

Návrh rezonančního řízení jednofázového motoru

(c) Ing. Ladislav Kopecký, červen 2015

V tomto článku si na příkladu reálného indukčního jednofázového motoru ukážeme několik způsobů, jak jej můžeme rezonančně řídit. Předpokládejme, že máme jednofázový motor s kotvou nakrátko, u něhož je točivého magnetického pole dosaženo pomocí závitu nakrátko.

Nejdříve zjistíme jeho parametry pro simulaci. Činný odpor vinutí je $R = 34\Omega$. Dále jsme změřili napětí sítě: $U = 235\text{VAC}$ a proud protékající vinutím: $I = 0,5\text{A}$. Nejdříve vypočítáme impedanci $Z = U/I = 235/0,5 = 470\Omega$. Pro impedanci Z cívky, připojené ke střídavému zdroji napětí, platí vztah

$$Z^2 = R^2 + X_L^2 \quad (1)$$

kde R je činný odpor cívky a X_L je induktivní reaktance, pro kterou platí

$$X_L = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (2)$$

kde ω je úhlová rychlost, f je frekvence a L je indukčnost cívky.

Z rovnice (1) nejdříve vypočítáme induktivní reaktanci:

$$X_L = \sqrt{Z^2 - R^2} = \sqrt{470^2 - 34^2} = 468,77\Omega$$

Indukčnost L vypočítáme podle (2):

$$L = X_L / \omega = 468,77 / (2 \cdot \pi \cdot 50) = 468,77 / 314,159 = 1,492\text{H}$$

Nyní určíme kapacitu kondenzátoru C tak, aby došlo k rezonanci při frekvenci sítě $f = 50\text{Hz}$, jestliže cívku motoru v sérii s kondenzátorem připojíme k síti.

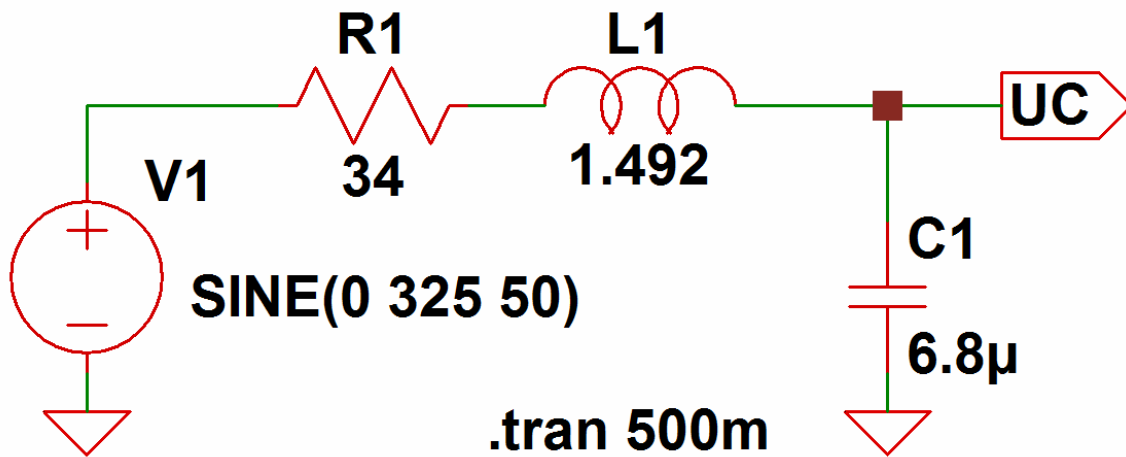
Pro rezonanci platí následující rovnice

$$L \cdot C = 1 / \omega^2 \quad (3)$$

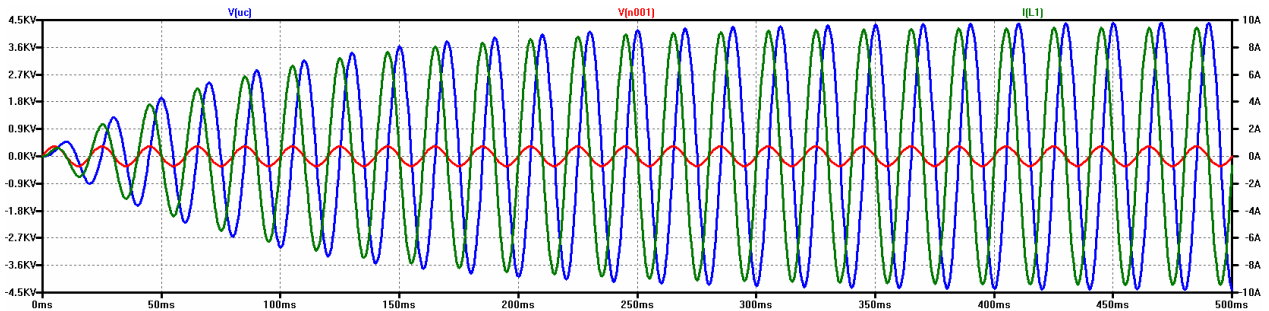
Odtud

$$C = 1 / (\omega^2 \cdot L) = 1 / ((2 \cdot \pi \cdot 50)^2 \cdot 1,492) = 6,79 \cdot 10^{-6}\text{F} = 6,79\mu\text{F}$$

Máme tedy určeny všechny parametry a můžeme se pustit do simulace. Nejdříve zjistíme, jak se motor bude chovat, když do série s vinutím motoru zapojíme kondenzátor o kapacitě $6,8\mu\text{F}$ a připojíme k síti. Schéma zapojení pro simulaci máme na obr. 1. $V1$ je zdroj napětí sinusového průběhu o frekvenci 50Hz a amplitudě $230 \cdot \sqrt{2} = 325\text{V}$. Na dalším obrázku vidíme výsledek simulace. Z obr. 2 je zřejmé, že kdybychom tento motor v sérii s rezonančním kondenzátorem připojili přímo k síti, došlo by pravděpodobně k jeho zničení. Ve skutečnosti by amplitudy proudu obvodem a napětí na kondenzátoru byly o něco nižší. Důvodem jsou ztráty vířivými proudy v magnetickém obvodu a závit nakrátko. Nyní náš model indukčního motoru trochu přiblížíme realitě. Uděláme to tak, že do obvodu přidáme druhou cívku $L2$, která bude indukčně svázaná s $L1$. K vývodům $L2$ připojíme rezistor $R2$, pomocí něhož budeme modelovat ztráty. Poznamenejme, že i tak model motoru má poměrně daleko k realitě (například proto, že indukčnost cívky s železným jádrem se mění s velikostí proudu), ale pro naše účely je dostatečná.

