

REZONANČNÍ MOTOR polopatě

(c) Ing. Ladislav Kopecký, září 2015

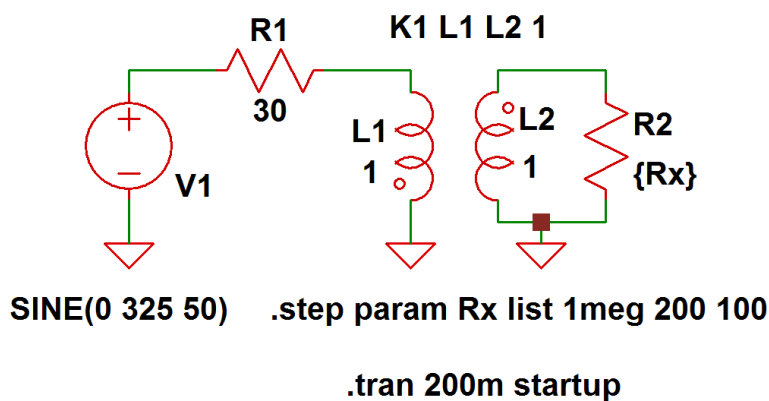
V tomto článku jsou shrnuty základní poznatky o rezonančním motoru. Výklad bude pojat co nejsrozumitelněji pro širokou čtenářskou obec. Proto se v maximální míře vyhneme odvozování vzorců; místo toho jejich platnost budeme ověřovat pomocí simulací. Simulace zároveň učiní výklad názornějším. V tomto článku se budeme zabývat vlastnosti sériového rezonančního obvodu, popíšeme si funkci oscilátoru pro rezonanční řízení, budeme se zabývat modely střídavých a BLDC motorů, tyto modely použijeme pro simulaci rezonančního řízení různých typů motorů a nakonec si ukážeme, jak jednoduše lze rezonančně řídit dvoufázový motor. Tento článek má být úvodem do několikadílného shrnutí výsledků mých výzkumů rezonančního řízení motorů za posledních patnáct let.

Úvod

Mnohý čtenář si jistě klade otázky: Proč zrovna rezonanční motor? V čem spočívá přínos rezonančního řízení? Kde najde své uplatnění? Na všechny tyto otázky budeme v této práci hledat a nalézat odpověď. Z hlediska rezonančního řízení rozdělujeme elektromotory v zásadě na motory s kotvou nakrátko a motory s magnety v rotoru. Motory s kotvou nakrátko jsou známé indukční motory a motory s magnety v rotoru mohou být buď střídavé synchronní, nebo stejnosměrné motory s elektronickou komutací (BLDC).

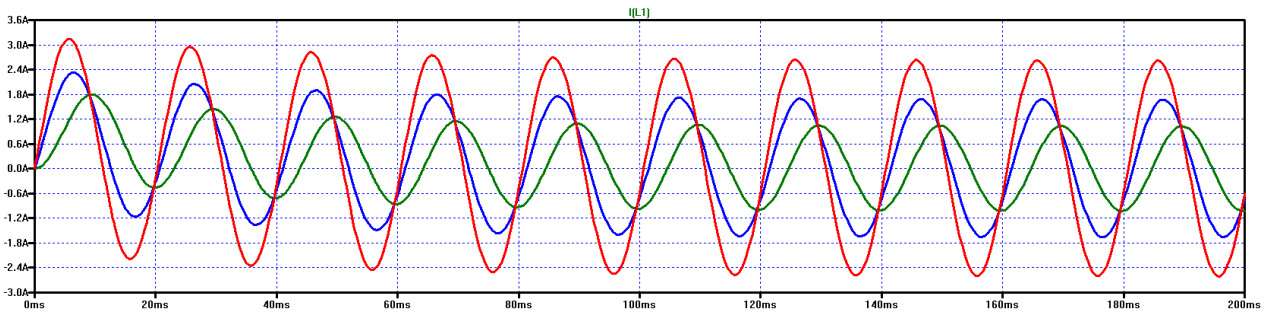
Simulační modely motorů

Každá z obou těchto skupin má svůj simulační model. Pro jednoduchost budeme nejdříve pracovat s jednofázovými motory. Model indukčního motoru je na obr. 1.



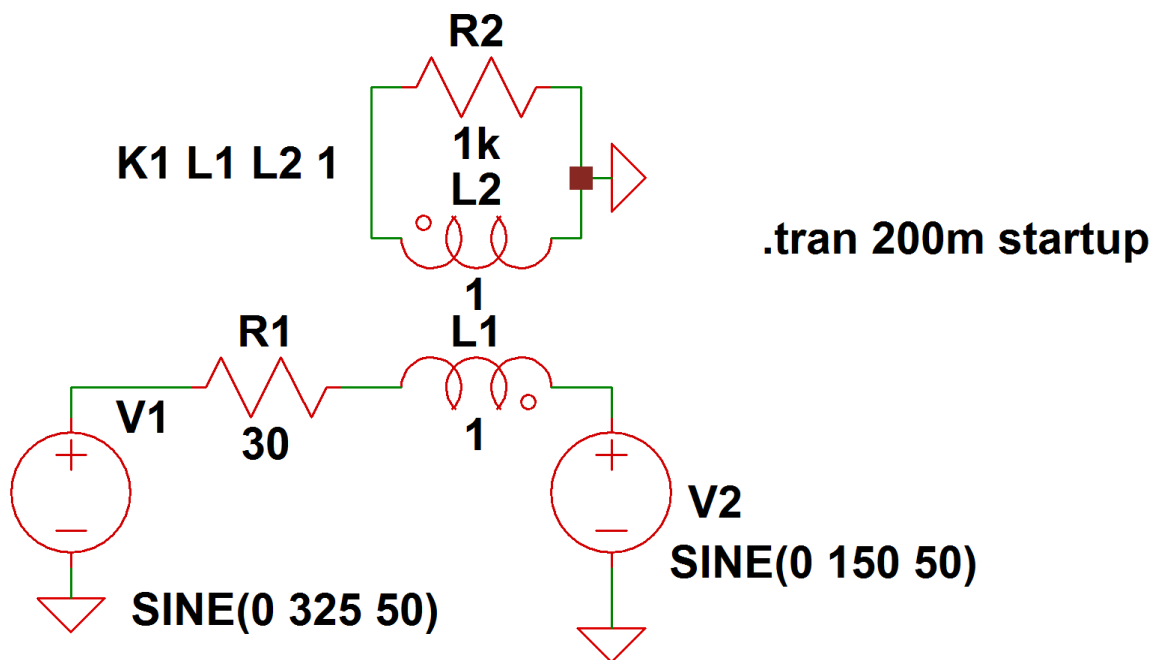
Obr. 1: Model indukčního motoru

Odpor R1 a cívka L1 představují odpor a indukčnost vinutí motoru. Cívka L2, jež je s L1 indukčně svázaná, spolu s odporem R2 modelují skluz a vířivé proudy. Čím menší hodnota odporu R2 bude, tím větší bude skluz resp. vířivé proudy. Když spustíme simulaci, uvidíme, jak se bude měnit proud vinutím L1 v závislosti na hodnotě R2. Na obr. 2 můžete vidět, že když se snižuje hodnota R2 (a roste skluz), zvyšuje se spotřeba motoru.



Obr. 2: Závislost odběru proudu motoru ze zdroje v závislosti na skluzu

Simulační model motoru s magnety v rotoru najdete na obr. 3. Cívka L2 a odpor R2 v tomto případě modelují pouze vířivé proudy, proto hodnota R2 bude vyšší. Oproti modelu indukčního motoru přibyl zdroj napětí. Jedná se o napětí, které je indukováno ve vinutí L1 a působí proti napájecímu napětí zdroje.



Obr. 3: Model motoru s permanentními magnety v rotoru

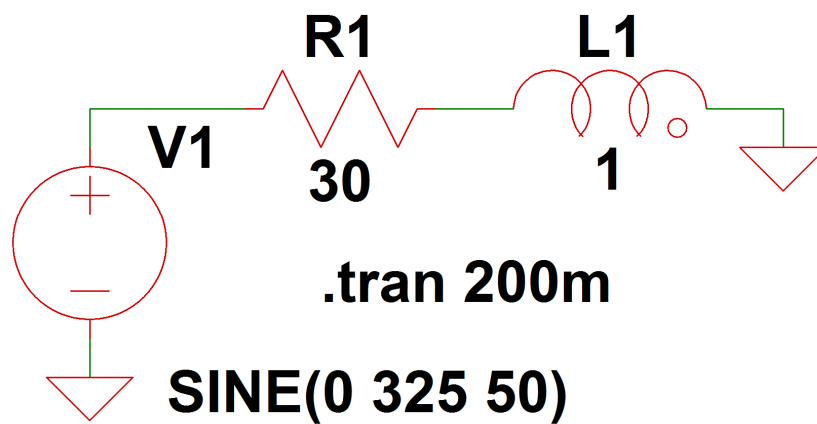
Na základě zkušeností platí všeobecná představa, že motor je pouhý převodník jedné formy energie (elektrické) v jinou (mechanickou). Nyní se podíváme, jak tento mechanismus vlastně funguje. Začneme u indukčního motoru. Zde je situace na první pohled zřejmá: s růstem mechanického zatížení hřídele, roste odběr proudu díky většímu skluzu. U motorů s permanentními magnety v rotoru je situace následující. U synchronního i BLDC motoru určitě hraje roli reaktance vinutí (stejně jako u indukčního motoru): čím menší je reaktance vinutí, tím je větší proud a výkon motoru. Dále u motorů s magnety v rotoru platí, že čím jsou vyšší otáčky motoru, tím bude vyšší indukované napětí, které musí být překonáváno napětím zdroje. U všech námi zkoumaných typů motorů funguje následující mechanismus: čím jsou vyšší otáčky motoru, tím více se projevuje reaktance vinutí, kterou opět musíme překonávat zvýšeným napětím. U synchronního motoru funguje ještě jeden důležitý mechanismus. S rostoucím mechanickým zatížením se zvětšuje fázový posun rotoru vůči statoru, což má za následek zvětšení odběru proudu. Podrobněji si tento mechanismus vysvětlíme, až budeme hovořit o rezonančním řízení tohoto motoru. Vidíme tedy, že za každým “převodem” z elektrické energie na energii mechanickou je nějaký konkrétní mechanismus a že představa motoru jako převodníku z jedné formy na jinou je pouhou myšlenkovou konstrukcí, nikoli přírodní zákon, který nelze obejít. Dále si ukážeme, že tento “přírodní zákon” obejít lze, ale nepředbíhejme.

Vlastnosti obvodu s cívkou

Na obr. 4 máme jednoduchý obvod složený z odporu, cívky a střídavého sinusového zdroje napětí. Můžeme si představit, že se jedná o model ideálního motoru, který nemá vířivé proudy, magnety v rotoru ani skluz. Rezistor R1 představuje odpor vinutí cívky. Jak velký poteče motorem proud? Abychom na tuto otázku mohli najít odpověď, musíme vypočítat impedanci Z obvodu:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

kde $X_L = \omega \cdot L$ je induktivní reaktance, $\omega = 2\pi \cdot f$ je úhlová rychlost, f je frekvence v Hz.



Obr. 4: RL obvod připojený ke zdroji harmonického napětí

Dosadíme konkrétní hodnoty ($f = 50\text{Hz}$ a $R = 30$):

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

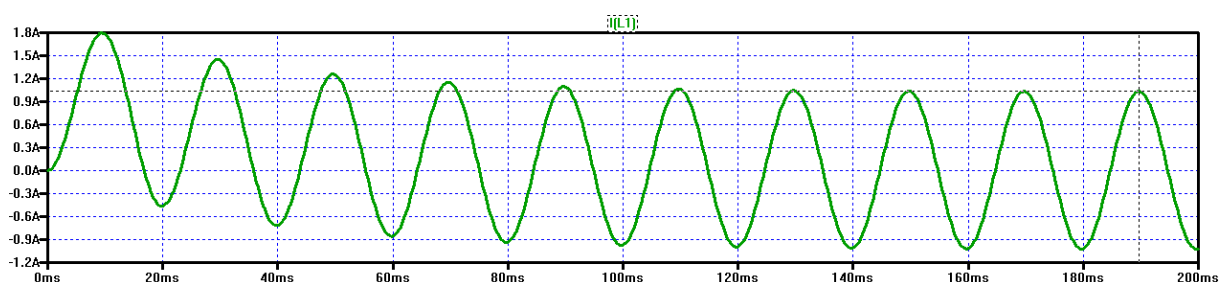
Nyní již můžeme pomocí Ohmova zákona vypočítat proud:

$$I = U / Z$$

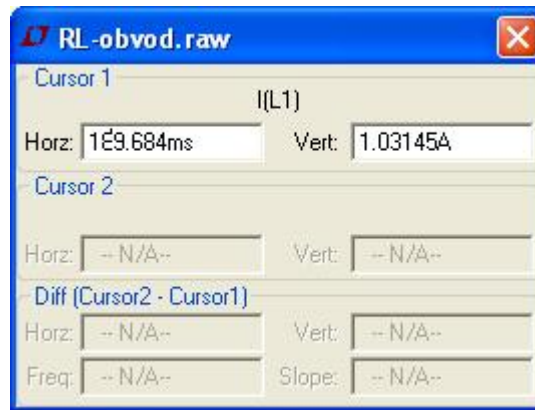
Pokud zadáme efektivní hodnotu napětí, dostaneme efektivní hodnotu proudu. Nám se však pro simulaci lépe hodí maximální hodnota, proto za U dosadíme 325V:

$$I_{\max} = U_{\max} / Z = 325 / 315,59 = 1,03\text{A}$$

Na obrázcích níže se můžete přesvědčit, že jsme počítali správně.

