

Kurz celoživotního vzdělávání
Elektrotechnické systémy
pro environmentálně příznivou
dopravu

Předmět

Pohonné a napájecí systémy
pro elektromobilitu

Studijní materiál

Stejnoseměrné motory

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.

Ing. Petr Sýkora



Pohony se stejnosměrnými motory s cizím buzením

Tradiční uplatnění stejnosměrných motorů s cizím buzením bylo v době, kdy ještě nebyly dostupné vypínatelné výkonové polovodičové součástky s dostatečnou proudovou a napěťovou zatížitelností, především v regulovaných pohonech. Zde se využívalo možnosti jejich jednoduchého řízení momentu a otáček. Nevýhodou stejnosměrného motoru je přítomnost komutátoru, který je výrobně náročný, vyžaduje častou údržbu a přispívá ke snížení spolehlivosti pohonu. Z toho důvodu jsou v současnosti pohony se stejnosměrnými motory s cizím buzením v průmyslových pohonech ve velké míře nahrazeny pohony s frekvenčně řízenými střídavými elektromotory.

Zdrojem budicího magnetického toku na statoru stejnosměrného motoru s cizím buzením může být buď budicí vinutí protékané stejnosměrným budicím proudem, nebo permanentní magnety. Motory s budicím vinutím se používají převážně v oblasti výkonů desítek kW v některých průmyslových aplikacích. V současnosti se v největší míře používají stejnosměrné motory s cizím buzením s permanentními magnety v oblasti výkonů od jednotek W do jednotek kW. Ve velkém množství se dnes využívají tyto motory s permanentními magnety například v automatizační technice nebo jako pomocné pohony malých výkonů například v automobilech.

1. Matematický model stejnosměrného motoru s cizím buzením a jeho dynamické vlastnosti

Přesný matematický model stejnosměrného stroje je poměrně složitý. Pro postihnutí vlastností stejnosměrného stroje s cizím buzením, které jsou významné pro techniku pohonů, se zavádějí některá zjednodušení a to zejména:

- zanedbává se rozptylový magnetický tok budicího vinutí
- zanedbává se vliv reakce kotvy
- zanedbává se vliv úbytku napětí na kartáčích
- zanedbává se vliv transformační vazby mezi jednotlivými vinutími
- zanedbává se vliv vířivých proudů

Při zavedení těchto zjednodušujících předpokladů platí pro elektrický obvod rotoru, tedy kotvy, stroje napěťová rovnice:

$$u_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + u_i \quad (1.)$$

Ve vztahu (1.) značí u_a svorkové napětí rotoru (kotvy), R_a je ohmický odpor rotorového obvodu, L_a je indukčnost rotorového obvodu, i_a je rotorový proud a u_i je indukované napětí vzniklé pohybem vodičů vinutí rotoru v magnetickém poli statoru. Rovnice popisuje rotorový obvod v okamžitých hodnotách veličin, což je naznačeno malými písmeny. První člen na pravé straně rovnice je úbytek napětí na odporu vinutí rotoru R_a , druhý člen je úbytek napětí na indukčnosti rotoru L_a . Ten je nenulový jen při přechodných dějích spojených s časovou změnou proudu rotoru i_a .

Zdroj budicího magnetického toku stejnosměrného stroje je na statoru. Je-li statorový magnetický tok vybuzen proudem budicího vinutí (nejedná-li se o stroj s permanentními magnety), lze pro statorový elektrický obvod psát napěťovou rovnici ve tvaru:

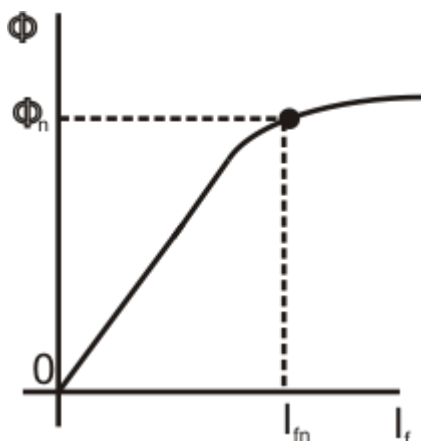
$$u_f = R_f \cdot i_f + L_f \cdot \frac{di_f}{dt} \quad (2.)$$

Ve vztahu (2.) značí u_f napětí budicího vinutí, i_f je budicí proud, R_f je odpor budicího vinutí a L_f je indukčnost budicího vinutí. Úbytek napětí na indukčnosti L_f je nenulový jen při přechodných dějích v budicím obvodu.

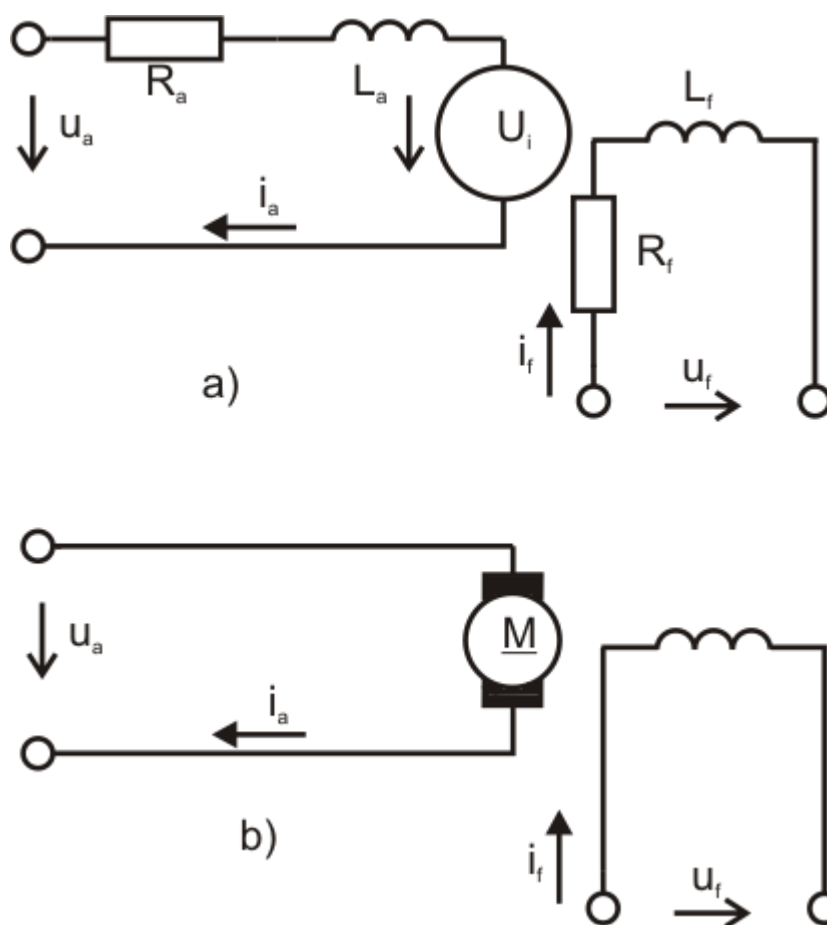
Další dva klíčové vztahy platí u stejnosměrného stroje pro moment a indukované napětí:

$$m_i = C_{ss} \cdot \phi \cdot i_a = C_{ss} \cdot k_\phi \cdot i_f \cdot i_a \quad (3.)$$

$$u_i = C_{ss} \cdot \phi \cdot \omega_m = C_{ss} \cdot k_\phi \cdot i_f \cdot \omega_m \quad (4.)$$

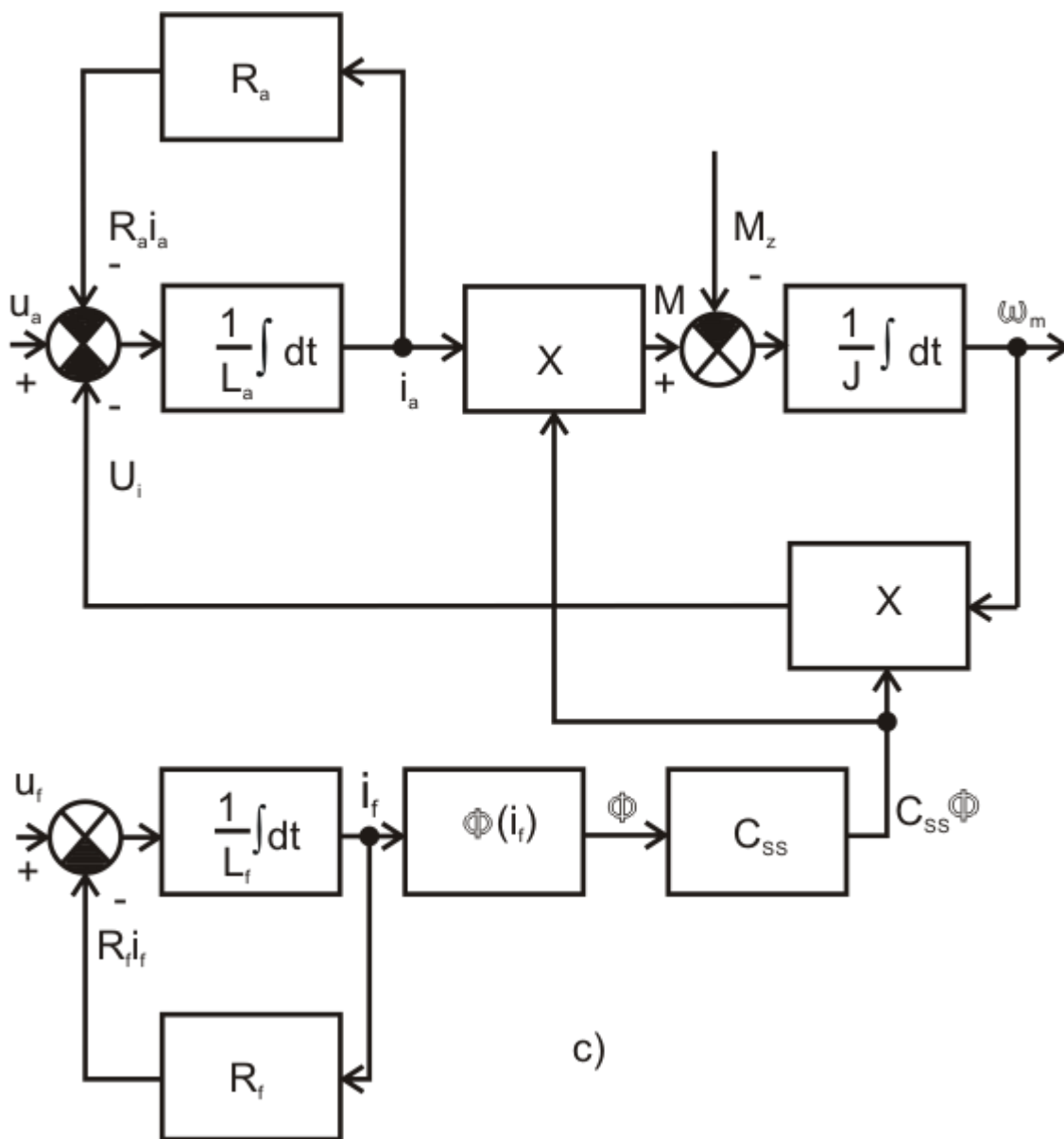


Obr. 1. Magnetizační charakteristika magnetického obvodu stejnosměrného stroje



Obr. 2. a), b) Elektrické schéma stejnosměrného stroje s cizím buzením

Ve vztazích (3.) a (4.) značí ϕ magnetický tok vybuzený budícím proudem i_f či permanentními magnety, C_{ss} je konstanta daná konstrukcí stejnosměrného stroje a k_ϕ je součinitel úměrnosti mezi magnetickým tokem a budícím proudem. Tento součinitel je konstantní jen v určitém rozsahu budícího proudu i_f , od určité meze i_f jeho hodnota začíná klesat. To je dáno průběhem magnetizační charakteristiky (obr. 1.), u které se projevuje sycení magnetického materiálu, ze kterého je tvořen magnetický obvod stejnosměrného stroje. Magnetický obvod statoru stejnosměrného stroje lze konstruovat z plného materiálu, magnetický obvod rotoru stejnosměrného stroje je vždy složen z navzájem elektricky izolovaných plechů, aby byly minimalizovány magnetické ztráty spojené s časovou změnou magnetického toku.



Obr. 2.c) Blokové schéma stejnosměrného stroje s cizím buzením

Jmenovitý bod budícího obvodu, kterého je dosaženo při jmenovitém budícím proudu, leží obvykle v okolí zlomu magnetizační charakteristiky, aby se co nejvíce magneticky využil materiál magnetického obvodu. Z obrázku (1.) je zřejmé, že nemá smysl zvyšovat budící proud

i_f nad jmenovitou hodnotu, neboť toto zvýšení by již nevedlo ke zvýšení magnetického toku, ale pouze ke zvýšení ztrát v budicím vinutí.

Vztahy (1.) až (4.) doplněné o pohybovou rovnici (2.) tvoří rovnice matematického modelu stejnosměrného cizí buzeného stejnosměrného stroje. Pro vyšetřování dynamických a regulačních vlastností stejnosměrného stroje je někdy výhodné vyjádřit chování stroje, vycházející z uvedených rovnic, formou blokového schématu - obr. 2.c).

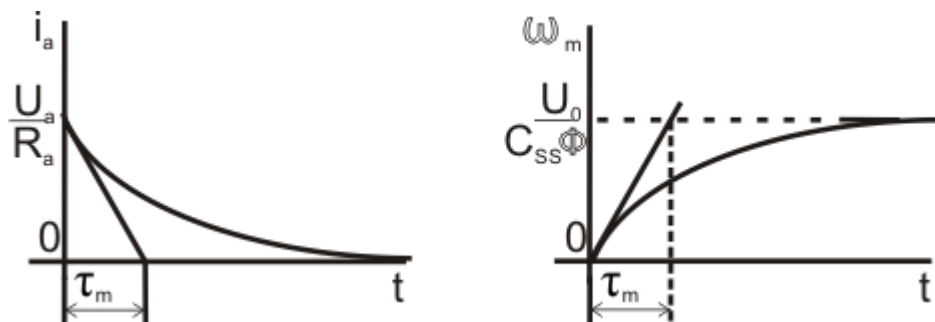
Uvedený matematický model představuje obecnější formu tím, že je orientován na stroje s budicím vinutím. V případě stejnosměrného stroje s permanentními magnety budou ve vztazích (3.) a (4.) vystupovat konstantní hodnoty magnetického toku Φ a odpovídajícím způsobem se zjednoduší i blokové schéma.

Pro přiblížení vlastností stejnosměrného stroje s cizím buzením jako dynamické soustavy je níže proveden rozbor přechodného děje po připojení stojícího rotoru ke zdroji stejnosměrného napětí U_a , přičemž moment zátěže M_z je nulový - motor se rozbíhá naprázdno a moment, který stroj vytváří, se uplatní jen jako moment dynamický. Předpokládá se, že magnetický tok statoru Φ je během celého přechodného děje konstantní. Rozbor je proveden nejprve pro případ, kdy je zanedbán vliv indukčnosti rotorového vinutí ($L_a \rightarrow 0$). Na základě rovnic (2) a (3) lze psát:

$$\omega_m = \frac{1}{J} \int M \cdot dt = \frac{C_{ss} \cdot \Phi}{J} \int i_a \cdot dt \quad (5.)$$

Dosadí-li se tento vztah do rovnice (1.), lze pro případ, kdy $L_a \rightarrow 0$ a pro konstantní napájecí napětí rotoru U_a dále psát:

$$U_a = R_a \cdot i_a + \frac{(C_{ss} \cdot \Phi)^2}{J} \cdot \int i_a \cdot dt \quad (6.)$$



Obr. 3. Časové průběhy proudu rotoru a mechanické úhlové rychlosti při rozběhu naprázdno stejnosměrného motoru s cizím buzením

Vztah (6.) je rovnicí prvního řádu a její tvar je formálně shodný s rovnicí, která popisuje průběh proudu po připojení sériové kombinace rezistoru a kondenzátoru ke zdroji stejnosměrného napětí. Na základě této analogie můžeme potom definovat mechanickou kapacitu C_{mech} :

$$C_{mech} = \frac{J}{(C_{ss} \cdot \Phi)^2} \quad (7.)$$

Analogicky k obvodu s rezistorem a kondenzátorem potom můžeme vyjádřit mechanickou časovou konstantu:

$$\tau_m = R_a \cdot C_{mech} = R_a \cdot \frac{J}{(C_{ss} \cdot \Phi)^2} \quad (8.)$$

Řešením rovnice (4.6.) je exponenciální průběh proudu rotoru i_a při rozběhu stejnosměrného stroje ve tvaru:

$$i_a = \frac{U_a}{R_a} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_m}} \quad (9.)$$

Dosazením vztahu (9.) do vztahu (5.) lze pro nulovou počáteční podmínku určit průběh mechanické úhlové rychlosti při rozběhu:

$$\omega_m = \frac{U_a}{C_{ss} \cdot \Phi} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_m}}) \quad (10)$$

V případě, že se při sledovaném přechodném ději zohlední vliv indukčnosti rotorového vinutí L_a , přejde rovnice (6.) do tvaru:

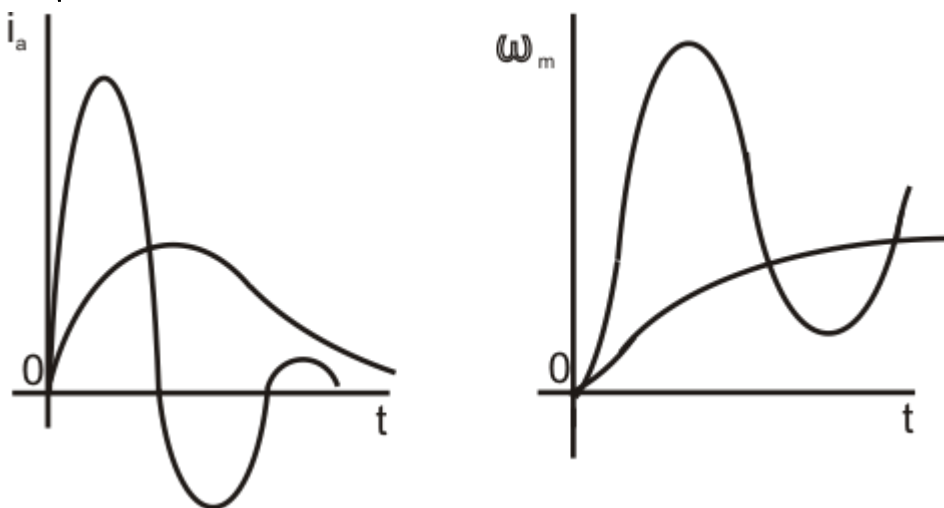
$$U_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{(C_{ss} \cdot \Phi)^2}{J} \cdot \int i_a \cdot dt \quad (11.)$$

Derivací vztahu (11.) a jeho vydělením L_a a zavedením elektromagnetické časové konstanty rotorového vinutí $\tau_a = L_a/R_a$ dále získáváme:

$$\frac{d^2 i_a}{dt^2} + \tau_a \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{1}{\tau_a \cdot \tau_m} \cdot i_a = 0 \quad (12.)$$

Stejnosiřrný stroj je tedy popsán lineární diferenciální rovnicí druhého řádu s konstantními koeficienty. Její řešení lze psát ve tvaru:

$$i_a = \frac{U_a}{R_a} \cdot \frac{e^{p_1 \cdot t} - e^{p_2 \cdot t}}{\sqrt{1 - 4 \cdot \frac{\tau_a}{\tau_m}}} \quad (13.)$$



Obr.4. Průběh proudu rotoru i_a a mechanické úhlové rychlosti ω_m stejnosměrného cize buzeného stroje při rozběhu naprázdno - aperiodický a periodický děj

Ve vztahu (13.) jsou p_1 a p_2 kořeny charakteristické rovnice, pro které platí:

$$p_{1,2} = \frac{1}{2 \cdot \tau_a} \cdot \left(-1 \pm \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{\tau_a}{\tau_m}} \right) \quad (14.)$$

Pomocí vztahu (5.) lze potom získat vztah pro mechanickou úhlovou rychlost:

$$\omega_m = \frac{U_a}{C_{ss} \cdot \Phi} \cdot \left(1 + \frac{\tau_a \cdot (p_2 \cdot e^{p_1 \cdot t} - p_1 \cdot e^{p_2 \cdot t})}{\sqrt{1 - 4 \cdot \frac{\tau_a}{\tau_m}}} \right) \quad (15.)$$

V závislosti na vzájemné relaci mezi velikostí mechanické časové konstanty τ_m a elektromagnetické časové konstanty τ_a může mít přechodný děj různý charakter. V případě, že $\tau_m \geq 4\tau_a$, jedná se o přechodný děj aperiodický. V opačném případě se jedná o přechodný děj periodický, kde úhlová frekvence vlastních kmitů je rovna imaginární části kořenů charakteristické rovnice a je dána:

$$\Omega = \sqrt{\frac{1}{\tau_a \cdot \tau_m} - \left(\frac{1}{2 \cdot \tau_a} \right)^2} \quad (16.)$$

Periodické - kmitavé přechodné děje se mohou vyskytovat především u motorů malých výkonů s malými momenty setrvačnosti rotoru, kde může být velikost elektromagnetické časové konstanty srovnatelná s velikostí mechanické časové konstanty. Kmitání je v tomto případě nežádoucí zejména u servopohonů, kde je třeba mu předcházet vhodnou zpětnovazební regulací.

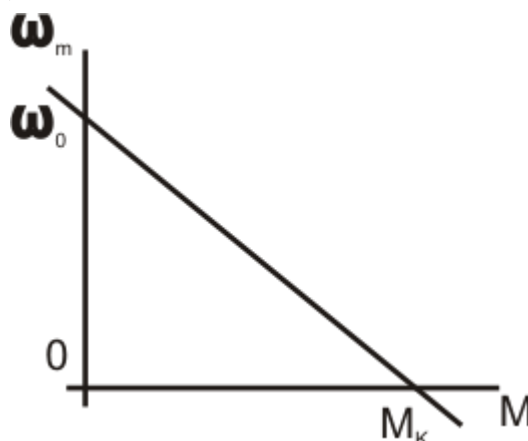
2. Vlastnosti stejnosměrného motoru s cizím buzením v ustáleném stavu

Z rovnic matematického modelu stejnosměrného stroje s cizím buzením (1.) až (4.) lze odvodit průběh jeho statické mechanické charakteristiky. Tato charakteristika popisuje mechanické vlastnosti stejnosměrného stroje v kvaziustálených stavech, tzn. předpokládáme tak pomalou změnu veličin stroje, že lze zanedbat vliv přechodných jevů. Pro odvození mechanické charakteristiky se vyjde z rovnic stroje pro ustálený stav, tzn. časové derivace proudů jsou nulové, platnost vztahů (3.) a (4.) zůstává v ustáleném stavu zachována. Veličiny stroje budou v rovnicích pro ustálený stav označeny velkými písmeny. Napětíovou rovnici pro rotorový obvod lze v ustáleném stavu psát se zahrnutím vztahů (3.) a (4.) ve tvaru:

$$U_a = R_a \cdot I_a + U_i = R_a \cdot \frac{M}{C_{ss} \cdot \Phi} + C_{ss} \cdot \Phi \cdot \omega_m \quad (17.)$$

Po úpravě lze psát:

$$\omega_m = \frac{U_a}{C_{ss} \cdot \Phi} - \frac{R_a \cdot M}{(C_{ss} \cdot \Phi)^2} \quad (18.)$$



Vztah (18.) je rovnicí statické mechanické charakteristiky stejnosměrného stroje s cizím buzením – obr. 5. Při konstantním napájecím napětí a konstantním budicím magnetickém toku se jedná o přímku, která prochází třemi kvadranty – generátorickým, motorickým a kvadrantem protiproudého brzdění. Mechanická charakteristika reálného stroje má velmi malý sklon - je tvrdá - a s proměnným momentem se otáčky mění velmi málo.

První člen na pravé straně rovnice (18.) představuje mechanickou úhlovou rychlost naprázdno ω_0 . Je zřejmé, že mechanická úhlová rychlost naprázdno závisí přímo úměrně na velikosti rotorového napětí U_a a nepřímo úměrně na budicím magnetickém toku Φ a tudíž i na budicím proudu. Druhý člen na pravé straně vztahu (18.) představuje úbytek mechanické úhlové rychlosti způsobený vlivem zatěžovacího momentu a udává tvrdost charakteristiky.

3. Rozběh, řízení a brzdění pohonů se stejnosměrnými motory s cizím buzením

Připojíme-li stojící rotor stejnosměrného cize buzeného motoru k napájecímu napětí, je podle rovnice (4.) indukované napětí U_i nulové a proud I_a je podle rovnice (17.) omezen pouze malým odporem rotorového vinutí. Záběrný proud rotorového vinutí I_{ak} několikanásobně překračuje jmenovitou hodnotu a mohl by kromě velkých momentových rázů způsobit vybavení nadproudové ochrany nebo poškození motoru:

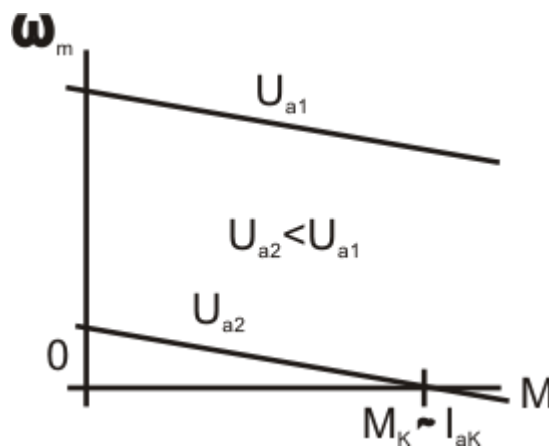
$$I_{ak} = \frac{U_a}{R_a} > I_{an} \quad (19.)$$

Proto je třeba realizovat technická opatření ke zmenšení tohoto proudu. Rozběh přímým připojením na stejnosměrnou síť se používá jen u malých motorů, nejčastěji s permanentními magnety, kde je poměrně velká hodnota rotorového odporu, který záběrný proud dostatečně omezí.

Jednou z klasických metod rozběhu stejnosměrného motoru je omezení záběrného proudu zařazením předřadného odporu do rotorového obvodu. Tato metoda se vyznačuje vysokými ztrátami a nespojitým řízením proudu rotoru při rozběhu a pro moderní pohony není perspektivní.

Nejuniverzálnější metodou rozběhu a řízení stejnosměrného motoru s cizím buzením je změna napájecího napětí rotorového obvodu U_a . Zdrojem proměnného napětí je u moderních pohonů polovodičový měnič, který umožňuje spojitě řízení této veličiny a jejím prostřednictvím i dalších veličin stejnosměrného motoru. Omezení záběrného proudu I_{ak} je přímo úměrné počáteční velikosti nastavené hodnoty napětí U_a podle vztahu (19.).

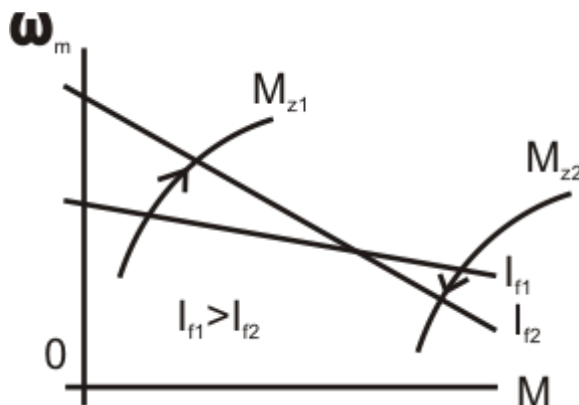
Mechanická úhlová rychlost naprázdno motoru ω_0 je podle vztahu (18.) přímo úměrná napětí rotoru U_a , při změně tohoto napětí však zůstává zachována tvrdost mechanické charakteristiky. Popsané dopady změny napětí U_a na průběh mechanické charakteristiky jsou zřejmé z obr. 6.



Obr. 6. Vliv velikosti napětí rotoru U_a na průběh mechanické charakteristiky

Uvedených vlastností lze s výhodou použít při řízení otáček nebo momentu stejnosměrného motoru. Při řízení otáček změnou napětí rotoru je příznivé, že díky velké tvrdosti mechanické charakteristiky je změna otáček přibližně úměrná změně řídicí veličiny – rotorového napětí a v rozsahu řízení otáček napětím U_a zůstává zachován maximální moment, který je podle vztahu (3.) závislý jen na velikosti magnetického toku a na maximální hodnotě proudu rotoru I_a .

Řízení změnou napětí rotoru U_a se u stejnosměrných motorů s cizím buzením s budicím vinutím někdy kombinuje s řízením změnou magnetického toku Φ , přičemž změny magnetického toku se v tomto případě dosahuje řízením budicího proudu I_f . Z rovnice mechanické charakteristiky cize buzeného stroje (18.) je zřejmé, že velikost budicího magnetického toku Φ a proudu I_f ovlivňuje otáčky naprázdno i tvrdost mechanické charakteristiky - obr. 7.



Obr. 7. Vliv velikosti budicího proudu I_f stejnosměrného stroje na průběh mechanické charakteristiky

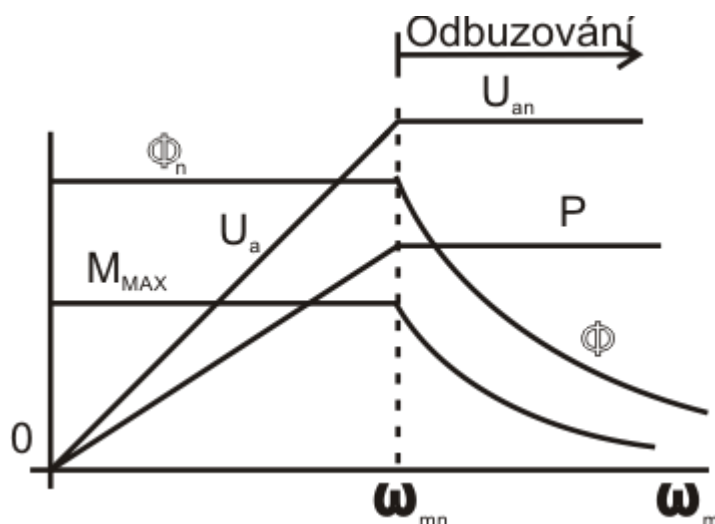
Vzhledem k syčení magnetického obvodu nemá smysl zvyšovat budicí proud I_f , který budí magnetický tok Φ , nad jeho jmenovitou hodnotu - obr. 1. Proto se často řízení změnou magnetického toku nazývá odbuzování. Při řízení odbuzováním se tedy uplatňuje pouze rozsah budicích proudů $I_f \leq I_m$.

Při snížení budicího proudu, tedy i magnetického toku, roste v souladu se vztahem (18.) hodnota mechanické úhlové rychlosti naprázdno, avšak zmenšuje se tvrdost mechanické charakteristiky. Jak je zřejmé z obr. 7, může při odbuzení dojít v závislosti na průběhu mechanické charakteristiky zátěže ke zvýšení, ale i ke snížení mechanické úhlové rychlosti. Ze vztahu (3.) vyplývá, že při snižujícím se budicím proudu I_f je k vytvoření stálého momentu třeba stále větší proud rotoru I_a . Tento proud je však omezen maximální přípustnou hodnotou,

kteřá závisí na době po kterou je motor zatěžován, přičemž při trvalém zatížení je rovna hodnotě jmenovité I_{an} . V důsledku toho klesá se snižující se hodnotou budicího proudu tj. se zvyšující se hodnotou mechanické úhlové rychlosti naprázdno, v důsledku konstantní mezní hodnoty rotorového proudu, maximální dosažitelný moment. Z rovnic (18.) a (3.) lze snadno odvodit, že pokles maximálního momentu s rostoucími otáčkami bude při konstantním proudu rotoru při odbuzování hyperbolický:

$$\omega_m = \frac{U_a - R_a \cdot I_a}{\frac{M}{I_a}} \quad (20.)$$

Řízení otáček stejnosměrného motoru s cizím buzením odbuzováním je sice hospodárný způsob, ale má několik omezení. S rostoucími otáčkami při něm dochází k poklesu tvrdosti mechanické charakteristiky, klesá maximální dosažitelný moment a navíc se vlivem snižujícího se toku budicího vinutí zvyšuje nežádoucí vliv reakce kotvy. V důsledku této skutečnosti dochází ke zhoršování komutace a zvýšení jiskření na komutátoru. Proto se odbuzování používá jen v kombinaci s řízením napětí rotoru U_a , přičemž otáčky se do jmenovité hodnoty řídí změnou rotorového napětí při jmenovitém budicím proudu a magnetickém toku. Od jmenovité hodnoty otáček, které odpovídá i jmenovitá hodnota napětí rotoru, se otáčky dále zvyšují odbuzováním při konstantním rotorovém napětí U_a . Do jmenovitých otáček tedy zůstává stálý maximální moment a maximální výkon s rostoucími otáčkami roste lineárně. Při odbuzování začne s rostoucími otáčkami klesat maximální moment omezený maximálním rotorovým proudem a maximální dosažitelný výkon je konstantní. Popsané vlastnosti jsou znázorněny na obr. 8. V průmyslových pohonech se řízení odbuzováním používá v některých případech, avšak v relativně úzkém otáčkovém rozsahu zpravidla do 120 až 130% jmenovité hodnoty otáček. Řízení odbuzováním je naprosto nevhodné pro regulaci výkonu zařízení s kvadratickou závislostí momentu zátěže M_z na mechanické úhlové rychlosti podle obr. 2. b), kdy s rostoucí hodnotou otáček motoru klesá jeho dosažitelný moment, avšak moment, kterým působí zátěž, prudce narůstá. Velký význam má řízení odbuzováním v trakčních pohonech.



Obr. 8. Kombinace řízení změnou napětí rotoru U_a a odbuzováním u stejnosměrného motoru s cizím buzením

Reverzace směru otáčení stejnosměrného motoru s cizím buzením se uskutečňuje standardně reverzační polaritou napájecího napětí rotoru U_a . V případě stroje s budicím vinutím

lze reverzaci uskutečnit i reverzací polarity budicího proudu. Tato varianta je však v průmyslových pohonech vyjímečná.

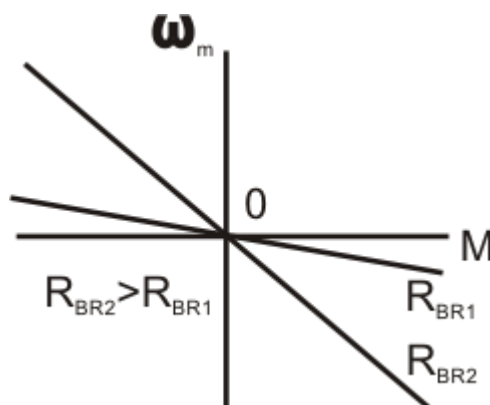
Elektrické brzdění stejnosměrného stroje s cizím buzením je možné buď protiproudé nebo generátorické. Protiproudé brzdění nachází u moderních regulovaných pohonů uplatnění pouze v oblasti nejnižších otáček, kdy se tak jedná o jediný způsob pro dosažení dostatečně velkého brzdného momentu.

Zásadní význam má brzdění generátorické. V závislosti na způsobu nakládání s generovaným brzdným výkonem lze generátorické brzdění rozdělit na rekuperační, kdy je brzdný výkon předáván zpět do napájecího zdroje, a brzdění odporové, kdy se brzdný výkon přeměňuje na ztrátové teplo v brzdovém odporníku.

Při rekuperačním brzdění je moment stejnosměrného stroje záporný. Při rekuperačním brzdění je okamžitá mechanická úhlová rychlost rotoru vyšší, než mechanická úhlová rychlost naprázdno. Rozdílu mezi aktuální mechanickou úhlovou rychlostí rotoru a mechanickou úhlovou rychlostí naprázdno je úměrný moment stroje. Popsanou situaci vystihuje obr. 5 b). Využití rekuperačního brzdění je energeticky velmi výhodné, neboť umožňuje zpětnou transformaci kinetické energie akumulované v mechanických částech zařízení, případně kinetické energie, která je k dispozici díky přítomnosti aktivní složky momentu zátěže, na energii elektrickou.

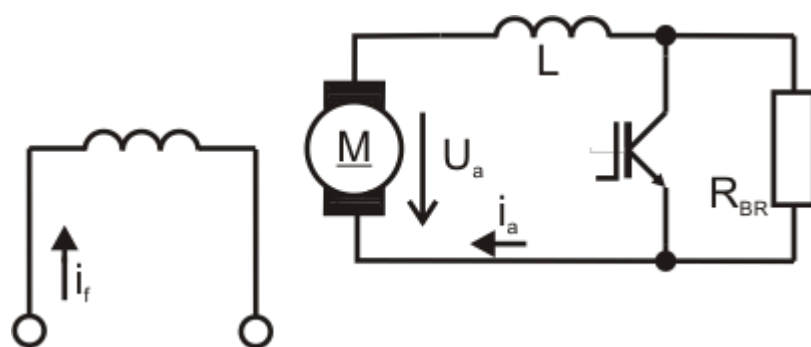
Brzdění odporové se využívá tam, kde není z nějakého důvodu možné nebo žádoucí vracet elektrickou energii do napájecího zdroje. Stejnosměrný stroj pracuje v tomto režimu jako cize buzené dynamo do brzdového rezistoru. Průběh mechanické charakteristiky zůstává zachován lineární, přičemž mechanická úhlová rychlost naprázdno je nulová a mechanická charakteristika prochází pouze brzdnými kvadranty - obr. 9. Velikost brzdného momentu je možno měnit změnou velikosti brzdného odporu nebo změnou budicího proudu I_f v případě, že zdrojem magnetického toku je budicí vinutí. Řízení brzdného momentu změnou budicího proudu se uplatňuje v oblasti vyšších otáček. Brzdný moment je dán brzdným proudem, který závisí na indukovaném napětí a brzdném odporu R_{BR} :

$$I_a = \frac{U_i}{R_a + R_{BR}} \quad (21.)$$



Obr. 9. Mechanické charakteristiky stejnosměrného stroje s cizím buzením při odporovém brzdění a vliv velikosti brzdného odporu R_{BR}

I při odporovém brzdění stejnosměrného stroje s cizím buzením je možné zajistit plynulé řízení brzdného momentu pomocí zapojení, které se označuje jako pulsně řízený odpor – obr. 10. V tomto zapojení se změnou poměrné doby sepnutí polovodičového spínače paralelně řazeného k brzdnému odporníku R_{BR} mění efektivní hodnota odporu. Další informace o pulsním řízení odporu jsou uvedeny v kapitole 9.3.



Obr.10. Obvod pro pulsní řízení brzdného odporu stejnosměrného stroje s cizím buzením

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Kurz celoživotního vzdělávání
Elektrotechnické systémy
pro environmentálně příznivou
dopravu

Předmět

Pohonné a napájecí systémy
pro elektromobilitu

Studijní materiál

Asynchronní motory

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.

Ing. Petr Sýkora



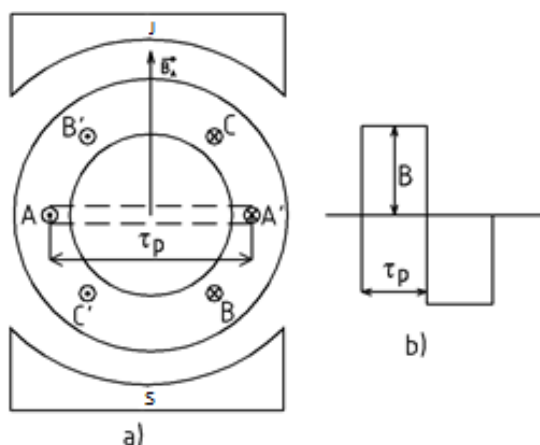
Asynchronní motory

Asynchronní motor je, zejména v průmyslových aplikacích, v technologiích budov, v trakčních pohonech drážních vozidel, nejpoužívanějším elektromotorem. Používá se i v řadě trakčních pohonů silničních vozidel, ve spotřebních výrobcích a v pracovních strojích. Jeho široké použití je dáno zejména jeho jednoduchou konstrukcí, velkou provozní spolehlivostí, malými nároky na údržbu a dobrými provozními vlastnostmi. Asynchronní motory jsou většinou vyráběny hromadně, což také přispívá k jejich příznivé ceně. Asynchronní motory se vyrábějí pro výkony od desítek W pro nízké napětí do desítek MW pro vysoké napětí.

Asynchronní motor vynalezl Nikola Tesla koncem 80. let 19. století. Jedná se o motor napájený střídavým napětím, v převážné většině případů třífázovým. Až do 90. let 20. století se asynchronní motor používal převážně v neregulovaných pohonech s napájením přímo ze sítě. Od 90. let 20. století se v důsledku rozvoje v oblasti elektronických zdrojů začaly ve velké míře asynchronní motory využívat v regulovaných pohonech s frekvenčním řízením, nadále jsou asynchronní motory nejpoužívanější hnací jednotkou i v neregulovaných pohonech napájených přímo ze sítě. V současnosti je frekvenčně řízený pohon s asynchronním motorem typickou hnací jednotkou i v regulovaných elektrických pohonech a ve většině aplikací tato koncepce nahradila pro regulované pohony dříve typické stejnosměrné motory. Důvody náhrady stejnosměrných pohonů frekvenčně řízenými asynchronními motory jsou spojené především s konstrukční jednoduchostí, spolehlivostí, menším objemem a příznivější cenou asynchronních motorů.

1. Točivé magnetické pole

Zásadní význam pro objasnění principu funkce asynchronního motoru má vznik točivého magnetického pole ve statoru. Točivé magnetické pole si lze přibližně představit jako pole permanentního magnetu, který se v prostoru otáčí. U asynchronního motoru se vytvoří pomocí proudů stojícího třífázového statorového vinutí, přičemž **vinutí jsou vůči sobě prostorově posunuta o 120° a proudy jsou vzájemně časově posunuty o 120°** . Uspořádání třífázového vinutí, které je uloženo ve statoru, je zjednodušeně znázorněno na obr. 1a).



Obr. 1 K vysvětlení principu vzniku točivého magnetického pole

Rozměr τ_p se nazývá **pólová rozteč**. Představme si, že každé vinutí má jeden závit a že je vinutí fáze A protékáno stejnosměrným proudem. V obvodu platí známé vztahy:

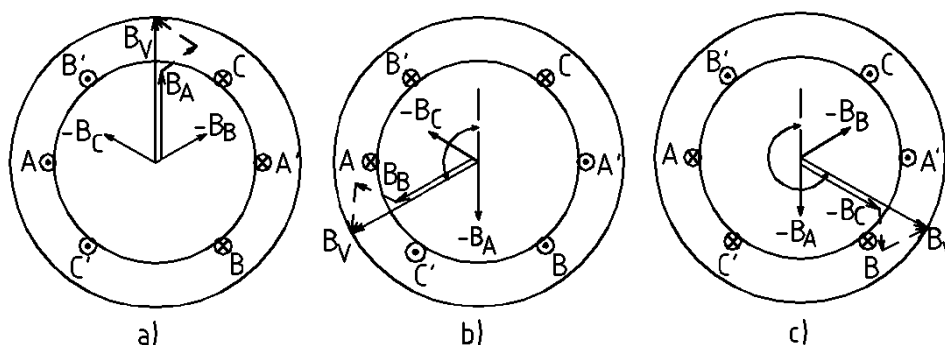
$$F_m = N \cdot i = H \cdot l \quad (1)$$

$$B = \mu \cdot H \quad (2)$$

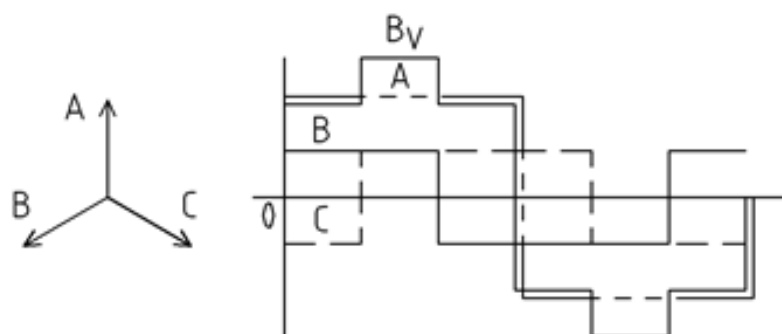
Ve vztahu (2) značí F_m je magnetomotorickou sílu, neboli magnetomotorické napětí. Vzhledem k tomu, že magnetický odpor železného magnetického obvodu statoru a rotoru je velmi malý, bude mít závislost velikosti magnetické indukce ve vzduchové mezeře mezi statorem a rotorem na poloze po obvodu statoru **obdélníkový průběh** podle obr. 1b). Toto magnetické působení je stejné jako u fiktivního permanentního magnetu, jehož póly jsou na obrázku označeny S a J.

Připojíme-li na cívku A střídavý proud, pak se **okamžitá hodnota magnetické indukce bude měnit v čase sinusově, ale prostorový průběh magnetické indukce bude stále obdélníkový**. Uvažme nyní napájení všech tří fází proudy se vzájemným posuvem 120° . Účinky vektorů magnetické indukce od jednotlivých fází se budou sčítat. Situace je znázorněna na obr. 2.

Obr. 2 a) představuje okamžik, kdy má proud ve fázi A maximální hodnotu, v témže okamžiku mají proudy fází B a C poloviční velikost a záporné znaménko. Výsledné magnetické pole má směr vektoru magnetické indukce ve fázi A. Na obr. 2 b) resp. 2 c) je znázorněna situace v okamžiku, kdy má maximální velikost proud ve fázi B resp. C. Na obr. 3 je znázorněna stejná situace jako v obr. 2 a), avšak jakožto průběh velikosti magnetické indukce po obvodu statoru.



Obr. 2 Magnetické působení tří fázových proudů statorového vinutí



Obr. 3 Rozložení magnetické indukce po obvodu statoru

Z obr. 2 je zřejmé, že je-li trojice statorových vinutí protékána třemi proudy s fázovým posuvem 120° , bude se v čase měnit i poloha výsledného vektoru magnetické indukce ve statoru tak, že se bude tento **vektor rovnoměrně otáčet**. Vzájemná souvislost mezi statorovými proudy

a magnetickou indukcí je zřejmá ze vztahů (1) a (2). Z obr. 3 je však patrné, že **rozložení velikosti magnetické indukce po obvodu statoru je stupňovité**. Tento stupňovitý průběh lze pomocí Fourierovy řady rozložit na harmonické složky. Dále budeme uvažovat pouze první harmonickou složku, neboť ostatní harmonické složky vyvolávají jen rušivé jevy. Za tohoto předpokladu si lze točivé pole představit jako vlnu konstantní amplitudy, která se pohybuje konstantní rychlostí podél obvodu statoru.

Vycházejí ze vztahů (1) a (2) a z předchozího popisu, lze situaci matematicky popsat takto:

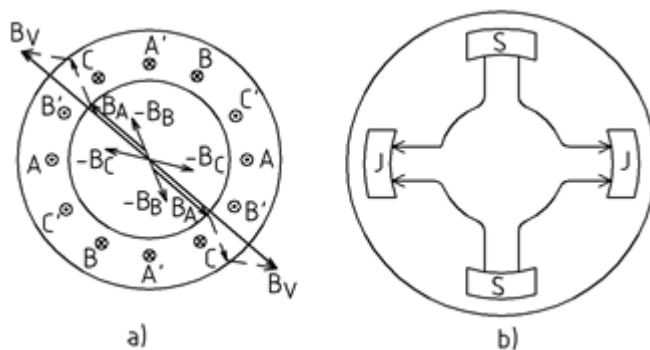
$$\begin{aligned}\hat{B}_A &= B_{\max} \cdot \sin(\omega t) = B_{\max} \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} \\ \hat{B}_B &= B_{\max} \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) = B_{\max} \frac{e^{j(\omega t + \frac{2\pi}{3})} - e^{-j(\omega t + \frac{2\pi}{3})}}{2j} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ \hat{B}_C &= B_{\max} \cdot \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) = B_{\max} \frac{e^{j(\omega t + \frac{4\pi}{3})} - e^{-j(\omega t + \frac{4\pi}{3})}}{2j} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}\end{aligned}\quad (3)$$

$$\hat{B} = \hat{B}_A + \hat{B}_B + \hat{B}_C = \frac{-3B_{\max}e^{-j\omega t}}{2j}\quad (4)$$

Prohodíme-li připojení dvou statorových fází, změní se v rovnicích (3) pro $\hat{B}_B$ a $\hat{B}_C$ znaménko konstanty v argumentu funkce sin a obdobným postupem získáme vztah:

$$\hat{B} = \hat{B}_A + \hat{B}_B + \hat{B}_C = \frac{-3B_{\max}e^{+j\omega t}}{2j}\quad (5)$$

Ve vztahu (10.5) je opačné znaménko v argumentu exponenciální funkce, což značí, že se **prohozením dvou statorových fází změní směr otáčení točivého pole**.



