

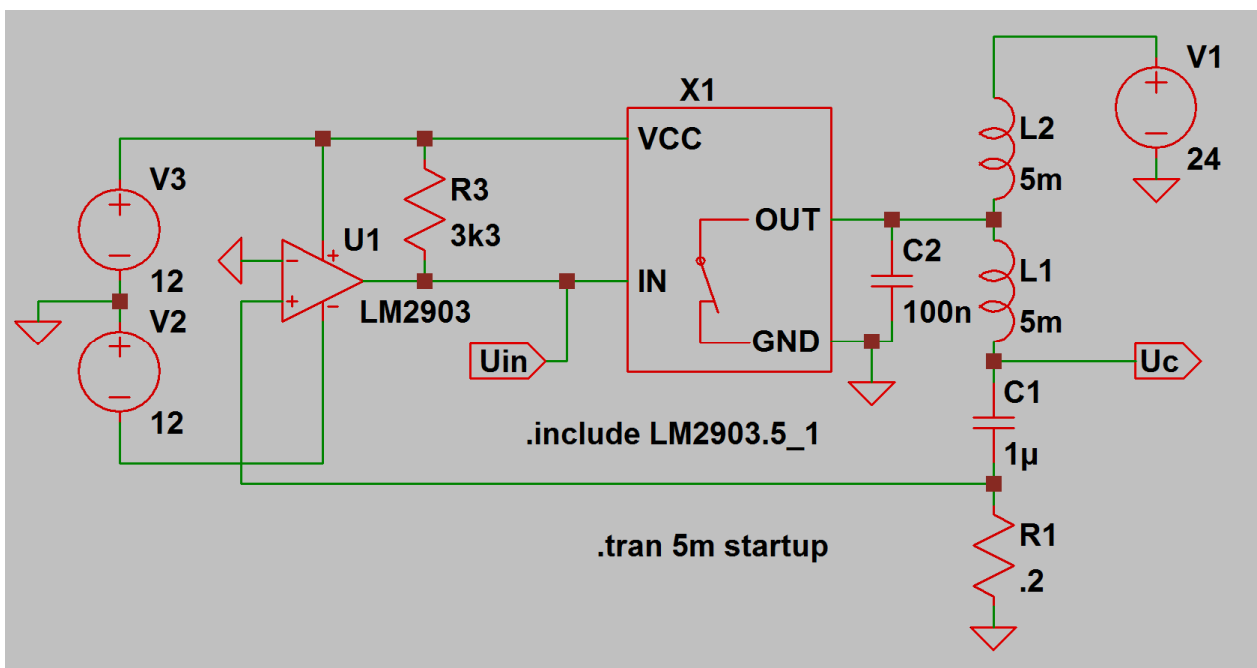
Obvodová řešení rezonančních měničů

(c) Ing. Ladislav Kopecký, leden 2015

S rostoucím počtem spínaných zdrojů narůstají i problémy s elektromagnetickým rušením. Proto se hledají stále dokonalejší metody jejich odrušení. Jednou z perspektivních cest, jak ve spínaném zdroji odstranit rušení, je využití rezonance. Rezonanční měniče mají, kromě nízkého elmag. rušení, další výhodu: vyšší účinnost, protože mají nižší ztráty ve spínacím tranzistoru. Zapojení rezonančních měničů existuje spousta, ale v zásadě je můžeme rozdělit na dvě základní skupiny podle typu rezonančního obvodu: se sériovým nebo paralelním rezonančním obvodem. V měničích se sériovým rezonančním obvodem spínače spínají/vypínají při průchodu proudu nulou, zatímco v měničích s paralelním rezonančním obvodem spínač spíná/vypíná při průchodu napětí nulou.

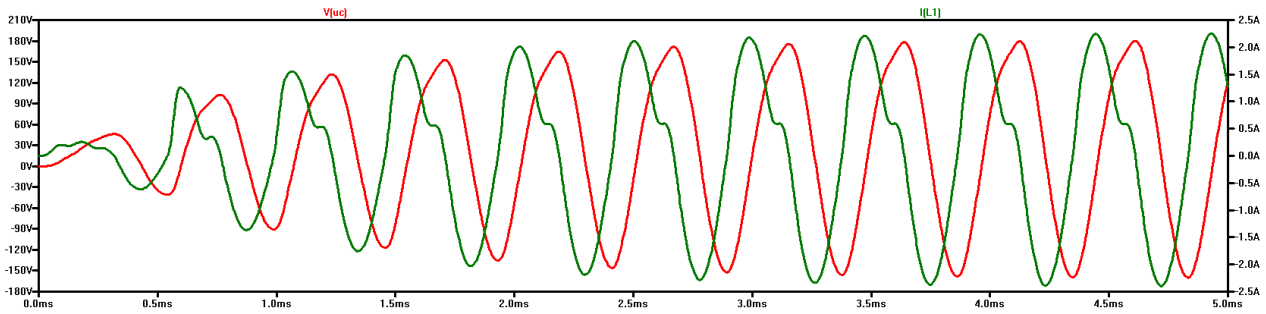
Rezonanční měnič se sériovým rezonančním obvodem

Jak bylo výše uvedeno, v tomto typu měniče tranzistorový přepínač přepíná v okamžiku, kdy proud rezonančním obvodem prochází nulou. Vyjdeme z patentovaného LC oscilátoru s patentovým číslem 296623, kde rezonanční LC obvod je buzen dvojicí tranzistorů zapojených do půlmůstku. Tranzistory jsou řízeny komparátorem v závislosti na polaritě proudu procházejícího LC obvodem. Spínací tranzistory bývají typu MOSFET a pro dvojici tranzistorů zapojených do půlmůstku se používají speciální integrované budiče, např. IR2103. U malých spínaných zdrojů, kde požadujeme co nejnižší cenu součástek, se použití takovýchto speciálních součástek budeme snažit vyhnout, protože jsou drahé. Poměrně elegantní metodou, jak se zbavit horního tranzistoru a drahého budiče, je nahrazení tohoto tranzistoru tlumivkou, jak ukazuje obr. 1.



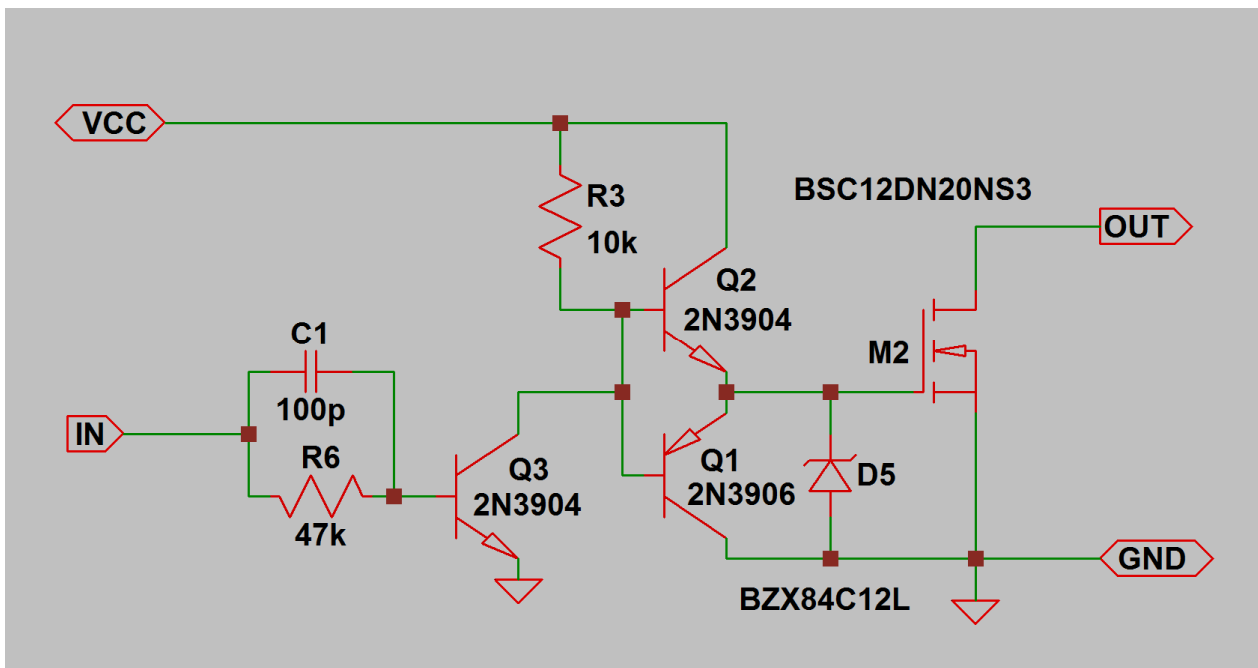
Obr. 1: Sériový LC oscilátor s jedním tranzistorem

Nevýhodou tohoto řešení je to, že průběh proudu a napětí není úplně sinusový, ale to pro naše účely není podstatné.