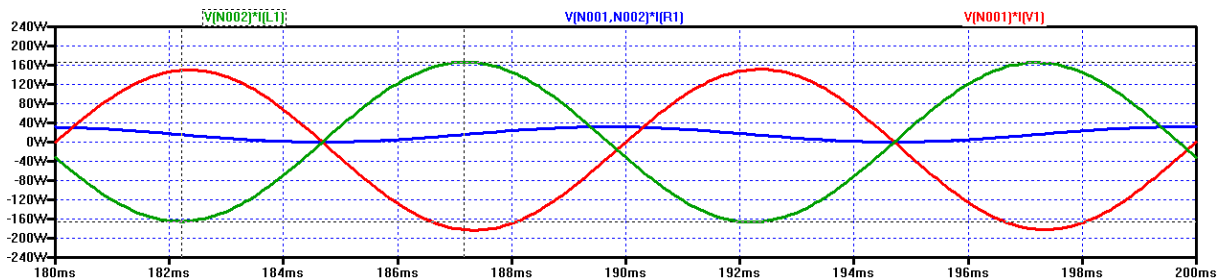


Obr. 5: Průběh proudu obvodem z obr. 4



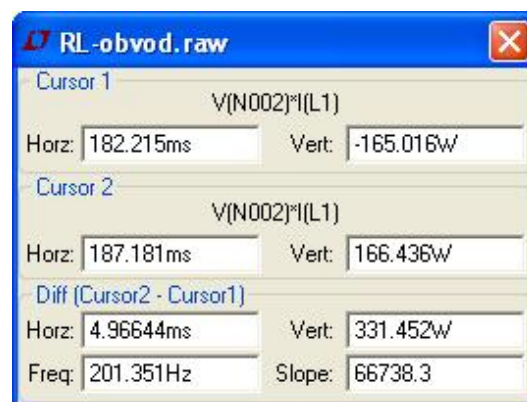
Obr. 6: Změřená amplituda proudu

Nyní se podíváme na výkonové poměry v obvodu. Simulační program LTSpice umožňuje zobrazit průběhy výkonů. Stačí podržet klávesu ALT a kliknout nad součástkou, která nás zajímá.

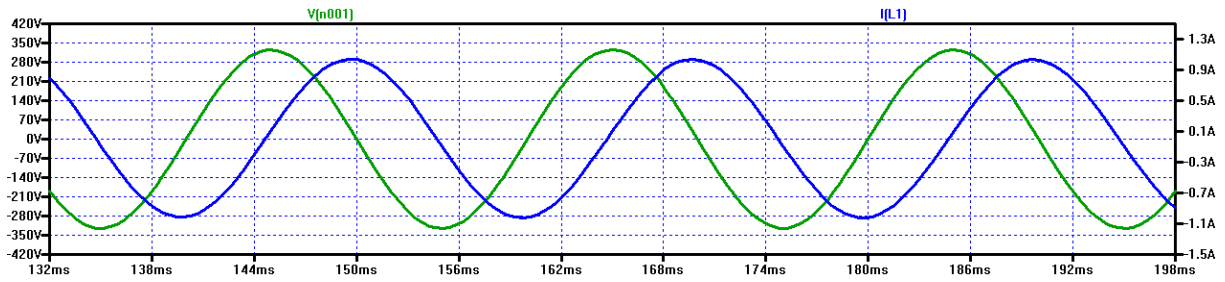


Obr. 7: Výkony na jednotlivých prvcích obvodu na obr. 4

Na obr. 7 vidíme, že výkony na cívce a na zdroji jsou téměř stejné, avšak výkon na odporu je mnohem menší. Toto bychom si měli zapamatovat pro dobu, až budeme zkoumat vlastnosti rezonančního obvodu. Ještě je důležité vědět, že v RL obvodu je proud za napětím zdroje zpožděný o 90° (viz obr. 9). Podíváme se ještě, co jsme naměřili na cívce L1 – obr. 8.



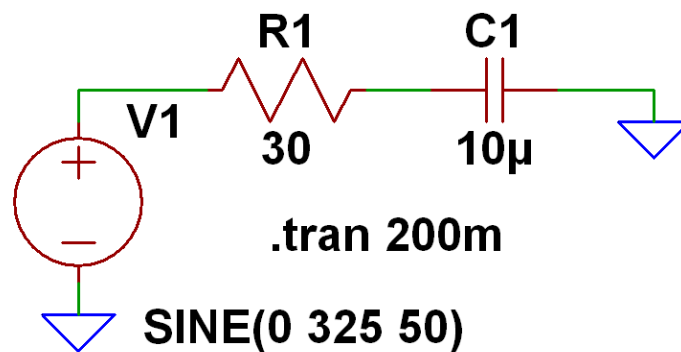
Obr. 8: Amplitudy výkonu na cívce



Obr. 9: Průběh napětí a proudu v RL obvodu

Vlastnosti obvodu s kondenzátorem

Ve schématu na obr. 4 cívku L1 nahradíme kondenzátorem a dostaneme obvod na obr. 10:



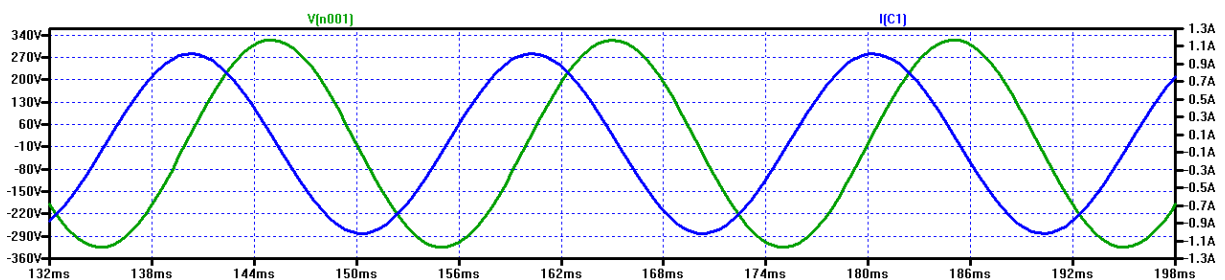
Obr. 10: RC obvod připojený ke zdroji harmonického napětí

Podobně jako v případě cívky můžeme vypočítat proud procházející obvodem na obr. 10. Rozdíl je pouze v tom, že místo indukční reaktance ve vzorci bude kapacitní reaktance:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

kde $X_C = 1 / \omega \cdot C$.

Na procvičení si můžete zkusit vypočítat proud obvodem na obr. 10 pro hodnotu kapacity $10\mu\text{F}$. My se tím nebudeme zdržovat. Než se vrhneme na rezonanční obvod, podíváme se ještě na průběhy napětí a proudu v RC obvodu:

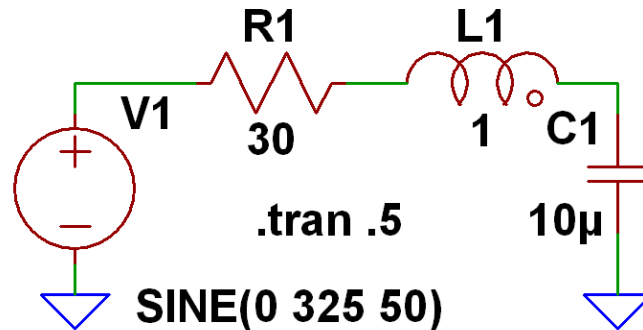


Obr. 11: Průběh napětí a proudu v RC obvodu

Všimněte si, že proud předbíhá napětí zdroje o 90° .

Vlastnosti sériového rezonančního RLC obvodu

Když obvody na obr. 4 a obr. 10 zkombinujeme, dostaneme sériový rezonanční obvod:



Obr. 12: Sériový rezonanční RLC obvod

Jistě si vzpomínáte, že v RL obvodu je proud zpožděný proti napájecímu napětí o 90° a že v RC obvodu naopak proud napětí o 90° předbíhá. Jestliže v RLC obvodu máme proud společný, musí být nutně napětí na kondenzátoru posunuto vůči napětí na cívce o 180° . Jestliže jsou obě napětí stejně velká, dostaneme rezonanci. Kdy obě napětí budou stejně velká? Obě napětí budou stejně velká tehdy, když se kapacitní reaktance bude rovna induktivní reaktanci:

$$X_C = X_L = 1/\omega.C = \omega.L$$

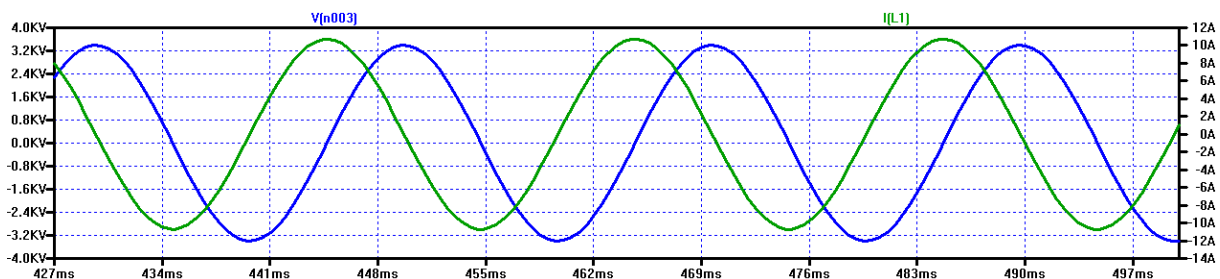
Po úpravě dostaneme následující rovnici:

$$\omega^2 = 1 / (L.C)$$

Takže nyní již můžeme vypočítat kapacitu kondenzátoru, abychom dosáhli rezonance při síťové frekvenci 50Hz. Jestliže cívka má indukčnost 1H, kapacita kondenzátoru bude:

$$C = 1 / (\omega^2.L) = 1 / ((2.\pi.50)^2.1) = 10,132\mu\text{F}$$

Když tuto hodnotu zaokrouhlíme, zjistíme, že obvod na obr. 12 máme přibližně v rezonanci. Spustíme simulaci a podíváme se, co to provede:



Obr. 13: Průběh proudu RLC obvodem a napětí na kondenzátoru

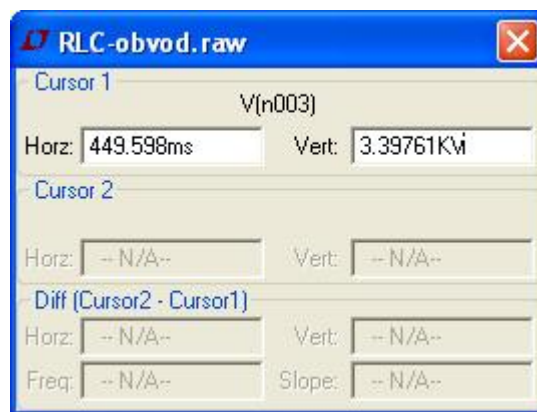
Na obr. 13 vidíme, že proud je větší než 10A a napětí je vyšší než 3kV. Jak je to možné? Důvod je ten, že v rezonanci se napětí na cívce a kondenzátoru vzájemně ruší, takže impedance Z obvodu RLC je rovna činnému odporu R . Přesvědčit se o tom můžeme výpočtem pomocí Ohmova zákona:

$$I_{\max} = U_{\max} / R = 325/30 = 10,833A$$

Zběžným pohledem na obr. 13 se můžete přesvědčit, že simulace přibližně odpovídá výpočtu. Jak ale vypočítáme amplitudu napětí na cívce nebo kondenzátoru? Opět s pomocí Ohmova zákona:

$$U_{L\max} = I_{\max} \cdot X_L = I_{\max} \cdot \omega L = I_{\max} \cdot 2\pi \cdot f \cdot L = 10,833 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 1 = 3403,3V$$

Když změříme amplitudu napětí, vidíme, že hodnota opět celkem sedí:

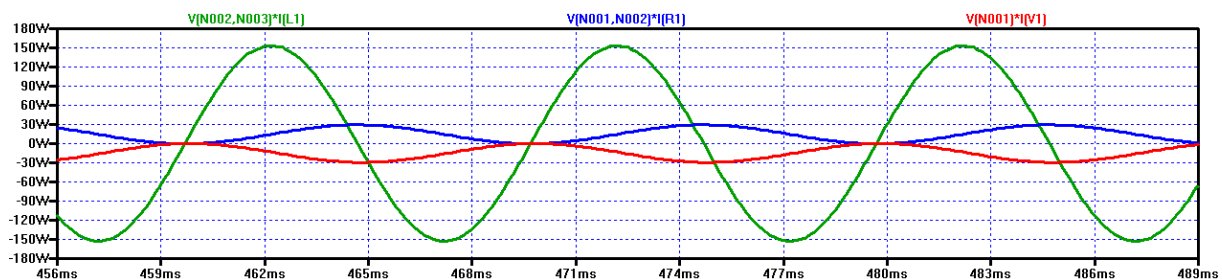


Obr. 14: Změřená amplituda napětí na kondenzátoru

Když budeme chtít dosáhnout stejné hodnoty proudu jako v případě RL nebo RC obvodu, musíme snížit napětí. K výpočtu nové amplitudy napětí opět použijeme Ohmův zákon. Dejme tomu, že chceme, aby amplituda proudu byla 1A; potom dostaneme

$$U = I \cdot R = 1 \cdot 30 = 30V$$

To si můžete vyzkoušet nasimulovat sami. My se místo toho podíváme na výkony v RLC obvodu:



Obr. 15: Výkony v RLC obvodu

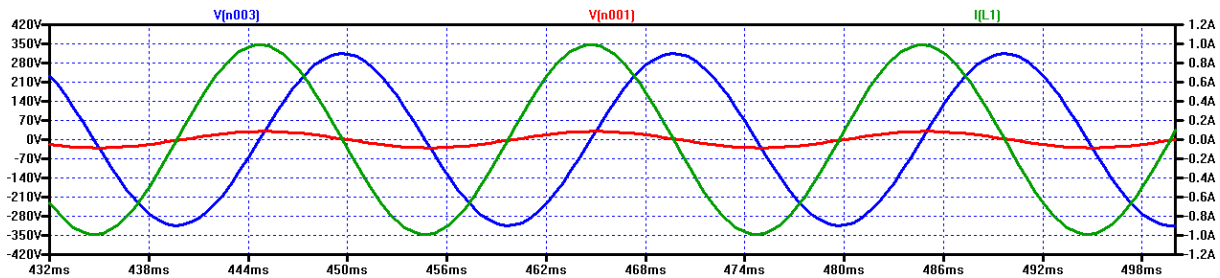
Průběhy výkonů na obr. 15 můžete srovnat se stejnými průběhy na obr. 7, kde jsou zobrazeny výkony v RL obvodu. Zatímco u RL obvodu byla amplituda výkonu zdroje největší (červená), zde se výkon zdroje rovná amplitudě výkonu na odporu (modrá) a amplituda výkonu na cívce je několikanásobně větší. Když budeme mít ideální motor, dostaneme z tohoto motoru větší výkon, než je výkon zdroje. Samozřejmě nežijeme v ideálním světě, avšak vyrobit takový motor, který se bude tomu ideálnímu blížit, není tak velký problém.

