeno třemi fázovými vinutími (fázemi), navzájem posunutými (natočenými) o 120° po obvodu stroje. U dvoupólového stroje jsou elektrické stupně shodné s mechanickými stupni, a proto nebudou v zápisu rozlišovány.

Výstupní napětí střídače má, zjednodušeně řečeno, tvar obdélníků, které lze vyjádřit (nahradit) součtem harmonických, tj. součtem sinusových průběhů různých frekvencí a amplitud. Modulaci se pak rozumí vhodné nastavování šířky (trvání) těchto obdélníků, jejich polarity i mezer mezi nimi. Obvykle je požadováno, aby ve výstupním napětí měla co nejvyšší zastoupení základní (první) harmonická a aby obsah vyšších harmonických byl minimální. Požadavky na vytváření (modulaci) výstupního napětí střídače

jsou nejčastěji realizovány tzv. šířkově-pulzní modulací (PWM). V několika minulých desetiletích bylo vypracováno mnoho metod šířkově-pulzní modulace. Jejich základním přínosem je možnost v jednom střídači současně nastavovat nezávisle na sobě amplitu-



Obr. 1. Princip třífázového dvouhladinového střídače; namísto mechanických spínačů jsou ve skutečnosti vždy použity elektronické spínače (např. vypínací tyristory GTO s antiparalelními diodami); u třífázové zátěže jsou vyznačeny zvolené kladné směry fázových napětí u_a , u_b , u_c

du a frekvenci základní harmonické výstupního napětí, společnou nevýhodou je obsah vyšších harmonických v tomto napětí. Další výklad si všimne dvou významných napětových modulačních metod: sinusové šířkově-

pulzní modulace (sinusoidal PWM) a prostorově vektorové šířkově-pulzní modulace (space vector PWM). Jde-li o proudy v zátěži (ve statoru střídavého stroje), jsou jejich průběhy, na rozdíl od výstupního napětí střídače, blízké sinusovkám vlivem indukčnosti zátěže. Ovšem i tyto proudy obsahují vyšší harmonické.

Sinusová šířkově-pulzní modulace je naznačena na obr. 2. Jde o klasickou, původně analogovou metodu založenou na porovnávání tří sinusových referenčních napětí, tj. modulačních vln (modulating waves) u_{a0}^* , u_{b0}^* , u_{c0}^* s trojúhelníkovým (pilovým) napětím neboli nosnou trojúhelníkovou vlnou (triangle carrier wave) o podstatně (např. dvacetkrát) vyšší frekvenci. Symbolem „0“ je v obr. 2 označen střed napájecího stejnosměrného napětí U_d ; jde o fiktivní bod, obvykle nevyvedený. Zapínání a vypínání spínačů ve střídači je odvozeno od průsečíků modulačních vln s trojúhelníkovým napětím. Způsobem naznačeným v obrázku jsou vytvářena napětí výstupních střídavých svorek střídače vzhledem ke středu „0“ stejnosměrného zdroje (u_{a0} , u_{b0} , u_{c0}) a z nich srušená napětí u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} . Pro sružená napětí platí: $u_{ab} = u_{a0} - u_{b0}$, $u_{bc} = u_{b0} - u_{c0}$, $u_{ca} = u_{c0} - u_{a0}$. Amplitudy základních harmonických v napětích u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} , a tudíž i ve sružených napětích u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} , jsou úměrné amplitudám odpovídajících referenčních napětí u_{a0}^* , u_{b0}^* , u_{c0}^* . Základní harmonické v napětích u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} jsou tedy zvětšenou „kopii“ modulačních vln u_{a0}^* , u_{b0}^* , u_{c0}^* , a proto se nastavováním amplitudy a frekvence modulačních vln řídí výstupní napětí střídače. Funkce modulace je podmíněna tím, že amplituda modulačních vln nesmí překročit amplitudu (špičky) trojúhelníkového napětí.

Před výkladem **prostorově vektorové šířkově-pulzní metody** je třeba vysvětlit pojem prostorového vektoru statorového napětí. Proto je v tomto odstavci upuštěno od představy statorového vinutí napájeného ze střídače (obr. 1) a je uvažováno připojení třífázového vinutí ke standardní distribuční třífázové síti o frekvenci f . Z důvodu souměrnosti budou potenciály uzlu třífázového statorového vinutí a uzlu třífázové napájecí sítě shodné (i bez jejich propojení). Znamená to, že fázová napětí zátěže a fázová napětí napájecí sítě budou stejná. Předpokládá se u nich sinusový průběh, tj. průběh „čistě“ sinusový, tvořený pouze základní harmonickou bez obsahu vyšších harmonických. Celkové působení všech tří napětí v odpovídajících fá-

zových vinutích statoru bude možné vyjádřit jediným *prostorovým vektorem statorového napětí*. Tento prostorový vektor v sobě bude zahrnovat nejen velikost okamžitých hodnot fázových napětí, ale také směr těchto napětí, daný směrem os příslušných fázových vinutí (tj. směr daný vzájemným natočením fázových vinutí po obvodu stroje). Odvození vychází z toho, že sinusový průběh je (až na fázový posun) shodný s kosinovým průběhem a že pro okamžité velikosti jednotlivých fázových napětí platí:

$$\begin{aligned} u_a &= U_m \cos \omega_1 t \\ u_b &= U_m \cos (\omega_1 t - 120^\circ) \\ u_c &= U_m \cos (\omega_1 t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (1)$$

Takovou soustavu lze symbolicky vyjádřit pomocí rotačního fázového vektoru \mathbf{u}^* o konstantní délce U_m , který v osách fázových napětí A, B, C rotuje konstantní úhlovou rychlostí $\omega_1 = 2\pi f$ (viz obr. 3). Kladné směry os A, B, C jsou navzájem pootočený o 120° . Kolmé průměty vektoru \mathbf{u}^* do os A, B, C udávají okamžité velikosti fázových napětí u_a, u_b, u_c pro zvolenou hodnotu $\omega_1 t$. Osy fázových napětí A, B, C v tomto případě současně udávají směry os stejnojmenných fázových vinutí statoru. Proto je působení fázových napětí v jejich fázových vinutích dáno symbolickými vektory fázových napětí $\mathbf{u}_a, \mathbf{u}_b, \mathbf{u}_c$, jejichž délka se rovná prosté velikosti okamžitých napětí (= délka průmětů) a jejichž směr (včetně polarity) je určen směry os fázových vinutí statoru A, B, C. Vektorovým součtem uvedených vektorů fázových napětí vznikne **prostorový vektor statorového napětí \mathbf{W} v jeho skutečné fyzikální velikosti** (obr. 3). Matematická formulace uvedeného popisu dává výsledek

