

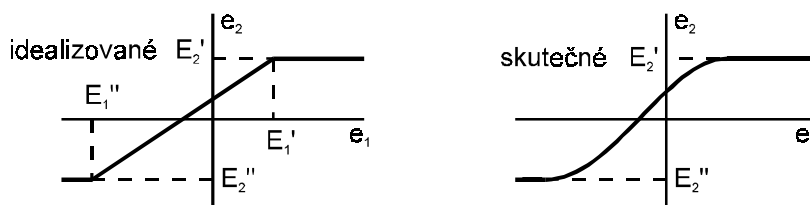
3. Generace signálů harmonických a neharmonických

3.1 Základní úvahy

V předcházejících přednáškách jsme poznali úlohu pólů obvodu na jeho činnost. Rozeznávali jsme dva režimy činnosti obvodu - aktivního. Pokud se póly nacházely v levé části komplexní roviny, pak odezva s časem konvergovala k nule a těmto obvodům jsme říkali obvody stabilní. / Pasivní obvod je vždy stabilní. / Bez přítomnosti vstupního signálu nebyl ani signál na výstupních svorkách. Druhým typem obvodu je ten, jehož póly se nacházejí v pravé části komplexní roviny / $\sigma > 0$ /, jeho odezva s časem roste nade všechny meze a signál na výstupu bude i případě, že nepřivádíme žádný signál na vstup - říkáme jim obvody nestabilní / též autonomní /. Toto nám ovšem říká lineární teorie.

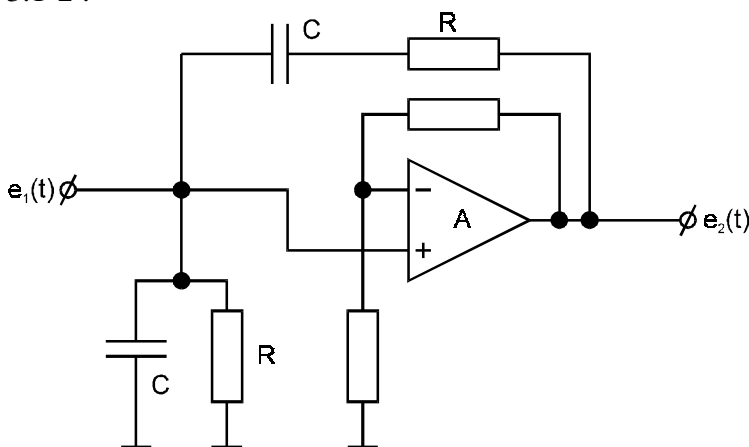
Ve skutečnosti žádný obvod není lineární, každý obvod je jen zhruba lineární, ale pouze v jistých mezích, kde existuje funkční závislost $\varphi_2(t) = f\{\varphi_1(t)\}$. (3.1.1)

Mimo tuto oblast tato závislost neplatí, a proto dochází k omezení výstupní úrovně na jistých hodnotách. Závislost tedy vypadá takto - Obr. 3.1-1.



Obr. 3.1-1

Poznali jsme také, že je to zpětná vazba, která dokáže měnit polohu pólů obvodu v komplexní rovině. Je však zřejmé, že zpětná vazba působí pouze v případě, že platí (3.1.1), a tedy v rozmezí $E_1' \div E_1''$. Příkladem obvodu se zpětnou vazbou a pohybu jeho pólů může být obvod podle Obr. 3.1-2.



Obr. 3.1-2

Pro přenos Wienova článku odvodíme

$$Z_{par} = \frac{R}{1 + pCR} \quad Z_{ser} = \frac{1 + pCR}{pC} \quad (3.1.2)$$

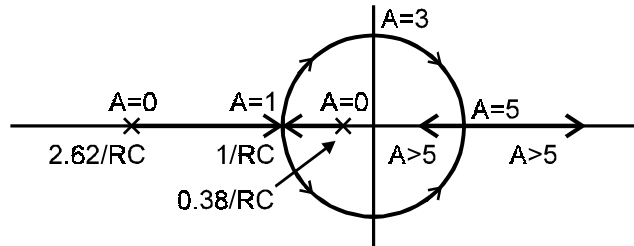
a přenos

$$\frac{E_{out}(p)}{E_{in}(p)} = \frac{Z_{par}}{Z_{par} + Z_{ser}} = \frac{pCR}{p^2 C^2 R^2 + 3pCR + 1} \quad (3.1.3)$$

Je to tedy pásmová propust a její póly budou

$$p_{1,2} = \frac{-3CR \pm \sqrt{9C^2R^2 - 4C^2R^2}}{2C^2R^2} = \frac{-3 \pm \sqrt{5}}{2RC} = \frac{-0.38}{RC} \quad (3.1.4)$$

Zapojíme-li nyní obvod podle Obr. 3.1-2 a budeme zvětšovat A , dostaneme následující Obr. 3.1-3 o pohybu pólů tohoto obvodu.



Obr. 3.1-3

Pro $A \leq 1$ je to zesilovač s monotónní přechodovou charakteristikou - samozřejmě stabilní. Stabilním zůstává i pro hodnoty $1 < A < 3$, i když už přechodová charakteristika monotónní není. Vrátime-li se k minulým kapitolám, vidíme tam, že po vybuzení Diracovým impulsem / delta funkcí / se odezva vrací k nule. Pro zpětnou vazbu jsme odvodili

$$A_v = \frac{A(p)}{1 + A(p) \cdot f(p)} \quad (3.1.5)$$

Za podmínky, že $1 + A(p) \cdot f(p) = 0$, dostáváme póly na imaginární ose $p_{1,2} = \pm j/RC$ obvod má harmonickou ustálenou odezvu / teoretický případ /.

Pro $5 > A > 3$ dostáváme dva komplexně sdružené póly v pravé části komplexní roviny, a tedy harmonické s časem narůstající kmity. Nárůst bude tím rychlejší, čím bude větší reálná složka pólů. Pro $A > 5$ dostáváme opět dva reálné póly kladné, a tedy exponenciální nárůst signálu po aplikaci Diracova impulsu.

Obvod tedy může být stabilním zesilovačem, ale též i generátorem. Vzpomeneme-li si, co jsme říkali o lineárním působení obvodů na počátku této kapitoly, je jasné, že průběhy nebudou narůstat nade všechny meze, ale dojde k omezení na úrovních E_2' a E_2'' . Podobným způsobem se budou chovat všechny obvody s kladnou zpětnou vazbou. Znamená to, že pokud budeme chtít generátor prakticky harmonických kmitů, musíme se snažit o to, abychom získali dva komplexně sdružené póly, které budou mít kladné reálné části, ale budou se nacházet blízko imaginární osy. Znamená to, že aktivní obvod dodává pouze tolik energie, kolik postačí ke krytí ztrát a zátěže.

Podmínka takové činnosti je tedy $1 + A(p) \cdot f(p) = 0$, kde $A(p) \cdot f(p)$ bude racionální lomená funkce

$$A(p)f(p) = T(p) = \frac{p^m + a_{m-1}p^{m-1} + \dots + a_0}{p^n + b_{n-1}p^{n-1} + \dots + b_0} \quad (3.1.6)$$

a dosadíme-li $p = j\omega$ a upravíme, dostaneme

$$T(p)|_{p=j\omega} = \frac{A_1(\omega^2) + j\omega B_1(\omega^2)}{A_2(\omega^2) + j\omega B_2(\omega^2)} \quad (3.1.7)$$

Pro fázovou charakteristiku dostáváme

$$\varphi(\omega) = \arg T(j\omega) = \arctan \frac{\omega B_1(\omega^2)}{A_1(\omega^2)} - \arctan \frac{\omega B_2(\omega^2)}{A_2(\omega^2)} \quad (3.1.8)$$

Protože $\varphi_A + \varphi_f = 0^\circ$ musí $\tan \varphi = 0$, a proto

$$\tan \varphi(\omega) = \frac{\omega B_1(\omega^2)}{A_1(\omega^2)} - \frac{\omega B_2(\omega^2)}{A_2(\omega^2)} = \frac{\omega B_1(\omega^2) A_2(\omega^2) - \omega B_2(\omega^2) A_1(\omega^2)}{A_1(\omega^2) A_2(\omega^2)} = 0$$

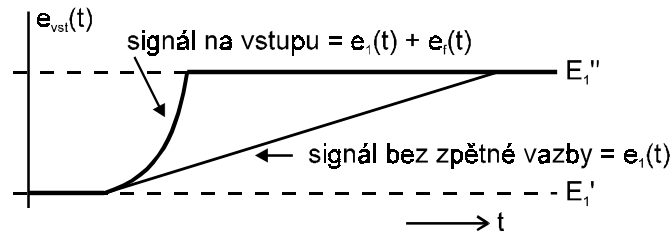
$$\text{Ale pro } \omega \neq 0 \text{ musí platit } B_1(\omega^2) A_2(\omega^2) - B_2(\omega^2) A_1(\omega^2) = 0 \quad (3.1.9)$$

Tato podmínka nám udává frekvenci kmitání obvodu. Určuje tedy ω_0 . Aby obvod na této frekvenci mohl skutečně oscilovat, musí být splněna další podmínka $|T(j\omega)| \geq 1$, což znamená, že

$$\frac{A_1^2(\omega_0^2) + \omega_0^2 B_1^2(\omega_0^2)}{A_2^2(\omega_0^2) + \omega_0^2 B_2^2(\omega_0^2)} \geq 1 \quad (3.1.10)$$

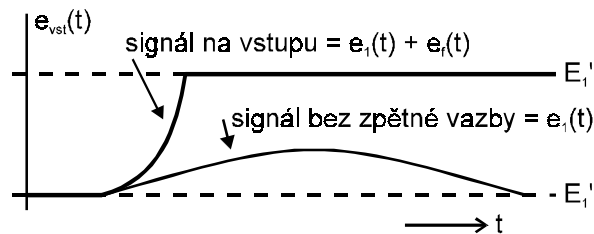
Na základě lineární teorie můžeme tedy určit pouze tyto dvě veličiny - podmínku oscilací a podmínku generované frekvence. Ustálenou amplitudu bychom museli řešit nelineární analýzou.

Jiná situace nastane, uděláme-li zpětnou vazbu velmi silnou; póly se budou nacházet daleko od imaginární osy a se stanou opět reálnými - ale kladnými - póly. Projeví se to v tom, že vlivem silné zpětné vazby bude zpětnovazební signál významným způsobem přispívat k celkovému vstupnímu signálu a dokonce se může stát dominující složkou. Situaci máme znázorněnou na Obr. 3.1-4.



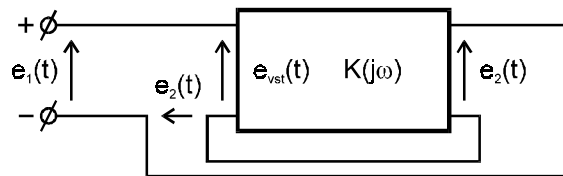
Obr. 3.1-4

Vlivem silného zpětnovazební signálu se velice rychle dostáváme do omezení na úrovni E_1'' , kdy zpětná vazba přestane působit. Dokonce vstupní signál může klesat a přitom bude již proces determinován - viz Obr. 3.1-5.



Obr. 3.1-5

Takto pracují generátory neharmonických kmitů - klopné obvody. Nejsilnější zpětnou vazbu získáme, povedeme-li celý výstupní signál zpět na vstup - viz Obr. 3.1-6.



Obr. 3.1-6

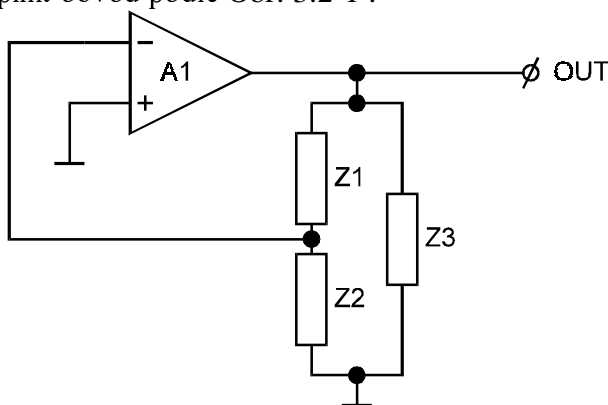
Analýza takového obvodu vede k Fredholmovým integrálním rovnicím a tím pádem je nad rámec našeho základního kurzu.

3.2 Generátory harmonických průběhů

Aby obvod mohl generovat harmonické kmity, musíme splnit podmínky

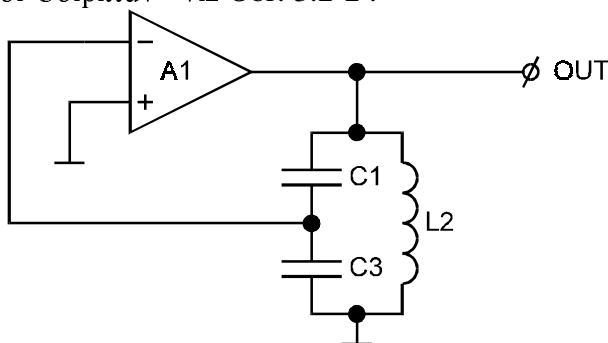
$$|A(j\omega)| \cdot |f(j\omega)| \geq 1 \quad \varphi_A + \varphi_f = 0 \quad (3.2.1)$$

Tyto podmínky může splnit obvod podle Obr. 3.2-1 .



Obr. 3.2-1

Obvod bude generovat za podmínky, že A_1 je dostatečně veliké a dále, že Z_1 a Z_3 jsou kapacitory a Z_2 induktor nebo Z_1 a Z_3 jsou indukčnosti a Z_2 je kapacitor. V prvním případě se oscilátor nazývá oscilátor Colpittův - viz Obr. 3.2-2 .

