

REZONANČNÍ MOTOR polopatě VI

(c) Ing. Ladislav Kopecký, prosinec 2015

Při diskusích o rezonančním motoru oponenti často argumentují tím, že účinnost motoru je určena kosínem ϕ . Dnes se na $\cos \phi$ podíváme trochu blíže. Začneme jeho definicí. Na Wikipedii se o něm píše toto:

“Účinník je [bezrozměrná veličina](#), označovaná **cos ϕ** . Užívá se jen pro harmonické průběhy střídavých proudů a napětí nebo pro jednotlivé harmonické složky obecných průběhů.

Účinník je poměrem činného a zdánlivého [elektrického výkonu](#) v [obvodu střídavého proudu](#) a napětí. Vyjadřuje, jak velkou část zdánlivého výkonu přeměňuje obvod na činný [výkon](#), tj. na součet užitečného výkonu a ztrát.

Účinník je [kosinus](#) vzájemného [fázového posuvu](#) mezi [proudem](#) a [napětím](#) elektrického obvodu. Hodnota účinníku spotřebiče se pohybuje od nuly do jedné. (Platí pro obvykle používanou spotřebičovou soustavu. To znamená, že výkon spotřebiče je kladný a výkon zdroje je záporný.)

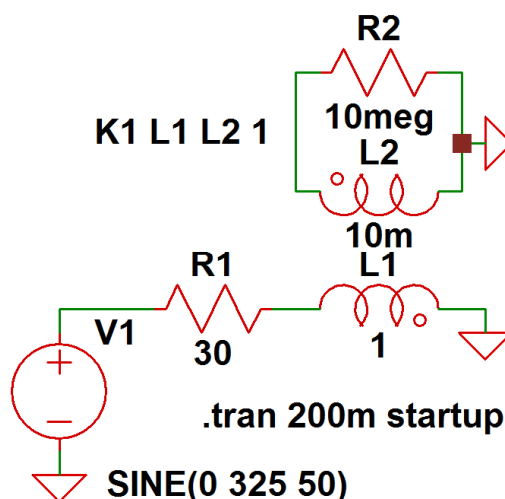
Při účinníku rovném jedné je celý výkon činný (fázový posuv je nulový). Při nulovém účinníku je celý výkon jalový, zátěž je buď čistě [kapacitní](#) (fázový posuv -90° = zpožďuje se napětí za proudem) nebo čistě [indukční](#) (fázový posuv $+90^\circ$ = zpožďuje se proud za napětím).

Hodnota účinníku menší než 1, tj. nenulový vzájemný fázový posuv proudu a napětí, způsobuje nežádoucí zvýšené ztráty energie na přenosovém vedení obvodu, ve zdroji i spotřebiči.

Účinník vyjadřuje pro daný elektrický obvod také poměr činné a zdánlivé energie i poměr ohmického odporu (rezistance) a impedance.”

Zdroj: <https://cs.wikipedia.org/wiki/%C3%9A%C4%8Din%C3%ADk>

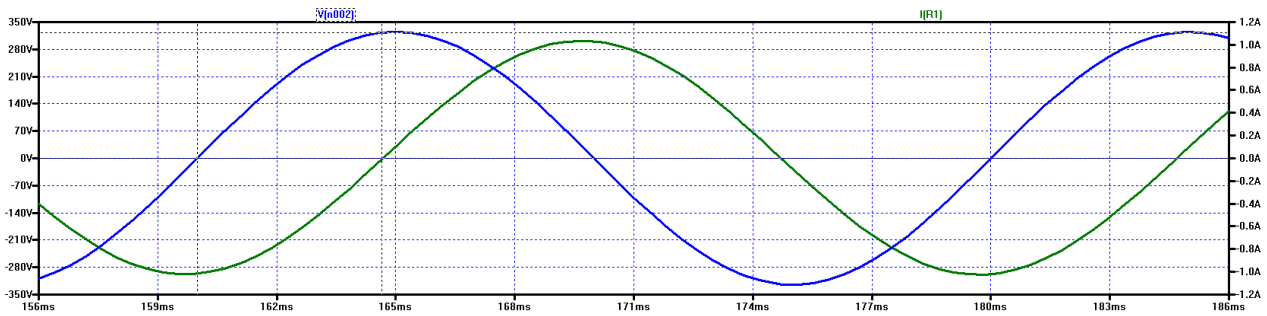
Nyní nakreslíme simulační schéma jednofázového indukčního motoru, připojeného k síti 230V/50Hz, a podíváme se, jak to funguje v praxi.



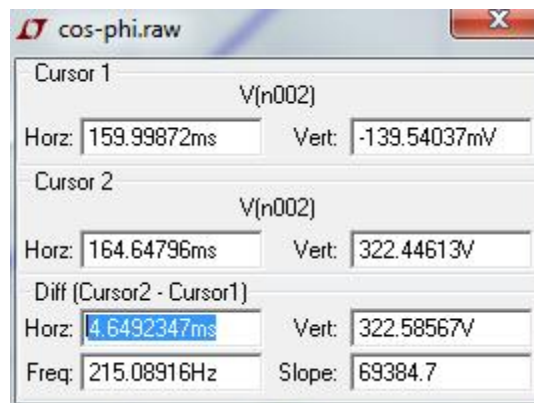
Obr. 1: Model jednofázového indukčního motoru

V modelu asynchronního motoru na obr. 1 odpor R1 představuje činný odpor vinutí statoru, cívka L1 představuje jeho indukčnost a odpor R2 zastupuje ztráty vířivými proudy a činné ztráty v kotvě, způsobené skluzem. Nejdříve budeme zkoumat ideální případ, kde jedinými skutečnými ztrátami je odpor vinutí R1, skluz je nulový a magnetický obvod statoru je vyroben z elektricky nevodivého materiálu, takže i ztráty

vřivými proudy jsou nulové. Dá se tedy předpokládat, že $\cos \varphi$ se bude blížit nule. Nyní se o tom přesvědčíme.



Obr. 2: Průběhy napětí a proudu v obvodu na obr. 1



Obr. 3: Změřená hodnota fázového posunu v ms naprázdno

Na obr. 2 vidíme, že proud (zelená křivka) je proti napětí (modrá) zpožděn. Velikost zpoždění je cca 4,65ms, jak ukazuje obr. 3 (modré políčko „Horz.“ vlevo dole). Fázový posun mezi napětím a proudem je tedy $4,65/20 \cdot 360 = 83,7^\circ$ a $\cos 83,7^\circ = 0,1097$. Impedance obvodu je

$$Z = \sqrt{((\omega L)^2 + R^2)} = \sqrt{((2\pi \cdot 50 \cdot 1)^2 + 30^2)} = 315,59\Omega \quad (1)$$

zdánlivý výkon je

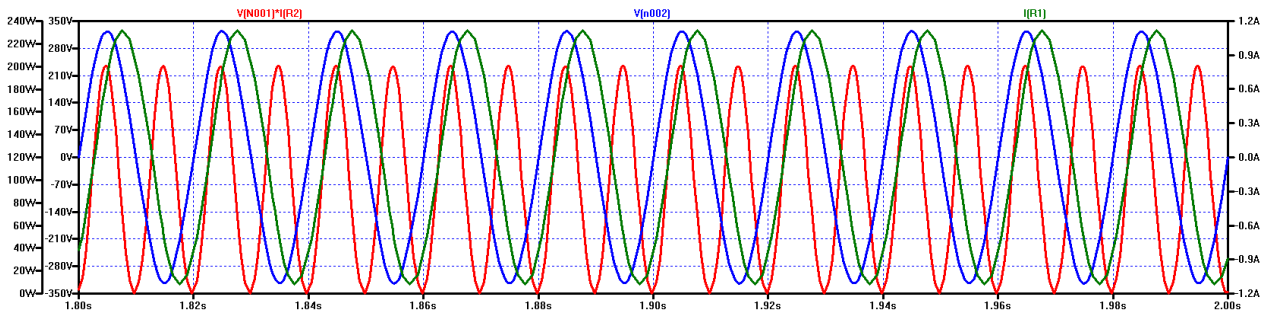
$$P_z = U^2/Z = 230^2/315,59 = 167,62\text{VA} \quad (2)$$

