

GENERÁTOR TVAROVÝCH IMPULZOV S PREMENLIVOU FREKVENCIOU POMOCOU RIADIACEHO NAPÄTIA

Róbert LUPTÁK *

*Slovenská technická univerzita, Fakulta elektrotechniky a informatiky
Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava, Slovenská republika*

Abstrakt. Práca je venovaná generátoru tvarových impulzov s premenlivou frekvenciou pomocou riadiaceho napätia., ktorý pracuje v nízkom a strednom frekvenčnom pásme (do 10MHz) a je realizovaný pomocou operačných zosilňovačov a komparátorov, pri ktorých sa môže vynechať frekvenčná kompenzácia, ktorá by spôsobila zúženie frekvenčného pásma a zníženie hraničnej rýchlosti nábehu..

ÚVOD

Generátory sa používajú v každom technicky využiteľnom frekvenčnom pásme. Najdôležitejšie tvary signálov sú (harmonické) sínusové, pravouhlé, trojuholníkové a pílovité. Používajú sa v generátoroch synchronizačných impulzov, na prenos údajov, analýzu systémov a funkčných jednotiek, pre tvorbu časovej základne, ako modulátory, v skúšobných prístrojoch a pre mnohé ďalšie úlohy.

Práca je venovaná generátoru tvarových impulzov s premenlivou frekvenciou pomocou riadiaceho napätia. Ktorý pracuje v nízkom a strednom frekvenčnom pásme (do 10MHz) a je realizovaný pomocou operačných zosilňovačov a komparátorov pri ktorých sa môže vynechať frekvenčná kompenzácia, ktorá by spôsobila zúženie frekvenčného pásma a zníženie hraničnej rýchlosti nábehu.

Charakteristickými veličinami generátorov sú: **frekvencia, tvar a veľkosť signálu, frekvenčná stabilita** (podľa požiadaviek od niekoľko 10% do 10^{-6} až 10^{-10}), **výkon výstupného signálu, stabilita amplitúdy, vplyv odporu záťaže, napájací príkon, prípadne aj účinnosť**.

1. GENERÁTOR PRAVOUHLÉHO SIGNÁLU

Realizáciou generátora je *prepínač*, ktorý prepína na výstup dva rôzne potenciály U_H a U_L . Bezprostredne po pripojení napájacieho napätia je napätie na kondenzátore $u_C = 0$. Výstup OZ sa v dôsledku spätnej väzby dostane do kladného alebo záporného nasýteného stavu, výstupné napätie je blízke napätiu napájacieho zdroja.

* Vedúci práce: Doc.Ing. Miloslav HRUŠKOVIC, Csc.

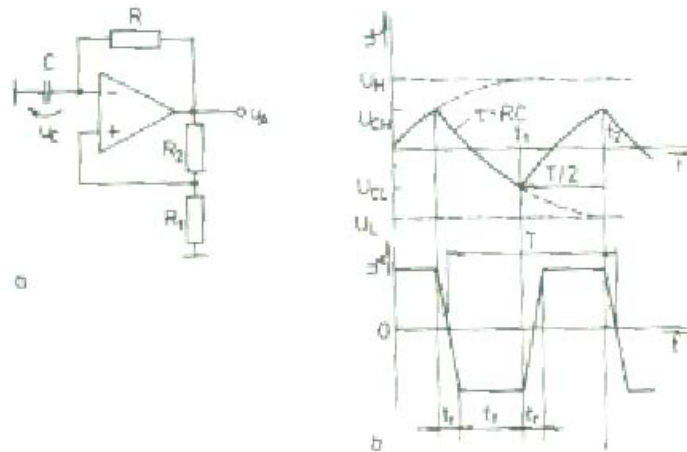
Predpokladajme, že výstupné napätie je kladné (U_H). Na neinvertujúcom vstupe OZ bude napätie $U_H R_1 / (R_1 + R_2)$. Kondenzátor C sa nabíja cez rezistor R, kým napätie na ňom nedosiahne hodnotu

$$u_C \approx U_H \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

(predpokladáme nulové vstupné diferenčné napätie).

Začne pracovať kladná spätná väzba a obvod sa preklolí. To isté sa opakuje pri opačnej polarite výstupného napätia. Napätie na kondenzátore má opačnú polaritu, obvod sa preklolí, keď

$$u_C \approx U_L \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$



Obr. 1. Generátor pravouhlého signálu s OZ

a) zapojenie, b) časové priebehy napätí $U_{CH} = U_H \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$, $U_{CL} = U_L \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$

Kondenzátor C sa nabíja a vybíja exponenciálne. Vždy keď sa vstupné diferenčné napätie OZ blíži k nule, dostane sa OZ do aktívnej oblasti, pretože jeho obvodové zosilnenie, ktoré predtým bolo nulové, nadobudne veľmi veľkú hodnotu a začne pôsobiť spätná väzba. Výstupné napätie sa zmení skokom.