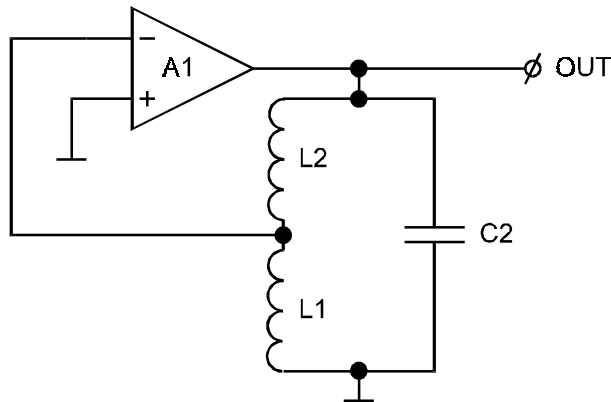


Obr. 3.2-2

Oscilační frekvence je dána vztahem
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{L_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_3} \right) \right]^{1/2} \quad (3.2.2)$$

Zaměníme-li kapacitory a indukčnost, dostaneme oscilátor Hartleyův, jehož oscilační frekvence je dána

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{C_2(L_1 + L_2)} \right]^{1/2} \quad (3.2.3)$$



Obr. 3.2-3

Zatímco Colpittův oscilátor má malý obsah vyšších harmonických kmitočtů / v důsledku nelinearity A_1 /, protože LC obvod tvoří dolnofrekvenční propust, v případě Hartleyova oscilátoru tomu tak není / LC obvod tvoří hornofrekvenční propust /.

Velmi často se v Hartleyově oscilátoru používá jediná cívka s odbočkou. Znamená to ovšem vzájemnou indukčnost mezi L_1 a L_2 a potom f_{osc} je trochu odlišná od vztahu (3.2.3) .

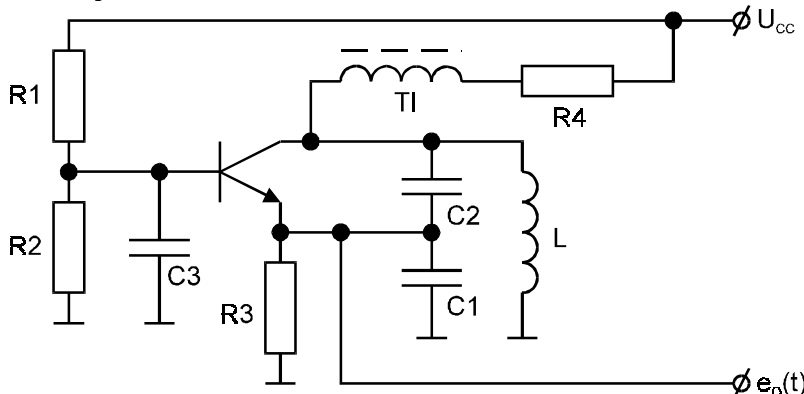
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{C_2(L_1 + L_2 + 2M)} \right]^{1/2} \quad (3.2.4)$$

kde M je vzájemná indukčnost.

Důležitou vlastností harmonických generátorů je stabilita generované frekvence. Na tuto stabilitu mají vliv zejména teplotní závislosti užitých kapacitorů a induktorů stejně tak / a to v míře největší / teplotní a napěťová závislost zesilovače. Možné řešení tkví v užití stabilních prvků případně užití kompenzačních metod a slabé vazbě aktivních prvků na rezonanční obvody. O stabilitě bude rozhodovat i rychlost, s jakou se bude měnit fázová charakteristika výrazu pro $T(j\omega)$ čili vlastně jak je velké Q rezonančního obvodu. Kvantitativně můžeme definovat faktor stability následujícím vztahem

$$S_\omega = \frac{1}{\omega_0 \left[\frac{\partial}{\partial \omega} \arg T(j\omega) \right]_{\omega=\omega_0}} \quad (3.2.5)$$

Na dalším Obr. 3.2-4 je uveden tzv. Clappův oscilátor se zvýšenou stabilitou a sníženým vlivem změn aktivních prvků na frekvenci obvodu.



Obr. 3.2-4

Abychom dosáhli vysoké Q , užívá se místo LC obvodu krystalový rezonátor, jehož činnost je založena na tzv. piezoelektrickém jevu. Základem rezonátoru je výbrus zhotovený vhodnými řezy a broušením z monokrystalu křemene ve tvaru destičky nebo hranolu, k jehož dvěma protilehlým stranám jsou připojeny kovové elektrody.

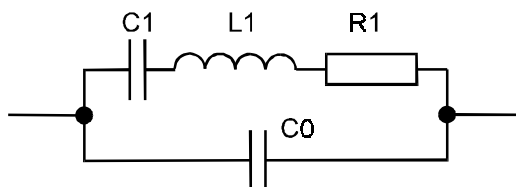
Schématická značka je tato



Různé řezy mají různé frekvenční použití a liší se i dalšími vlastnostmi.

Řez	Frekvenční rozsah
X	10 ÷ 200 kHz
NT	1 ÷ 100 kHz
CT	300 ÷ 1000 kHz
BT	1 ÷ 30 MHz
AT	1 ÷ 250 MHz

Nejvíce se užívá řezů AT - do 30 MHz - pak se využívají vyšší harmonické kmitočty. Elektrický náhradní obvod rezonátoru je na Obr. 3.2-5.



Obr. 3.2-5

Paralelní kapacita je určena především statickou kapacitou samotného rezonátoru a kapacitou jeho držáku. Typické hodnoty prvků pro pásmo 100 kHz až 30 MHz, kde se užívá základní harmonická, jsou : $C_1 = 0.003 \div 0.3 \text{ pF}$; $L_1 = 3 \div 500 \text{ mH}$; $R_1 = 2 \div 200 \text{ } \Omega$; $C_0 = 1 \div 40 \text{ pF}$.

Činitel jakosti je dán vztahem $Q = \frac{\omega L_1}{R_1} = \frac{1}{\omega C_1 R_1}$ a dosahuje řádu 10^4 až 10^7 . Krystalový rezonátor je možné vybudit do stavu sériové nebo paralelní rezonance. Příslušné kmitočty jsou

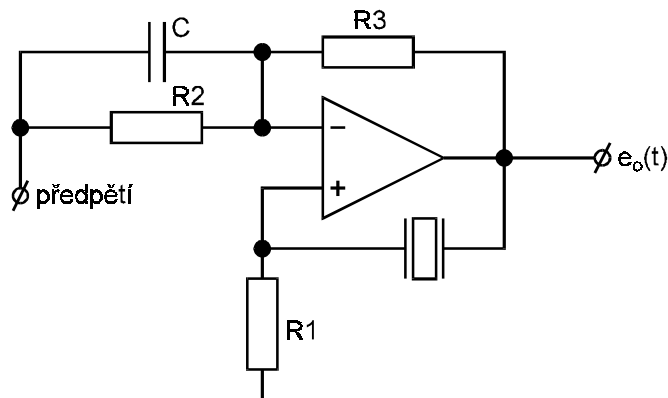
$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1 C_0 / (C_1 + C_0)}} \cong f_s \cdot \left(1 + \frac{C_1}{2C_0}\right) \quad (3.2.6)$$

Jejich relativní rozdíl je dán $\frac{f_p - f_s}{f_s} = \frac{C_1}{2C_0}$ (3.2.7)

a je poměrně malý řádově 10^{-3} . Abychom si udělali představu o velikostech prvků náhradního schématu, uveďme si parametry krystalového rezonátoru 10 MHz, řezu AT (xyl/-35° 15') : $f_s = 10\,000\,000.000 \text{ Hz}$; $f_p = 10\,019\,436.024 \text{ Hz}$; $L_1 = 0.0093 \text{ H}$; $C_1 = 27.2 \text{ fF}$; $R_1 = 12 \text{ } \Omega$;

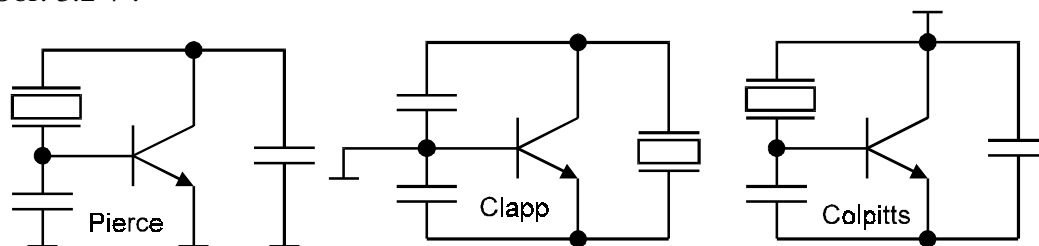
$$C_0 = 7 \text{ pF}; Q = 49\,000; \frac{f_p - f_s}{f_s} = \frac{C_1}{2C_0} = 1.9 \cdot 10^{-3}.$$

Nejjednodušší krystalový oscilátor si můžeme představit podle Obr. 3.2-6.



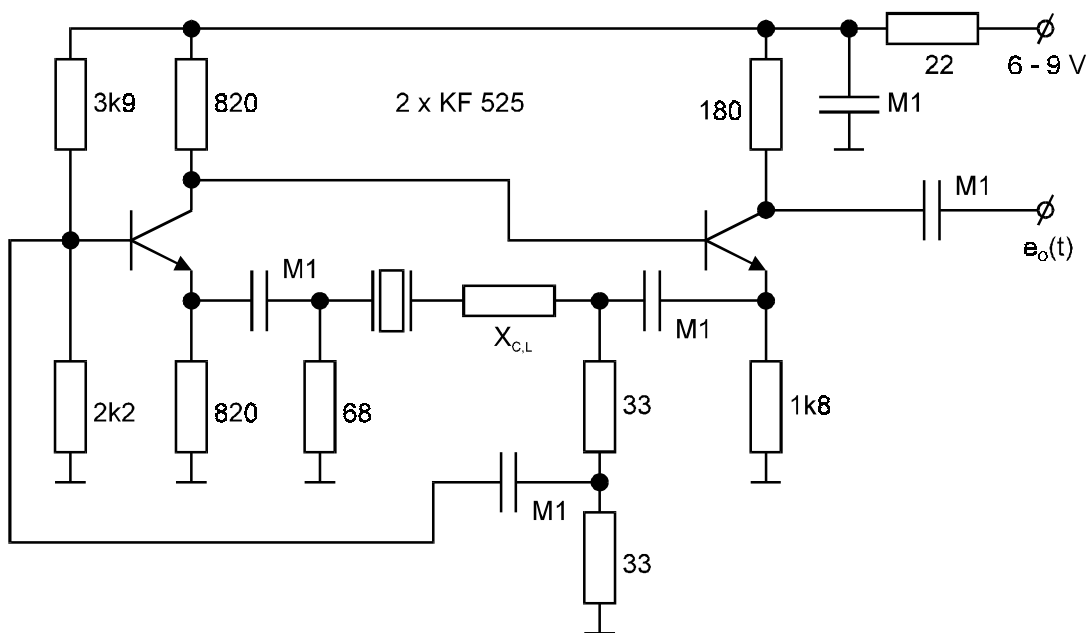
Obr. 3.2-6

Krystal zavádí kladnou zpětnou vazbu - na sériové rezonanci je nulový fázový posuv - a je zde minimální složka impedance. Předpětí nastavíme tak, abychom dostali maximálně symetrický výstupní signál. Rezistor R_1 vybereme tak, aby dával postačující stupeň kladné zpětné vazby - podle krystalu / $\sim 10 \text{ k}\Omega$ /. Neměl by být příliš malý, protože zatěžuje výstup a dovoluje, aby tekla krystalem velký proud. / Proudů tekoucí krystalem by měly být jenom tak velké, aby výkony $P = I_{vf}^2 \cdot R$ byly v rozmezí $100 \mu\text{W} \div 2 \text{ mW}$ podle typu krystalu. Horní hranice je asi 10 mW . / Existuje opět celá řada oscilátorů - typy, které jsme si již uvedli, mají své ekvivalenty - viz Obr. 3.2-7 .



Obr. 3.2-7

Výborné vlastnosti má oscilátor Butlerův, který je možné užít v pásmu $10 \text{ kHz} \div 30 \text{ MHz}$, vyznačuje se velkou stabilitou kmitočtu, velkým výstupním výkonem a malým zkreslením signálu. Jeho konkrétní schéma pro kmitočtový rozsah $100 \text{ kHz} \div 1 \text{ MHz}$ je na Obr. 3.2-8 .



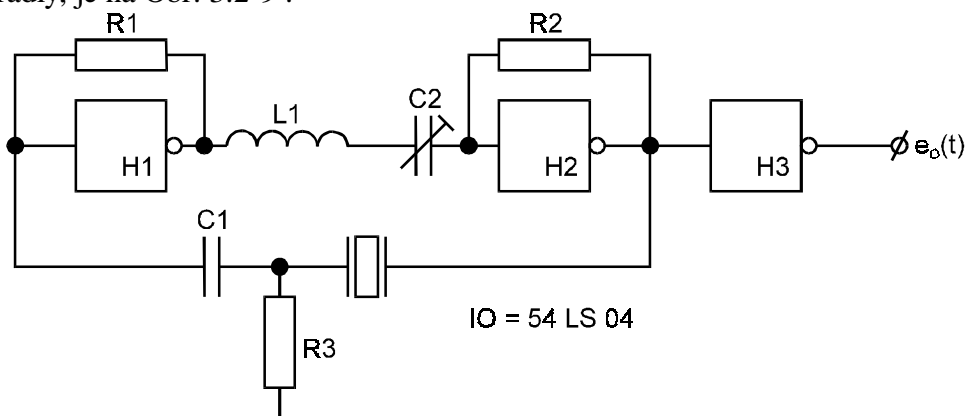
Obr. 3.2-8

$X_{C,L}$ je silně zatlučený obvod, který se užívá pro krystal kmitající na vyšší harmonické frekvenci. V zapojení se dosahuje stability tím, že báze prvního tranzistoru je střídavě uzemněna přes část pracovního odporu krystalu. Parametry oscilátoru jsou :

kmitočtový rozsah 100 kHz ÷ 10 MHz
 napěťová stabilita $\pm 1 \cdot 10^{-7} / 10\% \Delta U_{CC}$
 klidový proud 5 mA při 6 V

Nevýhodou všech krystalových oscilátorů je to, že se nedají přeladovat / nebo pouze ve velmi malých mezích pomocí sériové nebo paralelní kapacity /. V dnešní době se často nahrazují syntezátory kmitočtu.