a činný výkon vypočítáme pomocí $\cos \varphi$:

$$P = P_z \cdot \cos \varphi = 167,62 \cdot 0,1097 = 18,39\text{W}. \quad (3)$$

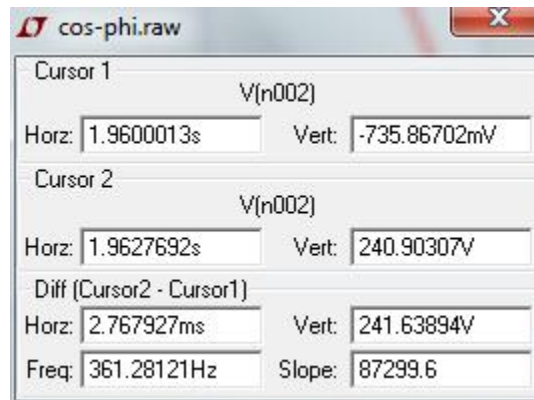
To je výkon, který do prostoru vyzáří odpor vinutí R1. Nyní se podíváme na situaci, kdy máme motor zatížený jmenovitým výkonem. Budeme předpokládat, že jmenovitý výkon motoru je 100W. Dále pro jednoduchost budeme předpokládat, že stejný výkon vyzáří odpor R2. V našem modelu tedy nastavíme takovou hodnotu odporu R2, aby amplituda výkonu na něm byla $100 \cdot 2 = 200\text{W}$.

Poznámka: Aby mě nikdo nemohl chytit za slovo, musím dodat, že část výkonu ztraceného v rotoru se spotřebuje na vytvoření magnetického pole rotoru. Nebudeme zde řešit, jak velký podíl to je. To pro nás v tuto chvíli není důležité. Nás nyní zajímá, jak se mechanická zátěž, resp. skluz, projeví na hodnotě účinníku.



Obr. 4: Průběhy napětí, proudu a výkonu na $R2 = 4,57\Omega$ v obvodu na obr. 1

Na obr. 4 máme výsledek simulace pro $R2 = 4,57\Omega$. Podívejme se, jak se nám změnil účinník:



Obr. 5: Změřená hodnota fázového posunu v ms při zatížení

Obr. 5 nám ukazuje, že fázový posun mezi napětím a proudem se nám snížil na 2,768ms, což pro periodu $T = 20\text{ms}$ činí úhel $49,824^\circ$. Účinník v tomto případě bude $\cos 49,824^\circ = 0,645$.

Zajímavé bude vypočítat činný výkon odebíraný ze zdroje. Ten je dán vztahem (3). Protože budeme pracovat s amplitudami proudu a napětí, musíme tyto hodnoty dělit $\sqrt{2}$, abychom dostali efektivní hodnoty. Vzorec (3) tedy bude mít tvar:

$$P = U_{\max} \cdot I_{\max} \cdot \cos \varphi / 2 \quad (4)$$

Z grafického výstupu simulace jsme zjistili, že $I_{\max} = 1\text{A}$. Amplituda napětí zdroje je $U_{\max} = 325\text{V}$. Po dosazení do (4) dostaneme

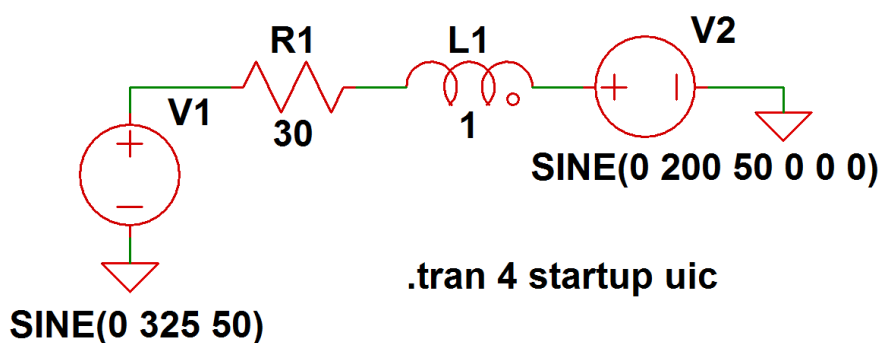
$$P = U_{\max} \cdot I_{\max} / 2 \cdot \cos \varphi = 325 \cdot 1 / 2 \cdot 0,645 = 104,835\text{W}$$

Nyní provedeme bilanci výkonů. Z výstupu simulace jsme zjistili, že amplituda výkonu, který se ztratí v odporu vinutí $R1$ je 37,63W, takže střední hodnota tohoto výkonu je $37,63/2 = 18,815\text{W}$. Sečtením výkonů na obou odporech dostaneme celkový vyzářený výkon $100 + 18,815 = 118,815\text{W}$, zatímco ze zdroje jsme odebrali pouze necelých 105W. Simulační program LTspice je poměrně přesný, proto bych tento rozpor nespádl na chybu simulace.

U asynchronního motoru, nehledě na menší nesoulad v bilanci výkonů, se žádné velké překvapení nekoná: s rostoucím skluzem nám roste i účinník. Zajímavější bude zjistit, jaká bude závislost mezi účinníkem a mechanickým zatížením motoru u synchronního motoru s magnety v rotoru.

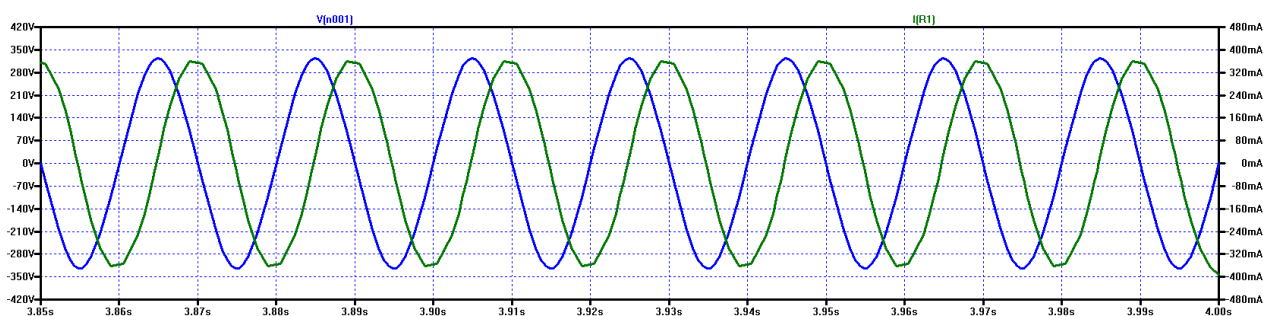
Na obr. 6 najdete simulační model synchronního motoru. Pro jednoduchost opět předpokládáme, že ztráty vířivými proudy jsou nulové. Synchronní motor, jak už vyplývá z jeho názvu, nemá žádnou skluzovou

frekvenci, proto jsme mohli vypustit sekundární cívku L2 a odpor R2. Přibyl nám však zdroj V2, který představuje napětí indukované ve statoru vlivem pohybu magnetů v rotoru. Vlivem mechanické zátěže se rotor zpožďuje za točivým magnetickým polem, takže dojde k fázovému posunu mezi napětími zdrojů V1 a V2. Simulačními modely motorů jsme se zabývali v prvním dílu tohoto seriálu. Více informací najdete tam.



