

EVROPSKÁ UNIE
Evropské strukturální a investiční fondy
Operační program Výzkum, vývoj a vzdělávání

MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ, MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY

ESF II projekt Západočeské univerzity v Plzni
reg. č. CZ.02.2.69/0.0/0.0/18_056/0013239

Aktivita 2:
Zkvalitnění vzdělávací činnosti a moderní výukové trendy

KEV – EST2
Elektrické stroje 2

Úvod

V tomto kurzu Elektrické stroje 2 navážeme na znalosti z předchozích předmětů. Budeme se zabývat nejen dynamickými ději asynchronního stroje a asynchronního stroje, ale zmíníme se také o speciálních a moderních strojích. Mezi speciality klasických strojů patří natáčivý transformátor a autotransformátor. Mezi moderní transformátory patří například transformátory pro posun fáze, K-rated transformátory, určené pro napájení nelineárních zátěží a HMT transformátory, které harmonické složky omezují. Bez těchto transformátorů by se moderní elektrická síť jen těžko provozovala.

Pokud se synchronního stroje týká, budeme se zabývat zejména jeho náhlým zkratem. I takovémuto extrémnímu stavu musí stroje odolat a nemělo by nastat jejich poškození. Kromě toho vyhodnocení tohoto dynamického děje poskytuje cenné informace nejen o reaktancích a časových konstantách stroje, ale je nutné i pro správné nastavení ochran.

Z klasického synchronního stroje je odvozen moderní reluktanční synchronní stroj, který nepotřebuje budící obvody ani permanentní magnety.

Z klasického stejnosměrného stroje byl odvozen moderní, alektronicky komutovaný bezkartáčový motor (BLDC), který je základem například pro pohon počítačových disků. Pro svoji kompaktní a bezúdržbovou konstrukci najde uplatnění nejen v modelářství, ale např. i v náročných pohonech letadel a jinde.

Budeme se věnovat i návrhu a konstrukci tlumivek, ať už s magnetickým obvodem či vzduchových.

1 Provozní stavy asynchronního stroje



Předpokládaná časová náročnost: **90 min**



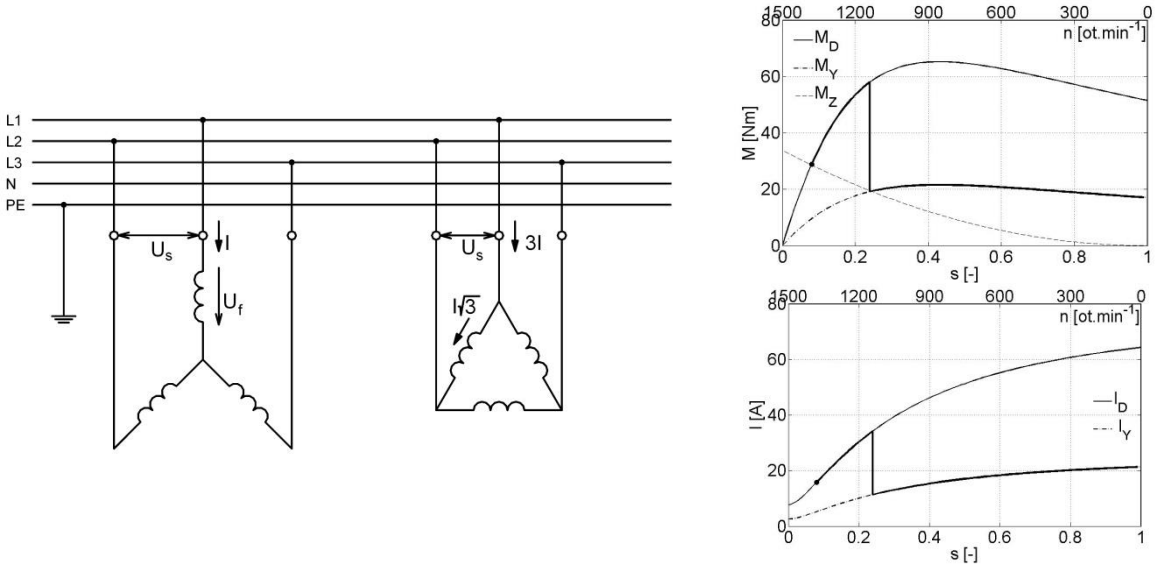
Po prostudování tématu budete:

- *Umět charakterizovat parazitní jevy při přepínání Y-D*
- *Umět popsat dynamické průběhy proudů, momentu a rychlosti v různých provozních stavech asynchronního stroje*
- *Mít přehled o opětném zapnutí roztočeného stroje na síť, o napětí při doběhu stroje*
- *Umět zapojit stroj do konvenčního a nekonvenčního trojúhelníka a vysvětlit rozdíly při přepnutí Y-D s časovou prodlevou*
- *Umět navrhnout zapojení pro přepínání Y-D bez časové prodlevy*

1.1 Spouštění Y-D

Rozběh s přepínáním hvězda-trojúhelník se používá pro rozběhy strojů nezatížených momentem zátěže. Jsou to například odstředivá čerpadla a ventilátory, která mají vesměs kvadratickou momentovou charakteristiku a proto při malé rychlosti je motor odlehčen. S narůstající rychlostí pak moment stoupá přibližně kvadraticky. Dále lze takto spouštět strojní zařízení s rozběhovou spojkou, která připojí poháněnou technologii až po dosažení jmenovitých otáček motoru. Poznamenejme zde, že malé stroje o výkonu do 1 kW se roztočí ve stavu naprázdno na jmenovitou rychlost za 2-3 mechanické otáčky hřídele.
Principem omezení záběrného proudu je připojení stroje na snížené napětí. Poklesne přitom kvadraticky (tj. na třetinu) nejen záběrný proud, ale i záběrný moment.

Výhodou tohoto způsobu spouštění je jeho snadná cenová dostupnost a realizovatelnost.



a) b)

Obr. 1-1 a) Napětí a proudy při rozběhu Y-D b) moment a proud při rozběhu motoru 4kW/1380 ot.min^{-1} zatíženého ventilátorem

Při spojení vinutí do hvězdy je na každé fázi fázové napětí U_f a vinutím pak prochází stejný proud jako je proud v každém vodiči přívodního kabelu. Výkon stroje je

$$P = 3U_f I_f \tag{1-1}$$

Vyjádřeno pomocí sdruženého napětí

$$U_S = \sqrt{3}\,U_f \tag{1-2}$$

lze rovnici (1-1) psát

$$P = \sqrt{3}U_S I_f \tag{1-3}$$

Po přepnutí vinutí statoru do trojúhelníka bude na každé fázi stroje napětí sdružené, tj. $\sqrt{3}$ krát vyšší než při zapnutí do hvězdy. Proud ve fázi statorového vinutí bude rovněž $\sqrt{3}$ krát vyšší a fázové proudy v přívodech tedy 3krát vyšší oproti zapnutí statoru do hvězdy (viz obr. 1-1). Po přepnutí do trojúhelníka vzroste v souladu s rovnicí (1-3) výkon 3krát.

Poznámka: *Na štítku stroje je uváděn právě fázový proud v přívodech, nikoliv ve vinutí statoru. Rovněž je na štítku motoru uveden mechanický výkon, nikoliv elektrický příkon, který musí být o ztráty větší.*

Nevýhody spouštění Y-D

- Snížení momentu na 1/3 (snižujeme napětí)
- Proudový a momentový náraz po zapnutí do trojúhelníka (D)

Podívejme se nyní podrobněji právě na okamžik přepínání z Y na chod do D. Předně je potřeba si uvědomit, že po přepnutí stroje do D se nejedná o připojení stroje v klidu na napětí,

ale v podstatě o "opětné" připojení již rotujícího stroje na napětí. Lze zde vidět analogii se zapnutím transformátoru naprázdno. V rotorovém vinutí se totiž také nevytvoří proudy (obdobně jako v sekundárním vinutí transformátoru), protože má téměř synchronní rychlost a indukované pohybové napětí v rotoru je velmi malé.

Důvody proudového a momentového rázu

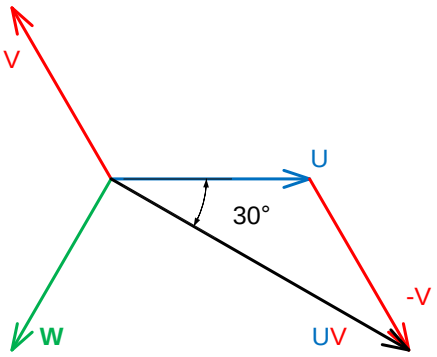
1. Posun systému fázových a sdružených napětí o +/- 30^o
2. Zvýšení napětí z fázového na sdružené
3. Opětné připojení točícího se stroje po přerušení napájení a zániku toků
4. Opětné zapnutí stroje po přerušení napájení, ale stroj má ještě v magnetickém jádře zbytkový magnetický tok, tj. má na svorkách napětí
5. Opětné zapnutí stroje bez přerušení napájení (používá se ve zvláštních případech)

Přepínač Y-D i stykače řízené časovým relé, musí mít mezi stavy Y a D jistou časovou prodlevu, aby nenastal zkrat. Délka prodlevy je zpravidla kolem 50ms, tj. přibližně 2-3 periody sítě 50Hz, záleží na typu časového relé. Prodleva nesmí být příliš dlouhá, aby se stroj příliš nezpomalil, zejména pokud je již v době přepínání zatížen mechanickou zátěží (např. ventilátor, čerpadlo). Pak mohou nastat dva případy (ad 3 a ad 4, viz dále).

ad 1+2)

Nastává společně. Sdružené napětí je rozdíl fázových napětí. Proto systém fázových napětí a systém sdružených napětí se liší

- svojí velikostí, poměr hodnot je $\sqrt{3}$
- fázovou polohou v čase, vzájemný posun o +/- 30°



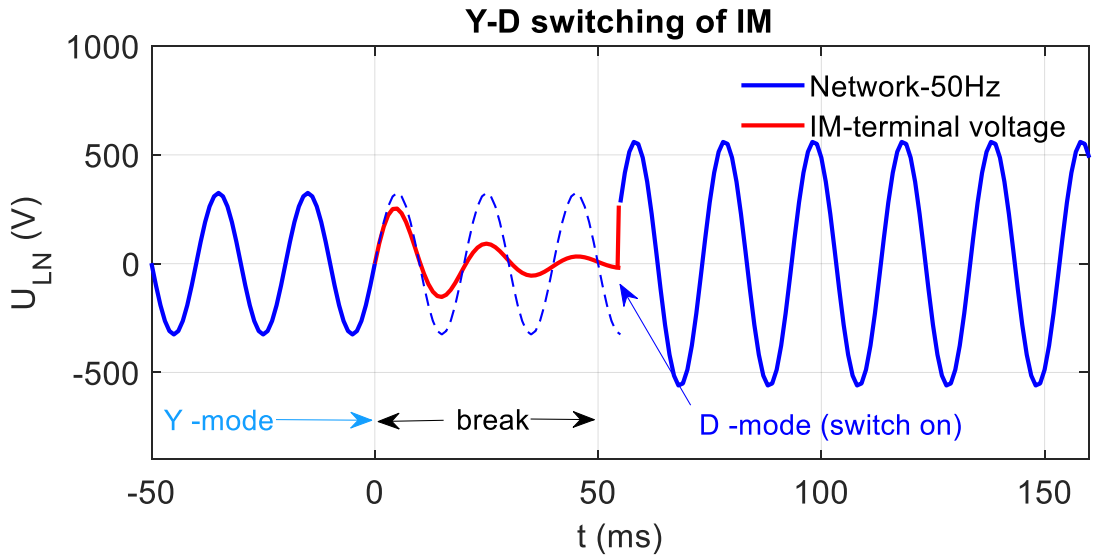
Obr. 1-2 Systém fázových napětí U-V-W a jedno napětí sdružené (UV).

ad 3)

Jedná se o zapnutí rotujícího asynchronního motoru na síť. Stroj již nemá v okamžiku spojení do D na svorkách prakticky žádné indukované napětí a nemá v magnetickém obvodu ani žádný magnetický tok. Po odpojení napětí v chodu Y svorkové napětí stroje neklesne na

nulovou hodnotu skokem, ale až za jistou dobu ve stroji postupně plynule zanikne magnetický tok a tím i generované svorkové napětí. Situaci vidíme na následujícím obrázku.

Po rozběhu v zapojení Y nastane v čase t=0 odpojení od sítě na dobu, určenou časovým relé. V případě vačkového přepínače je doba odpojení dána rychlostí pohybu hřídelky vaček a konfigurací vaček. Po této prodlevě (zde 55ms) nastane opětné připojení k síti, tentokrát ve spojení D. V tomto případě stačilo indukované napětí během prodlevy klesnout prakticky na nulovou hodnotu.



Obr. 1-3 Pokles svorkového napětí v prodlevě mezi vypnutím Y a zapnutím do D.

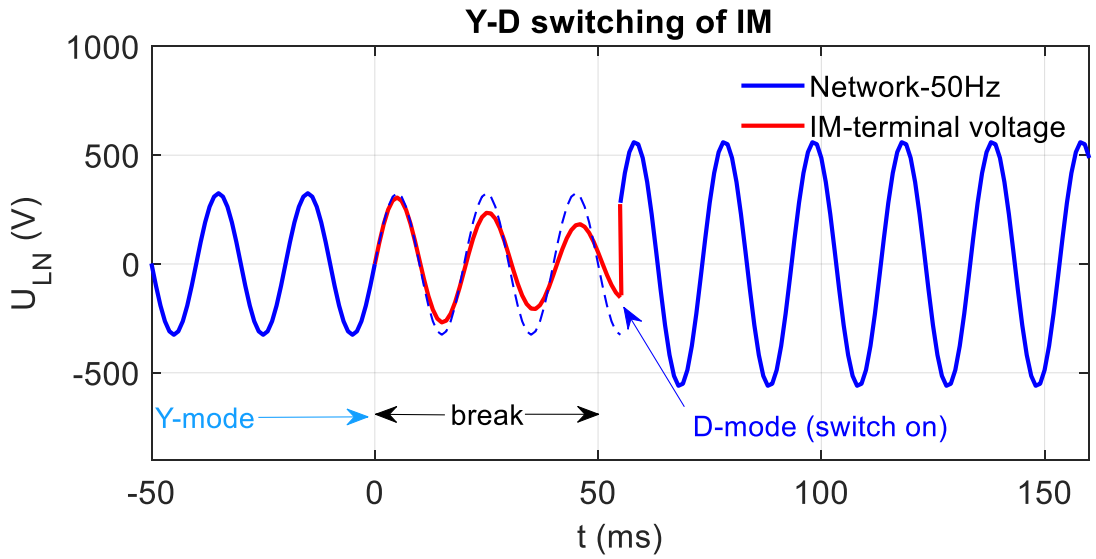
Rychlost rotoru je v chodu naprázdno blízká synchronní rychlosti. Pokud je stroj zatížen, je rychlost blízká (je nižší) jmenovité rychlosti.

V tomto případě se jedná o podobný stav, jako je zapínání transformátoru naprázdno k síti. Záleží zde na fázi sinusovky napětí a okamžiku připojení stroje v zapojení D.

- Zapnutí v nule napětí. Vytvoří se maximální možná DC složka, nastane přesycení magnetického obvodu, zapínací proud bude vysoký
- Zapnutí v amplitudě napětí. DC složka se nevytvoří, proud bude nejmenší možný, ale ne nulový.

ad 4)

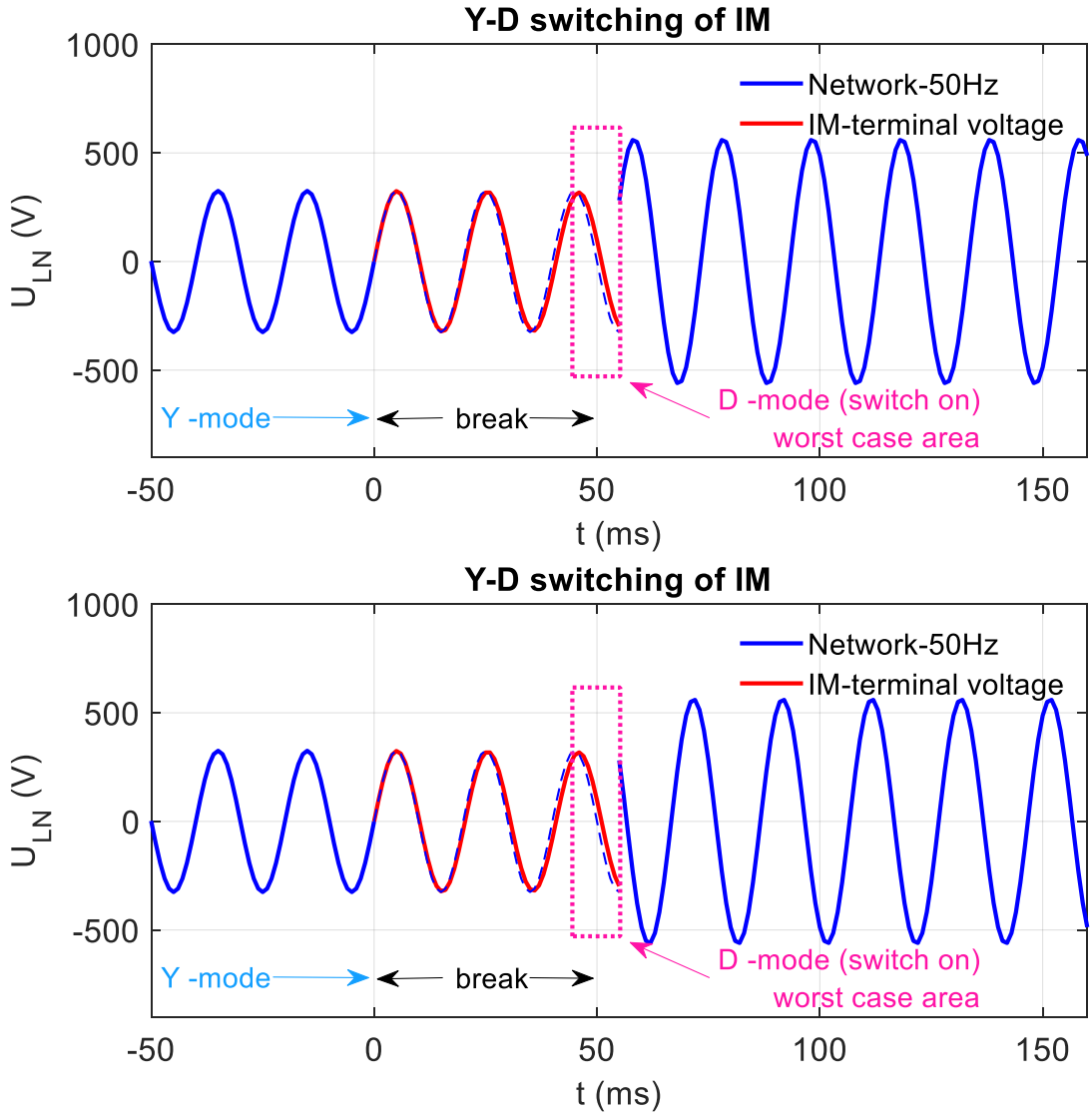
Ve stroji ještě doznívá magnetická tok s dlouhou časovou konstantou a na svorkách je napětí. Stroj je buzen doznívajícím magnetickým tokem a pracuje jako asynchronní generátor. Časová prodleva mezi vypnutím Y a zapnutím do D je příliš krátká.



Obr. 1-4 Zbytkový magnetický tok a indukované napětí v prodlevě mezi vypnutím Y a zapnutím do D.

Protože se jedná o asynchronní generátor, má nenulový skluz i v režimu naprázdno a to i v případě, že by stroj měl synchronní rychlost v okamžiku vypnutí spojení Y. Stroj totiž kryje mechanické ztráty, ztráty v magnetickém obvodu a pokud je zatížený, tak kryje i příkon zátěže. To vše odebírá energii z momentu setrvačnosti rotujících hmot. Proto se generované napětí v mezičase (vypnutí Y a následuje prodleva, než se spojí D) svým kmitočtem odlišuje od síťového. Pokles rychlosti (zejména velkých strojů) by neměl být výrazný a proto se napětí generované svorkové a síťové liší spíše svojí fází, nežli kmitočtem. Je třeba k tomu ještě uvažovat posun fázových a sdružených napětí o 30°.

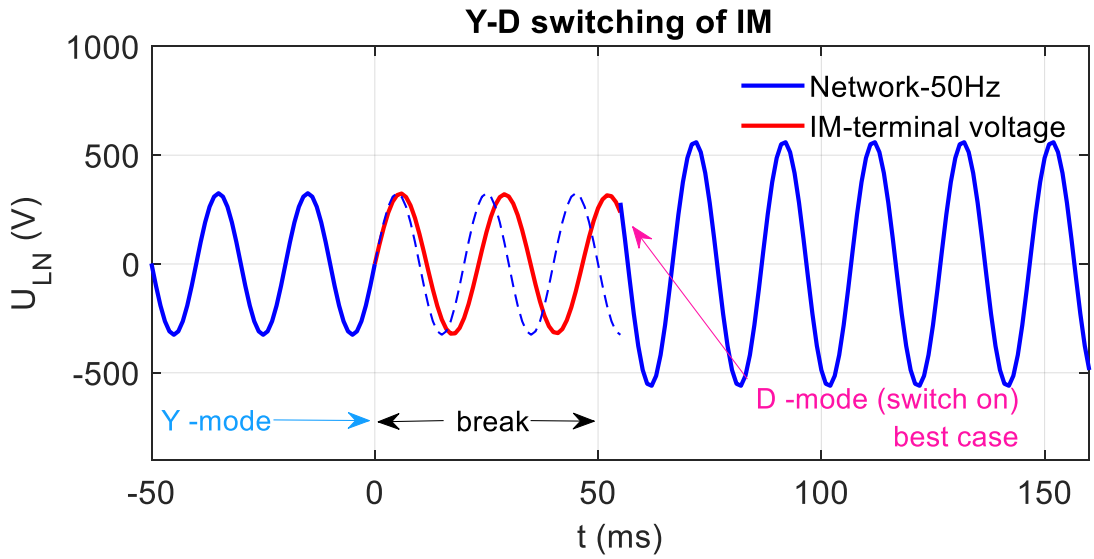
Při opětném zapnutí ve spojení D pak může nastat stav, kdy stroj zapínáme téměř na plné protinapětí. Pak nastane silný proudový a momentový ráz. Na následujících obrázcích jsou ještě uvedeny dvě varianty, a to pro případ, že stroj je přepínán do „obvyklého trojúhelníka“ a „neobvyklého trojúhelníka“ (viz dále).



Obr. 1-5 Nejnepříznivější okamžik spojení do D – indukované svorkové napětí a napětí sítě jsou v protifázi ($+30^o$ a -30^o).

Pokud naopak budou obě napětí v okamžiku připojení D ve fázi a budou se lišit jen svojí velikostí, bude proudový a momentový ráz nejmenší, v ideálním případě nulový. Došlo by k obdobnému jevu jako je fázování synchronního stroje k síti bez proudového a momentového rázu.

O který případ se bude jednat, to záleží samozřejmě na okamžitém zatížení stroje, jeho velikosti, parametrech apod.



Obr. 1-6 Nejpříznivější okamžik spojení do D – indukované svorkové napětí a napětí sítě jsou shodná.

ad 5)

Bez přerušení proudu při přepínání Y-D pracují zvláštní zdroje (např. rotační UPS s velkým momentem setrvačnosti). Na počátku výpadku sítě má rotační UPS vysoké otáčky a aby nemusela být elektronika dimenzována na velké napětí, je generátor nejprve spojen do D. Po jisté době dojde k poklesu rychlosti setrvačníku a tím i k poklesu napětí generátoru. Tento pokles se kompenzuje přepojením generátoru do Y. Jistému momentovému rázu se však nevyhneme, i když jej DC meziobvod připojeného měniče může výrazně omezit.

1.2 Rozběh stroje přímým připojením k síti

Prostudujeme nyní několik záznamů přechodového děje, kdy byl stroj rozběhnut přímým připojením k síti. Pro představu o velikosti jednotlivých veličin je nutné znát jmenovité a štítkové údaje stroje.

Štítek asynchronního stroje

		Přepočet na 50 Hz
Napětí	440 V D	367 V
Proud	2 A	
Výkon	0,9 kW	749,6 W
účinník	0,78	
kmitočet	60 Hz	50 Hz
rychlost	1705 rpm	1421 rpm
Moment setrvačnosti	0,0018 kg.m	

Sledujme obrázek 1-6, kde jsou časové závislosti. Hned na počátku rozběhu je vidět v průběhu zrychlení i akceleračního momentu záporný momentový impulz (čas přibližne 0,08s). Jedná se o vliv reluktančního momentu, který se vytvořil ještě před vznikem točivého magnetického pole. Vytvoření tohoto impulzu je závislé na

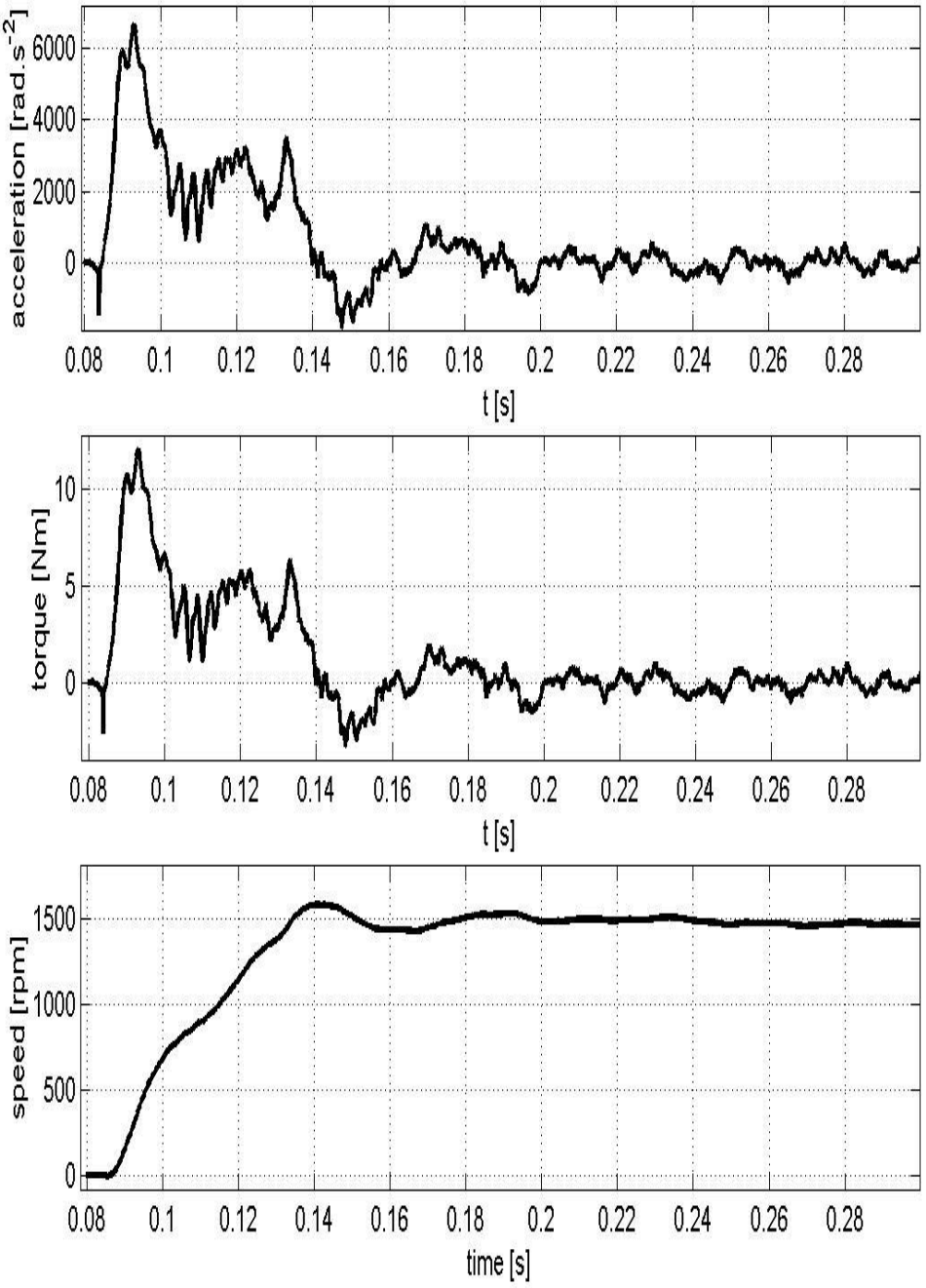
- Okamžiku připojení stroje k síti
- Vzájemné poloze statoru a rotoru

Při vhodném okamžiku se zuby rotoru natočí do polohy maximální magnetické vodivosti. Počet zubů statoru a rotoru totiž není stejný. Pak nastává vytvoření točivého pole a vlastní rozběh stroje.

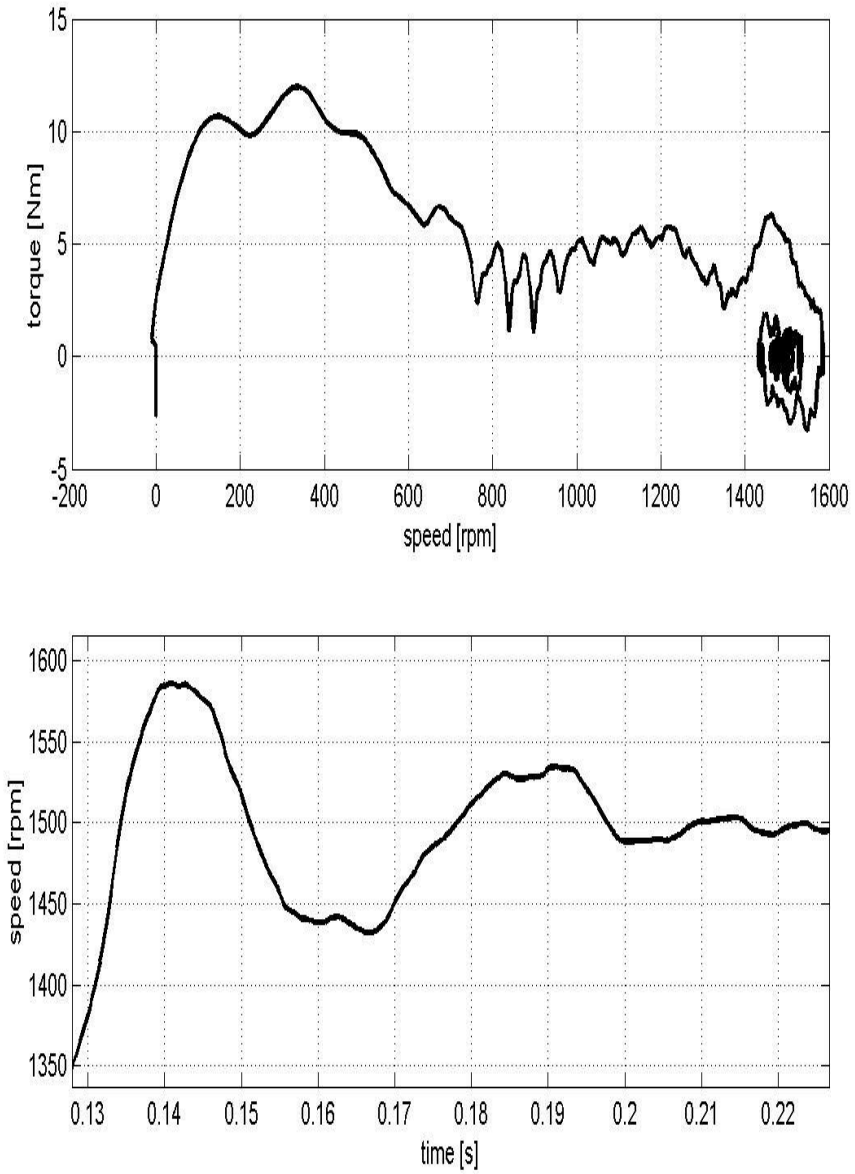
Přibližně v čase 0,14 stroj přesáhl synchronní rychlost 1500 ot.min^{-1}. Jednalo se o rozběh naprázdno a stroj měl při rozběhu značné zrychlení. Proto synchronní rychlost nejen dosáhl, ale dokonce v prvním okamžiku i překročil. Zde se pak uplatňuje brzdný vliv klece nakrátko, protože stroj na okamžik pracuje jako generátor a přebytek kinetické energie vrací do sítě. Dojde ke zpomalení, ale pokles rychlosti byl přílišný, takže nastane opět motorický chod a urychlení stroje. Výsledkem je kmitavý přechodový děj, který se ustálí vlivem tlumení (nenulové odpory vinutí) na těsně podsynchronní rychlosti.

Detail kmitavého přechodového děje je v dolní části obr. 1-7. Tento kmitavý děj se silně potlačí, pokud je stroj zatížen mechanickou zátěží. Pokud má stroj na hřídeli velký moment setrvačnosti, tak ke vzniku kmitů často vůbec nedojde a přechodový děj není kmitavý, ale aperiodický.

Mnohem častěji než časové závislosti se však používají pro zobrazení momentových charakteristik závislosti momentu na skluzu nebo momentu na rychlosti. V horní části obr. 1-7 je zobrazení dynamické momentové charakteristiky moment v závislosti na rychlosti stroje. V nulové rychlosti je vidět počáteční záporný momentový impulz (reluktanční moment). Mezi rychlostmi 1400-1600 ot.min^{-1} je patrný kmitavý přechodový děj při dosažení ustáleného stavu (ulita - hlemýžď).



Obr. 1-7 Zrychlení, akcelerační moment a rychlost stroje po připojení na U=420V ve spojení Y.

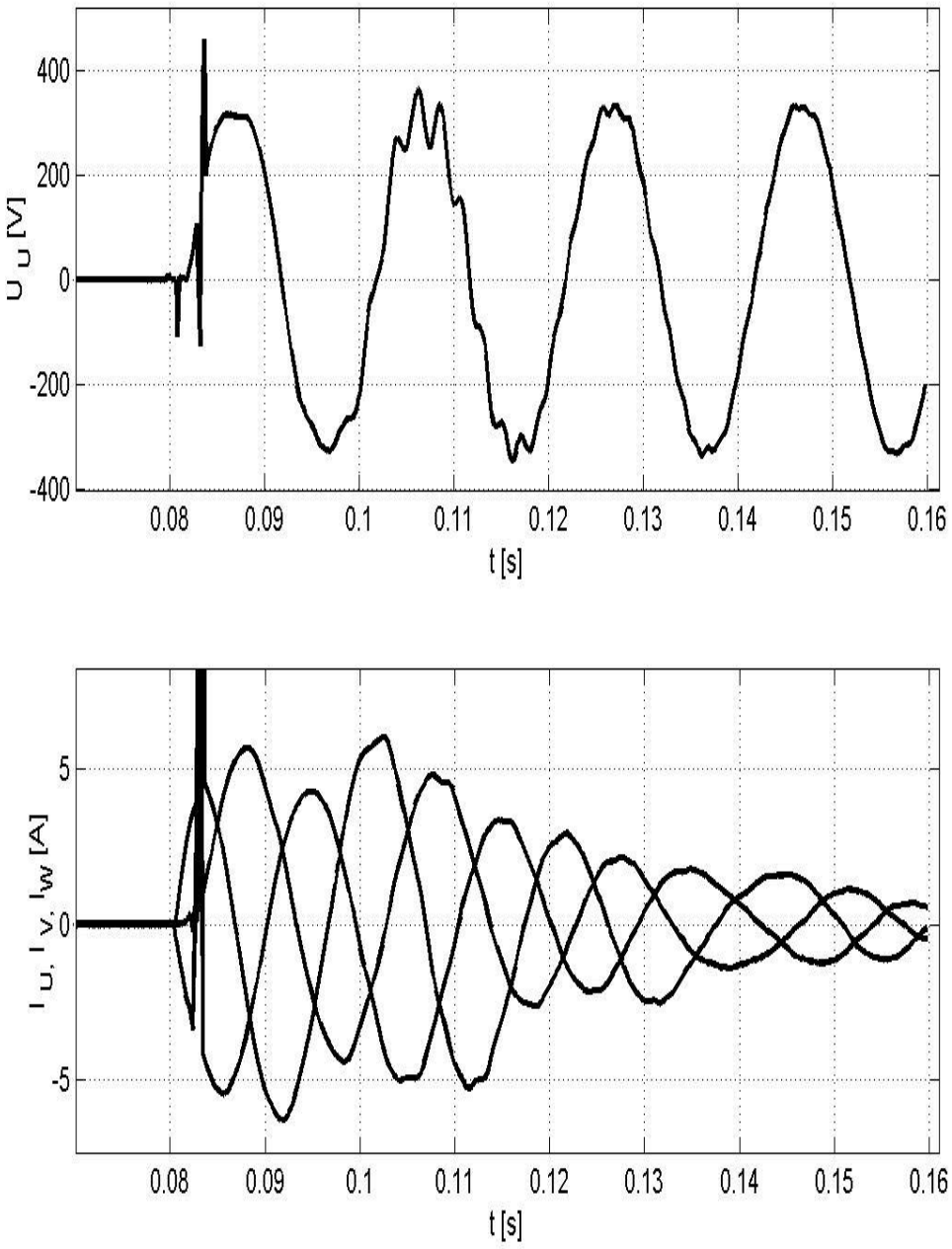


Obr. 1-8 Kmitavý přechodový děj a dynamická momentová charakteristika.

Kromě mechanických veličin se nyní podívejme na elektrické veličiny, zejména časový průběh napětí a proudu. Ty jsou na obrázku 1-7. V čase 0,08s vidíme jedno fázové napětí a přechodový děj na kontaktech stykače při připojení stroje. Zřejmě nastal odskok kontaktů po prvotním sepnutí a vznik oblouku. V této fázi nastalo připojení stroje k síti v nule napětí.

První kladná amplituda napětí se vyznačuje poklesem napětí vlivem úbytku. Ten byl způsoben velkým záběrným proudem. Špičková hodnota (amplituda) proudu kolem 5A způsobila pokles napětí na sekundáru napájecího transformátoru.

Na fázových proudech v čase přibližně 0,14s nastává prodloužení periody – přechod do generátorického stavu. Proto je patrné otočení fáze proudu vzhledem k napětí.

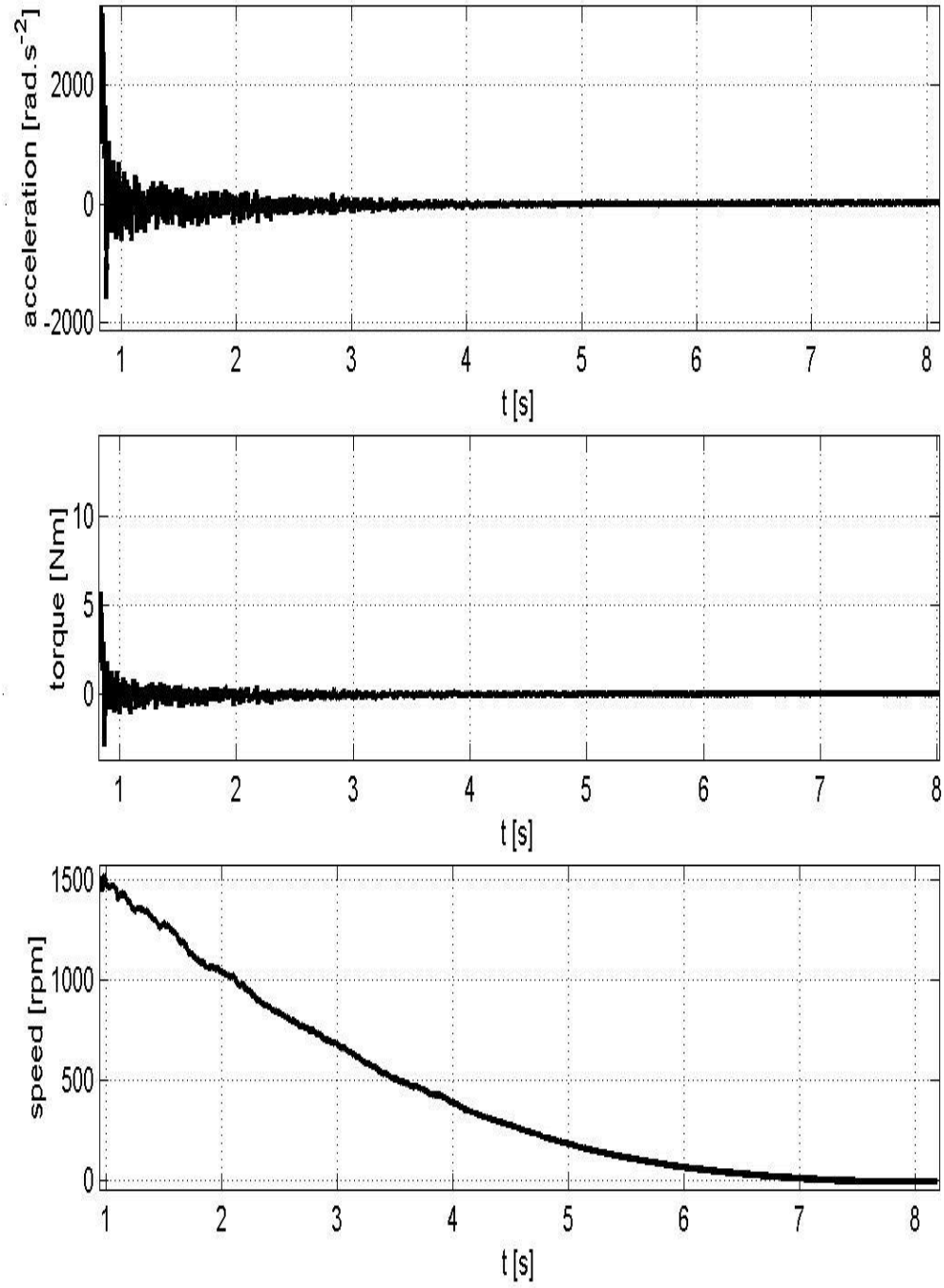


Obr. 1-9 Napětí a proud při rozběhu stroje.

1.3 Doběh stroje

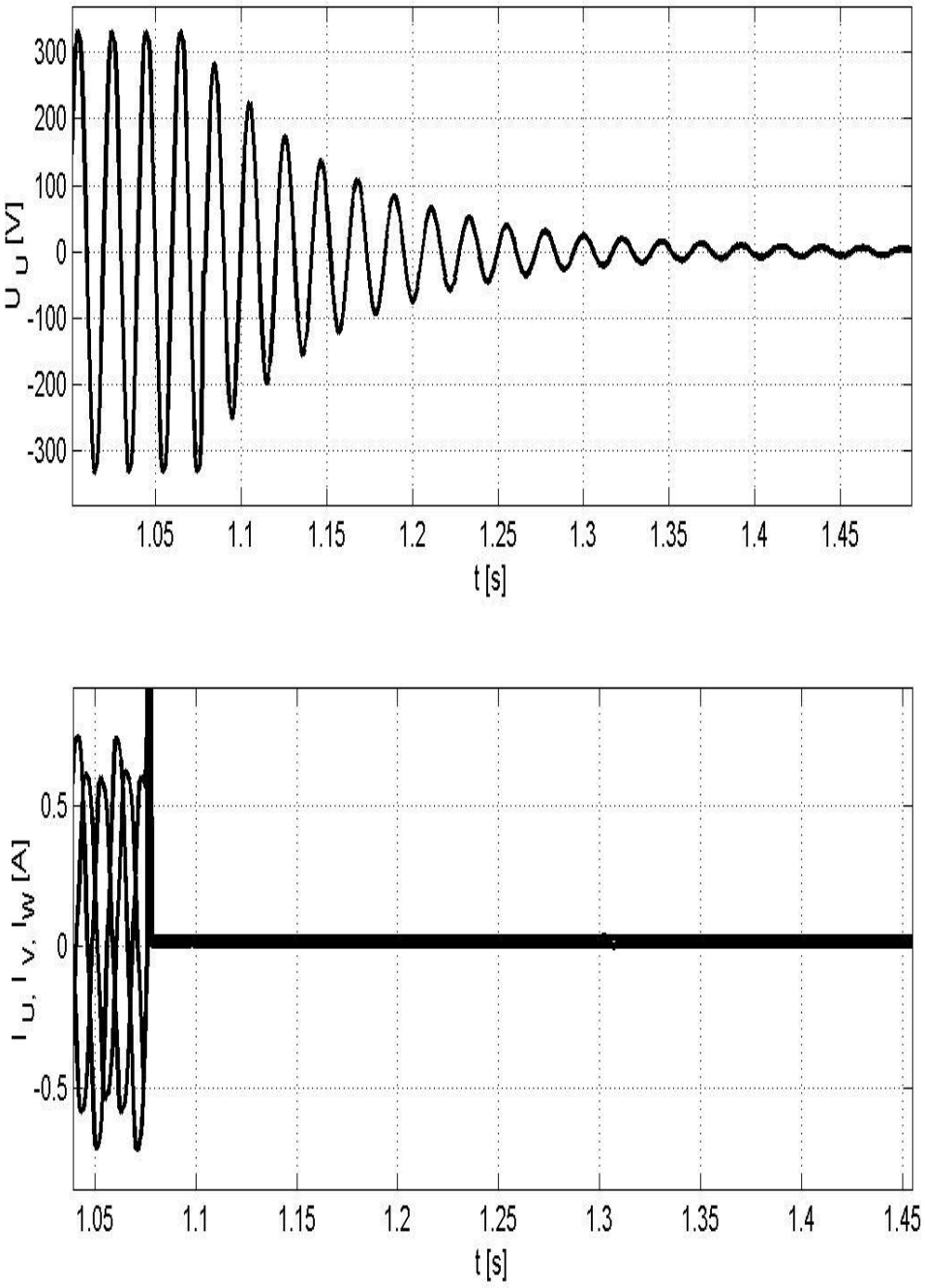
Nyní budeme sledovat doběh stroje, který nastane při odpojení od sítě. Před vypnutím byl stroj ve stavu naprázdno, chod ve spojení Y na napětí 420V. V čase t= 1,076s nastalo jeho odpojení od zdroje stykačem.

Na obr.1-9 v dolní části vidíme, že stroj volně dobíhá. Za asi 6s po odpojení se stroj zastaví.



Obr. 1-10 Zrychlení, moment a rychlost při doběhu stroje.

Na prostředním grafu brzdného momentu vidíme, že stroj je brzděn zpočátku pouze ztrátami v magnetickém obvodu, dokud nezaniknou magnetické toky. Pak už je stroj brzděn pouze ztrátami v ložiskách a třením rotoru o vzduch ve stroji.



Obr. 1-11 Napětí a proudy při doběhu stroje.

Na obr.1-10 je vidět, že po odpojení proudy skokem klesly k nule. Na kontaktech stykače nastal jen krátký oblouk, který byl velice rychle přerušen. Na svorkách stroje je po odpojení ještě asi 250 ms nebezpečné dotykové napětí. Toto napětí je generováno zanikajícím tokem ve stroji, v němž se točí (dobíhá) rotor. Po tuto dobu stroj pracuje jako asynchronní generátor ve stavu naprázdno a je brzděn ztrátami v magnetickém obvodu. Po zániku napětí stroj brzdí jen ztráty mechanické.

1.4 Opětné připojení stroje

Sledujme nyní dynamický přechodový děj, kdy stroj je v chodu naprázdno ve spojení Y a je napájen napětím 420V. Pak je stykačem odpojen a po velmi krátké době jen několika period sítě opět připojen, tentokrát však na napětí vyšší, a to 520V. Spojení stroje je i po opětném zapnutí stále Y. Nenastává proto posun v systému napětí o 30^o. Budeme totiž studovat tyto děje (nárůst napětí a fázový posun) nejprve odděleně.

Na obrázku 1-11 je celkový časový záznam mechanických veličin. V okolí času t=0,1s je proveden rozběh stroje přímým připojením k síti. Stroj je spojen do hvězdy a stykačem připojen na sdružené napětí 420V. Protože stroj má mít na kmitočtu 50Hz jmenovité sdružené napětí 367V ve spojení D, není to rozběh na jmenovitém napětí, ale rozběh napětím sníženým.

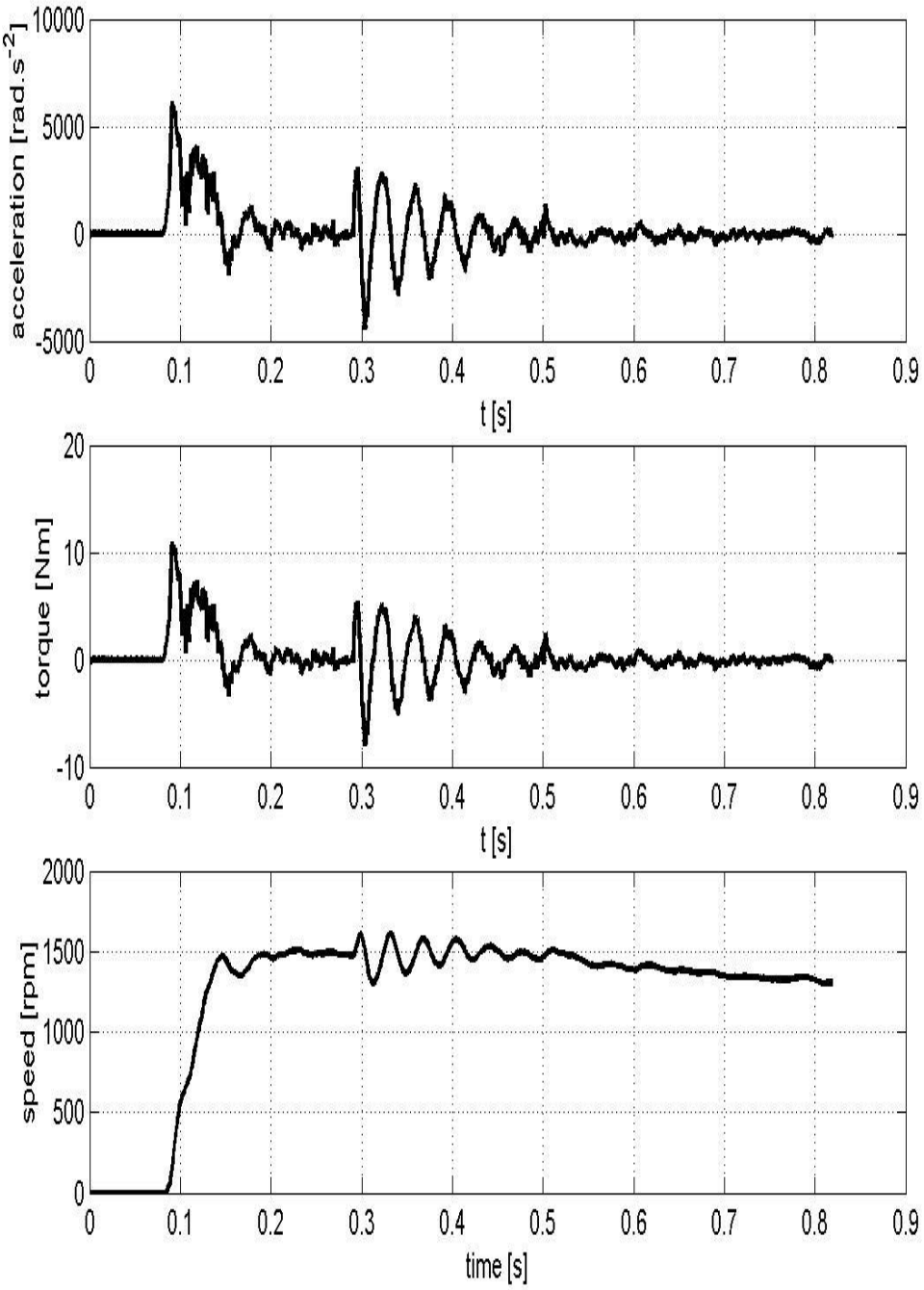
V čase t=0,267s nastává odpojení stroje od zdroje. Stroj začíná volně dobíhat. Vzápětí však nastává opětné připojení stroje, a to v čase t=0,290s, tj. po 33ms. To je asi 1,5 periody sítě. Tentokrát však nastává připojení na napětí 520V sdružených. Stroj je opět ve spojení Y. V tomto spojení by stroj měl jmenovité napětí U_{nY}=635V, takže ani tato hodnota není napětím jmenovitým.

Posledním přechodovým dějem je definitivní vypnutí stroje, tj. nastane jeho doběh a zastavení. Toto poslední vypnutí nastalo přibližně v čase t=0,5s.

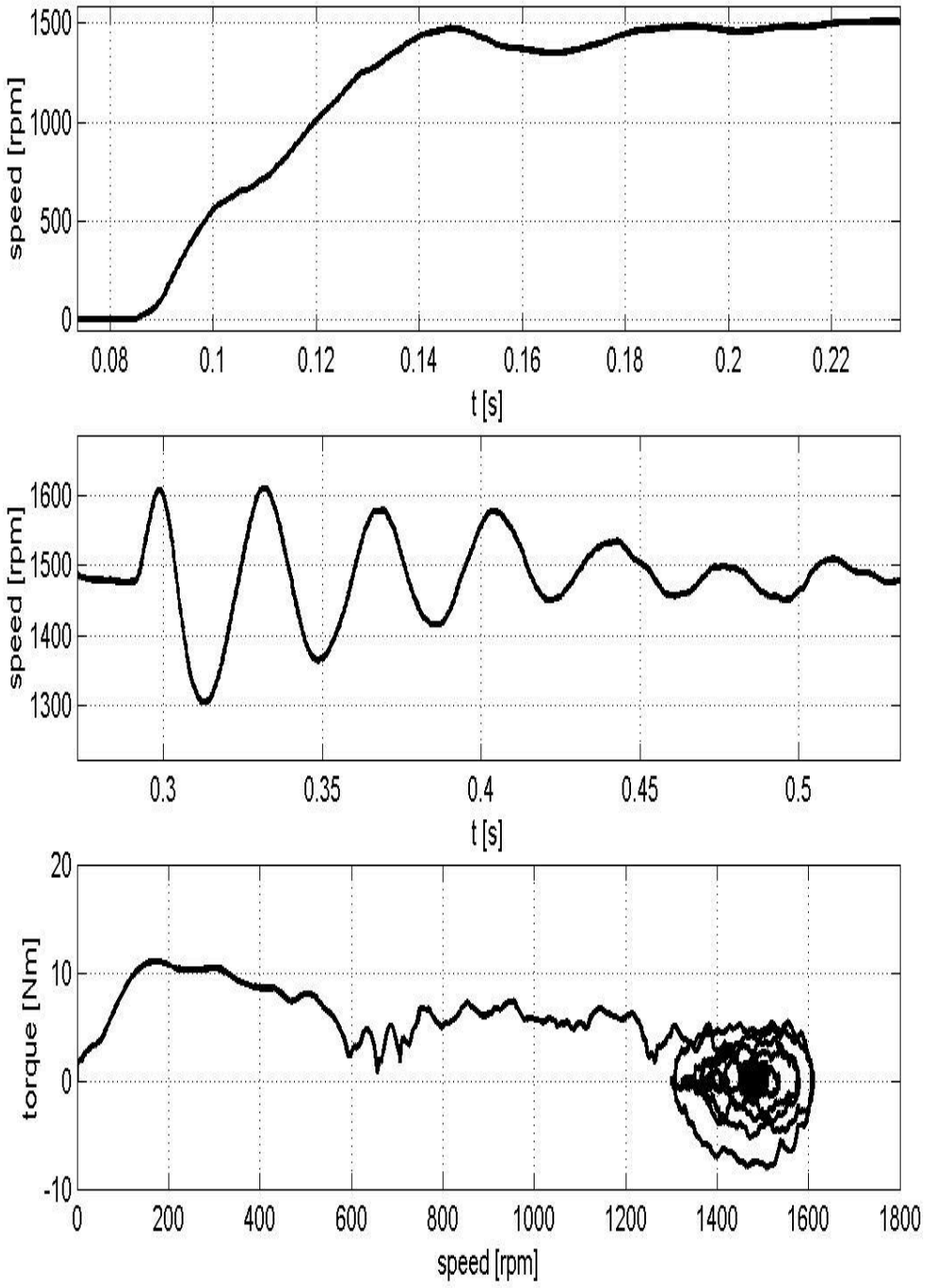
Nás nyní zajímá děj v okolí času t=0,290s. Na obr.1-11 je v prostředním grafu vidět v tomto čase silný momentový pulz, který vybudil tlumené kmity stroje. Rychlost a její kmity jsou na dolním grafu obr. 1-11. Detail je pak na následujícím obr. 1-12 v prostředním grafu. Na dolním grafu obr. 1-12 je dynamická momentová charakteristika, ovšem celého časového záznamu, tj. počínaje rozběhem z nulové rychlosti. Kmitavý děj při opětném zapnutí v čase t=0,290s je skupina soustředných kružnic se středem v podsynchronní rychlosti (ω_1=1500 ot.min^{-1}).

Na dolním grafu obr.1-13 je detail napětí při vypnutí a opětném zapnutí stroje v čase t=0,290s. Je vidět, že při vypnutém stavu po dobu 33ms měl stroj na svorkách generované (téměř stejní jako napájecí) napětí, které pomalu klesalo. Pak nastalo opětné připojení na zvýšenou hodnotu napětí, to vybudilo proudy a tím i kmitavý děj.

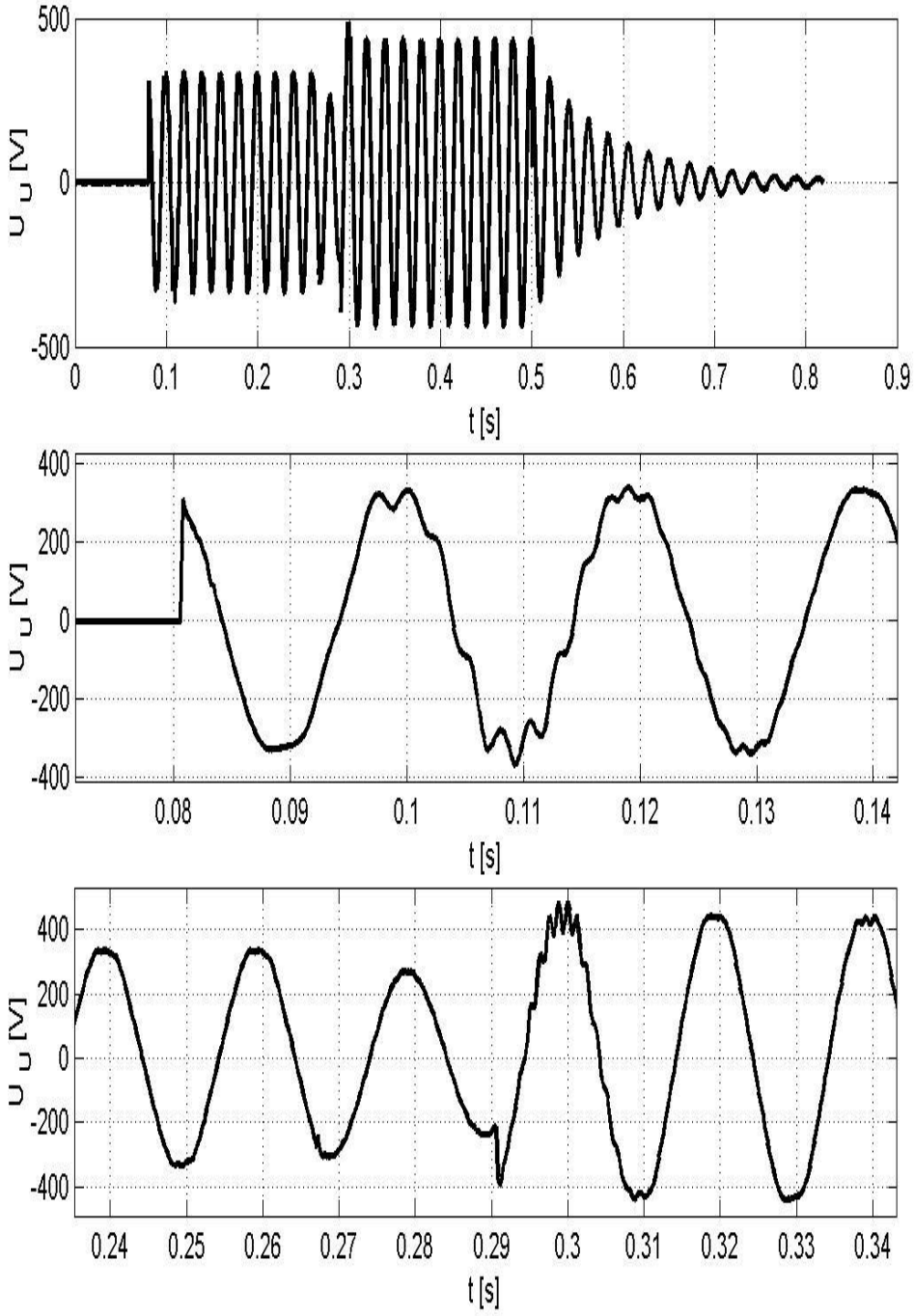
Na dolním grafu obr. 1-14 je detail proudu stroje při opětném zapnutí. Kmitavý děj se zde projevuje změnou fáze (původně harmonického) průběhu.



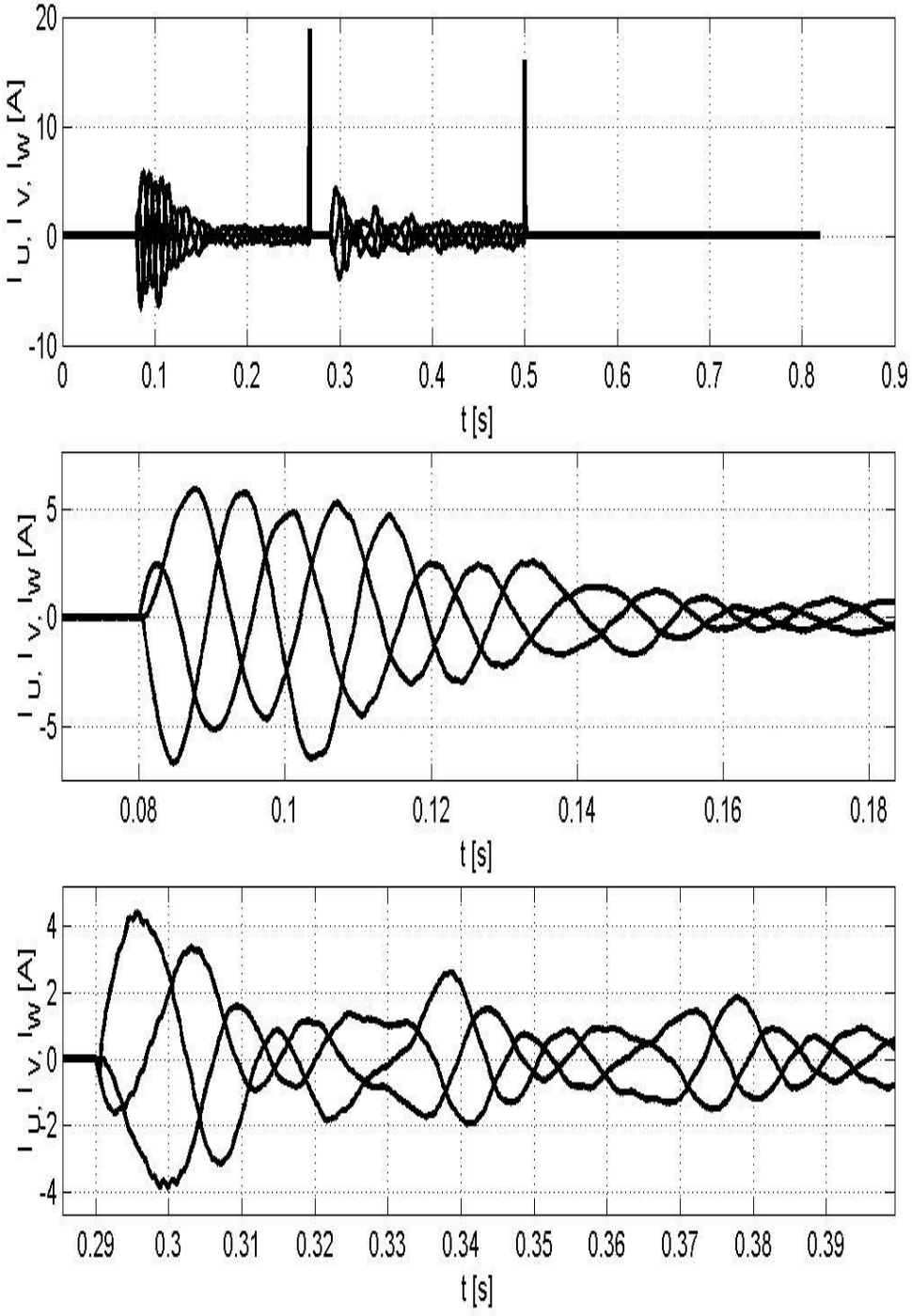
Obr. 1-12 Rozběh stroje na 420V v zapojení Y, jeho vypnutí a opětné připojení na 520V.



Obr. 1-13 Detail rychlosti při rozběhu (horní graf), detail kmitů rychlosti při opětném zapnutí (střední graf) a dynamická momentová charakteristika (dolní graf).



Obr. 1-14 Napětí celého přechodového děje (horní graf), detail napětí při rozběhu (střední graf) a detail napětí při vypnutí a opětném zapnutí (dolní graf).



Obr. 1-15 Proud celého přechodového děje (horní graf), detail proudu při rozběhu (střední graf) a detail proudu po vypnutí a opětném zapnutí – kmitavý děj (dolní graf).

1.5 Přepínání Y-D s časovou prodlevou

Spojení Y je možné provést na svorkovnici stroje dvěma způsoby. Buď jsou spojeny do uzlu začátky vinutí (referenční znak) a na konce vinutí jsou připojeny L1-L2-L3 nebo je to provedeno opačně.

