

6 Generátory tvarových kmitů

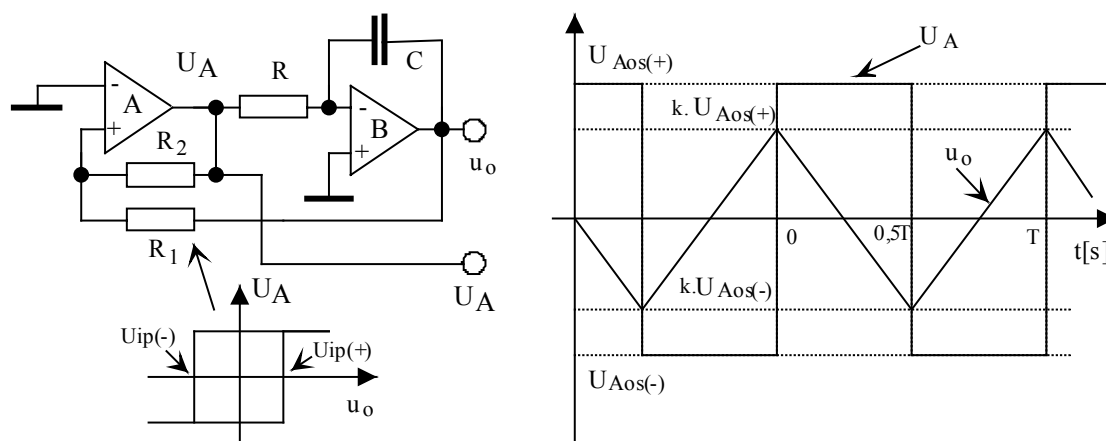
V předchozí kapitole byl hlavní součástí komparátor s kladnou zpětnou vazbou ve spojení s kondenzátorem exponenciálně nabíjeným nebo vybíjeným přes rezistor ze zdroje napětí.

Druhou zajímavou kategorií jsou obvody obsahující komparátor s kladnou zpětnou vazbou a integrátor. Základní obvod tímto spojením je na obr.6-1

Zesilovač A je zapojen jako neinvertující komparátor s hysterezí. Prahová napětí jsou :

$$U_{ip(-)} = \frac{R_1}{R_2} U_{AOS(+)} \quad ; \quad U_{ip(+)} = \frac{R_1}{R_2} U_{AOS(-)} \quad ; \quad k = \frac{R_1}{R_2} \quad ; \quad k_r = U_r \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Konstanta k_r se uplatní místo konstanty k v případě připojení referenčního napětí U_r na invertující vstup operačního zesilovače A.



Obr.: 6-1 Generátor pravoúhlých a trojúhelníkových impulzů

Jestliže v čase $t = 0$ bude na výstupu komparátoru napětí $U_{AOS(+)}$, časový průběh napětí na výstupu integrátoru bude:

$$\text{r.: 6-1} \quad U_0(0,5T) = -\frac{1}{RC} \int_0^{0,5T} U_{AOS(+)}(t) dt - k U_{AOS(-)}$$

$$\text{r.: 6-2} \quad -k U_{AOS(+)} = \frac{U_{AOS(+)} T}{2RC} - k U_{AOS(-)}$$

Budeme-li pro jednoduchost předpokládat: $|U_{AOS(+)}| = |U_{AOS(-)}| = |U_{AS}|$,

můžeme dosadit do předchozí rovnice a vypočítat:

$$|2kU_{AS}| = \left| \frac{U_{AS} T}{2RC} \right|$$

$$\text{r.: 6-3} \quad T = 4kRC$$

Vlastní frekvence obvodu f_0 bude:

$$\text{r.: 6-4} \quad f_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{4kRC}$$