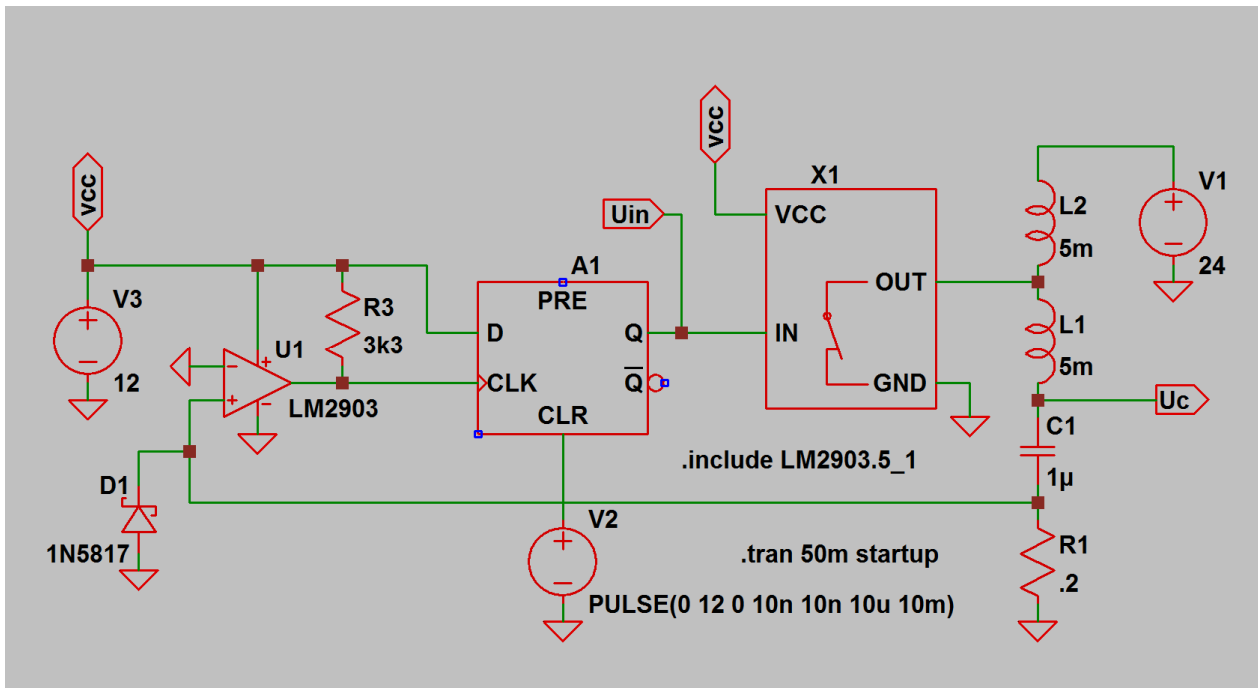
Obr. 2: Průběhy napětí a proudu v oscilátoru podle obr. 1

Spínač X1 na obr. 1 je sepnut, když je na jeho vstupu nízká úroveň napětí (log. 0). Obvodové řešení může být např. jako na obr. 3.



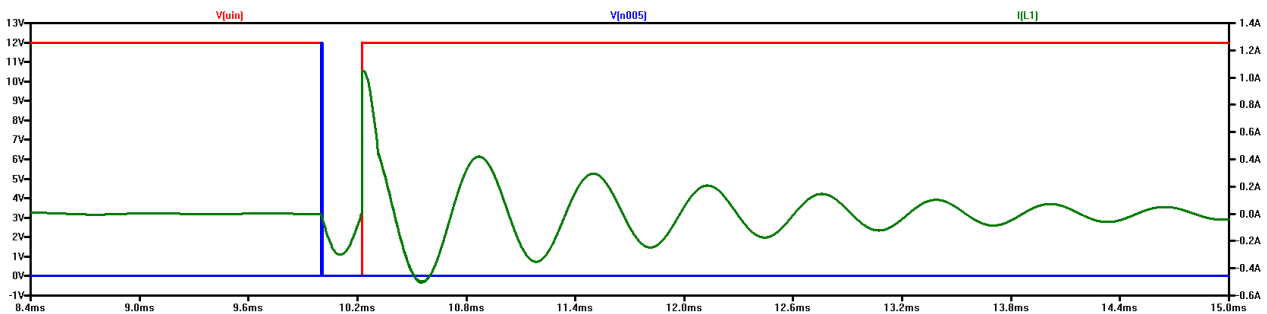
Obr. 3: Obvodové řešení dolního spínače

Nyní oscilátor z obr. 1 upravíme tak, že bude řízen zdrojem impulzů, tj. po příchodu impulzu se sepnou spínač, který se po dokončení záporné půlperiody proudu opět vypne. Tento spínač během dalších period proudu zůstane vypnutý, takže tyto kmity se postupně utlumí. Schéma zapojení oscilátoru řízeného vnějšími impulzy máme na obr. 4.



Obr. 4: Řízený LC oscilátor

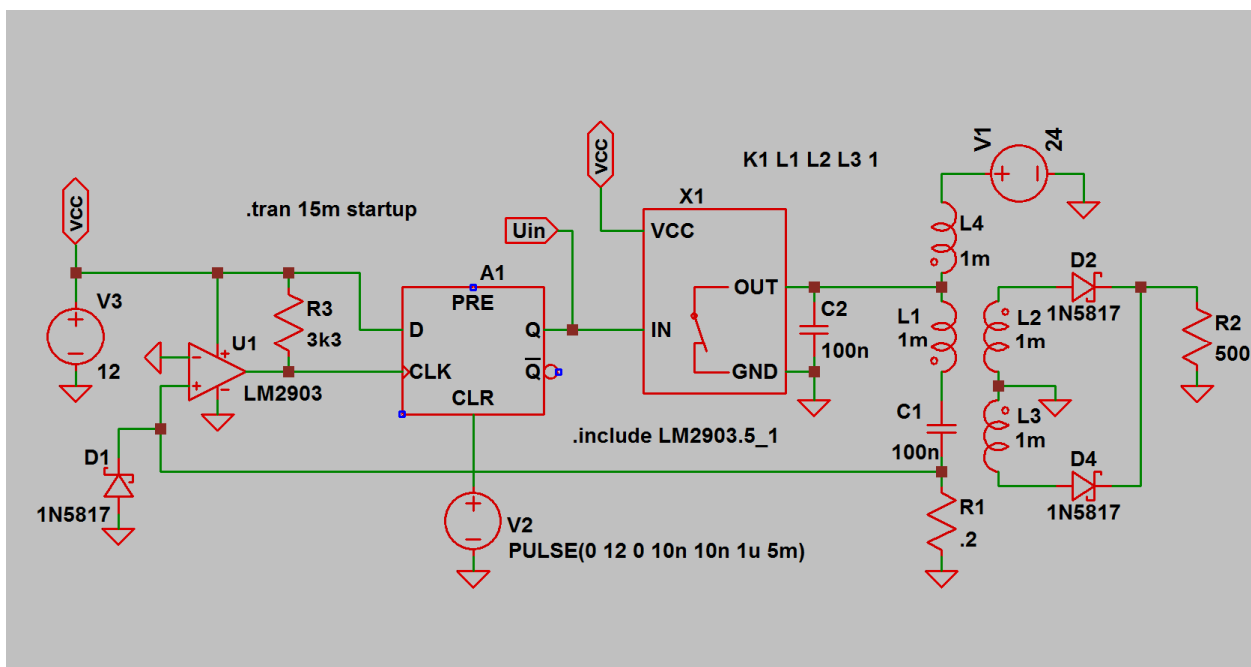
Podívejme se, jak řízený oscilátor na obr. 4 funguje. Vidíme, že mezi komparátor U1 a spínač X1 byl zařazen klopný obvod A1. Výstup Q tohoto klopného obvodu je nulován zdrojem impulzů V2 (vstup CLR) a nastavován do jedničky po příchodu vzestupné hrany na vstup CLK z komparátoru U1. Pro úplnost dodejme, že komparátor přejde do log. 1 po dokončení záporné půlvlny proudu.