Obr. 4 K vysvětlení principu vícepólového stroje

Doposud jsme uvažovali případ, kdy proud jedné fáze protékal pouze jednou cívkou, tzn. každé fázi náležely dva vodiče vinutí, označené na obr. 2 A, Á - tzv. **dvoupólový stroj**. Na obr. 4 a) je znázorněn případ, kdy je vinutí jedné fáze tvořeno čtyřmi vodiči, celkem je tedy na statoru 12 pólů - tzv. **čtyřpólový stroj**. V tomto případě lze určit výsledný vektor magnetické indukce pro jednu a druhou polovinu obvodu statoru. Pro jeden časový okamžik si lze situaci představit jako působení dvojice permanentních magnetů - obr. 4b).

Budou-li se proudy ve fázích statoru měnit sinusově, bude se magnetické pole podle obr. 4 otáčet, avšak za jednu periodu proudu se neotočí vektor magnetické indukce o 360° jako u dvoupólového stroje, ale pouze o 180° , což odpovídá opět přechodu výsledného vektoru

magnetické indukce přes 6 pólů vinutí. Rychlost otáčení pole ve statoru čtyřpólového stroje je tedy poloviční oproti stroji dvoupólovému. Uvedenou úvahu můžeme zobecnit na stroje, které mají na statoru $2p_p$ pólů, kde p_p je počet pólových dvojic neboli pól párů stroje. Rychlost točivého pole u vícepólového stroje je potom p_p krát nižší oproti stroji dvoupólovému. V praxi se vícepólové stroje používají běžně, v některých případech, především u pomaluběžných vysokomomentových strojů, se používají stroje až s několika desítkami pólů.

Z uvedeného výkladu je zřejmé, že rychlost otáčení točivého pole je závislá na počtu pólů stroje a frekvenci napájecího statorového proudu resp. napětí. Rychlost točivého pole se nazývá rychlostí **synchronní** a je-li ω_1 úhlová frekvence napájecího napětí, platí pro synchronní úhlovou rychlost následující vztah:

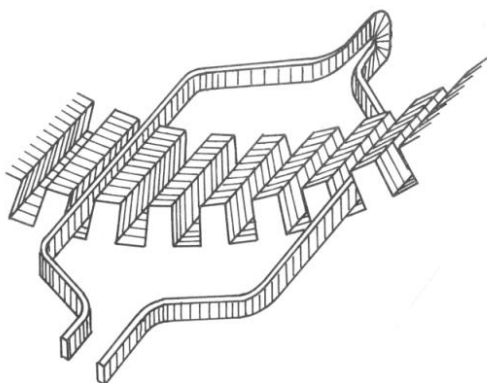
$$\omega_s = \frac{\omega_1}{p_p} = \frac{2\pi f_1}{p_p} \quad (6)$$

2. Konstrukce a princip činnosti asynchronního motoru

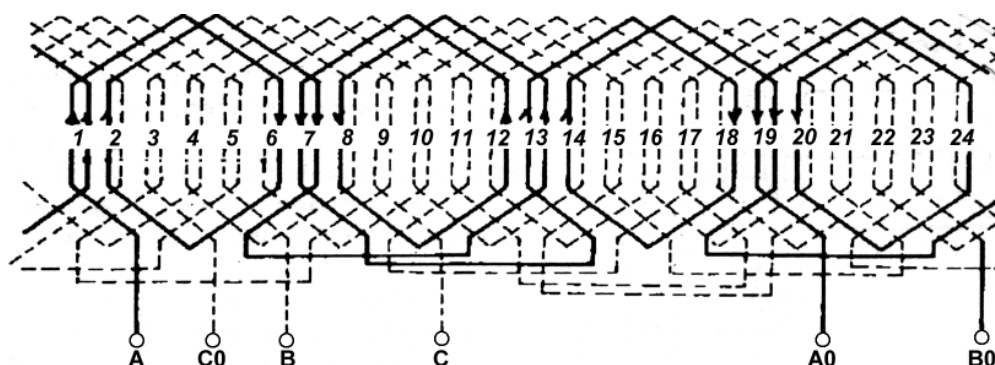
2.1 Konstrukční provedení statoru asynchronního motoru

Při výkladu točivého magnetického pole jsme uvažovali v jednom vinutí jeden závit. To mělo za následek stupňovité rozložení magnetické indukce po obvodu statoru s velkým obsahem harmonických složek. U reálných motorů má **jedno vinutí závitů více a jsou rozloženy ve více drážkách**. Vodiče vinutí jsou uloženy v drážkách magnetického obvodu statoru obvykle ve dvou vrstvách, a spojeny v čelech - obr. 5, obr. 7 a).

Všechny cívky všech fází jsou stejné a jsou rovnoměrně rozloženy po obvodu statoru. Větším počtem rovnoměrně rozložených závitů jednotlivých cívek a tím, že v některých drážkách dvouvrstvového vinutí jsou uloženy části cívek příslušející různým fázím, získáme opět **stupňovité rozložení magnetické indukce po obvodu statoru, avšak s podstatně jemnějším odstupňováním a tudíž s menším obsahem nežádoucích vyšších harmonických složek** oproti vinutí s jedním závitem, jehož průběh magnetické indukce byl znázorněn na obr. 3. Konce vinutí jsou vyvedeny na svorkovnici. Na obr. 6 je znázorněno vinutí ve čtyřpólovém stroji s 24 drážkami ve statoru.



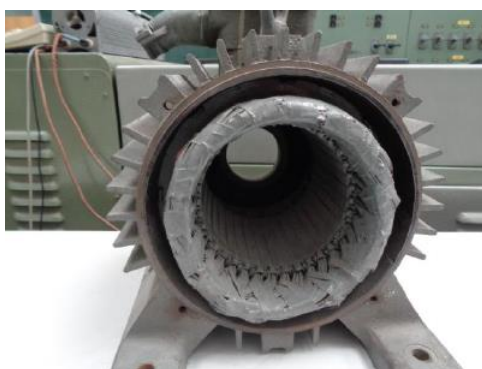
Obr. 5 Založení cívky statorového vinutí do drážek magnetického obvodu



Obr. 6 Příklad rozložení statorového vinutí do drážek magnetického obvodu

Magnetický obvod statoru s drážkami - obr. 5 - není tvořen jedním kusem železa, ale je **složen z jednotlivých, od sebe navzájem elektricky izolovaných plechů tloušťky cca. 0,5 mm**. Důvodem skládání statoru z plechů je, obdobně jako u transformátoru, **omezení ztrát v železném magnetickém obvodu**. Přítomnost magnetického toku, který se uzavírá magnetickým obvodem statoru a rotoru (přes vzduchovou mezeru), je **nezbytnou podmínkou pro vznik točivého momentu stroje**. Velikost maximálního magnetického toku stroje musí korespondovat s rozměry magnetického obvodu, resp. s jeho průřezem z důvodu sycení. U vysokomomentových strojů pro nižší otáčky je tedy nutno ve stroji vytvořit a vést dostatečně velký magnetický tok, což zvětšuje rozměry a hmotnost stroje. Je tedy zřejmé, že u elektrických strojů **nejsou rozměry a hmotnost dány jmenovitým výkonem, ale jmenovitým momentem**. Je-li mechanický výkon motoru dán součinem momentu a mechanické úhlové rychlosti ($P = M\omega_m$), je zřejmé, že z důvodu rozměrů a hmotnosti motoru **je výhodnější pro určený výkon konstruovat motor pro vyšší otáčky a nižší moment**. Tento postup se u konstrukce elektrických točivých strojů uplatňuje ve většině případů, běžně je tedy v elektrickém pohonu použit motor pro vyšší otáčky (u běžných pohonů řádově tisíce ot/min) a nižší moment a k motoru je pak přiřazena **převodovka do pomala** pro snížení otáček a zvýšení momentu. Tento postup se uplatňuje nejen u pohonů s asynchronními motory, ale ve většině případů u elektrických pohonů obecně.

Části cívek, které jsou uloženy v drážkách, se nazývají **aktivní vodiče** a jsou od plechů magnetického obvodu odděleny drážkovou izolací.



a)



b)



c)



d)

Obr. 7 Asynchronní motor – Stator s vinutím (a)), provedení patkového asynchronního motoru 15 kW (b)), převodovkový motor (c)), statory trakčních asynchronních motorů vozů M1, které jsou provozovány na trase C pražského metra (d))

Konstrukce statoru asynchronního motoru musí rovněž zabezpečit krytí, upevnění, elektrické připojení a případně chlazení motoru. Jednoduchá konstrukce asynchronního motoru umožňuje vyrábět tyto stroje v nejrůznějších provedení včetně provedení pro nevýbušné prostory. Běžné asynchronní motory bývají nejčastěji provedeny v krytí IP 44 s **vlastním vzduchovým chlazením**, používají se ale i asynchronní motory s **cizím vzduchovým chlazením** nebo s **vodním chlazením**.

Asynchronní motory se vyrábějí v provedení **přírubovém** či **patkovém** (obr. 7 b)). Efektivním řešením je rovněž tzv. **převodovkový motor**, což představuje kompaktní spojení motoru a převodovky do jednoho celku - obr. 7 c). Existují i speciální vestavné konstrukce asynchronních motorů, například trakční motory pro elektromobily.

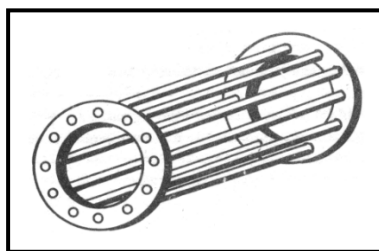
2.2 Konstrukční provedení rotoru asynchronního motoru

Ve statoru asynchronního motoru je otočně uložen rotor, nazývaný někdy kotva. Magnetický tok se uzavírá zčásti statorovým a zčásti rotorovým magnetickým obvodem. Tyto dva magnetické obvody jsou odděleny **vzduchovou mezerou**. Je snaha, aby byla **vzduchová mezera co nejmenší** kvůli zmenšení magnetického odporu mezi statorem a rotorem, čímž se zlepší účinnost stroje a zmenší proud motoru. Velikost vzduchové mezery závisí na výkonu stroje a bývá od 0,2 do 2 mm.

Rotorový magnetický obvod je složen, obdobně jako stator, z plechů s drážkami. Drážky jsou rozloženy po vnějším obvodu rotoru. Středem rotoru prochází hřídel. V případě motorů s vlastním chlazením je na hřídeli umístěn ventilátor. Provedení rotorového vinutí může být dvojí a podle toho potom rozlišujeme **motor s kotvou vinutou** (kroužkovou) a **motor s kotvou nakrátko**.

Kotva vinutá má trojfázové vinutí uspořádané obdobně jako vinutí na statoru. Vinutí je nejčastěji zapojeno do hvězdy a přes **sběrací kroužky a kartáče je vyvedeno na statoru na svorkovnici**. U takto řešené konstrukce rotoru je dána možnost řazení přidavných impedancí do rotorového obvodu.

Kotva nakrátko - obr. 8 - má v drážkách rotorového magnetického obvodu umístěny vodivé, zpravidla měděné, u menších motorů někdy i hliníkové, tyče spojené v čelech dokrátka. To je konstrukčně nesmírně jednoduché řešení a proto jsou motory nakrátko mnohem více rozšířeny.



a)

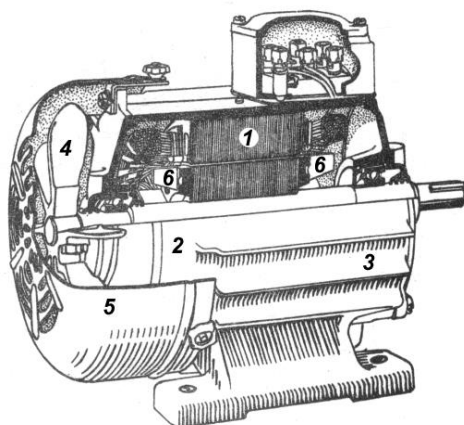


b)

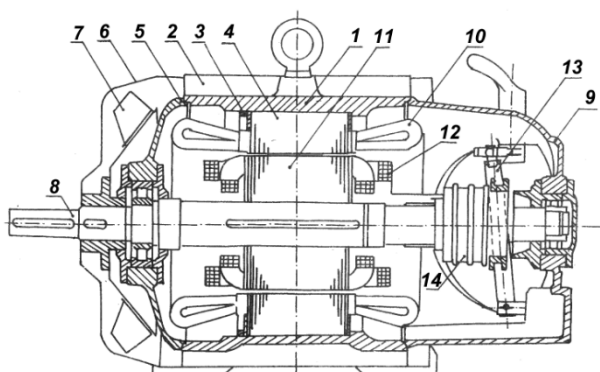


c)

Obr. 8 Provedení elektrického obvodu rotoru nakrátko (a)), kotva nakrátko s hliníkovou vodivou klecí (b)), kotva nakrátko s měděnou klecí (c))



Obr. 9 Konstrukce patkového asynchronního motoru nakrátko: 1- satorový magnetický obvod, 2- kostra motoru, 3- chladící žebra, 4- ventilátor, 5- kryt ventilátoru, 6- vířidla vzduchu



Obr. 10 Konstrukce asynchronního motoru s kotvou vinutou: 1- kostra, 2- žebra, 3- zajišťovací péra, 4- satorový mg. obvod, 5- ložiskový štít, 6- kryt větráku, 7- větrák, 8- hřídel,

9- ložiskový štít, 10- statorové vinutí, 11- rotorový mg. obvod, 12- rotorové vinutí, 13- zkratovač kroužků, 14- kroužky

2.3. Princip funkce asynchronního motoru

Připojíme-li na statorová vinutí stojícího asynchronního motoru třífázovou soustavu napětí, vytvoří se **ve statoru točivé magnetické pole**. Siločáry tohoto pole protínají vodiče rotorového elektrického obvodu a **časově proměnný magnetický tok indukuje v rotoru napětí, v jehož důsledku začne v rotoru procházet proud**. Frekvence rotorového napětí a proudu je při stojícím rotoru dána přímo frekvencí otáčení točivého magnetického pole. Tento stav, kdy je statorové vinutí napájeno třífázovou soustavou napětí a rotor má nulové otáčky, se nazývá **nakrátko**. Vzájemným silovým působením mezi točivým magnetickým polem a rotorovými indukovanými proudy dojde k **vyvození točivého momentu**. Rotor se začne urychlovat a točivé pole má tendenci jej unášet. Se zvyšováním rychlosti rotoru klesá relativní rychlost rotoru vůči točivému poli a klesá tudíž frekvence rotorového proudu. Není-li na hřídeli motoru odebrán mechanický výkon, urychlí se rotor na rychlost velice blízkou rychlosti točivého magnetického pole, která se nazývá též **synchronní rychlost**. Vlastním momentem však rotor nemůže synchronní rychlosti dosáhnout vlivem ztrát motoru, z toho důvodu se popisovaný stroj nazývá asynchronní. Rotor může dosáhnout synchronní rychlosti jen tehdy, je-li mu na hřídel dodán zvenčí mechanický moment. V případě, že rychlost rotoru je rovna rychlosti synchronní, je relativní rychlost točivého pole a rotoru nulová, v rotoru se neindukují žádná napětí, rotorovým obvodem neprotéká proud a motor nevyvíjí žádný moment. Jedná se o tzv. **stav naprázdno**. Budeme-li dále zvyšovat moment, kterým mechanicky z vnějšku poháníme rotor, začne se rotor urychlovat a dosáhne **nadsynchronních otáček**, kdy se z rotoru začnou do statoru indukovat napětí, v jejichž důsledku se ve statorovém proudu objeví činná složka, která přenáší elektrickou energii generovanou motorem do napájecí sítě. Z motoru se stává **asynchronní generátor**, který mění mechanickou energii na energii elektrickou. Moment má záporné znaménko, neboť má tendenci přiblížit otáčky rotoru otáčkám synchronním a dochází ke **generátorickému brzdění**.

Vraťme se ke stavu, kdy se motor otáčí rychlostí blízkou rychlosti synchronní a na hřídeli není odebrán moment. Začne-li se motor v tomto stavu zatěžovat mechanickým momentem, začnou klesat otáčky a budou se zvyšovat velikost i kmitočet rotorového proudu. Motor zatížený mechanickým momentem, otáčející se pod synchronní rychlostí, tedy mění energii elektrickou na mechanickou. Jedná se o **motorický režim**.

V praxi připadá v úvahu ještě případ, kdy má točivé pole směr opačný než směr otáčení rotoru. Tím se dále zvyšuje frekvence a velikost rotorového proudu. Moment motoru působí ve směru točivého pole, tudíž proti aktuálnímu směru otáčení rotoru. Jedná se o tzv. **protiproudé brzdění**, při kterém však není do sítě vracena elektrická energie, ale mechanická energie i energie elektrická odebraná ze sítě, se v motoru mění na teplo.

Významnou veličinou pro popis vlastností asynchronního motoru je **skluz**, který dává do relace úhlovou frekvenci napájecího napětí $\omega_1 = 2\pi f_1$ a mechanickou úhlovou rychlost ω_m :

$$s = \frac{\omega_1 - p_p \cdot \omega_m}{\omega_1} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (7)$$

Ve vztahu (7) značí s skluz a ω_s je synchronní úhlová rychlost.

Jak je zřejmé z předchozího výkladu, mění se skluz, udávaný někdy také v procentech, se zatížením a typem režimu motoru. Při jmenovitém zatížení je skluz malý, obvykle v rozsahu 0,03 - 0,1. S rostoucím jmenovitým výkonem motoru se jmenovitá hodnota skluzu motoru snižuje. Pomocí skluzu je rovněž možné vyčíslit frekvenci f_2 napětí indukovaného v rotoru:

$$f_2 = f_1 \cdot s \quad (8)$$

Režim	Úhlová rychlost	Skluz
Generátorické brzdění	$\omega_m > \omega_s$	$s < 0$
Chod naprázdno	$\omega_m = \omega_s$	$s = 0$
Motorický chod	$0 < \omega_m < \omega_s$	$1 > s > 0$
Jmenovité zatížení	$0 < \omega_m < \omega_s$	$s = 0,03 \div 0,1$
Chod nakrátko	$\omega_m = 0$	$s = 1$
Protiproudé brzdění	$\omega_m < 0$	$s > 1$

Tab. 1 Přehled režimů asynchronního stroje

2.4. Štítek a svorkovnice asynchronního motoru

Na štítku asynchronního motoru se uvádějí **jmenovité hodnoty** důležitých provozních veličin. Jmenovitá hodnota veličiny je nejvyšší hodnota veličiny, se kterou může být stroj provozován trvale, aniž by došlo k jeho zničení nebo poškození. Jmenovitá hodnota se značí indexem n u symbolu dané veličiny. Na štítku asynchronního motoru se zpravidla udává typ, výrobce, rok výroby, hmotnost, krytí, třída izolace a výrobní číslo. Pro provoz motoru mají však význam především štítkové hodnoty výkonu, otáček, napětí, proudu, frekvence a účinníku. Někdy se též na štítku asynchronního motoru udává jmenovitá hodnota účinnosti. U třífázových motorů se na **štítku uvádí sdružená hodnota napětí**. U motorů s kotvou vinutou se navíc uvádí hodnoty rotorového proudu a napětí. Ze štítkových hodnot lze určit další veličiny motoru - otáčky naprázdno, jmenovitý skluz, jmenovitý moment, jmenovitý příkon, jmenovité ztráty a jmenovitou účinnost.

Při určování otáček naprázdno vycházíme ze skutečnosti, že skluz je při jmenovitých otáčkách velmi malý, jeho velikost dosahuje maximálně několika procent. Otáčky naprázdno určíme tedy jako nejbližší vyšší synchronní otáčky vůči otáčkám jmenovitým při jmenovité frekvenci. Např. motor se jmenovitou napájecí frekvencí 50Hz a jmenovitými otáčkami 960 1/min bude mít otáčky naprázdno $n_0 = 1000$ 1/min. Z této hodnoty je zároveň zřejmé, že se jedná o šestipólový stroj.

Jmenovitý skluz určíme podle známého vztahu z otáček naprázdno n_0 a ze jmenovitých mechanických otáček n_n :

$$s_n = \frac{n_0 - n_n}{n_0} \quad (9)$$

Jmenovitý moment M_n lze vypočítat podle vztahu:

$$M_n = \frac{P_n}{\frac{2 \cdot \pi \cdot n_n}{60}} \quad (10)$$

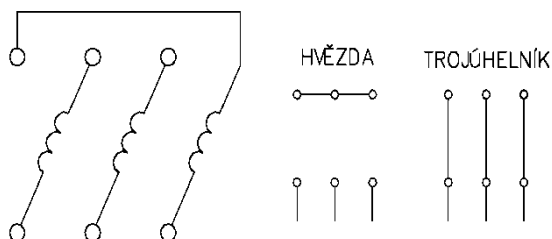
Jmenovitý příkon P_{Pn} , jmenovitý ztrátový výkon ΔP_n a jmenovitá účinnost η_n jsou dány:

$$P_{Pn} = \sqrt{3} \cdot U_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi_n \quad (11)$$

$$\Delta P_n = P_{Pn} - P_n \quad (12)$$

$$\eta_n = \frac{P_n}{P_{Pn}} \quad (13)$$

Svorkovnice běžných asynchronních motorů má zpravidla šest vývodů. Připojení vinutí na svorkovnici v zapojení do hvězdy a do trojúhelníka je na obr. 11. V případě vyvedení obou konců vinutí na svorkovnici jsou na štítku uvedeny dvě hodnoty jmenovitého napětí, vyšší hodnota platí pro zapojení do hvězdy, vždy se jedná o hodnotu sdruženého napětí. V uvedeném případě jsou na štítku uvedeny dvě hodnoty jmenovitého proudu, vyšší hodnota platí pro zapojení do trojúhelníka.



Obr. 11 Zapojení svorkovnice asynchronního motoru

3. Vlastnosti asynchronního motoru v ustáleném stavu

Z hlediska matematického popisu je asynchronní motor složitá nelineární soustava. Aby bylo možno vystihnout základní vlastnosti tohoto stroje pomocí přehledných a snadno srozumitelných vztahů, je nutno zavést některé zjednodušující předpoklady:

- Předpokládá se napájení motoru třífázovým souměrným harmonickým napětím.
- Odpovídající si odpory a indukčnosti jednotlivých fází statoru a rotoru jsou shodné.
- Zanedbává se vliv syčení magnetického obvodu.
- Zanedbává se změna hodnot ohmických odporů vlivem teploty.
- Předpokládá se sinusové rozložení magnetické indukce po obvodu statoru.

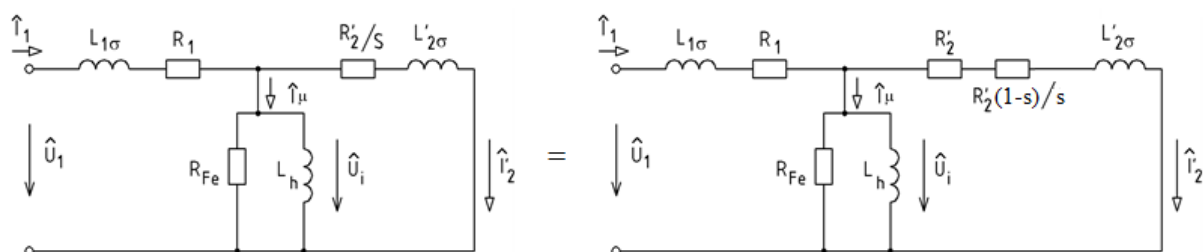
Vlastnosti asynchronního motoru budou vyšetřovány v tzv. kvaziustálených stavech, to znamená, že nebudou uvažovány vlivy rychlých elektromagnetických přechodných jevů. Následující vztahy a vlastnosti budou tedy popisovat určitý zjednodušený statický model.

3.1. Náhradní schéma a fázorový diagram asynchronního motoru

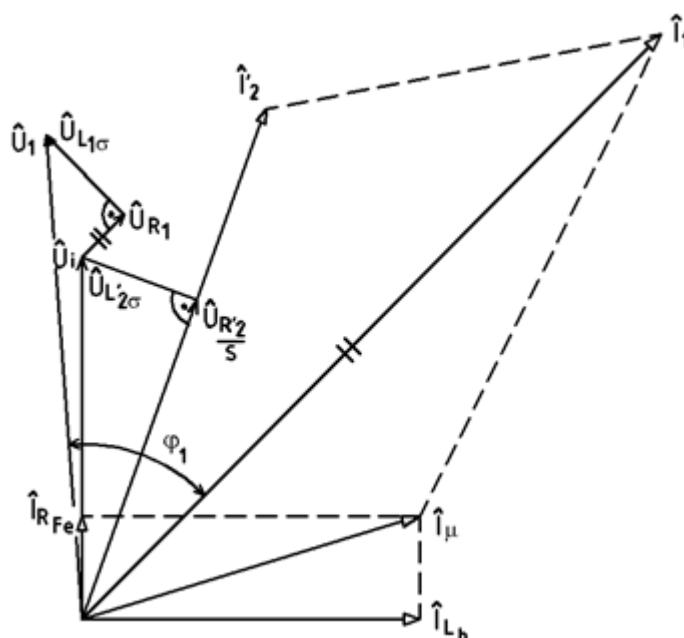
Představme si asynchronní motor s vinutou (kroužkovou) kotvou, jehož rotorový obvod je přes kroužky, kartáče a svorkovnici připojen na trojici odporů zapojených do hvězdy. V případě, že bude rotor zabrzděn a na stator připojíme třífázovou soustavu napětí, vytvoří se točivé magnetické pole, které bude do rotorového obvodu indukovat napětí. Frekvence tohoto napětí je dána frekvencí otáčení točivého magnetického pole, v případě dvoupólového stroje tedy přímo frekvencí napájecí sítě, proudy rotorového obvodu se budou uzavírat přes externí odpory a stroj bude mít **vlastnosti transformátoru** zatíženého do ohmické zátěže. V případě, že by měl motor rotor nakrátko, je při nulové mechanické rychlosti rotoru situace analogická jako v případě třífázového transformátoru ve stavu nakrátko. Tato analogie s transformátorem dává možnost, obdobně jako u transformátoru, sestavit náhradní schéma. Náhradní schéma asynchronního stroje na obr. 12 umožňuje popsat asynchronní motor pomocí elektrického obvodu. Toto náhradní schéma – obvodový model asynchronního motoru - vychází z náhradního schématu transformátoru a veličinou, která ve všech režimech respektuje změnu zatížení a otáček motoru, je skluz. Jedná se o náhradní schéma jedné fáze motoru, v případě třífázového motoru je jeho náhradní schéma kompletně reprezentováno třemi uvedenými obvody. Obdobně jako u transformátoru v náhradním schématu vystupují přepočtené hodnoty I_2' , R_2' a $L_{2\sigma}'$. Přepočet rotorových parametrů a proudu na stator se provádí ze stejných důvodů

a obdobným postupem jako u transformátoru. Při přepočtu parametrů a proudu rotoru je však navíc třeba příslušnými konstantami respektovat vliv geometrického uspořádání vinutí statoru a rotoru. V dalším popisu vlastností asynchronního motoru budeme pracovat již jen s přepočítaným rotorovým proudem a parametry odporu rotorového obvodu R_2' a rotorové rozptylové indukčnosti $L_{2\sigma}'$.

Na základě náhradního schématu lze nakreslit fázorový diagram jedné fáze asynchronního motoru - obr. 10.13.



Obr. 12 Náhradní schéma jedné fáze asynchronního motoru



Obr. 13 Fázorový diagram jedné fáze asynchronního motoru

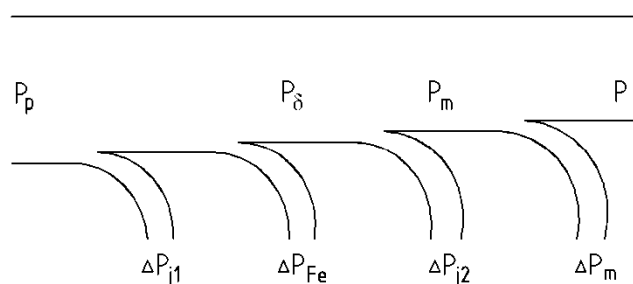
Rezistor R_1 v náhradním schématu na obr. 12 reprezentuje **odpor vinutí fáze statoru**. $L_{1\sigma}$ je **rozptylová indukčnost statorového vinutí** a obdobně jakou u transformátoru reprezentuje vznik rozptylových magnetických toků statorového vinutí, které se uzavírají mimo železný magnetický obvod stroje, rozptylovými cestami, tedy vzduchem. L_h je **hlavní indukčnost** motoru, která modeluje magnetickou vazbu mezi státorem a rotorem a její magnetický tok se uzavírá magnetickým obvodem stroje. R_{Fe} je **odpor respektující ztráty v železe**, tj. ztráty hysterezní a ztráty vířivými proudy v železném magnetickém obvodu. R_2' je **přepočtená hodnota odporu elektrického obvodu rotoru**. $L_{2\sigma}'$ je přepočtená hodnota rozptylové indukčnosti rotorového obvodu. Veličina s je **skluz**. Přehledně je význam parametrů náhradního schématu asynchronního motoru uveden v Tab. 10.2 včetně příkladů hodnot uvedených parametrů. Z hodnot parametrů je zřejmé, že s rostoucí hodnotou jmenovitého výkonu motoru se hodnota všech parametrů náhradního schématu snižuje.

Symbol	Význam	Příklad hodnot - motor 4kW	Příklad hodnot - motor 400kW
R_1	Odpor statoru	3,2 Ω	0,06 Ω
$L_{1\sigma}$	Rozptyl. indukčnost statoru	28 mH	1,62 mH
$L_{2\sigma}'$	Rozptyl. indukčnost rotoru	18 mH	0,94 mH
R_2'	Odpor rotoru	5 Ω	0,04 Ω
L_h	Hlavní indukčnost	393 mH	32 mH
R_{Fe}	Odpor respekt. ztráty v Fe	420 Ω	761 Ω

Tab. 2 Přehled parametrů náhradního schématu asynchronního motoru

3.2. Výkonová bilance a moment asynchronního motoru

Tok výkonu asynchronním motorem znázorňuje obr. 14.



Obr. 14 Výkonová bilance asynchronního motoru

V motorickém režimu vstupuje do statorového obvodu motoru činný elektrický příkon P_p , který lze vypočítat z veličin, které vystupují v náhradním schématu. Napětím, které bude uváděno v následujících vztazích, rozumíme jeho fázovou efektivní hodnotu, u proudu se rovněž jedná o efektivní hodnotu.

$$P_p = 3 \cdot U_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (14)$$

Statorové vinutí má nenulový ohmický odpor R_1 , ve kterém vznikají při průchodu statorového **proudu jouleovy ztráty ve všech fázích ΔP_{j1}** :

$$\Delta P_{j1} = 3 \cdot R_1 I_1^2 \quad (15)$$

V železném magnetickém obvodu motoru vznikají, obdobně jako u transformátoru, ztráty vířivými proudy a ztráty hysterezní, tedy **ztráty v železe ΔP_{Fe}** , které jsou dány indukovaným napětím U_i a odporem respektujícím ztráty v železe R_{Fe} :

$$\Delta P_{Fe} = 3 \cdot \frac{U_i^2}{R_{Fe}} \quad (16)$$

Ztráty v železe ΔP_{Fe} vznikají zčásti v magnetickém obvodu statoru, zčásti v magnetickém obvodu rotoru. Vzhledem k tomu, že frekvence magnetického toku statoru je dána synchronní rychlostí a frekvence magnetického toku rotoru je skluzová, tedy v pracovní

oblasti motoru velmi malá, a dále vzhledem k frekvenční závislosti ztrát v železe je zřejmé, že **převážná část ztrát v železe vzniká ve statorové části magnetického obvodu.**

Zbývající výkon P_8 je tzv. **výkon ve vzduchové mezeře (vnitřní výkon)** a jedná se o výkon točivého magnetického pole, který je přenášen na rotor přes vzduchovou mezeru mezi statorem a rotorem.

Ve vinutí rotoru protékají proudy, které, obdobně jako ve statoru, způsobují vznik **jouleových ztrát ΔP_{j2} v odporu R_2'** . Abychom získali přehledný vztah pro vyjádření těchto ztrát, rozložíme prvek R_2'/s z náhradního schématu do dvou sériově řazených odporů:

$$\frac{R_2'}{s} = R_2' + R_2' \cdot \frac{1-s}{s} \quad (17)$$

První člen ve vztahu (17) je přepočtená hodnota rotorového odporu a představuje prvek, v němž vznikají jouleovy ztráty v rotoru ΔP_{j2} , druhý člen charakterizuje vznik **mechanického výkonu v motoru**. Na základě provedeného rozkladu platí pro velikost jouleových ztrát v rotoru ΔP_{j2} vztah:

$$\Delta P_{j2} = 3 \cdot R_2' \cdot I_2'^2 \quad (18)$$

Vytvořený mechanický výkon je dán vztahem:

$$P_m = 3 \cdot I_2'^2 \cdot R_2' \cdot \frac{1-s}{s} \quad (19)$$

Část tohoto výkonu se v motoru spotřebuje na krytí **mechanických ztrát ΔP_m** , což jsou zejména ztráty v ložiskách, ztráty třením rotoru o vzduch a ventilační ztráty. Zbývající výkon P je **užitečným mechanickým výkonem motoru na hřídeli**.

Z hodnot výkonů a ztrát motoru lze potom vyčíslit **účinnost motoru**:

$$\eta = \frac{P}{P_p} = \frac{P}{P + \Delta P_{j1} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{j2} + \Delta P_m} \quad (20)$$

Účinnost asynchronního motoru je při jmenovitém zatížení poměrně velká. Pohybuje se od hodnot 0,8 u nejmenších motorů až nad 0,95 u motorů pro největší výkony. Maximální účinnost však zpravidla nemívá asynchronní motor přesně při jmenovitém výkonu, ale při výkonu velmi blízkém jmenovitému. Účinnosti elektromotorů včetně asynchronních motorů jsou významně sledovanými parametry a jsou striktně upraveny legislativou národní i EU. Legislativní požadavky na účinnosti elektromotorů se postupně zvyšují. Technická legislativa rozlišuje **pět účinnostních tříd** IE1 až IE5 (nižší třída = nižší požadavky na účinnost). Například od 1.7. 2023 je povinná třída IE4 pro 2, 4 a 6 – pólové motory v rozsahu výkonů 75 kW až 200 kW. Norma stanovuje minimální hodnotu účinnosti pro danou třídu ve jmenovitém bodě motoru. Tato hodnota účinnosti je závislá i na jmenovitém výkonu motoru a počtu pólů. Například pro 4 pólové asynchronní motory v rozsahu jmenovitých výkonů 0,8 až 110 kW určuje norma minimální účinnost v třídě IE4 v rozsahu od cca. 85% do cca. 96% (s rostoucím jmenovitým výkonem motoru roste hodnota požadované minimální účinnosti). Pro třídu IE2 je vůči třídě IE4 požadavek na minimální účinnost cca. o 6% nižší u motorů s výkony v okolí 1 kW, pro motory s vyššími výkony se snižuje rozdíl mezi třídou IE2 a IE4 přibližně na 3%.

Pro odvození vztahu pro vnitřní (elektromagnetický) moment asynchronního motoru lze vyjít ze vztahu (19). Vydělením hodnoty mechanického výkonu P_m hodnotou mechanické úhlové rychlosti rotoru lze získat vztah pro **vnitřní (elektromagnetický) moment motoru**. Pro získání přehledného a v praxi dobře použitelného vztahu pro vnitřní moment se přijímá zjednodušení, při kterém se v náhradním schématu zanedbávají proudy indukčnosti L_h a odporu R_{Fe} . Toto zanedbání je, především v oblasti větších momentů, oprávněné, neboť impedance uvedených prvků L_h a R_{Fe} je v náhradním schématu větší než impedance rotorové větve a větší část vstupního proudu náhradního schématu I_1 se uzavírá rotorovou větví. Zásadním krokem

při odvození vztahu pro vnitřní moment asynchronního motoru je vyjádření přepočtené efektivní hodnoty proudu rotoru I_2' ze vztahu (19) pomocí Ohmova zákona z efektivní hodnoty napětí statoru U_1 a modulu komplexní impedance motoru z náhradního schématu při zanedbání prvků L_h a R_{Fe} :

$$I_2' = I_1 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (\omega_1 \cdot L_k)^2}} \quad (21)$$

Ve vztahu (10.21) značí L_k **indukčnost nakrátko**, pro kterou platí:

$$L_k = L_{1\sigma} + L_{2\sigma}' \quad (22)$$

Pro vyjádření vnitřního momentu asynchronního motoru pomocí vztahů (10.19) a (10.21) dostáváme vztah:

$$\begin{aligned} M_i &= \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{3 \cdot \frac{1-s}{s} \cdot R_2' \cdot I_2'^2}{\omega_m} = \frac{3 \cdot \frac{1-s}{s} \cdot R_2' \cdot I_2'^2}{\omega_m} = \\ &= 3 \cdot \frac{\frac{R_2'}{s} \cdot I_2'^2 \cdot p_p}{\omega_1} = \frac{P_\delta}{\omega_s} = 3 \cdot \frac{\frac{R_2'}{s} \cdot p_p \cdot U_1^2}{\omega_1 \cdot \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_k^2 \right]} \quad \text{pro } R_{Fe} \rightarrow \infty, L_h \rightarrow \infty \end{aligned} \quad (23)$$

Symbol X_k ve vztahu (23) značí **reaktanci nakrátko**, $X_k = \omega_1 L_k$.

Ze vztahu (23) vyplývají dva významné závěry:

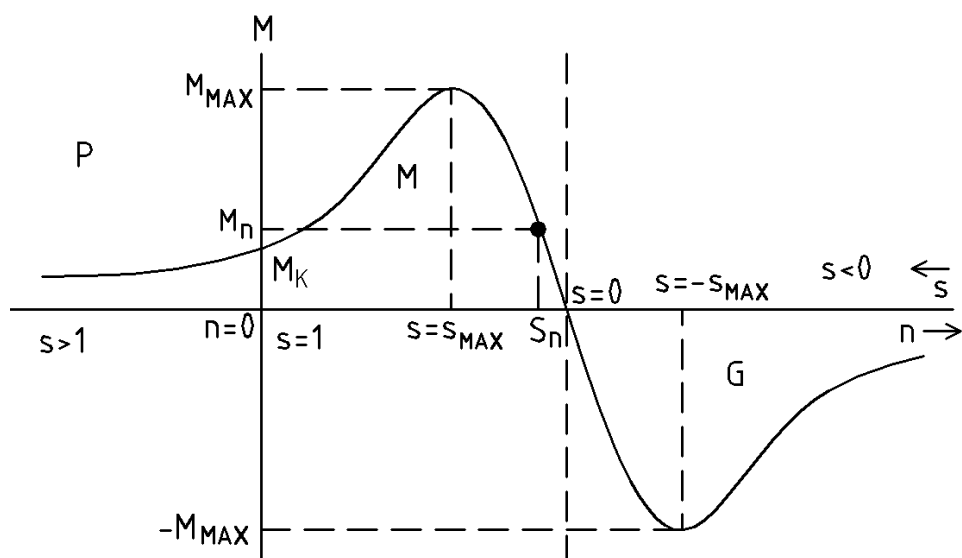
Vnitřní moment asynchronního motoru lze vyjádřit buď z mechanického výkonu P_m a mechanické úhlové rychlosti ω_m nebo z vnitřního výkonu P_δ a synchronní úhlové rychlosti ω_s :

$$M_i = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{P_\delta}{\omega_s} \quad (24)$$

Pro **moment** asynchronního motoru dále platí, že je **úměrný druhé mocnině efektivní hodnoty napájecího napětí** U_1 :

$$M_i \approx U_1^2 \quad (25)$$

Vztah (10.23) je analytickým vyjádřením **statické mechanické charakteristiky asynchronního motoru** $M = f(s)$ resp. $M = f(n)$ resp. $M = f(\omega_m)$. Mechanickou charakteristiku lze tedy vynášet jako závislost momentu motoru na skluzu nebo na mechanických otáčkách resp. mechanické úhlové rychlosti rotoru n resp. ω_m . Graficky je tento průběh znázorněn na obr. 15.



Obr. 15 Mechanická charakteristika asynchronního motoru

Na obr. 15 jsou vyznačeny důležité oblasti a body mechanické charakteristiky asynchronního motoru. V oblasti P, kdy $s > 1$, se motor nachází v **režimu protiproudého brzdění**. Při $s = 1$ se nachází motor ve **stavu nakrátko**, kdy jsou nulové mechanické otáčky n a motor vyvíjí moment M_K - tzv. **záběrný moment** či **moment nakrátko**. Je-li $1 > s > 0$, je motor v **motorickém režimu M** a pro $s < 0$ nastává **režim generátorického brzdění G**. Na rozhraní motorického a generátorického režimu je **bod naprázdno**, kdy motor pracuje s nulovým skluzem ($s = 0$) a s otáčkami naprázdno n_0 , resp. s mechanickou úhlovou rychlostí naprázdno $\omega_0 = \omega_s$. Ze vztahu (23) je možno zjistit souřadnice extrémů mechanické charakteristiky. Z podmínky $dM/ds = 0$ se určí hodnota tzv. **skluzu zvratu**, tedy skluzu při maximálním momentu s_{MAX} :

$$s_{MAX} = \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + X_K^2}} \quad (26)$$

Především u motorů větších výkonů lze v některých případech zanedbat vliv R_1 a vztah (10.26) lze psát zjednodušeně ve tvaru:

$$s_{MAX} = \pm \frac{R_2'}{X_K} \quad (27)$$

Dosadíme-li vztah (26) do vztahu (23), dostáváme vztah pro **maximální moment asynchronního motoru**:

$$M_{MAX} = \pm \frac{3 \cdot p_p \cdot U_1^2}{2 \cdot \omega_1 \cdot (\sqrt{R_1^2 + X_K^2} \pm R_1)} \quad (28)$$

Pro zjednodušené vyjádření M_{MAX} při zanedbání statorového odporu R_1 s využitím vztahu (27) platí:

$$M_{MAX} = \pm \frac{3 \cdot p_p \cdot U_1^2}{2 \cdot \omega_1 \cdot X_K} \quad (29)$$

Ze vztahu (28) je zřejmé, že maximální moment M_{MAX} je v generátorickém režimu větší než v motorickém. To je dáno skutečností, že se při brzdění přičítá moment ztrát k celkovému brzděmu momentu.

Pomocí vztahů (27) a (29) lze také určit mechanickou charakteristiku asynchronního motoru ve formě tzv. **Klossova vztahu**:

$$M = \frac{2 M_{MAX}}{\frac{s_{MAX}}{s} + \frac{s}{s_{MAX}}} \quad (30)$$

Pracovní bod asynchronního motoru se musí v běžných ustálených pracovních režimech pohybovat **ve stabilní (pracovní) oblasti mechanické charakteristiky**, tj. skluz s se musí pohybovat nanejvýš v rozmezí od $+s_{MAX}$ do $-s_{MAX}$. Mimo tuto oblast se pracovní bod může pohybovat jen během krátkodobých přechodných jevů, např. při rozběhu z nulových otáček.

Skluzu s_n resp. jmenovitým otáčkám n_n při jmenovitém zatížení odpovídá jmenovitý moment motoru M_n . Na základě této hodnoty potom definujeme časově omezenou **momentovou přetížitelnost asynchronního motoru** p_M jako:

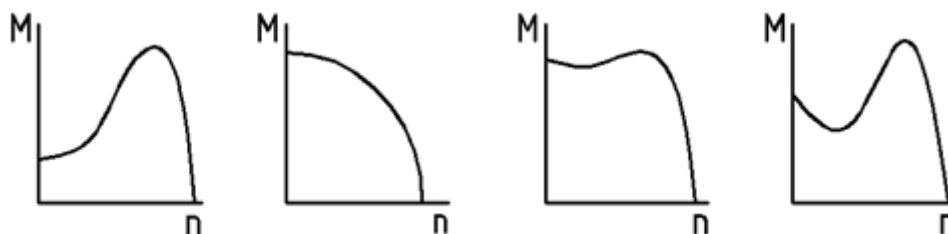
$$p_M = \frac{M_{MAX}}{M_n} \quad (31)$$

U běžných asynchronních motorů se pohybuje hodnota momentové přetížitelnosti p_M v rozmezí 2 až 3.

Velikost s_{MAX} se u reálných motorů pohybuje obvykle v rozsahu 5% až 20% v závislosti na velikosti motoru. U výkonnějších motorů je hodnota s_{MAX} nižší.

3.3. Specifické vlastnosti motorů s kotvou nakrátko

U motorů s **kotvou nakrátko**, se kterými se lze dnes v praxi setkat **nejčastěji**, se obecně můžeme setkat se speciálními konstrukcemi rotorového obvodu, které mají jednak za následek změnu rotorových parametrů při měnícím se skluzu a zároveň zásadně ovlivňují průběh mechanické charakteristiky. Přehled nejčastěji používaných provedení rotoru nakrátko uvádí tab. 3. Příklady průběhů mechanických charakteristik motorů s kotvou nakrátko jsou na obr. 16. V současnosti **se v nejvyšší míře využívá jednoduchá kotva nakrátko s klecovým elektrickým obvodem konstruovaným z měděných tyčí**.



Obr. 16 Možné průběhy mechanických charakteristik asynchronních motorů s kotvou nakrátko v závislosti na specifické konstrukci rotoru

Kotva	Charakteristika	Výhody	Nevýhody
-------	-----------------	--------	----------

Jednoduchá	Klecové vinutí konstruované z měděných tyčí, příp. u menších motorů odstříknuté z hliníku	Jednoduchá konstrukce, velká účinnost, účinník a přetížitelnost	Velký záběrný proud, menší záběrný moment
Odporová	Jednoduchá klec se zvětšeným odporem	Jednoduchá konstrukce, zvýšený záběrný moment, menší záběrný proud	Horší účinnost, otáčkově měkká mechanická charakteristika v pracovní oblasti
Dvojitá	Dvě klece nad sebou, horní klec má větší odpor a menší rozptylovou indukčnost, při rozběhu proud teče převážně horní klecí	Zvýšený záběrný moment, snížený záběrný proud	Složitá konstrukce, horší účinnost, horší účinník
Vírová	Úzké vysoké tyče klece, vlivem rozptylového pole se při rozběhu vytlačí proud do malé plochy vodiče, čímž se zvětší odpor	Zvýšený záběrný moment, snížený záběrný proud	Menší momentová přetížitelnost, horší účinnost, horší účinník

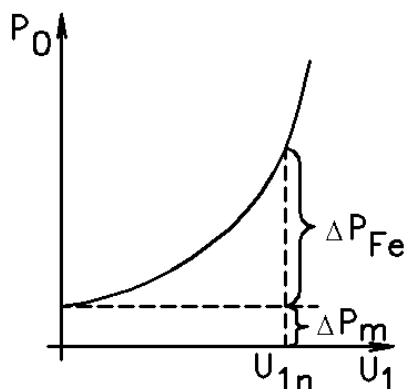
Tab. 3 Typy provedení kotvy nakrátko u asynchronního motoru

4. Stavy asynchronního motoru

4.1. Asynchronní motor ve stavu naprázdno

Ve stavu naprázdno asynchronního motoru je mechanická úhlová rychlost rovna rychlosti naprázdno, tedy synchronní úhlové rychlosti, $\omega_m = \omega_0 = \omega_s$. Ve stavu naprázdno je moment asynchronního motoru roven nule ($M = 0$). Jak bylo uvedeno výše, do ideálního stavu naprázdno se nemůže dostat asynchronní motor působením vlastního momentu, ale musí mu být dodán vnější mechanický moment na pokrytí momentu mechanických ztrát. **Ve stavu naprázdno má asynchronní motor skluz roven nule, $s = 0$.** Z náhradního schématu asynchronního motoru tedy plyne, že impedance rotorové větve se bude blížit ve stavu naprázdno nekonečnu, rotorová část náhradního schématu se tedy v tomto stavu neuplatní. Vzhledem k téměř totožným náhradním schémátům asynchronního motoru a transformátoru mají tyto stroje vlastnosti ve stavu naprázdno analogické. **Proud asynchronního motoru ve stavu naprázdno má nižší hodnotu, než proud jmenovitý, dosahuje přibližně 10 až 30% proudu jmenovitého,** přičemž s rostoucím počtem pólů motoru roste hodnota proudu naprázdno. Náhradní schéma jedné fáze asynchronního motoru ve stavu naprázdno odpovídá náhradnímu schématu transformátoru ve stavu naprázdno. Kvalitativně totožná jako u transformátoru je u asynchronního motoru voltampérová charakteristika naprázdno. Stejně jako u transformátoru tedy u asynchronního motoru platí, že **není možné jej provozovat při jmenovité frekvenci při napětí výrazně vyšším oproti jmenovité hodnotě** z důvodu rizika nepřiměřeného nárůstu odebíraného proudu vlivem přesycení magnetického obvodu. U asynchronního motoru je ve stavu naprázdno určitá odlišnost u závislosti ztrát naprázdno na napájecím napětí $\Delta P_0 = f(U_1)$ oproti transformátoru. Oproti transformátoru se ve stavu naprázdno u asynchronního motoru přidávají ztráty mechanické ΔP_m , které jsou na napětí U_1

nezávislé a výsledná charakteristika $\Delta P_0 = f(U_1)$ má pak u asynchronního motoru průběh podle obr. 17.