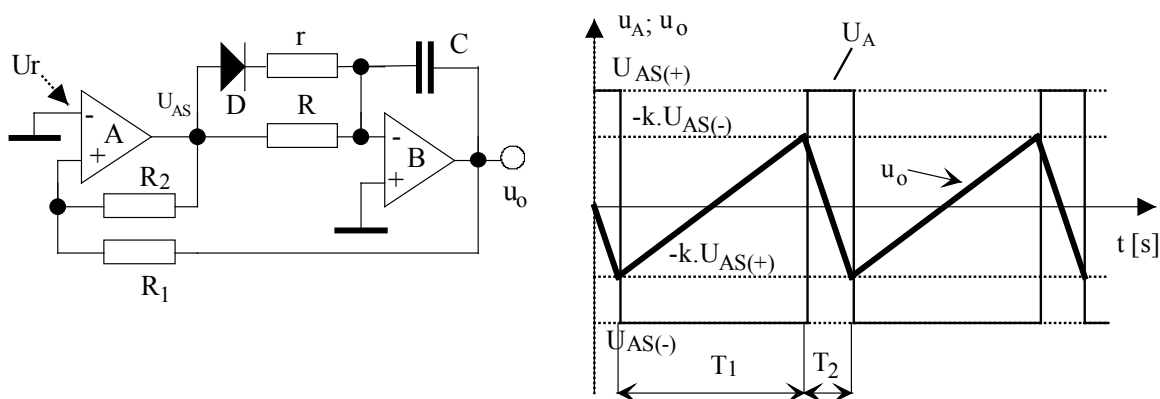
Poznámka: Zavedeme-li na invertující vstup OZ A napětí U_r , vlastní frekvence se nezmění. Podle hodnoty U_r se bude posouvat ve vertikálním směru pásmo hystereze a tedy i napětí na výstupu integrátoru. Změní-li se referenční napětí U_r tak, že jedna z komparačních mezí bude vyšší než

příslušná saturační hodnota napětí na výstupu komparátoru, přeruší se zpětná vazba a relaxační kmity se ukončí. Této okolnosti lze s výhodou využít pro řízení činnosti (klíčování) generátoru logickým signálem do invertujícího vstupu OZ A. Podle polaritě přivedeného napětí U_r lze současně zaručit posloupnost hran průběhu po startu (jestli je v okamžiku startu první hrana generovaného impulsu vzestupná nebo sestupná).

Generátory postavené na tomto principu generují výstupní impulsy s vysoce přesnými parametry (frekvence, linearita, nízká výstupní impedance pro oba výstupy) a vyžadují minimum součástek.

6.1.1 Generátor nesouměrného trojúhelníkového napětí

Tento obvod vznikne drobnou modifikací předchozího zapojení. Dioda D na obr.6-2, spolu se sériovým rezistorem, určuje individuální integrační konstantu pro každou polaritu vstupního napětí integrátoru.



Obr.: 6-2 Generátor nesouměrných trojúhelníkových impulsů

Při kladném saturačním napětí $U_{AS(+)}$ bude integrátor integrovat do záporných napětí a časovou závislost výstupního napětí určuje rovnice:

$$\text{r.: 6-5} \quad U_o(T_2) = -\frac{1}{r \parallel R \cdot C} \int_0^{T_2} U_{AS(+)} dt - k U_{AS(-)}$$

Naopak při záporném saturačním napětí platí:

$$\text{r.: 6-6} \quad U_o(T_1) = -\frac{1}{R \cdot C} \int_0^{T_1} U_{AS(+)} dt - k U_{AS(-)}$$

Předpokládáme-li opět $|U_{AOS(+)}| = |U_{AOS(-)}| = |U_{AS}|$, určíme podobným postupem jako v předchozím příkladě obě části periody:

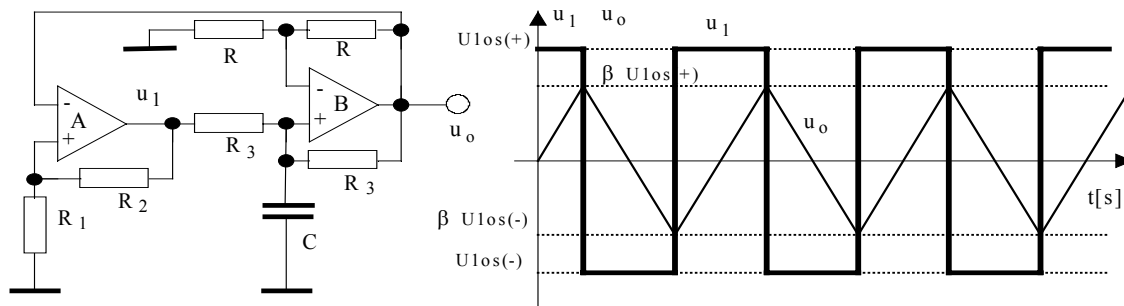
$$\text{r.: 6-7} \quad T_1 = 2 \cdot k \cdot R \cdot C$$

