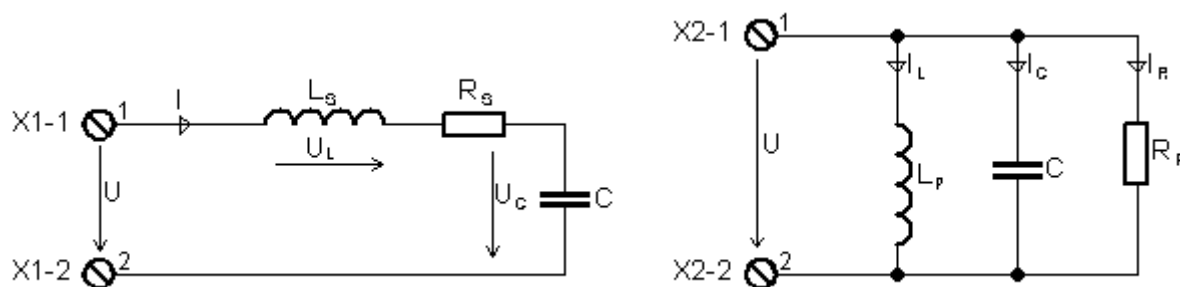


REZONANČNÍ MOTOR polopatě IV

(c) Ing. Ladislav Kopecký, listopad 2015

V minulém článku, který byl zaměřen na paralelní rezonanci, jsme srovnávali vlastnosti sériového a paralelního rezonančního obvodu. Dozvěděli jsme se například, že u sériového rezonančního obvodu činitel jakosti Q s frekvencí stoupá, zatímco u paralelního rezonančního obvodu klesá. Co tento parametr reálně znamená, si ukážeme v následujícím textu. Ukáže se, že věci se mají trochu jinak, než na první pohled vypadá.



Obr. 1: Sériový a paralelní rezonanční obvod

Na konci minulého článku byla srovnávací tabulka sériového a paralelního rezonančního obvodu, z níž budeme vycházet. Začneme sériovým RLC obvodem. V sériovém rezonančním obvodu máme společný proud I a různá napětí na jednotlivých prvcích obvodu. Víme, že v rezonanci je impedance obvodu nejmenší a rovná se činnému odporu R_s :

$$R_s = U/I \quad (1)$$

Je tomu tak proto, že v rezonanci se sobě rovnají amplitudy napětí na cívce U_L :

$$U_L = I \cdot \omega L_s \quad (2)$$

a napětí na kondenzátoru U_C :

$$U_C = I/\omega C \quad (3)$$

přičemž tato napětí jsou vzájemně posunuta o 180° , takže se vzájemně ruší. Činitel jakosti sériového rezonančního obvodu je

$$Q = \omega L_s / R_s \quad (4)$$

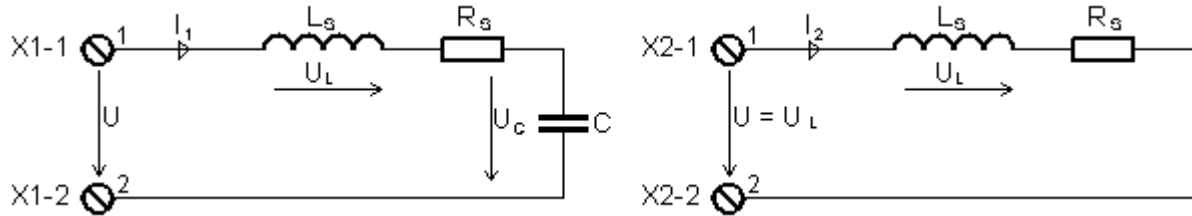
Když čítec a jmenovatel zlomku vynásobíme I , můžeme vzorec pro Q přepsat následovně

$$Q = I \cdot \omega L_s / U \quad (5)$$

A s přihlédnutím k (2) můžeme Q vyjádřit jako poměr napětí na cívce a napájecího napětí:

$$Q = U_L / U \quad (6)$$

Co vztah (6) znamená? Jestliže budeme mít jeden rezonanční obvod a na cívce bude napětí U_L , tak cívkou poteče téměř stejně velký proud jako v druhém obvodu se stejnou cívkou a bez kondenzátoru, jehož napětí bude $U = U_L$. Názorně to můžete vidět na obr. 2.



Obr. 2: Sériový rezonanční obvod a jednoduchý obvod s cívkou

Na obrázku vlevo bude pro velikost proudu I_1 platit vztah (1) a pro velikost proudu I_2 platí

$$U = I_2 \cdot \sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \quad (7)$$

Pokud bude splněna podmínka

$$R_s \ll \omega L_s, \quad (8)$$

potom $I_1 \approx I_2$. Proč tomu tak je? Jestliže položíme $R_s = 0$, tak se nám vztah (7) zjednoduší na $U = I_2 \cdot \omega L_s$, což je vlastně vztah (2) pro U_L , takže při splnění podmínky (8) bude platit $U \approx U_L$. V praxi to znamená, že když budeme mít motor se jmenovitým napětím U , potom v rezonanci budeme pro jeho provoz potřebovat napětí o velikosti U/Q . Také bychom mohli říci, že v rezonanci budeme mít Q -krát vyšší účinnost, ovšem musíme dodat, že u některých druhů motorů Q s mechanickým zatížením klesá.

Analogicky budeme postupovat v případě paralelního rezonančního obvodu. V minulém článku jsme odvodili, že ideální paralelní rezonanční obvod má nekonečně velkou impedanci a platí

$$I_L = -I_C \quad (9)$$

(viz obr. 1 vpravo). To znamená, že proud odebíraný ze zdroje bude dán velikostí paralelního odporu:

$$I = U/R_p \quad (10)$$

Pro velikost proudu ve zbývajících větvích platí:

$$I_L = U/(\omega L_p) \quad (11)$$

$$I_C = U \cdot \omega C \quad (12)$$

Činitel jakosti paralelního rezonančního obvodu je

$$Q = R_p / (\omega L_p) \quad (13)$$

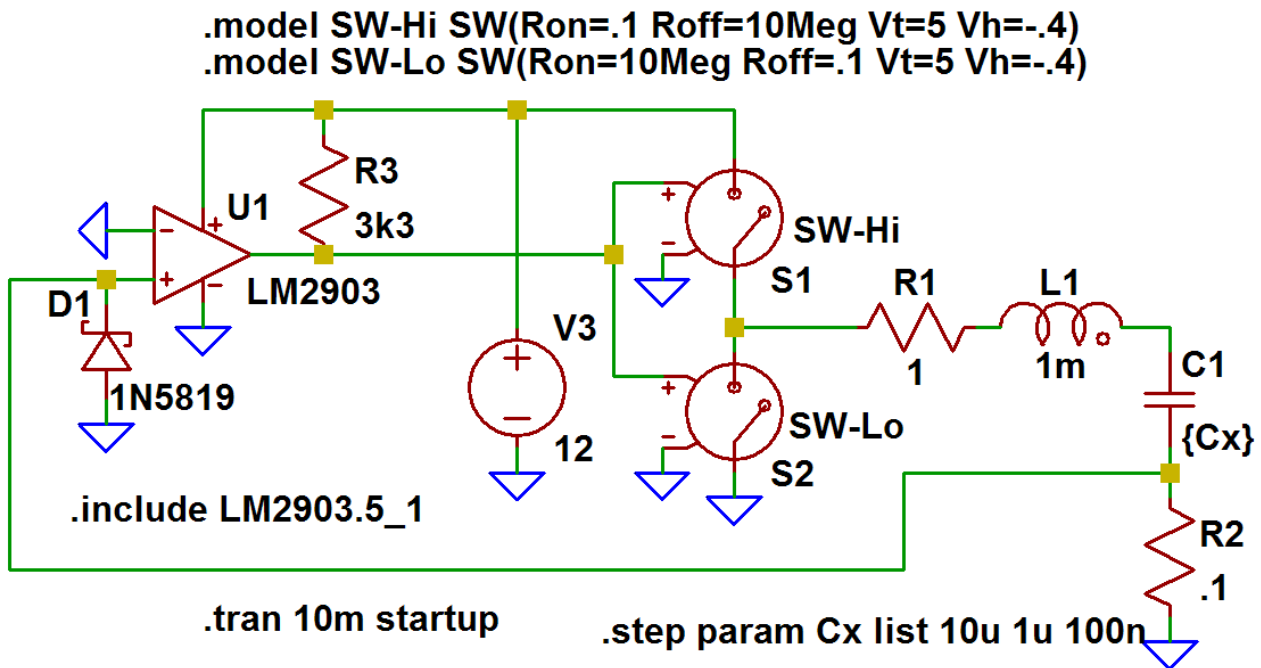
Když ve vztahu (13) dosadíme za R_p a ωL_p podle (10) a (11), po úpravě dostaneme Q jako poměr proudů:

$$Q = I_L / I \tag{14}$$

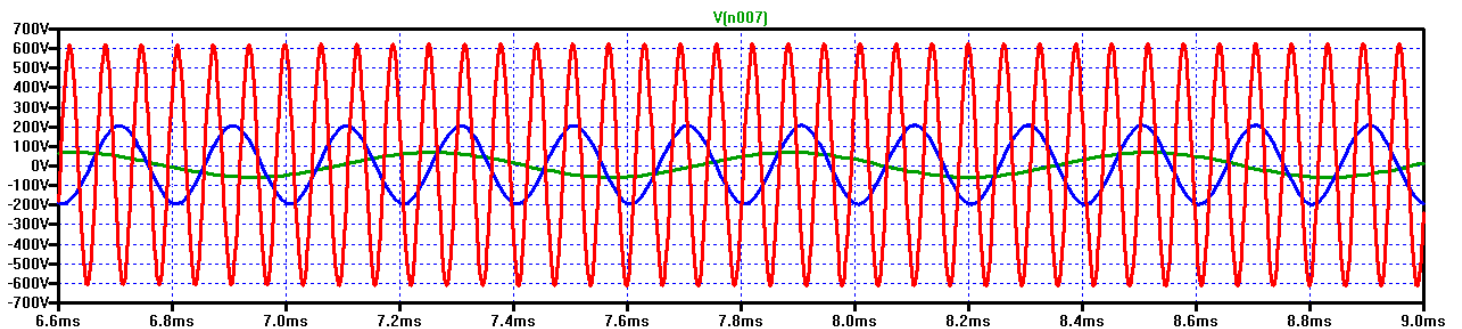
Pokud budeme střídavý motor provozovat rezonančně s paralelním kondenzátorem připojeným k vinutí statoru, tak statorovou cívku poteče proud, který bude Q -krát větší než je proud odebíraný ze zdroje. To znamená, že účinnost motoru bude Q -krát vyšší. Pokud při mechanickém zatížení motoru klesne Q , zvýší se odběr proudu ze zdroje (protože se zmenšil R_p), ale proud cívku bude stejně velký (pokud vlivem vnitřního odporu zdroje neklesne jeho napětí).

