

Kmitočtový syntezátor s novým typem směšovače

M. Štok

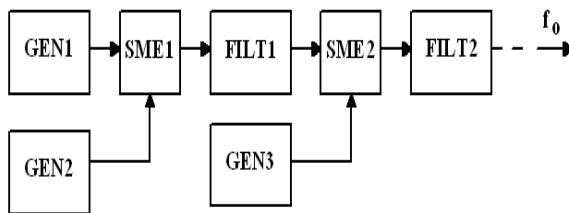
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací, Fakulta elektrotechnická, ZČU v Plzni,
Univerzitní 26, 30614 Plzeň
E-mail: stork@kae.zcu.cz

Anotace:

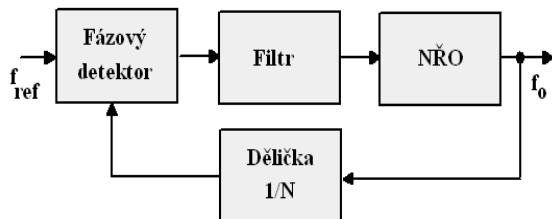
V článku je popsána jedna z možností realizace kmitočtové syntézy využívající metody přímé frekvenční syntézy založené na diofantických rovnicích. V syntezátoru je též použit směšovač nového typu, který je založen na principu koincidence. Tento směšovač generuje samostatné signály jejichž frekvence je rovna součtu a rozdílu frekvencí vstupních signálů bez nutnosti použití filtrů.

ÚVOD

Kmitočtové syntezátory jsou jednou ze základních částí všech moderních přenosových systémů, kde generují signály potřebné pro frekvenční konverzi. Kmitočtové syntezátory musí splňovat požadavky na vysokou frekvenční stabilitu a možnost rychlého přeladování. V současné době se pro realizaci syntezátorů používají především 3 způsoby: přímá a nepřímá analogová metoda a přímá digitální syntéza. (Pozn.: Přímé metody nejsou zpětnovazební) [1, 2, 3]. Obvykle je požadovaná výstupní frekvence syntezátoru nastavovaná přepínači nebo zadávaná číslicově. Na obr. 1 je znázorněn princip přímé analogové syntézy. Generátory GEN (obvykle sinusového signálu) jsou připojeny ke směšovači SME na jehož výstupu je signál, jehož frekvence je rovna součtu a rozdílu vstupních frekvencí. K výstupu směšovače je připojen filtr, který vybere součtovou nebo rozdílovou složku frekvence. Na výstupu filtru tak vznikne nový signál, který je možno spolu se signálem dalšího generátoru přivést na další směšovač atd.



Obr. 1. Princip přímé analogové kmitočtové syntézy. GEN - generátor, SME - směšovač, FILT - filtr.



Obr. 2. Blokové schéma fázového závěsu. NŘO - napětově řízený oscilátor.

Na obr. 2 je princip nepřímé analogové kmitočtové syntézy s fázovým závěsem [4, 5, 6, 7]. Na jeden vstup fázového detektoru se přivádí signál s referenční frekvencí, na druhý vstup je připojen

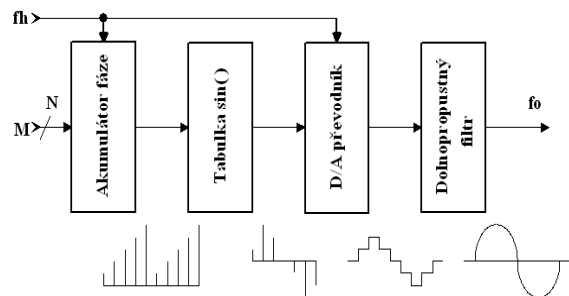
výstup děličky frekvence. Výstup fázového detektoru je přiveden na dolnoprostopustný filtr a z jeho výstupu na napětově řízený oscilátor. Protože v synchronizovaném stavu je na obou vstupech fázového detektoru stejná frekvence, musí být frekvence napětově řízeného oscilátoru N -krát vyšší, protože je pak dělena děličkou. Pro výstupní frekvenci napětově řízeného oscilátoru f_o tedy platí vztah:

$$f_o = N f_{ref} \quad (1)$$

Přepínáním dělicího poměru se pak mění frekvence na výstupu oscilátoru. Na obr. 3 je blokové schéma přímé digitální syntézy, která se v současné době stále více používá [5]. Na vstup se přivádí číslo M , které se v akumulátoru fáze při každém impulzu hodinového signálu f_h přičítá. Výstup akumulátoru fáze je připojen na paměť (tabulka $\sin()$ v obr. 2), která převádí čísla fáze na digitální sinusový průběh, který se přivádí na číslicově/analogový převodník, jehož výstup se pak filtruje analogovým filtrem. Výstupní frekvence je dána vztahem:

$$f_o = M \frac{f_h}{2^N} \quad (2)$$

kde M je vstupní číslo, f_h je frekvence hodinového signálu a N je počet bitů akumulátoru.



Obr. 3. Přímá digitální kmitočtová syntéza. M - vstupní číslo (N -bitové), f_h - hodinové impulzy, f_o - frekvence výstupního signálu. V dolní části obrázku jsou průběhy signálů na výstupu jednotlivých bloků.

Jednotlivé principy syntezátorů mají své výhody a nevýhody. Nevýhodou u přímé analogové frekvenční syntézy je složitost a problém s přeladováním, u fázového závěsu pak může docházet k problémům při uvádění do synchronizmu, u přímé digitální syntézy

jsou to rušivé spektrální složky, způsobené omezeným počtem bitů tabulky a převodníku. V tomto článku je popsán princip syntezátoru založeného na programovatelných děličkách frekvence, násobičkách frekvence (s fázovými závěsy) a koincidenčními směšovači.

PRINCIP SYNTEZÁTORU

Kvalitní frekvenční syntezátor musí umožňovat dostatečně jemné ladění, tedy malé změny frekvence umožňující co nejpřesnější nastavení požadované výstupní frekvence. Popisovaný syntezátor je založen na násobičkách, děličkách, sčítačkách a odčítačkách frekvence (směšovač je sčítačka/odčítačka frekvence) a proto je využito diofantických rovnic a Cantorových řad [8].

Nechť N_1, N_2, \dots, N_k jsou kladná „pseudo“ prvočísla (nejvyšší společný dělitel = 1), pak pro celé číslo u existuje k celých čísel X_1, X_2, \dots, X_k , které řeší lineární diofantickou rovnici:

$$\frac{X_1}{N_1} + \frac{X_2}{N_2} + \dots + \frac{X_k}{N_k} = \frac{u}{N_1 N_2 \dots N_k} \quad (3)$$

Platí-li, že u je celé číslo omezené nerovností:

$-N_1 N_2 \dots N_k \leq u \leq N_1 N_2 \dots N_k$ pak má rovnice (3) k řešení.

Tab. 1. Výsledky řešení diofantické rovnice pro $N_1=7, N_2=9, N_3=11$ a $u=1$.

| X_1 | X_2 | X_3 | Souč |
|----------|----------|-----------|-----------|
| -6 | 2 | 7 | 89 |
| 1 | -7 | 7 | 99 |
| 1 | 2 | -4 | 21 |

Např.: $N_1=7, N_2=9, N_3=11$ a $u=1$. Řešení jsou zobrazena v tab. 1 a na obr. 4. V tab. 1, čísla ve sloupci „Souč“ jsou vypočtena dle (3):