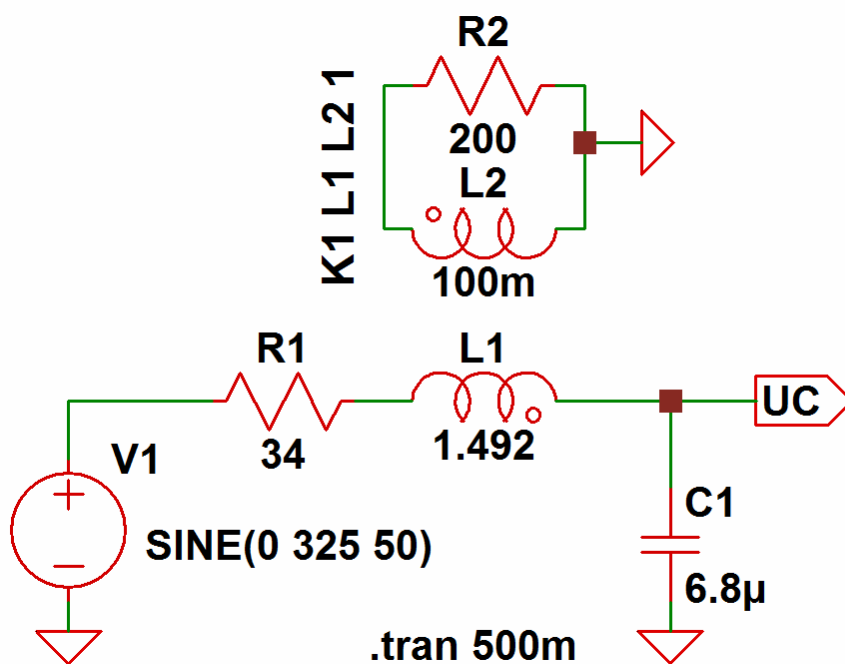


Obr. 1: Model jednofázového motoru s rezonančním kondenzátorem

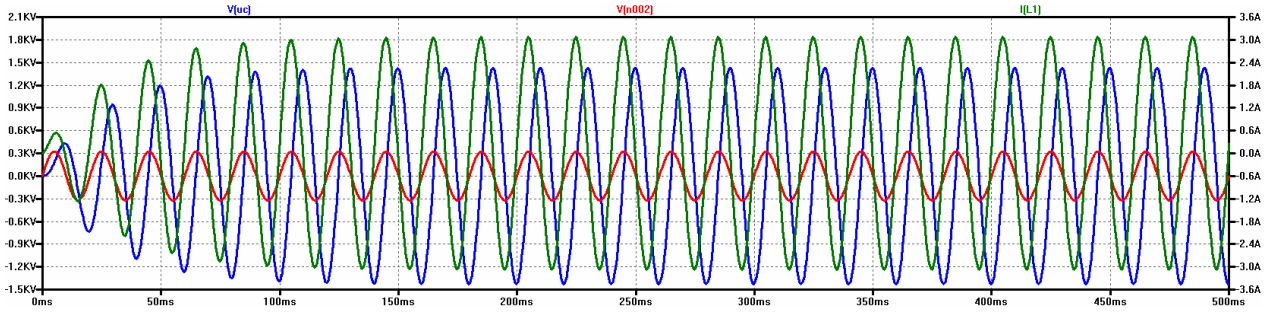


Obr. 2

Na obr. 3 máme zdokonalený model z obr. 1.



Obr. 3: Zdokonalený model motoru z obr. 1

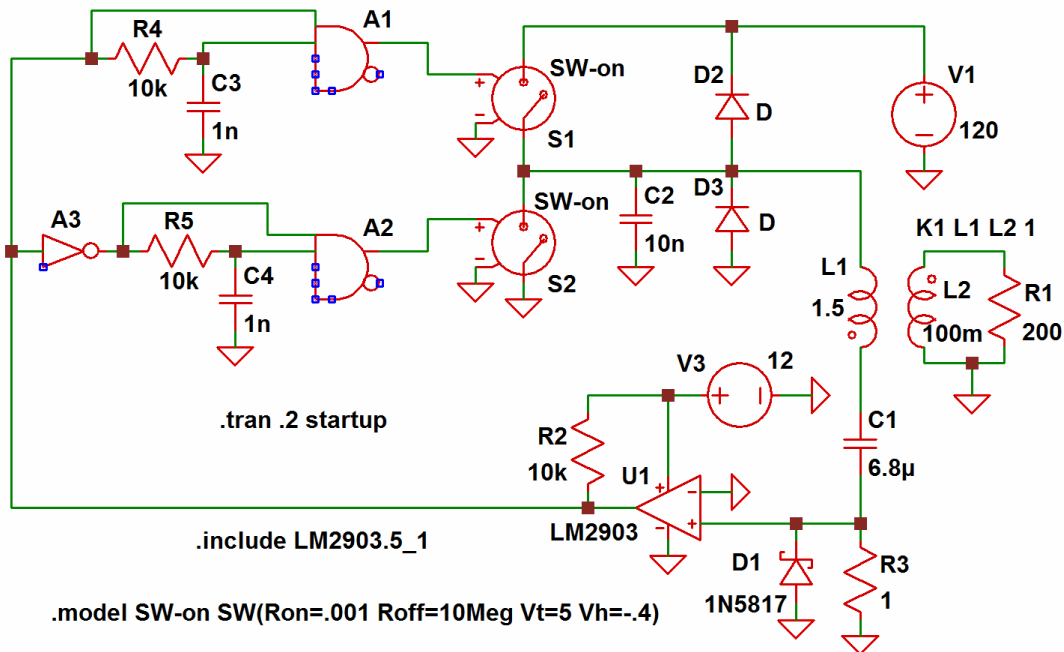


Obr. 4

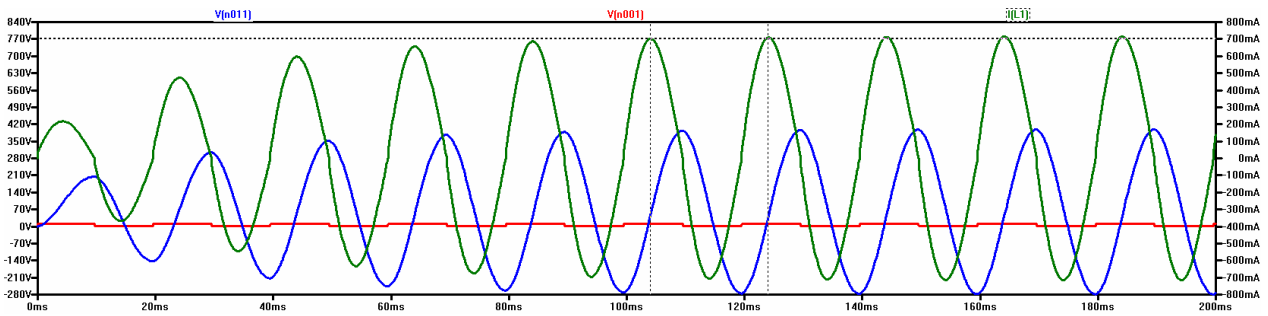
Porovnáme-li amplitudy proudů a napětí na obr. 2 a 4, vidíme, že vlivem ztrát představovaných rezistorem R2, amplitudy značně poklesly. Nicméně jsou stále o dost větší, než motor snese v běžném provozu. Chceme-li tedy motor rezonančně řídit, musíme zajistit, aby amplitudy proudu a napětí byly přibližně stejně velké jako při běžném provozu motoru napájeného ze sítě. K řešení tohoto problému můžeme přistupovat dvěma způsoby:

- 1) Snížením napájecího napětí
- 2) Regulací proudu pomocí elektroniky

První způsob je jednodušší, proto začneme s ním.

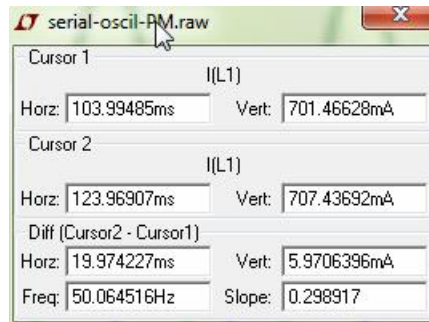


Obr. 5: Rezonanční řízení se snížením napájecího napětí



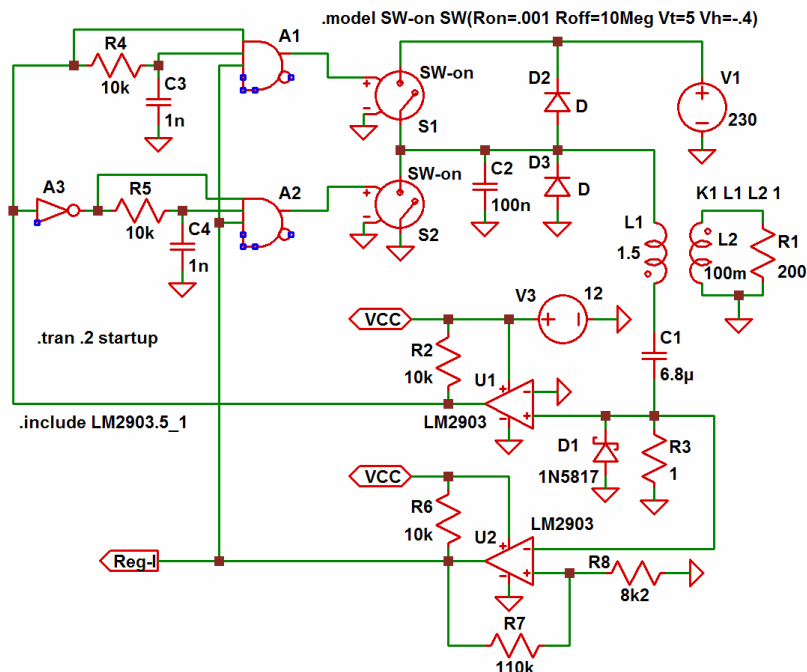
Obr. 6

Na obr. 5 máme schéma zapojení pro simulaci rezonančního řízení se sníženým napájecím napětím. Napětí napájecího stejnosměrného zdroje bylo sníženo experimentálně tak, aby amplituda proudu rez. obvodem byla rovna hodnotě $0,5 \cdot \sqrt{2} = 0,707A$. Hradla A1 a A2, spolu s RC členy zajišťují tzv. „dead time“, tj. časovou prodlevu mezi vypnutím jednoho spínače a zapnutím druhého spínače, aby se zabránilo současnému sepnutí obou spínačů S1 a S2, což by způsobilo zkrat. Na obr. 7 vidíme, že obvod kmitá s frekvencí téměř přesně 50Hz a amplituda proudu je velmi blízko hodnotě 0,707A.

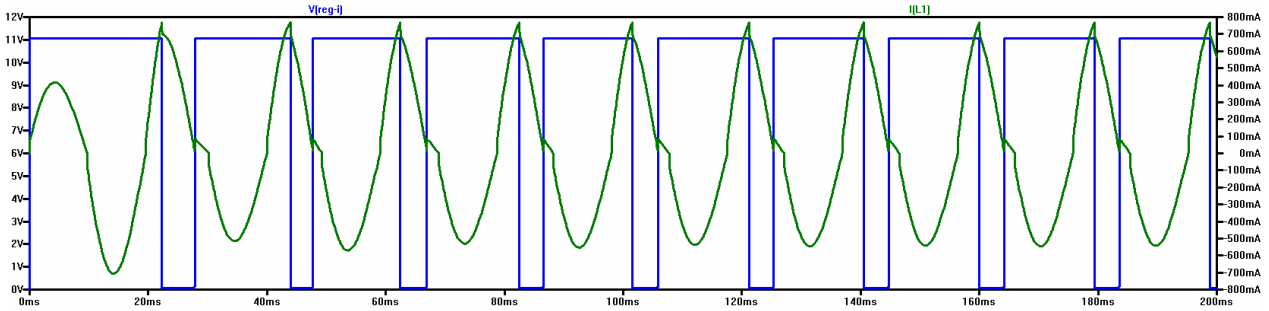


Obr. 7

Nyní obvod na obr. 5 zdokonalíme tak, že přidáme regulaci proudu.