Nyní, když víme, jak je činitel jakosti Q důležitý pro účinnost motoru provozovaného rezonančně, se budeme zabývat tím, jak ho co nejvíce zvýšit. O vlivu vířivých proudů na Q jsme již psali mnohokrát, proto se zaměříme na parametry rezonančního obvodu: rezonanční kmitočet a hodnoty kapacity a indukčnosti.

Začneme opět sériovou rezonancí. Na obr. 3 máme schéma zapojení oscilátoru. V tomto oscilátoru budeme sledovat, jak se mění napětí na kondenzátoru $C1$ v závislosti na jeho kapacitě resp. na rezonančním kmitočtu.

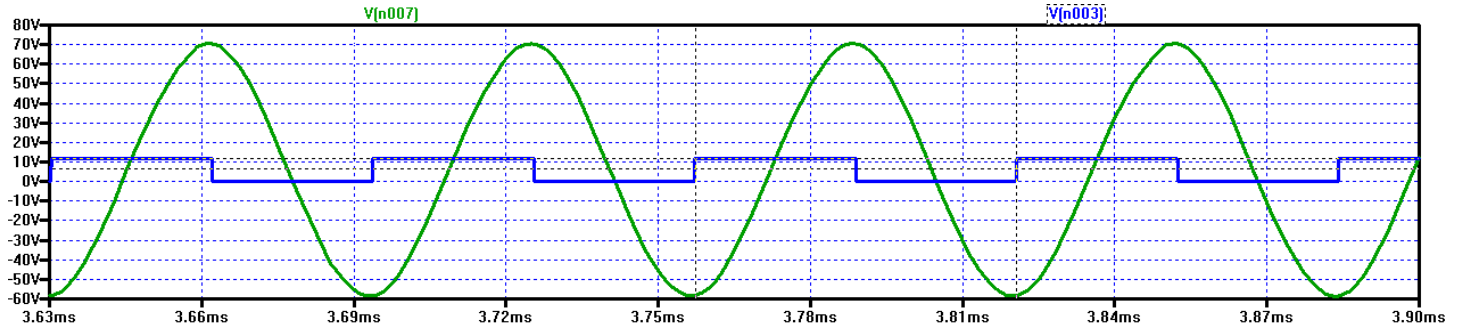


Obr. 3: Oscilátor se sériovým RLC obvodem

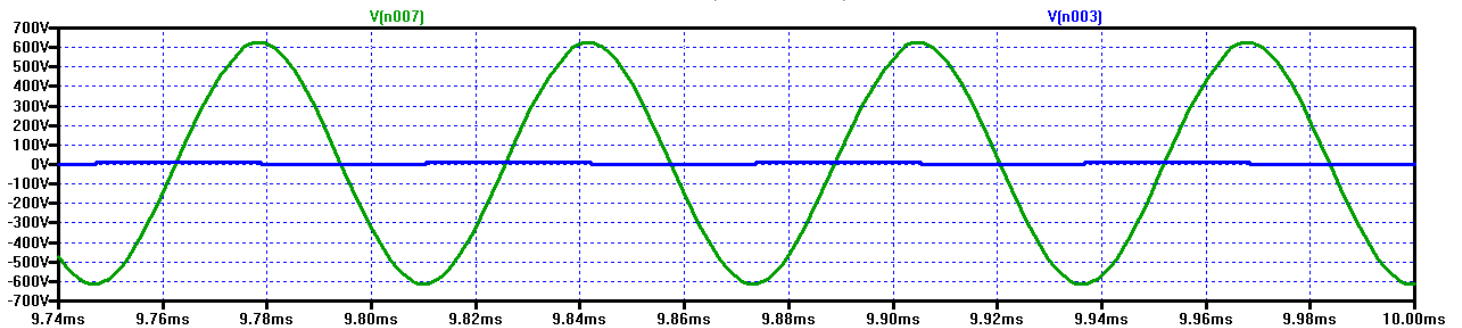


Obr. 4: Závislost Q na rezonanční frekvenci.

Na obr. 4 vidíme, že když roste rezonanční kmitočet, roste napětí na rezonančním kondenzátoru. To znamená, že roste Q . Pro méně chápavé: V rezonanci je amplituda napětí na kondenzátoru stejně velká jako na cívce a pro Q platí vztah (6). Nyní vyzkoušíme, jak se na velikosti Q projeví poměr indukčnosti a kapacity při stejném rezonančním kmitočtu. Nejdříve zvolíme indukčnost $100\mu\text{H}$ a kapacitu $1\mu\text{F}$. Potom zvětšíme indukčnost desetkrát a kapacitu zmenšíme na desetinu předchozí hodnoty.



a) $L = 100\mu\text{H}$, $C = 1\mu\text{F}$

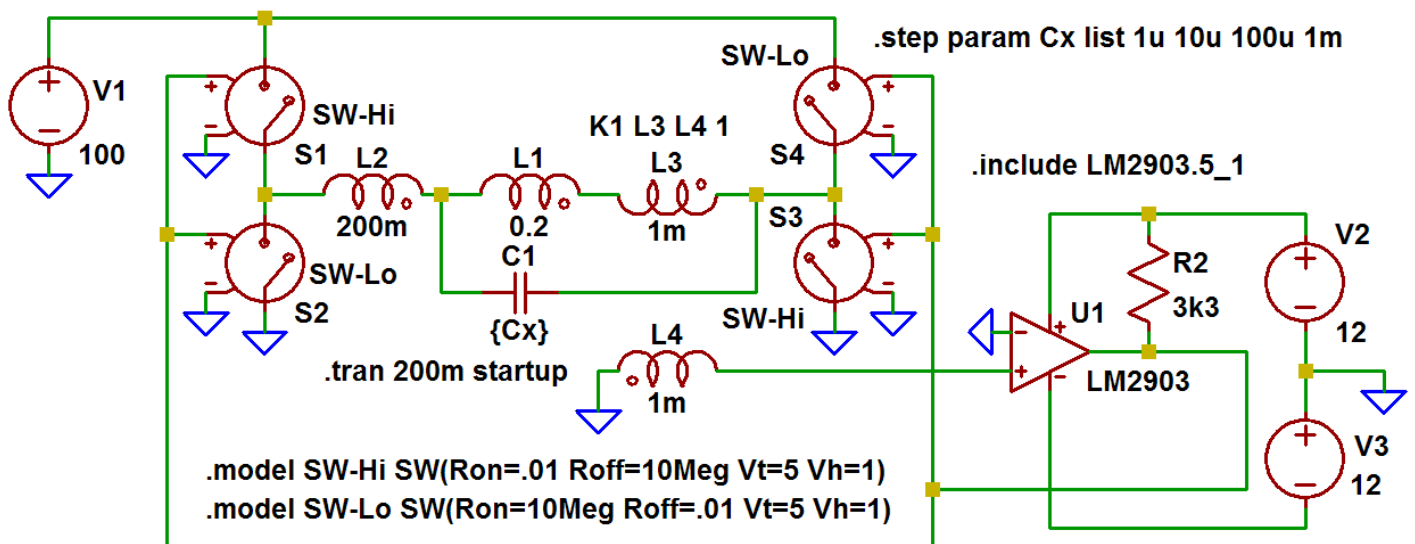


b) $L = 1\text{mH}$, $C = 100\text{nF}$

Obr. 5: Závislost Q na poměru L a C

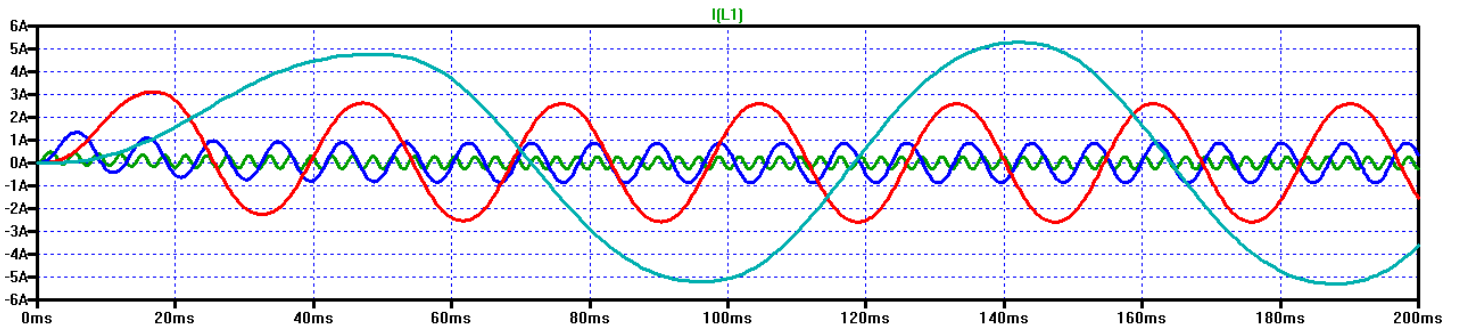
Výsledky simulace jsou zobrazeny na obr. 5, kde je jasně vidět, že čím je větší indukčnost cívky, tím je větší Q . V obou případech je rezonanční kmitočet přibližně $15,8\text{kHz}$.

Nyní se podíváme na paralelní rezonanční obvod. Na obr. 6 máme příslušný oscilátor.



