

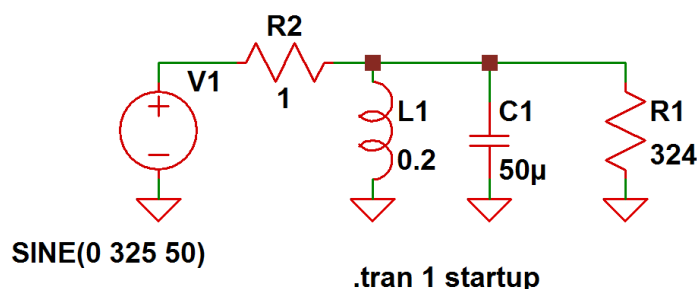
REZONANČNÍ MOTOR polopatě III

(c) Ing. Ladislav Kopecký, listopad 2015

Až dosud jsme se zabývali rezonančním řízením s použitím sériové rezonance. Sériová rezonance má vlastnosti, které ji předurčují pro zařízení s maximální účinností. Přitom však musí být splněny jisté podmínky, aby nedocházelo k degradaci rezonančního obvodu. To znamená, že pro konstrukci motoru musíme použít vhodné materiály, které potlačují vznik vířivých proudů, a před indukčním motorem s kotvou nakrátko preferujeme motor synchronní s permanentními magnety v rotoru. Pokud je toto dodrženo, můžeme dosáhnout účinnosti vysoko překračující 100%, takže budeme mít skutečné zařízení na „volnou energii“.

Pokud však chceme, aby se rezonanční řízení ujalo všeobecně, musíme použít takové motory, které jsou momentálně na trhu. Ty však pro rezonanční řízení se sériovou rezonancí příliš vhodné nejsou: Nejrozšířenější jsou indukční motory, jejichž magnetický obvod je složen z izolovaných ocelových plechů s příměsí křemíku pro zvýšení jejich elektrického odporu. Toto opatření pro potlačení vířivých proudů však pro rezonanční řízení není dostatečné. Kromě toho rezonančně řízený indukční motor může mít problémy sám se rozeběhnout. Důvodem je to, že při rozběhu je maximální skluz, který podstatně sníží činitel jakosti Q rezonančního obvodu. Další nevýhodou je potřeba sníženého napájecího napětí, jehož úroveň je potřeba měnit v závislosti na mechanickém zatížení hřídele motoru. V tomto článku budeme zkoumat možnost rezonančně řídit běžné indukční motory s použitím paralelní rezonance. Tato volba nám přinese následující výhody: Můžeme použít vyšší napětí, které není potřeba měnit v závislosti na velikosti zátěže, motor se rozbíhá bez problémů, při zvýšeném mechanickém zatížení motoru odběr stoupá podobně jako při běžném napájení ze střídavé sítě a jsou přitom zachovány výhody rezonančního řízení (potlačení jalových ztrát, napájení ze stejnosměrného zdroje a potlačení elektromagnetického rušení). Paralelní rezonance se však příliš nehodí pro volnou energii, protože když zvyšujeme rezonanční kmitočet, klesá proud.

Pokud chceme paralelní rezonanční RLC obvod používat pro rezonanční řízení, musíme navrhnout vhodný oscilátor, který bude automaticky udržovat RLC obvod v rezonanci podobně, jako sériový RLC obvod, jímž jsme se zabývali doposud. Začneme analýzou paralelního RLC obvodu.



Obr. 1: Paralelní rezonanční obvod

Na obr. 1 máme příklad paralelního rezonančního obvodu, který je v rezonanci přibližně při síťovém kmitočtu 50Hz. Odpor $R2$ představuje vnitřní odpor zdroje $V1$ a prvky $L1$, $C1$ a $R1$ jsou vlastní rezonanční RLC obvod. Na obr. 2 máme průběhy proudů: zelený průběh představuje proud odebíraný ze zdroje a modrý průběh je

proud tekoucí paralelním LC obvodem. Amplitudu zeleného průběhu vypočítáme snadno pomocí Ohmova zákona:

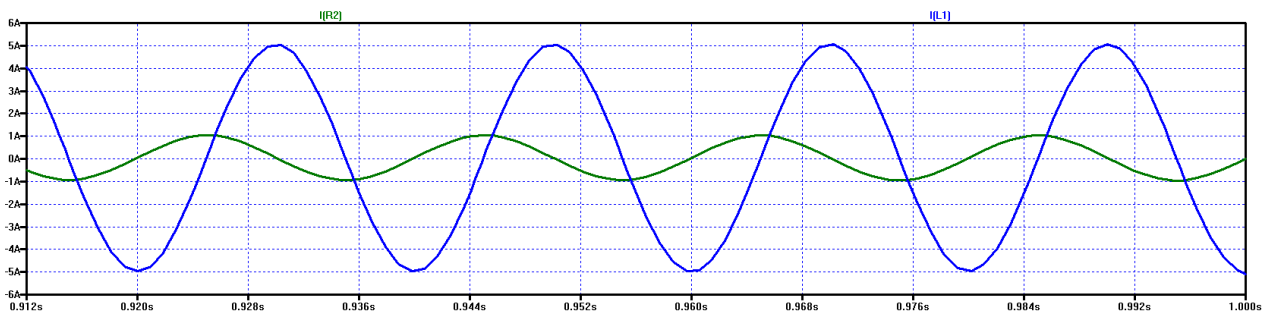
$$I_o = U / (R_i + R_p) \quad (1)$$

kde I_o je proud odebíraný ze zdroje, U je amplituda napětí zdroje, R_i je vnitřní odpor zdroje a R_p je paralelní odpor v RLC obvodu.

Po dosazení dostaneme:

$$I_o = 325 / (1 + 324) = 1 \text{ A.}$$

Na obrázku dole se můžeme přesvědčit, že tomu tak skutečně je.



Obr. 2: Průběhy proudů v obvodu na obr. 1

Amplitudu proudu I_r protékajícího rezonančním obvodem můžeme vypočítat dvěma způsoby:

$$I_r = U / X_L = U / \omega L \quad (2)$$

kde $X_L = \omega L$ je induktivní reaktance, $\omega = 2\pi f$ je úhlový kmitočet a L je indukčnost cívky.

$$I_r = U / X_C = U \cdot \omega C \quad (3)$$

kde $X_C = 1/\omega C$ je kapacitní reaktance a C je kapacita kondenzátoru.

Po dosazení dostaneme:

$$I_r = U / \omega L = 325 / (2\pi \cdot 50 \cdot 0,2) = 5,17 \text{ A}$$

$$I_r = U \cdot \omega C = 325 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^{-5} = 5,11 \text{ A}$$

Výsledky se nepatrně liší, protože jsme mírně mimo rezonanci. Na obr. 2 se můžeme přesvědčit, že amplituda proudu protékajícího cívku $L1$ je zhruba 5A.

Z rovnic (2) a (3) je zřejmé, že s rostoucí kapacitou kondenzátoru proud v paralelním rezonančním obvodu roste, zatímco s rostoucí indukčností cívky proud klesá. Na hodnotě R velikost proudu rezonančním obvodem nezávisí. Hodnota R ovlivňuje pouze odběr proudu ze zdroje. V ideálním případě, je-li hodnota R rovna

nekonečnu, je odběr proudu ze zdroje nulový. U sériového rezonančního obvodu je proud RLC obvodem na hodnotách L a C nezávislý, ale naopak závisí pouze na velikosti sériového odporu R.

K přesnému výpočtu rezonančního kmitočtu se ještě vrátíme, avšak nejdříve odvodíme vzorec pro rezonanční kmitočet. Předpokládejme, že v obr. 1 je R1 roven nekonečnu a R2 = 0Ω. Za tohoto předpokladu určíme impedanci Z paralelního LC obvodu:

$$Z(j\omega) = X_L \cdot X_C / (X_L + X_C) \quad (4)$$

kde $X_L = j\omega L$ je induktivní reaktance a $X_C = 1/j\omega C$ je kapacitní reaktance.

Po dosazení za X_L a X_C dostaneme:

$$Z(j\omega) = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (5)$$

V rezonanci je jmenovatel ve zlomku (5) roven nule, takže impedance Z je nekonečně velká. Odtud dostaneme podmínku rezonance:

$$\omega^2 = 1/LC \quad (6)$$

Nyní již můžeme přesně vypočítat rezonanční kmitočet:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (7)$$

Po dosazení:

$$f = 1/(2\pi \cdot \sqrt{LC}) = 1/(2\pi \cdot \sqrt{(0,2 \cdot 5 \cdot 10^{-5})}) = 50,33\text{Hz}$$

Paralelní rezonanční obvod na obr. 1 se v praxi nevyskytuje, ale spíš slouží jako model chování reálného rezonančního obvodu. Reálný paralelní rezonanční obvod bude mít podobu jako na obr. 3, kde je paralelní odpor R1 nahrazen odporem zapojeným v sérii s cívkou. Paralelní odpor Rp je možné přepočítat na sériový odpor Rs pomocí vztahu:

$$R_s = R_p / (1 + Q^2) \quad (8)$$

kde Q je činitel jakosti daný vztahem

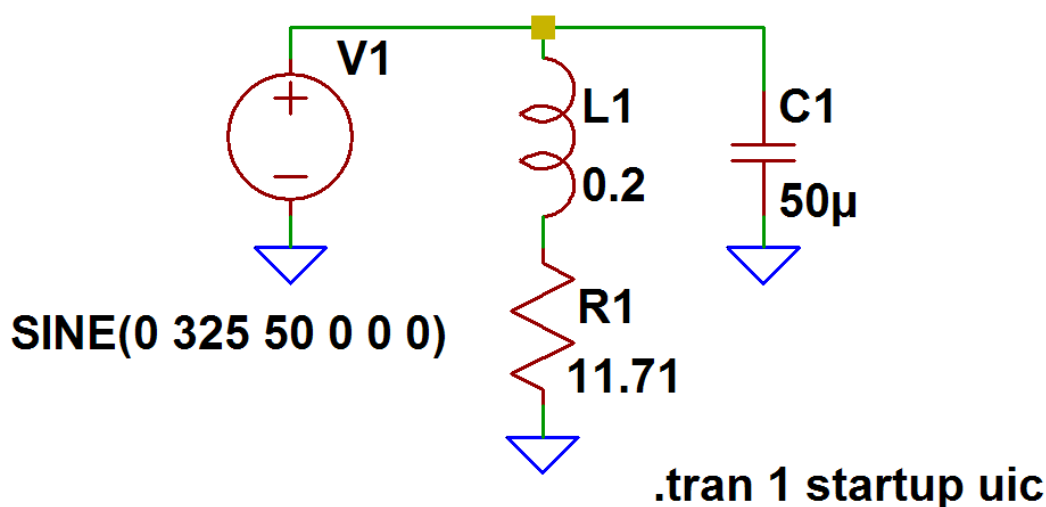
$$Q = R_p / \omega L_p = \omega L_s / R_s \quad (9)$$

Jestliže $R_p = 325\Omega$ a $L = 200\text{mH}$, potom při frekvenci sítě 50Hz bude mít činitel jakosti hodnotu

$$Q = R_p / \omega L = 325 / (2\pi \cdot 50 \cdot 0,2) = 5,17$$

a sériový odpor bude mít hodnotu

$$R_s = R_p / (1 + Q^2) = 325 / (1 + 5,17^2) = 11,71 \Omega$$



Obr. 3: Paralelní rezonanční obvod se sériovým odporem

Pokud provedeme simulaci, obvod na obr. 3 se bude chovat stejně jako obvod na obr. 1 a výstup simulace bude vypadat jako na obr. 2.