Obr. 17 Průběh závislosti ztrát naprázdno asynchronního motoru na efektivní hodnotě napájecího napětí statoru

Z obr. 17 je zřejmé, že ztráty asynchronního motoru **naprázdno se skládají z konstantní složky, nezávislé na napětí U_1 , která je dána mechanickými ztrátami ΔP_m a ze složky kvadraticky závislé na U_1 , což jsou ztráty v železném magnetickém obvodu ΔP_{Fe} .** Stejně jako v případě transformátoru lze u asynchronního motoru naprázdno zpravidla zanedbat vliv malého podílu jouleových ztrát v odporu statoru ΔP_{j1} . Pro ztráty naprázdno asynchronního motoru lze tedy psát:

$$\Delta P_0 = \Delta P_{Fe} + \Delta P_m + \Delta P_{j1} \cong \Delta P_{Fe} + \Delta P_m \cong \frac{U_1^2}{R_{Fe}} + \Delta P_m \quad (32)$$

Ve stavu naprázdno pracuje asynchronní motor s nízkým účínkem zpravidla v oblasti 0,1 až 0,3. Z měření asynchronního motoru ve stavu naprázdno lze určit parametry náhradního schématu L_h a R_{Fe} .

4.2. Asynchronní motor ve stavu nakrátko

Stav nakrátko asynchronního motoru je charakterizován nulovou rychlostí otáčení rotoru ($n = 0$, $\omega_m = 0$). Ve stavu nakrátko je skluz roven jedné ($s = 1$) a z řádových relací mezi parametry náhradního schématu vyplývá, že impedance rotorové části je výrazně menší, než impedance příčné větve s L_h a R_{Fe} . Náhradní schéma a vlastnosti asynchronního motoru ve stavu nakrátko jsou pak analogické jako u transformátoru. Ve stavu nakrátko se u asynchronního motoru uplatňují v náhradním schématu rozptylové indukčnosti určující indukčnost nakrátko $L_k = L_{1\sigma} + L_{2\sigma}$ a odpory vinutí statoru a rotoru určující odpor nakrátko $R_k = R_1 + R_2'$. **Proud nakrátko asynchronního motoru dosahuje pěti až deseti násobku proudu jmenovitého** ($I_{1k} = 0,05$ až $0,1 I_{1n}$). Tohoto násobku jmenovité hodnoty dosahuje proud krátkodobě při rozběhu motoru z nulových otáček při přímém připojení na síť, což je metoda používaná u neregulovaných pohonů zpravidla menších výkonů v řádech do jednotek kW. Voltampérová charakteristika nakrátko a závislost ztrátového výkonu na proudu ve stavu nakrátko mají u asynchronního motoru naprosto analogické průběhy jako u transformátoru. Stejně jako u transformátoru, uplatňuje se u asynchronního motoru **ve stavu nakrátko ztrátový výkon ve vinutích statoru a rotoru**, u třífázového asynchronního motoru je nutné zohlednit ve ztrátovém výkonu počet fází:

$$\Delta P_k = \Delta P_{j1} + \Delta P_{j2} = 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2 + 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2 = 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2 + 3 \cdot R_2' \cdot I_2'^2 \cong 3 \cdot R_k \cdot I_1^2 \quad (33)$$

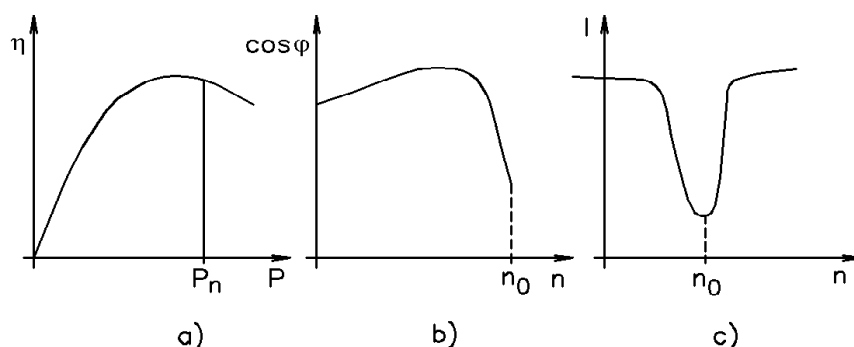
Pro určení parametrů asynchronního motoru nakrátko lze uplatnit stejný postup a zásady jako u transformátoru.

4.3. Vlastnosti asynchronního motoru při provozu

Jak bylo uvedeno výše, při běžném provozu asynchronního motoru se musí jeho **pracovní bod pohybovat ve stabilní (pracovní) části mechanické charakteristiky**, tedy musí pracovat v rozsahu skluzů $-s_{MAX} < s < +s_{MAX}$. Hlavní mechanické vlastnosti motoru v této oblasti jsou určeny průběhem mechanické charakteristiky. V řadě případů je třeba respektovat i průběh dalších charakteristik asynchronního motoru. Pro asynchronní motor je typické, že se s jeho otáčkami a zatěžovacím momentem mění při konstantní hodnotě frekvence napájecího napětí účinnost podle grafu na obr. 18 a), jedná se o závislost účinnosti na výkonu, analogický průběh by měla závislost účinnosti na momentu. Ve stavu naprázdno je účinnost nulová, s rostoucím zatěžovacím momentem a výkonem se účinnost zvyšuje a maxima dosahuje v okolí jmenovitého výkonu. Při krátkodobém zvyšování výkonu a momentu nad jmenovitou hodnotu s rostoucím výkonem účinnost mírně klesá. Jak bylo uvedeno výše, v oblasti maxima dosahují účinnosti asynchronních motorů hodnot až v okolí 95%. Z průběhu charakteristiky na obr. 18 a) je zřejmé, že není výhodné motory významně předimenzovat, neboť předimenzovaný motor pracuje s nedostatečným využitím a se sníženou účinností. U motorů pro regulované pohony s velkými provozními rozsahy momentů a otáček je snaha navrhnout konstrukci motoru tak, **aby oblast s vysokou účinností zaujímala co největší část provozního rozsahu.**

Na obr. 18 b) je uvedena závislost účinníku asynchronního motoru na otáčkách. **Ve stavu nakrátko se účiník pohybuje v rozsahu 0,3 až 0,5.** Při zvyšování otáček účiník vzrůstá a **maxima, v rozsahu 0,8 až 0,85, dosahuje v oblasti jmenovitého momentu, výkonu a otáček.** Při dalším zvyšování otáček začne účiník významně klesat a **minimální hodnoty v rozsahu 0,1 až 0,3 dosahuje ve stavu naprázdno.** Z tohoto popisu je zřejmé, že je nevhodné nechávat na síti připojené asynchronní motory ve stavu naprázdno, protože pracují s velmi nízkým účinníkem a s významným odběrem induktivního jalového výkonu.

Na obr. 18 c) je závislost efektivní hodnoty proudu statoru asynchronního motoru na otáčkách. Ze závislosti je zřejmé, že pro záporné otáčky, tedy pro oblast skluzů $s > 1$ (režim protiproudého brzdění), nabývá proud hodnoty blízké proudu nakrátko, při jmenovitém napájecím napětí U_1 se tedy jedná o 5 až 10 násobek jmenovitého proudu. Přibližně stejné efektivní hodnoty proudu je dosahováno v oblasti nižších otáček, kdy $s < s_{MAX}$. **Pro oblast pracovní (stabilní) části mechanické charakteristiky, kde $-s_{MAX} < s < +s_{MAX}$, je typická výrazná změna efektivní proudu s otáčkami, tedy i se skluzem a momentem mezi hodnotou proudu nakrátko a naprázdno. Proud s minimální efektivní hodnotou odebírá motor ve stavu naprázdno.** V oblasti pracovní (stabilní) části mechanické charakteristiky v generátorickém režimu efektivní hodnota proudu strmě vzrůstá od stavu naprázdno, kde je $s = 0$, do otáček se skluzem $s = -s_{MAX}$. Při dalším zvyšování otáček v generátorickém režimu pro skluzy $s < -s_{MAX}$ se efektivní hodnota proudu statoru ustálí přibližně na hodnotě proudu nakrátko.



Obr. 18. Provozní vlastnosti asynchronního motoru

5. Spouštění a řízení asynchronních motorů

5.1. Spouštění asynchronních motorů

Připojíme-li asynchronní motor při nulové mechanické úhlové rychlosti rotoru na napájecí síť s konstantní efektivní hodnotou a frekvencí napětí, bude motor odebírat **proud nakrátko** I_{1k} podle obr. 18 c). Jak vyplývá z náhradního schématu, je tento **proud omezen jen velmi malou impedancí, která je dána statorovým a rotorovým odporem (odporem nakrátko R_k) a reaktancí rozptylových indukčností (reaktancí nakrátko X_k)**:

$$I_{1k} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2')^2 + X_k^2}} \approx 5 \text{ až } 10 I_{1n} \quad (34)$$

Proud nakrátko I_{1k} je u běžných motorů pěti až desetinásobkem jmenovitého proudu, v závislosti na velikosti motoru. Velikost proudu motoru se výrazně nemění ani v průběhu velké části rozběhu, pohybuje-li se pracovní bod motoru mimo stabilní pracovní část mechanické charakteristiky. Tento fakt lze opět odvodit z náhradního schématu.

Vzhledem k velkému proudu a velkým ztrátám v R_k ve stavu nakrátko lze využívat rozběh přímým připojením na síť zpravidla u motorů menších výkonů. V ostatních případech je nutno **realizovat technická opatření ke zmenšení rozběhového proudu** a v některých případech i ke zvětšení záběrného momentu. Přehled způsobů používaných pro rozběh asynchronních motorů je uveden v následující tabulce 4. Tabulka zahrnuje i metody použitelné jen u motorů s rotorem vinutým (kroužkovým). V současnosti jsou některé z uvedených metod používány jen ojediněle. K perspektivním metodám rozběhu asynchronního motoru lze proto v současnosti řadit především tyto: **přímé připojení na síť, rozběh se sníženým napětím s polovodičovým měničem (softstartérem), rozběh s přepínáním statorového vinutí hvězda – trojúhelník, frekvenční rozběh.**

Spouštění	Výhody	Nevýhody	Poznámka
Přímé připojení na síť	Jednoduchost	Velké proudy, snížení napětí vlivem úbytku na impedanci sítě	Běžně jen u motorů do $P_n=5\text{kW}$
Snížené napětí - transformátor	Snížení záběrného proudu	Záběrný moment se snižuje s kvadrátem napětí	Obvykle spouštění v několika stupních

Předřadná impedance statoru	Snížení záběrného proudu, jednoduchost	Snížené svorkové napětí statoru → snížení momentu, ztráty v předřadných odporech	
Snížené napětí -polovodičový měnič - softstartér	Snížení záběrného proudu, plynulá změna napětí, definované podmínky rozběhu	Snížený moment vlivem sníženého napětí, vyšší harmonické napětí a proudu, možnost rušení	
Přepínání zapojení statoru hvězda - trojúhelník	Snížení záběrného proudu na třetinu, jednoduché	Snížení momentu na třetinu	U motorů s trvalým zapojením do trojúhelníka, použití do výkonu 100kW
Přídavný odpor v rotoru	Snížení záběrného proudu, zvýšení záběrného momentu	Změkčení mechanické charakteristiky, ztráty v přídavných odporech	Jen u motorů s kotvou vinutou
Přídavná indukčnost v rotoru	Snížení záběrného proudu a jeho samočinná regulace během rozběhu	Snížení momentu během rozběhu, ztráty v mag. obvodu indukčnosti	Jen u motorů s kotvou vinutou
Proměnná frekvence napájecího napětí	Plynulý rozběh, definované podmínky rozběhu, snížení záběrného proudu, zvýšení momentu	Vyšší harmonické napětí a proudu, rušení, relativně drahé	

Tab. 4. Přehled metod pro rozběh asynchronního motoru

5.2. Řízení asynchronních motorů

Pro mechanickou úhlovou rychlost asynchronního motoru platí vztah:

$$\omega_m = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_1}{p_p} \cdot (1 - s) \quad (35)$$

Z tohoto vztahu vyplývá **možnost zásahu do rychlosti motoru prostřednictvím změny frekvence napájecího napětí, změny počtu pólů nebo změny skluzu**. V případě řízení rychlosti změnou skluzu je však z důvodu stabilního chodu a z důvodu účinnosti možno měnit rychlost jen v rámci skluzů od $-s_{MAX}$ do $+s_{MAX}$. Řízení změnou skluzu se realizuje buď změnou efektivní hodnoty napájecího napětí nebo řazením přídavných odporů do rotorového obvodu, což lze ale realizovat jen u pohonů s asynchronními motory s vinutou (kroužkovou) kotvou. Způsoby řízení rychlosti jsou uvedeny v tabulce 10.5.

Řízení rychlosti asynchronních motorů změnou napájecí frekvence je v současnosti nejčastější způsob. Zdrojem třífázového napětí s proměnnou frekvencí je polovodičový měnič kmitočtu. Dalším informacím o frekvenčním řízení asynchronního motoru je věnována následující samostatná podkapitola.

Řízení	Výhody	Nevýhody	Poznámka
Změna počtu pólů	Jednoduché	Speciální konstrukce motoru, rychlost nastavitelná ve stupních	V současnosti málo používané

Změna napětí	Relativně jednoduché	Malý rozsah řízení, ovlivňuje moment, změna rychlosti závislá na mechanické charakteristice zátěže	Vhodné u zátěže s kvadratickou a kubickou závislostí momentu na otáčkách
Změna rotorového odporu	Možnost zvýšení rozsahu řízení změkčením mechanické charakteristiky	Ztráty v přídavných odporech řazených do rotorového obvodu	Použitelné jen u motorů s kotvou vinutou, někdy se kombinuje se změnou satorového napětí
Změna napájecí frekvence	Velký rozsah otáček, zachování maximálního momentu, maloztrátové řízení, řízení v motorickém i generátorickém režimu	Vyšší harmonické proudy a napětí, rušení	V současnosti nejpoužívanější způsob

Tab. 5 Způsoby řízení asynchronního motoru

5.3. Základní informace k problematice frekvenčního řízení asynchronního motoru

Jak bylo uvedeno výše, **frekvenční řízení je v současnosti nejpoužívanější způsob řízení u pohonů s asynchronními motory**, neboť poskytuje pohonu **nejvýhodnější pohonné vlastnosti, má dobrou dynamiku, je hospodárné** a technické prostředky (frekvenční měniče) jsou dostupné v širokém rozsahu výkonů, napětí a proudů.

Metody frekvenčního řízení asynchronních motorů lze rozdělit do dvou základních skupin:

1. Metody frekvenčního řízení bez zpětné vazby (tzv. skalární řízení)
2. Metody frekvenčního řízení se zpětnou vazbou

Metody řízení **bez zpětné vazby jsou používány pro pohony s nižšími nároky na přesnost a dynamické vlastnosti**, převážně se zde jedná o pohony, kde jsou primárně řízeny otáčky motoru. Jedná se například o jednodušší pohony v průmyslu, v technologiích budov nebo pomocné pohony na vozidlech (ventilátory, kompresory, čerpadla).

Metody řízení se **zpětnou vazbou** představují rozsáhlou skupinu metod. Lze je dále dělit podle typu regulace na **lineární a nelineární**, z uživatelského hlediska je však významnější dělení metod na **řízení s využitím senzorů otáček motoru a metody bezsenzorové (bez čidla otáček)**. Frekvenčně řízené pohony se zpětnou vazbou se používají v případě **vyšších požadavků na přesnost řízení a dynamické vlastnosti**. Umožňují realizovat struktury **zpětnovazební regulace momentu, otáček nebo úhlového natočení rotoru**. Zpětnovazební metody frekvenčního řízení asynchronních motorů se používají například v pohonech pro automatizační techniku (servosystémy s regulací úhlového natočení resp. polohy) nebo v trakčních pohonech vozidel (primárně regulace momentu motoru). Frekvenčně řízené asynchronní motory se zpětnovazební regulací otáček se používají v celé řadě průmyslových pohonů například v rámci automatických výrobních nebo technologických linek.

Vnější vlastnosti frekvenčně řízených pohonů s asynchronními motory bez zpětnovazební regulace a se zpětnovazební regulací jsou ve velké míře obdobné, u

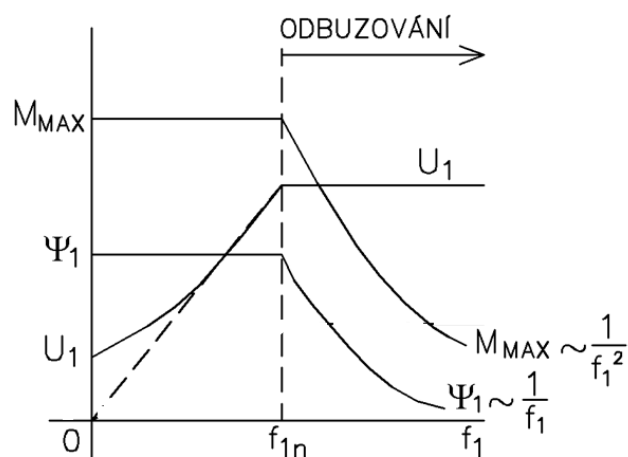
zpětnovazebních struktur jsou přínosy především v kvalitě řízení. Hlavní vlastnosti frekvenčně řízených pohonů s asynchronními motory budou prezentovány na příkladu řízení otáček.

Při změně napájecí frekvence se podle vztahu (6) mění spolu s frekvencí rychlost otáčení točivého magnetického pole – synchronní rychlost ω_s . V návaznosti na průběh mechanické charakteristiky asynchronního motoru podle obr. 10.15 a při zohlednění požadavku na práci asynchronního motoru na stabilní části mechanické charakteristiky v rozsahu skluzů $-s_{MAX} < s < +s_{MAX}$ je zřejmé, že **mechanické otáčky motoru budou blízké otáčkám synchronním a se změnou frekvence napájecího napětí a synchronní úhlové rychlosti ω_s se budou téměř shodně měnit i mechanické otáčky rotoru** podle vztahu (10.35). Kromě této evidentní změny mechanických otáček rotoru s proměnnou frekvencí je však **při frekvenčním řízení nutné zachovat i potřebné momentové vlastnosti pohonu.** To se zajišťuje tak, že v základním módu frekvenčního řízení se **přibližně lineárně s frekvencí mění efektivní hodnota napájecího napětí tak, aby byl zachován konstantní magnetický tok Ψ_1 ve větvi magnetizační indukčnosti L_h v náhradním schématu,** tedy hlavní magnetický tok statoru podle vztahu (10.36):

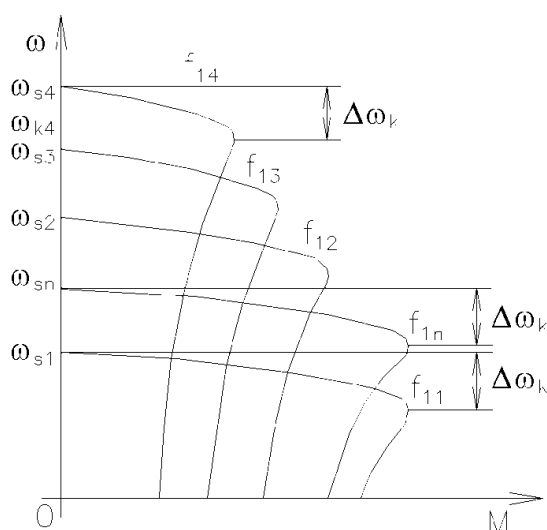
$$\Psi_1 = \frac{U_1}{\omega_1} \approx \frac{U_1}{f_1} = konst. \quad (36)$$

Zachování stálého magnetického toku zajišťuje i zachování momentových vlastností, tj. zachování stálého maximálního momentu M_{MAX} a stálého sklonu stabilní pracovní části mechanické charakteristiky při proměnné napájecí frekvenci. Takovýmto způsobem se řídí motor až **do dosažení jmenovité frekvence,** které odpovídá jmenovitá efektivní hodnota napětí. Vzhledem k tomu, že je obvykle jmenovitá hodnota napětí motoru rovna hodnotě napětí napájecí sítě a elektronický frekvenční měnič na svém výstupu neumožňuje dosažení výrazně vyššího napětí než je napětí vstupní (není to ani žádoucí z důvodu napětového namáhání izolace motoru), **je možno nad jmenovitou frekvencí zvyšovat otáčky pouze zvyšováním frekvence s konstantní efektivní hodnotou napětí. Tím dochází ke snižování magnetického toku. V důsledku toho se se zvyšující frekvencí při konstantním napětí zmenšuje maximální moment motoru a snižuje se otáčková tvrdost mechanické charakteristiky motoru ve stabilní pracovní části.** Popsané vlastnosti frekvenčně řízeného asynchronního motoru vystihují obr. 10.19 a 10.20.

Na obr. 19 jsou znázorněny průběhy významných veličin frekvenčně řízeného asynchronního motoru v závislosti na frekvenci napájecího napětí statoru. Mechanické otáčky jsou této frekvenci velmi blízké, závislosti na obr. 19 tedy lze vnímat i jako průběhy veličin stroje v závislosti na otáčkách. Jak bylo uvedeno, do hodnoty jmenovité frekvence roste s frekvencí efektivní hodnota napájecího napětí. V oblasti nízkých otáček a frekvencí se tato závislost odchyluje od přímky a dochází k mírnému zvýšení napětí oproti lineární závislosti. Tento charakter křivky $U_1 = f(f_1)$ je potřebný z důvodu zachování stálého momentu stroje již od nulových otáček. V oblasti frekvencí f_1 vyšších oproti jmenovité při rostoucí frekvenci zůstává efektivní hodnota napětí stálá. V souladu se vztahem (36) to má za následek snižování magnetického toku stroje Ψ_1 s rostoucí frekvencí a otáčkami, tato oblast provozu se nazývá **odbuzování, tj. snižování magnetického toku oproti jmenovité hodnotě** úměrné poměru jmenovitých hodnot napětí a frekvence U_{1n}/f_{1n} . Podle vztahů (28) a (29) a v souladu s obr. 19 je důsledkem poklesu magnetického toku Ψ_1 , tedy poměru U_1/f_1 v oblasti odbuzování pokles maximálního momentu stroje M_{MAX} . **V oblasti odbuzování klesá maximální moment asynchronního stroje M_{MAX} s druhou mocninou rostoucí frekvence f_1 .**



Obr. 19 Závislost vybraných veličin asynchronního motoru na frekvenci napájecího napětí f_1



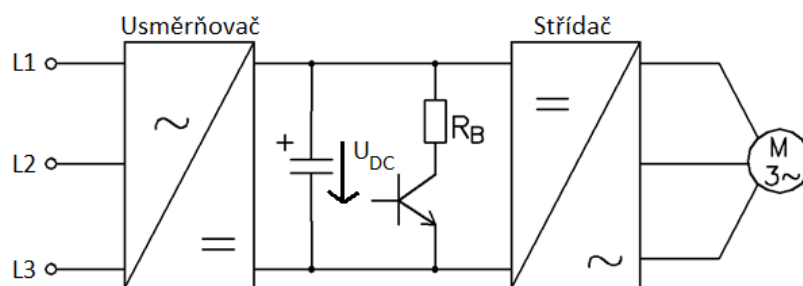
Obr. 20 Průběh mechanických charakteristik asynchronního motoru při frekvenčním řízení v oblasti stálého magnetického toku Ψ_1 a momentu M_{MAX} a v oblasti odbuzování

Vlastnosti frekvenčně řízeného asynchronního motoru popsané podle obr. 19 jsou v obr. 20 prezentovány ve formě mechanických charakteristik. Z obr. 20 je zřejmé, že v oblasti stálého magnetického toku statoru Ψ_1 , tedy v oblasti frekvencí f_1 nižších nebo rovných frekvenci jmenovité f_{1n} , mají pracovní části mechanických charakteristik stálý sklon a maximální moment M_{MAX} je konstantní. V oblasti frekvencí f_1 vyšších, než je frekvence jmenovitá f_{1n} , tedy **v oblasti odbuzování, se s rostoucí frekvencí snižuje maximální moment motoru M_{MAX} a zároveň se zvyšuje sklon pracovní části mechanické charakteristiky, tedy se snižuje její otáčková tvrdost.** Při frekvenčním řízení asynchronního motoru lze eliminovat momentově závislý pokles otáček daný sklonem pracovní části mechanické charakteristiky zpětnovazební regulací otáček, nejčastěji s regulátorem otáček typu PI.

Při frekvenčním řízení se předpokládá provoz asynchronního motoru výhradně na pracovní (stabilní) části mechanické charakteristiky včetně rozběhu z nulových otáček. Vyskytne-li se pracovní bod motoru při frekvenčním řízení mimo pracovní (stabilní) oblast, projeví se tento jev výrazným zvýšením efektivní hodnoty odebíraného proudu statoru I_1 a elektronická řídicí jednotka frekvenčního měniče pohon odstaví.

Technickými prostředky pro zajištění frekvenčního řízení asynchronních motorů jsou **elektronické frekvenční měniče**. Konstrukci frekvenčního měniče lze rozdělit na část silovou (výkonovou) a část řídicí (mikroprocesorový regulátor s periferiemi). Nejčastější provedení silové části frekvenčního měniče je znázorněno na blokovém schématu na obr. 21. Jedná se o tzv. **nepřímý frekvenční měnič s napětovým meziobvodem**. U tohoto zapojení je vstupní napětí třífázové napájecí sítě usměrněno vstupním usměřňovačem, výstupní napětí usměřňovače je vyhlazeno elektrolytickým kondenzátorem s kapacitou v řádech desetin až jednotek mF. V některých případech je vstupní usměřňovač koncipován pro napájení z jednofázové sítě, v oblasti průmyslových pohonů se jedná o měniče nižších výkonů, přibližně do 7,5 kW.

Vstupní usměřňovač frekvenčního měniče s vyhlazovacím kondenzátorem vytvoří **stejnoseměrný meziobvod frekvenčního měniče**. V případě napájení frekvenčního měniče ze sítě 3x400 V a v případě použití třífázového diodového můstkového usměřňovače je napětí stejnosměrného meziobvodu U_{DC} dáno amplitudou sdruženého napětí napájecí sítě, tj. 565 V.

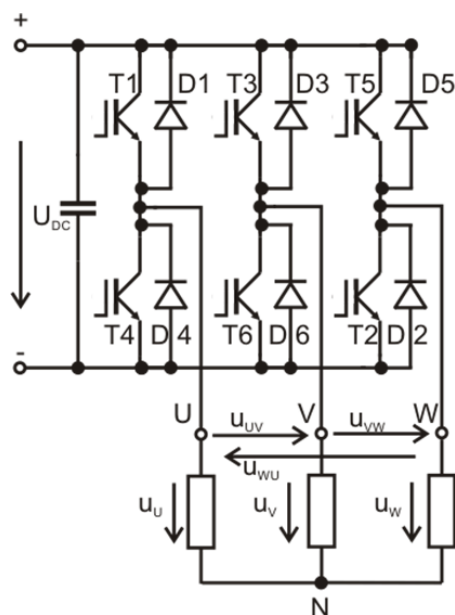


Obr. 21 Bloková struktura nepřímého frekvenčního měniče s napětovým meziobvodem

Stejnoseměrný meziobvod poskytuje stejnosměrné napájecí napětí U_{DC} výstupnímu členu frekvenčního měniče, kterým je **střídač**. Střídač vytváří na svém výstupu **třífázovou soustavu napětí s říditelnou frekvencí a efektivní hodnotou**. Nejběžnější zapojení třífázového střídače pro frekvenční řízení střídavých elektromotorů je na obr. 22.

Třífázový střídač je zdroj, který vytváří třífázovou soustavu napětí bez středního vodiče, na jeho výstupu jsou jen tři fáze. Při napájení střídavých elektromotorů nepředstavuje tato skutečnost žádné omezení. Střední bod této soustavy je možno vytvořit jen při zapojení zátěže do hvězdy, jak je znázorněno na obr. 22.

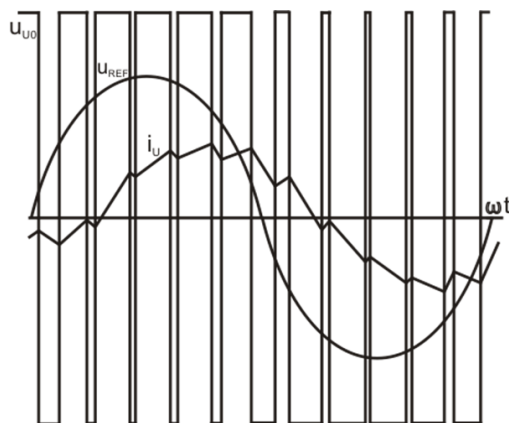
Střídač je tvořen šesti tranzistory a šesti diodami. V elektrických pohonech se standardně používají integrované polem řízené tranzistorové struktury s tranzistory označovanými **IGBT**, v novějších aplikacích se začínají uplatňovat i tranzistorové struktury **FET na bázi karbidu křemíku (SiC)**.



Obr. 22 Zapojení třífázového střídače

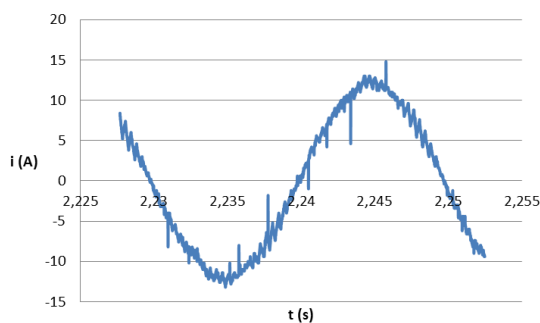
Ve výkonových měničích se z důvodu minimalizace ztrátového výkonu používají **tranzistory výhradně ve spínacím režimu**. Na výstupu střídače je tedy třífázová soustava formována vhodným připínáním úseků vstupního stejnosměrného napětí U_{DC} na výstupní svorky. Z toho nutně vyplývá, že výstupní třífázové napětí střídače nemá sinusový průběh, ale je tvořeno obdélníkovými pulsy napětí. Na výstupu střídače je tedy formováno napětí, které obsahuje základní harmonickou složku, ale také nežádoucí vyšší harmonické složky. Vhodnou sekvencí spínání tranzistorů střídače je možno zabezpečit minimalizaci obsahu vyšších harmonických složek v průběhu výstupních napětí. Běžně užívaná metoda se nazývá **šířkově pulsní modulace**. Při této metodě je v principu výstupní napětí střídače formováno z úzkých obdélníkových pulsů s proměnnou šířkou. Na krajích půlperiody výstupního napětí jsou napěťové pulsy úzké a intervaly nulového, nebo případně i záporného napětí (v závislosti na použitém typu algoritmu šířkově pulsní modulace) relativně široké, okolo poloviny půlperiody výstupního napětí střídače jsou napěťové pulsy širší a intervaly nulového, příp. záporného, napětí užší. Proměnná šířka napěťových pulsů v průběhu půlperiody výstupního napětí tedy zajišťuje sinusové promodulování výstupního napětí. **Změnou šířky pulsů lze zajistit i změnu efektivní hodnoty první harmonické složky výstupního napětí**. Frekvence generování dílčích napěťových pulsů, tj. **frekvence šířkově pulsní modulace se u měničů s IGBT používá v řádech jednotek až nižších desítek kHz, u SiC FET měničů pro pohonářské aplikace se používají frekvence šířkově pulsních modulací i v řádech vyšších desítek kHz**.

Impedance asynchronního motoru obsahuje výraznou induktivní složku danou především hlavní indukčností L_h . Indukčnost je prvek, který zpomaluje průběh proudu za průběhem napětí, má tedy vlastnosti filtru proudu. Bude-li tedy asynchronní motor napájen ze střídače, který formuje napětí pomocí šířkově pulsní modulace, **bude proud významně filtrován indukčnostmi motoru a bude mít prakticky sinusový průběh jen se zbytkovým zvlněním od šířkově pulsní modulace**. **S rostoucí frekvencí šířkově pulsní modulace se zbytkové nežádoucí zvlnění proudu (zbytkové vyšší harmonické složky proudu) snižuje**. Uvedený princip formování napětí a proudu na výstupu střídače je znázorněn na obr. 23. Napětí u_{REF} na tomto obrázku představuje první harmonickou složku výstupního napětí střídače.



23 K vysvětlení principu šířkově pulsní modulační střídače.

Na obr. 10.24 a) je záznam průběhu sdruženého napětí na výstupu střídače změřený osciloskopem, na obr. 10.24 b) je záznam proudu motoru napájeného ze střídače. Zde je velmi patrný téměř sinusový průběh proudu, který je filtrovaný indukčností motoru.



24 Oscilogramy napětí a proudu na výstupu střídače při napájení asynchronního motoru

U frekvenčních měničů se používají **dva typy vstupních usměrňovačů**. Jednodušším řešením je vstupní **diodový usměrňovač**, třífázový, příp. jednofázový můstek. Výhodou diodového usměrňovače je jeho jednoduchost a příznivější cena, nevýhodami jsou především nepříznivý průběh proudu odebíraný z napájecí sítě, který je zatížen významným obsahem vyšších harmonických složek, a nemožnost průchodu energie od pohonu do napájecí sítě v případě generátorického brzdění motoru. V případě požadavku na generátorické brzdění u pohonu napájeného z frekvenčního měniče se vstupním diodovým usměrňovačem je nutno do stejnosměrného meziobvodu měniče doplnit **brzdový odpor** R_B podle obr. 21, který je v režimu generátorického brzdění spínán tranzistorem a elektrická energie, kterou generuje motor v generátorickém režimu, prochází přes střídač a maří se na teplo v brzdovém odporu.

Druhým řešením vstupního usměrňovače frekvenčního měniče je tzv. **pulsní (také rekuperační nebo kompatibilní) usměrňovač**. Silové zapojení tohoto usměrňovače odpovídá zapojení střídače na obr. 22, střídavou stranou je ale tento měnič připojen ke střídavé napájecí síti. Pulsní usměrňovače musí mít ve vstupních fázích sériově zapojené indukčnosti pro filtraci proudu, který měnič odebírá z napájecí sítě. Pulsní usměrňovače pracují se **šířkově pulsní modulací a odebírají z napájecí sítě téměř sinusový proud** jen se zbytkovým zvlněním od šířkově pulsní modulační, průběh tohoto proudu je analogický k výstupnímu proudu střídače na obr. 24 b). Pulsní usměrňovače se vyznačují možností **regulace fázového posunu vstupního proudu vůči napětí napájecí sítě, jedná se tedy o schopnost regulace vstupního účinníku**. Pulsní usměrňovač tedy může pracovat s účinníkem

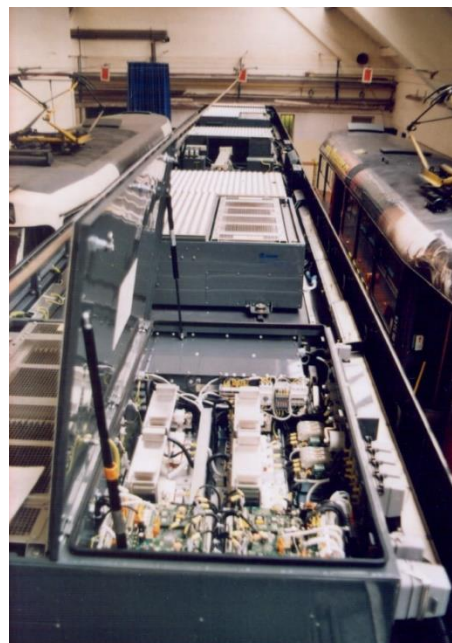
velmi blízkým 1, tedy téměř bez odběru jalového výkonu z napájecí sítě. V režimu generátorického brzdění pohonu umožňuje pulsní usměrňovač dodávku brzdného výkonu ze stejnosměrného meziobvodu do napájecí sítě, jedná se tedy o **možnost rekuperačního brzdění**.

Některé frekvenčně řízené pohony s asynchronními motory jsou napájeny ze stejnosměrného napájecího zdroje. Jedná se například o průmyslové technologie, kde je pro paralelní připojení více frekvenčně řízených pohonů vytvořena stejnosměrná síť. Jiným příkladem, kde je k dispozici stejnosměrný napájecí zdroj pro napájení frekvenčně řízených pohonů, jsou pohony dopravních prostředků. Jedná se jednak o vozidla napájená ze stejnosměrné napájecí soustavy (tramvaje, metro, trolejbusy), dále se jedná o vozidla napájená z akumulátorů. V případě stejnosměrného zdroje a frekvenčně řízeného motoru je v napájecím řetězci motoru použit pouze střídač.

Na obr. 25 jsou zobrazeny příklady provedení frekvenčních měničů 2,2 kW a 4 kW pro průmyslové pohony. Na obr. 26. je ilustrační pohled do skříně trakčního střídače elektrobusu a do kontejneru trakčních střídačů na tramvaji.



Obr. 25 Příklady provedení frekvenčních měničů pro průmyslové pohony s asynchronními motory, pohled na řídicí obvody frekvenčního měniče – jsou patrné i elektrolytické kondenzátory stejnosměrného meziobvodu



Obr. 26 Ilustrační záběry skříní trakčních střídačů pro elektrobus a pro tramvaj

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Kurz celoživotního vzdělávání
Elektrotechnické systémy
pro environmentálně příznivou
dopravu

Předmět

Pohonné a napájecí systémy
pro elektromobilitu

Studijní materiál

Výkonové měniče

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.

Ing. Petr Sýkora



Úvod do techniky výkonových polovodičových měničů

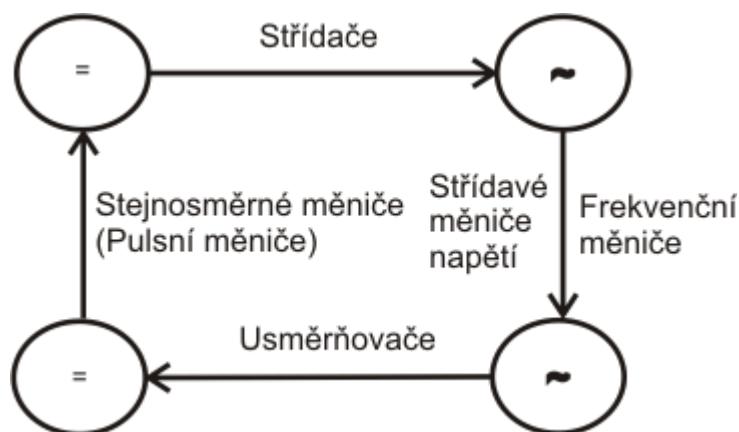
1. Rozdělení výkonových polovodičových měničů

Již od druhé poloviny 19. století, kdy se začaly využívat elektrické pohony, vznikla potřeba řízené změny parametrů jejich napájecí elektrické energie s cílem zajištění potřebných mechanických vlastností. V řízených elektrických pohonech se nejprve uplatnily zejména stejnosměrné motory. Tyto motory byly zpočátku v řízených pohonech napájeny z rotačních měničů, tj. nejčastěji poháněl asynchronní motor dynamo, které bylo zdrojem stejnosměrného napětí pro rotor motoru - tzv. Leonardova skupina. Budicím proudem dynamu se nastavovalo jeho rotorové napětí, a tím i napětí rotoru řízeného motoru. Nevýhodou rotačních měničů energie byly velké rozměry, malá účinnost a pomalá odezva. Kromě rotačních měničů pro stejnosměrné motory byly postaveny ve 30. letech 20. století i rotační měniče pro frekvenční řízení asynchronních motorů.

V 80. letech 19. století byly vyvinuty první statické měniče na bázi selenových součástek, které využívaly vlastnosti přechodu kov - polovodič. Používaly se v usměrňovací technice, ale jejich nevýhodou byla malá proudová a napěťová zatížitelnost.

Ve 20. a 30. letech 20. století doznávají velkého rozšíření rtuťové usměrňovače, kde se využívalo polovodičových vlastností elektrického oblouku hořícího při nízkém tlaku ve rtuťových parách. Rtuťové usměrňovače se používaly i pro velké výkony např. v napájecích stanicích elektrických drah. Některé typy těchto usměrňovačů byly i říditelné. Jejich nevýhodou však byla velká složitost a poměrně malá účinnost.

Koncem 50. let 20. století se začaly používat germaniové diody, ty byly ale nahrazovány počátkem 60. let 20. století diodami křemíkovými. Ve druhé polovině 60. let 20. století se ve výkonových aplikacích začala používat první říditelná křemíková součástka - tyristor. Tento prvek se uplatnil nejen v usměrňovací technice, ale byl nasazen i v dalších typech měničů. Od 70. let 20. století až do současnosti byla vyvinuta na bázi křemíku řada dalších výkonových polovodičových součástek, často integrovaných.



Obr. 1. Základní dělení výkonových polovodičových měničů

Výkonové polovodičové měniče můžeme rozdělit do řady skupin podle druhu energetické přeměny. Pro základní orientaci v typech polovodičových měničů je možno vyjít z členění výkonových polovodičových měničů podle obr. 1. Členění typů měničů podle obr. 1. vychází z možných variant přeměny elektrické energie mezi stejnosměrnou a střídavou. Toto

rozčlenění není možno chápat striktně, neboť zejména v technice moderních pulsně řízených měničů se vyskytuje řada zapojení, která mohou pracovat se dvěma směry toku energie a přiřazení takového měniče do některé ze skupin uvedených na obr. 1. lze uskutečnit jen podle směru toku energie, který u tohoto měniče převažuje.

Pro přeměnu střídavého napětí nebo proudu na stejnosměrné napětí nebo proud slouží usměrňovače. Jejich výstupní napětí buď není říditelné, pak se jedná zpravidla o neřízené diodové usměrňovače, nebo je říditelné, pak se jedná o řízené usměrňovače. Skupinu řízených usměrňovačů lze dále členit na fázově řízené, nejčastěji tyristorové, a pulsně řízené, využívající nejčastěji spínací tranzistory nebo vypínatelné tyristory. Pulsně řízené usměrňovače a některé typy fázově řízených usměrňovačů lze provozovat s oběma směry toku energie. V elektrických pohonech se fázově řízené usměrňovače používají pro napájení stejnosměrných motorů, pulsně řízené usměrňovače tvoří nejčastěji vstupní obvody složitějších měničových struktur.

Střídače slouží k přeměně stejnosměrného napětí nebo proudu na střídavé napětí nebo proud. Na vstupu střídače je stejnosměrné napětí, na výstupu je střídavé napětí s říditelnou frekvencí a efektivní hodnotou první harmonické složky. Moderní střídače pracují s pulsním řízením. Střídače se standardně používají pro frekvenční řízení střídavých elektromotorů.

Stejnoseměrné měniče slouží ke změně střední hodnoty stejnosměrného napětí. Na vstupu stejnosměrného měniče je stejnosměrné napětí, na jeho výstupu je stejnosměrné napětí s říditelnou střední hodnotou. Stejnoseměrné měniče mohou být řešeny jako přímé nebo jako nepřímé. Struktura nepřímých stejnosměrných měničů obsahuje často člen pro galvanické oddělení vstupního a výstupního obvodu, kterým je standardně transformátor. V tomto případě je nepřímý stejnosměrný měnič tvořen řetězcem střídač – transformátor – usměrňovač. Ve stejnosměrných elektrických pohonech se obvykle používají přímé stejnosměrné měniče, označované jako pulsní měniče.

K přeměně parametrů střídavého napětí nebo proudu slouží buď frekvenční měniče nebo střídavé měniče napětí. Vstupní napětí frekvenčního měniče má zpravidla konstantní frekvenci a efektivní hodnotu, jeho výstupní napětí je pulsně řízeno a má říditelnou frekvenci a efektivní hodnotu 1. harmonické složky, popřípadě i dalších harmonických složek. Obecně nemusí být u frekvenčního měniče shodný počet vstupních a výstupních fází. Frekvenční měniče se používají pro napájení frekvenčně řízených střídavých elektromotorů.

Střídavé měniče napětí slouží ke změně efektivní hodnoty napětí. Vstupní napětí střídavého měniče má zpravidla stálou frekvenci a efektivní hodnotu, jeho výstupní střídavé napětí má říditelnou efektivní hodnotu, a frekvenci rovnou frekvenci vstupního napětí. Střídavé měniče napětí pracují s fázovým řízením. V elektrických pohonech se používají k rozběhu asynchronních motorů se sníženým napětím v trojfázovém provedení a k řízení rychlosti střídavých komutátorových motorů v jednofázovém provedení.

V moderních elektrických pohonech dominují měniče s pulsním řízením. Spínací prvky jsou v těchto měničích realizovány na bázi křemíkových součástek. Měničům s fázovým řízením proto v této publikaci již dále nebude věnován prostor.

Ve specifických měničových strukturách a ve speciálních elektrických pohonech se v poslední době začínají uplatňovat i součástky na bázi karbidu křemíku SiC. Specifika SiC prvků oproti křemíkovým jsou zejména:

- Dobrá tepelná vodivost zajišťující podmínky pro odvod ztrátového tepla
- Schopnost funkce i při vysokých teplotách až 600 °C – omezením je potom spíše tepelná odolnost pouzdra součástky
- Široké pásmo zakázaných energií polovodičového přechodu a dobré tepelné vlastnosti dodávají součástce schopnost pracovat při velkých hustotách energie a výkonu

- Oproti křemíkovým součástkám mohou pracovat součástky SiC při výrazně vyšších spínacích frekvencích – až stovky kHz
- Součástky SiC se vyznačují krátkými spínacími časy (desítky ns) oproti křemíkovým součástkám což dává předpoklady k dosažení vyšší účinnosti měniče
- Pro využití dobrých vlastností SiC součástek je nutné je doplnit o speciální budicí obvody odlišné od budicích obvodů pro křemíkové součástky
- Ve variantě SiC se dodávají zejména diody a spínací prvky na bázi tranzistorů
- Nutnost nového přístupu při konstrukci SiC měničů z hlediska rušivých vlivů a elektromagnetické kompatibility – vzhledem k velmi krátkým spínacím časům SiC součástek je nutné podstatně potlačovat parazitní indukčnosti a kapacity obvodů i elektromagnetické vyzařování

Většímu rozšíření prvků SiC brání jejich výrazně vyšší cena oproti prvkům křemíkovým. V oblasti měničů pro elektrické pohony lze očekávat využití součástek SiC zejména v aplikacích, kde je potřebné dosažení dostatečné spínací frekvence. Jedná se o vysokootáčkové pohony a o speciální měničové struktury s oddělovacím transformátorem.

2. Přehled výkonových polovodičových součástek

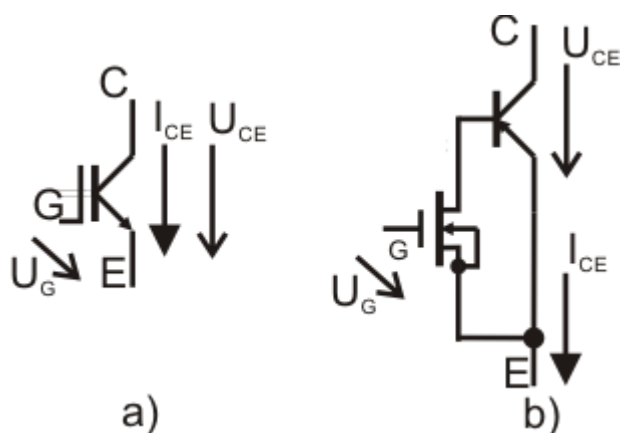
V moderních měničích s pulsním řízením pro elektrické pohony se standardně uplatňují čtyři typy součástek:

Rychlé výkonové diody – používají se ve všech typech měničů s pulsním řízením, zpravidla jako prvky, které umožňují uzavření proudové cesty po řízeném vypnutí polovodičového spínače v obvodech, ve kterých se uplatňují indukčnosti. Rychlost spínání diod v těchto obvodech musí korespondovat s rychlostí spínání výkonových polovodičových spínačů. V žádném případě zde tedy není možno využívat běžné usměrňovací diody, ale diody rychlé. Výkonové diody bývají často integrovány v jednom pouzdře s výkonovými spínači. Statické vlastnosti křemíkových diod používaných v měničích s pulsním řízením jsou standardní, jedná se tedy o schopnost vést elektrický proud pouze v jednom směru od anody ke katodě při vzniku úbytku napětí v propustném směru. Tento úbytek napětí je dán součtem prahového napětí a úbytku napětí na diferenciálním odporu a pohybuje se v rozmezí 0,6V až 1V. Další informace o diodách, jako je voltampérová charakteristika, tepelné vlastnosti a dimenzování, lze získat v základní literatuře.