$$\text{r.: 6-8} \quad T_2 = 2k \left(\frac{r \cdot R}{r + R} \right) C$$

$$\text{r.: 6-9} \quad T = T_1 + T_2$$

6.1.2 Generátor trojúhelníkového napětí s neinvertujícím integrátorem

Předchozí dva obvody byly sestaveny z neinvertujícího komparátoru a invertujícího integrátoru. Stejný výsledek dostaneme, použijeme-li neinvertující integrátor (Howlandův obvod) a pro zachování smyslu zpětné vazby tentokrát invertující komparátor. Při výpočtu nutno připomenout na jiné vzorce při výpočtu hystereze komparátoru. Schéma obvodu je na obr.6-3.



Obr.: 6-3 Generátor trojúhelníkového napětí s neinvertujícím integrátorem

Invertující komparátor A má prahová napětí $\beta U_{1os(+)}$ a $\beta U_{1os(-)}$, která definují amplitudu na výstupu integrátoru. Konstanta $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ představuje dělicí poměr rezistorů kladné zpětné vazby komparátoru. Výstupní napětí $u_o(t)$ je dáno :

r.: 6-10
$$U_o(0,5T) = \frac{2}{R_3 C} \int_0^{T/2} U_{1os(+)} dt + \beta U_{1os(-)}$$
 ,

Přijmeme-li předpoklad $U_{1os(-)} = U_{1os(+)} = U_{1os}$, po dosazení platí:

r.: 6-11
$$2\beta U_{1os} = \frac{2 \cdot U_{1os} \cdot T}{R_3 C \cdot 2}$$

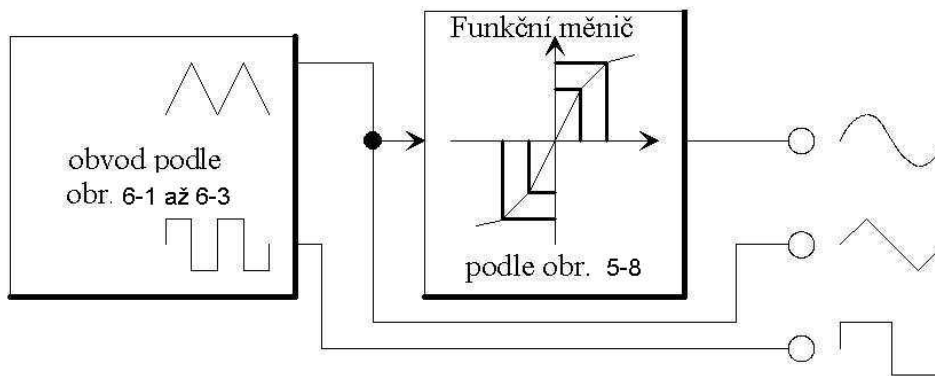
odkud pro délku opakovací periody platí:

r.: 6-12
$$T = 2\beta R_3 C = \frac{2R_1}{R_1 + R_2} \cdot R_3 C$$

a opakovací frekvence je:

r.: 6-13
$$f_o = \frac{R_1 + R_2}{2R_1 R_3 C} = \frac{1}{2\beta R_3 C}$$

Jednou z výhod tohoto zapojení je možnost přesného nastavení linearit integrátoru jemným nastavením poměru R -R v invertující větvi integrátoru.