Poznámka: Pokud přepočítáme R_p na R_s , nepatrně se změní i hodnota indukčnosti, protože pro rezonanční kmitočet obvodu na obr. 3 neplatí vzorec (7), ale následující vztah:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{R^2}{L^2}} \quad (10)$$

Odvozením vztahu (10) se nebudeme zdržovat. Zájemce je může najít na následujícím odkazu:

<http://reseneulohy.cz/792/reznanncni-frekvence-seriovo-paralelniho-zapojeni>

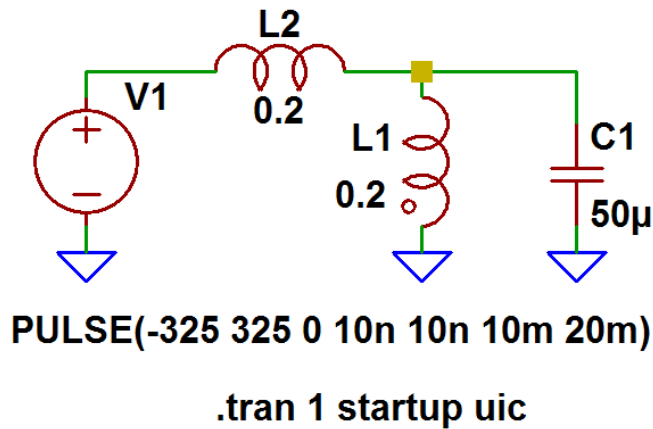
Mezi sériovou a paralelní rezonancí platí vztah:

$$L_p = L_s(1 + 1/Q^2) \quad (11)$$

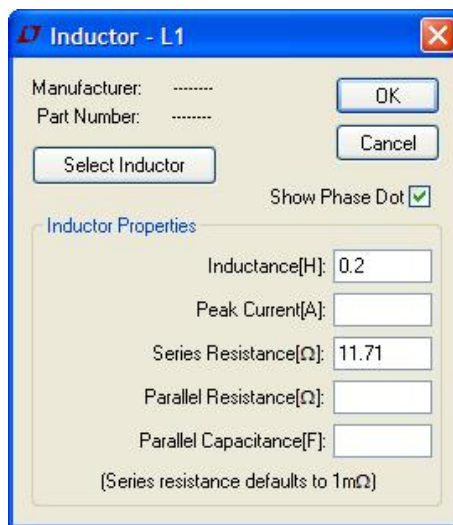
kde Q je činitel jakosti daný vztahem (9).

Nyní se budeme zabývat návrhem oscilátoru s paralelním rezonančním obvodem. První věc, kterou uděláme, bude náhrada zdroje se sinusovým průběhem zdrojem obdélkových průběhů (obr. 4). U cívky $L1$ jsme nastavili sériový odpor na hodnotu $11,71 \Omega$ (viz obr. 5). Mezi zdroj $V1$ a paralelní LC obvod jsme zařadili cívku $L2$, která má stejně velkou indukčnost jako rezonanční cívka $L1$. Tím jsme dosáhli toho, že na LC obvodu je napětí přibližně sinusového průběhu a toto napětí je proti proudu posunuto o 90° . Přesvědčit se o tom můžete na obr. 6, kde zelená křivka představuje proud LC obvodem, modrá zobrazuje napětí na LC obvodu a červeně je

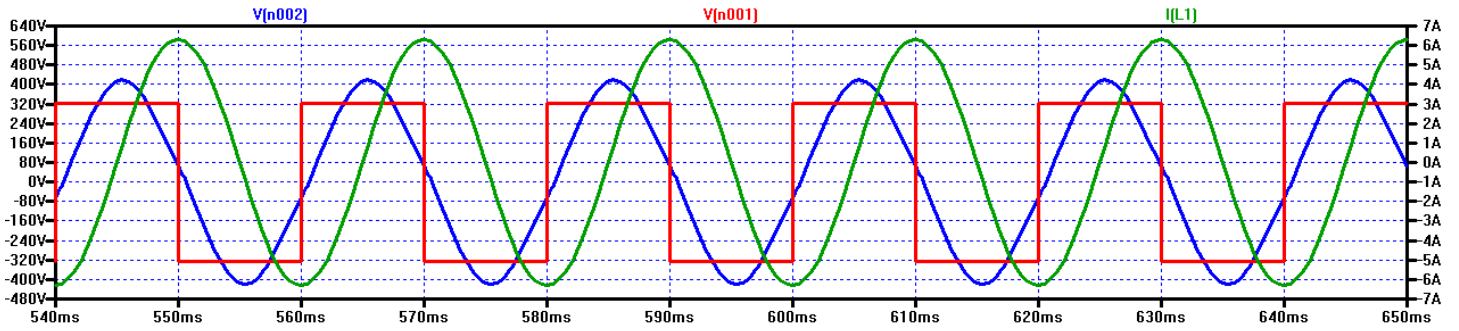
zobrazen průběh napětí zdroje V1. Všimněte si, že amplituda napětí na LC obvodu je větší než napětí zdroje. Dále si na obr. 6 můžete všimnout, že proud je proti napětí zdroje posunut o 90° . To je klíčová informace pro návrh oscilátoru. Naším úkolem tedy bude zajistit tento fázový posun, přičemž budeme vycházet z průběhu proudu. Fázový posun provedeme pomocí transformátoru a výsledný signál upravíme pomocí komparátoru. Na obr. 7 nám přibyl transformátor tvořený cívkami L3, L4 a komparátor U1. Na obr. 8 si můžete všimnout, že napětí na výstupu komparátoru (modrá) je ve fázi s průběhem napětí zdroje V1 (červená) a že jsou tato napětí posunuta proti proudu o 90° . Nyní máme již vše připraveno pro konstrukci oscilátoru. Stačí zdroj V1 nahradit dvojicí spínačů a symetrickým zdrojem napětí.



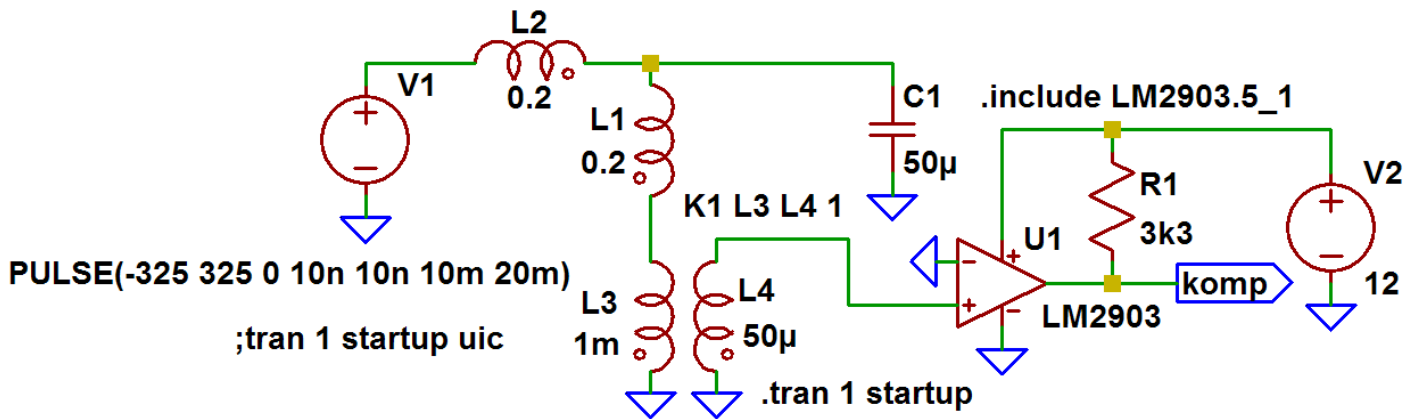
Obr. 4: Paralelní rezonanční obvod buzený napětím obdélníkového průběhu