Spínací polem řízené tranzistory FET (Field Effect Transistor) – jedná se o spínací součástky, které se uplatňují v měničích menších výkonů. Ve výkonových měničích se uplatňují struktury MOS – FET n – kanál (MOS- Metal – Oxid – Semiconductor, n – kanál – řízení kladným řídicím signálem). Výkonové FET tranzistory se dodávají pro napětí nejvýše 1000V a proudy nejvýše 200A. FET pro napětí 1000V se však dodávají pro proudy nejvýše jednotek až několika málo desítek A, zatímco FET pro proudy 100 až 200A se dodávají jen pro napětí desítek V. Výhodou spínacích tranzistorů FET je velmi malý odpor v sepnutém stavu, řádově setiny Ω a krátké spínací časy, řádově desítky ns. To umožňuje používat výkonové FET v aplikacích s relativně vysokými spínacími frekvencemi jednotek až desítek kHz. Další výhodou spínacích výkonových FET jsou malé nároky na výkon signálu řídicí elektrody. Stav sepnutí FET je určen napětím řídicí elektrody, přičemž sepnutí FET je zpravidla iniciováno přiložením napětí +12V až +15V na řídicí elektrodu, vypnutí je iniciováno přiložením nulového napětí na řídicí elektrodu nebo napětí záporného o velikosti několika V. Další informace o FET i unipolárních tranzistorech lze získat v základní literatuře.

Tranzistory IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) – jedná se o výkonovou polovodičovou součástku na bázi tranzistoru, která je v současnosti v měničích s pulsním řízením pro elektrické pohony jednoznačně nejpoužívanější. Používá se v moderních pulsních

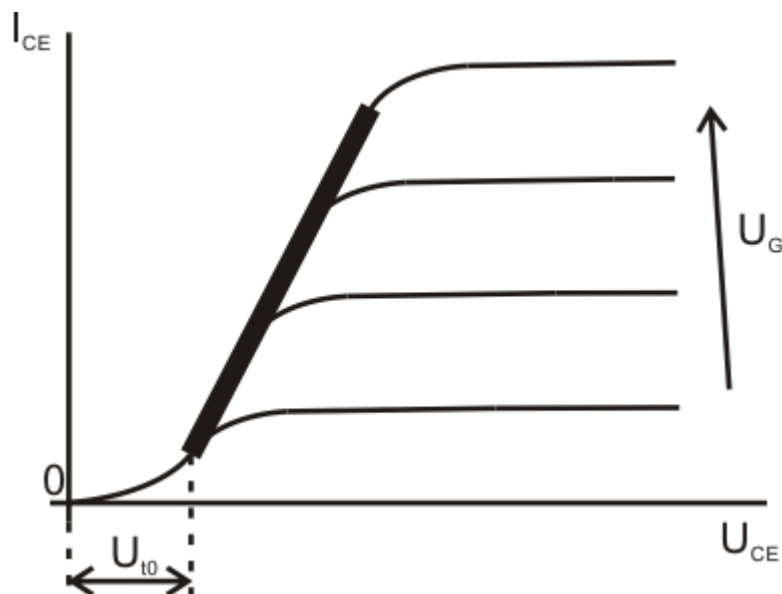
měníčích, střídačích, pulsních usměrňovačích, frekvenčních měničích i v dalších, složitějších, polovodičových strukturách. IGBT se dodávají pro nejvyšší napětí 6,5kV. Při napětovém dimenzování měničů s výkonovými spínacími tranzistory je však nutno počítat s tím, že základní napětová hladina součástky, kterou udává výrobce, je přibližně dvojnásobkem hodnoty běžného pracovního napětí. Z toho je zřejmé, že IGBT 6,5kV lze běžně používat u měničů pracujících s napětím maximálně 3500V až 4000V. Sériové řazení IGBT není vhodné využívat vzhledem k jejich velmi krátkým spínacím časům a v případě potřeby provozu s vyšším napájecím napětím se používají speciální měničové struktury, kterými se obchází sériové řazení tranzistorů. Cena vysokonapětových IGBT i celých měničů roste velmi rychle s hodnotou napětové hladiny, vysokonapětové IGBT mají také méně příznivé dynamické parametry. Z toho důvodu lze v průmyslových pohonech vysledovat trend preference využívání měničů napájených ze sítě nízkého napětí, byť pracujících s vyššími proudy, na úkor měničů vysokonapětových. Pro měniče s napájením z běžné sítě 3x400V se standardně specifikují IGBT s napětovou hladinou 1200V. IGBT se dodávají pro proudy maximálně stovek A až několika málo jednotek kA. Při proudovém dimenzování je vhodné uplatnit stejnou strategii jako při napětovém dimenzování, tj. volit prvky se základní udávanou velikostí proudu rovnou přibližně dvojnásobku běžného pracovního proudu. Spínací časy jsou u IGBT větší než u FET. Zapínací doby IGBT se pohybují v řádech desetin μs , vypínací doby v řádech až jednotek μs , přičemž o čím výkonnější prvek se jedná, tím delší jsou zapínací i vypínací doby. Spínací frekvence IGBT měničů pro elektrické pohony se pohybují od jednotek kHz do přibližně 20kHz. Nepříznivou vlastností IGBT je poměrně velký úbytek napětí v sepnutém stavu, který v závislosti na konkrétním typu součástky a protékajícím proudu, dosahuje hodnot až jednotek V. IGBT představuje poměrně složitou integrovanou polovodičovou strukturu. Konstrukčně je jedna součástka tvořena paralelním zapojením mnoha elementárních prvků. Po stránce principu lze IGBT modelovat jako kaskádní zapojení bipolárního PNP tranzistoru a vstupního FET tranzistoru – obr. 8.2.



Obr. 2. Schématická značka a modelová struktura IGBT

Na obr. 2. a) je schématická značka IGBT, na obr. 2. b) je vnitřní modelová struktura. IGBT spíná proud mezi kolektorem C a emitorem E po přiložení kladného řídicího napětí mezi řídicí elektrodu G a emitor E. Velikost Řídicího napětí bývá +12V až +15V. Pro vypnutí IGBT je nutno přiložit mezi řídicí elektrodu G a emitor E nulové, případně záporné napětí o velikosti -5V až -7V. V ustáleném stavu neprotéká řídicí elektrodou proud. Řídicí elektroda však vykazuje kapacitu o velikosti až jednotek nF, při zapínání resp. vypínání IGBT proteče řídicí elektrodou nabíjecí resp. vybíjecí proudový puls této kapacity. Velikost této kapacity koresponduje s hodnotou zapínací resp. vypínací doby IGBT. IGBT je, stejně jako FET, řízen napětovými signály, není tedy třeba velký řídicí výkon. Výstupní charakteristiky IGBT jsou závislosti proudu kolektoru I_{CE} na napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CE} . Tyto charakteristiky

jsou znázorněny na obr. 8.3. Parametrem charakteristik je napětí řídicí elektrody U_G . Je vhodné, aby napětí řídicí elektrody bylo co nejvyšší, právě okolo 15V, aby při průchodu proudem I_{CE} byl na IGBT co nejmenší úbytek napětí U_{CE} . Tím, že IGBT musí pracovat výhradně ve spínacím režimu, pohybuje se pracovní bod v sepnutém stavu na silně vyznačené části charakteristiky na obr. 3.



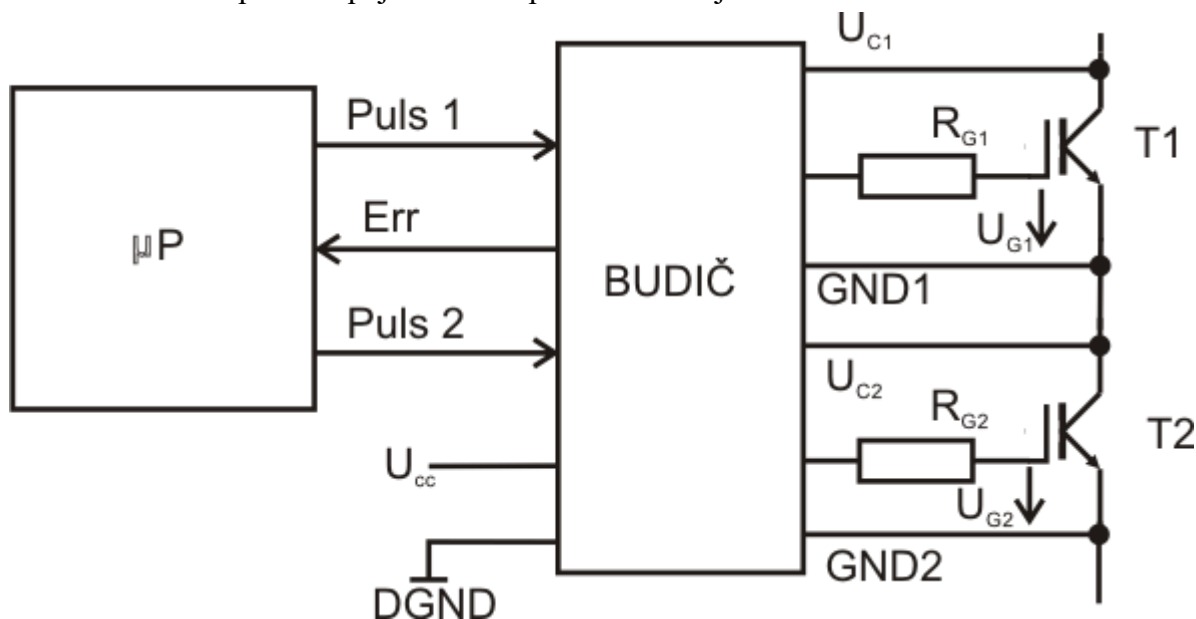
Obr. 3. Výstupní charakteristiky IGBT

Průběh výstupních charakteristik IGBT umožňuje velmi efektivní realizaci nadproudové ochrany součástky. Ta se uskutečňuje tak, že elektronickými ochrannými obvody se snímá úbytek napětí U_{CE} na sepnuté součástce. V běžném provozu tento úbytek vzrůstá s rostoucím proudem podle silně vyznačené části v obr. 3., ale ani při největším proudovém zatížení nejvýkonnějších součástek nepřesahuje přibližně 3 až 4V. Jakmile by došlo k proudovému přetížení součástky, například vlivem zkratu na výstupu měniče, posouvá se s rostoucím proudem pracovní bod po charakteristice směrem vzhůru mimo oblast saturace, tj. mimo silně vyznačenou oblast na obr. 3. S tím je spojen výrazný nárůst hodnoty úbytku napětí U_{CE} na součástce. Na toto zvýšení úbytku napětí na sepnuté součástce reagují elektronické ochranné obvody tak, že je zadán součástce signál k vypnutí, tj. napětí U_G je nastaveno na nulovou resp. zápornou úroveň. Kritická hodnota úbytku napětí U_{CE} , na kterou ochranné obvody reagují povelům na vypnutí součástky, je 5 až 6V. Funkce popsané nadproudové ochrany je velice rychlá, akční zásah vypnutí tranzistoru se uskuteční za dobu řádově jednotek μs . To je doba tak krátká, že vlivem indukčností působících v obvodu nestihne narůst poruchový proud na svou vrcholovou hodnotu a součástka je ochráněna před zničením. Měnič s takovou ochranou je tedy prakticky zkratuvzdorný. I při použití popsané elektronické ochrany je však nutné v řídicím systému měniče vždy implementovat softwarovou ochranu, která indikuje jakýkoli nárůst proudu mimo pracovní meze na základě signálu z proudových snímačů tak, aby v běžných případech softwarová ochrana reagovala dříve, než popsaná ochrana indikující nárůst napětí U_{CE} . Ochrana indikující nárůst tohoto napětí má být aktivována jen v mezních případech, například při selhání některé funkce řídicího systému.

Připojení řídicích pulsů na řídicí elektrody IGBT se realizuje přes standardizované obvody, tzv. budiče (driver). Budič se zapojuje mezi obvod generující sekvenci řídicích pulsů pro měnič, nejčastěji mikroprocesorový regulátor, a výkonový tranzistor. Budiče se vyrábějí v řadě provedení. Mezi obvyklé funkce budičů IGBT patří zejména:

- Úprava napěťových úrovní signálů připojovaných na řídicí elektrodu IGBT – standardně +15V sepnuto, -7V vypnuto
- Úprava strmosti nárůstu pulsů napětí připojovaných na řídicí elektrodu IGBT
- Galvanické oddělení mikroprocesorového regulátoru a silového obvodu
- Výše popsaná funkce nadproudové ochrany IGBT prvku založená na monitorování napětí v sepnutém stavu
- Další specifické funkce, např. ochrana před současným sepnutím vybraných skupin IGBT

Budiče IGBT se dodávají buď pro jeden tranzistor nebo pro skupinu až sedmi tranzistorů. Principiální zapojení budiče pro dva IGBT je na obr. 4.



Obr. 4. Principiální připojení budiče dvou IGBT

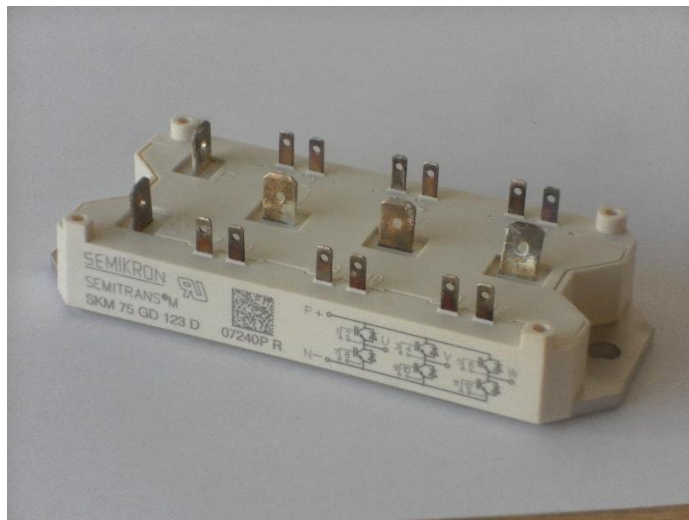
U každého tranzistoru je s budičem propojen kolektor i emitor kvůli snímání úbytku napětí na sepnutém IGBT. Řídicí pulsy napětí U_G jsou připojeny na jednotlivé tranzistory přes ochranné odpory R_G , jejichž velikost ovlivňuje strmost nárůstu řídicího napětí a tím i rychlost spínání výkonového prvku. Hodnota odporu R_G se pohybuje řádově v jednotkách až desítkách Ω . Vztažné potenciály GND1 a GND2 řídicích napěťových pulsů U_G jsou pro tranzistory T1 a T2 jsou různé, všechny řídicí signály výkonových tranzistorů v daném měniči musí být vzájemně galvanicky oddělené. Na vstupní straně je budič napájen napětím U_{cc} , zpravidla 15V. Napěťová úroveň pulsů Puls1 a Puls2 generovaných mikroprocesorovým regulátorem a připojených na vstup budiče bývá buď 15V nebo 5V. Chybový signál Err je iniciován při poruše, například při indikaci průchodu nadproudu tranzistorem. Při indikaci aktivace signálu Err musí mikroprocesor okamžitě zablokovat generování řídicích pulsů. Budiče pro IGBT lze bez omezení používat i pro buzení výkonových tranzistorů FET.

Na obr. 5. je příklad provedení budiče pro dvojici IGBT.



Obr. 5. Příklad provedení budiče IGBT

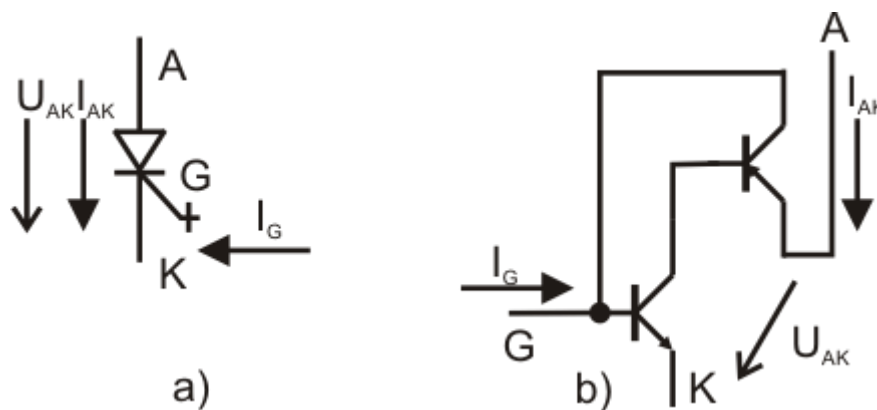
Výkonové IGBT se dodávají převážně ve formě bezpotenciálových modulů. Jedná se o součástku v plastovém pouzdře. Spodní strana součástky je kovová, s dobrou tepelnou vodivostí, a je určena k připevnění na chladič. Tato plocha je izolovaně oddělená od potenciálu výkonové součástky. V horní části bezpotenciálového modulu jsou silové a řídicí vývody. Elektrické připojení modulu se podle typu a velikosti součástky řeší buď zaletováním do plošného spoje nebo připojením přes fastony nebo přes šroubové spoje. V jednom bezpotenciálovém modulu může být umístěn buď jeden IGBT nebo skupina více součástek, zpravidla IGBT a diod, které tvoří některou ze standardních struktur polovodičového měniče, případně její typickou část. Na obr. 8.6. je znázorněn příklad provedení bezpotenciálového modulu 75A, 1200V s šesticí IGBT a šesticí zpětných diod. Struktura odpovídá zapojení silové části třífázového střídače.



Obr. 6. Příklad provedení bezpotenciálového IGBT modulu se zapojením třífázového střídače

Na trhu jsou k dispozici i bezpotenciálové moduly, které v sobě integrují i budiče, případně i řídicí mikrokontrolér.

Tyristory GTO a IGCT Součástky GTO (Gate Thyristor turn Off) a IGCT (Integrated Gate Controlled Thyristor) jsou vypínatelné tyristory. Schématická značka a principiální struktura GTO a IGCT jsou znázorněny na obr. 7.



Obr. 7. Schématická značka a náhradní schéma GTO resp. IGCT

GTO a IGCT se dodávají pro napětí až 6kV a proudy až 6kA. V omezené míře lze GTO a IGCT řadit sériově i paralelně. Jedná se o prvky pro měniče středních a zejména vyšších výkonů, které se v současnosti uplatňují i v energetických aplikacích.

GTO a IGCT jsou čtyřvrstvé polovodičové struktury s jednou řídicí elektrodou G. Pulsy proudu řídicí elektrody I_G se řídí stav sepnutí součástky a průchod proudu od anody A ke katodě K. Při spínání součástky se uplatňuje stejný princip, jako u běžného tyristoru, součástka tedy spíná po průchodu kladného proudu I_G z řídicí elektrody do katody. Proudem I_G se aktivuje sepnutí spodního tranzistoru v obr. 7. b). Sepnutí tohoto tranzistoru iniciuje kladnou zpětnou vazbu, při které dojde k sepnutí horního tranzistoru, oba tranzistory se tedy vzájemně udržují v sepnutém stavu. Proud I_G má velikost několika desítek, maximálně stovek mA s dobou trvání několika ms. Po odeznění proudového pulsu I_G zůstává součástka v sepnutém stavu. Pro vypnutí struktury je nutné připojení záporného proudového pulsu, který prochází od katody do řídicí elektrody. Tento záporný proudový puls řídicí elektrody G způsobí vypnutí dolního tranzistoru v obr. 7. b), čímž se přeruší kladná zpětná vazba mezi oběma tranzistory a součástka se dostává do nevodivého stavu mezi anodou a katodou. Charakteristickou vlastností GTO a IGCT je nutná značná velikost záporného vypínacího proudového pulsu I_G řídicí elektrody, jehož nutná velikost dosahuje až třetiny vypínaného proudu mezi anodou a katodou, tj. i stovek A, případně až kA. Tato skutečnost významně komplikuje konstrukci obvodů pro generování řídicích pulsů. Uvedenou vlastnost z hlediska uživatele odstraňuje IGCT, kde je, na rozdíl od GTO, k výkonové součástce výrobcem integrován řídicí modul, který zajistí potřebné úrovně zapínacích a vypínacích pulsů, a navenek je možno součástku řídit nízkovýkonovým signálem, obdobně jako IGBT. Integrace speciálních řídicích obvodů přímo u součástky umožňuje minimalizovat indukčnost obvodu řídicí elektrody a tím dosáhnout velké strmosti vypínacího pulsu di_G/dt . Dosažení vyšší strmosti řídicích pulsů umožňuje zkrácení zapínacích a vypínacích procesů součástky a tím i možné zvýšení spínací frekvence. Tyristory GTO mohou pracovat se spínacími frekvencemi do přibližně 500Hz, zatímco u IGCT se zvyšuje možná spínací frekvence až k hodnotě 2kHz. Každopádně se jedná o hodnoty nižší oproti prvkům IGBT vlivem spínacích dob tyristorů v hodnotách řádově jednotek μs .

GTO a IGCT se zpravidla dodávají v pastilkovém provedení. Na obr. 8. je příklad provedení IGCT, kde je patrná integrace řídicích obvodů v černém pouzdře.



Obr. 8. Příklad provedení IGCT

Vzhledem k lepším dynamickým vlastnostem a širšímu sortimentu se v oblasti měničů středních výkonů obecně preferuje používání IGBT a robustní tyristorové struktury se uplatňují v měničích nejvyšších výkonů.

3. Ztráty a chlazení výkonových polovodičových součástek

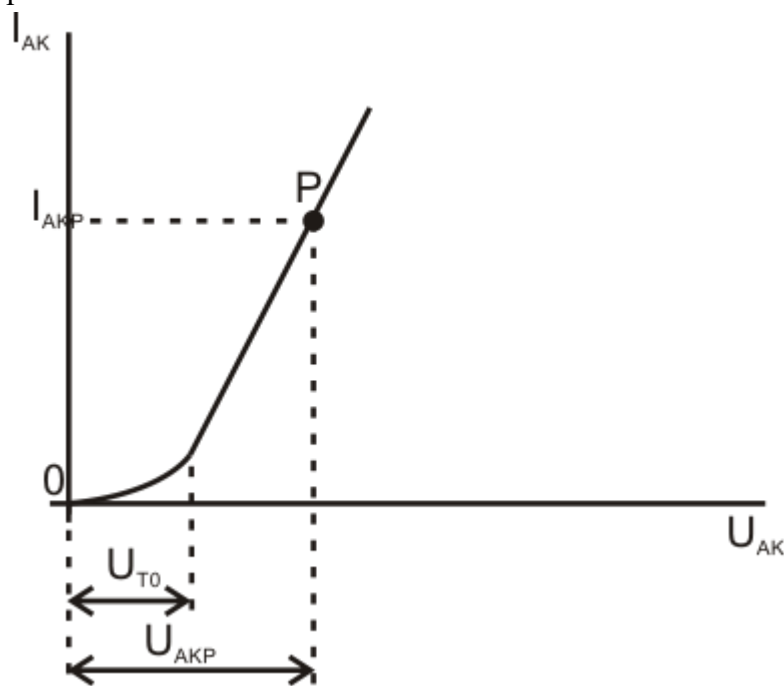
Při svém provozu jsou výkonové polovodičové součástky zdrojem ztrátového tepelného výkonu. Obecně lze rozdělit tepelné ztráty ve výkonových polovodičových součástkách do následujících skupin:

- Ztráty v sepnutém stavu
- Ztráty v závěrném stavu
- Ztráty v blokovacím stavu
- Ztráty spínací
- Ztráty v řídicí elektrodě

Z hlediska tepelného dimenzování chladicí soustavy součástky nebo měniče mají význam zejména ztráty v sepnutém stavu a ztráty spínací. U většiny běžných součástek, zejména říditelných napětím, mají ztráty v závěrném a blokovacím stavu a ztráty v řídicí elektrodě na celkovou tepelnou bilanci zanedbatelný vliv.

Ztráty v sepnutém stavu

Princip vzniku ztrát v sepnutém stavu vychází z průběhu voltampérové charakteristiky polovodičové součástky v sepnutém stavu. Tuto voltampérovou charakteristiku lze pro běžné součástky znázornit průběhem na obr. 9.



Obr. 9. Voltampérová charakteristika polovodičové součástky v propustném stavu

Při průchodu proudu polovodičovou součástkou na ní vzniká úbytek napětí, ztráty v sepnutém stavu jsou potom dány součinem tohoto úbytku napětí a procházejícího proudu. Pro zjednodušení analýzy ztrát v sepnutém stavu se úbytek napětí na součástce v pracovním bodě U_{AKP} uvažuje jako součet konstantního prahového napětí U_{T0} a úbytku napětí na diferenciálním odporu r_D :

$$U_{AKP} = U_{T0} + r_D \cdot I_{AKP} \quad (1.)$$

Okamžitá hodnota ztrátového výkonu polovodičové součástky v sepnutém stavu Δp_{AKP} v aktuálním pracovním bodě je potom dána:

$$\Delta p_{AKP} = U_{AKP} \cdot I_{AKP} = U_{T0} \cdot I_{AKP} + r_D \cdot I_{AKP}^2 \quad (2.)$$

Při tepelném dimenzování měniče je nutno určit střední hodnotu ztrátového výkonu ΔP_{AKPSTR} součástky v sepnutém stavu z průběhu okamžité hodnoty proudu součástky $I_{AKP}(t)$ za dobu T jednoho pracovního cyklu:

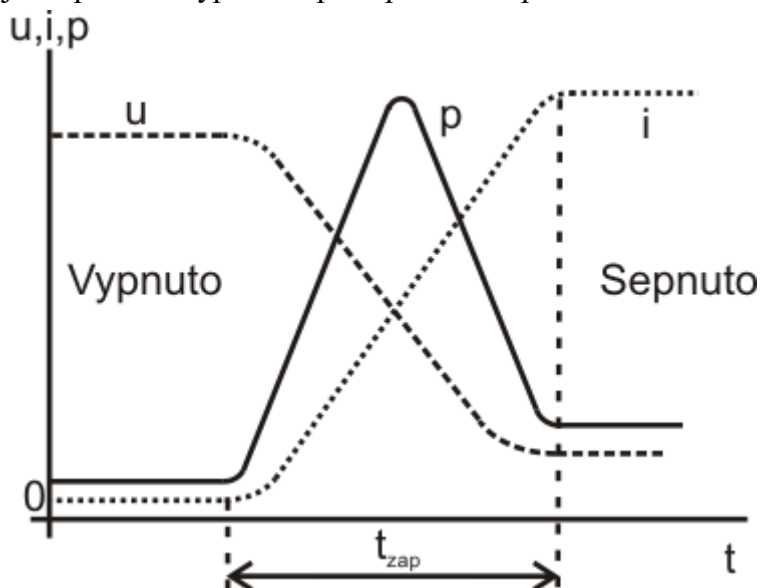
$$\Delta P_{AKPSTR} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{AKP} \cdot I_{AKP}(t) \cdot dt = U_{T0} \cdot I_{AKPSTR} + r_D \cdot I_{AKPef}^2 \quad (3.)$$

Ze vztahu (3.) je zřejmé, že vlivem nelinearity voltampérové charakteristiky polovodičové součástky v propustném stavu je střední hodnota ztrátového výkonu v propustném stavu dána střední hodnotou protékajícího proudu I_{AKPSTR} i efektivní hodnotou protékajícího proudu I_{AKPef} .

Z předchozího textu je zřejmé, že velikost ztrátového výkonu v propustném stavu závisí zásadně na úbytku napětí v sepnutém stavu. Ten je dán typem součástky. V kapitole 2. byl proveden rozbor vlastností nepoužívanějších výkonových polovodičových součástek, ze kterého je zřejmé, že velikost úbytku napětí v sepnutém stavu je největší u součástky IGBT.

Spínací ztráty

Princip vzniku spínacích ztrát objasňuje obr. 10., který znázorňuje průběh proudu, napětí a ztrátového výkonu při zapínání součástky. Při vypínání součástky probíhá proces obdobný, ale ztrátová energie je ještě vyšší díky pomalejšímu poklesu proudu a vzrůstu napětí, tj. vlivem pomalejšího procesu vypínání oproti procesu zapínání.

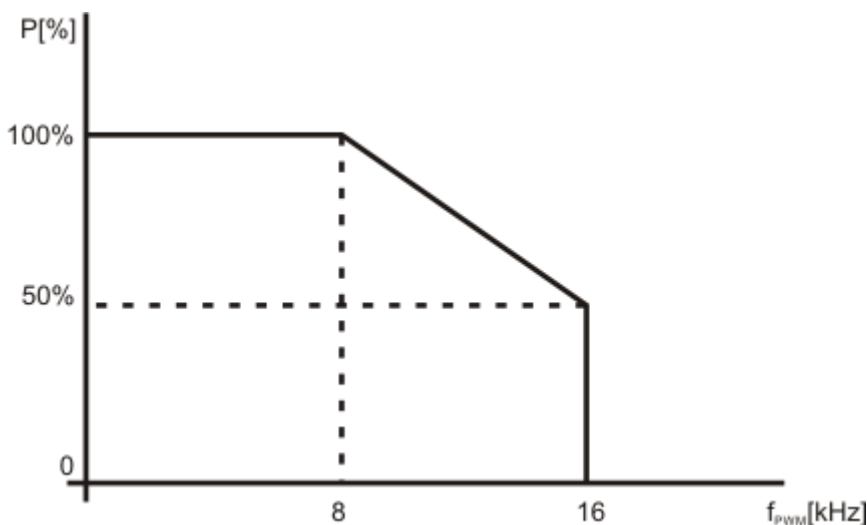


Obr. 10. Objasnění principu vzniku spínacích ztrát

Z obr. 10. je zřejmé, že před zapnutím je na součástce napětí dané vnějšími obvody, ale díky nepatrnému zbytkovému proudu ve vypnutém stavu (řádově μA) je ztrátový výkon nepatrný. V sepnutém stavu protéká součástkou proud a je na ní velmi malé napětí dané úbytkem v sepnutém stavu. Díky malému napětí v sepnutém stavu není ztrátový výkon příliš velký. Proces přechodu z nevodivého do vodivého stavu vyžaduje určitý čas, tato doba je závislá na typu součástky, řádově se jedná o desetiny mikrosekund nebo mikrosekundy. Během této doby klesá na součástce napětí a vzrůstá proud. Součin těchto veličin udává průběh ztrátového výkonu. Ten je během spínání vlivem nezanedbatelné velikosti napětí a současně proudu poměrně velký. Vzhledem k tomu, že proces vypínání je delší, dosahuje dob řádově μs , je nutno k některým typům součástek s pomalejším vypínáním (např. GTO) připojovat tzv. odlehčovací síť, což jsou obvody, které ovlivňují průběh napětí na součástce tak, aby se minimalizovaly vypínací ztráty. Doba zapínání a vypínání součástky tedy výrazně ovlivňuje hodnotu spínacích ztrát. Je zřejmé, že čím větší bude spínací frekvence součástky, tím bude

větší četnost ztrátových výkonových špiček na součástce a za časový interval se bude zvětšovat ztrátová energie. Tím se v celkové tepelné bilanci budou také více uplatňovat spínací ztráty. Tento jev je nutno respektovat i při provozu pohonu. Poroste-li spínací frekvence a tím i střední hodnota spínacího ztrátového výkonu, bude nutno zachovat celkový ztrátový výkon měniče stálý, bude nutno redukovat ztrátový výkon součástek v sepnutém stavu a není možno odebírat z měniče tak velký proud, respektive dodávat měničem tak velký výkon, jako při nižší spínací frekvenci.

V dokumentaci k běžným měničům se spínacími tranzistory pro elektrické pohony pro průmyslové aplikace je uváděna závislost maximálního výstupního výkonu měniče na nastavené spínací frekvenci f_{PWM} , pokles dostupného výstupního výkonu měniče s rostoucí hodnotou spínací frekvence je významný. Příklad takové závislosti je na obr. 11.



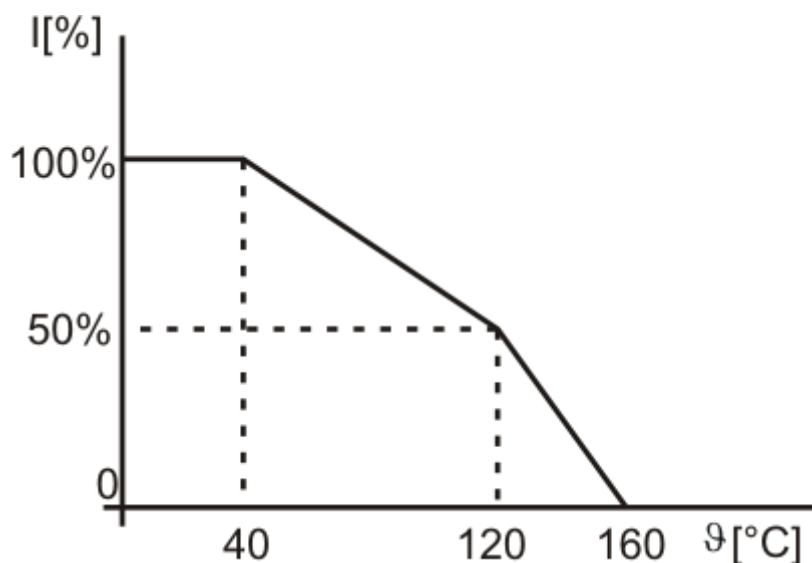
Obr. 11. Příklad závislosti omezení maximálního výstupního výkonu měniče na nastavené spínací frekvenci

U modernějších měničů pro průmyslové pohony, zejména frekvenčních, je možno aktivovat funkci, kdy měnič pracuje s nejvyšší možnou spínací frekvencí zabezpečující co nejlepší formování výstupního napětí, měničem je vyhodnocována teplota polovodičového modulu a v závislosti na zvýšení této teploty je automaticky snižována hodnota spínací frekvence tak, aby byla udržena stálá bilance ztrátového výkonu a aby mohl být z měniče odebírán stále co nejvyšší výkon.

Chlazení výkonových polovodičových součástek

Maximální teploty polovodičové struktury křemíkových součástek se v závislosti na typu součástky pohybují od 140 do 180°C. U součástek SiC se pohybuje maximální teplota polovodičové struktury až v okolí 600°C. Z důvodu bezpečného provozu součástky je potřeba ze součástky odvádět ztrátové teplo. U moderních měničů je často v řídicím systému implementována funkce, která na základě zjednodušeného tepelného modelu částečně predikuje průběh teploty a omezuje automaticky hodnotu výstupního proudu měniče tak, aby mohl být měnič bezpečně provozován a aby se ochrana před tepelným přetížením nemusela realizovat pouze havarijním odstavením měniče při dosažení kritické teploty. Jde tedy o to, aby měnič mohl být provozován v bezpečném teplotním režimu, byť potenciálně s omezenou hodnotou výstupního proudu. Na obr. 12. je uveden příklad závislosti, která udává omezení maximálního výstupního proudu měniče na teplotě polovodičového prvku. Pro účely zajištění této funkce, ale i pro účely realizace havarijní ochrany před tepelným přetížením

polovodičového prvku jsou běžně v bezpotenciálových modulech integrovány teplotní senzory indikující vnitřní teplotu modulu.



Obr. 12. Příklad závislosti pro omezení výstupního proudu měniče na teplotě polovodičového prvku

Pro odvod ztrátového tepla z polovodičových součástek resp. měničů se používají chladiče. Chladiče výkonových polovodičových součástek lze rozdělit do tří skupin: vzduchové, kapalinové a chladiče s tepelnými trubicemi.

Vzduchové chladiče, ke kterým je připevněna součástka, se vyrábějí nejčastěji z hliníku. Měniče na bázi IGBT a FET se konstruují na bázi bezpotenciálových modulů, chladiče těchto součástek jsou tedy izolovány od napětí výkonového obvodu. Komplikovanější je konstrukce měničů a chladicí soustavy v případě použití součástek GTO nebo IGCT. Tyto součástky se dodávají ve formě pastilek a hliníkové chladiče jsou spojeny s potenciálem výkonového obvodu. Konstrukce měniče pak musí zajistit bezpečné elektrické oddělení chladicí soustavy od neživých částí.

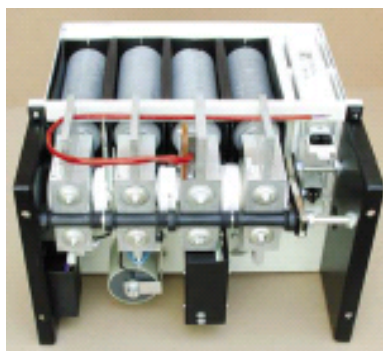
Pro měniče malých výkonů jsou chladiče deskové s ochlazováním pouze přirozeným prouděním vzduchu. U měničů středních a velkých výkonů jsou chladiče profilové a jsou ofukovány proudem vzduchu z ventilátoru. Velikost chladicího výkonu závisí na ploše chladiče a teplotě a rychlosti proudícího vzduchu. Při instalaci měniče je nutno dodržet jeho správnou polohu z hlediska trasy proudění chladicího vzduchu.

U běžných měničů se vzduchovým chlazením pro průmyslové pohony tvoří chladič třetinu až polovinu celkového objemu měniče.

Kapalinové chladiče se používají zejména pro měniče středních a větších výkonů. Izolovanými trubičkami se k součástce přivádí chladicí kapalina. Tou je nejčastěji voda. V případech, kdy chladicí kapalina přichází do kontaktu s částmi chlazené součástky, které jsou na potenciálu výkonového obvodu, musí být kapalina nevodivá. K vodivému spojení výkonového obvodu a chladicí kapaliny nedochází v případě použití bezpotenciálových modulů.

Při menších rozměrech kapalinových chladičů oproti vzduchovým je možné ze součástky odvést větší množství tepla. Nevýhodou je však větší složitost systémů kapalinového chlazení zahrnujících i čerpadlo chladicí kapaliny a výměník.

Chladiče s tepelnými trubicemi (obr. 13.) využívají při své činnosti tepla, kterého je třeba ke skupenské změně chladicího média. Konstrukčně se jedná o nádoby, kde se na povrchu chlazené součástky odpařuje chladicí médium - např. voda. Na chladicích stěnách trubice se médium opět zkapalňuje a teplo je přes stěnu odváděno do okolí. Oběh chladicího média je v trubici zabezpečen její konstrukcí. Výhodou tepelných trubic je chlazení při malém tepelném spádu a velký chladicí výkon. S chlazením pomocí tepelných trubic se lze setkat u součástek GTO a IGCT ve formě pastilek. Je zřejmé, že v těchto případech je tepelná trubice spojena s potenciálem výkonového obvodu a konstrukce měniče musí zajistit bezpečné oddělení chladicí soustavy od neživých částí.



Obr. 13. Pohled na IGCT měnič s tepelnými trubicemi

Návrh chladicí soustavy

Důležitým úkolem je správný návrh chladiče. Při provozu součástky vzniká uvnitř polovodičové struktury ztrátový výkon. Ten je třeba odvést v takové míře, aby teplota polovodičové struktury nepřesáhla přípustnou hodnotu. Maximální teplota polovodičové struktury je katalogovým údajem každé součástky. Odvodu tepla ze součástky je omezen třemi významnými tepelnými odpory: tepelný odpor mezi polovodičovou strukturou a pouzdrém součástky R_{thjc} , tepelný odpor mezi pouzdrém součástky a chladičem R_{thcr} a tepelný odpor mezi chladičem a okolím R_{thra} . Tepelný odpor R_{thjc} je katalogovým údajem součástky. Tepelný odpor R_{thra} je katalogovým údajem chladiče a závisí na rychlosti a teplotě chladicího vzduchu. Aby se zmenšil odpor R_{thcr} , používá se při připevňování součástky na chladič speciální teplovodivá pasta. Pro celkový tepelný odpor při chlazení součástky platí:

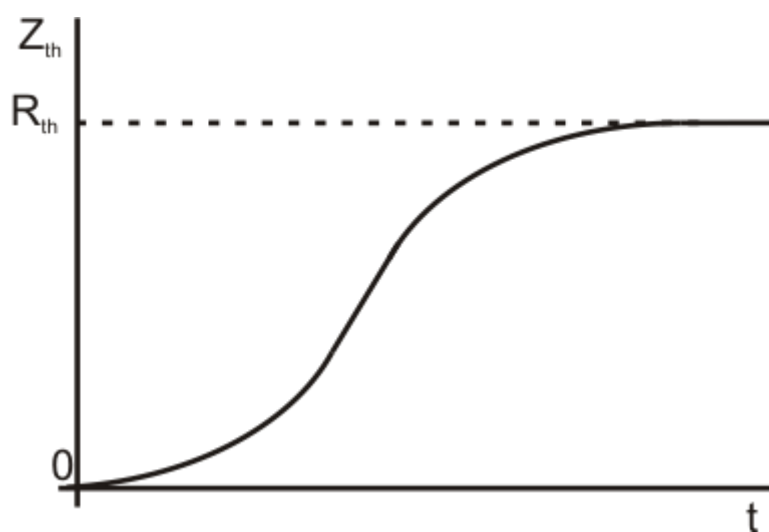
$$R_{thja} = R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra} \quad (4.)$$

Tok tepelného ztrátového výkonu při chlazení ΔP je popsán vztahem, který je určitou analogií Ohmova zákona:

$$\Delta \vartheta_{ja} = R_{thja} \cdot \Delta P \quad (5.)$$

Symbol $\Delta \vartheta_{ja}$ značí rozdíl teploty polovodičové struktury a okolí a ΔP je ztrátový výkon polovodičové součástky. Uvedený vztah platí v ustáleném stavu, kdy je soustava součástka - chladič ohřátá. Vycházíme-li ze stavu, kdy není součástka ohřátá, je možno po určitou dobu připustit v součástce zvýšený vývin ztrátového tepla, neboť určitá část ztrátového tepla se spotřebuje na ohřátí součástky a chladiče. V tomto případě vystihuje tepelné vlastnosti soustavy součástka - chladič tzv. tepelná impedance Z_{thja} . Její hodnota je závislá na teplotě chladiče a součástky. V ustáleném stavu se hodnota tepelné impedance rovná hodnotě tepelného odporu. Závislost tepelné impedance na čase od začátku zatěžování součástky ztrátovým výkonem, kdy dochází postupně k jejímu ohřívání, je na obr. 14.

I přesto, že absolutní velikost ztrátových výkonů polovodičových měničů je mnohdy velká - u velkých měničů až desítky kW - je účinnost výkonových polovodičových měničů vysoká a pohybuje se v rozmezí 90 až 99%.



Obr. 14. Závislost tepelné impedance na čase

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Kurz celoživotního vzdělávání
Elektrotechnické systémy
pro environmentálně příznivou
dopravu

Předmět

Pohonné a napájecí systémy
pro elektromobilitu

Studijní materiál

Pulsní měniče

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.

Ing. Petr Sýkora

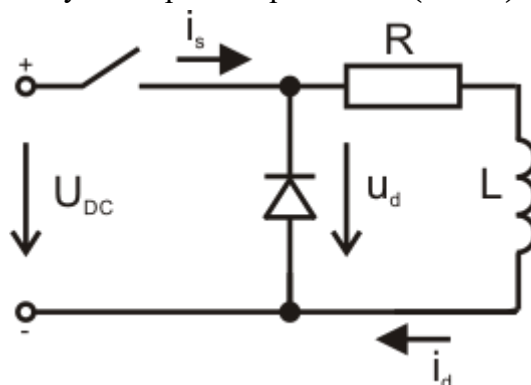


Pulsní měniče

Pulsní měniče slouží ke změně střední hodnoty stejnosměrného napětí. Na vstupu pulsního měniče se předpokládá konstantní nebo málo proměnné stejnosměrné napětí, na jeho výstupu je napětí s říditelnou střední hodnotou. Pulsní měniče se používají v elektrických pohonech tam, kde je k dispozici stejnosměrná napájecí síť a současně je třeba řídit napájecí napětí stejnosměrného motoru. Často se také pulsní měniče používají ve stejnosměrných pohonech menších výkonů nebo v automatizační technice, kde je výhodou jednoduchost tohoto měniče.

1. Rozbor základního zapojení pulsního měniče

Elementární zapojení pulsního měniče je na obr. 1. Pulsní měnič je v nejjednodušším případě tvořen spínačem, který periodicky připojuje na zátěž obdélníkové pulsy napětí u_d s amplitudou danou stejnosměrným vstupním napětím U_{DC} (obr. 2.).



Obr. 1. Základní zapojení pulsního měniče s RL zátěží

Vzhledem ke skutečnosti, že pulsní měnič je nutno při provozu periodicky zapínat a vypínat s frekvencí několika set Hz až několika desítek kHz, slouží ve funkci spínače vypínatelná výkonová polovodičová součástka. Proto se v pulsních měničích nejčastěji používají FET, IGBT, GTO nebo IGCT. Ve starších pulsních měničích našly uplatnění i klasické tyristory. U klasických tyristorů lze řídit sepnutí, nikoli však vypnutí. Proto bylo nutno v těchto měničích s klasickými tyristory používat speciální vypínací obvody s kmitavým LC členem a pomocným vypínacím tyristorem, které hlavnímu tyristoru vnutí nulový proud, čímž způsobí vypnutí součástky.

V praktických aplikacích obsahuje zátěž pulsního měniče vždy induktivní složku. Indukčnost se chová jako setrvačnický proud, proud indukčnosti se nemůže měnit skokem. Při sepnutém polovodičovém spínači podle obr. 1. se proud uzavírá ze zdroje přes RL zátěž. Při vypnutí spínače se proud uzavírá přes RL zátěž a k zátěži antiparalelně řazenou diodu – tzv. nulovou diodu. Za dobu jedné periody výstupního napětí je možno vyčíslit jeho střední hodnotu:

$$U_{dST\bar{R}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_d \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_z} U_{DC} \cdot dt = U_{DC} \cdot \frac{t_z}{T} = U_{DC} \cdot z \quad (1.)$$

kde t_z je doba zapnutí pulsního měniče a $z = t_z/T$ je zatěžovatel. Zatěžovatel se může pohybovat od 0 do 1, střední hodnota výstupního napětí se tedy pohybuje v rozmezí od 0 do U_{DC} . Střední hodnota výstupního napětí pulsního měniče je lineární funkcí zatěžovatele, tedy poměrné doby sepnutí. Převrácená hodnota periody T je spínací frekvence a ta u reálných měničů závisí zejména na druhu použitého výkonového polovodičového spínače a na jmenovitém výkonu. Z uvedeného popisu funkce pulsního měniče je zřejmé, že se při konstantním U_{DC} jedná o člen s konstantním proporcionálním zesílením a s proměnným dopravním zpožděním. Velikost dopravního zpoždění se mění od nuly do hodnoty periody spínání pulsního měniče T .

Je-li pulsní měnič v sepnutém stavu, je zdroj stejnosměrného napětí U_{DC} připojen k RL zátěži a obvod (obr. 1.) je popsán lineární diferenciální rovnicí prvního řádu s konstantními koeficienty:

$$R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} = U_{DC} \quad (2.)$$

Řešením této rovnice je časový průběh okamžité hodnoty proudu RL zátěže i_d :

$$i_d = I_{01} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_d}} + I_{\infty} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}}) = I_{01} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_d}} + \frac{U_{DC}}{R} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}}) \quad (3)$$

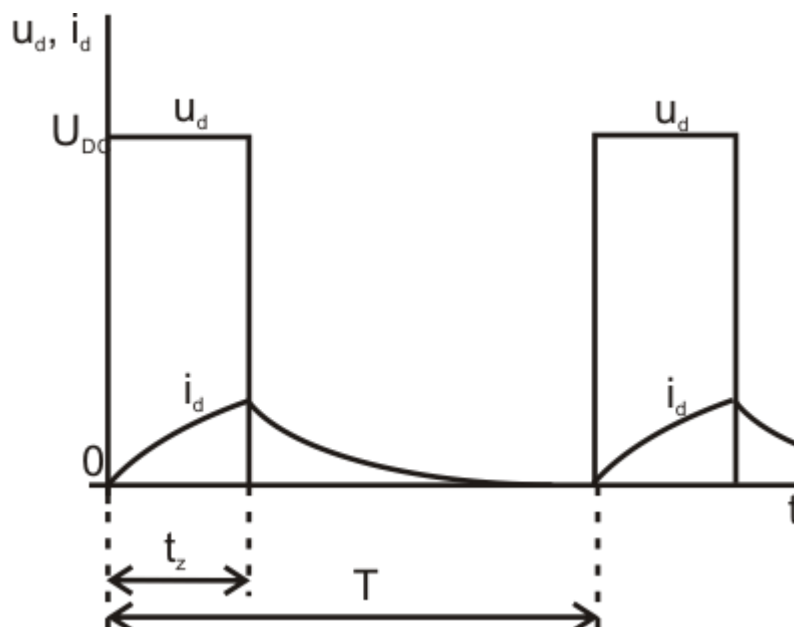
kde I_{01} je počáteční hodnota proudu i_d v okamžiku sepnutí pulsního měniče a $\tau_d = L/R$ je časová konstanta RL zátěže. Proud tedy po sepnutí pulsního měniče exponenciálně vzrůstá a uzavírá se ze zdroje přes sepnutý pulsní měnič a zátěž.