Často se užívá krystalových oscilátorů v číslicových obvodech pro zdroje hodinových kmitočtů. Jako budící členy se přitom užívají hradla TTL nebo CMOS. Tyto oscilátory mají obecně menší stabilitu nežli dosud probírané oscilátory s tranzistory, pro užití v číslicových obvodech to není na závadu. Obvod takového oscilátoru, který ovšem pracuje s úrovněmi danými hradly, je na Obr. 3.2-9 .

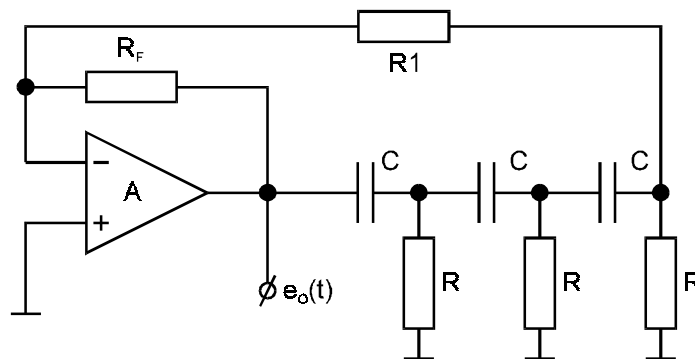


Obr. 3.2-9

Kmitočet	R ₁ (Ω)	R ₂ (kΩ)	R ₃ (kΩ)	C ₁ (pF)	C ₂ (pF)	L ₁ (μH)
10 MHz	680	0.68	100	470	20	15
20 MHz	680	2.2	100	100	10	12

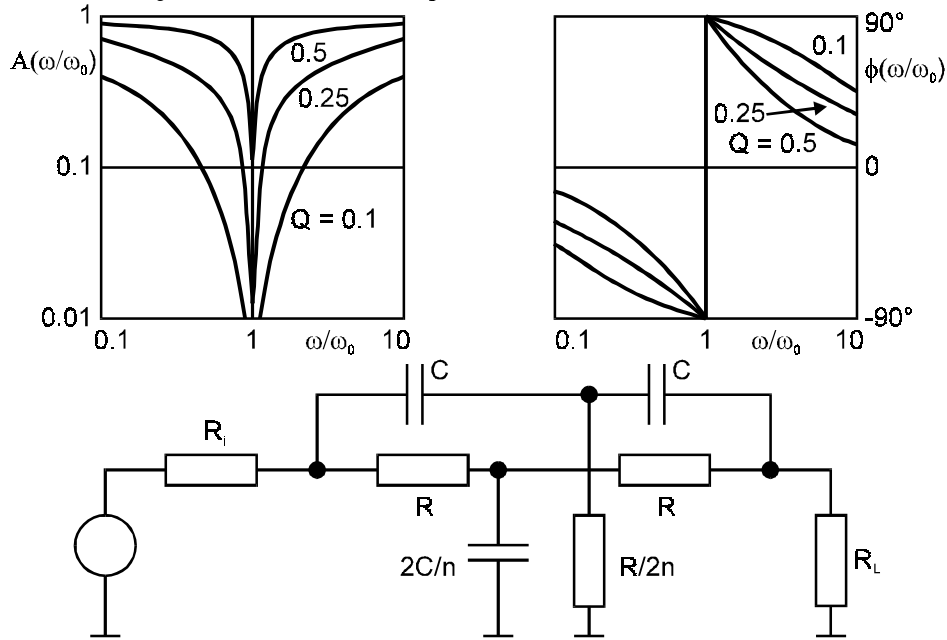
Obvod L₁C₂ potlačuje vznik nežádoucích kmitů.

Pro oblast nízkých kmitočtů by nám vycházely velké indukčnosti a nejsou k dispozici ani krystalové rezonátory. Na těchto frekvencích se užívají proto generátory RC, které pro potřebné fázové poměry užívají filtrů RC typu. Takovým obvodem generátoru nízkých frekvencí, kde se pro získání fázového posuvu užívají tři obvody / každý na frekvenci ω_0 posouvá fázi o 60° /, je obvod podle Obr. 3.2-10.



Obr. 3.2-10

Jiným obvodem je oscilátor RC, který užívá nám již známý dvojitý T - článek. Amplitudová a fázová charakteristika jsou na Obr. 3.2-11 spolu se schématem článku.



Obr. 3.2-11

Základní rovnice dvojitého T - článku jsou

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 - j \frac{\omega/\omega_0}{Q \cdot (\omega/\omega_0)^2 - 1}} \quad \omega_0 RC = \sqrt{n} \quad (3.2.8)$$

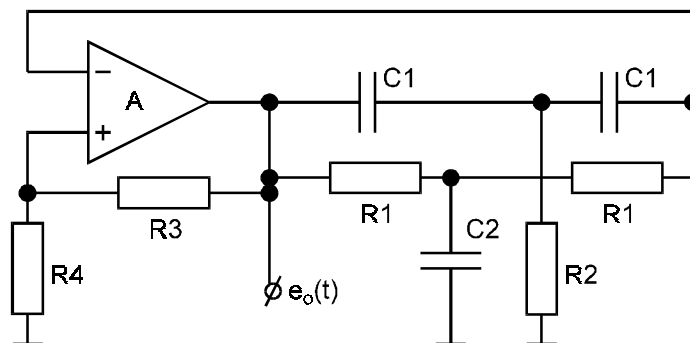
a pro symetrickou charakteristiku $K(0) = K(\infty)$.

$$R_i \cdot R_L = \frac{R^2}{(n+1)} \quad K(0) = K(\infty) = \frac{2R}{2R + R_i + R_L} \quad (3.2.9)$$

Q obvodu závisí na n a $K(0)$ a bývá kolem 0.25 až 0.5. Např. pro $n = 1$

$$Q = \frac{\left(\frac{R_i + R_L}{R}\right) + 2}{4 \left[\left(\frac{R_i + R_L}{R}\right) + 1\right]} \quad (3.2.10)$$

Obvod oscilátoru je uveden na Obr. 3.2-12.

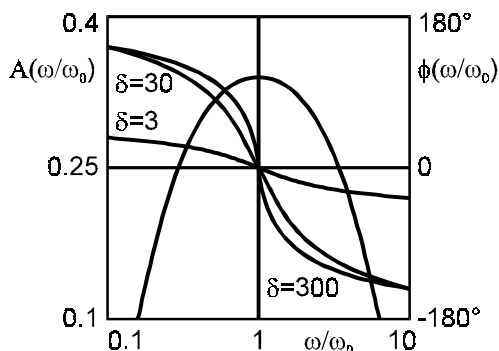


Obr. 3.2-12

Rezistory R_3 a R_4 tvoří obvod kladné zpětné vazby a filtr vytváří zápornou vazbu s tím, že pro rezonanční frekvenci se chová prakticky jako rozpojený obvod. Poslední obvod, který uvedeme, je nám už známý obvod s Wienovým článkem. Užívá se velmi často v generátorech kmitočtů mezi 1 Hz ÷ 1 MHz. „Rezonanční“ frekvence je jak známo

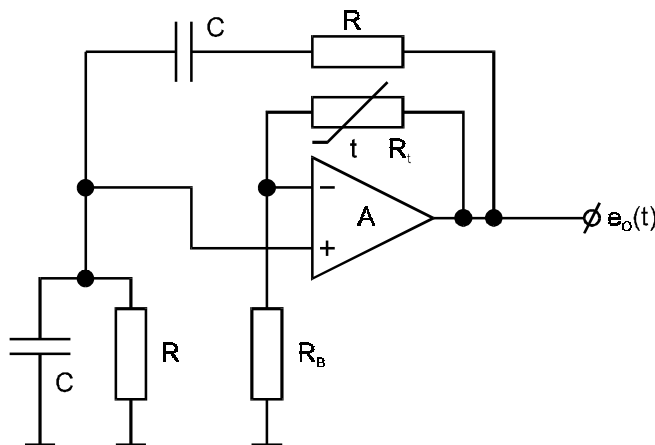
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.2.11)$$

Na této frekvenci je „zisk“ 1/3 a nulový fázový posuv - viz Obr. 3.2-13 .



Obr. 3.2-13

Abychom dostali oscilace s konstantní amplitudou, to znamená, aby póly se nacházely právě na imaginární ose, museli bychom zajistit zisk zesilovače $A = +3$. Protože je nemožné držet zisk na této hodnotě, potřebujeme nějaký systém automatické regulace. Podívejme se na další Obr. 3.2-14 , na kterém je nakreslen oscilátor s Wienovým článkem a s regulací tvořenou R_t a R_B . R_t je termistor čili prvek, jehož reálný odpor klesá s teplotou. Tato větev spolu s Wienovým článkem tvoří vlastně můstek, do jehož diagonály je zapojen operační zesilovač svými dvěma vstupy.



Obr. 3.2-14

Situace je taková, že při pokojové teplotě je $f_r < 1/3$, kde

$$f_r = \frac{R_B}{R_B + R_t} = \frac{1}{3} - \frac{1}{\delta} \quad ; \quad \delta \geq 3 \quad (3.2.12)$$

Protože Wienův člen tvoří obvod kladné zpětné vazby a R_t společně s R_B obvod záporné zpětné vazby, bude záporná vazba slabší a oscilace budou narůstat. Protože zesílení A je velké, budou póly v pravé části komplexní roviny a signál na výstupu se bude zvětšovat. To ovšem vyvolá zvýšení proudu tekoucího přes R_t a tím pádem snížení jeho odporu a zvětšení

záporné zpětné vazby, dokud není dosaženo rovnovážného stavu při nějaké konstantní amplitudě e_0 ; δ stoupá, když R_t klesá. Je nutné nastavit podmínky tak, aby e_0 bylo uvnitř lineárního rozsahu zesilovače. Selektivita Wienova článku je špatná a projeví se na nedostatečné stabilitě generované frekvence a na obsahu vyšších harmonických. Můstkové uspořádání se zesilovačem s vysokým ziskem však selektivitu značně zvyšuje.

Celkový stupeň zpětné vazby f bude dán

$$f = f_\omega - f_r = f_\omega - \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\delta} \right] \quad (3.2.13)$$

kde

$$f_\omega = \left[3 + j(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega) \right]^{-1} = 1/3 \quad \text{pro} \quad \omega = \omega_0 \quad (3.2.14)$$

Protože podmínka oscilací je $A \cdot f = 1$, potom pro ω_0

$$f = f_\omega - \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\delta} \right] = \frac{1}{3} - \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\delta} \right] = \frac{1}{\delta} \quad (3.2.15)$$

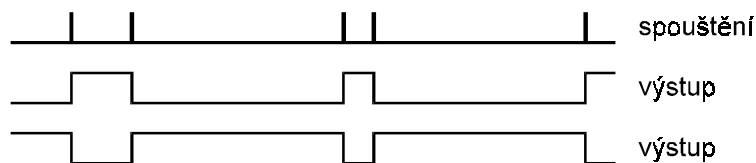
jinak též $A = \delta$. Kdyby $A \rightarrow \infty$, vymizela by odchylka úplně ($\delta \rightarrow \infty$); pro konečné A jistá odchylka zůstává. Předcházející obrázek ukazuje křivky fáze $\delta = 3$; 30 a 300. Je vidět, že se stoupajícím zesílením bude stabilita stoupat.

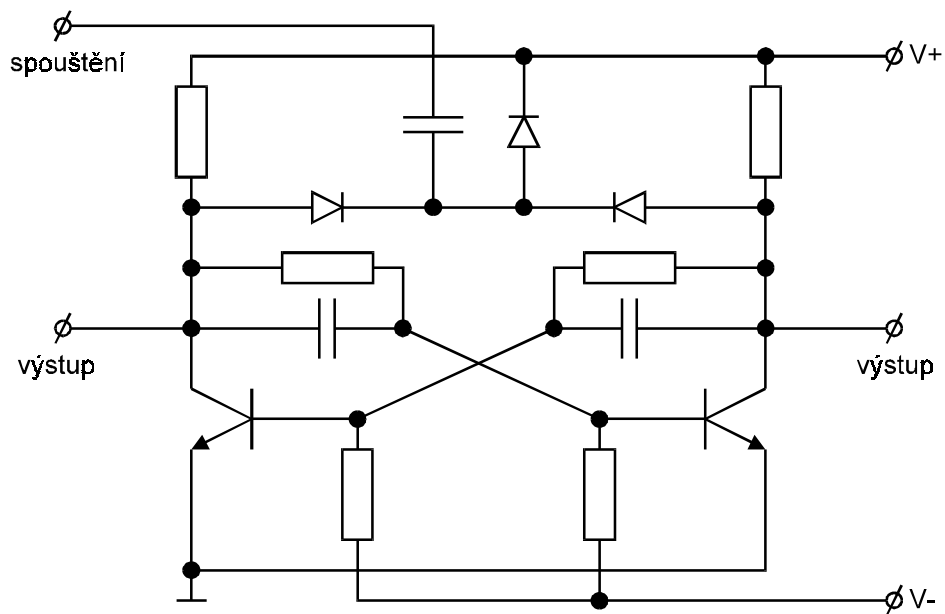
Pro velmi nízké kmitočty se užívá pro generaci principů analogového počítače, kdy vlastně sestavíme obvod řešící diferenciální rovnici, jejímž řešením je harmonický průběh.