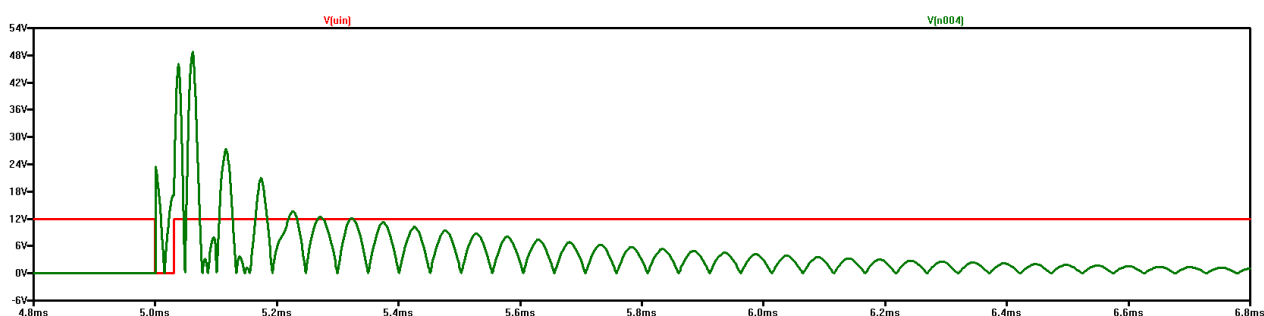
Obr. 5: Simulace řízeného oscilátoru na obr. 4

Na obr. 5 máme zobrazen průběh proudu (zeleně), napětí na vstupu spínače X1 (červeně) a řídicí impuls (modře). Rychlost utlumení kmitů je dána poměrem R/L , kde L je indukčnost cívky a R je její činný odpor. (Úmyslně jsem zvolil velký odpor, aby byl útlum zřetelný.)

Z oscilátoru na obr. 4 vytvoříme snadno propustný měnič, když na tlumivku $L1$ navineme sekundární vinutí $L2$, $L3$ a k těmto vinutím přes diody $D2$, $D4$ připojíme zátěž $R2$:



Obr. 6: Rezonanční blokující měnič

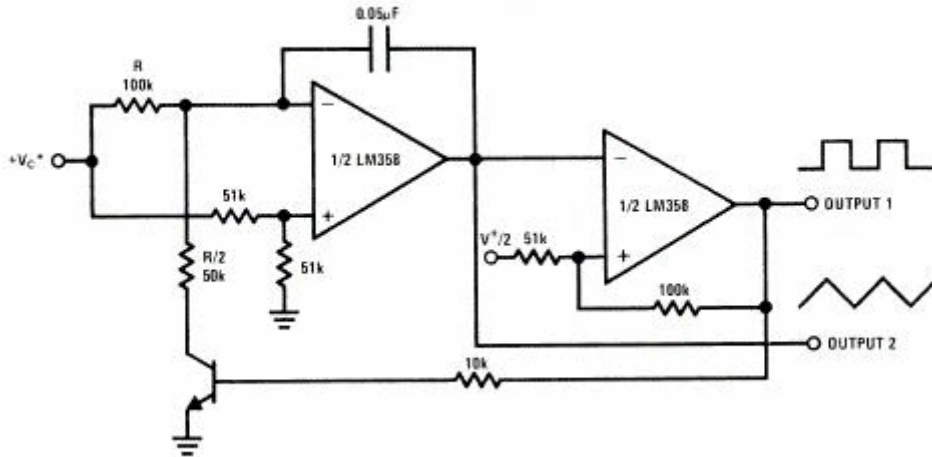


Obr. 7: Průběh napětí na odporu zátěže

Připojení zátěže k sekundárnímu vinutí má stejný efekt jako zařazení odporu do série s cívkou L1, ale přesně opačný: Čím je odpor zátěže nižší, tj. sekundárem teče větší proud, tím je větší útlum kmitů. Na obr. 7 máme zobrazen průběh proudu odporem zátěže.

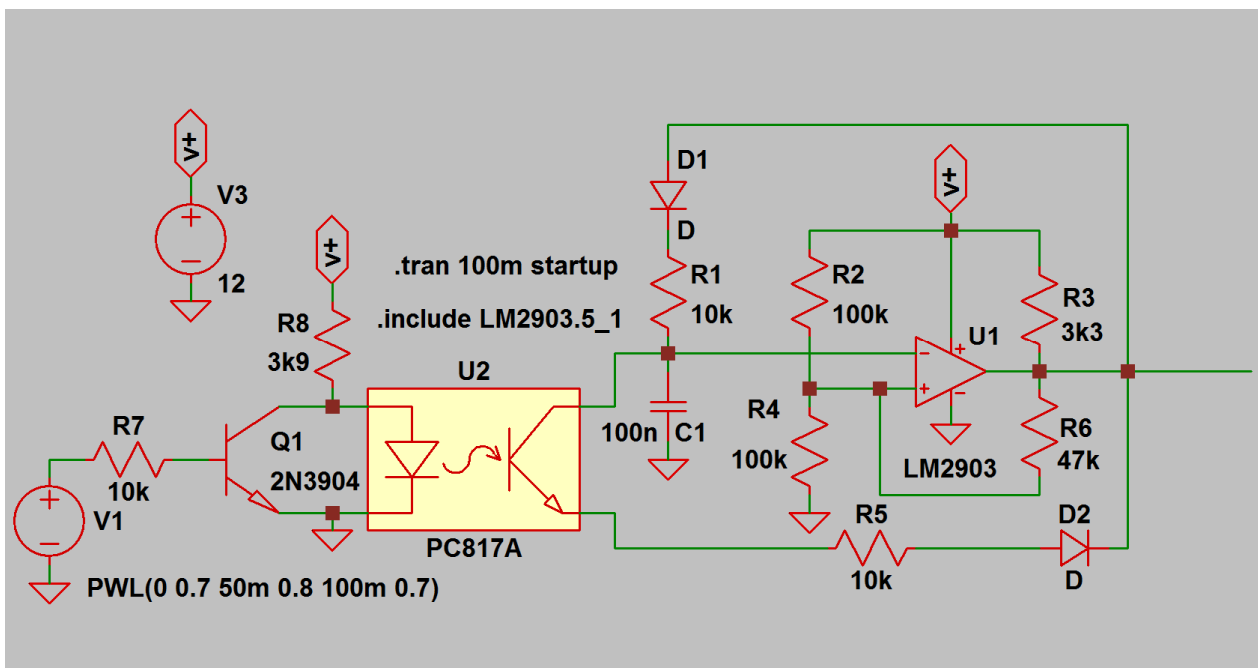
Měnič na obr. 6 je bez zpětné vazby. Zpětnou vazbu vytvoříme pomocí zdroje impulzů V2. Je zřejmé, že čím vyšší frekvence zdroje V2 bude, tím větší výkon transformátor přenesne a naopak. Určitě tedy neuděláme chybu, když V2 bude napětím řízený oscilátor. Napětím řízený oscilátor lze řešit několika způsoby. Běžný je například oscilátor tvořený integrátorem a komparátorem:

Voltage Controlled Oscillator (VCO)



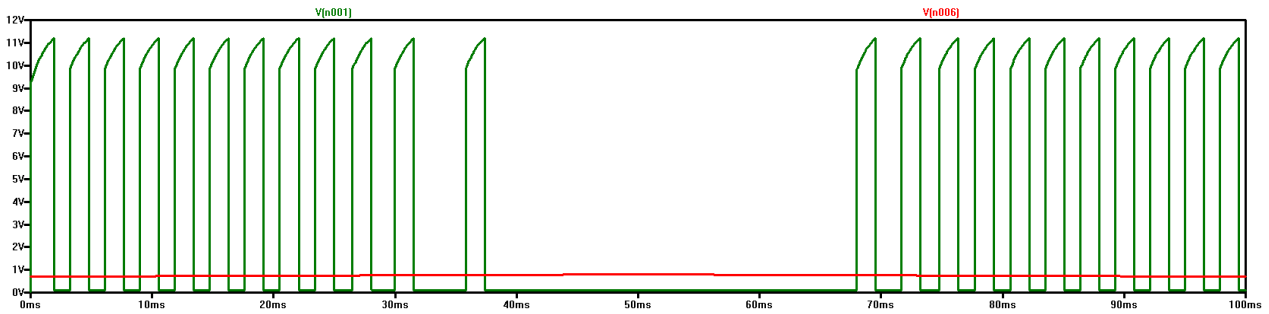
Obr. 8: Příklad napětím řízeného oscilátoru