Po vypnutí pulsního měniče má indukčnost zátěže naakumulovanou energii a proud má tendenci uzavírat se v zátěži původním směrem. Z indukčnosti se stává zdroj a mění se polarita jejího napětí. Aby byl umožněn průchod setrvačného proudu indukčnosti, je v obvodu zařazena nulová dioda. Touto diodou se tedy uzavírá proud zátěže při vypnutém pulsním měniči. Jelikož se dioda protékána proudem v propustném směru chová při zanedbání jejího malého úbytku napětí jako sepnutý obvod, je v tomto intervalu na zátěži nulové napětí resp. napětí malé záporné dané malým úbytkem napětí na diodě v propustném směru. Při vypnutém pulsním měniči je obvod popsán rovnicí:

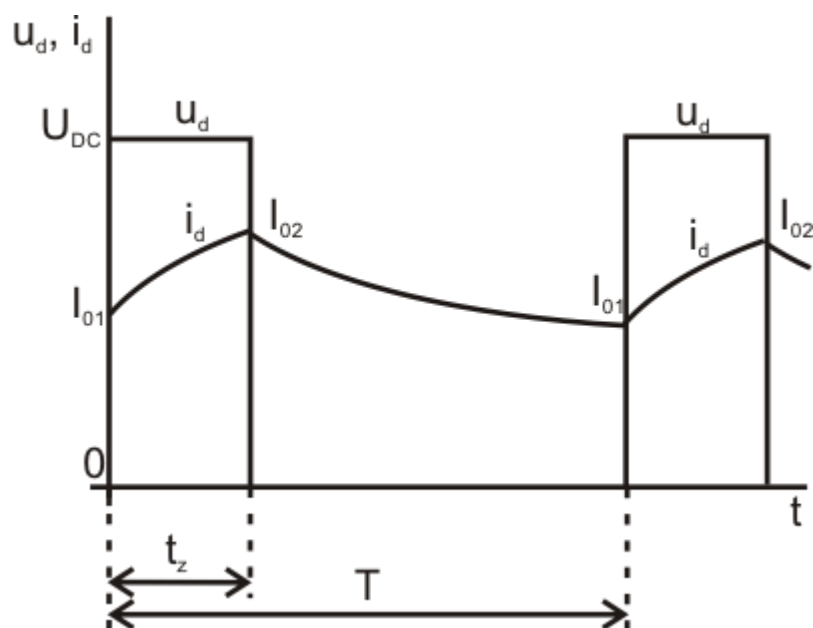
$$R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} = 0 \quad (4)$$

Řešením této rovnice je časový průběh proudu zátěží, tj. i proudu nulovou diodou:

$$i_d = I_{02} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_d}} \quad (5)$$



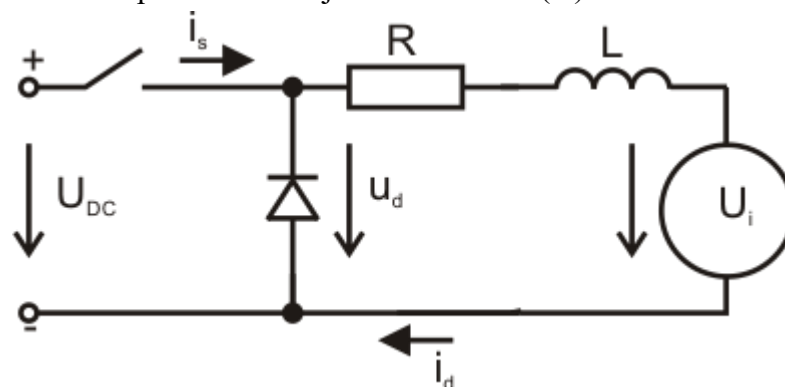
Obr. 2. Průběhy výstupního proudu a napětí pulsního měniče v režimu přerušovaných proudů



Obr. 3. Průběhy výstupního proudu a napětí pulsního měniče v režimu nepřerušovaných proudů

Proud tedy při vypnutí spínače pulsního měniče exponenciálně klesá k nule z počáteční hodnoty I_{02} . Napájí-li pulsní měnič RL zátěž, lze podle charakteru výstupního proudu rozlišit dva případy. Dojde-li před opětovným sepnutím pulsního měniče k poklesu proudu i_d k nule, vyskytují se v průběhu proudu bezproudé intervaly a jedná se o režim přerušovaných proudů (obr. 2.). Dojde-li k opětovnému sepnutí měniče před poklesem proudu k nule, bezproudé intervaly se nevyskytují a jedná se o režim nepřerušovaných proudů (obr. 3).

Střední hodnota výstupního napětí pulsního měniče při RL zátěži nezávisí na tom, zda jsou proudy přerušované či nepřerušované a je dána vztahem (1.).



Obr. 4. Pulsní měnič se zátěží RLU_i

Je-li z pulsního měniče napájen rotorový obvod stejnosměrného motoru (obr. 4.), vystupuje v obvodové rovnici ještě jeho indukované napětí U_i . Při konstantních otáčkách motoru a konstantním budicím toku při sepnutém pulsním měnič bude platit:

$$R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} = U_{DC} - U_i \quad (6.)$$

Řešením této rovnice je vztah:

$$i_d = I_{01} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_d}} + I_{\infty} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}}) = I_{01} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_d}} + \frac{U_{DC} - U_i}{R} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}}) \quad (7.)$$

Ve vypnutém stavu pulsního měniče platí:

$$R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} = -U_i \quad (8.)$$

Řešením této rovnice je vztah:

$$i_d = I_{02} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_d}} + I_{\infty} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}}) = I_{02} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_d}} - \frac{U_i}{R} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}}) \quad (9.)$$

Obsahuje-li zátěž člen s indukovaným napětím, může opět nastat režim přerušovaných nebo nepřerušovaných proudů. V režimu nepřerušovaných proudů jsou průběhy proudu a napětí zátěže kvalitativně stejné jako u prosté RL zátěže a pro střední hodnotu výstupního napětí pulsního měniče platí opět vztah (1.). V režimu přerušovaných proudů není v bezproudých pauzách napětí zátěže nulové jako u RL zátěže, ale je rovno velikosti indukovaného napětí. Tím se zvyšuje střední hodnota výstupního napětí, která potom není jednoznačně dána zatěžovatelem, ale závisí i na délce trvání bezproudé pauzy a velikosti indukovaného napětí. Délka trvání bezproudé pauzy závisí na časové konstantě zátěže τ_d .

Napájí-li pulsní měnič stejnosměrný motor, je jednoznačně režim přerušovaných proudů nežádoucí. Jak již bylo uvedeno, v režimu nepřerušovaných proudů není střední hodnota výstupního napětí funkcí indukovaného napětí motoru.

Zásadní význam má pro motor napájený z pulsního měniče zvlnění proudu Δi_d . Toto zvlnění je dáno rozdílem maximální a minimální hodnoty proudu i_d za periodu spínání měniče T . Podle obr. 3. platí:

$$\Delta i_d = I_{02} - I_{01} = i(t_z) - i(T) \quad (10.)$$

Pro získání přehledného vztahu pro zvlnění proudu Δi_d se do rovnice (10.) dosadí pro časy t_z a T vztahy (3.) a (5.). Výsledný vztah se obvykle zjednodušuje rozvojem do Taylorovy řady a omezením na první dva členy. Potom lze pro zvlnění psát:

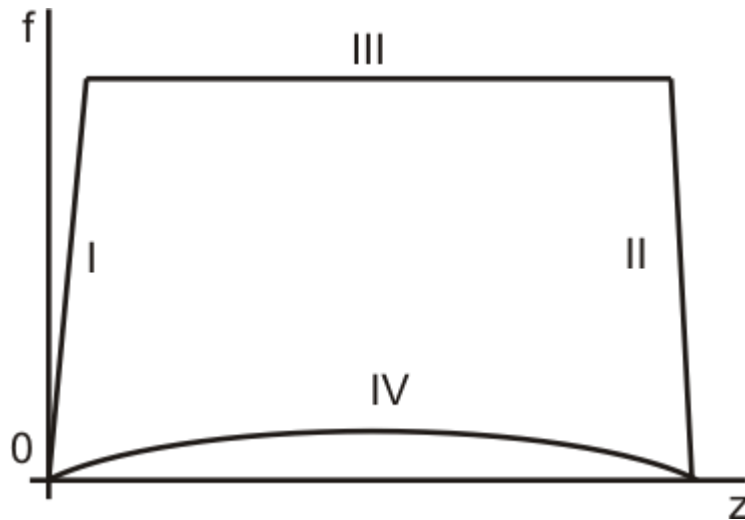
$$\Delta i_d = \frac{U_{DC}}{f_{PWM} \cdot L} \cdot z \cdot (1 - z) \quad (11.)$$

kde $f_{PWM} = 1/T$ je spínací frekvence pulsního měniče. Pro činnost stejnosměrného motoru je třeba, aby bylo zvlnění výstupního proudu pulsního měniče Δi_d co nejmenší. Při velkém zvlnění rotorového proudu i_d je totiž odpovídajícím způsobem zvlněn i moment. Navíc se vlivem zvlnění proudu rotoru stejnosměrného motoru zhoršuje komutace motoru.

Jak plyne ze vztahu (11.), lze zvlnění Δi_d snížit zvýšením spínací frekvence pulsního měniče f_{PWM} . To však vede ke zvýšení spínacích ztrát v polovodičovém spínači a případně i ke zvýšení rušení, proto nelze eliminovat zvlnění proudu Δi_d zvyšováním spínací frekvence f_{PWM} neomezeně. Další cestou snížení Δi_d je zvýšení celkové indukčnosti v obvodu. Proto se do série se rotorem stejnosměrného motoru zapojuje někdy vyhlazovací tlumivka. Její velikost je však také omezena, neboť tlumivka zhoršuje dynamiku regulace proudu i_d . Navíc s rostoucí indukčností tlumivky roste i její objem, hmotnost a cena. Tlumivka je navinuta na železném jádře a je v případě pohonů vyšších výkonů zdrojem nezanedbatelného ztrátového tepla. Zvlnění Δi_d závisí i na velikosti zatěžovatele z a lze snadno odvodit, že nejvyšší hodnoty nabývá pro $z = 1/2$.

Pracovní oblast pulsního měniče se znázorňuje v tzv. $f - z$ diagramu (obr. 5.). Úsečka I. v tomto diagramu, která omezuje pracovní oblast zleva, je dána minimální dobou, po kterou musí být měnič sepnut. Tato doba je dána spínacími časy výkonových polovodičových součástek měniče. Obdobné omezení je dáno přímkou II., jejíž sklon je dán minimální dobou, po kterou musí být pulsní měnič vypnut. Ta je opět dána spínacími vlastnostmi použitých výkonových polovodičových součástek. Příмка III. je dána maximální hodnotou spínací frekvence. Křivka IV. je parabola a je dána maximálním přípustným zvlněním proudu zátěže

Δi_d . Nejčastěji se střední hodnota výstupního napětí pulsního měniče řídí změnou doby zapnutí t_z při konstantní spínací frekvenci $f_{PWM} = 1/T$. Potom se pracovní bod měniče pohybuje v $f - z$ diagramu po přímce rovnoběžné s vodorovnou osou. V některých aplikacích se lze setkat s řízením, kdy je proud zátěže udržován v určitém tolerančním pásmu hysterezním komparátorem. Zvlnění proudu je potom konstantní a pracovní bod se v $f - z$ diagramu pohybuje po parabole.



Obr. 5. f - z diagram pulsního měniče

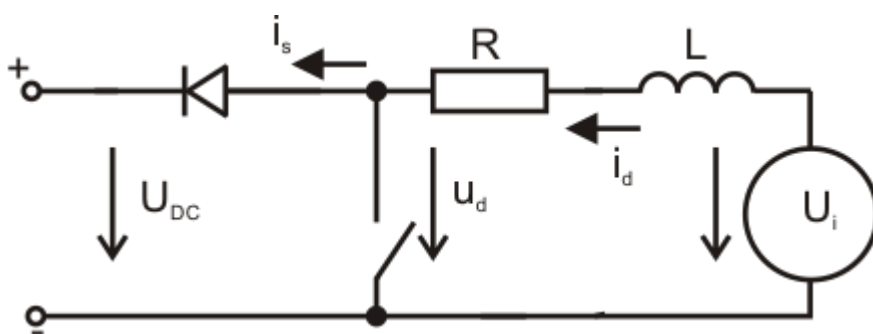
Činnost pulsního měniče má nepříznivý vliv na napájecí síť. Příčinou je pulsní průběh vstupního proudu. Vyšší harmonické složky vstupního proudu se musí filtrovat, proto je na vstupu pulsního měniče v reálných aplikacích zapojen velký filtrační kondenzátor, popř. ještě mezi sítí a kondenzátorem vstupní tlumivka.

2. Pulsní měnič pro brzdný režim

Zapojení pulsního měniče popsané v kapitole 1. umožňuje provoz pouze s jednou polaritou výstupního napětí i proudu, tomu v případě motorické zátěže odpovídá možnost provozu pouze s jednou polaritou otáček a momentu. Charakteristickou vlastností zapojení popisovaného v kapitole 1. je hodnota maximálního výstupního napětí rovná hodnotě napětí vstupního U_{DC} .

Pulsní měnič lze využít i pro řízení brzdného proudu a momentu stejnosměrného stroje, je však nutno změnit konfiguraci obvodu. Elektrická energie generovaná při generátorickém brzdění prochází přes pulsní měnič buď do napájecí sítě (obr. 6.), nebo se maří v brzdném rezistoru na teplo (obr. 8.). Pomocí tohoto zapojení lze dosáhnout stavu, kdy je výstupní napětí pulsního měniče vyšší, než je napětí zdroje U_{DC} , do kterého je brzdná energie rekuperována. Proto je zapojení pulsního měniče pro brzdný režim také někdy označováno jako zvyšovací zapojení.

Při brzdění stejnosměrného stroje s využitím pulsního měniče je, stejně jako v motorickém režimu, potřeba, aby měl proud stejnosměrného stroje co nejmenší zvlnění. Proto se i v brzdném režimu někdy využívá vyhlazovací tlumivka zařazená do série s rotorovým obvodem.



Obr. 6. Zapojení pulsního měniče pro rekuperační brzdění stejnosměrného stroje do elektrické sítě

Při brzdění do napájecí sítě podle obr. 6. je mezi sít' a pulsní měnič řazena dioda, aby nedošlo ke zkratování sítě při sepnutém spínači pulsního měniče. Rotorový obvod stejnosměrného stroje je opět modelován sériovou kombinací prvků R , L a zdroje indukovaného napětí U_i . V intervalu, kdy je pulsní měnič sepnut, je při zanedbání úbytku napětí na diodě obvod popsán rovnicí:

$$R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} = U_i \quad (12.)$$

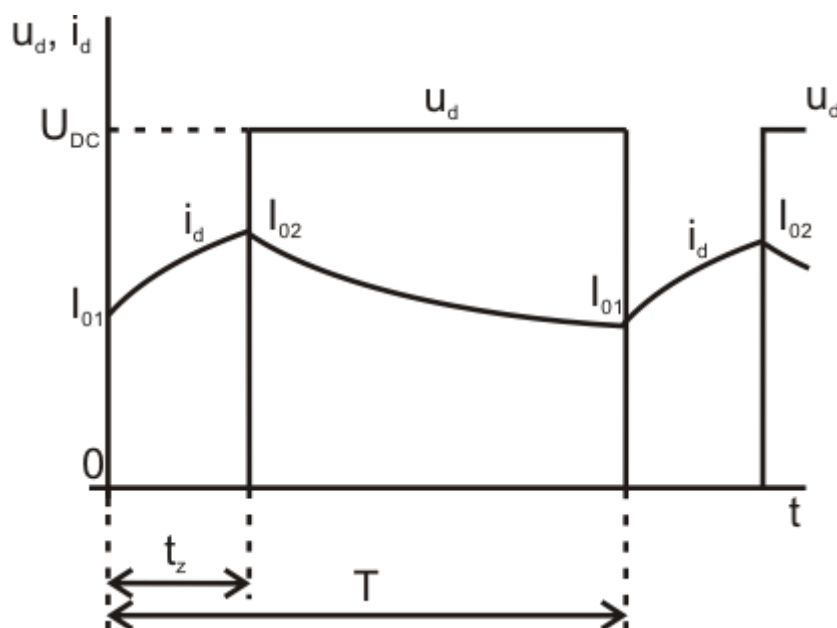
Jejím řešením je při počátečním proudu I_{01} časový průběh proudu i_d :

$$i_d = I_{01} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_d}} + I_{\infty} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}}) = I_{01} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_d}} + \frac{U_i}{R} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}}) \quad (13.)$$

V popisovaném intervalu je rotor s případnou vyhlazovací tlumivkou zkratován pulsním měničem, proud exponenciálně narůstá a indukčnosti obvodu dané součtem indukčnosti rotorového vinutí a indukčnosti případné vyhlazovací tlumivky akumulují energii.

V intervalu, kdy je spínač pulsního měniče vypnut, je obvod popsán rovnicí:

$$R \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} = U_i - U_{DC} \quad (14.)$$



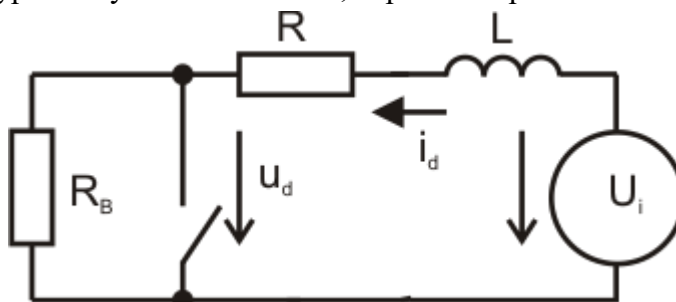
Obr. 7. Časové průběhy napětí a proudu pulsního měniče v brzděném režimu při rekuperaci do elektrické sítě

Jejím řešením je při počátečním proudu I_{02} časový průběh proudu i_d :

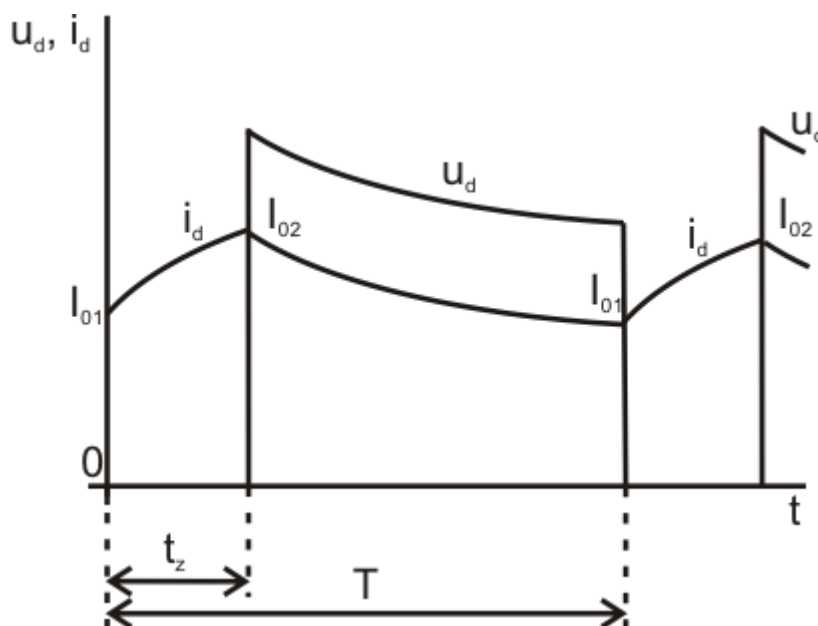
$$i_d = I_{02} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_d}} + I_{\infty} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}}) = I_{02} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_d}} + \frac{U_i - U_{DC}}{R} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_d}}) \quad (15.)$$

Proud v tomto intervalu klesá, ustálená hodnota I_{∞} má zápornou polaritu. Energie naakumulovaná v předchozím intervalu v indukčnosti se přenáší do napájecí sítě. Velikostí poměrné doby sepnutí pulsního měniče lze řídit střední hodnotu brzdného proudu i_d a momentu stejnosměrného stroje. Časové průběhy proudu a napětí pulsního měniče v brzděném režimu při rekuperaci do elektrické sítě jsou znázorněny na obr. 7. Z tohoto obrázku je zřejmé, že při sepnutí spínače pulsního měniče je jeho výstupní napětí u_d nulové a proud i_d exponenciálně vzrůstá.

U správně navrženého pohonu je vždy indukované napětí U_i nižší, než napětí sítě U_{DC} , do které je rekuperována brzdná energie. Pulsní měnič ve spojení s akumulací funkcí indukčnosti obvodu L zajišťuje, že rekuperovaný proud protéká tedy od zdroje nižšího napětí U_i ke zdroji vyššího napětí U_{DC} . V intervalu, kdy je pulsní měnič rozepnut se k indukovanému napětí stroje U_i přičítá napětí, které se indukuje na indukčnostech, které se v tomto intervalu stávají zdrojem energie naakumulované v intervalu, kdy byl pulsní měnič sepnut. Popsaný princip zvyšování střední hodnoty napětí na výstupu pulsního měniče má obecnější platnost, uplatňuje se i v jiných typech zvyšovacích měničů, například v pulsních usměrňovačích.



Obr. 8. Zapojení pulsního měniče pro brzdění stejnosměrného stroje do rezistoru



Obr. 9. Časové průběhy napětí a proudu pulsního měniče v brzděném režimu při brzdění do brzděného rezistoru

Pro zapojení pulsního měniče na obr. 6. lze snadno odvodit vztah pro střední hodnotu jeho výstupního napětí U_{dSTR} , což je v tomto případě napětí na polovodičovém spínači:

$$U_{dSTR} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_d \cdot dt = \frac{1}{T} \int_{t_z}^T U_{DC} \cdot dt = U_{DC} \cdot (1 - z) \quad (16.)$$

Není-li napájecí síť schopna přijmout brzděnou energii, maří se energie v brzděném rezistoru. Zapojení 8., které odpovídá této variantě, je stejné jako zapojení na obr. 6. pro brzdění do sítě, pouze místo elektrické sítě s napětím U_{DC} je připojen brzděný rezistor R_B . V intervalu, kdy je pulsní měnič sepnut, je situace stejná, jako v případě rekuperačního brzdění do sítě, proud i_d vzrůstá, v indukčnostech obvodu se akumuluje energie a obvod je popsán vztahy (12) a (13).

Při vypnutí spínači pulsního měniče platí pro obvod na obr. 9.8. rovnice:

$$(R + R_B) \cdot i_d + L \cdot \frac{di_d}{dt} = U_i \quad (17.)$$

Řešením této rovnice je při počáteční hodnotě I_{02} časový průběh proudu i_d :

$$i_d = I_{02} \cdot e^{-\frac{t \cdot (R+R_B)}{L}} + I_{\infty} \cdot (1 - e^{-\frac{t \cdot (R+R_B)}{L}}) = I_{02} \cdot e^{-\frac{t \cdot (R+R_B)}{L}} + \frac{U_i}{R + R_B} \cdot (1 - e^{-\frac{t \cdot (R+R_B)}{L}}) \quad (18.)$$

Energie naakumulovaná při sepnutém spínači pulsního měniče v indukčnosti obvodu přechází při vypnutí spínače pulsního měniče do rezistoru R_B a zde se mění na teplo. Při brzdění stejnosměrného motoru do rezistoru přes pulsní měnič je zřejmé, že v intervalu, kdy je sepnut spínač pulsního měniče, se uplatňuje časová konstanta rotorového obvodu stejnosměrného stroje $\tau_d = L/R$, zatímco v intervalu, kdy je spínač pulsního měniče vypnut, se časová konstanta změní a projeví se v ní vliv velikosti brzděného rezistoru R_B , časová konstanta je tedy v tomto intervalu rovna $L/(R+R_B)$.

Na obr. 9. jsou průběhy napětí a proudu pulsního měniče při brzdění do rezistoru. Při brzdění do rezistoru je napětí u_d na výstupu pulsního měniče úměrné proudu brzděného rezistoru. Popsaný způsob se často používá v oblasti nízkých rychlostí. V oblasti vyšších rychlostí je možno u motorů s budičím vinutím řídit brzděný proud i_d a moment budičím proudem stejnosměrného stroje.

3. Alternativní zapojení pulsních měničů

Dvoufázový pulsní měnič

Dvoufázový pulsní měnič je paralelní zapojení dvou pulsních měničů podle obr. 10., kdy každý z pulsních měničů má na výstupu připojenou svou vyhlazovací tlumivku a nulovou diodu. Z hlediska zátěže dávají vyhlazovací tlumivky paralelně řazeným pulsním měničům charakter proudových zdrojů, v zátěži se tedy podle obr. 10. sčítají proudy těchto dvou proudových zdrojů i_{d1} a i_{d2} . Použití dvoufázových pulsních měničů je výhodné zejména v případě vyšších výkonů, kdy lze, na rozdíl od prostého paralelního řazení dvou polovodičových spínačů pro zajištění proudového dimenzování, získat další pozitivní efekty.

Potřebného efektu dvoufázového pulsního měniče je dosaženo ve spojení s aplikací tzv. přesazeného řízení. U dvoufázového pulsního měniče představuje přesazené řízení způsob, kdy je perioda řízení jednoho dílčího pulsního měniče PM1 posunuta časově o polovinu této periody oproti druhému pulsnímu měnič PM2. Časy, od kterých se tedy u dvou pulsních měničů PM1

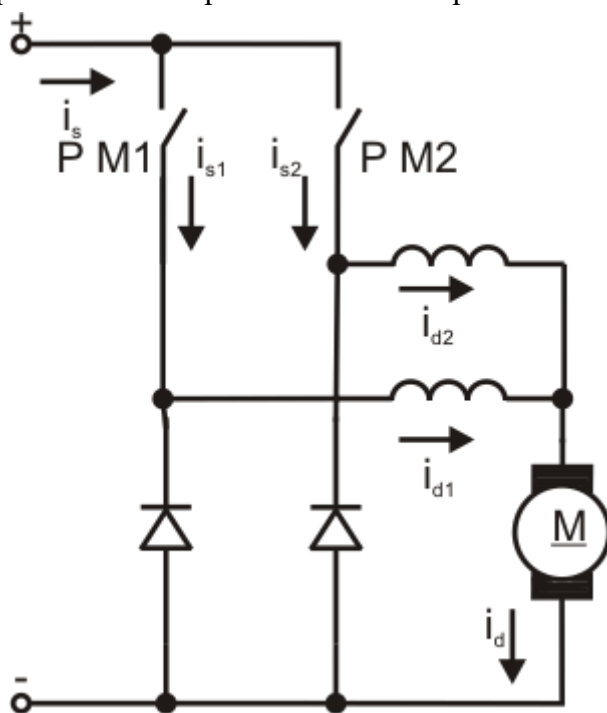
a PM2 měří doba jejich zapnutí t_z , jsou vůči sobě posunuty o $T/2$. Významným příznivým efektem takto řízeného dvoufázového pulsního měniče je potom snížení zvlnění proudu zátěže Δi_d na polovinu oproti zvlnění proudů dvou dílčích měničů Δi_{d1} a Δi_{d2} aniž by bylo nutné zvyšovat spínací frekvenci.

Dalším významným efektem dvoufázového pulsního měniče s přesazeným řízením je zvýšení frekvence střídavé složky ve vstupním proudu měniče Δi_s . Střídavá složka o vyšší frekvenci se potom snáze odfiltruje vstupním filtrem pulsního měniče. Časové průběhy proudů dvoufázového pulsního měniče jsou na obr. 11.

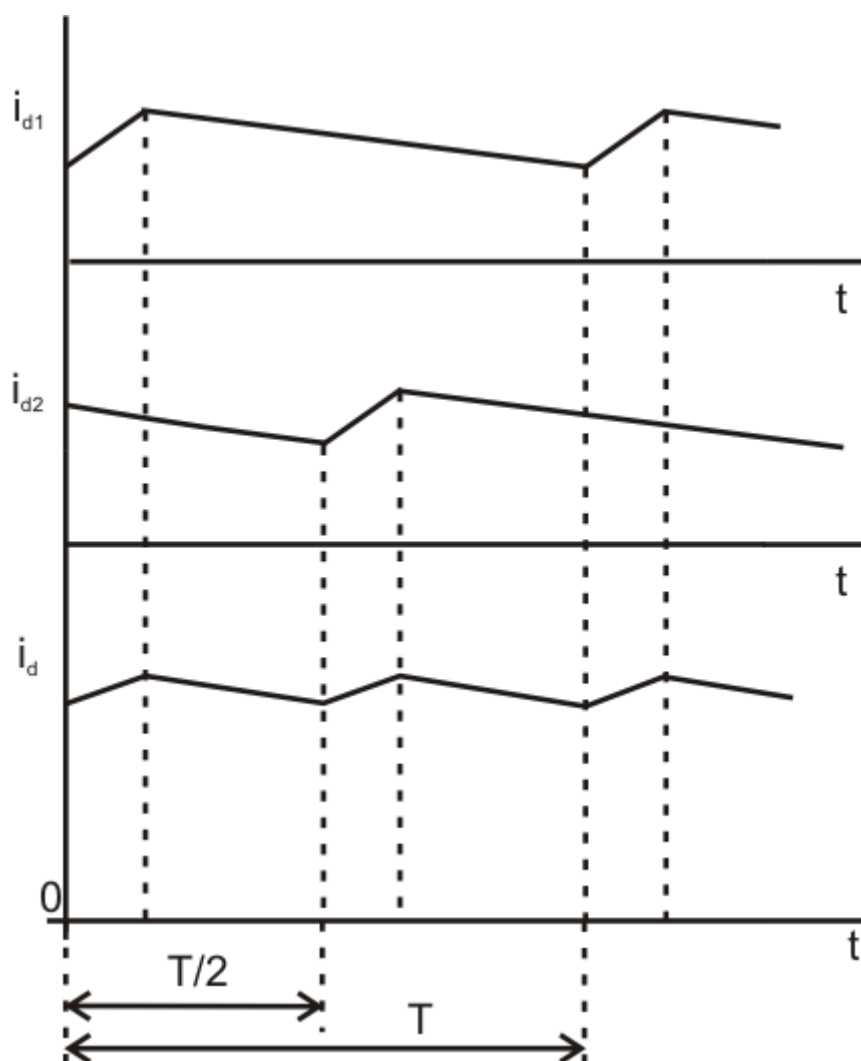
Pulzní měniče lze obecně realizovat i tří a vícefázové. Při použití třífázového pulsního měniče je pak řízení dílčích měničů přesazeno o třetinu periody řízení, u čtyřfázového pulsního měniče o čtvrtinu periody řízení atd. Úměrně počtu fází pulsního měniče s přesazeným řízením potom klesá zvlnění celkového výstupního proudu Δi_d :

$$\Delta i_d = \frac{\Delta i_{di}}{m} \quad (19)$$

Ve výše uvedeném vztahu značí Δi_{di} zvlnění proudu na výstupu dílčího pulsního měniče a m je počet fází pulsního měniče. Rovněž frekvence střídavé složky proudu i_s na vstupu vícefázového pulsního měniče roste přímo úměrně s počtem fází tohoto pulsního měniče.



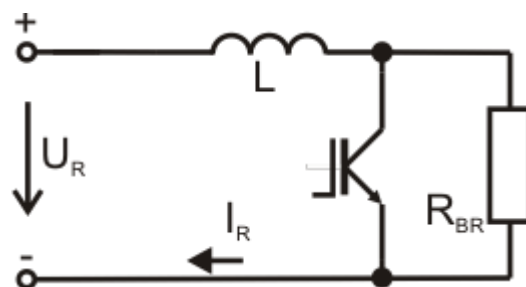
Obr. 10. Zapojení dvoufázového pulsního měniče



Obr. 11. Výstupní proudy dvoufázového pulsního měniče

Pulsně řízený odpor

V případech elektrických pohonů, kdy se využívá generátorické brzdění a přitom napájecí zdroj není schopen přijmout brzděnou energii, kdy tedy nelze uplatnit rekuperaci, se brzdná energie maří v brzdných rezistorech. Jednou z možností, jak přizpůsobit ohmickou hodnotu brzdného rezistoru a tím i jeho výkon brzděnému výkonu, který je třeba zmařit na teplo, je použití pulsně řízeného odporu. Zapojení pulsně řízeného odporu je na obr. 12.



Obr. 12. Zapojení pulsně řízeného odporu

Efektivní hodnota pulsně řízeného odporu se řídí periodickým zapínáním a vypínáním polovodičového spínače paralelně řazeného k brzdnému rezistoru. Obvod je napájen z proudového zdroje, proudový charakter určuje vstupní tlumivka. Při řízení poměrné doby sepnutí, tedy zatěživatel, z od 0 do 1 je možno měnit efektivní hodnotu odporu od R_{BR} (obr. 9.12.) do 0. Lze snadno odvodit vztah pro efektivní hodnotu pulsně řízeného odporu R :

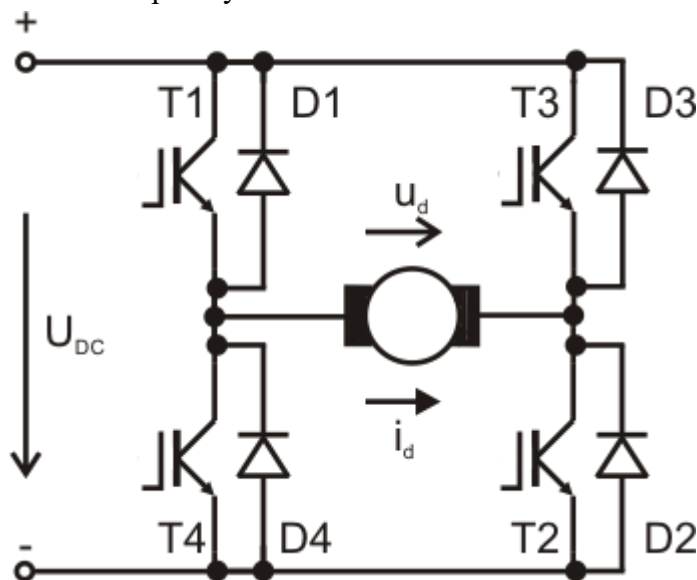
$$R = R_{BR} \cdot (1 - z) \quad (20.)$$

Čtyřkvadrantový pulsní měnič

Uvažujeme-li základní zapojení pulsního měniče pro napájení rotorového vinutí stejnosměrného motoru podle kapitoly 1., lze jej využívat pouze v jednom motorickém kvadrantu roviny proud – napětí, tj. pouze pro jednu polaritu proudu, napětí, momentu a otáček. Zapojení pulsního měniče podle kapitoly 2. je možno využívat pouze pro brzdný režim motoru, opět pouze pro jednu polaritu proudu, napětí, momentu a otáček. V případě požadavku na provoz motoru ve více kvadrantech roviny proud – napětí, respektive moment – otáčky je možno během přechodu motoru mezi pracovními oblastmi změnit konfiguraci obvodu pomocí kontaktních přístrojů, což je však řešení vhodné pro pohony s menší dynamikou, nebo použít pulsní měnič v zapojení vícekvadrantovém.

Univerzální zapojení pulsního měniče pro obě polarity proudu i napětí resp. v případě napájení rotoru stejnosměrného motoru pro obě polarity momentu i otáček je na obr. 13. Jedná se o čtyřkvadrantový pulsní měnič, kde se přechody mezi jednotlivými režimy resp. kvadranty uskutečňují bezkontaktně, změnou algoritmu řízení.

Činnost čtyřkvadrantového pulsního měniče je v jednotlivých kvadrantech roviny proud – napětí popsána stejnými rovnicemi jako obvody v kapitolách 1. (pro motorický režim) a 2. (pro generátorický režim). To, ve kterém kvadrantu měnič pracuje, je určeno polovodičovými prvky, které jsou v daném režimu spínány.



Obr. 13. Čtyřkvadrantový pulsní měnič

Na obr. 13. je vyznačena kladná orientace proudu zátěže i_d a napětí zátěže u_d . Pro motorický režim s kladným směrem napětí u_d a proudu i_d je buď trvale sepnut tranzistor T2 a pulsní řízení se uskutečňuje pomocí spínání tranzistoru T1, nebo je trvale sepnut T1 a řízení se uskutečňuje spínáním tranzistoru T2. Dioda D4 je ve funkci nulové diody při trvale sepnutém tranzistoru T2 a aktuálně vypnutém tranzistoru T1, dioda D3 je ve funkci nulové diody při trvale sepnutém tranzistoru T1 a aktuálně vypnutém tranzistoru T2 pro řízení.

Pro motorický režim se záporným směrem napětí u_d a proudu i_d , tedy pro motorický režim při opačném smyslu otáčení motoru, je buď trvale sepnut tranzistor T3 a pulzní řízení se uskutečňuje pomocí spínání tranzistoru T4, nebo je trvale sepnut T4 a řízení se uskutečňuje spínáním tranzistoru T3. Dioda D2 je ve funkci nulové diody při trvale sepnutém tranzistoru T4 a aktuálně vypnutém tranzistoru T3, dioda D1 je ve funkci nulové diody při trvale sepnutém tranzistoru T3 a aktuálně vypnutém tranzistoru T4 pro řízení.

Pro brzdňý režim se zápornou polaritou napětí u_d a kladnou polaritou proudu i_d je v intervalu, který odpovídá zkratování rotoru motoru, sepnut tranzistor T2, dále se proud uzavírá diodou D4, nebo je sepnut tranzistor T1 a dále se proud uzavírá diodou D3. V intervalu, který odpovídá vypnutému stavu brzdňého pulsního měniče, kdy se energie vrací do napájecího zdroje, se proud uzavírá přes diody D3 a D4.

Pro brzdňý režim s kladnou polaritou napětí u_d a zápornou polaritou proudu i_d je v intervalu, který odpovídá zkratování rotoru motoru, sepnut tranzistor T4, dále se proud uzavírá diodou D2 nebo je sepnut tranzistor T3 a dále se proud uzavírá diodou D1. V intervalu, který odpovídá vypnutému stavu brzdňého pulsního měniče, kdy se energie vrací do napájecího zdroje, se proud uzavírá přes diody D1 a D2.

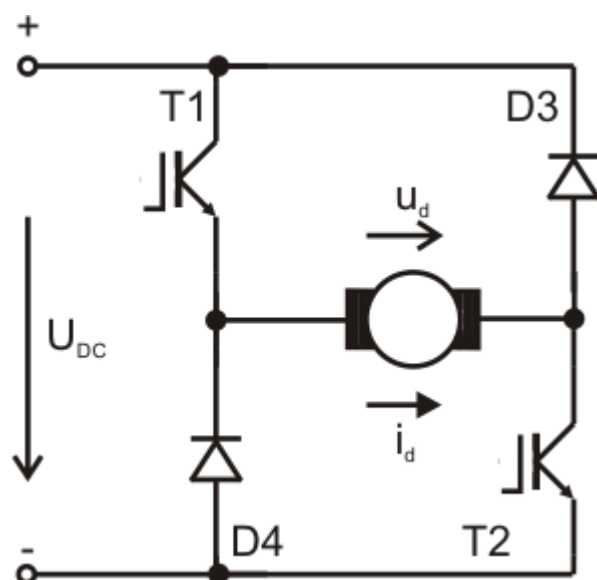
Přehled proudových okruhů v jednotlivých režimech a intervalech sepnutí čtyřkvadrantového pulsního měniče přehledně znázorňuje Tab. 9.1.

Zapojení čtyřkvadrantového pulsního měniče je stejné, jako zapojení jednofázového můstkového střídače, rozdíl je pouze ve způsobu řízení. V případě jednofázového střídače zatíženého do RL zátěže se periodicky střídají intervaly kladného součinu napětí u_d a proudu i_d , tedy kladného výkonu s intervaly záporného součinu napětí u_d a proudu i_d , tedy záporného výkonu. Intervaly záporného výkonu odpovídají části periody výstupního napětí střídače, kdy se do napájecího zdroje vrací jalová induktivní složka výkonu ze zátěže. Jednofázové střídače mají široké uplatnění v měničích pro různé typy konverzí energie, například ve zdrojích zálohového napájení. V technice elektrických pohonů však až na některé speciální výjimky jednofázové střídače uplatnění nenacházejí.

Zapojení měniče na obr. 13. se pro nižší výkony dodává i ve formě jednoho integrovaného výkonového modulu, který je možno využít jako výkonovou část čtyřkvadrantového pulsního měniče, jednofázového pulsního usměrňovače nebo jednofázového můstkového střídače. Takovéto zapojení se někdy označuje jako H – můstek.

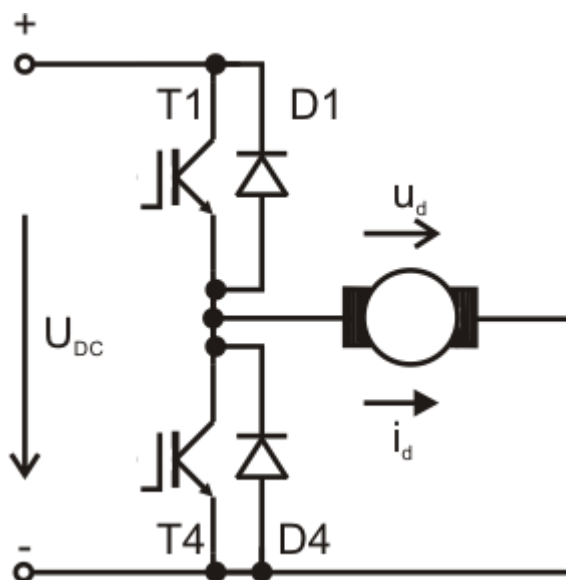
Polarita napětí a proudu	Stav	Průchod proudu
$u_d > 0, i_d > 0$	Sepnuto	+ DC zdroje, T1, zátěž, T2, -DC zdroje
	Vypnuto	T1, zátěž, D3 nebo T2, D4, zátěž
$u_d < 0, i_d < 0$	Sepnuto	+DC zdroje, T3, zátěž, T4, -DC zdroje
	Vypnuto	T3, zátěž, D1 nebo T4, D2, zátěž
$u_d < 0, i_d > 0$	Sepnuto	T1, zátěž, D3 nebo T2, D4, zátěž
	Vypnuto	- DC zdroje, D4, zátěž, D3, + DC zdroje
$u_d > 0, i_d < 0$	Sepnuto	T3, zátěž, D1 nebo T4, D2, zátěž
	Vypnuto	- DC zdroje, D2, zátěž, D1, + DC zdroje

Tab. 1. Tabulka stavů čtyřkvadrantového pulsního měniče



Obr. 14. Pulsní měnič pro dvě polaritu napětí a jednu polaritu proudu

Zjednodušením zapojení čtyřkvadrantového pulsního měniče lze odvodit zapojení dvoukvadrantového pulsního měniče pro dvě polaritu napětí a jednu polaritu proudu (obr. 14.) nebo zapojení dvoukvadrantového pulsního měniče pro dvě polaritu proudu a jednu polaritu napětí (obr. 15.). Jednokvadrantová i vícekvadrantová zapojení pulsních měničů se využívají nejen v technice elektrických pohonů, ale i v měničové technice spínaných zdrojů obecně. Elementární zapojení pulsních měničů, která byla uvedena v této kapitole, jsou mnohdy začleněna do složitějších měničových struktur.



Obr. 15. Pulsní měnič pro dvě polaritu proudu a jednu polaritu napětí

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Kurz celoživotního vzdělávání
Elektrotechnické systémy
pro environmentálně příznivou
dopravu

Předmět

Pohonné a napájecí systémy
pro elektromobilitu

Studijní materiál

Napájecí stanice a měnírny

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.

Ing. Petr Sýkora



1. Technické řešení konvenční napájecí soustavy 25 kV 50 Hz

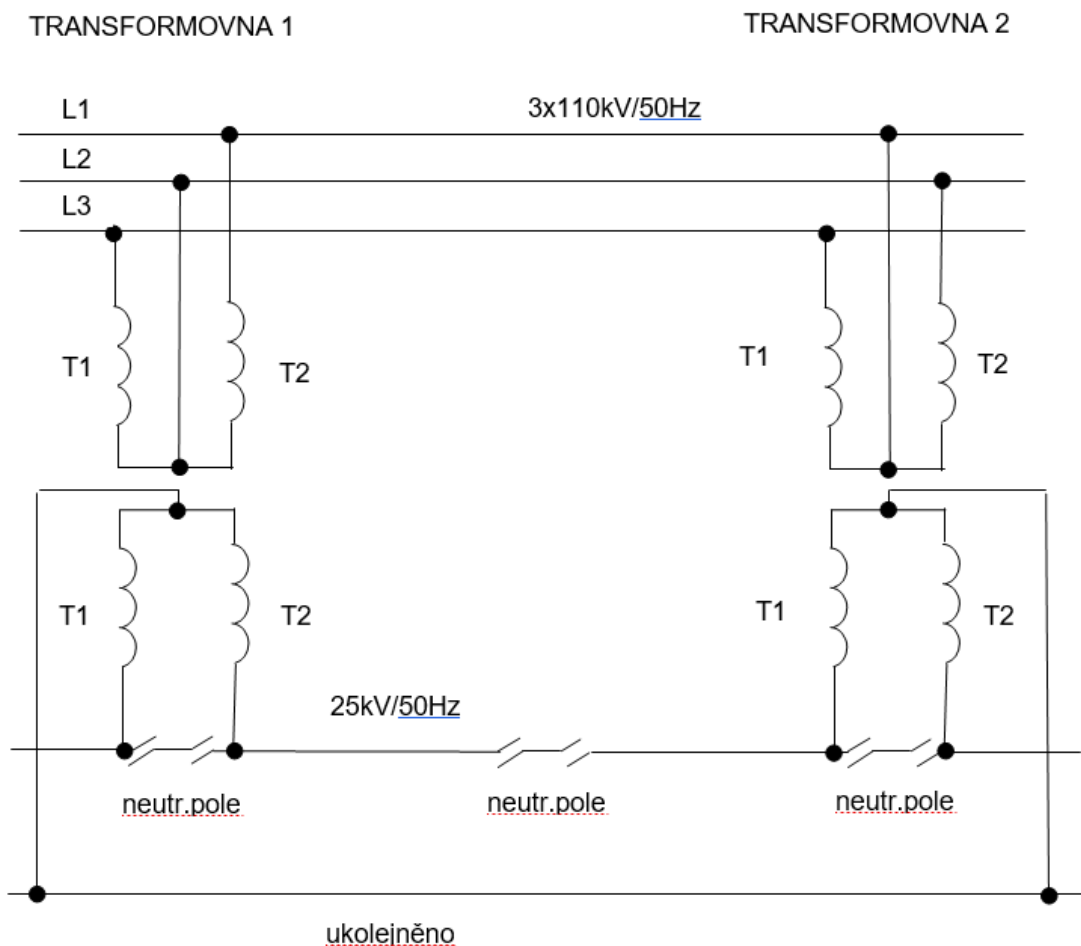
Napájení jednofázovou trakční soustavou 25 kV/50 Hz na části tratí v České republice je po technické stránce prakticky neměnné od jeho zavedení v 60. letech. Jedinou výraznější změnou bylo zkvalitnění odběru elektrické energie nasazením filtračně kompenzačních zařízení ke zvýšení účinnosti kompenzací jalového induktivního proudu a k potlačení lichých vyšších harmonických složek proudu, ovšem za cenu poměrně velkých trvalých ztrát.

Základem napájecí stanice 25 kV/50 Hz je jednofázový transformátor obvykle o výkonu 10-12,5 MVA. Transformátory jsou na primární straně vybaveny možností regulace napětí (2 x 8 odboček) pro vyrovnání napěťových výkyvů v síti 110 kV.

Z důvodu snahy o symetrizaci jednofázového odběru energie z veřejné třífázové distribuční sítě jsou obvykle v napájecí stanici dva jednofázové transformátory, každý připojený na jiné sdružené napětí (zapojení do otevřeného trojúhelníka, neboli do V) a každý transformátor napájí jiný traťový úsek. Vzhledem k nerovnoměrnému trakčnímu odběru v jednotlivých traťových úsecích však dochází k symetrizaci pouze částečně.

Zároveň díky napájení jednotlivých úseků trakčního vedení přes jednofázové transformátory z různých fází třífázového distribučního systému dochází v sousedních traťových úsecích k fázovému posuvu napětí v trakčním vedení a není možné u trakční napájecí stanice sousední úseky propojit jízdou se zvednutým sběračem vozidla. Z těchto důvodů jsou sousední úseky trakčního vedení v místě střídání fází odděleny neutrálním polem, které nežádoucímu propojení úseků zabraňuje, avšak je možno jím projíždět pouze bez odběru proudu. Díky existenci neutrálního pole není obvykle nutné při průjezdu na rozhraní napájených úseků stahovat sběrač. I přesto ale dochází při průjezdu k nežádoucímu přerušování napájení vozidla v oblasti neutrálního pole. Uvedená rozhraní jsou proto kryta návěstí „vypněte/zapněte proud“. Tyto návěsti nařizují vypnutí veškerého odebíraného proudu včetně pomocných spotřeb a topení vlaku, aby nedošlo k propojení vzdušného dělení v neutrálním poli obloukem, což by vedlo k mezifázovému zkratu.