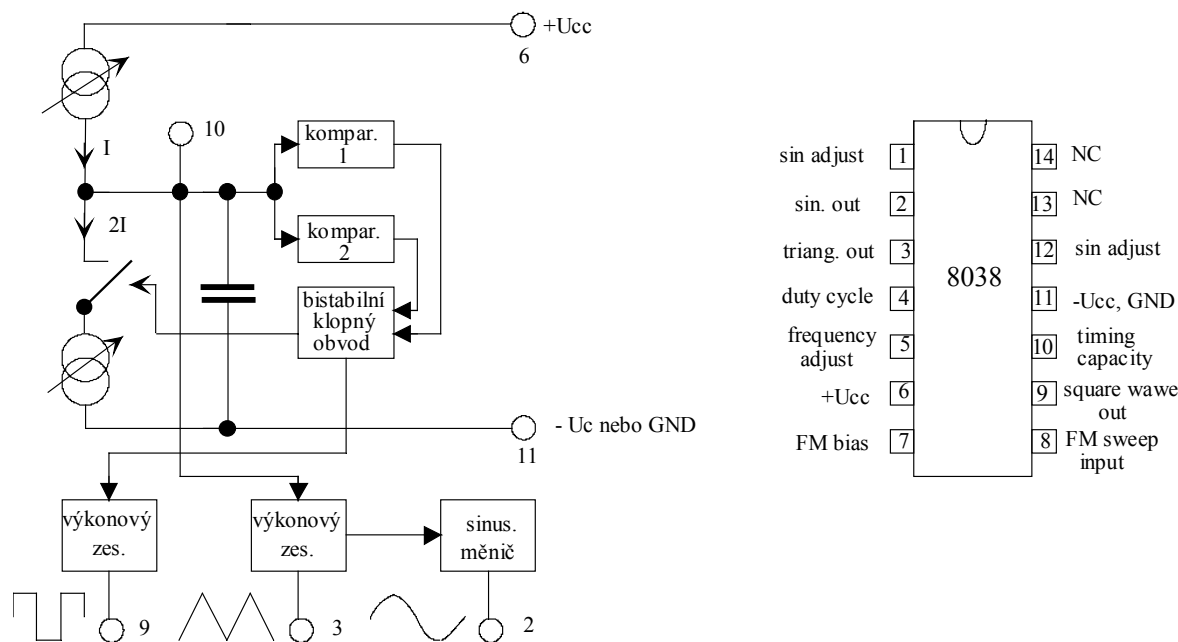
Obr.: 6-4 Sestava funkčního generátoru obdélník, trojúhelník a sinus

Použití těchto generátorů je velmi rozmanité. Vzhledem k snadné přeladitelnosti ve velkém rozsahu frekvencí a stabilitě nastavených parametrů se obvykle doplňují funkčním převodníkem podle obr.5-8,

kteří trojúhelníkový průběh mění na sinusový. Tato sestava je základem univerzálních tvarových generátorů pro laboratorní účely. Proti klasickým sinusovým generátorům zaručují tyto generátory přijatelně nízkou úroveň zkreslení a konstantní amplitudu kmitů bez přidavných stabilizačních obvodů. Blokové schéma je na obr.6-4.

6.1.3 Integrovaný funkční generátor 8038 Intersil

Všechny funkce generátoru podle obr.6-4 může nahradit integrovaný obvod 8038. Funkční generátor s tímto obvodem má na výstupech trojúhelníkové, obdélníkové a sinusové napětí. Strmost trojúhelníkových impulzů lze individuálně nastavovat, může být použit jako napětím řízený oscilátor (VCO - voltage controlled oscillator) a jako frekvenčně rozmitaný generátor. Principiální zapojení integrovaného obvodu 8038 je na obr.6-5.



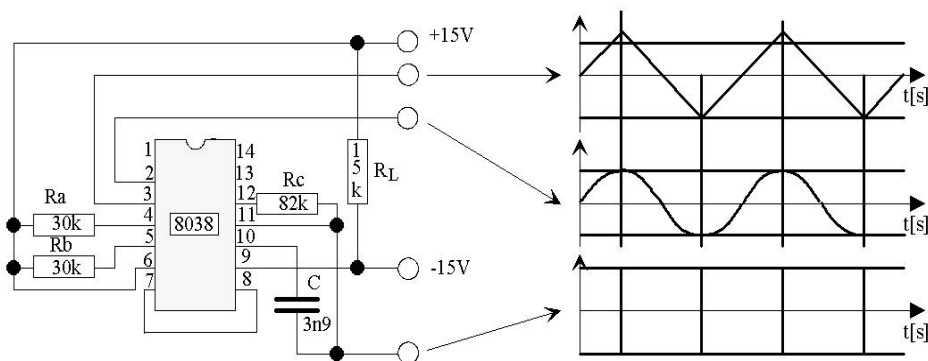
Obr.: 6-5 Funkční schéma integrovaného signálového generátoru Intersil 8038 se zapojením vývodů IO