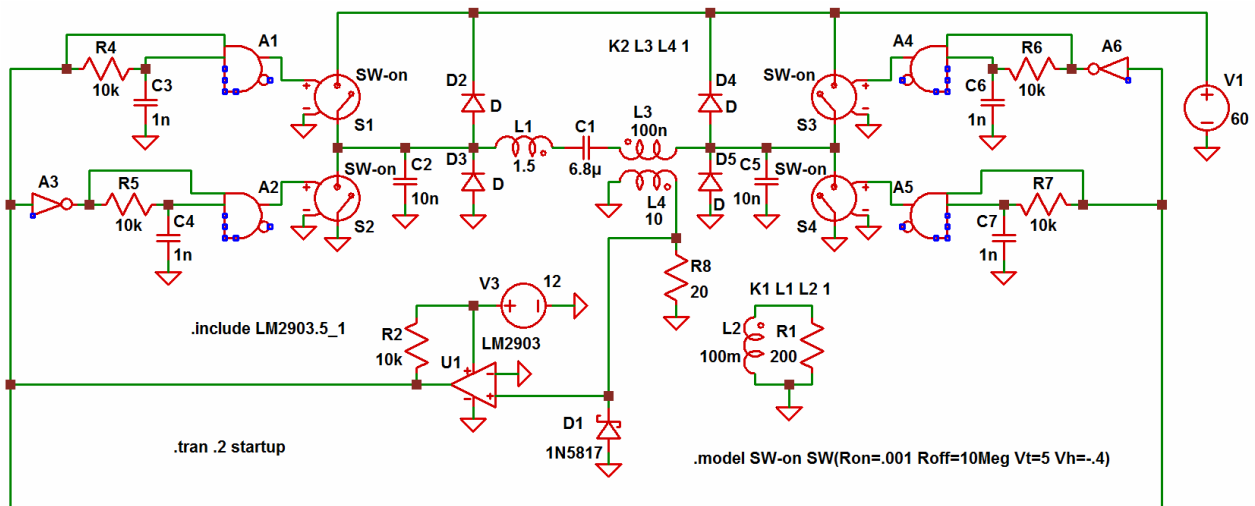
Obr. 8: Rezonanční řízení s jednoduchou regulací proudu



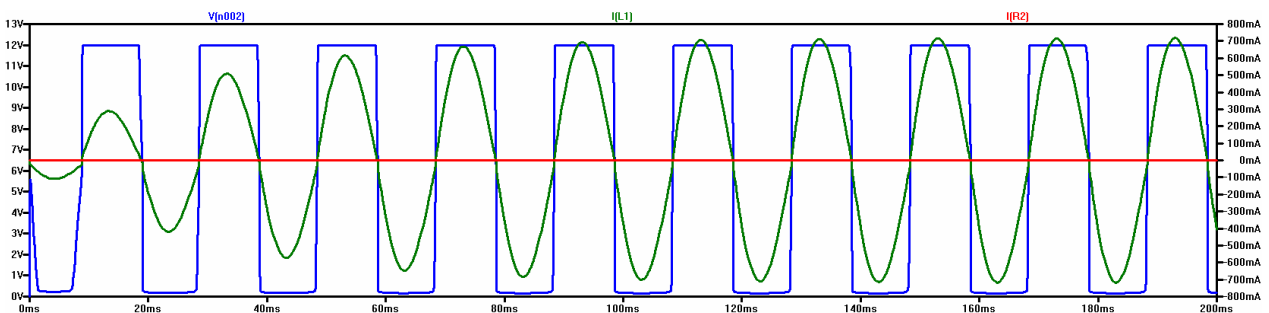
Obr. 9

Na obr. 8 máme zapojení s jednoduchou regulací proudu. Regulátor je tvořen komparátorem U2 s hysterezí. Ten funguje tak, že při určité kladné hodnotě na jeho vstupu (-) dojde k překlopení komparátoru, čímž se zablokuje hradla A1 a A2, což má za následek rozepnutí obou spínačů S1 a S2. K odblokování spínačů (vlivem překlopení komparátoru do klidové polohy) dojde při průchodu proudu nulou po dokončení kladné půlvlny. Z obr. 9 je zřejmé, že vlivem regulace proudu došlo ke zkreslení kladné půlvlny proudu. Dále si můžete všimnout, že kladná amplituda je větší než záporná.

Nyní přejdeme k celomůstkovému rezonančnímu řízení. Začneme opět nejjednodušším případem s regulací proudu sníženým napájecím napětím.



Obr. 10: Rezonanční řízení s H-můstkem

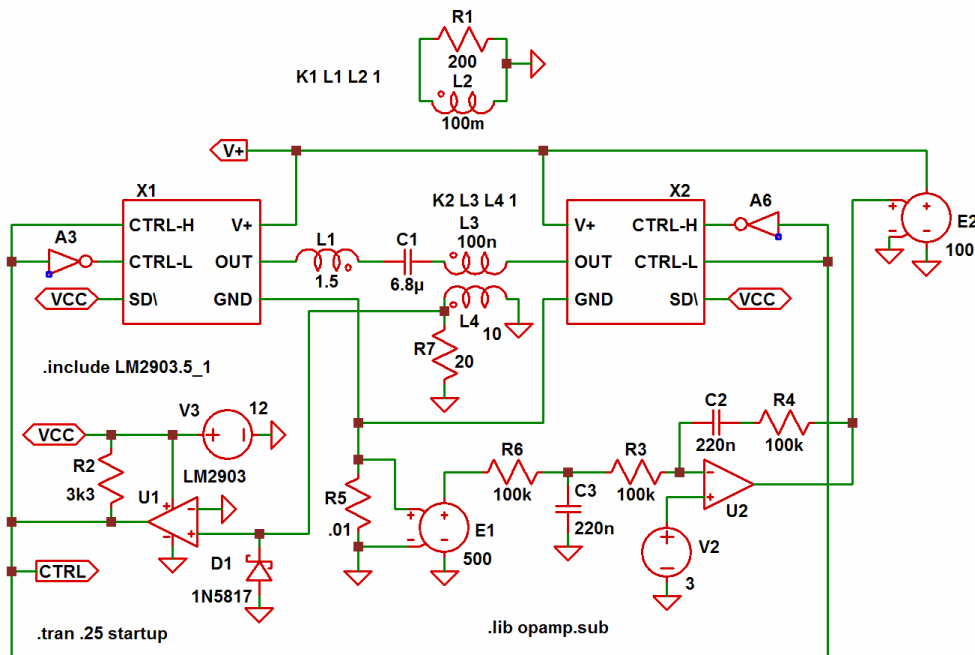


Obr. 11

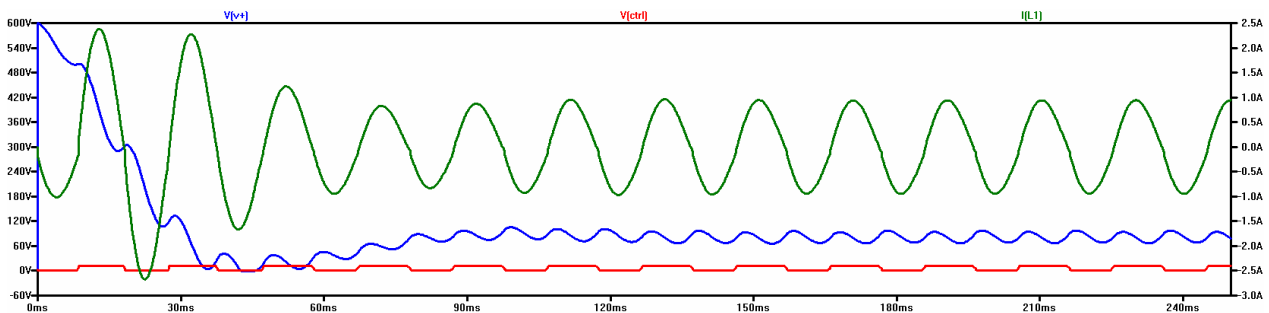
Na obr. 10 si můžete všimnout, že přibyla druhá dvojice spínačů (S3, S4), které spínají opačně oproti spínačům S1, S2. Odpor pro snímání proudu v rezonančním obvodu byl nahrazen měřicím transformátorem proudu. Převodní poměr transformátoru by měl tím větší, čím menší proudy měříme. Dále je třeba zvolit optimální velikost odporu R8: Když bude příliš malý, bude příliš nízké napětí přivedené na vstup (+)