Z podobného důvodu, tj. nestejná sdružená napětí – fáze - sousedních napájecích stanic, se neutrální pole nachází vždy také přibližně v polovině úseku mezi napájecími stanicemi. Na rozdíl od stejnosměrného systému či jednofázového systému 15 kV 16,7 Hz, které využívají spojitě dvoustranné napájení, se u systému 25 kV jedná o jednostranné napájení, což je nevýhodné (nevýhodou jsou vyšší úbytky napětí na trakčním vedení, vyšší ztráty při přenosu energie, omezené možnosti předávání rekuperované energie mezi vozidly, nespojitě působící tažné i brzdné síly elektrodynamické brzdy, nespojitá činnost pomocných zařízení v trakčních vozidlech i ve vozech pro přepravu cestujících – vypínání klimatizace a technických zařízení stravovacích služeb).

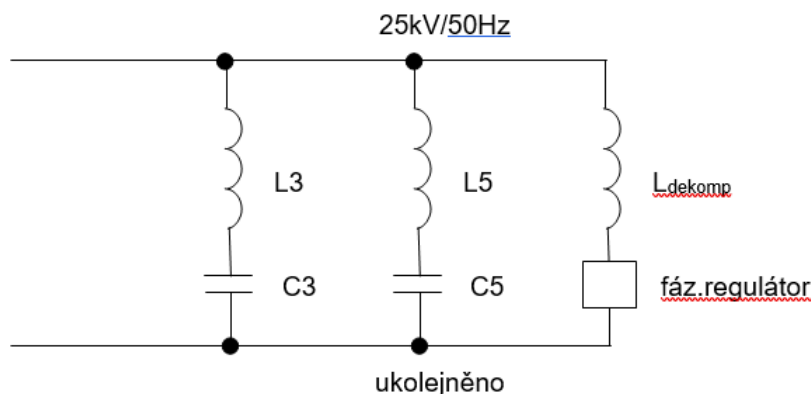


Obr 1.: Princip napájení soustavy 25 kV/50 Hz s transformátory zapojenými do „V“

Určitou možností omezení počtu v provozu nevhodných neutrálních polí je napájení tzv. do „T“, kdy je jeden traťový úsek zhruba v polovině napájen jedním sdruženým napětím. To však vede k větší nesymetrii odběru, neboť symetrizovat je možné pouze připojením sousedních napájecích stanic na rozdílná sdružená napětí.

Dosud nezmiňovanou a důležitou funkcí neutrálních polí je i rozdělení traťových úseků v případě napájení ze stejného sdruženého napětí. I v tomto případě je úseky nutné rozdělit pro zabránění přetoků energie přes trakční napájecí soustavu namísto veřejnou distribuční soustavou v případě rozdílných napětí téže fáze v distribuční síti v místech připojení trakčních napájecích stanic.

Řízené i neřízené usměrňovače starších typů hnacích vozidel se stejnosměrnými trakčními motory pro střídavou napájecí soustavu odebírají nesinusový, přibližně obdélníkový proud, který se vyznačuje přítomností složek s frekvencemi danými lichými násobky základní frekvence. Procentuální obsah těchto vyšších harmonických složek proudu s rostoucí frekvencí harmonických klesá. Avšak zejména 3. a 5. harmonická složka proudu jsou velmi výrazné a pro distribuční síť škodlivé, proto jsou v trakčních napájecích stanicích filtrovány. Druhým nepříznivým vlivem neřízeného usměrňovače, navíc doplněného o induktivní zátěž tvořenou transformátory a trakčními motory, je fázový posun proudu za napětím. Reálný účinník se v čase navíc mění v závislosti na zařazené odbočce primárního vinutí transformátoru vozidla, která koresponduje s požadovaným výkonem vozidla. Typické hodnoty účinníku starších vozidel se stejnosměrnými trakčními motory jsou 0,8 až 0,7, tedy pro distribuční síť neakceptovatelné, ke zlepšení účinníku jsou v trakčních napájecích stanicích statické kompenzátory.



Obr. 2: Principiální zapojení filtračně kompenzačního zařízení

Pro zlepšení kvality energie odebírané z distribuční energetické sítě byly proto všechny napájecí stanice pro trakční soustavu 25 kV 50 Hz v minulosti doplněny o filtračně kompenzační zařízení (FKZ). Jedná se zde o neřízené LC větve naladěné přibližně na frekvence 3. a 5. (výjimečně i 7.) harmonické složky proudu. Tyto větve zkratují složky proudu s dotýčnými frekvencemi a ve vstupním proudu napájecí stanice se tyto harmonické složky prakticky neprojeví. Určitým nebezpečím je přetížení LC větví proudy, které na těchto frekvencích neprodukuje napájecí stanice, tedy vozidla, ale přicházejí ze strany distribuční sítě, nebo ovlivnění - utlumení signálu HDO. I proto musí být parametry FKZ navrhovány specificky pro konkrétní napájecí stanici.

Kapacity filtračních větví slouží zároveň pro kompenzaci jalové složky proudu odebíraného trakční sítí. Aby v případě malého nebo nulového trakčního odběru nedocházelo k překompenzování do oblasti kapacitního účinníku, je potřeba tyto kompenzační kapacity naopak dekompenzovat k tomu určenou přidanou indukčností v sérii s fázovým regulátorem, tj. střídavým měničem napětí ve funkci měniče impedance, který řídí protékající dekompenzační proud. Právě dekompenzační větev spolu s větví pro filtraci 3. a 5. harmonické složky proudu odebírají činný výkon i při nulovém trakčním odběru a nezanedbatelným způsobem snižují jinak velmi dobrou účinnost napájecí stanice. Účinnost je jinak dána jen účinností jednofázového transformátoru a vlastní spotřebou napájecí stanice.

Soudobá vozidla s frekvenčně řízenými střídavými trakčními i pomocnými pohony se vstupními čtyřkvadrantovými měniči (pulsními usměrňovači) odebírají proud ve fázi s napětím a téměř sinusového tvaru, tedy FKZ nepotřebují. FKZ při jejich provozu způsobují zbytečné ztráty a v případě, že tato vozidla nejsou vybavena antirezonanční ochranou, dochází k rezonančním jevům, způsobujícím nepřijatelná přepětí, která vedou k poškození FKZ.

Jak již bylo uvedeno výše, současná napájecí soustava 25 kV/50 Hz je ve svém principu velice jednoduchá. Jediným složitým zařízením v napájecí stanici jsou FKZ, jejichž spotřeba nezanedbatelným způsobem snižuje účinnost napájecí stanice. Daní za jednoduchost je však nesymetrické zatížení veřejné distribuční sítě, nutnost rozdělit jednostranně napájené úseky s rozdílnými fázemi neutrálními poli a v neposlední řadě nutnost dimenzovat napájecí stanice na velké okamžité výkony, resp. vysoké poměry mezi maximálními a středními výkony, protože není možné rozdělit dodávaný výkon mezi sousední napájecí stanice.

Spolu s růstem rychlosti jízdy vlaků, a tedy výkonů trakčních vozidel, roste i nesymetrie zatěžování třífázové distribuční sítě jednofázovou trakční napájecí stanicí. Nesymetrickým odběrem proudu vzniklé různé hodnoty úbytků napětí na vnitřních impedancích jednotlivých fází třífázové soustavy vedou k nesymetrii napětí v třífázových distribučních sítích. Vůči takto nekvalitním parametrům energie v distribuční síti protestují ostatní spotřebitelé, neboť i poměrně malá nesymetrie napětí výrazným způsobem zvyšuje ztráty asynchronních motorů. To

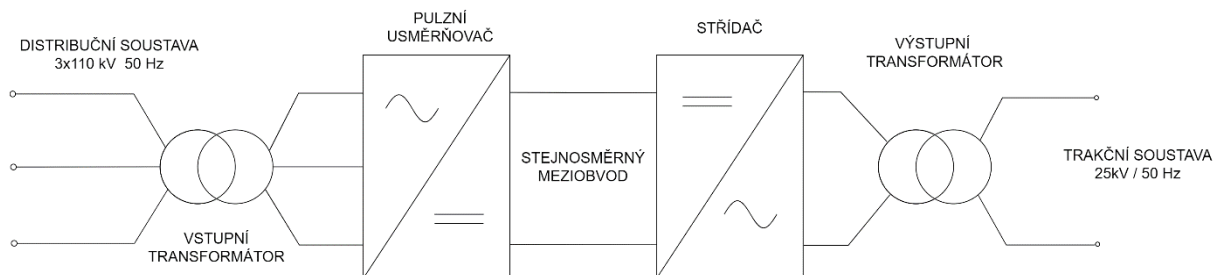
zkracuje životnost jejich izolačního systému. Proto jsou moderní pohony vybaveny ochranami, které je automaticky odpojují při nedržení symetrie třífázového systému. Ve snaze splnit kritéria kvality dodávek elektřiny nemohou distribuční společnosti tolerovat překračování dovolené nesymetrie odběru výkonu. Nesymetrický odběr nesmí překročit 0,7 % zkratového výkonu v místě k připojení k distribuční síti. Nesymetrie dodávané elektrické energie je též důvodem odmítavého přístupu distributorů k předávání přebytků rekuperované energie z trakčních napájecích stanic do distribuční sítě. Nežádoucí účinky zkreslení třífázového napětí nesymetrickým odběrem a nesymetrickou rekuperací se totiž sčítají.

Výsledkem je, že tradiční trakční napájecí stanice s jednofázovými transformátory nesplňují ani požadavky ze strany železnice (nezajišťují kvalitu napájení vlaků a spojitost odběru rekuperované energie podle technických podmínek pro interoperabilitu), ani požadavky ze strany energetiky (symetrie odebíraného i navraceného výkonu). Proto je nelze používat pro nové instalace.

2. Technické řešení měničových napájecích stanic 25 kV 50 Hz

Rozvoj vysokonapěťových výkonových polovodičových měničů pro energetické aplikace vytvořil předpoklady pro uplatnění těchto technologií i v drážních napájecích stanicích pro trakční soustavu 25 kV 50 Hz. Přínosy a možnosti měničových napájecích stanic jsou celkově shrnuty v dalším oddíle, v tomto oddíle budou popsána vlastní technická řešení, zejména měničové části.

Bloková struktura měničové napájecí stanice 25 kV 50 Hz s kaskádou měničů 3 AC /DC a DC/ 1 AC je uvedena na obr. 3.



Obr. 3 Bloková struktura měničové napájecí stanice

Z důvodu přehlednosti a jednoznačného rozlišení měničů bude proto v tomto textu označován měnič na straně energetické sítě jako pulsní usměrňovač a měnič na straně trakční sítě jako střídač.

Z obr. 3 je zřejmé, že z distribuční energetické soustavy 110 kV je napájena primární strana vstupního oddělovacího snižovacího třífázového transformátoru. Sekundární vinutí vstupního transformátoru napájí vstupní stranu třífázového pulsního usměrňovače. Jeho výstupní napětí vytváří stejnosměrný napěťový meziobvod, jehož napětí se zpravidla pohybuje v rozmezí 5 až 15 kV. Z tohoto meziobvodu je napájen výstupní jednofázový střídač, který pracuje s frekvencí 50 Hz. Zvýšení výstupního napětí střídače na hodnotu 25 kV zajišťuje výstupní jednofázový transformátor, případně autotransformátor, jehož výstupním napětím se napájí trakční síť. Potřebných efektů měničové napájecí stanice se dosahuje prostřednictvím vhodného řízení měničových struktur.

Popsaná bloková struktura měničové napájecí stanice je standardní. Konkrétní provedení měničů se však v jednotlivých aplikacích odlišují. Technická řešení měničů vycházejí ze standardních aplikací pro energetiku a jedná se vždy o vícehladinová zapojení.

Měničové technologie pro trakční napájecí stanice nabízejí ve světovém měřítku tři výrobci – ABB, GE a SIEMENS. Nemusí se jednat vždy o technologie pro trakční soustavu 25 kV 50 Hz či 60 Hz, respektive 2 x 25 kV 50 Hz či 60 Hz. Řada měničových napájecích stanic byla realizována pro trakční soustavu 15 kV 16,7 Hz například v Německu a ve Švýcarsku, zde se však nevyužívá kaskáda měničů 3 AC /DC a DC/ 1 AC, ale jednostupňový přímý měnič 3 AC/ 1 AC bez stejnosměrného meziobvodu. Stavebnicová koncepce některých měničových struktur však umožňuje využívat stejné výkonové bloky pro měničové napájecí stanice s přímými měniči i s měniči se stejnosměrným meziobvodem.

I přes vyšší složitost a cenu měničových napájecích stanic jsou jejich technické výhody oproti konvenčním transformátorovým napájecím stanicím výrazné, a to jak z pohledu součinnosti s energetickou sítí, tak i z hlediska vlastností a možností trakční napájecí soustavy 25 kV 50 Hz. Přínosy měničových napájecích stanic se dále zvyšují při jejich vzájemně propojeném řízení. Přínosy měničových napájecích stanic v souvisle napájené síti jsou především tyto:

- Symetrický odběr energie z energetické sítě
- Menší úbytky napětí v trakční síti, tedy menší limitace výkonů trakčních vozidel
- Výrazně vyšší využití potenciálu rekuperace
- Odstranění přerušení dodávky energie vlaku při přejezdech neutrálních polí
- Řízené dělení výkonů mezi napájecími stanicemi

3. Stejnosměrná napájecí soustava 3 kV

Stejnosměrnou trakční napájecí stanici je možné zjednodušeně vyjádřit schématem na obr. 4. Již na počátku elektrizace stejnosměrných tratí v Československu bylo navrženo dvanáctipulzní schéma trakčního usměrňovače. Dvanáctipulzní usměrňování je výhodné pro menší zvlnění výstupního napětí oproti usměrňování šestipulznímu. Velkou výhodou dvanáctipulzního zapojení z hlediska EMC je, že dochází ke generování 5., 7., 17. a 19. harmonické primárního proudu u obou sekcí usměrňovače v protifázi, čímž je dosaženo zanedbatelných velikostí harmonických složek vstupního proudu s těmito frekvencemi a nejnižší harmonická frekvence proudu na primární straně transformátoru je 550Hz.

Většina trakčních měníren byla tedy stavěna s dvanáctipulzním usměrňovačem. Existovalo několik málo výjimek, měníren osazených šestipulzními usměrňovacími jednotkami, ty ale byly brzy rekonstruovány opět s využitím dvanáctipulzního schématu.

Většině stejnosměrných napájecích stanic je předřazena vlastní rozvodna 110kV a transformovna 110/22kV, která bývá v majetku železnice. Je možné říci, že tato část je u každé napájecí stanice řešena velmi individuálně. Existují i výjimky, kdy je trakční napájecí stanice (TNS) napájena přímo z veřejné sítě 22kV. Další části stejnosměrných napájecích stanic je však možné charakterizovat stejným popisem.

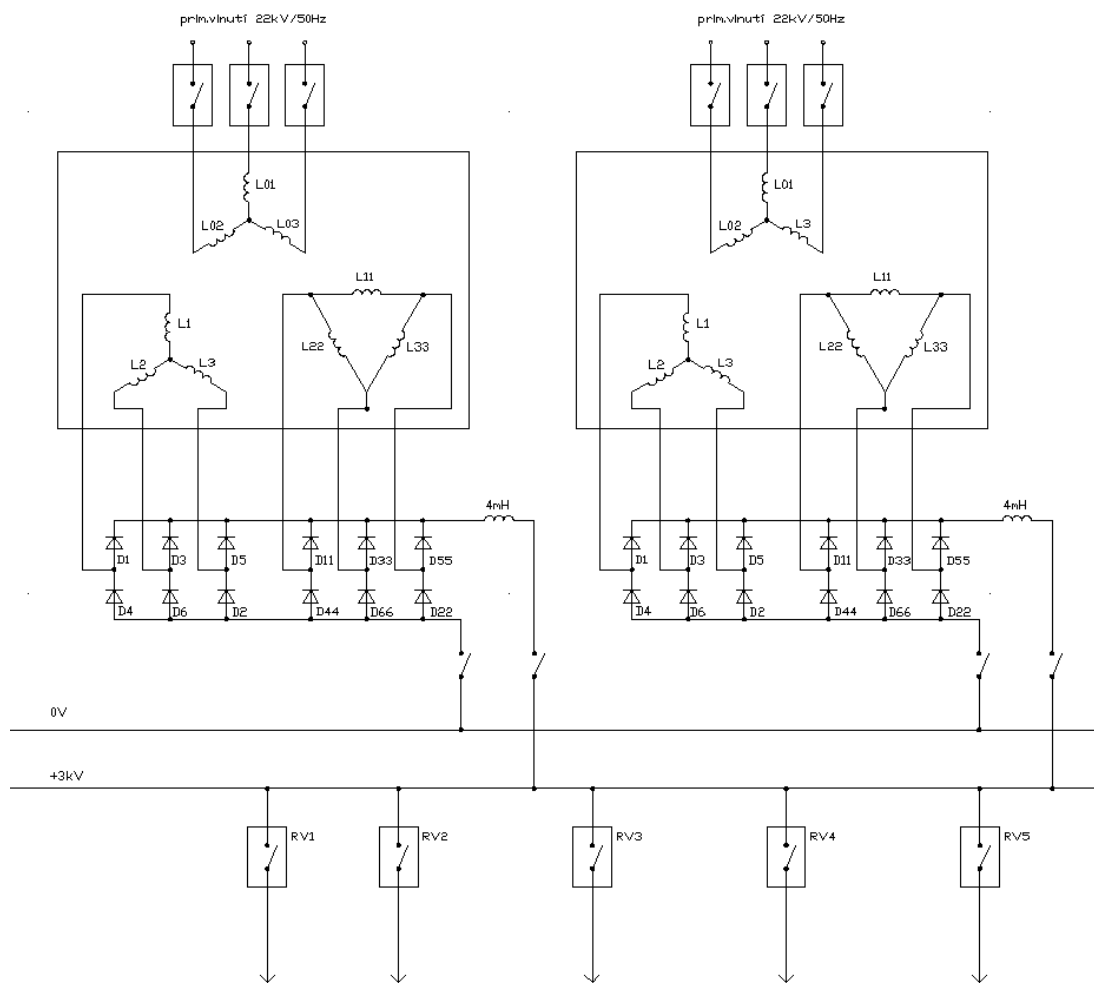
Na vstupu usměrňovací jednotky je vždy rychlovypínač, který jako jediný umožňuje odpojit transformátor a usměrňovač od střídavé napájecí sítě v případě poruchy na usměrňovací jednotce. Pro další úvahy o poruchových stavech na usměrňovači a o vlivu průrazu jednotlivých prvků je potřebné znát dobu, za kterou může rychlovypínač odpojit usměrňovačovou jednotku od napájecí sítě.

Katalogový list používaného vypínače ABB VD4 uvádí dobu vypnutí 43-75ms (jedná se o celkovou vypínací dobu, tj. dobu účinkování spouště a dobu hoření oblouku), ke které je nutné

připočítat čas zkratové ochrany, který činí např. pro ABB REF615 11-23ms. Vypínací doba takového zkratu může tedy činit až 100ms, tedy až 5 period napájecího napětí.

Usměrňovačový transformátor má navinuta dvě sekundární vinutí. Jedna sekce je zapojena do hvězdy a druhá do trojúhelníka. Důležitou podmínkou pro takto pracující usměrňovačovou jednotku jsou stejná sdružená napětí a stejné rozptylové indukčnosti obou sekcí transformátoru.

Za transformátorem následuje usměrňovač tvořený dvojicí šestipulzních můstků, jehož výstupy jsou vyvedeny na společnou zem a přes odpojovače na sběrnou stejnosměrného napětí +3kV. Nutnou součástí každé usměrňovačové jednotky je vzduchová tlumivka 4mH. Tato tlumivka omezuje rychlost nárůstu případného stejnosměrného zkratového proudu a zajišťuje rychlovypínací dostatek času na jeho vypnutí.



Obr. 4 Silové schéma trakční napájecí stanice 3 kV

Z uvedené sběrný jsou do jednotlivých napájecích úseků vyvedeny vývody, z nichž každý je v kladné větvi opatřen stejnosměrným rychlovypínačem.

Na schématu silové části měnárny 3 kV na obr. 4 jsou pro příklad naznačeny dvě usměrňovací jednotky, z nichž každá je napájena transformátorem s dvojicí sekundárních vinutí. Ve schématu je naznačeno pět napájecích vývodů. Každý napájecí vývod musí být opatřen vlastním rychlovypínačem (ve schématu označeným RV1-RV5) zajišťujícím odpojení v případě zkratu nebo přetížení konkrétního vývodu.

Všechny napájecí stanice jsou dnes schopny pracovat v režimu dálkového ovládání bez přítomnosti manipulantů. Toto dálkové ovládání je řešeno datovými spoji a dispečer má přehled o stavu všech prvků TNS i s možností jejich manipulace.

Na rozdíl od konvenčního napájení v soustavě 25 kV 50 Hz je u stejnosměrné soustavy 3 kV běžně používá oboustranné napájení úseků trakčního vedení s paralelní spoluprací dvou, případně i více měniren.

Vzhledem k hodnotě napětí 3 kV se trakčními obvody uzavírají výrazně vyšší proudy, než v soustavě 25 kV 50 Hz a to vede k významným úbytkům napětí v trakční síti. Trakční síť 3 kV je měkká a její okamžité napětí se pohybuje v rozsahu 2 kV až 4 kV. Velké úbytky napětí limitují přenášený výkon a snižují účinnost přenosu výkonu v trakční síti. Účinnost přenosu je v síti 3 kV významně nižší, než v síti 25 kV. Zároveň musí být vyšší četnost rozmístění napájecích stanic podél trati (3 kV – po cca. 20 km, 25 kV – po cca. 50 až 60 km). Výhodou měniren 3 kV je však oproti konvenčnímu řešení napájení 25 kV 50 Hz symetrický odběr výkonu z energetické sítě.

Vzhledem k nízké výkonové přenosové schopnosti soustavy 3 kV a nízké účinnosti přenosu bylo v ČR rozhodnuto o postupné konverzi všech tratí s napájením systémem 3 kV na systém 25 kV 50 Hz.

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Kurz celoživotního vzdělávání
Elektrotechnické systémy
pro environmentálně příznivou
dopravu

Předmět

Pohonné a napájecí systémy
pro elektromobilitu

Studijní materiál

Střídače

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.

Ing. Petr Sýkora



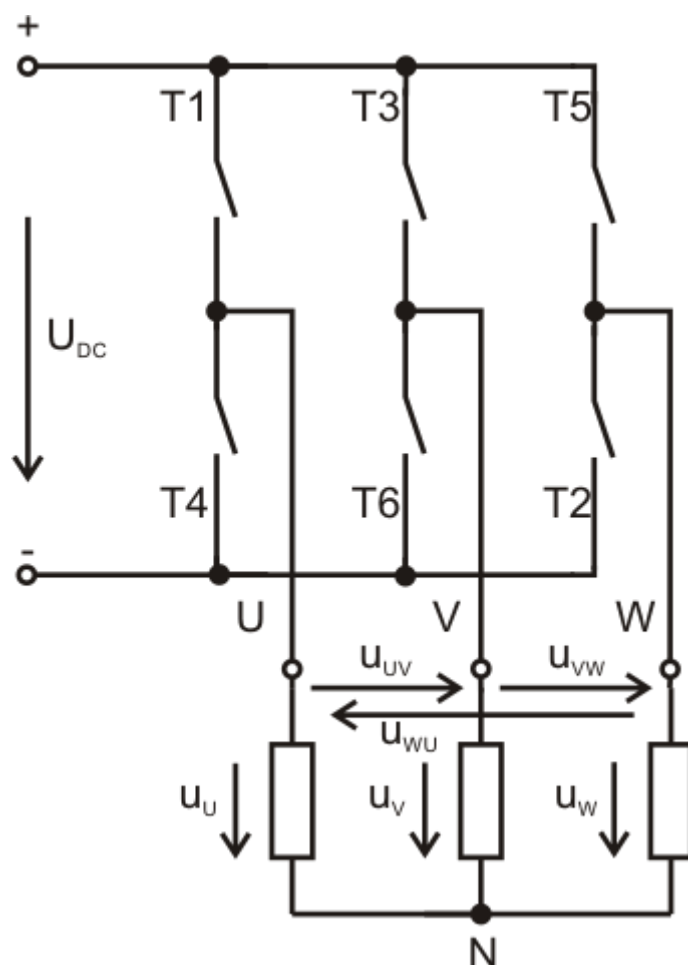
Třífázové střídače

V technice elektrických pohonů nacházejí třífázové střídače dominantní využití u frekvenčně řízených střídavých elektromotorů. Třífázový střídač je standardním výstupním obvodem pro frekvenčně řízené průmyslové i trakční pohony, nejčastěji s asynchronními nebo synchronními motory. Nejběžnějšími spínacími prvky v třífázových střídačích pro elektrické pohony jsou IGBT, u pohonů pro velké výkony i IGCT nebo GTO. Ve zpětnovazebních strukturách regulace střídavých elektrických pohonů vystupuje třífázový střídač jako akční člen.

Vstupní napětí třífázového střídače je stejnosměrné, málo proměnné, na výstupu střídače je střídavé napětí s proměnnou frekvencí a efektivní hodnotou první harmonické složky.

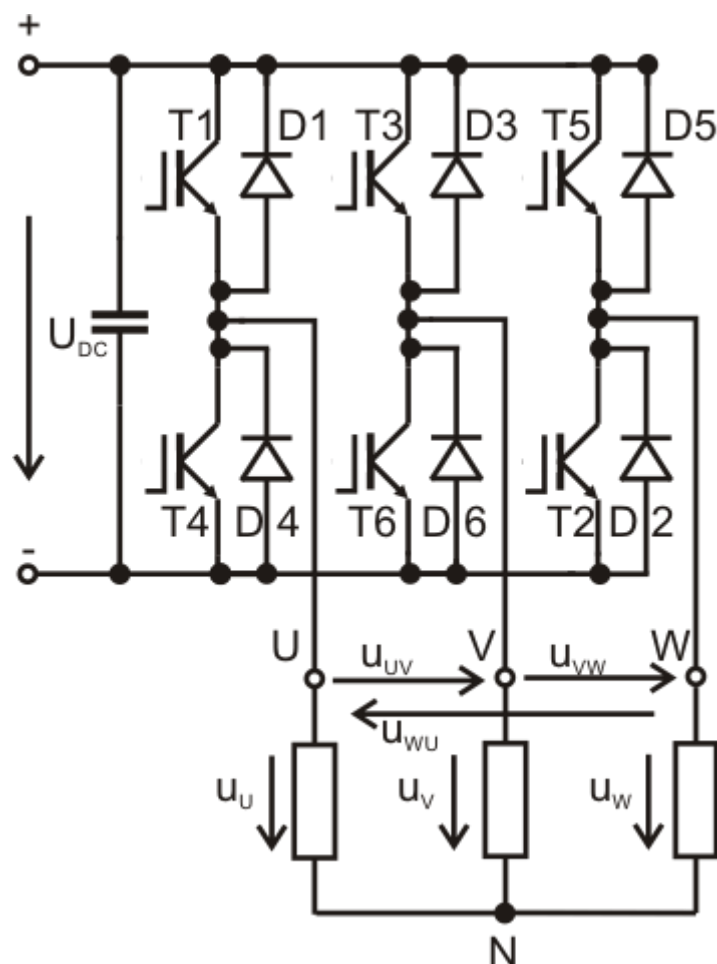
1. Obvodové řešení můstkového třífázového střídače

V naprosté většině aplikací frekvenčně řízených pohonů se standardně jako člen formující výstupní napětí s proměnnou, říditelnou frekvencí a efektivní hodnotou napětí využívá třífázový můstkový střídač. Principiálně je třífázový můstkový střídač tvořen šesticí spínačů T1 až T6 podle obr. 1.



Obr. 1. Principiální zapojení třífázového můstkového střídače se zátěží zapojenou do Y

V reálných měničích se používají polovodičové spínače, nejčastěji IGBT, případně GTO nebo IGCT. Výstupní napětí se formuje vhodným připojováním úseků vstupního stejnosměrného napětí na výstupní svorky. V případě čistě odporové zátěže by stačilo spínače na obr. 1. nahradit spínacími polovodičovými součástkami s vhodným řízením. Vzhledem k tomu, že v pohonářských aplikacích obsahuje zátěž – elektromotor – induktivní složku, je nutno doplnit spínací součástky antiparalelně řazenými rychlými diodami, které zajistí vedení setrvačných proudů indukčností v časových intervalech, kdy jsou spínací součástky vypnuté. Reálné zapojení tohoto třífázového střídače je na obr. 2.



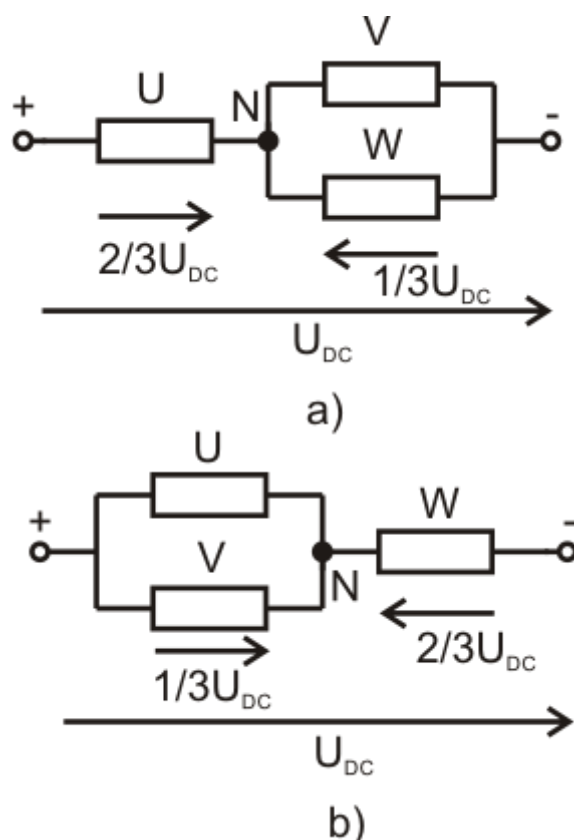
Obr. 2. Reálné zapojení třífázového střídače

Specifický význam má u třífázového můstkového střídače vyjádření sdružených a fázových napětí na jeho výstupu. Vyjádření sdružených napětí u_{UV} , u_{VW} a u_{WU} je zcela názorné. Při řízení střídače musí být v jednom časovém okamžiku sepnuty vždy tři spínače, každý v jedné fázi, aby byl zajištěn ve všech fázích průchod proudu. Sdružené napětí mezi výstupními svorkami měniče je dáno rozdílem potenciálů sledované dvojice svorek. Potenciál výstupní svorky střídače může být buď $+U_{DC}$, tedy potenciál kladného pólu stejnosměrného zdroje napájejícího střídač, nebo $-U_{DC}$, tedy potenciál záporného pólu zdroje napájejícího střídač. Potenciál výstupní fázové svorky střídače je dán tím, zda je ve větvi střídače sepnut horní nebo dolní tranzistor ve sledované fázi. Rozdíl potenciálů výstupních fází střídače, tedy výstupní sdružené napětí, může v závislosti na konfiguraci sepnutí spínačů nabývat tří diskrétních hladin $+U_{DC}$, $-U_{DC}$ nebo 0. Sdružené výstupní napětí střídače je nulové v případě, že jsou v obou

sledovaných fázích aktivovány buď horní nebo dolní spínače, kdy je tedy potenciál výstupních svorek stejný.

Definování možných hladin fázového výstupního napětí na výstupu třífázového střídače je komplikovanější. Třífázový můstkový střídač je zdroj, který nemá vyvedený neutrální bod. O výstupním fázovém napětí z pohledu zdroje má smysl hovořit pouze pro případ, kdy se vztahuje potenciál vstupních svorek k fiktivnímu středu napětí U_{DC} stejnosměrného napájecího zdroje. Názornější je však odvození velikostí výstupních fázových napětí vůči uzlu fázových zátěžných impedancí v případě zapojení zátěže do Y. V případě zapojení zátěže do D nemá v tomto pojetí smysl o fázovém napětí hovořit.

Možné hodnoty hladin výstupního fázového napětí třífázového střídače se zátěží zapojenou do Y je nejjednodušší odvodit na příkladech konfigurací sepnutí spínačů ve střídači – obr. 3.



Obr. 3. Příklady konfigurací připojení zátěže na výstup třífázového střídače pro různé kombinace sepnutí polovodičových spínačů

Předpokládejme, že je na výstupu střídače připojena souměrná třífázová zátěž. Obr. 3. a) znázorňuje konfiguraci připojení třífázové zátěže ke vstupním svorkám střídače s napětím U_{DC} . Této konfiguraci by odpovídalo sepnutí spínačů T1, T2 a T6 v obr. 10.1. resp. 2. Pro názornost však nejsou v obr. 3. spínače znázorněny. Je zřejmé, že napětí U_{DC} se na impedancích zátěže rozdělí podle pravidel napěťového děliče tak, jak je uvedeno v obr. 3. a), neboť se předpokládá rovnost impedancí ve všech fázích a paralelně řazené impedance fází mají výslednou impedanci poloviční oproti dílčí impedanci jedné fáze. Fázové napětí na fázi U, tedy u_U , má velikost $+(2/3)U_{DC}$, fázová napětí u_V a u_W mají velikost $-(1/3)U_{DC}$.

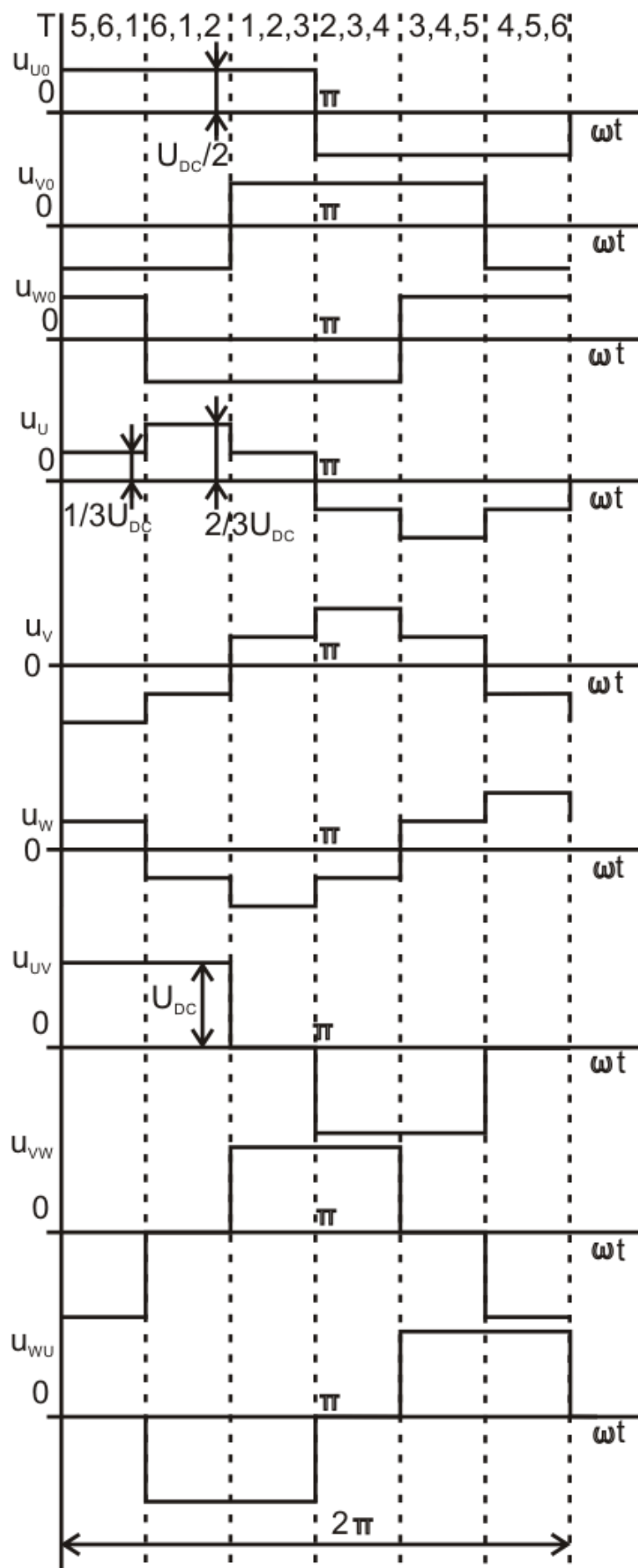
Na obr. 3. b) je znázorněn příklad konfigurace připojení fází zátěže ke zdroji vstupního napětí U_{DC} , jestliže jsou sepnuty spínače T1, T2 a T3 na obr. 10.1. resp. 10.2. Je zřejmé, že

fázová napětí u_U a u_V nabývají hodnoty $(1/3) U_{DC}$, fázové napětí u_W nabývá hodnoty $-(2/3) U_{DC}$. Zobecníme-li závěry ze dvou uvedených příkladů, lze konstatovat, že fázová napětí na výstupu třífázového střídače vztahovaná k uzlu impedancí zátěže zapojené do hvězdy, mohou nabývat pěti diskrétních hladin a to $+(1/3)U_{DC}$, $-(1/3)U_{DC}$, $+(2/3)U_{DC}$, $-(2/3)U_{DC}$ a 0. Nulového napětí mohou fázová napětí nabývat ve speciálním případě, kdy jsou sepnuty buď všechny tři horní spínače střídače T1, T2, T3, nebo všechny tři dolní spínače střídače T2, T4 a T6. V obou těchto dvou stavech jsou nulová i sdružená napětí, tyto stavy odpovídají trojfázovému zkratu výstupních svorek střídače.

Aktivními prvky v třífázovém střídači jsou polovodičové spínače, které se mohou nacházet pouze ve dvou stavech – stav „sepnuto“ a stav „vypnuto“. Výstupní napětí třífázového střídače tedy může být formováno pouze z úseků vstupního napětí U_{DC} . Vhodnou sekvencí řídicích signálů pro polovodičové spínače lze dosáhnout na výstupu střídače formování třífázové soustavy obdélníkových napětí se vzájemným fázovým posunem 120° . Obdélníkový průběh výstupního napětí střídače s sebou pak nese zatížení výstupních průběhů napětí, částečně i proudů, vyššími harmonickými složkami. Neharmonický průběh výstupního napětí a proudu je tedy charakteristickou vlastností polovodičového střídače pro frekvenční řízení elektrických pohonů.

2. Formování výstupního napětí třífázového střídače při obdélníkovém řízení

Ideální třífázová soustava se vyznačuje harmonickými průběhy napětí. Při nejjednodušším způsobu formování výstupní třífázové soustavy střídačem je snaha respektovat průběhy napětí ideální třífázové soustavy alespoň z hlediska polarit potenciálů výstupních svorek střídače. Potenciál výstupní svorky střídače lze v tomto případě chápat jako napětí sledované výstupní svorky proti fiktivnímu středu zdroje napětí U_{DC} napájecího střídače. Potenciál výstupní svorky střídače může tedy nabývat hodnoty $+U_{DC}/2$ a $-U_{DC}/2$. Kladného potenciálu výstupní svorky střídače, tedy dané výstupní fáze, je dosaženo sepnutím horního spínače ve fázi, záporného potenciálu výstupní fáze je dosaženo sepnutím dolního spínače ve fázi. Při znázornění struktury střídače podle obr. 1. je reprezentace sepnutí horního nebo dolního spínače ve fázi zřejmá. V případě reálného obvodu střídače s polovodičovými spínači podle obr. 2. lze pojem „sepnutí spínače“ vztáhnout na aktivaci sepnutí polovodičového spínače prostřednictvím jeho řídicí elektrody. V případě, kdy zátěž obsahuje induktivní složku, což je v případě motorické zátěže vždy, se při vedení proudu uplatní i diody antiparalelně řazené k polovodičovým spínačům. Polaritu proudu ve fázi určuje v každém okamžiku zátěž a její indukčnost. V případě, že ve sledované fázi generujeme řídicí signál pro sepnutí horního tranzistoru v obr. 2., ale proud zátěží je záporný, tedy protéká ve směru od zátěže do střídače ve sledované fázi, neuplatní se ve vedení tohoto proudu spínaný tranzistor, ale dioda, která je k němu antiparalelně řazena. To však nic nemění na skutečnosti, že aktivace sepnutí horního tranzistoru definuje kladný potenciál dané výstupní svorky (fáze), nezávisle na polaritě proudu. Na polaritě proudu je tedy závislá pouze skutečnost, zda se proud uzavírá diodou nebo tranzistorem. Analogická je situace při aktivaci sepnutí dolního tranzistoru ve fázi střídače, potenciál výstupní svorky střídače je potom, opět nezávisle na polaritě proudu, záporný. Vzhledem k tomu, že v běžném provozním stavu musí být ve fázi střídače vždy sepnut jeden z tranzistorů, horní nebo dolní, je na základě uvedeného rozboru aktivací jednoho z těchto tranzistorů definován potenciál výstupní fázové svorky nezávisle na polaritě proudu, zapojení na obr. 2. je tedy po stránce funkce v přímé analogii se zapojením na obr. 1.



Obr. 4. Průběhy výstupních napětí střídače při obdélníkovém řízení

Nejjednodušší způsob formování výstupního napětí třífázového střídače generuje potenciály výstupních fázových svorek tak, aby jejich polarita korespondovala s polaritou napětí ideální harmonické třífázové soustavy. Jedná se o tzv. obdélníkové řízení, při kterém se během jedné periody výstupního napětí střídá šest dílčích intervalů. Každému intervalu odpovídá kombinace sepnutí tří spínačů, v každé fázi je sepnut jeden. Při obdélníkovém řízení se neuplatňují intervaly nulového výstupního fázového napětí střídače, tj. stavy, kdy je zátěž střídačem zkratována sepnutím všech tří horních nebo dolních tranzistorů ve fázích. Obdélníkové řízení tedy využívá pouze tzv. aktivních stavů s nenulovým výstupním napětím.

Na základě analogie s popisem souvisejícím s obr. 3. a) a b) lze zkonstruovat průběhy potenciálů výstupních svorek střídače i průběhy všech fázových a sdružených výstupních napětí v šesti aktivních stavech – dílčích intervalech během jedné periody výstupního napětí. Tyto průběhy jsou uvedeny na obr. 4. Z obr. 4. je zřejmé, že při obdélníkovém řízení se během jedné periody střídá sekvence sepnutí tranzistorů T5, T6, T1; T6, T1, T2; T1, T2, T3; T2, T3, T4; T3, T4, T5; T4, T5, T6. Při konstrukci průběhů napětí na obr. 4. byly uvažovány ideální spínací prvky s nulovým úbytkem napětí v sepnutém stavu.

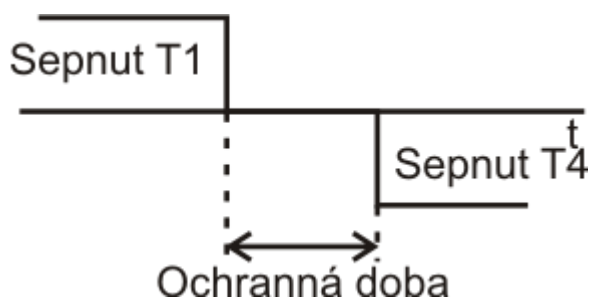
Je zřejmé, že při obdélníkovém řízení nelze prostřednictvím řízení ovlivnit efektivní hodnotu výstupního napětí, ale jen jeho frekvenci. Frekvence první harmonické složky výstupního napětí je dána frekvencí střídání jednotlivých aktivních stavů sepnutí tranzistorů ve střídači.

V případě zátěže, která obsahuje induktivní složku, je výstupní proud složen z exponenciálních úseků. Analytické vyšetření průběhů proudů v dílčích intervalech periody výstupního napětí a v jednotlivých fázích představuje řešení přechodných jevů při připojení zdroje stejnosměrného napětí na RL zátěž s příslušnými počátečními podmínkami. Tento způsob řešení byl uveden v kapitole 9 týkající se pulsních měničů. Při analýze průběhů výstupního napětí a proudu třífázového střídače s RL zátěží je zřejmá skutečnost, že první harmonická složka proudu se zpožďuje za první harmonickou složkou napětí.

V dosavadním výkladu funkce třífázového střídače byly uvažovány ideální vlastnosti spínačů jak po statické stránce (nulový úbytek napětí v sepnutém stavu), tak po stránce dynamické – tj. nulová doba zapnutí a vypnutí. Jak bylo uvedeno v kapitole 8, u reálných spínacích polovodičových součástek se pohybuje doba zapnutí v desetínách až jednotkách μs , doba vypnutí v jednotkách μs , doba vypnutí je u dané součástky vždy delší, než doba zapnutí. To má závažné důsledky nejen na řízení střídačů, ale i dalších vícekvadrantových měničů s pulsním řízením, tj. například vícekvadrantových pulsních měničů. Uvažme například situaci, kdy je v zapojení podle obr. 2. třeba změnit potenciál výstupní svorky fáze U z kladného na záporný. V případě existence ideálních spínačů by muselo dojít v jednom časovém okamžiku k přepnutí mezi vedením tranzistoru T1 a T4. V případě reálných polovodičových spínačů T1 a T4, kdy by v jednom okamžiku došlo k ukončení aktivace sepnutí poklesem napětí na řídicí elektrodě T1 a v témže okamžiku k zahájení aktivace sepnutí spínače T4 zvýšením napětí na jeho řídicí elektrodě, by v důsledku delší doby vypínání oproti době zapínání došlo ke stavu, kdy by byly ve vodivém stavu oba polovodičové spínače T1 a T4. Ze struktury obvodu je zřejmé, že to znamená zkrat napájecího zdroje s napětím U_{DC} . Aby se zamezilo těmto nežádoucím stavům, je nutno provádět proces přepínání mezi aktivací prvku T1 a T4 podle obr. 10.5. Nejdříve tedy dojde k vypnutí prvku T1, poté následuje krátký interval, kdy není k sepnutí

aktivován ani jeden ze spínačů T1 a T4, tzv. ochranná doba, poté je aktivováno napětím řídicí elektrody sepnutí spínače T4.

Délka trvání ochranné doby se pohybuje řádově v jednotkách μs podle typu použité součástky. Její dodržení zajišťují řídicí obvody měniče. Vkládání ochranných dob při řízení střídače je nezbytné, má však negativní důsledky na velikost i harmonickou skladbu výstupních napětí i proudů střídače. Vzhledem k tomu, že během ochranné doby není aktivováno sepnutí horního ani dolního tranzistoru ve fázi střídače, je dán potenciál sledované výstupní svorky jen polaritou proudu. V případě kladného proudu, tj. proudu tekoucího ze střídače do zátěže, se tento proud může uzavírat jen přes antiparalelní diodu dolního tranzistoru ve fázi střídače. V případě fáze U se jedná o diodu D4. Potenciál výstupní svorky střídače je záporný. Je-li proud záporný, směřuje-li tedy ze zátěže do střídače, uzavírá se tento proud diodou antiparalelně řazenou k hornímu tranzistoru, potenciál svorky této fáze je kladný, v případě fáze U se tedy jedná o diodu D1. Negativní vlivy ochranných dob spojené s deformacemi výstupního napětí a proudu střídače lze do určité míry eliminovat na základě znalosti polarity proudu a tím i potenciálu výstupní svorky během ochranné doby. Například nežádoucí zápornou polaritu potenciálu výstupní fázové svorky během ochranné doby lze kompenzovat prodloužením doby trvání kladné polarity potenciálu výstupní svorky v následujícím dílčím intervalu řízení.