Napájení obvodu může být buď symetrické v rozsahu $\pm 5V$ až $\pm 15V$, nebo nesymetrické v rozsahu $10V$ až $30V$. Při nesymetrickém napájení je výstupní impulzní průběh symetrický podle poloviny použitého napájecího napětí. Při symetrickém napájení je střed symetrie GND. Napětí špička - špička výstupu trojúhelníkového napětí je definována nastavením komparátorů na 33% napájecího napětí a výstup sinusového napětí na 22% napájecího napětí. Tomu odpovídá amplituda $10V_{ss}$ nebo $\pm 5V$ při napájení $+30V$ nebo $\pm 15V$. Výstup pravouhlých impulzů je proveden jako výstup s otevřeným kolektorem, umožňující jednoduché napojení na logické obvody nebo jiné specifické úrovně. Na obr.6-7 je základní zapojení typické aplikace: symetrický výstup impulzů, symetrický průběh trojúhelníkových impulzů.

Rezistory R_a a R_b určují nabíjecí a vybíjecí proud kondenzátoru C . Při shodě obou rezistorů je střída impulzů 1:1 a symetrické trojúhelníky. Rezistor R_c minimalizuje zkreslení sinusového signálu a hodnota $R_c = 82k$ je doporučena. Vztah mezi R_a a proudem I , který nabíjí kondenzátor je konstrukcí definován vztahem:

r.: 6-14

$$I_A = \frac{|U_{cc}| + |-U_{cc}|}{5 \cdot R_a}$$



Obr.: 6-6 Typická aplikace generátoru tvarových kmitů Intersil 8038

Doporučený rozsah nabíjecího proudu je: $10\mu A \leq I_A \leq 1mA$. Volba kondenzátoru souvisí s požadovanou délkou nabíjení t_i :

$$\text{r.: 6-15} \quad t_i = \frac{C \cdot \Delta U}{I}, \text{ kde } \Delta U = \frac{1}{3}(|U_{cc}| + |-U_{cc}|)$$

Dosadíme-li do předchozích rovnic, dostaneme po úpravě:

$$\text{r.: 6-16} \quad t_i = \frac{C \cdot (|U_{cc}| + |-U_{cc}|) \cdot 5 \cdot R_a}{3 \cdot (|U_{cc}| + |-U_{cc}|)} = \frac{C \cdot R_a}{0,6}$$

Pro $R_a = R_b = R$ bude: $T = 2 \cdot t_i = 3,33 \cdot R \cdot C = 1/f_0$

Pokud požadujeme upravit střídu výstupních impulzů, platí:

$$\text{r.: 6-17} \quad I_A = \frac{C \cdot \Delta U}{t_i} \quad \text{a podobně} \quad I_B = \frac{C \cdot \Delta U}{t_2}$$

Odtud určíme:

$$\text{r.: 6-18} \quad I_B = I_A \frac{t_1}{t_2} = \frac{2 \cdot (|U_{cc}| + |-U_{cc}|)}{5 \cdot R_b} - I_A$$

a vypočítáme rezistor R_b :

$$\text{r.: 6-19} \quad R_b = \frac{2 \cdot (|U_{cc}| + |-U_{cc}|)}{5 \cdot (I_A - I_B)}$$

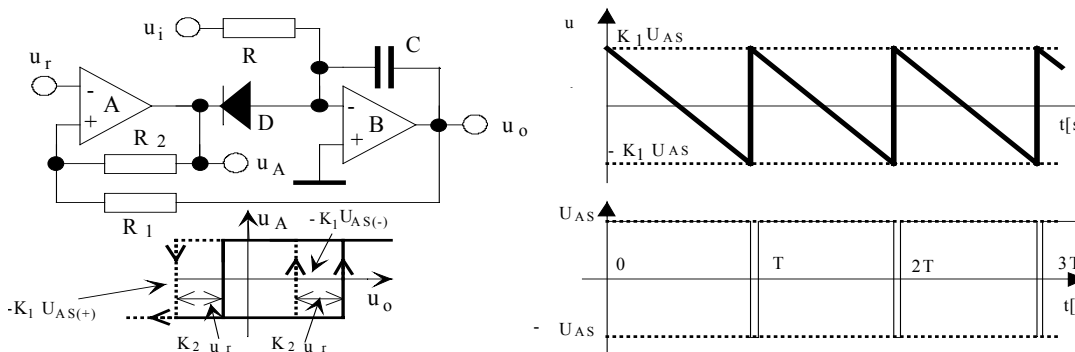
Jak je patrné z předchozích informací, jedná se o velmi promyšlený obvod, který je všestranně využitelný. V této stručné informaci nejsou zdaleka ukázány možnosti aplikace (např. rozmítání signálu z cizího zdroje a pod.). Bližší informace viz lit.[14].