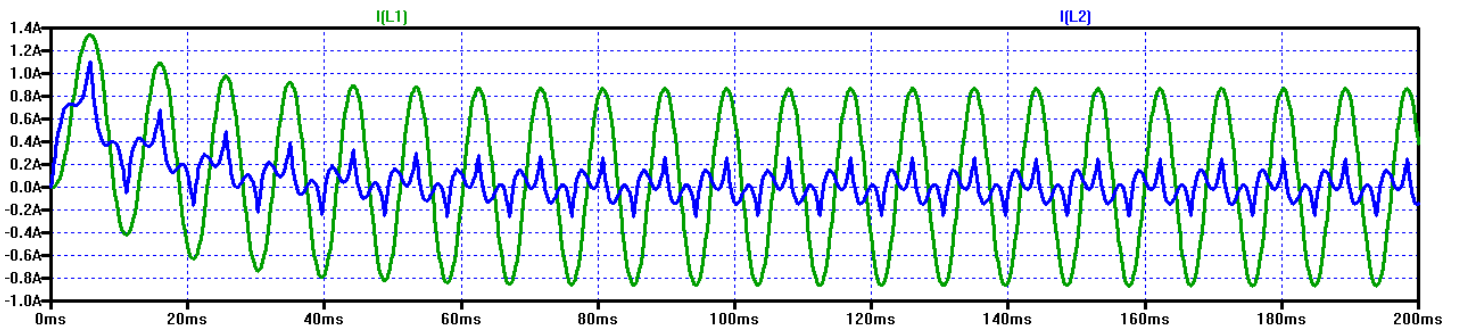
Obr. 6: Oscilátor s paralelním rezonančním obvodem

Za rezonanční kapacitu C_x postupně dosazujeme následující hodnoty: $1\mu\text{F}$, $10\mu\text{F}$, $100\mu\text{F}$ a $1000\mu\text{F}$ a budeme sledovat, jak se bude měnit rezonanční frekvence a proud v paralelním RLC obvodu:

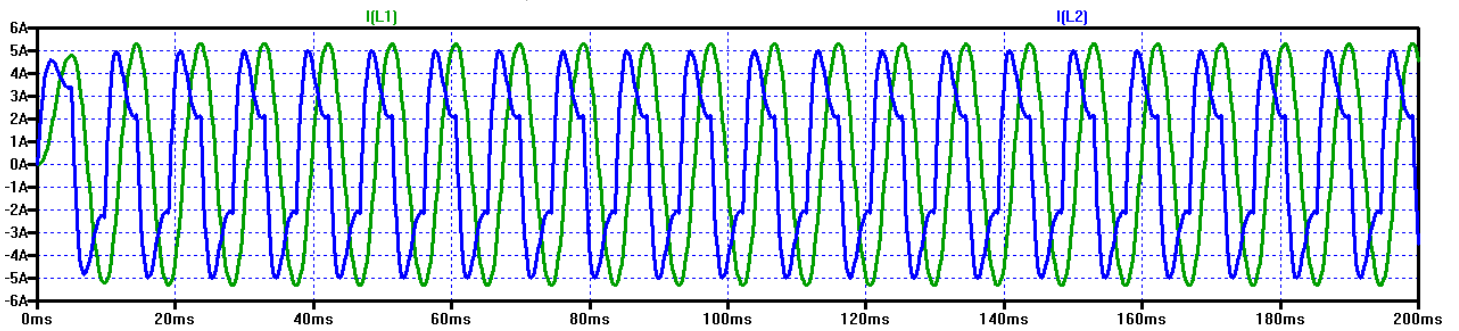


Obr. 7: Závislost proudu v paralelním RLC obvodu na rez. kmitočtu

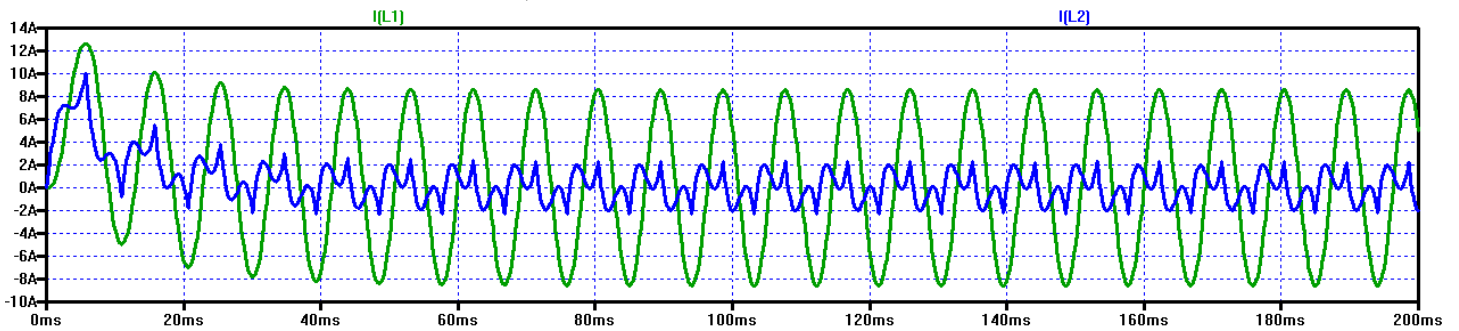
Analogicky nyní prozkoumáme závislost velikosti proudu v obvodu na poměru indukčnosti a kapacity. Nejdříve zvolíme kapacitu $10\mu\text{F}$ a indukčnost 200mH . Potom kapacitu desetkrát zvětšíme a desetkrát zmenšíme indukčnost, přičemž odpor cívky měnit nebudeme.



a) $L = 200\text{mH}/11.71\Omega$, $C = 10\mu\text{F}$



b) $L = 20\text{mH}/11.71\Omega$, $C = 100\mu\text{F}$

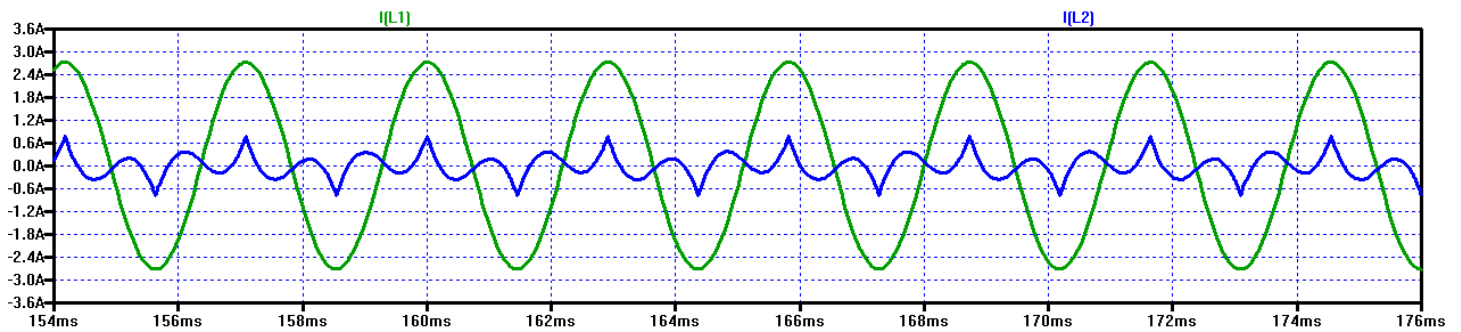


c) $L = 20\text{mH}/1\Omega$, $C = 100\mu\text{F}$

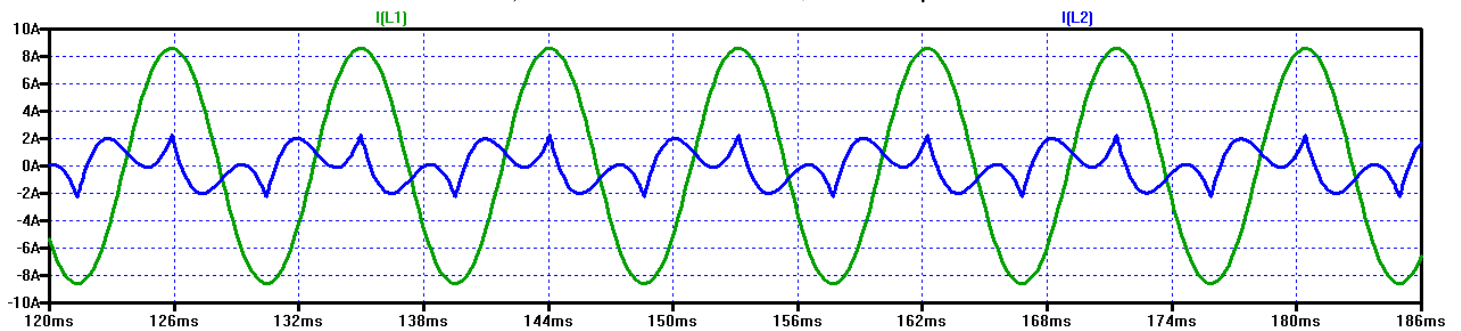
Obr. 8: Závislost proudu na poměru L a C

Poznámka: Aby oscilátor kmital, musí být cívky L1 a L2 stejně velkou indukčností.

