

RC snubber

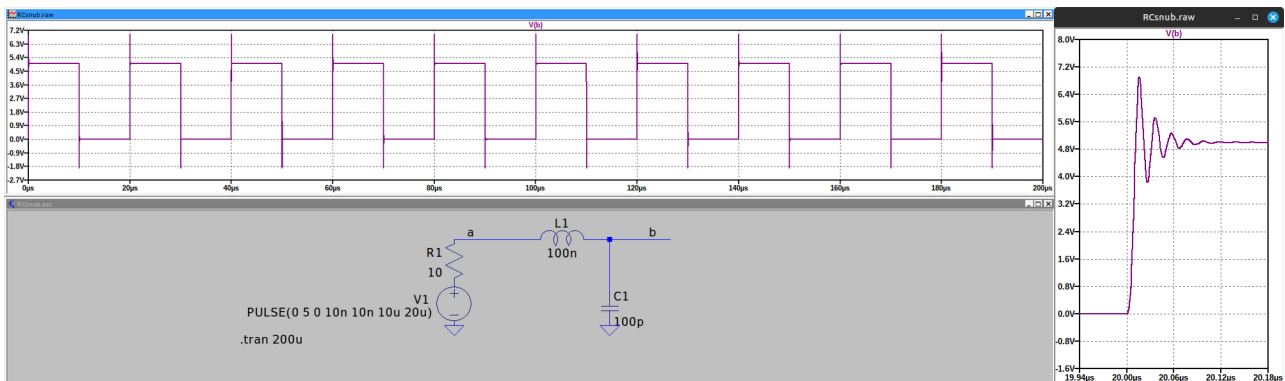
Ing. František Štefanec

Doporučuji předem přečíst dokument „Tlumené kmity v RLC obvodu obecně“.

RC snubber (útlumový článek) se používá v mnoha případech na zatlumení nechtěných rezonancí parazitních indukčností a kapacit vedoucím k zákmitům. Toto nám může vadit v mnoha případech a to hlavně ze dvou důvodů:

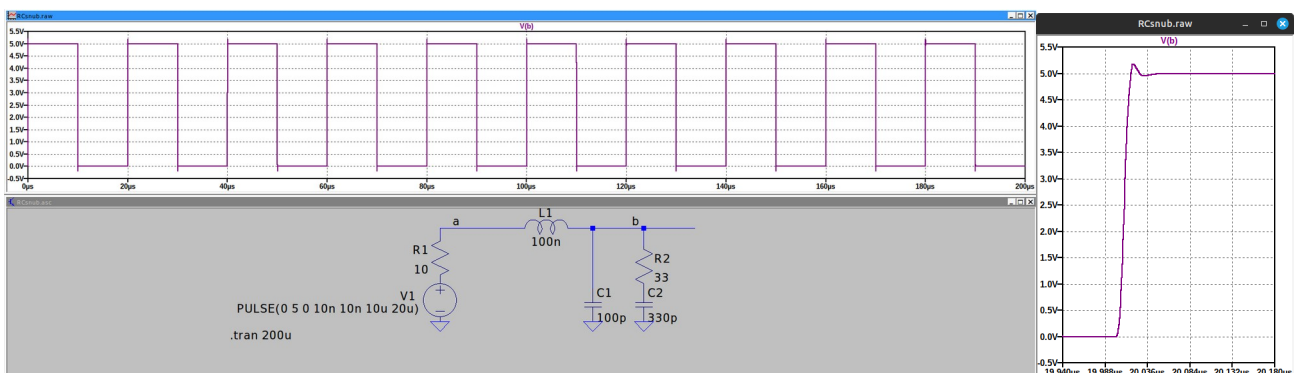
- EMI (electro-magnetic interference = elektromagnetické rušení),
- přepět'ové špičky namáhají součástky.