6.2 Převodníky u - f

Spojení komparátoru s hysterezí a integrátoru lze použít s drobnou modifikací zapojení i pro převodníky napětí - frekvence. Někdy se používá označení "napětím řízené oscilátory nebo obvody VCO²⁴". Jednoduchý obvod pro tuto funkci je na obr.6-7. Jestliže je na výstupu komparátoru A napětí $U_{AS(+)}$, dioda D je závěrném směru a rychlost integrace je určena vstupním napětím u_i a prvky R, C. Napětí na výstupu integrátoru lineárně klesá a dosáhne-li záporné prahové napětí (viz obr.6-7), komparátor překloupí do stavu záporné saturace. Rychlost integrace je vysoká, neboť odpor diody v

²⁴VCO -Voltage controlled oscillator

propustném stavu je velmi malý. Na výstupu je vždy na konci každé periody krátký záporný impulz, jehož délka je zanedbatelná vzhledem k periodě obvodu.



Obr.: 6-7 Převodník u - f s neinvertujícím komparátorem s hysterezí

Konstanty K_1 a K_2 jsou určeny:

$$K_1 = \frac{R_1}{R_2}, \quad K_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Za předpokladu $|U_{A(+)}| = |U_{A(-)}| = U_A$ bude doba integrace T dána rovnicí:

$$\text{r.: 6-20} \quad 2K_1 U_A = \frac{u_i T}{R \cdot C},$$

Délka periody a frekvence převodníku je dána:

$$\text{r.: 6-21} \quad T = \frac{2K_1 U_A R \cdot C}{u_i} \quad \text{a tedy} \quad f = \frac{1}{T} = \frac{u_i}{2K_1 U_A R C} = \frac{R_2}{2R_1 U_A R C} u_i = K_f \cdot u_i$$

Rovnice (6-21) určuje lineární závislost výstupní frekvence na vstupním napětí.

Při této analýze jsme velmi zjednodušili činnost zanedbáním doby, kdy je na výstupu komparátoru záporné napětí. Přesný výraz pro délku periody T je :

$$\text{r.: 6-22} \quad T = \frac{1}{K_f \cdot u_i} + t_{\text{off}} = T + t_{\text{off}}.$$

Chceme-li zachovat definovanou přesnost vztahu (6-22), např. 1%, musíme volit minimální délku hlavní části periody tak, aby při maximální frekvenci převodníku platilo:

$$T_1 \geq 100 t_{\text{off}}. \text{ Dobu } t_{\text{off}} \text{ vypočítáme podle rovnice (6-23)}$$

$$\text{r.: 6-23} \quad t_{\text{off}} = \frac{2K_1 U_A r_D C}{U_A} = 2K_1 r_D C$$

kde r_D je odpor diody v propustném stavu.

Z této analýzy vychází pro danou přesnost převodníku dovolený rozsah změn frekvence.

6.2.1 Přesný převodník u - f

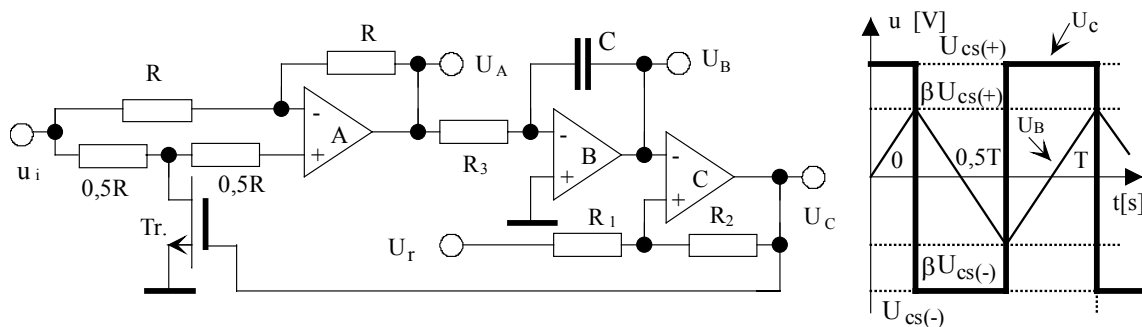
Převodník podle obr.6-7 má na výstupu velmi úzké impulzy o délce t_{off} a tato doba při požadované přesnosti omezuje dynamický rozsah převodníku. Zapojení převodníku, které generuje na výstupu impulzy se střídou 1:1 a minimalizuje výše uvedené problémy, je na obr.6-8. Zapojení je složeno ze tří operačních zesilovačů. Je zde dvojice komparátor s hysterezí C (invertující typ) a integrátor B. Operační zesilovač A má zesílení ± 1 a je řízeno logickým signálem z výstupu komparátoru pomocí