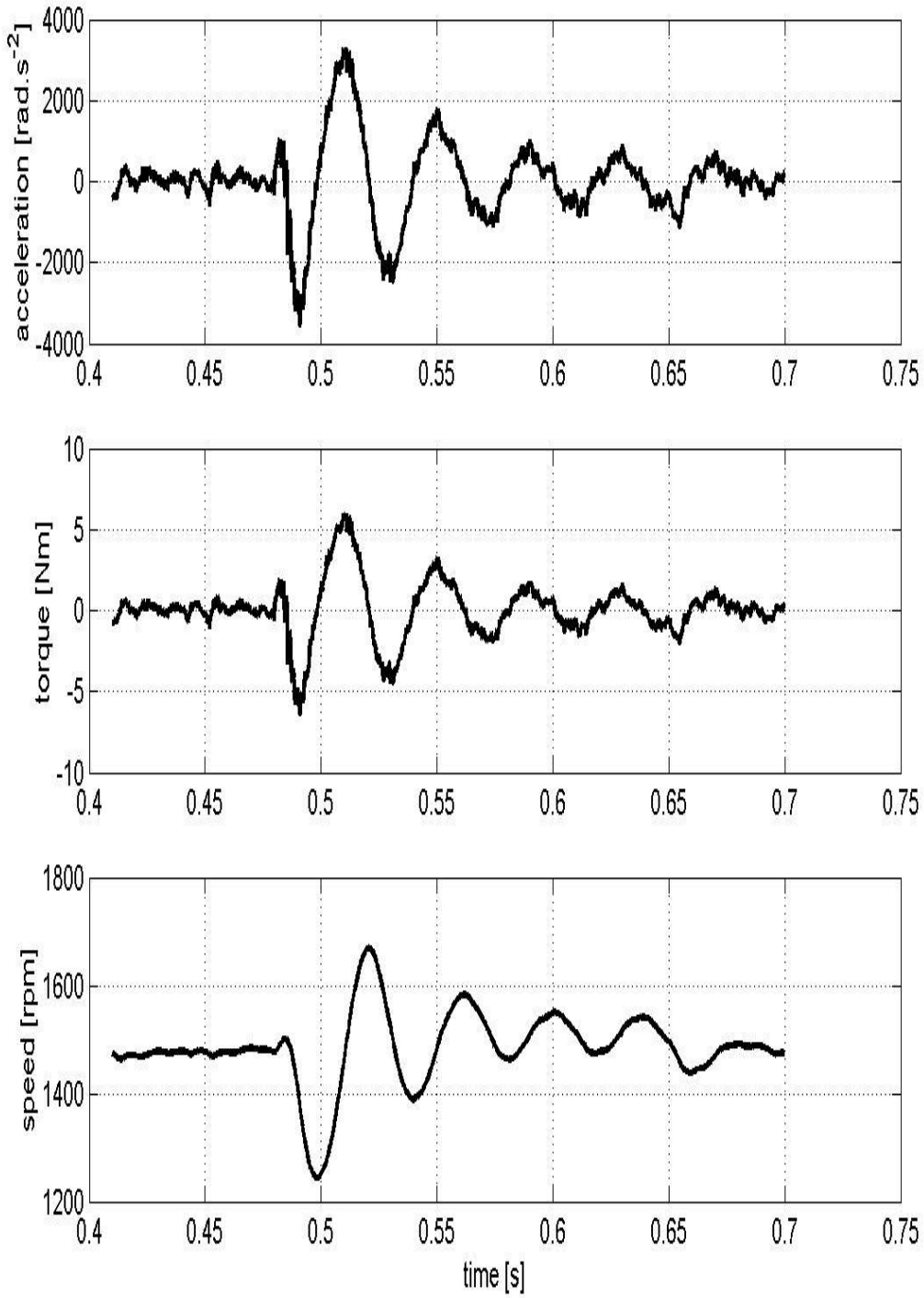
Podobně existují také dvě varianty, jak spojit vinutí do trojúhelníka. Vlastnosti obou spojení detailněji viz cvičení. Zde se omezíme pouze na označení obou variant "spojení D" a "D neobvyklé".

Při spojení do trojúhelníka D dochází při přepnutí ke skoku točivého pole o – 30^o zpět, tj. proti směru chodu. To je dáno předpokladem, že stroj pracuje v motorickém režimu a vlivem nenulového skluzu při zatížení se zpožďuje za točivým polem statoru. Proto je při vhodně zvolené časové prodlevě oprávněný předpoklad, že točivé pole opožděné o – 30^o rotor opět magneticky zachytí v poloze s minimální úhlovou chybou. Tím minimalizujeme proudový i momentový ráz.

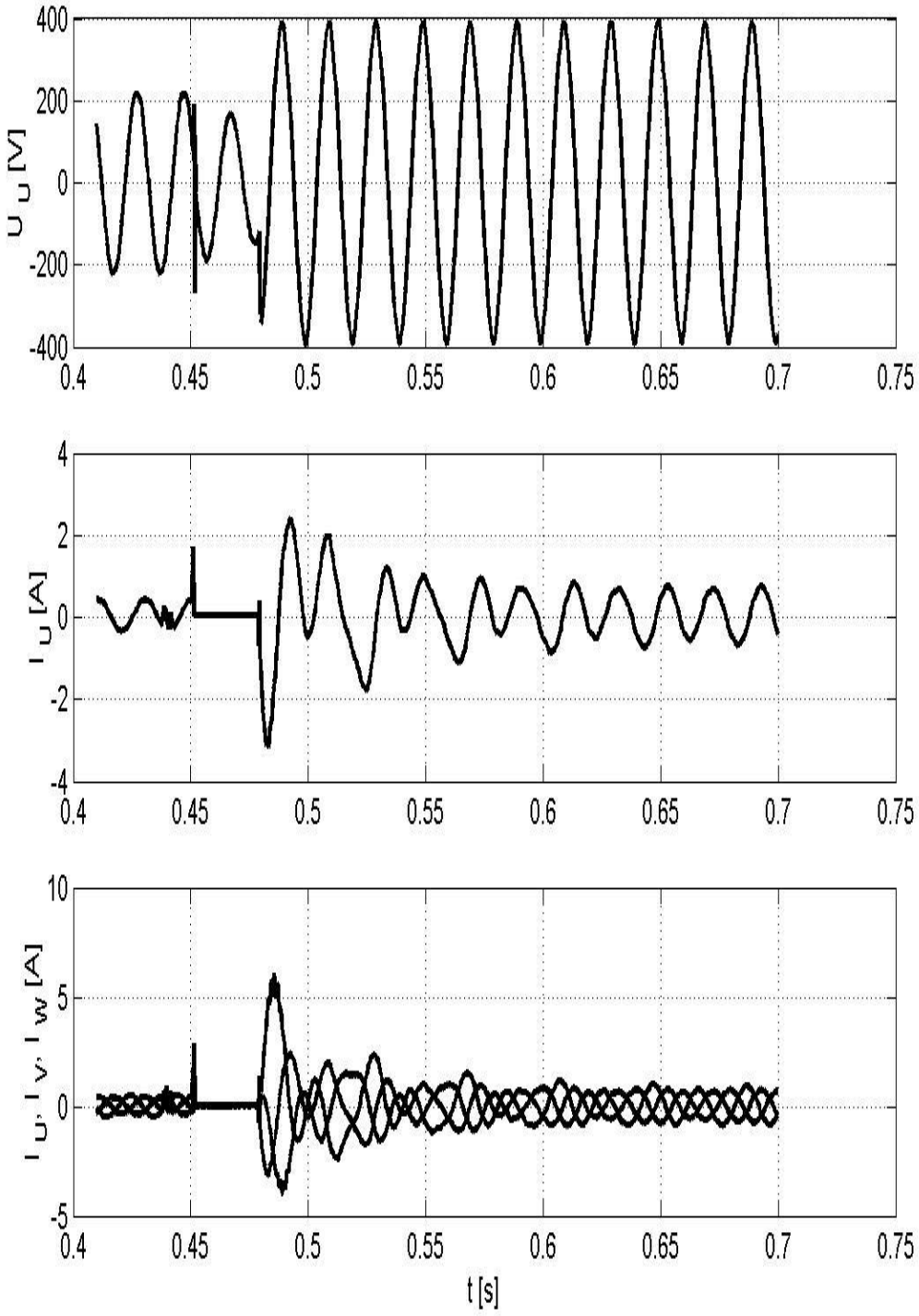
Při spojení do nekonvenčního trojúhelníka (spojení "D neobvyklé") nastane skok točivého pole vpřed o + 30^o. To by bylo výhodné např. při generátorickém brzdění. Rotor je mechanicky poháněn a skluz je záporný, tj. předbíhá pole statoru.

Na obrázku 1-15 je vidět momentový pulz, jehož první velký překmit je záporný. Ke spojení do D došlo po prodlevě asi 23ms, tj. po chybějící přibližně 1 periodě sítě. Záporný momentový pulz se projevil i v rychlosti a to kmitem až téměř na hodnotu 1250 $ot.min^{-1}$. Na obr. 1-16 je zachycen průběh napětí při přepínání. Tentokrát nastalo současně jak zvýšení napětí, tak posun -30^o.

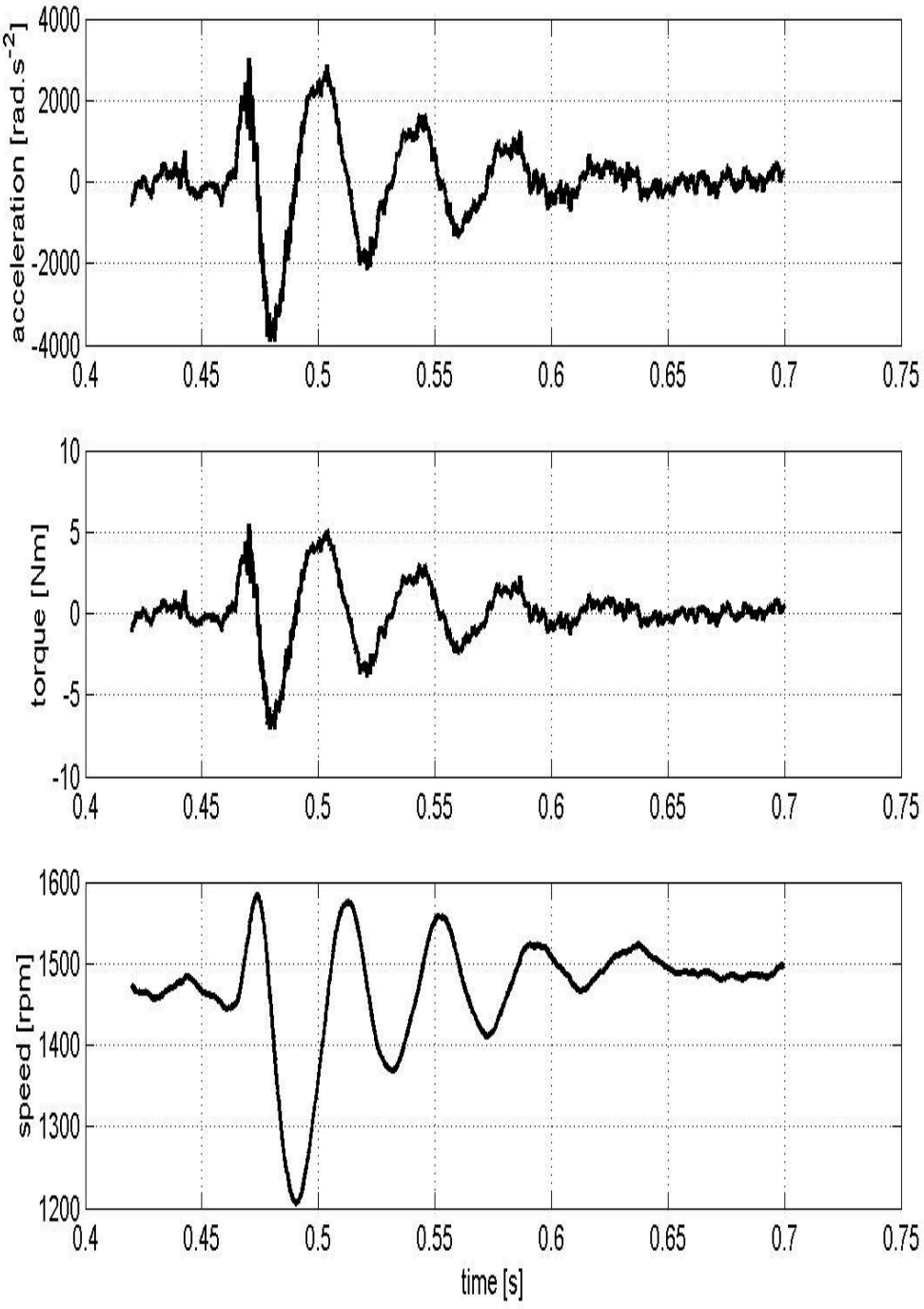
Na obrázku 1-17 a 1-18 jsou obdobné průběhy s tím rozdílem, že přepínání bylo provedeno do nekonvenčního D, tj. skok pole $+30^o$. Momentový pulz i kmit v rychlosti je tentokrát kladný, téměř na hodnotu $1600 ot.min^{-1}$.Poznamenejme ještě, že jmenovité napětí stroje by bylo ve spojení D U_n=367V. Přepínání bylo proto změřeno při sníženém napětí U_s=280V. Při jmenovitém napětí by momentové pulzy byly vyšší s kvadrátem poměru napětí a příslušně by se zvětšily i kmity v rychlosti.



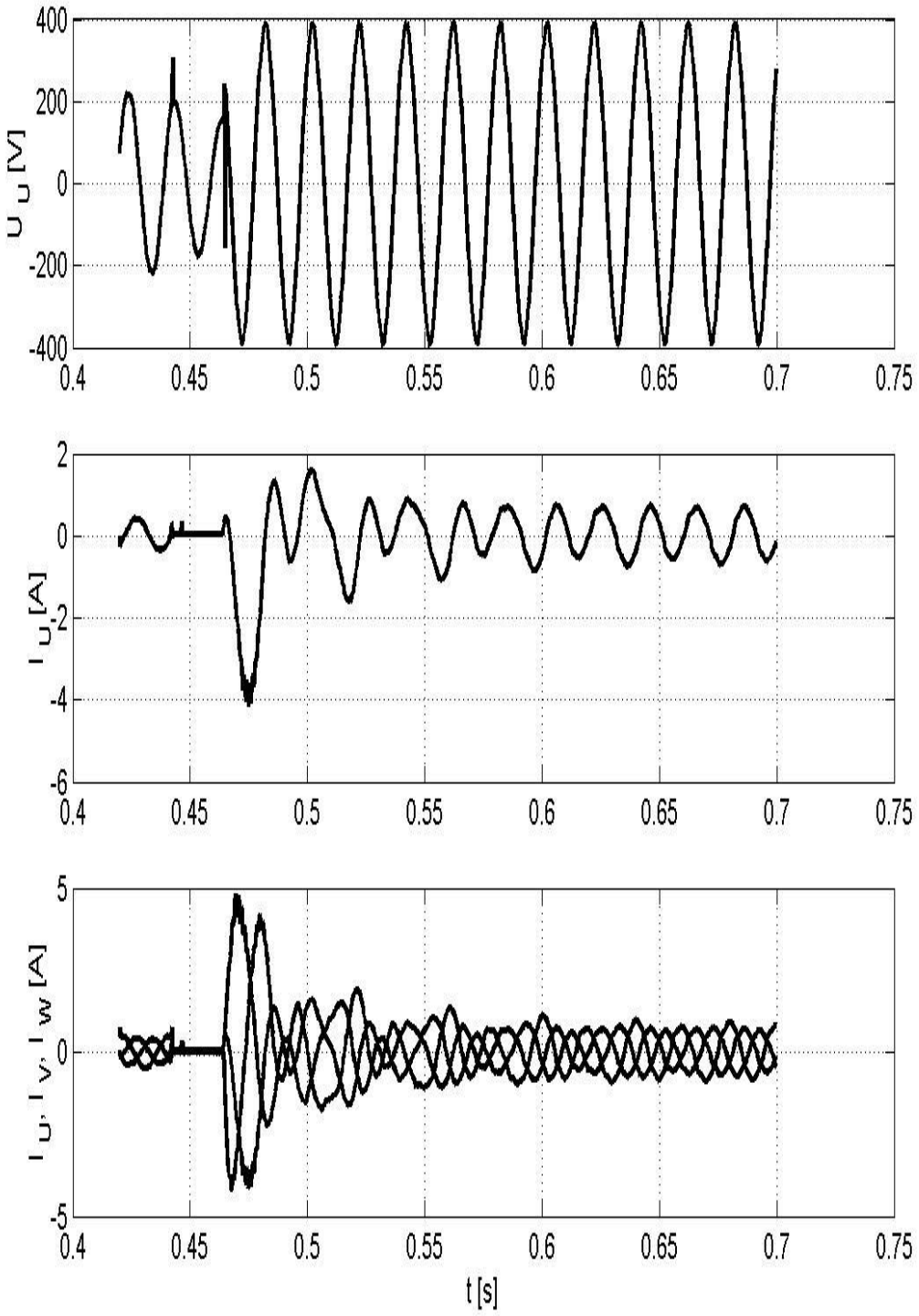
Obr. 1-16 Přepnutí v čase *t=0,479 s* do D *(stykačem, s prodlevou, Us=280V*). Shora: zrychlení, moment a rychlost



Obr. 1-17 Přepnutí v čase *t=0,479 s* do D *(stykačem, s prodlevou, Us=280V*). Shora: sdružená napětí a fázové proudy v přívodu.



Obr. 1-18 Přepnutí v čase *t=0,464 s* do nekonvenčního D *(stykačem, s prodlevou, Us=280V*). Shora: zrychlení, moment a rychlost



Obr. 1-19 Přepnutí v čase *t=0,464 s* do nekonvenčního D *(stykačem, s prodlevou, Us=280V*). Shora: sdružená napětí a fázové proudy v přívodu.

1.6 Přepínání Y-D bez časové prodlevy

Obě tato přepínání do „konvenčního trojúhelníku“ i do „nekonvenčního trojúhelníku“ se provádějí běžně s časovou prodlevou. Jak bylo uvedeno, časová prodleva je nutná ze dvou důvodů

- Pro mechanické odpadnutí stykačů, nesmí nastat mezifázový zkrat při současném sepnutí kontaktů stykače „uzel hvězdy“ a „trojúhelník“
- Pokles magnetických toků ve stroji a tím snížení protinapětí na svorkách stroje, na které se spíná chod D ze sítě. Tím se omezí proudový a momentový impulz.

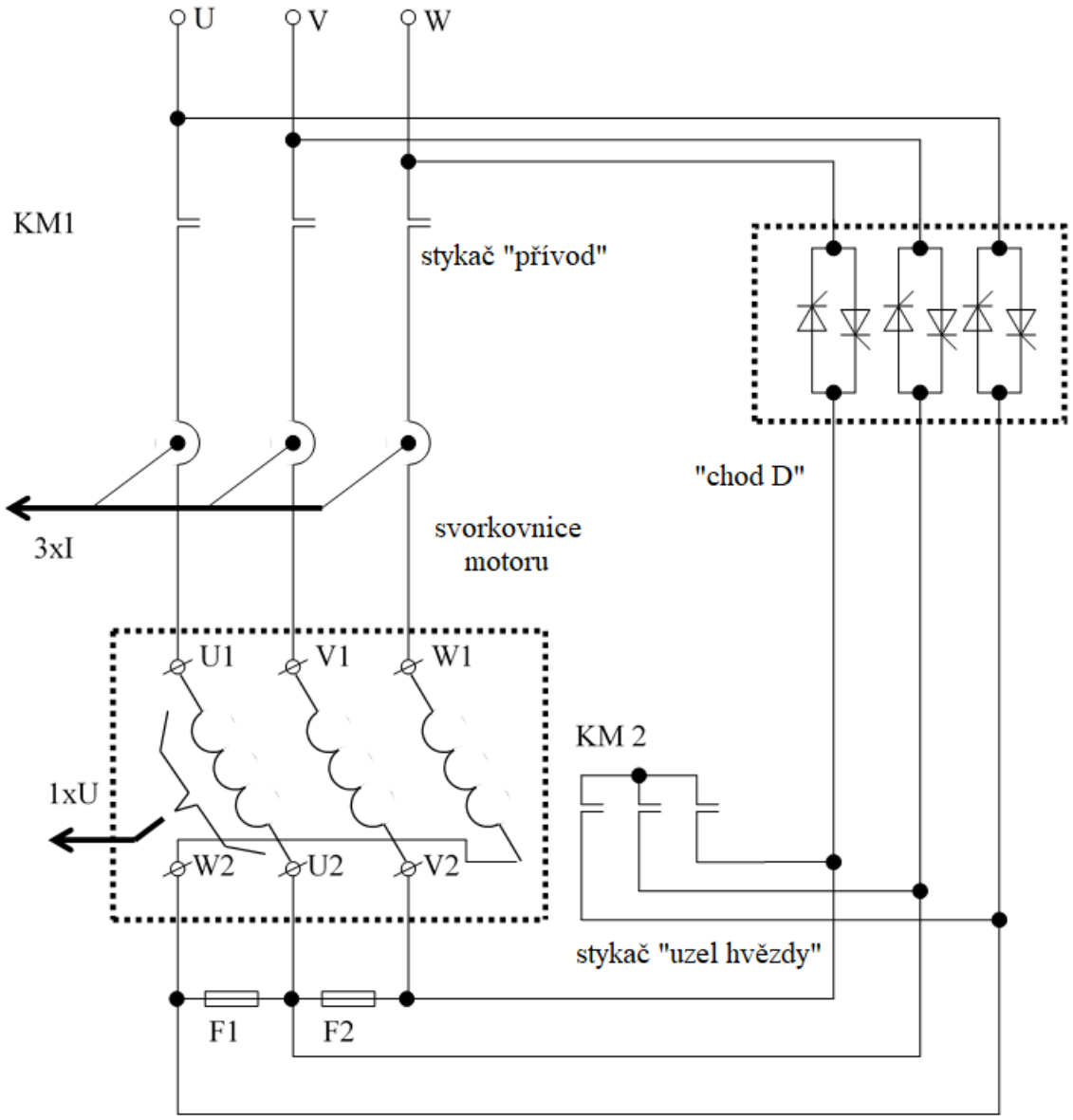
Běžná časová relé mají prodlevu mezi chodem Y a D kolem 50ms. Kde tato prodleva nepostačuje a proudový náraz by byl při spojení D nepřípustně vysoký, je potřeba použít druhé časové relé, které umožní časovou prodlevu prodloužit.

Nyní se však budeme zabývat dějem opačným, tj. přepínáním zcela bez proudové prodlevy. Toho se využívá ve speciálních případech (rotační UPS generátor). Měření bylo provedeno opět pro snížené napětí, tentokrát U_s=320V.

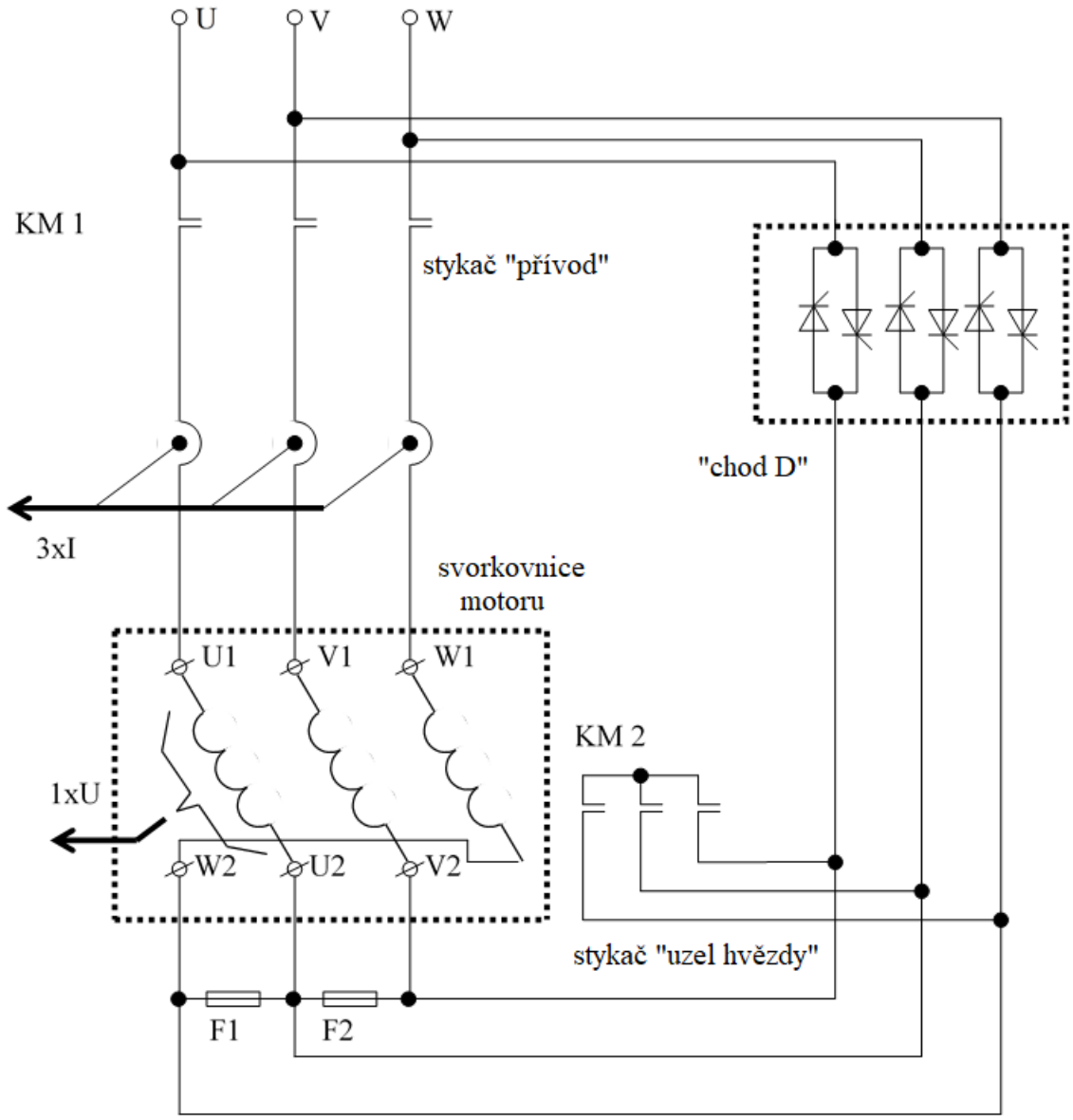
Bylo použito speciální zapojení pro přepínání bez časové prodlevy. Předně byla použita místo stykače „chod D“ bezkontaktní tyristorová spínací sada. Tato sada umožnila provést spojení do D v definovaném okamžiku, vzhledem k průběhu 3f napětí. Dále byly paralelně ke stykači „uzel hvězdy“ připojeny dvě pojistky. Rozběh do Y probíhal se sepnutým stykačem „uzel hvězdy“ a velké rozběhové proudy tak nezpůsobily přerušení pojistek. Po dokončení rozběhu a poklesu proudu ve spojení Y byl stykač „uzel hvězdy“ vypnut a proud stroje naprázdno převzaly pojistky. V okamžiku spojení do D se tyto pojistky přerušily zkratovým proudem a tím se zajistilo přepnutí do D bez časové prodlevy.

Zcela analogicky bylo provedeno i spínání do „nekonvenčního D“. Byly pouze zaměněny příslušné vodiče na přívodu k bezkontaktní tyristorové spínací sadě, která vykonává funkci stykače „chod D“.

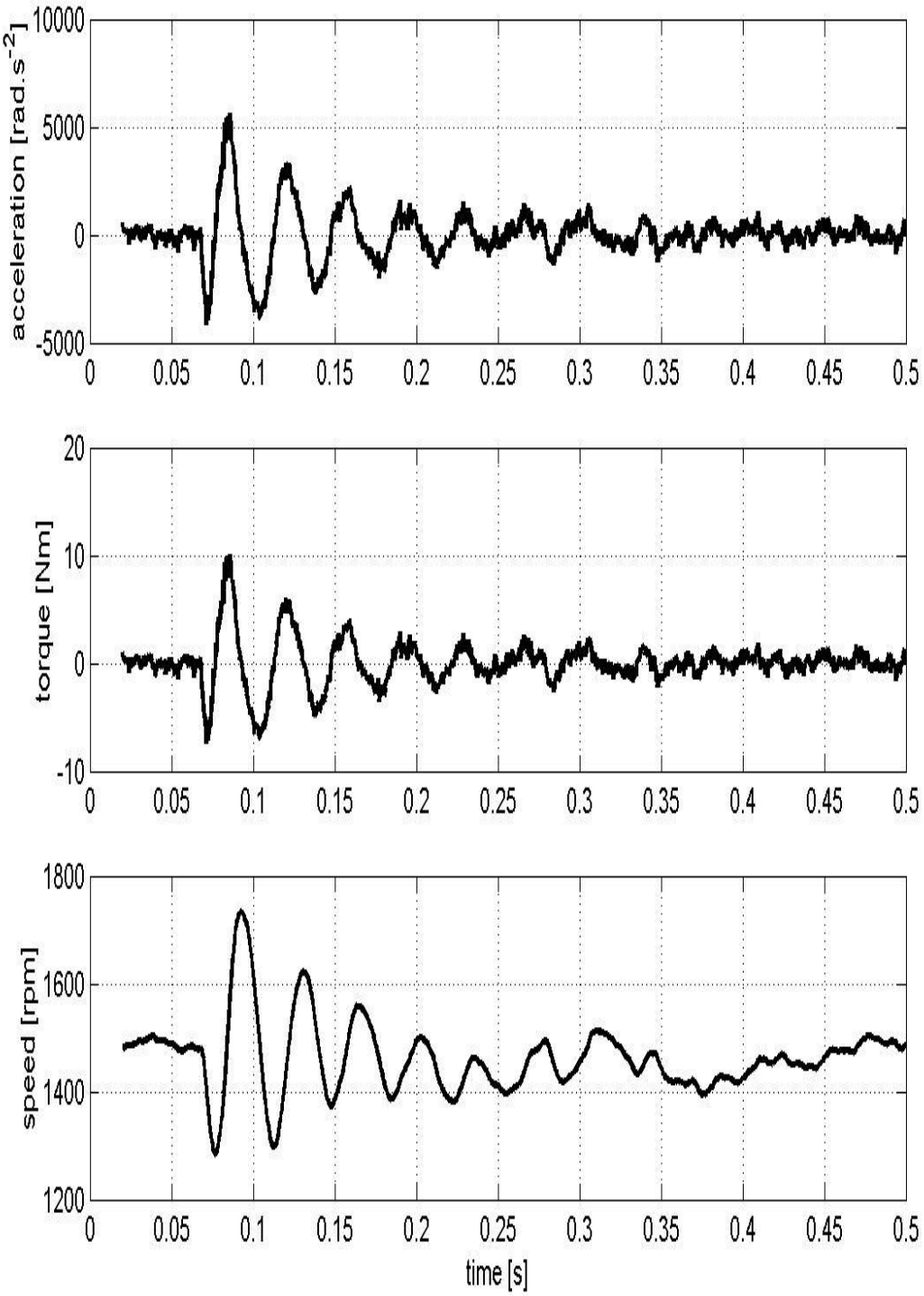
Na naměřených průbězích jsou opět patrné kmity momentu a rychlosti, pro spojení do D nejprve záporné, pro spojení do „nekonvenčního D“ nejprve kladné. Povšimněme si v průbězích proudu, že skutečně nenastal ani na okamžik bezproudový stav. Na dynamických momentových charakteristikách jsou patrné dva středy kružnic. Jeden pro nižší rychlost (chod Y), druhý pro vyšší rychlost (chod D). Hlemýžď je pak kmitavý děj mezi oběma ustálenými stavy.



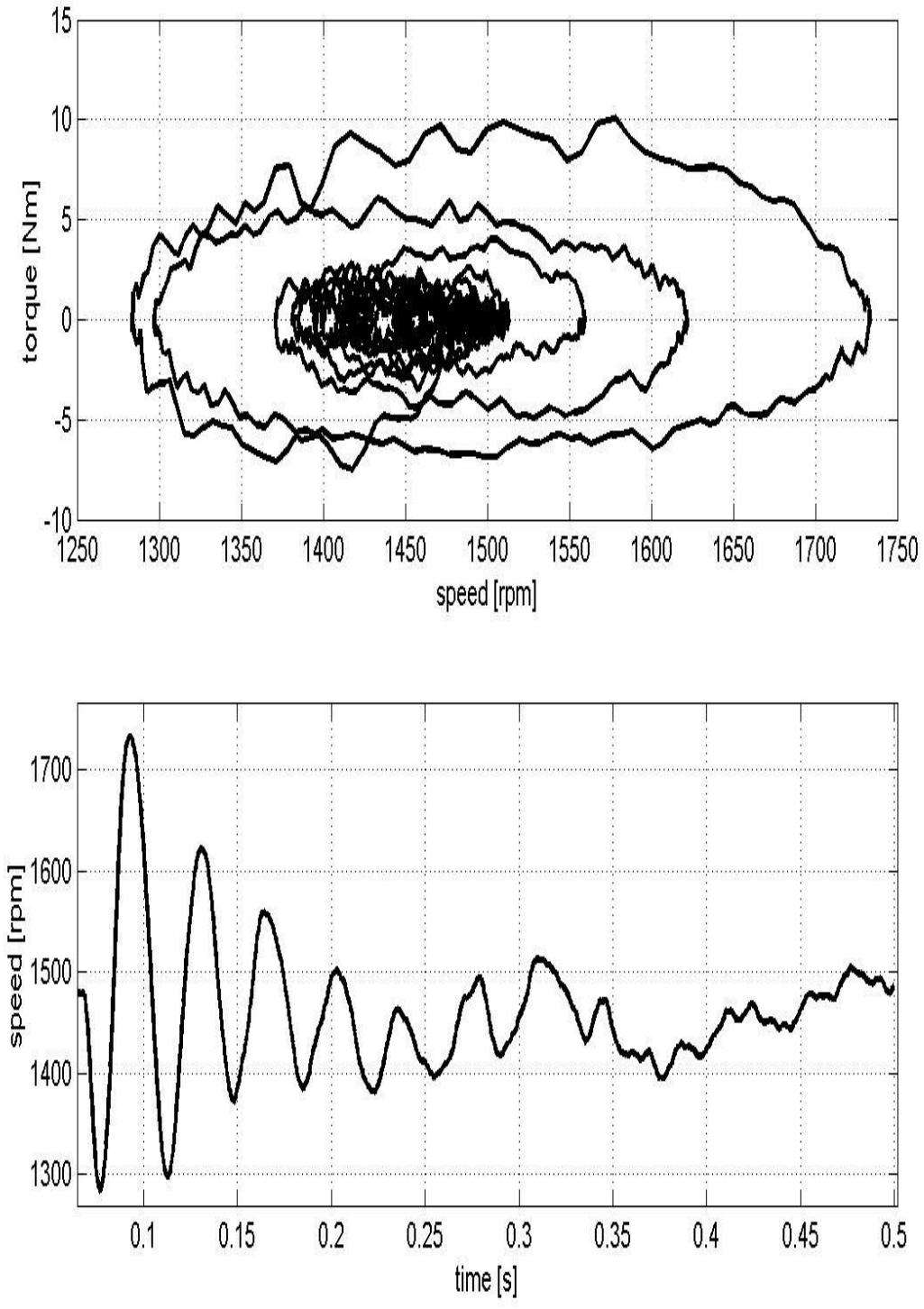
Obr. 1-20 Schéma zapojení pro přepínání Y-D bez přerušení proudu.



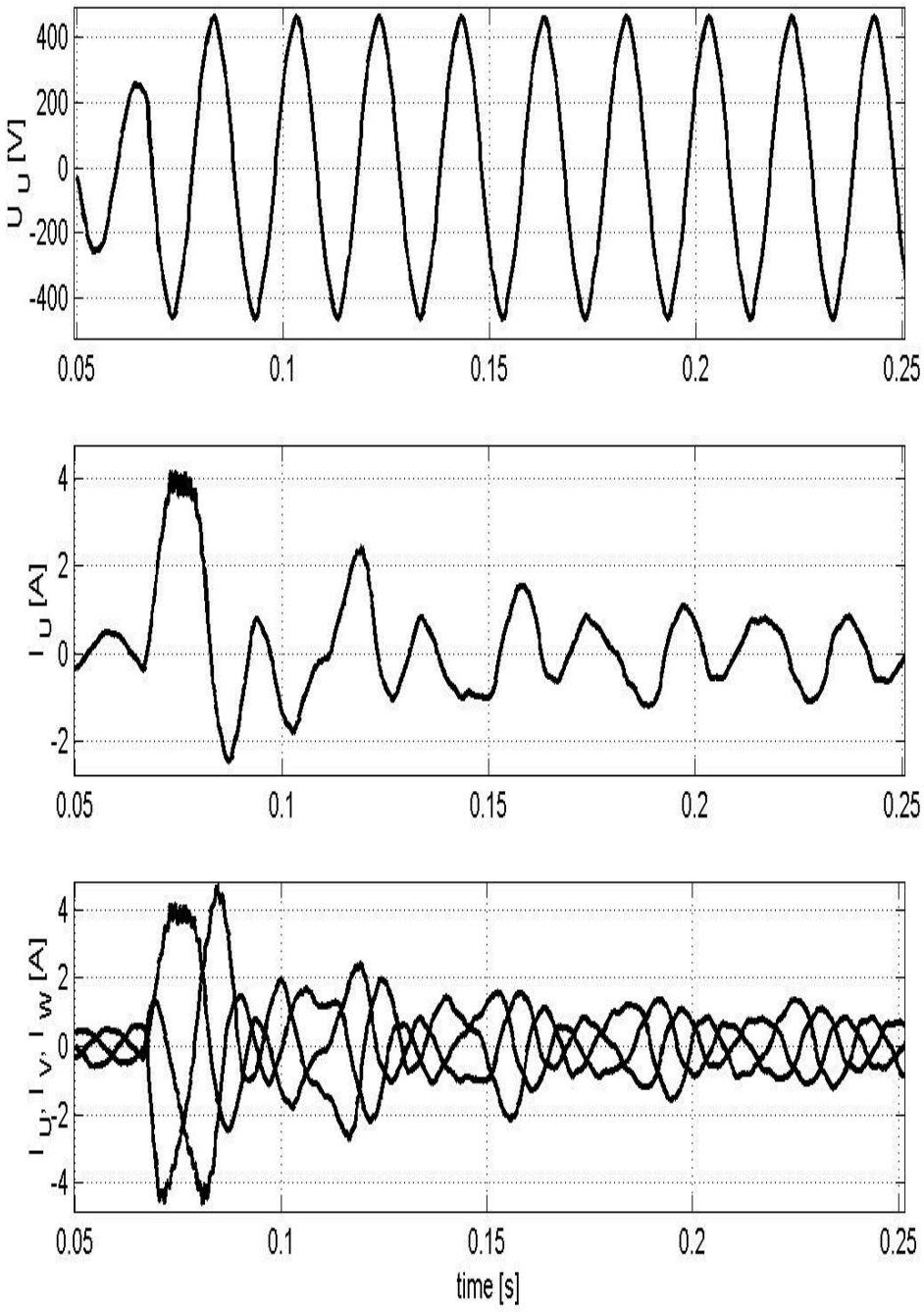
Obr. 1-21 Schéma zapojení pro přepínání Y- nekonvenční D bez přerušení proudu.



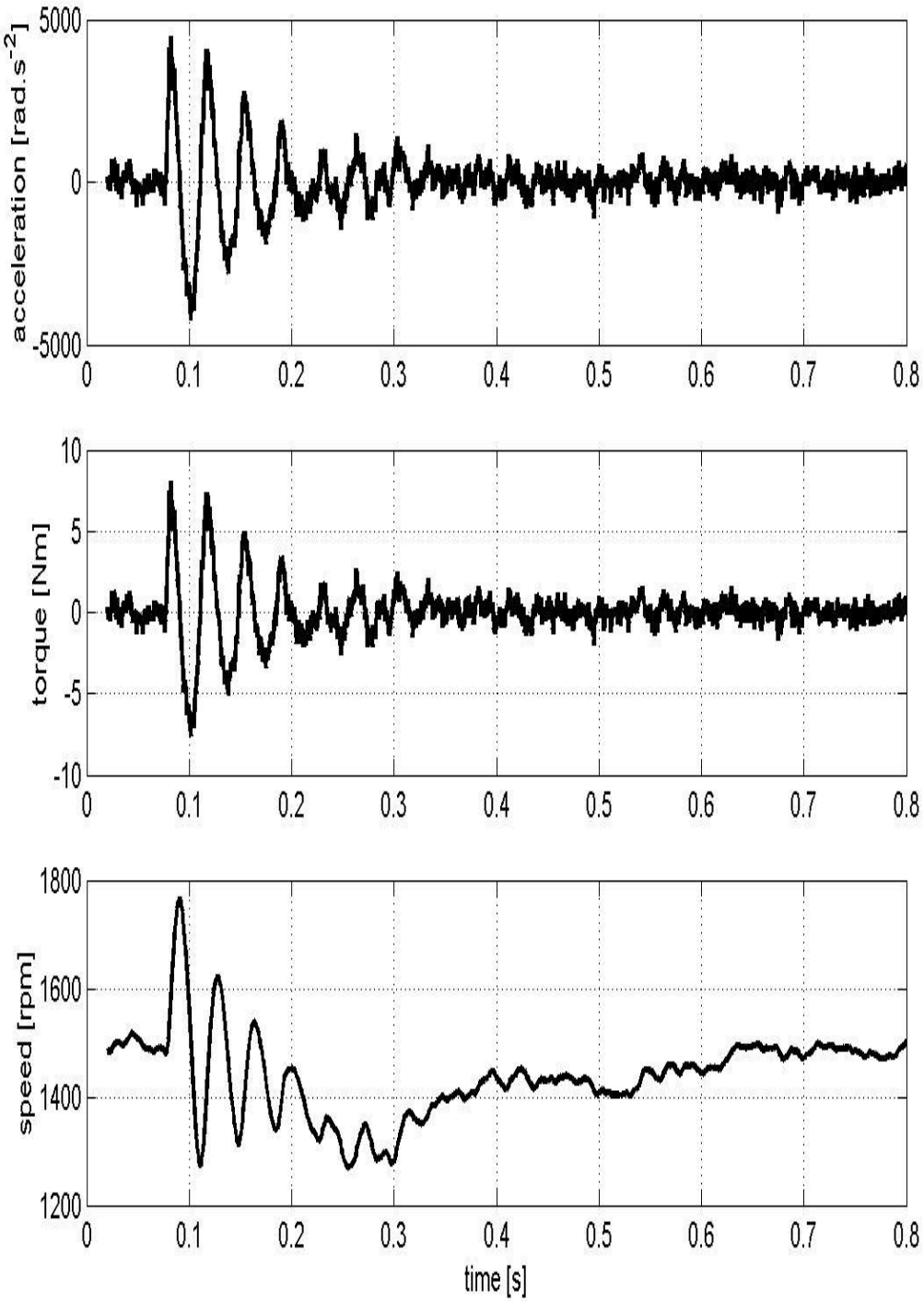
Obr. 1-22 Přepínání Y-D. První kmit momentu a rychlosti je záporný. Shora: zrychlení rotoru, elektromagnetický moment a rychlost rotoru.



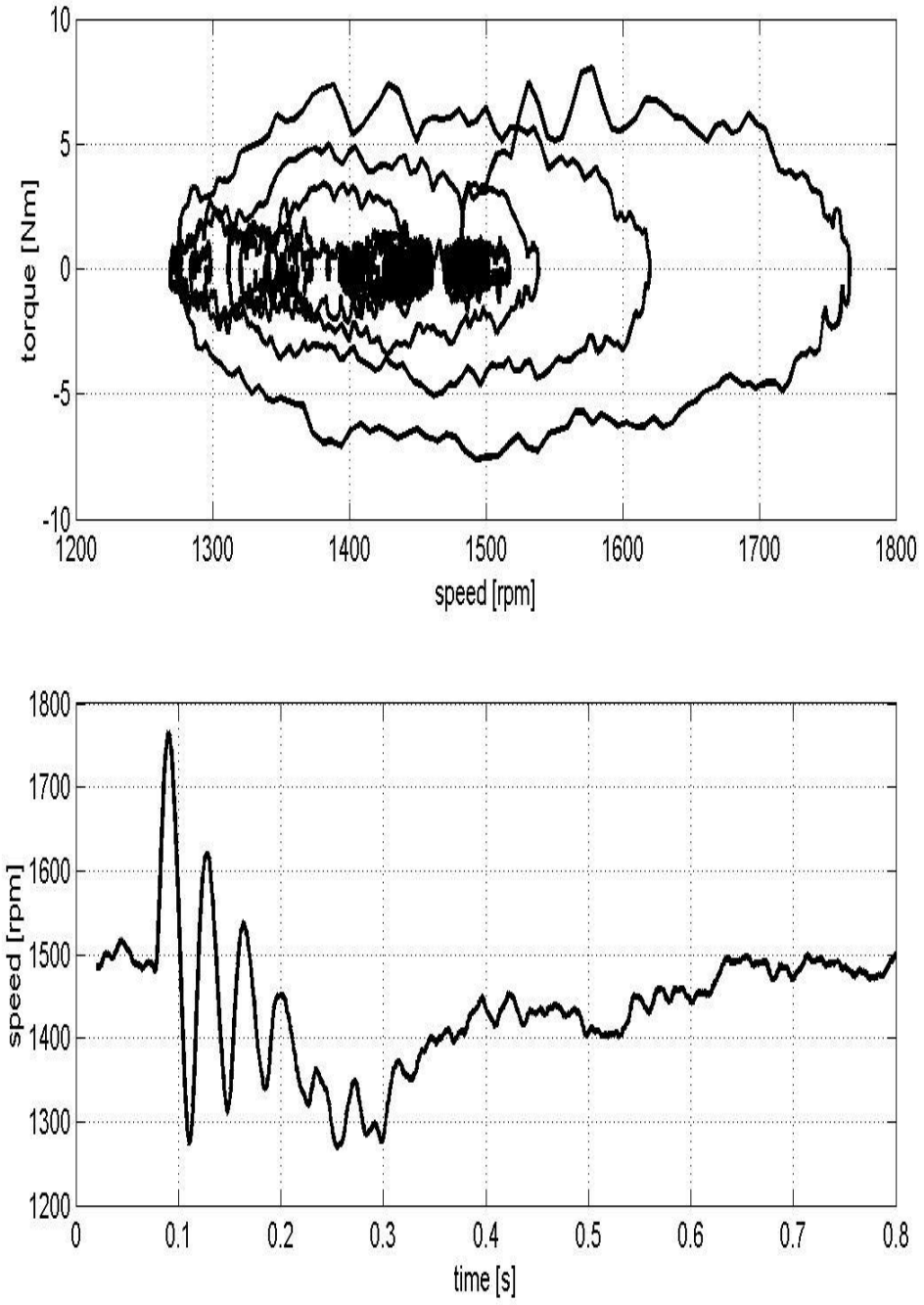
Obr. 1-23 Přepínání Y-D. Dynamická momentová charakteristika v závislosti na rychlosti. Detail kmitů rychlosti rotoru.



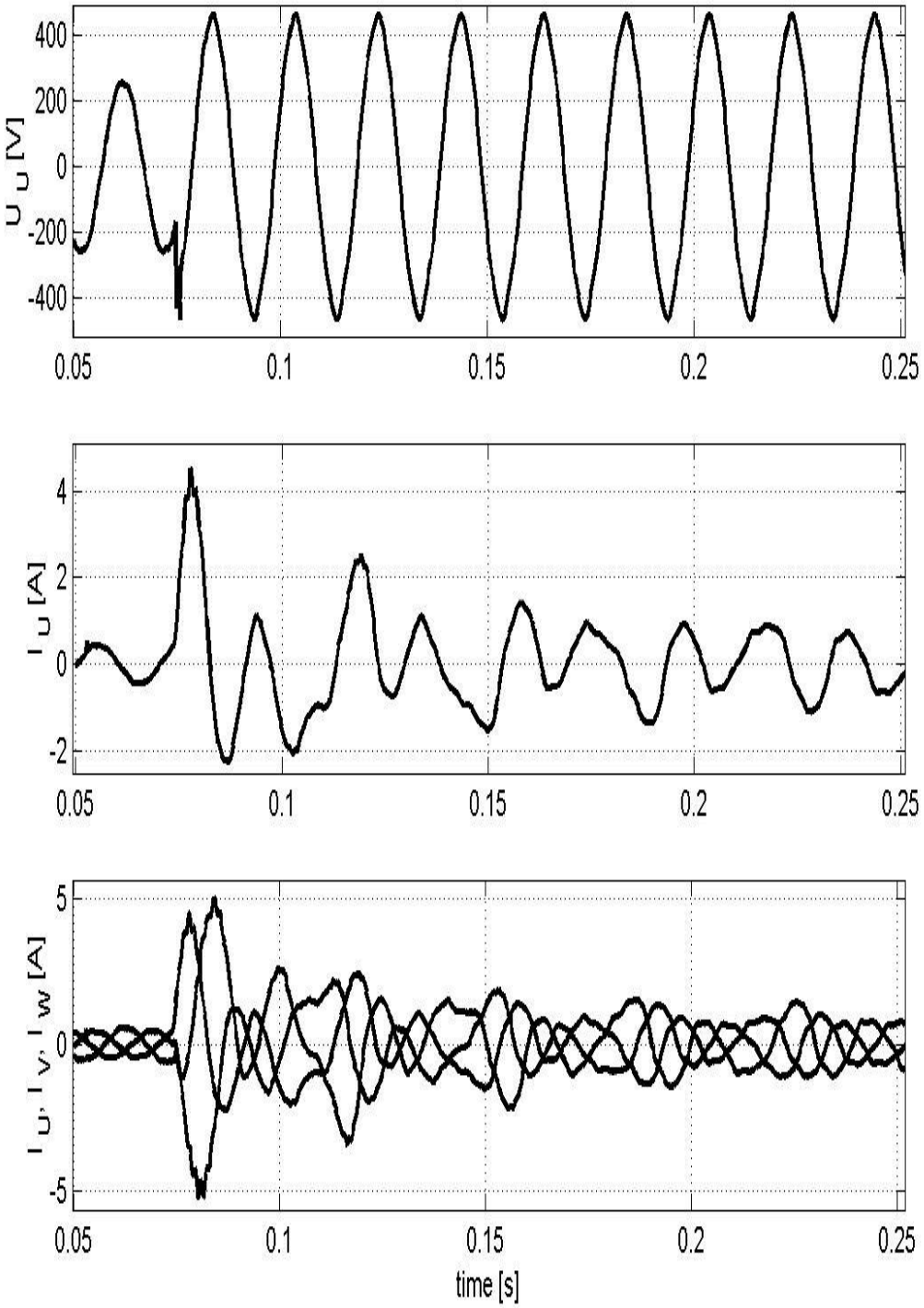
Obr. 1-24 Přepínání Y-D. Sdružené napětí a proudy vinutím stroje.



Obr. 1-25 Přepínání Y- nekonvenční D. První kmit momentu a rychlosti je kladný. Shora: zrychlení rotoru, elektromagnetický moment a rychlost rotoru.



Obr. 1-26 Přepínání Y- nekonvenční D. Dynamická momentová charakteristika v závislosti na rychlosti. Detail kmitů rychlosti rotoru.



Obr. 1-27 Přepínání Y- nekonvenční D. Sdružené napětí a proudy vinutím stroje.

1.7 Provozní charakteristiky v závislosti na skluzu

V této kapitole se budeme zabývat popisem provozních charakteristik asynchronního stroje. Omezíme se na simulace pro motorický režim. Simulace byla provedena pro reálný asynchronní stroj s kotvou nakrátko o následujících štítkových parametrech.

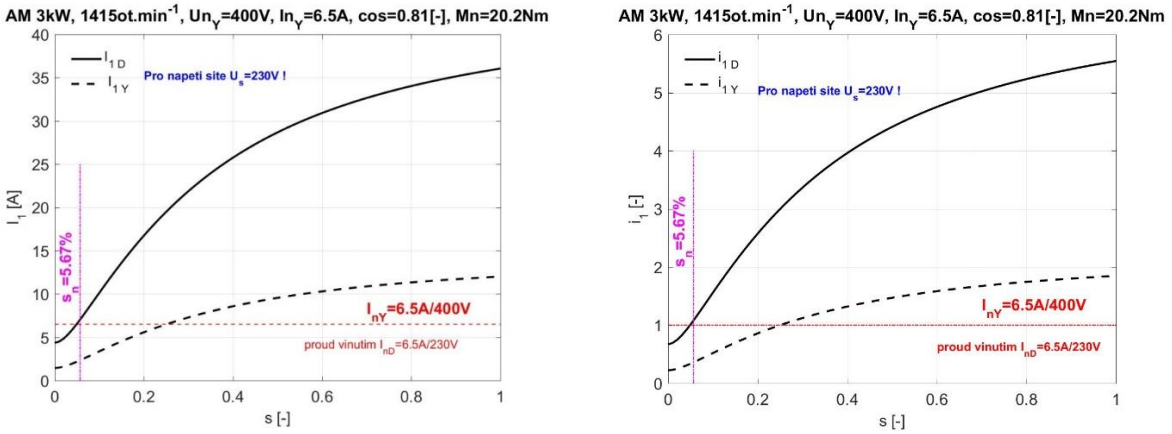
Štítek stroje:

U=230VΔ / 400VY
I= 11,4 / 6,5 A
P= 3 kW
cos = 0,81
n = 1415
f=50 Hz

Pozor!

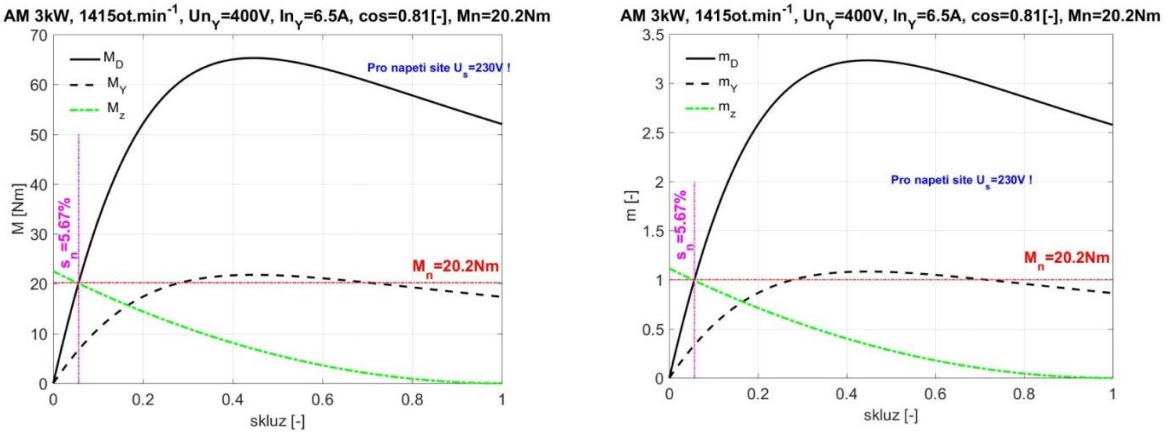
Aby stroj bylo možné přepínat Y-D, musel by být napájen ze sítě U_s=230V. Ta však běžně neexistuje, takže stroj přepínat na běžné síti U_s=400V nelze!

Na stroji bylo provedeno měření naprázdno a nakrátko. Následně byly vypočteny parametry náhradního schéma ve tvaru „T-článku“ a toto náhradní schéma bylo simulováno v režimu motor.



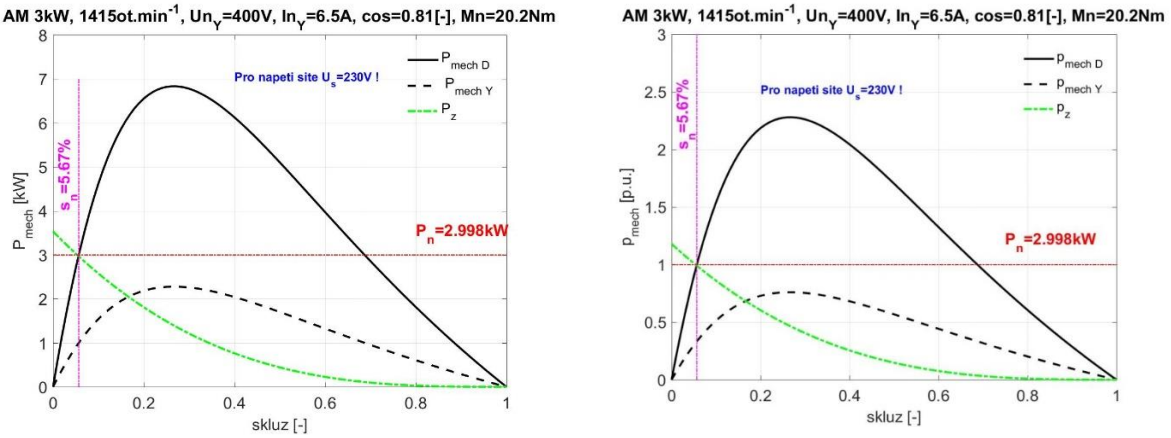
Obr. 1-28 Statorový proud a statorový proud v poměrných veličinách (p.u.).

Na obrázcích jsou vyznačeny jmenovité hodnoty skluzu a proudu. Všimněme si, že jmenovitý proud vinutím musí být stejný pro spojení Y i D. Je vidět význam spouštění Y-D, tj. pokles záběrného proudu.



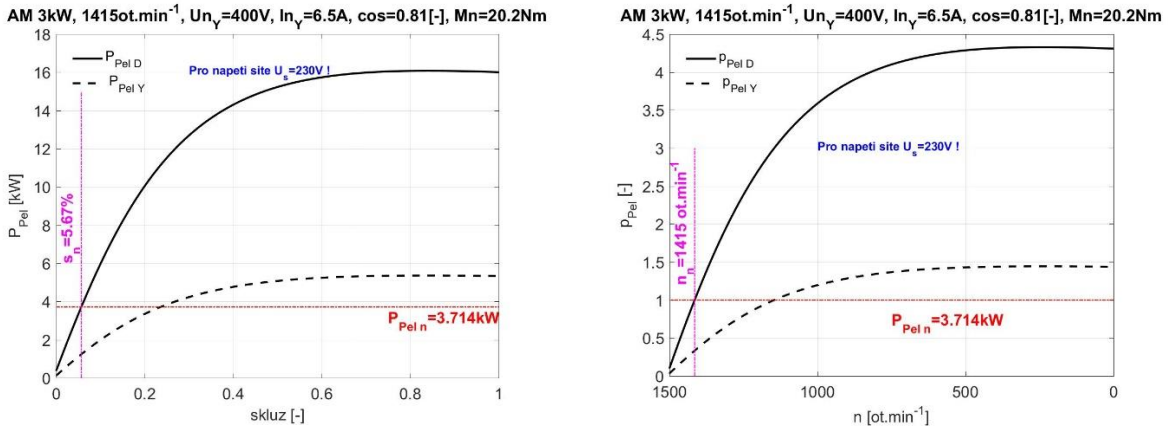
Obr. 1-29 Momenty a momenty v poměrných veličinách (p.u.).

Zátěžný moment je kvadratická (ventilátorová) závislost. Při přepnutí do D nastane ještě mírné zvýšení rychlosti, tj. pokles skluzu na jmenovitou hodnotu. Pokud by stroj zůstal pracovat ve spojení Y, byl by tepelně přetěžován. Měl by totiž při vlastním chlazení nižší rychlost ventilátoru. Stroj má krátkodobě trojnásobnou momentovou přetěžitelnost.

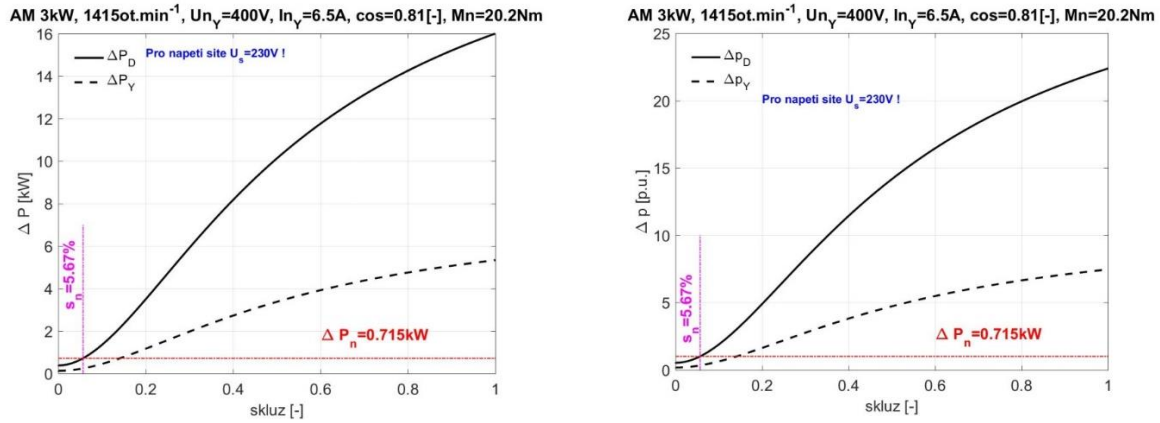


Obr. 1-30 Mechanický výkon a mechanický výkon v poměrných veličinách (p.u.).

Mechanický výkon je nulový pro jednotkový skluz, tj. pro nulovou rychlost. Stroj má krátkodobě více než dvojnásobnou přetěžitelnost.

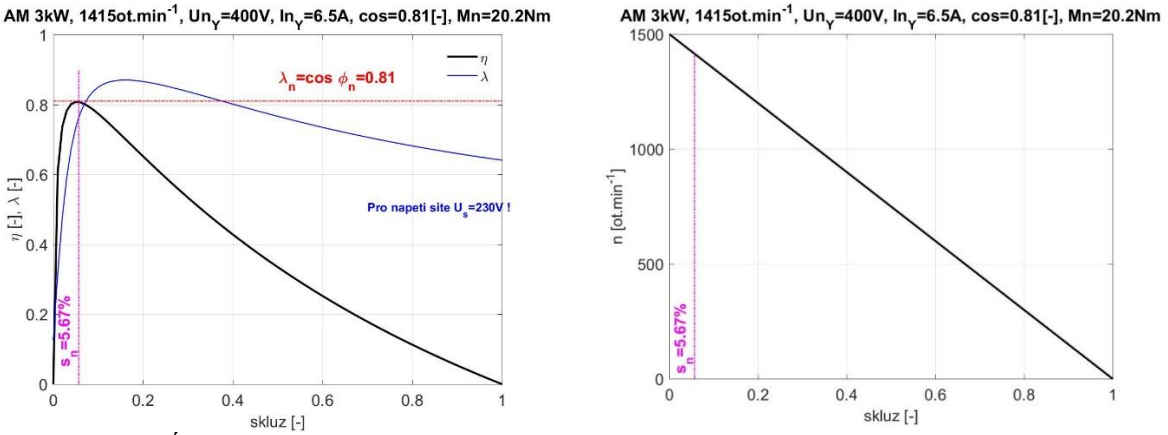


Obr. 1-31 Elektrický příkon a elektrický příkon v poměrných veličinách (p.u.).



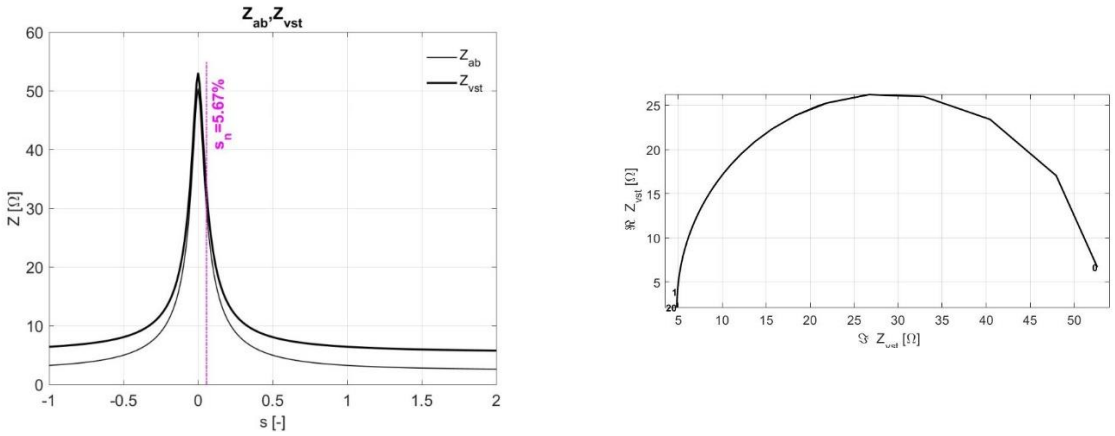
Obr. 1-32 Celkové ztráty stroje a celkové ztráty stroje v poměrných veličinách (p.u.).

Při rozběhu stroje jsou ztráty značné a proto při zastavení stroje přetížením musí nastat ihned jeho vypnutí. Pokud jsou časté rozběhy, může nastat též přehřátí stroje.



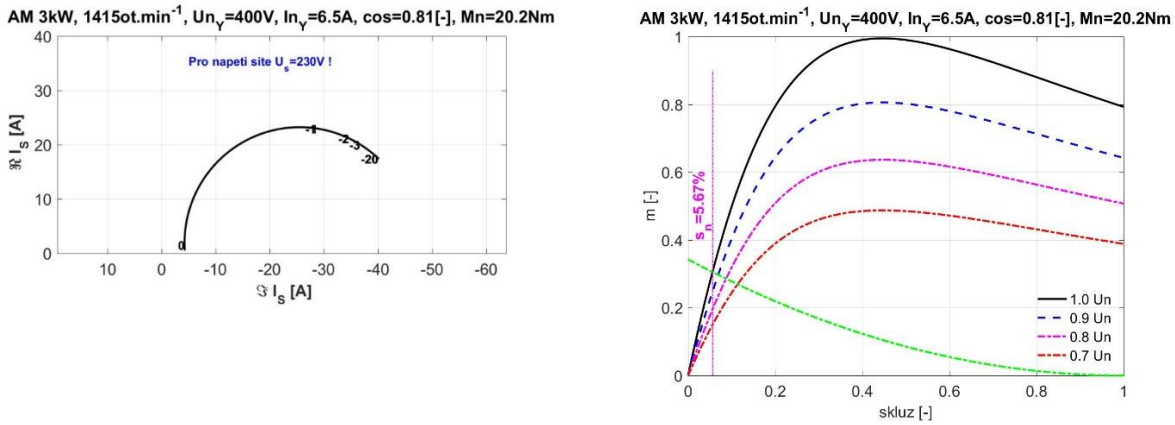
Obr. 1-33 Účinnost, účiník, rychlost a skluz.

Účinnost je nejvyšší pro 80% hodnoty jmenovité zátěže. Předpokládá se totiž, že stroj bude pracovat s jistou rezervou.