Zde si ukážeme jeho funkci na příkladu – představme si obvod, který má nízký výstupní odpor, respektive impedanci, dává na svém výstupu (uzel *a*) rychle se měnící napětí, poté přes nějakou nezanedbatelnou parazitní indukčnost (delší cestu, 100 nH odpovídá řádově 10 cm...) vede do obvodu, který má nezanedbatelnou parazitní vstupní kapacitu (uzel *b*), případně do nějaké součástky s nezanedbatelnou vstupní kapacitou – všimněte si v simulaci zákmitů:



Jak je ztlumit? Zvýšení hodnoty výstupního odporu nemusí přicházet v úvahu, pokud potřebujeme neztrácet zbytečně v klidovém stavu po konci přechodového děje – například uvnitř spínaných zdrojů, nechceme ztrácet zbytečně strmost signálu, atd. Přidání paralelního vstupního odporu opět způsobí zbytečné ztráty i v ustáleném/klidovém stavu.

Řešení – k jedné z parazitních součástek (v tomto případě bude vzhledem k fyzické realizaci smysluplnější zvolit kondenzátor) přidáme paralelně sériový RC článek:



Tyto dvě simulace odpovídají kapitole „Ukázka aplikace 1“ níže.

Jak zvolit hodnoty součástek?

1) Kondenzátor: Potřebujeme, aby kondenzátor ve snubberu „vedl“ dost dobře na to, aby dostatečně připojil ztlumovací rezistor k parazitní kapacitě. Čím bude vyšší kapacita, tím bude vyšší ztráta na rezistoru ve snubberu, ale i možnost lépe ztlumit nechtěné zákmity. Pro vysoké

frekvence, kdy se děj opakuje často (**např. pro spínané zdroje**), jako rozumný kompromis vychází $C_{SNUB} = 3 \cdot C_{PARAZIT}$. Výpočet je navíc pro tento poměr snadný.

2) Rezistor:

Jak určit hodnotu rezistoru? Neoptimální hodnota je problém na obě strany:

- Pokud bude příliš nízká, samotný kondenzátor snubberu bude schopný rezonovat s parazitní indukčností s $Q > 0,5$ (limit aperiodicity) v režimu sériového rezonančního obvodu.
- Pokud bude příliš vysoká, snubber nebude efektivní (nezatlumí zákmit v „paralelním režimu“).

Optimální hodnotu určíme nejprve určením charakteristické impedance parazitního LC obvodu, v tomto případě (zde zanedbáme již existující „tlumící“ vliv sériového odporu):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{PARAZIT}}{C_{PARAZIT}}} = \sqrt{\frac{100 \text{ nH}}{100 \text{ pF}}} = \sqrt{1000} \approx 31,6 \Omega$$

Dále s ní budeme pracovat dle zvoleného poměru C_{SNUB} a $C_{PARAZIT}$. Výpočet není úplně přímočarý pro obecný výpočet (doporučuji použít simulaci pro ověření), nicméně pro poměr 3:1 platí poměrně přímočarý výpočet, kdy se R_{SNUB} a Z_0 rovnají.

Ukázka aplikace 1 ($C_{SNUB} = 3 C_{PARAZIT}$, např. spínaný zdroj):

$$C_{SNUB} = 3 \cdot C_{PARAZIT} = 300 \text{ pF}; \quad R_{SNUB} = Z_0 = 31,6 \Omega$$

V simulaci byly zvoleny nejbližší hodnoty ze série E12.

V případě, že $C_{SNUB} \gg C_{PARAZIT}$ (řádově větší, alespoň 10x), pro analýzu samotného přechodového děje můžeme nahradit C_{SNUB} zkratem a spočítat Q pro paralelní režim ($C_{PARAZIT}$, $L_{PARAZIT}$) a sériový režim (C_{SNUB} , $L_{PARAZIT}$) bez příliš velké chyby výpočtu. Z charakteristické impedance následně odvodíme zpět min./max. hodnotu odporu (Q zvolíme 0,5 – mez aperiodicity):

$$Z_{0S} \approx \sqrt{\frac{L_{PARAZIT}}{C_{SNUB}}}; \quad Q_S \approx \frac{Z_{0S}}{R_{SNUB}} \rightarrow R_{SNUB1} \approx \frac{Z_{0S}}{0,5} \quad \text{a} \quad Z_{0P} \approx \sqrt{\frac{L_{PARAZIT}}{C_{PARAZIT}}}; \quad Q_P \approx \frac{R_{SNUB}}{Z_P} \rightarrow R_{SNUB2} \approx \frac{0,5}{Z_{0P}}$$