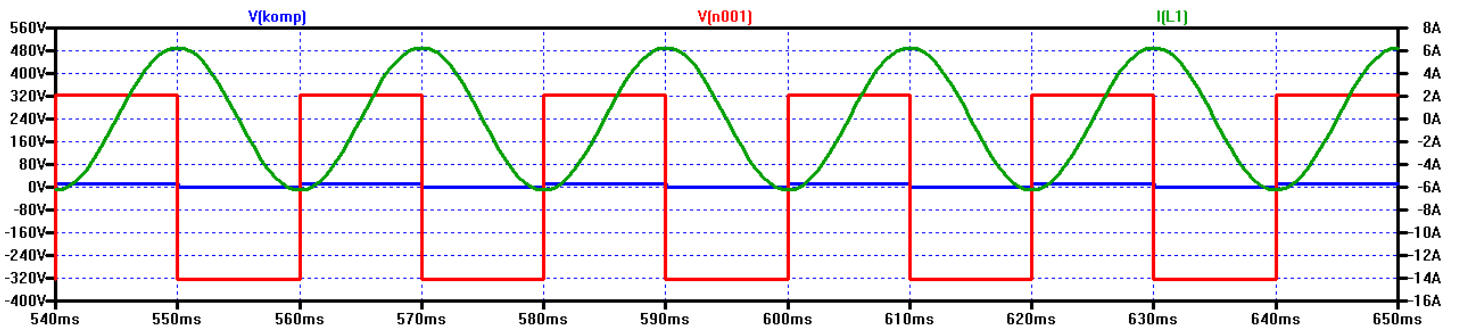
Obr. 5: Parametry cívky L1



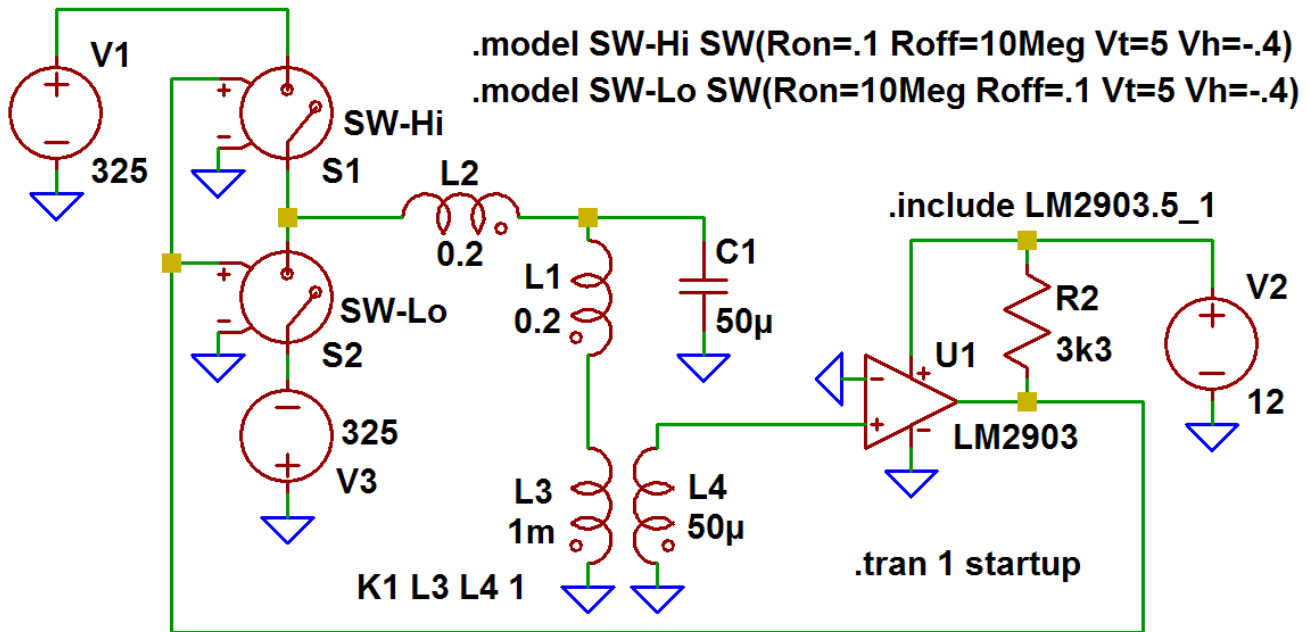
Obr. 6: Průběhy veličin v obvodu na obr. 4



Obr. 7: Paralelní LC obvod s detekcí proudu

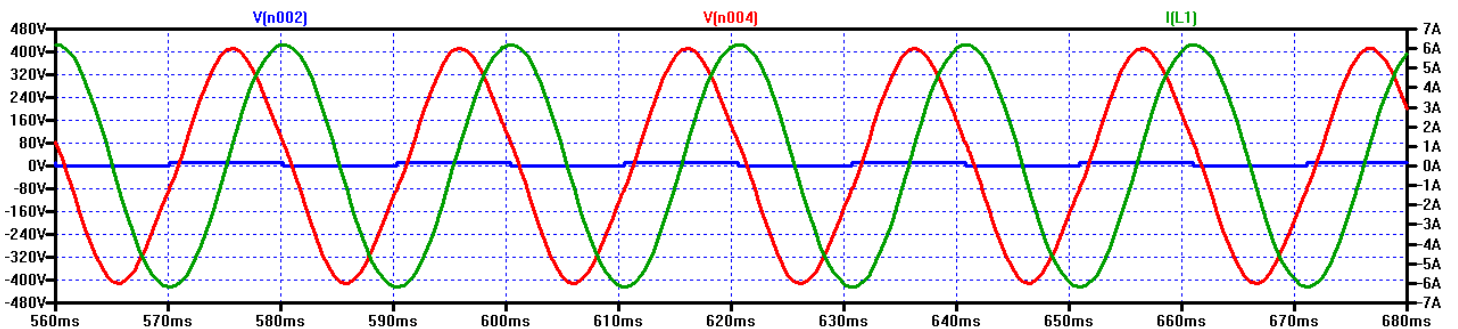


Obr. 8: Průběhy veličin v obvodu na obr. 7



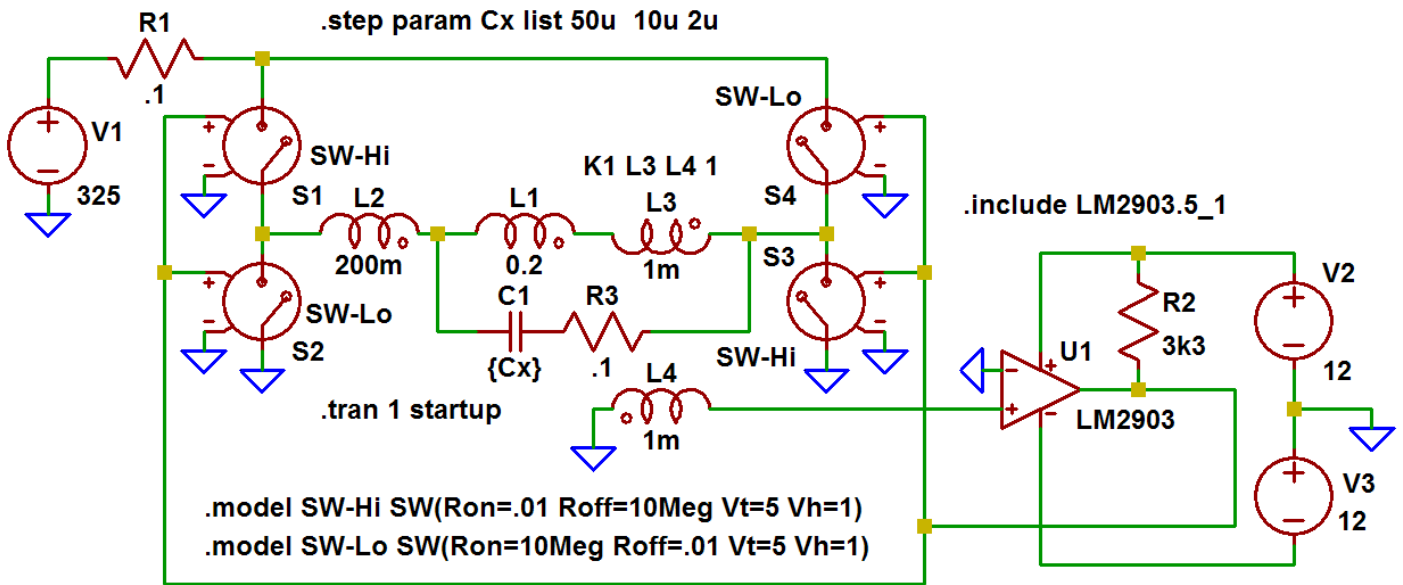
Obr. 9: Oscilátor s paralelním rezonančním obvodem – s půlmůstkem

Výsledný oscilátor vidíte na obr. 9 a na obr. 10 jsou zobrazeny průběhy obvodových veličin: zelená – proud v LC obvodu, červená – napětí na LC obvodu a modrá – výstup komparátoru.

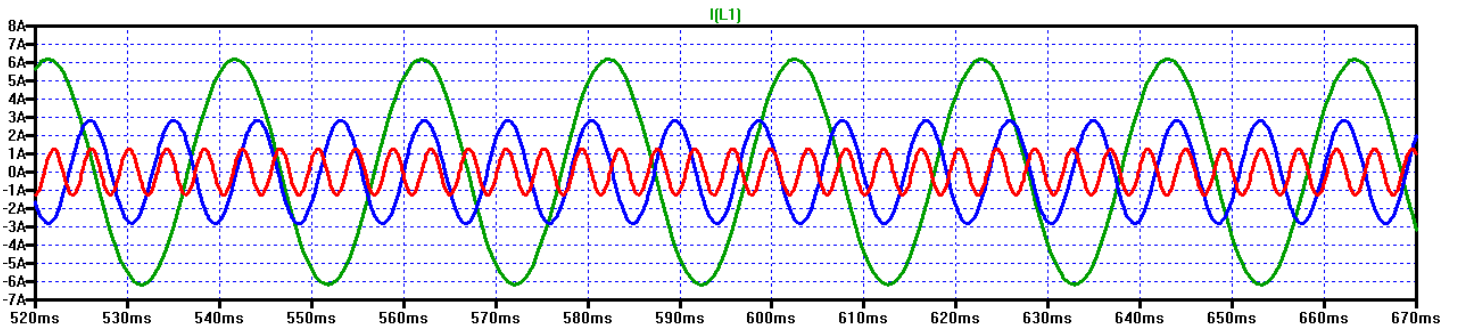


Obr. 10: Průběhy veličin v obvodu na obr. 9

Oscilátor na obr. 9 má však jednu vadu na krásu, a tou je nutnost mít symetrický napájecí zdroj. Pokud bychom použili jednoduchý zdroj, proud oscilátoru by měl stejnosměrnou složku. Pokud chceme použít pouze jednoduchý zdroj, musíme použít ještě jednu dvojici spínačů:



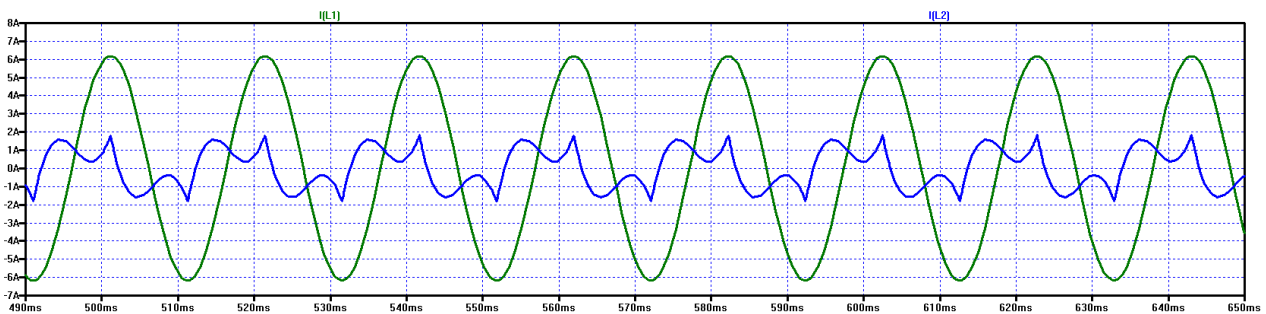
Obr. 11: Oscilátor s paralelním rezonančním obvodem – s H-můstkem