Obr. 1-34 Impedance náhradního schéma Z_{vst} a na příčné větvi Z_{ab}. Impedance náhradního schéma v komplexní rovině

V oblasti nulových skluzů je impedance stroje nejvyšší, protože stroj odebírá pouze proud naprázdno. Impedance v komplexní rovině tvoří kružnici. Měřítko skluzu na kružnici je silně nelineární.



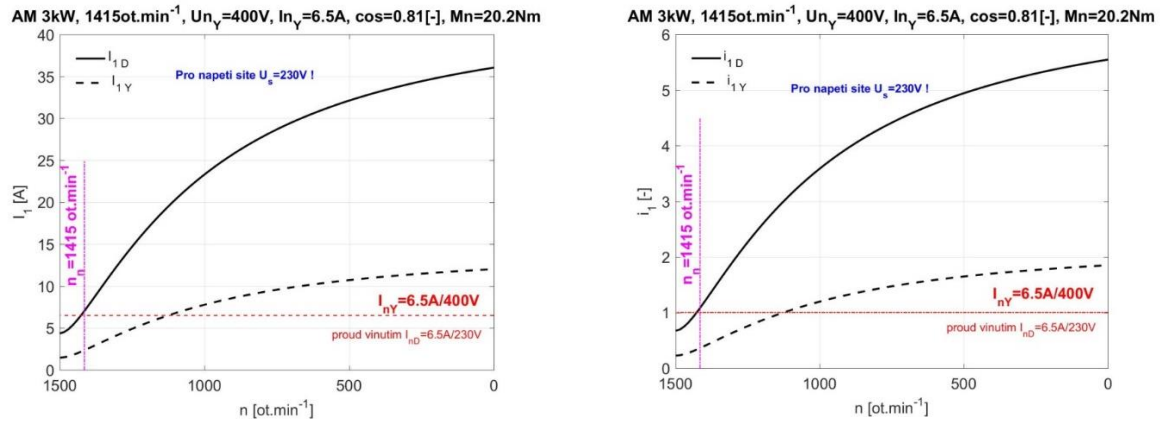
Obr. 1-35 Proud statoru v komplexní rovině. Moment v závislosti na napětí sítě

Proud v komplexní rovině je kružnicový diagram. Je potřeba mít stejná měřítka na obou osách. Skluz je opět silně nelineární. Jalový proud je pro všechny režimy práce odebírán ze sítě, je stále záporný.

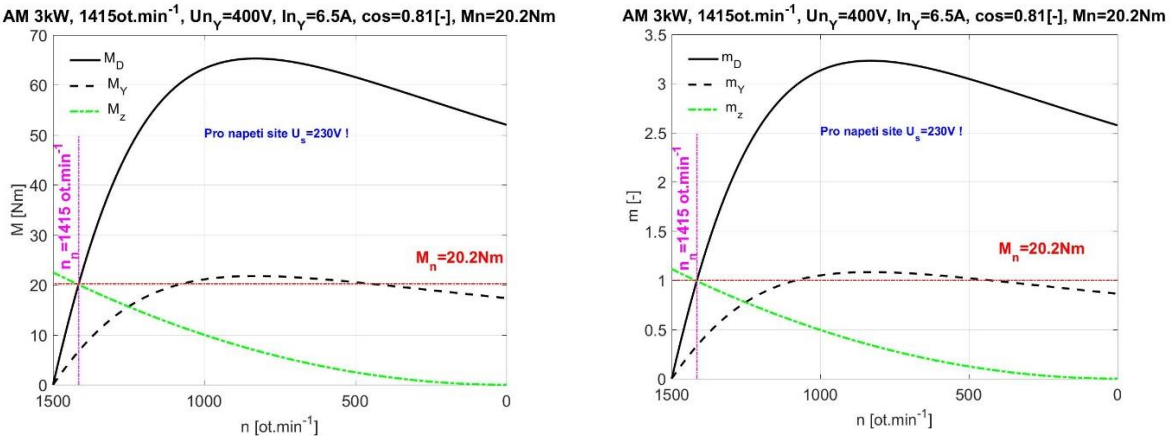
Velikost momentové charakteristiky závisí kvadraticky na napájecím napětí. Zde je zobrazní v poměrných hodnotách.

1.8 Provozní charakteristiky v závislosti na rychlosti

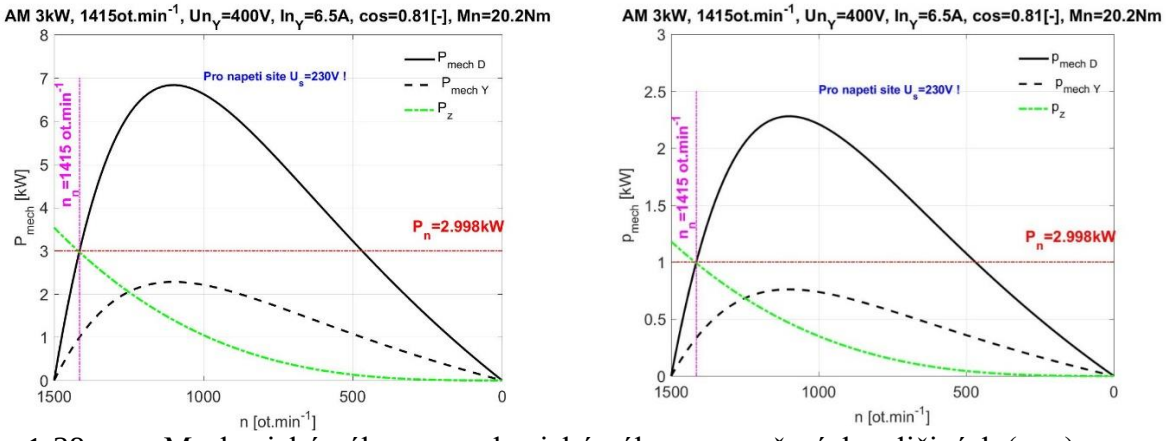
Nyní se můžeme podívat na vybrané výše uvedené charakteristiky, ovšem v závislosti na rychlosti stroje. Jedná se proto v zásadě o stejný tvar charakteristiky, pouze je jinak kalibrována vodorovná osa grafu.



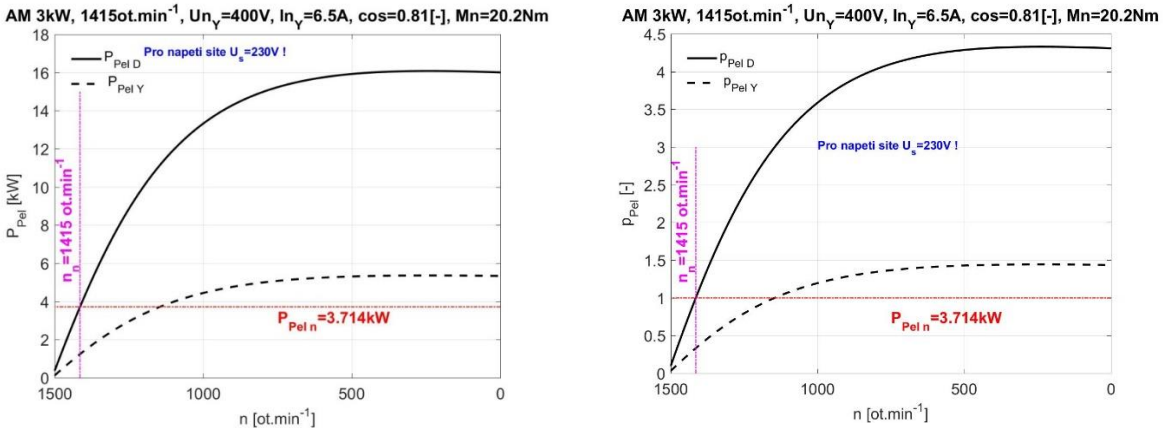
Obr. 1-36 Statorový proud a statorový proud v poměrných veličinách (p.u.).



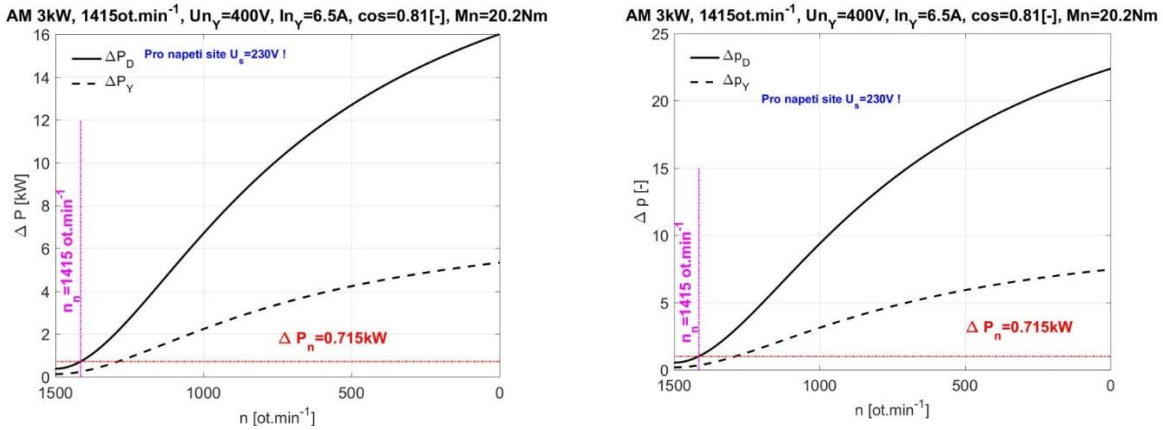
Obr. 1-37 Momenty a momenty v poměrných veličinách (p.u.).



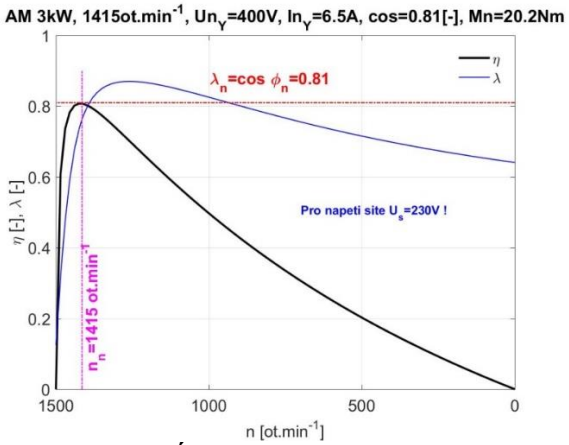
Obr. 1-38 Mechanický výkon a mechanický výkon v poměrných veličinách (p.u.).



Obr. 1-39 Elektrický příkon a elektrický příkon v poměrných veličinách (p.u.).



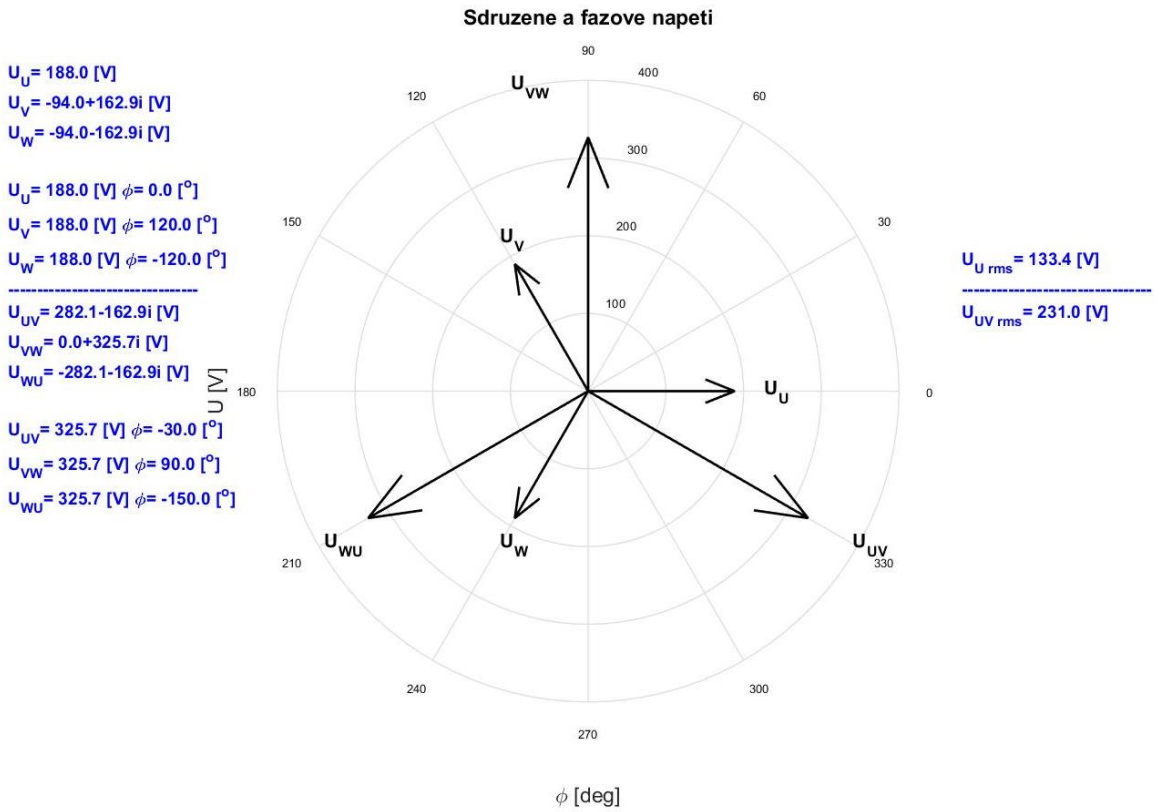
Obr. 1-40 Celkové ztráty stroje a celkové ztráty stroje v poměrných veličinách (p.u.).



Obr. 1-27 Účinnost a účiník.

1.9 Fázory napětí a proudů ve jmenovitém pracovním bodu

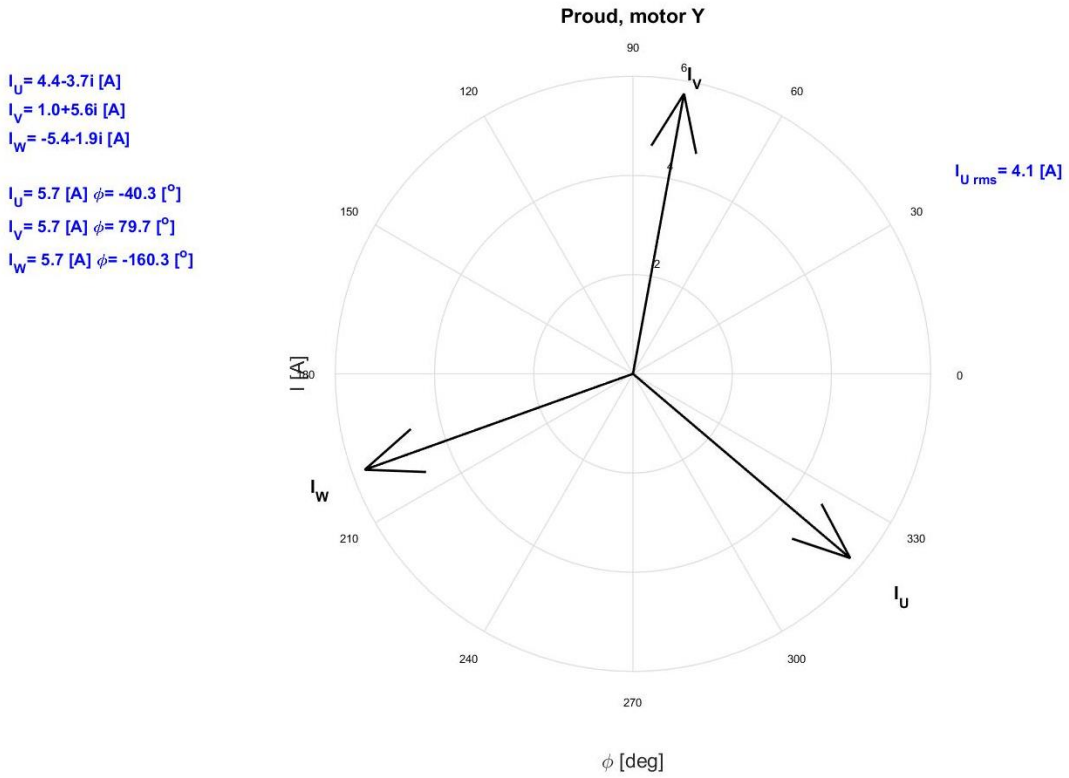
V následujících obrázcích jsou zobrazeny amplitudy fázorů a v legendě též jejich koncové body. Proto jsou efektivní hodnoty (rms) napětí a proudů nižší 1,41x.



Obr. 1-28 Fázová a sdružená napětí stroje.

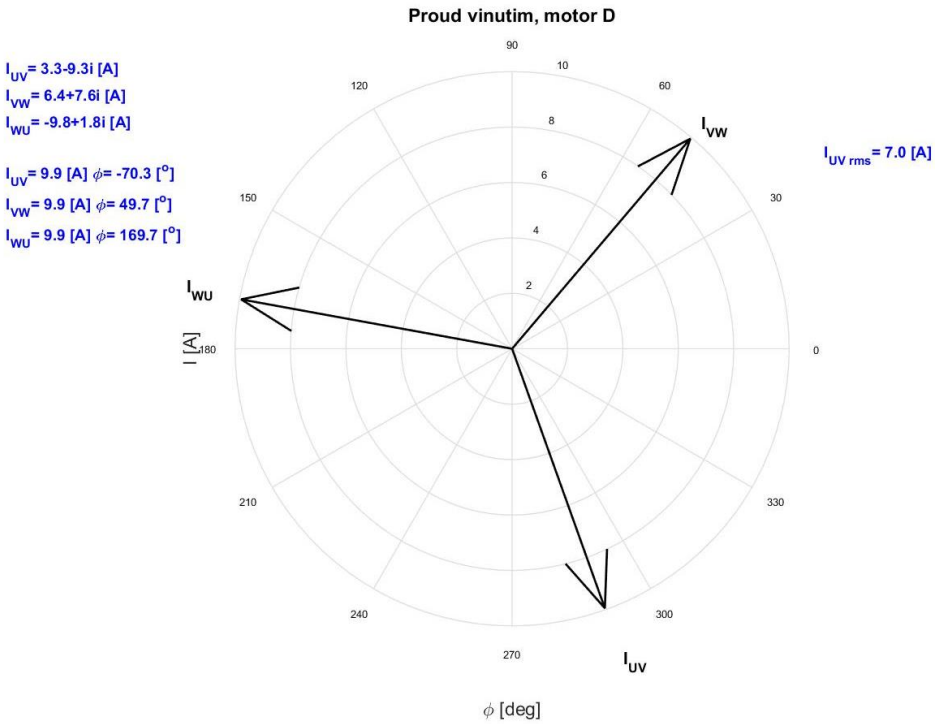
Napájecí napětí sítě 133 /230 V není běžně k dispozici. Sled fází je opačný, stroj by se točil na opačnou stranu. Správný sled fází je ve směru hodinových ručiček, tj. vpravo.

Posun systému sdružených a fázových napětí o 30^{o}.



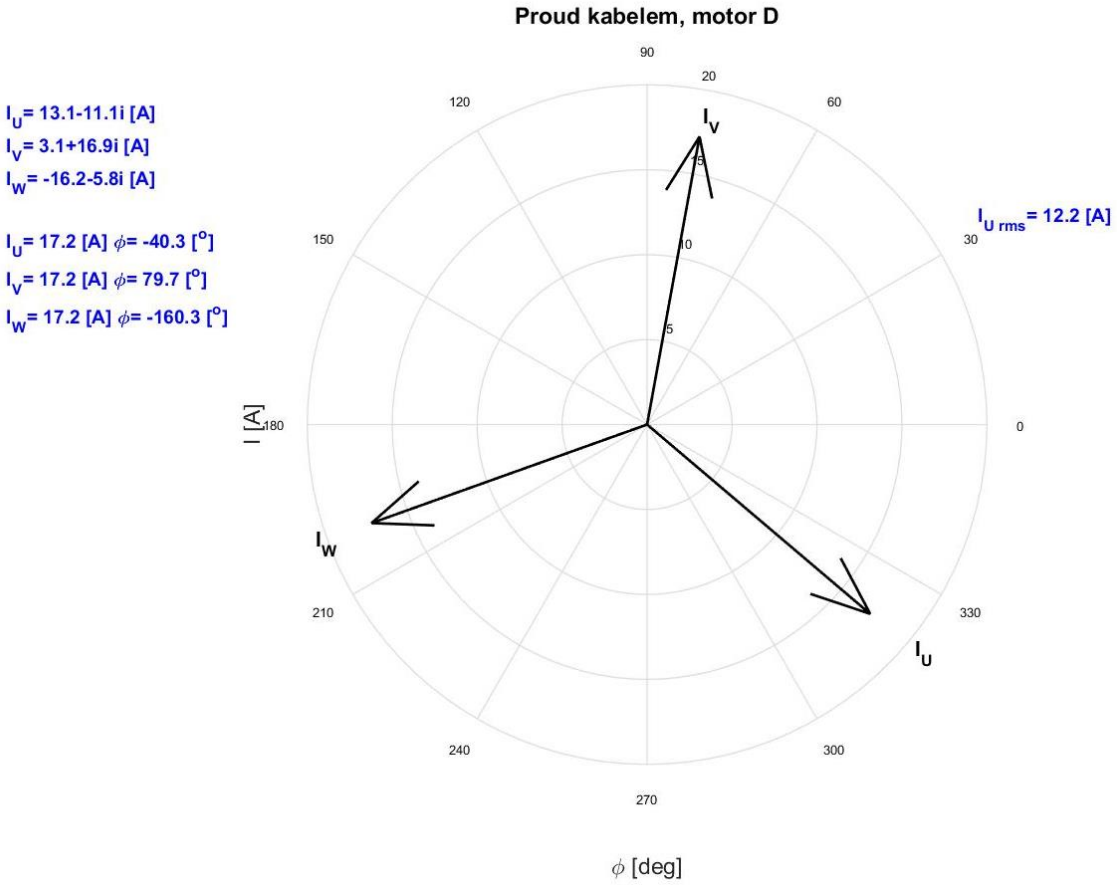
Obr. 1-29 Proud ve spojení Y.

Stroj pracuje s induktivním účiníkem, proto je posun proudu za fázovým napětím o 40°.



Obr. 1-30 Proud vinutím motoru ve spojení D.

Ve spojení D předpokládejme stejný účiník, jako pro spojení Y. Pak je proud vinutím opět o 40^o opožděn za napětím, tentokrát však sdruženým.



Obr. 1-31 Proud přívodním kabelem ve spojení motoru D.

Proud v přívodu musí mít stejný účiník, jako vlastní stroj. Proto je opět proud v přívodu opožděn za fázovým napětím o 40^o.

Otázky k tomuto tématu:

- *Proč spouštíme motory přepínáním Y-D ?*
- *Jaké jsou nevýhody tohoto spouštění*
- *Po vypnutí stroje jeho svorkové napětí skokem zmizí?*
- *Proč vzniká proudový ráz při opětném zapnutí roztočeného asynchronního stroje na síť?*



Správné odpovědi na otázky

- *Proč spouštíme motory přepínáním Y-D ?*

Pro snížení záběrného proudu na 1/3 a tím se omezí poklesy napětí v síti.

- *Jaké jsou nevýhody tohoto spouštění*

Pokles záběrného momentu na 1/3 a prodloužení rozběhu. Dále vznikají proudové rázy při přepnutí.

- *Po vypnutí stroje jeho svorkové napětí skokem zmizí?*

Ne, napětí klesá exponenciálně, viz obr. 1-10 nahoře.

- *Proč vzniká proudový ráz při opětném zapnutí roztočeného asynchronního stroje na síť?*

V rotoru se při malém skluzu indukuje malé napětí a tím i malý proud. Jedná se pak o děj podobný zapnutí transformátoru naprázdno a ten má zapínací proudy vysoké.

2 Natáčivý transformátor – booster



Předpokládaná časová náročnost: **60 min**



Po prostudování tématu budete:

- *Umět charakterizovat a nakreslit jeho náhradní schéma i schéma zapojení*
- *Umět popsat princip činnosti jednoduchého i dvojitého natáčivého transformátoru*
- *Mít přehled o použití natáčivých transformátorů*
- *Umět zapojit stroj pro natáčení ve správném směru*
- *Umět navrhnout zapojení pro regulovatelný zdroj napětí*

2.1 Princip činnosti

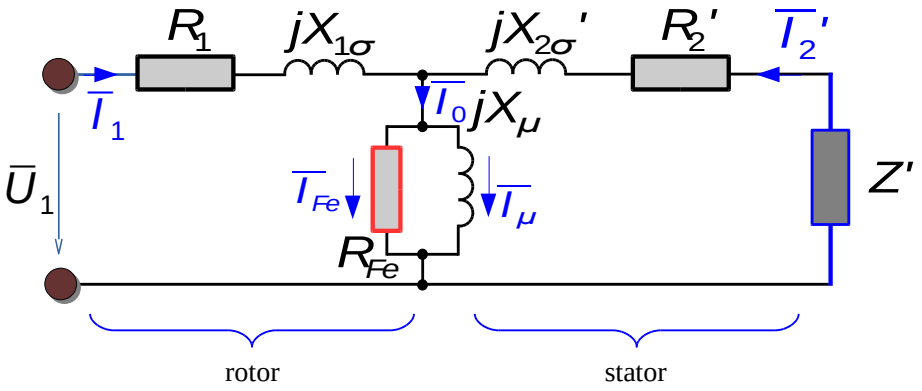
V rotoru asynchronního stroje se indukuje při nulové rychlosti (tj. jednotkovém skluzu s=1) napětí stejného kmitočtu, jako má stator. Ten je zpravidla připojen k síti, takže f=50Hz. Proto můžeme asynchronní stroj s vinutým rotorem používat také jako transformátor. Proti obyčejnému transformátoru má však tu zajímavou vlastnost, že s pootočením rotoru se mění fáze rotorového (sekundárního) napětí o libovolný úhel. Pro takovýto transformátor jsou platné všechny dříve uvedené rovnice a náhradní schémata asynchronního stroje. Jediný rozdíl je v tom, že na rotorové (sekundární) straně bude místo odporu

$$\frac{R_2'}{s} = R_2' + \frac{1-s}{s} R_2' \qquad (2\text{-}1)$$

impedance

$$R_2' + Z' \qquad (2\text{-}2)$$

kde Z' je zatěžovací (vnější) impedance, ovšem přepočítaná na stator (primár).



Obr. 2-1 Náhradní schéma zapojení zabrzděného indukčního stroje.

Při zatěžování musí být rotor zabrzděn, protože s procházejícím rotorovým a statorovým proudem vzniká ve stroji moment a ten by stroj roztočil. Používá se samosvorný převod (šnek + ozubené kolo, natáčení se provádí servomotorem). Pokud je booster dvojitý a je správně zapojen, vznikající moment obou strojů je vzájemně kompenzován přímo mezi hřídeli a ozubené kolo slouží jen k natáčení rotorů.



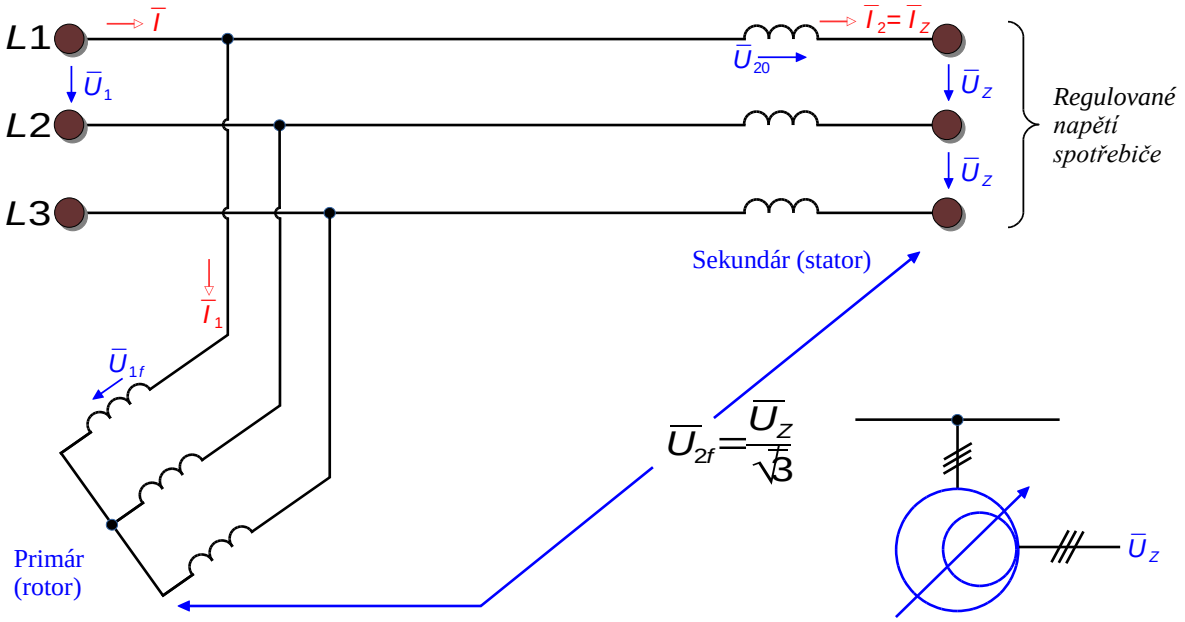
Obr. 2-2 Foto dvojitého natáčivého transformátoru MEZ, nyní TES Vsetín.

Zabrzděný asynchronní stroj se používá na zkušebnách a pro laboratorní účely jako regulovatelný 3fzdroj. Používá se též na vysílačích, které jsou zpravidla na konci dlouhého vedení a reguluje velikost (úbytky) napětí na přijatelnou mez. Pro tyto účely je řízen regulátorem napětí.

Natáčivý transformátor má vzduchovou mezeru, proto má velký magnetizační (jalový) proud. Zpravidla musí být chlazen externím ventilátorem. Tato nevýhoda je však vyvážena v případě, že indukční stroj použijeme jako řiditelný - natáčivý – transformátor v takovém zapojení, že lze jeho napětí řídit.

2.2 Jednoduchý natáčivý transformátor

Nejjednodušší zapojení je na obr. 2.3.



Obr. 2-3 Zapojení 3f jednoduchého indukčního regulátoru pro regulaci napětí.

Ve statoru se indukuje napětí U_{i20}, které je dáno převodem

$$k = \frac{N_1 k_{v1}}{N_2 k_{v2}} = \frac{U_{i1}}{U_{i20}} \frac{\dots rotor}{\dots stator} \tag{2-3}$$

Převod můžeme také vyjádřit jako

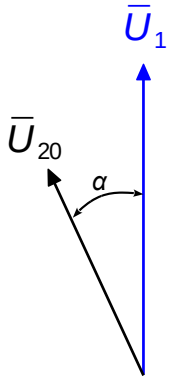
$$k = \frac{\sqrt{3} U_{20f}}{U_1} \tag{2-4}$$

Napětí statorové (sekundární) přepočtené na stranu rotoru (primární) je označené jako U'_{i20}.

Natáčením rotoru o úhel α se mění fáze tohoto napětí U_{20}

$$U_{20} = k \,.\, U_1 . e^{j\alpha} \tag{2-5}$$

Úhel α je elektrický úhel natočení mezi osou statoru a rotoru.

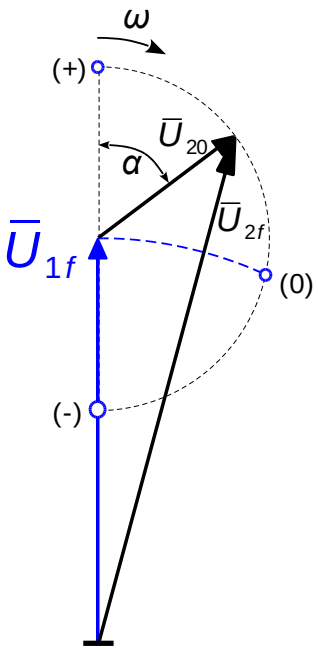


Obr. 2-4 Elektrický úhel α.

Indukované napětí ve statoru se sčítá s napájecím napětím

$$U_2 = U_1 + U_{20} = U_1 + U_{20}.e^{j\alpha} \quad (2\text{-}6)$$

Tím dostaneme regulovatelné (natáčením rotoru) výstupní napětí U_2, které mění nejen velikost, ale současně i fázi. Toto platí ve stavu naprázdno. Při zatížení se projeví nezanedbatelné úbytky napětí vlivem velkého rozptylu (vzduchová mezera).



Obr. 2-5 Vektorový diagram jednoduchého natáčivého transformátoru ve stavu naprázdno.

Vidíme, že koncový bod vektoru výstupního napětí U_{20} se pohybuje při natáčení rotoru po kružnici. To znamená, že v tomto zapojení se regulované napětí může plynule měnit od rozdílu

$$U_{20min} = U_1 - U_{20} \quad (2\text{-}7)$$

do součtu

$$U_{20max} = U_1 + U_{20} \quad (2\text{-}8)$$

Typový výkon natáčivého transformátoru je podobně jako u autotransformátoru pouze část jeho průchozího (jmenovitého) výkonu. Střední poměr typového a jmenovitého výkonu je

$$\frac{S_t}{S_n} = \frac{\sqrt{3}U_{20f}}{U_1} \quad (2\text{-}9)$$

Z fázorového diagramu vidíme, že pro zmenšení výstupního napětí můžeme z polohy (+) natáčet fázi indukovaného sekundární napětí U_{20f} buď ve směru točivého pole nebo ve směru proti poli. Napětí U_z bude mít v obou případech stejnou hodnotu, bude však proti primárnímu napětí natočeno o úhel α na jednu nebo na druhou stranu. To by nám nevadilo. Má to však zásadní vliv na magnetizační proud rotoru (primáru). Při natáčení proti poli je větší až o třetinu. Proto se musí pro regulaci dodržovat pravidlo:

Pro zmenšení výstupního napětí se musí statorově nebo rotorově napájený indukční regulátor natočit mechanicky ve směru, ve kterém by se chtěl sám roztočit, kdyby jeho sekundární vinutí bylo odpojeno a spojeno dokrátka.

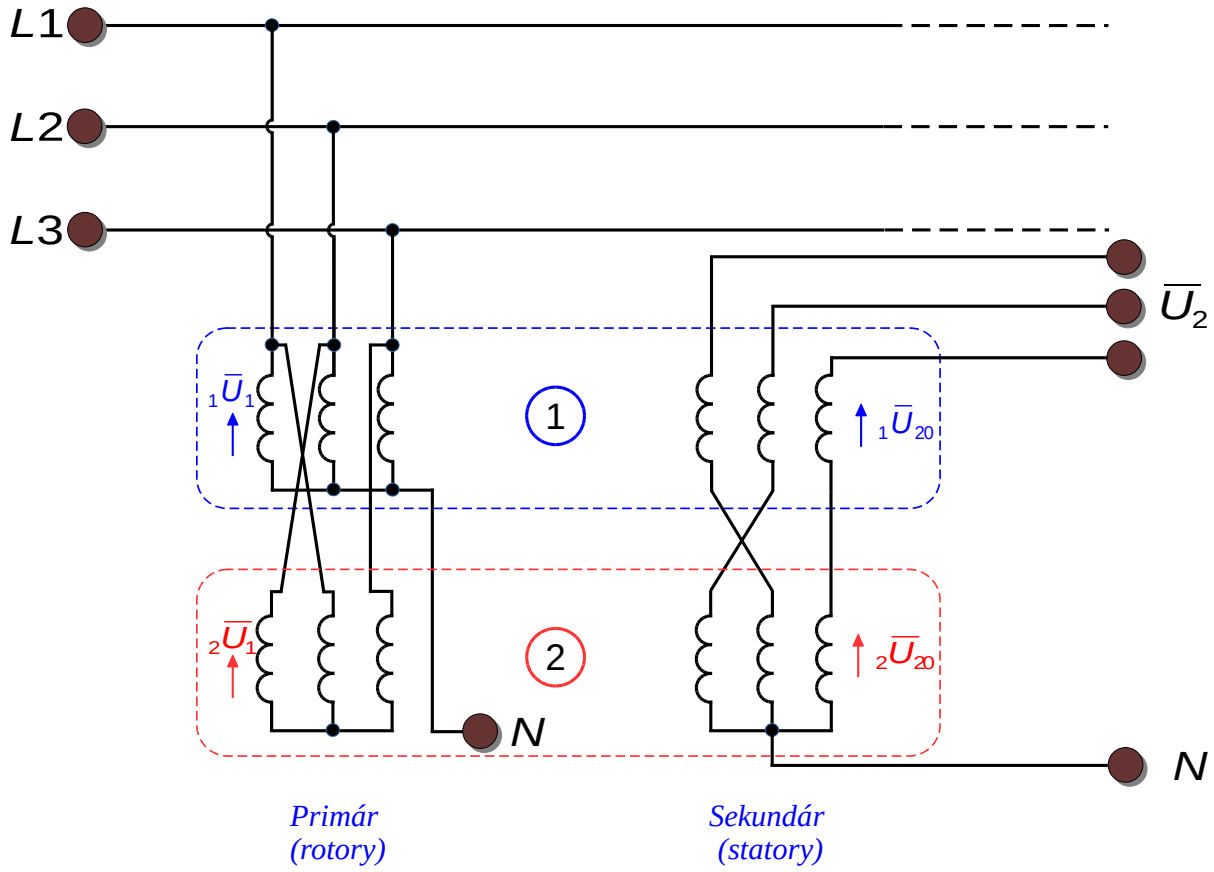
To platí v případě, že energie je dodávána do svorek U_z a zátěž má R-L charakter.

Kvůli dobré a přesné regulaci jsou stroje dvojpólové. Pokud jsou stroje vícepólové, můžeme nalézt tolik nulových poloh (0), kolik má stroj pólů. Pro výchozí bod zvolíme takovou polohu, při níž otočením regulačního kolečka vpravo snižujeme napětí (utahujeme vodovodní kohoutek). Správného směru dosáhneme případně otočením sledu fází. Natáčivý regulátor se opatří koncovými vypínači.

Nesouměrná vzduchová mezera se projeví silným brumem.

2.3 Dvojitý natáčivý transformátor

Podobně jako autotransformátor, má i jednoduchý natáčivý transformátor výstupní napětí galvanicky spojeno se sítí. Tam, kdy by to vadilo, můžeme použít dvojitý natáčivý transformátor.



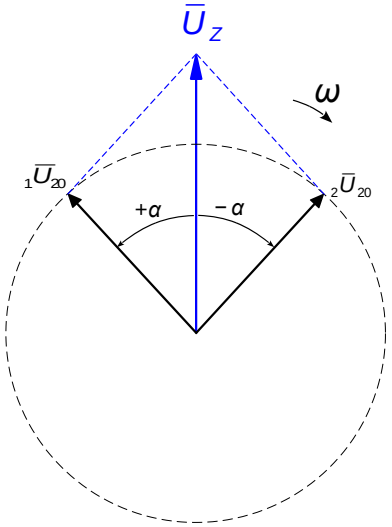
Obr. 2-6 Zapojení 3f dvojitého indukčního regulátoru pro regulaci napětí.

Protože stroje 1 a 2 mají opačný sled fází, napětí $_1U_{20}$ a $_2U_{20}$ se natáčejí proti sobě a výstupní napětí

- nemění svoji fázi
- je galvanicky odpojené od sítě.

$$U_z = \ _1U_{20} + \ _2U_{20} \tag{2-10}$$

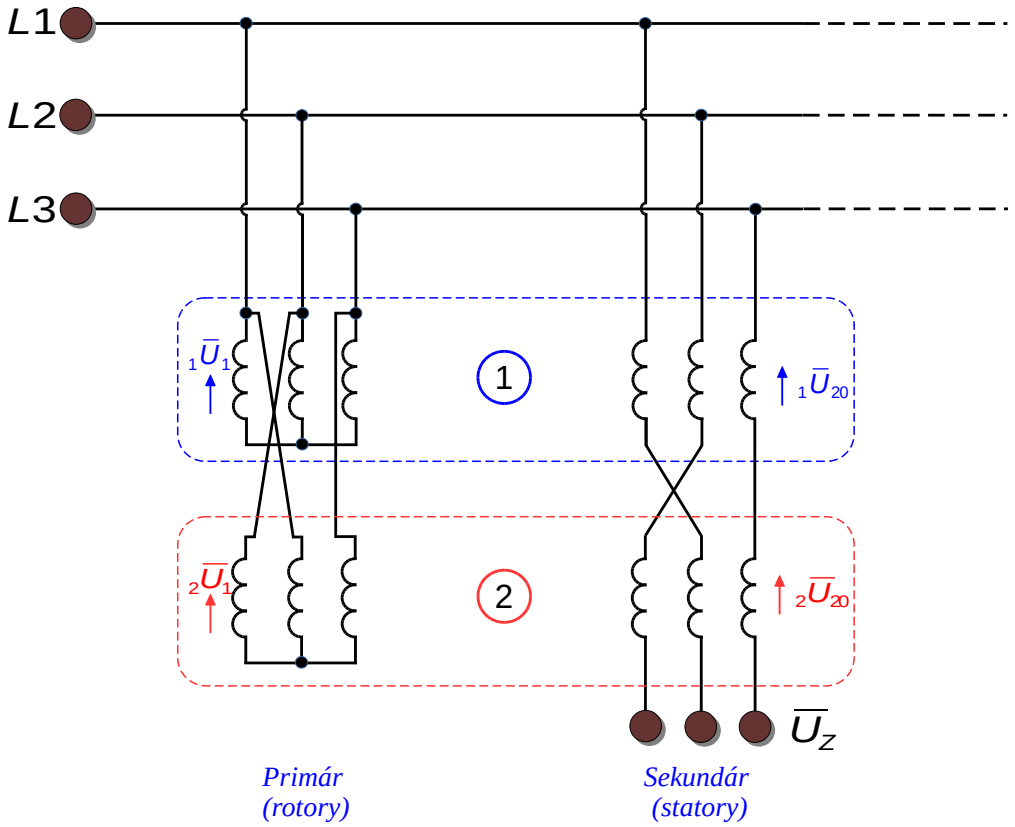
Sekundární vinutí jsou spojena sériově a mohou pracovat samostatně. V tom případě spojíme jedny konce vinutí do uzlu.



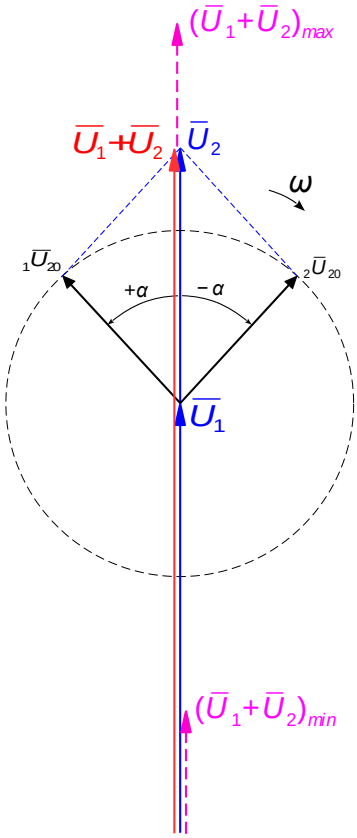
Obr. 2-7 Vektorový diagram dvojitého natáčivého transformátoru.

Z diagramu vidíme, že výsledné napětí se může měnit z dvojnásobné hodnoty jednoho sekundárního napětí přes nulu opět na dvojnásobnou hodnotu, ale v opačné fázi.

Jestliže nepožadujeme galvanické oddělení výstupního napětí od sítě, pak můžeme opět sekundární vinutí připojit k síti nebo k jinému 3f zdroji.



Obr. 2-8 Zapojení 3f dvojitého indukčního regulátoru pro regulaci napětí ve spolupráci se sítí.



Obr. 2-9 Vektorový diagram dvojitého natáčivého transformátoru ve spolupráci se sítí.

Z diagramu vidíme, že se napětí může měnit od součtu síťového napětí a dvojnásobku napětí sekundární strany až do rozdílu těchto napětí. Výstupní napětí nemění svoji fázi.



Otázky k tomuto tématu:

- *Proč musí být natáčivý transformátor zabrzděn?*
- *Jedná se o tvrdý zdroj napětí?*
- *Jedná se o zdroj galvanicky spojený se sítí?*



Správné odpovědi na otázky

- *Proč musí být natáčivý transformátor zabrzděn?*

Při zatěžování musí být rotor zabrzděn, protože s procházejícím rotorovým a statorovým proudem vzniká ve stroji moment a ten by stroj roztočil.

- *Jedná se o tvrdý zdroj napětí?*

Při zatížení se projeví nezanedbatelné úbytky napětí vlivem velkého rozptylu (vzduchová mezera).

- *Jedná se o zdroj galvanicky spojený se sítí?*

Podobně jako autotransformátor, má i jednoduchý natáčivý transformátor výstupní napětí galvanicky spojeno se sítí. Tam, kdy by to vadilo, můžeme použít dvojitý natáčivý transformátor.

3 Zatěžování asynchronního stroje



Předpokládaná časová náročnost: **90 min**



Po prostudování tématu budete:

- *Umět charakterizovat režimy práce asynchronního stroje*
- *Umět popsat charakteristiky mechanické zátěže*
- *Mít přehled o provozních charakteristikách asynchronního stroje při zatížení v různých režimech provozu*
- *Umět zapojit stroj pro brzdění a daný druh brždění charakterizovat*
- *Umět navrhnout princip zapojení pro samostatně pracující asynchronní generátoru*

3.1 Úvod

Asynchronní stroj může pracovat na síti v následujících režimech

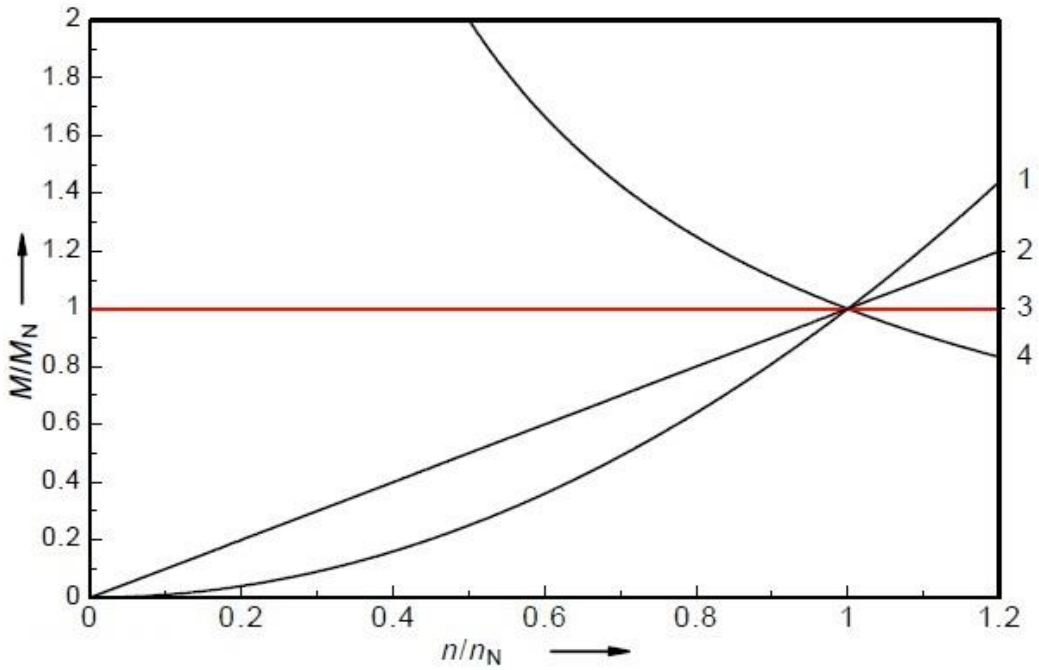
- Motor (skluz 0<s<1)
- Generátor (s<0)
- Brzda (s>1 nebo DC napájení)

Motor obvykle pohání mechanickou zátěž (čerpadlo, ventilátor, převodovku pásového dopravníku apod.).V laboratoři a zkušebně je to obvykle nahrazeno

- Brzdou práškovou nebo vířivou –mění mechanickou energii na teplo
- dynamometrem (rekuperace energie zpět do sítě)

Asynchronní generátor je obvykle poháněn vodní nebo větrnou turbínou, někdy i spalovacím motorem. Elektrickou energii dodává do sítě. Někdy se generátorický režim používá k brzdění pohybujících se hmot (rotační pohyb, přímočarý pohyb). To jsou případy obráběcích vřeten, trakčních strojů apod.

Generátor na síti má rychlost vyšší než synchronní. Pokud je napájen frekvenčním měničem, kmitočet je nižší než příslušný kmitočet pro danou rychlost.

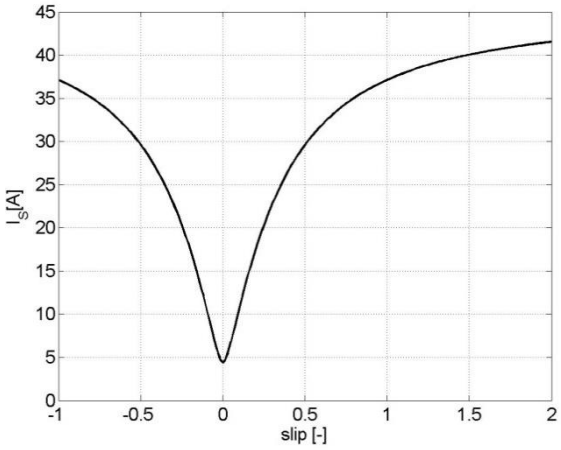


Obr. 3-1 Typické průběhy momentu a rychlosti různých pohonů. 1 – kvadratická (čerpadla, ventilátory), 2 – lineární (kalandry) 3 – konstantní (výtahy, dopravníky), 4 – inverzní (navíjení cívek, obráběcí stroje)

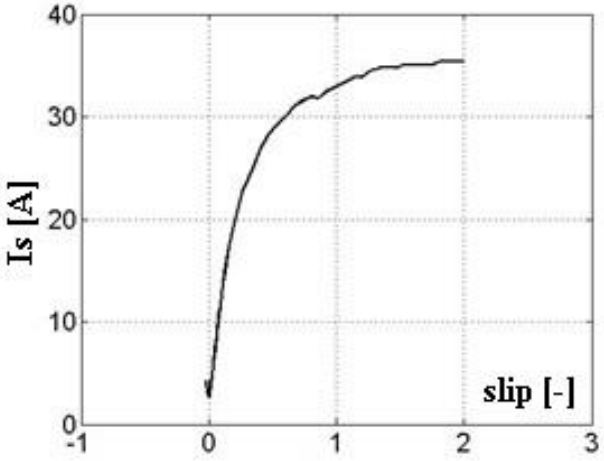
3.2 Motor

Stroj pro simulaci má následující parametry:

P_n [kW]	3
U Y/D [V]	400 / 230
I Y/D [A]	6,5 / 11,4
cos φ [-]	0,81
J [kg.m^2]	0,0065
M_n [Nm]	20,25
n_n [rpm]	1415
efficiency [%]	81,5
Záběrný moment /jmenovitý moment [-]	2,6
Záběrný proud / jmenovitý proud [-]	6,1
Max moment / jmenovitý moment [-]	2,8
Odpor statoru (jedna fáze), chod nakrátko [Ω]	1,99
Odpor statoru (jedna fáze), Ohmova metoda [Ω]	1,9
Magnetizační indukčnost [mH]	153
Rozptyl statoru / přepočtený na stator [mH]	7,9 / 13,1
R_{Fe} [Ω]	544
Mechanické ztráty [W]	20
Joulovy ztráty (chod naprázdno) [W]	126
Ztráty ve jhu (chod naprázdno) [W]	275

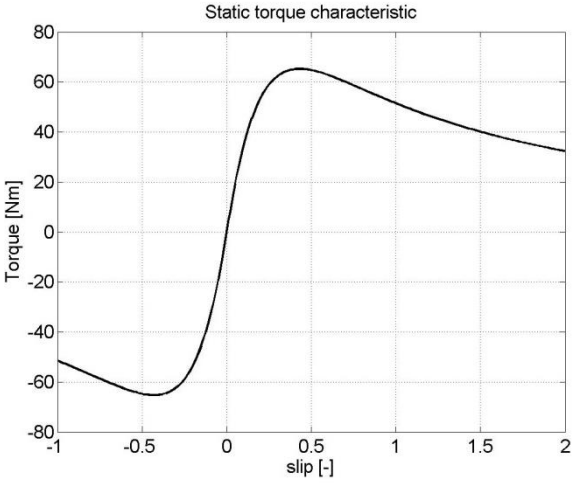


a)

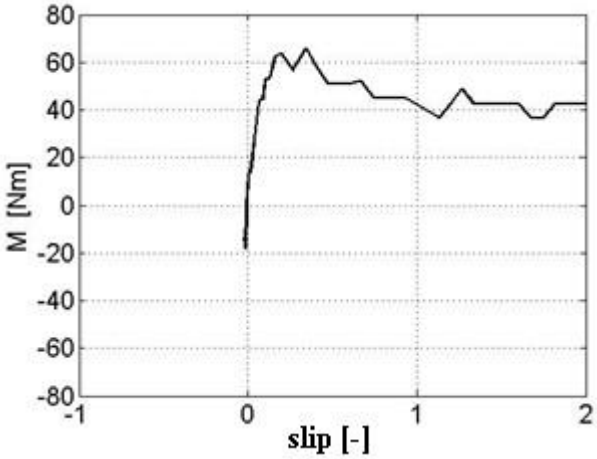


b)

Obr. 3-2 Statorový proud a) simulace b) měření

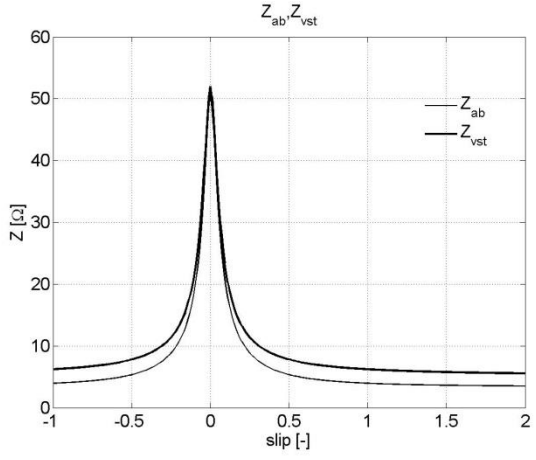


a)

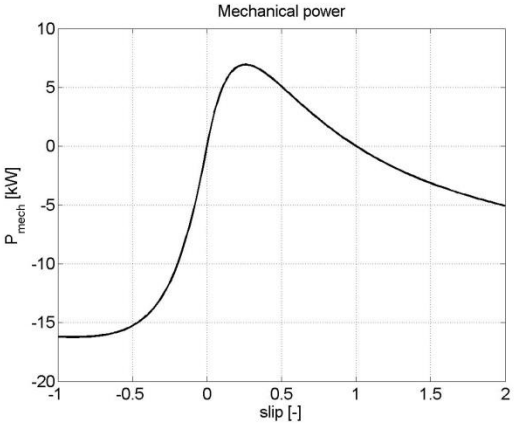


b)

Obr. 3-3 Statická momentová charakteristika a) simulace b) měření

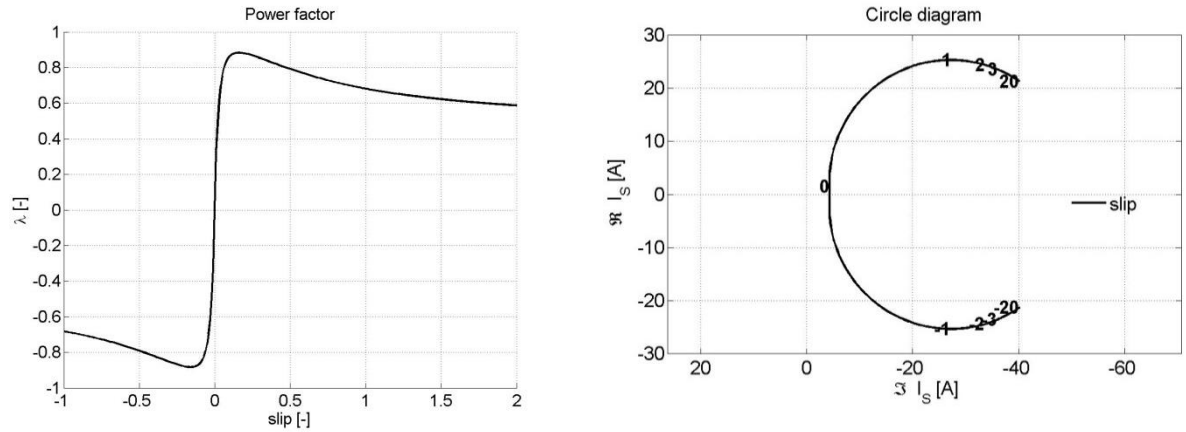


a)



b)

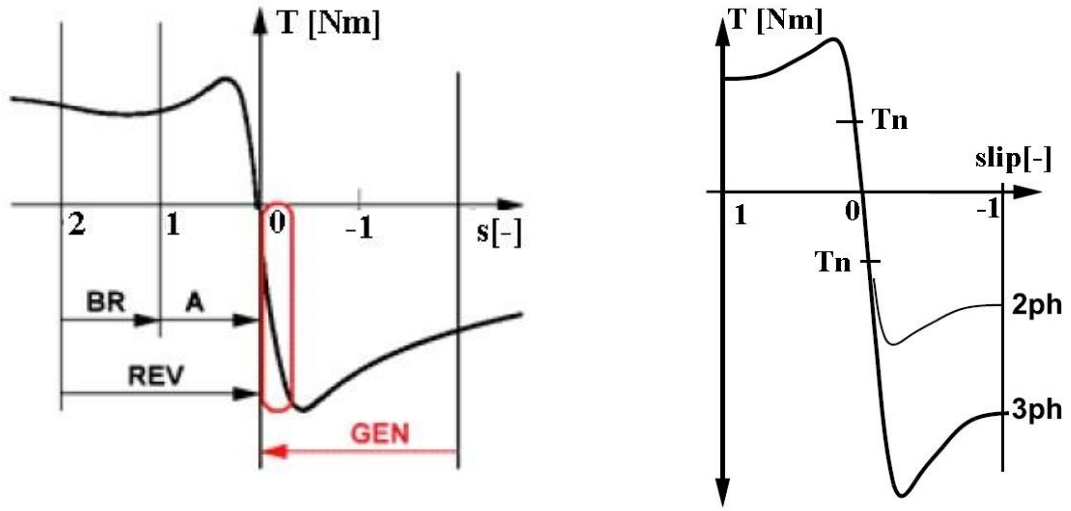
Obr. 3-4 a) Impedance příčné větve b) mechanický výkon



Obr. 3-5 a) účiník b) Kružnicový diagram

3.3 Generátor na síti

Generátorická část momentové charakteristiky v nadsychronní rychlosti je téměř zrcadlová k motorickému režimu. Nicméně brzdný moment je výrazně vyšší než v motorické části charakteristiky. Jalový (magnetizační příkon) se odebírá ze sítě nebo kompenzačních kondenzátorů.

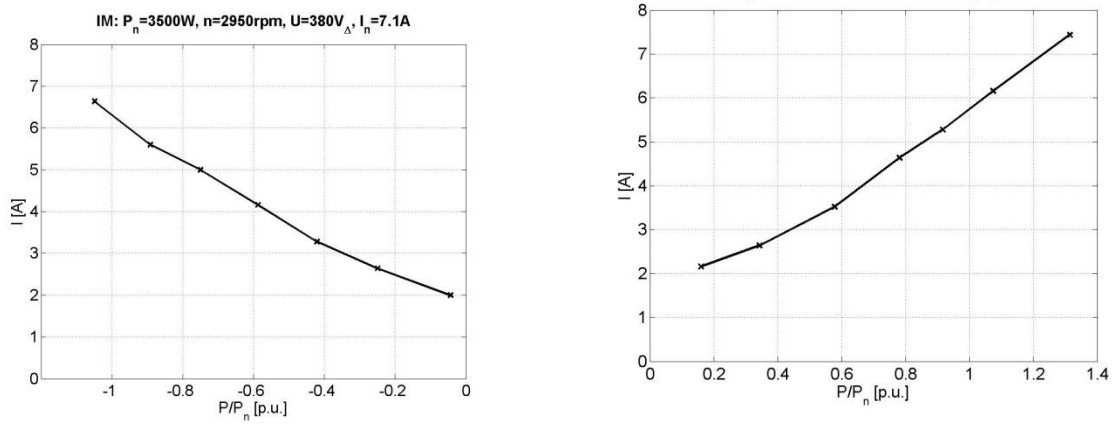


Obr. 3-6 Momentová charakteristika. Snížení generátorického momentu v případě výpadku faze.

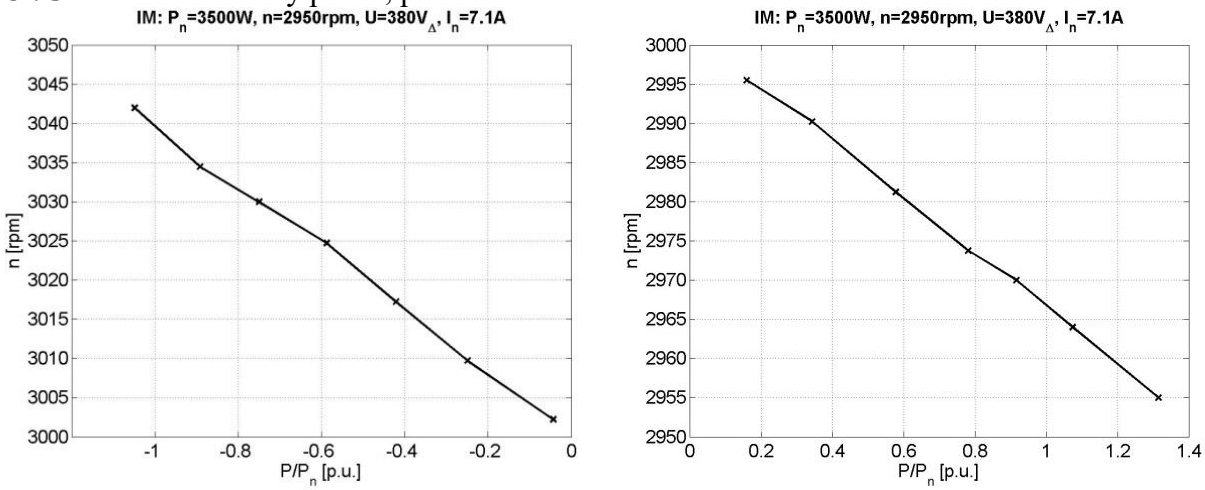
3.4 Měření na dynamometru

Asynchronní stroj s kotvou nakrátko má mechanický výkon 3,5kW. Je připojen k dynamometru a zatěžován jako motor (pravá část obrázků) i jako generátor (levá část obrázků.

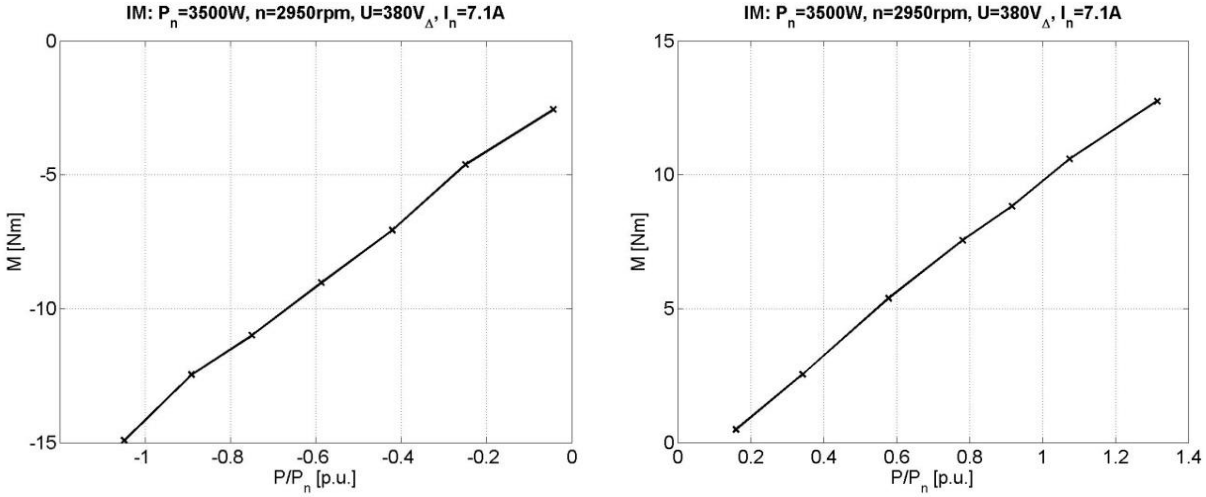
Na vodorovné ose je výkon v poměrných hodnotách. Záporná hodnota znamená generátorický režim. Stroj byl poněkud přetěžován v obou režimech chodu.



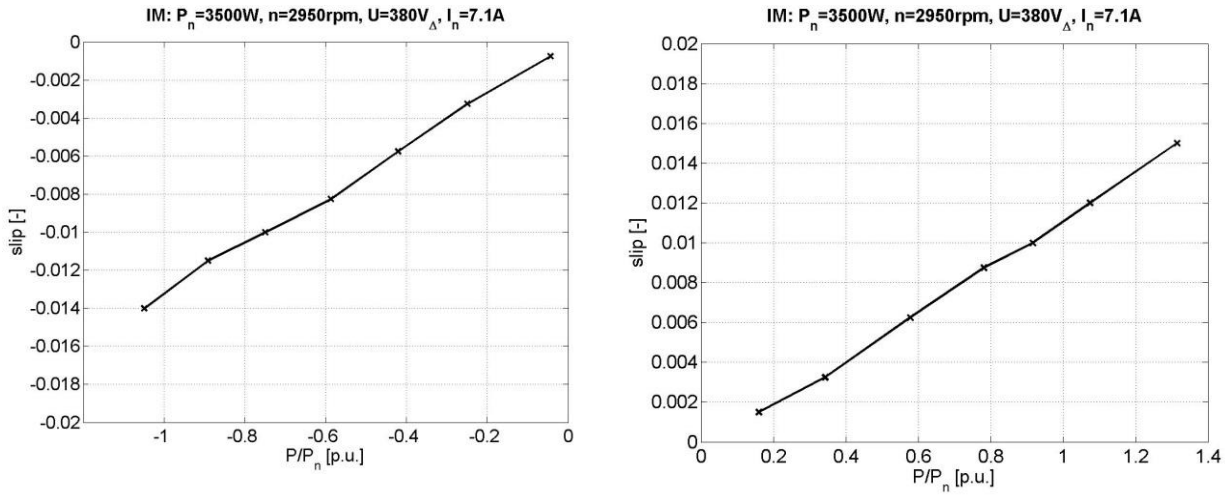
Obr. 3-7 Statorový proud, průměrná hodnota ze všech fází.