Tomu se však budeme věnovat později. Pro zajímavost ještě vypočítáme poměr amplitudy výkonu na cívce k amplitudě výkonu na odporu: $153\text{W}/29,37\text{W} = 5,2$.

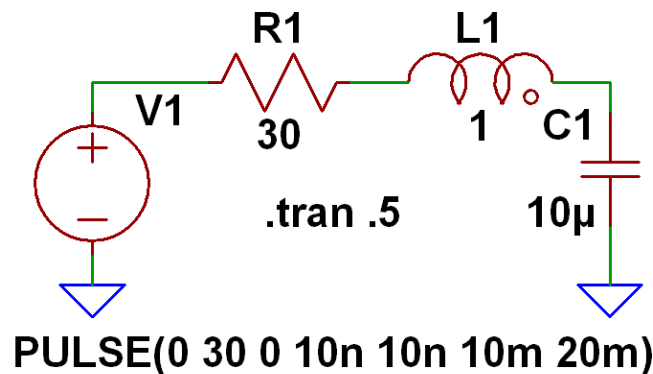
To však není všechno. Pokud bychom dokázali udržet rezonanci pro různé hodnoty rezonanční kapacity, mohli bychom zvyšovat otáčky motoru, přičemž by amplituda proudu neklesala. Tím by s frekvencí rostl výkon, zatímco příkon ze zdroje by zůstával nezměněný. Jak to ale zařídit? Takové zařízení existuje a v roce 2006 mi na ně byl udělen patent. Jedná se o poměrně jednoduchý oscilátor. Za chvíli popíšeme, jak funguje.

Oscilátor pro rezonanční řízení

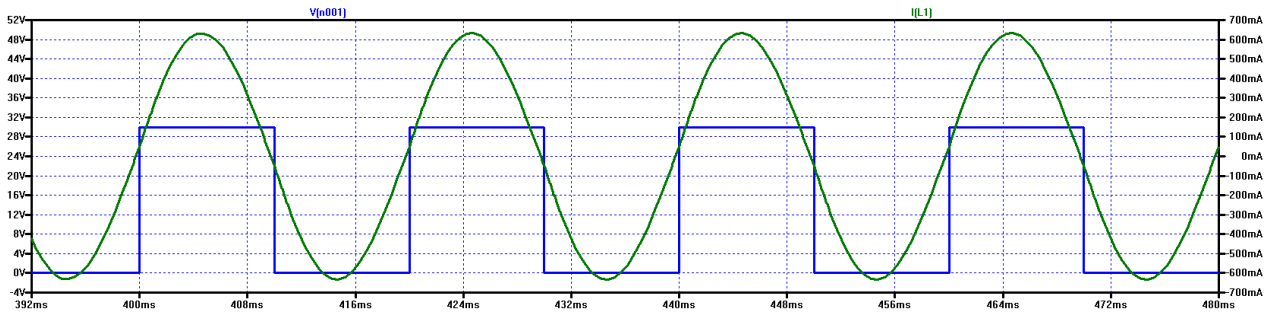
Oscilátory zpravidla mívají nějakou kladnou zpětnou vazbu. Zpětnou vazbu od nějaké veličiny v obvodu. Jak tuto veličinu najít? Bude to taková veličina, která je ve fázi s napětím zdroje. Podívejme se na průběhy veličin v RLC obvodu. Na obr. 16 vidíme, že ve fázi s napětím zdroje je proud. Je to samozřejmě logické, protože v rezonanci platí, že $Z = R$, takže máme jenom činnou složku impedance a na činném odporu k žádnému fázovému posunu dojít nemůže. Dalším krokem bude, že sinusový zdroj nahradíme zdrojem obdélníkového průběhu (obr. 17). Na obr. 18 máme průběh proudu, který je o něco nižší než při buzení ze zdroje sinusového průběhu. Je to z toho důvodu, že sice máme stejnou amplitudu, ale pouze jedné polarity.



Obr. 16: Průběhy veličin v RLC obvodu na obr. 12:
proud – zelená, napětí na C1 – modrá, napětí zdroje - červená

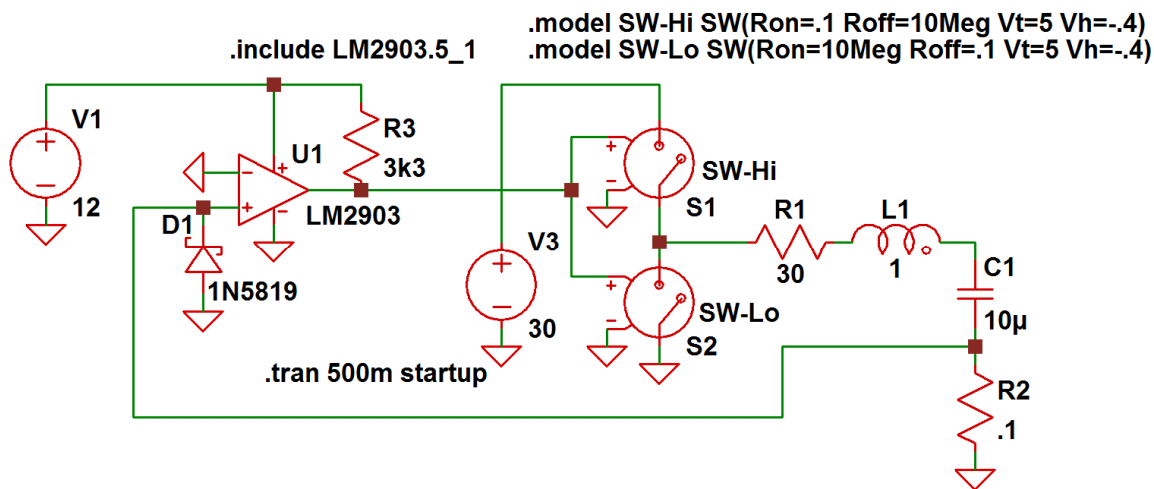


Obr. 17: Obvod RLC se zdrojem obdélníkových impulzů

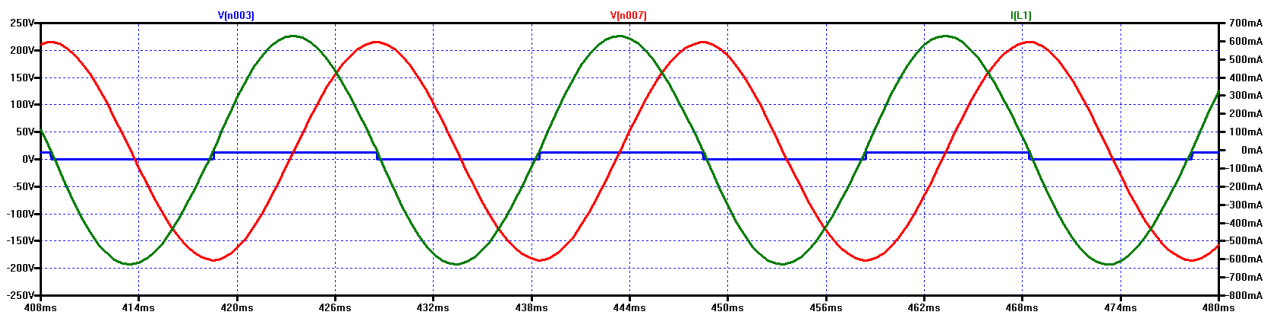


Obr. 18: Průběh proudu a napětí v rez. obvodu buzeném napětím obdélníkového průběhu

Nyní je k oscilátoru opravdu jen krůček: Musíme zajistit převod proudu na napěťový signál, tento signál vyhodnotit a pomocí něho řídit elektronický přepínač, který bude přepínat napětí pro RLC obvod mezi napětím zdroje a zemí. Schéma zapojení oscilátoru najdete na obr. 19. Máme zde RLC obvod tvořený prvky R1, L1 a C1, s nimiž je do série zapojen odpor R2, který má malou hodnotu. Tento odpor slouží k převodu proudu na napěťový signál. Tento signál je přiveden na vstup komparátoru U1, který slouží k jeho vyhodnocení: Je-li větší než nula, objeví se na výstupu komparátoru plné napětí zdroje V1, je-li menší než nula, je na výstupu komparátoru nulové napětí. Výstup komparátoru řídí spínání elektronického přepínače tvořeného dvojicí spínačů S1, S2. Kromě těchto spínačů jsou všechny ostatní prvky v obvodu modely reálných součástek. Místo ideálních spínačů v praxi použijeme nějaký budič a tranzistory typu N-MOS. Na obr. 20 máme zobrazeny průběhy napětí a proudu v oscilátoru: zelená – proud, červená – napětí na C1 a modrá – napětí na výstupu komparátoru U1. Všimněte si, že signál z komparátoru je ve fázi s proudem v RLC obvodu.

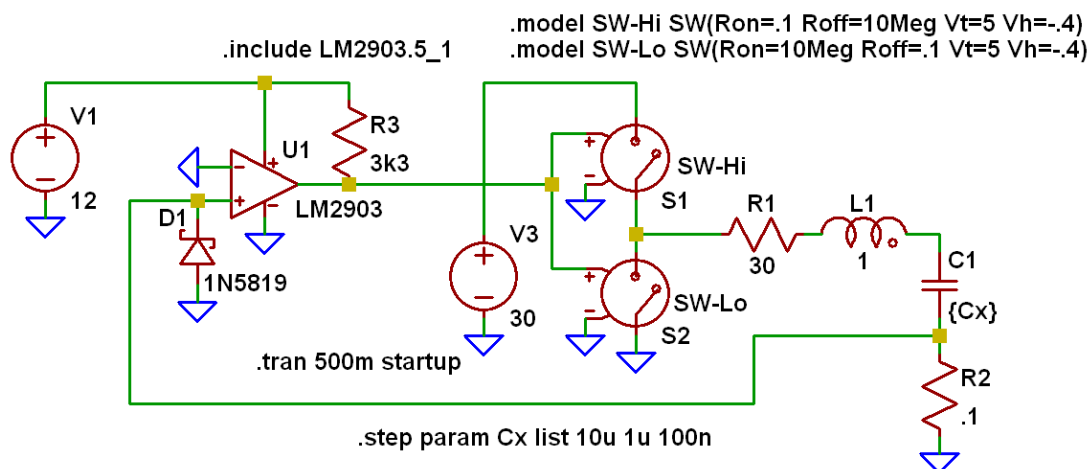


Obr. 19: Oscilátor



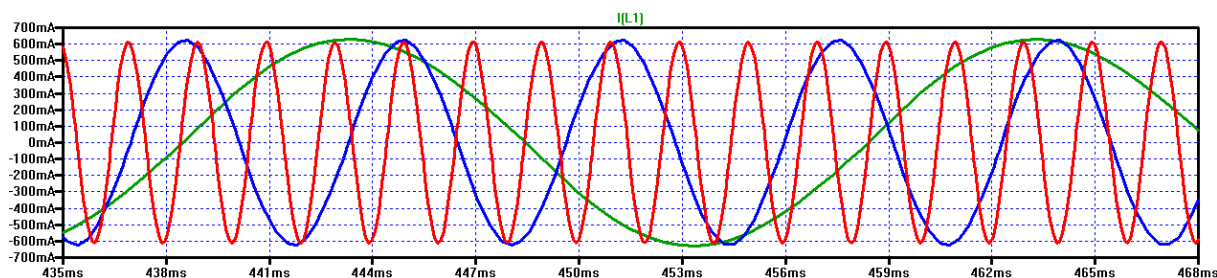
Obr. 20: Průběhy napětí a proudu v oscilátoru na obr. 19

Když budeme měnit parametry rezonančního obvodu, oscilátor automaticky přizpůsobí frekvenci. Na dalším obrázku máme stejný oscilátor, kde jsme pevnou hodnotu kapacity C1 nahradili parametrem Cx, za nějž simulační program postupně dosazuje následující hodnoty kapacity: 10 μ F, 1 μ F a 100nF.