Obr. 6: Model jedné fáze synchronního motoru

Nyní budeme měnit mechanickou zátěž motoru tím, že budeme měnit fázi zdroje V2 a sledovat, jaký to bude mít vliv na účinník a amplitudu proudu. V tabulce 1 máme uvedeny hodnoty proudu, $\cos \varphi$, zdánlivého výkonu a činného výkonu v závislosti na úhlu α mezi točivým magnetickým polem a polohou rotoru.

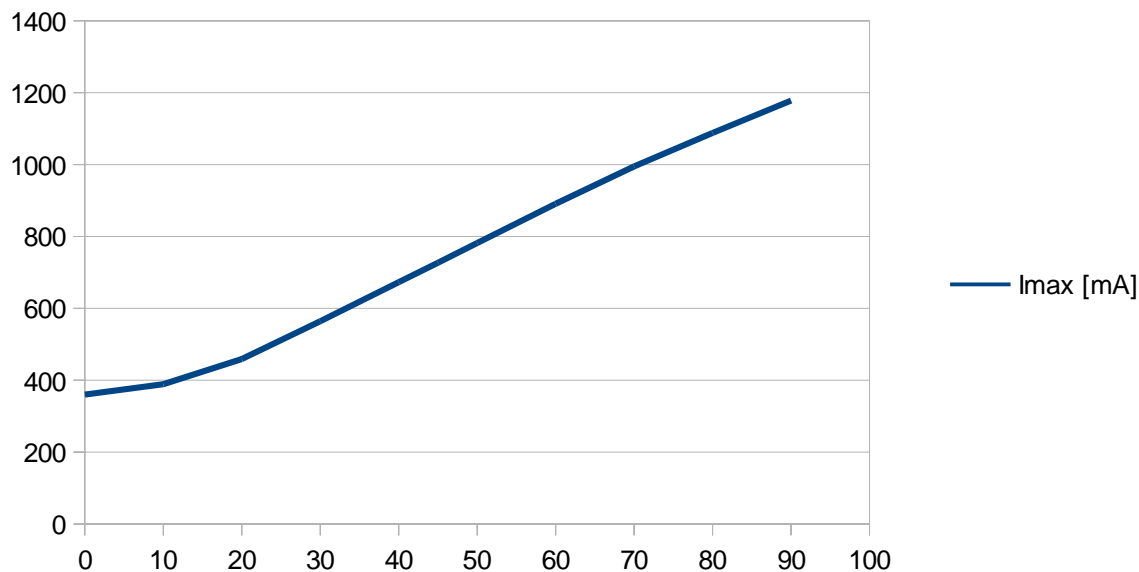


Obr. 7: Průběhy napětí a proudu v obvodu na obr. 6

α	I_{\max} [mA]	Δt [ms]	φ [°]	$\cos \varphi$ [-]	P_z [VA]	P [W]
0	360	4,714	84,852	0,089728707	58,5	5,249129
10	389	5,542	99,756	-0,16945271	63,2125	-10,7115
20	459	6,144	110,592	-0,351710946	74,5875	-26,2332
30	564	6,534	117,612	-0,463481631	91,65	-42,4781
40	673	6,732	121,176	-0,51766867	109,3625	-56,6135
45	727	6,775	121,95	-0,529179001	118,1375	-62,5159
50	782	6,802	122,436	-0,536357196	127,075	-68,1576
60	891	6,776	121,968	-0,529445542	144,7875	-76,6571
70	995	6,719	120,942	-0,514170108	161,6875	-83,1349
80	1088	6,605	118,89	-0,483129579	176,8	-85,4173
90	1178	6,442	115,956	-0,437680793	191,425	-83,783

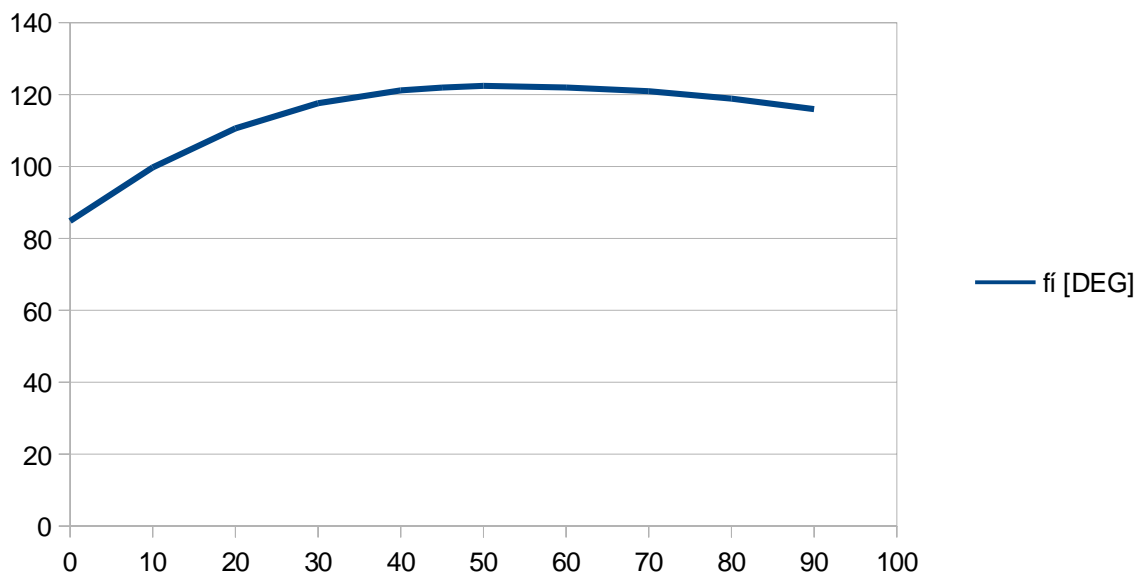
Tabulka 1: Závislost veličin na úhlu α mezi točivým polem a polohou rotoru.

Závislost mezi úhlem α a proudem motoru je - až na začátek - lineární, jak ukazuje graf 1.



Graf 1: Závislost proudu synchronním motorem na úhlu α

Graf 2 zobrazuje závislost úhlu φ mezi proudem a napětím na úhlu α , resp. na mechanickém zatížení motoru.

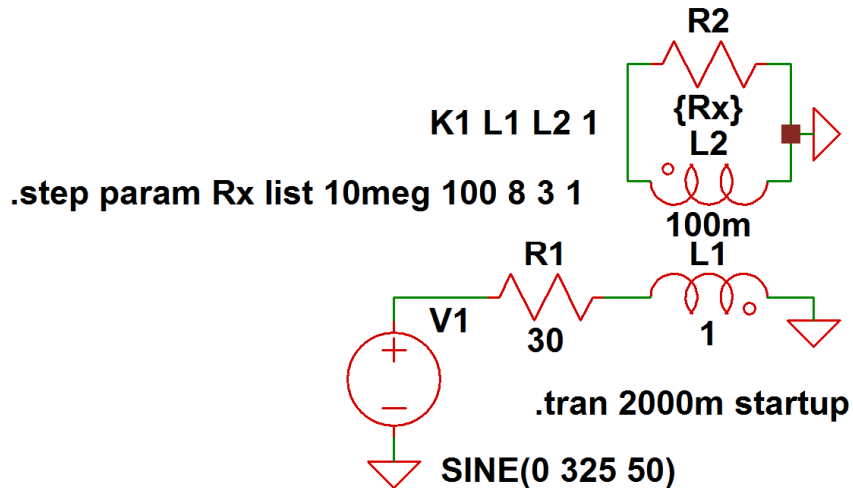


Graf 2: Závislost úhlu φ mezi proudem a napětím na úhlu α

Příklad synchronního motoru jasně ukazuje, že účinník a účinnost motoru spolu nemusí vůbec souviset, přestože mnoho těch, kdo se považují za odborníky, je přesvědčeno o opaku.