$$\mathbf{W} = \frac{3}{2} U_m e^{i\omega_1 t} \quad (2)$$

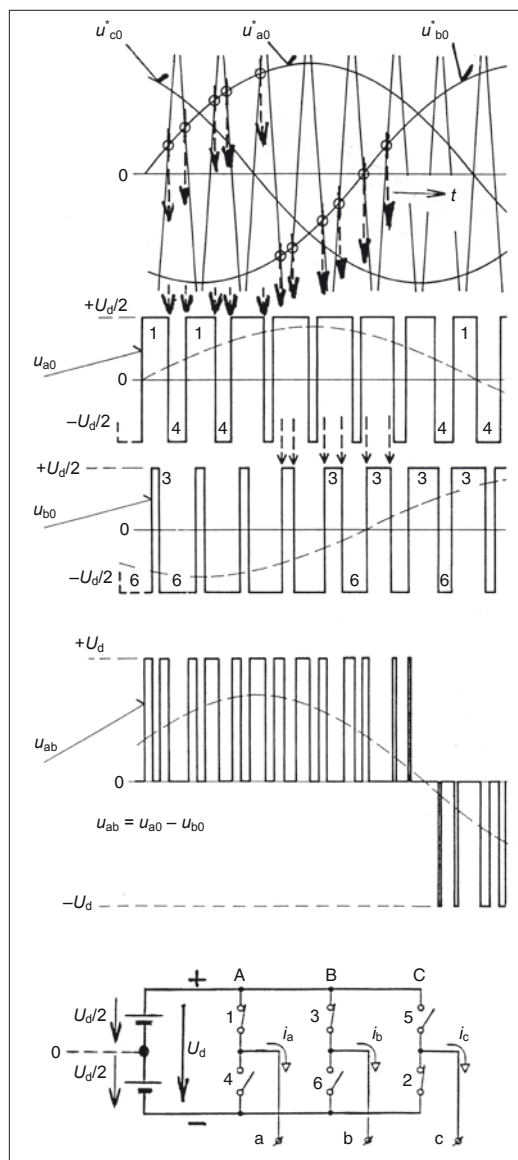
Z rovnice (2) plyne, že při napájení třífázového statoru motoru souměrnou třífázovou sinusovou soustavou napětí (rovnice (1)) bude mít prostorový vektor statorového napětí konstantní délku $3/2 U_m$ a bude okolo středu S plynule rotovat konstantní úhlovou rychlostí ω_1 . Je tedy zřejmé, že pro určování velikosti fázových napětí u_a, u_b, u_c postačí uvažovat rotační fázový vektor \mathbf{u}^* o délce U_m (což je vlastně vektor \mathbf{W} zkrácený na $2/3$ své délky).

Rotační fázový vektor \mathbf{u}^* ve svých šesti polohách (\mathbf{u}_1 až \mathbf{u}_6 v obr. 4) udává svými průměty v jedné fázi zátěže kladnou nebo zápornou hodnotu napětí U_m a ve zbývajících dvou fázích zátěže naopak záporné nebo kladné hodnoty napětí, ale o polo-

viční velikosti $U_m/2$. Podle obr. 4 např. pro polohu \mathbf{u}_2 vychází ve fázi C záporné napětí o velikosti U_m a ve fázích A, B kladná napětí o velikosti $U_m/2$.

Přestože se to nebudě týkat tohoto článku, je vhodné pro úplnost dodat, že v některých publikacích je rotační fázový vektor \mathbf{u}^* označován také jako *prostorový vektor*. V tomto odstavci bylo až dosud předpokládáno napájení třífázového vinutí statoru sinusovou třífázovou napájecí sítí. Nyní lze tuto představu opustit a **nadále uvažovat napájení statorového vinutí ze střídače** podle obr. 1.

Prostorově vektorová šířkově-pulzní modulace je založena na tom, že ovládním šesti spínačů v třífázovém napěťovém střídači (obr. 1) se během periody výstupního napětí střídače vytváří šest různých nenulových stavů sepnutí střídače, a tím šest nenulových symbolických vektorů \mathbf{u}_1 až \mathbf{u}_6 , uvede-



Obr. 2. Sinusová šířkově-pulzní modulace; není zakreslen průběh napětí u_{c0} (shodný s u_{a0}, u_{b0} , ale oproti u_{b0} zpožděný o dalších 120°); čárkovaně jsou naznačeny základní harmonické; trojúhelníkové (pilové) napětí není dokresleno až k jeho amplitudám (špičkám)

Doc. Ing. Stanislav Bartoš, CSc. (*1935)



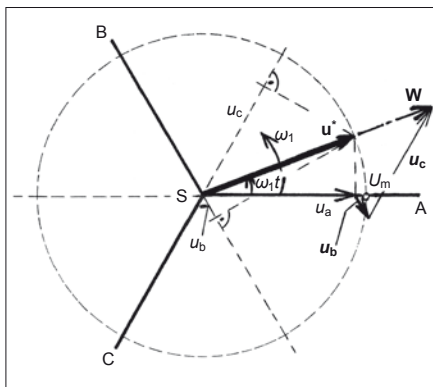
absolvoval Fakultu elektrotechnickou ČVUT v Praze v roce 1958 v oboru výroba, rozvod a využití elektrické energie. V období 1959 až 1981 pracoval v podniku ČKD PRAHA (postupně v pražských závodech Elektrotechnika, Polovodiče, Trakce) jako vývojový, později vědecký pracovník v oblasti aplikací výkonové elektroniky. Od roku 1981 až doposud pracuje v Akademii věd ČR (do roku 2005 v Ústavu pro elektrotechniku, který je od roku 2006 sloučen s Ústavem termomechaniky, v v. i.), stále v oboru výkonová elektronika. V roce 1970 CSc. (VUT Brno), v roce 1997 docent (FEL ČVUT Praha). V letech 1993 až 2003 působil ve vedlejších pracovních poměrech jako vysokoškolský učitel na Dopravní fakultě Jana Pernera – Univerzita Pardubice.

ných v obr. 4. V každém tomto stavu sepnutí je napájecí stejnosměrné napětí U_d rozděleno tak, že $2/3 U_d$ leží na té fázi zátěže, která je k pólu U_d plus nebo minus připojena jako jediná a zbývajících $1/3 U_d$ leží na paralelní kombinaci zbývajících dvou fází zátěže. Proto na obr. 4 odpovídá délka vektorů \mathbf{u}_1 až \mathbf{u}_6 hodnotě $U_m = 2/3 U_d$. Uvedené rozdělení napětí U_d je dáno tím, paralelní kombinace má oproti „jednotlivé“ připojené fázi zátěže poloviční impedanci a je s touto fází zapojena do série. Uzel zátěže pak v důsledku přepínání vektorů \mathbf{u}_1 až \mathbf{u}_6 mění svůj potenciál oproti bodu „0“ skokově mezi hodnotami $\pm U_d/6$ při každém přechodu z jednoho vektoru na vektor sousední (nulové vektory, viz dále, zatím uvažovány nejsou). Bod „0“ je střed stejnosměrného napětí U_d a nesmí být zaměňován se středem otáčení S rotačního fázového vektoru \mathbf{u}^* .

Střídačem nelze vytvořit vektor \mathbf{u}^* plynule rotující úhlovou rychlostí ω_1 , tedy ani výstupní napětí bez obsahu vyšších harmonických, nýbrž jen šest diskretních poloh tohoto vektoru, tj. symbolické vektory \mathbf{u}_1 až \mathbf{u}_6 (obr. 4). Kromě nich existují ještě dva nulové vektory $\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_7$ (a dva odpovídající nulové stavy sepnutí), které dávají nulové výstupní napětí střídače. Čísla sepnutých spínačů (viz obr. 1) v jednotlivých stavech sepnutí jsou uvedena v závorce u odpovídajících vektorů: $\mathbf{u}_1(1,6,2), \mathbf{u}_2(1,3,2), \mathbf{u}_3(4,3,2), \mathbf{u}_4(4,3,5), \mathbf{u}_5(4,6,5), \mathbf{u}_6(1,6,5), \mathbf{u}_0(4,6,2), \mathbf{u}_7(1,3,5)$.