Obvod generuje *lichobežníkové impulzy* (kľúčovací pomer je 1:1) s *periódou* (pre symetrické napájacie napätia bude $U_L = -U_H$)

$$T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln\left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2}\right)$$

Dôkaz: Pre symetrické výstupné a napájacie napätia stačí vypočítať čas kladného impulzu.

V časovom intervale t_1 až t_2 sa kondenzátor exponenciálne nabíja s časovou konštantou $\tau = RC$ na napätie

$$u_C = U_{CL} + (U_H - U_{CL}) \cdot (1 - \exp(-t/\tau)) = U_H - (U_H - U_{CL}) \cdot e^{-t/\tau}$$

Po uplynutí polperiódy dosiahne u_C hodnotu U_{CH} . Preto platí

$$u_C\left(\frac{T}{2}\right) = U_{CH} = U_H - (U_H - U_{CL}) \cdot e^{-T/2\tau}$$

Potom pre $U_{CL} = -U_{CH}$ dostaneme

$$T = 2R.C.\ln \frac{U_H + U_{CH}}{U_H - U_{CH}} = 2.R.C.\ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Pri návrhu zapojenia treba dať pozor na to, aby $k_A \gg 1$. Potom preklopenie obvodu prebehne rýchlosťou, ktorá sa rovná hraničnej rýchlosti nábehu OZ.

Napríklad pre čas nábehu a čas dobehu výstupného impulzu platí

$$t_r \approx \frac{U_H - U_L}{S_{r1}} = \frac{\Delta U_A}{S_{r1}}, \quad t_f \approx \frac{\Delta U_A}{S_{r2}}$$

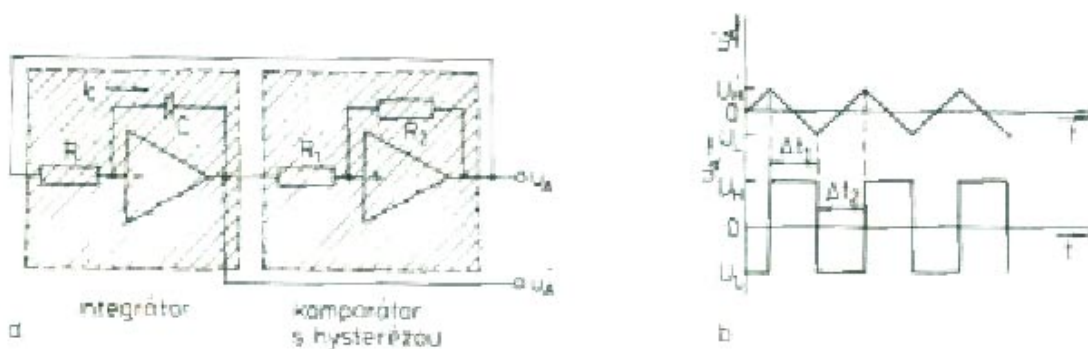
kde S_{r1} a S_{r2} sú hraničné rýchlosti nábehu OZ pre nábežnú (t_r -rise time) a dobehovú (t_f - fall time) hranu výstupného impulzu.

Pri opisovaných preklápacích obvodoch treba dávať pozor na to , aby sa neprekročilo prístupné vstupné napätie OZ alebo komparátora. V opačnom prípade sú potrebné opatrenia na jeho obmedzenie alebo menšie pracovné napätia.

2. GENERÁTOR TROJUHLNÍKOVÉHO SIGNÁLU

Trojuhlníkový signál možno vyrobiť *integrátorom*, keď sa na jeho vstup privádza striedavo kladné a záporné konštantné napätie (obr. 2.). Pritom sa súčasne generujú aj pravouhlé impulzy. V zapojení na obr.2 sa výstupné napätie integrátora privádza na detektor úrovne

(Schmittov obvod). Vždy keď sa dosiahne horná úroveň preklápacieho napätia U_H' , výstupné napätie skočí na vysokú úroveň U_H . Pri prekročení dolného prahu U_L' skočí výstupné napätie na nízku úroveň U_L .



Obr.2. Generátor trojuhlníkového signálu

a) zapojenie b) časové priebehy napätí

Frekvencia generátora je úmerná strmosti výstupného napätia integrátora u_A' . Počas poklesu napätia u_A' platí

$$\frac{du_A'}{dt} = -\frac{U_H' - U_L'}{\Delta t_1} = \frac{i_C}{C} = -\frac{U_H}{RC} \quad (2.1)$$

Vzťah pre čas periódy

$$T = \Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{1}{f} = CR \left(\frac{U'_H - U'_L}{U_H} + \frac{U'_H - U'_L}{-U_L} \right) = CR \cdot (U'_H - U'_L) \cdot \left(\frac{1}{U_H} - \frac{1}{U_L} \right) \quad (2.2)$$

Keď ako komparátor s hystereziou použijeme Schmittov preklápací obvod podľa obr.2a, pre symetrické výstupné napätia $U_H = -U_L$, platí: $U'_H = -U'_L = (R_1 / R_2) \cdot U_H$. Po dosadení do vzťahu (2.2) bude perióda

$$T = 4RC \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$$

Pri symetrickom pracovnom režime teda čas periódy nezávisí od veľkosti výstupného signálu.