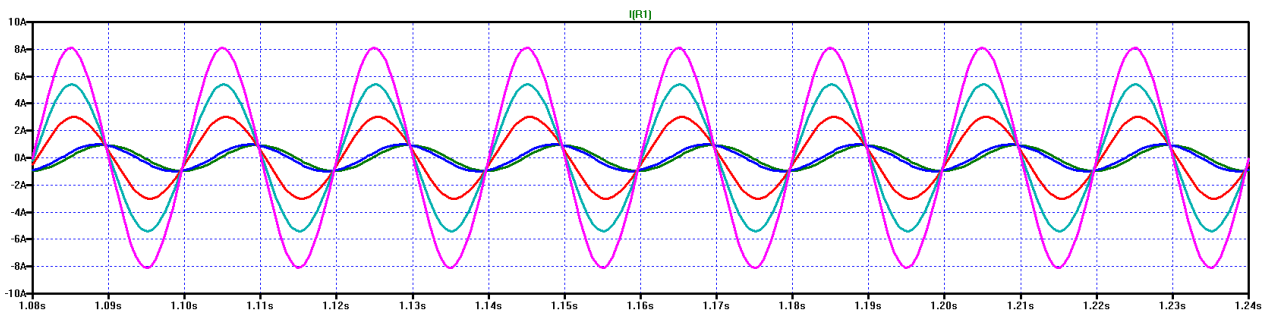
Nyní se opět na chvíli vrátíme k indukčnímu motoru a budeme zkoumat závislost proudu a účinníku na mechanické zátěži, resp. skluzu, jako jsme to udělali u synchronního motoru. Cílem je vytvořit obdobné grafy pro srovnání indukčního a synchronního motoru. Na obr. 8 máme upravený model indukčního motoru z obr. 1. Jedinou změnou je to, že jsme pevnou hodnotu odporu R_2 nahradili parametrem R_x , za nějž

simulační program postupně dosazuje hodnoty $10\text{M}\Omega$, 100Ω , 8Ω , 3Ω a 1Ω . Hodnota $10\text{M}\Omega$ odpovídá stavu, kdy máme buď nulový skluz, nebo vyndaný rotor z motoru. Druhá hodnota 100Ω odpovídá chodu naprázdno. Další hodnoty odporu R_2 byly voleny tak, aby proud motorem stoupal po zhruba stejných skocích a abychom dosáhli stavu, kdy se účinník blíží jedné. Protože jsme zvolili takové parametry cívky, které odpovídají malému jednofázovému motoru, jsou hodnoty proudu nereálné a vedly by ke spálení motoru. Při simulaci si to naštěstí můžeme dovolit, protože nám jde pouze pro ilustraci principu. Z výše uvedeného navíc vyplývá, že u malých motorů je dosahováno nízkého účinníku, takže rezonanční řízení těchto motorů představuje nezanedbatelnou úsporu energie.

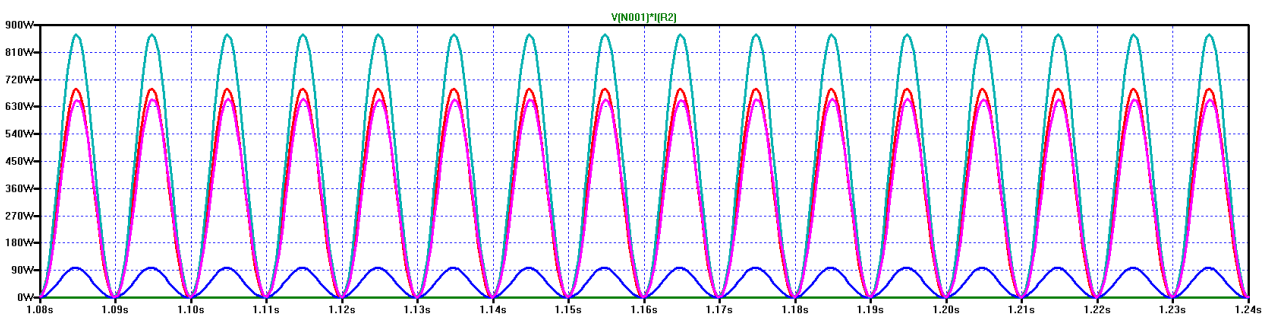


Obr. 8: Upravený model indukčního motoru pro různé hodnoty skluzu

Na obr. 9 máme průběhy proudu motorem v závislosti na skluzu. Na obr. 10 pak vidíme průběhy činných ztrát v rotoru.



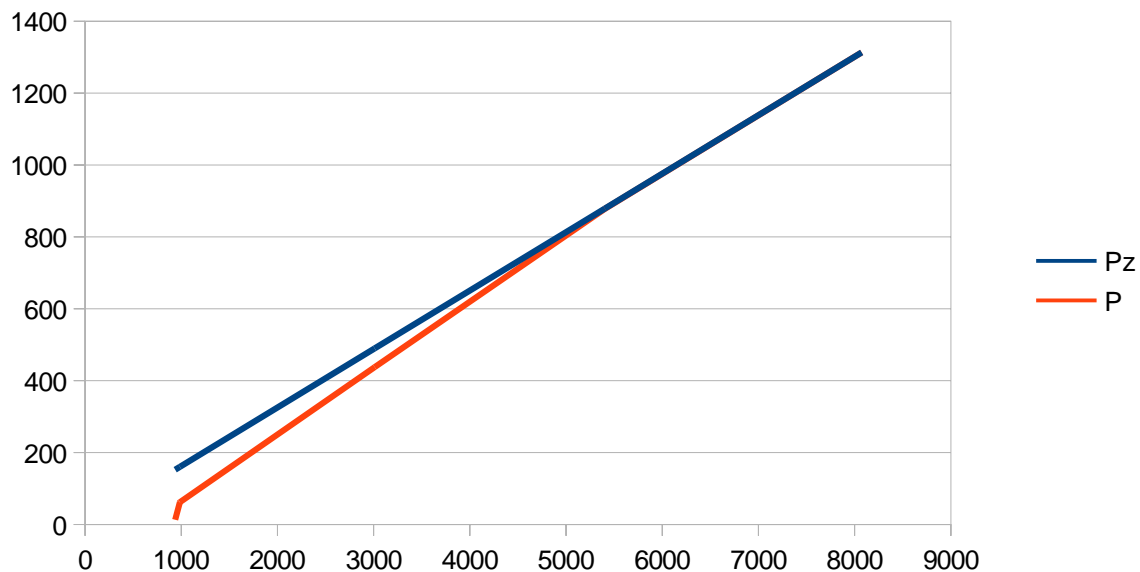
Obr. 9: Závislost proudu motorem na skluzu