Na obr. 8b vidíme, že nám stoupl nejen proud v rezonančním obvodu, ale i proud cívkou L2, tj. proud napájecí. Proč? Je to jednoduché. Protože jsme zapoměli snížit odpor cívek. Vlivem snížení indukčnosti nám stoupl proud v LC obvodu, takže se na odporu cívky objevily větší činné ztráty, které musely být vyrovnány dodávkou většího proudu. Jinými slovy, došlo ke snížení Q. Když snížíme odpor cívky také desetkrát, zmenší se i proud cívkou L2. Na obrázku 8c můžete vidět, jak se snížil proud cívkou L2, když jsme u obou cívek zvolili odpor 1Ω. Přestože se jedná o paralelní rezonanci, musíme použít vztah (4), kde máme sériový odpor R_s a sériovou indukčnost: $Q = \omega L_s / R_s$. Z tohoto vztahu je na první pohled zřejmé, že když snížíme indukčnost, ale sériový odpor zůstane stejně velký, klesne Q, čímž vzroste odběr proudu. Co se však stane, když indukčnost cívky a její odpor budou konstantní, přičemž budeme snižovat rezonanční kmitočet zvyšováním rezonanční kapacity? Nejdříve provedeme simulaci a pak se výsledek pokusíme teoreticky zdůvodnit. Použijeme simulační obvod oscilátoru na obr. 6. Parametry cívek L1 a L2 budou shodně 20mH/1Ω a kapacita rezonančního kondenzátoru C1 bude 10μF. Na dalším obrázku se můžete podívat na průběhy proudů oběma cívkami.



a) $L1 = L2 = 20\text{mH}/1\Omega$, $C1 = 10\mu\text{F}$

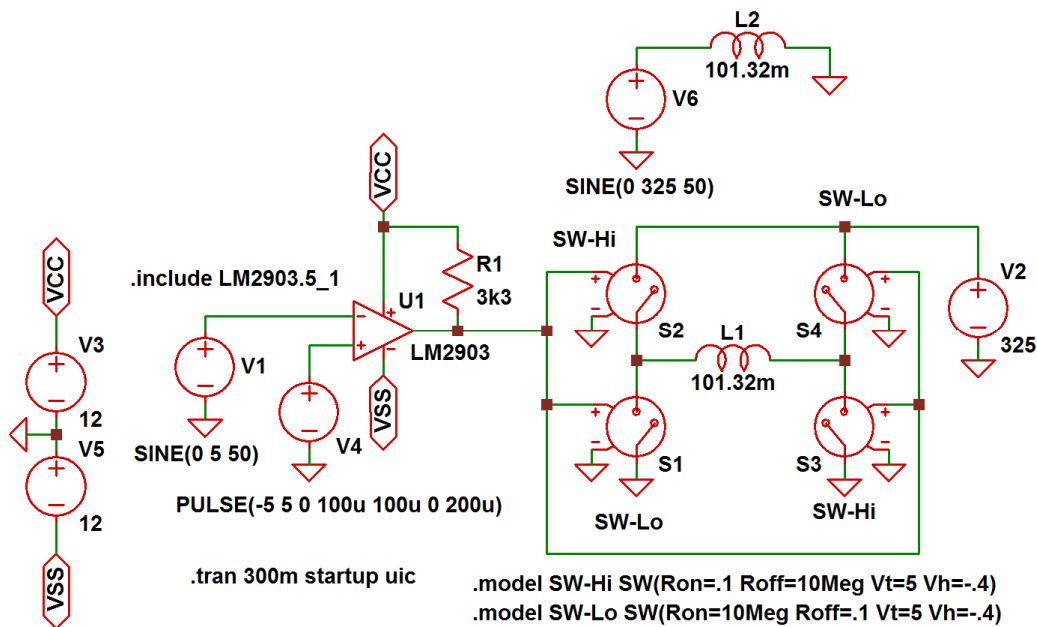


b) $L1 = L2 = 20\text{mH}/1\Omega$, $C1 = 100\mu\text{F}$

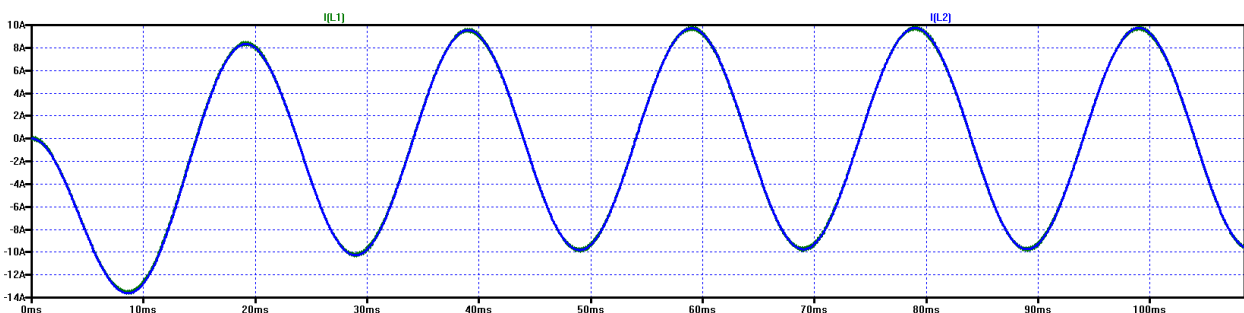
Obr. 9

Když pomocí vztahu (14) vypočítáme Q, zjistíme, že se činitel jakosti s frekvencí příliš nemění. V prvním případě nám vyšlo číslo 3,477 a ve druhém případě 3,83, takže nám Q mírně vzrostl. Nesmíme však zapomínat, že se nejedná o buzení napětím sinusového průběhu, ale o průběh obdélníkový s předřazenou cívkou. Proto experiment zopakujeme s ideálním zdrojem harmonického napětí. Abychom se nezdržovali, uvedeme zde pouze výsledky: při $C1 = 10\mu\text{F}$ byl rezonanční kmitočet 355,88Hz a $Q = 38,4$; při $C1 = 100\mu\text{F}$ byl rezonanční kmitočet 112,54Hz a $Q = 13,9$. Zatímco pokles frekvence byl $\sqrt{10} = 3,16x$, pokles Q byl $38,4/13,9 = 2,76$. Pro kontrolu provedeme ještě jedno měření: při $C1 = 1000\mu\text{F}$ byl rezonanční kmitočet 35,588Hz a $Q = 4,3$. Pokles frekvence byl v tomto případě 10x a pokles Q byl $38,4/4,3 = 8,93$. Co k tomu říct? Kdyby pokles Q odpovídal poklesu frekvence, mohli bychom tvrdit, že je to v souladu se vztahem (4) ($Q = \omega L_s / R_s$), jenže on ten pokles

je o trochu menší. V každém případě se jedná o pokles, takže tabulka na konci minulého článku se rozchází se simulační praxí. Z toho vyplývá, že použití paralelní rezonance pro rezonanční řízení je sice možné a je pro řízení indukčních motorů dokonce vhodné, avšak sériovou rezonanci jako zdroj “volné energie” nahradit nedokáže. Zarážející je také rozdíl Q , když paralelní RLC obvod napájíme sinusovým průběhem a když jej použijeme v oscilátoru (viz obr. 6). Snížení Q v oscilátoru oproti napájení ze sinusového zdroje napětí může být způsobeno předřazenou cívku $L2$. Proto se nyní zaměříme na to, jak z oscilátoru tuto cívku odstranit. Půjdeme cestou šířkové modulace, která se používá ve frekvenčních měničích. Na obr. 10 máme zobrazený princip frekvenčního měniče. Dříve než si popíšeme, jak takový frekvenční měnič (FM) funguje, porovnáme proud cívku $L1$ vyrobený ve FM s proudem, který protéká kontrolní cívku $L2$ napájenou sinusovým napětím s efektivní hodnotou 230V ze zdroje $V6$. Na obr. 11 můžete vidět, že se proudy v podstatě kryjí, přičemž je splněna podmínka, že napájecí napětí $V2$ má hodnotu, která se přibližně rovná amplitudě napětí zdroje $V6$ ($230 \cdot \sqrt{2} = 325,269$).