Keď U'_H a U'_L udržujeme konštantné a zvolíme $U_H = -U_L$, frekvencia generátora bude lineárne závisieť od amplitúdy výstupného napätia. **Tieto súvislosti poskytujú jednu z možností nastavenia frekvencie.** Ak sa výstup zapojenia nespojí priamo so vstupným rezistorom integrátora R, ale sa použije potenciometer, prípadne analógová násobička, **potenciometrom možno spojiť meniť frekvenciu generátora.** Druhou možnosťou je zmena napätia na druhom vstupe násobičky.

$$\text{Kľúčovací pomer} \quad \frac{\Delta t_1}{\Delta t_2} = -\frac{U_L}{U_H}$$

Pri prúdovom budení vstupu integrátora možno kľúčovací pomer meniť prídavným predradeným rezistorom, na ktorý sa pripojí jednosmerné napätie. Zapojenia podľa obr.2 uspokojivo pracujú vo **frekvenčnom pásme od <0,1Hz do niekoľko kHz s časom nábehu <1μs.** Zmena frekvencie je < 1 % pri zmene napájacieho napätia o ±20 % a teplotný koeficient frekvencie je ± 0,02 % K⁻¹, pri použití stabilných pasívnych súčiastok je zanedbateľný. Amplitúda výstupného trojuholníkového napätia sa rovná rozdielu obidvoch spínacích úrovní. Zmenou spínacej úrovne ju možno meniť.

3. GENERÁTORY HARMONICKÉHO SIGNÁLU

Harmonické signály možno generovať v *oscilátoroch so spätnou väzbou* (oscilátory LC, oscilátory RC) alebo *synteticky* (napr. z trojuholníkového signálu).

Oscilátory RC so spätnou väzbou sú vhodné najmä pri nízkych frekvenciách (0,1 až 10⁵ Hz). V tomto frekvenčnom pásme sú oscilátory LC nevhodné, pretože potrebujú veľké indukčnosti. Typickou oblasťou použitia *oscilátorov LC* je frekvenčné pásmo 10⁵ až 10⁹ Hz (100kHz – 1GHz). Pri veľmi nízkych frekvenciách sú najvodnejšie *syntetické generátory*, pretože aj oscilátory RC potrebujú veľmi veľké hodnoty odporov a kapacít a objavujú sa chyby spôsobené neideálnymi vlastnosťami OZ a kondenzátorov.

3.1 Oscilátor RC

Najnámejšie zapojenia oscilátorov RC sú:

- oscilátor s Wienovým mostíkom (Wienov – Robinsonov mostík),
- oscilátor s posunutím fázy,

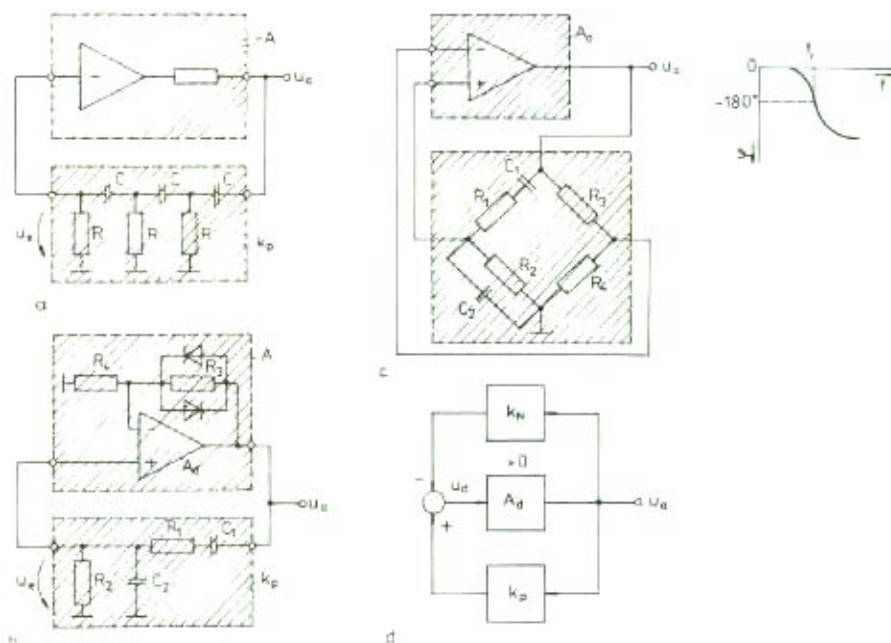
- oscilátor s dvojitým článkom T,
- oscilátor so stavovými premennými (simulácia obvodu LC analógovým počítačom)

Podľa toho, či je spätná väzba zavedená na invertujúci alebo neinvertujúci vstup OZ, spätnoväzbový člen musí pri požadovanej frekvencii posunúť fázu signálu o 180° alebo o 0° (360°)

Zosilňovač v oscilátore RC musí byť podľa možností *lineárny*, pretože na rozdiel od oscilátora LC je potlačenie vyšších harmonických slabé. Nelinearita zosilňovača spôsobí nelineárne skreslenie výstupného signálu. V oscilátoroch LC sa pracovný bod často posúva do oblasti pracovného režimu *triedy B alebo C*.