3.3 Klopné obvody

Případ velice silné - většinou totální - zpětné vazby kladné vede, jak již bylo řečeno, ke vzniku obvodů, které velice rychle přecházejí z jednoho stabilního stavu do druhého stabilního případně kvazistabilního stavu. Generované průběhy se mohou přibližovat obdélníkovým průběhům. O tom, zda stav bude stabilní nebo kvazistabilní, rozhoduje způsob vazby mezi stupni obvodu a potom rozeznáváme obvod bistabilní, monostabilní a astabilní. Ukažme si nyní základní principy těchto obvodů, sestavených na principu dvoustupňových tranzistorových zesilovačů.

Bistabilní obvod má dva stabilní stavy, při nichž vždy jeden z tranzistorů je uzavřen, zatímco druhý vede nebo je dokonce v saturaci. Protože tranzistory jsou stejnosměrně vázány, každý stav může trvat libovolně dlouho, dokud nějaký externí signál nezpůsobí změnu stavu. Systém může být spouštěn různým způsobem - jeden z nich je na Obr. 3.3-1 naznačen.

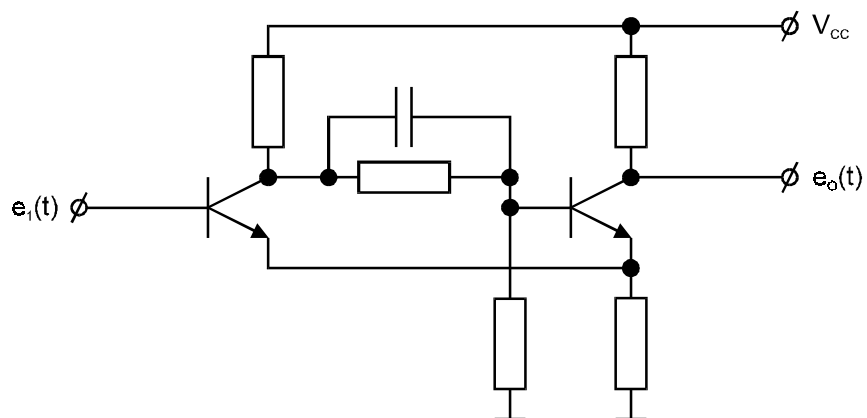




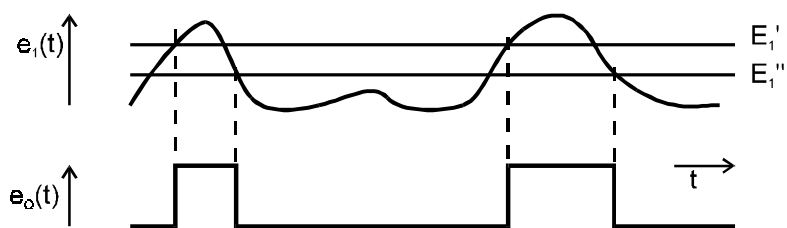
Obr. 3.3-1

Uvedený obvod dělí dvěma počet vstupních impulsů.

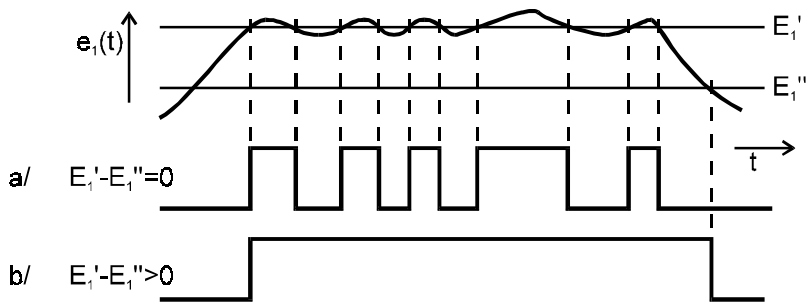
Jiným typem bistabilního obvodu je Smittův obvod - viz Obr. 3.3-2 .



Obr. 3.3-2

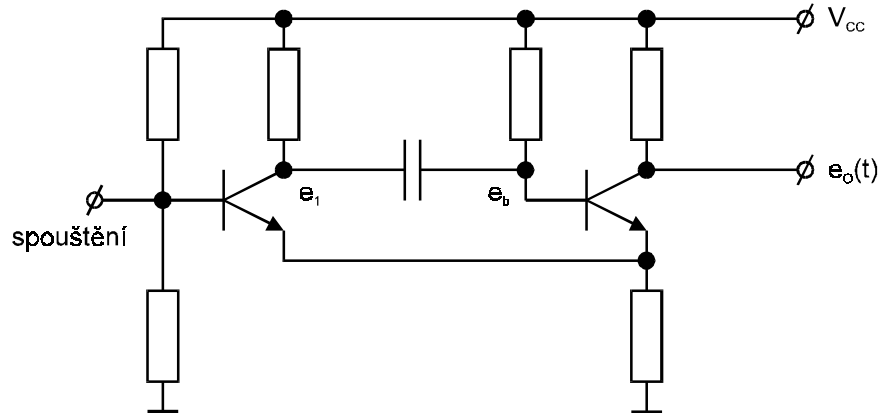


I tento obvod má dvě stejnosměrné vazby a tedy dva stavy závislé na velikosti vstupního napětí $e_1(t)$. Jeho činnost je obdobná jako činnost komparátoru s hysterezí. Je vhodný zejména v případech, kdy potřebujeme z pomalého průběhu získat rychlý signál s definovanými hranami. Hystereze můžeme s výhodou využít v případech, kdy nemáme signál „čistý“ - je doprovázen šumem nebo parazitními signály. Pokud by byla hystereze nulová, mohli bychom dostat několik impulsů ; vhodně zvolená velikost hystereze $E_n = E_1' - E_1''$ tomu zabrání. Situaci lépe objasní Obr. 3.3-3 . Příklad a/ je bez hystereze, případ b/ s dostatečně velkou hysterezí.



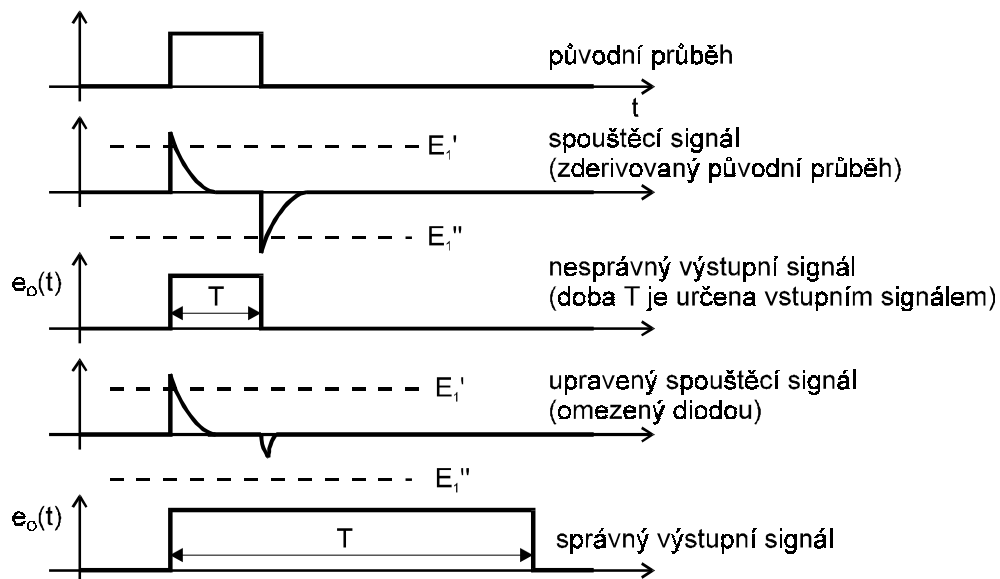
Obr. 3.3-3

Třetím obvodem je monostabilní obvod, který má jednu vazbu střídavou a jednu stejnosměrnou - Obr. 3.3-4 .



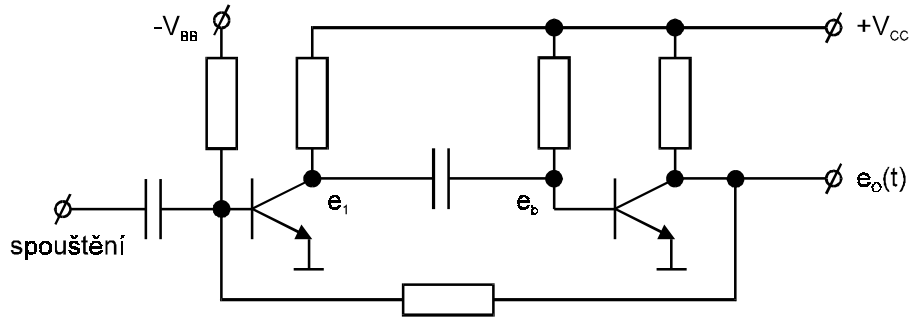
Obr. 3.3-4

Uvedený obvod je však již modifikací základního obvodu za účelem, aby mohl být užit pouze jediný napájecí zdroj. Tento obvod se též vyznačuje hysterezí, ale vzhledem k velikosti kolektorového odporu prvního tranzistoru je tato veliká, jinak by mohlo dojít k předčasnému ukončení průběhu. Ukazuje to následující Obr. 3.3-5 .



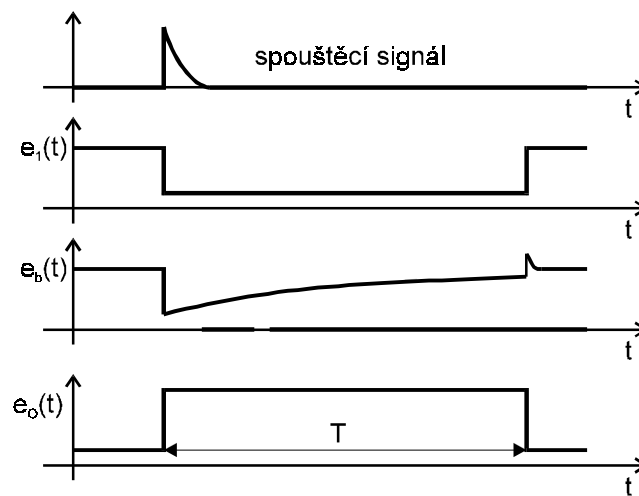
Obr. 3.3-5

Původní monostabilní multivibrátor vypadal takto - Obr. 3.3-6 .



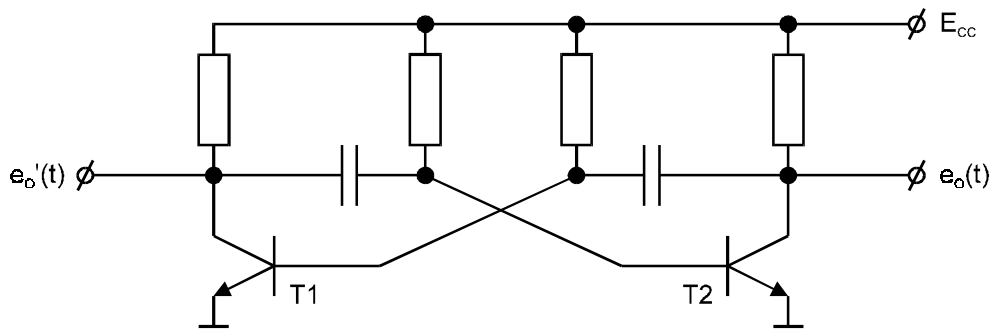
Obr. 3.3-6

Monostabilní obvod se ponejvíce užívá pro generaci delších impulsů na základě spouštěcího signálu a k časovému zpoždování. Časové průběhy monostabilního obvodu ukazuje Obr. 3.3-7



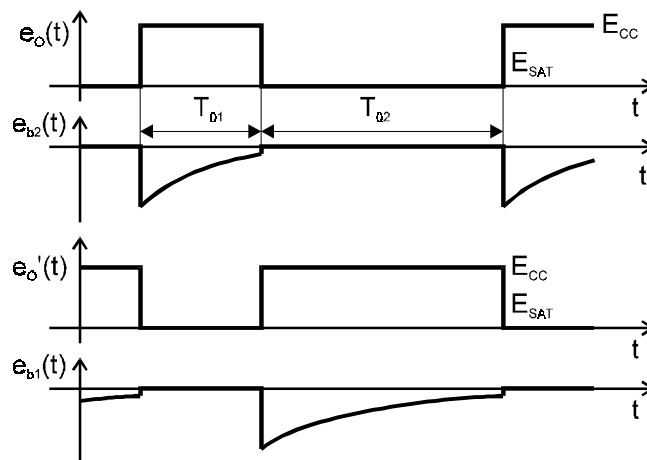
Obr. 3.3-7

Posledním jednoduchým obvodem je tzv. astabilní multivibrátor, který má dvě střídavé vazby a tedy dva kvazistabilní stavy. Tento obvod tedy pracuje sám bez vnějších spouštěcích impulsů a na svých výstupech dává zhruba obdélníkové průběhy, kde poměr mezi impulsem a mezerou závisí na časových konstantách obvodu.