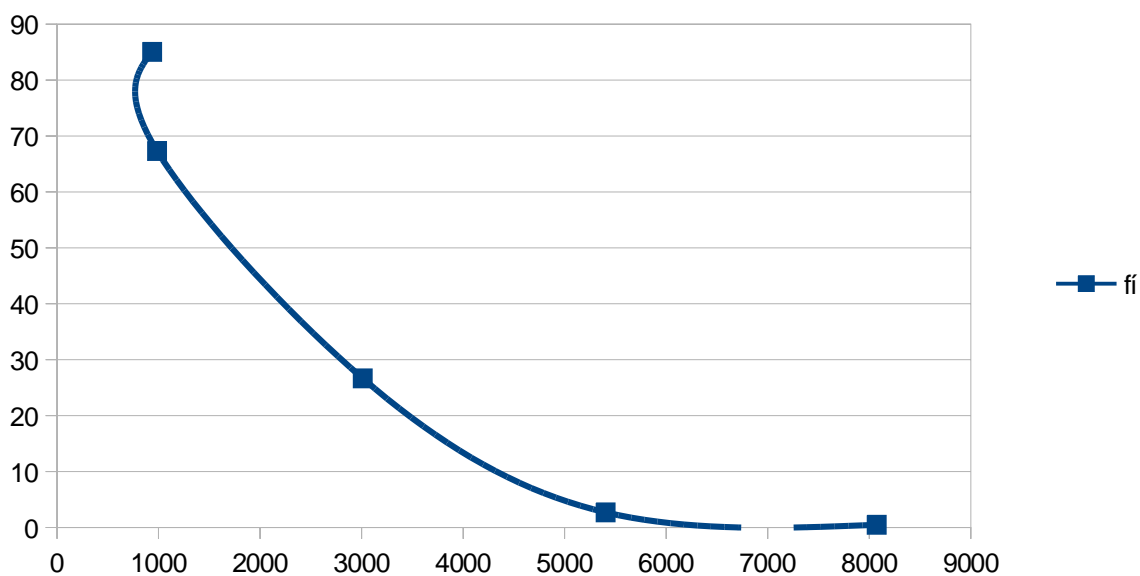
Obr. 10: Závislost ztrát v rotoru na skluzu

R2	I_{\max} [mA]	Δt [ms]	φ [°]	$\cos \varphi$	P_z [VA]	P [W]
10M Ω	937	4,724	85,032	0,086599	152,4116	13,19875
100 Ω	986	3,74	67,32	0,385584	160,3819	61,84069
8 Ω	3011	1,481	26,658	0,893701	489,7666	437,7047
3 Ω	5404	0,15	2,7	0,99889	879,0099	878,0341
1 Ω	8073	0,027	0,486	0,999964	1313,147	1313,1

Tabulka 2: Závislost veličin v as. motoru na skluzu



Graf 3: Závislost zdánlivého [VA] a činného [W] výkonu na proudu [mA] v as. motoru

Graf 4: Závislost úhlu φ mezi proudem a napětím na proudu v as. motoru

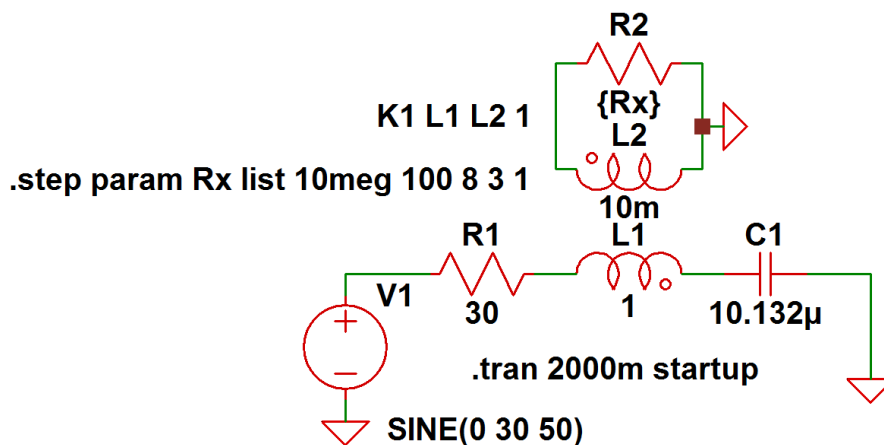
Na základě tabulky 2 jsme vytvořili dva grafy. Graf 3 zobrazuje závislost zdánlivého a činného výkonu na proudu procházejícím asynchronním (indukčním) motorem. Graf 4 zobrazuje závislost fázového posunu mezi napětím a proudem v as. motoru v závislosti na proudu. Porovnáme-li grafy 1 a 2 s grafem 4, vidíme, že u asynchronního motoru s rostoucí zátěží se zmenšuje úhel mezi proudem a napětím (a tím roste účinník), u synchronního motoru s magnety v rotoru tomu tak vůbec není. Proč o tom mluvíme? Jaké to má důsledky pro rezonanční řízení? Důsledky pro rezonanční řízení jsou u asynchronního motoru takové, že s rostoucím mechanickým zatížením motoru klesá činitel jakosti Q rezonančního obvodu. To se prakticky projeví tak, že s rostoucí zátěží klesá proud resp. výkon motoru. Jak už bylo uvedeno výše, největší úspory energie u těchto motorů dosáhneme u malých motorů s nízkým účinníkem. U synchronních motorů k žádnému snížení Q nedojde, protože mechanismus zvyšování proudu v závislosti na zatížení motoru je odvozen od změny fázového posunu mezi napájecím a indukovaným napětím. V tomto případě při zvyšování zátěže proud v rezonanci roste, stejně jako za běžného provozu na střídavý proud. V následujících odstavcích si pomocí simulací ukážeme, jak to funguje prakticky.

V rezonanci je u prosté cívky účinník vždy roven 1, protože proud a napětí jsou ve fázi. Nyní se podíváme, jak se účinník u motorů projeví v sériové rezonanci. Opět nejdříve na motor indukční a potom na motor synchronní. Nebudeme používat oscilátor, ale sinusový zdroj o frekvenci 50Hz. Napětí zdroje bude nastaveno tak, aby motorem procházel stejně velký proud jako v předchozím případě bez zátěže. Nejdříve vypočítáme kapacitu rezonančního kondenzátoru pro frekvenci 50Hz. K tomu použijeme Thompsonův vzorec

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5)$$

Odkud

$$C = \frac{1}{\omega^2 \cdot L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 50)^2 \cdot 1} = 10,132\mu\text{F}$$

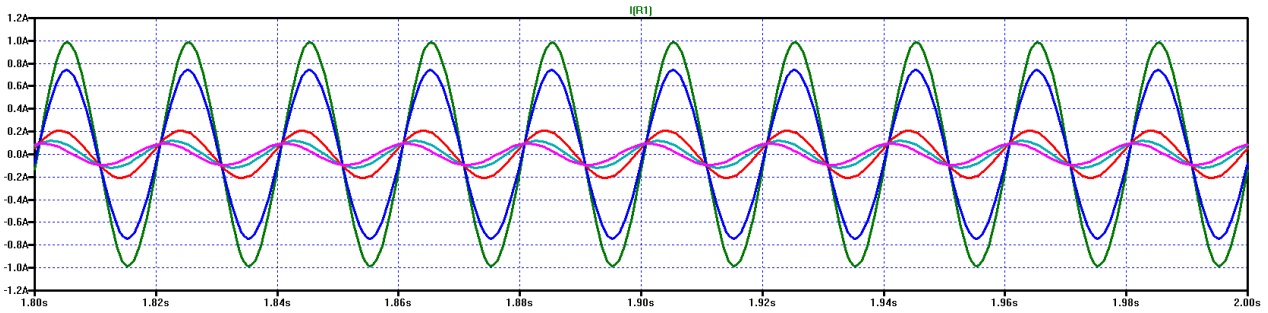


Obr. 11: Rezonanční RLC obvod se simulací různých hodnot skluzu

Na obr. 11 máme obvod z obr. 8, do něhož jsme přidali rezonanční kondenzátor pro frekvenci 50Hz. Amplitudu proudu jsme snížili na takovou hodnotu, aby amplituda proudu byla 1A při nulovém skluzu.