Obr. 12: Průběhy proudu v LC obvodu pro různé hodnoty C1

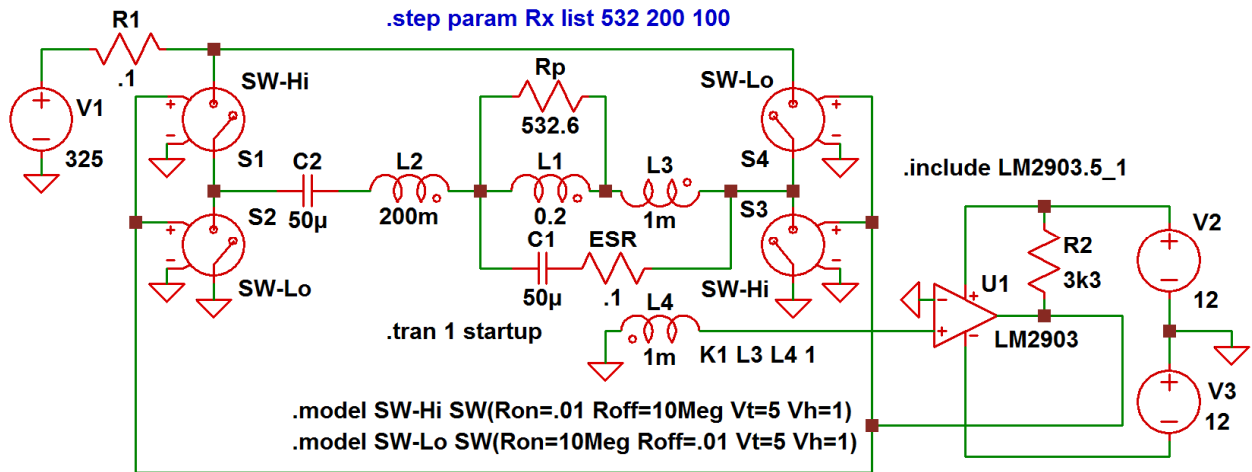
Na obr. 12 si můžete všimnout, že když snížíme kapacitu kondenzátoru, stoupne frekvence, ale zároveň klesne amplituda proudu. Proto se oscilátor s paralelním rezonančním obvodem hodí pouze pro rezonanční řízení motorů, u nichž nechceme regulovat otáčky. Pokud je chceme měnit, tak to lze dělat pouze v omezeném rozsahu otáček.

Nepříjemnou vlastností obvodu na obr. 11 je to, že průběh proudu cívkou L2 není harmonický, ale obsahuje špičky, jak ukazuje obr. 13.

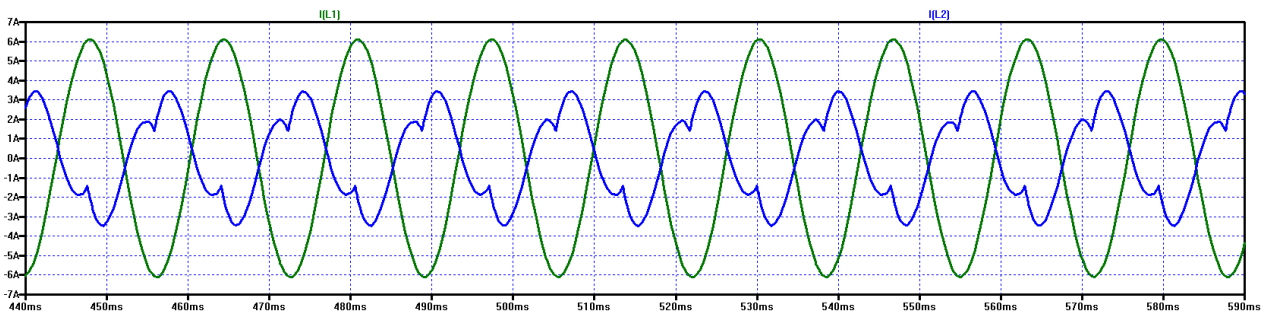


Obr. 13: Průběhy proudů v obvodu na obr. 11

Toto zapojení použijeme tedy pouze tehdy, bude-li proud cívkou L2 malý. A malý bude tehdy, bude-li činitel jakosti RLC obvodu velký, tj. bude-li paralelní odpor R_p mít velkou hodnotu a přepočítaný sériový odpor R_s naopak hodnotu malou. Pokud budou ztráty v rezonančním obvodu velké, s výhodou použijeme sério-paralelní zapojení:

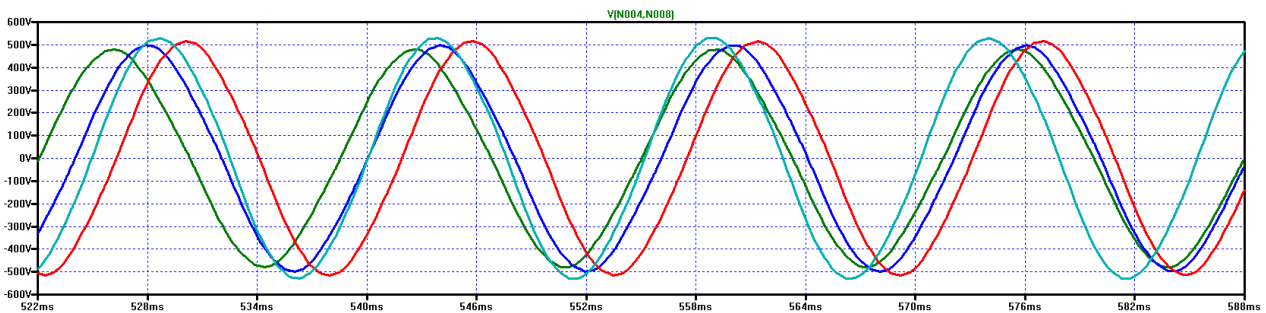


Obr. 14: Sério-paralelní zapojení oscilátoru



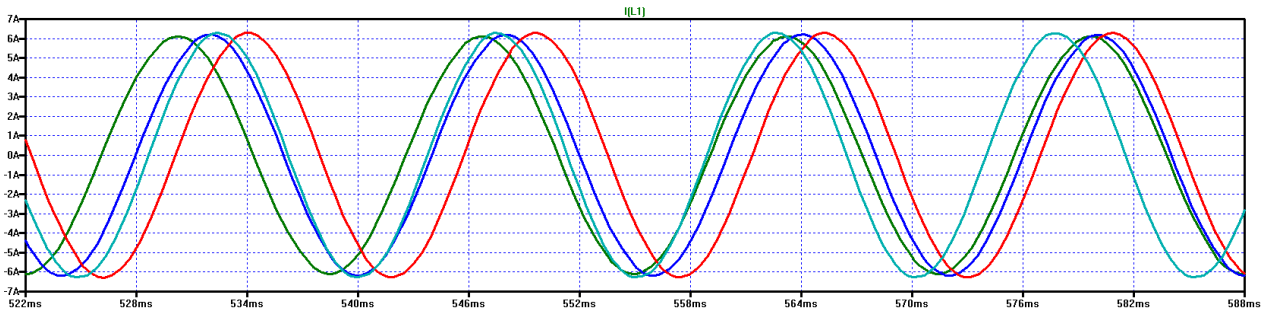
Obr. 15: Průběhy proudů v obvodu na obr. 14

Na obr. 14 jsme použili zapojení s paralelním odporem, abychom lépe viděli princip: čím větší bude mít ztráty paralelní rezonanční obvod (malý odpor R_p), tím bude sériový rezonanční obvod, tvořený prvky C2 a L2, jakostnější. Nyní budeme postupně za R_p dosazovat hodnoty odporu z následující řady: 532, 400, 300 a 200Ω a budeme sledovat, jak se mění obvodové veličiny.



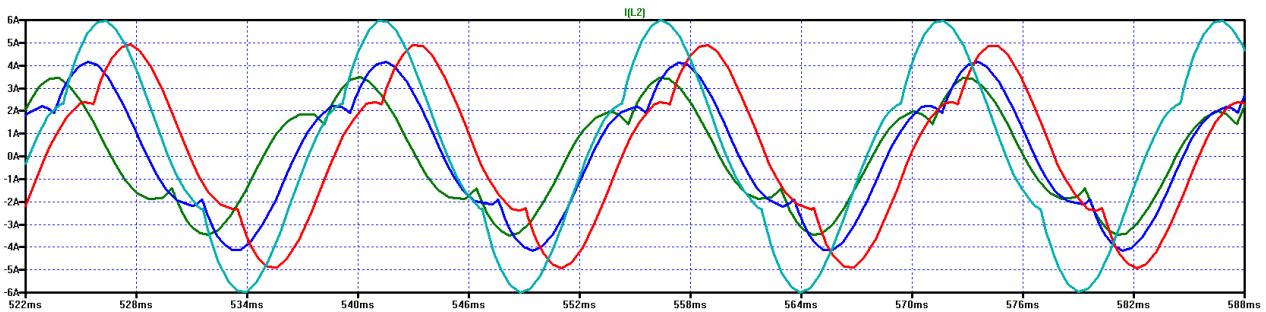
Obr. 16: Napětí na paralelním RLC obvodu v závislosti na velikosti R_p

Na obr. 16 můžeme vidět, že s klesajícím Q paralelního RLC obvodu stoupá na něm napětí. Na dalším obrázku můžete vidět, že mírně stoupá i proud cívkou $L1$:



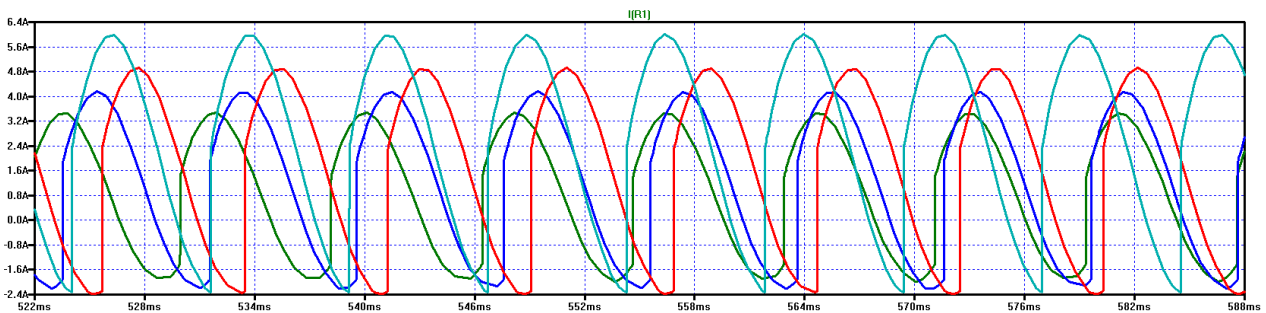
Obr. 17: Proud cívkou $L1$ v závislosti na velikosti R_p

Naproti tomu proud sériovým RLC obvodem, tvořeným cívkou $L2$ a kondenzátorem $C2$ vzrůstá mnohem víc.