Prostorově vektorová šířkově-pulzní modulace umožňuje aproximovat plynule rotující vektor \mathbf{u}^* (obr. 3) drobnými kroky (skoky) „náhradního“ symbolického vektoru \mathbf{v}^* (obr. 5). Jako příklad uvažme první šestinu úplného vektorového obrazce z obr. 4, tj. první šestinu periody výstupního napětí střídače. Tato šestina je ohraničena vektory $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2$; jejich pomocí lze uvnitř šestiny vytvořit libo-

volnou polohu „náhradního“ vektoru \mathbf{v}^* (obr. 5). Tento vektor bude svými drobnými kroky a setrváním po krátké zvolené časové intervaly T_s v diskretních polohách aproximovat plynulý pohyb rotačního fázového vektoru \mathbf{u}^* (obr. 3). Přitom, na rozdíl od vektoru \mathbf{u}^* , bude vkládáním nulových vektorů možné měnit také modul (délku) vektoru \mathbf{v}^* , a tím i velikost jeho průmětů do os A, B, C; to znamená možnost řídit výstupní napětí střídače. Vektor \mathbf{v}^* může změnit svou délku pouze při



Obr. 3. Vytvoření třífázové soustavy pomocí rotačního fázového vektoru \mathbf{u}^* ; konstrukce prostorového vektoru statorového napětí \mathbf{W}

„kroku“ z jedné polohy do polohy následující. Po provedení „kroku“ následuje časový interval T_s , během něhož se „náhradní“ vektor \mathbf{v}^* nepohybuje a nemění svou velikost. Příklad vytvoření „náhradního“ vektoru \mathbf{v}^* ve zvoleném časovém intervalu T_s při zvolené velikosti úhlu α je znázorněn na obr. 5.

Vektor \mathbf{v}^* v obr. 5 se zrealizuje ve zvoleném časovém intervalu T_s vytvořením vektoru \mathbf{u}_1 po dobu t_1 , vytvořením vektoru \mathbf{u}_2 po dobu t_2 a nulovými vektory ($\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_7$) po jejich celkovou dobu t_0 . Doby t_1, t_2, t_0 se stanoví tak, že napěťové působení vektoru \mathbf{v}^* za dobu T_s se nejprve nahradí působením jeho složek $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$ za dobu T_s a pak se vyjádří rovnost napěťových množství ve směrech vektorů $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2$:

$$\mathbf{v}^* T_s = \mathbf{v}_1 T_s + \mathbf{v}_2 T_s = \mathbf{u}_1 t_1 + \mathbf{u}_2 t_2 \quad (3)$$

Délky složek $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$ se určí z délky vektoru \mathbf{v}^* a z velikosti úhlu α :

$$|\mathbf{v}_1| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\mathbf{v}^*| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad |\mathbf{v}_2| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\mathbf{v}^*| \sin \alpha \quad (4)$$

Z rovnice (3) se získá:

$$t_1 = \frac{|\mathbf{v}_1|}{|\mathbf{u}_1|} T_s \quad t_2 = \frac{|\mathbf{v}_2|}{|\mathbf{u}_2|} T_s \quad (5)$$

Pro celkovou dobu trvání nulových vektorů t_0 platí:

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (6)$$

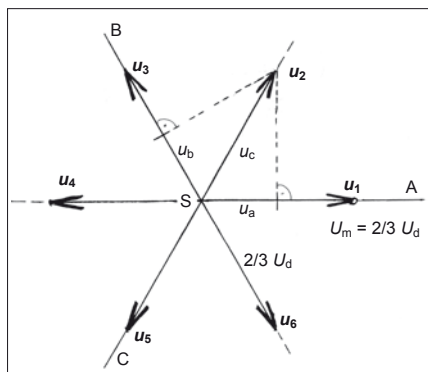
Při uvedeném vytváření vektoru \mathbf{v}^* vznikají mezi postupně použitými vektory (v první šestině je to $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{u}_0$, popř. \mathbf{u}_7) a rotačním fá-

zovým vektorem \mathbf{u}^* (obr. 3) rozdílové vektory, které jsou příčinou vyšších harmonických ve výstupním napětí. Střídač má nejvyšší výstupní napětí při absenci nulových vektorů, tj. pro $t_0 = 0$. Geometrickým místem vektoru \mathbf{v}^* je pak pravidelný šestiúhelník, jehož vrcholy jsou tvořeny vektory \mathbf{u}_1 až \mathbf{u}_6 . V takovém případě však vektor \mathbf{v}^* nemá při svém postupném krokovém pohybu konstantní délku. Z obr. 5 je zřejmé, že maximální konstantní délka vektoru \mathbf{v}^* je rovna poloměru kružnice vepsané šestiúhelníku a odpovídá napětí $U_d/\sqrt{3}$

Při této hodnotě $|\mathbf{v}^*|$ a hodnotách nižších jde o tzv. podmodulovaný režim, tj. lineární režim.

Při vytváření vektoru \mathbf{v}^* během zvoleného časového intervalu T_s jsou na algoritmus stavů sepnutí kladeny dva požadavky:

- Časová souměrnost (proti středu T_s) u průběhů potenciálů přiváděných na jednotlivé fáze zátěže, tj. na střídavé svorky a, b, c (obr. 1); tato souměrnost (symmetrical pulse pattern) vede na minimální obsah harmonických ve výstupním napětí střídače.



Obr. 4. Šest diskretních poloh rotačního fázového vektoru \mathbf{u}^* ; fázová napětí zátěže u_a, u_b, u_c odpovídají poloze \mathbf{u}_2

- Nejnižší počet přepnutí spínačů ve střídači (tedy také nejnižší spínací ztráty).

Ve sledované první šestině vektorového obrazce na obr. 5 těmto požadavkům vyhovuje dále uvedený časový sled vektorů (v závorkách jsou u nich udány doby trvání). Střed intervalu T_s leží uprostřed doby trvání vektoru \mathbf{u}_7 .

$$\mathbf{u}_0 [t_0/4], \mathbf{u}_1 [t_1/2], \mathbf{u}_2 [t_2/2], \mathbf{u}_7 [t_0/2], \mathbf{u}_2 [t_2/2], \mathbf{u}_1 [t_1/2], \mathbf{u}_0 [t_0/4]$$

Použitý algoritmus je v souladu se zásadou, že v každé šestině vektorového obrazce je výhodné využívat vektory vymezující tuto šestinu. Analogicky se postupuje i v dalších šestinách, např. ve druhé šestině vektorového obrazce se (kromě nulových vektorů) budou využívat vektory \mathbf{u}_2 a \mathbf{u}_3 atd.

Podmodulování (lineární režim) a **přemodulování** (nelineární režim): U obou uvedených základních modulačních metod byl

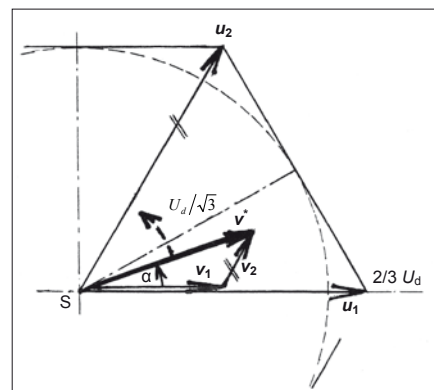
dosud uvažován chod v podmodulovaném režimu.