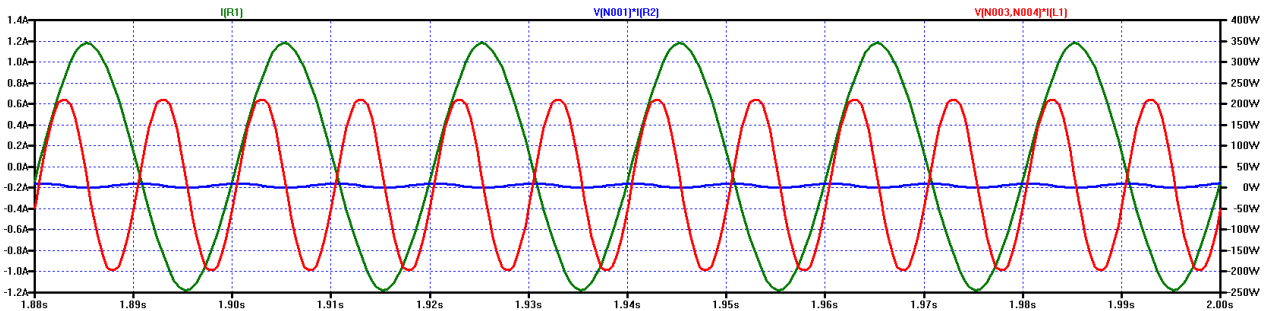
***Poznámka pro laiky:** Protože v rezonanci máme pouze činný odpor, požadovanou amplitudu napětí vypočítáme jednoduše pomocí Ohmova zákona: $U = I \cdot R$.*

Na obr. 12 můžete vidět, jak se snižuje amplituda proudu v závislosti na skluzu. Stejný mechanismus funguje i u ztrát vířivými proudy. Odborníci na motory tvrdí, že ztráty vířivými proudy činí kolem 5%.

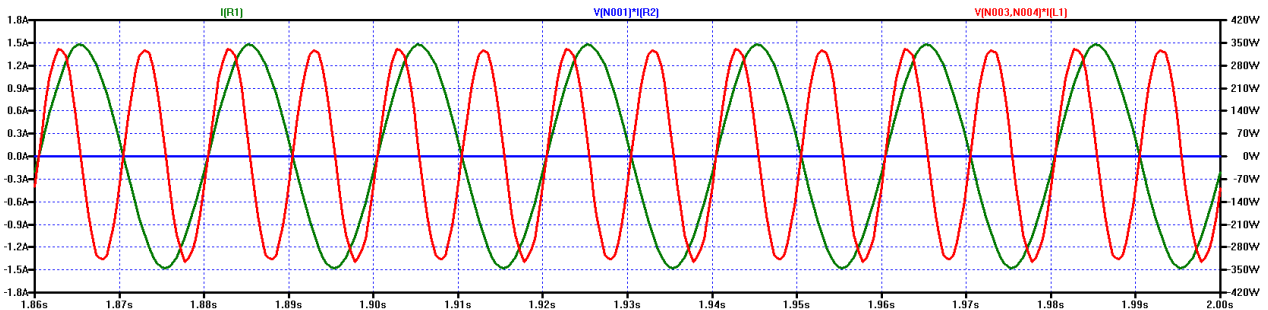


Obr. 12: Průběh proudu v závislosti na skluzu při rezonančním řízení as. motoru

Provedeme následující experiment. Budeme předpokládat, že jmenovitý výkon motoru je 100W, takže ztráty vířivými proudy budou 5W. V našem modelu na obr. 11 nastavíme takovou hodnotu R2, aby amplituda výkonu na R2 byla 10W. Napětí zdroje nastavíme tak, aby střední výkon na cívce byl 100W, a budeme sledovat, o kolik procent se zvětší zdánlivý výkon na cívce při nekonečně velké hodnotě R2. Na obr. 13 máme zobrazeny následující průběhy: proud, zdánlivý výkon na cívce a výkon na odporu R2.



a) $R2 = 130\Omega$, $V1 = 45Vš$



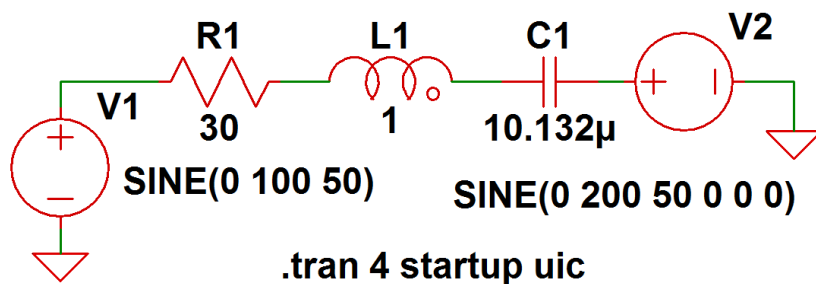
b) $R2 = 10M\Omega$, $V1 = 45Vš$

Obr. 13: Vliv vířivých proudů na parametry rezonančního obvodu

Na obr. 13 si můžete všimnout, že amplituda výkonu na cívce nám stoupla z cca 200W na 330W oproti předpokládaným 210W! To se týká obecně všech rezonančně řízených motorů.

Než se začneme zabývat rezonančně řízenými synchronními motory, můžeme konstatovat, že čím větší je účinník u indukčního motoru, tím menší je činitel jakosti Q v rezonanci.

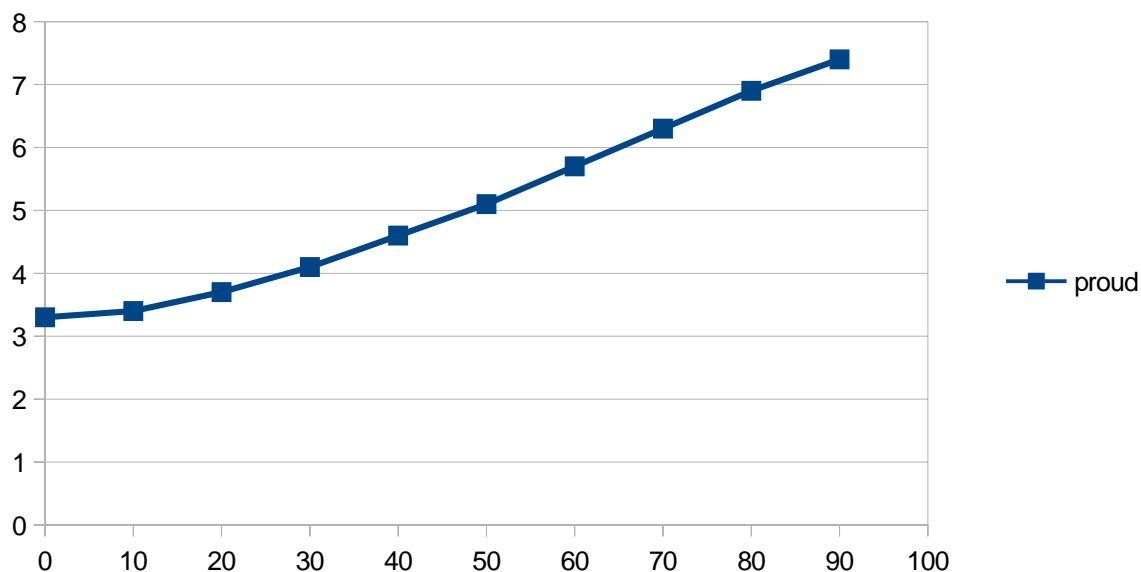
Na obr. 14 je schéma zapojení simulace synchronního motoru v rezonanci. Tento model použijeme ke zkoumání závislosti amplitudy proudu na fázovém posunu napětí mezi zdroji V1 a V2. V tabulce 3 jsou vyneseny hodnoty fázového posunu a amplitudy proudu RLC obvodem. V grafu 5 můžete vidět, že kromě začátku je u synchronního motoru závislost odběru proudu na fázovém posunu mezi točivým magnetickým polem a polohou rotoru lineární i v rezonanci. Připomínám, že jsme zanedbali ztráty vířivými proudy.