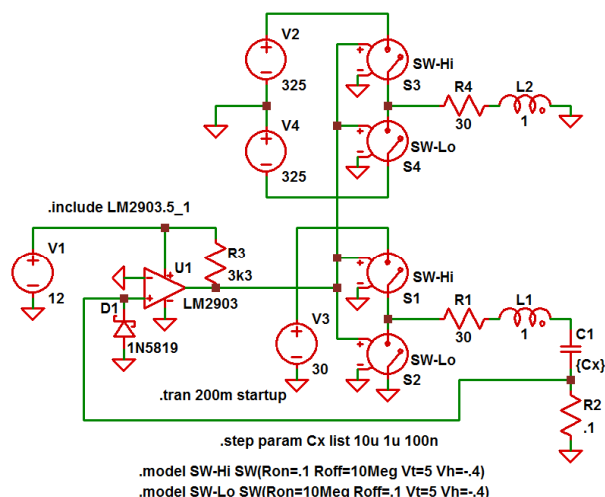
Obr. 21: Řízení frekvence oscilátoru změnou rezonanční kapacity

Na dalším obr. 22 máme zobrazeny průběhy proudu RLC v závislosti na hodnotě kapacity rezonančního kondenzátoru. **Všimněte si, že s klesající kapacitou C1 roste frekvence, amplituda se však prakticky nemění. Tento fakt je nesmírně důležitý, neboť při dodržení určitých konstrukčních zásad umožňuje z motoru, který je rezonančně řízen, dostat vyšší výkon než je jeho příkon. Tento fakt rozbíjí představu současných vědců a techniků, že motor je pouhým převodníkem jedné formy energie v jinou. Rezananční motor tuto domněnku rozbíjí na kusy!**



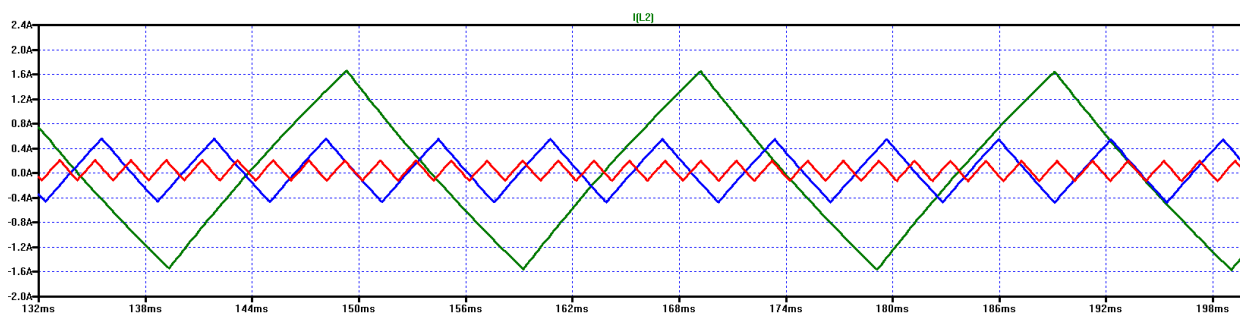
Obr. 22: Průběhy proudu v oscilátoru pro různé hodnoty C1

Pro ilustraci provedeme následující experiment. Na obr. 23 máme náš oscilátor, který použijeme jako zdroj obdélníkového průběhu s proměnlivou frekvencí.



Obr. 23: Experiment ilustrující vliv reaktance cívky

Nad oscilátor jsme přidali další dvojici spínačů, kterou budeme řídit ze stejného komparátoru jako oscilátor. Na výstup elektronického přepínače (S3, S4) připojíme RL obvod se stejnými parametry jako u RLC obvodu, jen vypustíme kondenzátor, a budeme sledovat závislost proudu na frekvenci.



Obr. 24: Simulace vlivu reaktance na amplitudu proudu RL obvodu

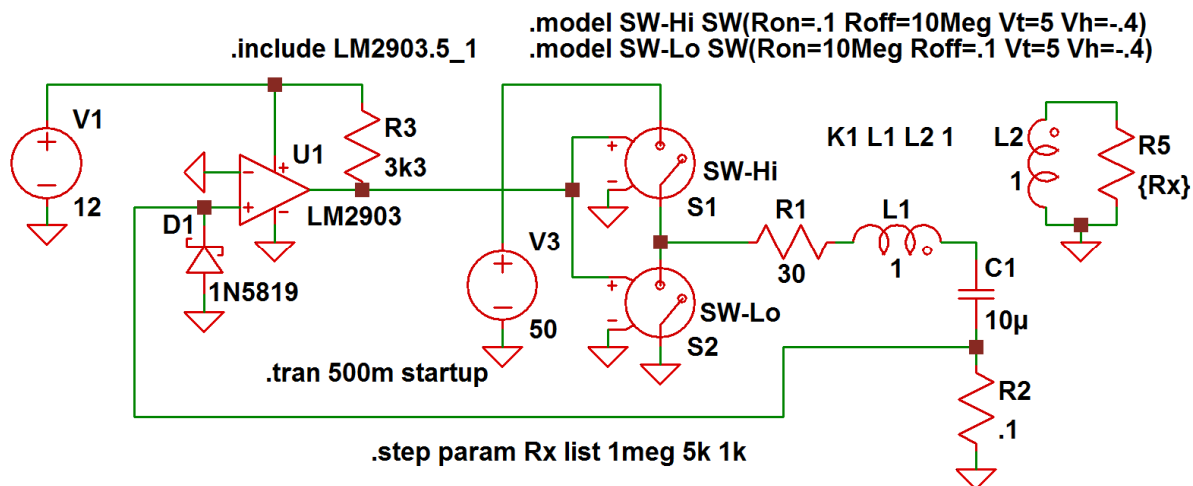
Když to shrneme, můžeme konstatovat, že:

- v rezonančním RLC obvodu potřebujeme nižší napětí pro vyvolání požadované amplitudy proudu než v RL obvodu a
- s rostoucím rezonančním kmitočtem amplituda neklesá, zatímco v RL obvodu s frekvencí amplituda proudu klesá velmi výrazně.

Z technických důvodů jsme byli nuceni místo sinusového průběhu napětí použít průběh obdélníkový, avšak to na výsledku mnoho nemění. Fenoménu účinnosti rezonančního motoru se ještě budeme věnovat dále.

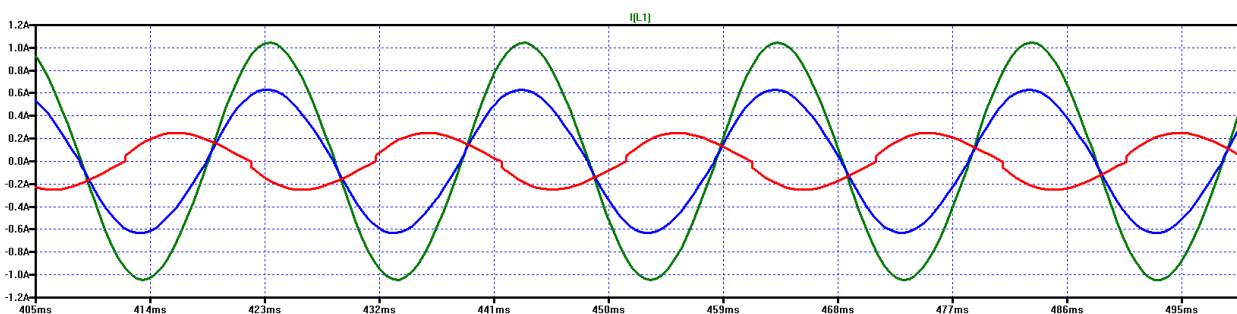
Rezonanční řízení jednofázového motoru

V oscilátoru na obr. 21 máme prostou cívku, která může představovat vinutí ideálního motoru. Nyní tuto cívku nahradíme modelem skutečného motoru a budeme studovat jeho chování.



Obr. 25: Rezonanční řízení indukčního motoru – modelování změny skluzu

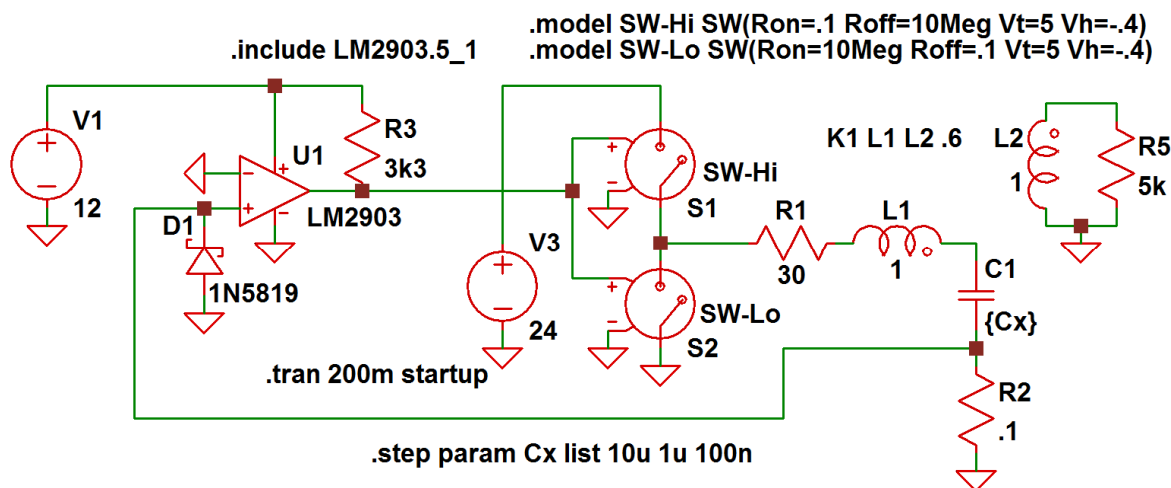
Na obr. 25 máme oscilátor z obr. 19, kde jsme místo obyčejné cívky vložili model indukčního motoru. Změnu skluzu budeme modelovat změnou hodnoty odporu R5. Na výsledek simulace se můžete podívat na obr. 26.



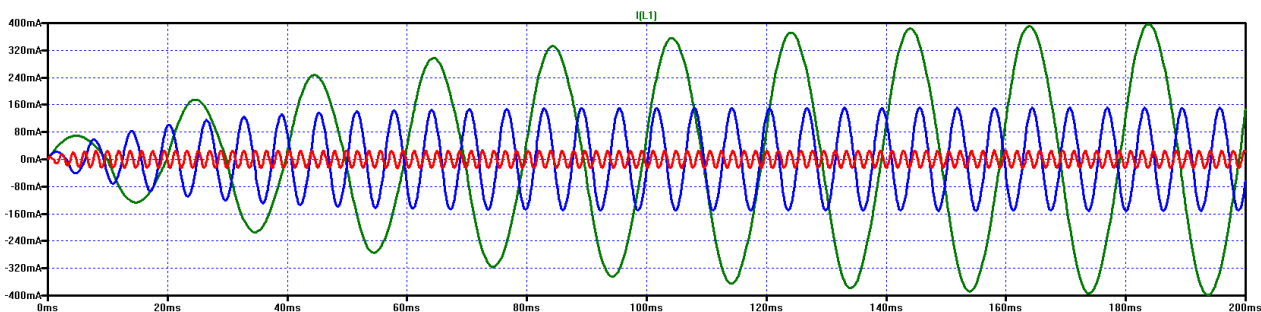
Obr. 26: Simulace změny velikosti skluzu

Když tento obrázek porovnáme s obr. 2, vidíme, že rezonanční motor reaguje na zvětšení skluzové frekvence zcela opačně – tj. se zvětšováním skluzu proud klesá. Tento jev je způsoben snížením činitele jakosti Q rezonančního obvodu. To je jeden z problémů rezonančního řízení asynchronního motoru. Pokud je stabilní zátěž, resp. skluz, jednoduše nastavíme vhodnou velikost napájecího napětí a problém je vyřešen. Pokud máme proměnlivou zátěž, musíme regulovat proud zvýšením napájecího napětí, nejlépe automaticky pomocí zpětnovazební smyčky. Regulací proudu mj. pomocí zpětné vazby se zabývám v článku <http://free-energy.xf.cz/inventions/RM-1F.pdf> (viz obr. 12).

Nyní vyzkoušíme, jaký je vliv frekvence na amplitudu proudu při stálém skluzu. V našem modelu nastavíme konstantní hodnotu odporu R5 a budeme měnit kapacitu C1.



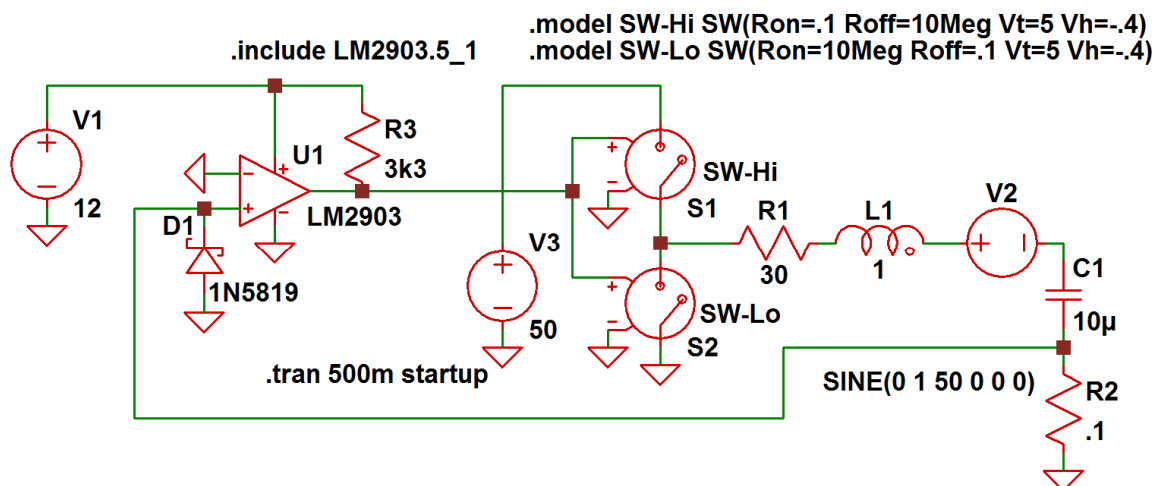
Obr. 27: Simulace vlivu konstantního skluzu na proud pro různé frekvence



Obr. 28: Výsledek simulace obvodu z obr. 27

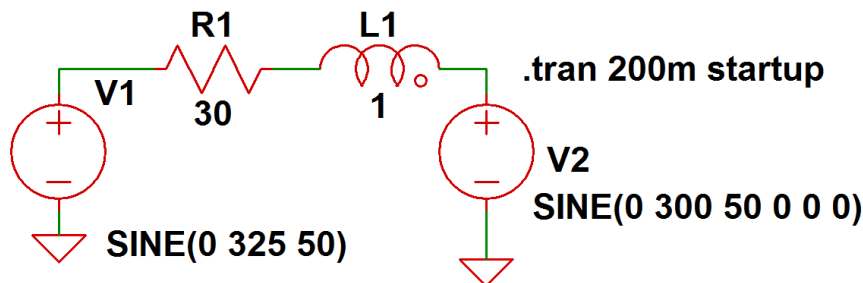
Na obr. 28 můžete vidět, že i při nízkém skluzu s frekvencí proud silně klesá, takže můžeme konstatovat, že indukční motor není příliš vhodný pro rezonanční řízení, pokud je naší prioritou maximální účinnost.