Rezonančný obvod predstavuje pre všetky vyššie harmonické zložky **skrat**, takže napriek neharmonickému prúdu cez zosilňovací člen *bude výstupné napätie harmonické*.

Ďalej opíšeme iba funkciu *oscilátora s Wienovým-Robinsonovým mostíkom*. Ostatné druhy oscilátorov neopisujeme, pretože obsah práce je obmedzený. Uvedieme iba ich schématické zapojenia aj s daným Wienovým mostíkom.



Obr. 3.1. Oscilátory RC

a) oscilátor s fázovým posunom b) oscilátor s Wienovým mostíkom (Wienov-Robinsonov mostík), c) zapojenie ekvivalentné so zapojením b), d) bloková schéma zapojení a) a c)

3.2 Osilátor s Wienovým mostíkom

Na rozdiel od oscilátora s posunutím fázy je zosilňovač v zapojení na obr.3.1.b *neinvertujúci*. Predpokladajme preto nekonečný vstupný odpor a fázový posun 0° alebo 360° . Zapojenie obsahuje zápornú (činiteľ k_N) aj kladnú spätnú väzbu (činiteľ k_P), (obr. 3.1.d).

Už na základe jednoduchej úvahy musí byť jasné, že obvod sa rozkmitá iba vtedy, ak *kladná väzba aspoň trochu preváži nad zápornou*.

Napätie na vstupe zosilňovača bude $k_P \cdot U_A$. Činiteľ kladnej spätnej väzby

$$k_P(j\omega) = \frac{U_e}{U_a} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

kde $Z_1 = R_1 + 1 / j\omega C_1$,

$$\mathbf{Z}_2 = 1 / R_2 + j\omega C_2 .$$

$$\text{Činiteľ zápornej spätnej väzby} \quad k_N = -\frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (3.1)$$

Nutnou podmienkou pre rozkmitanie obvodu je, aby spätnoväzbová dvojbrána kladnej spätnej väzby mala pri požadovanej frekvencii fázový posun 0° za predpokladu, že aj obvod zápornej spätnej väzby má nulový fázový posun. To je splnené pri uhlovej frekvencii

$$\omega^2_o = \frac{1}{C_1 R_1 C_2 R_2}$$

Veľkosť člena *kladnej spätnej väzby* pri tejto frekvencii

$$k_P(\omega_o) = \frac{1}{1 + R_1 / R_2 + C_2 / C_1} \quad (3.2)$$

Pre častý špeciálny prípad kde $R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$ platí

$$\omega^2_o = \frac{1}{RC} \quad \text{a} \quad k_P(\omega_o) = \frac{1}{3}$$

Pri tejto frekvencii musí byť zosilnenie najmenej 3. Pomocou zápornej spätnej väzby možno nastaviť $k_N = 1 / 3$.

Pre *Wienov – Robinsonov oscilátor* podľa obr.3.1.b s ideálnym OZ ($A_d \rightarrow \infty$) to znamená, že musí byť splnená podmienka $k_P = k_N$.

Pre špeciálny prípad mostíka s rovnakými odpormi a kapacitami musí byť $R_3 \geq 2.R_4$

Pre konečné zosilnenie OZ možno z *obr. 3.1.d* odvodiť vzťah

$$k_C = k_P - k_N = 1 / A_d$$

Činiteľ kladnej spätnej väzby musí byť teda trochu väčší ako činiteľ zápornej spätnej väzby.

Súčin $(k_P - k_N).A_d$ je zosilnenie otvorenej slučky, ktoré sa pri požadovaní frekvencie oscilátora musí rovnať 1.

Pretože OZ pracuje v lineárnej oblasti, napätie na diagonále mostíka musí byť nulové (podmienka pre vyrovnaný mostík).

Vstupné diferenčné napätie OZ na obr.3.1.b

$$U_d = (k_P - k_N).U_a$$

Zosilnenie otvorenej slučky závisí od frekvencie. Mierou stability frekvencie je *fázová strmosť* $d\phi_S / d\omega$ v okolí rezonančnej frekvencie.

Pre špeciálny prípad $R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$ dostaneme pre $\Delta\omega \ll \omega_o$

$$\frac{d\varphi_s}{d\omega} \approx -\frac{2}{3} \cdot \frac{A_d}{\omega_0}$$

Vidíme, že veľké napät'ové zosilnenie naprázdno je vhodné aj z hľadiska veľkej fázovej strmosti a tým aj veľkej frekvenčnej stability.