Dokonce existují speciální integrované obvody s touto funkcí, např. LTC6990, ale tyto obvody jsou drahé. Pro naše účely postačí jednoduchý oscilátor s jedním komparátorem na obr. 9:



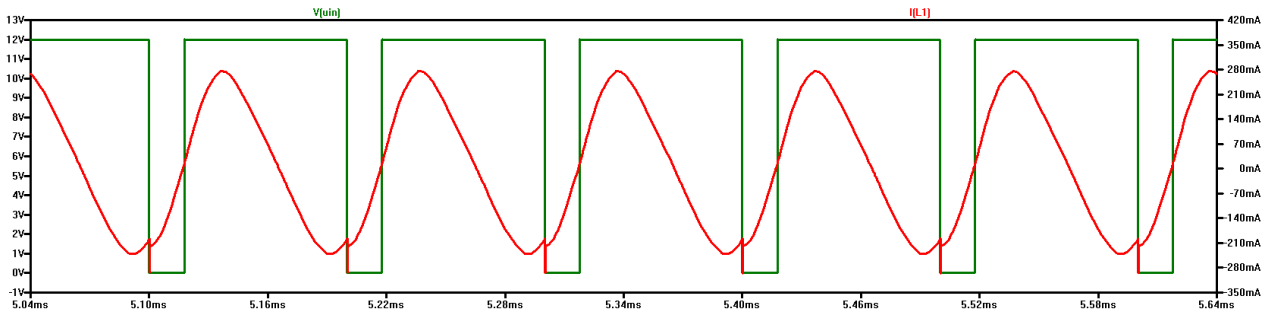
Obr. 9: Jednoduchý oscilátor řízený napětím

Obvod na obr. 9 má navíc tu výhodu, že lze nastavit pevnou šířku impulsu a pomocí tranzistoru Q1 a optočlenu U2 řídíme frekvenci a zároveň střihu. Odmyslíme-li si optočlen, jedná se v podstatě o oscilátor řízený odporem (RCO).



Obr. 10: Simulace napětím řízeného oscilátoru

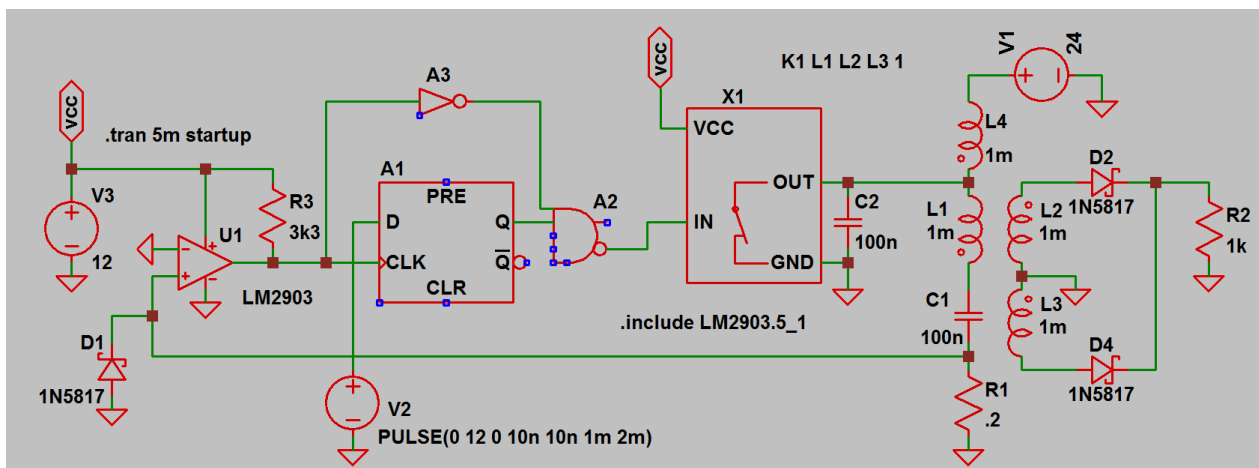
Rezonanční regulátor má však jednu nečinnost, a to skutečnost, že spínací tranzistor sice vypíná v nule, ale spíná nahodile v jakékoli fázi sinusového proudu tekoucího primární cívkou L1. Tento nedostatek se projevuje zejména při vyšších frekvencích zdroje hodin V2, jak ukazuje následující obrázek.



Obr. 11: Spínání a vypínání spínacího tranzistoru vzhledem k fázi proudu

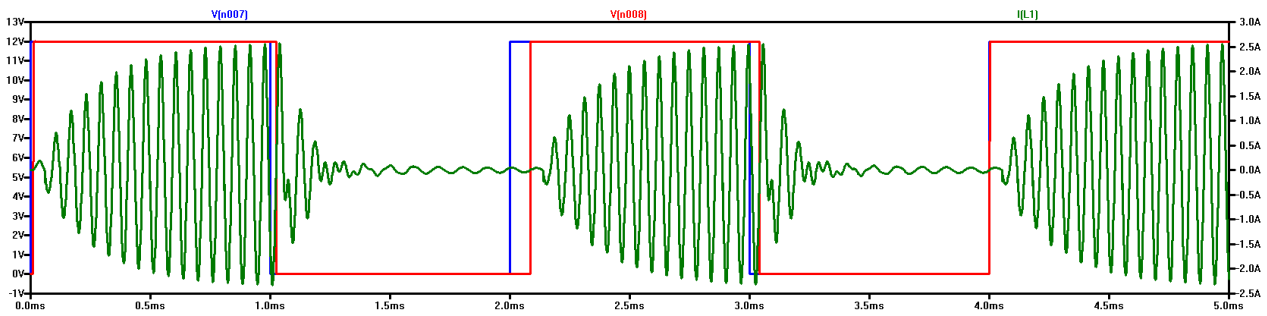
Na obr. 11 vidíme křivku proudu (červeně) a obdélkový signál (zeleně), který ovládá spínací tranzistor. Je-li signál v nule, tranzistor je sepnut.

Abychom tento nedostatek odstranili, musíme opustit filozofii převodníku napětí/frekvence a tento převodník nahradit prostým komparátorem, který je v log. 1 nebo 0 v závislosti na tom, jestli je referenční napětí vyšší nebo nižší než výstupní napětí DC-DC měniče, jehož napětí regulujeme. Schéma zapojení rezonančního regulátoru verze 2 máme na obr. 12.



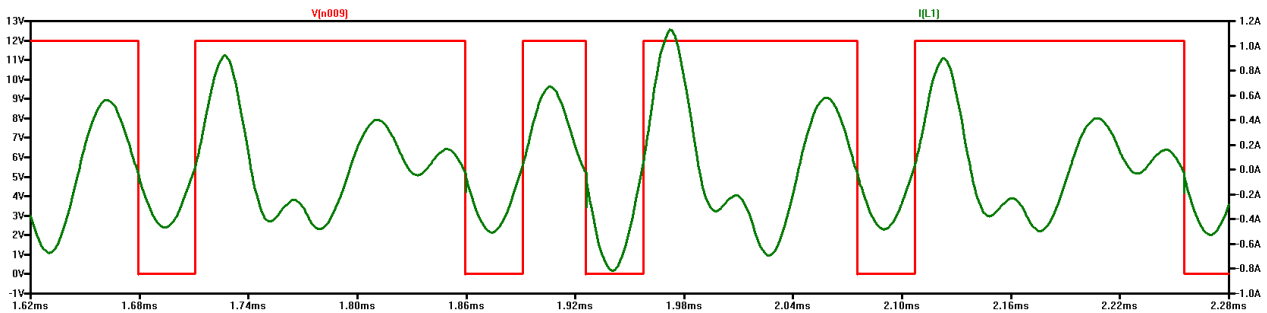
Obr. 12: Rezonanční blokový měnič – verze 2

V tomto případě pulzní zdroj V2 představuje výše popsaný komparátor. Jeho výstup je připojen na vstup D klopného obvodu A1, jehož hodinový vstup CLK posílá log. hodnotu ze vstupu D na výstup Q při vzestupné hraně hodinového impulsu. V našem případě je to v okamžiku, kdy proud prochází nulou a začíná kladná půlvlna proudu.