V našem oscilátoru nyní model indukčního motoru nahradíme modelem motoru s permanentními magnety v rotoru. Nejdříve budeme modelovat synchronní motor. Budeme uvažovat motor, jehož magnetický obvod je vyrobený z elektricky nevodivého materiálu, takže simulaci vířivých proudů můžeme vypustit. Vedle cívky bude tedy pouze zdroj střídavého napětí pro modelování indukovaného napětí vlivem rotace magnetů v rotoru.



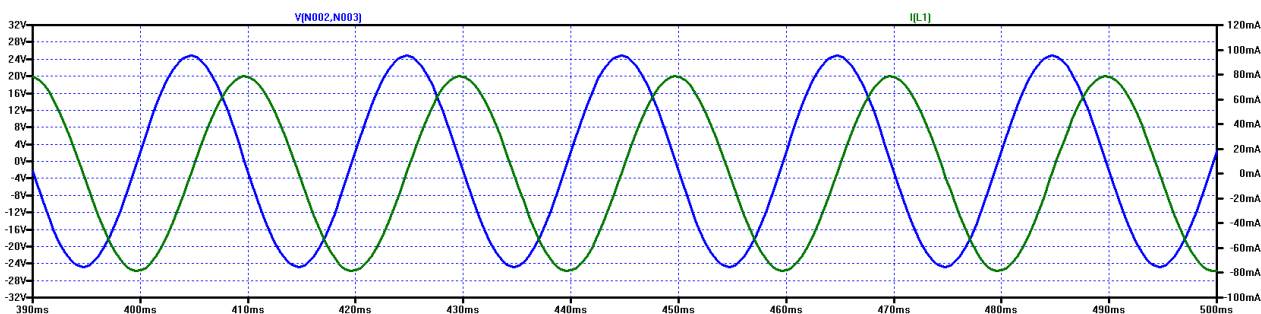
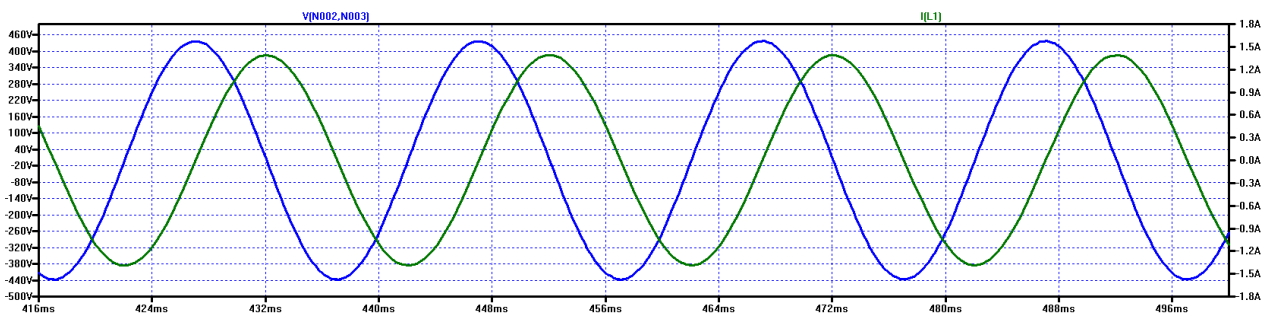
Obr. 29: Modelování rezonančního řízení synchronního motoru

Než začneme zkoumat vlastnosti rezonančního řízení synchronního motoru, musíme objasnit mechanismus, jak souvisí mechanické zatížení motoru s velikostí proudu, který motor odebírá. Na obr. 3 máme model synchronního motoru. Zanedbáme-li vliv vířivých proudů, bude model vypadat následovně:



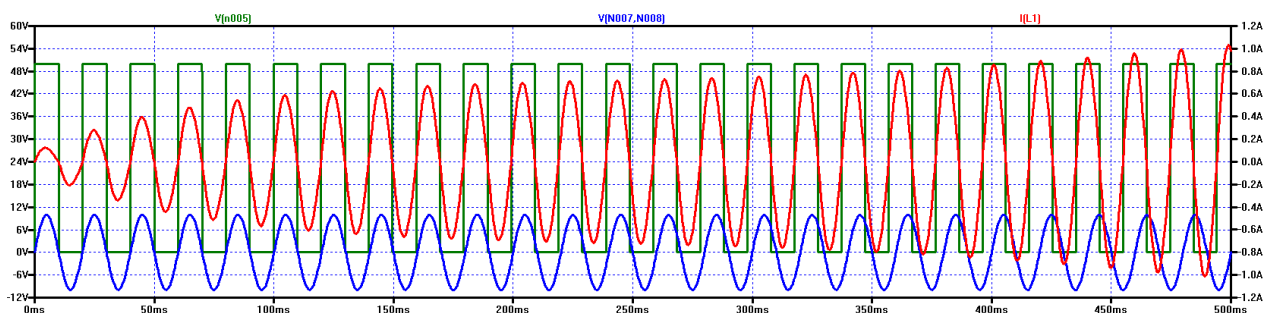
Obr. 30: Model synchronního motoru

Je-li motor bez zátěže, je indukované napětí přibližně ve fázi s napájecím napětím nebo je fázový posun minimální. My pro jednoduchost budeme předpokládat, že je nulový. Aby byl tento mechanismus dobře vidět, zvolili jsme velké indukované napětí. Na simulaci proudu v závislosti na fázovém posunu φ se můžete podívat na obr. 31 níže. Zeleně je zakreslen proud, modře je zobrazeno napětí na cívce statoru, jež je dané rozdílem napětí V1 a V2. Je-li fázový posun nulový, výsledné napětí na cívce je malé a tím pádem je proud motorem také malý. Se zvětšujícím se fázovým posunem roste výsledné napětí na cívce a tím i proud.

a) $\varphi = 0$ b) $\varphi = 90^\circ$

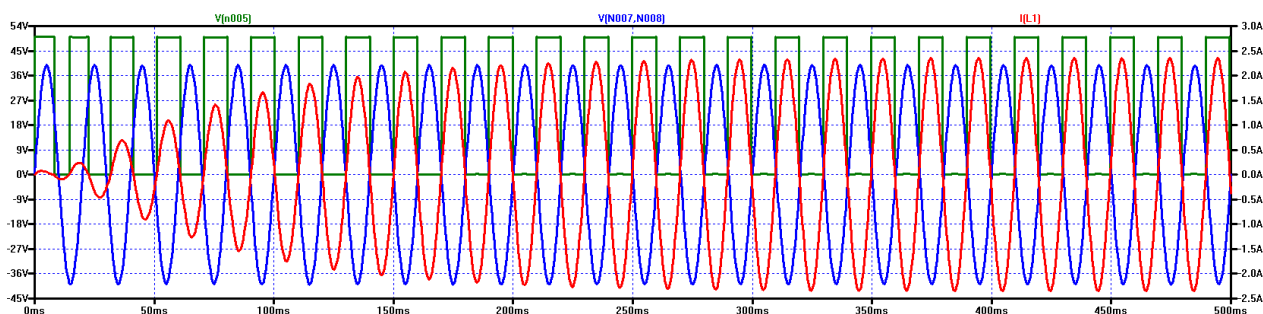
Obr. 31: Závislost velikosti proudu na fázovém posunu u synchronního motoru

Vraťme se k rezonančnímu řízení synchronního motoru na obr. 29. Pro začátek jsme nastavili amplitudu napětí zdroje V2 na 10V. Na výsledek simulace se můžete podívat na obr. 32. Zpočátku fáze zdroje V2 (modrá) přibližně odpovídá fázi rezonančního řízení (zelená). Můžete sledovat, jak postupně dochází k fázovému posunu zhruba o úhel 90° . Fázový posun, jak víme, zvyšuje odběr proudu.



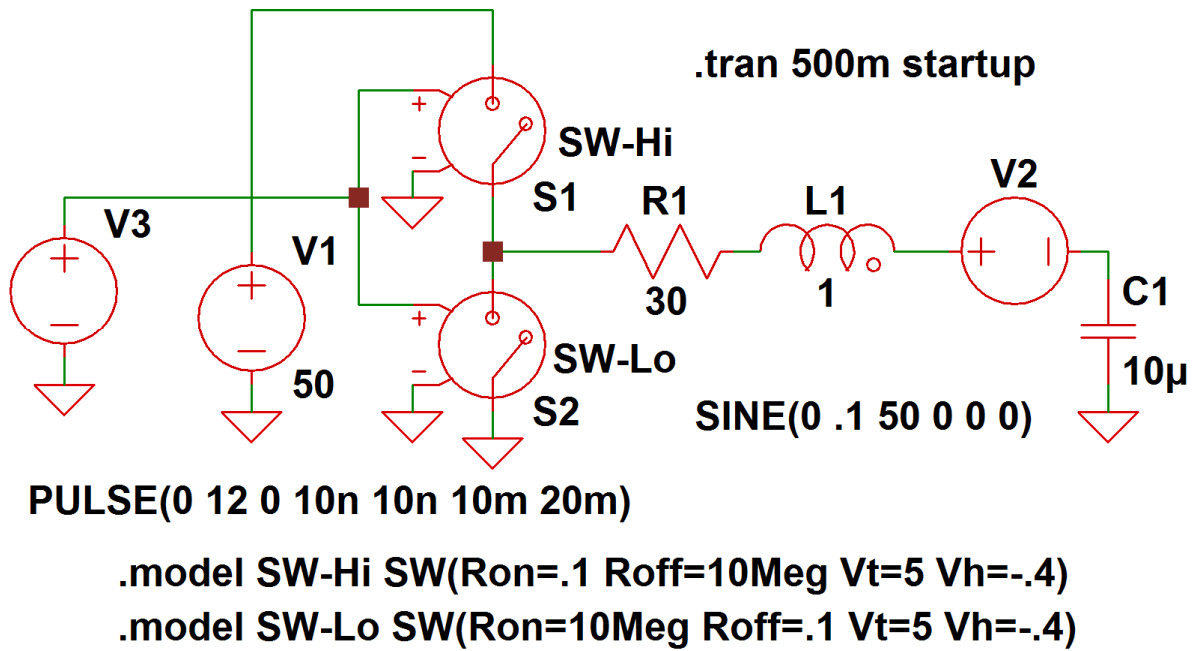
Obr. 32: Simulace vlivu indukovaného napětí – $V_2 = 10V$

Aby to bylo ještě zřetelnější, zvětšíme amplitudu indukovaného napětí na 40V. Na obr. 33 můžete vidět, že fázový posun se zvětšil na 180° . To se pochopitelně muselo projevit zvýšením proudu. Můžeme tedy konstatovat, že synchronní motor potenciál rezonančního řízení nijak neomezuje a je vhodný pro vysokootáčkové motory, kde při použití vhodného materiálu pro magnetický obvod může být dosaženo velmi vysoké účinnosti.