Vychází-li $R_{SNUB1} < R_{SNUB2}$, nezvolili jsme vhodné hodnoty součástek a výpočet bude velmi nepřesný. Počáteční hodnotu před doladěním zvolme jako geometrický průměr: $R_{SNUB} = \sqrt{R_{SNUB1} \cdot R_{SNUB2}}$, či mírně nižší.

Ve spínaných zdrojích najdeme často tyto snubbery aplikované paralelně k součástkám (paralelně ke drainu a source spínacích MOSFETů, paralelně k diodám, atd).

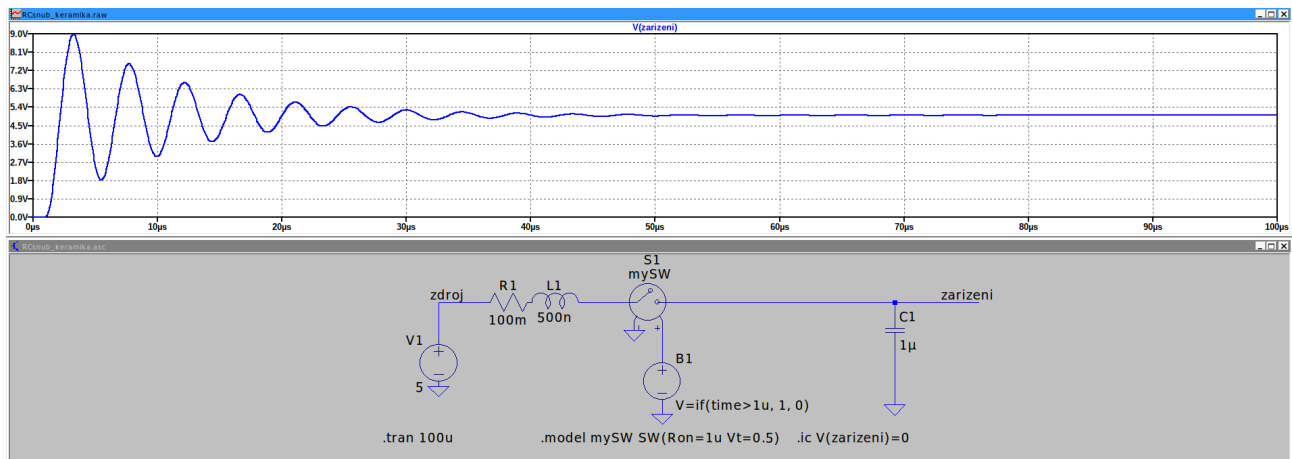
Ukázka aplikace 2 (keramický kondenzátor na vstupu desky):

Keramické kondenzátory mají velice nízké ESR a ESL (sériový parazitní odpor a indukčnost). Hodí se tedy jako blokovací kondenzátory, kdy jsou pro vysoké frekvence téměř zkrat. Použít ale keramický kondenzátor jako jediný na vstupu desky je ale riskantní, protože při připojení kabelu zapnutého zdroje s velkou výstupní kapacitou za běhu dojde k rezonanci indukčnosti kabelu s keramickými kondenzátory. V tomto případě ale kapacita není parazitní, byť výpočet bude stejný.

Uvažujme 5 V zdroj, cca 1-metrový kabel je namodelován rezistorem R1 a induktorem L1 (uvažován hrubý odhad 500 nH/m). R1 modeluje i výstupní odpor zdroje. Odpor kabelu (odpor „zdroje“ obecně) i parazitní vlastnosti součástek ale tento výpočet zanedbává!