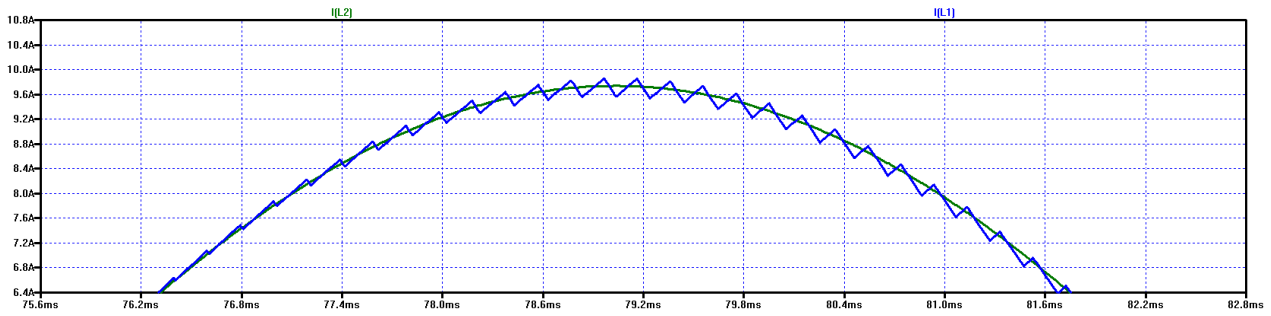


Obr. 10: Princip frekvenčního měniče

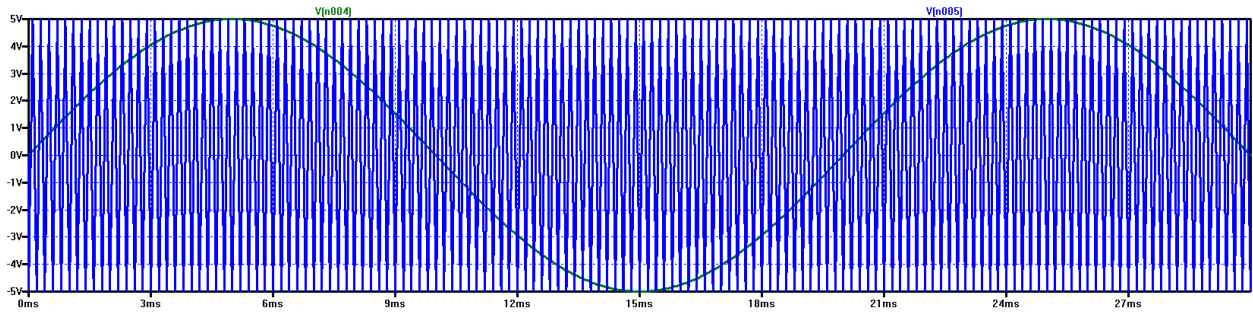


Obr. 11: Průběhy proudu cívkami $L1$ a $L2$

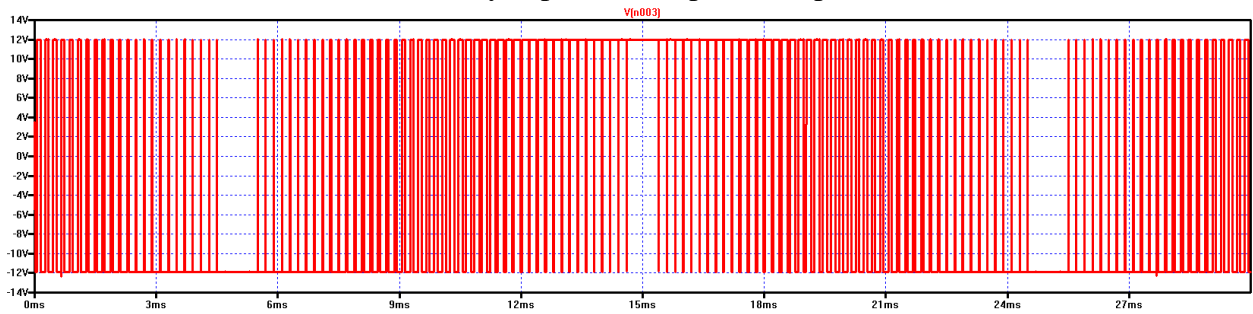
Nyní se podíváme, jak takový FM funguje. Pro jednoduchost jsme zvolili jednofázový měnič. FM obsahuje čtveřici spínačů, zapojených do H-můstku, které jsou řízeny výstupem komparátoru. Spínač SW-Hi je sepnut tehdy, když je na výstupu komparátoru $U1$ kladné napětí větší než 5V, zatímco SW-Lo je sepnut, když na výstupu $U1$ je napětí nižší než 5V. Na jednom ze vstupů $U1$ je sinusové napětí a na druhém vstupu je napětí pilovitého průběhu. Obě napětí mají stejně velkou amplitudu (5V). Na obr. 13 můžete vidět oba průběhy vstupních napětí a výsledný šířkově modulovaný (PWM) signál.



Obr. 12: Průběhy proudu cívkami L1 a L2 – detail



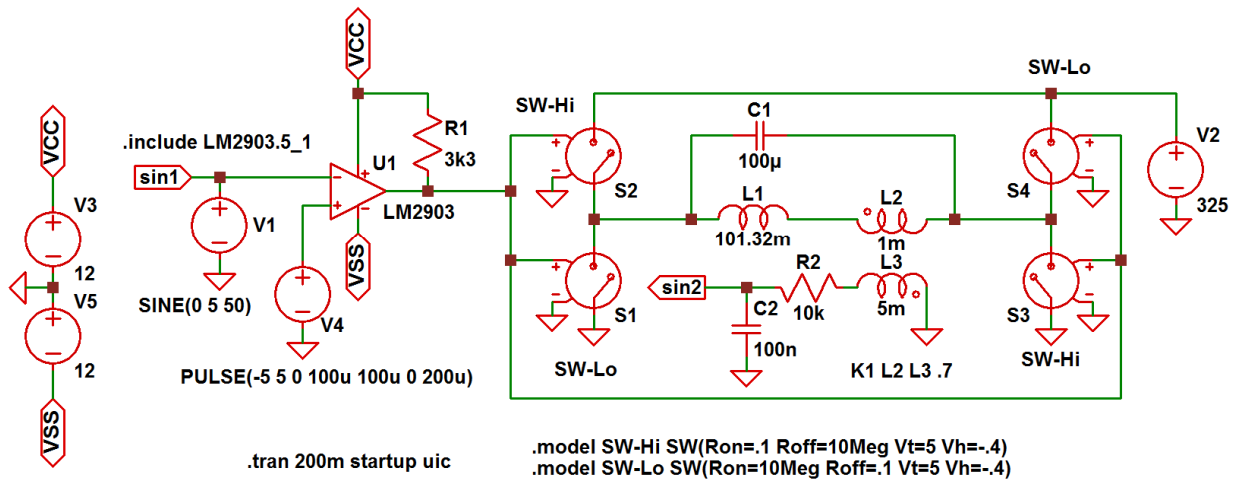
a) Průběhy napětí na vstupech komparátoru U1



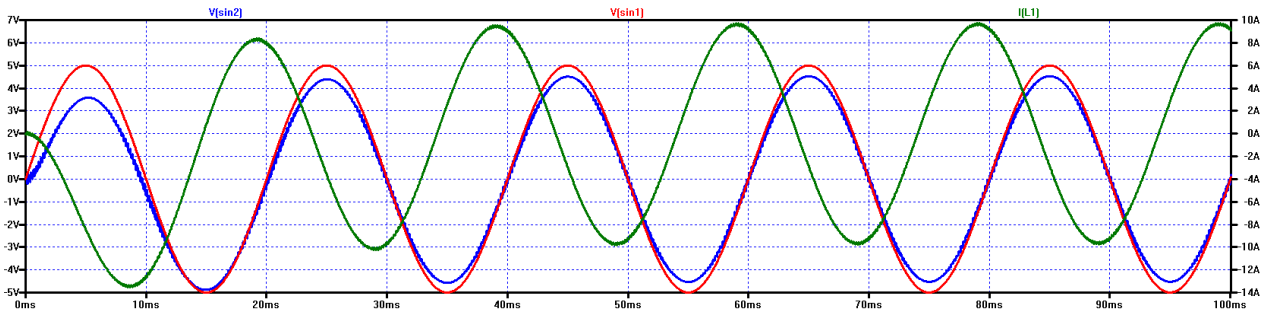
b) Průběh napětí na výstupu U1

Obr. 13: Princip šířkové modulace ve frekvenčním měniči

Dalším krokem, který musíme udělat, je vytvoření kladné zpětné vazby. Na obr. 14 si můžete všimnout, že v měniči z obr. 10 přibyl transformátor, tvořený cívkami L2 a L3 a RC filtr (R2, C2).

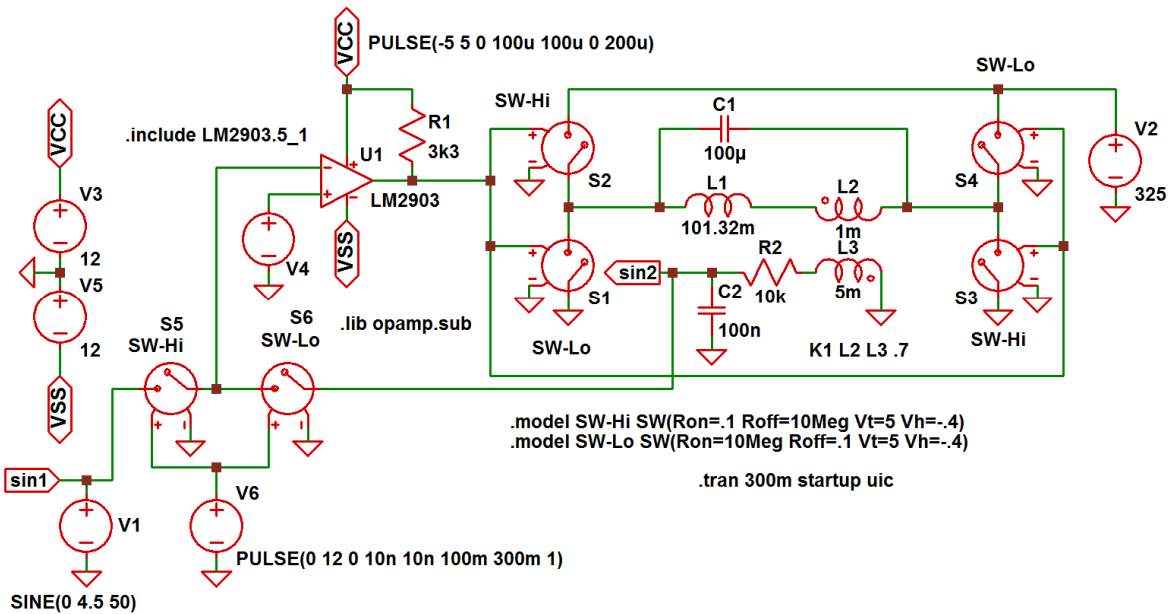


Obr. 14: Model frekvenčního měniče s připravenou zpětnou vazbou

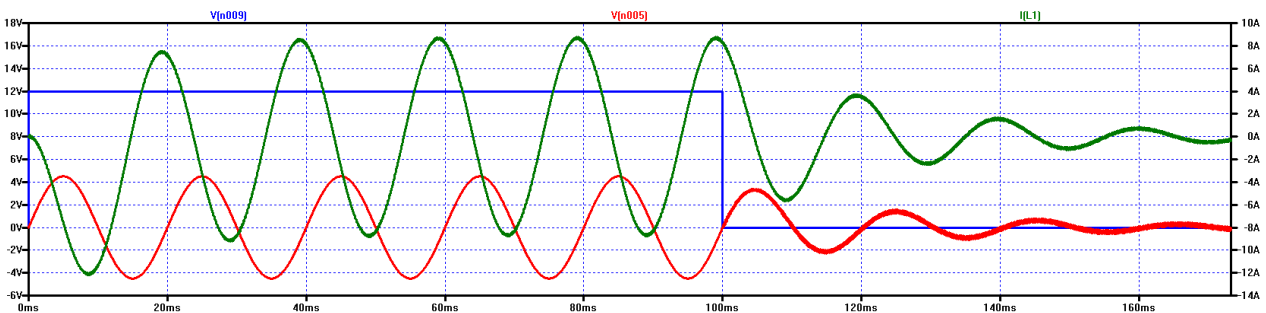


Obr. 15: Průběhy veličin v obvodu na obr. 14

Na obr. 15 si všimněte, že napětí zpětné vazby je ve fázi s napětím zdroje V1. Nyní provedeme další krok a zdroj V1 nahradíme zpětnou vazbou. Dá se předpokládat, že takovýto zpětnovazební systém se sám nerozeběhne, proto v obr. 16 přibyla dvojice spínačů S5, S6 a zdroj impulzů V6 v roli časovače. Při simulaci od času nula do 100ms je na vstup (-) komparátoru přivedeno sinusové napětí ze zdroje V1 a v tomto okamžiku dojde k přepnutí a vstup (-) je připojen ke zpětné vazbě. Na výslednou simulaci se můžete podívat na obr. 17.