komparátoru. Když bude R8 příliš velký, bude velká chyba fáze a spínače S1 – S4 budou přepínat v nevhodném okamžiku, což se projeví nižší amplitudou proudu. Všimněte si, že pro dosažení jmenovitého proudu nám v případě celomůstkového řízení stačilo poloviční napájecí napětí, což není překvapivé.

Při rezonančním řízení indukčního motoru dochází k zajímavému jevu. Když mechanicky zatížíme standardně provozovaný motor, tak se zvýší jeho odběr. U rezonančně řízeného motoru tomu je naopak: při zatížení klesne proud. Pokud tedy chceme motor s proměnlivou zátěží rezonančně řídit, musíme nějakým způsobem regulovat proud. Jelikož se zvyšováním zátěže klesá činitel jakosti rezonančního obvodu, jeví se jako nejlepší regulovat proud změnou velikosti napájecího napětí. Na obr. 12 máme příklad, jak to lze technicky provést. Máme zde snímač proudu (R5, E1), PI regulátor (U2, V2 a další součástky) a zdroj řízený napětím E2. Na obr. 13 se můžete přesvědčit, že toto zapojení funguje.

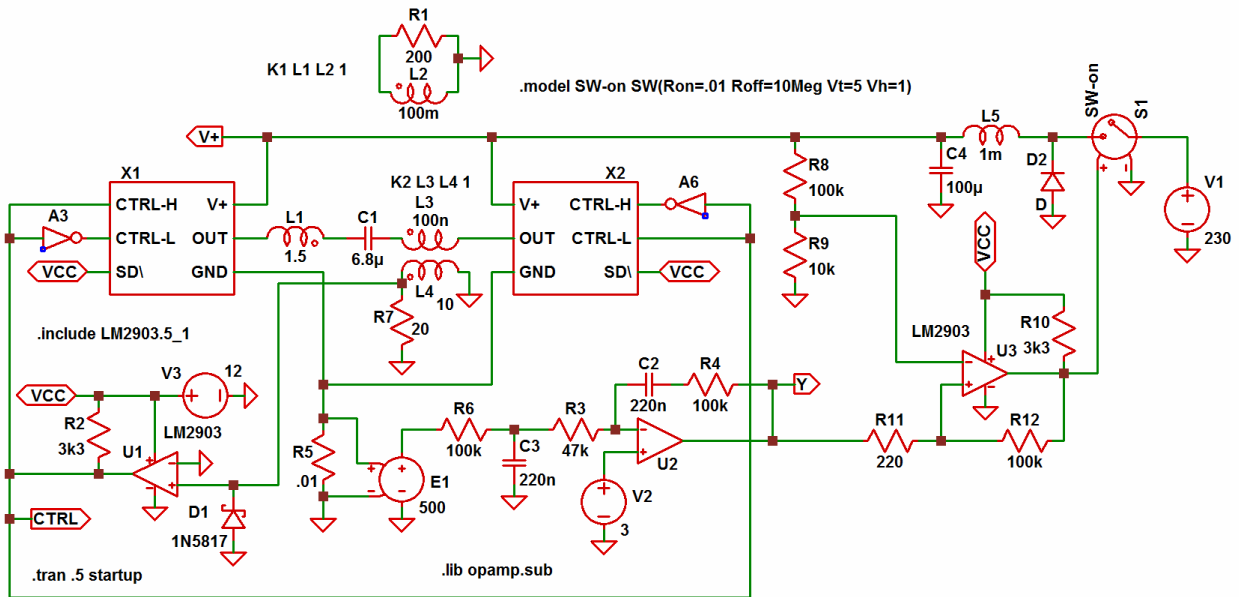


Obr. 12: Rezonanční řízení s regulací proudu změnou napájecího napětí

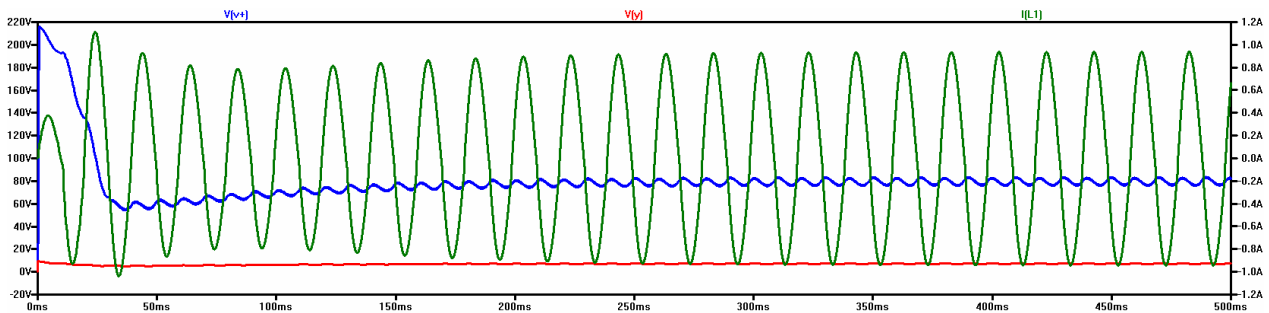


Obr. 13

Je však třeba si uvědomit, že zdroj E2 je ideální, tj. nereálná součástka. V praxi by se tato regulace musela realizovat jinak. Například tak, že E2 nahradíme snižujícím měničem. Jak by to mohlo vypadat, ukazuje obr. 14. Na obr. 15 máme výsledek simulace, který dokazuje, že by to v reálu mohlo fungovat. Snižující měnič má klasickou topologii. Výstupní napětí je řízeno pomocí napětíového děliče R8, R9 a komparátoru U3. Referenční napětí je tvořeno výstupem Y PI-regulátoru.