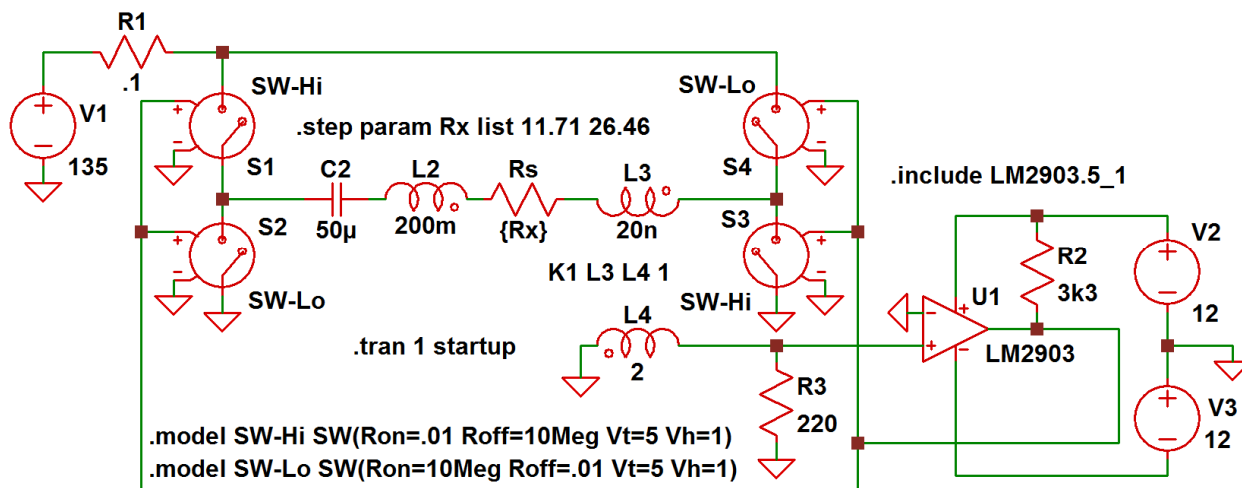
Obr. 17: Proud cívkou $L2$ v závislosti na velikosti R_p

Nakonec se ještě podíváme na odběr proudu.

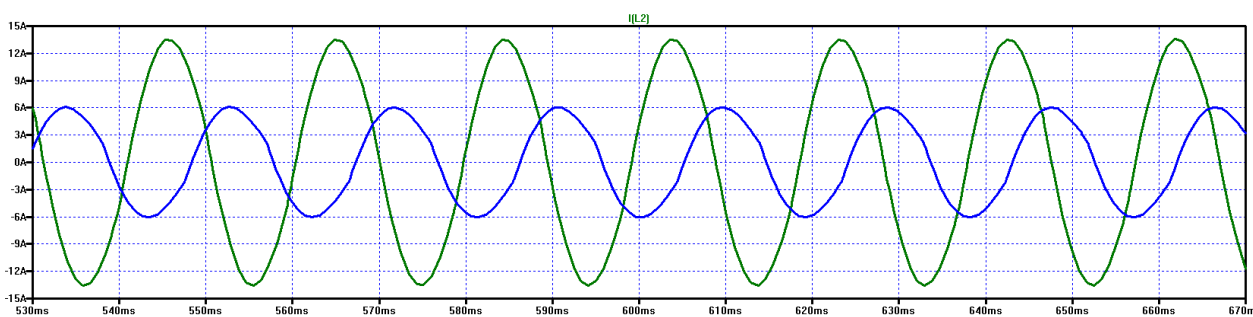


Obr. 18: Odběr proudu v závislosti na velikosti R_p

Nyní zapojení na obr. 14 změníme na oscilátor se sériovým RLC obvodem, přičemž provedeme přepočítání na R_s , pro hodnoty R_p 532 a 200 Ω . Napájecí napětí snížíme tak, aby při ztrátách, které odpovídají $R_p = 200\Omega$, byla amplituda proudu cca 6A. Schéma zapojení najdete na obr. 19. Na obr. 20 jsou zobrazeny průběhy proudu cívkou $L2$ pro hodnoty $R_s = 11,71$ a 26,46 Ω . Napětí jsme snížili na hodnotu 135V.



Obr. 19: Oscilátor se sériovým rezonančním obvodem



Obr. 20: Průběh proudu v RLC obvodu na obr. 19 pro $R_s = 11,71$ a $26,46\Omega$

Závěr

Když jsem po udělení patentu na rezonanční řízení motoru v roce 2006 obhajoval svůj vynález na půdě ČVUT, prof. Pavelka se mě ptal, proč jsem místo sériové rezonance nepoužil rezonanci paralelní. Tehdy jsem mu nedokázal odpovědět. Prostě jsem použil technické řešení, které dobře fungovalo a dál se tím nezabýval. V zásadě lze pro rezonanční řízení běžných motorů použít paralelní rezonanci stejně dobře jako rezonanci sériovou. Paralelní rezonance se hodí zejména pro řízení indukčních motorů a pro nízké otáčky, zatímco sériová rezonance je vhodnější pro motory s magnety v rotoru a vysoké otáčky. Toto rozdělení je dáno vlastnostmi sériové a paralelní rezonance: ze vztahu (9) pro činitel jakosti Q vyplývá, že u sériové rezonance Q s frekvencí roste, zatímco u paralelní rezonance Q s frekvencí klesá. Abyste se nemuseli vracet zpátky v textu, tento vztah sem zkopírujeme:

$$Q = R_p / \omega L_p = \omega L_s / R_s \quad (9)$$

Ve výše uvedeném vztahu na levé straně rovnice máme definovaný Q pro paralelní rezonanci. Kdy bude Q při dané hodnotě R_p největší? Největší Q bude tehdy, když bude malá úhlová rychlost ω a nízká indukčnost L_p . Dále se můžeme ptát: Kdy bude nízká úhlová rychlost ω ? Z rovnice (6) podmínky rezonance

$$\omega^2 = 1/LC \quad (6)$$

vyplývá, že úhlový kmitočet ω bude klesat s rostoucí rezonanční kapacitou C . Největší účinnost tedy bude mít motor, jehož statorové vinutí má nízkou indukčnost, nízké otáčky a je k tomuto vinutí paralelně připojen kondenzátor o velké kapacitě a s nízkým ESR. Protože frekvence proudu ve statoru je nízká, ztráty vířivými proudy nás příliš neznepokojují. Protože indukčnost vinutí bude nízká, bude jím muset protékat velký proud, aby se vytvořilo dostatečně silné magnetické pole. Ještě jednu otázku si musíme položit: Na čem závisí mechanický výkon motoru? Mechanický výkon P motoru závisí na úhlovém kmitočtu ω a krouticím momentu M podle vztahu

$$P = M \cdot \omega \quad (12)$$

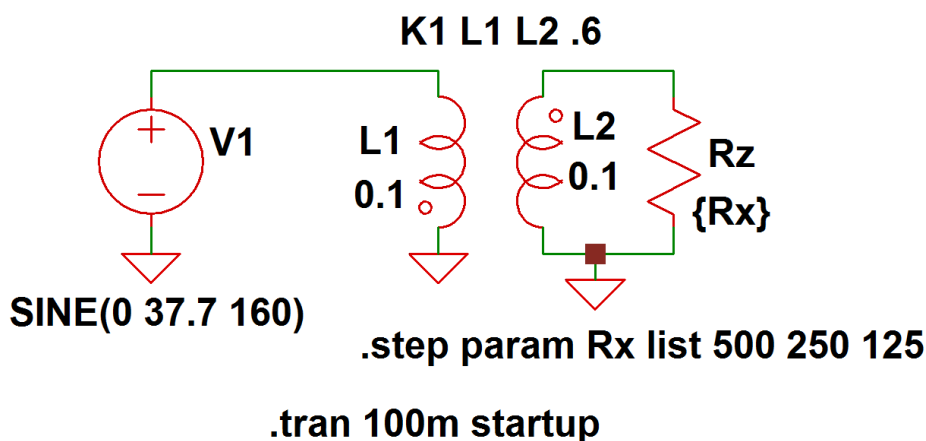
Pokud máme nízké otáčky, musíme mít velký krouticí moment M , abychom dosáhli požadované úrovně výkonu P . Z výše uvedeného tedy vyplývá, že paralelní rezonanční řízení použijeme pro nízkootáčkové motory s vysokým krouticím momentem, které se dají využít například v elektrické trakci.

Myní se podívejme na sériový rezonanční obvod, jehož činitel jakosti je dán pravou stranou rovnice (9). Vidíme, že v tomto případě je všechno naopak. Při dané hodnotě sériového odporu R_s pro vysoký činitel jakosti Q potřebujeme vysokou úhlovou rychlost ω a velkou indukčnost L_s . Tyto dvě podmínky však jdou proti sobě, proto musíme mít co nejmenší kapacitu C rezonančního kondenzátoru, jak plyne z podmínky rezonance (6).

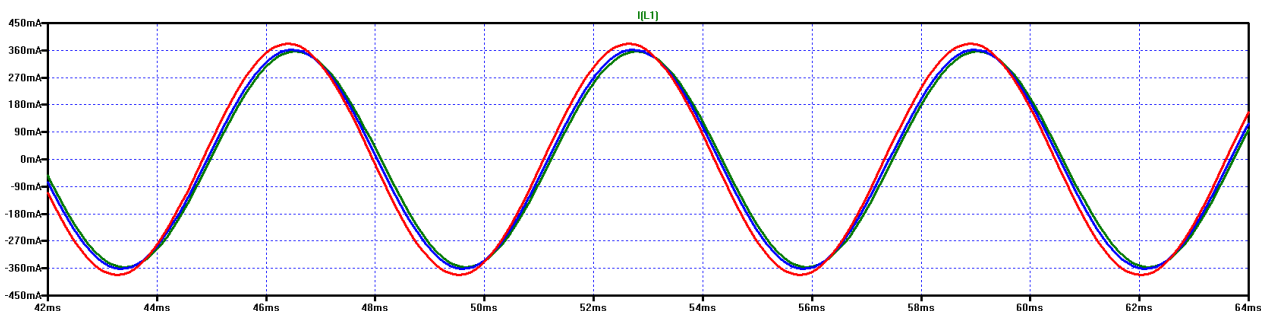
Pokud chceme získat co nejvyšší účinnost, potom u sériového rezonančního řízení potřebujeme materiál magnetického obvodu, který dokáže potlačit vířivé proudy, abychom nedegradovali Q . Opět se můžeme odvolat na vzorec (12) pro mechanický výkon. Při potlačení vířivých proudů dosáhneme toho, že s otáčkami nebude klesat proud, takže krouticí moment M bude konstantní. Naproti tomu poroste úhlová frekvence ω , takže poroste i výkon P . Jelikož jsme v rezonanci, nebude průchodu proudu bránit induktivní reaktance, ale pouze činný odpor, který je na frekvenci nezávislý. Takže s otáčkami poroste výkon, zatímco příkon zůstane stejně velký.