- U **sinusové šířkově-pulzní modulační** (sinusoidal PWM) se v podmodulovaném režimu dosáhne nejvyššího napětí, když amplituda sinusových modulačních vln vzroste na svou maximální přípustnou hodnotu, tj. na velikost amplitudy trojúhelníkového průběhu. **Amplituda základní harmonické výstupních sdružených napětí pak dosáhne svého maxima o velikosti**

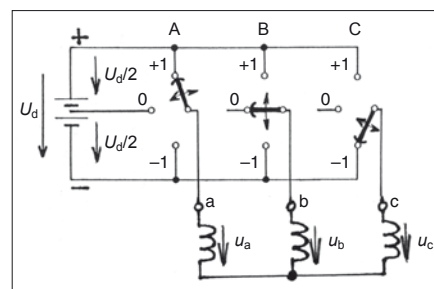
$$\left(\sqrt{3}/2\right)U_d = 0,866 U_d$$

Zvýšení až na velikost $1,00 U_d$ lze dosáhnout tím, že modulační vlny jsou upraveny na tvar blízký se lichoběžníku (např. injekcí 3. harmonické).

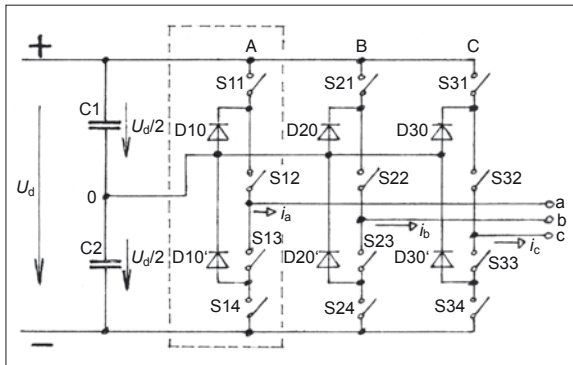
- U **prostorově vektorové šířkově-pulzní modulační** (space vector PWM) v popsaném podmodulovaném režimu dosahuje **amplituda základní harmonické ve sdružených napětích nejvýše velikosti U_d** , a to při pohybu vektoru \mathbf{v}^* po kružnici vepsané šestiúhelníku (obr. 5). Přemodulování zde spočívá v tom, že se vektor \mathbf{v}^* pohybuje částečně nebo úplně po šestiúhelníku. Maximální přemodulování (pohyb po celém šestiúhelníku) dává teoreticky hodnotu $1,05 U_d$.



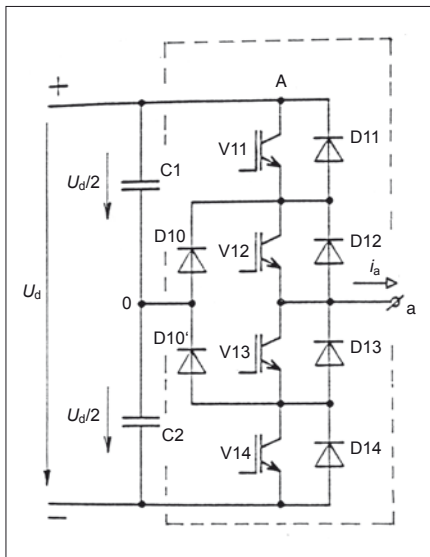
Obr. 5. Vytvoření „náhradního“ vektoru \mathbf{v}^* v první šestině periody výstupního napětí střídače; naznačený pravidelný šestiúhelník je trajektorie (dráha) vektoru \mathbf{v}^* při maximálním přemodulování, čárkovaná vepsaná kružnice je trajektorie největšího dosažitelného vektoru \mathbf{v}^* v podmodulovaném (lineárním) režimu



Obr. 6. Principiální uspořádání třífázového tříhlinového střídače; pro názornost jsou nakresleny mechanické přepínače; je naznačen stav sepnutí +1, 0, -1



Obr. 7a. Schematické zapojení třífázového tříhladinového střídače; naznačené proudy i_a , i_b , i_c označují zvolené kladné směry výstupních proudů střídače



Obr. 7b. Detailní provedení jedné fáze (A) střídače s využitím polovodičových součástek IGBT

2. Třífázový tříhladinový napěťový střídač

Označení „tříhladinový“ znamená, že výstupní střídavé svorky (a, b, c na obr. 6) jsou připojovány ke třem vstupním stejnosměrným napěťovým hladinám: +, 0, -. Tříhladinový střídač tedy vytváří výstupní napětí pomocí tří napěťových hladin, a proto lze jeho výstupní napěťové obdélníky v porovnání s dvouhladinovým střídačem více přiblížit požadovaným (referenčním) průběhům, které jsou obvykle sinusové. Vhodnou modulací proto lze na výstupu tříhladinového střídače dosáhnout vyššího zastoupení základní (tj. první) harmonické, a tudíž menšího obsahu vyšších harmonických než u dvouhladinového střídače.

2.1 Principiální zapojení střídače, označování stavů sepnutí

Z obr. 6 je patrné, že všechny fáze střídače (A, B, C) jsou v principu tvořeny třípolohovým přepínačem, který připojuje příslušnou výstupní svorku (a, b, c) střídače k potenciálům +,

0, -, tj. k pluspólu napětí U_d , ke středu napětí U_d nebo k minuspólu napětí U_d . Zvolený příklad stavu sepnutí na obr. 6 se označí +1, 0, -1. Je zřejmé, že první symbol (+1) udává připojení výstupní svorky a k pluspólu napětí U_d , druhý symbol (0) udává připojení výstupní svorky b ke středu napětí U_d a třetí symbol (-1) udává připojení výstupní svorky c k minuspólu napětí U_d . Je třeba rozlišovat mezi napětími u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} , což jsou napětí výstupních svorek a, b, c vzhledem ke středu „0“ stejnosměrného zdroje, a fázovými

napětími zátěže zapojené do hvězdy, tj. napětími u_a , u_b , u_c (obr. 6).

Stanovme ještě počet různých stavů sepnutí třífázových střídačů. U dvouhladinového střídače lze dva spínače v každé jeho fázi (např. spínače 1, 4 v obr. 1) nahradit jedním dvupolohovým přepínačem, který v jedné své poloze připojí výstupní svorku k napěťové hladině +, ve druhé poloze k hladině -. Potom jeden takový dvouhladinový přepínač sám o sobě umožňuje vytvořit $2^1 = 2$ stavy sepnutí, dva přepínače $2^2 = 4$ stavy sepnutí a všechny tři přepínače $2^3 = 8$ stavů sepnutí (tj. šest nenulových a dva nulové). Analogic-

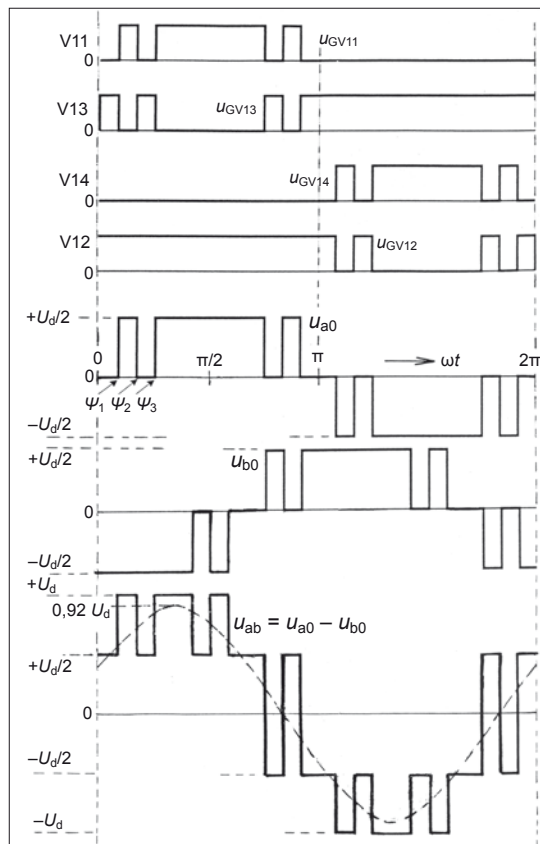
ky pro tříhladinový třífázový střídač (se třemi přepínači; obr. 6) se získá celkem $3^3 = 27$ různých stavů sepnutí.