Obr. 13: Průběhy napětí a proudu v zapojení podle obr. 12

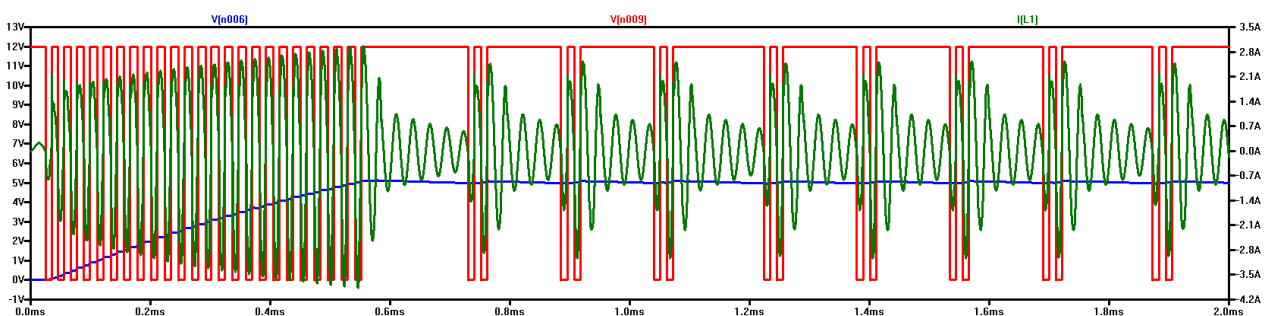
Na obr. 13 máme zobrazen průběh proudu (zelená), signály na vstupu D (modrá) a výstupu Q (červená) klopného obvodu A1. Na dalším obrázku můžeme vidět detail, z něhož je zřejmé, že tranzistor spíná i vypíná v nule proudu:



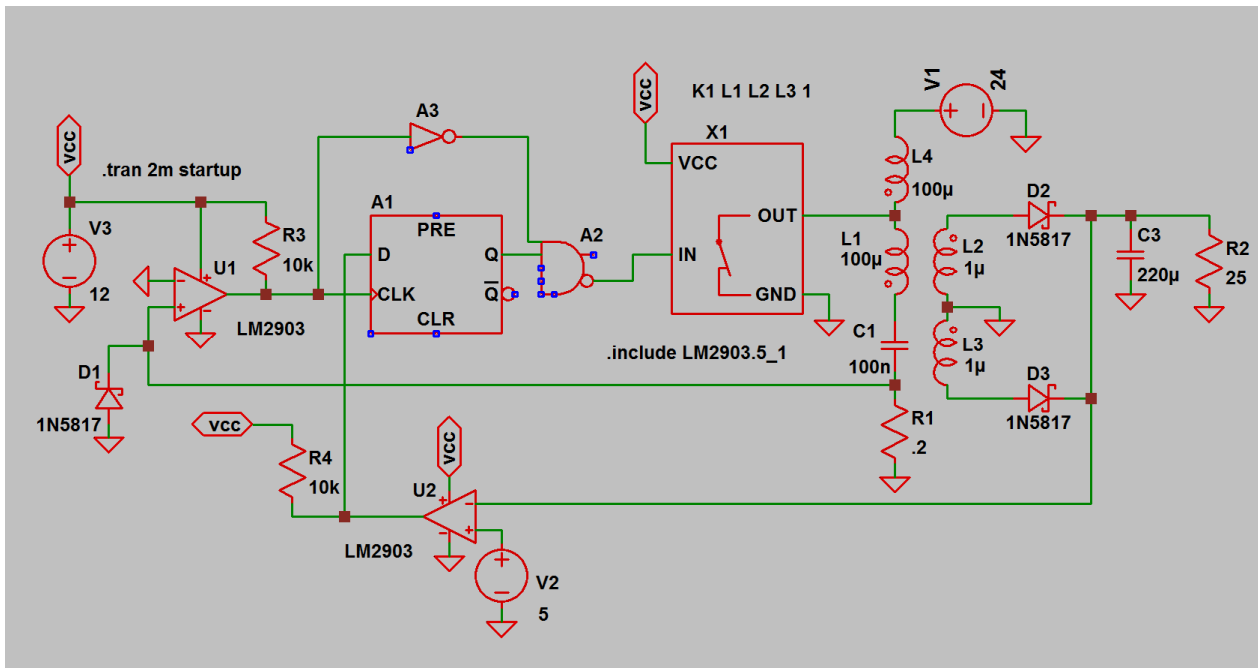
Obr. 14: Průběh proudu a spínání tranzistoru v zapojení podle obr. 12

Na obr. 14 vidíme křivku proudu (zeleně) a obdélkový signál (červeně), který ovládá spínací tranzistor. Je-li signál v nule, tranzistor je sepnut.

Výsledné zapojení rezonančního DC-DC měniče najdete na obr. 16 níže. Vstupní napětí je 24V a výstupní napětí je regulováno na 5V. Na obr. 15 máme zobrazeny tyto průběhy: proud primární cívky (zeleně), výstupní napětí (modře) a ovládací signál tranzistorového spínače (červeně) pro odpor zátěže 25Ω, takže výstupní výkon zdroje je 1Watt.



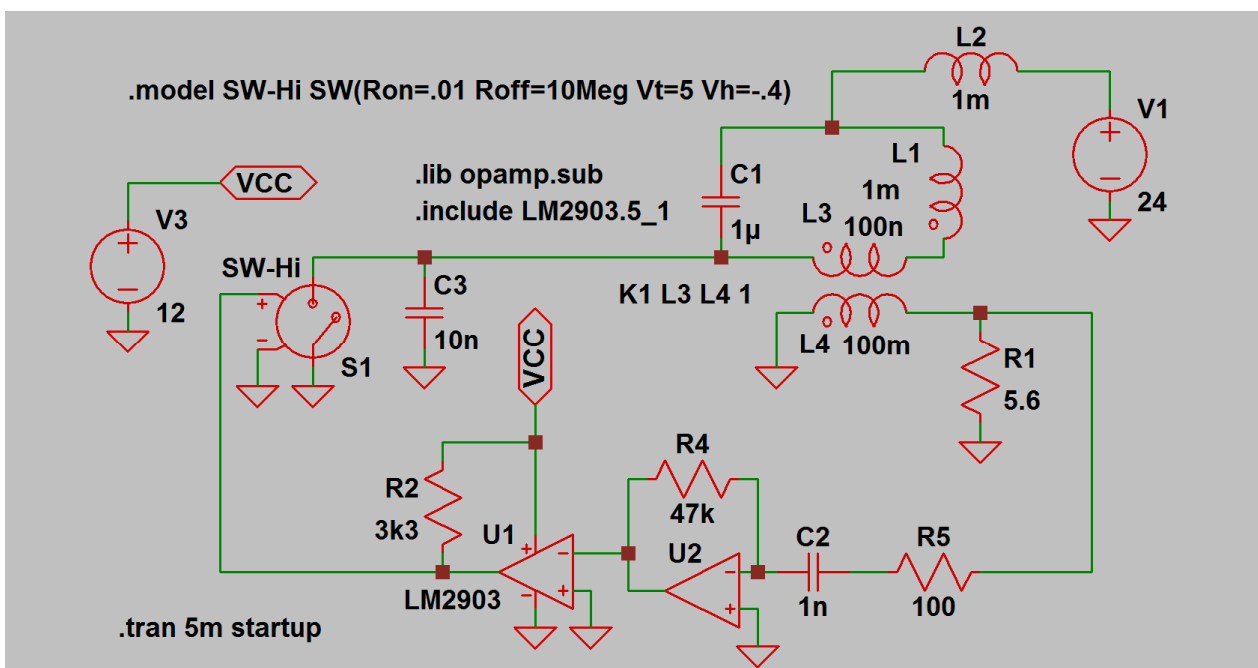
Obr. 15: Simulace rezonančního měniče se zpětnou vazbou



Obr. 16: Rezonanční měnič se zpětnou vazbou.