4. KOMPARÁTORY S HYSTERÉZOU

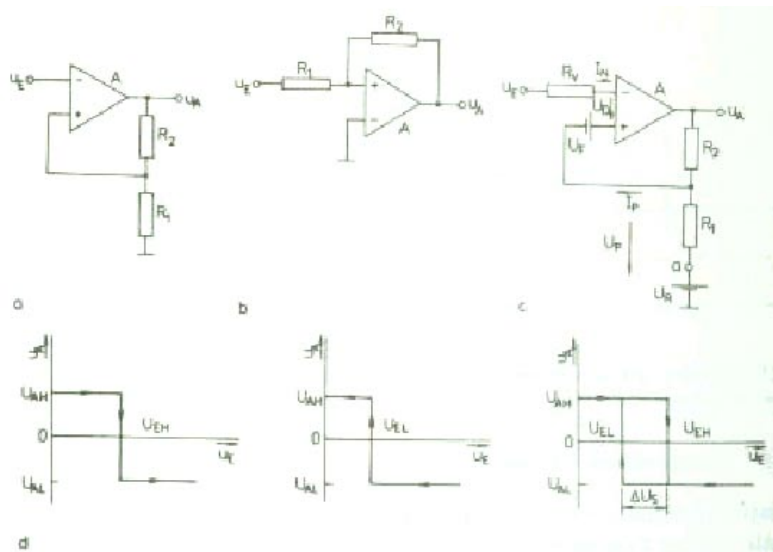
Na vstupný signál sa často superponujú šumové alebo iné rušivé napätia. Pri pomalej zmene výstupného napätia v okolí prepínacej úrovne môžu tieto *rušivé signály* spôsobiť *viacnásobné preklopenie komparátora*. Neurčitosť výstupného napätia komparátora možno odstrániť spätnou väzbou.

Ak je spätná väzba kladná a zosilnenie otvoreného spätnoväzbového obvodu ja väčšie ako 1, dostaneme *komparátor s hysterézou*. Vďaka jednosmernej väzbe zapojenie preklopí pri ľubovoľne pomalej zmene vstupného napätia. Na obr.4 je *Schmittov preklápací obvod* (pomenovaný podľa autora zodpovedajúceho zapojenia s elektrónkami).

Dve základné zapojenia

Analogicky k základným zapojeniam OZ so zápornou spätnou väzbou možno rozlišovať aj *dve základné zapojenia OZ*, resp. *Komparátora s kladnou spätnou väzbou*, podľa toho, či sa vstupný signál privádza na invertujúci alebo neinvertujúci vstup : *invertujúce a neinvertujúce základné zapojenie* (obr. 4). Statiká prevodová charakteristika má charakter *hysteréznej slučky*. Dôsledkom kladnej spätnej väzby existujú dve prahové hodnoty vstupného napätia U_{EH} a U_{EL} . Ich rozdiel $\Delta U_S = U_{EH} - U_{EL}$ je *spínacia hysteréza (hysterézne napätie)*. Vstupné napätia, ktoré sú menšie ako hysteréza, nemôžu Schmittov obvod preklápať, môžu ho nanajvýš nastaviť do jednej polohy a v nej ho udržať.

Hysteréza sa nemôže voliť ľubovoľne malá, pretože potom sa nesplní podmienka preklápania obvodu. Preto je výhodnejšie zvoliť hysterezu o niečo vyššiu ako je maximálna amplitúda rušivých napätí na vstupe. Kedy sa obvod pôsobením rušivých napätí nepreklápa.