tranzistoru Tr. Vstupní napětí u_i se přivádí přes stupeň se zesilovačem A na vstup integrátoru. Rychlost integrace určuje $|u_i|$ a smysl určuje logický stav komparátoru. Na vstupu integrátoru B je napětí : $u_A = u_i \text{sign} u_o$.

Předpokládejme kladné saturační napětí $U_{CS(+)}$ na výstupu C. Tranzistor Tr je sepnut a zesílení zesilovače A je : $A_{CL} = -1$. Na výstupu A je proto napětí $-u_i$ a integrátor na výstupu lineárně zvyšuje napětí u_B . Při kladném prahovém napětí $U_{Cp(+)} = \beta U_{C(+)}$, kde $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ se komparátor C

překlopí do záporného saturačního napětí, tranzistor Tr se vypne a zesilovač A změní zesílení na hodnotu $A_{CL} = +1$. Kladné napětí na vstupu integrátoru určuje, že napětí na výstupu integrátoru lineárně klesá do záporného prahového napětí a děj se opakuje. Připojíme-li referenční napětí U_r , posouváme hysterezní pásmo do kladných nebo záporných polarit podle polarity napětí U_r . Konstanta úměrnosti $K_{u_r} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ určuje toto posunutí. Zvýší-li se napětí U_r nad hodnotu : $U_{CS(+)} \leq K_{u_r} U_{r \text{ krit}}$,

přeruší se zpětná vazba a obvod nekmitá. To lze využít pro klíčování funkce cizím logickým signálem. Průběhy na obr.6-8 odpovídají nastavení $U_r = 0$ V.



Obr.: 6-8 Přesný převodník u - f s možností klíčování logickým signálem u_r

Opět při zjednodušení $U_{CS(+)} = U_{CS(-)} = U_{CS}$ můžeme definovat základní rovnici, popisující obvod:

r.: 6-24
$$2\beta U_{CS} = \frac{1}{R_3 C} u_i \frac{T}{2}$$

pokud se u_i bude měnit v rozsahu: $0 \leq u_i \leq u_{i \text{ max}}$, bude délka periody a frekvence impulzů převodníku dána:

r.: 6-25
$$T = 4\beta U_{CS} R_3 C \cdot \frac{1}{u_i} \quad f = \frac{(R_1 + R_2) u_i}{4R_1 U_{CS} R_3 C} = K_{f1} u_i \quad K_{f1} = \frac{(R_1) + R_2}{4R_1 R_3 C U_{CS}}$$

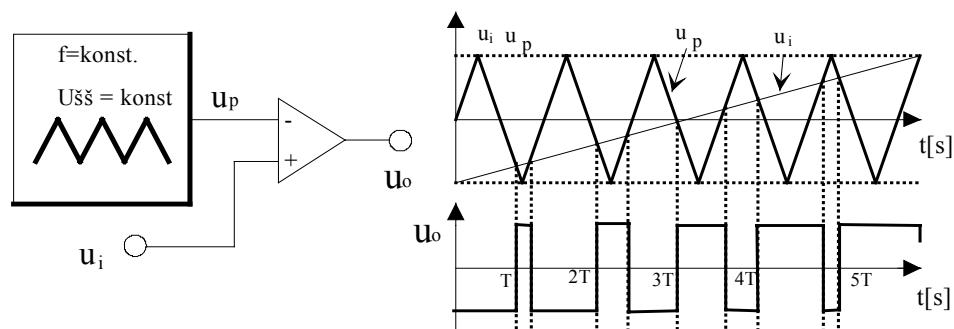
Zdroj možných chyb tohoto převodníku může mít několik příčin. Především při vysokých frekvencích může být zdrojem zkreslení frekvenční vlastnosti integrátoru²⁵ a dále dochází k chybě v případě, kdy nelze zaručit stabilitu a stálost saturačních napětí komparátoru $U_{CS(+)}$ a $U_{CS(-)}$. Další chyby mohou přicházet v úvahu při spínání tranzistoru.