ESR/ESL kondenzátoru jsou zde zanedbány i v simulaci, u běžného 1 uF keramického kondenzátoru budou řádově větší než u zde zvoleného „kabelu“. Stejně tak konektor bude mít určitý odpor, což je zde také zanedbáno.

Simulace bez snubberu:



V simulaci jsou direktivy `.model` a `.ic` použity pro nadefinování virtuálního spínače (jeho odporu a prahového napětí) a počátečních podmínek v simulaci (aby byl kondenzátor na začátku simulace vybitý).

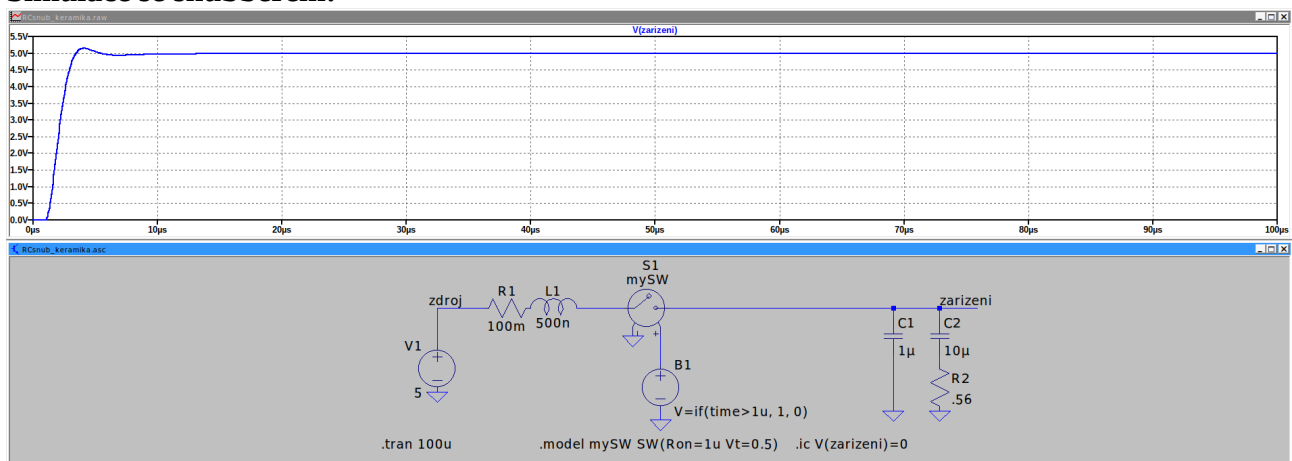
Všimněte si překmitu napětí až na hodnotu 9 V při napájení ze zdroje 5 V. Toto představuje poměrně značné riziko poškození citlivých součástek (v praxi jsem se s tímto jevem setkal v podobné míře). Ačkoliv lze použít přepětíovou ochranu jako např. transil, je vhodné se na ní v tomto případě nespolehat, protože sama o sobě musí být zvolena na vyšší napětí než nejvyšší provozní vstupní napětí, nemá dokonale strmou charakteristiku, atd.

Zvolme tedy další kondenzátor například 10x větší (10 μF). Poté odhadněme:

$$Z_{0S} \approx \sqrt{\frac{500 \text{ nH}}{10 \mu \text{ F}}} \approx 0,223 \Omega \rightarrow R_{SNUB1} \approx 0,447 \Omega \text{ a } Z_{0P} \approx \sqrt{\frac{500 \text{ nH}}{1 \mu \text{ F}}} \approx 0,707 \Omega \rightarrow R_{SNUB2} \approx 0,707 \Omega$$

Zvolme $R_{SNUB} = \sqrt{R_{SNUB1} \cdot R_{SNUB2}} \approx 0,562 \Omega$ a nejbližší běžně vyráběnou hodnotu (0,56 Ω). Při zohlednění samotného ESR kondenzátoru a poznámky o mírně nižší hodnotě by bylo možné v praxi zvolit spíše 0,47 Ω.