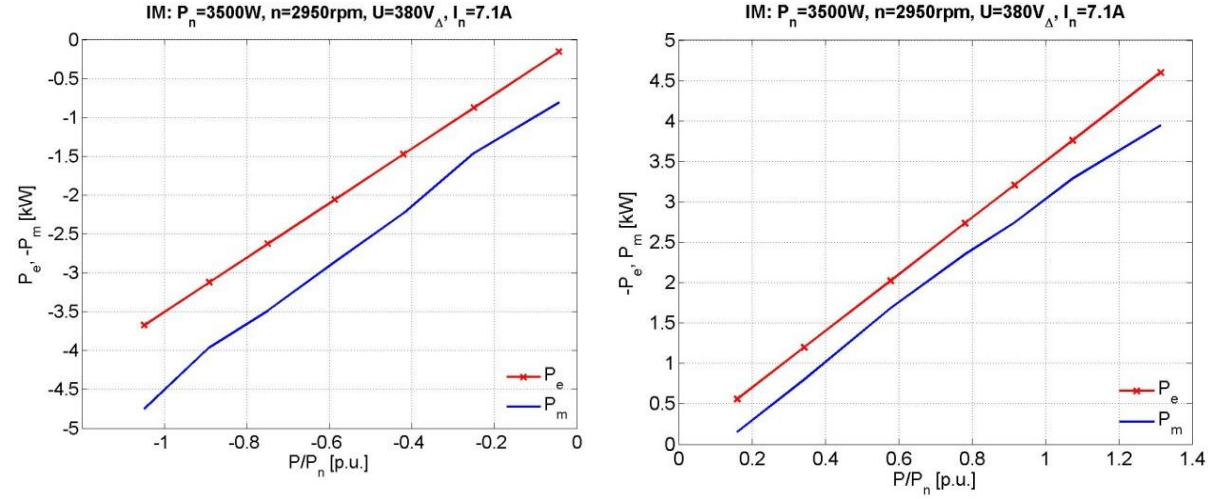
Obr. 3-8 Rychlost stroje



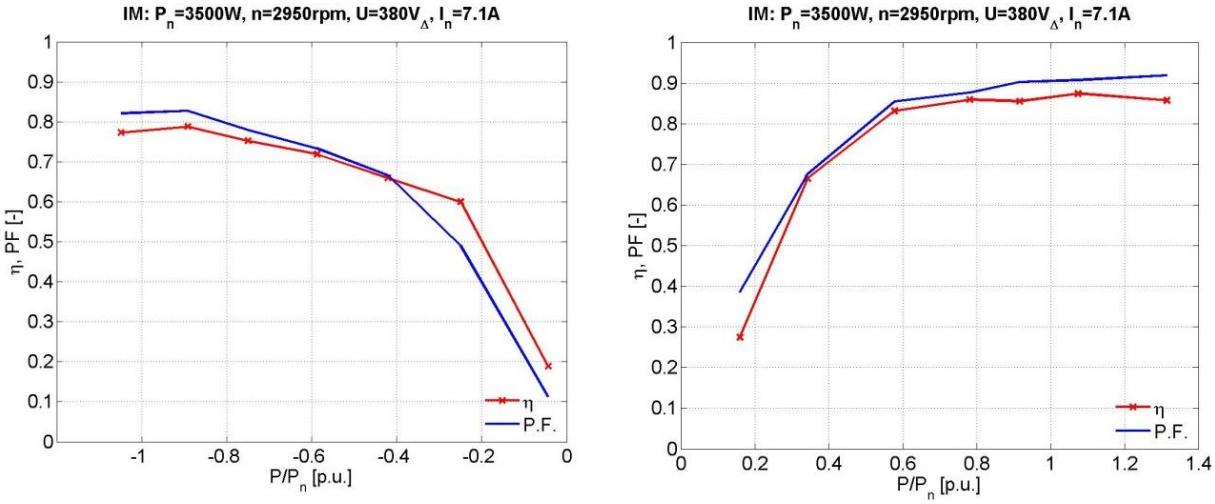
Obr. 3-9 Moment stroje



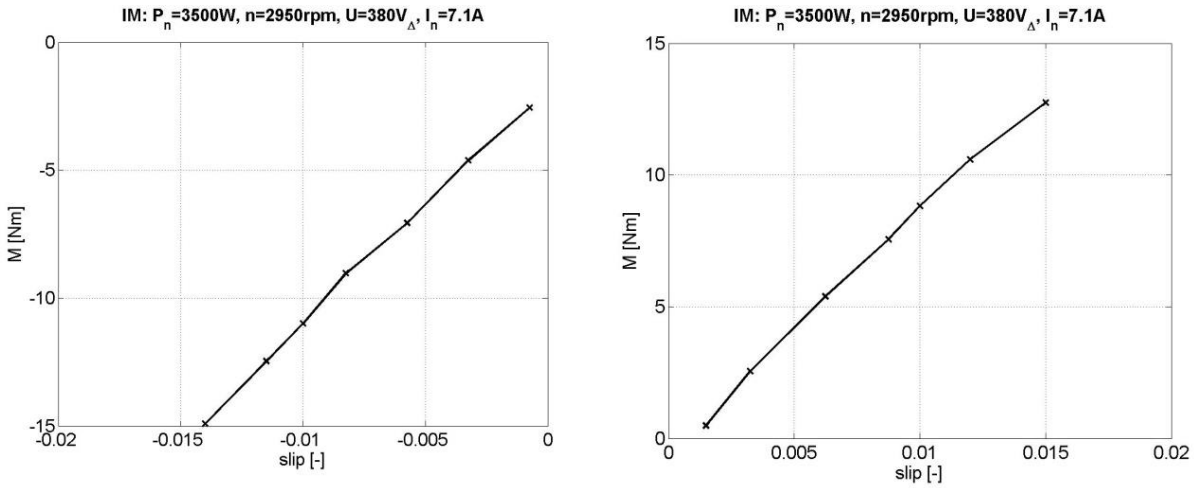
Obr. 3-10 skluz



Obr. 3-11 Mechanický a elektrický příkon (záporný příkon = výkon)

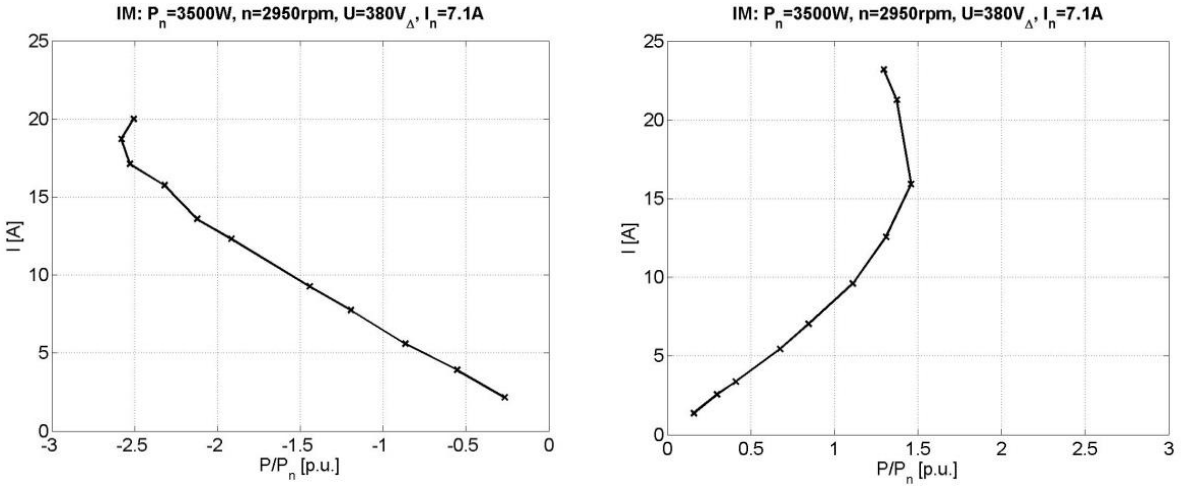


Obr. 3-12 Účinnost a účiník

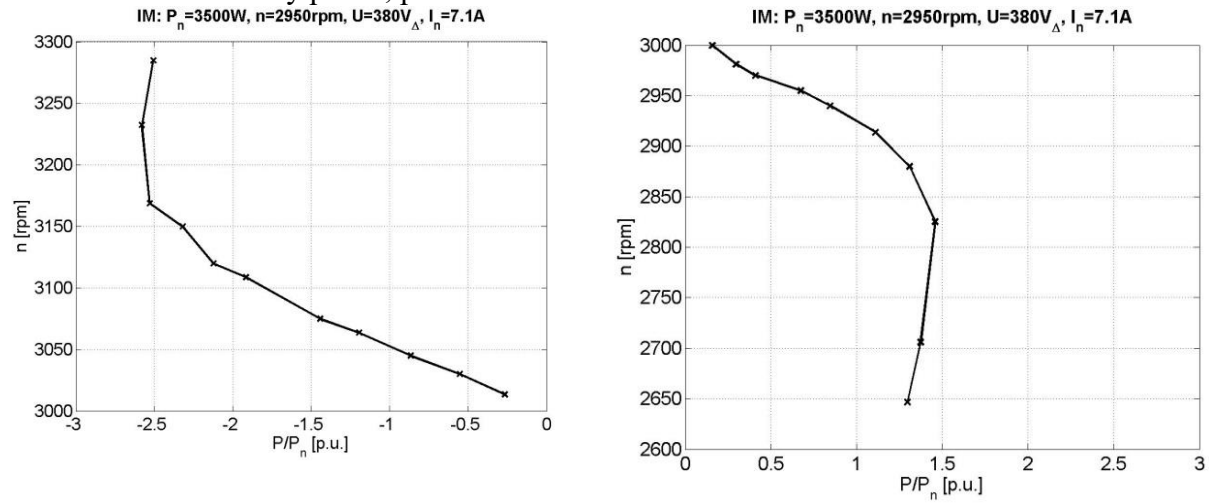


Obr. 3-13 Momentová charakteristika v závislosti na skluzu.

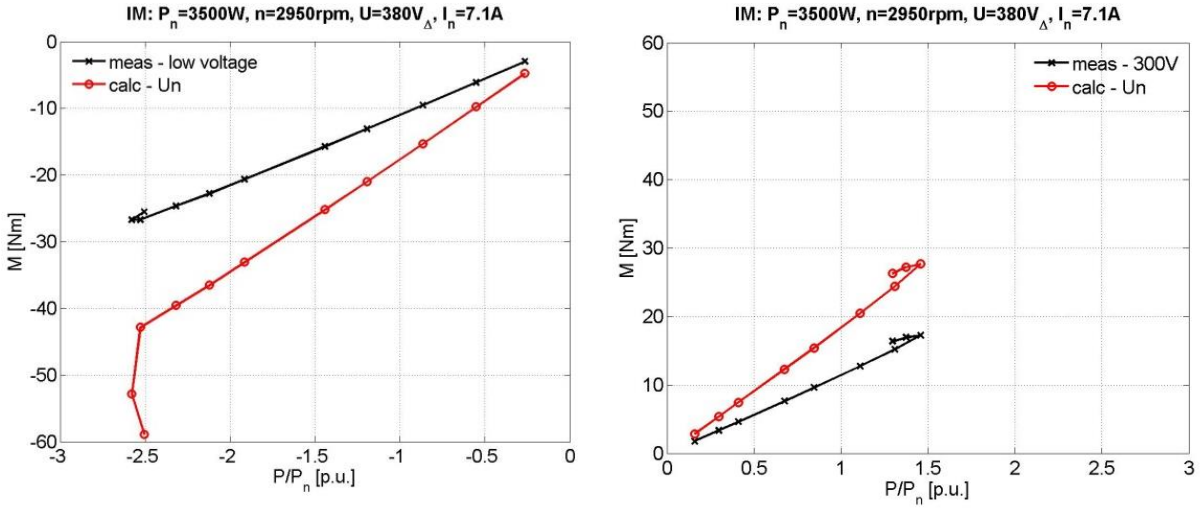
3.5 Přetěžování asynchronního stroje na dynamometru



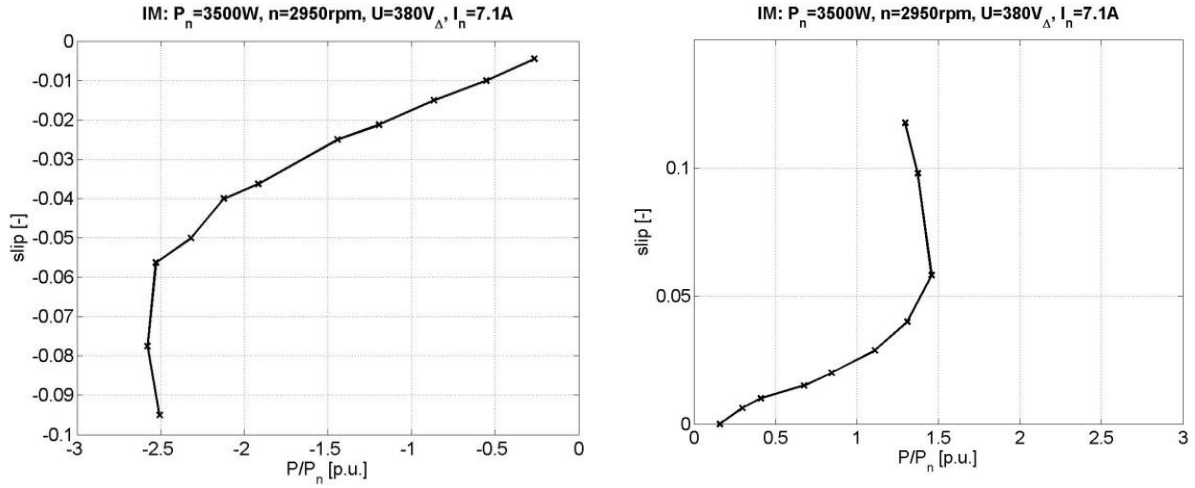
Obr. 3-14 Statorový proud, průměrná hodnota ze všech fází



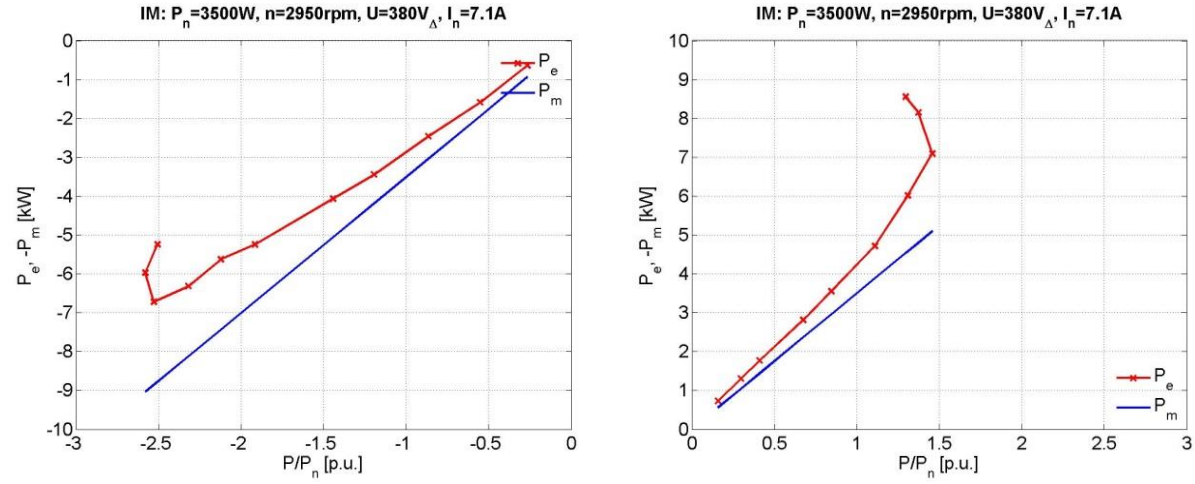
Obr. 3-15 Rychlost stroje



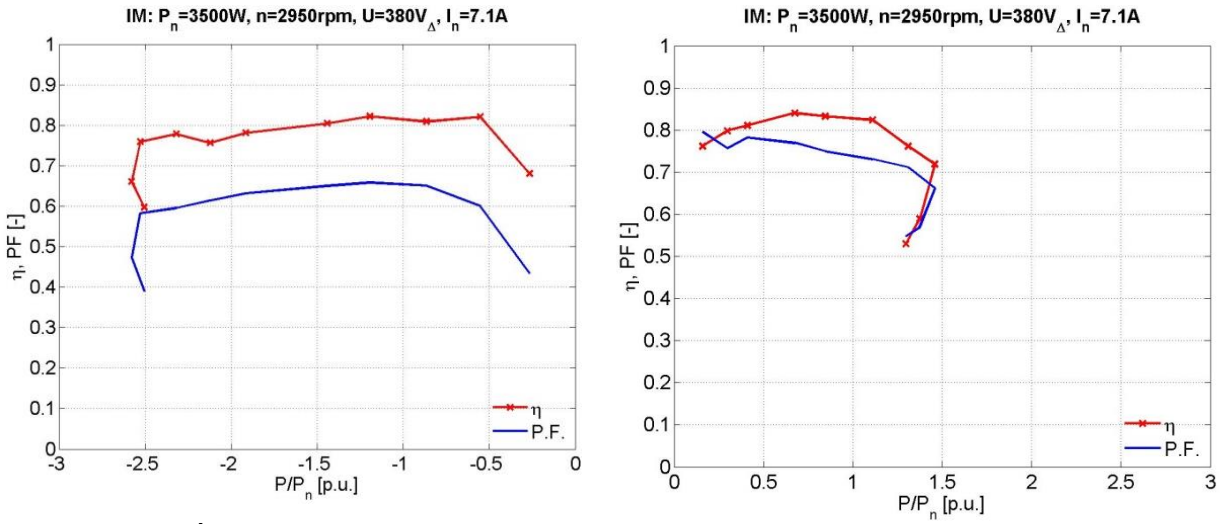
Obr. 3-16 Moment stroje



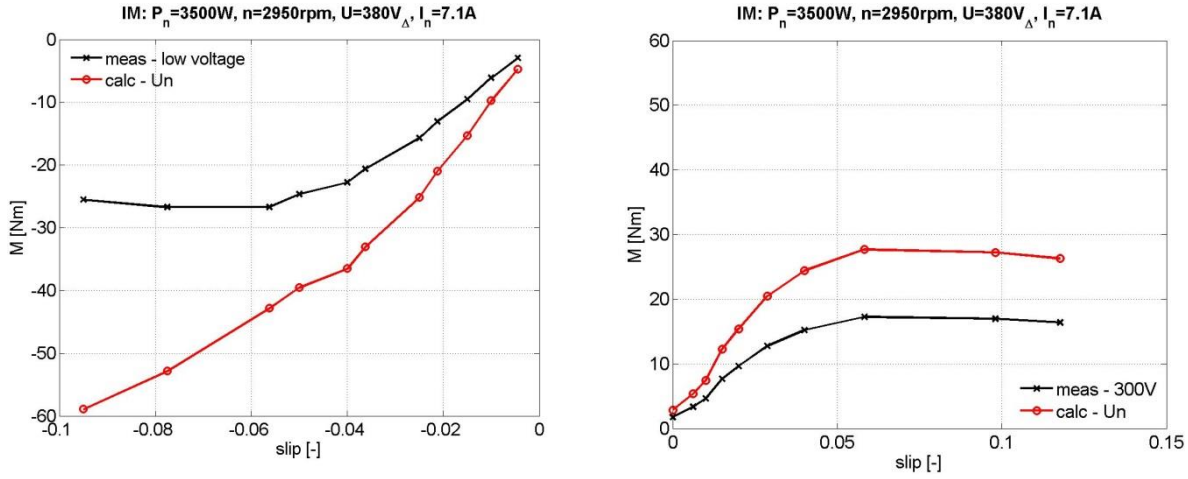
Obr. 3-17 skluz



Obr. 3-18 Mechanický a elektrický příkon (záporný příkon = výkon)



Obr. 3-19 Účinnost a účiník



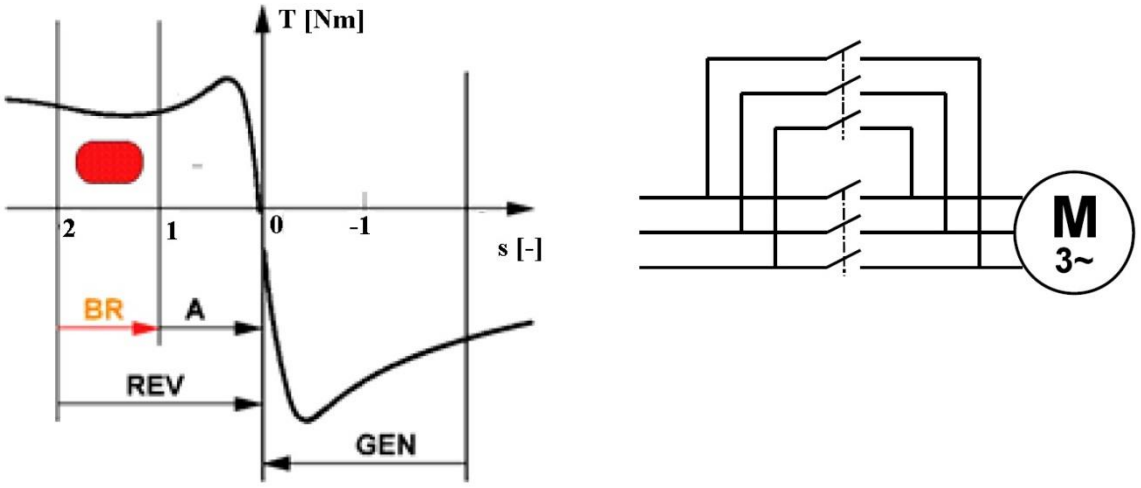
Obr. 3-20 Momentová charakteristika v závislosti na skluzu.

3.6 Brzdění protiproudem

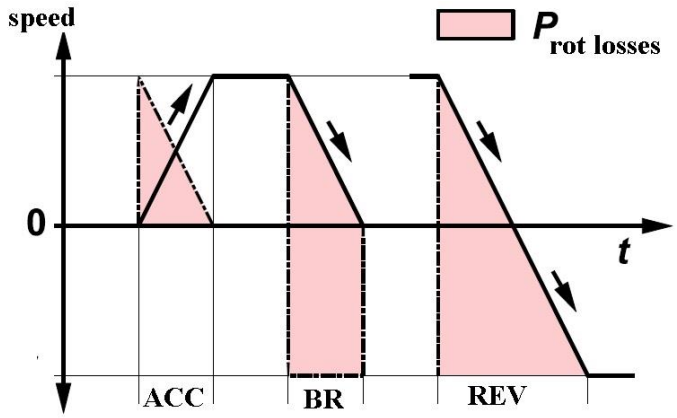
Při brzdění protiproudem je roztočená hmota momentu setrvačnosti zpomalována až do klidu. Jedná se vlastně o první část reverzace chodu stroje. V okamžiku, kdy je dosaženo nulové rychlosti se musí stroj odpojit, jinak nastane právě rozběh na opačnou stranu.

Přestože princip je jednoduchý, prakticky musíme vyřešit následující obtíže:

- Silný mechanický ráz může nadměrně namáhat spojku, převody, řetězy apod.
- Problém vypnutí při dosažení nulové rychlosti. Časové relé nepostihne případnou změnu zátěže a snímač rychlosti je drahý a prodlužuje soustrojí.



Obr. 3-21 Momentová charakteristika a schéma zapojení pro brzdění protiproudem (reverzace)



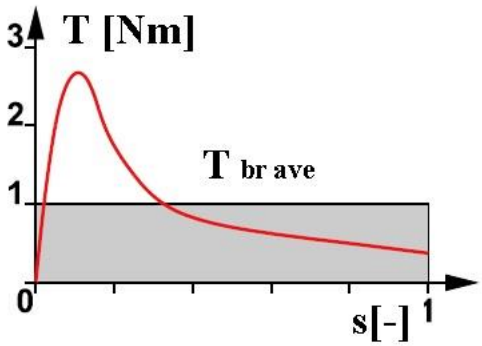
ACC – rozběh
BR – brzdění
REV – reverzace

Ztráty ve stroji

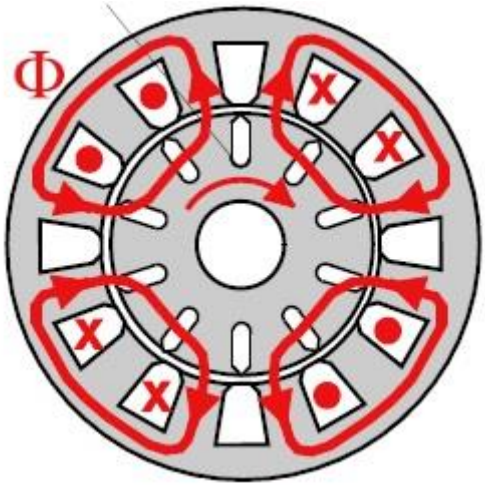
Obr. 3-22 Ztráty ve stroji při rozběhu, brzdění a reverzaci.

3.7 Brzdění DC proudem

Pokud statorové 3f vinutí napájíme DC proudem, vytvoří statické pole. Toto pole indukuje do vinutí (tyčí) rotoru napětí, dokud se pohybují.



a)

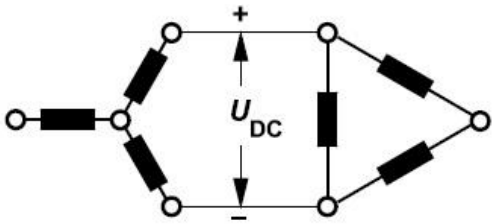


b)

Obr. 3-23 a) Efektivita DC brzdění během snižování rychlosti. Okamžitý brzdný moment T a průměrná hodnota $T_{br\ ave}$ … b) Pole vytvořené DC napájením 4pólového 3f statoru ve spojení Y.

Protože je rotorový odpor velmi malý, již malé indukované napětí vytvoří velký rotorový proud. Ten vytvoří velký brzdný moment rotoru. Snižováním rychlost klesá i kmitočet indukovaného napětí a tím i induktivní reaktance. Odpor rotoru převáží nad reaktancí a tím se zvyšuje brzdný účinek. Tato metoda nemůže však udržet břemeno v klidu.

Nejvýhodnější je připojit DC zdroj na dvě fáze ve spojení Y nebo trojúhelník. Existují I další způsoby, ale mají nižší brzdný moment.



a)

Obr. 3-24 Připojení DC zdroje na 3f stator.

Průměrný brzdný moment je roven přibližně jmenovitému momentu, pokud je DC proud asi 200-250% I_n, tj.

$$I_{DC} \approx 2{,}5\ I_N \qquad (3\text{-}1)$$

Protože se uplatňuje pouze odpor vinutí, postačí na vytvoření tohoto proudu relativně malé DC napětí. Pokud použijeme usměrňovač, je nutné použít i nulovou diodu pro omezení přepětí při vypínání.

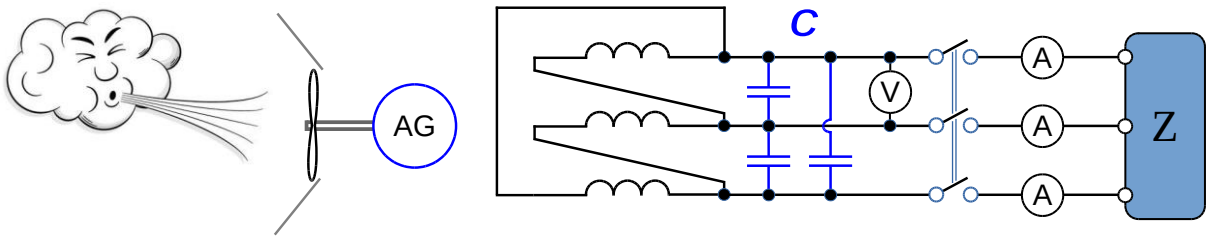
3.8 Samostatně pracující generátor (ostrovní provoz)

Asynchronní stroj může pracovat jako generátor i samostatně, tj. bez spolupráce se sítí. Magnetizační (tj. jalový) příkon však musí být zajištěn pomocí vhodně zvolených kondenzátorů. Kmitočet ve stavu naprázdno je dán počtem pólů a rychlostí generátoru

$$f = \frac{pn}{60} \tag{3-2}$$

Podmínkou nabuzení asynchronního generátoru (AG) je existence remanentního magnetismu v rotoru. Proto se rotory asynchronních generátorů vyrábějí z magneticky poněkud tvrdšího železa. Jako samostatný asynchronní generátor však může pracovat i stroj, který byl původně navržen jako motor.

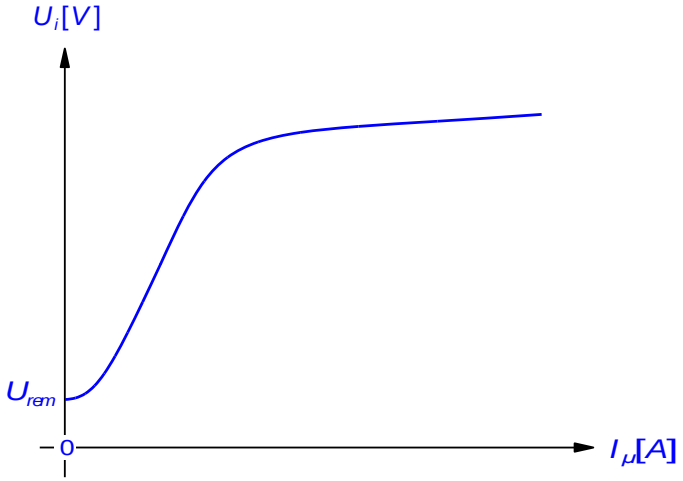
Při rychlosti n se vybudí na statorových svorkách malé remanentní napětí U_{rem}. Toto napětí způsobí malý proud přes připojené kondenzátory. Tento proud je však magnetizačním proudem pro AG a jeho svorkové napětí se zvýší. To způsobí nárůst proudu přes kondenzátory a tím i zvýšení magnetizačního proudu a tím i svorkového napětí… AG se začíná nabuzovat. Jedná se o obdobný děj jako při nabuzování derivačního dynama.



Obr. 3-25 Schéma zapojení.

3.9 Charakteristika naprázdno

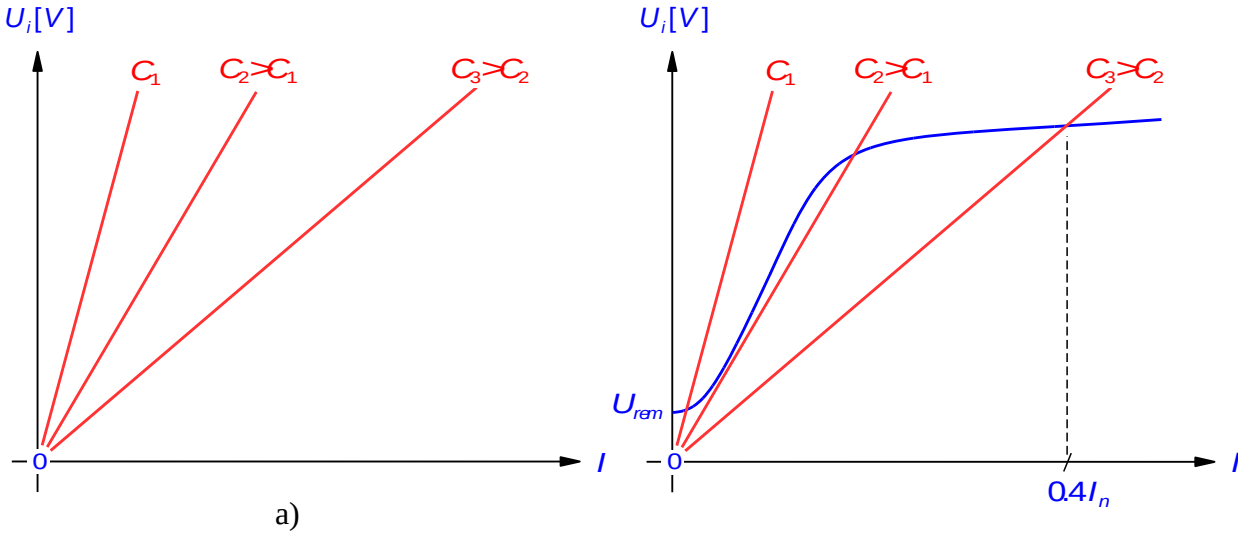
Jedná se o závislost napětí a magnetizačního proudu $U_i=f(I_\mu)$.



Obr. 3-26 Charakteristika naprázdno.

Je téměř shodná s charakteristikou naprázdno, která se snadno změří v motorickém režimu v chodu naprázdno, samozřejmě pro stejnou rychlost (kmitočet). Pro vyšší/nižší rychlost se charakteristika posune výše/níže.

Pro jednu hodnotu kapacity C dostaneme jeden bod charakteristiky AG, tj. průsečík *zatěžovací charakteristiky kondenzátoru* a *charakteristiky naprázdno AG*.



a)

Obr. 3-27 a) Zatěžovací charakteristika kondenzátorů. b) Pracovní bod ve stavu naprázdno

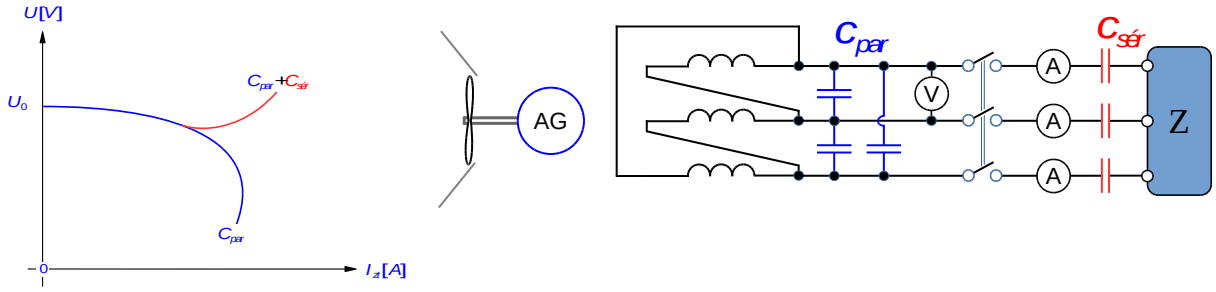
Pro malou kapacitu C_1 se AG nabudí pouze na U_{rem}. Pro větší kapacitu C2 je průsečík nejistý, v přímkové části charakteristiky AG naprázdno. Stoj se sice naprázdno může nabudit, ale při zatížení se opět odbudí. Ideální kapacita je C3. Proud by měl být asi (30-40)%I_n stroje.

3.10 Charakteristika zatěžovací

Jedná se o závislost svorkového napětí a zatěžovacího proudu. Tvrdost tohoto zdroje je však závislá na druhu zátěže. Při induktivní zátěži (např AM) musí budící kondenzátory magnetovat nejen AG, ale i zátěž (AM). Proto napětí prudce klesá.

Pro tvrdší charakteristiku je nutné

- Řídit velikost paralelní kapacity (kompenzovat zátěž)
- Zapojit kondenzátory také sériově (podobnost s kompaundmím dynamem)
- Řídit otáčky AG



a)

Obr. 3-28 a) Zatěžovací charakteristika b) Sériové přibuzovací kondenzátory

Nevýhodou sériových kondenzátorů je jejich úbytek napětí.

Nevýhodou AG je závislost kmitočtu na zátěži. To je dáno povahou momentové charakteristiky M=f(n).

3.11 Změna kmitočtu AG v závislosti na zátěži

Ve stavu naprázdno je kmitočet

$$f = \frac{pn_{50}}{60} \qquad (3\text{-}1)$$

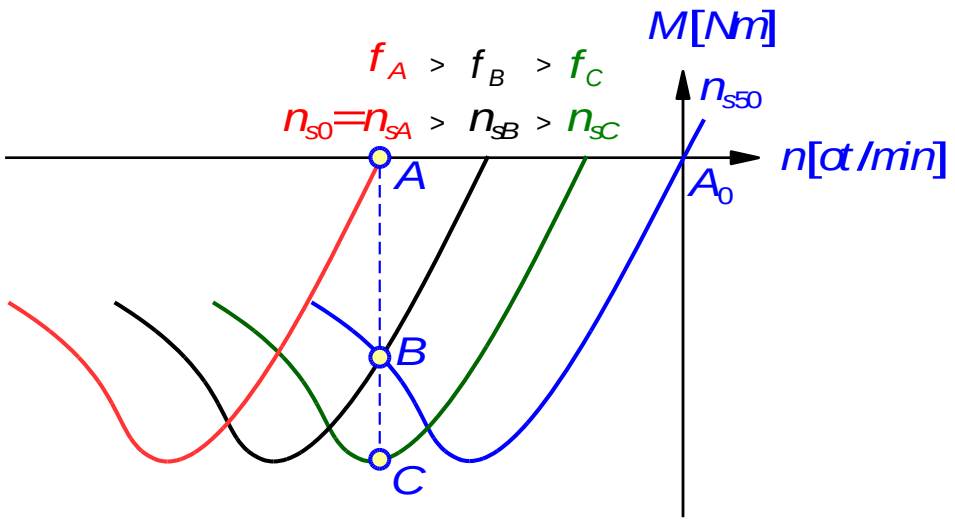
kde n_{50} jsou synchronní otáčky pohonu AG. Pokud AG zatížíme, vyvine určitý moment (generátorický).

Příslušný pracovní bod je však již na jiné charakteristice, které patří jiné, a to menší, synchronní otáčky a proto i jiný kmitočet indukovaného napětí.

Bodem A_0 prochází charakteristika, naměřená v motorickém i generátorickém chodu, pokud je asynchronní stroj připojený na síť s kmitočtem 50Hz. Proto jsou v bodě A_0 synchronní otáčky n_{s50}.

Teď AG pracuje samostatně a otáčky pohonu stoupli nad n_{s50}, např. do bodu A na hodnotu n_{sA}, která je totožná s n_{s0}, protože AG pracuje zatím naprázdno. Kmitočet indukovaného napětí je

$$f = \frac{pn_{s0}}{60} \qquad (3\text{-}1)$$



Obr. 3-29 Momentové charakteristiky samostatného AG

Když nyní AG zatížíme určitou elektrickou zátěží, AG vyvine generátorický moment M_B, sice při stejné rychlosti (předpokládáme, že pohon dokáže udržet otáčky na původní hodnotě), ale pracovní bod B je již na jiné charakteristice, které patří také jiné synchronní otáčky $n_{sB} < n_{sA}$. Z toho plyne, že AG bude dodávat napětí s frekvencí f_B menší než f_A.

Když zatěžovací moment stoupne při stejných otáčkách na hodnotu M_C, pracovní bod C patří charakteristice se synchronními otáčkami n_{sC} a kmitočtem $f_C < f_B$.

Tak jsme ukázali, že kmitočet AG se mění se zátěží. Pokud je charakteristika dostatečně strmá (tvrdá), změna kmitočtu není veliká a pohybuje se do 5% f_n. Tento princip samozřejmě platí i pod kmitočtem 50Hz.

Zbývá vyřešit, jak pro jednotlivou zátěž zjistíme příslušné synchronní otáčky. Když AG pracuje samostatně, jalovou magnetizační energii mu dodává kondenzátor. To pro znamená pro konstantní kapacitu konstantní magnetický tok. Z kmitočtového řízení asynchronních strojů víme, že když zanedbáme odpor vinutí, je při konstantním toku i konstantní maximální moment a tím i sklon momentové charakteristiky. Tohoto poznatku využijeme při určování synchronních otáček jednotlivých pracovních bodů a výpočtu kmitočtů indukovaných napětí. Sklon charakteristiky zjištěný měřením v motorickém, ale i generátorickém chodu při chodu na síti 50Hz nyní považujeme za základ a s použitím přímé úměrnosti pro jednotlivé body provedeme příslušné výpočty.

Příklad:

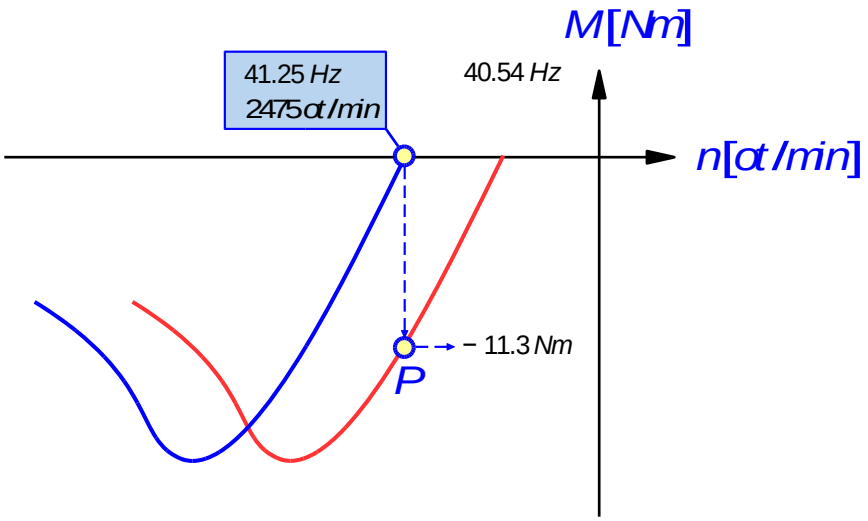
Určete skluz a kmitočet napětí, pokud budeme asynchronní stroj se štítkovými údaji n_n=2950 ot.min^{-1} , P=3500W pohánět jako samostatný asynchronní generátor jmenovitým momentem při rychlosti 2475 ot.min^{-1}.

$$M_n = \frac{P}{\omega} = \frac{P}{\frac{\pi n}{30}} = 30\frac{3500}{2950\pi} = 11.3\ Nm \qquad (3\text{-}2)$$

$$s_n = \frac{3000 - 2950}{3000} = 0.017 \tag{3-3}$$

$$f_1 = \frac{2475}{3000} 50 = 41.25\ Hz \tag{3-4}$$

$$f = (1 - s) f_1 = (1 - 0.017) 41.25 = 40.54\ Hz \tag{3-5}$$



Obr. 3-30 Momentové charakteristiky naprázdno a při zatížení.

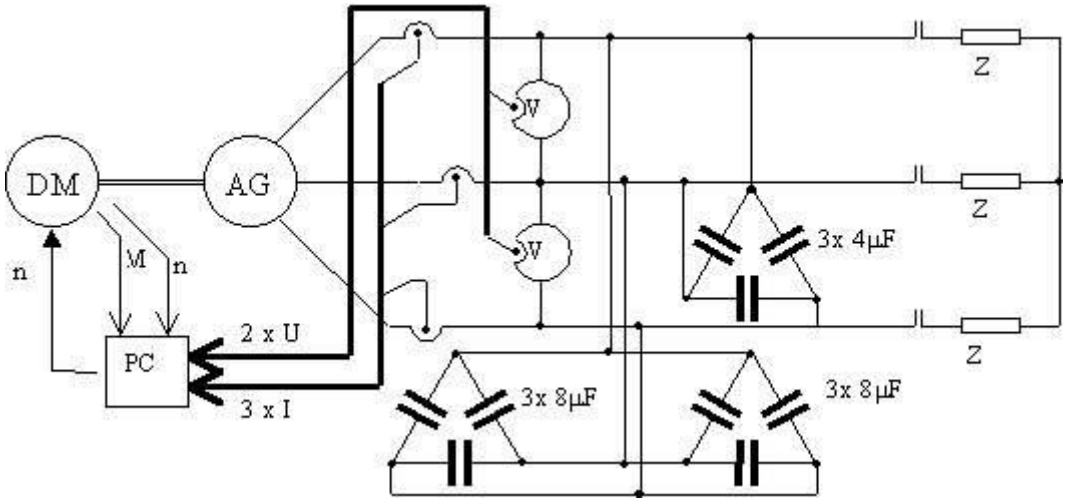
Poznámka:

Napětí má též vliv na velikost momentu zvratu momentové charakteristiky a tím i na její sklon v pracovní oblasti! Pokud proto měření při zatížení probíhalo pro nižší napětí než jmenovité, je potřeba sklon charakteristiky zvětšit.

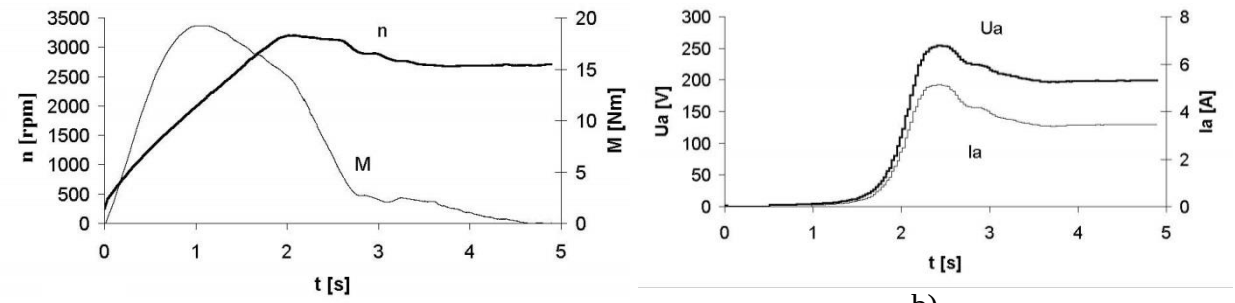
3.12 Samostatně pracující generátor - měření

Pro pohon byl použit dynamometr. Asynchronní generátor má následující parametry:

Jemnovitý výkon	4 kW	Odpor stator	1,2 Ω
Napětí	Y 380 V / D 220 V	$L_{\sigma s}$	7,64 mH
jmenovitý proud	Y 8,6 A / D 14,8 A	L_{μ}	220 mH
Typ	R55+2-06 HO 2	Moment setrvačnosti soustrojí	0,35 kg.m^2
		ΔP_m (n=3000 rpm)	120 W

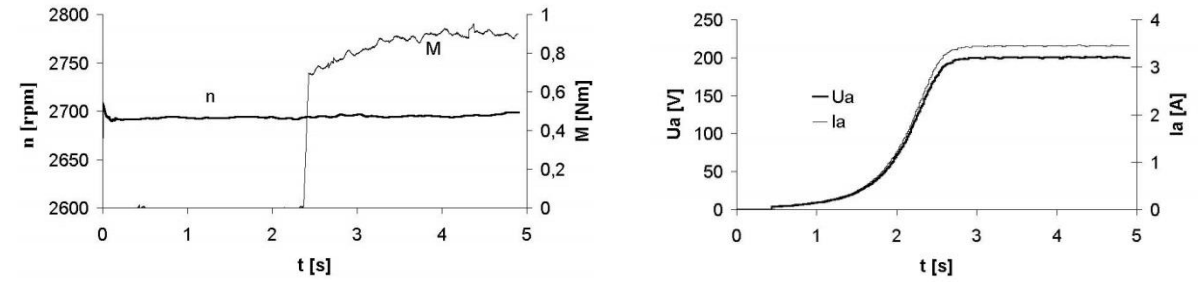


Obr. 3-31 Schéma zapojení.



a) b)

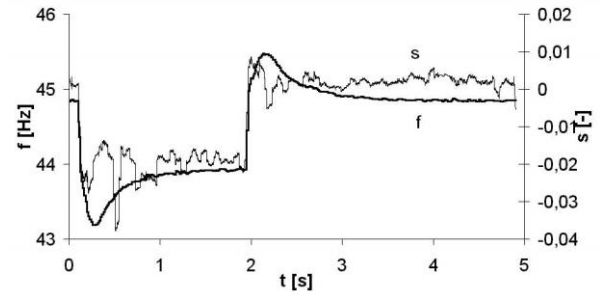
Obr. 3-32 a) Rozběh s připojenými kondenzátory b) Nabuzení generátoru



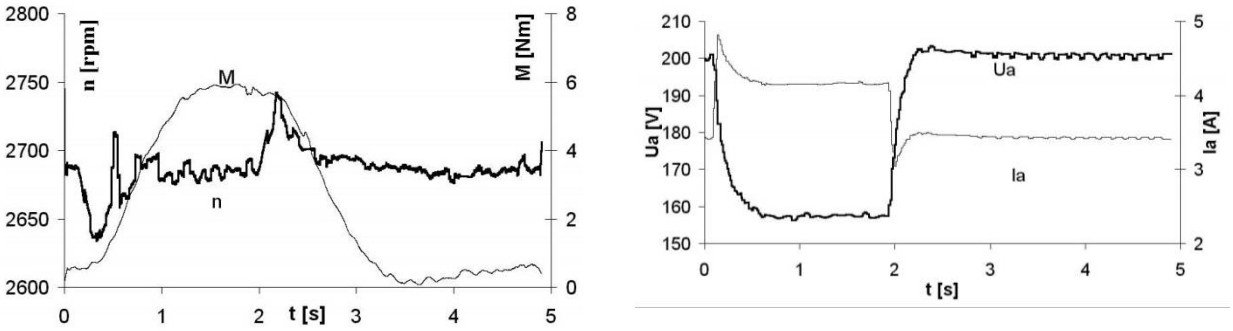
a) b)

Obr. 3-33 Připojení kondenzátorů k točícímu se generátoru. a) Rychlost a moment b) napětí a proud

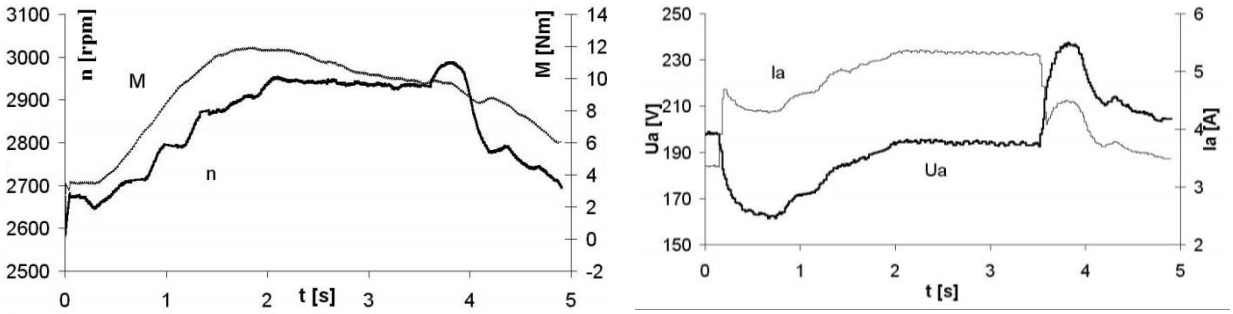
Kmitočet napětí a rychlost generátoru lze snadno změřit. Z toho lze určit skluz. Naprázdno má generátor malý skluz, ten se se zatížením zvyšuje. Kmitočet napětí závisí na rychlosti a zátěži generátoru.



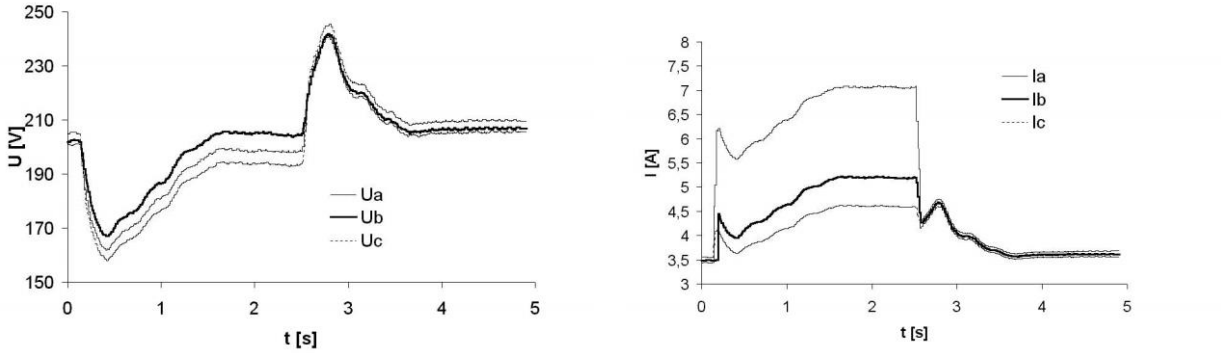
Obr. 3-34 Připojení a odpojení zátěže R=50 Ohm. Skluz a kmitočet.



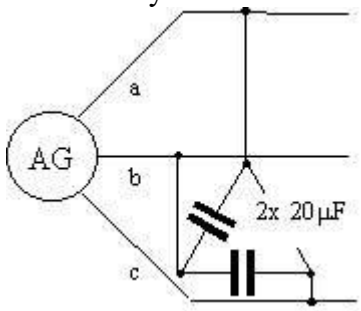
Obr. 3-35 Připojení a odpojení zátěže R=50 Ohm (bez regulátoru napětí).



Obr. 3-36 Připojení a odpojení zátěže R=50 Ohm. Regulátor napětí zvýšil rychlost.

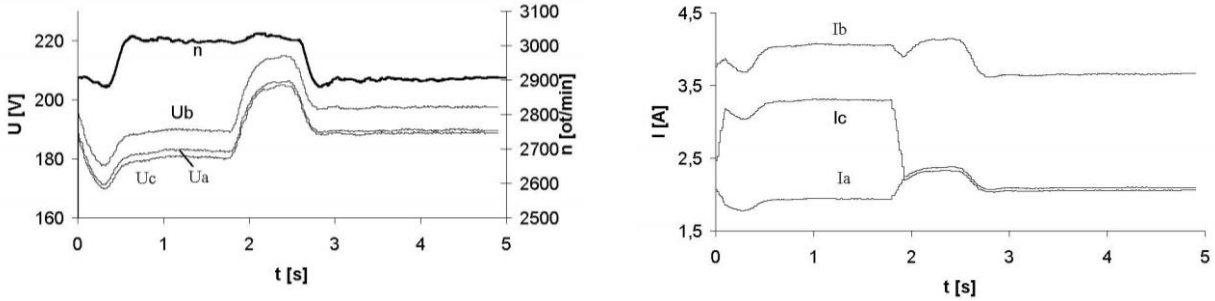


Obr. 3-37 Nesymetrická zátěž R=25, 50, 100 Ohm (Regulátor napětí zvýšil rychlost).



Nouzový stav, zapojení budících kondenzátorů do „ spojení V“. Lze zatěžovat jen sníženým výkonem.

Obr. 3-38 Nouzový stav – vadný kondenzátor odpojen.



Obr. 3-39 Připojení a odpojení symetrické zátěže R=100 Ohm.



Otázky k tomuto tématu:

- *Jakou momentovou charakteristiku může mít mechanická zátěž?*
- *Do jakého skluzu lze provozovat asynchronní generátor na síti?*
- *Musí se brzdění protiproudem vypínat?*
- *Metoda brzdění DC proudem brzdí až do nulové rychlosti?*



Správné odpovědi na otázky

- *Jakou momentovou charakteristiku může mít mechanická zátěž?*

Lineární, kvadratickou, konstantní a inverzní.

- *Do jakého skluzu lze provozovat asynchronní generátor na síti?*

Maximálně do bodu skluzu momentu zvratu.

- *Musí se brzdění protiproudem vypínat?*

Ano, jinak by se stroj roztočil na opačnou stranu.

- *Metoda brzdění DC proudem brzdí až do nulové rychlosti?*

Snižováním rychlost klesá i kmitočet indukovaného napětí a tím i induktivní reaktance. Odpor rotoru převáží nad reaktancí a tím se zvyšuje brzdný účinek. Tato metoda nemůže však udržet břemeno v klidu.

4 Budící systémy synchronních strojů



Předpokládaná časová náročnost: **45 min**



Po prostudování tématu budete:

- *Umět charakterizovat jednotlivé budící systémy*
- *Umět popsat vývoj budících souprav*
- *Mít přehled o použití a omezeních stejnosměrných dynam*
- *Umět popsat stroj se statickou budící soupravou*
- *Umět popsat stroj s rotačním usměrňovačem*

4.1 Úvod

Synchronní stroj potřebuje ke své funkci magnetický tok, který je buzen různými typy budících zařízení (budících souprav). Moderní budicí soupravy jsou velmi složitá a tudíž drahá zařízení, která plně využívají všech výhod číslicové výpočetní a měřicí techniky a to jak k vlastnímu procesu řízení provozních stavů synchronního stroje, tak k modelování a dopočítávání důležitých parametrů stroje a k zajištění bezpečnosti budicího systému i generátoru v nejrůznějších poruchových režimech. U velkých nebo zvláště důležitých strojů se často sahá k zálohovanému provedení budicí soupravy. Tento typ zařízení omezuje na maximální možnou míru možnost výpadku stroje v důsledku poruch v budicích obvodech.

Podle fyzikálních principů, na kterých jsou budící systémy založeny, je můžeme rozdělit do několika skupin, z nichž nejdůležitější jsou

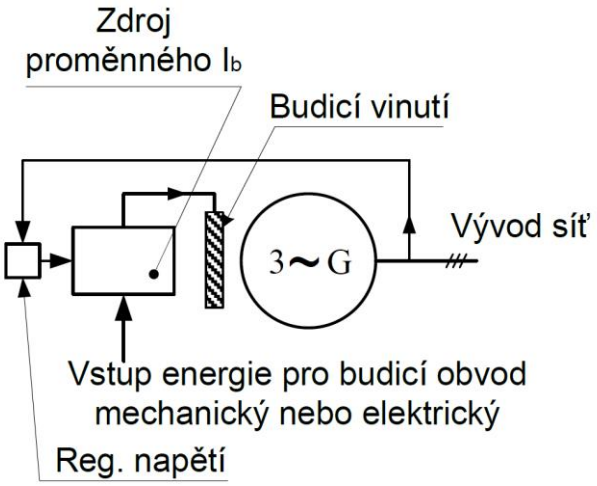
- systémy se stejnosměrnými rotačními budiči
- systémy se střídavými rotačními budiči
- systémy se statickými usměrňovači
- systémy bezkartáčové

Budicí soupravy musí vyhovovat různým provozním režimům (motory, kompenzátory), ale další text je zaměřen pouze na buzení synchronních generátorů, které je nejnáročnější.

Nejjednodušším budicím zařízením je permanentní magnet. Stále kvalitnější materiály umožňují širší používání permanentních magnetů v elektrických strojích, ale magnetický tok je konstantní, nelze jej řídit. Splnění nároků na kvalitu elektrické energie, dodávané generátorem, tj. konstantní svorkové napětí a dodávka nebo odběr jalové energie není možné bez řiditelného zdroje budicího proudu. Důležitost kvalitní regulace buzení synchronních generátorů je také zřejmá z požadavku na mezinárodní spolupráci v oblasti energetiky – spojování sítí v evropském měřítku.

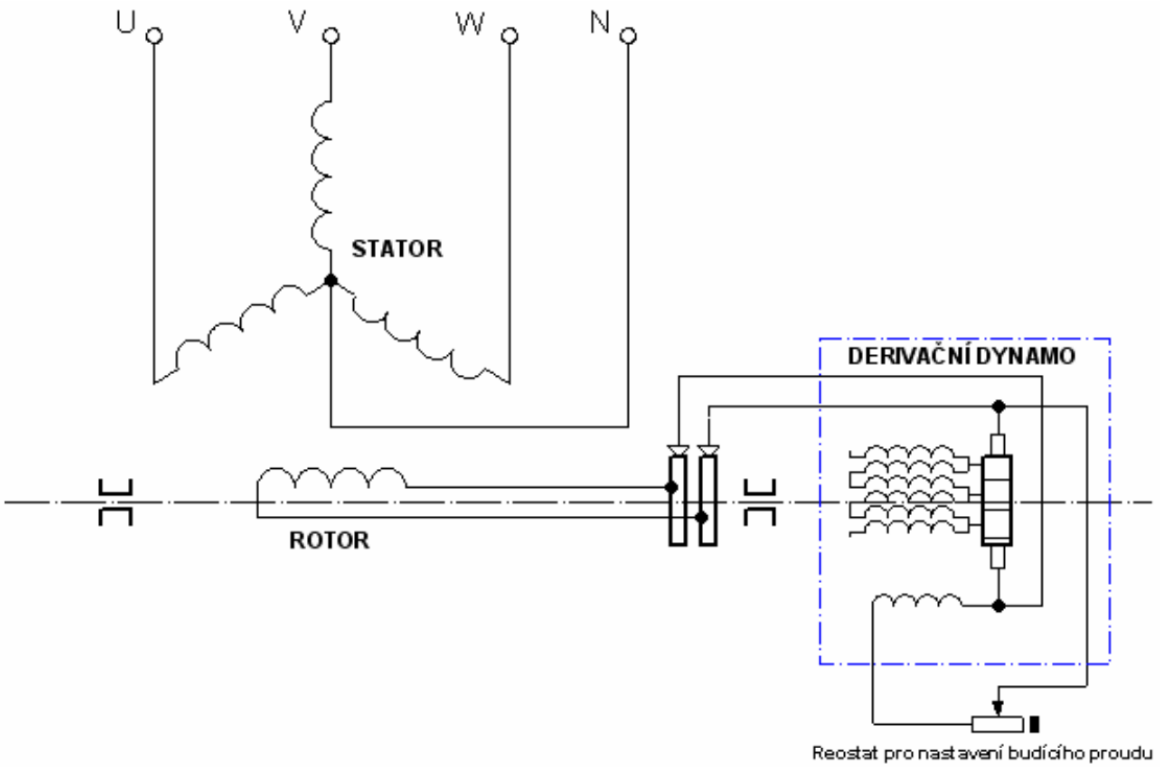
4.2 Vývoj budících soustav

Jako první budicí zařízení se používaly jako budiče stejnosměrné stroje s cizím, vlastním nebo se smíšeným buzením. Tyto systémy měly jednu velkou nevýhodu – malou rychlost reakce na změny v síti, protože napětí na svorkách generátoru bylo regulováno změnou proudu v budicím vinutí zmíněných budičů. Výkon těchto budičů byl limitován velikostí komutátoru, které bylo možné postavit pro turboalternátory do výkonu asi 160 MVA.



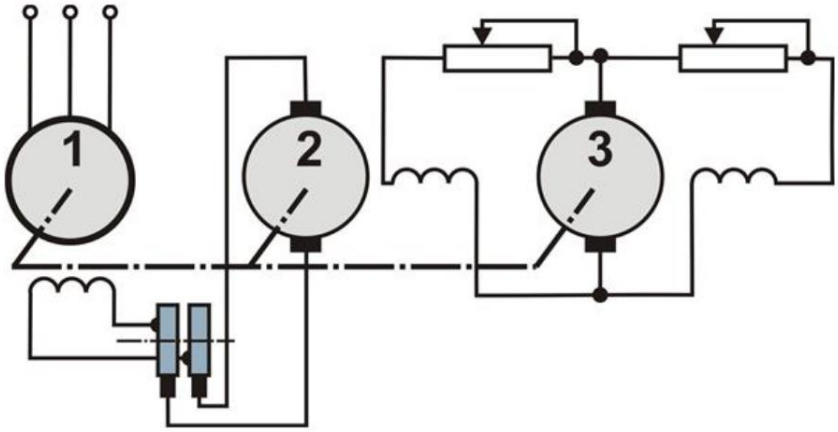
Obr. 3-1 Synchronní generátor, jeho budící vinutí, zdroj budícího proudu a regulátor napětí

Příklad buzení synchronního generátoru rotačním strojem – dynamem. Je možný provoz nezávisle na síti i start do tmy.



Obr. 3-2 Budící vinutí synchronního generátoru je napájeno derivačním dynamem.

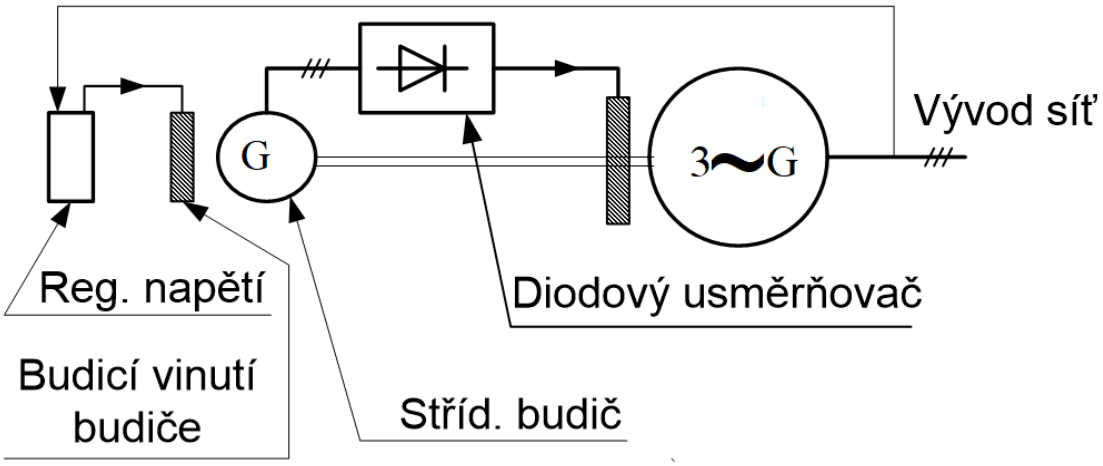
Příkladem buzení stroje vyššího výkonu může být následující obrázek.