Obr. 14: Model synchronního motoru v rezonanci

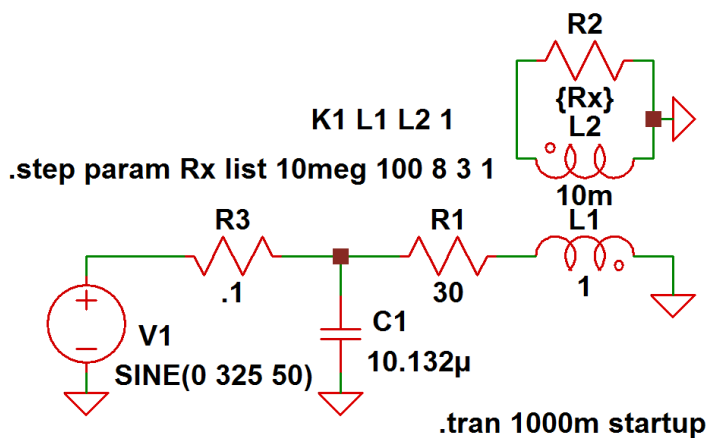
Fázový posun [°]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
Amplituda proudu [A]	3,3	3,4	3,7	4,1	4,6	5,1	5,7	6,3	6,9	7,4

Tabulka 3: Závislost proudu na fázovém posunu u synchronního motoru v rezonanci

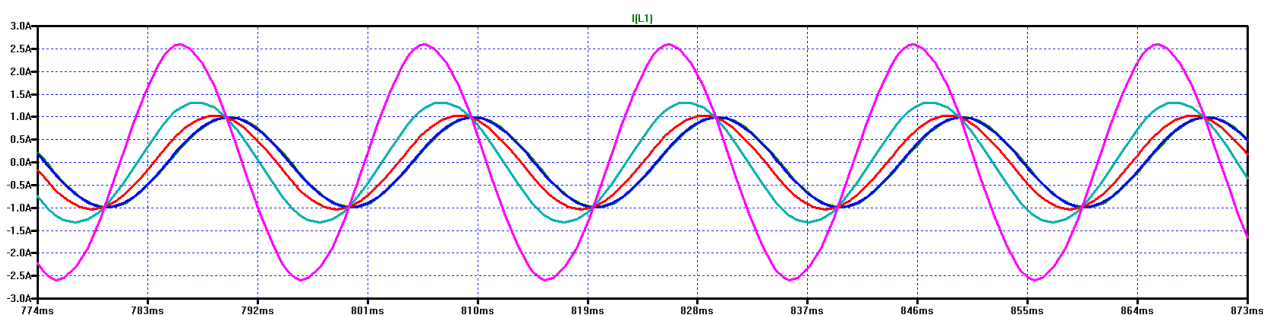


Graf 5: Závislost proudu na fázovém posunu u synchronního motoru v rezonanci

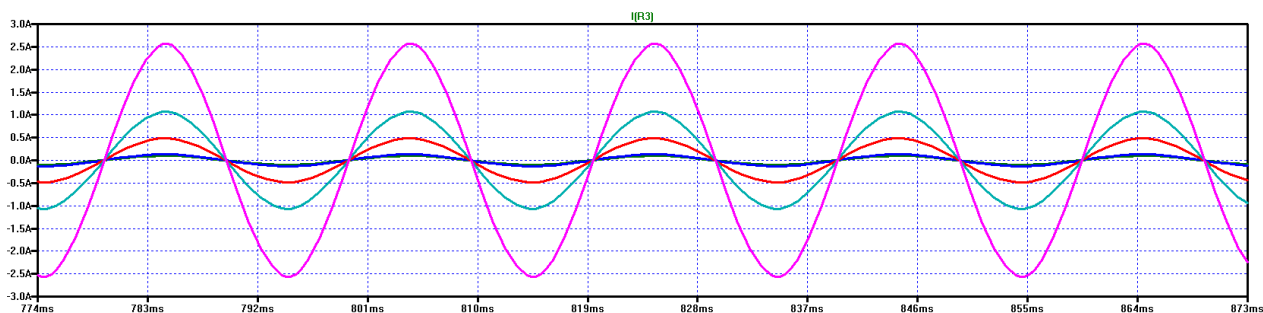
Nyní se vrátíme k asynchronnímu motoru a budeme zjišťovat, jaká je závislost odběru proudu ze zdroje na skluzu při paralelní rezonanci. Na obr. 15 máme model jedné fáze asynchronního motoru s paralelně připojeným rezonančním kondenzátorem o takové hodnotě, která způsobuje rezonanci při frekvenci sítě 50Hz. Na obr. 16 máme zobrazeny průběhy proudu motorem na obr. 17 jsou zobrazeny průběhy proudu odebíraného ze zdroje v závislosti na skluzu. Všimněte si, že s rostoucím proudem motorem roste i odběr proudu ze zdroje. Tato závislost je však nelineární: zpočátku je rozdíl obou proudů velký a postupně se tyto hodnoty sobě přibližují. Je to způsobeno tím, že s rostoucím účinníkem klesá činitel jakosti Q rezonančního obvodu.



Obr. 15: Model jedné fáze asynchronního motoru s paralelní rezonancí

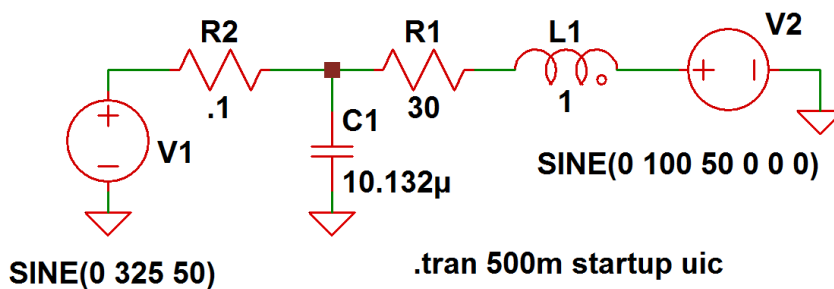


Obr. 16: Závislost proudu statorem indukčního motoru na skluzu při paralelní rezonanci