Simulace se snubberem:



Výsledek simulace je dostatečně vypovídající...

V praxi často lze místo dalšího keramického kondenzátoru s rezistorem použít elektrolytický kondenzátor bez rezistoru – jeho vyšší ESR se postará o ztlumení zákmitů. Toto funguje typicky pro kapacity elektrolytického kondenzátoru alespoň 10x vyšší (pro Low-ESR typy 20-30x), ale samozřejmě je lepší použít exaktní (či alespoň exaktnější) řešení.

Tento problém (zákmity kvůli nízkému ESL/ESR) mohou kromě keramických kondenzátorů způsobovat i fóliové či polymerové kondenzátory.

Ukázka aplikace 3 (usměrňovač):

Uvažujme typický usměrňovač s filtrací. Při uzavření diod může dojít k rezonanci jejich parazitní kapacity (případně parazitní kapacity vinutí a dalších částí obvodu) s rozptylovou indukčností vinutí. Jak moc se tento jev projeví závisí i na charakteristice zotavení diod. Toto je důvod, proč např. v audio technice bývají diody přemostěny v této aplikaci kondenzátory. Lepší je ale použít RC články (či ještě lépe C a k nim paralelně ještě sériové RC články – nad rámec tohoto výpočtu...). Nicméně kritický problém to v praxi nebývá a spousta (ne-li většina) zařízení, včetně audio techniky, je nemá osázené vůbec – ani RC články, ani kondenzátory. Uvedené spíše pro zajímavost.

V simulaci byl uvažován transformátor 11 V, 2 A, 50 Hz (12 V naprázdno).

Uvažujme výstupní impedanci (hrubý odhad): $Z_{VYST} \approx \frac{U_{NAPRÁZDNO}}{10 \cdot I_{JMEN}} \approx 0,6 \Omega$

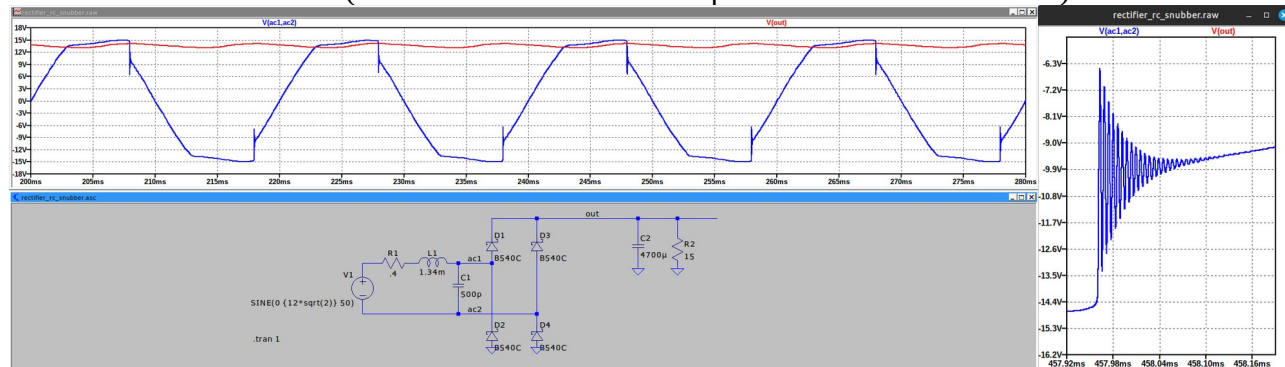
Uvažujme, že je rozdělená rovnoměrně mezi odpor a induktivní reaktanci, spočtěme indukčnost:

$$Z = \sqrt{X^2 + R^2} ; R = X \rightarrow R = X = \frac{Z_{VYST}}{\sqrt{2}} \approx 0,42 \Omega$$

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \rightarrow L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} \approx 1,34 \text{ mH}$$

V simulaci byla uvažována parazitní indukčnost vinutí 500 pF. Ztrátovost rozptylové indukčnosti na vysokých frekvencích byla zanedbána.