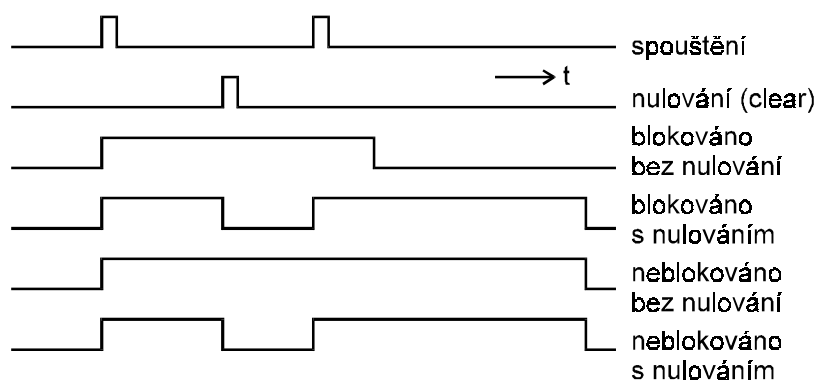
Obr. 3.3-8

$$T_{01} = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln 2$$



Tyto obvody mohou být vytvořeny z diskretních součástí, jak odpovídá schématům na předchozích obrázcích, ale mohou též namísto tranzistorů být užita logická hradla. Řada monolitických integrovaných obvodů je potom vyráběna pro tyto účely ať už na bázi obvodů TTL nebo CMOS.

Z monostabilních obvodů jsou to zejména SN 74121 a SN 74123, které jsou podstatně dokonalejší a mají i vestavěny další funkce jako je funkce nulování, pomocí níž můžeme ukončit v příslušném čase činnost obvodu. Některé obvody jsou spustitelné novým spouštěcím impulsem i během kvazistabilního stavu, jiné jsou v té době blokovány. Činnost nulování a obou těchto možností ukazuje časový diagram na Obr. 3.3-9.



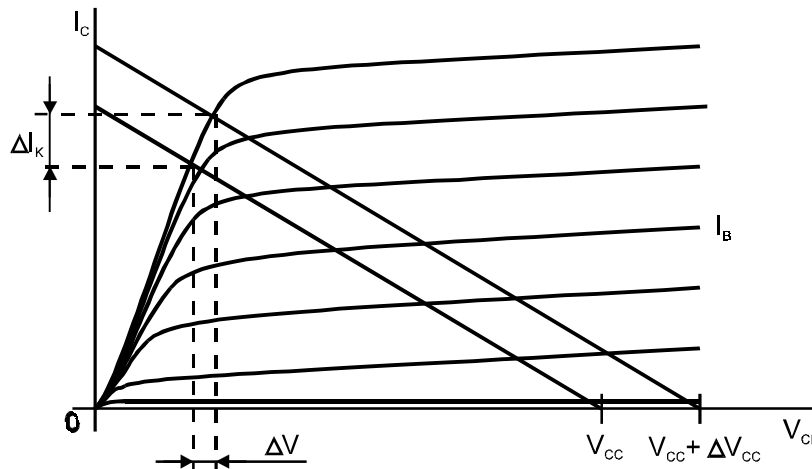
Obr. 3.3-9

Typ	Blokováno/Neblokováno	Vstupy	Nulování	Časování	Minimální čas
SN 74121	B	+Schmitt	ne	10:1	50 ns
SN 74221	B	+hrana	ne	40 kΩ max	50 ns
SN 74123	N	+hrana	ano	10:1	50 ns
				50 kΩ max	

S integrovaným obvodem SN 74121 / SN 74221 jsou dva stejné systémy v jednom pouzdře / je prakticky shodný s UCY 74121N, což je monostabilní klopný obvod, u něhož doba trvání je nastavitelná vnějšími prvky RC a impuls je vybuditelný jedním ze tří řídicích signálů A_1 , A_2 a B. Vstup B je ošetřen Schmittovým obvodem; nejmenší strmost signálu je 1 V/sek.; vstupy A_1 a A_2 vyžadují strmost alespoň 1 V/μsek. Časovací prvky se připojují k vývodům C_T ; $C_T R_T$. Lze dosáhnout $T = 40 \text{ ns} \div 28 \text{ sek.}$ Po dobu trvání impulsu na výstupu obvod nereaguje na spouštěcí impulsy přiváděné na vstup.

Pouzdro UCY 74123N obsahuje dvojici monostabilních klopných obvodů s možností nulování. Obvod není blokován proti dalším spouštěcím impulsům přicházejícím v době trvání generovaného impulsu.

Bude nás jistě zajímat, jaká je stabilita kvazistabilních stavů pro obvody složené z diskretních součástí a její porovnání se stabilitou dosahovanou užitím integrovaných obvodů. Stabilita kvazistabilního stavu je dána stabilitou prvků RC a stabilitou počátečních podmínek. Ta je zřejmě závislá na změnách napájení a na teplotě. Změny napájení dokumentuje Obr. 3.3-10 .

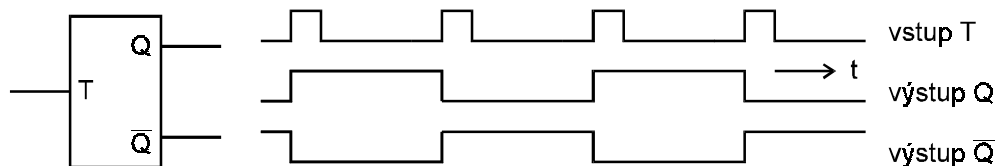


Obr. 3.3-10

Zpětná vazba působí / za předpokladu, že nedojde k nasycení / od otevření T_2 do uzavření T_1 a naopak /. Ve skutečnosti však zpětná vazba přestává působit od dosažení nějaké malé úrovně proudu I_B , protože $\beta = \beta(I_B)$. Protože se napětí na přechodu poměrně dosti mění, budou se i doby kvazistabilních stavů měnit s teplotou, a proto pokud budeme chtít stabilnější a na teplotě nezávislé výsledné signály od monostabilních a astabilních obvodů, budeme muset vzít jiné prostředky např. určovat kvazistabilní doby na základě monolitických komparátorů a jejich mnohem stabilnějších komparačních úrovní.

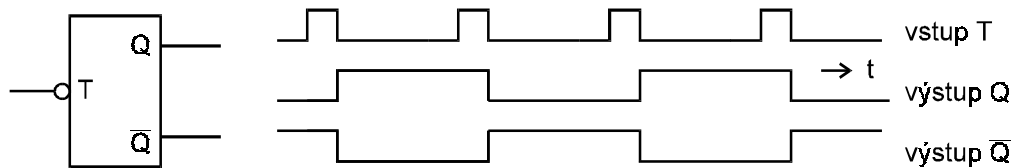
V předchozím jsme poznali základní činnost bistabilního obvodu a zjistili jsme, že dělí dvěma počet vstupních impulsů a zachovává informaci po neomezeně dlouhou dobu. Z toho vyplývá jeho široké využití v oblasti digitální elektroniky.

Obvod, který jsme poznali a který je spouštěn do obou vstupů a tedy mění stav po příchodu každého spouštěcího impulsu, nazýváme obvodem typu T . Ve schématech je kreslen značkou, kde Q znamená výstup a \bar{Q} invertovaný výstup. Naznačený obvod mění stav při příchodu kladné hrany na vstupu T - viz Obr. 3.3-11 .



Obr. 3.3-11

Pokud by byl obvod spouštěn zápornou hranou, vyznačíme to ve schématu tímto způsobem - tedy připojením kroužku k příslušnému přívodu. Průběhy se změní pouze takto :



Obr. 3.3-12

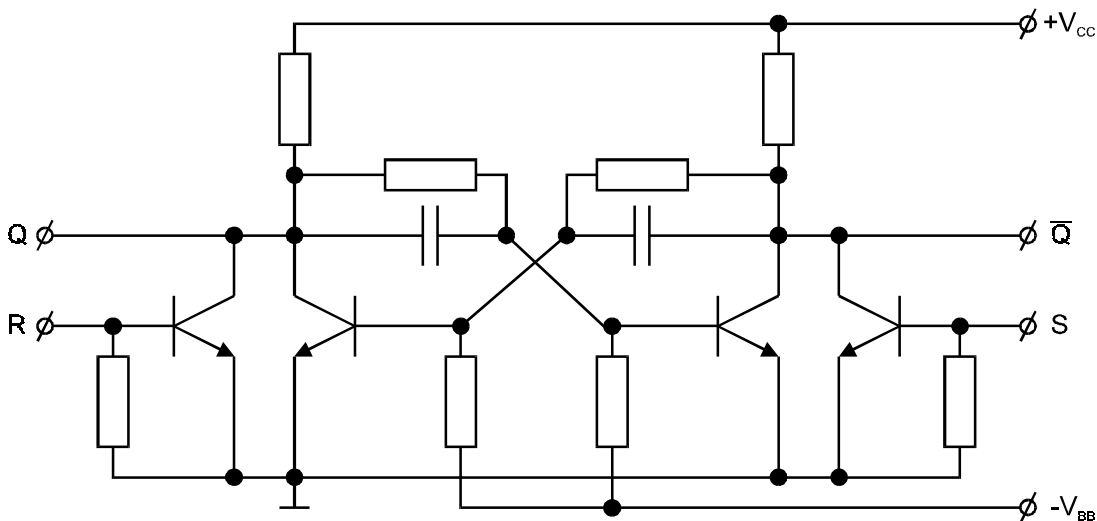
Náš obvod typu T může být popsán ještě dalšími dvěma způsoby - logickou rovnicí a pravdivostní tabulkou.

$$Q^{n+1} = (\bar{T} \cdot Q + T \cdot \bar{Q})^n \quad (3.3.1)$$

T^n	Q^{n+1}
0	Q^n
1	\bar{Q}^n

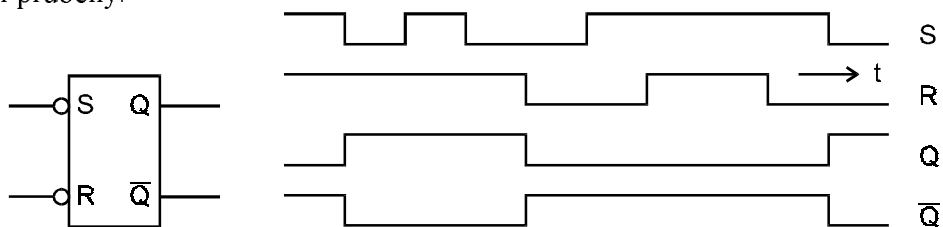
V tomto záznamu značí Q^{n+1} stav po příchodu signálu T^n . Je vidět, že obvod po příchodu každého impulsu změni svůj stav na stav právě opačný.

Jiným obvodem je obvod typu S - R / set - reset /, který si můžeme představit jako náš původní dvoutranzistorový obvod, ovšem spouštěný nesymetricky - viz Obr. 3.3-13.



Obr. 3.3-13

Schematická značka pro obvod spouštěný zápornými hranami je na Obr. 3.3-14 spolu s časovými průběhy.



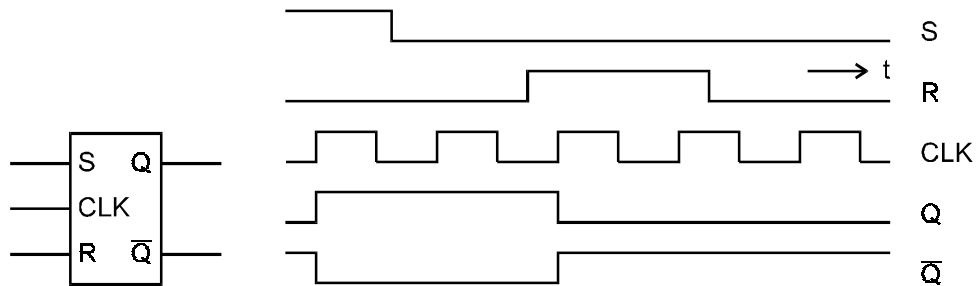
Obr. 3.3-14

Logická rovnice a pravdivostní tabulka jsou následující

$$Q^{n+1} = (S + \bar{R} \cdot \bar{S} \cdot Q)^n \quad R \cdot S \neq 1 \quad (3.3.2)$$

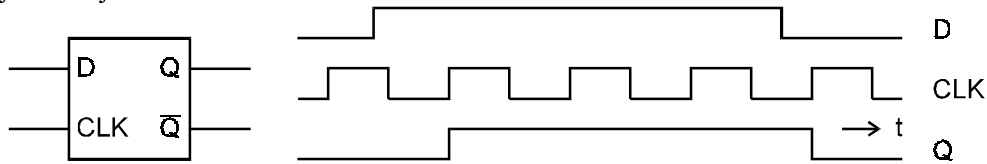
R^n	S^n	Q^{n+1}
0	0	Q^n (beze změny)
0	1	1
1	0	0
1	1	X (neurčitý stav - není dovoleno)

Obvody, které uvažujeme, bývají součástí složitých číslicových soustav. Aby se nepříznivě neprojevovalo zpoždění jednotlivých dílčích obvodů, jsou tyto doplňovány o tzv. hodinové impulsy a jejich vstupy, a potom obvody překlápějí a vůbec provádějí činnost až na popud hodinových impulsů. Potom tedy značka průběhy budou vypadat takto - viz Obr. 3.3-15 .



Obr. 3.3-15

Datový obvod - typ D je podobný obvodu S - R, má však pouze jeden vstup. Jeho symbol a průběhy jsou zřejmé z Obr. 3.3-16 .