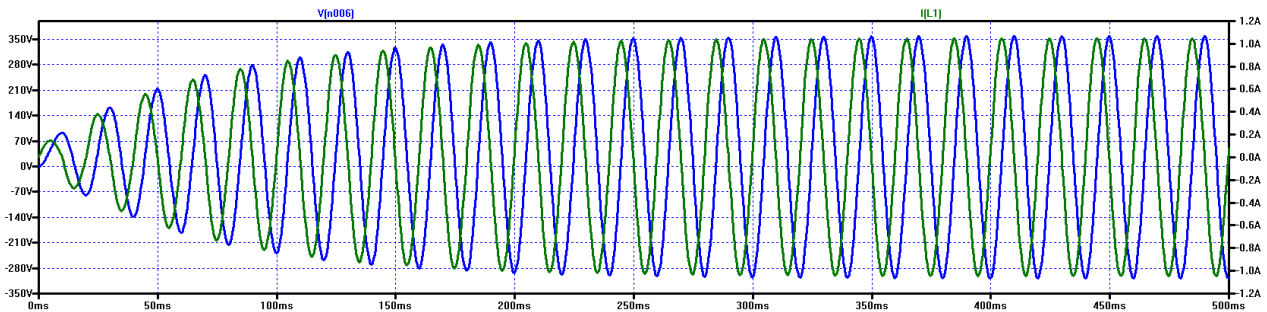
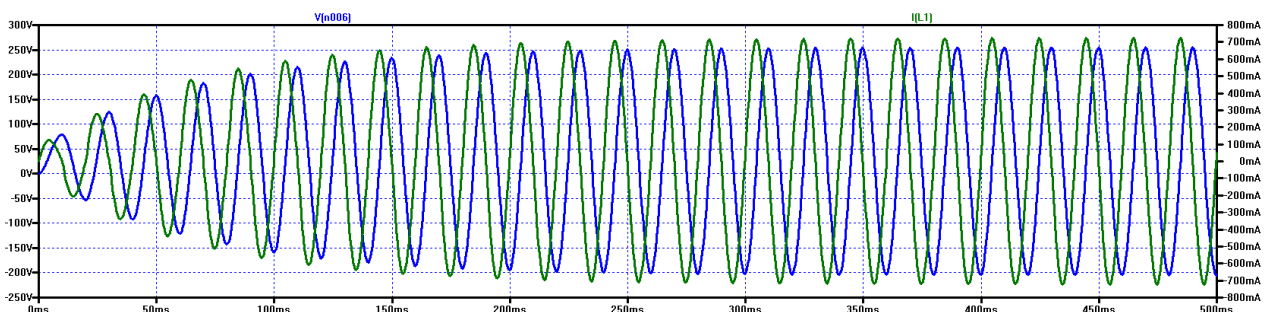
Obr. 33: Simulace vlivu indukovaného napětí – $V_2 = 40V$

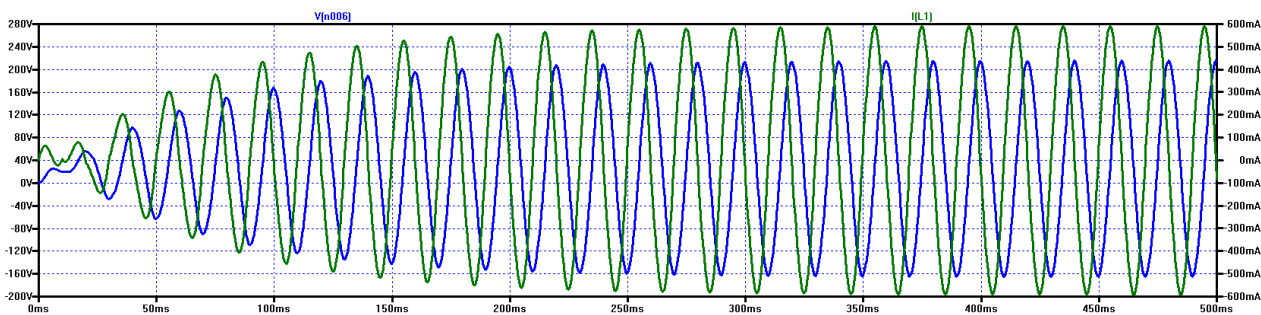
U BLDC motoru je situace jiná. Tam vlivem zátěže k žádnému fázovému posunu nedochází, protože spínání proudu do statorového vinutí je řízeno v závislosti na poloze rotoru pomocí snímačů polohy. S rezonančním řízením BLDC mám praktické zkušenosti. Navrhl jsem a nechal vyrobit speciální jednofázový motor s diskovým rotorem, osazeným feritovými magnety, jehož stator byl složen z feritových hranolů. Tento motor bylo nutné roztočit na rezonanční otáčky bez zařazeného kondenzátoru a po dosažení určitých otáček zařadit do série s vinutím kondenzátor vhodné kapacity. Muselo být dosaženo rezonančních otáček. Pokud jsem rezonanční kondenzátor zařadil příliš brzy - při podrezonančních otáčkách - motor se zastavil. Protože jsem ke spínání proudu do statoru používal pouze půlmůstek, musel jsem zajistit vybití cívky po vypnutí proudu spínačem pomocí diody a výkonového odporu. Při zařazení rezonanční kapacity se zároveň odpojil tento vybíjecí obvod. Jednalo se o nouzové řešení. Standardním řešením by bylo použití přepínačů zapojených do úplného H-můstku. My budeme - pro jednoduchost - simulovat půlmůstkové zapojení BLDC motoru po zařazení rezonančního kondenzátoru. Simulační obvod najdete na obr. 34. Zdroj impulzů V3 představuje signál ze snímače polohy totoru. Nejdříve budeme zkoumat, jak se bude motor chovat při rezonančních otáčkách pro různé hodnoty indukovaného napětí.



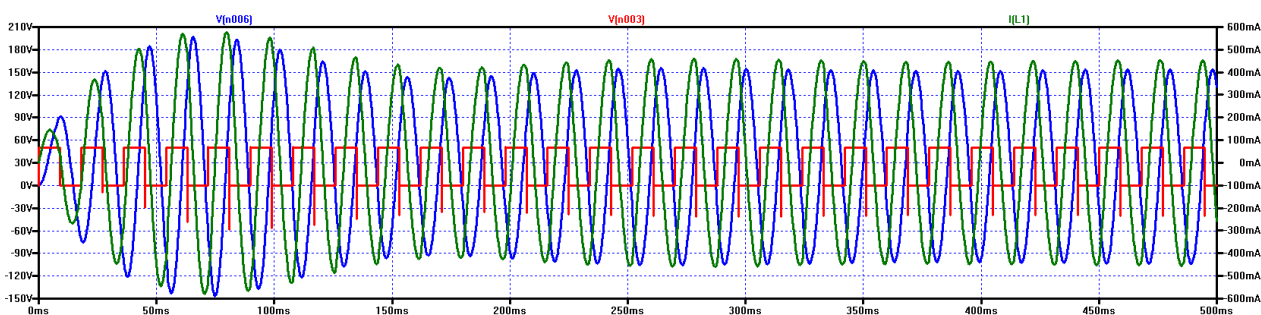
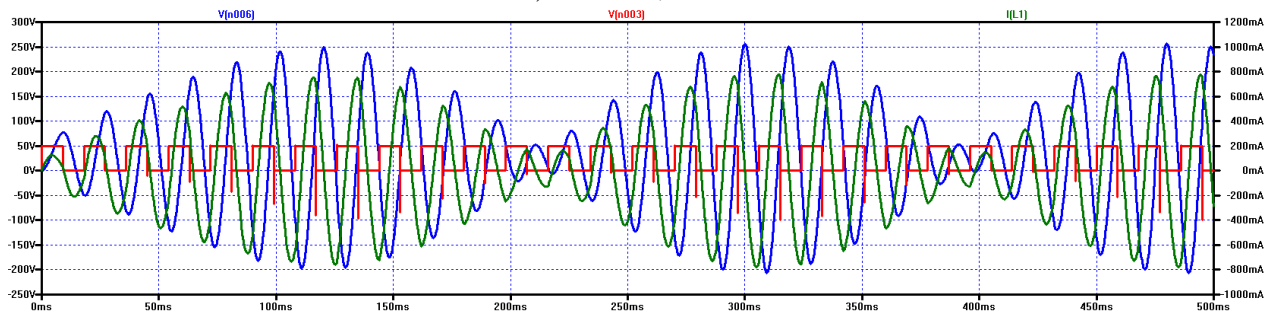
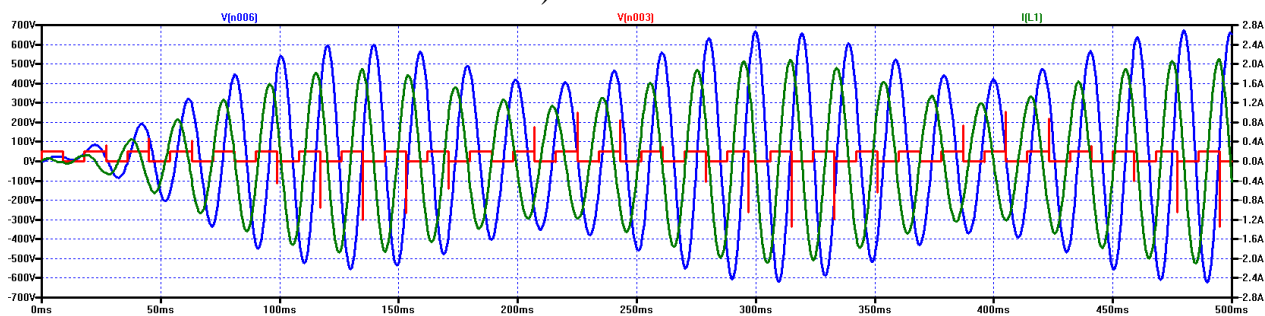
Obr. 34: Rezonanční řízení BLDC motoru

Na dalším obrázku jsou zobrazeny průběhy proudu a napětí na kondenzátoru pro různé hodnoty indukovaného napětí ze zdroje V2. Výsledky jsou velmi zajímavé, dokonce překvapivé. Se vzrůstem indukovaného napětí sice proud podle očekávání klesá, ale mnohem méně, než bychom očekávali. Dokonce v případě, kdy napětí indukované se rovná napětí napájecímu, je pokles amplitudy proudu na 40%!

a) $V_2 = 0,1V$ b) $V_2 = 10V$

a) $V_2 = 50V$ Obr. 35: Simulace vlivu indukovaného napětí V_2 u BLDC motoru v rezonanci

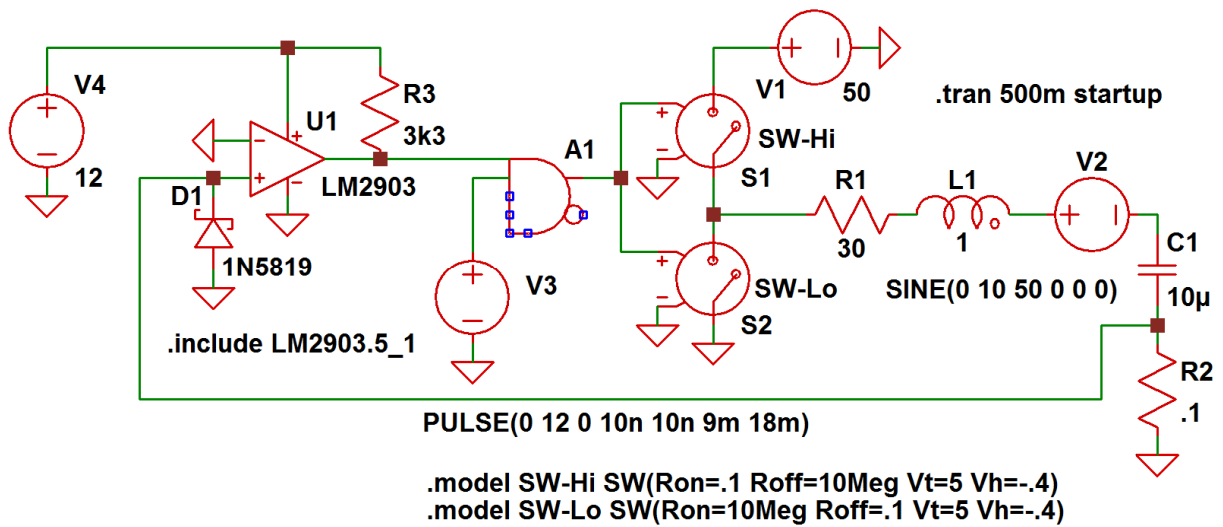
Nyní otáčky zvýšíme cca o 10% (perioda impulzů ze zdroje V_3 je 18ms), čímž se dostaneme mírně nad rezonanci, a experiment za stejných podmínek zopakujeme.

a) $V_2 = 0,1V$ b) $V_2 = 10V$ c) $V_2 = 50V$ Obr. 36: Simulace vlivu indukovaného napětí V_2 u BLDC motoru nad rezonancí o 5,5Hz

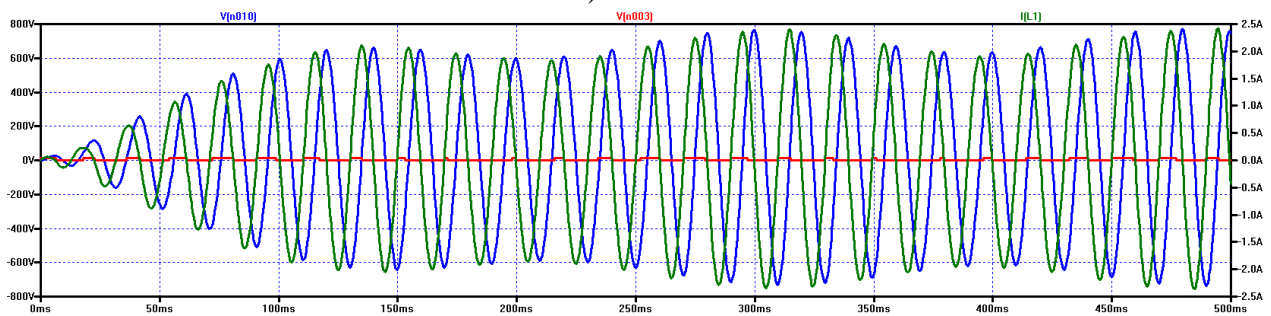
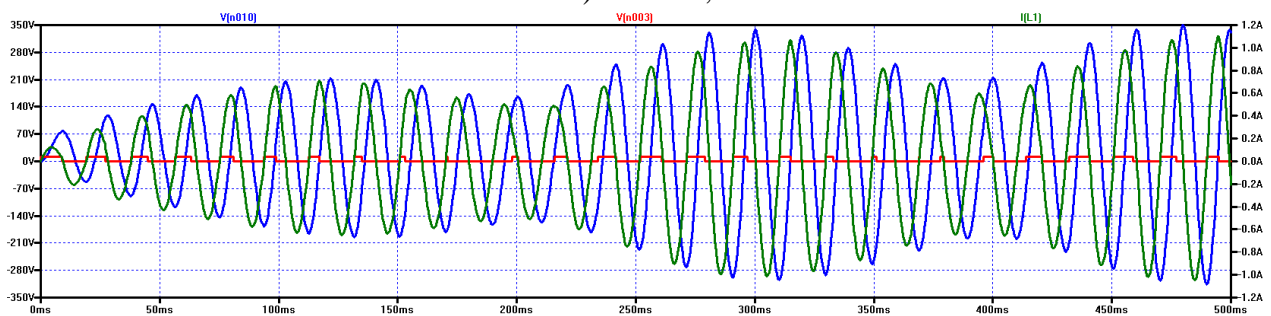
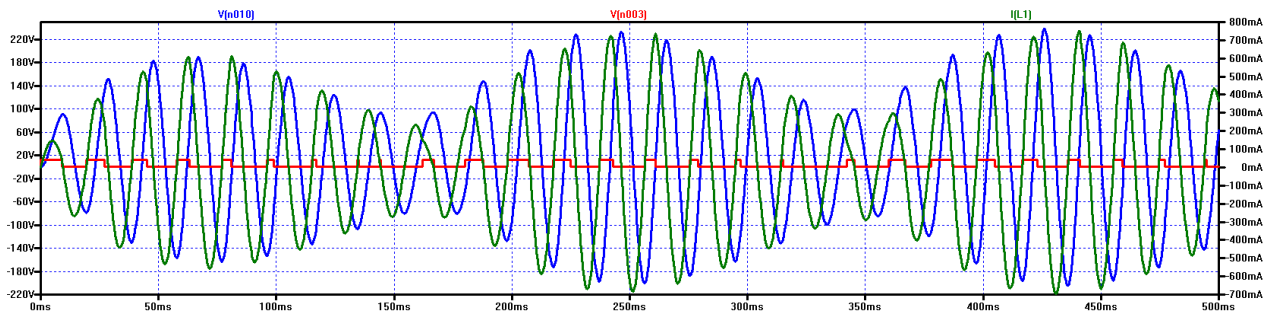
Výsledek simulace BLDC motoru nad rezonančním kmitočtem je ještě zajímavější: Amplituda proudu při zvyšování indukovaného napětí V_2 výrazně roste!