6.2.2 Pulzní šířkové modulátory

Pulzní šířková modulace (PWM - pulse width modulation) je základním principem pro řízení výkonů ve většině průmyslových aplikací. Měronosnou veličinou je šířka impulzu při konstantní opakovací frekvenci. Převodníky napětí - šířka impulzu, nebo též pulzní šířkové modulátory, patří do

²⁵Viz kapitola o integrátorech

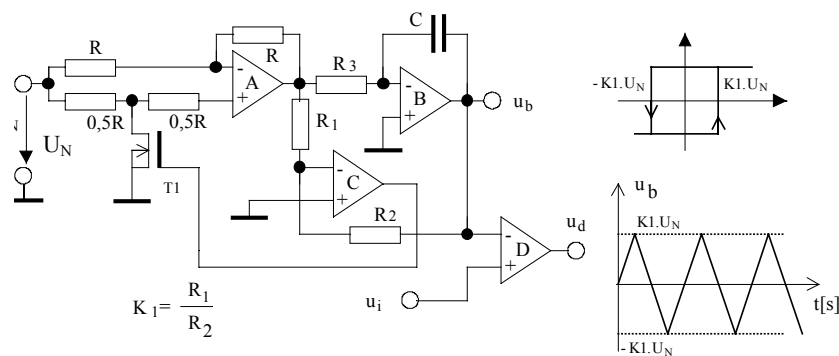
podobné kategorie jako předchozí obvody. Základem je generátor trojúhelníkového napětí s přesnou amplitudou kmitů a komparátor v zapojení podle obr.6-9.



Obr.: 6-9 Princip impulzního šířkového modulátoru

6.2.3 Přesný impulzní šířkový modulátor

Pokud vyžadujeme zaručené vlastnosti převodníku i při opakované výrobě, nelze spoléhat na komparační meze odvozené od saturačních napětí operačních zesilovačů. Rozptyl saturačních napětí u jednotlivých vzorků operačních zesilovačů daného typu není zanedbatelný, a proto hledáme přijatelné řešení bez operace seřizování. Na obr.6-10 je zapojení, které daný problém řeší.



Obr.: 6-10 Přesný impulzní šířkový modulátor

Vlastní modulátor tvoří komparátor D, který je bez hystereze a přesnost komparace je dána velikostí zesílení zesilovače. Zesilovače A, B, C tvoří generátor trojúhelníkového napětí s konstantní frekvencí a přesnou amplitudou, určující rozsah vstupních napětí převodníku. Přesná amplituda se zaručí vyloučením saturačního napětí jako opěrného napětí pro komparaci tak, jak to bylo typické u všech předchozích zapojení. V tomto zapojení je na vstupu napětí U_N , které je dokonale stabilizováno. Přes logicky řízený zesilovač A se U_N přivádí na vstup integrátoru s kladným nebo záporným znaménkem podle stavu tranzistoru T1. Komparátor s hysterezí C porovnává napětí na výstupu integrátoru B a jeho vstupem. Výstup komparátoru bezprostředně ovládá spínač T1. Kladná zpětná vazba komparátoru C je zapojena do invertujícího vstupu, protože je použit invertující integrátor, který je součástí zpětné vazby. Výpočet parametrů trojúhelníkového napětí je podobný předchozím. Platí :

r.: 6-26
$$2K_1U_N = U_N \frac{T}{2} R_3 C$$

Z této rovnice vypočítáme opakovací periodu a vlastní frekvenci:

r.: 6-27
$$T = 4.K_1.R_3.C \quad f_o = \frac{R_2}{4R_1R_3C}$$

Podrobnější informace o pulzní šířkové modulaci jsou v samostatné kapitole níže.