Obr. 3-3 Buzení synchronního generátoru (1) z rotačního budiče - budič (2) s buzením z pomocného budiče (3) na jedné hřídeli (převzato z [1])

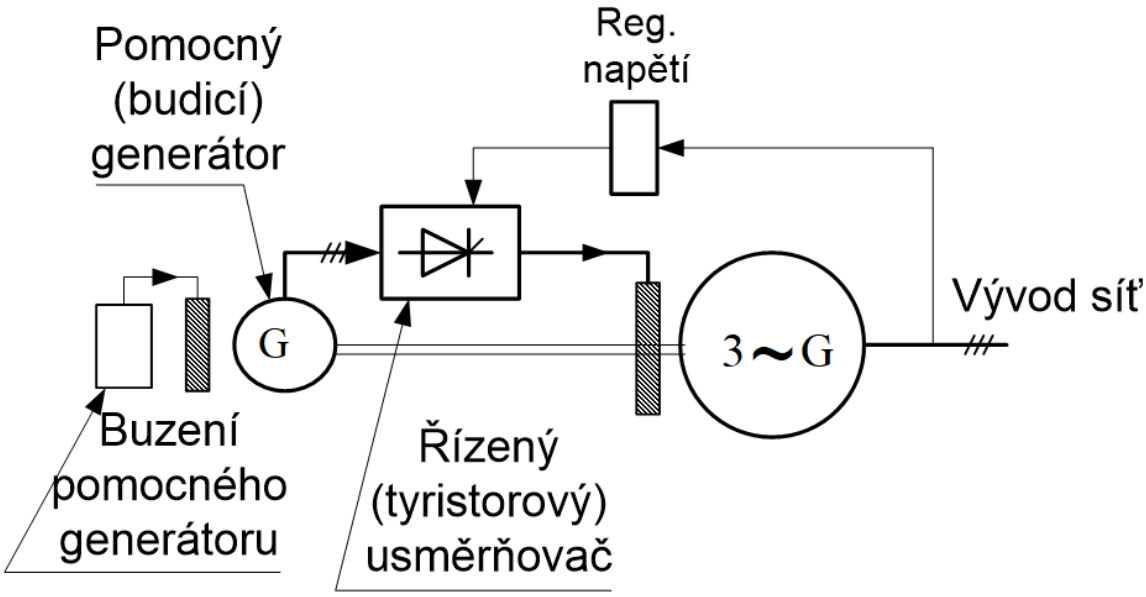
Zde je použit pomocný budič (3) pro buzení budícího vinutí hlavního budiče (2). Jedná se o derivační dynamo (3), které slouží jako nezávislý (na síti) zdroj energie. Tím umožňuje provoz generátoru nezávisle na síti a samozřejmě i start do tmy. Zde již je omezujícím faktorem velikost komutátoru stroje (2).

Teprve vývoj výkonových křemíkových diod a jejich použití při návrhu budicí soupravy umožnil výrobu turboalternátorů o výkonu 200 MVA a větších, i když časové konstanty střídavých budičů byly stále příliš velké.



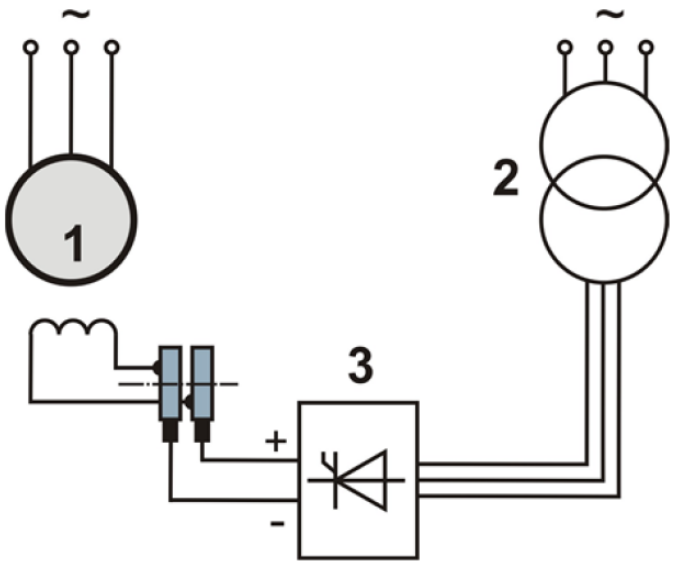
Obr. 3-4 Budicí systém se střídavým budičem

V dalším vývojovém stupni byly diody nahrazeny tyristory. Vznikla rychlá statická souprava pro přímé buzení synchronních strojů, ve které byl střídavý budič nahrazen pomocným generátorem nebo transformátorem.



Obr. 3-5 Budicí systém se statickým tyristorovým usměrňovačem

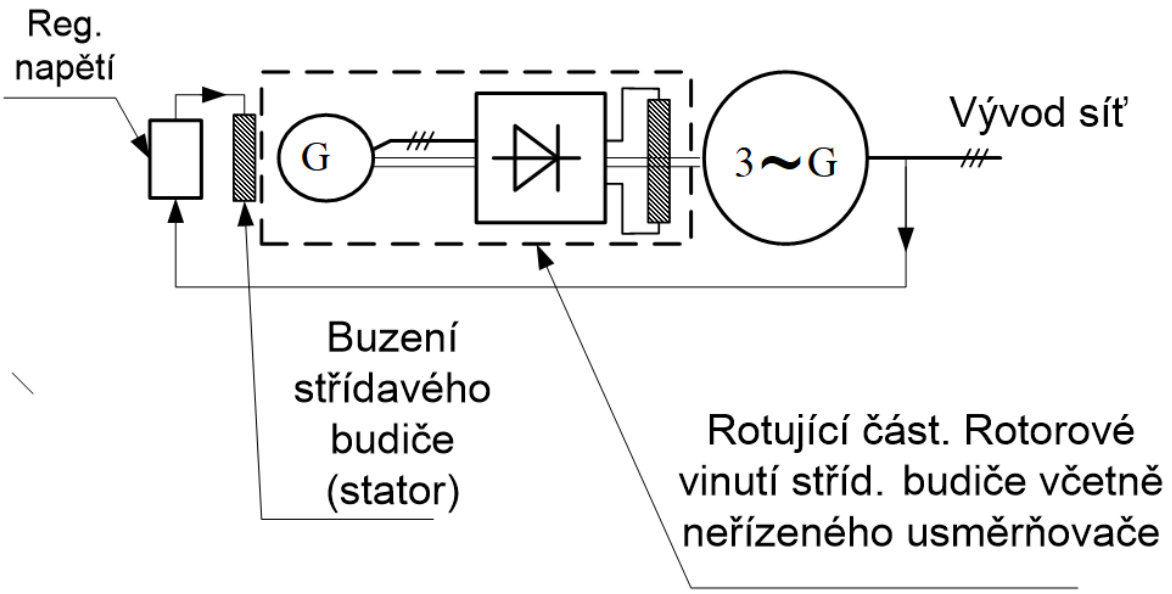
Jestli se jedná v tomto případě o závislou budící soupravu, pak je energie pro buzení pomocného generátoru odebírána ze sítě. Je však výhodné mít tuto soupravu jako nezávislou a pak je buzení pomocného generátoru realizováno jako konstantní pomocí permanentního magnetu. V tomto případě neřiditelnost nevadí, protože velikost buzení generátoru se řídí tyristorovým usměrňovačem.



Obr. 3-6 Buzení synchronního generátoru ze statického usměrňovače (převzato z [1])

V tomto případě je budící souprava závislá, protože usměrňovač je napájen transformátorem ze sítě. Transformátor může být buď samostatný nebo to může být blokový transformátor s terciárním vinutím. Terciární vinutí napájí právě vlastní spotřebu elektrárny včetně budící soupravy.

S rostoucími výkony turboalternátorů se stával stále větším problémem kluzný kontakt. Vznikl tzv. bezkartáčový (nebo také bezkroužkový) budicí systém. Základem je střídavý budič a diodový, tj. neřízený usměrňovač (který se otáčel na hřídeli generátoru) se všemi svými nevýhodami, ale zmizely výkonové kroužky. Nakonec se ale ukázalo, že tento systém má tolik nevýhod, že se od jeho použití v oblasti mezních výkonů upustilo, byly vyřešeny problémy s výkonovými kroužky a využití bezkartáčového buzení se stabilizovalo v oblasti malých až středních výkonů.



Obr. 3-7 Budicí systém bezkartáčový.

Střídavý budič (G) je poháněn spolu s hlavním generátorem po hřídeli. Jeho buzení je umístěné na statoru a střídavé třífázové vinutí na rotoru. Střídavé napětí se usměrňuje v neřízeném usměrňovači na hřídeli. Usměrňovač je rotační a za provozu tudíž nepřístupný. Často se na DC výstupu usměrňovače zapojuje ještě přepěťová ochrana (varistor). Jejím úkolem je chránit diody proti přepětí, které vzniká v budícím vinutí při poruchových stavech generátoru (zkraty, spínací děje).

Stejnosměrný budicí proud z rotujícího usměrňovače se přivádí bez kroužků přímo k budicímu vinutí synchronního stroje. Budicí proud se řídí změnou budicího proudu střídavého budiče v řízeném usměrňovači (regulátor buzení). Tato soustava je vhodná pro rychloběžné stroje, kde konstrukčně vychází budič rozměrově menší.

U strojů středních výkonů je zpravidla vyžadována trvalá diagnostika stavu diodového usměrňovače a izolačního stavu budícího vinutí. Diagnostiku lze realizovat buď telemetrií

nebo opět pomocí kartáčů a kroužků. Tyto kroužky však jsou již pouze nevýkonové, pro měřicí účely.

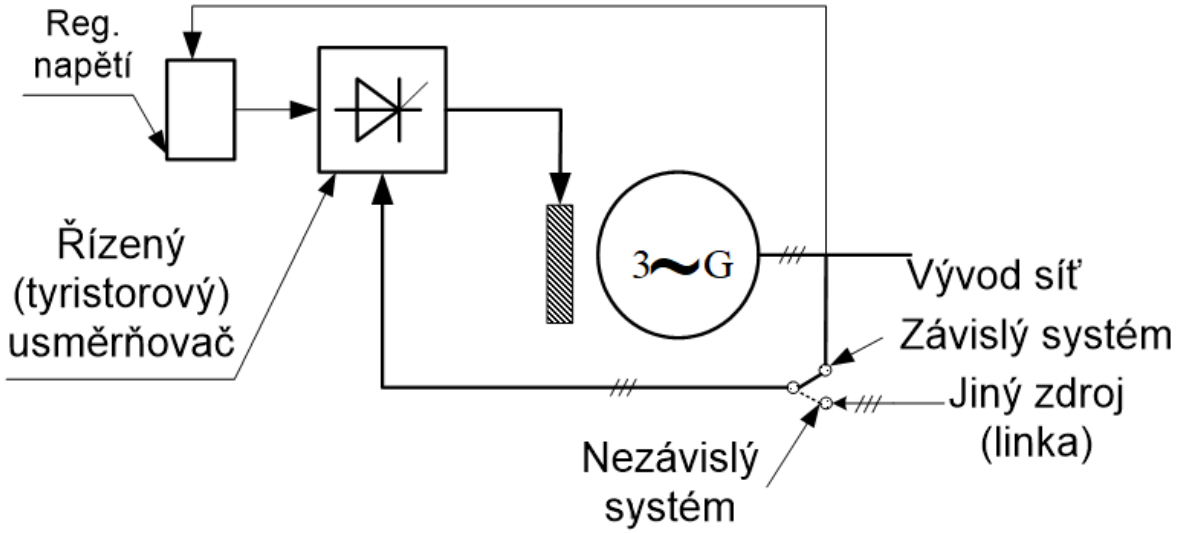
4.3 Rozdělení budících souprav

Podle závislosti budicího proudu na napětí generátoru se rozlišují soustavy

- závislé
- nezávislé

Podle typu výkonového usměrňovače jsou soustavy

- přímo řízené
- nepřímo řízené



Obr. 3-8 Statický přímý závislý a nezávislý budicí systém.

Z obrázků vyplývá, že rozdíl mezi těmito dvěma systémy je ve způsobu napájení výkonového tyristorového usměrňovače. V systému, který je označen jako nezávislý, je tyristorový usměrňovač napájen z jiné linky, popř. z pomocného generátoru na hřídeli a tudíž velikost vstupního napětí do usměrňovače není závislá na svorkovém napětí generátoru. Dojde-li tedy např. na lince, do které generátor pracuje, ke vzdálenému zkratu, napětí na jeho svorkách poklesne, ale budicí systém má k dispozici jmenovité napájecí napětí a může tedy reagovat na tento mimořádný stav rychlým zvýšením budicího proudu až na stropní hodnotu a přispět tak k udržení stability příslušného úseku sítě. Konstrukční hodnota koeficientu nárazového buzení (násobek jmenovitého budicího proudu) je minimálně 1,6. Velikost tohoto koeficientu má vliv na cenu a rozměry budicí soupravy.

Systém označený jako závislý, má napájení zajištěno z transformátoru, který je připojen přímo na sběrnici generátoru a proto je vstupní napětí do usměrňovače závislé na svorkovém napětí generátoru. Transformátor je samozřejmě levnější než pomocný generátor, ovšem

v případě poklesu svorkového napětí generátoru poklesne stejnou měrou i jmenovité vstupní napětí tyristorového usměrňovače. Aby bylo při takové mimořádné události, jako je vzdálený zkrat v síti, k dispozici alespoň srovnatelné napájecí napětí jako u nezávislého budicího systému, je nutné, aby koeficient nárazového buzení byla vyšší než v předchozím případě, např. 2 nebo 2,5. To ovšem znamená vyšší napěťové namáhání tyristorů v normálním režimu, čili trvale. Součástky na vyšší napětí jsou výrazně dražší a zlepšení, kterého se tím dosáhne, je jen částečné a krátkodobé, takže při déle trvajícím poklesu napětí v síti není generátor schopen po několika vteřinách kompenzovat pokles napětí.

4.4 Hlavní části budícího systému

Výkonový tyristorový usměrňovač s řídícími obvody

Zpravidla třífázový můstek s jedním až třemi paralelními tyristory (typový proud tyristorů se dnes pohybuje až okolo 2000A), chlazení převážně nucené, vzduchem.

Ochranné obvody

Polovodičové budicí systémy vyžadují sofistikované ochrany především proti přepětím a proudovým přetížením. Výkonové obvody složené z odporníků, kondenzátorů a speciálních tyristorů, jsou schopny pohltit energii přepěťových špiček, které ohrožují výkonový usměrňovač ze střídavé nebo stejnosměrné strany. Tyto obvody chrání rovněž vinutí generátoru proti přepětím.

Odbuzovač

Odbuzovač je speciální přístroj, který je konstruován tak, aby byl schopen pohltit energii rotoru při rozpojování budicího obvodu, aniž by přitom vzniklo přepětí nad určitou, předem zvolenou mez. Existují 2 typy, které využívají rozdílných fyzikálních principů – energie rotoru je přeměňována buď v odbuzovacím odporníku nebo v několika desítkách sériově řazených elektrických obloucích na teplo.

Regulátor napětí nebo též regulátor buzení (AVR)

je jádrem celé budicí soupravy. Dnes je to průmyslový počítač se speciálním softwarem. Regulátor má kromě řízení napětí další důležité funkce:

- omezuje rotorový a statorový proud
- hlídá tzv. mez podbuzení (tj. minimální budicí proud)
- umožňuje paralelní chod generátoru se sítí
- řídí účiník (cos φ)

Dobře nastavený a fungující regulátor buzení dokáže zamezit poškození generátoru při všech normálních i mimořádných provozních stavech takovým způsobem, že je generátor maximálně využitý a nedovolí přitom jeho přetížení v jakémkoliv smyslu.

Zdroje a pomocné obvody, diagnostika

Zdroje – důležitá je spolehlivost, přesná stabilizace, odpovídající rozsah pracovní teploty, jištění, signalizace stavů a poruch.

Diagnostika celé budicí soupravy, opět se využívá počítač. Diagnostikuje se stav jednotlivých bloků, tyristorů, zdrojů apod., ale kromě toho se také zpracovávají logické funkce zajišťující jednoduchou a bezpečnou spolupráci s elektrárnou ve všech provozních režimech. Počítač budicí soustavy může plnit i funkci fázovacího zařízení a samozřejmostí je i možnost záznamu a čtení velkého množství dat v případě poruchy (tzv. historie). Využívá se i možnost spojení s počítačem budicí soupravy s dálkovým měřením energetiky.

Literatura:
[1] Voženílek P., Novotný V., Mindl P., *Elektromechanické měniče*, nakladatelství ČVUT 2011



Otázky k tomuto tématu:

- *Proč nelze používat dynama pro nejvyšší výkony synchronních strojů?*
- *Proč je výhodná statická budící souprava?*
- *Proč se vyvíjel bezkroužkový budící systém?*
- *K čemu slouží odbuzovač?*



Správné odpovědi na otázky

- *Proč nelze používat dynama pro nejvyšší výkony synchronních strojů?*

Limitem je velikost komutátoru, který svojí nejvyšší verzí poskytuje buzení pro stroje do 160MW.

- *Proč je výhodná statická budící souprava?*

V dalším vývojovém stupni byly diody nahrazeny tyristory. Vznikla rychlá statická souprava pro přímé buzení synchronních strojů, ve které byl střídavý budič nahrazen pomocným generátorem nebo transformátorem. Zvýšila se rychlost regulace buzení pomocí tyristorů.

- *Proč se vyvíjel bezkroužkový budící systém?*

S rostoucími výkony turboalternátorů se stával stále větším problémem kluzný kontakt. Vznikl tzv. bezkartáčový (nebo také bezkroužkový) budící systém.

- *K čemu slouží odbuzovač?*

Odbuzovač je speciální přístroj, který je konstruován tak, aby byl schopen pohltit energii rotoru při rozpojování budicího obvodu, aniž by přitom vzniklo přepětí nad určitou, předem zvolenou mez.

5 Náhlý zkrat na svorkách synchronního stroje



Předpokládaná časová náročnost: **60 min**



Po prostudování tématu budete:

- *Umět rozlišit chod nakrátko a náhlý zkrat*
- *Umět popsat zkratový děj*
- *Mít přehled o vzniku aperiodické složky zkratového proudu*

5.1 Úvod

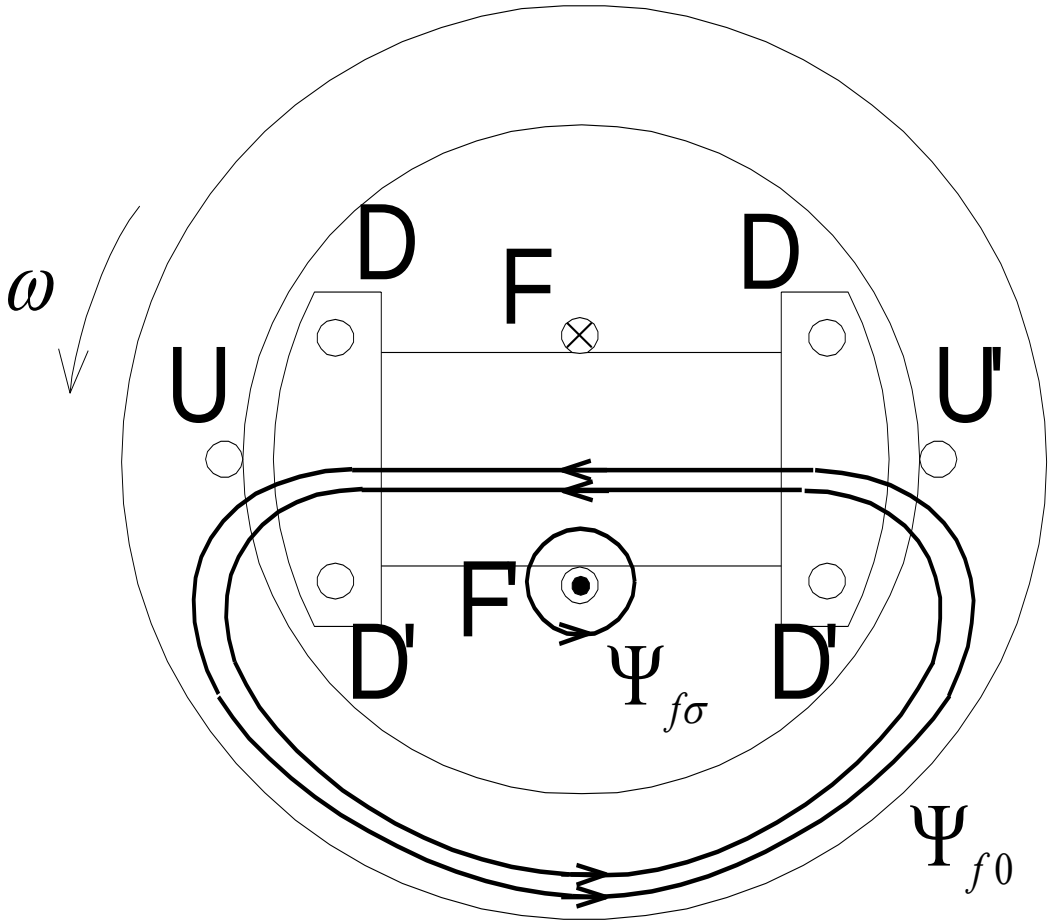
Ke zkratu může dojít při provozu alternátorů, ale i motorů a kompenzátorů (rozvodna Krasíkov, r. 2008, pozn. aut.).

Pojmem náhlý zkrat rozumíme přechodový děj, kdy jsou současně zkratovány všechny tři fáze statoru běžícího a nabuzeného stroje. Tento děj končí ustáleným chodem nakrátko. My zde budeme navíc předpokládat, že stroj běžel v okamžiku vzniku náhlého zkratu naprázdno. První amplitudy proudů po zkratu mohou dosahovat (10-20)I_n a ohrožují nejen stroj samotný, ale i obvody k němu připojené.

5.2 Popis zkratového děje

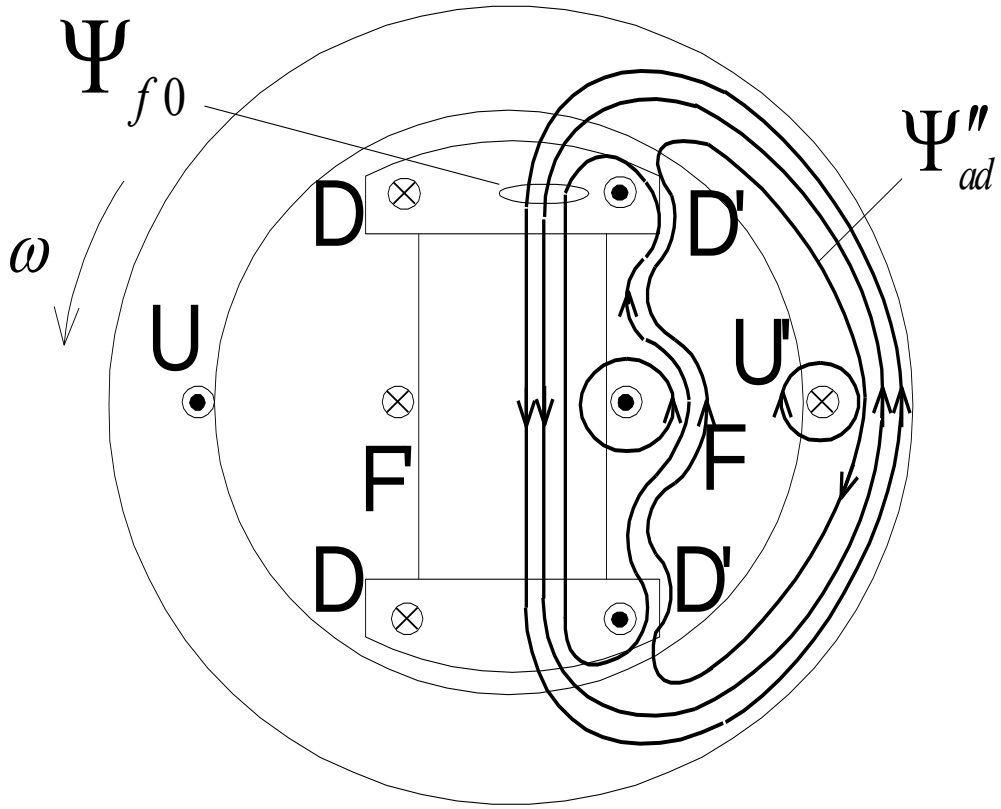
Zkratová zkouška je také metodou pro určení některých reaktancí a časových konstant stroje x_d , x_d' , x_d'' , T_d' , T_d'' .
Časový průběh zkratového proudu jako přechodového děje od okamžiku zkratu do ustáleného režimu nakrátko lze získat řešením soustavy rovnic popisujících synchronní stroj. Toto řešení může být i analytické při určitých zjednodušujících předpokladech, jinak je nutné řešení numerické.
Zde bude ukázáno, že výše uvedený proud lze určit i poměrně jednoduchým využitím fyzikálních principů bez nutnosti řešení soustavy diferenciálních a algebraických rovnic.
Budeme předpokládat:

a) zkrat nastane ze stavu naprázdno,
b) zkrat nastane ve všech fázích současně, sledovat však budeme jen jednu fázi.
c) pro určení první amplitudy použijeme předpokladu konstantního toku ($d\psi / dt = 0$)
d) na rotoru v podélné ose předpokládáme dva magneticky vázané obvody – buzení a tlumič s jistými časovými konstantami T_f , T_D , které však nejsou shodné s výše zmíněnými, T_d' *a* T_d'' .



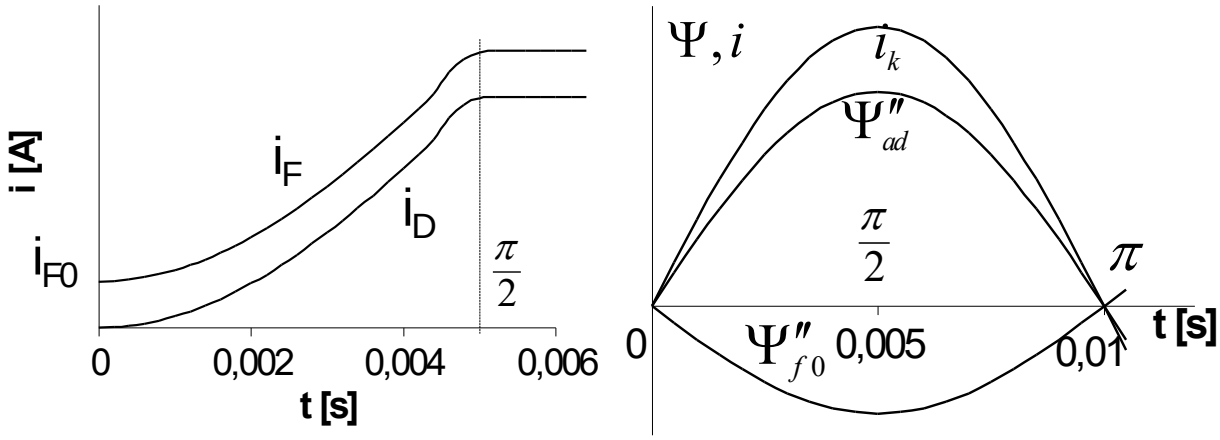
Obr. 5-1 Stav na počátku náhlého zkratu

Situaci v okamžiku zkratu znázorňuje obr. 5-1, když rotor je v poloze, kdy se ve statorové fázi *U-U´* indukuje amplituda napětí, ale tok cívkou *U-U´* je nulový a stroj je naprázdno (*i(U-U´) = 0*). V tomto okamžiku nastává zkrat (*t = 0*). Rotor se dále otáčí – budicí pole ψ_{f0} vniká do zkratované cívky, avšak dle principu konstantního toku tam musí být tok nulový – proto začne téci proud, který uvedený děj vnikání toku kompenzuje. Toto budeme sledovat pomocí obr 5-2, který znázorňuje poměry po natočení rotoru o úhel $\pi/2$, tedy po čtvrtperiodě.



Obr. 5-2 Stav po první čtvrtperiodě po vzniku zkratu

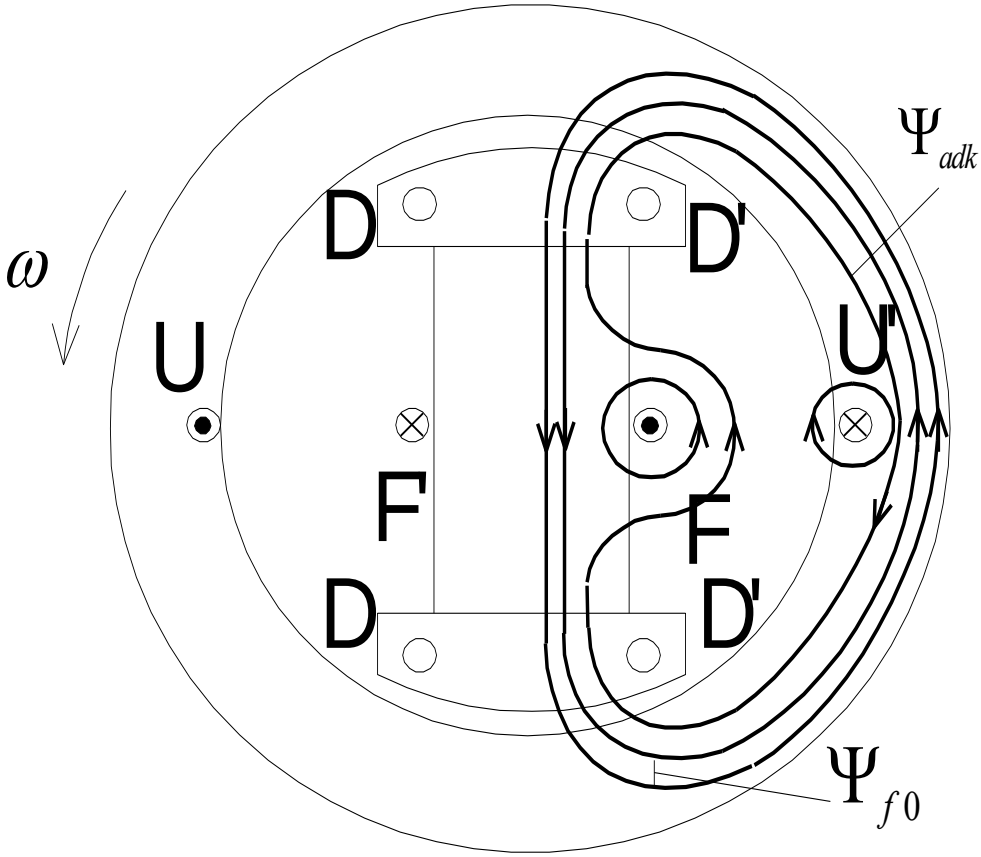
Budicí proud a proud v tlumiči vlivem transformační vazby roste (obr. 5-3a), avšak tok ψ_{f0} = *konst*, proto část toku se musí uzavírat vzduchovou mezerou, tedy cestou velkého magnetického odporu. Časová závislost proudu a toků je znázorněna na obr. 5-3 (b).



Obr. 5-3 a) Budící proud a proud v tlumiči. b) Průběhy zkratového proudu a spřažených toků.

Pokud bychom mohli zanedbat všechny odpory, celý tento děj by se periodicky opakoval. Opusťme nyní předpoklad konstantních toků a předpokládejme, že vlivem činných odporů dochází k postupnému tlumení naindukovaných proudů. Jejich zánik bude probíhat podle dvou exponenciál s časovými konstantami, T_d' a T_d''.

Prvá tzv. rázová složka zanikne s časovou konstantou T_d'' a máme situaci znázorněnou na obr. 5-4.

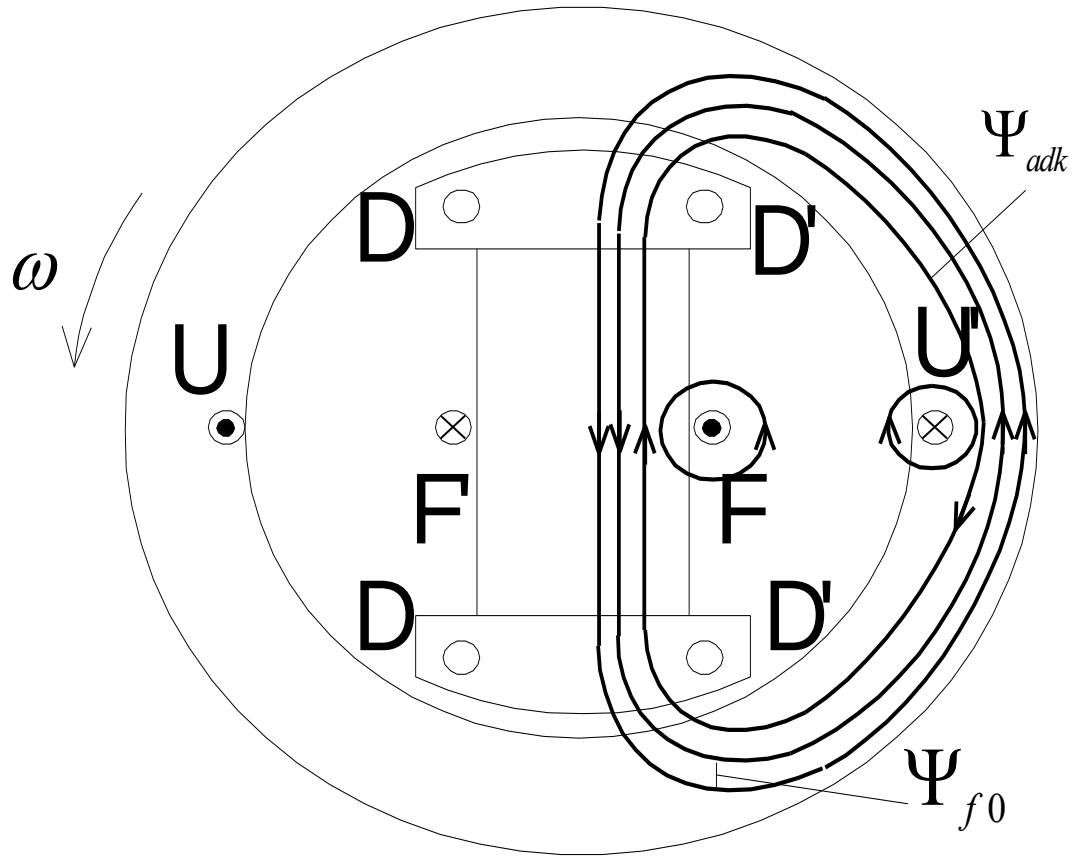


Obr. 5-4 Toky po zániku proudů v tlumiči.

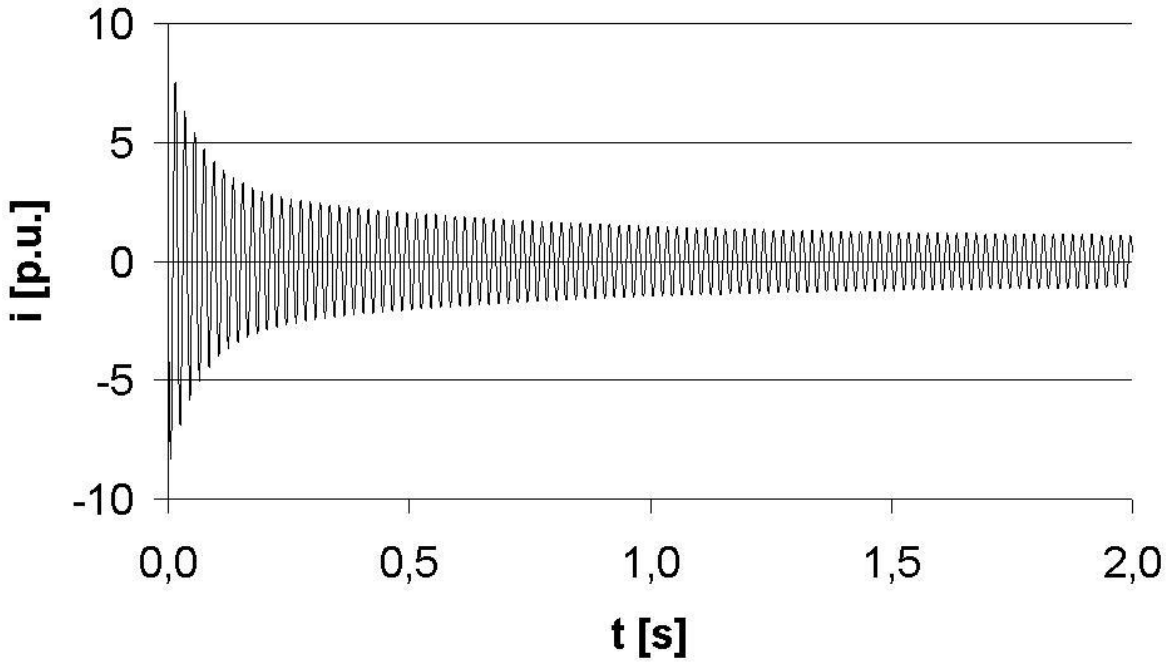
I tento stav však zaniká, avšak s podstatně delší časovou konstantou T_d' až se dostává do ustáleného stavu nakrátko obr. 5-5. Časový průběh proudu je znázorněn na obr.5-6, jeho popis má tvar

$$i_{per}(t) = \left[I_m'' e^{-\frac{t}{T_d''}} + I_m' e^{-\frac{t}{T_d'}} + I_{km} \right] \sin(\omega t) \qquad (5\text{-}1)$$

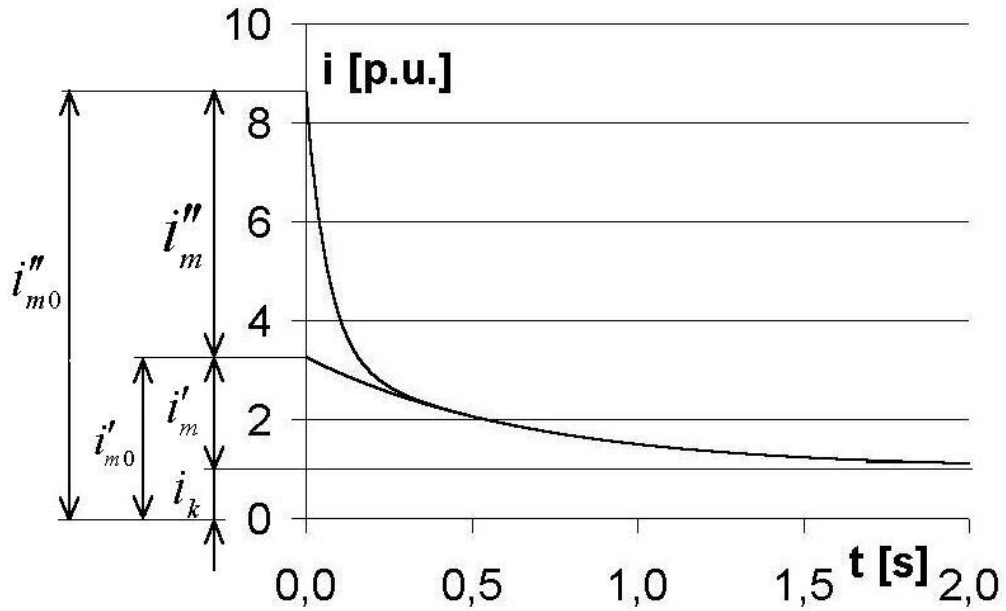
Protože se uplatňuje pouze odpor vinutí, postačí na vytvoření tohoto proudu relativně malé napětí.



Obr. 5-5 Toky v ustáleném stavu nakrátko.

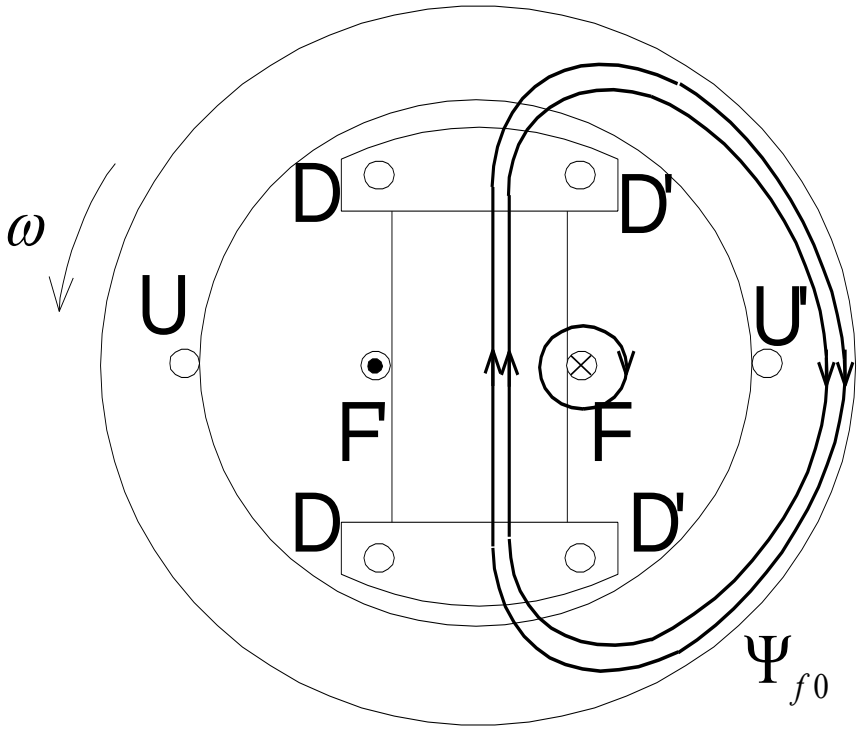


Obr. 5-6 Časový průběh zkratového proudu.



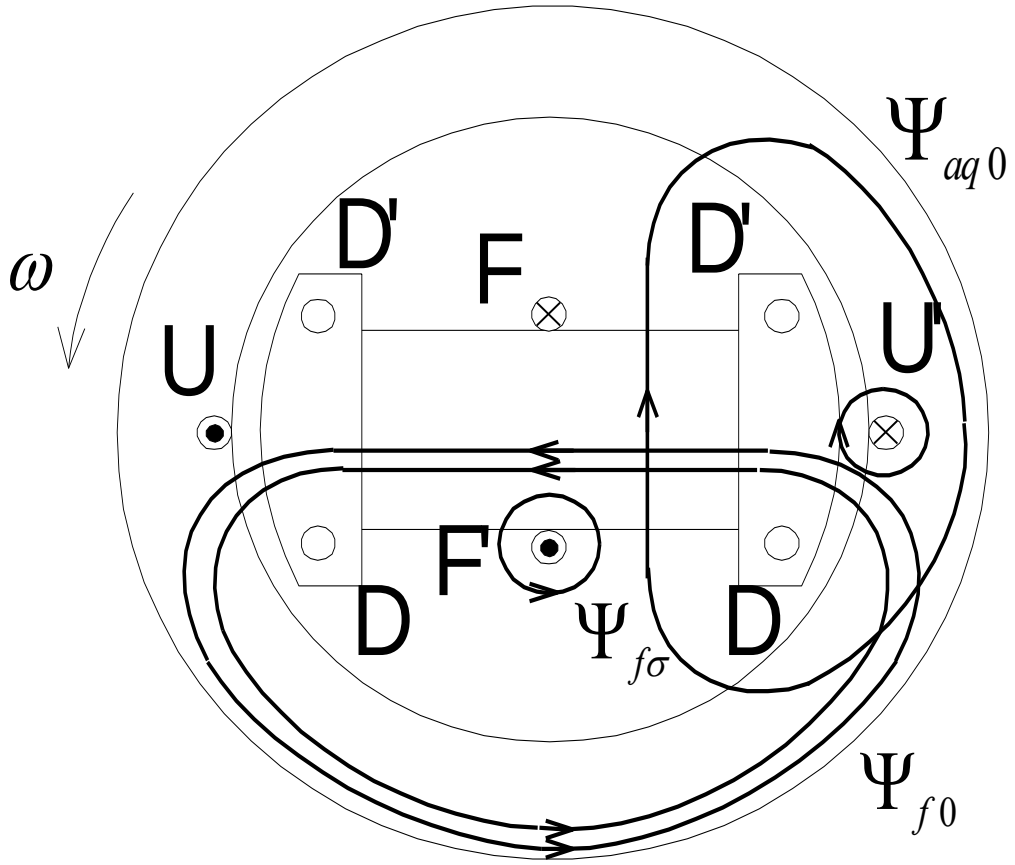
Obr. 5-7 Rázová, přechodová a ustálená složka zkratového proudu (obálka).

Další mezní případ je znázorněn na obr. 5-8, tedy při natočení rotoru o $\pi/2$ proti předchozímu případu. Tok cívkou statoru $\psi_s = \psi_{f0}$ je v tomto případě maximální a indukované napětí bude $u_i(t) = 0$.



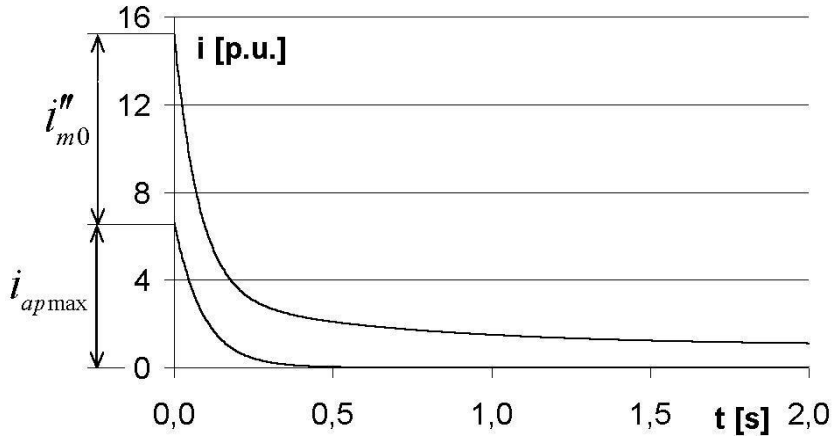
Obr. 5-8 Počátek náhlého zkratu při plném záběru budícího vinutí se zkratovanou cívkou.

Opět se vyjde ze stavu naprázdno. Při otáčení tok cívkou statoru klesá. Aby byl udržen konstantní tok, musí cívkou statoru téci konstantní (stejnosměrný) proud. Proto nutně vzniká stejnosměrná složka zkratového proudu i_{ap} .

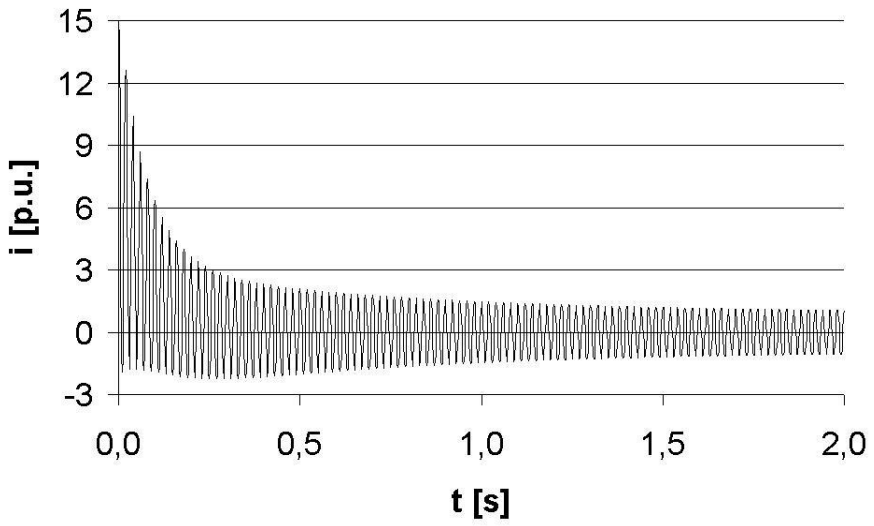


Obr. 5-9 Stav po natočení rotoru o úhel $\pi/2$.

Právě po natočení rotoru o úhel $\pi/2$ (obr. 5-9), se dostáváme do situace analogické předchozímu případu periodické složky, zde se začíná indukovat periodický zkratový proud superponovaný na stejnosměrnou složku (Obr. 5-10), kde je znázorněna časová závislost obou složek.



Obr. 5-10 Aperiodická (ss) složka a obálka superponovaného periodického proudu.



Obr. 5-11 Časový průběh zkratového proudu.

Jako v předchozích případech je i stejnosměrná složka tlumena s tzv. aperiodickou časovou konstantou T_a .

$$T_a = \frac{L''_d \, L''_q}{R_a \left(L''_d + L''_q \right) / 2} \tag{5-2}$$

Proud potom bude znázorněn na obr. 5-11 a je dán následujícím vztahem

$$i_k = i_{ap} + i_{per} = I''_{map} \, e^{-\frac{t}{T_a}} + \left[I''_m \, e^{-\frac{t}{T''_d}} + I'_m \, e^{-\frac{t}{T'_d}} + I_{km} \right] \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \tag{5-3}$$



Otázky k tomuto tématu:

- *Jaký je rozdíl mezi ustáleným chodem nakrátko a náhlým zkratem?*
- *Jaké parametry lze vyhodnotit z přechodového děje „náhlý zkrat“?*
- *Delší časovou konstantu má tlumící vinutí nebo budící vinutí?*



Správné odpovědi na otázky

- *Jaký je rozdíl mezi ustáleným chodem nakrátko a náhlým zkratem?*

Pojmem náhlý zkrat rozumíme přechodový děj, kdy jsou současně zkratovány všechny tři fáze statoru běžícího a nabuzeného stroje. Tento děj končí ustáleným chodem nakrátko.

- *Jaké parametry lze vyhodnotit z přechodového děje „náhlý zkrat“?*

Vyhodnotit lze reaktance rázové, přechodové a synchronní, časové konstanty.

Delší časovou konstantu má tlumící vinutí nebo budící vinutí?

Delší má budící vinutí, má větší indukčnost.

6 Nesymetrické zkraty synchronního stroje



Předpokládaná časová náročnost: **90 min**



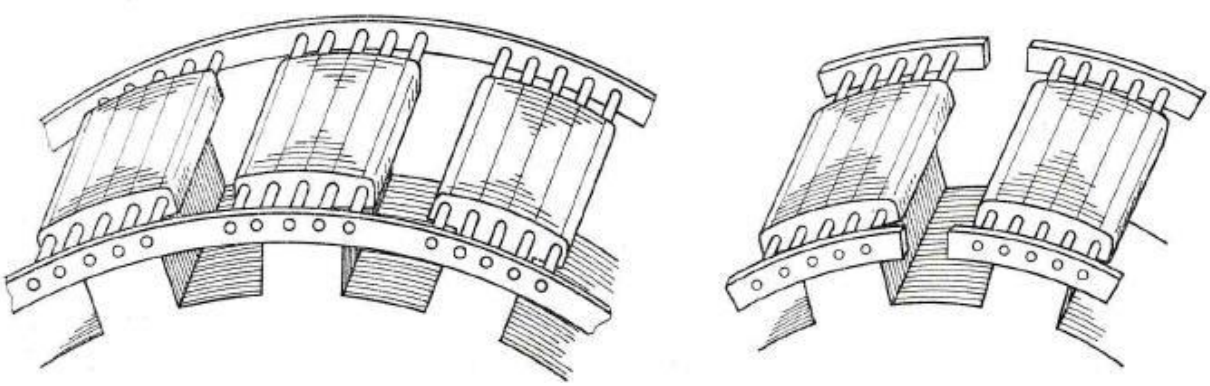
Po prostudování tématu budete:

- *Umět charakterizovat a nakreslit zapojení pro různé druhy zkratů*
- *Umět popsat princip činnosti tlumiče - amortizéru*
- *Mít přehled o použití metody souměrných složek*
- *Umět nakreslit náhradní schéma pro souměrné složky*
- *Umět počítat s komplexními čísly*

6.1 Tlumič stroje

Při zkratech a zejména při nesymetrických zkratech se velice silně uplatňuje vliv tlumiče (amortizéru) stroje. Proto je třeba znát typ tlumiče, který je v daném stroji proveden.

Obecně ve stroji může být tlumič realizován několika způsoby.



Obr. 6-1 Tlumič podélně-příčný. Tlumič podélný.

U synchronního stroje s hladkým rotorem tvoří vinutí tlumiče klíny budícího vinutí rotoru. Spojení vinutí nakrátko zajišťují obruče v čelním prostoru. U strojů s vyniklými póly, které mají malý výkon, vlastní vinutí tlumiče zcela chybí, ale jeho funkci plní masivní pólové nástavce. V těchto masivních nástavcích se mohou příslušné proudy uzavírat. U synchronních strojů velkých výkonů je tlumič tvořen zpravidla klecovým vinutím. Tyče tohoto vinutí jsou umístěny v pólových nástavcích. Tyče jsou v rámci jednoho pólového nástavce spojeny dokrátka. Tímto způsobem je vytvořen tzv. podélný tlumič, tlumič je totiž pouze v podélné ose stroje (osa „d“). Pokud jsou jednotlivé části tlumiče mezi sebou propojeny (spojky mezi

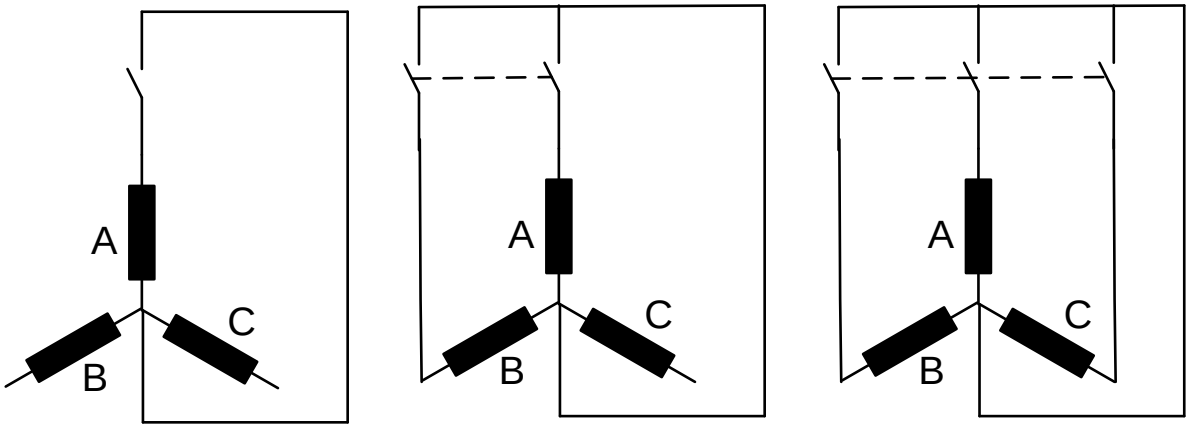
póly), jedná se o úplný tlumič (tlumič podélně – příčný, protože tlumič se nachází nejen v podélné ose stroje, ale také v příčné ose – osa q.)

Tlumič ve stroji může plnit následující funkce:

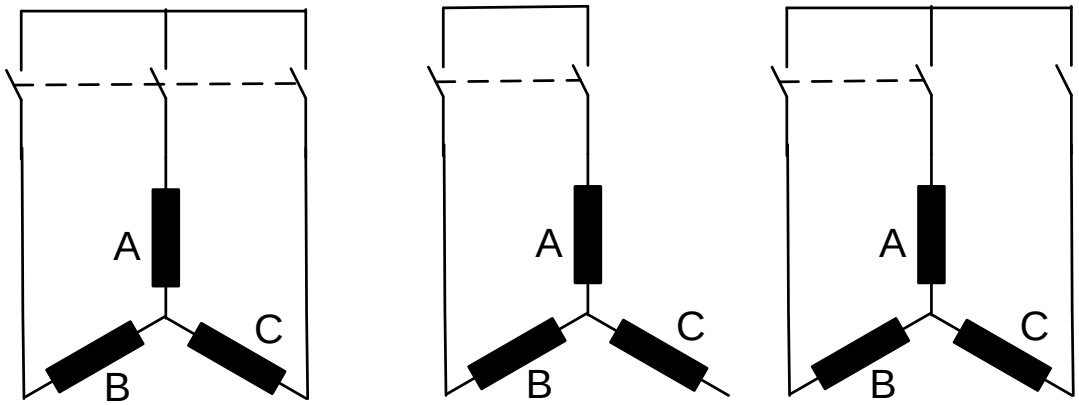
- Omezuje kývání rotoru stroje
- Tlumí vliv přechodových stavů stroje (náhlý zkrat, náhlé odlehčení apod.)
- Omezuje velikost zpětné složky pole při nesymetrickém zatížení
- Omezuje velikost přepětí v budícím obvodu při velkých proudových rázech
- Při nesymetrických zkratech snižuje velikost napětí na volné fázi
- Může být použit pro asynchronní rozběh stroje

6.2 Druhy zkratů

Zkraty mohou nastat jednak symetrické a jednak nesymetrické. Současně je potřeba specifikovat, zda proud prochází nulovým bodem stroje či nikoliv.



Obr. 6-2 Zkraty s nulovým uzlem, typ LN, LLN, LLLN.

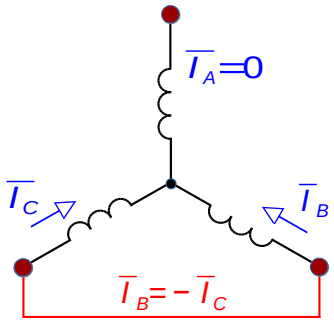


Obr. 6-3 Zkraty bez nulového uzlu, typ LLL, LL, LL-L (zkrat dvojfázový, postupně přejde na třífázový.

6.3 Dvojfázový nesymetrický zkrat

Soustředíme se nyní na jeden z krajních případů, tj. dvojfázový nesymetrický chod nakrátko.

Budeme jej řešit pomocí metody souměrných složek.



Obr. 6-4 Schéma spojení pro 2f nesymetrický zkrat (LL).

Ze schéma zapojení plyne, že platí

$$\bar{I}_A = 0 \tag{6-1}$$
$$\bar{I}_B = -\bar{I}_C \tag{6-2}$$
$$\bar{U}_B = \bar{U}_C \tag{6-3}$$

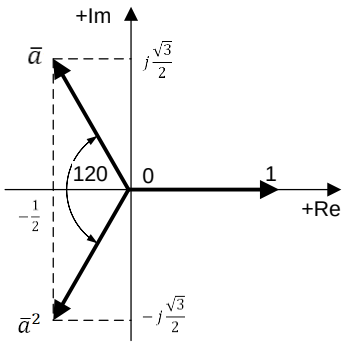
Fázové napětí na fázi B i C musí být stejné, protože jsou spojeny paralelně. Dále budeme předpokládat, že vybuzené napětí U_{ib} vytvoří pouze souslednou soustavu.

Sousledná složka napětí je definována vztahem

$$\bar{U}_1 = \frac{1}{3}(\bar{U}_A + \bar{a}\bar{U}_B + \bar{a}^2\bar{U}_C) \tag{6-4}$$

a pro jednotkové vektory $\bar{a}$ platí

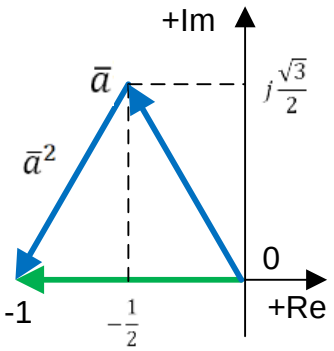
$$\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \tag{6-5}$$
$$\bar{a}^2 = e^{j\frac{-2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \tag{6-6}$$



Obr. 6-5 Jednotkové vektory 1, $\bar{a}, \bar{a}^2$.

Z rovnosti (6-3) máme dosazením do (6-4)

$$\bar{U}_1 = \frac{1}{3}(\bar{U}_A + \bar{a}\bar{U}_B + \bar{a}^2\bar{U}_C) = \frac{1}{3}[\bar{U}_A + (\bar{a} + \bar{a}^2)\bar{U}_B] = \frac{1}{3}[\bar{U}_A - \bar{U}_B] \tag{6-7}$$



Obr. 6-6 Grafická konstrukce $\bar{a} + \bar{a}^2 = -1$.

Zpětná složka je definována vztahem

$$\bar{U}_2 = \frac{1}{3}(\bar{U}_A + \bar{a}^2\bar{U}_B + \bar{a}\,\bar{U}_C) \tag{6-8}$$

a opět dosazením (6-3) do (6-8) dostaneme

$$\bar{U}_2 = \frac{1}{3}(\bar{U}_A + \bar{a}^2\bar{U}_B + \bar{a}\,\bar{U}_C) = \frac{1}{3}[\bar{U}_A + (\bar{a}^2 + \bar{a})\bar{U}_B] = \frac{1}{3}[\bar{U}_A - \bar{U}_B] \tag{6-9}$$

Takže sousledná i zpětná složka napětí mají stejnou velikost.

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_2 \tag{6-10}$$

Protože není vyveden uzel vinutí generátoru, bude nulová netočivá složka napětí i netočivá složka proudu

$$\bar{U}_0 = 0,\ \bar{I}_0 = 0\,. \tag{6-11}$$

Tím máme vyřešenu velikost souměrných složek napětí. Nyní se podívejme na velikost souměrných složek proudů. Protože netočivá složka proudu je nula, zbývá určit velikost sousledné a zpětné složky proudů.

Nejprve si napíšeme proud I_A pomocí definičního vztahu souměrných složek takto

$$\bar{I}_A = \bar{I}_{A1} + \bar{I}_{A2} + \bar{I}_{A0} \,. \tag{6-12}$$

Dosadíme zde dle (6-11)

$$\bar{I}_{A0} = 0 \tag{6-13}$$

a dle (6-1) také

$$\bar{I}_A = 0 \tag{6-14}$$

takže se musí rovnat součet sousledné i zpětné složky proudu I_A nule

$$\bar{I}_{A1} + \bar{I}_{A2} = 0 \,. \tag{6-15}$$

a proto

$$\bar{I}_{A1} = -\bar{I}_{A2}. \tag{6-16}$$

Protože všechny fáze v sousledné i zpětné složce mají stejnou velikost (délku, absolutní hodnotu), můžeme napsat nejen pro fázi A, ale i pro ostatní fáze stejnou rovnost jako (6-16), takže obecně je to

$$\bar{I}_1 = -\bar{I}_2. \tag{6-17}$$

Sousledné složce napětí $\bar{U}_1$ přísluší sousledný proud $\bar{I}_1$. Dle předpokladu tvoří souslednou složku také vybuzené napětí U_{ib}, takže můžeme napsat

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_{ib} + \bar{Z}_1\bar{I}_1. \tag{6-18}$$

Impedance $\bar{Z}_1$ je impedance pro souslednou složku a je to v podstatě synchronní impedance podélná $\bar{Z}_d$.

Ve zpětné složce žádné buzení není (budič se točí jen ve směru sousledné soustavy), proto $\bar{U}_2$ vzniká jen na zpětné impedanci $\bar{Z}_2$

$$\bar{U}_2 = \bar{Z}_2\bar{I}_2. \tag{6-19}$$

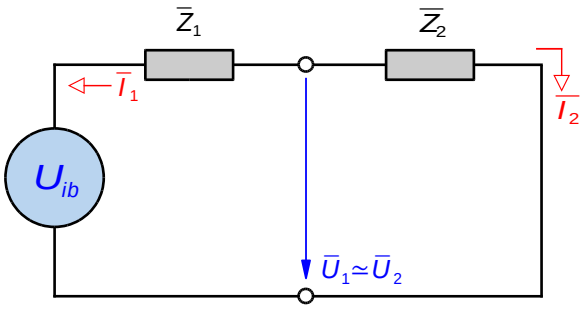
Protože je podle (6-10) $\bar{U}_1 = \bar{U}_2$, plyne z toho, že

$$\bar{U}_{ib} + \bar{Z}_1\bar{I}_1 = \bar{Z}_2\bar{I}_2 = -\bar{Z}_2\bar{I}_1. \tag{6-20}$$

Potřebujeme vyjádřit proudy sousledné a zpětné složky, takže

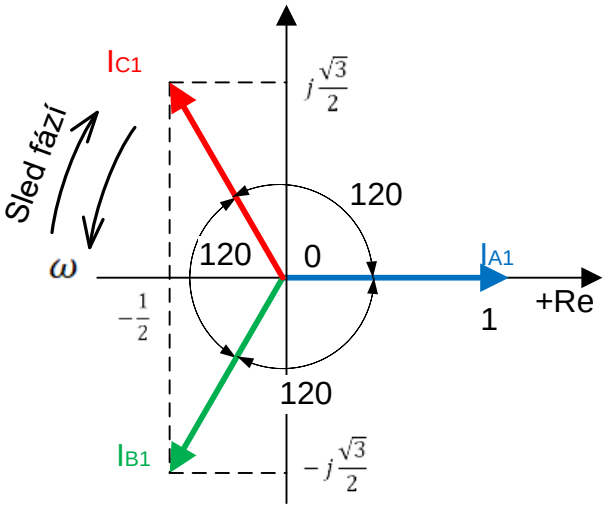
$$\bar{I}_1 = -\bar{I}_2 = -\frac{\bar{U}_{ib}}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} \tag{6-21}$$

Na základě této rovnice můžeme nakreslit následující náhradní schéma:

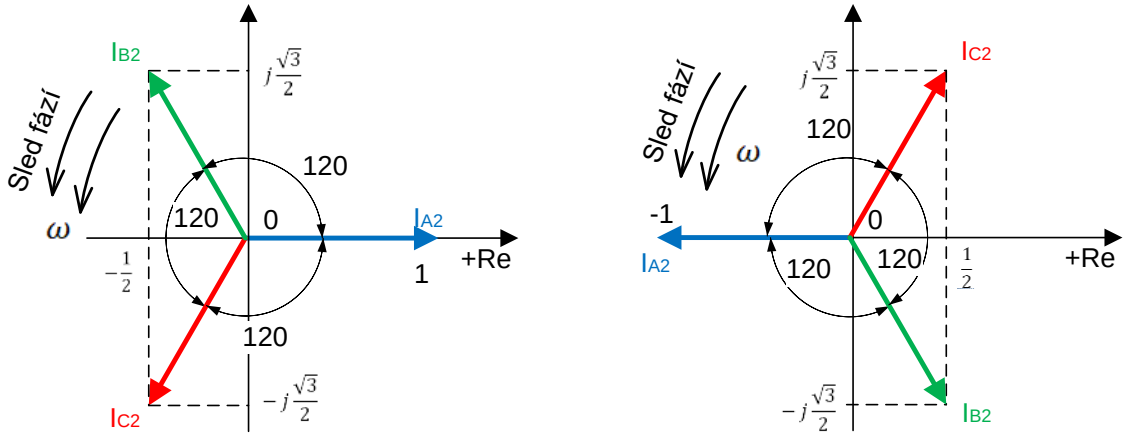


Obr. 6-7 Náhradní schéma stroje pro 2f nesymetrický chod nakrátko (LL).