Rezonanční řízení krokového motoru

Právě nabyté teoretické poznatky o vlastnostech rezonančního řízení budeme aplikovat na krokový motor, jehož simulační model najdete na obr. 21. Na tomto obrázku můžete vidět model jedné fáze statoru. Statorové vinutí se nechová jako prostá cívka, ale jako transformátor, jehož sekundár je zatížen odporem R_z . Při hodnotě $R_z = 500\Omega$ běží motor naprázdno a čím je hodnota R_z menší, tím je větší zatížení hřídele motoru. Motor je buzen napětím sinusového průběhu ze zdroje V1. Hodnota amplitudy 37,7V nebyla zvolena náhodně, ale tak, aby střední hodnota byla 24V. Frekvence 160Hz byla rovněž zvolena cíleně, aby se usnadnilo porovnání různých způsobů řízení.

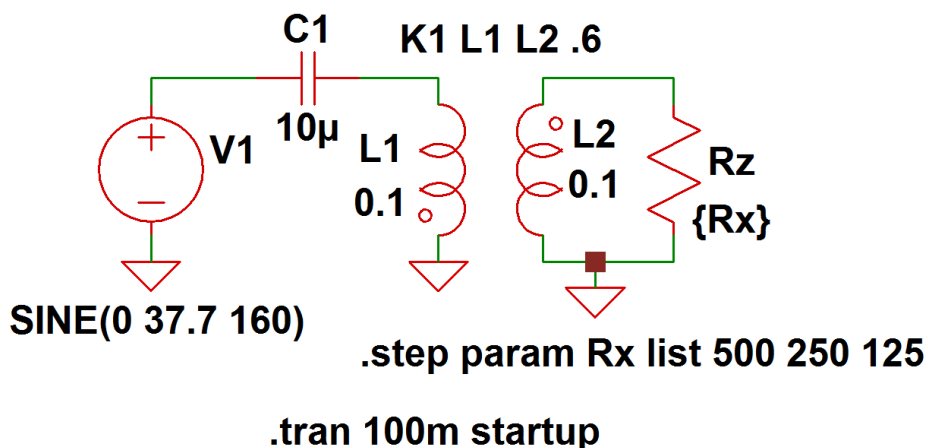


Obr. 21: Simulační model jedné fáze krokového motoru

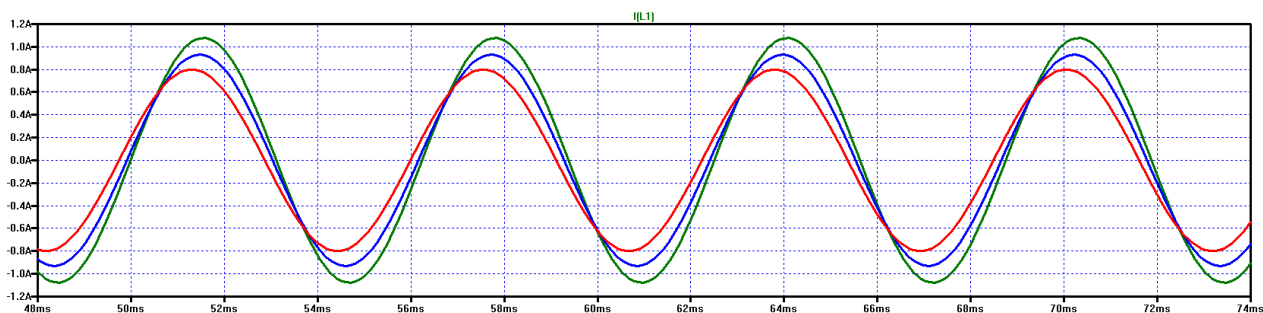


Obr. 22: Průběh proudu vinutím v závislosti na mech. zátěži motoru

Na obr. 22 vidíme, že s rostoucí zátěží proud mírně roste. Amplituda proudu naprázdno je 357mA a při největší zátěži stoupne na 382mA. Nyní se podíváme, co se stane, když do série s cívkou L1 zařadíme kondenzátor o kapacitě $10\mu\text{F}$ (obr. 23). Na obr. 24 vidíme, že amplituda proudu výrazně stoupla, ale se zátěží výrazněji klesá. Naprázdno je maximální proud cca 1A a při maximální zátěži klesne na hodnotu cca 0,8A. Jak víme z teorie rezonančních obvodů, tento pokles je způsoben tím, že klesl činitel jakosti Q obvodu.

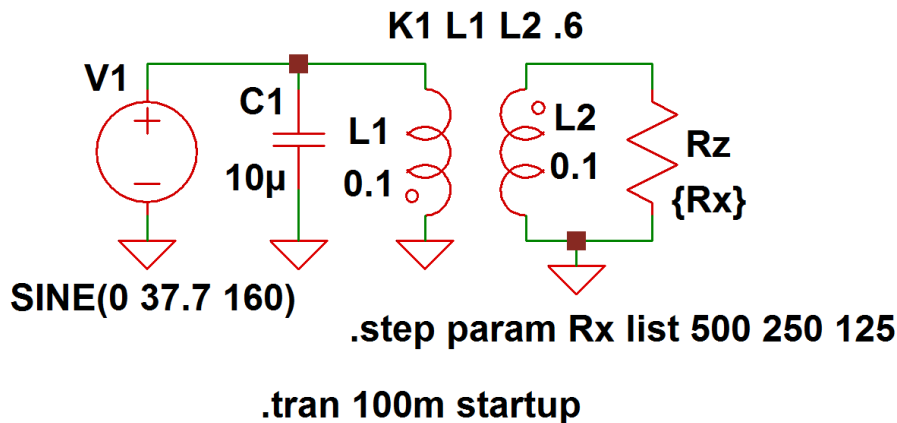


Obr. 23: Simulační model jedné fáze krokového motoru v sériové rezonanci



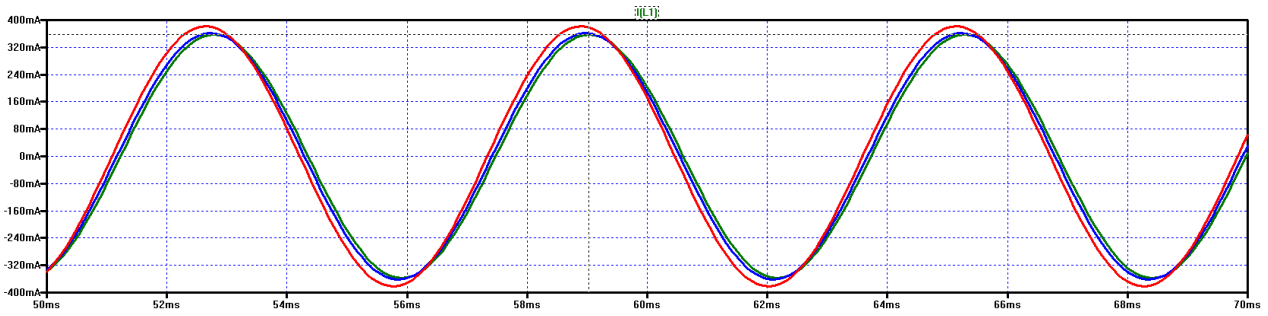
Obr. 24: Průběh proudu vinutím v závislosti na mech. zátěži motoru při sériové rezonanci

Nyní provedeme další experiment, při němž rezonanční kondenzátor C1 umístíme paralelně s cívkou L1:

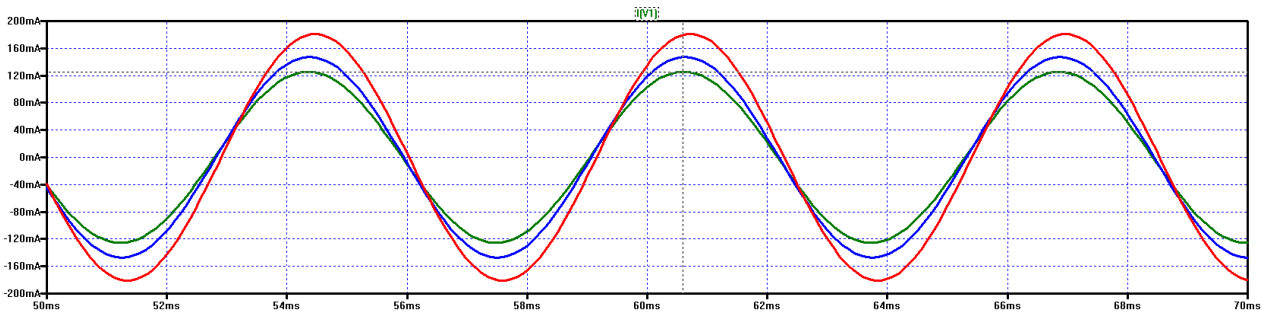


Obr. 25: Simulační model jedné fáze krokového motoru v paralelní rezonanci

Porovnáme-li obrázky 22 a 26, vidíme, že amplitudy proudů jsou stejně velké a v obou případech se zátěží roste amplituda proudu. Zajímavé bude sledovat odběr proudu ze zdroje. Na obr. 27 si můžete všimnout, že odběr proudu ze zdroje s rostoucí zátěží výrazně roste, ale je mnohem menší než je proud v rezonančním obvodu. Zvýšený odběr proudu je použit na krytí ztrát v odporu Rz. To je pro rezonanční řízení nesporná výhoda, protože narozdíl od sériové rezonance můžeme použít zdroj o stejném napětí jako při provozu bez rezonance a nemusíme se starat o regulaci proudu jako v případě sériové rezonance.