2.2 Realizace tříhladinového střídače pomocí polovodičových součástek a jejich napěťové namáhání

Realizace tříhladinových měničů je založena na základním článku japonských autorů [1]. Silové schéma z této publikace a jeho princip funkce jsou zde použity v obr. 7.

Všechny tři fáze (A, B, C) střídače fungují – až na vzájemný fázový posuv 120° – zcela stejně. Dále proto bude popisována pouze fáze A. Z obr. 7a, 7b je zřejmé, že každý ze spínačů S11 až S34 v obr. 7a je realizován antiparalelním zapojením řízené součástky V a diody D; např. spínač S11 ve fázi A střídače je ve skutečnosti tvořen součástkami V11 a D11 (viz obr. 7b). Je známo, že řídicími signály je možné zapínat a vypínat pouze řízené součástky V. Diody přecházejí do zapnutého stavu tím, že indukční zátěž protékající zátěžným proudem si sama vynutí průtok tohoto proudu v přímém směru diody, jestliže v důsledku vypnutí některé řízené součástky se tento proud nemůže nadále uzavírat původní cestou.

Vytvořit požadovaný průběh napětí u_{a0} (a obdobně u_{b0} , u_{c0}) znamená vytvořit napěťové obdélníky vhodné délky a o výšce $|U_d/2|$ a mezery s nulovým napětím mezi nimi. Na obr. 7c je fáze A střídače. Stav sepnutí řízených součástek V11, V13, V14, V12 jsou určovány jejich řídicími signály u_{GV11} , u_{GV13} , u_{GV14} , u_{GV12} . Z obr. 7c je zřejmé, že řízené součástky V11 a V14 působí jako „hlavní“ součástky: Zapnutá součástka V11 (spolu se součástkou V12, zapnutou v souladu s průběhem u_{GV12} na obr. 7c) připojuje svorku a ke stejnosměrnému napětí $+U_d/2$, a vytváří tak kladnou půlvlnu napětí u_{a0} . Podobně zapnutá součástka V14 (spolu se zapnutou součástkou V13) připojuje svorku a k zápornému napětí $-U_d/2$, a vytváří tak zápornou půlvlnu napětí u_{a0} . Nulová hodnota napětí u_{a0} se vytváří připojováním svorky a ke středu napětí U_d , tj. k bodu 0. Dochází k tomu v časových úsecích, kdy součástky V11 a V14 jsou současně vypnuty (resp. V12 a V13 současně zapnuty); okamžitý směr zátěžného proudu i_a pak určí, zda se připojení uskuteční přes zapnutou součástku V12, nebo V13. Popsané stavy sepnutí se řídí základním pravidlem tříhladinového střídače, které říká, že hlavní součástka V11 a součástka V13 spínají vždy komplementárně, tj.



Obr. 7c Funkce fáze A střídače: řídicí signály přiváděné na součástky V11, V13, V14, V12; napětí u_{a0} = napětí výstupní svorky a vzhledem k bodu 0; napětí u_{b0} (posunutá o 120° oproti u_{a0}); vytvoření výstupního sdruženého napětí ($u_{ab} = u_{a0} - u_{b0}$, čárkovaná je naznačena základní harmonická

navzájem opačně. Navzájem opačně spínají rovněž hlavní součástka V14 a součástka V12. Přitom hlavní součástky V11 a V14 nejsou nikdy zapnuty současně, avšak současně vypnuty být mohou.

Na obr. 7c je naznačen příklad průběhu výstupních napětí u_{a0} a u_{b0} . Všimněme si v něm úhlů Ψ_1, Ψ_2, Ψ_3 u průběhu u_{a0} . Pro tento tvar výstupních napětí u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} je v článku [1] odvozena potřebná velikost úhlů Ψ_1, Ψ_2, Ψ_3 pro vyloučení 5. a 7. harmonické z průběhů u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} , a tudíž také z výstupních sružených napětí střídače. Úhly Ψ_1, Ψ_2, Ψ_3 v obr. 7c nesplňují přesně podmínky pro eliminaci 5. a 7. harmonické.

Před dalším výkladem poznamenejme, že kladný směr proudu (viz obr. 7) bude označován zápisem $+i_a$ nebo $i_a > 0$, záporný směr zápisem $-i_a$ nebo $i_a < 0$. Průběhy výstupních napětí u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} se mění ve skocích o velikosti $U_d/2$ (viz obr. 7c). Na průběhu napětí u_{a0} budou vysvětleny všechny čtyři napěťové skoky (přechody) ve fázi A střídače:

- Přechod **svorky a** z napětí 0 na $+U_d/2$ nastane v okamžiku zapnutí součástky V11; je-li přitom okamžitá hodnota $i_a > 0$, dojde k připojení proudem procházejícím přes V11, V12. Je-li $i_a < 0$, připojení se uskuteční cestou D12, D11.
- Přechod **svorky a** z napětí 0 na $-U_d/2$ nastane v okamžiku zapnutí V14: při $i_a > 0$ tento proud nadále protéká diodami D13, D14, při $i_a < 0$ součástkami V13, V14.
- Přechodu napětí u_{a0} z hodnoty $+U_d/2$ na nulu se dosáhne vypnutím V11: proud $i_a > 0$ připojí **svorku a** k bodu 0 přes D10, V12. Proud $i_a < 0$, tekoucí původně cestou D12, D11, začne v důsledku zapnutí V13 procházet přes V13, D10', čímž připojí **svorku a** k bodu 0.
- Přechodu napětí u_{a0} z hodnoty $-U_d/2$ na nulu se dosáhne vypnutím V14: V12 zapíná a v důsledku toho proud $i_a > 0$ připojí **svorku a** k bodu 0 cestou D10, V12 (přičemž diody D13, D14 vypínají přiloženým závěrným napětím $U_d/2$ přivedeným z C2). Proud $i_a < 0$ připojí **svorku a** k bodu 0 cestou V13, D10'.