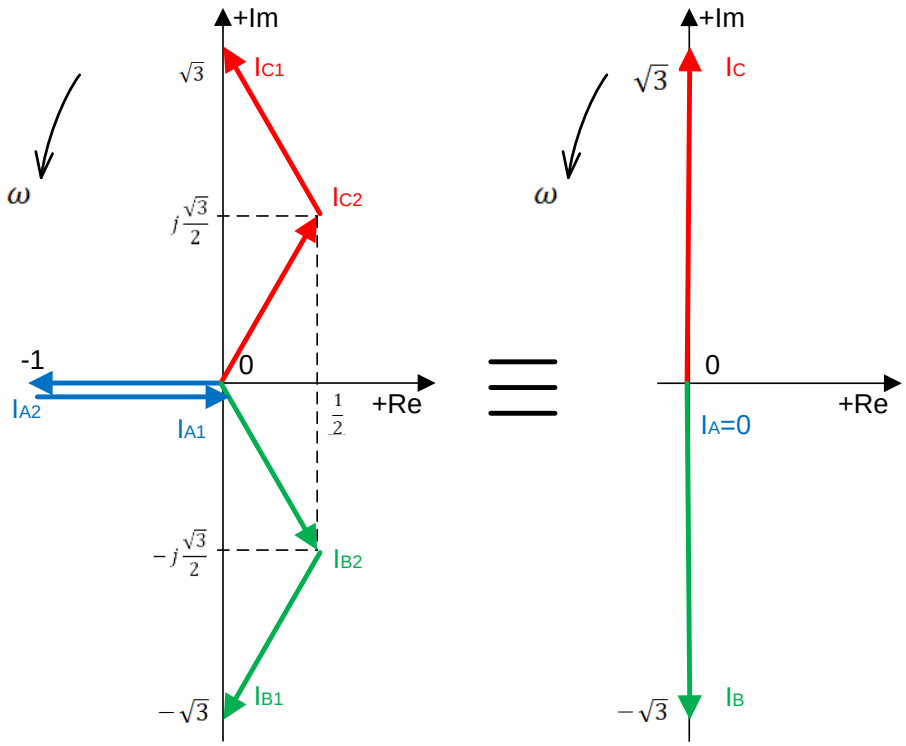
Souslednou a zpětnou soustavu si můžeme nakreslit takto:



Obr. 6-8 Sousledná soustava proudů.



Obr. 6-9 Zpětná soustava proudů I_2 a záporná zpětná soustava proudů $-I_2$.



Obr. 6-10 Výsledný proud ve fázích B a C – součet obou složek proudů.

Z obrázků pak plynou také následující vztahy.

$$\bar{I}_B = \bar{I}_{B1} + \bar{I}_{B2} = -j\sqrt{3}\,.\,\bar{I}_1 = j\sqrt{3}\,.\,\bar{I}_2 \qquad (6\text{-}22)$$

Dosazením za $\bar{I}_1$ z rovnice (6-21) dostaneme vyjádření pomocí parametrů stroje a buzení, tj.

$$\bar{I}_B = j\frac{\sqrt{3}.\bar{U}_{ib}}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} \qquad (6\text{-}23)$$

Velice důležitý je také údaj o velikosti napětí na volné fázi proti vývodu B nebo C. Nesmí totiž dojít k průrazu izolace VN stroje. Z rovnice (6-9) máme

$$\bar{U}_2 = \frac{1}{3}[\bar{U}_A - \bar{U}_B] \qquad (6\text{-}24)$$

Z rovnice (6-19) je $\bar{U}_2 = \bar{Z}_2\bar{I}_2$ a konečně z (6-22) máme, že

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{I}_B}{j.\sqrt{3}} = -j\frac{\bar{I}_B}{\sqrt{3}} \qquad (6\text{-}25)$$

Napětí na volném vývodu A je vlastně sdružené napětí $\bar{U}_{AB}$. Toto napětí je rozdíl fázových napětí

$$\bar{U}_{AB} = \bar{U}_A - \bar{U}_B\,. \qquad (6\text{-}26)$$

Takže

$$\bar{U}_2 = \frac{1}{3}[\bar{U}_A - \bar{U}_B] = \bar{Z}_2\bar{I}_2 = \bar{Z}_2\left(-j\frac{\bar{I}_B}{\sqrt{3}}\right) \tag{6-27}$$

a úpravou dostaneme

$$\bar{U}_{AB} = 3\bar{Z}_2\left(-j\frac{\bar{I}_B}{\sqrt{3}}\right) = -j\bar{Z}_2\bar{I}_B\sqrt{3} \tag{6-28}$$

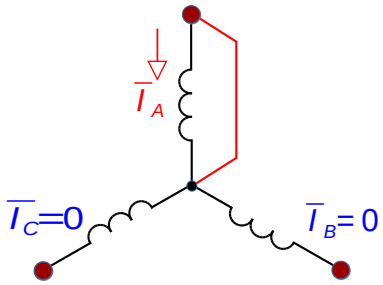
Tento vztah můžeme výhodně použít pro určení zpětné impedance stroje měřením. Stroj zapojíme dle schéma, roztočíme jej a nabudíme na proud ve zkratu

$$\bar{I}_B = 0{,}25\,.\,I_N \tag{6-29}$$

Změříme napětí na volné fázi a dosadíme do odvozeného vztahu.

6.4 Jednofázový nesymetrický zkrat

Nyní se budeme zabývat druhým limitním stavem, a to je jednopólový chod nakrátko.



Obr. 6-11 Schéma zapojení pro jednofázový zkrat (LN).

Stejně jako v předchozím případě vyjdeme z předpokladu, že budící napětí vytvoří pouze souslednou souměrnou složku. Napíšeme si definiční vztahy a dosadíme do nich

$$\bar{U}_A = 0 \tag{6-30}$$

$$\bar{U}_1 = \frac{1}{3}(\bar{U}_A + \bar{a}\bar{U}_B + \bar{a}^2\bar{U}_C) = \frac{1}{3}(\bar{a}\bar{U}_B + \bar{a}^2\bar{U}_C) \tag{6-31}$$

$$\bar{U}_2 = \frac{1}{3}(\bar{U}_A + \bar{a}^2\bar{U}_B + \bar{a}\bar{U}_C) = \frac{1}{3}(\bar{a}^2\bar{U}_B + \bar{a}\bar{U}_C) \tag{6-32}$$

$$\bar{U}_0 = \frac{1}{3}(\bar{U}_A + \bar{U}_B + \bar{U}_C) = \frac{1}{3}(\bar{U}_B + \bar{U}_C) \tag{6-33}$$

Pokud nyní sečteme rovnici pro zpětnou a netočivou složku (6-32) + (6-33), dostaneme

$$\bar{U}_2 + \bar{U}_0 = \frac{1}{3}[(\bar{a}^2 + 1)\bar{U}_B + (\bar{a} + 1)\bar{U}_C] \tag{6-34}$$

Protože platí

$$\bar{a}^2 + 1 = -\bar{a}, \qquad \bar{a} + 1 = -\bar{a}^2 \tag{6-35}$$

dostaneme po úpravě

$$\bar{U}_2 + \bar{U}_0 = -\frac{1}{3}[\bar{a}\,\bar{U}_B + \bar{a}^2\bar{U}_C] \tag{6-36}$$

Nyní se podívejme současně na tuto poslední rovnici a rovnici pro souslednou složku napětí (6-31). Vidíme, že je to stejný výraz, avšak s opačným znaménkem. Proto je

$$\bar{U}_2 + \bar{U}_0 = -\frac{1}{3}[\bar{a}\,\bar{U}_B + \bar{a}^2\bar{U}_C] = -\bar{U}_1 \tag{6-37}$$

Zkráceně zapsáno

$$\bar{U}_2 + \bar{U}_0 = -\bar{U}_1 \quad \text{takže} \quad \bar{U}_2 + \bar{U}_0 + \bar{U}_1 = 0 \tag{6-38}$$

Nyní se zabývejme proudy.

Opět si napíšeme definiční vztahy a dosadíme do nich

$$\bar{I}_B = 0 \quad \text{a} \quad \bar{I}_C = 0 \tag{6-39}$$

$$\bar{I}_1 = \frac{1}{3}(\bar{I}_A + \bar{a}\bar{I}_B + \bar{a}^2\bar{I}_C) = \frac{1}{3}\bar{I}_A \tag{6-40}$$

$$\bar{I}_2 = \frac{1}{3}(\bar{I}_A + \bar{a}^2\bar{I}_B + \bar{a}\bar{I}_C) = \frac{1}{3}\bar{I}_A \tag{6-41}$$

$$\bar{I}_0 = \frac{1}{3}(\bar{I}_A + \bar{I}_B + \bar{I}_C) = \frac{1}{3}\bar{I}_A \tag{6-42}$$

Zkráceně zapsáno

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_2 = \bar{I}_0 = \tfrac{1}{3}\bar{I}_A \tag{6-43}$$

Tím jsou vyřešeny proudy souměrných složek. Nyní se podívejme na napěťové rovnice. Dle předpokladu tvoří souslednou složku vybuzené napětí U_{ib}, takže můžeme napsat

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_{ib} + \bar{Z}_1\bar{I}_1. \tag{6-44}$$

Zpětná složka žádné buzení nemá (budič se točí jen ve směru sousledné soustavy), proto $\bar{U}_2$ vzniká jen na zpětné impedanci $\bar{Z}_2$

$$\bar{U}_2 = \bar{Z}_2\bar{I}_2. \tag{6-45}$$

Výše uvedené dvě napěťové rovnice jsou shodné s předchozím případem. Na rozdíl od něj však je nyní třetí rovnice pro netočivou složku nenulová, protože uzel stroje je vyveden prochází jím proud.

$$\bar{U}_0 = \bar{Z}_0\bar{I}_0 \tag{6-46}$$

Tím máme napěťové rovnice pro všechny tři souměrné složky a dle vztahu (6-38) je sečteme

$$\bar{U}_1 + \bar{U}_2 + \bar{U}_0 = 0 = \bar{U}_{ib} + \bar{Z}_1\bar{I}_1 + \bar{Z}_2\bar{I}_2 + \bar{Z}_0\bar{I}_0 \tag{6-47}$$

Protože všechny tři proudy souměrných složek jsou stejné (6-43), můžeme to upravit

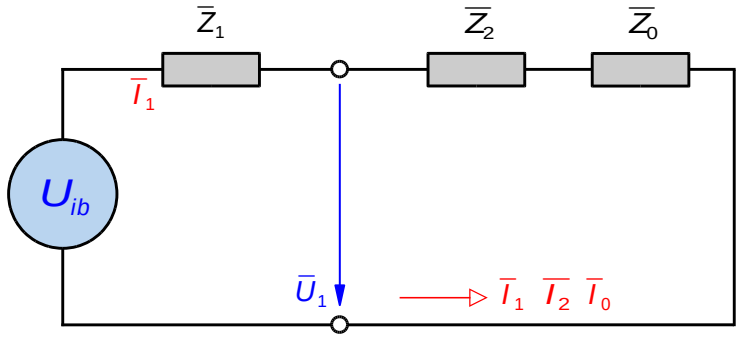
$$0 = \bar{U}_{ib} + \frac{\bar{I}_A}{3}(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_0) \tag{6-48}$$

a odtud pak vyjádřit proud

$$\bar{I}_A = -\frac{3\bar{U}_{ib}}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_0} \tag{6-49}$$

Protože jmenovatel obsahuje součet všech tří impedancí souměrných složek, je proud zkratu typu LN vyšší, než proud zkratu LL, kde byly ve jmenovateli impedance pouze dvou složek.

Podle rovnice (6-47) můžeme nakreslit také náhradní schéma.



Obr. 6-12 Náhradní schéma pro jednofázový zkrat (LN).

Nyní se ještě podívejme na vliv souměrných složek na vinutí rotoru. V kotvě se vytvářejí všechny tři souměrné složky proudu a ty mají vzhledem k rotoru následující rychlosti:

Souměrná složka	Rychlost složky	Relativní rychlost pole složky vzhledem k rotoru
sousledná	ω_1	$\omega_{1r} = \omega_1 - \omega_1 = 0$
zpětná	$-\omega_1$	$\omega_{2r} = \omega_1 + \omega_1 = 2\omega_1$
netočivá	0	$\omega_{0r} = \omega_1$

Sousledná složka vinutí rotoru neovlivňuje, má nulovou relativní rychlost a proto do vinutí rotoru nic neindukuje. Složka zpětná však do tlumiče i budiče indukuje kmitočet $2f_1$. Proto v budiči (je spojen přes vnitřní malý odpor napěťového zdroje dokrátka) i v tlumiči (klec nakrátko) potečou značně veliké proudy. Podobně se projevuje i netočivá složky, která indukuje napětí a vyvolá proudy o kmitočtu f_1.



Otázky k tomuto tématu:

- *Jak dělíme zkraty synchronního stroje?*
- *Jaké typy tlumiče existují?*
- *Jaké funkce plní tlumič ve stroji?*



Správné odpovědi na otázky

- *Jak dělíme zkraty synchronního stroje?*

Zkraty jsou jednak symetrické a jednak nesymetrické. Současně je potřeba specifikovat, zda proud prochází nulovým bodem stroje či nikoliv.

- *Jaké typy tlumiče existují?*

Podélný tlumič a podélně příčný, tj. plný tlumič. Existují též stroje pouze s masivními póly bez tlumiče.

- *Jaké funkce plní tlumič ve stroji?*

Omezuje kývání rotoru stroje, tlumí vliv přechodových stavů stroje (náhlý zkrat, náhlé odlehčení apod.), omezuje velikost zpětné složky pole při nesymetrickém zatížení, omezuje velikost přepětí v budícím obvodu při velkých proudových rázech, při nesymetrických zkratech snižuje velikost napětí na volné fázi, může být použit pro asynchronní rozběh stroje

7 Bezkartáčové stroje



Předpokládaná časová náročnost: **90 min**



Po prostudování tématu budete:

- *Umět charakterizovat BLDC stroj a popsat jeho odvození z DC klasického stroje*
- *Umět popsat princip činnosti BLDC stroje*
- *Mít přehled o použití snímačů polohy v BLDC stroji*
- *Umět zapojit stroj a popsat zapojení Y a D*
- *Umět navrhnout použití BLDC stroje*

7.1 Úvod

Mezi výhody stejnosměrných strojů patří jejich snadná řiditelnost v plném rozsahu otáček i momentů. Známé jsou i jejich nevýhody – ty souvisí zejména s komutátorem a kartáči. Opotřebení a následná výměna kartáčů prodražuje provoz, zvyšuje nároky na údržbu a výrobně složitý a proto i drahý je i komutátor. To vedlo k vývoji motorů, kde je komutace elektronická a elektromagnetické buzení je nahrazeno permanentními magnety.

Protože se jedná o upravený stejnosměrný (ve zkratce DC) motor, který je bez kartáčů (anglicky brush-less, ve zkratce BL), označují se tyto stroje jako BLDC.

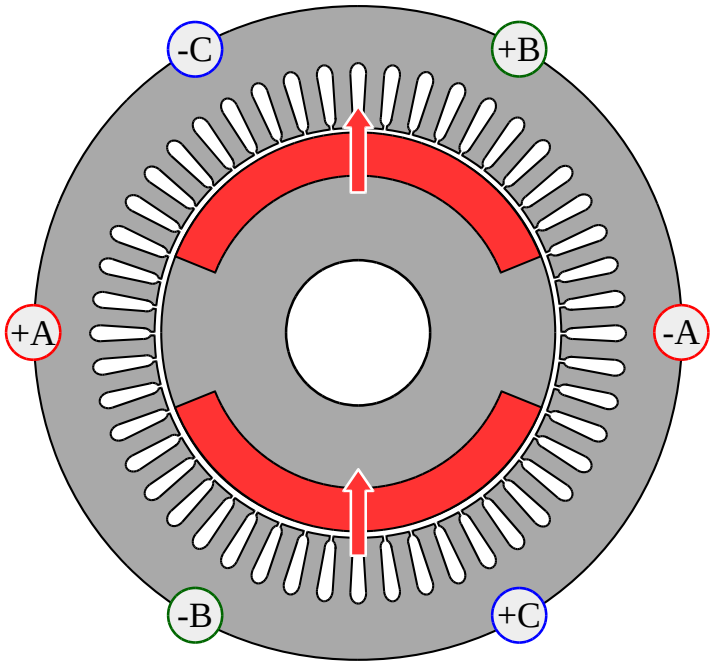
7.2 Vznik bezkartáčového stroje BLDC

Mezi klasické stroje řadíme asynchronní stroje (zejména s kotvou nakrátko, vinutý stroj má kartáče), stejnosměrné stroje s elektromagnetickým buzením na statoru a komutátorem na rotoru a synchronní stroj s kroužkovým buzením. Tyto stroje splňují následující kritéria:

- Mají konstantní moment, přibližně bez zvlnění
- Napájení je sinusové nebo stejnosměrné
- Pracují bez měniče a bez něj se i rozběhnou (pozor – jistou výjimkou je synchronní motor)

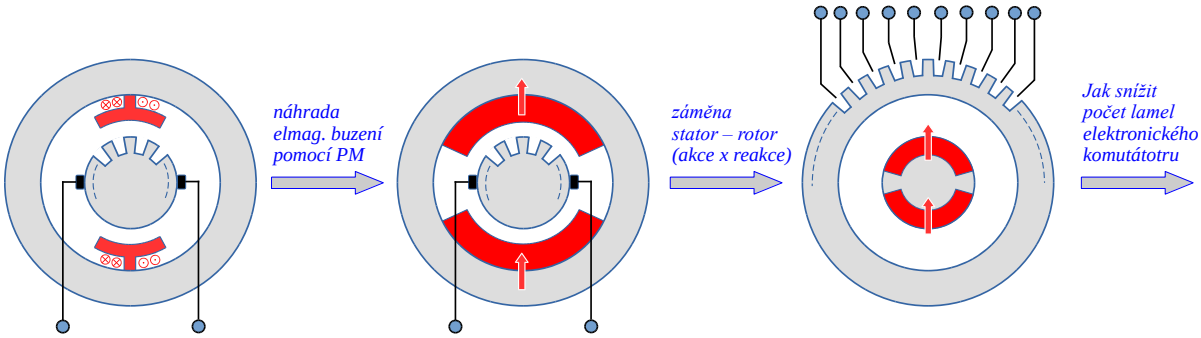
Mohou pracovat i s elektronickým regulátorem a tím se rozšiřují jejich možnosti.

Ze synchronního stroje lze odstranit kartáče tak, že elektromagnetické buzení nahradíme permanentními magnety (dále jen PM). Tím vlastně vznikne bezkartáčový motor.



Obr. 7-1 Synchronní stroj s PM na rotoru.

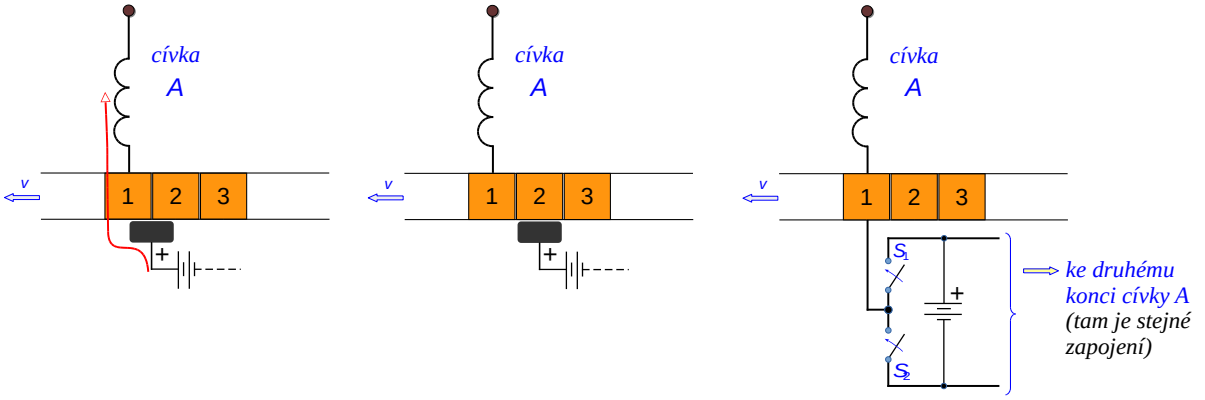
Stator je listěný, je na něm 3f vinutí napájené AC proudem. Na rotoru jsou pak PM. I na obrázku je podobnost stroje synchronního s PM na rotoru s BLDC motorem velká. Odlišnost zde však je a to v jeho charakteristikách. Skutečný BLDC motor totiž vznikl z DC stroje, obrácením polohy stator – rotor.



Obr. 7-2 Vznik BLDC stroje: Klasický DC stroj – buzení pomocí PM – záměna stator - rotor.

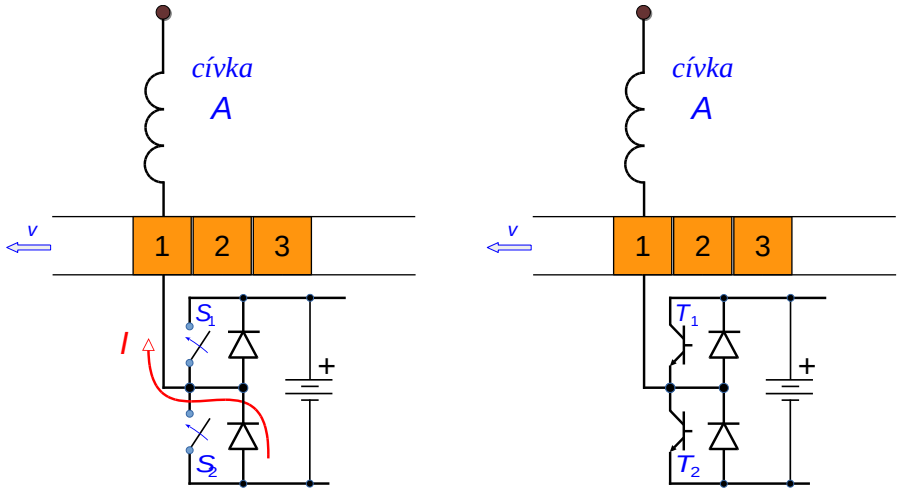
7.3 Náhrada komutátoru elektronickým měničem

Funkci jedné lamely a kartáče lze nahradit dvěma spínači S1 a S2.



Obr. 7-3 Kartáč a komutátor.

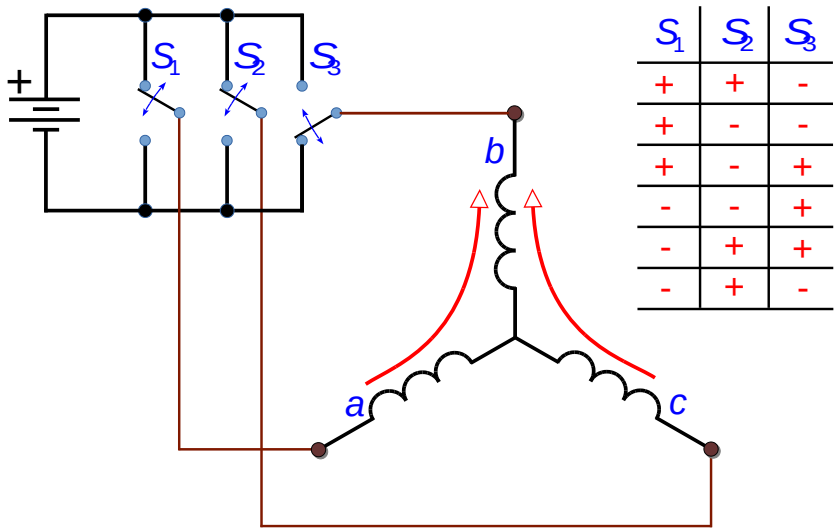
Když se kartáč s kladnou polaritou dotýká lamely komutátoru, kam je připojená cívka A, znamená to, že musí být S1 sepnutý a S2 vypnutý. Když se lamely s cívkou A dotýká kartáč se zápornou polaritou, musí to být opačně, tj. S2 sepnutý a S1 vypnutý. Abychom omezili přepětí na spínačích při vypínání indukčnosti, použijeme diody. Mechanické spínače nahradíme elektronickým spínačem, např. tranzistorem.



Obr. 7-4 Diody pro omezení přepětí na spínači. Spínač mechanický nahrazen polovodičem – tranzistorem.

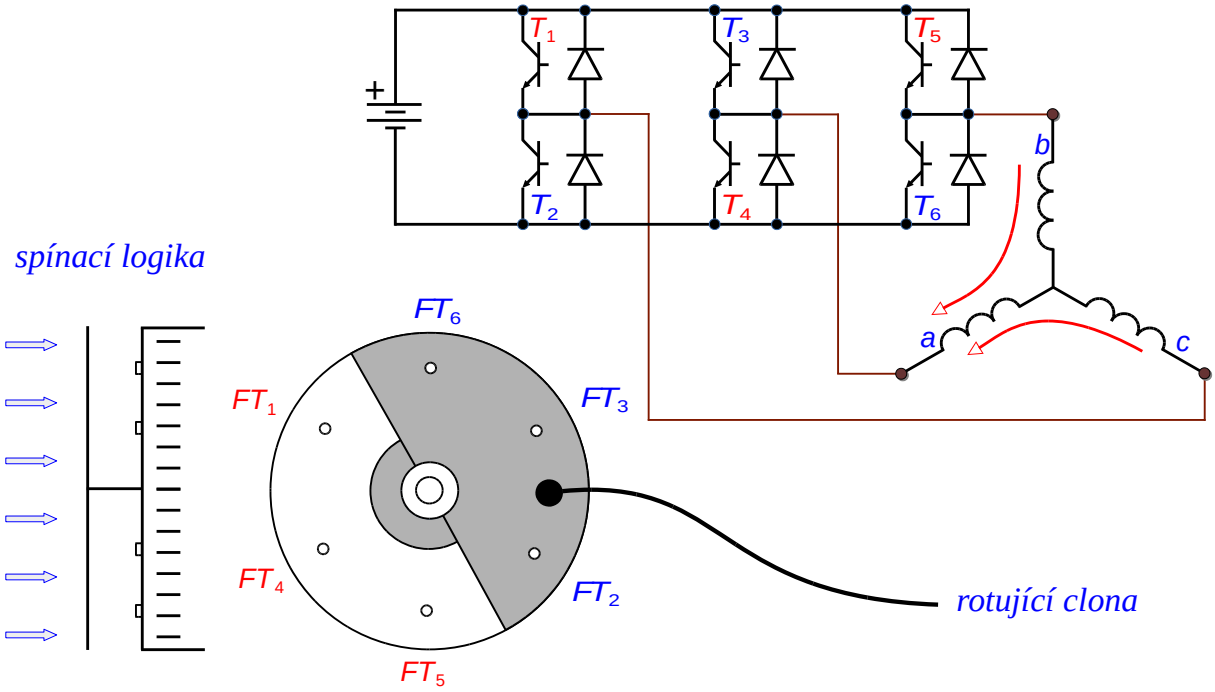
Z toho plyne, že na každou lamelu potřebujeme 2 tranzistory + 2 diody. Počet lamel komutátoru je však vysoký a pro klasickou konstrukci by to bylo neúnosné. Proto se použije nejmenší možný počet cívek, se kterým stroj ještě může pracovat a to je tři, tj. tři fáze vinutí.

Na obrázku a připojené tabulce je naznačeno, jak se musí jednotlivé spínače spínat, aby vzniklo točivé pole.



Obr. 7-5 Vznik točivého pole a spínání tranzistorů.

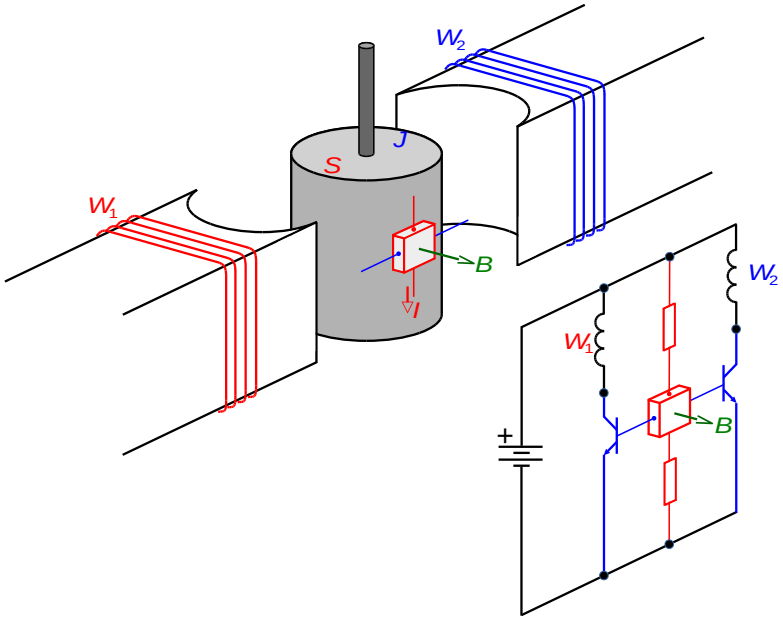
Je třeba zabezpečit, aby spínání a vypínání spínačů – tranzistorů – nastávalo ve správném okamžiku, tj. při správné poloze rotoru. Na snímání polohy rotoru se používají různé techniky. Jedna z nich je popsána dále.



Obr. 7-6 Princip spínání podle polohy – rotující clonka.

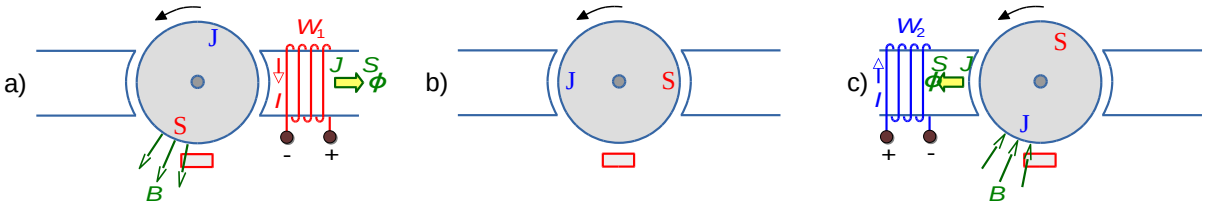
Soustava šesti fototranzistorů je umístněná rovnoměrně po obvodu kotouče a je postupně osvětlovaná, což zabezpečuje asymetrická clonka. Ta je pevně spojená s rotorem. Vztah mezi sepnutím a vypnutím fototranzistoru je stejný podle toho, zda je fototranzistor osvětlený nebo neosvětlený. Na obrázku jsou sepnuté FT1 +FT4 + FT 5. Po pootočení o 30^{o} se vypne FT5 a zapne FT6. Motor se točí ve směru hodinových ručiček. Asymetrická clonka může

způsobovat vibrace. Pokud jsou ale stroje 2p=4 a vícepólové, clonka je pak symetrická. Pokud potřebujeme stroj reverzovat, neguje (obrátí) se signál s osvětlením příslušného fototranzistoru.



Obr. 7-7 Princip spínání polohy – Hallova sonda.

Hallova sonda může snímat magnetický tok od PM rotoru nebo může snímat tok od pomocného PM, který však musí být pevně spojen s rotorem. Pokud je Hallova sonda napájena pomocným proudem, bude na příčných destičkách napětí úměrné magnetickému toku. Pokud je magnetický tok střídavý, je i výstupní napětí střídavé.



Obr. 7-8 Souvislost mezi spínáním proudu a polohou rotoru.

V poloze a) Hallova sonda snímá severní pól, takže je sepnutý proud do W2 tak, aby vytvořila jižní pól u vzduchové mezery. Tím přinutíme rotor otočit se proti směru hodinových ručiček. V poloze b) se rotor pohybuje jen setrvačností. Hallova sonda nedává signál žádný. V poloze c) Hallova sonda snímá jižní pól rotoru, proto je sepnutý proud v cívce W1. Cívka W1 vytvoří jih u vzduchové mezery. Tím se odpuzuje rotor a pokračuje v pohybu.

Nedokonalost tohoto zjednodušení je zřejmá – z polohy b) se stroj nerozběhne. Proto se musí použít více sond a nejméně tři vinutí.

BLDC motor má stejné vlastnosti jako klasický DC stroj. Moment je přímo úměrný proudu a závislost rychlosti a momentu jsou klesající rovnoběžky. Velikost napájecího napětí udává velikost rychlosti.

Stroje BLDC jsou sice dražší než DC stroje, ale při stejných rozměrech mají vyšší výkon a větší účinnost. Jsou spolehlivější a mají jednodušší údržbu. Protože je vyloučeno jiskření, hodí se i do prostředí Ex1 a Ex2.

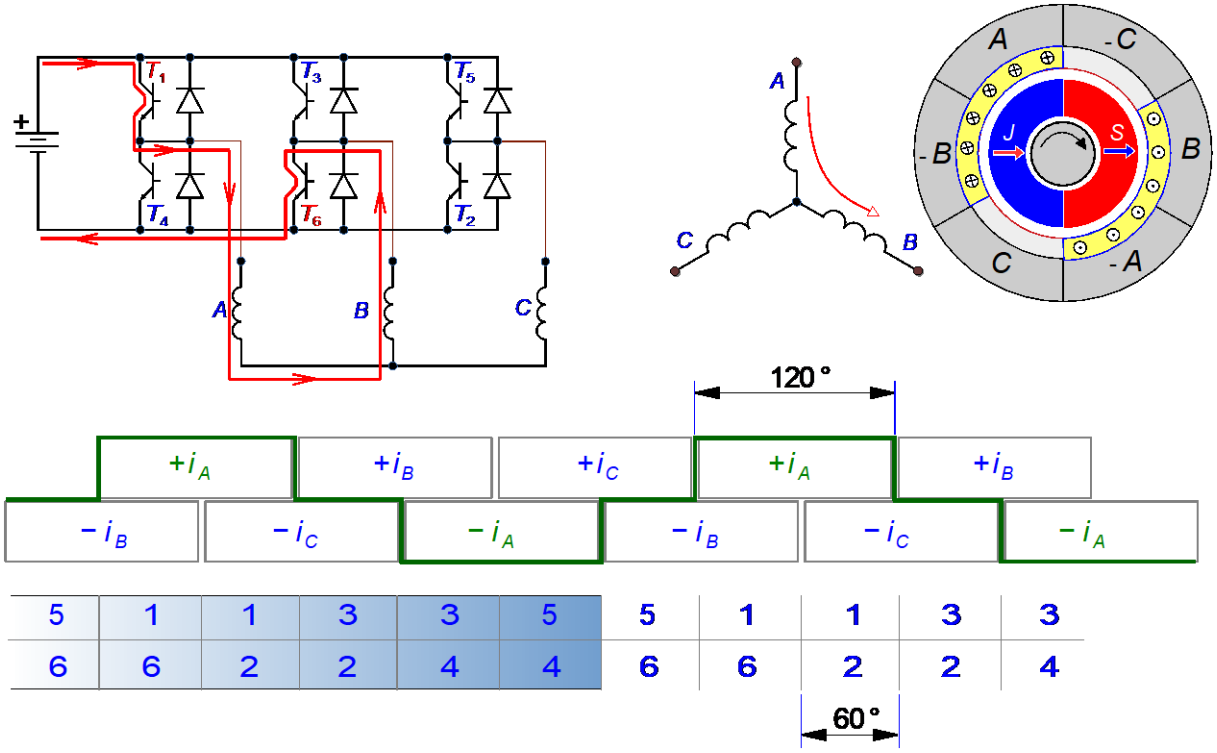
7.4 Motory BLDC s obdélníkovým polem

V klasickém DC motoru je indukce pod pólem téměř konstantní a jde o téměř obdélníkovou vlnu. Průběh proudu je ve vodiči také téměř konstantní (obdélníkový), dokud jej nekomutuje komutátor.

Protože statorové vinutí je 3f, můžeme vinutí BLDC stroje spojit do Y nebo do D. Podle způsobu zapojení se však liší konstrukční uspořádání PM. Pro spojení Y se PM umisťují v rozpětí 180°, pro spojení D v rozpětí 120°. Stroje proto nelze přepínat a jsou spojeny pevně.

7.5 Spojení do hvězdy

Stator má rozložené 3f vinutí uložené v drážkách. Na obr. Jsou jen pásma obvodu kotvy, kde jsou vodiče příslušné fáze. PM jsou upevněné přímo na povrchu rotoru ocelového válce. PM zabírá vždy 180° povrchu rotoru, aby všechny vodiče kotvy byly v konstantním poli.



Obr. 7-9 Stroj BLDC spojený do hvězdy. Sepnuty jsou tranzistory 1 a 6. Kladná orientace proudu je uvažována z měniče do motoru.

PM jsou magnetované radiálně, takže všechny vodiče jsou pod jedním pólem magnetu se stejnou indukcí. Vinutí je napájené v polovodičového 3f můstku. Tento můstek je řízen tak, že

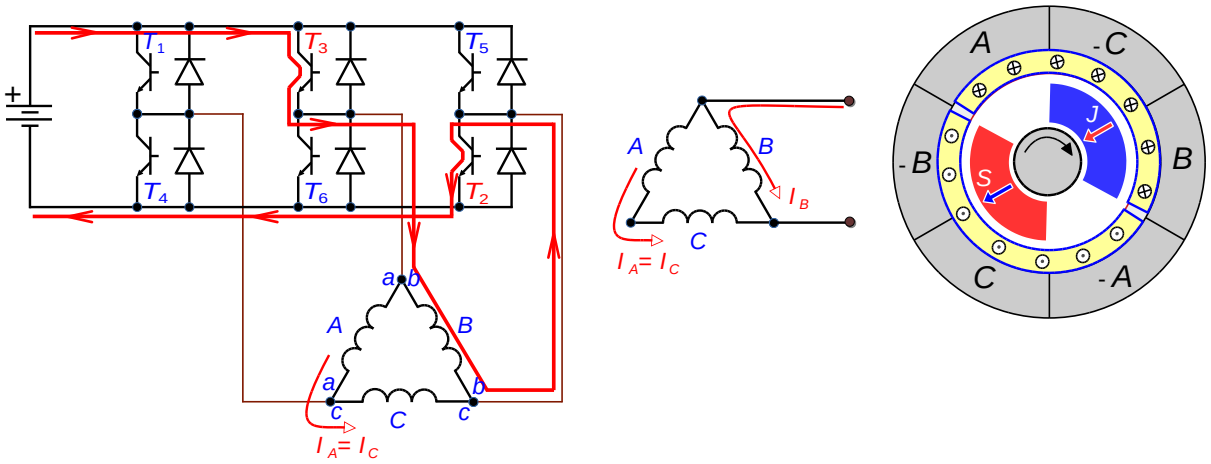
v každém okamžiku jsou sepnuty jen dva prvky. To dovolí uzavřít proud přes dvě fáze vinutí spojené sériově. Na obr. a) jsou to spínače 1 a 6. Fáze A a B jsou v sérii, i_A=-i_B , fáze C nevede proud i_C=*0*.

Pokud bude konstantní proud, bude i konstantní indukované napětí po celý úhel 60° pohybu rotoru (ve směru hodinových ručiček). Na konci tohoto intervalu snímač polohy rotoru způsobí změnu sepnutí tranzistorů tak, že i_A=-i_C , fáze B nevede proud i_B=*0*. Fáze A proto vede proud celých 120°. Na obrázku je ideální průběh fázových proudů a spínání jednotlivých prvků měniče.

Ve skutečnosti nebude magnetická indukce konstantní po celých 180° a také proudy nekomutují okamžitě. Tvar vlny je proto spíše lichoběžníkový a to způsobí jistou nerovnoměrnost chodu, tj. zvlnění momentu a indukovaného napětí.

7.6 Spojení do trojúhelníka

Na obr. Je zjednodušený nákres dvojpólového BLDC stroje spojeného do trojúhelníka. Vinutí na statoru je stejné jako v předchozím případě. Na rotoru jsou PM rozloženy po 120° a 60° zůstává nepokrytých.



Obr. 7-10 Stroj BLDC spojený do trojúhelníka.

Z toho vyplývá výhoda tohoto spojení – menší spotřeba PM. Napájecí můstek se opět řídí tak, že má v každém okamžiku sepnuté jen dva prvky. Z toho plyne, že proud protéká všemi třemi fázemi – jsou vytvořené dvě paralelní cesty. Jednu cestu tvoří fáze např. i_B, druhou cestu tvoří dvě zbylé fáze spojené do série, např. i_A=i_C. Potom platí

$$u_{iB} = u_{iA} + u_{iC} \tag{7-1}$$

protože jinak by tekl přes trojúhelník vyrovnávací proud.

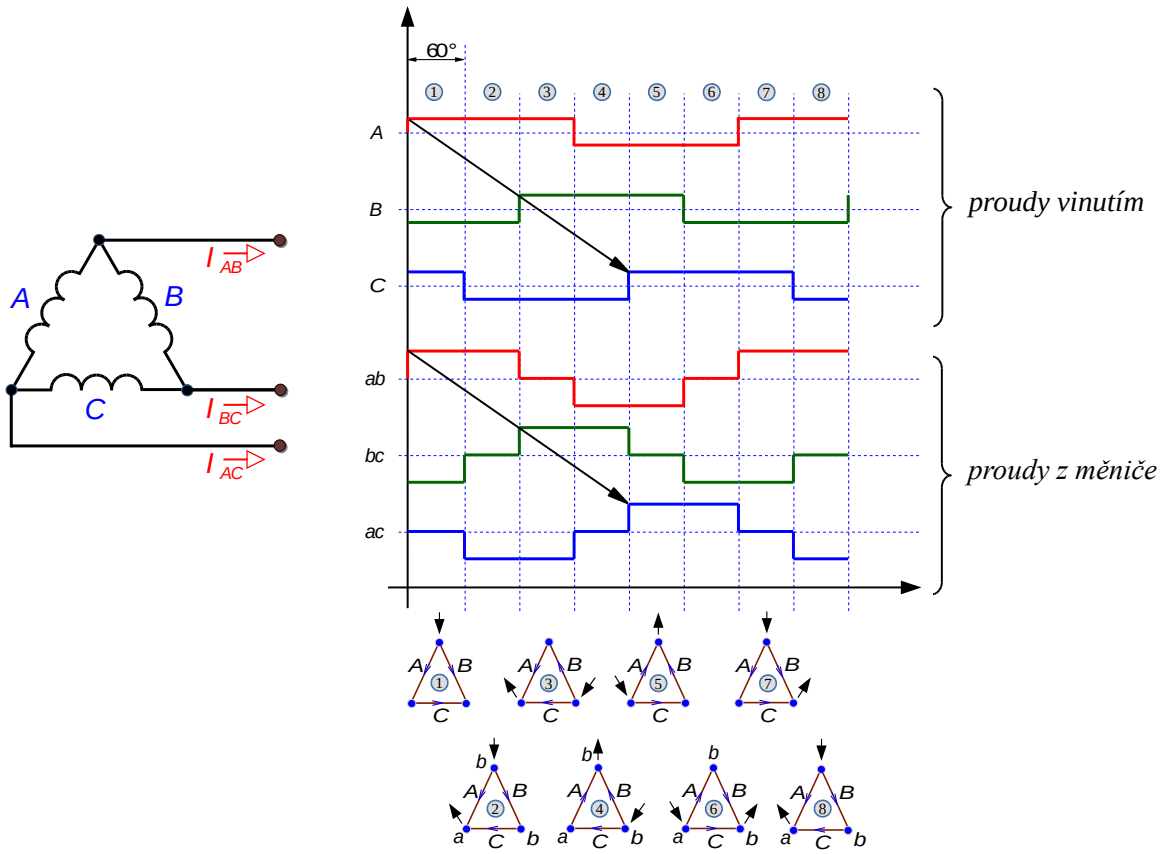
Sledujme fázi *A* a *C*. Na počátku 60° intervalu je celé pásmo fáze *C* pokryté pólem PM. Celé pásmo fáze *A* je v mezeře mezi póly. Protože se rotor pohybuje, postupně se pásmo *C* odkrývá a pásmo *A* přikrývá magnetem. Úbytek momentu a indukovaného napětí od fáze *C* se

kompenzuje odpovídajícím nárůstem od fáze *A*. Tento proces pokračuje, až celé pásmo je přikryté úplně v celém svém rozpětí 60° PM a pásmo fáze *C* je v prostoru mezi PM.

Všimněte se, že pásmo fáze *B* je po celý úhel 120°, který jsme popisovali, pokryté PM. Výhody spojení do trojúhelníku jsou dvě:

- V každém okamžiku mají proud všechny fáze, tj. lepší využití vinutí
- Snížené rozpětí PM ze 180° na 120°, tj. úspora materiálu.

Nevýhodou je vyšší proud při stejném momentu, tj. vyšší ztráty. Proto se používá větší průřez vinutí. To ovšem znamená větší průměr stroje. Nicméně se spojení do D používá častěji.



Obr. 7-11 Průběh proudů vinutím a proudů z měniče.

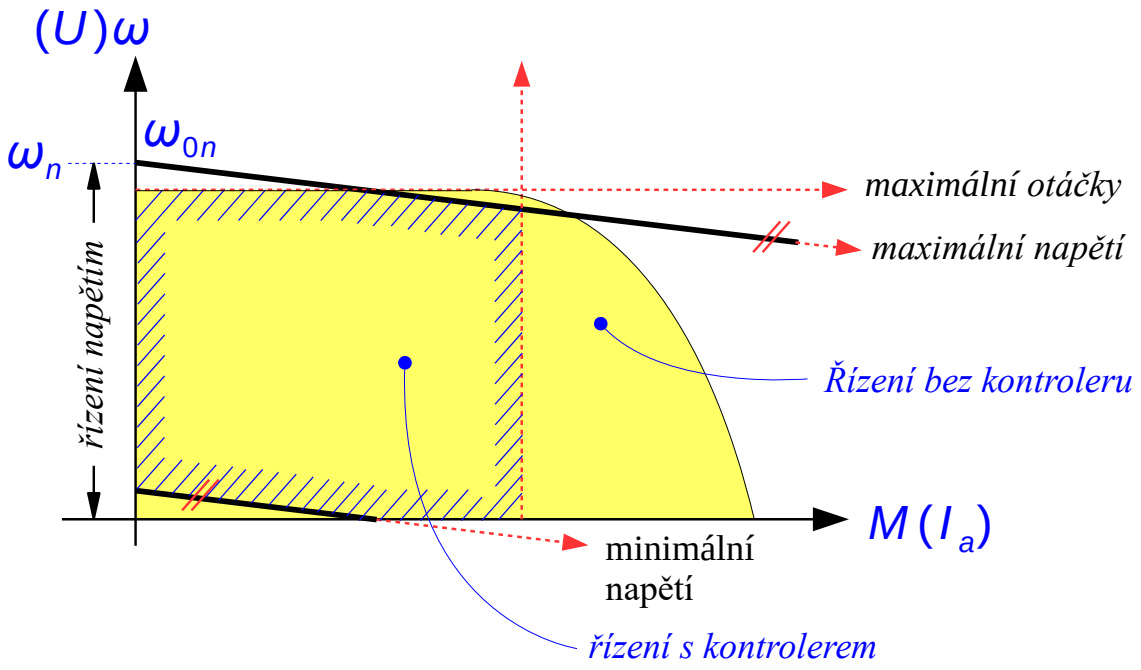
Jak je vidět z obrázků, spínání proudu se děje vždy po 120°. Signál o poloze rotoru stačí jen každých 60°, tj. jen 6 impulzů na otáčku dvojpólového stroje. Proto nejsou požadavky na snímač polohy vysoké.

7.7 Charakteristiky BLDC motoru

Zapojení Y i D mají téměř konstantní moment i indukované napětí. To platí pro konstantní otáčky a proud kotvou. Rovnice jsou stejné jako pro DC stroj. Rychlost stroje se řídí stejně jako u klasického DC stroje – velikostí napětí, které napájí měnič. Nemusíme však mít další

regulovatelný napájecí zdroj, protože lze využít řízení PWM přímo tohoto měniče. Obdobně lze provést i regulaci proudu.

Jedná se o kompaktní, spolehlivý, účinný systém pro pohony. Je s řízením rychlosti a proudu proti přetížení.



Obr. 7-12 Výstupní charakteristiky BLDC motoru. .

Otázky k tomuto tématu:

- *Proč je třeba snížit počet lamel elektronického komutátoru?*
- *Proč musí mít BLDC stroj snímač polohy rotoru?*
- *Lze třífázový stator přepínat Y-D jako u konvenčního asynchronního stroje?*
- *Kolik prvků současně má sepnutý měnič a kolika fázemi vinutí současně teče proud?*



Správné odpovědi na otázky

- *Proč je třeba snížit počet lamel elektronického komutátoru?*

Počet lamel komutátoru je vysoký a pro klasickou konstrukci by to bylo neúnosné. Proto se použije nejmenší možný počet cívek, se kterým stroj ještě může pracovat a to je tři, tj. tři fáze vinutí.

- *Proč musí mít BLDC stroj snímač polohy rotoru?*

Je třeba zabezpečit, aby spínání a vypínání spínačů – tranzistorů – nastávalo ve správném okamžiku, tj. při správné poloze rotoru. Na snímání polohy rotoru se používají různé techniky.

- *Lze třífázový stator přepínat Y-D jako u konvenčního asynchronního stroje?*

Nelze, konfigurace vinutí úzce souvisí s konfigurací magnetů na rotoru a ta je pevně dána a nelze za provozu změnit.

- *Kolik prvků současně má sepnutý měnič a kolika fázemi vinutí současně teče proud?*

Napájecí můstek se řídí tak, že má v každém okamžiku sepnuté jen dva prvky. To platí pro spojení stroje do Y i do D. V zapojení Y teče proud jen dvěma vinutími. V zapojení D proud protéká všemi třemi fázemi – jsou vytvořené dvě paralelní cesty

8 Trojvinuťové transformátory



Předpokládaná časová náročnost: **120 min**



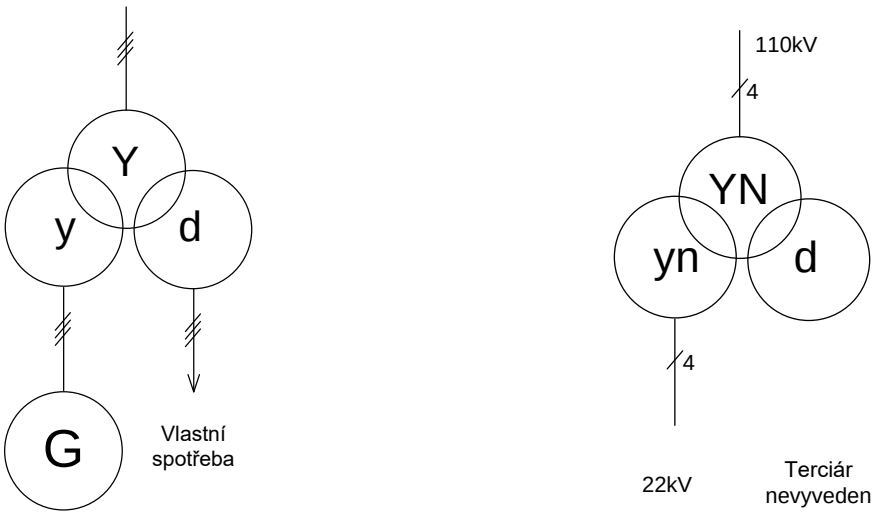
Po prostudování tématu budete:

- *Umět charakterizovat trojvinuťový transformátor a nakreslit jeho schéma zapojení*
- *Umět popsat princip měření napětí nakrátko*
- *Mít přehled o použití trojvinuťových transformátorů*
- *Umět vypočítat reaktance na základě měření nakrátko*
- *Umět nakreslit náhradní schéma a vektorový diagram*
- *Umět vypočítat úbytek napětí při zatížení*

8.1 Úvod

Transformátory mohou mít více než dvě vinutí, přestože tyto dvojvinuťové transformátory jsou nejběžnější. V silnoproudé elektrotechnice se z vícevinuťových transformátorů nejčastěji používají trojvinuťové. Kromě primáru a sekundáru mají ještě terciár.

Většinou se používají v elektrárnách jako blokové transformátory, kdy vývod generátoru napájí přenosovou síť a současně síť vlastní spotřeby. Spojení vinutí mají zpravidla YNd1yn0. Jiné použití je v rozvodně, kdy z distribuční sítě 110kV se napájí síť 22 kV a terciár (často není vyveden na svorky) slouží k symetrizaci odběru. Spojení vinutí je zpravidla YNyn0d1. Většinou jsou to transformátory velkého výkonu.

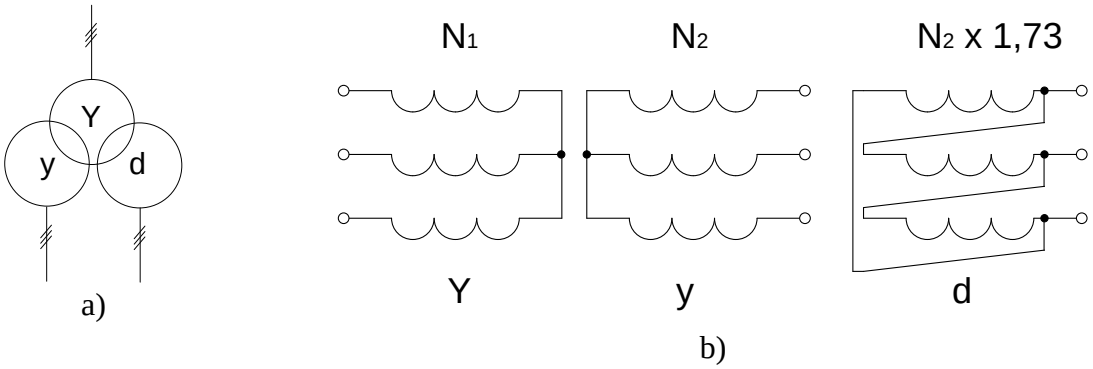


a)

b)

Obr. 8-1 a) Blokový transformátor s vlastní spotřebou b) distribuční transformátor YNyn0d pro sítě 110/22kV (terciár nevyveden)

Používají se také pro napájení měníren – usměrňovačů pro trakci. Zde napájejí dvanáctipulzní usměrňovače.



Obr. 8-2 Transformátor pro dvanáctipulzní usměrňovač Yy0d1

Jedním z příkladů je také zapojení kompenzačního zařízení do sítě. Transformátor slouží k propojení dvou napěťových hladin a terciár slouží k připojení kompenzace.

Při současném zatížení všech třech vinutí na jednom jádře se nejčastěji vyskytuje případ, kdy je jedno vinutí napájené a dvě jsou zatěžována odběrem. Pokud jsou zatížena obě výstupní vinutí, závisí napětí každého z nich nejen na jeho zatížení, ale i na zatížení druhého vinutí. Příčina tohoto jevu spočívá v úbytku napětí na činných odporech a rozptylových reaktancích všech třech vinutí. Abychom mohli analyzovat vlastnosti tohoto zatížení trojvinuťového transformátoru, musíme sestavit náhradní schéma a určit jeho parametry.

Lze to sice udělat postupem jako u dvojvinuťových transformátorů, ale trojvinuťový má několik zvláštností, které je nutné respektovat.

8.2 Výkon jednotlivých vinutí

Všeobecně se zdánlivý výkon dodávaný vstupním vinutím S_1 rovná geometrickému součtu zdánlivých výkonů výstupních vinutí. To platí při zanedbání ztrát.

$$S_{N1} = S_{N2} + S_{N3} \tag{8-1}$$

Výkon vstupního vinutí je buď:

- větší než výstupní výkon každého z výstupních vinutí

$$S_{N1} > S_{N2} \text{ a } S_{N1} > S_{N3} \tag{8-2}$$

- roven výkonu jednoho z nich

$$S_{N1} = S_{N2} \text{ nebo } S_{N1} = S_{N3} \tag{8-3}$$

- roven výkonu obou dvou výstupních vinutí

$$S_{N1} = S_{N2} = S_{N3} \tag{8-4}$$

Je zřejmé, že ve třetím případě nemohou být všechna vinutí zatížena svým jmenovitým výkonem (pokud ovšem nepředpokládáme kapacitní zátěž).

Pokud má vstupní vinutí pracovat se jmenovitým výkonem a obě výstupní vinutí mají stejný charakter zátěže (nebo dokonce stejný účiník), potom platí

$$S_{N1} = S_2 + S_3 \tag{8-5}$$

a teda sekundární a terciární vinutí budou odlehčená.

$$S_2 < S_{N2} \text{ a } S_3 < S_{N3} \tag{8-6}$$

Kromě termínu jmenovitý výkon jednotlivých vinutí používáme v trojvinuťových transformátorech termín typový výkon, který je daný vztahem

$$S_{typ} = \frac{S_{N1} + S_{N2} + S_{N3}}{2} \tag{8-7}$$

Tento typový výkon je důležitý při určování geometrických rozměrů transformátoru. Pokud má transformátor všechna vinutí o výkonu 10MVA, bude typový výkon 15MVA, tj. rozměry a hmotnost bude přibližně stejná jako u dvojvinuťového transformátoru se jmenovitým (i typovým) výkonem 15MVA. Porovnejte, jak je definovaný typový výkon a přenášený výkon u autotransformátorů.

8.3 Jmenovité ztráty

Protože každé kombinaci zatížení jednotlivých vinutí odpovídají jiné ztráty pojem "jmenovité ztráty" není jednoznačný. Je to předmětem zvláštní dohody mezi výrobcem a zákazníkem.

Někdy jsou ztráty uváděné pro každý pár vinutí zvlášť. Pro nestejné výkony jednotlivých vinutí jsou ztráty určené tak, že ve vinutí menšího výkonu se předpokládá jmenovitý proud. Příslušný proud vinutím většího výkonu je pak menší než jmenovitý.

8.4 Napětí nakrátko

Termín napětí nakrátko zavedený u dvojvinuťových transformátorů a shodný s poměrnou impedancí nakrátko by byl u trojvinuťových transformátorů nejednoznačný. Souvisí to zejména s definicí rozptylového toku, který je odlišný pro každou dvojici vinutí.

Proto se napětí nakrátko u trojvinuťových transformátorů určuje tak, že se měří pro tři dvojice vinutí, přičemž jedno vinutí je vždy rozpojené. Které vinutí je napájené a které je zkratované je v tomto případě lhostejné. Zpravidla to uděláme tak, aby to bylo snadno proveditelné.

Tab. Kombinace vinutí při měření

	napájeno	zkratováno	volné	Pozn.
12	1 (2)	2 (1)	3	určíme z_{12}
13	3 (1)	1 (3)	2	určíme z_{13}

23	2 (3)	3 (2)	1	určíme z_{23}

Protože jmenovité výkony jednotlivých vinutí nejsou obecně stejné, musíme při měření a následném výpočtu dodržovat jistá pravidla. Např. přepočet jednotlivých prvků se musí udělat při stejném výkonu. Jinak řečeno, musíme dodržet zásadu stejného vztažného výkonu pro celý transformátor.

Příklad:

Předpokládejme transformátor se jmenovitými výkony $S_{N1}=S_{N2}=10kVA$, $S_{N3}=5kVA$. Z toho vyplývá, že když při měření nakrátko vinutí 1 napájíme, vinutí 2 zkratujeme a vinutí 3 je rozpojené, tak při jmenovitém proudu vinutím 1 teče jmenovitý proud i vinutím 2.

Ale když při měření nakrátko vinutí 1 napájíme, vinutí 3 zkratujeme a vinutí 2 je rozpojené, tak při jmenovitém proudu vinutím 1 by vinutí 3 bylo přetížené, a to na 200%I_{n3}. To by bylo nebezpečné. Z hodnoty napětí nakrátko na primární straně bychom dostali hodnotu poměrné impedance při výkonu 10kVA.

$$z_{13} = \frac{U_{1k}}{U_{1N}}.100 \tag{8-8}$$

Kdybychom naopak napájeli vinutí 3 a zkratovali vinutí 1, tak při jmenovitém proudu vinutím 3 bude vinutím 1 procházet pouze 50%I_{n1}. To sice nebezpečné není, ale je vidět, že naměřené výsledky by se lišily. Z hodnoty napětí nakrátko na primární straně bychom dostali hodnotu poměrné impedance při výkonu 5kVA.

$$z'_{13} = \frac{U'_{1k}}{U_{1N}}.100 \tag{8-9}$$

To ale znamená, že takto naměřená a vypočítaná hodnota celkové poměrné impedance by nebyla při jmenovitém výkonu vinutí 1 S_{N1}=10kVA, ale při jmenovitém výkonu vinutí 3 S_{N3}=5kVA. Abychom dostali hodnoty všech impedancí při stejném výkonu 10kVA, je třeba hodnotu z_{13} přepočítat na S_{N1}=10kVA takto

$$z_{13} = z'_{13}\frac{S_{N1}}{S_{N3}} \tag{8-10}$$

Tímto postupem dostaneme stejnou hodnotu jako při měření prvním způsobem, tj. kdyby vinutím 1 protékal I_{N1} a vinutí 3 by bylo přetížené.

Pokud jsou hodnoty všech takto naměřených impedancí jednotlivých vinutí vztažené na stejný výkon, můžeme z nich vypočítat impedance jednotlivých vinutí (viz dále).

8.5 Impedance a reaktance trojvinuťových transformátorů

Impedance jednotlivých vinutí definujeme jako součet činného odporu vinutí a rozptylové reaktance. V poměrných veličinách to zapíšeme takto:

$$\begin{aligned} z_1 &= r_1 + jx_1 \\ z_2 &= r_2 + jx_2 \end{aligned} \tag{8-11}$$

$$z_3 = r_3 + jx_3$$

kde rozptylové reaktance jsou definované takto

$$\begin{aligned} x_1 &= x_{11} + x_{23} - x_{12} - x_{13} \\ x_2 &= x_{22} + x_{31} - x_{23} - x_{12} \\ x_3 &= x_{33} + x_{12} - x_{13} - x_{23} \end{aligned} \tag{8-12}$$

Hodnoty x_{11}, x_{22} a x_{33} jsou vlastně rozptylové reaktance jednotlivých vinutí a ostatní členy rovnic představují vzájemné reaktance vždy dvou vinutí. Protože všechny reaktance v rovnicích pro x_1, x_2, x_3 jsou na úrovni magnetizačních reaktancí (jsou svojí velikostí porovnatelné s magnetizační reaktancí), museli bychom je vědět velice přesně. Jinak bychom provedli vyčíslení reaktancí x_1, x_2, x_3 s velikou chybou. Abychom totiž určili malé rozptylové reaktance x_1, x_2, x_3 , musíme provádět výpočty a velikými magnetizačními reaktancemi x_{12}, x_{23}, x_{13} (sčítáme a odečítáme od sebe porovnatelně velká čísla).

Proto určení x_1, x_2, x_3 uděláme podobně jako ve dvojvinuťových transformátorech. Rozptylové reaktance x_1, x_2, x_3 získáme měřením nakrátko jako jalové složky impedancí z_1, z_2, z_3. Impedance z_1, z_2, z_3 vypočítáme z hodnot z_{12}, z_{23}, z_{13}, které změříme výše naznačeným postupem, viz tabulka výše.

Proto můžeme napsat, že

$$\begin{aligned} z_{12} &= z_1 + z_2 \\ z_{23} &= z_2 + z_3 \\ z_{13} &= z_1 + z_3 \end{aligned} \tag{8-13}$$

Řešením těchto rovnic dostaneme hodnoty impedancí jednotlivých vinutí

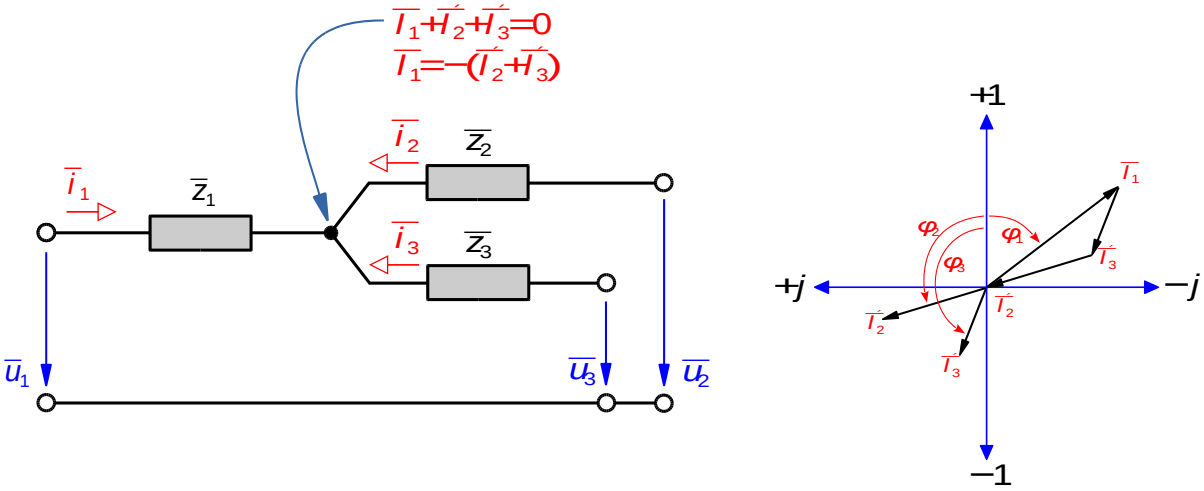
$$\begin{aligned} z_1 &= \frac{1}{2}(z_{12} + z_{13} - z_{23}) \\ z_2 &= \frac{1}{2}(z_{12} + z_{23} - z_{13}) \\ z_3 &= \frac{1}{2}(z_{13} + z_{23} - z_{12}) \end{aligned} \tag{8-14}$$

Jejich činné a jalové složky jsou vyjádřené v rovnicích (8.11).

Ve výše uvedených rovnicích můžeme používat jen takové složky impedance, které byly vztaženy na stejný vztažný výkon, jak bylo vysvětleno výše.

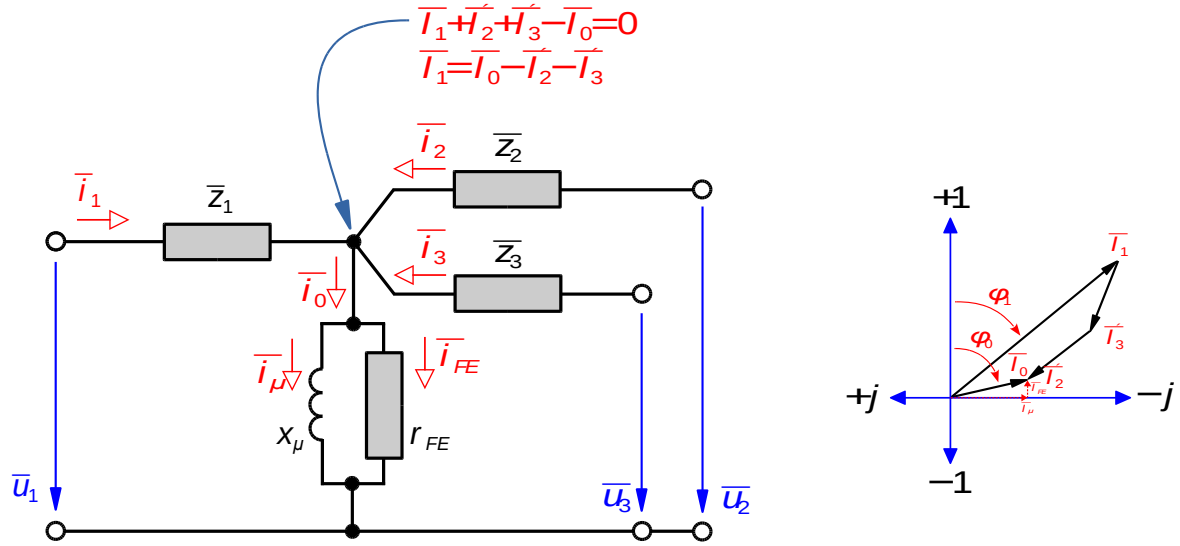
8.6 Náhradní schéma trojvinuťového transformátoru

Náhradní schéma je velmi užitečný nástroj pro řešení výpočtů pro transformátory. Ve velkých transformátorech se nedopustíme velké chyby, když magnetizační reaktanci budeme považovat za nekonečně velikou a zanedbáme magnetizační proud. Ten je totiž v porovnání s jmenovitým proudem velmi malý (jednotky procent).