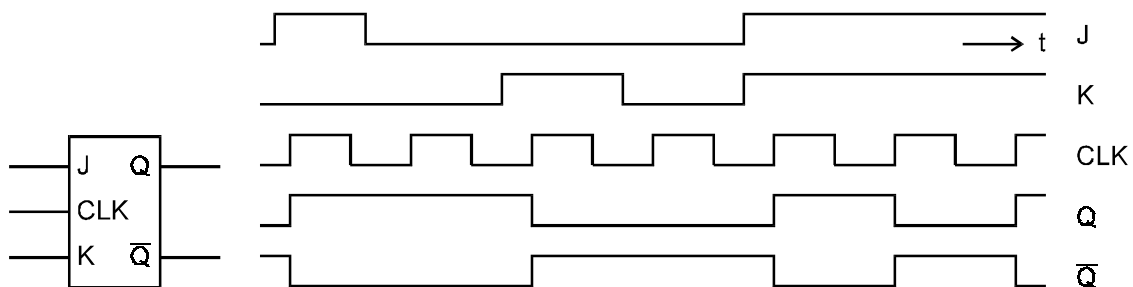
Obr. 3.3-16

Rovnice a pravdivostní tabulka jsou

$$Q^{n+1} = D^n \quad (3.3.3)$$

D^n	Q^{n+1}
0	0
1	1

Posledním z těchto obvodů je klopný obvod J - K . Jeho činnost je stejná jako u obvodu R - S s tou výjimkou, že v případě přivedení signálu na oba vstupy ($J = 1 ; K = 1$) není neurčitý stav, ale obvod překlopí. Symbol a průběhy jsou znázorněny na Obr. 3.3-17 .



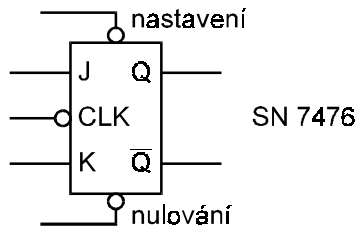
Obr. 3.3-17

Rovnice a pravdivostní tabulka vypadají takto

$$Q^{n+1} = (J \cdot \bar{Q} + \bar{K} \cdot Q)^n \quad (3.3.4)$$

J^n	K^n	Q^{n+1}
0	0	Q^n
0	1	0
1	0	1
1	1	\bar{Q}^n

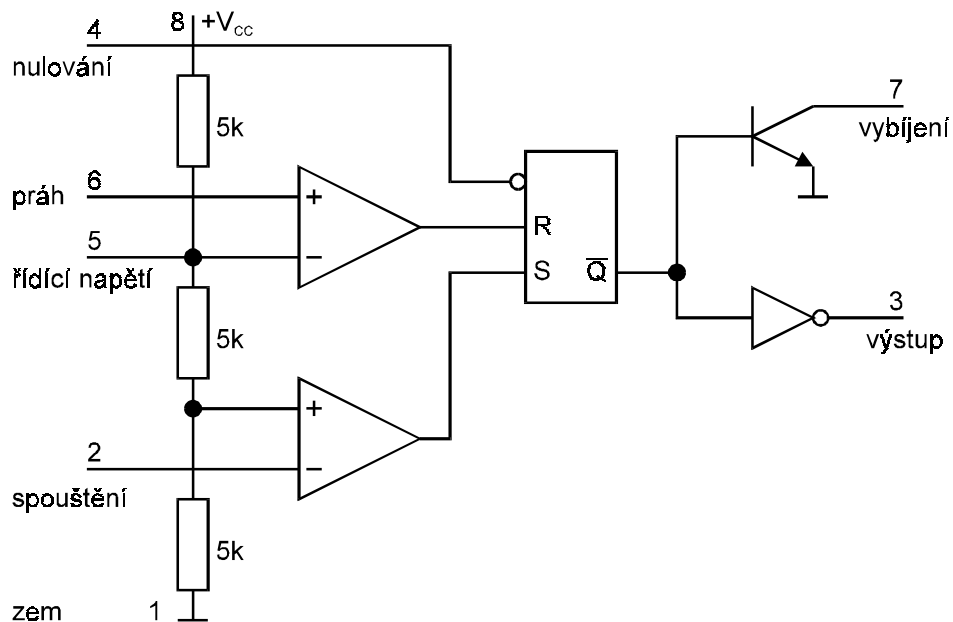
Skutečný obvod např. 7476 se liší pouze tím, že má další dva nezávislé vstupy - nastavení a nulování. Jeho značka je proto



Obr. 3.3-18

Nakonec probereme činnost univerzálního časovače 555, a to poměrně podrobně, protože tento obvod je velice často užíván v praxi. Na rozdíl od klasických multivibrátorů, kde frekvence nebo doba trvání kvazistabilního stavu závisely na časových konstantách a napájecím napětí, ale též i na teplotních závislostech tranzistorů, určují se v případě obvodu typu 555 potřebné úrovně na základě komparátorů - tedy daleko přesněji a s podstatně menším ovlivňováním teplotou.

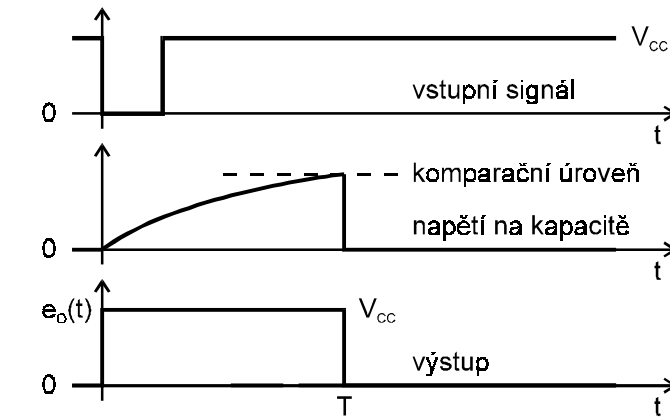
Blokové schéma časovače 555 je na Obr. 3.3-19. / Jeho CMOS verze 7555 je obdobná. /



Obr. 3.3-19

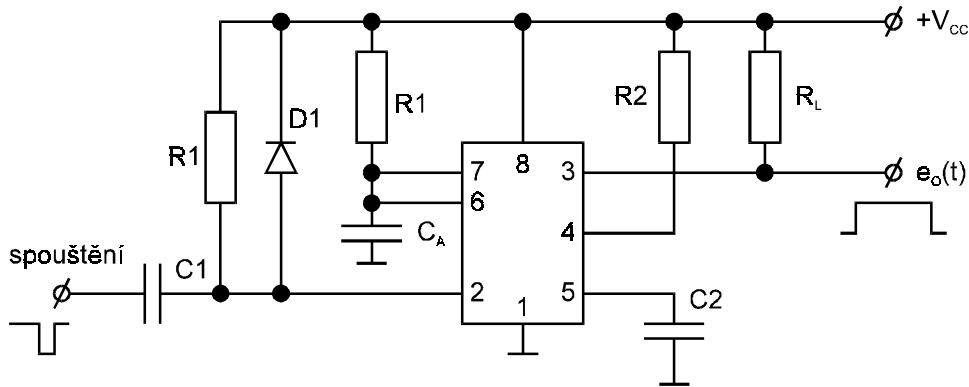
Funkce - monostabilní obvod : V tomto režimu obvod reaguje na vstupní impuls delším impulsem na svém výstupu, přičemž doba trvání výstupního impulsu bude co možná

nejstabilnější. Délku impulsu budeme určovat prvky a obvodem RC - integračním obvodem. Časové průběhy by tedy měly vypadat asi takto - viz Obr. 3.3-20 .



Obr. 3.3-20

Základní zapojení obvodu jako monostabilní multivibrátor je na Obr. 3.3-21 .

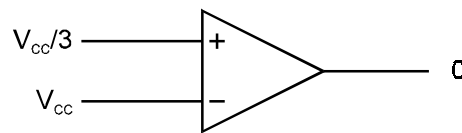


Obr. 3.3-21

Počáteční podmínky :

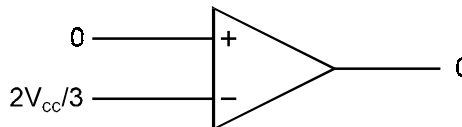
- 1/ Vývod 2 je na vysoké úrovni
- 2/ Komparátor K_2 - jeho výstup - je na nízké úrovni, protože vývod 2 je na vysoké úrovni - a je to invertující vstup, zatímco na neinvertujícím vstupu je napětí

$$V_{(R3)} = V_{CC} \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{V_{CC}}{3} \quad (3.3.5)$$



- 3/ Výstup komparátoru K_1 je na nízké úrovni, protože vývod 6 je na nízké úrovni a je to neinvertující vstup, zatímco na invertujícím vstupu je napětí

$$V_{(R2+R3)} = V_{CC} \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{2}{3} V_{CC} \quad (3.3.6)$$



- 4/ Podmínky pro R - S obvod jsou tedy $S = 0$; $R = 0$, a protože výstup je \overline{Q} , musí na něm být vysoká úroveň / jednička /
- 5/ Tranzistor T je zcela otevřen, protože jeho bázi řídí \overline{Q} obvodu R - S
- 6/ Kapacitor C_A je vybit, protože T vede
- 7/ Vývody 6 a 7 jsou na nízké úrovni, protože C_A je bez napětí
- 8/ Na výstupu je nízká úroveň, protože na výstupu R - S obvodu je úroveň vysoká a výstupní obvod invertuje signál

Okamžik spouštění :

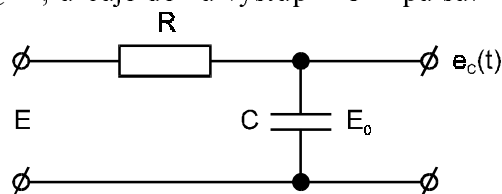
- 1/ Vstupní signál zajistí, že se svorka 2 dostane pod úroveň napětí V_{R3} a to znamená, že výstup komparátoru K_2 jde na vysokou úroveň
- 2/ R - S obvod je nastaven do polohy - set - což znamená, že výstup \overline{Q} jde na nulu v důsledku vysokého napětí na komparátoru K_2
- 3/ Tranzistor T je ve stavu vypnuto, protože \overline{Q} je na nízké úrovni
- 4/ Vývod 3 - výstup jde na vysokou úroveň, protože výstup je invertovaným stavem \overline{Q}
- 5/ Je-li T nevodivý, kapacita C_A se bude nabíjet exponenciálně přes rezistor R_A
- 6/ Pokud spouštěcí impuls na vývodu 2 končí a napětí na něm jde nahoru, tak komparátor K_2 - jeho výstup jde dolů. R - S obvod však zůstává ve stavu - set

Konečný stav :

- 1/ Výstup komparátoru K_1 zůstává na nízké úrovni, pokud napětí na kapacitoru C_A připojenému na svorku 6 nedosáhne hodnoty $V_{(R2+R3)} = 2V_{CC} / 3$. Po překročení této úrovně jde výstup komparátoru na vysokou úroveň
- 2/ klopný obvod je tím buzen na svorce RESET a to znamená, že na jeho výstupu \overline{Q} je opět vysoká úroveň
- 3/ Tranzistor T je sepnut vysokou úrovní na výstupu R - S obvodu
- 4/ C_A je vybíjen pomocí T_1 a napětí na svorkách 6 a 7 klesá
- 5/ Výstupní napětí na svorce 3 klesá na nízkou hodnotu, protože výstup R - S je na vysoké úrovni
- 6/ Komparátor K_1 - jeho výstup - jde zpátky do stavu nízké úrovně jakmile napětí na svorce 6 klesne pod hodnotu $V_{(R2+R3)}$, ale R - S obvod zůstává v poloze RESET
- 7/ Konečný stav monostabilního multivibrátoru je tedy stejný jako byl jeho výchozí stav

Návrh monostabilního obvodu s 555 :

V podstatě musíme určit pouze R_A a C_A . V základním zapojení jsou úrovně $V_{(R3)} = V_{CC}/3$ (pro spouštění) a $V_{(R2+R3)} = 2 \cdot V_{CC}/3$ (pro dobu trvání T) dány. Čas potřebný k tomu, aby se C_A nabil na hodnotu $2 \cdot V_{CC}/3$, určuje délku výstupního impulsu.



Obr. 3.3-22

Obecný vztah pro integrační obvod je následující

$$e_C(t) = E - (E - E_0) \cdot e^{-t/RC} \quad (3.3.7)$$

Význam symbolů je zřejmý z Obr. 3.3-22 . Čas potřebný pro dosažení úrovně e_C si můžeme vypočítat

$$T = RC \ln \left(\frac{E - E_0}{E - e_C} \right) \quad (3.3.8)$$

Pro náš případ $C = C_A$; $R = R_A$; $E = V_{CC}$; $E_0 = 0$; $e_C = 2 \cdot V_{CC}/3$, což vše při dosažení dává $T = 1.1 \cdot R_A C_A$. (3.3.9)

V reálných podmínkách je ovšem kapacita C_A připojena k vývodu 6 a 7, což jsou vstup komparátoru a kolektor tranzistoru T.

Kolektorový proud uzavřeného tranzistoru bude řádu $1 \cdot 10^{-10}$ A, čili 100 pA a můžeme ho zanedbat. Na základě dat 555 určíme, že proud vstupu komparátoru je typicky $0.1 \mu A$ a není větší než $0.25 \mu A$. Aby platilo naše odvození a rovnice (3.3.9) , musí proud tekoucí kapacitou být podstatně větší než proud komparátoru. Protože proud tekoucí kapacitou C_A se snižuje s nabíjením kapacitoru, nejhorší podmínky nastanou pro úroveň $e_C = 2 \cdot V_{CC}/3$. Potom proud tekoucí rezistorem R_A bude

$$V_{RA} = V_{CC} - \frac{2}{3} V_{CC} = \frac{1}{3} V_{CC} \quad \text{a tedy} \quad I_{C(\min)} = \frac{1}{3} \frac{V_{CC}}{R_A} \quad (3.3.10)$$

$$\text{a dále} \quad R_A = \frac{V_{CC}}{3 I_{C(\min)}} \quad (3.3.11)$$

Návrh obvodu by měl tedy postupovat takto :

- 1/ Určíme z dat 555 I_{th} , kde I_{th} je proud vstupu komparátoru
- 2/ Vybereme $I_{C(\min)} \gg I_{th}$
- 3/ Spočteme R_A
- 4/ Určíme C_A

Příklad :

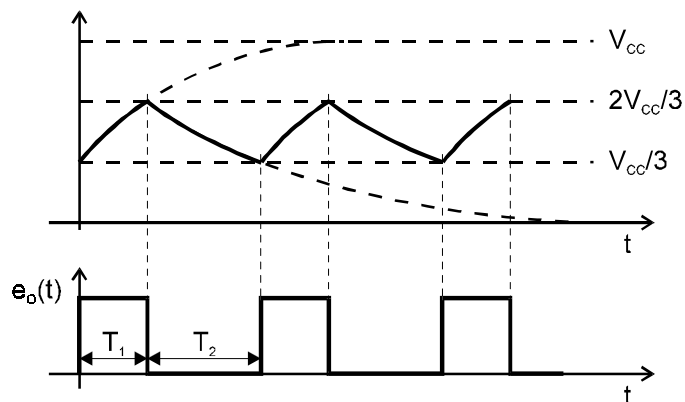
Navrhněte monostabilní obvod s 555 tak, aby šířka výstupního impulsu byla 1 ms. Napájecí napětí bude $V_{CC} = 15 V$.