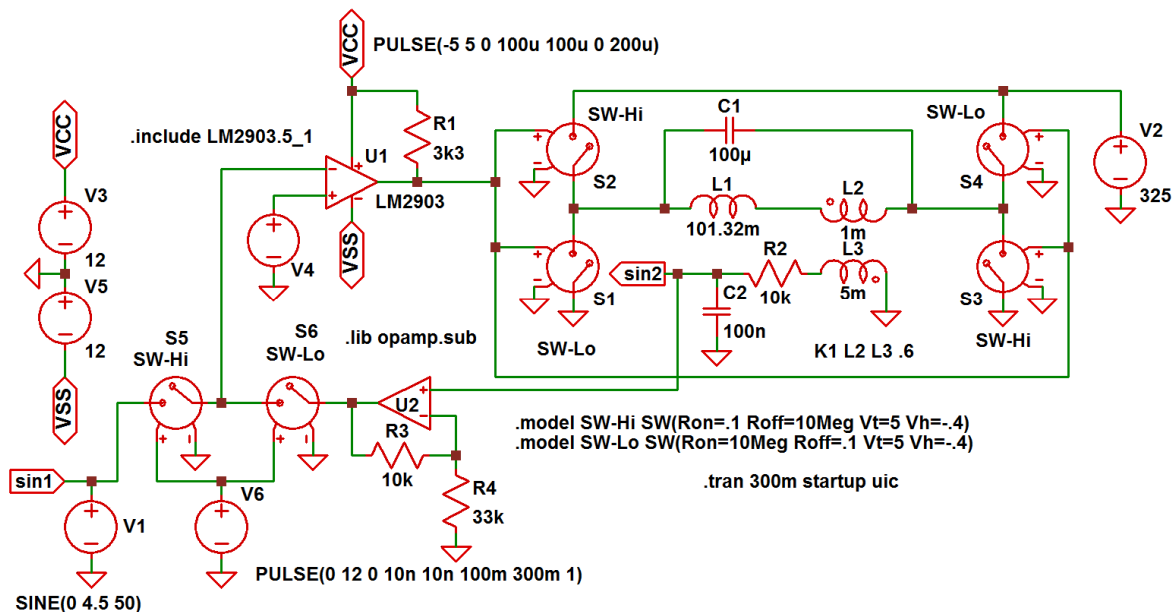
Obr. 16: Model frekvenčního měniče s uzavřenou zpětnou vazbou



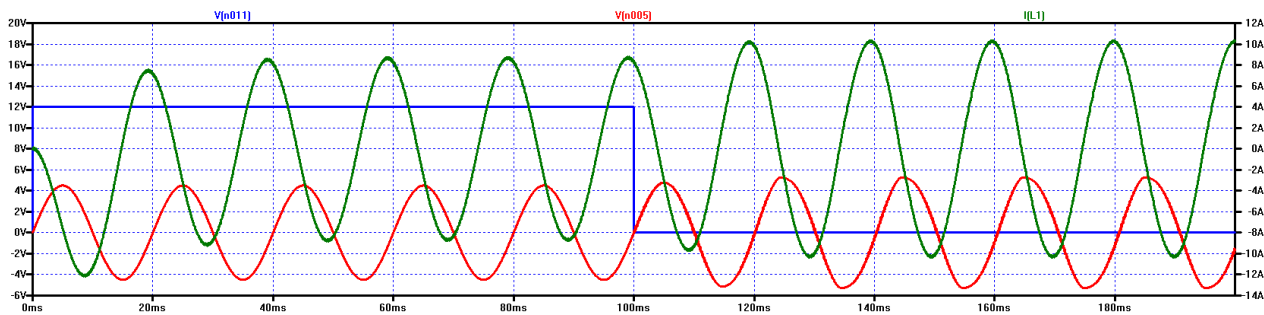
Obr. 17: Výsledek simulace obvodu na obr. 16

Na tomto obrázku můžete vidět, že po přepnutí na zpětnovazební provoz se kmity velmi rychle utlumují. Důvod je ten, že stupeň zpětné vazby není dostatečný. Jinými slovy, zesílení zpětné vazby je příliš nízké. Pomoc je v tomto případě poměrně snadná – stačí do obvodu zpětné vazby zařadit vhodný zesilovač. Na obr. 18 přibyl zesilovač s operačním zesilovačem U2. Volbou poměru hodnot odporů R3, R4 můžeme nastavit vhodné

zesílení. Na obr. 19 můžete vidět, že jsme zvolili zesílení, které je mírně větší než je třeba. Projevilo se to mírným zkreslením sinusovky zpětnovazebního signálu (červeně) a zvýšením amplitudy proudu cívkou L1.

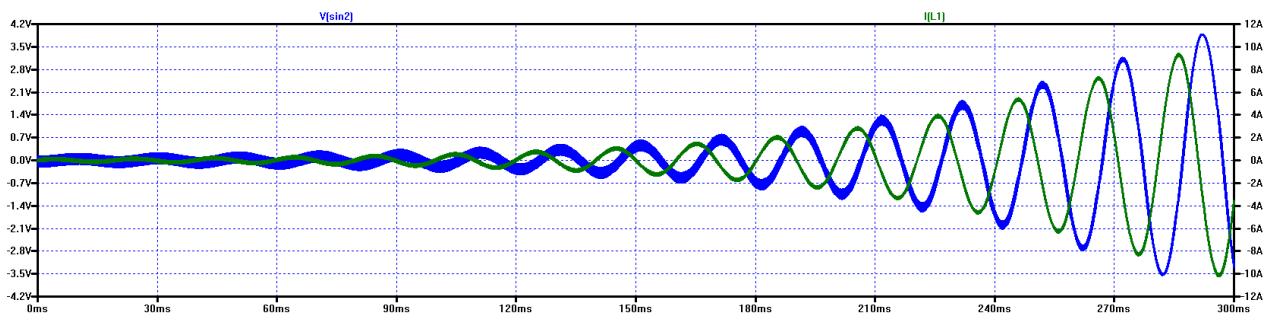


Obr. 18: Model frekvenčního měniče s uzavřenou zpětnou vazbou a zesilovačem



Obr. 19: Výsledek simulace obvodu na obr. 18

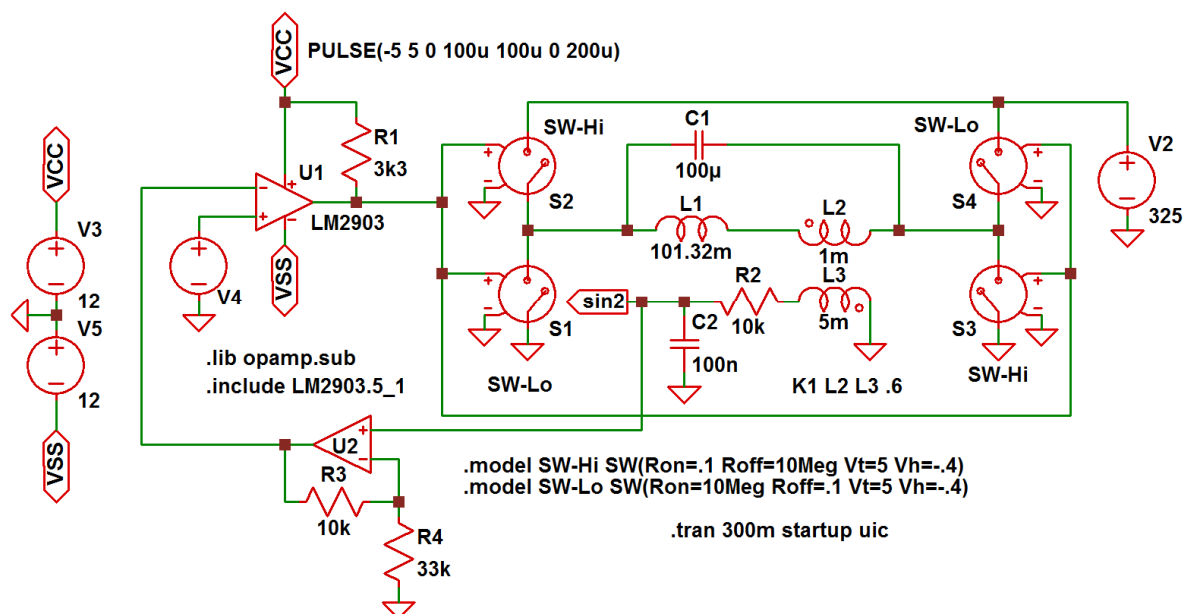
Dalším krokem, který učiníme, bude ten, že se zbavíme zdroje V1 a přepínače S5, S6. Že to skutečně funguje, se můžete přesvědčit na obr. 20:



Obr. 20: Náběh oscilátoru bez pomocného zdroje V1 a přepínače S5, S6

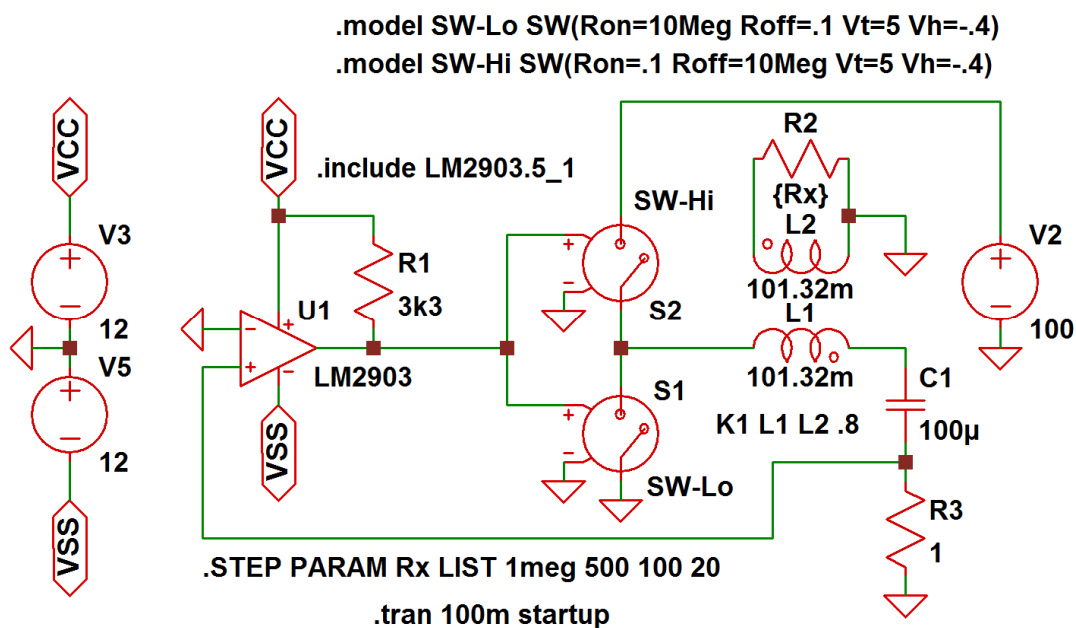
Na obr. 21 máme výsledné schéma zapojení oscilátoru s paralelním RLC obvodem a šířkovou modulací. Výhodou tohoto zapojení je, že za cenu poměrně jednoduché elektroniky jsme se zbavili druhé cívky, která

může být zdrojem dalších ztrát. Nevýhodou je, že potřebujeme vyšší napětí než v zapojení s pomocnou cívkou a musíme počítat se ztrátami ve výkonových spínačích.

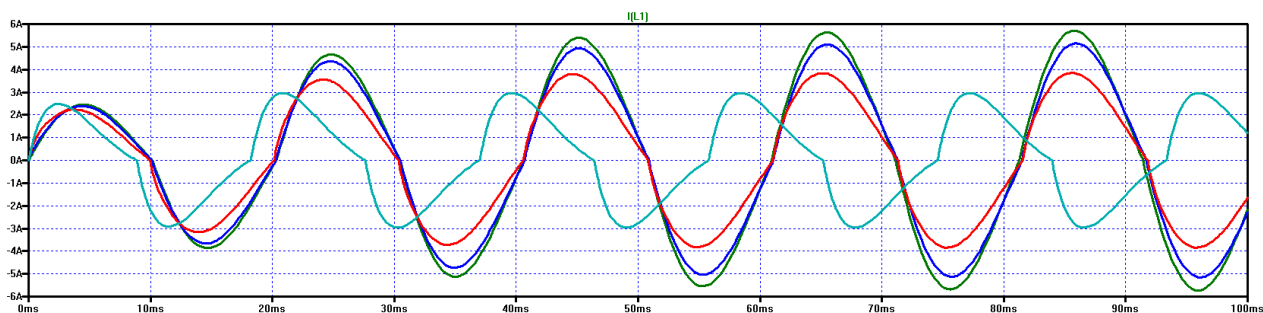


Obr. 21: Výsledné schéma zapojení oscilátoru s šířkovou modulací

Tento princip můžeme aplikovat i na oscilátor se sériovým RLC obvodem. Motivace je následující. Na obr. 22 máme oscilátor se sériovým RLC obvodem, kde pomocí indukčnosti L2 a odporu R2 simulujeme indukované ztráty. Na obr. 23 můžete vidět, co tyto ztráty provedou nejen s amplitudou proudu, ale i zkreslení sinusového průběhu, které se zvětšuje se vzrůstajícími ztrátami. A právě vytvoření sinusového průběhu pomocí šířkové modulace nám pomůže toto zkreslení průběhu opravit.

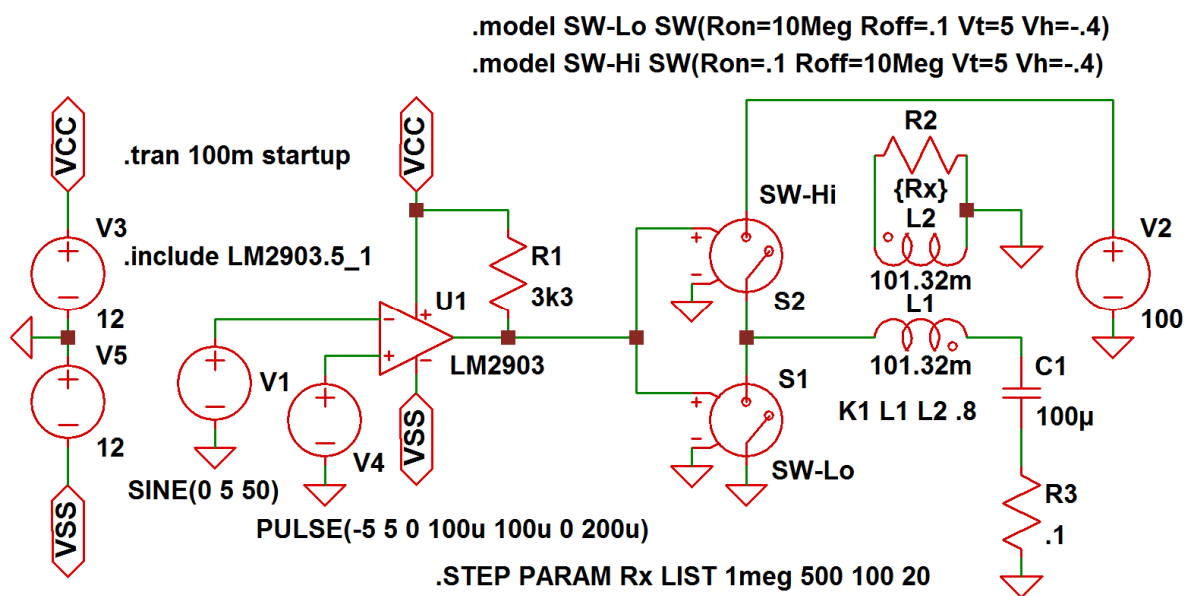


Obr. 22: Oscilátor se sériovým RLC obvodem

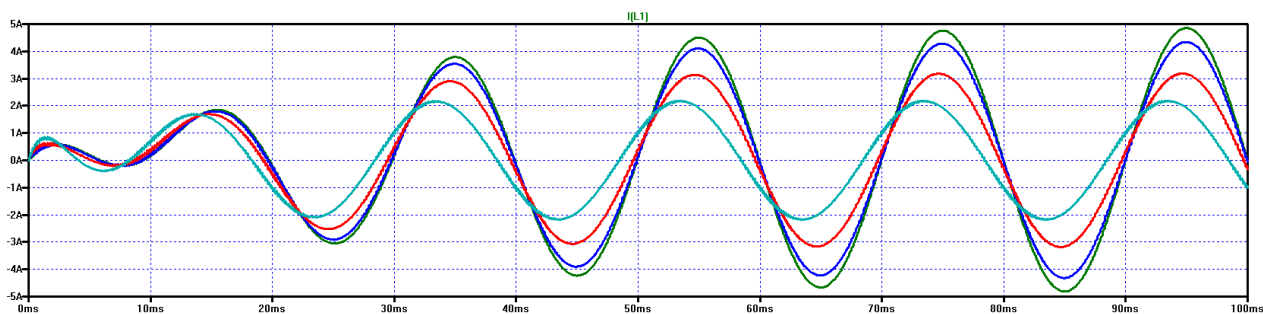


Obr. 23: Výsledek simulace obvodu na obr. 22

Na obr. 24 máme schéma zapojení sériového RLC obvodu s elektronickým přepínačem S1, S2, který je buzen šířkovou modulací simulující napájení sinusovým napětím. Když porovnáme průběhy proudu pro různé stupeň indukovaných ztrát na obr. 23 a 25, vidíme, že šířková modulace odstranit zkreslení sinusovky skutečně pomohla.



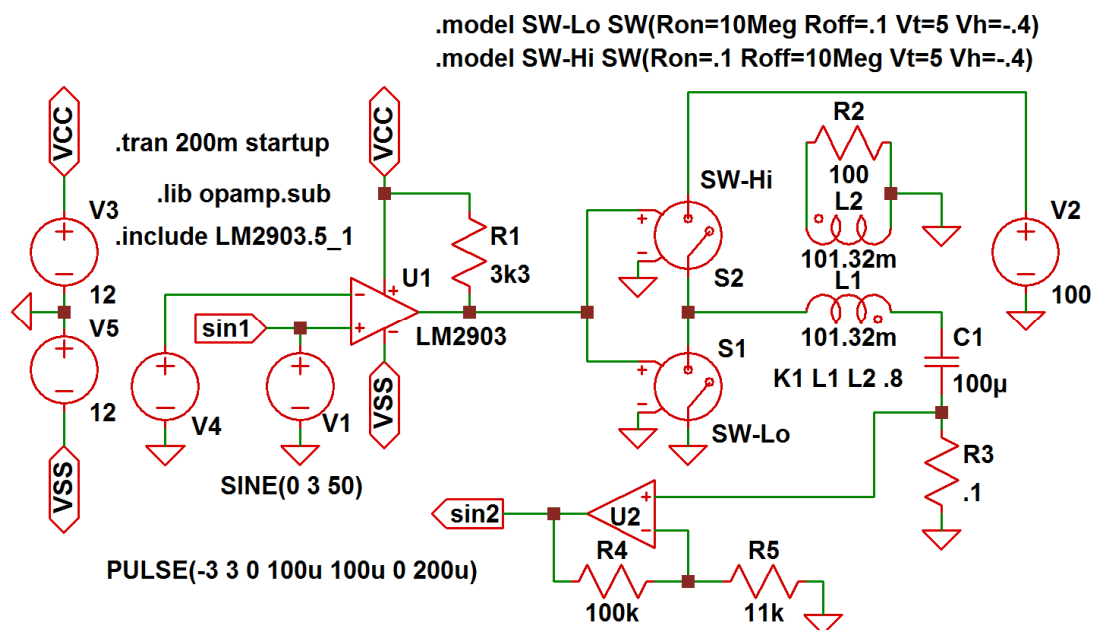
Obr. 24: Sériový RLC obvod buzený šířkově modulovaným signálem