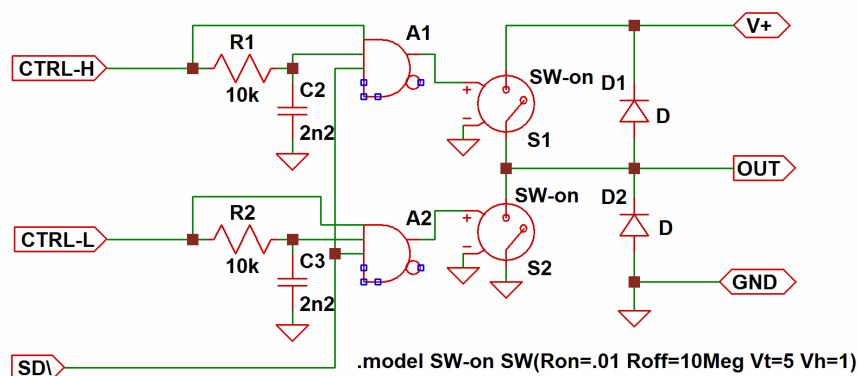
Obr. 14: Rezonanční řízení s regulací proudu změnou napájecího napětí – verze II



Obr. 15

V mnoha případech se však bez automatické regulace proudu obejdeme a vystačíme s pevným nastavením proudu pomocí změny napájecího napětí. Pro regulaci napětí můžeme použít běžný snižující měnič, jaký můžeme vidět na obr. 14.

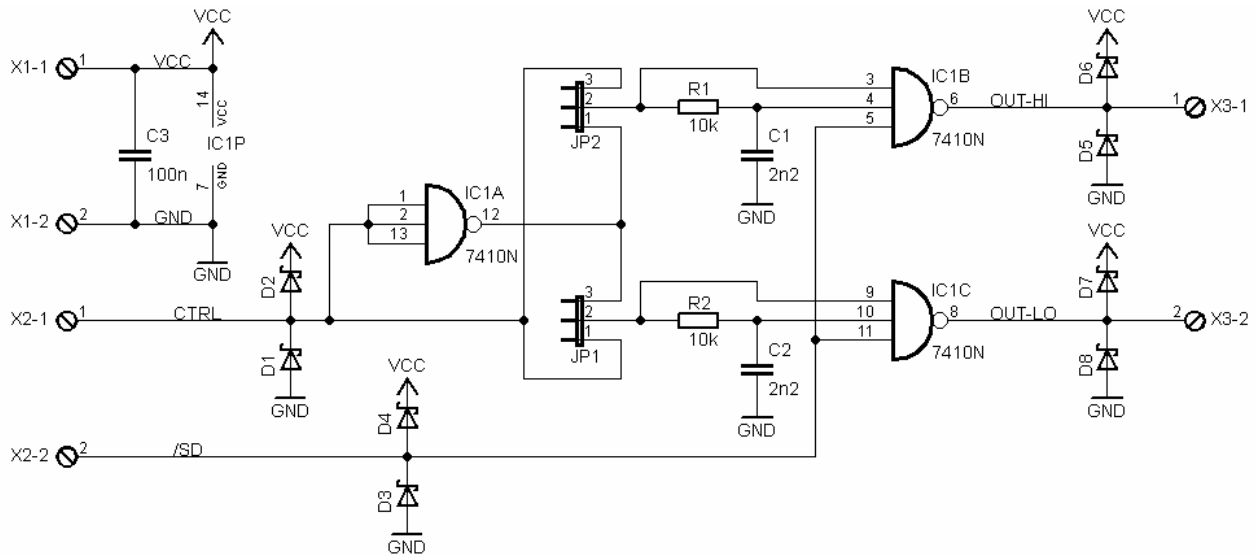
Dále se zaměříme na realizaci jednotlivých prvků rezonačního řízení. Začneme bloky X1, X2. Vnitřní zapojení bloku elektronického přepínače máme na obr. 16.



Obr. 16: Elektronický přepínač

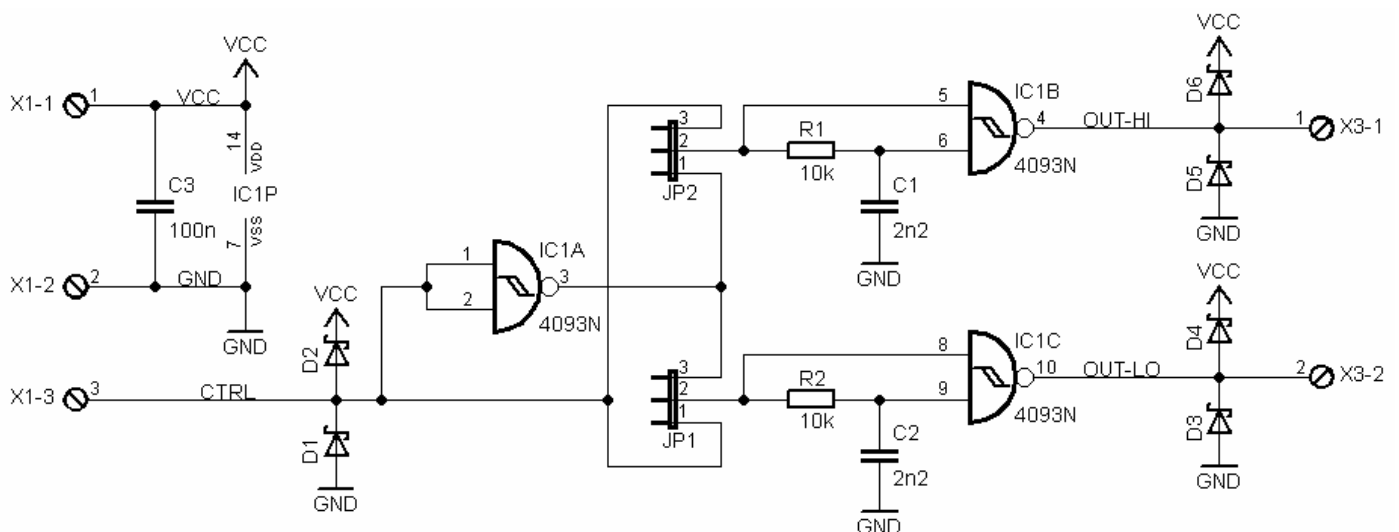
Hradla A1, A2 plní dvojí funkci: Za prvé ve spolupráci s RC členem realizují zpoždění, za druhé umožňují blokování obou spínačů S1, S2 pomocí vstupu SD\ (shut down). Spínače S1, S2 jsou opět ideální prvky, které budeme realizovat pomocí tranzistorů typu N-MOS.

Než se pustíme do navrhování vlastních elektronických spínačů, navrheme řídicí logiku elektronického přepínače se zpožďovací členy. Je výhodné použít hradla NAND, protože třetí hradlo poslouží jako invertor (viz A3, A6 na obr. 14).