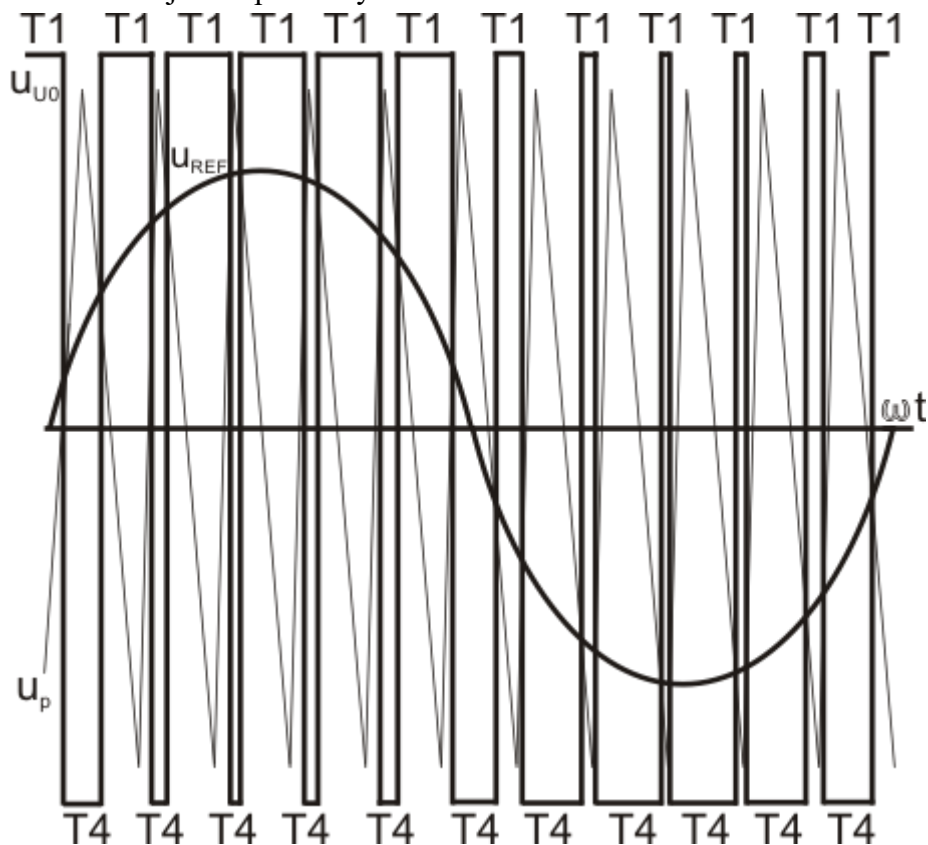
Obr. 5. K vysvětlení ochranné doby

3. Metody asynchronní šířkově pulsní modulace pro třífázové střídače

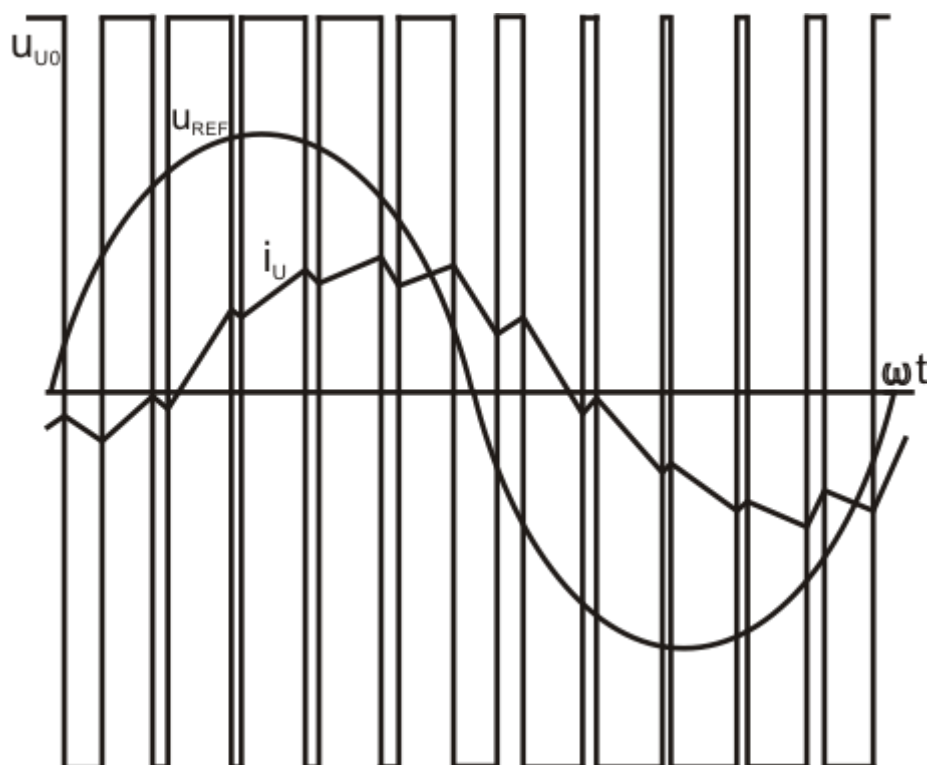
Při frekvenčním řízení pohonů s asynchronními a synchronními motory je obecně nutné s frekvencí první harmonické složky napětí měnit i její efektivní hodnotu. S rostoucí frekvencí první harmonické složky napětí se při frekvenčním řízení střídavých elektromotorů zpravidla přibližně lineárně zvyšuje i efektivní hodnota napětí. Základní metodou změny efektivní hodnoty výstupního napětí střídače je tzv. asynchronní šířkově pulsní modulace (PWM). Při ní se do průběhů napětí podle obr. 4, vkládají intervaly nulových okamžitých hodnot napětí, tj. zkraty svorek zátěže resp. motoru, realizované současným sepnutím tranzistorů T1T3T5 nebo T2T4T6. Volbou vhodného poměru a rozložení intervalů aktivních stavů a nulového napětí je možno nejen měnit efektivní hodnotu první harmonické složky výstupního napětí střídače, ale proměnnou šířkou aktivních stavů a intervalů nulového napětí v rámci jedné periody výstupního napětí je možno lépe v modulovaném průběhu vyjádřit užitečnou 1. harmonickou složku napětí a tím příznivě ovlivnit harmonické spektrum výstupního napětí a proudu střídače. Napětí na výstupu střídače má potom tvar úzkých obdélníkových pulsů, které jsou nejkratší na krajích půlperiod a nejširší v jejich středu.

Nejzákladnější způsob formování asynchronní šířkově pulsní modulace znázorňuje pro fázi U obr. 6. Průběh u_{REF} , který představuje obraz požadovaného výstupního napětí fáze U s příslušnou frekvencí a efektivní hodnotou, je komparován s pilovitým průběhem u_p . Průsečíky pilovitého a referenčního průběhu určují okamžiky přepínání mezi horním a spodním

tranzistorem v dané fázi, tedy např. mezi tranzistory T1 a T4 ve fázi U – dle obr. 6. Přepínání se reálně musí uskutečňovat s respektováním ochranných dob. Při mikroprocesorové implementaci je pilovitý průběh signálu u_p generován časovačem, referenční průběh je generován buď pomocí tabulky funkce sinus nebo je zadáván přímo strukturou zpětnovazební regulace. Frekvence pilovitého průběhu určuje tzv. spínací frekvenci střídače. U průmyslových pohonů se tyto frekvence pohybují od jednotek kHz do 20kHz. Referenční průběhy napětí u_{REF} jsou pro jednotlivé fáze vzájemně posunuty o 120° .



Obr. 6. Princip generování šířkově pulsní modulace komparací referenčního napětí s pilovitým průběhem



Obr. 7. Princip formování proudu na výstupu střídače se zátěží s induktivní složkou

Průběhy okamžitých hodnot výstupních sdružených a fázových napětí třífázového střídače a hladiny těchto napětí vycházejí z průběhů při obdélníkovém řízení (obr. 4.), jednotlivé obdélníky napětí jsou však prokládány intervaly nulových napětí různé šířky vlivem šířkově pulsní modulace. Napětí jsou tedy tvořena sledem úzkých pulsů. Proudů na výstupu třífázového střídače jsou do značné míry filtrovány indukčnostmi motoru. Tím je v průbězích výstupních proudů podstatně více vyjádřena první harmonická složka - proudy na výstupu střídače jsou téměř sinusové, pouze se zbytkovým zvlněním od šířkově pulsní modulace. Velikost zbytkového zvlnění proudu na výstupu střídače závisí přímo úměrně na velikosti stejnosměrného napájecího napětí střídače a nepřímo úměrně na indukčnosti zátěže a na frekvenci šířkově pulsní modulace – frekvenci pilovitého signálu u_p . Tyto závislosti vychází ze vztahu pro zvlnění proudu (11.), který byl odvozen již pro případ pulsního měniče. Stejně jako v případě pulsního měniče se i_u střídače musí volit vhodně hodnota frekvence šířkově pulsní modulace tak, aby bylo zbytkové zvlnění proudu dostatečně malé a aby přitom neúměrně nenarůstaly spínací ztráty polovodičových součástek. Princip formování průběhu proudu na výstupu střídače je na obr. 7.

Určitou nevýhodou výše uvedeného principu generování šířkově pulsní modulace se sinusovým průběhem referenčního signálu u_{REF} (sinusová šířkově pulsní modulace) je výrazná limitace efektivní hodnoty první harmonické složky napětí, kterou je možné na výstupu střídače generovat. Při sinusové šířkově pulsní modulaci je možno na výstupu třífázového střídače generovat fázové napětí s amplitudou první harmonické složky nejvýše rovnou polovině vstupního stejnosměrného napětí střídače U_{DC} , tj. k vytvoření fázového výstupního napětí je k dispozici pouze rozsah napětí $-U_{DC}/2$ až $+U_{DC}/2$ vztažený k fiktivnímu středu vstupního napětí střídače U_{DC} . Provedme nyní úvahu, jak tato skutečnost omezí při sinusové šířkově pulsní modulaci rozsah výstupních napětí frekvenčního měniče napájeného z běžné sítě 3x400V, 50Hz. Uvážíme-li v průmyslových pohonech nejběžnější řešení, kdy je vstupní obvod frekvenčního měniče tvořen diodovým usměrňovačem s filtračním kondenzátorem na

stejnosemné straně, je filtrovaná hodnota napětí U_{DC} na výstupu usměrňovače dána nejvýše hodnotou amplitudy vstupního sdruženého napětí usměrňovače:

$$U_{DC} = \sqrt{2} \cdot 400 = 565,7V \quad (1.)$$

Jedná-li se současně o vstupní napětí střídače, je nejvyšší možná hodnota amplitudy první harmonické složky výstupního fázového napětí střídače a zároveň frekvenčního měniče dána:

$$U_{fazMAX} = \frac{1}{2} \cdot 565,7 = 282,8V \quad (2.)$$

Této hodnotě odpovídá efektivní hodnota první harmonické složky:

$$U_{fazef} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 282,8 = 200V \quad (3.)$$

Tomu odpovídá nejvyšší efektivní hodnota první harmonické složky sdruženého napětí, kterou je možno na výstupu střídače vytvořit:

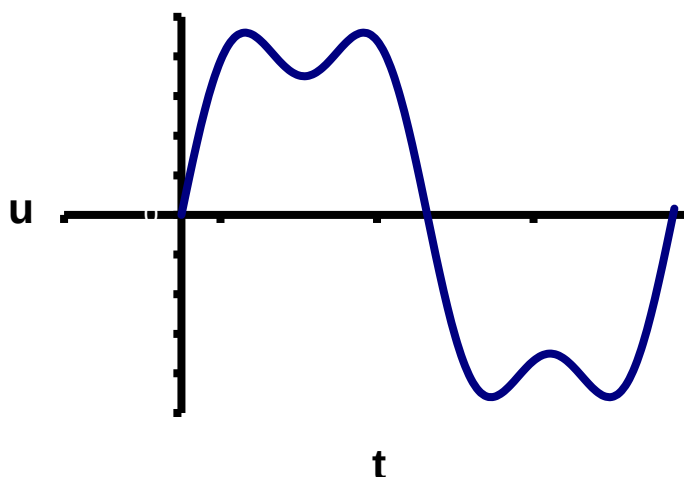
$$U_{sdružef} = \sqrt{3} \cdot 200 = 346V \quad (4.)$$

Na výstupu frekvenčního měniče je tedy při sinusové šířkově pulsní modulaci možno vytvořit napětí s efektivní hodnotou první harmonické složky sdruženého napětí do $346/400 = 0,86$ násobku vstupního napájecího napětí sítě.

Nevýhodu omezení výstupního napětí střídače lze do jisté míry eliminovat tak, že šířkově pulsní modulace není generována podle čistě sinusového referenčního signálu, ale do průběhu referenčního signálu fázového napětí $u_{REFfáz}$ je k sinusovce odpovídající první harmonické složce fázového napětí superponována sinusovka s trojnásobnou frekvencí, tj. třetí harmonická složka podle vztahu:

$$u_{REFfáz} = U_{1MAX} \cdot \sin(\omega \cdot t) + U_{3MAX} \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (5.)$$

Ve výše uvedeném vztahu značí U_{1MAX} amplitudu první harmonické složky referenčního signálu fázového napětí a U_{3MAX} amplitudu třetí harmonické složky referenčního signálu fázového napětí. Princip formování referenčního průběhu fázového napětí podle vztahu (5.) je zřejmý i z obr. 8.



Obr. 8. Průběh referenčního signálu fázového napětí pro šířkově pulsní modulaci při superponování třetí harmonické složky

Třetí harmonická složka fázových napětí se z principu neprojeví ani v průbězích proudů na výstupu střídače, ani v průbězích výstupních sdružených napětí. Superponování třetí harmonické složky v referenčním signálu dovolí dosažení amplitudy první harmonické složky výstupních napětí vyšší, než při čistě sinusové šířkově pulsní modulaci podle vztahů (1.) až (4.). Možné zvýšení efektivní hodnoty první harmonické složky napětí na výstupu střídače při dané hodnotě vstupního stejnosměrného napětí U_{DC} se vyjadřuje tzv. **modulačním indexem**. Modulační index m_{PWM} je definován vztahem:

$$m_{PWM} = \frac{U_{1MAX}}{U_{1MAXOBD}} \quad (6.)$$

Modulační index je tedy poměr velikosti amplitudy první harmonické složky U_{1MAX} výstupního napětí střídače při aktuálním způsobu modulace ku hodnotě amplitudy první harmonické výstupního napětí $U_{1MAXOBD}$, která by za jinak stejných podmínek byla dosažena při obdélníkovém řízení podle obr. 4.

Efekt zvýšení efektivní hodnoty a amplitudy první harmonické složky napětí na výstupu střídače při konstantním vstupním napětí střídače U_{DC} při přičtení třetí harmonické složky je možno ukázat na následujícím příkladu. Odvoďme nejprve hodnotu modulačního indexu pro případ čistě sinusové šířkově pulsní modulace. Z Fourierova rozvoje obdélníkové funkce platí pro amplitudu první harmonické složky sdruženého napětí při obdélníkovém řízení podle obr. 10.4. vztah:

$$U_{1MAXOBD} = \frac{4}{\pi} \cdot U_{DC} \cdot \cos 30^\circ = 1,1 \cdot U_{DC} \quad (7.)$$

Pro amplitudu první harmonické složky výstupního sdruženého napětí střídače při sinusové šířkově pulsní modulaci platí vztah, vycházející z rovnic (1.) až (4.):

$$U_{1MAXSIN} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{DC} \quad (8)$$

Pro modulační index při sinusové šířkově pulsní modulaci potom platí:

$$m_{PWMSIN} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{DC} \cdot \frac{1}{1,1 \cdot U_{DC}} = 0,787 \quad (9.)$$

Zvýšení modulačního indexu při superponování třetí harmonické složky k referenčnímu signálu šířkově pulsní modulace je závislé na velikosti amplitudy třetí harmonické složky. Například bude-li amplituda celkového referenčního signálu nastávat při úhlu 60° , bude to odpovídat hodnotě amplitudy třetí harmonické složky rovné $1/6$ amplitudy první harmonické složky. Bude tedy postačovat generovat okamžitou hodnotu referenčního signálu fázového napětí menší $\frac{\sqrt{3}}{2}$ krát, což je funkční hodnota $\sin 60^\circ$. Modulační index m_{PWM3} bude v případě této hodnoty amplitudy třetí harmonické složky dán vztahem:

$$m_{PWM3} = m_{PWMSIN} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} = 0,908 \quad (10.)$$

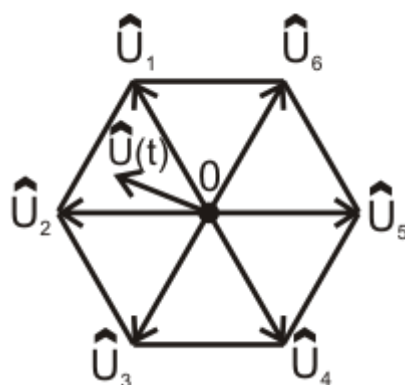
Relace mezi amplitudou první harmonické složky výstupního sdruženého napětí střídače při uvažované velikosti přičtené třetí harmonické složky a vstupním napětím střídače U_{DC} je potom dána:

$$U_{1MAX} = U_{1MAXOBD} \cdot m_{PWM3} = 1,1 \cdot U_{DC} \cdot 0,908 = U_{DC} \quad (11.)$$

Ze vztahu (11.) je zřejmé, že v případě frekvenčního měniče se vstupním diodovým usměrňovačem a střídačem, který pracuje s přidanou třetí harmonickou složkou referenčního signálu fázového napětí s modulačním indexem podle vztahu (10.), je možno vygenerovat

výstupní napětí nejvýše s amplitudou resp. efektivní hodnotou rovnou amplitudě resp. efektivní hodnotě vstupního síťového napětí.

V elektrických pohonech se v současnosti uplatňuje velmi často i jiný než výše uvedený způsob generování řídicích pulzů pro trojfázový střídač - tzv. **vektorová šířkově pulsní modulace**. Základní myšlenkou je zavedení prostorového fázoru výstupního napětí střídače, který reprezentuje vlastnosti trojfázové soustavy tak, jak bylo uvedeno v kapitole 5. Při napájení motoru ze zdroje trojfázového sinusového napětí se pohybuje koncový bod prostorového fázoru tohoto napětí po kružnici. Rychlost otáčení fázoru je dána frekvencí napětí a poloměr kružnice je dán amplitudou resp. efektivní hodnotou napětí. Při napájení z trojfázového střídače však není možno dosáhnout libovolného bodu této kružnice, neboť kombinací sepnutí tranzistorů ve střídači lze, jak bylo uvedeno výše, dosáhnout pouze sedmi poloh koncového bodu prostorového fázoru napětí - obr. 9.



Obr. 9. K principu vektorové šířkově pulsní modulace

Šest bodů tvoří vrcholy šestiúhelníka, jednotlivé vrcholy šestiúhelníka odpovídají kombinacím sepnutí tranzistorů ve střídači podle obr. 4. (aktivní stavy), sedmý bod je střed 0 a odpovídá stavu, kdy jsou svorky zátěže střídačem zkratovány současným sepnutím jedné z trojic tranzistorů T1, T3, T5 nebo T2, T4, T6.

Při prostém přepínání poloh prostorového fázoru po vrcholech šestiúhelníka je frekvence první harmonické složky výstupního napětí dána rychlostí přepínání a její efektivní hodnota je neměnná. Libovolné koncové polohy prostorového fázoru napětí může být dosaženo uvnitř kružnice vepsané do zmíněného šestiúhelníka pouze ve střední hodnotě kombinací minimálně tří stavů sepnutí. Aby bylo ve střední hodnotě dosaženo v určitém časovém intervalu úhlu a velikosti např. fázoru $\hat{U}(t)$ (na obr. 9.), musí v daném intervalu střídač pracovat jako třístavový pulzní měnič, jehož výstupem je nejen velikost fázoru, ale i jeho úhel. V nejjednodušším případě vytvoří tento třístavový pulzní měnič ve střední hodnotě požadovaný fázor napětí ze sousedních pevně daných fázorů $\hat{U}_1$ a $\hat{U}_2$ modelovaného fázoru $\hat{U}(t)$ a ze stavu 0 podle vztahu:

$$\hat{U}(t) \cdot T = \hat{U}_1 \cdot t_1 + \hat{U}_2 \cdot t_2 \quad (12.)$$

Ve výše uvedeném vztahu je t_1 doba připojení fázoru $\hat{U}_1$ na výstup střídače, t_2 je doba připojení fázoru $\hat{U}_2$ na výstup střídače, $T = t_1 + t_2 + t_0$ je celková doba trvání intervalu, kdy se modeluje fázor $\hat{U}(t)$ a t_0 je doba trvání stavu 0 na výstupu střídače. Modelovaný fázor $\hat{U}(t)$ se po úsecích otáčí a v jednotlivých dílčích intervalech je popsáným způsobem modelována jeho střední hodnota. Ve výsledném efektu trojfázový střídač realizuje tímto způsobem šířkově

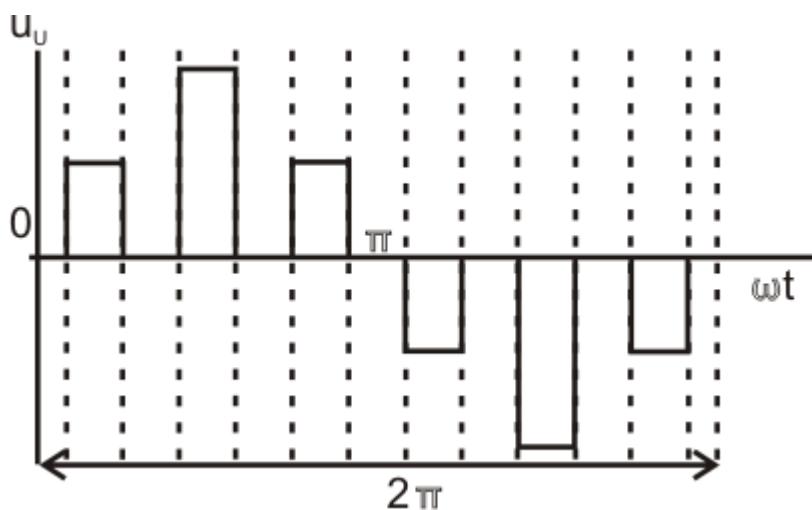
pulzní modulaci s požadovanou frekvencí a amplitudou první harmonické složky výstupního napětí.

4. Synchronizované šířkově pulsní modulace

U střídačů menších a středních výkonů – přibližně do jednotek až desítek kW – pro průmyslové pohony se používá téměř výhradně v celém pracovním rozsahu některá z metod asynchronní šířkově pulsní modulace, o kterých bylo pojednáno výše. V případě měničů s vyššími výkony – stovky až tisíce kW – je nutno při asynchronní šířkově pulsní modulaci omezit rozsah přípustných frekvencí šířkově pulsní modulace maximálně do několika málo tisíc Hz, případně jen do stovek Hz. Důvodem je omezení spínacích ztrát ve výkonových polovodičových součástkách, jak bylo uvedeno v kapitole 8.

V případě, že frekvenčně řízený pohon pracuje s rostoucími otáčkami, tj. s rostoucí frekvencí první harmonické složky výstupního napětí střídače, snižuje se při konstantní frekvenci šířkově pulsní modulace počet period šířkově pulsní modulace připadajících na jednu periodu první harmonické složky výstupního napětí. S klesajícím počtem period šířkově pulsní modulace za jednu periodu první harmonické složky výstupního napětí klesá kvalita promodulování výstupního průběhu napětí, v důsledku toho se zhoršuje harmonická skladba výstupního proudu měniče a zvyšuje se nežádoucí zvlnění výstupního proudu od vyšších harmonických složek. Asynchronní šířkově pulsní modulace je prakticky použitelná v případě, že na jednu periodu první harmonické složky výstupního napětí připadá alespoň 10 až 15 period šířkově pulsní modulace. U velkých měničů pro pohony s výkony stovek až tisíců kW ve vyšších rychlostech při frekvencích šířkově pulsní modulace stovek až tisíců Hz je spolehlivá činnost pohonu ohrožena právě skutečností, že na jednu periodu první harmonické složky výstupního napětí připadá již velmi málo period asynchronní šířkově pulsní modulace. V této situaci mají průběhy napětí a proudů na výstupu střídače velké zatížení vyššími harmonickými složkami, mohou se vyskytovat i nezanedbatelné sudé harmonické složky či složka stejnosměrná. Zejména výskyt sudých harmonických složek a složky stejnosměrné je možný eliminovat použitím tzv. **synchronizovaných šířkově pulsních modulací**.

Při synchronizovaných šířkově pulsních modulacích je obdélníkový průběh modulovaného napětí synchronizován s průběhem první harmonické složky výstupního napětí. Tento princip je zřejmý z příkladu na obr. 10., který znázorňuje průběh výstupního fázového napětí střídače při tzv. třípulsní synchronizované modulaci.

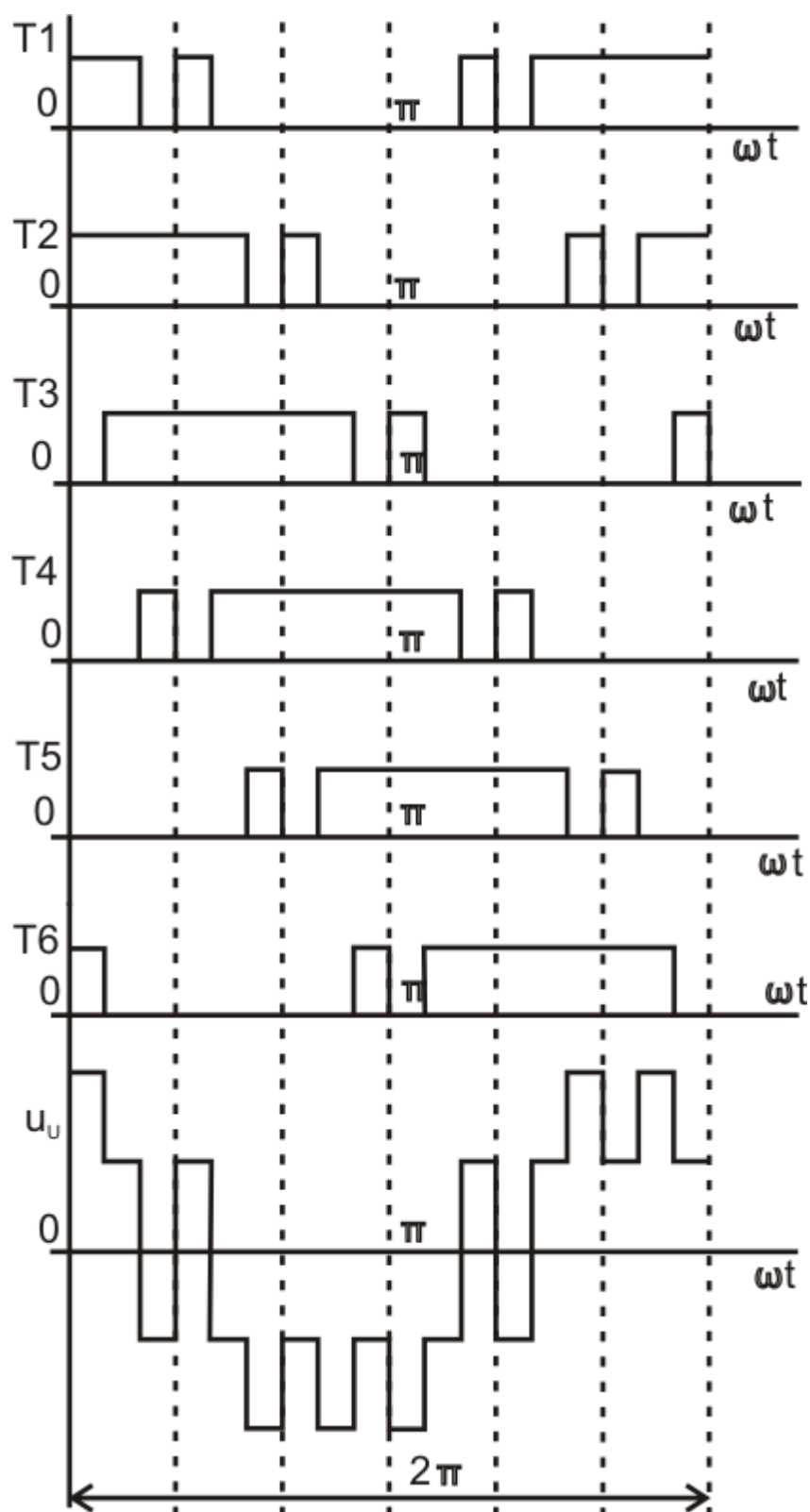


Obr. 10. Průběh výstupního fázového napětí střídače při třípulsní synchronizované šířkově pulsní modulaci

Nejjednodušším typem synchronizované modulace je obdélníkové řízení, jehož principy byly objasněny v kapitole 2.

Obdélníkové řízení má velký význam u pohonů vyšších výkonů ve vyšší otáčkové oblasti. V této oblasti se střídavé elektrické pohony řídí tzv. odbuzováním, tedy snižováním magnetického toku. Z hlediska střídače se jedná o řízení, při kterém se nemění efektivní hodnota první harmonické složky výstupního napětí, mění se pouze její frekvence, což je způsob snadno realizovatelný právě obdélníkovým řízením při modulačním indexu $m_{PWM} = 1$. Přímý přechod z režimu asynchronní šířkově pulsní modulace do režimu obdélníkového řízení však není možný, neboť by při něm docházelo k nepřiměřeným proudovým a momentovým rázům. Proto se při urychlování pohonu mezi režim asynchronní šířkově pulsní modulace a režim obdélníkového řízení vkládají některé další typy synchronizovaných šířkově pulsních modulací. Hlubší rozbor jednotlivých typů synchronizovaných šířkově pulsních modulací je nad rámec této publikace, je zde však vhodné uvést výčet hlavních vlastností synchronizovaných šířkově pulsních modulací obecně:

- Synchronizované šířkově pulsní modulace se vyznačují časovou synchronizací výstupních napětíových pulsů střídače s průběhem první harmonické složky modulovaného napětí.
- Při synchronizovaných šířkově pulsních modulacích jsou ve výstupním napětí zcela eliminovány sudé harmonické složky a stejnosměrná složka
- Při synchronizovaných šířkově pulsních modulacích lze měnit frekvenci i efektivní hodnotu první harmonické složky výstupního napětí střídače. Efektivní hodnota je říditelná prostřednictvím změny poměrné délky trvání výstupních napětíových pulsů. Vyjímkou je obdélníkové řízení, při kterém je možno řídit pouze frekvenci první harmonické složky výstupního napětí.
- Pro daný typ synchronizované šířkově pulsní modulace je stanoven pevný počet napětíových pulsů, které připadají na jednu periodu výstupního napětí.
- Při zachování typu synchronizované šířkově pulsní modulace a proměnné frekvenci první harmonické složky výstupního napětí střídače se mění velikost spínací frekvence měniče, zůstává však zachován počet sepnutí za jednu periodu výstupního napětí.



Obr. 11. Spínací sekvence a průběh výstupního fázového napětí střídače při synchronizované modulaci typu „hvězda“

- Při přechodu mezi jednotlivými typy synchronizovaných modulací se výrazně mění harmonická skladba výstupního napětí střídače.

- Pro synchronizované šířkově pulsní modulace je charakteristická nutnost znalosti požadavku na frekvenci a efektivní hodnotu první harmonické složky výstupního napětí střídače již před začátkem aktuální generované periody (na rozdíl od asynchronní šířkově pulsní modulace). To má dopad na podobu některých regulačních struktur frekvenčně řízených střídavých pohonů.

Pro dokreslení představy o principech a generování synchronizovaných šířkově pulsních modulací je na obr. 11. znázorněna spínací sekvence a průběh výstupního fázového napětí střídače při modulaci typu „hvězda“. Tato modulace se používá při přechodu do obdélníkového řízení.

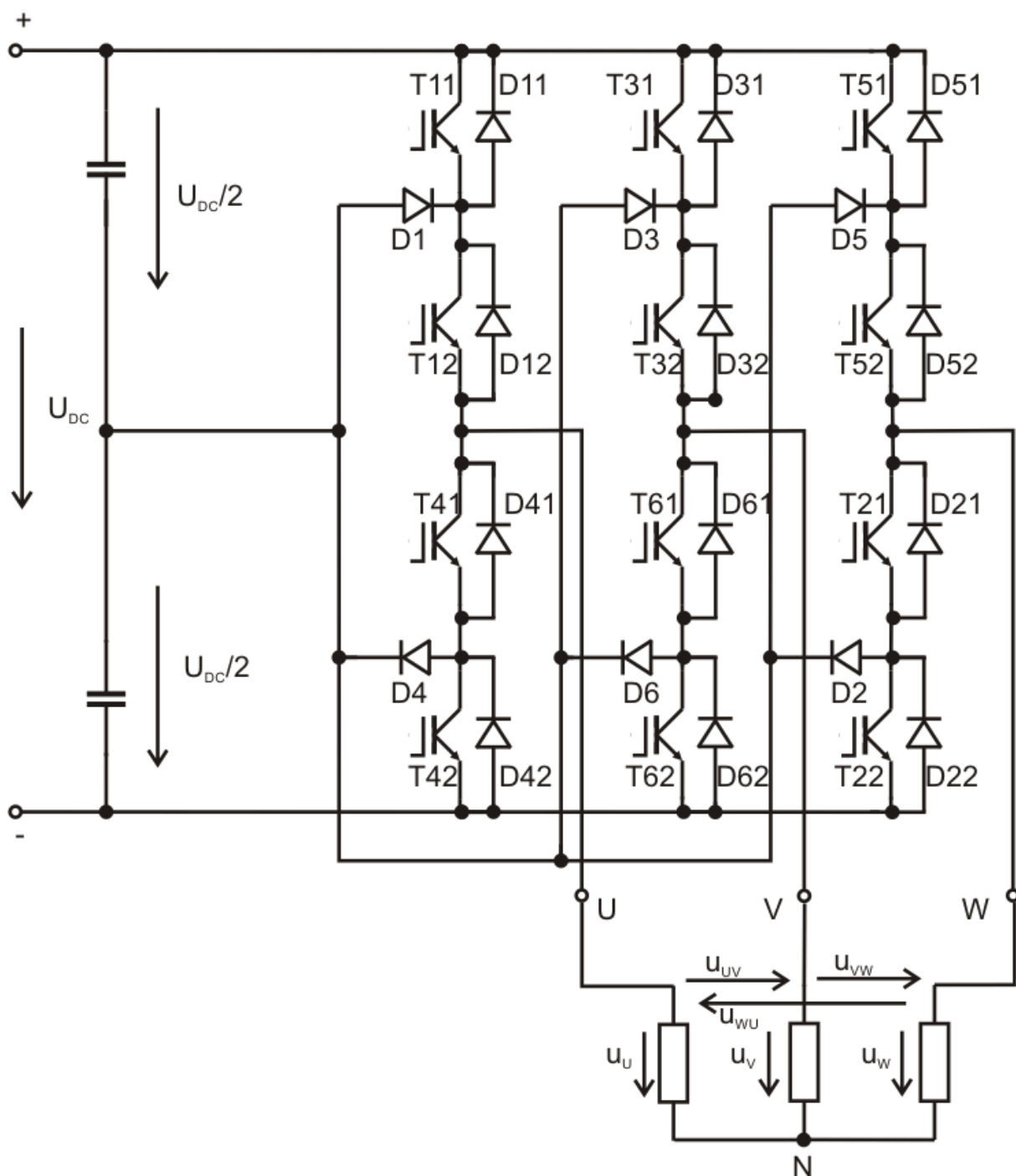
5. Vícehladinový střídač

Vícehladinové střídače se uplatňují v nejvyšší míře u vysokonapěťových pohonů. V současnosti se dodávají výkonové polovodičové spínací prvky s maximální napětovou hladinou 6,5kV. Tyto prvky jsou určeny pro obvody, kde se v běžném pracovním režimu nevyskytují napětí vyšší, než 3 až 4kV. Při konstrukci měničů pro vyšší napětí není vhodné využívat sériového řazení spínacích polovodičových prvků z důvodu rizika napěťového přetížení při nestejně době spínání sériově řazených prvků. Jednou z cest, která umožňuje obejít sériové řazení spínacích polovodičových prvků ve vysokonapěťovém měniči, je právě použití vícehladinové struktury. Pro tento typ měniče je charakteristické rozdělení vstupního stejnosměrného napětí na více napěťových hladin pomocí vstupního kapacitního děliče. Vícehladinový střídač se vyznačuje složitější obvodovou strukturou, nutností vyššího počtu výkonových polovodičových součástek, nutností monitorování a vyvažování napěťových hladin ve vstupním kapacitním děliči a komplikovanějšími algoritmy pro generování šířkově pulsní modulace, na druhou stranu je jeho devizou možnost generování výstupních průběhů napětí s vyšším počtem hladin oproti standardnímu zapojení třífázového střídače podle obr. 2. To poskytuje možnost generování výstupního napětí a proudu s příznivějším harmonickým spektrem.

U vícehladinových střídačů se realizují struktury, kde je vstupní stejnosměrné napětí členěno kapacitním děličem i na více než 10 hladin. Nejjednodušší strukturou je ale tříhladinový střídač, u kterého je vstupní stejnosměrné napětí rozčleněno do tří hladin pomocí kapacitního děliče se dvěma kondenzátory – obr. 12. Na tomto zapojení budou objasněny základní vlastnosti vícehladinového zapojení.

Tříhladinový střídač (obr. 12) má pomocí kapacitního děliče vytvořen třetí, střední, pól napájecího obvodu. Tím je vytvořeno poloviční napětí oproti celkovému napájecímu napětí U_{DC} a zároveň jsou tranzistory (používají se i GTO nebo IGCT) namáhány menším napětím. Budeme-li u tohoto střídače sledovat možné úrovně sdruženého napětí, jejich počet se oproti standardnímu zapojení střídače zvýší. Dále budeme sledovat např. napětí u_{UV} . Budou-li sepnuty tranzistory T11, T12, T61, T62, bude sledované výstupní napětí rovno kladnému napájecímu napětí U_{DC} . Jiná situace nastane, budou-li sepnuty tranzistory T12, T61, T62. V tomto případě se proud bude uzavírat ze středu kapacitního děliče přes diodu D1 a tranzistory T12, T61, T62 do záporného pólu napájecího stejnosměrného zdroje a sledované sdružené napětí bude mít velikost $+U_{DC}/2$. Uvedené závěry lze zobecnit. Sdružené napětí tříhladinového střídače může nabývat hodnot $-U_{DC}$, $-U_{DC}/2$, 0 , $+U_{DC}$, $+U_{DC}/2$.

Standardní můstkové zapojení třífázového střídače podle obr. 2. je v podstatě zapojením dvouhladinovým, při zanedbání ochranných dob musí být v každém okamžiku každá výstupní fáze tohoto střídače připojena na jednu z hladin stejnosměrného napájecího zdroje. Z této úvahy je zřejmé, že u střídače podle obr. 2. lze nalézt $2^3 = 8$ stavů sepnutí polovodičových prvků (šest aktivních stavů a dvě možnosti nastavení nulového napětí – zkratu svorek zátěže).



Obr. 12. Tříhladinový střídač

Tuto úvahu lze pro tříhladinový střídač zobecnit. Každá ze tří výstupních fází střídače musí být připojena na jednu ze tří hladin vstupního napětí. U tříhladinového střídače lze tedy nalézt $3^3 = 27$ stavů sepnutí polovodičových prvků. V případě zkratu svorek zátěže, tj. nulového výstupního napětí a v případě stavů, kdy jsou dvě ze tří výstupních fází připojeny na totožný pól stejnosměrného napájecího zdroje a třetí fáze na střed kapacitního děliče nebo jsou dvě fáze zátěže připojeny na střed kapacitního děliče a zbývající fáze na jeden z pólů stejnosměrného napájecího zdroje, existují různé kombinace sepnutí prvků avšak s totožným napětovým stavem na fázích zátěže. Příkladem mohou být například stavy sepnutí prvků T12, T61, T62, T21, T22 a T11, T12, T61, T21, kdy je na fázi zátěže U vždy napětí $U_{DC}/3$ a na fázích zátěže V a W napětí $U_{DC}/6$. Nelze však volit libovolně, kterou z uvedených kombinací sepnutí prvků

uplatnit pro nastavení tohoto napětového stavu zátěže, kritériem volby je rovnoměrné proudové zatěžování obou kondenzátorů vstupního kapacitního děliče tak, aby se vstupní napětí U_{DC} dělilo na kapacitním děliči na dvě stejné části. Vzhledem k duplicitě některých kombinací sepnutí polovodičových prvků ve střídači z hlediska napětového stavu fází zátěže existuje u tříhladinového střídače právě 19 různých napětových stavů třífázové zátěže.

Výše uvedené úvahy byly za účelem názornosti výkladu částečně zjednodušeny. Obecně, z hlediska libovolné polaridy okamžitých hodnot proudů ve výstupních fázích, platí, že u tříhladinového střídače musí být, s výjimkou ochranných dob, připojeny všechny tři výstupní fáze polovodičovými prvky definovaně na jednu ze tří hladin vstupního napětí, což je zaručeno sepnutím vždy dvou polovodičových prvků v každé fázi. Má-li být například fáze U připojena na kladný pól stejnosměrného napájecího zdroje, jsou aktivovány tranzistory T11, T12, při připojení této fáze na záporný pól napájecího zdroje jsou aktivovány tranzistory T41 a T42 a při připojení této fáze na napětí středu kapacitního děliče jsou aktivovány tranzistory T12 a T41. V celém tříhladinovém střídači musí být, s výjimkou ochranných dob, v každém časovém okamžiku aktivováno šest polovodičových spínačů. Na rozdíl od standardního můstkového střídače podle obr. 2. lze u tříhladinového střídače realizovat stav nulového napětí zátěže navíc zkratováním svorek zátěže na střed vstupního kapacitního děliče aktivací tranzistorů T12, T32, T52, T41, T61, T21.

Rozborem stavů sepnutí polovodičových prvků ve tříhladinovém střídači lze odvodit, že fázová napětí zátěže mohou nabývat hladin $\pm 2U_{DC}/3$, $\pm U_{DC}/2$, $\pm U_{DC}/3$, $\pm U_{DC}/6$ a 0.

Z výše uvedeného stručného výčtu základních vlastností tříhladinového střídače je zřejmé, že problematika generování šířkově pulsní modulace je u tohoto měniče značně složitá. To dává jistě i představu o tom, jakou měrou roste složitost generování šířkově pulsní modulace u střídačů s ještě vyššími počty hladin vstupního stejnosměrného napětí.

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Kurz celoživotního vzdělávání
Elektrotechnické systémy
pro environmentálně příznivou
dopravu

Předmět

Pohonné a napájecí systémy
pro elektromobilitu

Studijní materiál

Mechanické vlastnosti pohonu

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.

Ing. Petr Sýkora



Elektromechanické vlastnosti elektrických pohonů

1. Pohybová rovnice

Vlastnosti jakékoli pohonné soustavy jsou popsány pohybovou rovnicí. V technice elektrických pohonů se používají převážně rotační elektromotory a pro rotační pohyb má pohybová rovnice tvar:

$$M = M_z + \frac{d}{dt}(J \cdot \omega_m) = M_z + J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + \omega_m \cdot \frac{dJ}{dt} \quad (1.)$$

V rovnici (1.) je M hnací moment motoru, M_z je moment zátěže, J je moment setrvačnosti a ω_m je mechanická úhlová rychlost rotoru motoru. Poslední člen v rovnici (1.) představuje časovou změnu momentu setrvačnosti J . Příklad časové změny momentu setrvačnosti se vyskytuje jen u speciálních, např. navíječkových pohonů a v dalším jej budeme považovat za nulový. Pohybovou rovnici potom můžeme psát ve tvaru:

$$M = M_z + J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = M_z + J \cdot \varepsilon = M_z + M_d \quad (2.)$$

V rovnici (2.) je ε úhlové zrychlení a M_d je dynamický, urychlující, moment.

Dosazuje-li se za M_z v rovnici (2.) přímo moment zátěže a za J celková hodnota momentu setrvačnosti soustrojí, odpovídá to situaci, kdy je motor přímo spojen s poháněným mechanismem. Velice často je však zátěž s motorem spojena přes převodovku, jejíž vliv je nutno respektovat přepočtem M_z i J . V pohybové rovnici se potom vyskytuje tzv. redukovaný moment zátěže a redukovaný moment setrvačnosti, které působí na hřídeli motoru. Redukovaný moment zátěže se vypočítá z rovnosti výkonů před převodovkou a za převodovkou:

$$P \cdot \eta_p = M_{zred} \cdot \omega_m \cdot \eta_p = M_z \cdot \omega_z \Rightarrow M_{zred} = M_z \cdot \frac{\omega_z}{\omega_m} \cdot \frac{1}{\eta_p} = M_z \cdot \frac{1}{i_p \cdot \eta_p} \quad (3.)$$

kde P je výkon motoru, η_p je účinnost převodovky, M_{zred} je redukovaný moment zátěže, ω_m je úhlová rychlost motoru, ω_z je úhlová rychlost zátěžného mechanismu, M_z je moment zátěže a $i_p = \omega_m/\omega_z$ je převodový poměr převodovky, přičemž vliv převodovky je v uvedeném vztahu uvažován pro motorický režim.

Redukovaný moment setrvačnosti určíme z rovnosti výkonů, daných dynamickým momentem:

$$M_{dred} \cdot \omega_m \cdot \eta_p = J_{red} \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \cdot \omega_m \cdot \eta_p = J_z \cdot \frac{d\omega_z}{dt} \cdot \omega_z \Rightarrow J_{red} = J_z \cdot \frac{1}{i_p^2 \cdot \eta_p} \quad (4.)$$

V rovnici (4.) je M_{dred} je redukovaný dynamický moment, J_{red} je redukovaný moment setrvačnosti zátěže působící na hřídeli motoru a J_z je moment setrvačnosti zátěže.

Ze vztahu (3.) je zřejmé, že redukovaný moment zátěže závisí na první mocnině převodu převodovky i_p . Redukovaný moment setrvačnosti je podle vztahu (4.) funkcí druhé mocniny převodu převodovky i_p . V dalším výkladu již nebudeme rozlišovat, zda je pohon vybaven převodovkou či nikoli a budeme předpokládat, že M_z je zátěžný moment působící na hřídeli motoru. Obdobně budeme předpokládat, že J je momentem setrvačnosti, který působí na hřídeli motoru. V případě pohonu s převodovkou bude tedy celkový moment setrvačnosti působící na hřídeli motoru J dán součtem redukovaného momentu setrvačnosti zátěže a vlastního momentu setrvačnosti motoru.

V elektrických pohonech se ve většině případů používají převodovky do pomala. To je dáno skutečností, že rozměry a hmotnost motoru jsou dány jeho jmenovitým momentem, nikoli

výkonem. Tento fakt vychází z obecného vztahu (5.), který udává, na čem závisí jmenovitý výkon elektromotoru:

$$P = (\pi^2 / 60) \cdot J_I \cdot B \cdot d^2 \cdot l \cdot n \quad (5.)$$

Ve vztahu (5.) značí J_I proudovou hustotu, B magnetickou indukci, d průměr rotoru, l aktivní délku rotoru a n hodnotu otáček.

Z výše uvedeného tedy vyplývá, že z hlediska hmotnosti a objemu je výhodnější, než konstrukce pomaluběžného vysokomomentového motoru, preference spojení motoru pro vyšší otáčky s převodovkou do pomala.

Podle vzájemné velikosti momentu motoru M a momentu zátěže M_z v pohybové rovnici můžeme rozlišovat tři typy pohybu pohonu:

Je-li $M > M_z$, potom $M_d > 0$ a $d\omega_m / dt > 0$ a jedná se o urychlování pohonu.

Je-li $M < M_z$, potom $M_d < 0$ a $d\omega_m / dt < 0$ a jedná se o zpomalování pohonu.

Je-li $M = M_z$, potom $M_d = 0$ a $d\omega_m / dt = 0$ a jedná se o ustálený stav s konstantní rychlostí.

2. Mechanické charakteristiky zátěže

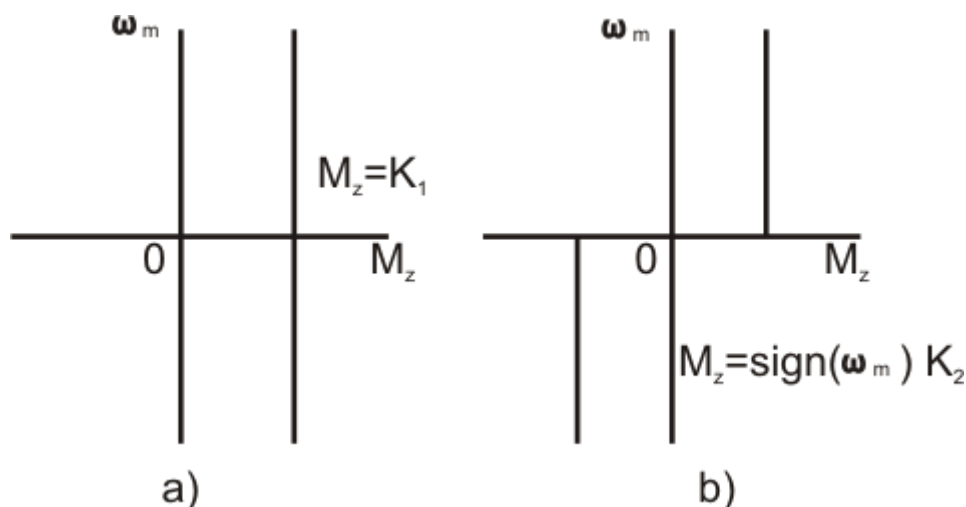
Vlastnosti systému, který zatěžuje momentem M_z hnací motor, se v pohonářské technice vyjadřují mechanickou charakteristikou, která udává závislost momentu M_z na úhlové rychlosti. Podle charakteru této závislosti se rozlišuje několik elementárních typů mechanických charakteristik zátěže.