Simulace bez snubberu: (všimněte si zákmity na vstupu usměrňovače v simulaci)



V tomto případě nebude v praxi jednoduché rychle a exaktně určit parazitní vlastnosti (parazitních kapacit je zde více a různě roz distribuovaných). Zároveň je provozní frekvence poměrně malá a naddimenzování kapacity tedy příliš nevádí.

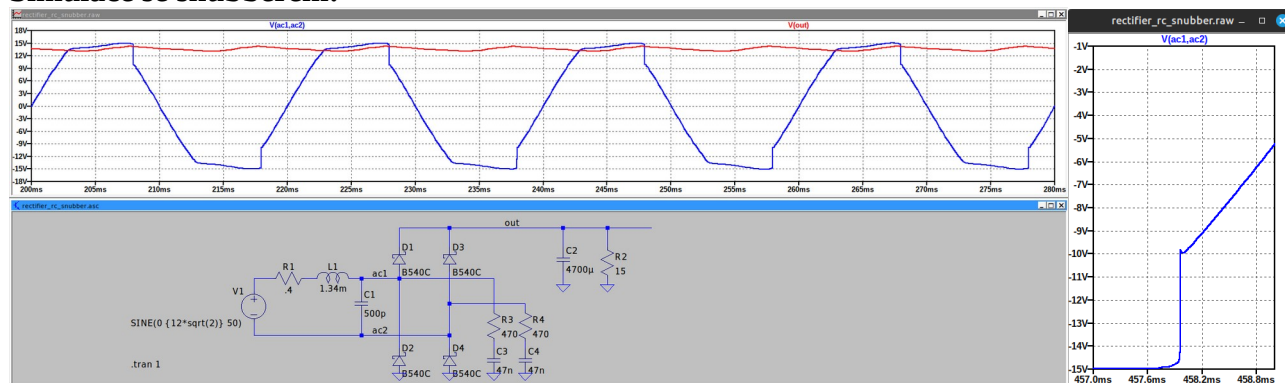
Kapacitu zvolme tedy mnohem větší než možnou parazitní, řekněme 20 až 50x větší než odhadovanou: tedy 25 nF. Víme-li parazitní indukčnost, můžeme určit charakteristickou impedanci a hodnotu odporu pro $Q=0,25$ v sériovém režimu (toto nám dá velkou rezervu pro případnou nepřesnost indukčnosti, při 4-násobné indukčnosti bude Q stále pouze 0,5 – na mezi aperiodicity). Vzhledem k tomu, že je kapacita relativně velká, odpor bude dostatečně malý pro zatlumení nechtěné rezonance v paralelním režimu:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{PARAZIT}}{C_{SNUB}}} \approx 232 \Omega ; R_{SNUB} = \frac{Z_0}{Q} = \frac{Z_0}{0,25} = 928 \Omega$$

Pokud budou diody uzavřené a sekundární vinutí transformátoru tedy „plovoucí“, v následujícím zapojení se oba tlumicí RC články projeví sériově, hodnotu odporů tedy zvolíme poloviční a hodnotu kondenzátoru dvojnásobnou, aby odpovídalo jejich sériové zapojení hodnotám výše.

Zvolíme běžně vyráběné součástky: $470\ \Omega$ a $47\ \text{nF}$, což bude 2x sériově odpovídat hodnotám $940\ \Omega$ a $23,5\ \text{nF}$, což odpovídá původnímu výpočtu.

Simulace se snubberem:



Zákmity jsou opět zatlumeny.

Poznámka:

Verze 1.0-20240119. Dokument je pod licencí Creative Commons Attribution-ShareAlike 4.0 (<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>), zjednodušeně: dokument můžete šířit, ovšem musí zůstat uvedený autor, v případě šíření upraveného dokumentu uveďte seznam změn a musí být ponechaná stejná licence.