Zapojení rezonančního řízení BLDC motoru na obr. 34 doplníme o oscilátor a hradlo pro stabilizaci rezonančních otáček motoru. Výsledné zapojení je na obr. 37. Výstup komparátoru oscilátoru a snímače polohy jsou přivedeny na vstup hradla. Na obr. 38 máme opět výsledky simulací pro různé hodnoty indukovaného napětí. Proud s rostoucím indukovaným napětím opět vzrůstá. Zdá se, že vzrůst proudu je

proti rezonančnímu řízení bez oscilátoru větší a kmity jsou stabilnější. Má to logiku: Oscilátor s hradlem zajišťují, že elektronický přepínač spíná v souladu s rezonancí. Pokud bychom použili analogii s houpačkou, řekli bychom, že na houpačku působíme silou pouze tehdy, když se pohybuje směrem od nás.



Obr. 37: Rezonanční řízení BLDC motoru pomocí oscilátoru

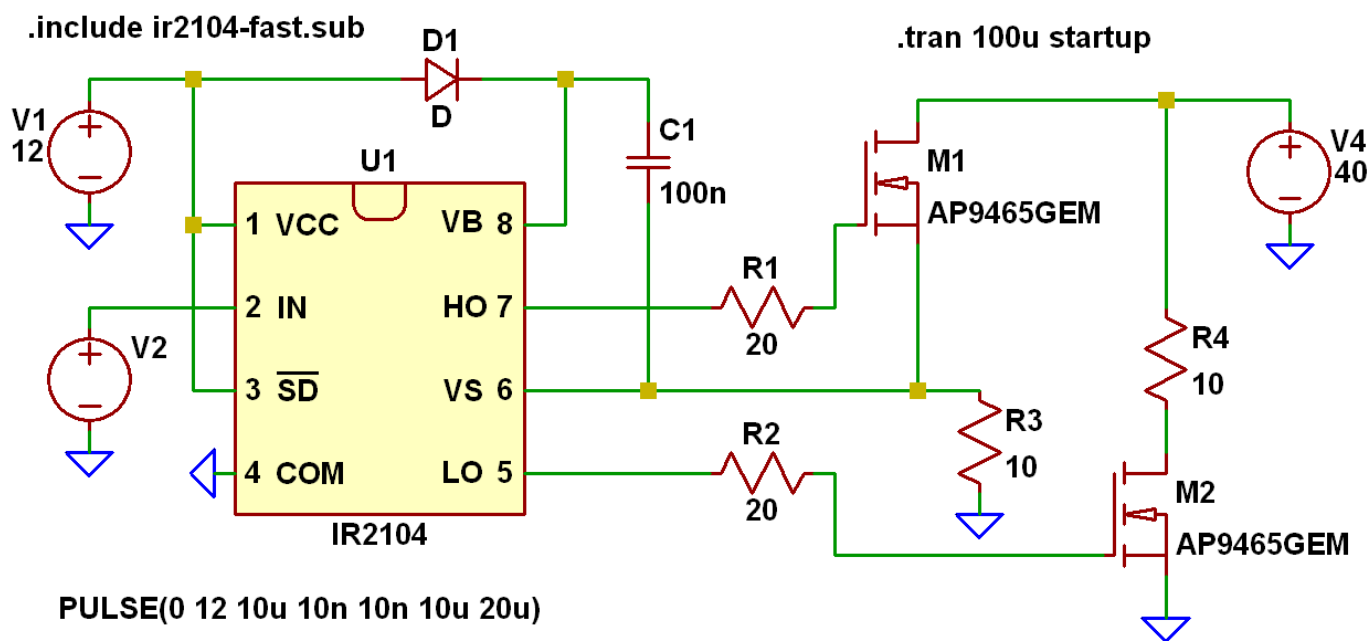


Obr. 38: Průběhy veličin obvodu na obr. 37

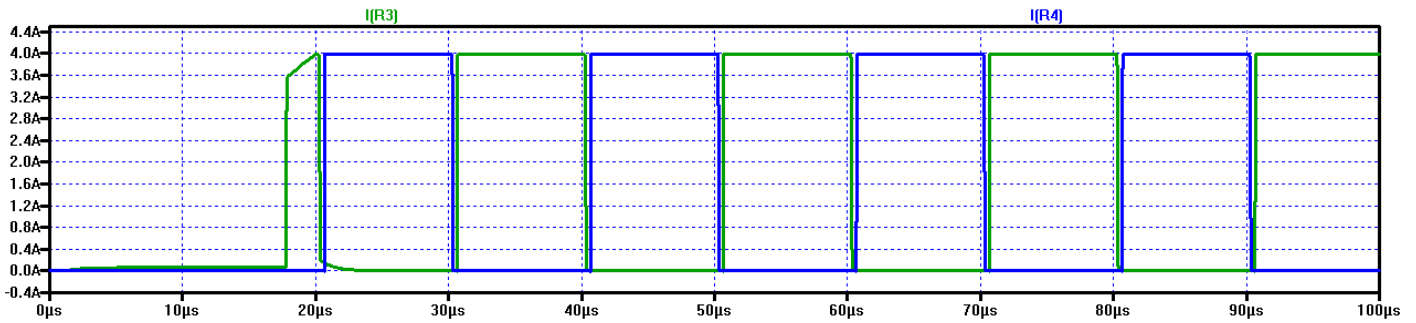
Tyto výsledky si zaslouží komentář. Rezonanční řízení motorů s permanentními magnety v rotoru, ať už se jedná o synchronní nebo BLDC motor, umožňuje dosahovat vysokých otáček bez ztráty krouticího momentu. Kupodivu k tomu přispívá také indukované napětí, jež vzniká ve statorovém vinutí rotací magnetů v rotoru. V obou případech lze použít náš oscilátor. U BLDC motoru sice není nutný, ale je vhodné jej použít, protože zvyšuje účinnost a stabilizuje amplitudu kmitů oscilátoru.

Konstrukce elektronického přepínače

Dříve než se pustíme do tématu rezonančního řízení vícefázových motorů, zastavíme se krátce u elektronického přepínače. Doposud jsme k simulaci používali ideální spínače S1 a S2. Nyní se podíváme na to, jak takový elektronický přepínač zkonstruovat z reálných součástek. Možností je mnoho, od použití specializovaných budičů, po konstrukce z diskretních součástek. My si situaci maximálně usnadníme a použijeme integrovaný budič IR2104, který je navržený přímo pro konstrukci elektronického přepínače. Má v sobě zabudované i zpoždění sepnutí, tzv. “dead time”, které zabrání, aby oba spínače vedly současně. Na obr. 39 máme testovací obvod elektronického přepínače s tímto integrovaným obvodem. Pro úplné otevření tranzistoru M1 potřebujeme, aby na gate tohoto tranzistoru bylo napětí vyšší než napětí zdroje. Zde je to řešeno pomocí diody D1 a kondenzátoru C1. Funguje to následovně. Když je M1 rozepnut, nabije se kondenzátor C1 přes diodu D1 a odpor zátěže R3 téměř na napětí zdroje V1. Když tranzistor M1 sepne, začne odporem R3 téct proud ze zdroje V4, který způsobí, že se na zátěži zvyšuje napětí. Jakmile napětí na R3 dosáhne přibližně hodnoty napětí zdroje V1, dioda se uzavře, takže se C1 nevybije, ale proti zemi na něm bude napětí téměř o hodnotě $V1 + V4$. Na obr. 40 máme průběhy proudů odporu R3 a R4 zátěže. Všimněte si, že mezi vypnutím proudu do jednoho z odporů a sepnutím druhého je krátká časová prodleva. Této časové prodlevě se říká *dead time* a o jejím významu jsme se již zmiňovali výše.

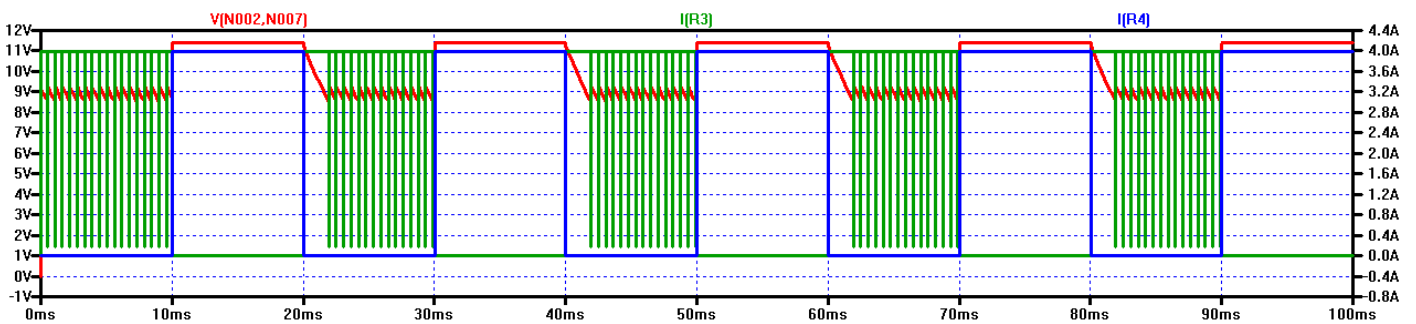


Obr. 39: Elektronický přepínač s IR2104 a nábojovou pumpou



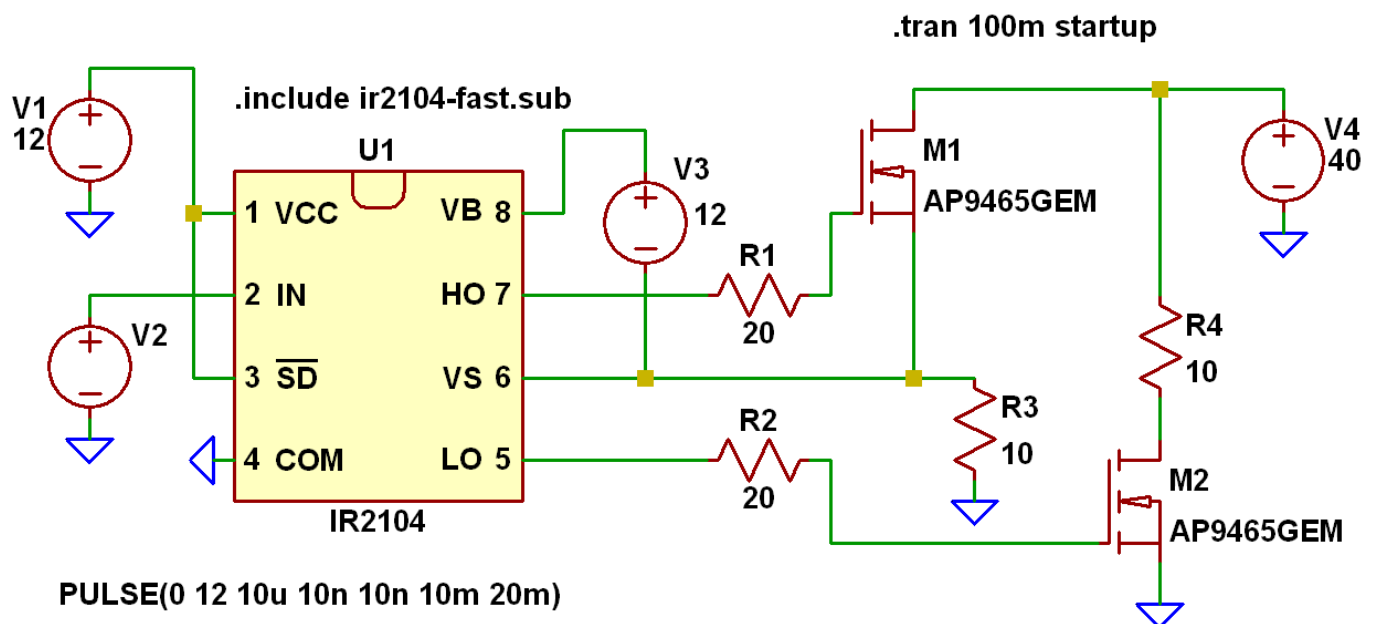
Obr. 40: Simulace el. přepínače – krátké doby sepnutí

Toto zapojení je elegantní a poměrně levné. Má v šak jednu nevýhodu. Prodloužíme délku impulzů ze zdroje z 10µs na 10ms a uvidíte, jakou.