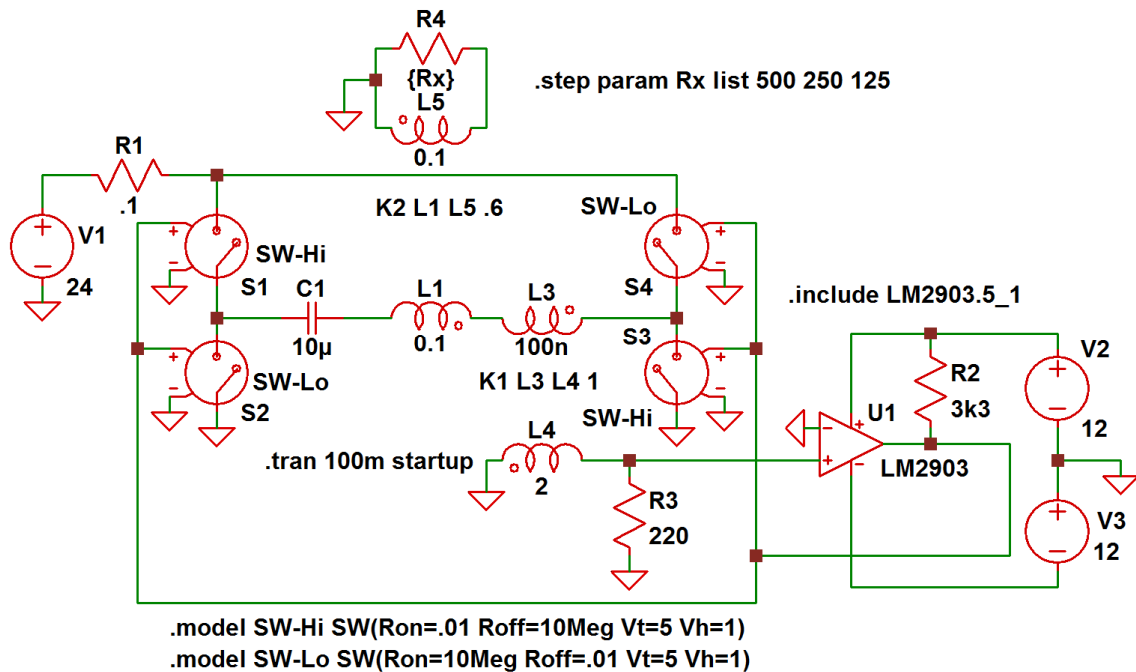


Obr. 26: Průběh proudu vinutím v závislosti na mech. zátěži motoru při paralelní rezonanci

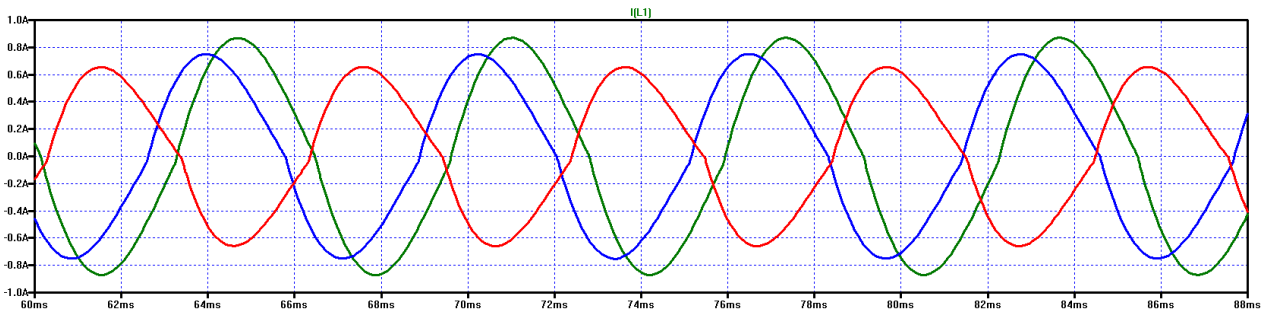


Obr. 27: Odběr proudu ze zdroje v závislosti na mech. zátěži motoru při paralelní rezonanci

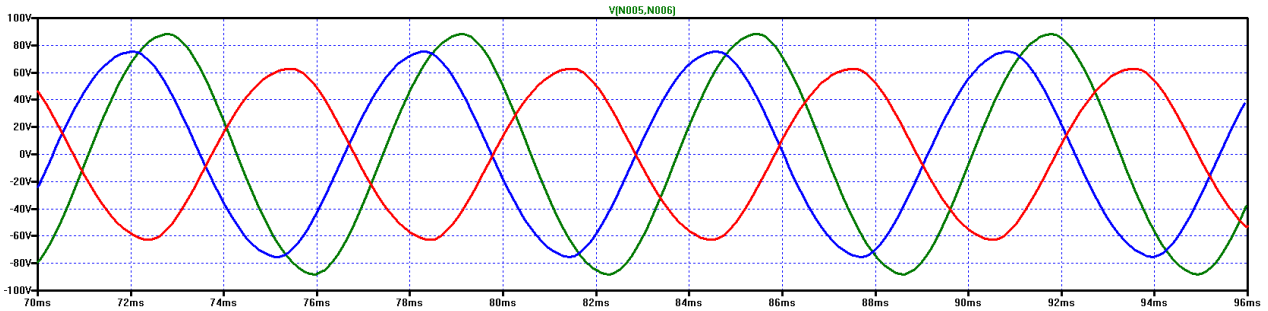
Teoretické znalosti vlastností sériové a paralelní rezonance jsme si ověřili na modelech a můžeme porovnat sériové a rezonanční řízení pomocí oscilátorů, které automaticky udržují RLC obvody v rezonanci.



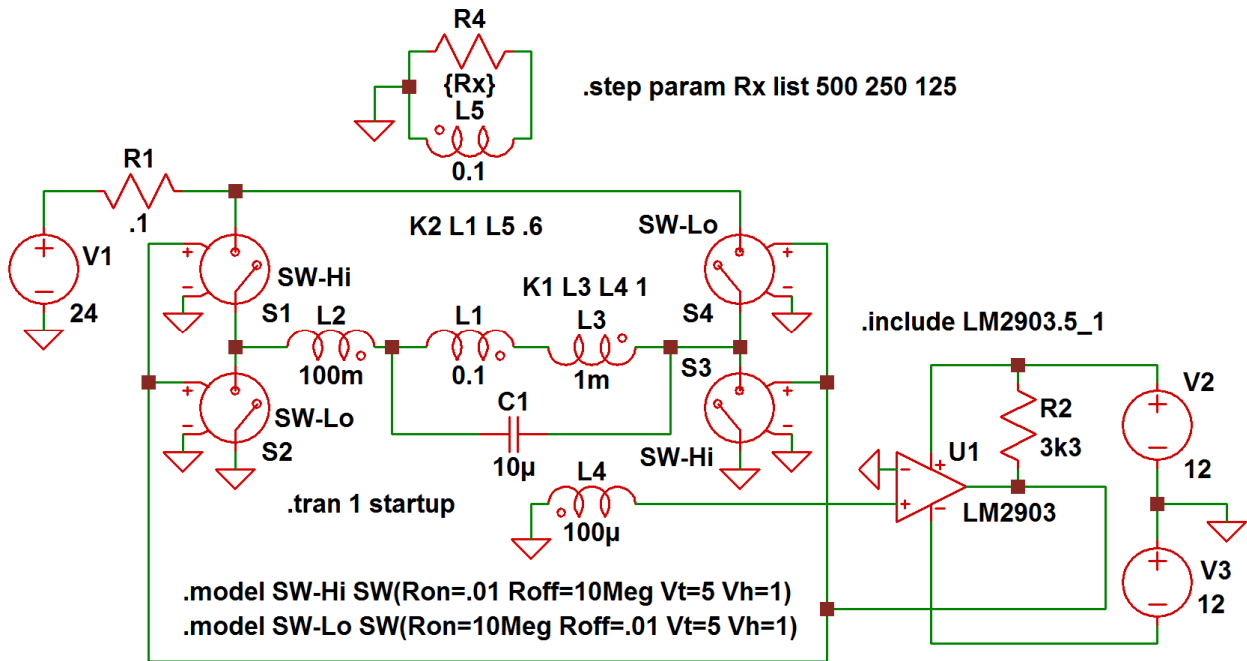
Obr. 28: Oscilátor se sériovým RLC obvodem



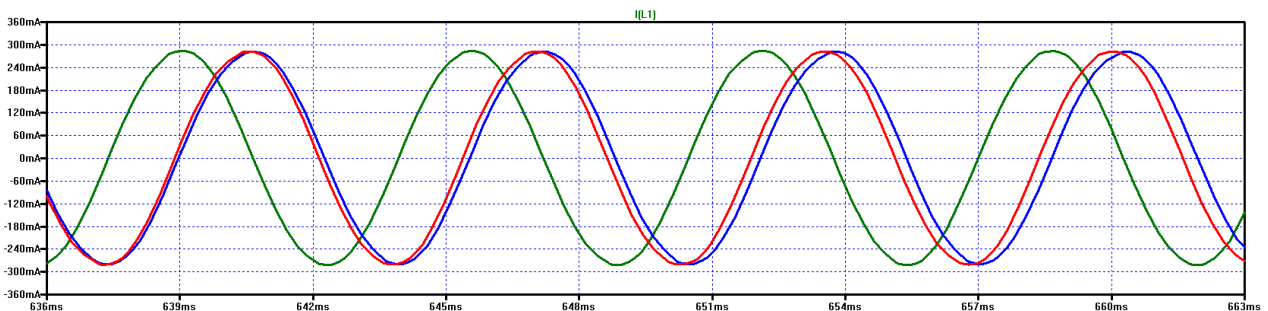
Obr. 29: Průběh proudu vinutím v závislosti na mech. zátěži motoru při sériové rezonanci



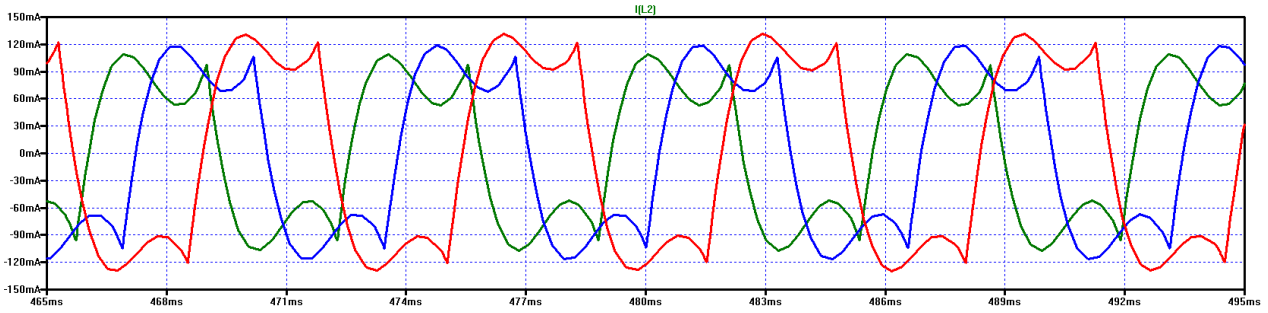
Obr. 30: Průběh napětí na kondenzátoru C1 v závislosti na mech. zátěži motoru při sériové rezonanci



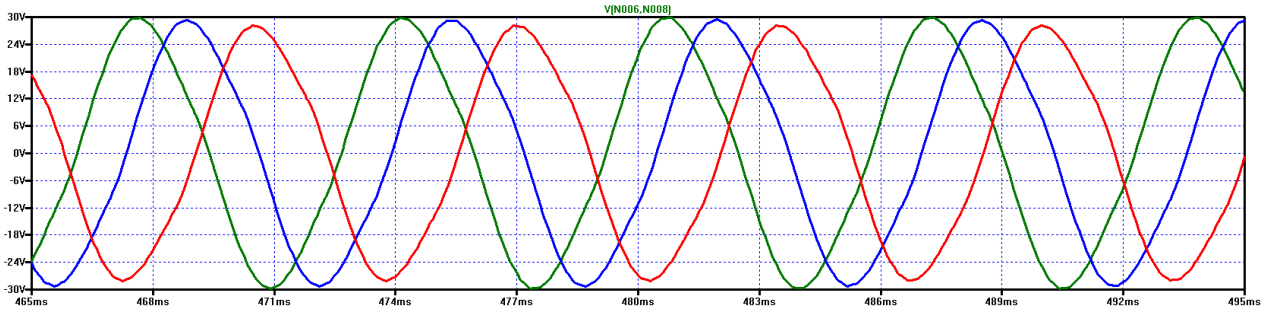
Obr. 31: Oscilátor s paralelním RLC obvodem