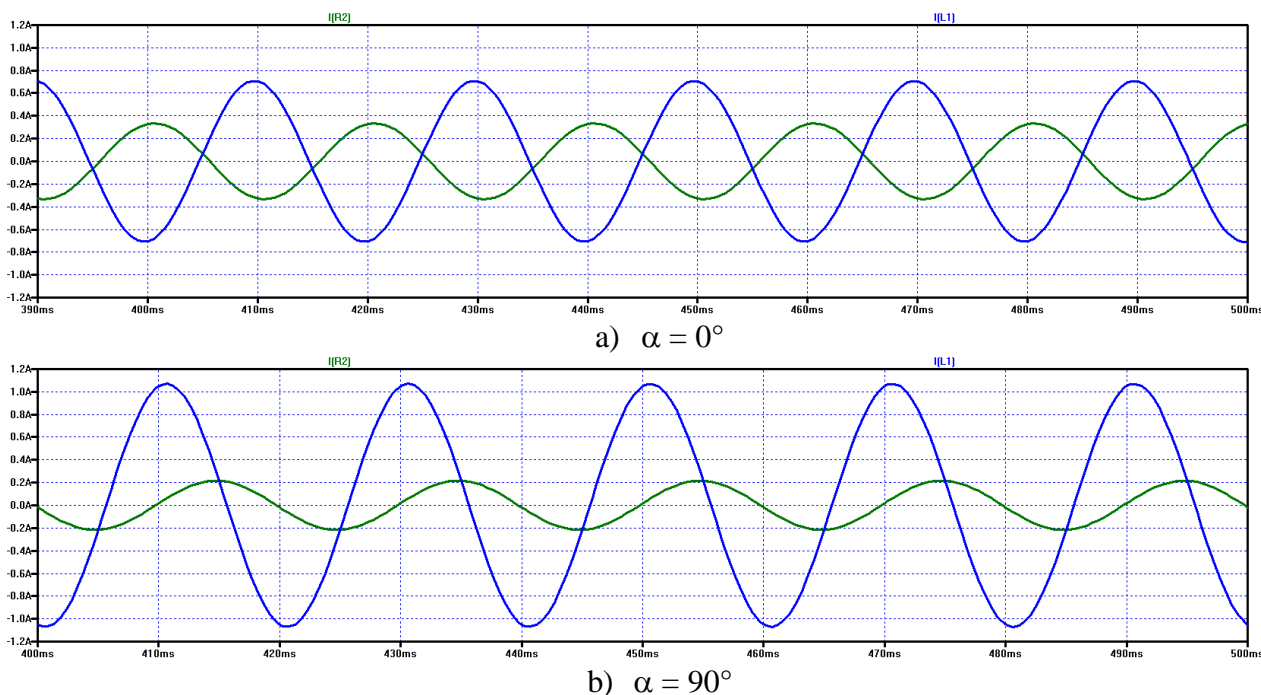


Obr. 17: Závislost odběru proudu indukčním motorem na skluzu při paralelní rezonanci

Bude zajímavé tento výsledek porovnat s chováním synchronního motoru při paralelní rezonanci. Z obr. 19 je zřejmé, že čím větší je mechanické zatížení synchronního motoru, tím více vzroste proud fází a zároveň klesne odběr proudu ze zdroje.



Obr. 18: Model jedné fáze synchronního motoru s paralelní rezonancí



Obr. 19: Průběhy proudů v synchronním motoru při paralelní rezonanci

Nakonce se podíváme po vhodných materiálech pro magnetické obvody. Dále budeme citovat z internetového zdroje:

2.3.4 Ztráty v magnetickém obvodu

Ztráty v magnetickém obvodě se projevují zahříváním materiálu. Rozlišujeme ztráty hysterezní (značí se P_h) a ztráty vířivými proudy (značí se P_e). Celkové ztráty se tedy rovnají součtu jednotlivých ztrát. Hysterezní ztráty závisí na ploše hysterezní smyčky a platí pro ně vztah: $P_h = f \cdot B_{\max}^{1,6}$, kde f je frekvence budícího proudu a B_{\max} je maximální indukce. Ztráty vířivými proudy vznikají, protože feromagnetický materiál je vodivý a magnetický tok kolem sebe indukuje elektrický proud a tento proud opět vytváří magnetické pole, které zeslabuje budící magnetické pole. Pro ztráty vířivými proudy platí vztah: $P_e = \frac{(f \cdot B_{\max} \cdot r)^2}{\rho}$, kde f je frekvence budícího proudu, B_{\max} je

maximální indukce, r je tloušťka materiálu a ρ je rezistivita materiálu. Ztráty vířivými proudy lze omezit použitím navzájem izolovaných plechů (zmenšuje se celková vodivost jádra), použitím materiálu s vysokým odporem (např. přidáním malého množství křemíku do základního materiálu) a snížením indukovaného napětí (nebude tak velký magnetický tok a indukovaný proud bude menší). Na velikost ztrát je třeba brát ohled např. při návrhu transformátorů.

Podstatnou vlastností jsou také měrné ztráty, které vycházejí z celkových ztrát. Tato vlastnost udává energii spotřebovanou na magnetizaci 1 kg materiálu při sinusové magnetické indukci. Udávají se ve $W \cdot kg^{-1}$.

.....

3.2.1.8 Magneticky měkké ferity

Ferity jsou oxidové materiály, které vznikají chemickým sloučením (Fe_2O_3) s oxidem vhodného dvojmocného kovu, výjimečně i jednomocného. Existují ferity jednoduché např. $NiO \cdot Fe_2O_3$. Nejvíce se však používají ferity směsné, v nichž je sloučen Fe_2O_3 se dvěma oxidy dvojmocných prvků. Ferity se vyrábějí keramickou metodou. Výlisky zhotovené nejčastěji lisováním se vypalují při teplotách 1 100 až 1400 °C, přitom dochází ke smrštění až o 25%. Mechanickými vlastnostmi se ferity podobají keramickým materiálům. Jsou křehké a porézní. Mají rezistivitu 10 až $10^5 \Omega \cdot m$. Proto jsou ztráty vířivými proudy malé a není třeba dělit jádro na vzájemně izolované vrstvy nebo částičky jako u kovových materiálů. Je možné

vyrobit ferity se speciálními vlastnostmi, např. s pravoúhloú hysterezí smyčkou, nebo s hysterezní smyčkou perminvaroného typu. Ferity se používají pro frekvence až několik set Mhz, některé druhy s velkou rezistivitou až do Ghz. Feritové výrobky se používají např. jako anténní tyče, jádra typu E, jádra pro vychylovací cívky.

3.2.1.9 Práškové materiály

Používá se pro ně také název magnetodielektrika. Jsou tvořeny malými zrnky kovu a pojiva. Jejich rezistivita je díky tomu poměrně vysoká. Používají se v magnetických obvodech s vyššími kmitočty. Vyrábějí se ze slitiny železa a křemíku.

.....

4. Použitá literatura a internetové zdroje

- 1) Elektrotechnologie I, Zdeněk Malý, SNTL 1990
- 2) Elektrotechnologie, Josef Šavel, BEN 2004
- 3) Elektrotechnika I, Antonín Blahovec, Informatorium 1997
- 4) Matematické, fyzikální a chemické tabulky pro střední školy
- 5) www.hellweb.cz
- 6) www.oa.svitavy.cz/pro/renata/vedatech/chznacky/ “

Při použití těchto materiálů pro konstrukci magnetického obvodu motoru nás zajímá pouze činný odpor, který omezuje vířivé proudy. Hysterezní ztráty nás nezajímají, protože ty se uplatňují ve větší míře pouze při vysokých kmitočtech, což ani u vysokootáčkových motorů nehrozí. Použití speciálních materiálů s velkým odporem má smysl pouze u synchronních nebo BLDC motorů, nikoli u indukčních (neboli asynchronních) motorů, protože skluz stejně spolehlivě znehodnotí činitel jakosti Q .

Závěr:

- 1) U indukčního motoru nemá smysl snažit se potlačovat vířivé proudy, protože činitel jakosti je stejně znehodnocen skluzem.
- 2) Indukční motory je vhodné provozovat v paralelní rezonanci, protože při sériové rezonanci s rostoucím účinníkem klesá proud motorem.
- 3) Větší úspory energie u indukčních/asynchronních motorů lze dosáhnout u menších motorů, protože mají menší účinník, a proto lze dosáhnout vyššího Q .
- 4) U synchronních a BLDC motorů má smysl používat speciálních materiálů pro potlačení vířivých proudů, protože závislosti proudu odebíraného ze zdroje na mechanickém zatížení motoru je dosaženo jiným mechanismem než transformátorovou vazbou, který neznehodnocuje činitel jakosti Q .
- 5) Synchronní a BLDC motory lze s výhodou provozovat rezonančně jak se sériovou, tak s paralelní rezonancí.
- 6) Ztráty vířivými proudy způsobují v rezonanci větší škody než při běžném provozu na střídavý proud (viz obr. 13 na str. 9)
- 7) Magneticky měkké ferity a práškové materiály mají tak velký elektrický odpor, že pro nízké frekvence, s nimiž se setkáváme v elektromotorech, je vliv vířivých proudů zanedbatelný.