Rezonanční měnič s paralelním rezonančním obvodem

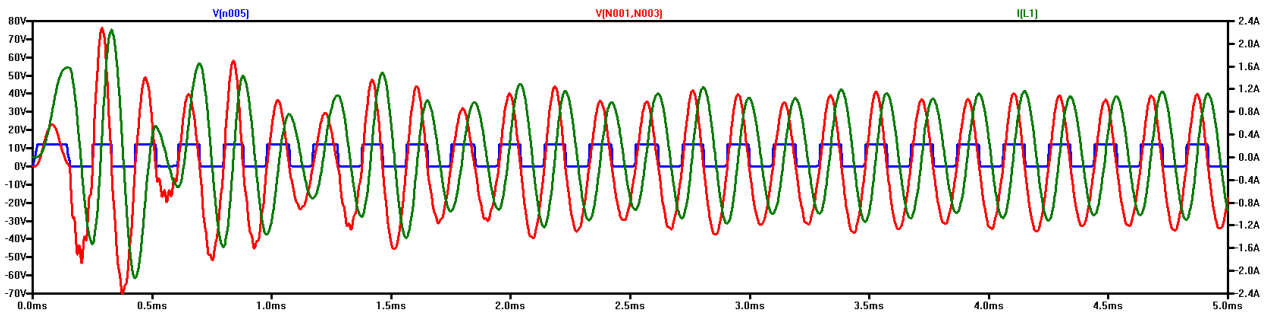
Podobně jako u měniče se sériovým rezonančním obvodem vytvoříme oscilátor, který bude automaticky udržovat paralelní LC obvod v rezonanci. Takové zapojení najdete na obr. 17.



Obr. 17: Paralelní LC oscilátor

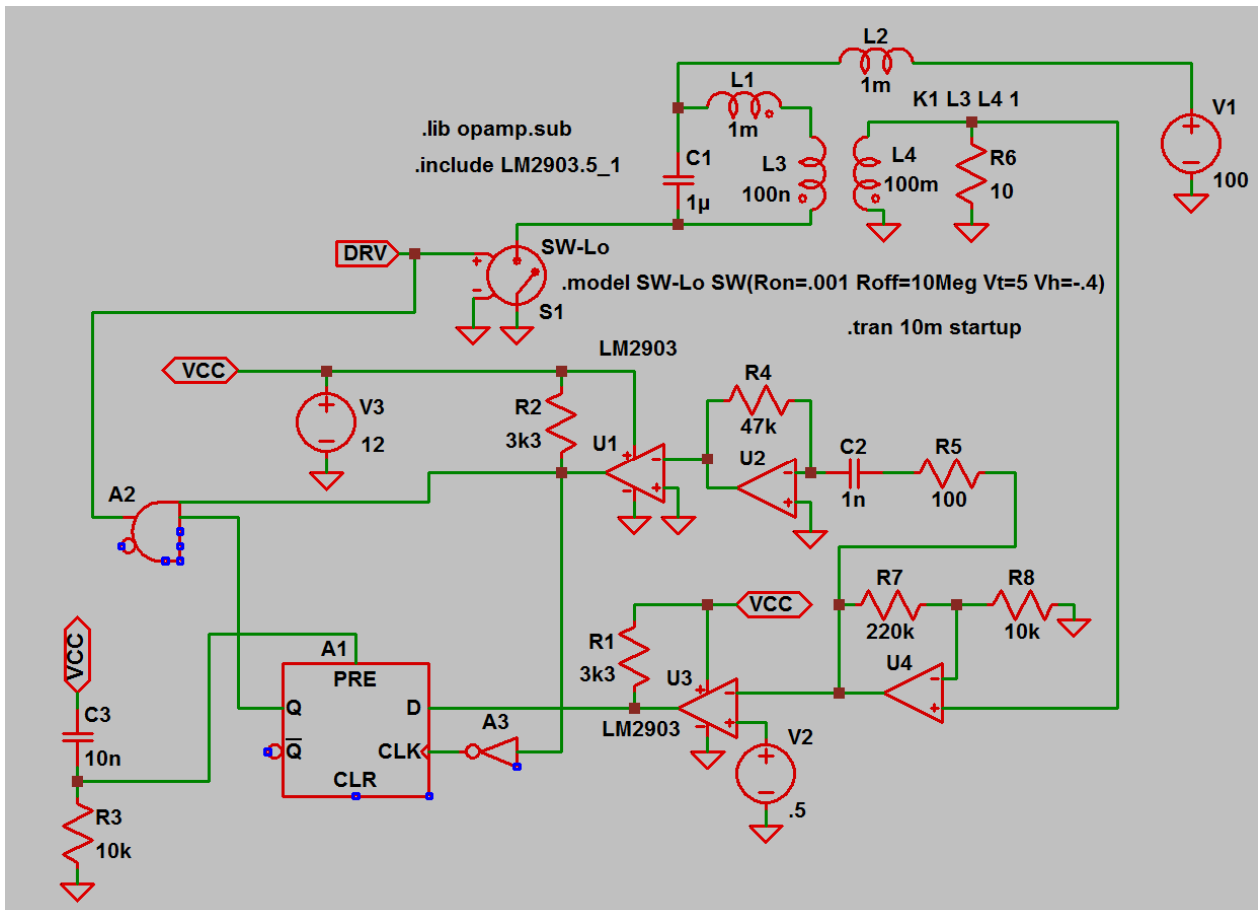
Zde si vystačíme s jedním tranzistorovým spínačem. Ten může být zapojen buď jako horní, nebo dolní spínač. Každá z obou variant má své výhody a nevýhody. Když použijeme horní spínač, na snímání proudu nám stačí rezistor zapojený proti zemi. Když použijeme dolní spínač, který lze snáze realizovat než horní spínač, musíme pro snímání proudu v LC obvodu použít proudový transformátor. Z obr. 17 je zřejmé, že

jsme použili variantu s dolním spínačem. Cívky L3, L4 tvoří proudový transformátor. Proudový signál je převeden na napětí pomocí odporu R1, který by měl být co nejmenší, aby byl proud primáru a sekundáru proudového transformátoru pokud možno ve fázi. Na druhé straně, když bude R1 příliš malý, bude na něm malý úbytek napětí, což ztěžuje další zpracování proudového signálu. Musíme tedy zvolit přijatelný kompromis. Operační zesilovač U2, zapojený jako derivační zesilovač, slouží k posunu fáze signálu o 90° . Výstup U2 je připojen na jeden ze vstupů komparátoru U1, který ovládá spínač S1. Paralelní rezonanční obvod je tvořen prvky L1, C1 a je připojen ke zdroji V1 přes tlumivku L2. Na obr. 18 máme průběhy napětí a proudu v LC oscilátoru podle obr. 17: zelená = proud tekoucí LC obvodem, červená = napětí na C1 a modrá = řídicí napětí pro spínání S1. Všimněte si, že řídicí obdélníkové napětí (modrá) je ve fázi s napětím na kondenzátoru C1 (a indukčnosti L1) (červená).

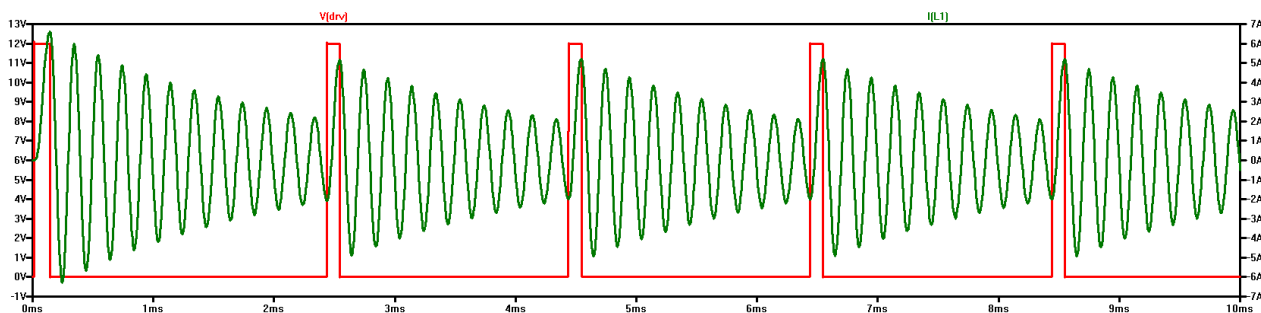


Obr. 18: Průběhy napětí a proudů v paralelním LC oscilátoru podle obr. 17

Podobným způsobem jako v případě oscilátoru se sériovým LC obvodem vytvoříme obvod pro řízení maximálního proudu tekoucího paralelním rezonančním obvodem.