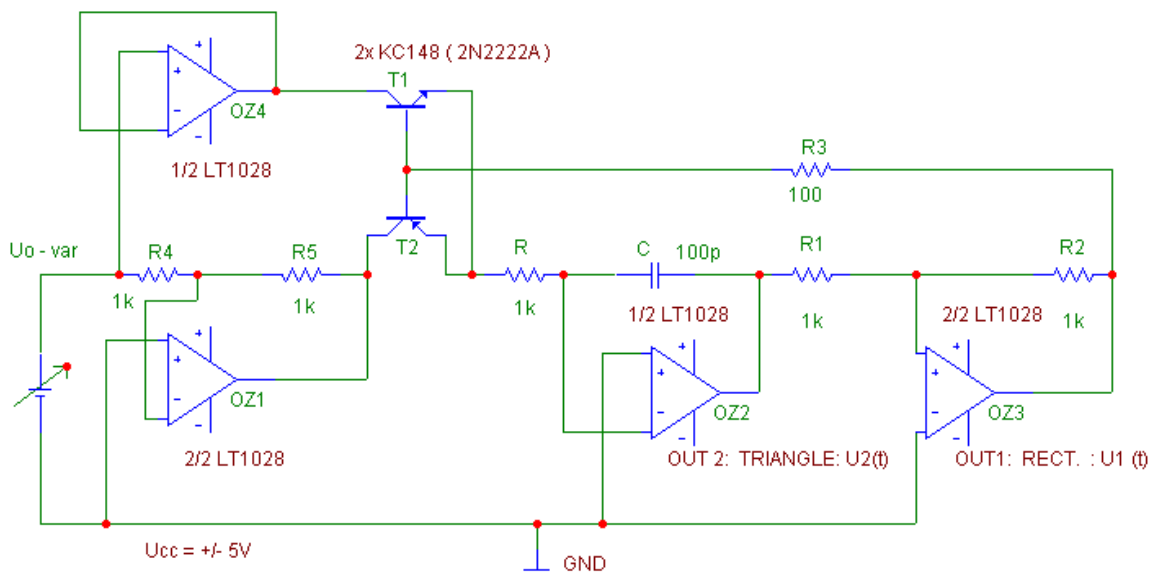


Obr. 4 Zapojenia komparátorov s hysterézou (Schmittov preklápací obvod)

a) invertujúci , b) neinvertujúci, c) všeobecná štruktúra, d) statické prenosové charakteristiky zapojenia c)

Realizáciu typickej prevodovej charakteristiky podľa obr.4.d možno uskutočniť pomocou zapojenia na obr.4.c. Pri $u_E = 0$ má u_A vysokú úroveň U_{AH} . Potenciál neinvertujúceho vstupu je kladný a udržuje výstup v stave nasýtenia pri kladnom napätí, pokiaľ u_E stúpa až po hornú prahovú hodnotu U_{EH} , pri ktorej sa komparátor dostane do aktívnej oblasti bolo podstatne väčšie ako 1. Preto sa bezprostredne po dosiahnutí prahovej hodnoty U_{EH} nasadí kladná spätná väzba (oscilátor). Výstupné napätie sa skokom zmení s rýchlosťou du_A/dt rovnajúcou sa hraničnej rýchlosti nábehu obvodu komparátora na hodnotu U_{AL} . Potenciál neinvertujúceho vstupu bude podstatne nižší ako predtým, pretože spätnou väzbou sa z výstupu dostáva záporné napätie. Zapojenie sa preto prekloní späť až pri omnoho nižšej hodnote U_{EL} (nie pri U_{EH}). Spätné preklonenie prebehne vtedy, keď vstupné napätie klesne natoľko, že $u_D \approx 0$.

5. SCHÉMA GENERÁTORA TVAROVÝCH IMPULZOV S PREMENLIVOU FREKVENCIOU POMOCOU RIADIACEHO NAPÄTIA



Funkcia obvodu:

Tranzistory T_1 , T_2 vytvárajú konštantný prúd kladnej a zápornej polarizácie I_1 , I_2 .

Operačný zosilňovač OZ1 je invertujúci zosilňovač.

Operačný zosilňovač OZ2 je integrátor s časovou konštantou $\tau = RC$

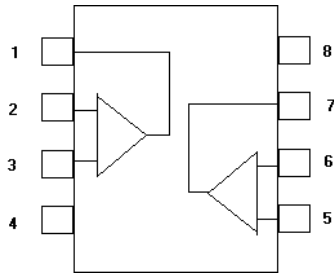
Operačný zosilňovač OZ3 je neinvertujúci komparátor

Operačný zosilňovač OZ4 je neinvertujúci zosilňovač – sledovač (impedančné prispôsobenie)

Ak $U_{VÝSTUPNE} = U_{KH}$ zopne tranzistor T_1 , výstup s operačného zosilňovača OZ4 sa privedie na rezistor R – výstupný signál lineárne klesá až pokiaľ dosiahne nízku komparačnú úroveň U_{KL} kde sa prekloní OZ3 na nízku úroveň U_L , zopne sa tranzistor T_2 a na rezistor R sa privedie záporný signál, na výstupe OZ2 napätie lineárne narastá a pri vysokej komparačnej úrovni prekloní OZ3 na vysokú úroveň U_H .

Dej je periodický (opakuje sa).

Vnútrná štruktúra použitého operačného zosilňovača OZ typu LT 1082



- 1 - výstup OZ 1
- 2 - invertujúci vstup OZ 1
- 3 - neinvertujúci vstup OZ 1
- 4 - $U_{CC} (-)$
- 5 - neinvertujúci vstup OZ 2
- 6 - invertujúci vstup OZ 2
- 7 - výstup OZ 2
- 8 - $U_{CC} (+)$

6. NÁVRH GENERÁTORA

$$U_{CC} = +5 \text{ V} \rightarrow U_{1H} = +3,55 \text{ V}$$

U_o - riadiace jednosmerné kladné napätie ($U_o > 0$)

U_{1H} - amplitúda pravouhlého signálu

U_{kH} - vysoká komparačná úroveň

U_{kL} - nízka komparačná úroveň

I_1, I_2 - prúdy tečúce do tranzistorov T1 (NPN) a T2 (PNP)

R.C - časová konštanta integrátora

Určenie doby periódy T

$$T = T_1 + T_2 = (U_{kH} - U_{kL}) \cdot C \cdot \left(\frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_2} \right)$$

pri symetrickom napájaní je

$$U_{kH} = -U_{kL} = U_{1H} \cdot (R_1 / R_2),$$

$$I_1 = I_2 = U_o / R$$

po doasdení bude pre periódu platiť nasledovný vzťah

$$T = 2 \cdot U_{kH} \cdot C \cdot \frac{2}{I_1} = 4 \frac{R_1}{R_2} RC \frac{U_{1H}}{U_o}$$

potom frekvencia kmitania

$$f = \frac{1}{T} = U_o \frac{R_2}{4R_1RCU_{1H}}$$

je závislá priamo úmerne vstupnému jednosmernému riadiacemu napätiu a rezistoru R_2 .