Obr. 8-3 Náhradní schéma bez příčné větve a fázorový diagram.

Toto náhradní schéma však nevyhovuje pro stav naprázdno, kde se nám právě jedná o určení magnetizačního proudu. Proto podobně jako u dvojvinuťových transformátorů doplníme příčnou větev.



Obr. 8-4 Náhradní schéma s příčnou větví a fázorový diagram.

Parametry náhradního schématu určujeme podobně jako u dvojvinuťových transformátorů, a to měřením činných odporů vinutí Ohmovou metodou, měřením naprázdno a nakrátko s respektováním výše popsaných zásad.

8.7 Měření naprázdno

Stav naprázdno trojvinuťového transformátoru je definovaný tak, že je jedno vinutí napájené a ostatní dvě jsou rozpojená.

Ve stavu naprázdno se proto trojvinuťový a dvojvinuťový transformátor neliší. Napájeným vinutím teče proud naprázdno, který zajišťuje magnetizaci magnetického obvodu (složka I_μ) a ztráty v železe (složka I_{Fe}). Velikost I_0 by byla pro každé vinutí jiná podle toho, kolik má

které vinutí závitů a jaké je jeho jmenovité napětí. Proto by byl při napájení vinutí 1 proud naprázdno I_{10}, při napájení vinutí 2 proud naprázdno I_{20} a při napájení vinutí 3 proud naprázdno I_{30}. Obecně platí, že

$$I_{10} \neq I_{20} \neq I_{30} \tag{8-15}$$

Pokud však tyto proudy vztáhneme k jejich jmenovitým hodnotám, bude poměrná hodnota proudu stejná a transformátor by se magnetizovala stejně jakýmkoliv vinutím

$$i_{10} = \frac{I_{10}}{I_{1N}} = \frac{I_{20}}{I_{2N}} = \frac{I_{30}}{I_{3N}} \tag{8-16}$$

Z měření naprázdno určíme prvky příčné větve náhradního schéma, tj. X_μ a R_{Fe} stejně, jako u dvojvinuťových transformátorů. Velikost těchto prvků v Ohmech se sice liší podle toho, které vinutí bylo zrovna napájené, ale v poměrných hodnotách se jedná o hodnoty stejné pro všechna vinutí.

8.8 Měření nakrátko

Měření nakrátko děláme podle výše uvedených zásad a postupně odměříme hodnoty Z_{12}, Z_{23}, Z_{13} a z jejich velikosti v Ohmech je přepočítáme na poměrné hodnoty.

$$z_{12} = \frac{Z_{12}}{Z_{1N}}.100\ (\%) \tag{8-17}$$
$$z_{13} = \frac{Z_{13}}{Z_{1N}}.100\ (\%)$$
$$z_{23} = \frac{Z_{23}}{Z_{2N}}.100\ (\%)$$

Musíme zajistit, abychom měření

- provedli při stejném jmenovitém výkonu

NEBO

- naměřené hodnoty přepočítali na zvolený vztažný výkon /např. primárního vinutí
- Potom určíme impedance jednotlivých vinutí podle (8.14).

8.9 Určení prvků náhradního schéma

Podle výše uvedeného postupu určíme parametry náhradního schéma. Pracujeme s poměrnými veličinami, vztaženými na jmenovité parametry primárního vinutí. Kontrolu správnosti můžeme udělat tak, že výpočet prvků opakujeme a vztáhneme je na sekundární resp. terciární stranu. Musí vyjít totéž.

8.10 Úbytek napětí na trojvinuťovém transformátoru

Předpokládáme, že napájené vinutí je vinutí 1 a zatěžovaná jsou vinutí 2 a 3. Úbytek napětí Δu se určí podle vztahu

$$\Delta u = \lambda(r.\cos\varphi \ \pm x.\sin\varphi) + \frac{1}{2}\lambda^2(x.\cos\varphi \ \pm r.\sin\varphi)^2 \tag{8-18}$$

přičemž úbytek na sekundárních svorkách Δu_2 se vypočítá pomocí r a x

$$r = r_{12} = r_1 + r_2 \qquad (8\text{-}19)$$
$$x = x_{12} = x_1 + x_2$$

a na terciálních svorkách Δu_3 se vypočítá pomocí r a x

$$r = r_{13} = r_1 + r_3 \qquad (8\text{-}20)$$
$$x = x_{13} = x_1 + x_3$$

Změna zatížení jednoho z výstupních vinutí, např. terciárního, při nezměněném zatížení sekundárního vinutí, změní Δu i na sekundárních svorkách, protože se změnilo celkové zatížení transformátoru. Tím se změnil úbytek napětí na primárních prvcích náhradního schéma.



Otázky k tomuto tématu:

- *Jak se určuje typový výkon trojvinuťového transformátoru?*
- *Jak se u trojvinuťového transformátoru určuje napětí nakrátko?*
- *Reaktance x_{11}, x_{23}, … atd. jsou svojí velikostí podobné rozptylové nebo magnetizační reaktanci?*
- *Jak je definovaný stav naprázdno u trojvinuťového transformátoru?*



Správné odpovědi na otázky

- *Jak se určuje typový výkon trojvinuťového transformátoru?*

Typový výkon je roven polovině součtu jmenovitých výkonů všech vinutí.

- *Jak se u trojvinuťového transformátoru určuje napětí nakrátko?*

Napětí nakrátko se u trojvinuťových transformátorů určuje tak, že se měří pro tři dvojice vinutí, přičemž jedno vinutí je vždy rozpojené. Které vinutí je napájené a které je zkratované je v tomto případě lhostejné. Zpravidla to uděláme tak, aby to bylo snadno proveditelné.

- *Reaktance x_{11}, x_{23}, … atd. jsou svojí velikostí podobné rozptylové nebo magnetizační reaktanci?*

Tyto reaktance jsou podobně veliké jako magnetizační reaktance.

- *Jak je definovaný stav naprázdno u trojvinuťového transformátoru?*

Stav naprázdno trojvinuťového transformátoru je definovaný tak, že je jedno vinutí napájené a ostatní dvě jsou rozpojená.

9 Autotransformátory



Předpokládaná časová náročnost: **60 min**



Po prostudování tématu budete:

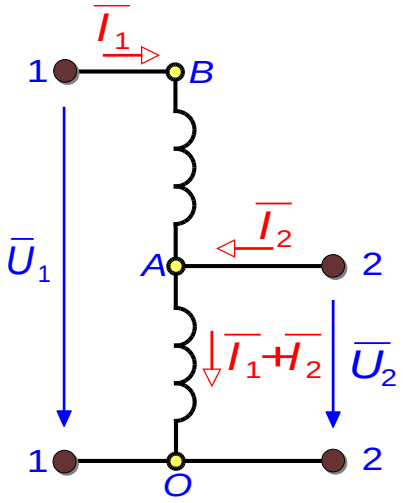
- *Umět charakterizovat možnosti úspory autotransformátoru v porovnání s transformátorem*
- *Umět popsat princip činnosti autotransformátoru*
- *Mít přehled o typovém, průchozím a galvanicky přeneseném výkonu*
- *Umět nakreslit zapojení autotransformátoru s přímým i nepřímým řazením závitů*
- *Umět vypočítat typový výkon autotransformátoru*

9.1 Úvod

U dvojvinuťového transformátoru jsme z rozboru proudů zjistili, že jsou při zatížení primární a sekundární proudy téměř v protifázi. Bylo to vidět i na fázorovém diagramu. Proto se svými magnetizačními účinky kompenzují. Zůstává tam pouze malý magnetizační proud. Obě vinutí jsme uvažovali vinutá ve stejném smyslu.

Nabízí se myšlenka, zda by nebylo možné část vinutí vyššího napětí použít pro druhou stranu, tj. pro nižší napětí. Tím by se ušetřilo vinutí sekundární. Navíc by se ještě dalo využít zmíněné kompenzace obou proudů k úspoře materiálu, protože paralelním vinutím by mohl protékat nižší (rozdílový) proud.

Tato myšlenka lze skutečně realizovat a transformátory pracující na tomto principu se nazývají autotransformátory (ve zkratce ATr). Protože je část vinutí společná pro primár i sekundár, je zda galvanické propojeni (galvanická vazba) a tento ATr proto galvanicky neodděluje oba obvody. Autotransformátor sice stále obsahuje fyzicky dvě vinutí jako transformátor, ta jsou však galvanicky propojena. Schéma jednofázového autotransformátoru je na obr. (9-1).



Obr. 9-1 Schéma jednofázového snižovacího autotransformátoru s přímým řazením závitů.

Zátěž je připojena v případě snižovacího transformátoru ke svorkám 2-2, zdroj ke svorkám 1-1. Stejné zapojení je však možné používat i opačně, tj. jako zvyšovací transformátor.

Svorky 1-1 strany vyššího napětí jsou připojeny k bodům 0-B vinutí a svorky 2-2 k bodům 0-A vinutí. Vinutí mezi body A-B označujeme jako sériové vinutí, vinutí mezi body 0-A jako paralelní vinutí. Sériovým vinutím prochází proud I_1, paralelním vinutím proud $I_1 + I_2$, který je však menší, než větší z obou proudů. V případě snižovacího transformátoru je to proud menší než I_2.

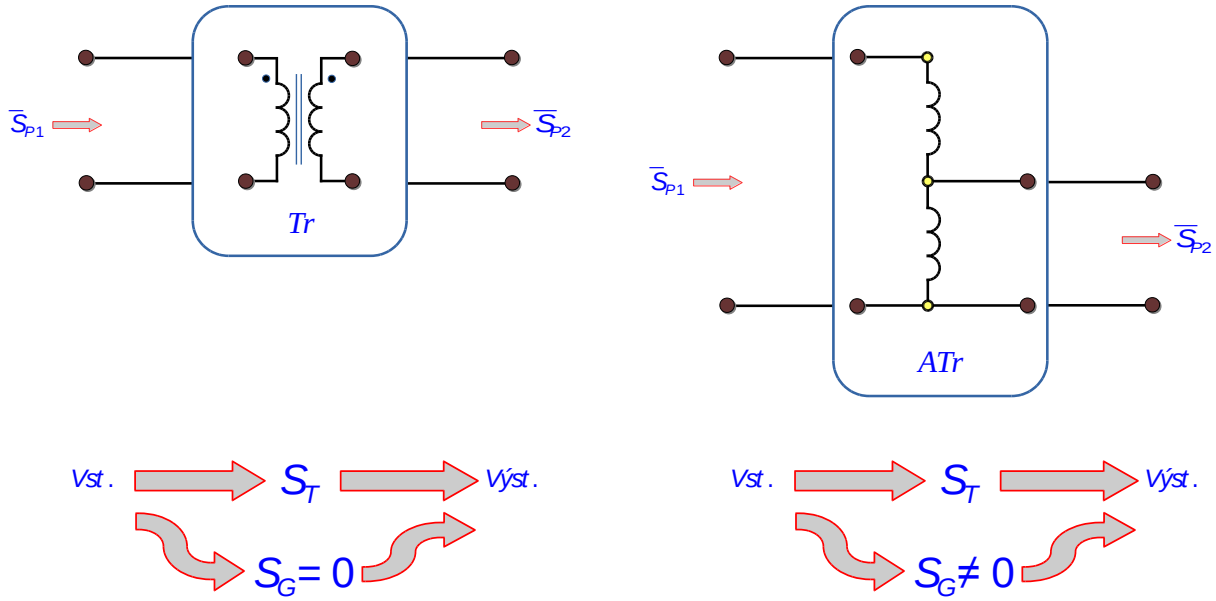
Rovnice popisující chování ATr jsou sice složitější než u transformátoru, ale opět z nich lze sestavit náhradní schéma ve stavu T-článku a nakreslit vektorové diagramy jako pro transformátor dvojvinuťový.

Pokud zanedbáme ztráty, tak byl výkon vstupující do transformátoru (Tr) též výkonem transformovaným a na výstupní straně napájel tentýž výkon zátěž. Tento výkon je proto výkonem jmenovitým a také typovým výkonem transformátoru, transformátor s tímto výkonem je schopen pracovat trvale. Někdy se tento výkon označuje též jako průchozí výkon.

U ATr je situace poněkud složitější. Opět zanedbáme ztráty, takže vstupující výkon se musí rovnat výkonu vystupujícímu. To je výkon jmenovitý či průchozí. Autotransformátor však jednu část výkonu transformuje a přenáší do druhého vinutí transformační vazbou. Druhá část výkonu je na výstup přenesena galvanickou vazbou, tj. propojením obou vinutí. Na této druhé části se transformace výkonu nepodílí.

Poměr obou částí výkonů, tj. transformovaného a galvanicky přeneseného, je závislý na převodu transformátoru. Pokud by byl převod k=1, tj. bod A by splynul s bodem B, přecházel by veškerý výkon přímo galvanicky a transformovaný výkon by byl nulový.

Situaci znázorňuje obrázek (9-2).



Obr. 9-2 Tr a ATr, průchozí, transformační a galvanicky přenesený výkon.

9.2 Zdánlivé výkony autotransformátoru

Budeme pracovat se zdánlivými výkony

$$\bar{S} = \bar{U}\bar{I}^* \tag{9-1}$$

Zavedeme si následující značení.

$\overline{S_P}$ - Výkony na svorkách ATr jsou průchozí výkony $\overline{S_P}$, a to je celkový výkon přenášený autotransformátorem.

$\overline{S_G}$ - Výkon převedený galvanickou cestou (tj. bez transformace) bude označen $\overline{S_G}$.

$\overline{S_T}$ - Výkon skutečně transformovaný ze sériového vinutí do paralelního (a opačně). Je zřejmé, že tento výkon (resp. maximální provozní velikost tohoto výkonu) je důležitá pro dimenzování transformátoru a určuje tzv. typovou velikost ATr. Proto se také někdy výkon $\overline{S_T}$ označuje jako výkon typový.

1, 2 – příslušnost výkonu ke svorkám

9.3 Úspora velikosti autotransformátoru

Zabývejme se nyní dosažitelnou úsporou v typové velikosti ATr ve srovnání s normálním dvojvinuťovým transformátorem. Podle výše uvedeného schéma zapojení ATr a podle uvedených kladných napětí a proudů vyjádříme v následujících rovnicích jednotlivé výkony a vztahy mezi nimi. Pro zjednodušení zanedbáme veškeré ztráty, rozptyl a magnetizační proud. Hledanou mírou úspory je poměr výkonu typového a průchozího.

$$\frac{\overline{S_T}}{\overline{S_P}} \tag{9-2}$$

Čím vyšší bude průchozí výkon transformátoru při současně jeho co nejmenším typovém výkonu, tím bude úspora vyšší.

Protože zanedbáváme ztráty, musí platit následující rovnosti

$$\overline{S_{1P}} + \overline{S_{2P}} = 0 \quad (9\text{-}3)$$
$$\overline{S_{1T}} + \overline{S_{2T}} = 0 \quad (9\text{-}4)$$
$$\overline{S_{1G}} + \overline{S_{2G}} = 0 \quad (9\text{-}5)$$

Průchozí výkon se skládá ze dvou částí, tj. výkonu transformovaného a galvanicky přeneseného.

$$\overline{S_{1P}} = \overline{S_{1T}} + \overline{S_{1G}} \quad (9\text{-}6)$$
$$\overline{S_{2P}} = \overline{S_{2T}} + \overline{S_{2G}} \quad (9\text{-}7)$$

Průchozí výkon pro jednu fázi vyjádříme fázovým napětím a komplexně sdruženým proudem

$$\overline{S_{1P}} = \overline{U_1}\overline{I_1^*} \quad (9\text{-}8)$$
$$\overline{S_{2P}} = \overline{U_2}\overline{I_2^*} \quad (9\text{-}9)$$

Typový výkon na vstupní straně 1 vypočítáme jako výkon sériového vinutí. To je součin napětí na vinutí a procházejícího proud. Napětí na vinutí je rozdíl vstupního napětí U_1 a výstupního napětí U_2.

$$\overline{S_{1T}} = (\overline{U_1} - \overline{U_2})\overline{I_1^*} \quad (9\text{-}10)$$

Tento výkon se transformuje do paralelního vinutí jako výkon S_{T2}. Vyjádříme jej opět napětím na paralelním vinutí a proudem, procházejícím paralelním vinutím, tj. I_1+I_2.

$$\overline{S_{2T}} = \overline{U_2}\,.\left(\overline{I_1^*} + \overline{I_2^*}\right) \quad (9\text{-}11)$$

Výkon přenášený přímo, tj. galvanicky, bude podle (9-6) a (9-7) rozdílem výkonu průchozího a typového

$$\overline{S_{1G}} = \overline{S_{1P}} - \overline{S_{1T}} = \overline{U_1}\overline{I_1^*} - (\overline{U_1} - \overline{U_2})\overline{I_1^*} = \overline{U_2}\overline{I_1^*} \quad (9\text{-}12)$$
$$\overline{S_{2G}} = \overline{S_{2P}} - \overline{S_{2T}} = \overline{U_2}\overline{I_2^*} - \overline{U_2}\,.\left(\overline{I_1^*} + \overline{I_2^*}\right) = -\overline{U_2}\overline{I_1^*} \quad (9\text{-}13)$$

Výkon přenášený galvanicky je tedy dán menším napětím a nižším proudem. Vždy platí pro absolutní hodnoty (velikosti)

$$S_G < S_P \quad (9\text{-}14)$$

Poměr absolutních hodnot (velikostí) typového a průchozího výkonu lze nyní vyjádřit pomocí napětí nebo pomocí proudů rovnicí

$$\frac{S_T}{S_P} = \frac{S_{2T}}{S_{2P}} = \frac{|\overline{U_1} - \overline{U_2}|}{U_1} = \frac{\left|\overline{I_1^*} + \overline{I_2^*}\right|}{I_2} \quad (9\text{-}15)$$

Protože napětí mají stejnou fázi, je

$$|\overline{U_1} - \overline{U_2}| = U_1 - U_2 \quad (9\text{-}16)$$

Naopak proudy $\overline{I_1}\,a\,\overline{I_2}$ jsou v protifázi, takže

$$\left|\overline{I_1^*} + \overline{I_2^*}\right| = I_2 - I_1 \quad (9\text{-}17)$$

protože

$$I_2 > I_1 \tag{9-18}$$

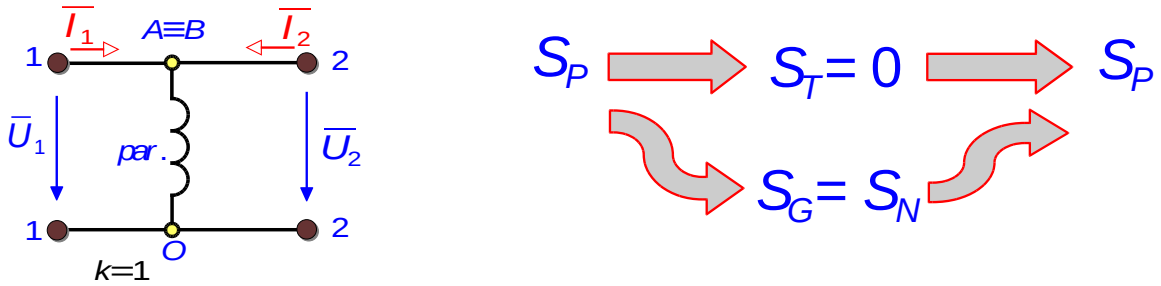
Takže jako prakticky použitelný výsledek lze napsat, že

$$\frac{S_T}{S_P} = \frac{U_1 - U_2}{U_1} = \frac{I_2 - I_1}{I_2} \tag{9-19}$$

což je po úpravě

$$S_T = S_P \frac{U_1 - U_2}{U_1} = S_P \frac{I_2 - I_1}{I_2} \tag{9-20}$$

Z výsledku vyplývá, že použitím ATr dosáhneme tím větší úspory, čím bude transformační poměr bližší jedničce. Je přitom jedno, jestli napětí zvyšujeme nebo snižujeme. Typový výkon klesá na nulu, pokud je transformační poměr k=1. V tomto případě se žádný výkon netransformuje a vše se jen přenáší galvanickou cestou.

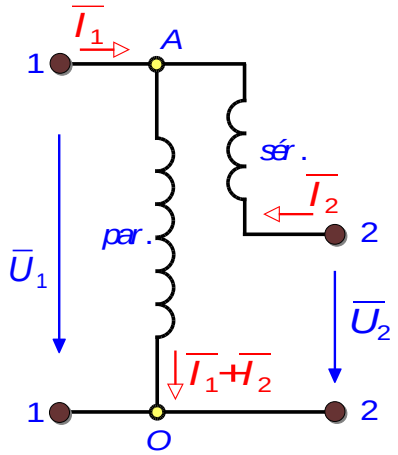


Obr. 9-3 ATr pro k=1.

Pro větší transformační poměry než k=4 je již dosažitelná úspora na typové velikosti ATr malá a navíc bývá galvanické spojení často nežádoucí. Pak je vhodné použít běžného dvojvinuťového transformátoru.

9.4 Autotransformátor s protiřazením závitů

Kromě transformátoru s přímým řazením závitů existuje i zapojení s nepřímým řazením závitů. U přímého řazení závitů sériové vinutí zvyšuje napětí paralelního vinutí. U nepřímého řazení závitů sériové vinutí napětí paralelního vinutí naopak snižuje.



Obr. 9-4 Schéma jednofázového snižovacího autotransformátoru s nepřímým řazením závitů.

Analýzu provedeme podobně. Platí tady totiž stejné rovnice (9-3)-(9-9). Typový výkon na straně 1 v paralelním vinutí vypočteme opět jako součin napětí na vinutí a proudu vinutím, tj.

$$\overline{S_{1T}} = \overline{U_1} \,.\, \left(\overline{I_1^*} + \overline{I_2^*}\right) \tag{9-21}$$

Typový výkon v sériovém vinutí bude součin napětí na sériovém vinutí a proudu sériového vinutí

$$\overline{S_{2T}} = -(\overline{U_1} - \overline{U_2})\overline{I_2^*} = (\overline{U_2} - \overline{U_1})\overline{I_2^*} \tag{9-22}$$

Výkon přenášený galvanickou cestou bude dán opět rozdíly

$$\overline{S_{1G}} = \overline{S_{1P}} - \overline{S_{1T}} = \overline{U_1}\overline{I_1^*} - \overline{U_1} \,.\, \left(\overline{I_1^*} + \overline{I_2^*}\right) = -\overline{U_1}\overline{I_2^*} \tag{9-23}$$

$$\overline{S_{2G}} = \overline{S_{2P}} - \overline{S_{2T}} = \overline{U_2}\overline{I_2^*} - (\overline{U_2} - \overline{U_1})\overline{I_2^*} = \overline{U_1}\overline{I_2^*} \tag{9-24}$$

Velikost galvanicky přeneseného výkonu je dána součinem vyššího napětí a vyššího proudu. Proto je

$$S_G > S_P \tag{9-25}$$

Poměr typového a průchozího výkonu je

$$\frac{S_T}{S_P} = \frac{S_{2T}}{S_{2P}} = \frac{|\overline{U_2} - \overline{U_1}|}{U_2} = \frac{\left|\overline{I_1^*} + \overline{I_2^*}\right|}{I_1} \tag{9-26}$$

Protože napětí mají stejnou fázi, je

$$|\overline{U_1} - \overline{U_2}| = U_1 - U_2 \tag{9-27}$$

Naopak proudy $\overline{I_1} a \, \overline{I_2}$ jsou v protifázi, takže

$$\left|\overline{I_1^*} + \overline{I_2^*}\right| = I_2 - I_1 \tag{9-28}$$

protože

$$I_2 > I_1 \tag{9-29}$$

Takže jako závěrečný výsledek lze napsat, že

$$\frac{S_T}{S_P} = \frac{U_1 - U_2}{U_2} = \frac{I_2 - I_1}{I_1} \tag{9-30}$$

což je po úpravě

$$S_T = S_P \frac{U_1 - U_2}{U_2} = S_P \frac{I_2 - I_1}{I_1} \tag{9-31}$$

Při stejném převodovém poměru je tedy zapojení s protiřazením méně výhodné, než zapojení s přímým řazením. Navíc má větší Joulovy ztráty ve vinutí. S tímto zapojením se setkáme snad jen u autotransformátorů, které vznikly přepojením z běžného dvojvinuťového transformátoru.



Otázky k tomuto tématu:

- *Jak se může snížit cena autotransformátoru v porovnání s transformátorem?*
- *Čím je dána velikost úspory?*
- *Pro jaký převod se ještě vyplatí realizovat místo transformátoru autotransformátor?*
- *V čem je výhoda a nevýhoda autotransformátoru s protiřazením závitů?*



Správné odpovědi na otázky

- *Jak se může snížit cena autotransformátoru v porovnání s transformátorem?*

Je možné část vinutí vyššího napětí použít pro druhou stranu, tj. pro nižší napětí. Tím se ušetří vinutí sekundární. Navíc se ještě využívá kompenzace obou proudů k úspoře materiálu, protože paralelním vinutím protéká nižší (rozdílový) proud.

- *Čím je dána velikost úspory?*

Mírou úspory je poměr výkonu typového a průchozího.

- *Pro jaký převod se ještě vyplatí realizovat místo transformátoru autotransformátor?*

Pro větší transformační poměry než k=4 je již dosažitelná úspora na typové velikosti ATr malá a navíc bývá galvanické spojení často nežádoucí. Pak je vhodné použít běžného dvojvinuťového transformátoru.

- *V čem je výhoda a nevýhoda autotransformátoru s protiřazením závitů?*

Výhodou je možnost vytvoření ATr s nepřímým řazením závitů přepojením konvenčního Tr. Dosáhneme tím vyššího průchozího výkonu ATr v porovnání s Tr. Nevýhodou jsou vyšší ztráty ve vinutí v porovnání s přímým řazením závitů.

10 Transformátory pro neharmonickou zátěž



Předpokládaná časová náročnost: **60 min**



Po prostudování tématu budete:

- *Umět charakterizovat ztráty v transformátoru pro nelineární zátěž*
- *Umět popsat princip navýšení ztrát v konstrukčních částech transformátoru vlivem harmonických složek*
- *Mít přehled o použití K-rated transformátorů a umět definovat K-faktor*
- *Umět navrhnout doporučení pro konstrukci nových transformátorů a určit ekvivalentní výkon stávajících transformátorů s k=1*
- *Umět navrhnout použití HMT transformátorů*

10.1 Úvod

Jedním z vedlejších efektů trendu zvyšující se energetické účinnosti je zvýšení podílu neharmonického proudu v energetických sítích. To je následkem masivního používání polovodičové elektroniky nejen v průmyslových, ale stále častěji i v obytných objektech.

Proto dochází k dramatickému nárůstu ztrátového výkonu suchých i olejových transformátorů vlivem velkého obsahu harmonických složek zatěžovacího proudu. Běžně se přesahuje koeficient obsahu harmonických proudu 5%, což je limit stanovený pro "obvyklé pracovní podmínky". Vyšší harmonický obsah v zatěžovacím proudu těchto transformátorů způsobuje vyšší ztráty vlivem vířivých proudů ve vinutích. V konstrukčních částech se projevují také vyšší přídavné ztráty, a to vlivem rozptylového toku. A konečně ztráty v magnetickém jádře jsou úměrné kmitočtu (hysterezní ztráty) a kvadrátu kmitočtu (vířivé proudy).

Všechny tyto efekty proto vedou k nárůstu ztrát. Tím dochází ke zvýšení teploty aktivních částí transformátoru a tím k dalšímu nárůstu ztrát ve vodičích, tentokrát vlivem zvýšeného odporu vinutí. Proto nadměrné zatížení harmonickými proudy snižuje účinnost transformátoru.

Je třeba odlišit přístup k suchým a olejovým transformátorům. Normy předepisují postup výpočtu zvýšených ztrát pro

- stávající transformátory, které původně nebyly navrženy pro napájení neharmonických obvodů

- nové transformátory. Doporučují, jak navrhovat transformátory nové pro nelineární zátěže. Nejedná se však o transformátory určené pro speciální aplikace, např. pro pro napájení měničů a usměrňovačů.

Normy byly zaváděny již v 80.létech minulého století. Od té doby se podíl neharmonických zdrojů v síti (a tím i neharmonické zatížení) mnohonásobně zvýšil. Proto se určuje

- K-faktor transformátoru a přiřazuje se vhodný transformátor k napájení té které zátěže
- Snižuje se jmenovitý výkon stávajících transformátorů, aby nedocházelo k jejich přetěžování, zvýšenému tepelnému namáhání a tím zkracování jejich životnosti
- Nové transformátory se navrhují již s integrovanými konstrukčními úpravami, aby neharmonická zatížení zvládaly lépe

10.2 Přehled ztrát v transformátoru

Ztráty v transformátoru dělíme na

- Ztráty naprázdno (ΔP_0)
- Ztráty při zatížení (nakrátko, ΔP_k)
- Součet obou ztrát jsou ztráty celkové ($\Delta P \quad = \Delta P_0 + \Delta P_k$)

Ztráty nakrátko dělíme na $\Delta P_k = \Delta P_j + \Delta P_d$

- složku ztrát ve vinutí (Joulovy, ΔP_j)
- přídavné ztráty (ΔP_d). Tyto se určují jako rozdíl ztrát nakrátko naměřených a vypočtených ztrát ve vinutí na základě DC odporu a procházejícího proudu.

Přídavné ztráty jsou ztráty rozptylovým tokem ve vinutí, jádru, stahovací konstrukci jádra, magnetického stínění jádra, ve stěnách krytu nebo nádoby atd. To znamená, že přídavné ztráty se rozdělují na $\Delta P_d = \Delta P_{EC} + \Delta P_{OSL}$

- přídavné ztráty ve vinutí (ΔP_{EC})
- přídavné ztráty v jiných částech než je vinutí (ΔP_{OSL}).

Přídavné ztráty ve vinutí zahrnují ztráty ve vodiči v důsledku cirkulujících proudů mezi permutovanými vodiči nebo paralelními větvemi vinutí

$$\Delta P_k = \Delta P_j + \Delta P_{EC} + \Delta P_{OSL} \qquad (10\text{-}1)$$

10.3 Navýšení přídavných ztrát ve vinutí transformátoru

Harmonické proudy dramaticky zvyšují přídavné ztráty v transformátoru. Navýšení ztrát je dáno vztahem

$$\Delta P_{EC} = \Delta P_{EC-1} \sum_{h=1}^{h_{max}} I_h^2 \, h^2 \tag{10-2}$$

kde je ΔP_{EC} – celkové ztráty od vířivých proudů ve vinutí

ΔP_{EC-1} – ztráty od vířivých proudů základní harmonické (např. 50Hz)

I_h - rms hodnota proudu od harmonické řádu h

h – řád harmonické

Konstrukce vodiče primárního a sekundárního vinutí nemusí být stejná, zejména pokud se jedná o transformátor s velkým převodem. Pak je třeba ztráty počítat v každém vinutí zvlášť. Například vinutí VN 22kV bude zhotoveno profilovým vodičem 2x3mm a vinutí sekundární NN=0,69kV, které je na vysoký proud I_2=1250A, bude provedeno permutovaným vodičem.

10.4 Navýšení ostatních přídavných ztrát v transformátoru

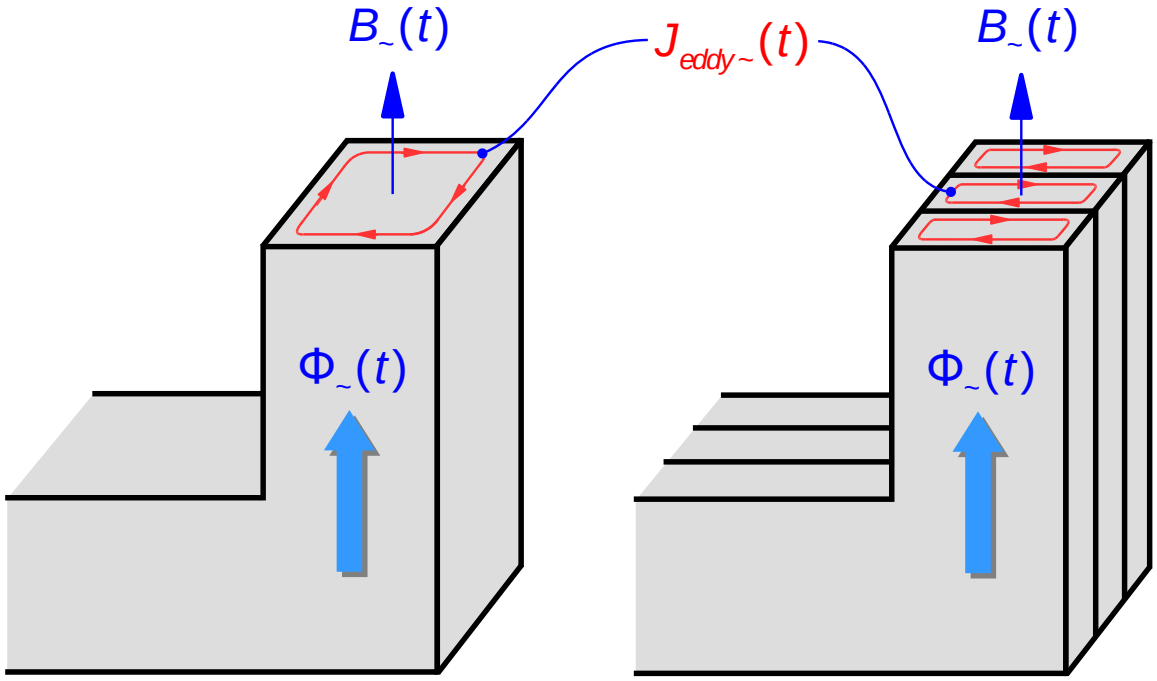
Proti ztrátám vířivými proudy v jádru děláme několik protiopatření. Jednak se železo určené pro plechy leguje křemíkem. Tím se zvýší rezistivita na hodnotu asi

$$\rho_{FeSi} = 0{,}46 \frac{\Omega mm^2}{m} = 4{,}6.10^{-7} \frac{\Omega}{m} \tag{10-3}$$

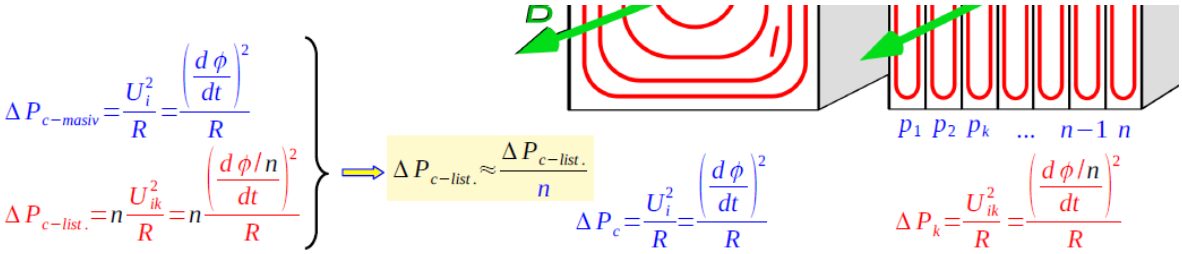
V porovnání s elektrovodnou mědí, která má

$$\rho_{Cu} = 0{,}0178 \frac{\Omega mm^2}{m} = 0{,}178.10^{-7} \frac{\Omega}{m} \tag{10-4}$$

je to asi 25x více.



Obr. 10-1 Schéma vzniku vířivých proudů v jádře.



Obr. 10-2 Přibližný odhad poklesu ztrát vlivem rozdělení na izolované plechy.

Ostatní přídavné ztráty v jádru, svorkách a konstrukčních částech se také zvýší s druhou mocninou zatěžovacího proudu. Tyto ztráty se však nezvyšují s druhou mocninou frekvence, jako u vinutí. Ztráty vířivými proudy v přípojnicích a konstrukčních částech se zvyšují s exponentem kmitočtu (tj. řádem harmonické) jen asi 0,8.

$$\Delta P_{OSL} = \Delta P_{OSL-R} \sum_{h=1}^{h_{max}} \frac{I_h^2}{I_R^2} h^{0,8} \tag{10-5}$$

kde je I_R rms hodnota základního proudu pro jmenovitou frekvenci a jmenovité zatěžovací podmínky

Účinky těchto ztrát se liší také v závislosti na typu transformátoru. Např. nárůst teploty v konstrukčních částech mimo vinutí nebude tak kritický pro transformátory suché. Tyto ztráty však jsou naopak velmi důležité pro transformátory olejové, neboť přispívají k dodatečnému ohřevu oleje a tím mají i vliv na teplotu hot-spotu v konstrukčních částech transformátoru. Olej totiž tvoří jediné chladící médium a to je společné jak pro vinutí, tak pro jádro a další konstrukční prvky transformátoru.

10.5 DC složka zatěžovacího proudu

Zatěžovací proud může obsahovat DC složku. Tento malý DC proud jen mírně zvýší ztráty v jádře transformátoru, ale zvýší podstatně magnetizaci a tím se podstatně zvýší hluk jádra transformátoru. Pokud jsou DC proudy malé vzhledem k magnetizačnímu proudu transformátoru, neprojevují se nijak rušivě. Pokud je velikost DC proudu porovnatelná s magnetizačním proudem, může již velmi nepříznivě ovlivnit chování transformátoru. Může způsobit nasycení jádra, jeho přehřívání a zejména nepříjemné jsou rozptylové toky, které způsobují ztráty v nejrůznějších konstrukčních prvcích.

10.6 Vzestup teploty oleje

U olejových transformátorů se zvyšuje teplota oleje. Na rozdíl od suchých transformátorů (kde se uvažují pouze přídavné ztráty ve vinutí (ΔP_{EC}) je třeba přičíst navíc i ztráty vznikající mimo vinutí (ΔP_{OSL}), protože i tyto ztráty se chladí tím samým olejem.

10.7 Ekvivalentní výkon transformátoru

Předpokládá se, že transformátor je schopen dodávat zatěžovací proud jakéhokoli spektra pro nelineární zátěž za předpokladu, že celkové ztráty, ztráty při zatížení v žádném vinutí a hustota ztrát v oblasti nejvyšších vířivých proudů nepřekračují úrovně pro plné zatížení při jmenovité frekvenci a sinusovém zatížení. Pak se jedná o ekvivalentní zatížení transformátoru, které způsobí jeho stejné tepelné namáhání jako zatížení harmonickým (zřejmě však přípustným vyšším) proudem.

Efektivní hodnota neharmonického proudu je dána vztahem

$$I = \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{max}} I_h^2} \tag{10-6}$$

Například transformátor může pracovat s harmonickým proudem 100A. Pro neharmonické zatížení proudem určitého spektra však již jeho teploty dosáhnou hraničních hodnot pro proud 80A. Proto se jedná o ekvivalentní zatížení již při této (nižší) hodnotě proudu. Pro jiné spektrum harmonických se pravděpodobně bude jednat i o jinou hodnotu ekvivalentního zatížení.

10.8 Definice K-faktoru

Problémy s nárůstem oteplení donutily výrobce transformátorů k vytvoření robustnějších konstrukcí, které mohou zvládnout vyšší harmonické ztráty. V rámci normalizace byl přijat poměrný systém, známý jako K-faktor. K-faktor respektuje nárůst ztrát od vířivých proudů a je definován takto

$$K = \sum_{h=1}^{h_{max}} i_h^2 \, h^2 \tag{10-7}$$

kde je i_h - poměrná hodnota efektivního proudu harmonické složky h. Vztažnou hodnotou je jmenovitý proud transformátoru.

Transformátor s označením příslušného K-faktoru je tedy takový, který lze zatížit na jmenovitou hodnotu proudu při napájení daného nelineárního zatížení. Standardní hodnoty K-faktu jsou 4, 9, 13, 20, 30, 40 a 50.

K=1 pro motory, světla, lineární zátěž

K=4 3. harm max 16% I_n, 7. harm max 7% I_n, 9. harm max 5,5% I_n

K=9 max. 1,6x (K=4)

K=13 max. 2,0x (K=4), hmotnost 1,57x (K=9)

K=20 vyrábí se zřídka, jen pro kritické infrastruktury (nemocnice)

K=50 vývoj na spec. zakázku

Je důležité si uvědomit, že transformátor se zbytečně vysokým K-faktorem sice vyhoví dané aplikaci, ale současně má následující vedlejší dopady. Např. musíme řešit otázky velkého zapínacího proudu a příslušného spínacího a jistícího prvku, vyšší ztráty v magnetickém obvodu (Tr je předimenzován) a větší zástavbové rozměry, hmotnost a cenu.

10.9 Doporučení pro nové transformátory

Pokud je to vhodné, použijeme pro výstupní proud filtr. Je však potřeba věnovat pozornost případné rezonanci některé harmonické s vlastním kmitočtem filtru.

Pokud se vyskytují ve spektru násobky třetích harmonických (3 a 9, popř. 15), mohou se vytvářet proudy netočivé složky. V takovém případě se doporučuje mít nulovou spojku a střední pracovní vodiče až dvojnásobného průřezu.

Pokud je připojeno kompenzační zařízení, je třeba věnovat pozornost opět vzniku rezonance.

Elektrostatické stínění mezi primárem a sekundářem omezuje přenos přechodových dějů mezi vinutími. Současně však je stínění zdrojem přídavných ztrát od vířivých proudů.

Harmonické proudy mohou podstatně zvýšit přídavné ztráty v konstrukčních prvcích. Zvýšení vůlí, použití nemagnetických materiálů namísto měkké oceli, dělení velkých ploch na menší a použití ochranných materiálů sníží ztráty vlivem harmonického proudu v konstrukčních částech.

Pokud je to možné, mělo by být před návrhem transformátoru změřeno spektrum harmonických a na toto spektrum transformátor dimenzovat. Mělo by se uvést, zda je zdroj rušení na primární nebo sekundární straně. Pokud to nelze, měl by mít výrobce alespoň odhad spektra proudu.

Vinutí by mělo být provedeno z permutovaného vodiče pro snížení ztrát vířivými proudy. Nemusí být pravidlem, že vinutí nižšího napětí musí mít nižší teplotu. Záleží totiž na tom, kde je lokalizován nelineární zdroj.

Obsah vyšších harmonických v zatěžovacím proudu je však komplikovanější, a nepůsobí jen zvýšení ztrát v transformátorech. S tím souvisí i přetížení kompenzačních kondenzátorů vyššími harmonickými nebo rezonancí s některou složkou. Dále jsou to přehřáté kabely a další distribuční prvky, které pak mají kratší životnost. Projevuje se také zkreslení napětí (typický je plochý vrchol sinusovky zejména na konci dlouhého vedení nebo v sítích napájených z nouzového rotačního generátoru či UPS), falešné vypínání jističů a ochran, časté poruchy motorů a generátorů, nesprávná činnost PLC či dalších citlivých zařízení.

10.10 HMT transformátory – omezující harmonické složky

Zkratka pochází z anglického názvu Harmonic Mitigating Transformer. Vyráběné K-rated transformátory pracují stejně jako konvenční transformátory, ale jsou „předimenzované“, aby snášely zvýšené ztráty od harmonických – od nelineární zátěže. Jsou zpravidla se zapojením vinutí Yd.

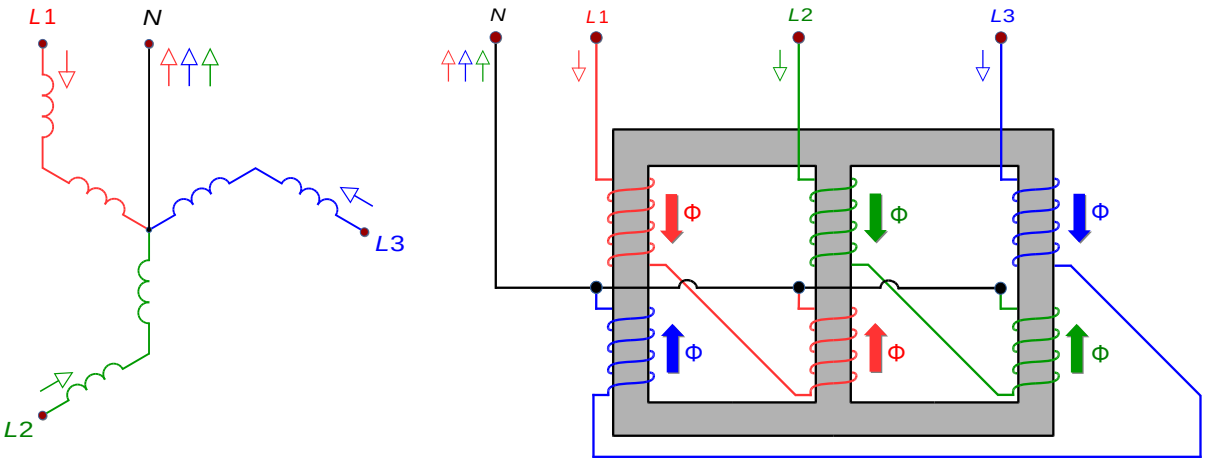
HMT transformátory mají jedno, zpravidla sekundární, vinutí spojené do lomené hvězdy, aby minimalizovali harmonické složky na primární straně a současně omezovali také deformaci napětí na straně sekundární. Transformátor v zapojení Yd, dokonce i ten s vysokým K-faktorem, představuje totiž velkou impedanci pro harmonické od nelineární zátěže. Proto je napětí zkresleno i více než o 8% při již polovičním jmenovitém proudu. Při plném proudu může být zkreslení ještě vyšší.

Proto jsou HMT transformátory navrženy tak, aby měli pro harmonické impedanci malou. Dosáhneme toho tím, že použijeme zapojení vinutí Yz s hodinovým číslem 0 nebo 1 hodina. Toto spojení výrazně omezí netočivou složku. Ta je vytvářena 3., 9., 15 a 21. harmonickou, která „není na svorkách vidět“. Sníží se tím nejen impedance pro harmonické, ale i zkreslení napětí. Tím se sníží i ztráty v transformátoru a v napájených zařízeních.

Pokud bude připojena na stejnou síť dvojice HMT transformátorů, z nichž jeden bude mít spojení Yz0 a druhý Yz1, omezí se navíc ještě 5., 7., 17. a 19 harmonická. Zbývající harmonické se alespoň potlačí.

HMT transformátory mají sice nižší hluk, ale vyšší cenu. Standartně mají totiž K=13, elektrostatické stínění (resp. dokonce dvojité stínění - záleží na konstrukci spojení lomená hvězda) mezi primárem a sekundárem, oteplení ve třídě F, izolace ve třídě 220^{o}C.

Stínění je zpravidla provedeno měděnou fólií, která je uzemněna. Tím se současně nesmí vytvořit závit nakrátko. Proto je fólie zpravidla z jedné strany potažena izolací a ovinutím se vytvoří „spirála“. Stínění odvede šum, rušení a impulzní přepětí do země. Jinak by se přenášely tyto poruchy mezi vinutími.



Obr. 10-3 Působení kompenzace toků v jádře transformátoru s vinutím lomená hvězda.



Otázky k tomuto tématu:

- *Proč se stávající transformátory a kabelová vedení přehřívají?*
- *Kde vznikají přídavné ztráty?*
- *S jakým faktorem K se běžně transformátory vyrábějí?*
- *Pokud máme pochybnosti o velikosti faktoru K, můžeme z preventivní opatrnosti použít transformátor s vyšším K-faktorem?*



Správné odpovědi na otázky

- *Proč se stávající transformátory a kabelová vedení přehřívají?*

Vlivem trendu zvyšující se energetické účinnosti nastalo zvýšení podílu neharmonického proudu v energetických sítích. To je následkem masivního používání polovodičové elektroniky nejen v průmyslových, ale stále častěji i v obytných objektech.

- *Kde vznikají přídavné ztráty?*

Přídavné ztráty jsou ztráty rozptylovým tokem ve vinutí, jádru, stahovací konstrukci jádra, magnetického stínění jádra, ve stěnách krytu nebo nádoby atd.

- *S jakým faktorem K se běžně transformátory vyrábějí?*

K=1, 4, 9, 13, 20, výjimečně 50.

- *Pokud máme pochybnosti o velikosti faktoru K, můžeme z preventivní opatrnosti použít transformátor s vyšším K-faktorem?*

Ano můžeme. Je důležité si však uvědomit, že transformátor se zbytečně vysokým K-faktorem sice vyhoví dané aplikaci, ale současně má následující vedlejší dopady. Např. musíme řešit otázky velkého zapínacího proudu a příslušného spínacího a jistícího prvku, vyšší ztráty v magnetickém obvodu (Tr je předimenzován) a větší zástavbové rozměry, hmotnost a cenu.

11 Tlumivky pro průmyslový kmitočet



Předpokládaná časová náročnost: **90 min**



Po prostudování tématu budete:

- *Umět charakterizovat výkon a ztráty tlumivky*
- *Umět popsat principy pro návrh a volbu velikosti jádra*
- *Mít přehled o výpočtu počtu závitů tlumivky na jádře i vzduchové tlumivky*
- *Umět navrhnout vzduchovou mezeru a korigovat její rozptyl*
- *Umět specifikovat typy plechů a mechanickou konstrukci tlumivky pro jednu fázi i třífázové tlumivky*

11.1 Úvod

V této kapitole se budeme věnovat tlumivkám s železným jádrem, tj. tlumivkám určeným pro síťové aplikace s kmitočtem 50-60Hz. Pokud použijeme kvalitní plechy magnetického obvodu s nízkým ztrátovým číslem a tloušťkou 0,35mm (nebo i tenčí), lze uvedenou konstrukci použít do kmitočtů základní harmonické asi 300-500Hz.

Tlumivka je velmi podobná transformátoru, ale má jen jedno vinutí (někdy s odbočkami). Proto se její chod podobá chodu transformátoru naprázdno. Činný odpor vinutí bývá zanedbatelně malý vzhledem k reaktanci tlumivky, takže tlumivka představuje prakticky téměř pouhou indukčnost. Feromagnetický obvod je přerušen mezerou nebo několika mezerami. Kvůli požadavku na stažení magnetického obvodu musí být mezera vyplněna nemagnetickou vložkou. Tím se zabrání přesycení železa. Velikost mezery má velmi silný vliv na velikost indukčnosti tlumivky.

Reaktor je indukčnost bez magnetického obvodu, tj. vzduchová cívka. Jeho indukčnost musí být konstantní i pro velké proudové přetížení. Proto nelze použít jádro a je třeba vinutí zajistit proti velkým silám.

11.2 Výkon a ztráty tlumivky

Prochází-li vinutím tlumivky proud I, je na vinutí napětí U_t. Zdánlivý výkon tlumivky je

$$S_t = U_t I \text{ (VA)} \qquad (11\text{-}1)$$

Ztráty tlumivky se podobně jako u transformátoru dělí na ztráty v magnetickém obvodu a na ztráty ve vinutí.

Ztráty ve vinutí se určí nejsnáze tak, že Ohmovou metodou pro měření malých odporů stanovíme odpor vinutí a znásobíme to kvadrátem proudu tlumivkou

$$\Delta P_j = R.I^2 \text{ (VA)} \tag{11-2}$$

Tyto ztráty musí být vinutí schopno odvést svým povrchem.

11.3 Základní elektromagnetický návrh tlumivky

Cílem návrhu je určit rozměry magnetického obvodu, počet závitů i průměr vodiče a samozřejmě velikost (resp. i počet) vzduchové mezery. Snažíme se tlumivku mít co nejmenší, tj. nejlevnější a z toho plyne, že okno magnetického obvodu musí být co nejlépe vyplněno vinutím. Kdyby bylo okno vinutí poloprázdné, mohl být magnetický obvod menší a naopak – pokud se do okna požadovaný počet závitů nevejde, musíme použít jádro větší. Jádra i kostry cívek jsou normalizována a vyrábějí se v určitých řadách. Na zakázku a za příplatek lze vyrobit jakékoliv rozměry kostry i magnetického jádra. To se však vyplatí jen u mnohakusové výroby. Proto se snažíme použít kostry cívek i jádra standartní nabídky výrobců.

11.4 Velikost magnetického jádra

Aby byla tlumivka co možná nejmenší, musí být plocha okna jádra určená pro vinutí S_o co nejvíce zaplněna vinutím. Samozřejmě sem je nutné započítat i materiál kostry cívky a nezbytné technologické vůle pro izolace, vývody apod.

$$N = \frac{S_o}{S_{Cu}} k_{Cu}(\text{-}) \tag{11-3}$$

Kde je k_{Cu} koeficient plnění závity, bývá u kulatých vodičů asi 0,74. S_{Cu} je plocha = průřez jednoho vodiče včetně jeho (lakované) izolace.

Lze ukázat, že přibližný průřez sloupku jádra je

$$S_j = \sqrt{\frac{L.I_{max}.I_{rms}}{B_{max}.\sigma.k_{Fe}.k_{Cu}}} \text{ (m}^2\text{;)} \tag{11-4}$$

kde je σ proudová hustota. U tlumivek, kde je malý počet vrstev závitů a tím i výtečné chlazení, může být i kolem 2,0-2,5A/mm^2, u tlumivek, kde je velký počet vrstev závitů, je to i jen 1,1A/mm^2.

Z katalogu vybereme požadovaný tvar jádra a následně jeho požadovanou plochu sloupku, tj. velikost jádra. Výška svazku plechů je zpravidla dána velikostí kostry a pro každou velikost jádra jsou možné zpravidla 2-3 možné výšky svazku plechů.

11.5 Počet závitů

Zpravidla je zadána požadovaná indukčnost a špičkový proud I_{max}, kdy se tlumivka ještě nesmí přesytit. Dále bývá zadán jmenovitý (trvalý) proud I_n. Z proudu lze zjistit maximální použitelná indukce B_{max}, podle kvality a charakteristik zvolených plechů. Bod B_{max} musí ležet

ještě v lineární oblasti charakteristiky a proto mezi spřaženým tokem cívky Ψ, tokem v jádře Φ a proudem I platí přímá úměrnost

$$\Psi = N.\Phi = L.I \text{ (Wb)} \tag{11-5}$$

Pro maximální hodnoty lze rovnici přepsat na tvar

$$N.\Phi_{max} = N.\mathrm{B}_{max}.\mathrm{S}_{Fe} = L.\mathrm{I}_{max} \text{ (Wb)} \tag{11-6}$$

Z toho lze určit počet závitů cívky

$$N = \frac{L.\mathrm{I}_{max}}{\mathrm{B}_{max}.S_{Fe}} \text{ (-)} \tag{11-7}$$

Plechy jsou na povrchu izolované lakem nebo ušlechtilým oxidem, jeho tloušťka nemusí být zanedbatelná. Pak je vhodné respektovat plochu čistého jádra S_{Fe} (bez izolace plechů)

$$\mathrm{S}_{Fe} = \mathrm{S}_j.\mathrm{k}_{Fe} \text{ (m}^2\text{)} \tag{11-8}$$

kde je k_{Fe} koeficient plnění jádra železem, často kolem 0,98. S_j je pak plocha skutečného magnetického jádra, tj. plocha čistého železa + celková tloušťka povrchové izolace všech plechů.

Nyní, když již máme určeno jádro i počet závitů, můžeme stanovit průměr vodiče S_{Cu}. To uděláme pomocí rovnice (11-3).

11.6 Vzduchová mezera

Celková magnetická vodivost je určena v podstatě právě jen vodivostí vzduchové mezery. Úbytek magnetického napětí na použitém jádře lze obvykle zanedbat. Z použitého typu magnetického jádra známe střední délku siločáry podél magnetického obvodu l_{Fe} a relativní permeabilitu materiálu μ_r.

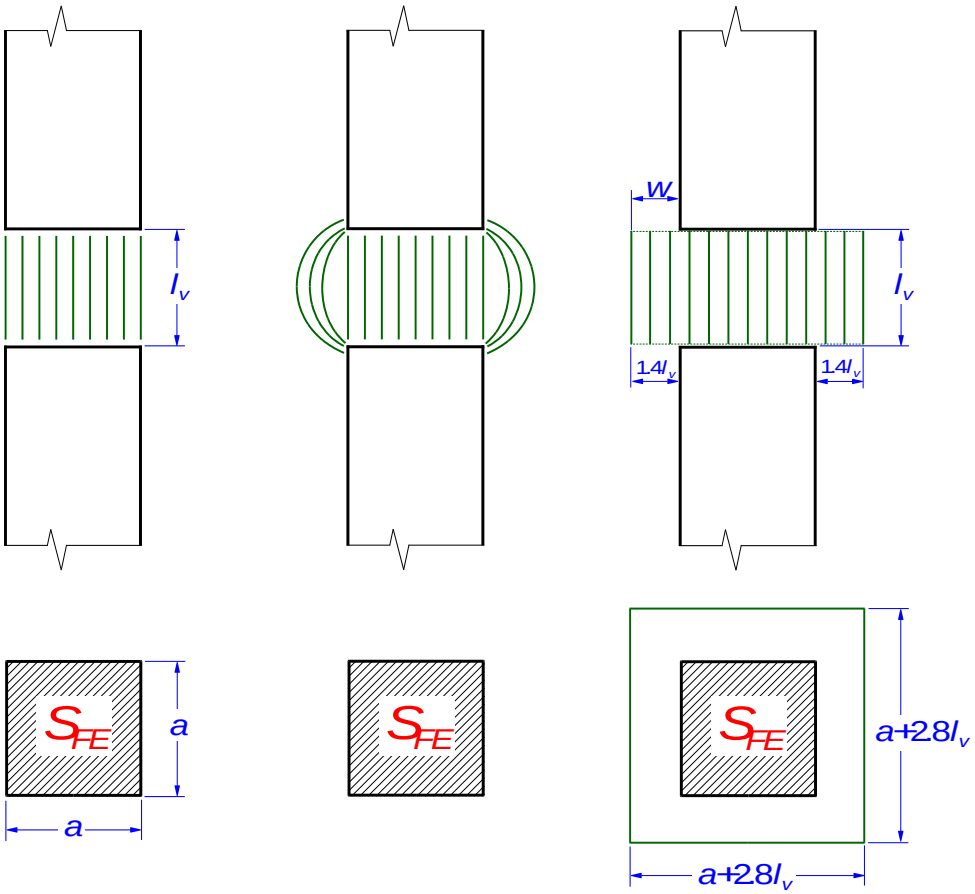
Platí základní vztah

$$L = \Lambda_m.N^2 = N^2.\mu_0\frac{S_{Fe}}{l_v} \text{ (H)} \tag{11-9}$$

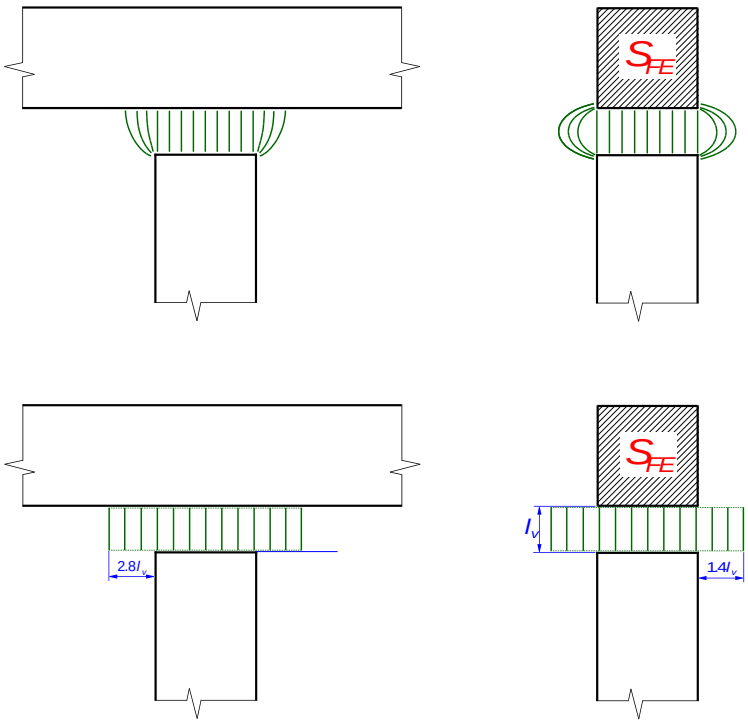
Když z tohoto vztahu vyjádříme hledanou délku vzduchové mezery l_v a dosadíme za počet závitů z výše uvedeného vzorce, dostaneme výraz

$$l_v = \frac{L.I_{max}^2.\mu_0}{B_{max}^2.S_{Fe}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_r} \text{ (m)} \tag{11-10}$$

Ve vzduchové mezeře nastává okrajový jev – rozptyl pole, protože magnetický tok prochází poněkud větší plochou, než je plocha samotného jádra.



Obr. 11-1 Rozptyl magnetického pole na okrajích vzduchové mezery.



Obr. 11-2 Zdánlivé rozšíření mezery na kraji sloupku magnetického obvodu.

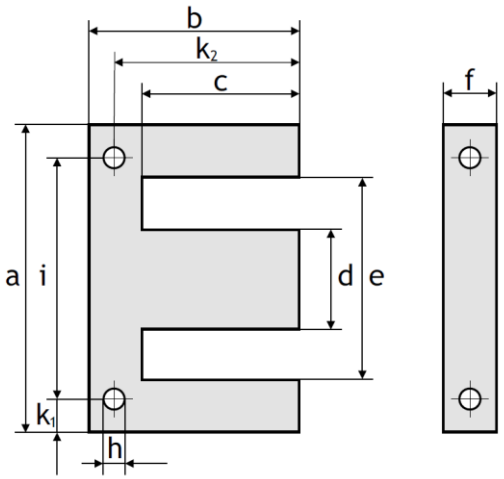
Abychom korigovali tento přírůstek magnetické vodivosti vlivem rozptylu, musíme vzduchovou mezeru uvažovat delší, než bylo vypočteno pro ideální stav bez rozptylu. Na toto téma bylo publikováno mnoho prací. Zvětšená – korigovaná vzduchová l_{vk} mezera je pak

$$l_{vk} = \left(1 + \frac{5{,}6}{n}\frac{l_v}{\sqrt{S_{Fe}}}\right) l_v \text{ (m)} \qquad (11\text{-}11)$$

kde je n počet mezer, pokud jsme nuceni mezeru nedělat jen jednu, ale naopak ji rozdělit na více menších.

11.7 Tlumivka na EI jádře

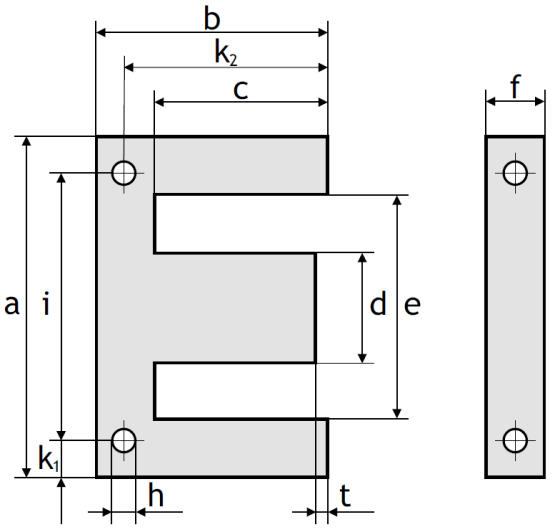
Jedná se o jednofázovou tlumivku. Jádro může mít čtvercový průřez středního sloupku nebo obdélníkový průřez – to je dáno výškou paketu (počtem plechů).



Obr. 11-3 Náčrtek plechů EI.

Pokud je mezera u všech třech jader stejná, musíme do výpočtů uvažovat její délku $l_v/2$, protože magnetický tok se dělí nad středním jádrem na dvě poloviny a prochází přes mezeru celkem 2x. Pro první volbu velikosti vzduchové mezery l_v lze intuitivně zvolit délku 5x menší, než je šířka krajního sloupku jádra.

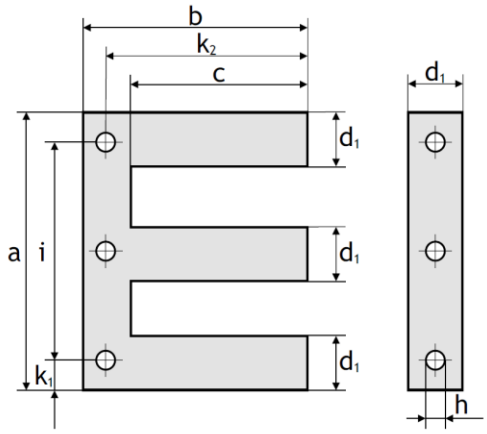
Existují též jádra, která mají mezeru pouze nad středním sloupkem a krajní sloupky jsou poněkud delší, takže na plech tvaru „I“ dosedají přímo. Pak se uvažuje mezera celá l_v.



Obr. 11-1 Náčrtek plechů EI s jednou mezerou.

11.8 Tlumivka trojfázová na 3UI jádře

Pro výpočet trojfázové tlumivky uvažujeme, že tlumivka má pro každou fázi jen jednu mezeru l_v, přestože tok musí procházet opět přes mezery dvě. Tok jedné fáze se opět dělí na dvě části, v případě prostředního sloupku se jedná o rozdělení toku na dvě stejné poloviny. Magnetické mezery, resp. jejich magnetický odpor, jsou zapojeny paralelně a navíc přes každou mezeru prochází jen polovina toku.



Obr. 11-2 Náčrtek plechů 3UI.

Protože prostřední fáze má lepší magnetickou vodivost, má i větší indukčnost. Pokud rozdíl hodnot krajních fází a střední fáze vadí, je potřeba buď na střední sloupek dávat cívky s nižším počtem závitů nebo použít speciální jádro, kde bude střední sloupek mít větší mezeru.