Obr. 17: Řídicí logika elektronického přepínače

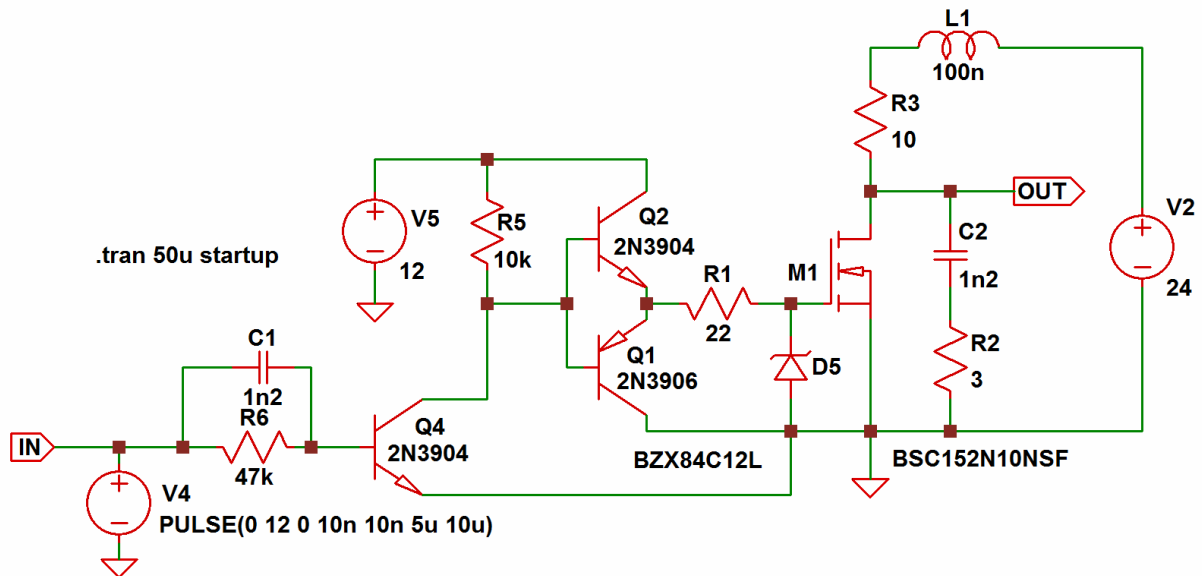
Na obr. 17 máme příklad zapojení řídicí logiky přepínače s TTL logikou. Jumpery JP1, JP2 umožňují zvolit, který ze spínačů bude negovaný. Nevýhodou TTL logiky je to, že potřebuje napájecí napětí 5V s malou tolerancí, takže budeme potřebovat další stabilizátor napětí. Pokud chceme použít pro řízení pouze 12V, použijeme raději logický obvod z CMOS řady 40xx. Ekvivalentní třívstupové hradlo z této řady je 4023. (Upozornění: má jiné rozmístění vývodů než 7410!). Diody D1 až D8 jsou ochranné. Důležité jsou především u CMOSových obvodů, které jsou náchylné na průraz statickou elektřinou. Dá se namítnout, že vstup /SD je nadbytečný. Ano, jedná se o univerzální řešení, které v našem případě úplně nevyužijeme. Proto uvedeme ještě jedno řešení řídicí logiky spínačů:



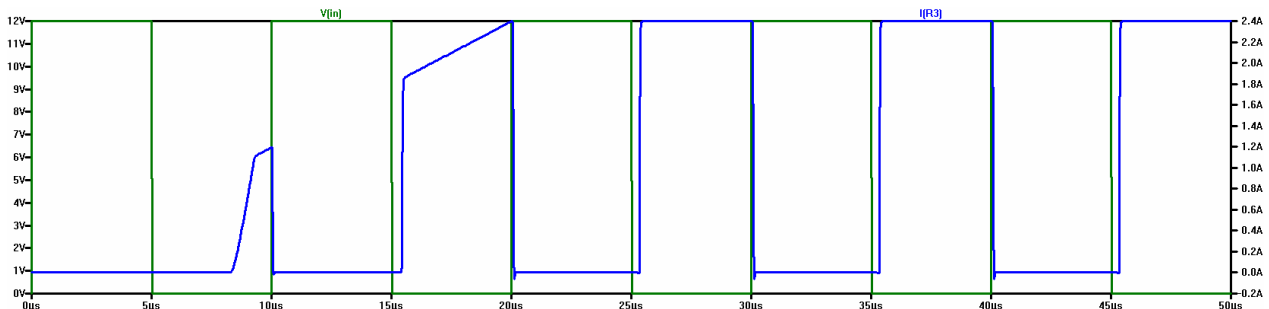
Obr. 18: Řídicí logika elektronického přepínače – verze II

V zapojení na obr. 18 je použit logický obvod 4093, který má na vstupech Schmittovy klopné obvody. To je v našem případě velmi vhodné, protože máme na vstupu signál s malou strmostí hran díky RC členu.

Nyní se již můžeme zabývat návrhem spínačů, neboť již víme, že aktivní budou při log. 0 na vstupu. Začneme dolním spínačem, který je jednodušší.