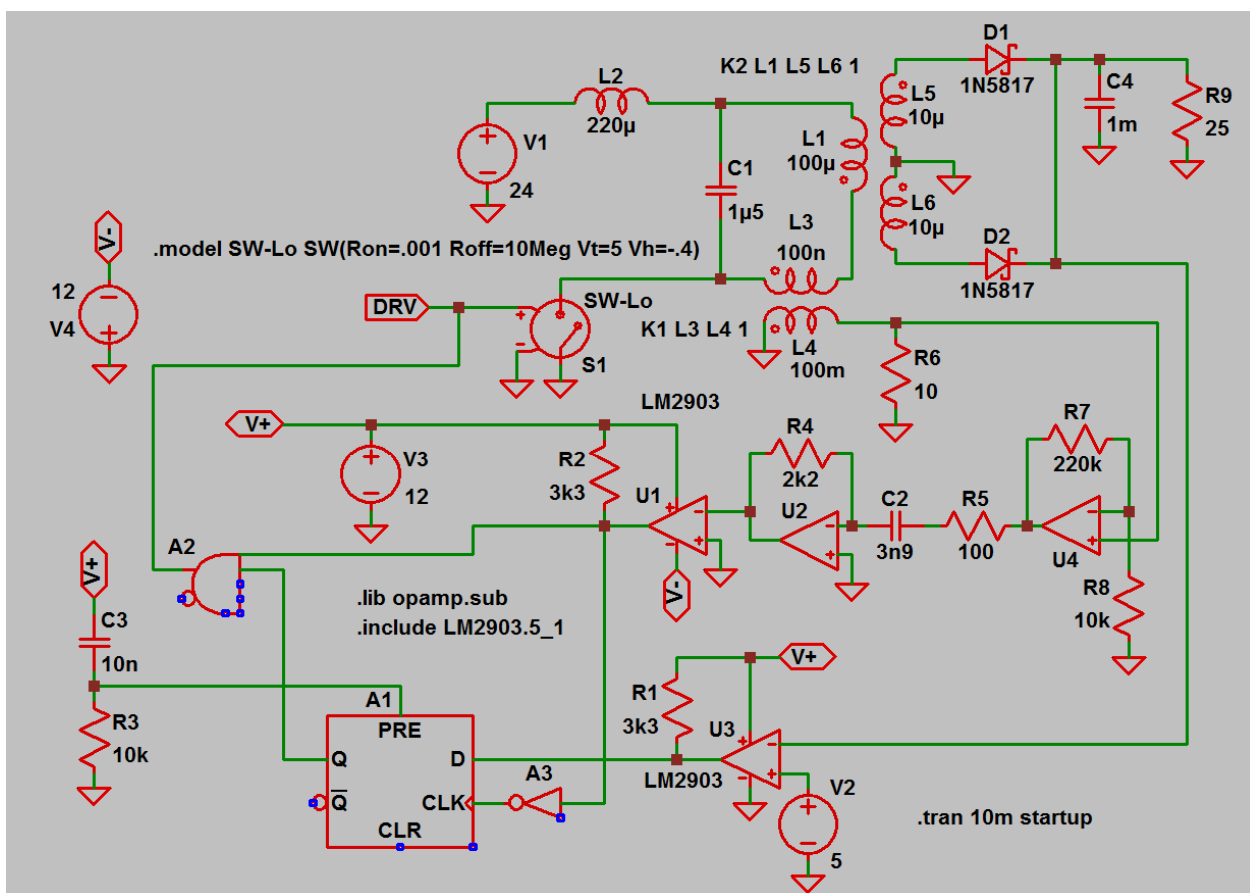


Obr. 19: Paralelní LC oscilátor s regulací proudu



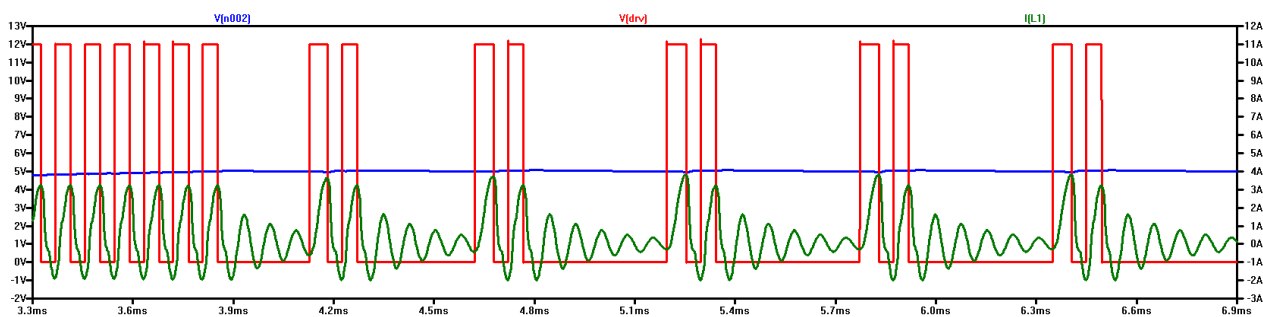
Obr. 20: Průběh proudu a řídicího napětí v paralelním LC oscilátoru s regulací proudu

Na obr. 19 vidíme, že jsme použili stejný princip regulace proudu jako v předchozím případě. Opět máme klopný obvod A1, do něhož se zapisuje logická hodnota o překročení maximálního proudu, a hradlo, které ovládá spínač S1. Do klopného obvodu se zapisuje kladnou hranou na vstupu CLK v okamžiku amplitudy proudu. Pokud je maximální proud překročen, na vstupu D klopného obvodu A1 je log. 0 a po příchodu kladné hrany na hodinový vstup se na výstupu Q klopného obvodu objeví log. 0 a hradlo A2 se zablokuje. Na obr. 20 máme zobrazen průběh proudu (zelená) a řídicího napětí (červená) v obvodu podle obr. 19.



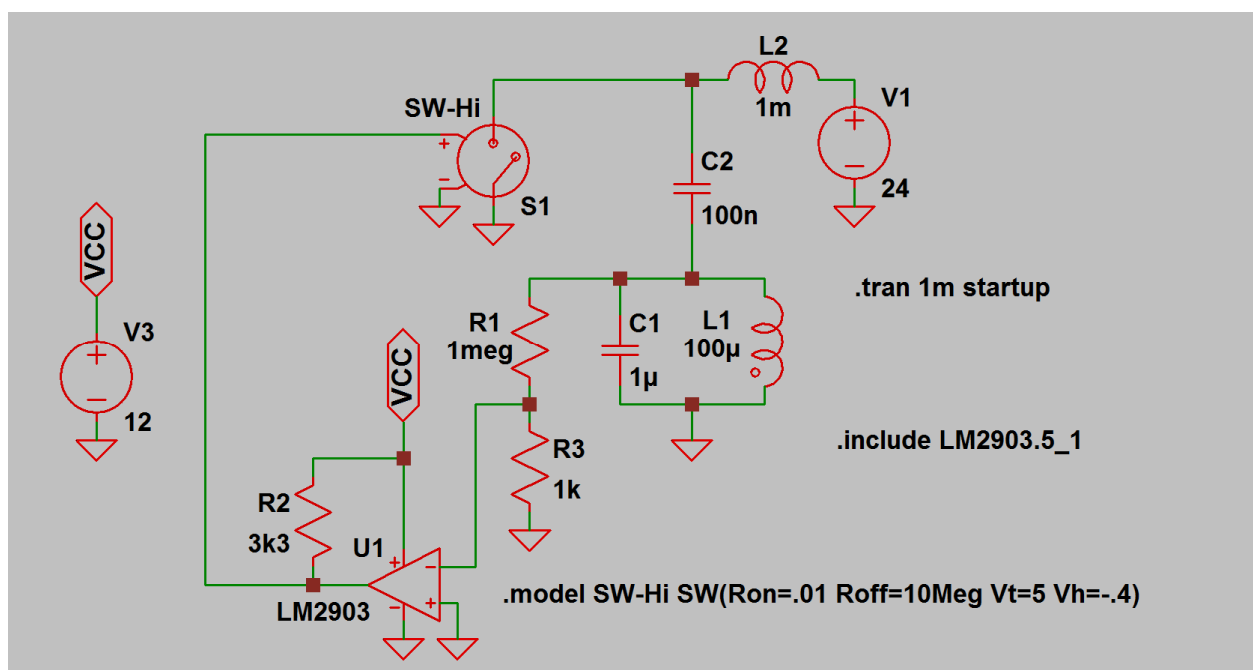
Obr. 21: Rezonanční měnič s paralelním LC obvodem

Rezonanční měnič s paralelním LC obvodem na obr. 21 má nevýhodu, že je nutné optimalizovat součástky derivátoru U2 pro danou frekvenci. Nastavení derivátoru je obtížnější s rostoucí frekvencí. Také musí být zvolen větší filtrační kondenzátor, aby se potlačilo zvlnění výstupního napětí. Na dalším obrázku máme průběhy důležitých veličin měniče na obr. 21: zelená = proud obvodem L1,C1; modrá = výstupní napětí; a červená = řídicí napětí spínače S1.