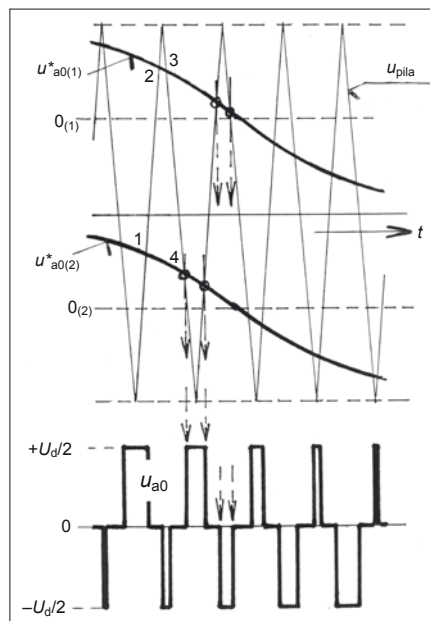
K napětí $+U_d/2$ je tedy **svorka a** připojena buď proudem $i_a > 0$ přes součástky V11, V12, nebo proudem $i_a < 0$ přes diody D11, D12. Podobně k napětí $-U_d/2$ je **svorka a** připojena buď proudem $i_a < 0$ přes V13, V14, nebo proudem $i_a > 0$ přes diody D13, D14. Zátěžný proud ($+i_a, -i_a$) přitom protéká diodami D11, D12, popř. D13, D14, tedy, když zdrojem tohoto proudu je zátěž; v motorickém chodu napájeného motoru jde o proudy v časových úsecích bezprostředně po vypnutí řízených součástek, kdy zátěžný proud doznívá působením indukčnosti zátěže.

Porovnat napěťové namáhání součástek ve tříhladinovém střídači a v dvouhladinovém střídači je obecně možné pouze v ideálním případě střídače bez spínacích přepětí. Kromě

ideálních spínačů (mechanických kontaktů) zde budou předpokládány bezindukční spoje i kapacity a u tříhladinového střídače také pevné (neproměnné) napětí středu napájecího napětí U_d (bod 0 v obr. 7a, 7b).

Z hlediska napěťového namáhání součástek se pak u tříhladinového střídače vyskytnou dva stavy:

$u_{a0} = U_d/2$ Tento stav nastává po provedení již zmíněných přechodů a), b). Sériové kombinace součástek (V11 + V12), (V13 + V14) jsou namáhány blokovacím napě-



Obr. 8. Modulace (vytváření) napětí u_{a0} porovnáním (protínáním) trojúhelníkového (pilového) napětí u_{pila} se dvěma shodnými referenčními průběhy ($u_{a0(1)}, u_{a0(2)}$); princip je naznačen čárkovanými šipkami; v úsecích, kdy napětí u_{pila} leží mezi oběma referenčními průběhy, má napětí u_{a0} nulovou hodnotu

tím o velikosti U_d , sériové kombinace diod (D11 + D12), (D13 + D14) jsou namáhány závěrným napětím U_d a každá z diod D10, D10' je namáhána závěrným napětím $U_d/2$ (nikoliv současně).

$u_{a0} = 0$ Tento stav nastává po provedení již uvedených přechodů c), d). Součástky V11, V14 jsou namáhány blokovacím napětím $U_d/2$, diody D11, D14 závěrným napětím $U_d/2$. Diodou D10, popř. D10' protéká proud i_a podle svého okamžitého směru.

Uvedená zjištění lze shrnout takto: Za předpokladu stejných vlastností polovodičových součástek v sériových kombinacích (V11 + V12), (V13 + V14), (D11 + D12), (D13 + D14), tj. stejných vlastností např. u V11 a V12, vychází, že všechny součástky jsou teoreticky namáhány napětím $U_d/2$, tedy napětím polovičním ve srovnání s dvouhladinovým střídačem. (Jednotlivé součástky V a D je v případě potřeby možné realizovat sériovým řazením konkrétních řízených po-

lodičových součástek (např. IGBT) a diod. Tato otázka v předchozích úvahách není řešena.)

2.3 Příklady modulací

U tříhladinového střídače lze realizovat všechny způsoby vytváření (modulace) výstupního napětí běžné u dvouhladinového střídače. V dalším výkladu budou zmíněny dvě základní modulace a k jejich vysvětlení budou využity poznatky získané z popisu dvouhladinového střídače.

2.3.1 Sinusová šířkově-pulzní modulace u tříhladinového napěťového střídače

Příkladem je metoda uvedená ve [3], jejíž princip byl ověřen ve firmě Siemens. Základní přístup je obdobný jako u způsobu na obr. 2. Při použití v případě tříhladinového střídače jsou však s trojúhelníkovým (pilovým) napětím u_{pila} porovnávány (protínány) dva shodné referenční (požadované) průběhy $u_{a0(1)}, u_{a0(2)}$ (viz obr. 8). Trojúhelníkové (pilové) napětí u_{pila} zůstává jediné pro všechny tři fáze (stejně jako v obr. 2).

Postupem patrným z obr. 8 se získá průběh napětí u_{a0} (a obdobně průběhy u_{b0}, u_{c0}): Na levé straně obr. 8 jsou průsečíky stoupajícího pilového průběhu s referenčními průběhy označeny 1, 2 a průsečíky klesajícího pilového průběhu jsou označeny 3, 4. V okamžicích těchto průsečíků se realizují přechody a), b), c), d) popsané v odstavci 2.2.

- $u_{pila} < u_{a0(2)}^* \Rightarrow$ stav před průsečíkem 1, tj. po přechodu a) $\Rightarrow u_{a0} = +U_d/2$
- $u_{a0(2)}^* \leq u_{pila} < u_{a0(1)}^* \Rightarrow$ přechod c), doba mezi průsečíky 1 a 2 $\Rightarrow u_{a0} = 0$
- $u_{a0(1)}^* \leq u_{pila} \Rightarrow$ přechod b), doba mezi 2 a 3 $\Rightarrow u_{a0} = -U_d/2$
- $u_{a0(1)}^* \geq u_{pila} > u_{a0(2)}^* \Rightarrow$ přechod d), doba mezi 3 a 4 $\Rightarrow u_{a0} = 0$
- $u_{a0(2)}^* \geq u_{pila} \Rightarrow$ přechod a), stav po průsečíku 4 $\Rightarrow u_{a0} = +U_d/2$

Z průběhů u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} se vytvoří všechny tři výstupní sružená napětí střídače zcela obdobně, jak bylo vytvořeno napětí u_{ab} v obr. 2, popř. 7c.

2.3.2 Prostorově vektorová šířkově-pulzní modulace

Oproti metodě uvedené v předchozím odstavci je prostorově vektorová šířkově-pulzní modulace (space vector PWM) důležitější a pro mnoho úloh je nejvýznamnější modulační metodou vůbec. Pro náš výklad má základní význam prostorový diagram tříhladinového střídače na obr. 9. Diagram vychází z popisu této modulace u dvouhladinového střídače (viz obr. 3, 4, 5 a příslušná vysvětlení) a je rozšířením pravidelného šestiúhelníku naznačeného na obr. 5 na tříhladinový střídač.

Nejdříve se bude hledat diagram sepnutých stavů střídače (viz obr. 9).