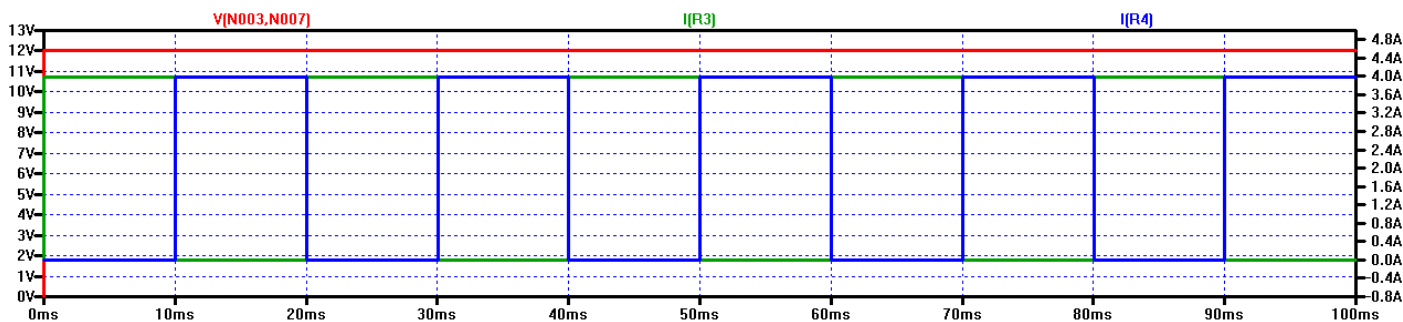


Obr. 41: Simulace el. přepínače – dlouhé doby sepnutí

Na obr. 41 můžete vidět červeně nakreslený průběh napětí na kondenzátoru. Kondenzátor C1 zkrátka neudrží delší dobu požadované napětí. Jakmile napětí na něm poklesne pod stanovenou mez, dojde k vypnutí horního spínače, C1 se opět nabije a horní spínač opět sepne. Výsledkem jsou krátké impulzy do nuly (zelený průběh). Abychom tento nedostatek odstranili, musíme zajistit stabilní napájení mezi piny 6 a 8 obvodu IR2104. Nejjednodušší je použít DC-DC měnič:

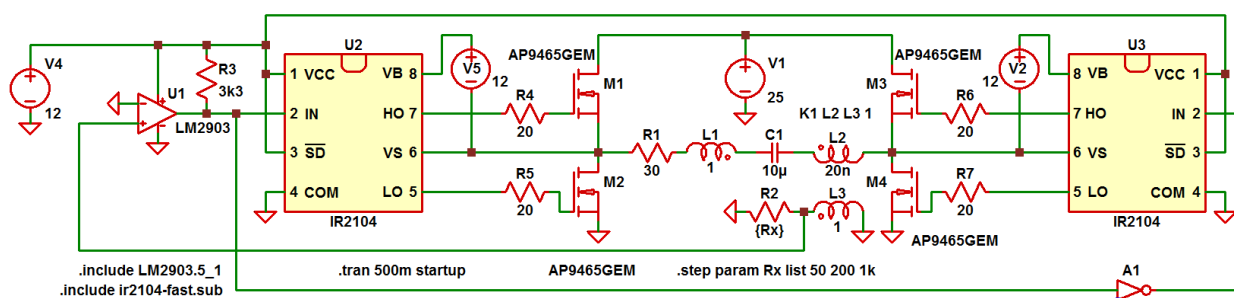


Obr. 42: Elektronický přepínač s IR2104 a DC-DC měničem

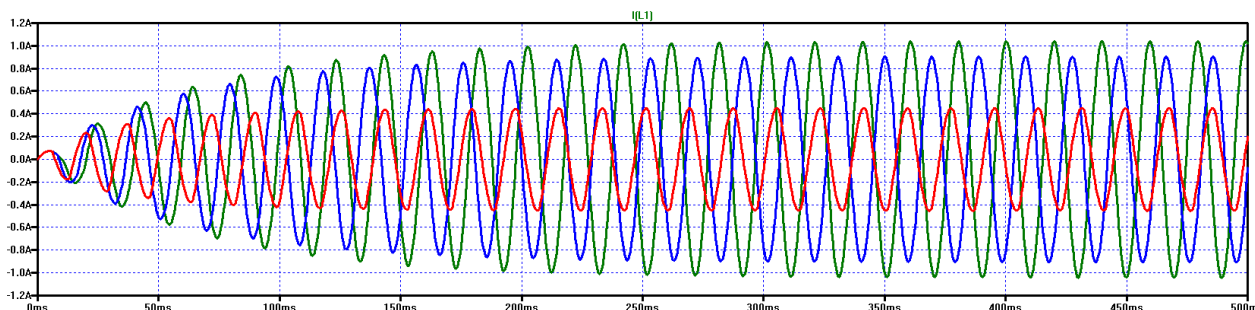


Obr. 43: Simulace el. přepínače s DC-DC měničem

Tento elektronický přepínač nyní použijeme pro konstrukci oscilátoru s úplným H-můstkem. Zde máme menší problém, jak zajistit zpětnou proudovou vazbu, neboť z pochopitelných důvodů pro převod proudu na napěťový signál nemůžeme použít jenom rezistor. Zde je pomoc poměrně snadná – použijeme proudový transformátor. Na obr. 44 máme schéma zapojení tohoto oscilátoru. Proudový oscilátor je tvořen cívkami L2 a L3. Hodnotu odporu R2, který slouží k převodu proudového signálu na napětí, musíme zvolit obezřetně. Čím větší tento odpor bude, tím sice získáme větší hodnotu napěťového signálu, ale na úkor přesnosti shody fází mezi proudem na primární a sekundární straně proudového transformátoru. Musíme proto zvolit vhodný kompromis. Fázový posun mezi těmito proudy má vliv na amplitudu proudu v oscilátoru – amplituda bude největší při shodě fází a s rostoucím fázovým posunem bude klesat. Přesvědčíme se o tom pomocí simulace. Za parametr Rx odporu R2 postupně dosadíme hodnoty 50Ω, 200Ω a 1kΩ a budeme sledovat, jak se bude měnit amplituda proudu (viz obr. 45).



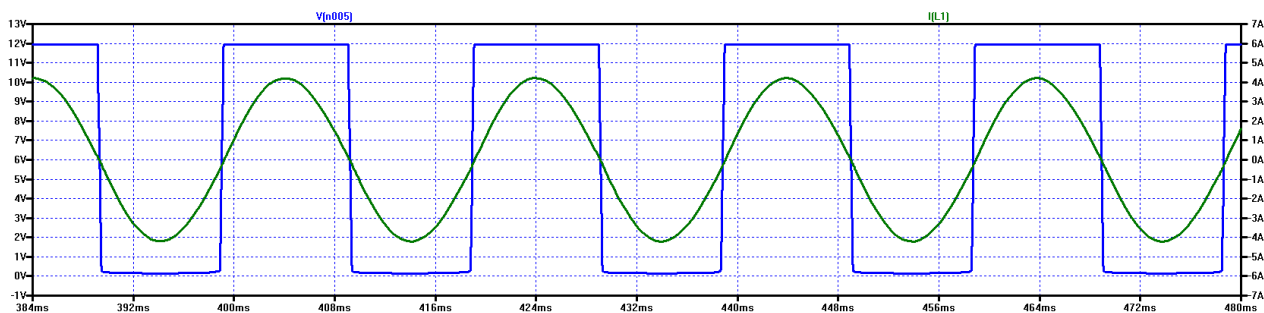
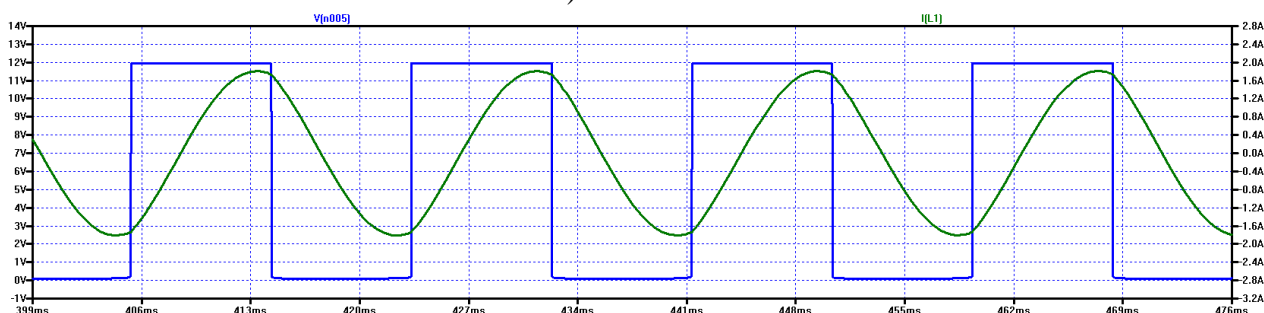
Obr. 44: Oscilátor s úplným H-můstkem



Obr. 45: Závislost amplitudy proudu na velikosti snímacího odporu R2

Pro úplnost provedeme ještě jeden experiment. Zvýšíme napájecí napětí na 100V, abychom dosáhli dostatečně velkého proudu a co nejvíce snížíme hodnotu R2 (10Ω), abychom dosáhli co největší shody fází.

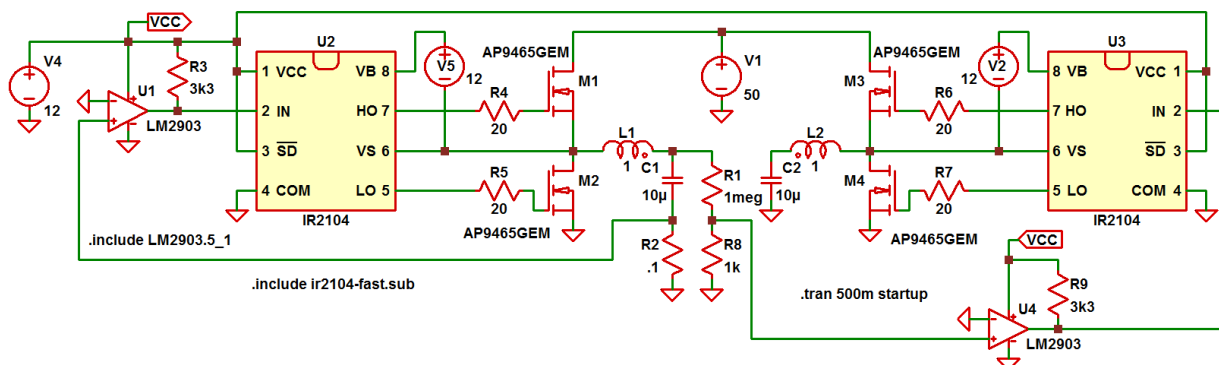
Provedeme simulaci, při které zobrazíme proud oscilátorem a napětí na výstupu komparátoru. Tuto simulaci zopakujeme pro velkou hodnotu R2, např. $1\text{k}\Omega$.

a) $R2 = 10\Omega$.b) $R2 = 1\text{k}\Omega$

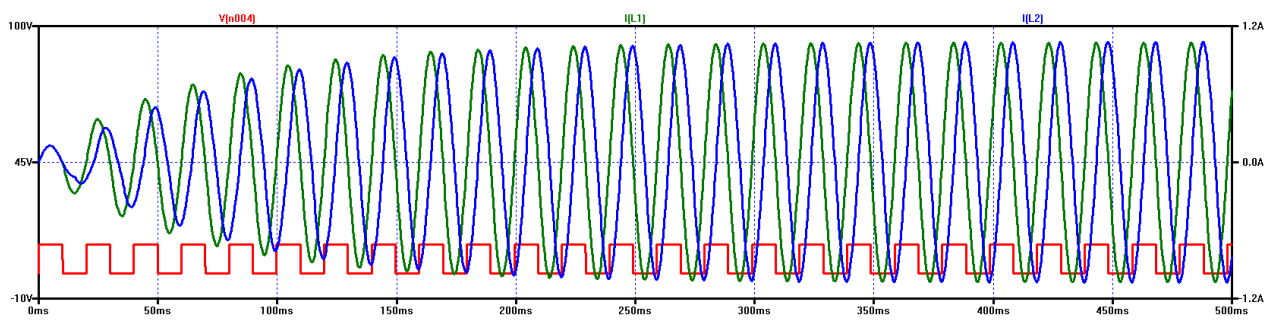
Obr. 46: Průběh proudu a napětí na výstupu komparátoru

Rezonanční řízení vícefázových motorů

Tento úvodní článek do problematiky rezonančních motorů zakončíme ukázkou rezonančního řízení dvoufázového motoru v půlmůstkovém zapojení. Nebude se jednat o model nějakého konkrétního motoru, ale vyjdeme ze zapojení oscilátoru na obr. 44 a použijeme budiče IR2104. V zapojení na obr. 47 jsme pro vytvoření fázového posunu pro řízení druhé fáze využili faktu, že v rezonanci jsou napětí a proud v RLC obvodu vzájemně posunuty o 90° . Proto jsme signál přivedený na vstup komparátoru U4 odvodili od napětí na kondenzátoru C1. Hodnotu napětí jsme snížili na vhodnou úroveň pomocí odporového děliče.



Obr. 47: Schéma zapojení dvoufázového rezonančního motoru – půlmůstkové zapojení



Obr. 48: Průběhy proudů fází a napětí na výstupu komparátoru U1

Více informací o rezonačním motoru a spoustu dalších informací najdete na adrese:

<http://free-energy.xf.cz/#invent>