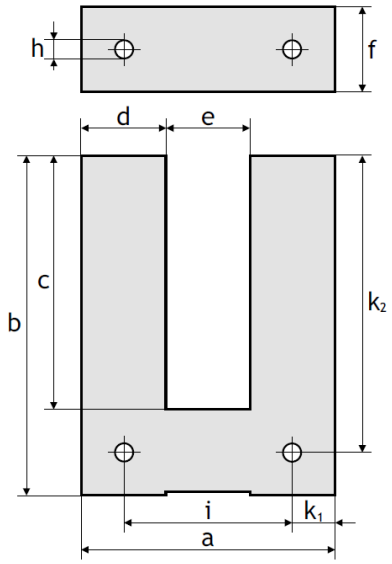
Vyrábět cívky s různým počtem závitů komplikuje jednoduchost výroby, skladové hospodářství a logistiku. Atypické jádro s větší střední mezerou je nákladné na výrobu a

vyplatí se jen u sériové výroby. Většinou však malý rozdíl mezi jednotlivými fázovými indukčnostmi nevadí.

11.9 Tlumivka na rámovém jádře

Tlumivka na rámovém jádře umožňuje rozdělit vinutí na dvě části. Vinutí tak má větší chladící povrch a můžeme si dovolit větší proudovou hustotu. Současně je možné využít propojení cívek a mít vinutí s odbočkou uprostřed. Protože však je indukčnost úměrná čtverci závitů, je indukčnost každé poloviny vinutí pouze čtvrtina celkové indukčnosti, pokud jsou závity spojeny sériově. Sériové spojení musí mít samozřejmě správnou orientaci závitů. Pokud bychom závity zapojily proti sobě, získali bychom pouze malou hodnotu rozptylové indukčnosti.

Sloupky mohou mít čtvercový průřez, obdélníkový průřez nebo odstupňovaný průřez. Ten je vhodný pro velké tlumivky, protože se dobře využije plocha kruhové cívky.



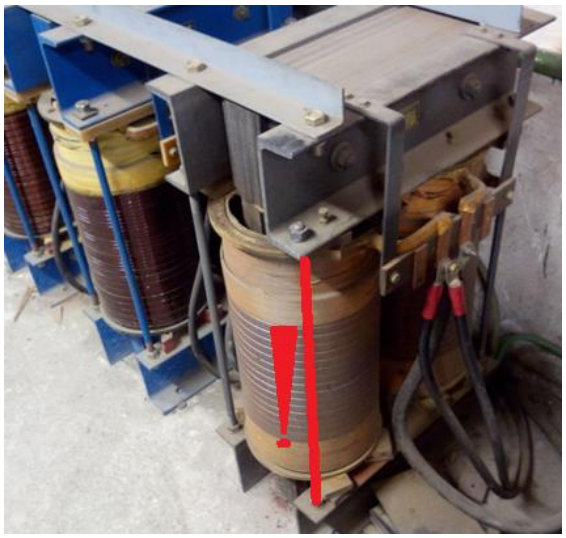
Obr. 11-3 Náčrtek rámového jádra.

Mezery mohou být jen pod jedním vodorovným jhem nebo pod oběma jhy.

11.10 Mechanická konstrukce tlumivek

Tlumivky musejí být kvalitně staženy, protože provozem vznikají v mezeře značné síly a tlumivky by hlučela, popř. silně vibrovala. Stahovací svorníky, které procházejí otvory v jádře (otvory jsou zpravidla v rozích a středu jha) musejí být stejně tak jako u transformátoru izolovány. K tomuto účelu se vyrábějí izolační trubičky na dřík svorníku a „hříbky“ pod hlavy šroubů nebo matice svorníků.

Velké tlumivky na rámových jádrech mají plechy staženy masivními úhelníky. Na výšku jsou přes vzduchovou mezeru úhelníky staženy závitovými tyčemi. Pokud se v provozu stažení uvolní („setřesení“ plechů), tlumivka silně vibruje a může dojít až k mechanickému únavovému lomu stahovací konstrukce vlivem dlouhotrvajících vibrací nebo k „cestování“ tlumivky po podlaze, pokud k ní není připevněna.



Obr. 11-4 Stahovací konstrukce rámové tlumivky.

Moderní tlumivky na vyšší kmitočty (300-500Hz) mají jádro vinuté z plechu a je staženo stahovacími nevodivými bandážemi. Pro nasazení cívek se jádro přeřízne a styčná plocha zabrousí. Vinutí bývá provedeno z vf lanka pro omezení skin-efektu.

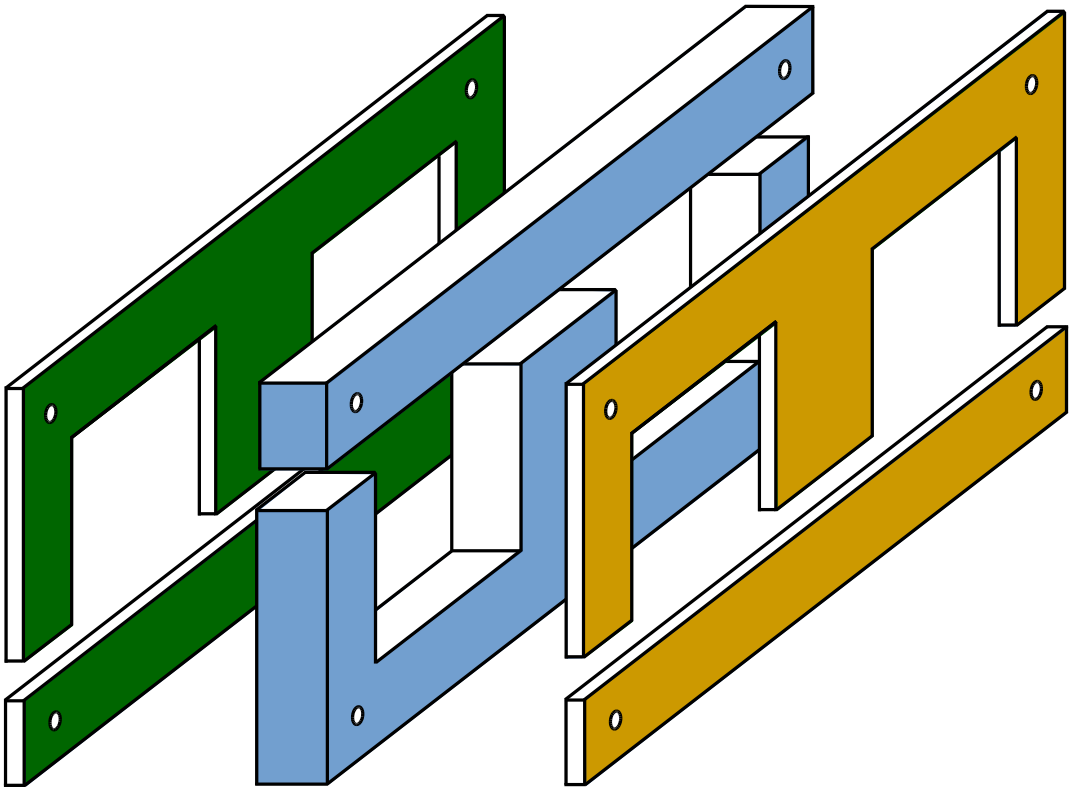


Obr. 11-5 Stahovací konstrukce tlumivky s vinutým jádrem 1000A/0,5mH, 157kVAr.

Menší tlumivky na EI jádrech nebo 3UI jádrech mohou mít na krajích rámeček pro stažení. Tento rámeček musí být magneticky nevodivý, protože překlenuje magnetickou mezeru.

Rámeček se vyrábí hliníkový, pertinaxový, sklotextitový, popř. z nemagnetické oceli (nerez). Nevýhoda rámečku je zřejmá – buď musí být veden mimo cívky a tím zvětšuje rozměry tlumivky nebo musí jeho materiál procházet dutinou kostry cívky a tím zabírá prostor, který měl být vyhrazen pouze jádru.

Kde není možná ani jedna z výše popsaných variant, je možné krajních několik plechů tvaru „E“ na každé straně jádra otočit a tím zajistit svěr a držení jha tvaru „I“. Totéž lze použít i pro jádra 3UI.



Obr. 11-6 Svěr konstrukce tlumivky otočením krajních plechů jádra.

Výhodou této konstrukce je nulový prostor a hmotnost, který takto vytvořená stahovací konstrukce vyžaduje. Nevýhodou je překlenutí vzduchové mezery. To se projevuje v oblasti malých proudů značným nárůstem indukčnosti tlumivky. Při narůstajícím proudu však nastává přesycení několika otočených plechů (tvořících stahovací konstrukci) a pokles hodnoty indukčnosti k projektované hodnotě. Na zřeteli je třeba mít i mechanické hledisko. Plechy magnetického obvodu jsou pro snížení ztrát vířivými proudy legovány 2-3% křemíku a proto jsou mechanicky křehké. Pokud používáme tyto plechy pro svěr magnetického obvodu, je potřeba jejich počet s ohledem na malou mechanickou pevnost pečlivě dimenzovat.

11.11 Vzduchová tlumivka

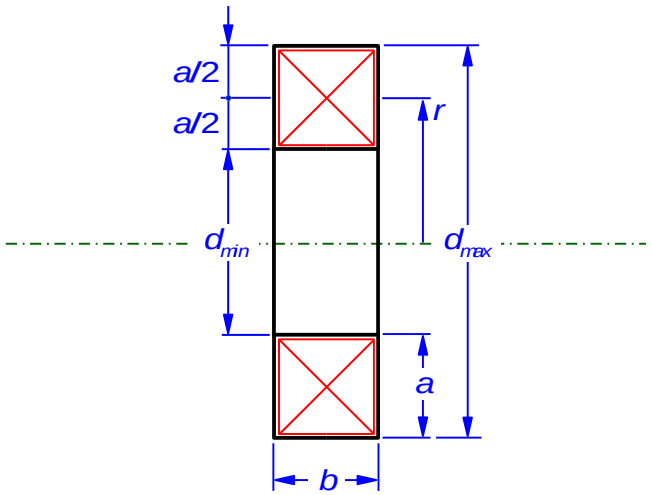
Indukčnost vzduchové cívky nelze určovat jen analytickou cestou, protože výpočet jejího pole je mimořádně obtížný. Řešení pomocí MKP je sice možné, ale nikoliv u prvotního návrhu. Je

spíše vhodné pro ověření a finální doladění indukčnosti. V technické praxi je vhodné výpočet udělat poloempirickými rovnicemi. Byly již mnohokrát publikovány.

Nejčastější topologickou aplikací jsou solenoidy a kotoučové cívky. Z hlediska indukčnosti je proto nejobvyklejší právě kotoučová cívka. Ta se použije v případě, že nelze užít tlumivku na feromagnetickém jádře kvůli velkým vířivým proudům a hysterezním ztrátám feromagnetika. Někdy je výhodné cívku mít jako samonosnou. V tom případě je třeba ji impregnovat, pak bandážovat a opět impregnovat. Ve vnitřním prostoru mezi závity totiž nesmí být dutiny – ty brání odvodu tepla.

Velmi přesné výsledky poskytuje Wheelerova rovnice

$$L = 3{,}15.10^{-5}\,\frac{N^2 r^2}{6r+9b+10a}\ \text{(H;m)} \qquad (11\text{-}12)$$



Obr. 11-7 Rozměry kotoučové cívky.

Rozměry kotoučové cívky musejí být v určitém poměru, aby byla cívka optimalizována s ohledem na maximální indukčnost při co nejmenší spotřebě vodiče. Jako základní rozměr použijeme průměr navíjecího trnu d_{min}.

$$a : b : r : d_{max} : d_{min} = 0{,}428 : 0{,}475 : 0{,}714 : 1{,}855 : 1 \qquad (11\text{-}1)$$

U takovéto cívky musíme udělat samostatný tepelný výpočet, tj. určit průměr vodiče. Zpravidla to uděláme na základě proudové hustoty (volíme kolem 1,0A/mm^2) a požadovaného proudu.



Otázky k tomuto tématu:

- *Jaké ztráty se v tlumivce vyskytují?*
- *Jak se respektuje izolace plechů a vodičů při návrhu tlumivky?*
- *Jak se projeví rozptyl magnetického toku v okolí vzduchové mezery?*



Správné odpovědi na otázky

- *Jaké ztráty se v tlumivce vyskytují?*

Ztráty jsou podobné jako u transformátoru, tj. v magnetickém obvodu a ve vinutí.

- *Jak se respektuje izolace plechů a vodičů při návrhu tlumivky?*

Izolace se respektují koeficientem plnění železa a koeficientem plnění vinutí.

- *Jak se projeví rozptyl magnetického toku v okolí vzduchové mezery?*

Projeví se to nárůstem plochy a tím i vodivosti. Proto je potřeba mezeru korigovat jejím navýšením, tj. prodloužením.

12 Transformátor s regulací fáze



Předpokládaná časová náročnost: **90 min**



Po prostudování tématu budete:

- *Umět charakterizovat řízení výkonových toků přes vedení*
- *Umět popsat principy činnosti PST a jeho druhy*
- *Mít přehled o zapojení jednojádrových a dvoujádrových PST, symetrických i nesymetrických variantách*
- *Mít přehled o problémech s přepínačem odboček a o součinnosti s výkonovou elektronikou*

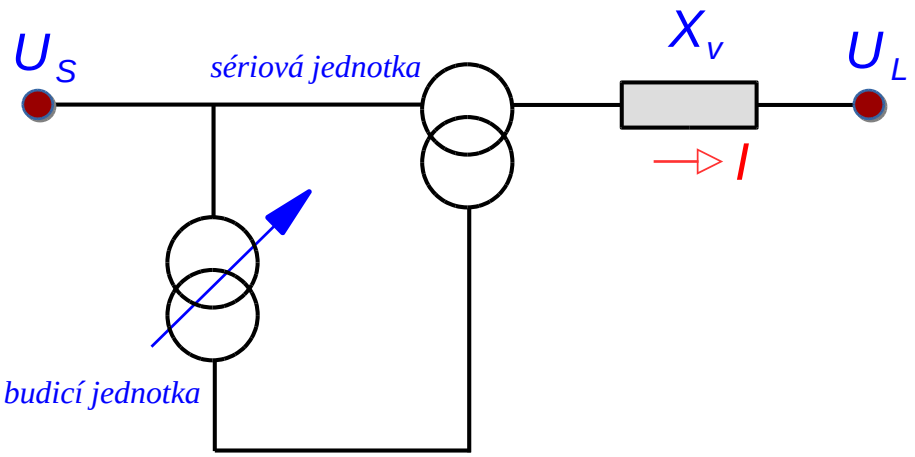
12.1 Úvod

Tyto transformátory se označují zkratkou PST (Phase Shifting Transformer). Výkonové toky v energetických sítích se neuzavírají fyzicky nejkratším vedením, ale „cestou nejmenšího odporu“, přesněji řečeno nejmenší impedance. Nejkratší vedení totiž nemusí mít současně i nejmenší impedanci. Proto dochází k tranzitním výkonovým tokům nejen přes sousední vedení, ale často i přes sousední státy. Tyto toky vedení přetěžují a může nastat black-out. Proto je třeba budovat vedení nová, stávající vedení rekonstruovat a posilovat jejich přenosové kapacity. To je však úkol při současné složité legislativě a k finanční náročnosti na několik desetiletí. Řešení je potřeba mít v mnohem kratším časovém horizontu a proto se nasazují PST. Tyto transformátory umožňují řídit výkonový tok vedením, kde jsou nasazeny.

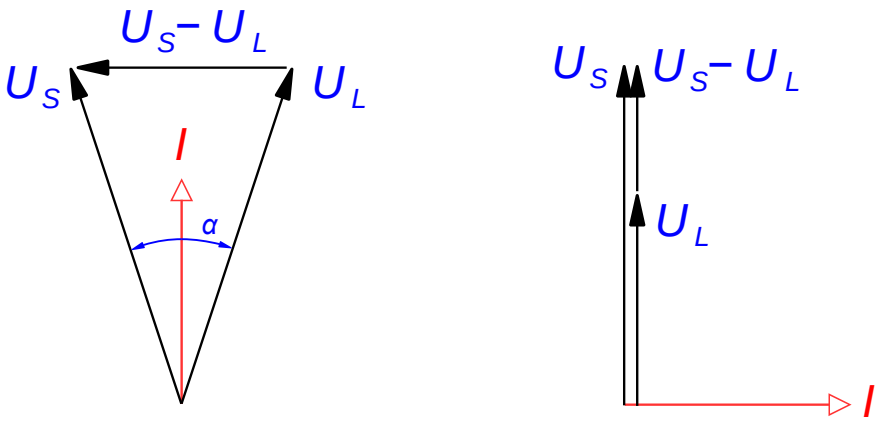
V ČR jsou nasazeny celkem 4 PST v rozvodně Hradec. Parametry jsou 420/420 kV, 850 MVA a regulační úhel +/- 30^{o} a 65 poloh odboček. Na každé z přeshraničních vedení č. 445 a 446 Hradec – Rohrsdorf bude nasazena paralelní dvojice těchto PST. Společně s nimi na německé straně budou dva PST v rozvodně Rohrsdorf. Oba se jmenovitým výkonem 1200 MVA, 410 kV a regulací +/-20^{o} s 65 polohami odboček. Tyto dva PST optimalizují výkonové toky v německé soustavě a pomáhají tak českým PST.

12.1 Princip činnosti

Konstrukčně se PST skládá z budícího vinutí, na kterém je napětí sítě. Druhou částí je sériové vinutí, kterým se do vedení injektuje regulační napětí. Transformátory PST mohou mít různou konstrukci. Vhodný typ se vybere podle napěťové hladiny, procházejícího proudu a rozsahu fázové regulace.



Obr. 12-1 Princip zapojení PST do vedení.



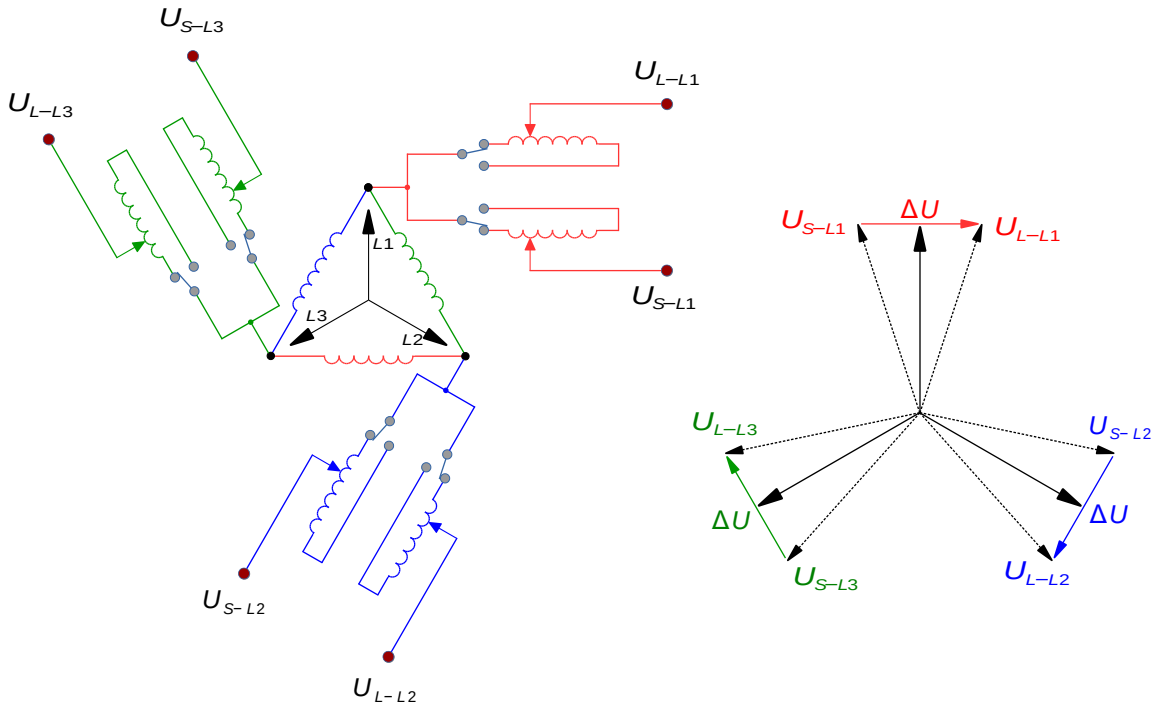
Obr. 12-2 Fázorové diagramy.

Velikost činného výkonu, který vedení přenáší, je dána fázovým úhlem mezi napětím na počátku a konci vedení. Velikost jalového výkonu je dána rozdílem velikosti napětí.

12.2 Konstrukce jednojádrová

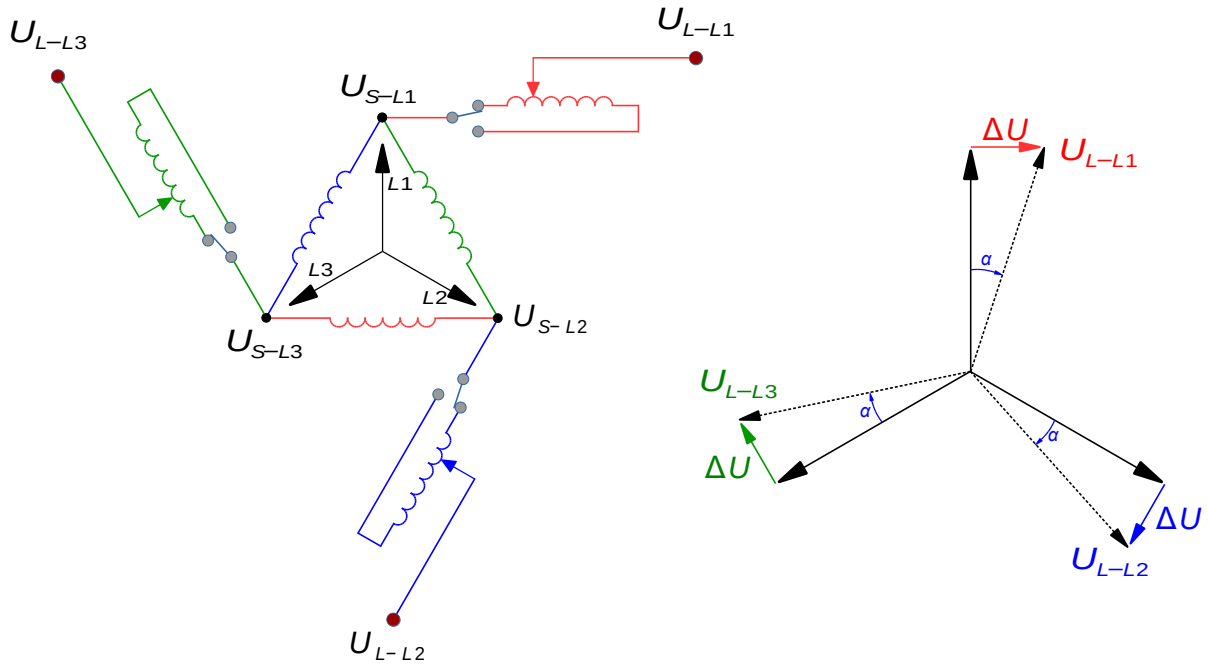
Pro sítě vysokého napětí a požadavky na menší rozsah regulace jsou vhodné jednojádrové PST. Budící vinutí je připojeno na střed sériového vinutí, které má dvě části. Při regulaci se

tím mění jen úhel a nikoliv velikost napětí. Proto se řídí jen velikost činného výkonu (změnou fáze) a nikoliv jalového výkonu (změnou napětí). Jedná se o symetrickou regulaci. Budící vinutí je zapojeno do trojúhelníka, tj. na sdružená napětí. Tato napětí jsou při vhodném zapojení kolmá na fázová napětí. Tato fázová napětí se injektují sériovým vinutím do fázových vodičů.



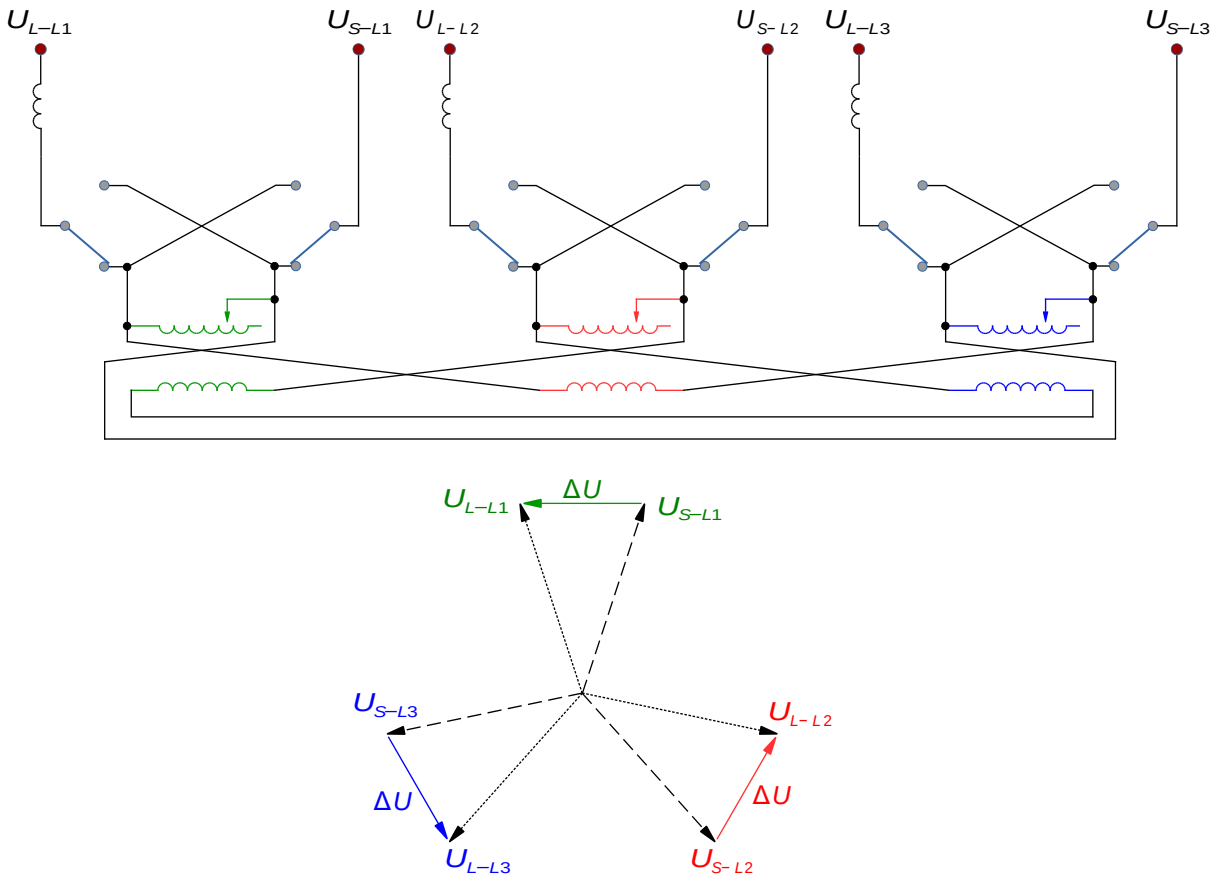
Obr. 12-3 Schéma jednojádrového symetrického PST.

Můžeme použít i jen jeden přepínač odboček na fázi, ale pak se bude měnit i amplituda napětí a rozsah úhlové regulace bude menší.



Obr. 12-4 Schéma jednojádrového nesymetrického PST.

V případě symetrického i nesymetrického jednojádrového PST jsou odbočky připojeny přímo na síť. Proto jsou vystavovány velkému namáhání v případě přepětí, zkratů apod. Navíc je při nulovém regulačním úhlu reaktance transformátoru úplně vyřazena a pak by zkratový proud nebyl nijak omezován. Proto se na výstupní stranu PST zařazuje přídavná ochranná reaktance. Tyto nevýhody jsou však vyváženy jednoduchostí konstrukce, která je levná. Existují i další možnosti zapojení s jedním jádrem. Delta-hexagonální zapojení obsahuje také jen jeden přepínač odboček a sériové i budící vinutí jsou navíc na stejném sloupku jádra.



Obr. 12-5 Schéma jednojádrového PST v delta-hexagonálním zapojení.

12.3 Konstrukce dvoujádrová

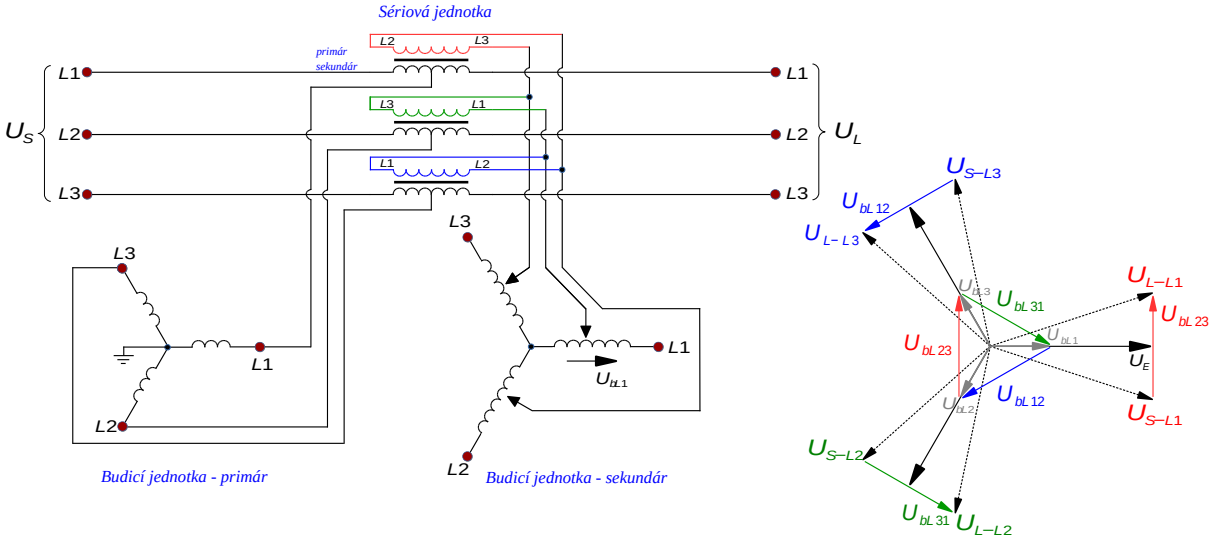
Transformátory dvoujádrové se často nasazují do sítí VVN a ZVN pro nejvyšší výkony a také tam, kde je požadován veliký regulační úhel. Výhodou je, že odbočky jsou na sekundárním vinutí budícího (hlavního) transformátoru. Jsou proto na nižším napětí a jsou i cenově levnější. Celkovou impedanci PST tvoří jak jeho budící, tak sériová část. Protože impedance sériové jednotky je pořád stejná a nezávislá na regulačním úhlu, je tato dvoujádrová konstrukce lépe chráněná proti zkratům a přetížením, než konstrukce s jedním jádrem.

Dvoujádrová konstrukce sestává ze dvojice jednotek. Podle výkonu a napětí mohou být i v jedné nádobě, častěji se však umisťují nezávisle na sobě do dvou nádob zvlášť. Primární vinutí budící jednoty je napájeno síťovým napětím. Na obrázku je ještě navíc s výhodou využito odbočky uprostřed na sekundárním vinutí sériové jednotky. Tím se docílí symetrické regulace. Na sekundárním vinutí budící jednotky je (zpravidla) přepínač odboček. Sekundární vinutí budící jednotky napájí primární vinutí sériové jednotky.

Všimněme si, že primární vinutí sériové jednoty, jehož sekundár je zapojen do fáze L1, je napájeno z napětí sdruženého fází L2-L3, přičemž strana vinutí směrem ke zdroji (napětí U_S) je připojena na fázi L2. Budící napětí U_{bL23} je kolmé na fázové napětí U_{bL1}, a do fáze L1 se právě tohle kolmé napětí injektuje. Záleží samozřejmě i na orientaci sdruženého napětí. Tím je totiž dán fázový posun U_L vzhledem k U_S. Buď bude kladný nebo záporný. Velikost posuvu

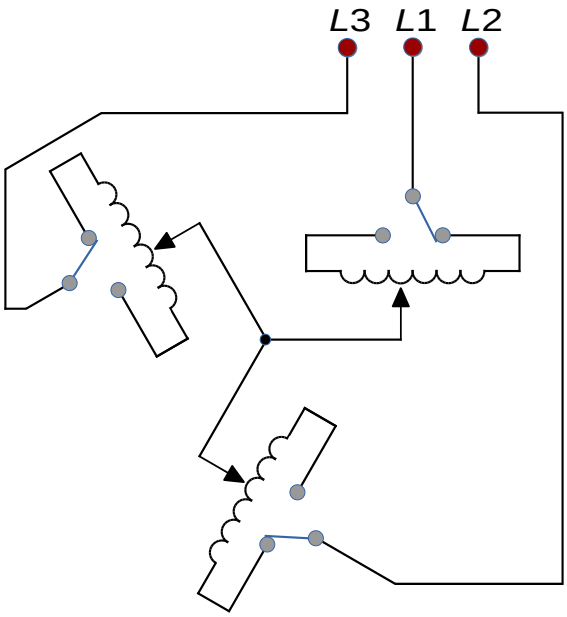
(tj. velikost injektovaného napětí U_{bL23}) se řídí volbou odbočky, orientace posuvu (+ nebo -) orientací napětí, tj. zapojením vinutí do trojúhelníku.

Napájí se opět jiná fáze, takže napětí injektovaná jsou kolmá k fázovým hodnotám. Regulační napětí se indukuje do sekundáru sériové jednotky. Sekundár je již přímo zapojen do vedení. Abychom mohli zajistit potřebnou kolmost napětí, musí být opět jedno vinutí spojeno do trojúhelníku. Většinou je to jedno z vinutí budící jednotky nebo (jako zde na obrázku) primár sériové jednotky. Zbývající vinutí jsou spojena do hvězdy. Pokud je regulace symetrická, tak změnou úhlu opět neovlivníme velikost napětí vstupního U_s (source = zdroj), ani napětí výstupního U_L (load = zátěž).



Obr. 12-6 Schéma dvoujádrového PST se symetrickou regulací. Sekundár budící jednotky je zjednodušen.

Aby byl zřejmý princip funkce, je na obrázku sekundár budící jednotky zjednodušen.

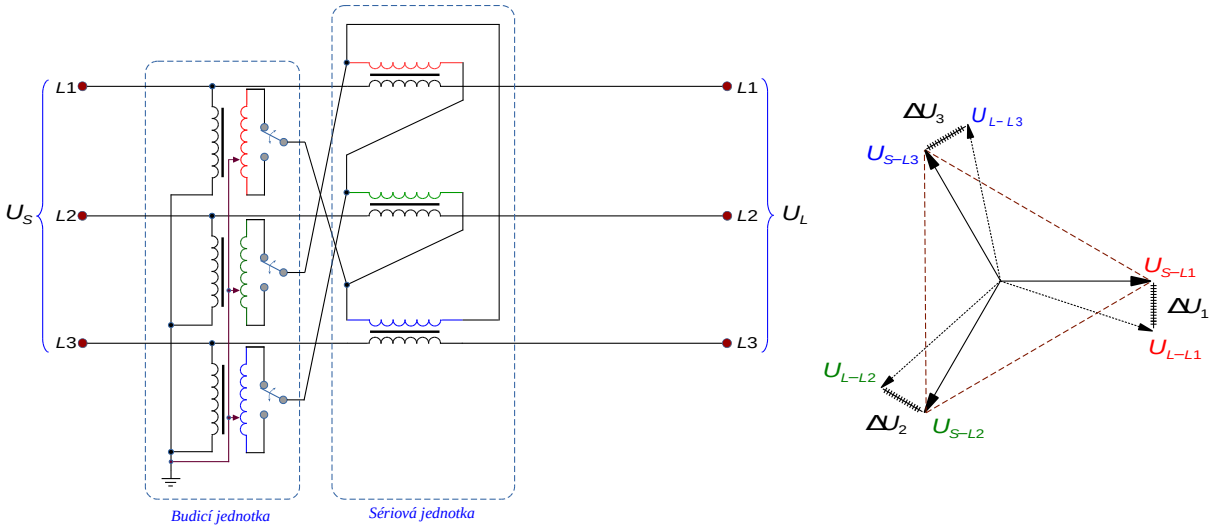


Budicí jednotka sekundár

Obr. 12-7 Úplné zapojení sekundáru budící jednotky PST se symetrickou regulací.

Pro skutečně symetrickou regulaci je potřeba mít možnost měnit úhly do kladného i záporného směru. Proto jsou na vinutí potřebné přepínače pro změnu orientace injektovaného napětí. Z konstrukčních důvodů je pak výhodné udělat regulaci odboček v uzlu, aby na přepínači nebylo vysoké napětí proti zemi.

Budící vinutí PST s nesymetrickou regulací je připojeno přímo na zdrojovou stranu. Napětí indukované do sériového vinutí má opět posun 90^{o} vzhledem ke zdrojovému napětí a regulace tak nebude souměrná. Kromě fáze se bude měnit i velikost napětí na zátěži U_L.



Obr. 12-8 Schéma dvoujádrového PST s nesymetrickou regulací.

12.4 PST s polovodičovou regulací

Nevýhodou odbočkových transformátorů je jejich pomalá regulace, protože odbočky nelze přepínat ihned. Pokud použijeme místo odboček rychlou polovodičovou regulaci, můžeme vhodným řízením tlumit přechodové děje v přenosové soustavě.

Spínáním vznikají harmonické složky a ty je třeba odvádět – spotřebovat - pomocí vhodného filtru LC.

České dráhy se obdobným způsobem pokoušejí řešit zrušení neutrálních polí. Tato pole jsou nutná v bodě připojení napájecích a spínacích stanic u střídavé trakční sousty 25kV/50Hz. Při jízdě vlaku je proto nutné před přejetím neutrálního pole sběračem trakčního vozidla sjetí z tažného výkonu, vypnutí elektrického vytápění, vypnutí pomocných pohonů a odpojení všech vozových CZE (centrální zdroj energie). Po přejetí neutrálního pole je nutné opět vše zapínat. To zatěžuje nejen strojvedoucího, ale i technologii a snižuje komfort jízdy. Neutrální pole jsou totiž za současného stavu (r. 2020) nutná na trakčním vedení každých 30-40km a to při rychlosti vlaku 160km.h^{-1} znamená provádět tyto operace každých 10-15min. Pokud bychom neutrální pole zrušily bez těchto elektronicky řízených PST, docházelo by k nepřípustným přetokům energie mezi distribuční sítí 110kV a trolejí, která však na to není dimenzována. Kromě toho by se podstatně zhoršila symetrizace zatížení jednotlivých fází distribuční soustavy 110kV.

12.5 Přepínač odboček

V transformátoru s odbočkami závisí velkost napětí na aktuálně zvolené odbočce z vinutí. Přepínání musí probíhat pod zatížením a navíc bez přerušení zatěžujícího proudu. Pro tyto účely se používají speciální přepínače odboček OLTC (on-load tap changer).

Regulace z principu nemůže být plynulá, probíhá po skocích a velikost skoku je dána napětím jednotlivé odbočky. Přepínání odboček vyžaduje určitý čas. Pokud je odboček několik desítek, pak přepnutí přes celý rozsah trvá i několik minut. PST s OLCT se proto nastavují nikoliv dle dynamických dějů, ale spíše na ustálené stavy elektrizační soustavy.

Větší počet odboček zvyšuje cenu, ale regulace je jemnější. Přepínače se mohou řadit i sériově pro větší počet odboček. Přepínač je nutné dimenzovat nejen na jmenovitý proud, ale i na přepětí a zkraty. Přepětí vzniká i při samotném přepínání odboček. Na OLTC se objevuje pak potenciál připojených vinutí. Aby nenastávaly výboje, mohou být mezi vinutí vloženy ochranné elektrostatické štíty. Kde to není možné, jsou mezi budícím a regulačním vinutím umístěny rezistory. Jejich cílem je uvést vinutí na stejný potenciál.



Otázky k tomuto tématu:

- *Jak dochází k regulaci činného a jalového výkonu?*
- *Které PST se nasazují na rozvodny VVN a ZVN?*



Správné odpovědi na otázky

- *Jak dochází k regulaci činného a jalového výkonu?*

Velikost činného výkonu, který vedení přenáší, je dána fázovým úhlem mezi napětím na počátku a konci vedení. Velikost jalového výkonu je dána rozdílem velikosti napětí.

- *Které PST se nasazují na rozvodny VVN a ZVN?*

Transformátory dvoujádrové se často nasazují do sítí VVN a ZVN pro nejvyšší výkony a také tam, kde je požadován veliký regulační úhel. Výhodou je, že odbočky jsou na sekundárním vinutí budícího (hlavního) transformátoru. Jsou proto na nižším napětí a jsou i cenově levnější.

13 Reluktanční synchronní motor



Předpokládaná časová náročnost: **60 min**



Po prostudování tématu budete:

- *Umět charakterizovat konstrukční řešení rotoru reluktančního synchronního motoru (RSM)*
- *Umět popsat vlastnosti RSM*
- *Mít přehled o výkonu a momentu v ustáleném stavu*
- *Umět nakreslit náhradní schéma*

13.1 Úvod

V minulých desetiletích nebyl tento stroj příliš rozšířen. V současné době se však začíná používat, protože díky moderní konstrukci rotoru a zvládnutému vektorovému řízení je možné i s tímto (RSM) strojem dosahovat velice dobrých výsledků. Zajímá nás zejména měrný výkon, účiník, účinnost a dynamika momentu.

Je to stroj s vyniklými póly, který pracuje bez buzení. Rotor je zkonstruován tak, aby se využívalo reluktančního momentu na přeměnu elektrické energie na mechanickou. Stejný princip využívá i spínaný reluktanční stroj (SRM). Na rozdíl od SRM je však stator RSM válcový a navinutý podobně, jako asynchronní nebo klasický synchronní stroj. RSM si však zachovává některé výhody spínaných reluktančních motorů a navíc současně omezuje jejich nevýhody. Problémy s pulzacemi momentu a hlukem, které se u SRM obtížně snižují, zde lze řešit poměrně jednoduše vinutím statoru, které vytváří točivé magnetické pole. Jestli RSM vykazuje lepší nebo horší parametry, to záleží na konstrukci jeho rotoru.

13.2 Konstrukční řešení rotorů

Všechny důležité parametry, určující vlastnosti RSM, závisí na poměru synchronních indukčností, resp. reaktancí v podélném a příčném směru.

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} = \frac{X_d}{X_q} \tag{13-1}$$

Čím je tento poměr vyšší, tím vykazuje RSM lepší kvalitativní ukazatele. Hlavní konstrukční druhy rotorů, které se snaží maximalizovat (13-1) jsou na obrázku. Ve všech případech je cílem dosáhnout vysokou indukčnost L_d, a to tím, že se vytvoří bariéry pro magnetický tok v ose q. Tím se snažíme naopak dosáhnout co nejnižší magnetické vodivosti v ose q. V případě, že se stroj napájí z měniče s vektorovým řízením a se zpětnou vazbou (snímač polohy rotoru), stroj s vysokým poměrem synchronních indukčností ξ zpravidla pracuje

správně a bez problémů se stabilitou chodu. Stabilita mohla být u těchto strojů problematická v případě, že se stroj napájel ze sítě.

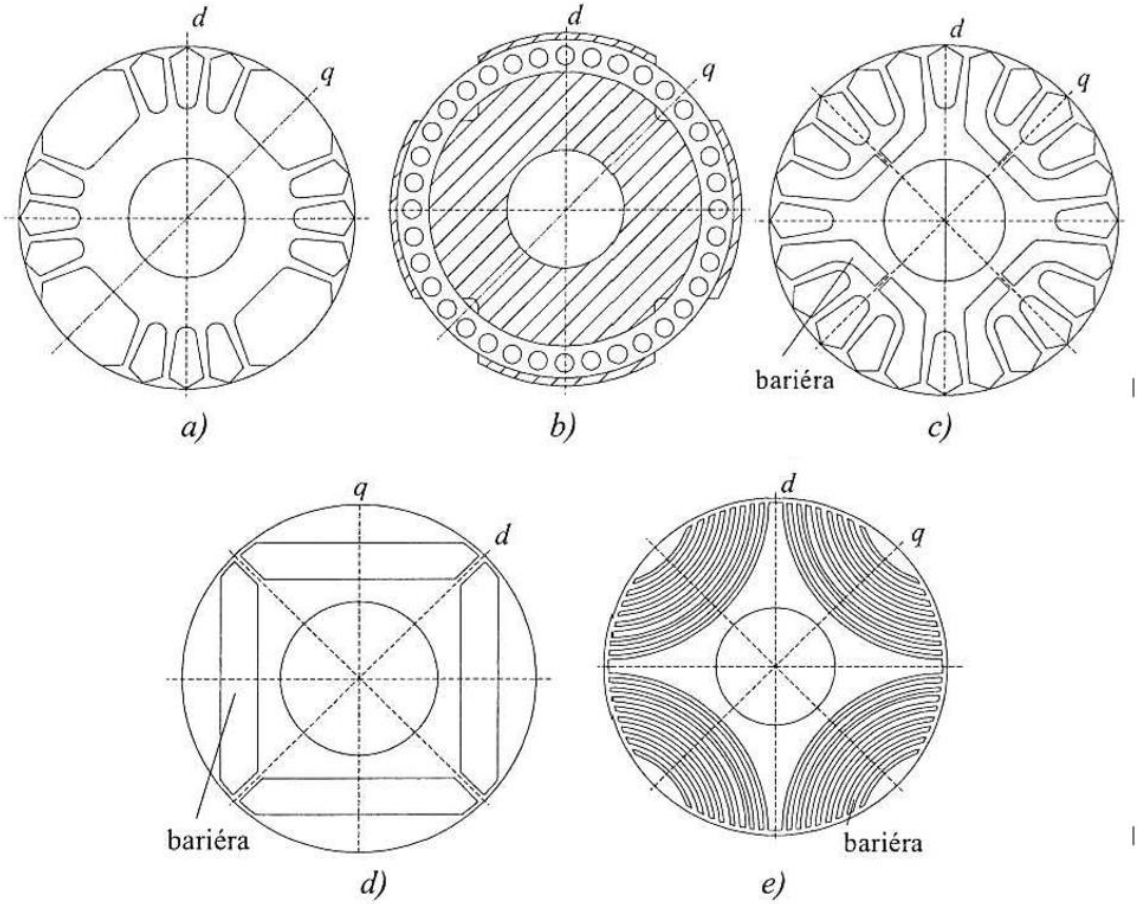
Podle způsobu skládání plechů (vrstvení) mohou být RSM

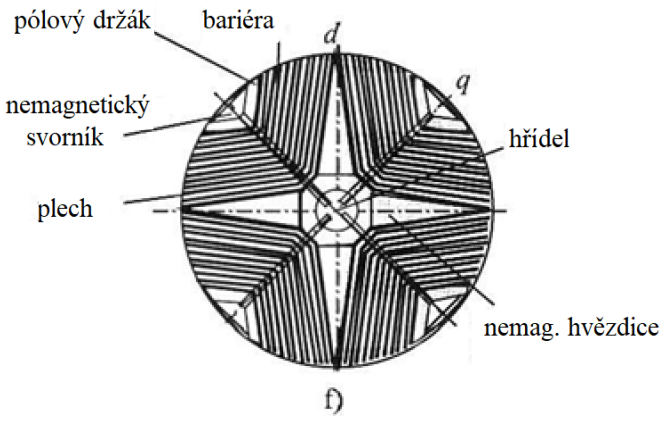
- Radiálně vrstvené (a, b, c, d, e)
- Axiálně vrstvené (f)

Podle klece nakrátko

- Klecové (a, b, c)
- Bezklecové (d, e, f)

Klecové stroje jsou určeny především pro provoz na síti s konstantním napětím a kmitočtem. Bezklecové stroje jsou určeny pro vektorově řízený pohon.





Obr. 13-1 Druhy konstrukcí rotorů RSM.

Dále jsou na obrázku b konstrukce s vyniklými póly. Na obrázku c, d konstrukce s jednou magnetickou bariérou a na obrázku e, f s vícenásobnou magnetickou bariérou.

Rotor na a) se získá z rotoru běžného asynchronního stroje, a to buď rýhováním po odlití klece nakrátko anebo drážkováním před odlitím klece nakrátko. Rotory tohoto typu (synchronní indukční motory) mají jednoduchou konstrukci, ale pomě indukčností je příliš malý na to, aby tyto motory byly konkurenceschopné s ostatními střídavými stroji. Mají totiž nízký účiník nebo účinnost anebo obojí. Následkem toho jsou tyto stroje větší a těžší než asynchronní stroje podobného výkonu. Jejich nízký měrný moment a účiník je nepřípustný u větších motorů a bylo to příčinou vzniku názoru, že RSM má tyto nevýhody všeobecně.

Na obrázku b) je konstrukce s vyniklými póly, totožná s konstrukcí běžného synchronního stroje, když odstraníme budící vinutí. Poměr nasycených synchronních indukčností

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \tag{13-2}$$

se u tohoto typu rotoru pohybuje v rozmezí 2-3. Dosažitelné kvalitativní parametry jsou pro tuto konstrukci relativně nízké. Mezi limitující faktory rotorů s vyniklými póly patří mezipólový prostor. Pokud jej rozšíříme, abychom snížili vodivost v ose q a tím i synchronní indukčnost L_q, zúžíme tím pólový oblouk a to má za následek pokles i synchronní indukčnosti v ose d, tj. L_d. Z toho plyne, že lepší cestou je konstrukce s vícenásobnými bariérami nebo segmentové uspořádání. Tyto konstrukce totiž neredukují pólový oblouk v ose d. Účinek rozptylového drážkového toku se reprezentuje rozptylovou drážkovou indukčností. Rozptylový drážkový tok obsahují obě indukčnosti Ld i Lq a lze snížit použitím velkého počtu tenkých bariér (e, f). Pouhé čtyři bariéry již však stačí k tomu, aby poměr indukčností byl lepší než u stroje s vyniklými póly.

Ukázalo se, že konstrukce s jednou bariérou (c, d) nedosahuje dostatečně velkého poměru indukčností a proto RSM může konkurovat klasickému asynchronnímu stroje s ohledem na účiník a hustotu výkonu.

Axiálně vrstvená konstrukce rotoru (f) se přibližuje „ideálnímu“ rotoru RSM. Ideální rotor by měl nekonečnou magnetickou vodivost podél magnetických siločar a byl by naopak úplně nevodivý napříč nich. Rotor (f) má plechy tvarované tak, aby sledovali tok v ose d a má magnetické bariéry v ose q. Hodnotu ξ ideálního rotoru však není bohužel možné dosáhnout ani touto konstrukcí, protože nejméně polovinu rotoru musí tvořit ocel, aby se maximalizovala L_d. To samozřejmě redukuje tloušťku bariér a vede ke zdvojnásobení L_q. Ukazuje se, že zvýšení počtu bariér nad 10 má minimální vliv na zlepšení vlastností stroje. Také se ukazuje, že použití jiného poměru tloušťky bariéry a plechu než jedna se výrazného zlepšení nedosáhne. Dosažitelné poměry nasycených indukčností jsou při axiálně vrstvené konstrukci 10-12.

13.3 Vlastnosti klecového RSM na síti

V této kapitole předpokládejme, že stroj pracuje na síti s konstantním kmitočtem i napětím.

Stroj má tři provozní stavy – asynchronní rozběh, vtažení do synchronismu, ustálený synchronní chod.

Asynchronní rozběh

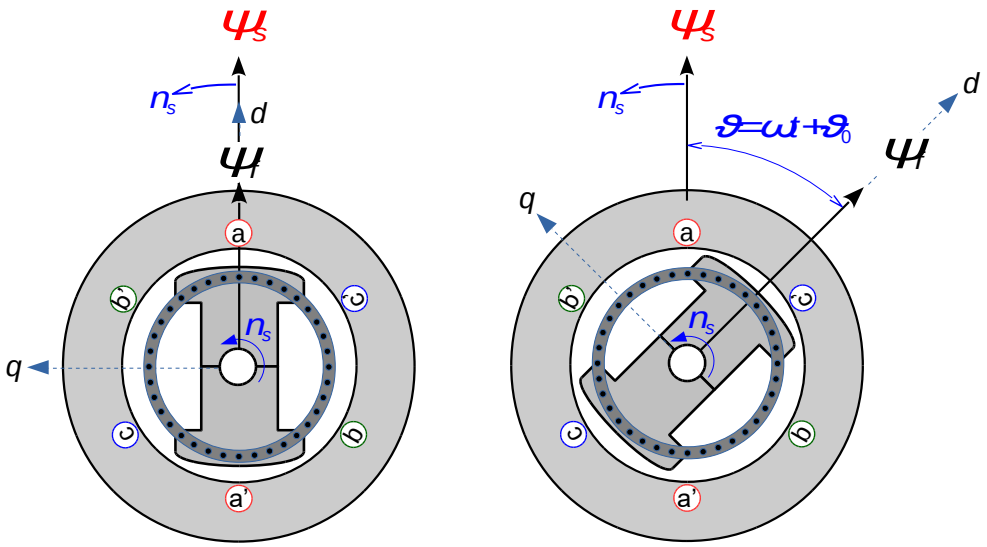
Stator připojíme na síťové napětí, pomocí klece nakrátko se stroj rozběhne. Při symetrickém m-fázovém napájení statoru vzniká kvůli asymetrii rotoru kromě točivého momentu i zpětná složka momentu. Ta kromě brzdění způsobuje ještě pulzace momentu. Protože rozběh relativně krátký provozní stav stroje, vznik pulzačního momentu (a tím i chvění) nemá velký význam. Zejména, pokud se stroj rozbíhá bez zátěže.

Vtažení stroje do synchronismu

Po dokončení asynchronního rozběhu má stroj jen malý skluz. Mezi točivým polem statoru a rotorem vznikají takové síly, které mohou způsobit vtažení rotoru do synchronismu. Zda se stroj do synchronismu vtáhne či nikoliv, to záleží na velikosti zátěžného momentu a velikosti momentu setrvačnosti na hřídeli stroje. Pokud se moment setrvačnosti postupně zvyšuje, tak se dostaneme k hranici, kdy se motor vtáhne do synchronismu pouze ve stavu naprázdno, tj. bez zátěže.

Ustálený synchronní chod

Statorové točivé pole se otáčí synchronní rychlostí. V něm se točí též synchronní rychlostí rotor s vyniklými póly. Osa pólu rotoru je ve stavu naprázdno v ose maximální hodnoty indukce statorového pole.



Obr. 13-2 Poloha rotoru vzhledem k točivému poli statoru.

Fyzikální vysvětlení je, že volný rotor zaujme polohu minimálního magnetického odporu, tj. polohu, kdy je minimální spotřeba magnetické energie. Abychom rotor z této polohy vychýlil, k tomu musíme vyvinout moment. Stroj je tudíž schopen podobně jako synchronní motor odevzdávat na hřídeli mechanický výkon. Pokud je hřídel zatížený momentem, je rotor oproti statorovému poli Ψ_S opožděn o zátěžný úhel υ. Pokud je moment konstantní, je i zátěžný úhel konstantní.

13.4 Výkon a moment RSM v ustáleném stavu

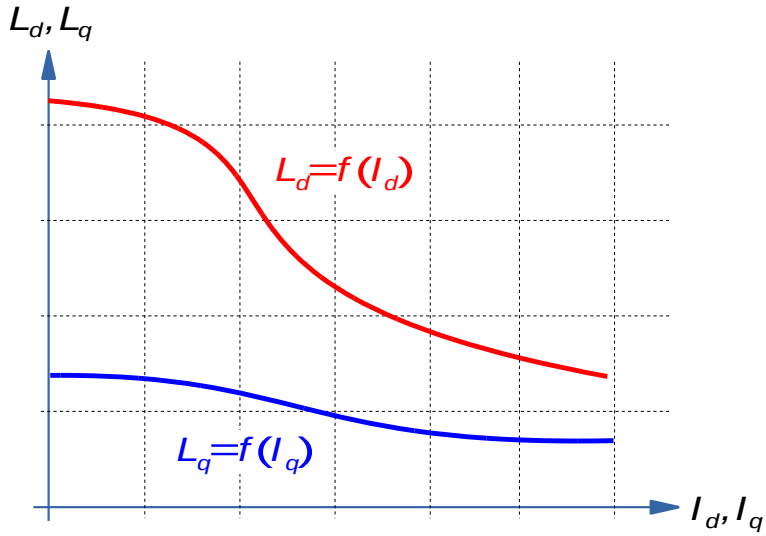
Podobně jako u synchronních strojů s vyniklými póly, i u RSM existují dvě různé synchronní indukčnosti a reaktance, a to v podélném d a příčném směru q.

$$L_d = L_{\sigma S} + L_{\mu d} \quad (13\text{-}3)$$
$$X_d = X_{\sigma S} + X_{\mu d} \quad (13\text{-}4)$$
$$L_q = L_{\sigma S} + L_{\mu q} \quad (13\text{-}5)$$
$$X_q = X_{\sigma S} + X_{\mu q} \quad (13\text{-}6)$$

kde je $L_{\sigma S}$ ($X_{\sigma S}$) rozptylová indukčnost (reaktance) statoru, $L_{\mu d}$ ($X_{\mu d}$) statorová magnetizační indukčnost (reaktance) ve směru d a $L_{\mu q}$ ($X_{\mu q}$) statorová magnetizační indukčnost (reaktance) ve směru q. Pro porovnání velikosti platí vztah

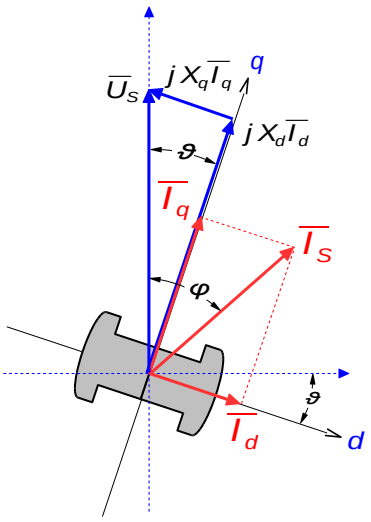
$$L_{\mu d} > L_{\mu q}, \text{ resp. } X_{\mu d} > X_{\mu q} \quad (13\text{-}7)$$

Vzájemný vztah indukčností můžeme posoudit podle obrázku.



Obr. 13-3 Závislost podélné synchronní indukčnosti L_d na proudu v ose d, I_d. Závislost příčné synchronní indukčnosti L_q na proudu v ose q, I_q.

V prvním přiblížení při určování výkonu a momentu stroje zanedbáme ztráty mechanické i elektrické. Reaktance X_d a X_q určíme nejsnáze měřením. Pak můžeme nakreslit zjednodušený fázorový diagram pro konvenční synchronní stroj s vyniklými póly.



Obr. 13-4 Zjednodušený fázorový diagram RSM.

V diagramu jsou fázory napětí U_s a zatěžujícího statorového proudu I_s zakresleny pro motorický režim. Fázor statorového proudu I_s je rozložen na podélnou složku I_d a příčnou složku I_q. Fázor napětí je vektorovým součtem napětí

$$jX_dI_d \; a \; jX_qI_q \tag{13-8}$$

Z fázorového diagramu dostaneme činný výkon motoru podle rovnice

$$P = mU_SRe\{I_S\} \tag{13-9}$$

kde je U_s efektivní hodnota fázového napětí statoru. Toto napětí je zakresleno v kladné reálné poloose souřadného systému. Úpravou vztahu a z fázorového diagramu dostaneme

$$P = mU_S\left(I_q cosv - I_d sinv\right) \tag{13-10}$$

Vyjádříme si ještě napětí U_s pomocí parametrů (reaktancí) stroje

$$U_S cosv = X_d I_d \tag{13-11}$$

$$U_S sinv = X_q I_q \tag{13-12}$$

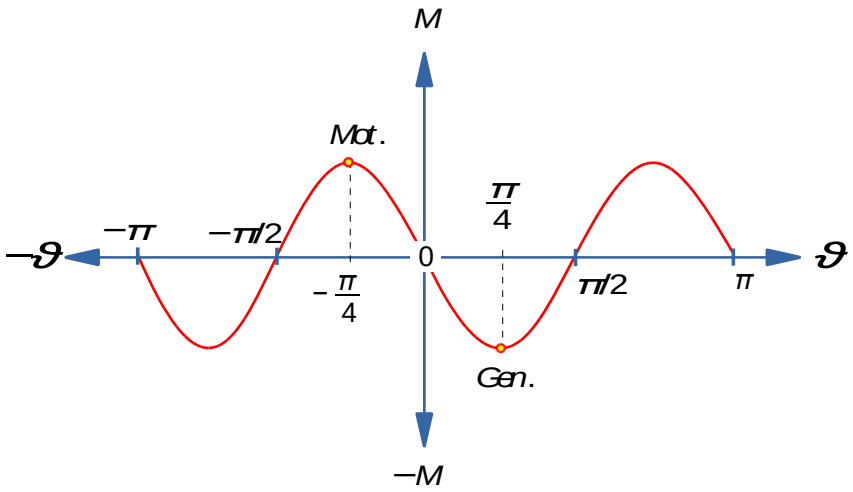
a dostaneme

$$P = mU_S^2 \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} sin2v \tag{13-13}$$

Pro vztah momentu pak obdržíme

$$M = \frac{mU_S^2}{\omega_S} \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} sin2v \tag{13-14}$$

kde je ω_S mechanická synchronní úhlová rychlost.



Obr. 13-5 Momentová charakteristika RSM v závislosti na zátěžném úhlu.

Jak je vidět z obrázku momentové charakteristiky, stabilní oblast je v rozsahu zátěžných úhlů

$$\langle -\frac{\pi}{4}; +\frac{\pi}{4} \rangle \tag{13-15}$$

Maximální moment stroj poskytuje právě po zátěžný úhel $-\frac{\pi}{4}$ a je to hodnota

$$M_{max} = \frac{mU_S^2}{\omega_S} \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} \tag{13-16}$$

Jak je vidět, reluktanční moment mají jen stroje s rozdílnou magnetickou vodivostí v ose d a ose q. Protože je rotor bez buzení, odebírá stroj ze sítě veškerý magnetizační proud a jeho účiník je malý. Účinnost (a účiník) je malá, pokud je malý poměr

$$\frac{X_d}{X_q} \tag{13-17}$$

Momentová charakteristika v závislosti na skluzu se u klasických synchronních strojů zpravidla nezobrazuje (nemá význam), ale v případě RSM s asynchronním rozběhem ji používáme.



Obr. 13-6 Momentová charakteristika RSM v závislosti na skluzu.

Při návrhu rozběhové klece se musíme snažit o „malý jmenovitý skluz“, protože jinak by se stroj nedostal do synchronismu. Musíme uvažovat i to, že záběrný moment sice zvýšíme zvýšením odporu tyčí klece, ale současně klesá tvrdost (strmost) momentové charakteristiky v oblasti malých skluzů. Tím by se zhoršily podmínky pro vtažení do synchronismu.

Nasycení magnetického obvodu RSM je nevýhodné. Hodnota X_d klesá se sycením velice rychle, ale pokles X_q je jen mírný. Pokud proto zvyšujeme napětí na svorkách stroje, klesá poměr

$$\frac{X_d}{X_q} \tag{13-18}$$

Úpravou vztahu pro maximální hodnotu momentu můžeme dostat rovnici

$$M_{max} = \frac{mU_S}{2\omega_S}\left(\frac{U_S}{X_q} - \frac{U_S}{X_d}\right) \tag{13-19}$$

Pokud například skluzovou metodou změříme proud pro podélnou a příčnou polohu rotoru, můžeme určit i velikost příslušných reaktancí. Ztráty ve statoru zanedbáme.

Pro podélnou polohu máme

$$X_d = \frac{U_S}{I_{md}} \tag{13-20}$$

a pro příčnou polohu rotoru

$$X_q = \frac{U_S}{I_{mq}} \tag{13-21}$$

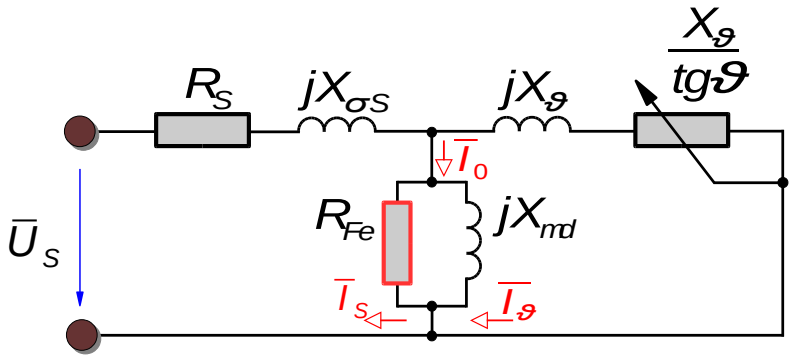
Proudy I_{md} a I_{mq} jsou magnetizační proudy, vždy pro příslušnou polohu rotoru a napájecí napětí U_S.

Dosazením těchto vztahů do výrazu pro maximální hodnotu momentu dostaneme

$$M_{max} = \frac{mU_S}{2\omega_S}\left(I_{mq} - I_{md}\right) \tag{13-22}$$

13.5 Náhradní schéma RSM

Náhradní schéma velmi připomíná náhradní schéma asynchronního stroje.



Obr. 13-7 Náhradní schéma RSM.

Parametr X_v je dán vztahem

$$X_v = \frac{X_{md}X_{mq}}{X_{md} - X_{mq}} \tag{13-23}$$

Impedance v podélné větvi rotoru je

$$Z_v = \frac{X_v}{tg\ v} + jX_v \tag{13-24}$$

Impedance Z_v se proto skládá ze stálé reaktance jX_v a z parametru náhradního schéma $\frac{X_v}{tg\ v}$, který závisí na $tg\ v$. Tento parametr respektuje zátěž na hřídeli. Vidíme zde analogii s asynchronním strojem. Rozdíl je v tom, že se velikost prvku v náhradním schéma RSM nemění se skluzem (jako u asynchronního stroje), ale se zátěžným úhlem, resp. s jeho tangentou.

Náhradní schéma RSM má opět příčnou větev a podélnou větev. Příčná větev respektuje proud naprázdno a ztráty v magnetickém obvodu. Podélná větev má proud, který je závislý na zatížení stroje.



Otázky k tomuto tématu:

- *Má RSM budící vinutí?*
- *Jaké základní provozní stavy má RSM?*
- *Kde je zdroj jalového výkonu pro magnetování RSM?*



Správné odpovědi na otázky

- *Má RSM budící vinutí?*

Stroj buzení nemá.

- *Jaké základní provozní stavy má RSM?*

Stroj má tři provozní stavy – asynchronní rozběh, vtažení do synchronismu, ustálený synchronní chod.

- *Kde je zdroj jalového výkonu pro magnetování RSM?.*

Protože je rotor bez buzení, odebírá stroj ze sítě veškerý magnetizační proud a jeho účiník je malý.