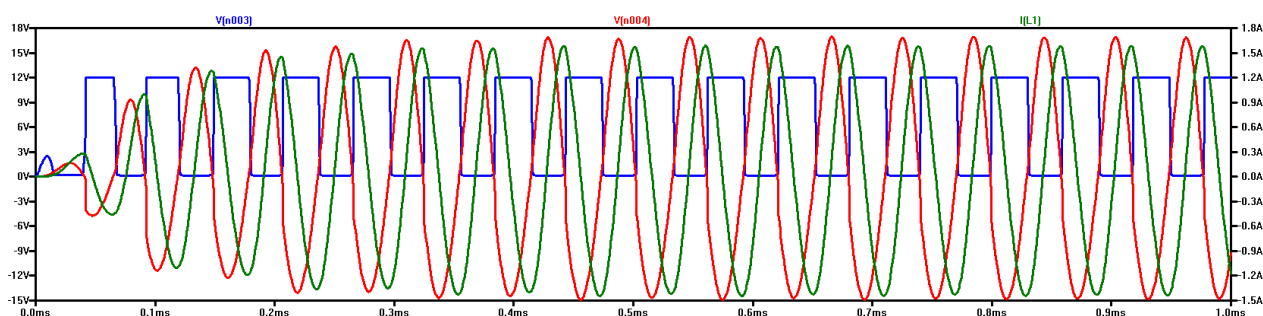


Obr. 22: Průběhy proudu a napětí v rezonančním měniči podle obr. 21

Nyní se pokusíme výše popsanou nevýhodu odstranit, tj. musíme odstranit nutnost použití derivátoru. Účelem derivátoru je posun fáze o 90° . Když budeme spínač řídit přímo od napětí na rezonančním obvodu (nikoli od proudu), zbavíme se nejen derivátoru, ale i snímače proudu. Přitom můžeme použít dolní spínač, jak můžeme vidět na obr. 23. Spínač je zapojen mezi cívku L_2 a kondenzátor C_2 a je ovládán komparátorem U_1 v závislosti na polaritě napětí na paralelním LC obvodu tvořeným prvky L_1 , C_1 . Pro volbu hodnot prvků L_2 a C_2 by měl platit přibližně následující vztah: $L_1 \cdot C_2 \approx L_2 \cdot C_1$. Obecně platí, že čím větší je kapacita C_2 a menší indukčnost L_2 , tím poteče obvodem L_1 , C_1 větší proud. Pro správnou funkci oscilátoru by mělo přibližně platit: $C_2 \approx 1/10 \cdot C_1$ a $L_2 \approx 10 \cdot L_1$.



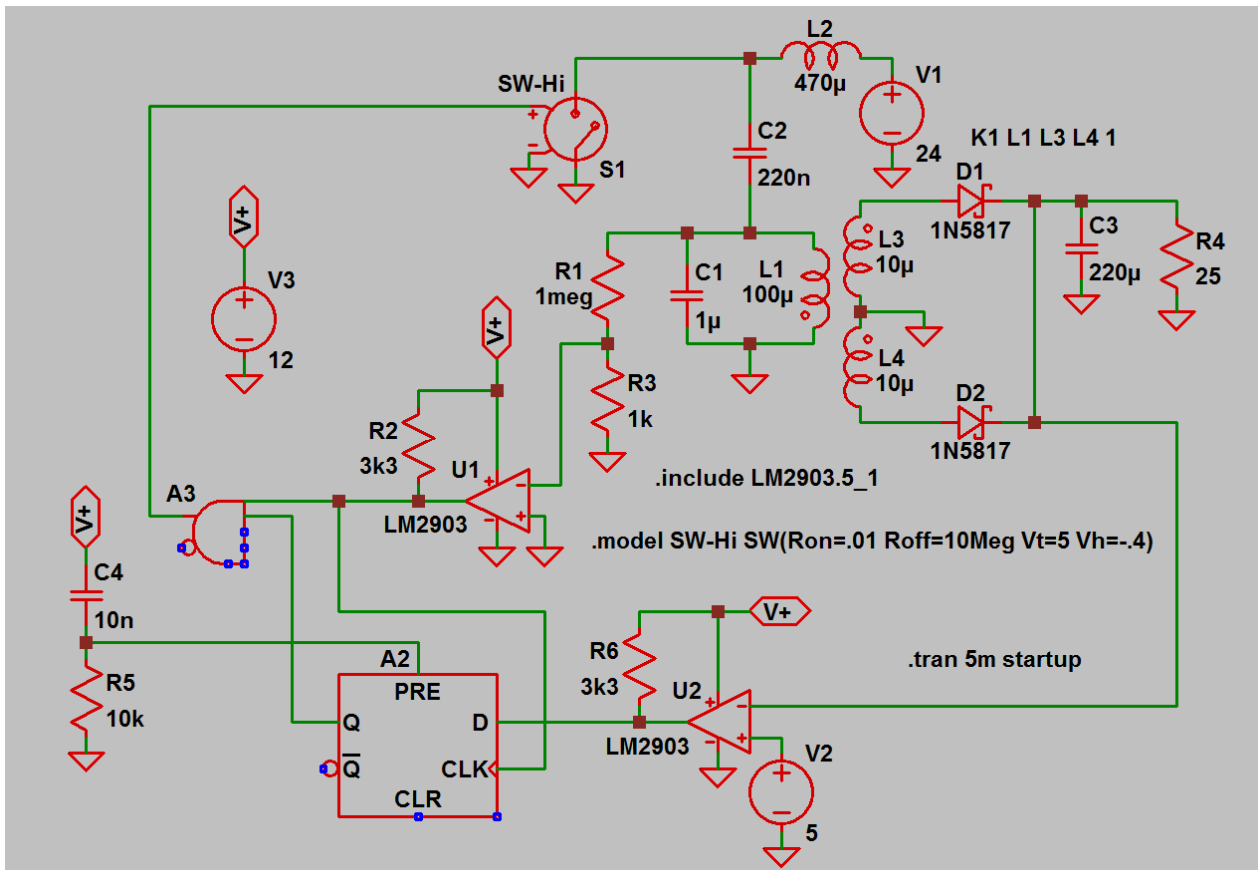
Obr. 23: Oscilátor s paralelním LC obvodem – verze 2



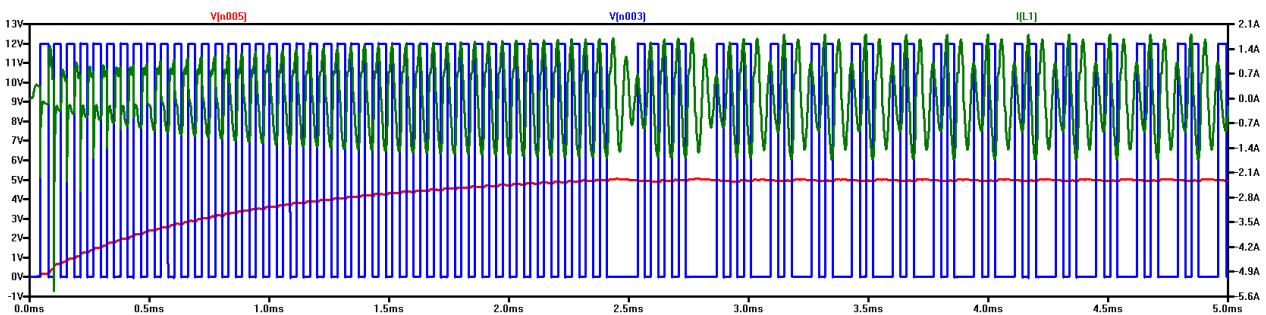
Obr. 24: Průběhy proudu a napětí v oscilátoru podle obr. 23

Na obr. 24 najdeme průběhy veličin oscilátoru z obr. 23: zelená = proud obvodem L1, C1; modrá = řídicí napětí pro spínač S1; a červená = napětí na kondenzátoru C1 a cívce L1.

Z obr. 25 je zřejmé, že toto zapojení rezonančního měniče je podstatně jednodušší než zapojení na obr. 21. Na obr. 26 potom vidíme, že toto zapojení rezonančního měniče funguje přinejmenším stejně dobře jako měnič na obr. 21.



Obr. 25: Rezonanční měnič s paralelním LC obvodem – verze 2



Obr. 26: Průběhy proudu a napětí v rezonančním měniči podle obr. 25