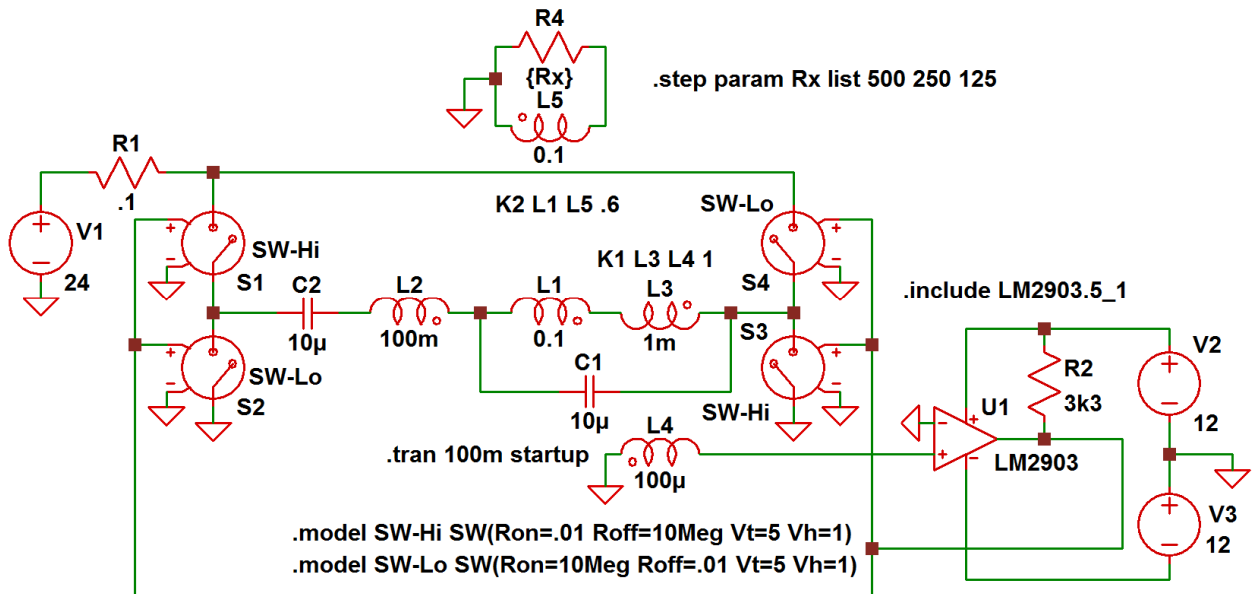
Obr. 32: Průběhy proudu cívku L1 v obvodu na obr. 31



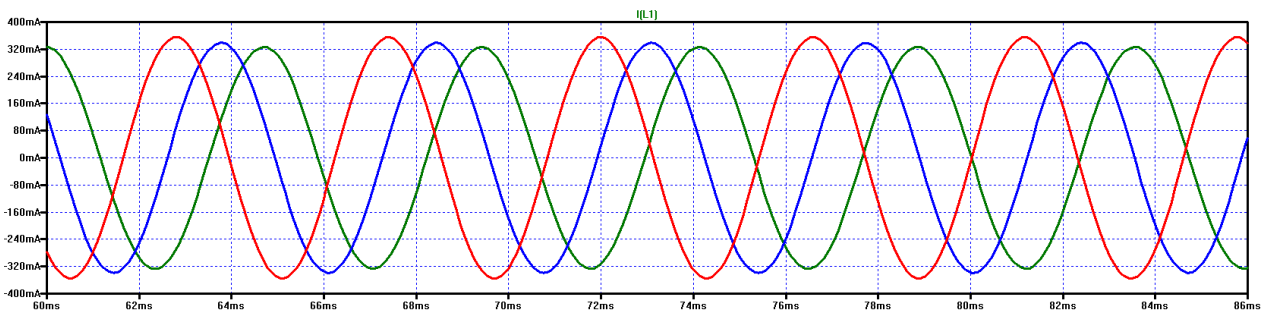
Obr. 33: Průběhy proudu cívku L2 v obvodu na obr. 31



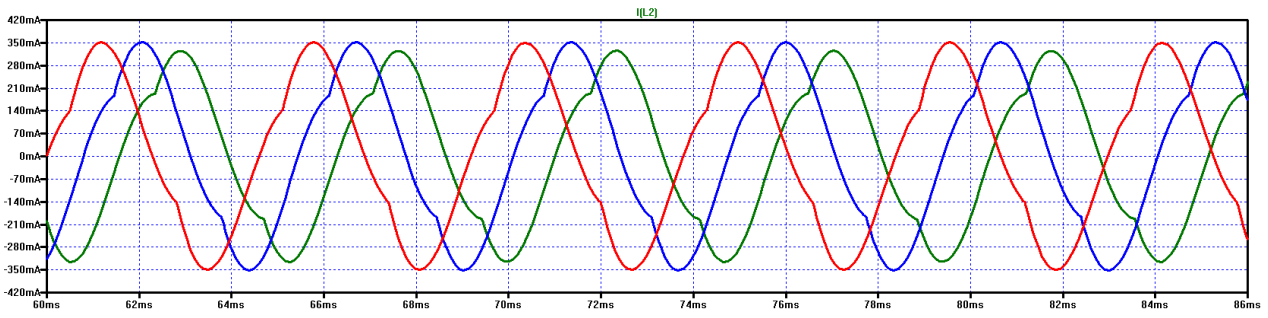
Obr. 34: Průběhy napětí na kondenzátoru C1 v obvodu na obr. 31



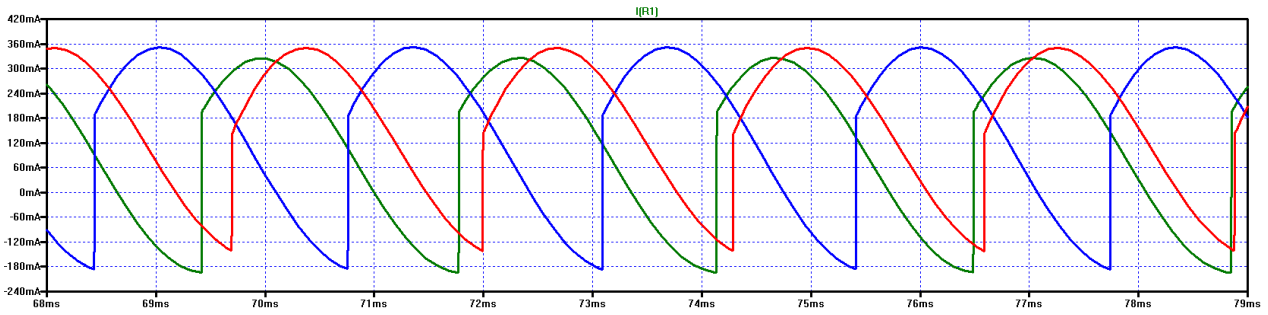
Obr. 35: Oscilátor s paralelním a sériovým RLC obvodem



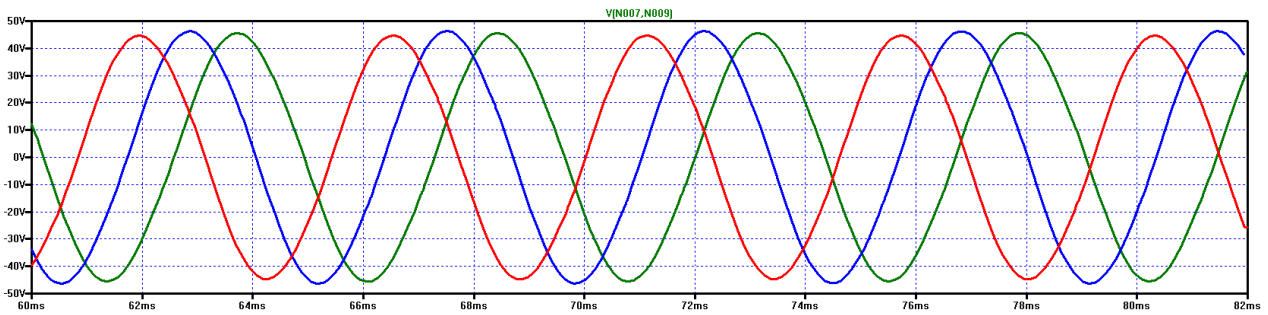
Obr. 36: Průběhy proudu cívku L1 v obvodu na obr. 35



Obr. 37: Průběhy proudu cívkou L2 v obvodu na obr. 35

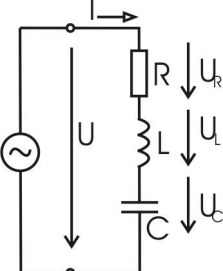
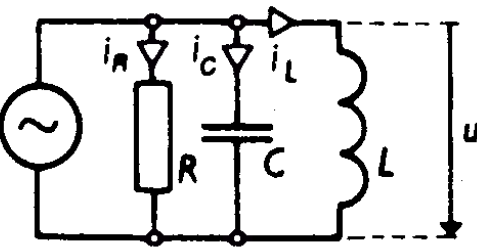


Obr. 38: Průběhy proudu odebíraného ze zdroje v obvodu na obr. 35



Obr. 39: Průběhy napětí na kondenzátoru C1 v obvodu na obr. 35

Srovnávací tabulka sériové a paralelní rezonance

Vlastnost	Sériová rezonance	Paralelní rezonance
Schéma zapojení		
Impedance v rezonanci	Nejmenší	Největší
Činitel jakosti Q	$Q = \omega L_s / R_s$	$Q = R_p / \omega L_p$
Podmínka rezonance	$\omega^2 = 1/LC$	$\omega^2 = 1/LC$
Q s frekvencí	Roste	Klesá
Výpočet proudu v rezonanci	$I_L = I_C = I = U/R$	$I_L = U/X_L = U/\omega L$ $I_C = U/X_C = U \cdot \omega C$
Napětí na C nebo L s rez. frekvencí	Roste	Nemění se
Výpočet napětí na L a C	$U_L = I \cdot X_L = I \cdot \omega L$ $U_C = I \cdot X_C = I / \omega C$	Napětí na L a C = Napětí zdroje