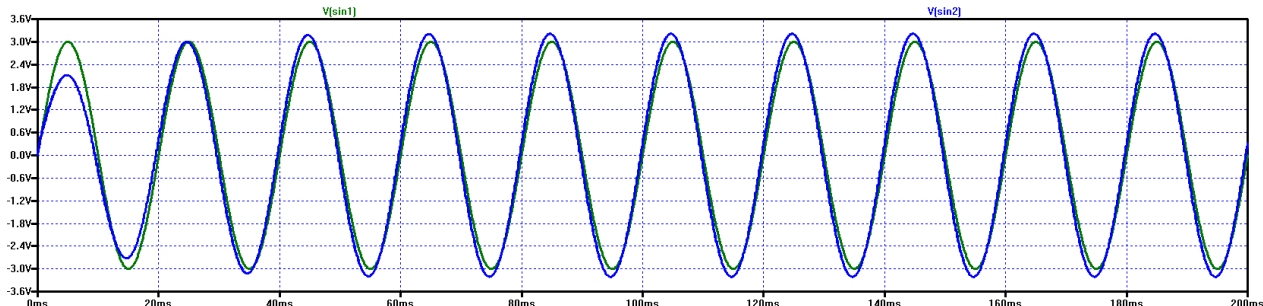
Obr. 25: Výsledek simulace obvodu na obr. 24

Další postup při vytváření oscilátoru bude analogický s návrhem oscilátoru s paralelním RLC obvodem. Nejdříve musíme zajistit zpětnovazební signál, který bude mít stejnou fázi a zhruba stejnou amplitudu jako sinusový zdroj V1 na obr. 24. Na obr. 26 nám přibyl operační zesilovač U2, který zesiluje úbytek napětí na odporu R3 způsobený průchodem sériovým proudem RLC obvodem. Zesílení tohoto zesilovače bylo nastaveno

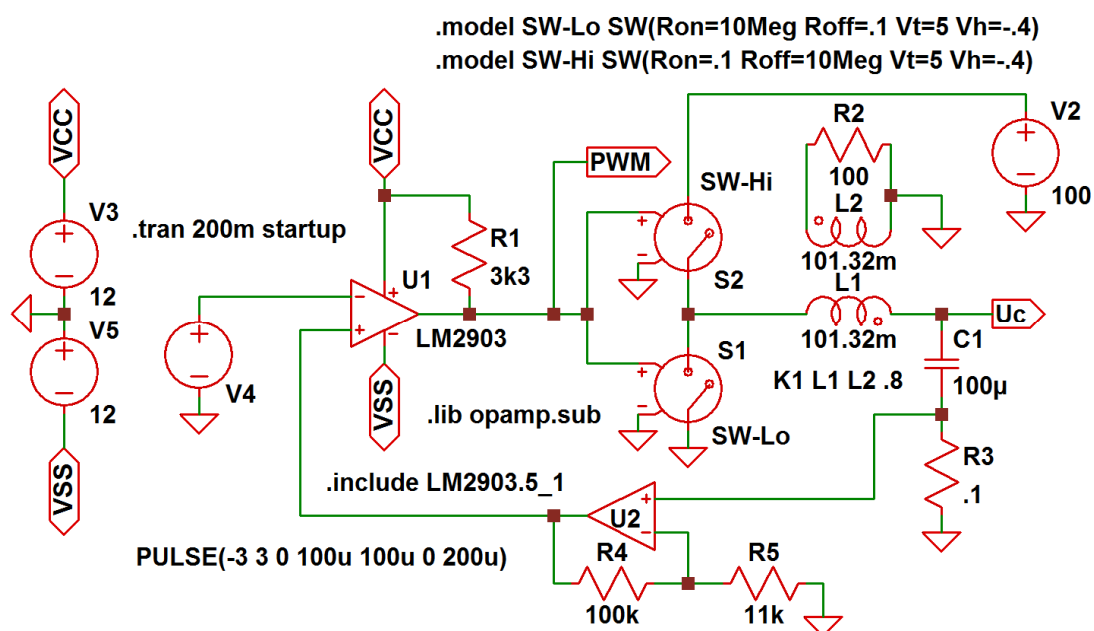
tak, aby napětí na výstupu U2 bylo mírně vyšší než napětí zdroje V1, jak se můžete přesvědčit na obr. 27. Nyní již stačí vyhodit V1 a na vstup komparátoru U1 přivést zpětnou vazbu.



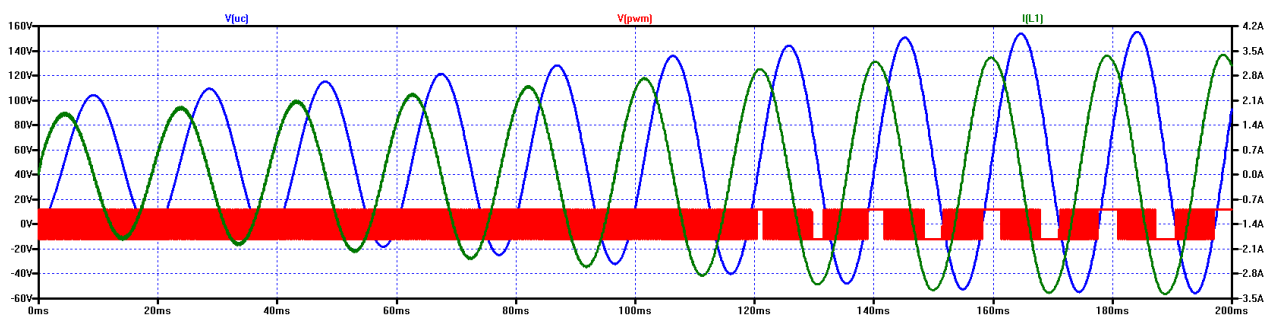
Obr. 26: Sériový RLC obvod buzený šířkově modulovaným signálem se ZV



Obr. 27: Výsledek simulace obvodu na obr. 26



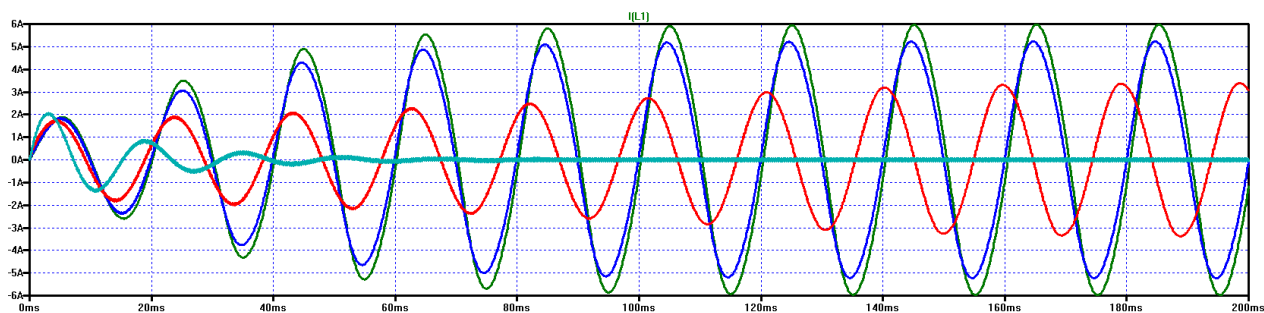
Obr. 28: Oscilátor se sériovým RLC obvodem a PWM



Obr. 29: Výsledek simulace obvodu na obr. 28

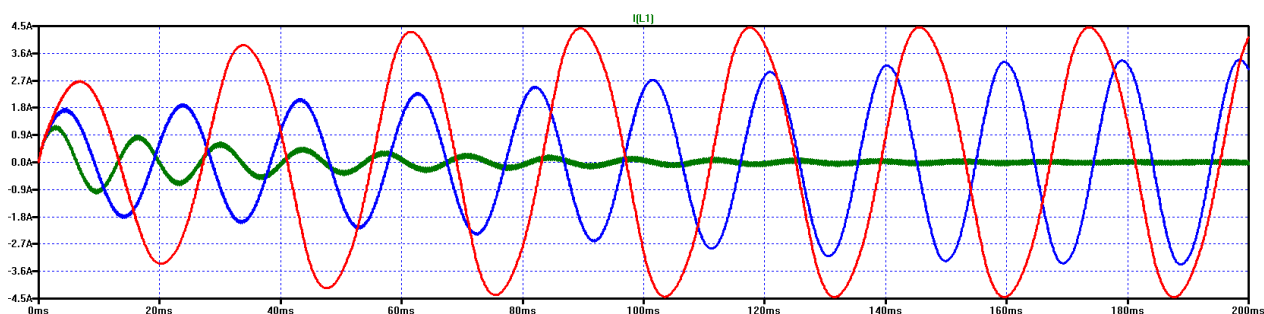
Na obr. 29 můžete vidět průběh proudu cívkou L1, průběh napětí na kondenzátoru C1 a šířkově modulovaný signál PWM. Je zajímavé, že proud nemá stejnosměrnou složku. Napětí ji sice má, ale pro rezonanční řízení motoru to nevadí.

Nyní se podíváme na průběhy proudu pro různé hodnoty odporu R2. Za R2 budeme postupně dosazovat následující hodnoty: 1M Ω , 500 Ω , 100 Ω a 20 Ω . Na obr. 30 si všimněte, že pro R2 = 20 Ω se kmity již neudrží a postupně zaniknou. Aby oscilátor kmital i při tomto zatížení, museli bychom zvýšit zesílení zesilovače U2.



Obr. 30: Průběhy proudu pro různé hodnoty R2

Nakonec se ještě podíváme na průběhy proudu v závislosti na hodnotě C1 a pro konstantní zatížení (R2 = 100 Ω). Za C1 postupně dosadíme 50 μ F, 100 μ F a 200 μ F:



Obr. 31: Průběhy proudu pro různé hodnoty C1 a R2 = 100 Ω

Na obr. 31 vidíme, že amplituda proudu s frekvencí klesá a pro nejvyšší frekvenci se kmity dokonce ani neudrží. Je to pochopitelné: s frekvencí rostou ztráty v R2.