Řešení :

$I_{th} = 0.25 \mu A$ z dat 555 . Necht' $I_{C(\min)} = 1000 \cdot I_{th} = 250 \mu A$. Potom $R_A = V_{CC}/(3 \cdot I_{C(\min)}) = 20 k\Omega$ a volíme standardní hodnotu $22 k\Omega$. Určíme $C_A = T/(1.1 \cdot R_A) = 0.04 \mu F$ a užijeme standardní hodnotu $0.039 \mu F$.

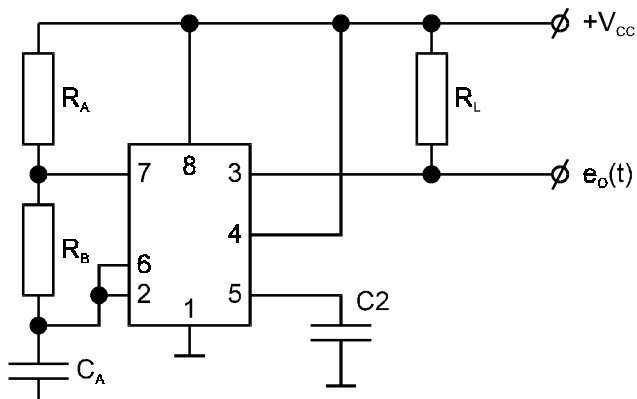
Astabilní režim s 555 :

Abychom realizovali tento režim, musíme zabezpečit nabíjení a vybíjení kapacitoru mezi dvěma úrovněmi (obdoba multivibrátoru). Toto můžeme udělat, spojíme-li vstupy 2 a 6, na které připojíme integrační obvod RC. Tím určujeme úroveň nabíjení a vybíjení kapacitoru na $V_{CC}/3$ a $2 \cdot V_{CC}/3$ a mělo by to tedy vypadat takto :



Obr. 3.3-23

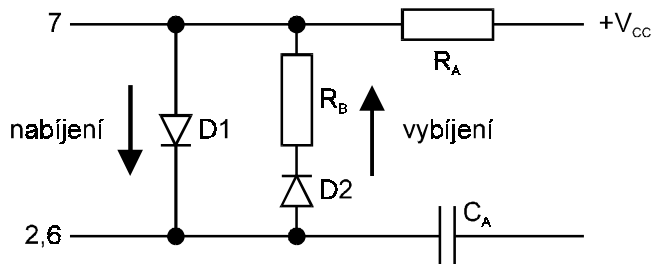
Ještě však nemáme zajištěno vybíjení kapacitoru po uplynutí doby T_1 , ale toto může velice dobře zastat tranzistor T ovládaný z výstupu R - S obvodu. Abychom však dostali konečnou dobu vybíjení - čili dobu T_2 , musíme provést vybíjení přes nějaký odpor. Můžeme tedy uskutečnit zapojení podle Obr. 3.3-24 .



Obr. 3.3-24

Je možné snadno odvodit, že pro T_1 platí $T_1 = 0,693 \cdot C_A (R_A + R_B)$, protože počáteční napětí na kapacitoru C_A je $V_{CC}/3$, konečné napětí je $2 \cdot V_{CC}/3$ a nabíjecí napětí je V_{CC} . Podobně vybíjecí perioda - probíhá v čase T_2 - začíná na napětí $2 \cdot V_{CC}/3$, překlopení - konec času T_2 nastane pro $V_{CC}/3$ a konečnou hodnotou je nulové napětí / k tomu se má snahu kapacitor vybíjet /. Dostaneme $T_2 = 0,693 \cdot C_A R_B$.

Je zřejmé, že v tomto jednoduchém uspořádání nemůžeme dostat střídu 1 : 1, protože nabíjecí a vybíjecí odpory budou vždy různé. Pomoci si můžeme např. zapojením podle Obr. 3.3-25 .

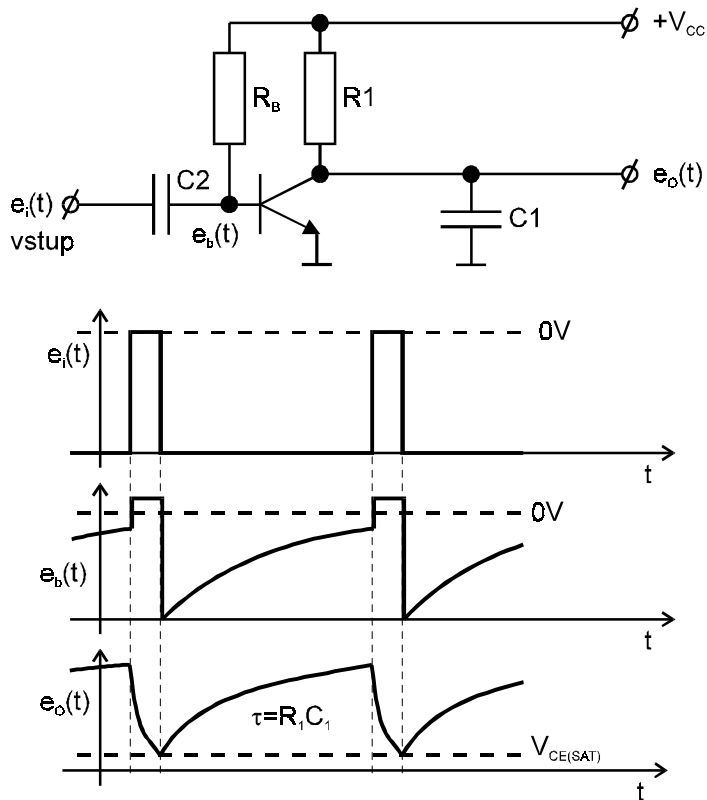


Obr. 3.3-25

Existuje nepřeborné množství různých zapojení obvodu 555 pro nejrůznější aplikace. / Řada z nich je uveřejněna v Amatérském radiu, řada B, 1994, číslo 5 a 6. /

3.4 Generace pilových průběhů

Velmi často potřebujeme napěťový průběh lineárně rostoucí s časem, a to buď v režimu monostabilním nebo astabilním. Je to typický průběh, který užíváme pro časový rozvoj například v osciloskopu. Abychom dostali průběh narůstající s časem, použijeme nabíjení kapacity. Obvod by pak mohl vypadat podle obrázku. Tranzistor působí jako klíč, který se po jisté době otevře a vybijí kapacitu, aby se pochod mohl opakovat. Nabíjení kapacity přes odpor konečné hodnoty nám ovšem dá nikoliv lineární průběh, ale průběh exponenciálního charakteru.

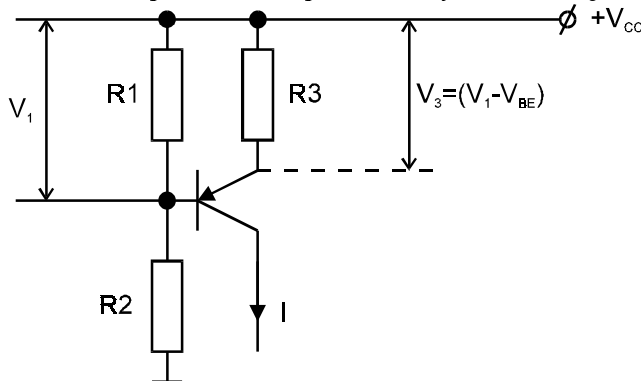


Obr. 3.4-1

Obr. 3.4-1 ukazuje průběhy na vstupu, bázi tranzistoru a výstupu. Pro kapacitor platí

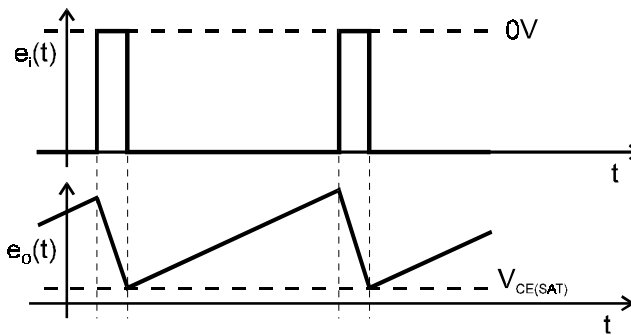
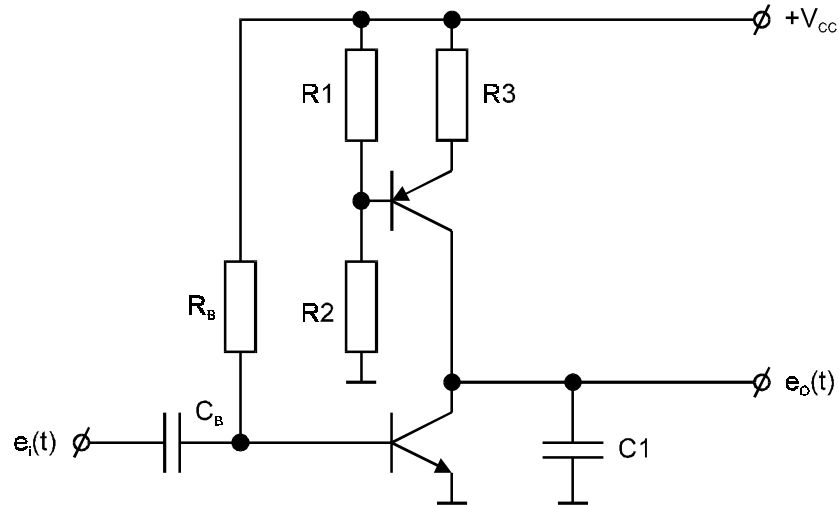
$$\frac{dV}{dt} = \frac{I}{C} \quad (3.4.1)$$

a proto budeme-li chtít na kapacitoru C průběh lineárně rostoucí s časem, musíme udržovat proud konstantní. Bipolární tranzistor se chová v lineární oblasti přibližně jako proudový zdroj a jeho vlastnosti ještě můžeme zlepšit užitím zpětné vazby v emiteru jak ukazuje Obr. 3.4-2 .



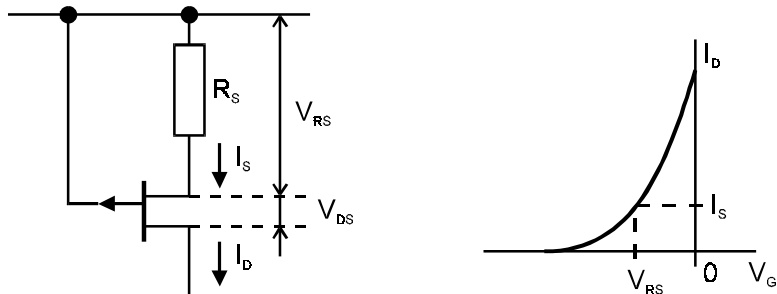
Obr. 3.4-2

Obvod potom bude vypadat asi takto



Obr. 3.4-3

Tranzistor řízený polem může být také použit jako proudový zdroj, pokud se bude nacházet v saturované oblasti a do emiteru dáme odpor, čímž vznikne zpětná vazba.

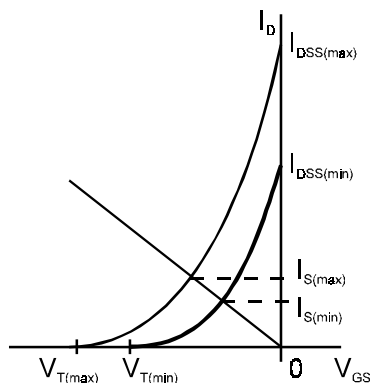


Obr. 3.4-4

Nakreslíme-li si převodní charakteristiku v saturované oblasti $i_D = f(V_{GS})|_{V_{DS}=konst}$

bude situace podle Obr. 3.4-4 . Potom musí platit, že $R_S = V_{RS} / I_S$.