1. Konstantní zátěžný moment - aktivní - mechanická charakteristika je přímková (obr.1 a)) a prochází I. a IV. kvadrantem souřadnicové soustavy $M_z - \omega_m$. Moment zátěžného mechanismu je nezávislý na polaritě otáček. Tuto charakteristiku mají zejména zdvihací zařízení (výtahy, jeřáby), u nichž je zátěžný moment působící na motor dán gravitační silou, která působí na zvedané břemeno. Matematicky lze popsát tuto zátěž rovnicí:

$$M_z = K_1 \quad (6.)$$

2. Konstantní zátěžný moment - pasivní - mechanická charakteristika je tvořena dvěma přímkovými úseky a prochází I. a III. kvadrantem souřadnicové soustavy $M_z - \omega_m$, (obr.1 b)). Zátěžný moment působí vždy proti směru pohybu. Touto charakteristikou se vyznačuje např. odpor smykového tření. Matematicky lze vlastnosti takovéto zátěže vyjádřit vztahem:

$$M_z = \text{sign}(\omega_m) \cdot K_2 \quad (7.)$$



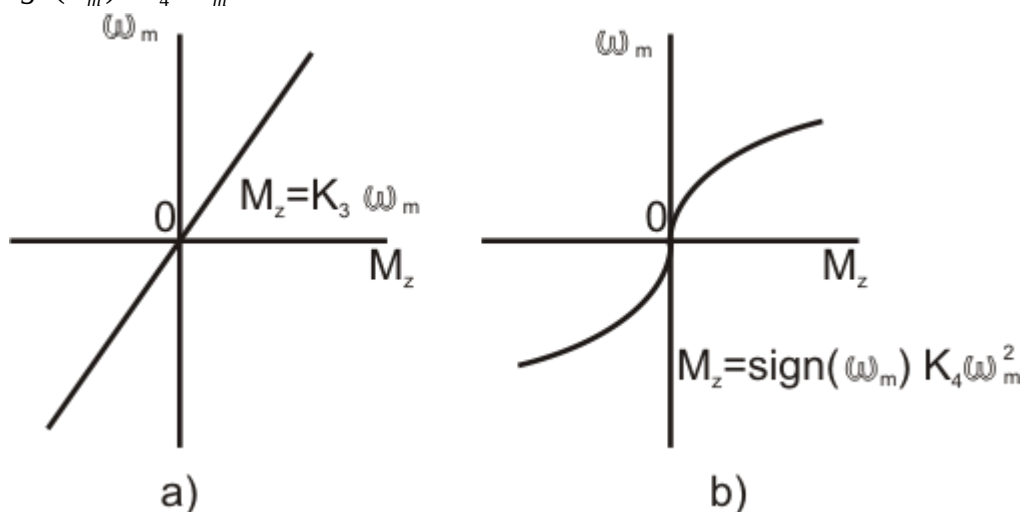
Obr. 1. Mechanické charakteristiky zátěže s konstantním zátěžným momentem

3. Zátěžný moment lineárně závislý na otáčkách - mechanická charakteristika je přímková a prochází I. a III. kvadrantem souřadnicové soustavy $M_z - \omega_m$, (obr. 2 a)). Zátěžný moment působí proti směru pohybu. Vlastnosti popsané touto charakteristikou mají např. některé části textilních strojů. Matematicky lze popsat tyto vlastnosti vztahem:

$$M_z = K_3 \cdot \omega_m \quad (8.)$$

4. Zátěžný moment kvadraticky závislý na otáčkách - mechanická charakteristika je tvořena dvěma parabolickými úseky a prochází I. a III. kvadrantem souřadnicové soustavy $M_z - \omega_m$, (obr. 2 b)). Zátěžný moment působí proti směru pohybu. Touto charakteristikou se vyznačují např. odstředivá čerpadla, ventilátory a kompresory. U těchto zařízení však může být v některých případech mocnina úhlové rychlosti i větší než 2. Matematicky lze takovou soustavu popsat vztahem:

$$M_z = \text{sign}(\omega_m) \cdot K_4 \cdot \omega_m^2 \quad (9.)$$



Obr. 2. Mechanické charakteristiky zátěže s lineárně a kvadraticky závislým zátěžným momentem

Dalším elementárním typem mechanické charakteristiky zátěže je průběh, kdy je zátěžný moment úměrný převrácené hodnotě rychlosti. Tento charakter mají např. navíječky.

U některých zařízení, např. u pístových kompresorů nebo čerpadel, je zátěžný moment závislý nejen na rychlosti, ale i na úhlovém natočení. U těchto zařízení se periodická funkce, vyjadřující velikost M_z v závislosti na úhlu, často podrobuje Fourierovu rozvoji a pracuje se s první harmonickou. U reálných pracovních mechanismů je obvykle výsledná mechanická charakteristika dána kombinací uvedených elementárních typů.

3. Mechanické charakteristiky motoru

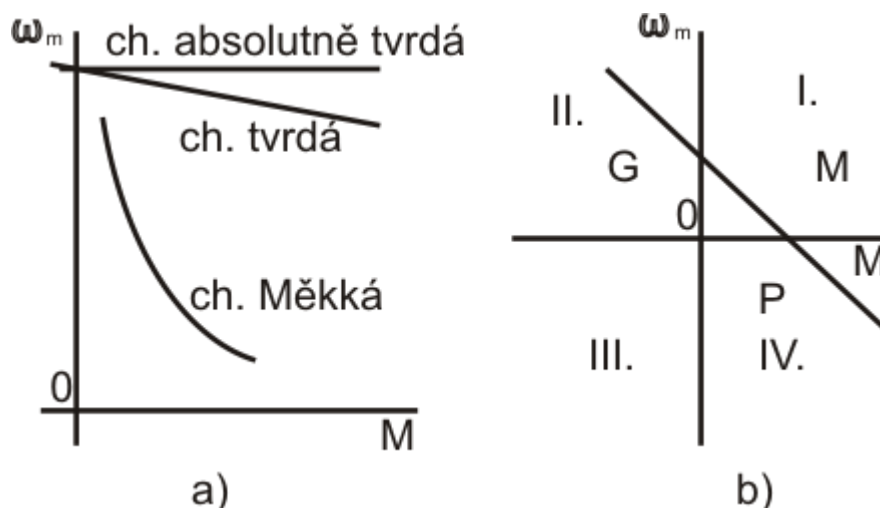
Mechanická charakteristika motoru, nebo obecněji řečeno elektrického stroje, je závislost mechanické úhlové rychlosti rotoru na momentu. Je jednou ze základních charakteristik elektrického stroje. Průběh mechanické charakteristiky závisí nejen na druhu stroje, ale i na způsobu jeho řízení. V následujícím výkladu se budeme zabývat tzv. statickými mechanickými charakteristikami, které nepostihují chování motoru při rychlých přechodných dějích. Zároveň bude následující výklad věnován tzv. přirozeným charakteristikám, tj. charakteristikám strojů bez zpětnovazebních regulací. Se zpětnovazebními regulacemi lze dosáhnout prakticky libovolných průběhů charakteristik pouze s ohledem na výkonové možnosti pohonu.

V mechanických charakteristikách elektrického stroje se rozlišují tři významné parametry. Prvním je mechanická úhlová rychlost naprázdno ω_0 . Je to taková rychlost, při níž vyvíjí stroj nulový moment. Této rychlosti nemůže zpravidla elektrický stroj vlastním momentem dosáhnout, neboť je vždy brzděn alespoň momentem vlastních ztrát. Má-li tedy elektrický stroj dosáhnout této ideální mechanické úhlové rychlosti naprázdno, musí být poháněn jiným strojem, který kryje jeho ztráty. Velikost mechanické úhlové rychlosti naprázdno není u daného elektrického stroje neměnná, ale závisí na parametrech napájecí energie.

Druhým významným parametrem mechanické charakteristiky motoru je moment nakrátko M_k , nazývaný také záběrný moment. Je to moment, který elektrický stroj vyvíjí při nulové mechanické úhlové rychlosti. Velikost tohoto momentu rovněž není u daného elektrického stroje neměnná, ale závisí na parametrech elektrického obvodu, ze kterého je elektrický stroj napájen.

Třetím důležitým parametrem mechanické charakteristiky elektrického stroje je její tvrdost. Tvrdost udává sklon charakteristiky, neboli určuje, jak rychle klesají otáčky resp. mechanická úhlová rychlost elektrického stroje při vzrůstajícím momentu na hřídeli. Matematicky je tvrdost vyjádřena vztahem:

$$\beta_T = \frac{dM}{d\omega_m} \quad (10.)$$



Obr. 3. Mechanické charakteristiky motoru

Podle velikosti tvrdosti se rozlišují charakteristiky absolutně tvrdé, rovnoběžné s osou momentu, tvrdé, kde $10 < \beta < 40$ a měkké, kde $\beta < 10$ (obr. 3. a)).

Mechanická charakteristika elektrického stroje prochází obecně třemi kvadranty - obr. 3. b)). Charakter režimu provozu stroje v jednotlivých kvadrantech je odlišný. Nejběžnější je provoz stroje v I. kvadrantu, označeném M (obr. 3. b)). Jedná se o motorický režim, kdy se v motoru mění přiváděná elektrická energie na energii mechanickou a částečně na ztrátové teplo. Mechanická úhlová rychlost i moment motoru jsou kladné a tudíž i výkon motoru $P_m = M\omega_m$ je kladný. V druhém kvadrantu, označeném G, se jedná o generátorický režim, kdy stroj vyvíjí záporný, brzdňý moment, výkon je záporný a mechanická energie se mění na energii elektrickou a částečně na ztrátové teplo. Ta se buď vrací do elektrického napájecího zdroje nebo se v brzdňých odporech mění na teplo. Stroj v tomto režimu tedy pracuje jako generátor, je zdrojem elektrické energie. Ve čtvrtém kvadrantu, označeném P, pracuje stroj v režimu protiproudého brzdění. Mechanická úhlová rychlost je záporná, moment je kladný. Výkon je

tedy záporný a stroj brzdí. Energeticky je však tento režim nevýhodný, neboť mechanická energie i energie odebíraná z elektrického napájecího zdroje se ve stroji mění na ztrátové teplo.

Pro opačný směr otáčení je třetí kvadrant motorický, čtvrtý kvadrant generátorický a ve druhém kvadrantu je režim protiproudé brzdy. Můžeme tedy obecně matematicky definovat jednotlivé režimy takto:

$\text{sign}(\omega_m) = \text{sign}(\omega_0) \wedge |\omega_m| < |\omega_0|$ - motorický režim

$\text{sign}(\omega_m) = \text{sign}(\omega_0) \wedge |\omega_m| > |\omega_0|$ - generátorický režim

$\text{sign}(\omega_m) \neq \text{sign}(\omega_0)$ - protiproudé brzdění

Každý typ elektrického stroje má charakteristický průběh přirozené mechanické charakteristiky, který je platný při konstantních parametrech napájecí energie (napětí, frekvence atd.). Mechanické charakteristiky moderních regulovaných pohonů s polovodičovým napájením jsou však zásadně definovány charakterem zpětnovazební regulační struktury a průběh přirozené mechanické charakteristiky použitého elektrického stroje regulační struktura zpravidla zcela potlačí. Znamená to tedy, že charakter zpětnovazební regulační struktury může definovat prakticky jakýkoli průběh mechanické charakteristiky regulovaného pohonu nezávisle na typu použitého elektrického stroje, pouze s omezením na dimenzování daného stroje.

V současnosti jsou v nabídce řady firem tzv. převodovkové motory. Jedná se o systém, kde je do jednoho celku integrován elektromotor s převodovkou. Výsledná mechanická charakteristika převodovkového motoru je potom dána mechanickou charakteristikou samotného motoru přepočtenou přes převod převodovky se zohledněním mechanických ztrát v převodovce. Příklad provedení převodovkového motoru je na obr. 4.



Obr. 4. Příklad provedení převodovkového elektromotoru

4. Vzájemný vztah mechanických charakteristik motoru a zátěže

Chování elektromotoru zatíženého mechanismem s určitým průběhem mechanické charakteristiky je dáno pohybovou rovnicí. V ustáleném stavu, kdy $M_d = 0$, platí rovnost mezi momentem motoru M a momentem zátěže M_z a pracovní bod pohonu se nachází v průsečíku mechanických charakteristik zátěže a motoru. Jestliže se změní hodnota zátěžného momentu nebo se vlivem zásahu do parametrů obvodu napájecího elektromotoru změní průběh mechanické charakteristiky motoru, vznikne nenulový dynamický moment a dojde k elektromechanickému přechodnému jevu, během kterého se posouvá pracovní bod pohonu po

mechanické charakteristice motoru do nového průsečíku s mechanickou charakteristikou zátěže. Popsaný proces je znázorněn na obr. 5 a). Výchozí bod je označen 1. Přechodný děj je iniciován změnou průběhu mechanické charakteristiky zátěže (při jízdě vozidla se např. zmírní sklon stoupání). Vznikne kladný dynamický moment, avšak vzhledem k tomu, že kinetická energie a tudíž ani mechanická úhlová rychlost mechanické soustavy se nemohou měnit skokem, bude následovat elektromechanický přechodný jev, při kterém se bude zvyšovat úhlová rychlost pohonu a bude klesat dynamický moment. Nový rovnovážný stav, označený v obr. 5 a) číslem 2, nastane v průsečíku mechanické charakteristiky elektrického stroje a nové mechanické charakteristiky zátěže.

Na obr. 5 b) je znázorněna situace, kdy se změní průběh mechanické charakteristiky motoru, např. vlivem změny napájecího napětí. Po změně průběhu charakteristiky se pracovní bod pohonu přesune okamžitě z polohy 1 do polohy 2 při stálé mechanické úhlové rychlosti. V tomto případě se přesune pracovní bod až do kvadrantu generátorického brzdění. Dynamický moment je záporný a je zahájen přechodný jev, při kterém dochází ke zpomalování. Nový ustálený stav nastává v okamžiku, kdy pracovní bod dosáhne polohy 3 v novém průsečíku mechanických charakteristik.

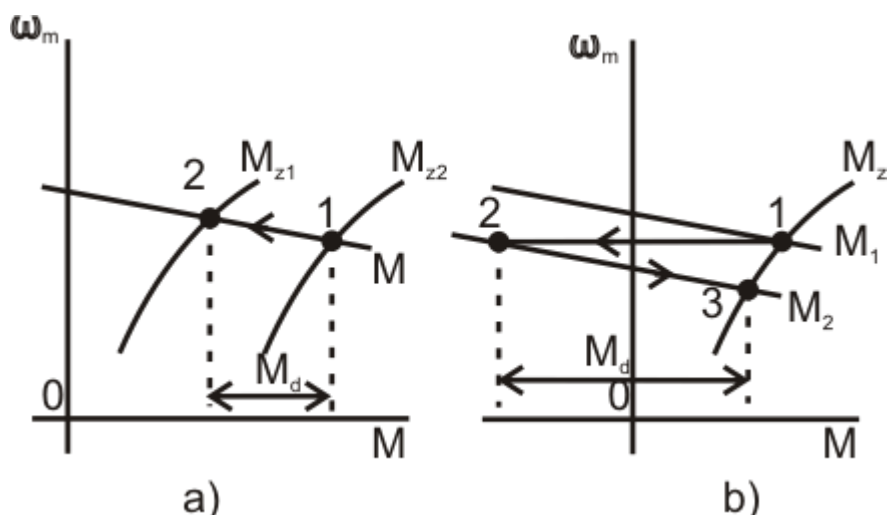
V souvislosti s průběhy mechanických charakteristik elektrického stroje a zátěže se zavádí pojem statické stability pohonu.

Na obr. 6 a) je případ stabilního pohonu. Při vychýlení pracovního bodu z průsečíku charakteristik má dynamický moment takový směr, že se pracovní bod pohybuje zpět směrem k průsečíku. Soustava se tedy vrací do původního stavu.

Na obr. 6 b) jsou charakteristiky nestabilního pohonu. Při vychýlení pracovního bodu z průsečíku charakteristik má dynamický moment takový směr, že se pracovní bod pohybuje směrem od tohoto průsečíku. Soustava se do výchozího stavu nevrací. Nestabilní stavy mohou nastat v některých případech např. u pohonů s asynchronními motory.

Matematicky lze podmínku stability popsat vztahem:

$$\frac{dM}{d\omega_m} < \frac{dM_z}{d\omega_m} \quad (11.)$$



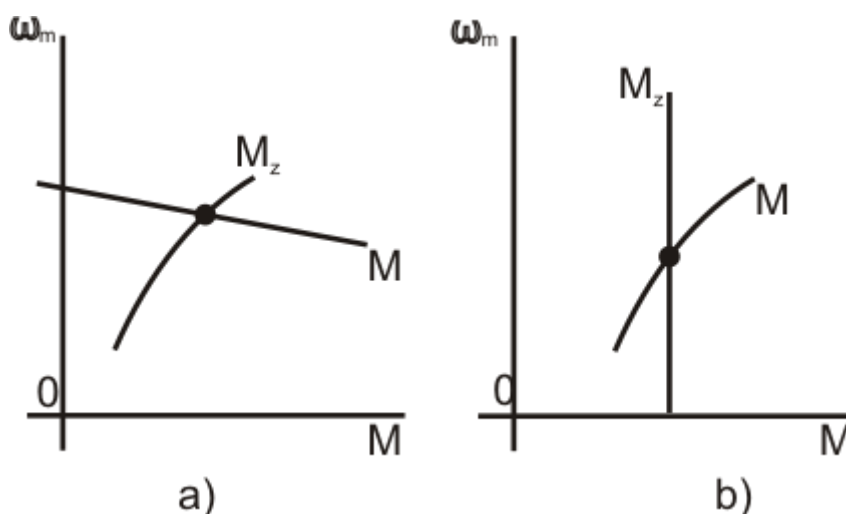
Obr. 5. Pohyb pracovního bodu v mechanických charakteristikách při přechodném jevu

Je-li třeba získat časový průběh některé veličiny, např. otáček nebo momentu, během přechodného jevu, je třeba pro daný případ řešit pohybovou rovnici s dosazenými průběhy mechanických charakteristik motoru a zátěže a s příslušnými počátečními podmínkami.

Analytické řešení pohybové rovnice je výhodné jen v jednodušších případech, např. pro konstantní dynamický moment či pro dynamický moment lineárně závislý na mechanické úhlové rychlosti. V ostatních případech je výhodnější použít numerické řešení pohybové rovnice nebo využít simulačních programů.

Známe-li časový průběh otáček resp. mechanické úhlové rychlosti při přechodném ději, lze z něho pomocí pohybové rovnice naopak získat numericky průběh mechanické charakteristiky motoru. Nejčastější je v tomto případě určování charakteristiky motoru z časového průběhu otáček resp. mechanické úhlové rychlosti při rozběhu motoru naprázdno. V tomto případě je prakticky veškerý moment motoru využit jako moment dynamický. Platí tedy:

$$M = M_d = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \cong J \cdot \frac{\Delta\omega_m}{\Delta t} \quad (12.)$$



Obr. 6. Charakteristiky stabilního a nestabilního pohonu

Časový průběh otáček resp. mechanické úhlové rychlosti se při tomto výpočtu při rozběhu rozdělí na n stejných intervalů s velikostí Δt . Každému takovému intervalu potom odpovídá určitý přírůstek mechanické úhlové rychlosti $\Delta\omega_m$. V tomto intervalu je pak možno podle rovnice (12.) spočítat moment. Pro daný interval pak získáme jeden bod mechanické charakteristiky M a ω_m , přičemž mechanická úhlová rychlost se obvykle volí jako střední hodnota úhlových rychlostí na začátku a konci příslušného intervalu Δt . Z n dílčích intervalů se získá n bodů mechanické charakteristiky. Pro takovéto určení mechanické charakteristiky je třeba znát moment setrvačnosti.

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Kurz celoživotního vzdělávání
Elektrotechnické systémy
pro environmentálně příznivou
dopravu

Předmět

Pohonné a napájecí systémy
pro elektromobilitu

Studijní materiál

Ztráty v elektromotoru

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.

Ing. Petr Sýkora



Ztráty, účinnost a tepelné vlastnosti elektromotoru

1. Ztráty a účinnost elektromotoru v ustáleném stavu

Každý technický systém je při svém provozu zdrojem ztrátového výkonu. Ztrátový výkon se obvykle uvolňuje ve formě tepelného výkonu. Přebytek ztrátového výkonu resp. ztrátové energie je příčinou provozu s nízkou účinností a může způsobit poškození, zničení nebo snížení životnosti zařízení. Proto je třeba věnovat náležitou pozornost správnému návrhu technického systému z hlediska vzniku a odvodu nežádoucího ztrátového tepla a z hlediska dimenzování.

Velká část ztrátového výkonu vzniká při provozu elektrického pohonu v elektromotoru. Ztráty v elektromotoru lze rozdělit na závislé a nezávislé na zatížení, tj. na zatěžovacím momentu. Ztráty závislé na zatížení jsou ztráty způsobené průchodem proudu přes odpory vinutí - Jouleovy ztráty, jejichž výkon se značí ΔP_j . Jejich podíl na celkových ztrátách motoru bývá při jmenovitém chodu zpravidla více než 50%.

Ke ztrátám nezávislým na zatížení patří zejména:

- ztráty v železném magnetickém obvodu ΔP_{Fe}
- ztráty mechanické (ztráty v ložiskách a ztráty ventilační) ΔP_m
- ztráty v budicím vinutí u cizí buzených strojů ΔP_f

Souhrnně se součet ztrátových výkonů nezávislých na zatížení značí ΔP_0 a někdy se nazývá ztrátami naprázdno.

V každém točivém elektrickém stroji se vyskytují zejména ztráty Jouleovy ΔP_j , ztráty v železném magnetickém obvodu ΔP_{Fe} a ztráty mechanické ΔP_m . Je-li 100% souhrn jmenovaných tří složek ztrát, pak ve jmenovitém pracovním bodě elektrického točivého stroje přibližně platí:

$$\Delta P_j \approx 60\%$$

$$\Delta P_{Fe} \approx 30\%$$

$$\Delta P_m \approx 10\%$$

Celkový ztrátový výkon je dán při provozu elektrického točivého stroje součtem výkonu ztrát závislých a nezávislých na zatížení. Při zatěžování motoru se mění jeho proud I a s kvadrátem tohoto proudu se mění i ztrátový výkon ve vinutí ($\Delta P_j \approx I^2$). Zavedeme-li předpoklad, že moment motoru je úměrný proudu ($M \approx I$), což je splněno u stejnosměrných motorů s cizím buzením, regulovaných synchronních motorů a přibližně u asynchronních motorů v oblasti jmenovitého zatížení, a výkon motoru je úměrný momentu ($P_m \approx M$), což je splněno při konstantní mechanické úhlové rychlosti pohonu ω_m , uvažované v následujícím textu jako rychlosti jmenovité, lze pro celkový ztrátový výkon ΔP v závislosti na mechanickém výkonu P_m psát vztah:

$$\Delta P = \Delta P_0 + \Delta P_j = \Delta P_0 + \Delta P_{jn} \cdot \left(\frac{I}{I_n} \right)^2 = \Delta P_0 + \Delta P_{jn} \cdot \left(\frac{M}{M_n} \right)^2 = \Delta P_0 + \Delta P_{jn} \cdot \left(\frac{P_m}{P_{mn}} \right)^2 \quad (1.)$$

Ve vztahu (1.) značí index n jmenovitou hodnotu veličiny. Pro lepší posouzení míry ztrátového výkonu se v technických systémech spíše než absolutní hodnota ztrátového výkonu ΔP používá poměrná veličina účinnost η . Z obecného vztahu pro účinnost lze potom za stejných zjednodušujících předpokladů snadno odvodit vztah pro závislost účinnosti η na mechanickém výkonu elektromotoru P_m :

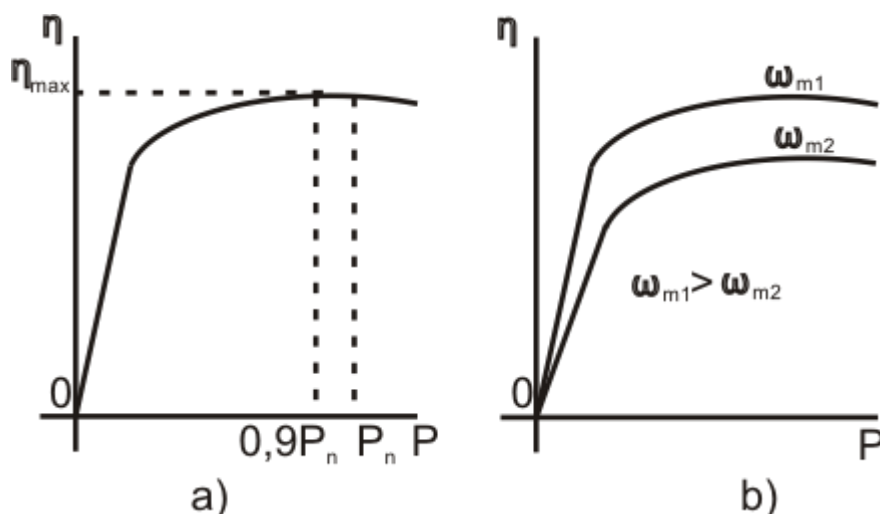
$$\eta = \frac{P_m}{P_p} = \frac{P_m}{P_m + \Delta P_0 + \Delta P_j} = \frac{P_m}{P_m + \Delta P_0 + \Delta P_{jn} \left(\frac{I}{I_n} \right)^2} = \frac{P_m}{P_m + \Delta P_0 + \Delta P_{jn} \left(\frac{M}{M_n} \right)^2} = \frac{P_m}{P_m + \Delta P_0 + \Delta P_{jn} \left(\frac{P_m}{P_{mn}} \right)^2} \quad (2.)$$

Průběh uvedené závislosti je na obr. 1. a). Zderivuje-li se vztah (2.) podle P_m a položí-li se vzniklý vztah roven nule, získáme rovnici, jejíž řešení poskytuje hodnotu výkonu $P_{m\eta\text{MAX}}$, při které motor pracuje s maximální účinností η_{MAX} . Tento výkon je dán:

$$P_{\eta\text{MAX}} = P_{mn} \cdot \sqrt{\frac{\Delta P_0}{\Delta P_{jn}}} \cong 0,9 P_{mn} \quad (3.)$$

Jak bylo výše uvedeno, u běžných elektromotorů platí, že $\Delta P_0 < \Delta P_{jn}$. Motor tedy nepracuje s maximální účinností ve jmenovitém bodě, ale při výkonu poněkud nižším, přibližně při 90% jmenovitého výkonu, jak je uvedeno ve vztahu (3.). Z charakteru závislosti podle obr. 1. a) v okolí jmenovitého výkonu je zřejmé, že hodnoty maximální účinnosti η_{MAX} a jmenovité účinnosti η_n jsou velmi blízké.

Jmenovité resp. maximální účinnosti elektromotoru jsou, například ve srovnání s tepelnými motory, velké. Pohybují se v hodnotách od 50% u motorů s výkony řádově desítek wattů do přibližně 95% u motorů pro výkony řádově MW. U motorů s výkony řádově jednotek až desítek kW, které jsou v průmyslových aplikacích nejfrekventovanější, se jmenovité účinnosti pohybují v rozmezí přibližně 80 až 90%.



Obr. 1. Závislost účinnosti na aktuálním výkonu elektromotoru

V posledních letech se začíná uplatňovat legislativa vyžadující používání elektromotorů se zvýšenými účinnostmi. Dvou a čtyřpólové motory pro jmenovité napětí 400V s frekvencí 50Hz pro ustálený chod pro výkony 1,1 až 90kW jsou podle jmenovité účinnosti členěny do tří kategorií:

- Vysoká účinnost – Eff 1
- Zvýšená účinnost – Eff 2
- Standardní účinnost – Eff 3

U moderních elektromotorů lze v důsledku snah o používání úsporných technologií zaznamenat trend zvyšování jmenovitých hodnot účinností. U motoru srovnatelného výkonu je u kategorie Eff 1 oproti kategorii Eff3 účinnost vyšší o 5 až 15%, přičemž vyšší přírůstek

účinnosti je u motorů menších výkonů. Zvýšení účinnosti se dosahuje úpravami konstrukce stroje, například u asynchronních motorů pro průmyslové aplikace je zvyšování účinnosti dosahováno ve velké míře náhradou hliníkové rotorové klece klecí měděnou. Motory vyšších účinnostních kategorií se vyznačují vyššími pořizovacími náklady. Navýšení pořizovacích nákladů je dáno cenou použitých materiálů i změnami konstrukce a výrobní technologie stroje. V běžných průmyslových aplikacích s roční dobou provozu v řádech tisíců hodin a životností 15 let se u motorů v rozsahu výkonů přibližně 5 až 20 kW pohybuje podíl pořizovacích nákladů na celkových nákladech zahrnujících i údržbu a náklady na energii v rozsahu desetin až jednotek %. Z této relace je zřejmé, že používání motorů s vyššími kategoriemi účinnosti je pro uživatele efektivní.

V obr. 1. a) je znázorněna závislost účinnosti elektromotoru na jeho aktuálním výkonu při konstantní mechanické úhlové rychlosti. Jedná se tedy v určitém měřítku o závislost účinnosti na momentu. Zejména v regulačních pohonech jsou elektromotory provozovány při proměnných otáčkách resp. mechanické úhlové rychlosti a změna otáček rovněž velikost účinnosti ovlivňuje. Vyjdeme-li ze vztahu pro účinnost elektromotoru (2.), dosadíme-li za mechanický výkon P_m součin mechanické úhlové rychlosti a momentu a uvážíme-li přibližnou platnost lineární závislosti mezi ztrátami v železném magnetickém obvodu ΔP_{Fe} a mechanickou úhlovou rychlostí ω_m , je důsledkem pokles účinnosti elektromotoru s klesající mechanickou úhlovou rychlostí při konstantním momentu. Tuto skutečnost vystihuje obr. 1. b).

2. Ztráty v elektromotoru při přechodných dějích

Elektromechanické přechodné děje, při kterých se mění mechanická úhlová rychlost rotující soustavy, představují jevy, kdy se uplatňuje navýšení tepelných ztrát v elektromotoru vlivem zvýšení výkonu a momentu elektromotoru v souladu s průběhy na obr. 1. Zvýšení výkonu při přechodném ději je dáno změnou kinetické energie mechanické soustavy. Tato změna se uskutečňuje v konečném čase, během něhož se vyvine ztrátová energie daná časovým integrálem ztrátového výkonu během přechodného děje. Přesné vyšetřování energetických poměrů při přechodném ději je komplikované. Proto se pro přehlednou energetickou analýzu přechodného děje zavádějí zjednodušující předpoklady a to především:

- zanedbává se vliv ztrát naprázdno ΔP_0 , neboť tvoří menší část celkových ztrát a nemění se
- zanedbává se vliv rychlých elektromagnetických přechodných dějů
- předpokládá se, že mechanická charakteristika motoru má v pracovní části přímkový průběh, který lze popsat rovnicí:

$$\omega_m = \omega_0 - k \cdot M \quad (4.)$$

Ve výše uvedeném vztahu představuje k konstantu úměrnosti a ω_0 mechanickou úhlovou rychlost naprázdno. Vynásobí-li se rovnice (4.) momentem motoru, získá se výkonová bilance motoru:

$$P_p = M \cdot \omega_0 = M \cdot \omega_m + k \cdot M^2 \Rightarrow \Delta P = k \cdot M^2 = M \cdot (\omega_0 - \omega_m) \quad (5.)$$

Člen P_p na levé straně rovnice (5) udává příkon, první člen na pravé straně $M\omega_m$ udává výkon a druhý člen na pravé straně kM^2 jsou ztráty. Celková ztrátová energie za dobu přechodného děje je dána časovým integrálem ztrátového výkonu ΔP , do kterého se dosadí výraz z rovnice (5.) a za moment M se dosadí vztah z pohybové rovnice:

$$\Delta W = \int_{t_{11}}^{t_2} \Delta P \cdot dt = \int_{t_{11}}^{t_2} M \cdot (\omega_0 - \omega_m) \cdot dt = \int_{t_{11}}^{t_2} M_z \cdot (\omega_0 - \omega_m) \cdot dt + \int_{\omega_{m1}}^{\omega_{m2}} J \cdot (\omega_0 - \omega_m) \cdot d\omega_m \quad (6.)$$

Celková ztrátová energie se tedy při přechodném ději skládá ze dvou částí. První část se uplatňuje jen při rozběhu pohonu se zatížením momentem zátěže M_z a její velikost je závislá na průběhu mechanické charakteristiky zátěže. Druhá část se uplatňuje vždy, tedy i ve stavu

naprázdno. Označíme-li ztrátovou energii naprázdno ΔW_0 , získáme integrací druhého členu v rovnici (6.) vztah:

$$\Delta W_0 = \int_{\omega_{m1}}^{\omega_{m2}} J \cdot (\omega_0 - \omega_m) \cdot d\omega_m = J \cdot \omega_0 \cdot (\omega_{m2} - \omega_{m1}) - \frac{1}{2} \cdot J \cdot (\omega_{m2}^2 - \omega_{m1}^2) \quad (7.)$$

První člen v rovnici (7.) představuje celkovou dodanou energii během přechodného děje naprázdno, druhý člen je rozdílem kinetické energie na konci a na začátku přechodného děje, jedná se tedy přírůstek kinetické energie. Rozdíl těchto dvou členů je ztrátová energie během přechodného děje naprázdno.

O podílu ztrátové energie při přechodném ději naprázdno poskytuje dobrou představu příklad přechodného děje, kdy se pohon ve stavu naprázdno rozbíhá po připojení napájecího zdroje z nulové mechanické úhlové rychlosti na rychlost naprázdno. Pro tento případ lze vztah (7.) přepsat do tvaru:

$$\Delta W_0 = \int_0^{\omega_0} J \cdot (\omega_0 - \omega_m) \cdot d\omega_m = J \cdot \omega_0^2 - \frac{1}{2} \cdot J \cdot \omega_0^2 \quad (8.)$$

Ze vztahu (8.) je zřejmé, že při uvažovaném přechodném ději se pouze polovina energie odebrané z napájecího zdroje transformuje na kinetickou energii mechanické soustavy, druhá polovina se zmaří na ztráty. Výpočet byl proveden za zjednodušujících předpokladů, nebyly v něm uvažovány ztráty nezávislé na zatížení ΔP_0 . V reálné situaci, kdy se tyto ztráty uplatňují, je tedy na kinetickou energii transformována méně než polovina energie odebrané z napájecího zdroje.

Z výše uvedeného vyplývá, že přechodné děje mohou podstatně ovlivňovat energetickou bilanci pohonu. Jejich vliv na zvýšení spotřeby je ještě výraznější, nelze-li z nějakého důvodu pohon provozovat v režimu rekuperačního brzdění, kdy se tedy v rámci pracovního cyklu zmaří na teplo i přírůstky kinetické energie.

Ze vztahu (7.) jsou zřejmé možnosti zmenšení ztrátové energie při přechodném ději. První možností je zmenšení momentu setrvačnosti J , což je možné jen při úpravě mechanické konstrukce zařízení a proto tato možnost zpravidla nepřichází v úvahu. Druhou možností je provedení změny rychlosti v několika stupních řídicí veličiny určující dílčí ustálenou rychlost, takže v každém stupni se dle možností bude minimalizovat hodnota rychlostní změny během přechodného děje. Čím více bude použito těchto stupňů, tím bude celková ztrátová energie menší. Při změně rychlosti pohonu s plynulou změnou hodnoty řídicí veličiny se může navýšení ztrátové energie téměř blížit nule. Ve spojení s rekuperaací lze potom energetická negativa přechodných dějů významně potlačit.

3. Dimenzování a tepelné vlastnosti elektromotoru

Dimenzováním elektromotoru rozumíme specifikaci štítkových, tedy jmenovitých hodnot, typu motoru a případně pracovních charakteristik motoru v souřadnicích $M - \omega_m$ pro danou aplikaci. Jmenovitou hodnotu veličiny lze definovat jako nejvyšší možnou hodnotu veličiny, se kterou může motor pracovat neomezeně dlouhou dobu aniž by se zničil nebo poškodil. Aby bylo možno provozovat motor v pracovním bodě po neomezenou dobu bez ohrožení jeho funkce nebo bez dopadů na jeho životnost, je třeba, aby žádná ze štítkových veličin nepřekročila jmenovitou hodnotu, aby tedy motor pracoval ve jmenovitém pracovním bodě nebo v bodě, v němž je tepelný ztrátový výkon nižší oproti jmenovitému. Například v případě, kdy by byl motor provozován se jmenovitým výkonem, s otáčkami nižšími než jmenovitými a momentem vyšším než jmenovitým, došlo by k nežádoucímu navýšení Jouleových ztrát a tím k pravděpodobnému poškození motoru i při jmenovitém výkonu. Jiným příkladem dopadu nedodržení jmenovitého pracovního bodu je situace, kdy je motor s vlastním chlazením provozován při jmenovitém momentu a otáčkách nižších oproti jmenovitému.

V tomto případě by došlo k tepelnému přetížení a poškození elektromotoru vlivem nedostatečného chlazení i při výkonu nižším oproti jmenovitému.

Správnému dimenzování elektromotoru je třeba věnovat dostatečnou pozornost, neboť zásadním způsobem ovlivňuje technické i ekonomické parametry pohonu. Poddimenzovaný elektromotor nemusí mít dostatečný výkon a moment a nemusí splňovat potřebnou výkonovou, momentovou a proudovou přetížitelnost, tím nemusí být v dané aplikaci vůbec použitelný nebo vlivem velkých ztrát roste nepřiměřeně jeho oteplení. To zkracuje životnost elektromotoru nebo může dojít k jeho poškození.

Je-li elektromotor předdimenzován, zvyšují se jeho rozměry, hmotnost a cena. Zároveň motor pracuje nedostatečně zatížený a klesá jeho účinnost, v případě asynchronního motoru i jeho účinník. Přbytek výkonu se u předdimenzovaného motoru může projevit přebytkem momentu, čímž se může zvyšovat dynamický moment, jehož důsledkem jsou nepřijatelné dynamické rázy způsobující nadměrné opotřebení poháněného zařízení.

Nejohroženější částí elektromotoru z hlediska tepelného přetížení způsobeného ztrátami je obecně izolace vinutí. U synchronních motorů s permanentními magnety ze speciálních slitin jsou navíc při nepřiměřeném tepelném namáhání významně ohroženy magnety resp. jejich magnetické vlastnosti.

Provedení izolace elektrických strojů se rozděluje do několika tříd. Každá třída je charakteristická maximální povolenou teplotou, případně oteplením elektrického stroje vůči okolí $\Delta\vartheta = \vartheta_m - \vartheta_o$, kde $\Delta\vartheta$ je oteplení, ϑ_m je aktuální teplota elektrického stroje a ϑ_o je teplota okolí. Jako standardní teplota okolí se uvažuje hodnota 40°C. Přehled tříd izolace uvádí následující tabulka.

Třída izolace	Maximální teplota el. stroje	Maximální oteplení el. stroje
A	100°C	60°C
E	115°C	75°C
B	120°C	80°C
F	140°C	100°C
H	165°C	125°C
C	200°C	160°C

Tab. 1. Třídy izolace vinutí

Elektromotor je z hlediska tepelných vlastností složitá soustava a jeho přesný tepelný model je vlivem nerovnoměrného rozložení hmot z různých materiálů a zdrojů tepla velmi komplikovaný. Aby bylo možné pro účely dimenzování získat pro tepelný popis přehledné vztahy, uvažuje se elektromotor zjednodušeně jako homogenní těleso s rovnoměrně rozloženými zdroji tepla. Dále se uvažuje, že teplo předávané do okolí je úměrné rozdílu teplot motoru a okolí, tj. oteplení $\Delta\vartheta$. Za těchto předpokladů lze sestavit rovnici, která matematicky formuluje tepelnou bilanci:

$$\Delta P \cdot dt = C_m \cdot d(\Delta\vartheta) + A \cdot \Delta\vartheta \cdot dt \quad (9.)$$

Ve vztahu (9.) značí ΔP celkový ztrátový výkon motoru, $C_m = mc_m$ je tepelná kapacita motoru rovná součinu hmotnosti motoru m a měrné tepelné kapacity c_m a $A = \alpha_m S$ je součinitel přestupu tepla do okolí daný součinem měrného součinitele přestupu tepla do okolí α_m a chladič plochy motoru S . Rovnice (9) udává, že celkové ztrátové teplo vzniklé v motoru $\Delta P dt$

se zčásti spotřebuje na ohřátí tělesa motoru - první člen na pravé straně rovnice - a zčásti se odvede do okolí - druhý člen na pravé straně rovnice. Zavedeme-li:

$$\frac{\Delta P}{A} = \Delta \vartheta_{\infty} \qquad \frac{C_m}{A} = \tau_g \quad (10.)$$

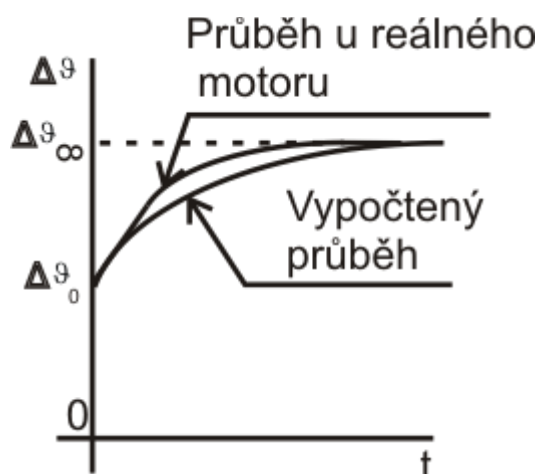
kde $\Delta \vartheta_{\infty}$ je konečné oteplení v ustáleném stavu a τ_g je tepelná časová konstanta motoru, lze rovnici (9.) psát ve tvaru:

$$\tau_g \cdot \frac{d(\Delta \vartheta)}{dt} + \Delta \vartheta = \Delta \vartheta_{\infty} \quad (11.)$$

Jedná se o lineární diferenciální rovnici prvního řádu, jejímž řešením je časový průběh oteplení motoru při tepelném přechodném jevu:

$$\Delta \vartheta = \Delta \vartheta_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_g}} + \Delta \vartheta_{\infty} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_g}}) \quad (12.)$$

Ve výše uvedeném vztahu je $\Delta \vartheta_0$ je oteplení motoru na počátku přechodného jevu, tedy počáteční podmínka řešení diferenciální rovnice (11.). Průběh oteplení je dán součtem dvou exponenciál, je tedy exponenciální. Vzhledem k zavedení zjednodušujících předpokladů ve výše uvedeném výpočtu má oteplovací křivka reálného motoru částečně odlišný průběh, jak je znázorněno na obr. (2.). Při tepelném přechodném ději dojde k ustálení teploty resp. oteplení přibližně za dobu rovnou trojnásobku tepelné časové konstanty τ_g .



Obr. 2. Průběh oteplovací charakteristiky elektromotoru

Obvyklou úlohou je při dimenzování elektromotoru najít při proměnném zatížení náhradní konstantní hodnoty veličin motoru tak, aby nebyl motor tepelně přetěžován, aby byl zaručen bezporuchový provoz bez dopadů na životnost. Jde tedy o nalezení vhodných jmenovitých štítkových veličin motoru, přičemž ve jmenovitém bodě může být elektromotor provozován neomezenou dobu. Pro snazší orientaci je normou definováno osm typických zatěžovacích režimů, označovaných S1 až S8, které postihují různé druhy zatížení od chodu s konstantním výkonem a otáčkami až po chody s proměnnou rychlostí, se změnami zatížení, s reverzacemi či s opakovaným elektrickým brzděním:

- **S1 – Trvalé zatížení** – Motor pracuje se stálým momentem a mechanickou úhlovou rychlostí.
- **S2 – Krátkodobý chod** – Po rozběhu je motor provozován se stálým momentem a mechanickou úhlovou rychlostí po dobu, za kterou nedosáhne ustáleného oteplení. Poté je vypnut, zastaví se a není rozbíhán dříve, než dojde k jeho vychladnutí na teplotu minimálně o 2 °C vyšší, než je teplota okolí.

- **S3 – Přerušovaný chod** – Motor je periodicky zapínán a vypínán s periodou kratší, než odpovídá době potřebné k dosažení ustáleného oteplení. Teplota motoru kolísá mezi minimální a maximální hodnotou, přičemž obě teploty jsou různé od teploty okolí i maximální ustálené teploty. V režimu S3 je vliv rozběhového proudu na oteplení motoru zanedbatelný. Pro režim S3 je na štítku motoru někdy udávána hodnota zatěživatele v %, který je dán poměrem doby zapnutí motoru a celkové doby periody přerušovaného chodu. Typické hodnoty zatěživatele jsou 15%, 25%, 40% a 60%. Na štítku některých motorů je udáno několik sad jmenovitých hodnot pro jednotlivé definované zatěživatele.
- **S4 – Přerušovaný chod se spínacími ztrátami při rozběhu** – Jedná se o analogii s režimem S3, je však zohledněno zvýšení ztrát a oteplení při rozběhu motoru.
- **S5 – Přerušovaný chod se spínacími ztrátami při rozběhu a elektrickém brzdění** – Jedná se o analogii s režimem S4, je však navíc zohledněno zvýšení ztrát a oteplení při elektrickém brzdění při zastavování motoru. Při elektrickém brzdění je moment záporný.
- **S6 – Přerušované zatížení** – Při trvale zapnutém motoru se periodicky střídá momentové zatěžování a odlehčování. Teplota motoru kolísá mezi minimální a maximální hodnotou, přičemž obě teploty jsou různé od teploty okolí i maximální ustálené teploty.
- **S7 – Přerušované zatížení se spínacími ztrátami při změně rychlosti** – Během chodu motoru se periodicky střídají dvě zatížení. Motor přechází zrychlením na vyšší rychlost, kdy pracuje s vyšším momentem a elektrickým brzděním na nižší rychlost, kdy pracuje s nižším momentem. Ke zvýšeným ztrátám a zvýšení oteplení dochází při dynamických jevech zrychlování a při elektrickém brzdění. Ztráty při přechodných dějích mohou dominovat nad ztrátami v ustáleném stavu.
- **S8 – Přerušované zatížení se spínacími ztrátami při reverzacích** – Během chodu motoru se periodicky střídají dvě hodnoty zátěžného momentu, každá při jiném směru otáčení. Při reverzacích vzniká podstatná část ztrát.

Je třeba mít na zřeteli, že elektromotory s vlastním chlazením je možno provozovat trvale se jmenovitým momentem a proudem jen při jmenovitých nebo vyšších otáčkách, neboť při nižších otáčkách se značně zhoršují podmínky pro chlazení. Provoz se sníženým momentem, výkonem a proudem je také nutno dodržet v případě teploty okolí vyšší než 40°C nebo v případě nadmořské výšky větší než 1000 m n. m. Při návrhu pohonu lze orientačně kalkulovat s relacemi, kdy se nad 40°C s každým zvýšením teploty okolí o 5°C snižují maximální moment a proud motoru o 5% oproti jmenovitým a s rostoucí nadmořskou výškou nad 1000 m n.m. se maximální moment a proud snižují tak, že při výšce 4000 m n. m. dosahují na 75% jmenovité hodnoty.

Není-li možné při návrhu pohonu a dimenzování elektromotoru aplikovat žádný ze zátěžných režimů S1 až S8, používají se nejčastěji metody tepelné ekvivalence. Tyto metody vycházejí ze zjednodušujícího předpokladu, kdy se zanedbává vliv ztrát nezávislých na zatížení a uvažují se pouze ztráty závislé na velikosti zatěžovacího momentu. Nejexaktnější z metod tepelné ekvivalence je metoda ekvivalentních ztrát. Opakuje-li se v pracovním cyklu elektro motoru n dílčích intervalů, ve kterých se uplatňují dílčí ztrátové výkony ΔP_i , určí se zjednodušeně ekvivalentní ztrátový výkon jako střední hodnota dílčích ztrátových výkonů v jednotlivých intervalech pracovního cyklu:

$$\Delta P_{ekv} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n t_i} \cdot \sum_{i=1}^n \Delta P_i \cdot \Delta t_i \quad (13)$$

Δt_i v předchozím vztahu značí dobu trvání dílčího intervalu pracovního cyklu.

Dimenzování podle metody ekvivalentních ztrát je nepřesnější, avšak neposkytuje dobrý podklad pro výběr jmenovitých hodnot veličin motoru, neboť může být obtížné zjistit ztráty ΔP_i v dílčích intervalech. Tato metoda je však vhodná pro zpětnou kontrolu vhodnosti použití již vyspecifikovaného elektromotoru.

Jak bylo uvedeno výše, metody tepelné ekvivalence neuvažují vliv ztrát nezávislých na zatížení, tj. jsou uvažovány pouze Jouleovy ztráty, pro které platí, že $\Delta P_j \approx I^2$. Za tohoto předpokladu lze přejít od metody ekvivalentních ztrát na metodu ekvivalentního proudu. Se zohledněním uvedené kvadratické závislosti se v době pracovního cyklu vypočte ekvivalentní proud I_{ekv} jako efektivní hodnota proudů I_i v dílčích intervalech pracovního cyklu:

$$I_{ekv} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n I_i^2 \cdot t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}} \leq I_n \quad (14.)$$

V případech, kdy platí přímá úměrnost mezi momentem a proudem elektromotoru, lze přejít od metody ekvivalentního proudu k metodě ekvivalentního momentu:

$$M_{ekv} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n M_i^2 \cdot t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}} \leq M_n \quad (15.)$$

Za předpokladu platnosti přímé úměry mezi momentem a výkonem, tj. při konstantní mechanické úhlové rychlosti motoru ω_m , lze od metody ekvivalentního momentu přejít k metodě ekvivalentního výkonu:

$$P_{ekv} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n P_i^2 \cdot t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}} \leq P_n \quad (16.)$$

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.