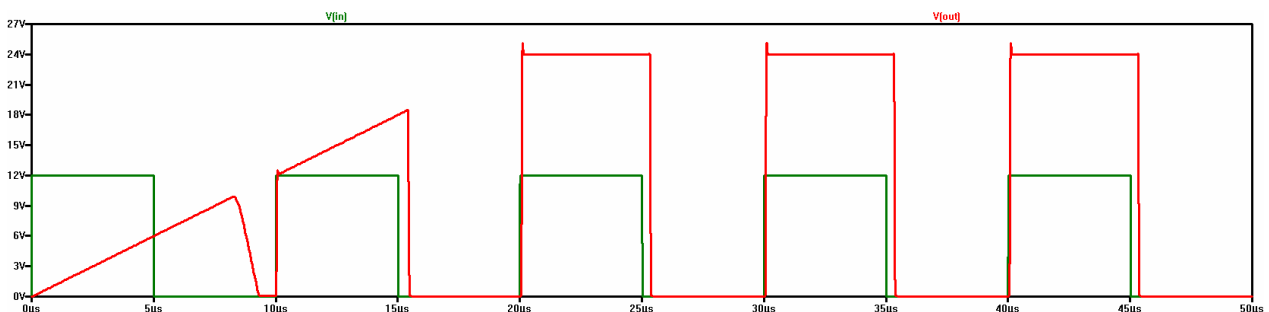


Obr. 18: Dolní spínač

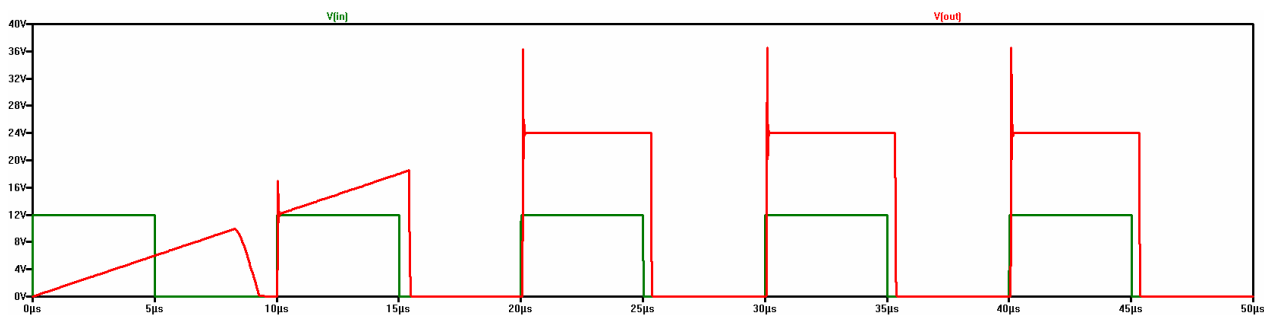


Obr. 19: Výsledek simulace dolního spínače

Na obr. 18 máme simulační schéma dolního spínače s odporovou zátěží a parazitní indukčností pro simulaci vedení. Tlumič RC člen (R2, C2) chrání tranzistor M1 před napěťovými špičkami vlivem parazitní indukčnosti. Hodnoty R2, C2 určíme experimentálně nebo výpočtem v závislosti na velikosti spínané zátěže, vlastnostech elektrického obvodu a parametrech tranzistoru M1. O funkci RC členu se můžeme přesvědčit na obr. 20, kde můžete porovnat napětí U_{out} s RC členem a bez RC členu:

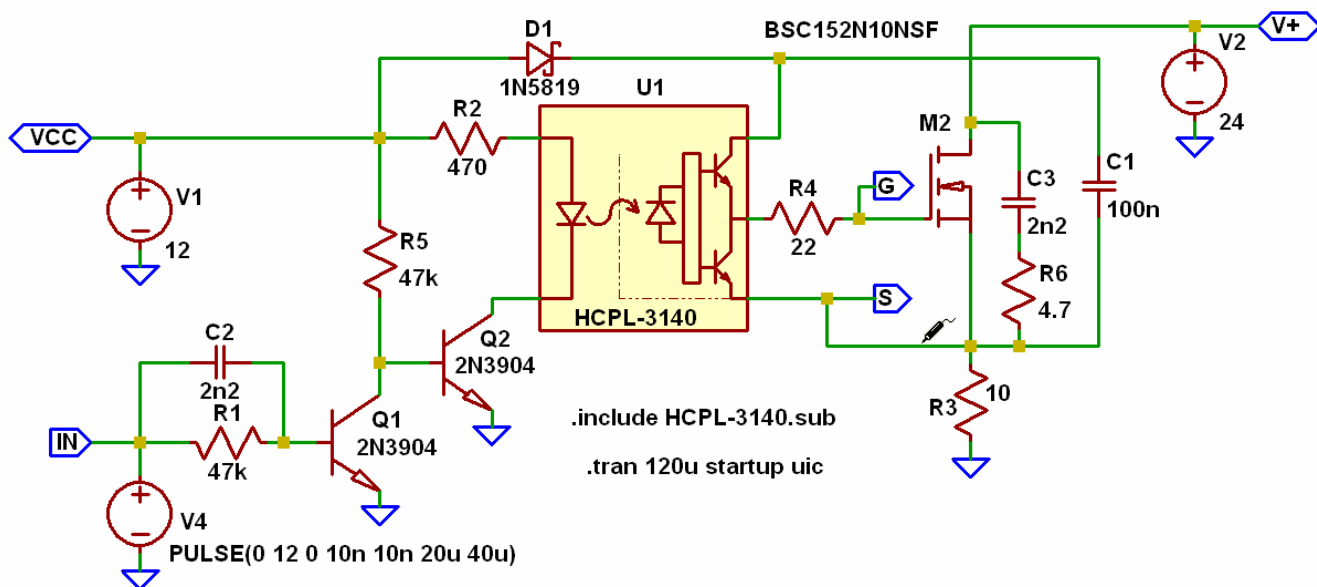


Obr. 20a: Napětí na spínači s RC členem

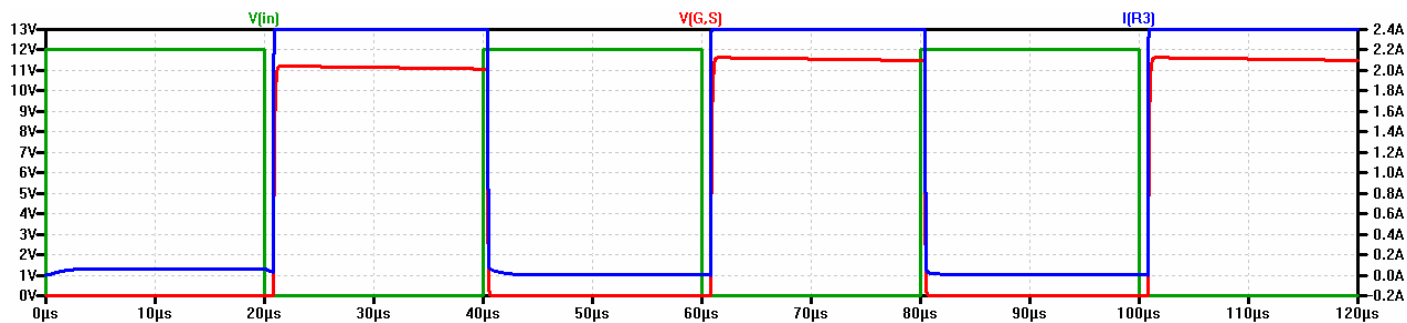


Obr. 20b: Napětí na spínači bez RC členu

Realizace horního spínače je složitější, protože musíme řešit rozdíl potenciálů mezi řídicí elektronikou a spínacím prvkem. Obvykle se tento problém řeší např. pomocí speciálního optočlenu jako je třeba TLP250 nebo HCPL3140. Napětí potřebné pro otevření MOSFETu získáme buď pomocí DC-DC měniče, nebo nábojové pumpy. Na obr. 21 máme příklad horního spínače s nábojovou pumpou, tvořenou diodou D1 a kondenzátorem C1.



Obr. 21: Horní spínač s optočlenem



Obr. 22