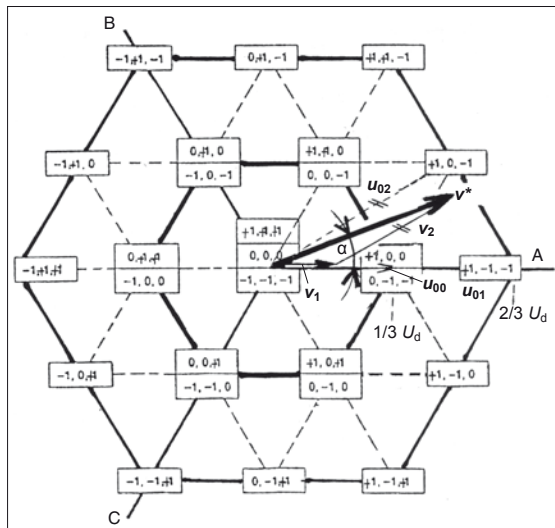
Vnější šestiúhelník: Uvažme nejprve hypotetický režim, v němž by tři přepínače z obr. 6 přepínaly pouze mezi polohami +1, -1 a výstupní svorky a, b, c by k potenciálu 0 nebyly připojovány (nereálný pracovní režim). Tím je stav zpět u zapojení podle obr. 1; stavy sepnutí v obr. 9 budou (analogicky k obr. 5) znázorněny pomocí vrcholů vnějšího pravidelného šestiúhelníku. Namísto symbolických vektorů u_1 až u_6 z obr. 4 a 5 však bude poloha koncových bodů symbolických vektorů, tj. vrcholy vnějšího šestiúhelníku, označena zápisem příslušného stavu sepnutí: $u_1(+1, -1, -1)$; $u_2(+1, +1, -1)$ atd. (viz obr. 9). Nulové vektory ve středu šestiúhelníku se získají při stavech sepnutí +1, +1, +1 a -1, -1, -1. Nyní dodatečně uvažme reálný režim, kdy přepínače v obr. 6 připojují výstupní svorky a, b, c také ke svorce (potenciálu) 0. Tím se dostane jednak třetí nulový vektor 0, 0, 0 ve středu diagramu a jednak také stavy sepnutí naznačené uprostřed jednotlivých stran vnějšího šestiúhelníku. Jejich označení obsahuje vždy jednu 0. Z obr. 6 je zřejmé,

že těchto stavech je jedno z fázových napětí zátěže u_a, u_b, u_c rovno nule. Je to v souladu s tím, že symbolické vektory vycházející ze středu šestiúhelníku a končící v polovině některé strany vnějšího šestiúhelníku jsou kolmé k jedné ose fázových napětí (A, B, C). Pak kolmý průmět takového symbolického vektoru do kolmé osy je nulový, a příslušné fázové napětí zátěže je tedy také nulové.

Vnitřní šestiúhelník: Z obr. 6 je zřejmé, že přepínače mohou přepínat také pouze mezi polohami +1 a 0 (a nevyužívat polohu -1), a nebo pouze mezi polohami 0 a -1 (a nevyužívat polohu +1). V obou těchto případech jde o zapojení podle obr. 1, ale napájené polovičním stejnosměrným napětím $U_d/2$. Vytvořené symbolické vektory u_1 až u_6 proto budou v porovnání s obr. 4 a obr. 5 poloviční, tj. jejich délka bude $1/3 U_d$. Namísto symbolických vektorů určujících vrcholy vnitřního pravidelného šestiúhelníku se vyznačí tyto vrcholy opět údajem příslušného stavu sepnutí (viz vnitřní šestiúhelník v obr. 9). Každý jeho vrchol však odpovídá dvěma stavům sepnutí: horní údaj platí v situaci, kdy v obr. 6 přepínače přepínají mezi polohami +1 a 0, dolní údaj platí pro přepínání mezi polohami 0 a -1.

Stavy sepnutí udané v obr. 9 v rámečcích jsou vlastně konce symbolických vektorů, vytvářených střídačem. Kolmým průmětem těchto vektorů do os fázových napětí A, B, C se získají okamžité velikosti fázových napětí zátěže u_a, u_b, u_c .

Obdobně jako u dvouhadinového střídače (obr. 5), i zde vytvoříme pomocí prostorově vektorové šířkově-pulzní modulační náhradní symbolický vektor v , který se bude pohybovat (natáčet) drobnými kroky. Tento vektor (tj. jeho konec) může v obr. 9 ležet buď uvnitř vnitřního šestiúhelníku, nebo mezi vnitřním a vnějším šestiúhelníkem; vždy však leží



Obr. 9. Stavy sepnutí tříhadinového střídače

uvnitř některého z vyznačených trojúhelníků. Tři vrcholy každého trojúhelníku jsou určeny třemi stavy sepnutí (tj. třemi symbolickými vektory vycházejícími ze středu šestiúhelníku). Tyto tři stavy sepnutí vytvářejí okamžitou polohu a velikost vektoru v^* (pro porovnání: v obr. 5 je vektor v^* vytvořen pomocí vektorů u_1, u_2 a nulového vektoru). V obr. 9 se u trojúhelníků uvnitř vnitřního šestiúhelníku využívají nulové vektory +1, +1, +1; 0, 0, 0; -1, -1, -1. U trojúhelníků mezi vnitřním a vnějším šestiúhelníkem se namísto nulových vektorů využívají vrcholy vnitřního šestiúhelníku. Například pro vytvoření vektoru v^* v obr. 9 jsou využity stavy sepnutí (symbolické vektory vycházející ze středu šestiúhelníků) +1, 0, 0/0, -1, -1; +1, -1, -1; +1, 0, -1.

Výpočet dob trvání jednotlivých stavů sepnutí je obdobný jako u dvouhadinového střídače (obr. 5, rovnice (3) až (6)). Zvolený krátký časový interval, kdy vektor v^* (obr. 9) setrvává v diskrétních polohách, označme opět T_s . Ve sledovaném příkladu označme pro přehlednost speciálně pro tento výpočet stav sepnutí +1, 0, 0/0, -1, -1 jako vektor u_{00} a jeho celkovou dobu trvání během T_s jako $t_{00 \text{ celk}}$, stav sepnutí +1, -1, -1 označme jako vektor u_{01} , celkovou dobu trvání $t_{01 \text{ celk}}$ a stav sepnutí +1, 0, -1 označme jako vektor u_{02} , celkovou dobu sepnutí $t_{02 \text{ celk}}$. Je zřejmé, že $|u_{00}| = |u_{01}|/2$. Platí

$$v^* T_s = v_1 T_s + v_2 T_s \quad (7)$$

Délky složek v_1 a v_2 se stanoví s použitím trigonometrie z délky vektoru v^* a z úhlu α .

Dále se vyjádří rovnost napětových množství ve směrech vektorů v_2, v_1 :

$$v_2 T_s = u_{02} t_{02 \text{ celk}} \quad (8)$$

Odtud se stanoví $t_{02 \text{ celk}}$. Pro dobu trvání vektoru u_{00} platí:

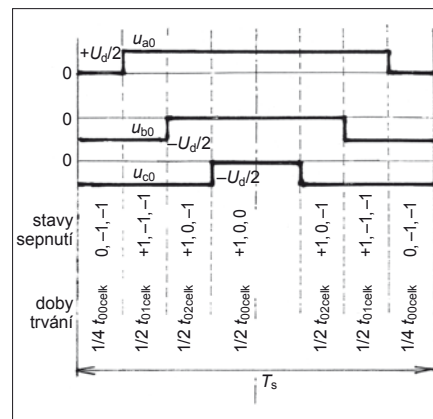
$$t_{00 \text{ celk}} = T_s - t_{01 \text{ celk}} - t_{02 \text{ celk}} \quad (9)$$

$$v_1 T_s = u_{00} t_{00 \text{ celk}} + u_{01} t_{01 \text{ celk}} = (|u_{01}|/2)(T_s - t_{01 \text{ celk}} - t_{02 \text{ celk}}) + |u_{01}| t_{01 \text{ celk}} \quad (10)$$

Odtud se již stanoví $t_{01 \text{ celk}}$.