Tzv. čím je U_o alebo R_2 vyššie a naopak prvky R_1, R, C menšie tým bude frekvencia vyššia.

Opísaný generátor funguje s obmedzením do frekvencie 10MHz, čo je frekvencia s akou môže pracovať použitý operačný zosilňovač.

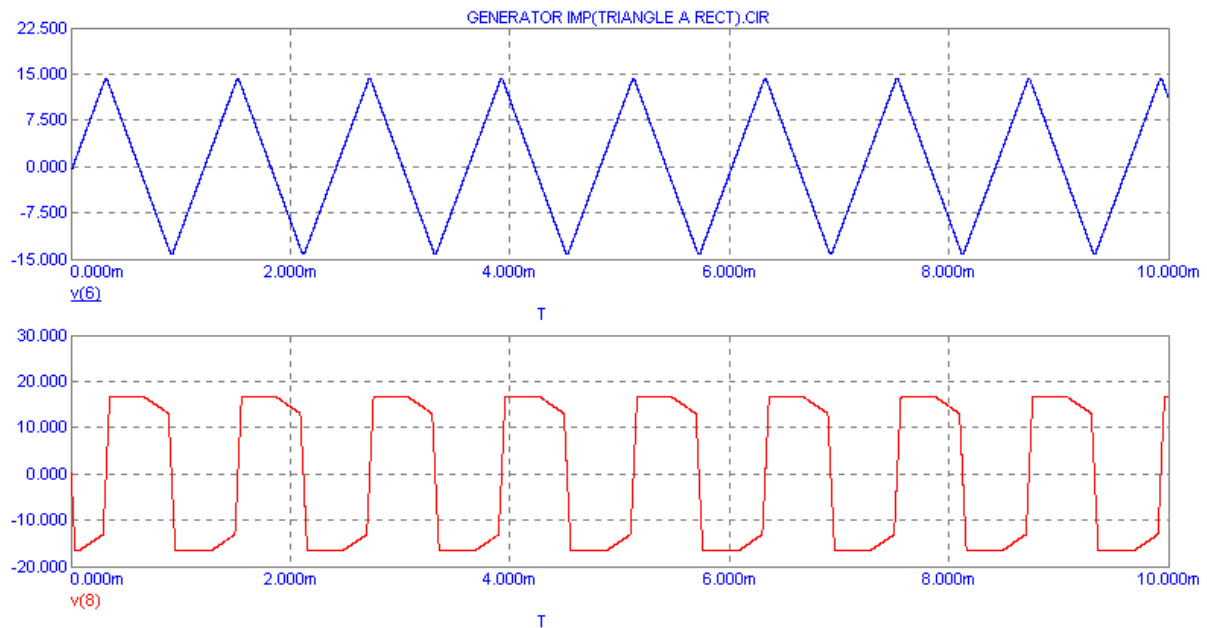
7. NAMERANÉ VÝSLEDKY

Priebeh generátora tvarových impulzov s premenlivou frekvenciou pomocou riadiaceho napätia: $U_0 = 5V$

$$T = 1,219 \text{ ms}$$

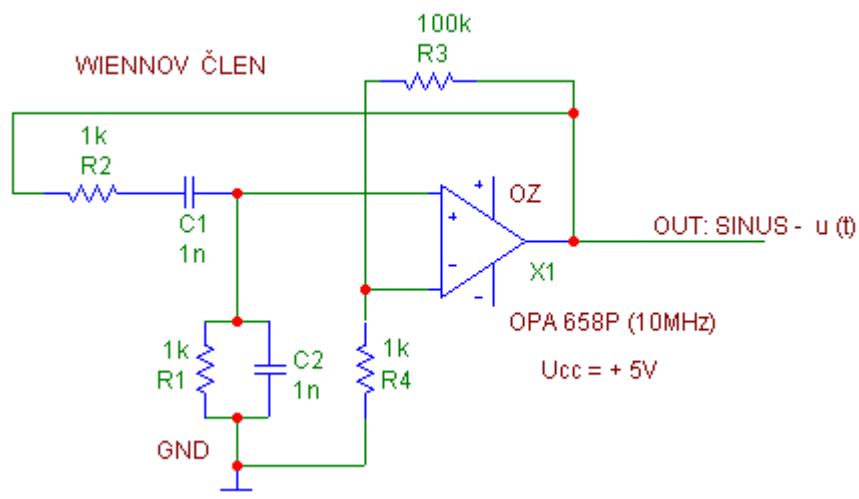
frekvencia: $f = 1/T = 820 \text{ Hz}$

Časový priebeh T [ms] vygenerovaného výstupného napätia U [V]:

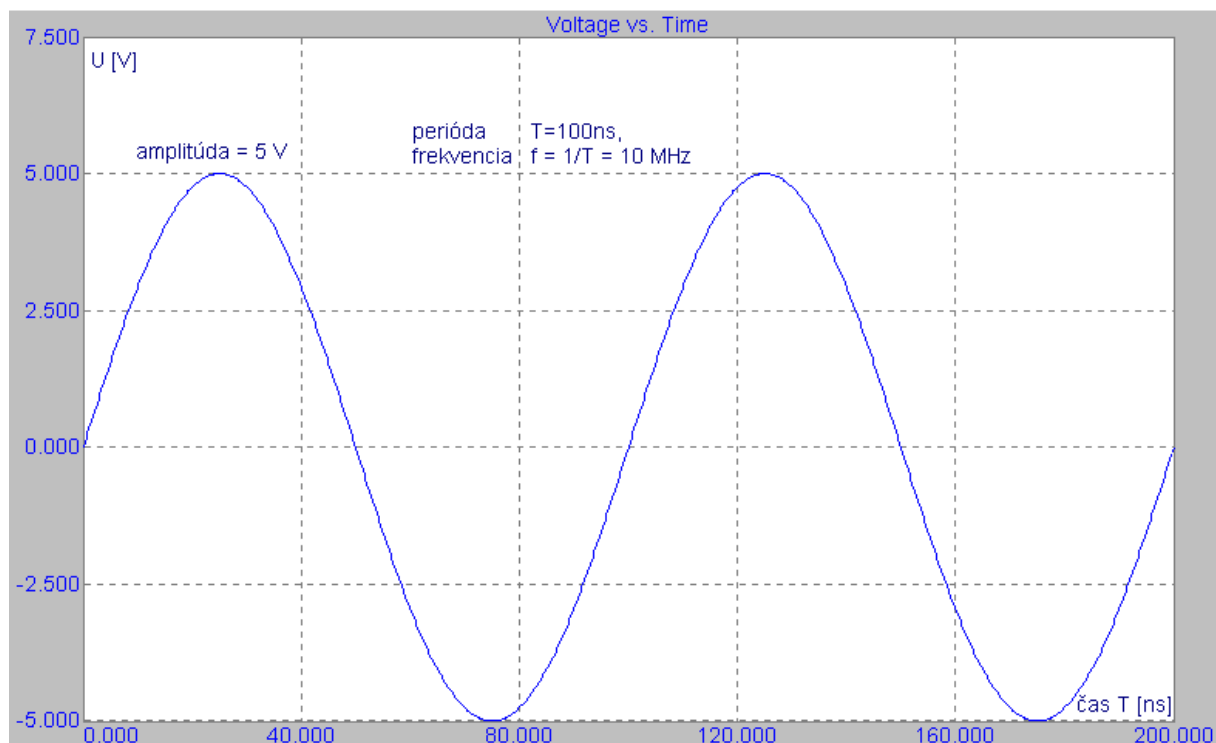


Obr. 1 Získanie pravouhlého signálu s trojuholníkového signálu pre NF

ZAPOJENIE GENERÁTORA HARMONICKÉHO SIGNÁLU – WIENOV MOSTÍK



NAMERANÝ PRIEBEH SIGNÁLU (SÍNUS , A = 5V, f = 10 MHz)



ZÁVER

Predložená práca je venovaná schémam zapojenia len s operačnými zosilňovačmi do frekvencie 10MHz, práca neriešila problémy či už s bipolárnymi alebo unipolárnymi tranzistormi, ktoré sa však dnes používajú v oblasti veľmi vysokých frekvencií (MHz až GHz), sú teda rýchle a cenovo nenáročné. Hlavnou výhodou boli jednoduchšie zapojenia pre realizáciu - menej spojov (pri VF je veľmi dôležité dávať pozor na rozloženie súčiastok, dĺžku spojov atď.) , ktoré zmenia charakter obvodu.

Cieľ riešenia bolo dosiahnuť pracovnú frekvenciu 10MHz čo sa podarilo.

Celé toto riešenie generátora pravouhlého, trojuholníkového a harmonického signálu možno riešiť pomocou integrovaného obvodu typu MAX 038.

Tento obvod pracuje spoľahlivo do 20 MHz.

ZOZNAM POUŽITEJ LITERATÚRY

- [1] HRUŠKOVIC , M.: Impulzová technika, Bratislava, FEI STU, 2000
- [2] MANFRED , S.: Polovodičové prvky a obvody na spracovanie spojitéch signálov, Alfa, 1987
- [3] Součástky pro elektroniku 2002, GM electronic, 2002