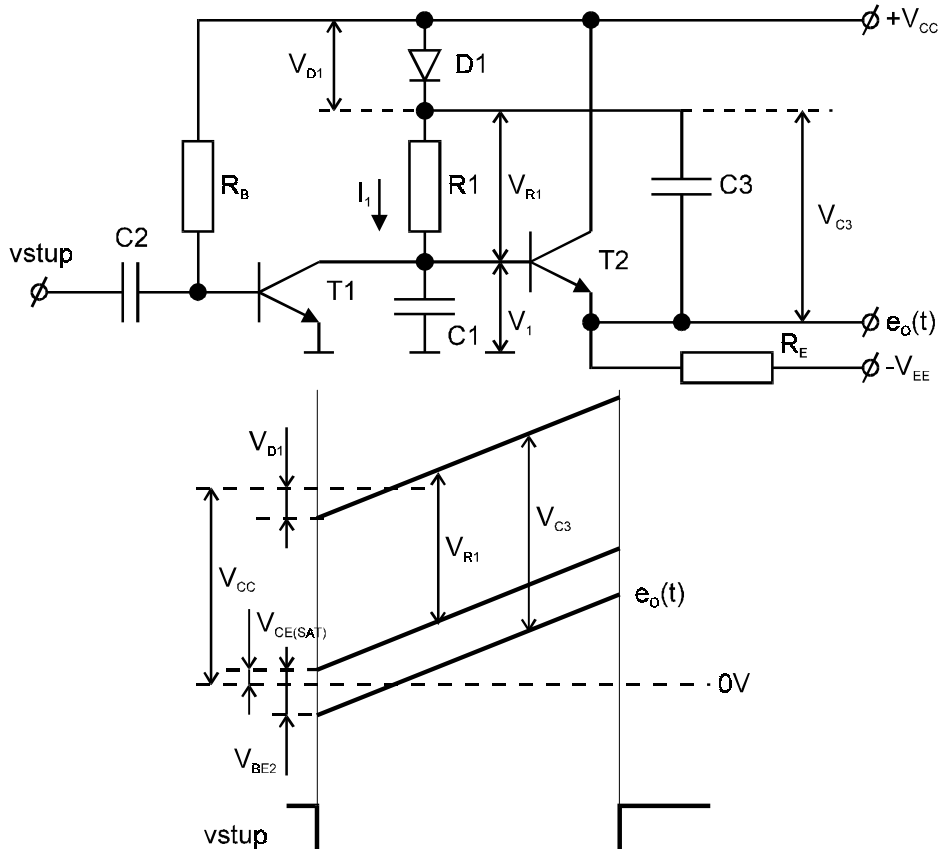
Tranzistory řízené polem mají však poměrně velký rozptyl hodnot. Tak např. tranzistor 2N4857 má $V_t \equiv V_{GS(off)}$ čili prahové napětí v mezích $-2 \div -6$ V a I_{DSS} čili proud kolektoru / drainu / pro $V_{GS} = 0$ v mezích $20 \div 100$ mA. Pak je nutné tuto skutečnost respektovat a musíme nakreslit převodní charakteristiky obou mezních případů - viz Obr. 3.4-5 .



Obr. 3.4-5

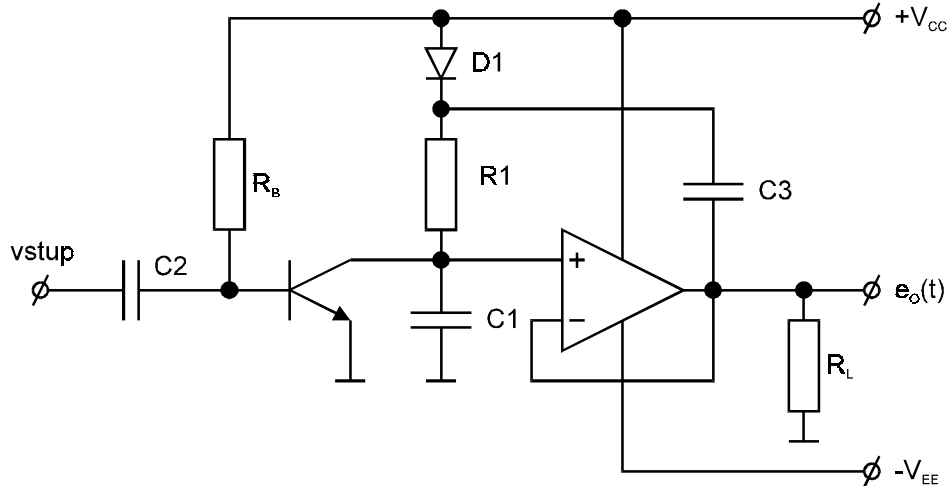
Potom zakreslíme-li do obrázku předpět'ovou přímku danou velikostí emiterového odporu, můžeme určit rozptyl hodnot $I_{S(max)}$ a $I_{S(min)}$. Bude proto vhodné doplnit obvod regulačním prvkem, kterým nastavíme I_S na konstantní hodnotu.

Jiným obvodem, který generuje pilový průběh, je obvod typu bootstrap. Tento obvod je naznačen na následujícím obrázku. Jedná se opět o obvod, který nabíjí kapacitor C_1 konstantním proudem přes odpor R_1 . Vybíjecí tranzistor T_1 udržuje napětí na C_1 na hodnotě $V_{CE(SAT)}$, dokud ho nezavřeme záporným impulsem. Tranzistor T_2 působí jako emiterový sledovač. Kapacitor C_3 má velice velkou kapacitu a za dobu činnosti obvodu nemění ztelně svůj náboj. Chová se tedy jako zdroj konstantního napětí. Po uzavření tranzistoru T_1 se zvyšuje napětí na kapacitoru C_1 a prakticky stejně se zvyšuje napětí na emiteru sledovače, a protože kapacitor C_3 nemění napětí, dochází k uzavření diody D_1 . Průběhy jsou na dalším Obr. 3.4-6.



Obr. 3.4-6

Namísto emiterového sledovače s tranzistorem můžeme užít operační zesilovač a dostaneme tak zapojení dle Obr. 3.4-7 .

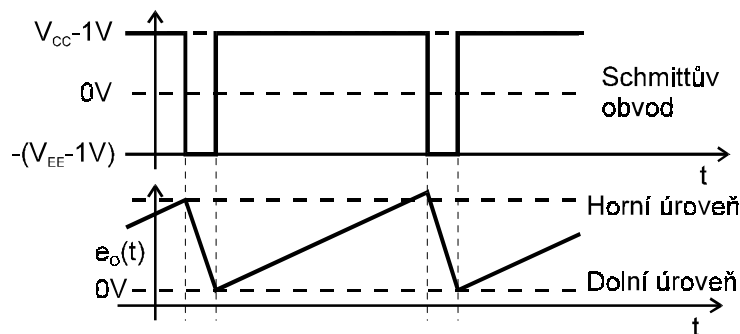


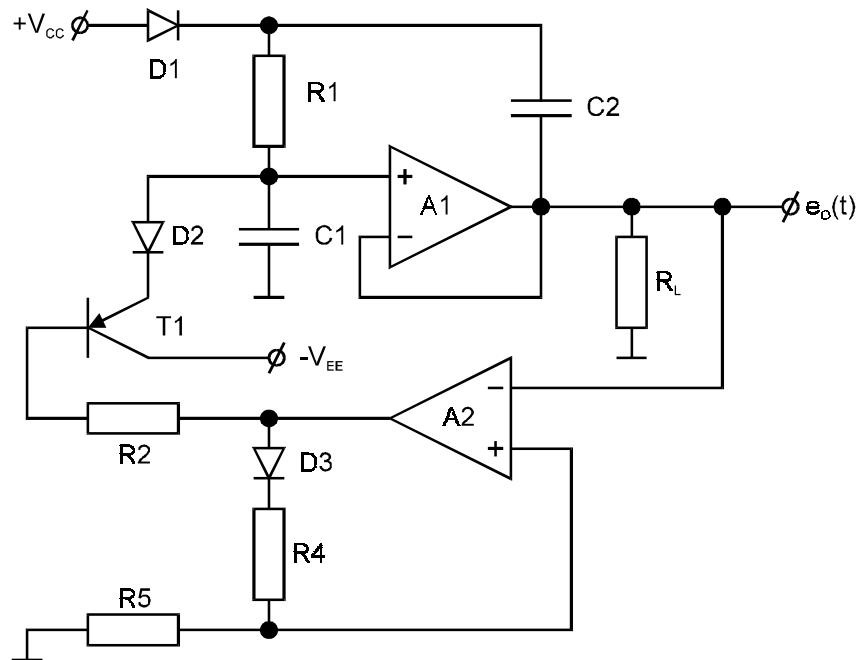
Obr. 3.4-7

Proti zapojení s emiterovým sledovačem máme výhodu v tom, že výstupní signál sleduje velmi přesně signál na C_1 , protože rozdíl mezi vstupy operačního zesilovače je velice malý. Jeho maximální velikost je dána podílem výstupního maximálního napětí a zesílení. Např. pro 741 to činí při výstupním napětí 10 V $10 \text{ V} / 2 \cdot 10^5 = 20 \mu\text{V}$. To znamená, že výstupní napětí je o pouhých 50 μV nižší než je vstupní napětí na C_1 / u emiterového sledovače tento rozdíl byl 0.7 V / .

Napěťový sledovač má zesílení prakticky rovno jedné, má vysoký vstupní a nízký výstupní odpor. Zatěžovací odpor může být uzemněn. Další výhodou je i to, že nízký vstupní proud operačního zesilovače má zanedbatelný vliv na nabíjení C_1 . Daleko větší vliv má inverzní proud diody D_1 . Při použití 1N914 je I_R běžně 3 μA , zatímco pro 741 je maximální vstupní proud 500 nA. To vše má za následek nižší potřebné nabíjecí proudy do C_1 a také nižší C_3 .

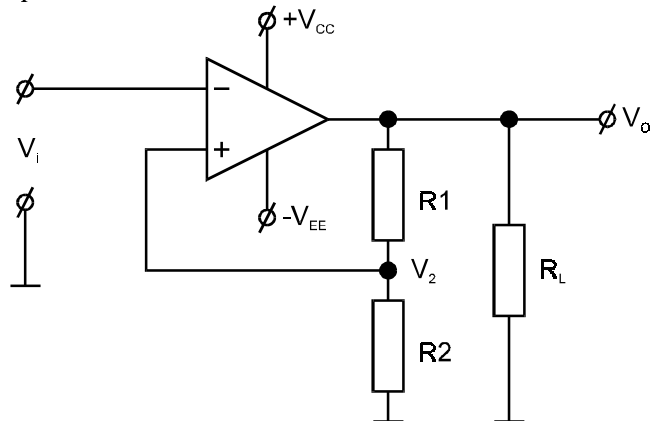
Volnoběžný generátor pilového průběhu můžeme vytvořit, použijeme-li Schmittův obvod pro detekci horní úrovně a generování vybíjecího impulsu kapacitoru C_1 . Obvod je na Obr. 3.4-8 a p - n - p tranzistor T_1 vybíjí kapacitor C_1 , pokud je výstup Schmittova obvodu záporný. Dioda D_2 chrání přechod báze - emiter před nadměrným závěrným předpětím, pokud je výstup Schmittova obvodu záporný.





Obr. 3.4-8

Pokud je výstup Schmittova obvodu kladný, je T₁ uzavřen a C₁ se nabíjí a vytváří pilový průběh, jak jsme uvažovali již dříve. Jakmile amplituda pily dosáhne horní úrovně Schmittova obvodu, stane se jeho výstup záporný. To způsobí průchod proudu I_{B1}, otevření T₁ a vybíjení C₁. Rychlé vybíjení pokračuje, dokud není dosaženo dolní úrovně Schmittova obvodu. Dioda D₃ způsobuje, že Schmittův obvod má dolní úroveň blízko úrovně zemního potenciálu. Protože jsme zatím komparátor jako Schmittův obvod neprobírali, rozebereme si jeho činnost nyní. Uvažujme obvod podle Obr. 3.4-9 .



Obr. 3.4-9

Je-li V_i menší než V₂, neinvertující vstup má vyšší napětí, a proto je výstup kladný a dosahuje hodnoty V_O ≅ V_{CC} - 1 V, pokud je R_L ≥ 10 kΩ / viz data 741 /. Napětí na neinvertujícím vstupu je dáno

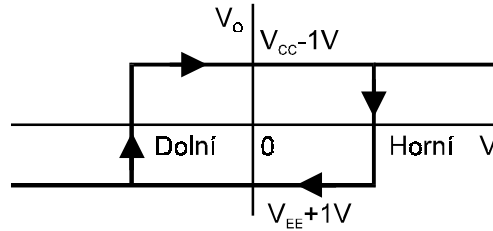
$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{CC} - 1) \quad (3.4.2)$$

Když napětí na vstupu zvýšíme na hodnotu nepatrně vyšší než V_2 , výstup se stane záporným a dosáhne hodnoty $V_{EE} + 1V$. Současně se i neinvertující vstup stane záporný. Je-li napětí na výstupu $V_{EE} + 1V$, platí

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{EE} + 1) \quad (3.4.3)$$

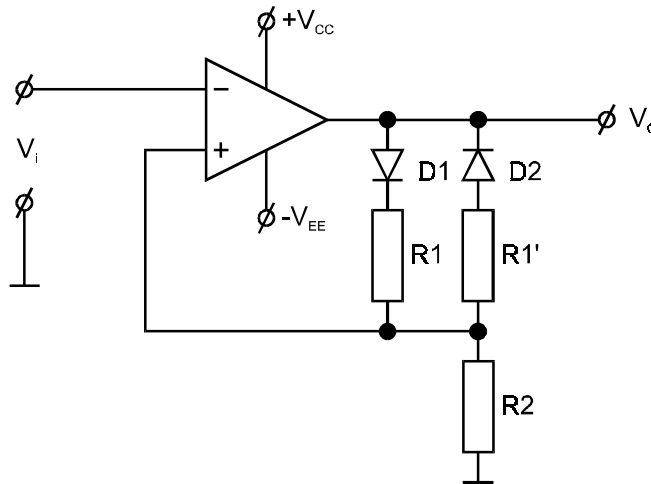
Protože V_{EE} je záporné, zůstáváme v tomto stavu, dokud napětí na invertujícím vstupu neklesne pod tuto hodnotu. Platí tedy

$$\text{Horní úroveň} \cong \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{CC} - 1) \quad \text{Dolní úroveň} \cong \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{EE} + 1)$$



Obr. 3.4-10

Různé horní a dolní úrovně dosáhneme obvodem dle Obr. 3.4-11 .



Obr. 3.4-11