Při vytváření vektoru v^* během zvoleného časového intervalu T_s se pro dosažení minimálního obsahu harmonických ve výstupním napětí střídače požaduje časová souměrnost (proti středu doby T_s) u průběhů napětí u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} , a to při nejmenším počtu přepnutí (malé spínací ztráty). Příklad řešení je ukázán na obr. 10.

Náročným úkolem při řízení chodu tříhadinového střídače je udržet kolísání napětí na vstupních dělicích kondenzátorech (C1, C2 na obr. 7) v požadovaných mezích. Kondenzátory C1, C2 vytvářejí střed napájecího



Obr. 10. Posloupnost přepínání při vytváření vektoru v^* z obr. 9 při dodržení časové souměrnosti průběhů u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}

stejnoseměrného napětí (bod 0). Tento bod je připojován střídačem k zátěži ve stavech sepnutí, jejichž označení obsahuje symbol 0 (obr. 9). V těchto stavech totiž ze svorky 0 odtéká nebo do ní přitéká proud, který narušuje rozdělení napětí U_d na dvě stejné hodnoty, tj. vychyluje potenciál svorky 0 ze středu napětí U_d .

Stavy sepnutí v rozích vnitřního šestiúhelníku v obr. 9 mohou být realizovány dvěma různými způsoby. **Tyto stavy jsou při vytváření výstupních napětí střídače ekvivalentní, mají však navzájem opačný vliv na potenciál svorky 0.** Tuto skutečnost je možné využít k vzájemné kompenzaci uvedeného opačného vlivu. Pro ilustraci uvažme stav sepnutí +1, 0, 0/0, -1, -1 na obr. 9 a kladnou hodnotu zátěžného proudu i_a , tj. proud tekoucí z výstupní svorky a do zátěže (obr. 6). Při sepnutí +1, 0, 0 pote-

če tento proud do svorky 0 (viz obr. 6, v němž ale bude přepínač ve fázi C přepnut do polohy 0). Z obr. 7 je zřejmé, že v takovém případě proud i_a vybíjí kondenzátor C1, jeho napětí klesá a napětí na C2 vzrůstá (neboť součet obou napětí je stále U_d). Při stavu sepnutí 0, -1, -1 bude též proud i_a naopak vytékat ze svorky 0, napětí na C2 bude klesat a napětí na C1 stoupat.

Z uvedeného příkladu je patrná náročnost řízení spínání ve střídači, neboť uvedené kompenzace je třeba průběžně provádět při měnících se proudech zátěže a při současném respektování dříve uvedených požadavků na časovou souměrnost vytvářených napěťových průběhů.

3. Přínos třífázového tříhladinového napěťového střídače

Hlavním přínosem třífázového tříhladinového napěťového střídače je snížení napěťového namáhání použitých polovodičových součástek a zmenšení obsahu vyšších harmonických ve výstupním napětí střídače. Za předpokladu ideálních průběhů napětí (bez jakýchkoliv přepětí) jsou použité polovodičové součástky namáhány napětím $U_d/2$, tedy

napětím polovičním oproti dvouhladinovému střídači. Přitom jde u řízených polovodičových součástek o blokovací napětí, u diod o závěrné napětí. V katalogích jsou u současných výkonových polovodičových součástek v obou případech uváděny opakovatelné špičkové hodnoty (U_{DRM} , U_{RRM}) o velikosti 4 500 V nebo i více.

Pro ilustraci uvažme právě součástky s napětím $U_{DRM} = U_{RRM} = 4500$ V. V idealizovaném případě (navíc bez uvažování sériového řazení součástek) bude nejvyšší přípustná hodnota napájecího stejnosměrného napětí U_d dvojnásobná, tj. bude mít velikost $4500 \text{ V} \cdot 2 = 9000$ V. Při použití reálných polovodičových součástek a reálných obvodů (spojů) s jejich vlastní indukčností se však ve střídači vyskytují výrazná přepětí (zejména v důsledku komutačních nábojů součástek), a to i při použití účinných odlehčovacích obvodů (snubberů). Navíc je třeba volbou rezerv zajistit spolehlivý chod a napěťovou odolnost střídače i při extrémních provozních podmínkách. Na základě zkušenosti je proto nutné teoretickou hodnotu U_d snížit nejméně třikrát, tedy na hodnotu nejvýše 3 000 V. Při sériovém řazení součástek bude snížení ještě výraznější. Uvá-

ží-li se, že u střídače lze počítat s dosažitelnou amplitudou výstupních sdružených napětí přibližně o velikosti $0,95 U_d$, dostane se ve zde uváděném příkladu efektivní hodnota výstupního sdruženého napětí nejvýše 2 000 V. Tato hodnota patří u střídavých motorů do kategorie vysokého napětí (ČSN 33 3201, rozmezí efektivních hodnot sdružených napětí 1 až 52 kV).

Poznámka závěrem: Přínos tříhladinového střídače je možné dále zvýšit volbou většího počtu hladin. Bude to však za cenu větší obvodové složitosti střídače a růstu požadavků na řízení.

Literatura:

- [1] NABAE, A. – TAKAHASHI, I. – AKAGI, H.: *A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*. IEEE Trans. Ind. Applications, Sept./Oct. 1981, vol. 17, No 5, pp. 518–523.
- [2] BOSE, B. K.: *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall PTR, USA, 2002.
- [3] MERTENS, A. – BRUCKMANN, M. – SOMMER, R.: *Medium Voltage Inverter Using High-Voltage IGBTs*. In: Conf. EPE' 99, Lausanne, P.1–10.
- [4] WANG, F.: *Multilevel PWM VSIs*. In: IEEE Industry Appl. Magazine, July/Aug. 2004, pp. 51–58.

nabídka nového knižního titulu

Ročenka Elektro 2008

Praha, FCC Public, 336 stran,
formát A6, vazba V2, cena 96 Kč



V ročence Elektro 2008 lze nalézt kromě přehledu odborných veletrhů, seznamu úřadů a institucí či adresáře ČKAIT také např. nejaktuálnější informace o nových elektrotechnických normách. S normami souvisí bezpečnost, které je věnována pátá kapitola. Jak si dokáží poradit s elektromagnetickou kompatibilitou stavebních zařízení v Německu nebo jak se chránit před bleskem, to se čtenář může dočíst v kapitole šesté. Problémem pospojování se zabývá článek sedmé kapitoly. Zajímavé příspěvky z různých technických oblastí jsou náplní kapitoly osmé. Poslední kapitola je věnována zelené energii. Ročenka je určena technikům, konstruktérům, projektantům, elektromontérům, pracovníkům údržby, revizním technikům, pracovníkům obchodně-technických služeb a všem zájemcům o aktuální informace z oblasti elektrotechniky.

Knihu si můžete objednat telefonicky na čísle 286 583 011, e-mailem na adrese public@fccgroup.cz, prostřednictvím internetu www.fccpublic.cz nebo poštou na adrese vydavatelství: FCC Public, Pod Vodárenskou věží 4, 182 08 Praha 8



Pojistková technika

- NH pojistkové odpínače a odpínací lišty
- NH pojistkové spodky
- NH pojistkové výkonové vypínače
- Odpínače s válcovými pojistkami
- Držáky válcových pojistek
- Nulové můstky



wöhner APATOR

www.ghvtrading.cz



GHV Trading, spol. s r.o., Kounicova 67a, 602 00 Brno
tel.: 541 235 532-4, 541 235 386, fax: 541 235 387
e-mail: ghv@ghvtrading.cz