$$Souč = \sum_{i=1}^k X_i^2 \quad (3)$$

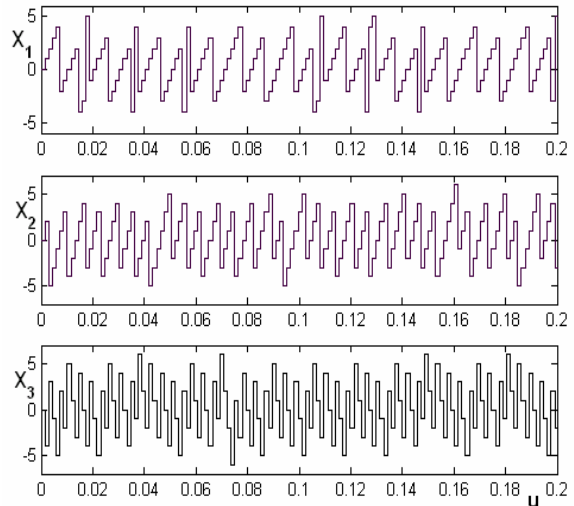
Čísla **Souč** ve 4 sloupci jsou součty kvadrátů jednotlivých čísel v řádce (např. součet v první řádce je $(-6)^2 + 2^2 + 7^2 = 89$). Řádka s nejmenším výsledným součtem je optimální ve smyslu nejmenšího součtu kvadrátů a je zobrazena tučně. Řešení příkladu je následující:

$$\begin{aligned} \frac{X_1}{N_1} + \frac{X_2}{N_2} + \frac{X_3}{N_3} &= \frac{u}{N_1 N_2 N_3} \\ \frac{-6}{7} + \frac{2}{9} + \frac{7}{11} &= \frac{1}{7 \cdot 9 \cdot 11} \\ \frac{-6}{7} + \frac{2}{9} + \frac{7}{11} &= \frac{1}{7 \cdot 9 \cdot 11} \\ &= \frac{1}{7} + \frac{2}{9} - \frac{4}{11} = \frac{1}{7 \cdot 9 \cdot 11} = \frac{1}{693} = 1.443 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

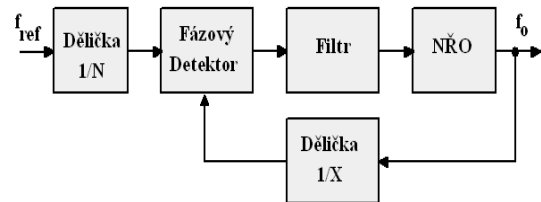
Čísla N_i představují jednotlivé děličky, čísla X_i , pak násobičky frekvence, součty a rozdíly představují směšovače. Pro děličky s hodnotami: 7, 9 a 11, lze tedy kombinací čísel X_i dosáhnout minimální změny

frekvence (minimální krok) = 0.001443 pro referenční frekvenci $f_{REF} = 1$ Hz). Minimální frekvenční krok u tohoto typu syntezátoru je dán vztahem:

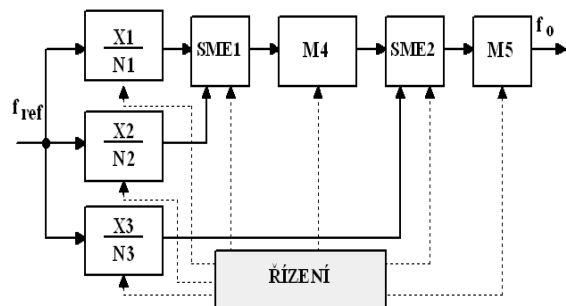
$$Frekvenční_krok = \frac{f_{REF}}{\prod_{i=1}^k N_i} \quad (4)$$



Obr. 4. Optimální hodnoty of X_1, X_2, X_3 pro uvedený příklad a pro $u/(N_1 N_2 N_3) = \langle -0, 0.2 \rangle$.



Obr. 5. Schéma jednoho bloku (X/N) .



Obr. 6. Celkové blokové schéma syntezátoru se 3 bloky (X/N) . Syntezátor je doplněn navíc dvěma násobičkami frekvence $M4$ a $M5$ umístěnými za směšovače.

Na obr. 5. je blokové schéma jednoho bloku (X/N) a na obr. 6. je celkové blokové schéma syntezátoru se 3 bloky (X/N) . Výsledná frekvence je dána vztahem:

$$f_o = \left(\frac{X_1}{N_1} \pm \frac{X_2}{N_2} \pm \frac{X_3}{N_3} \right) M_4 M_5 f_{REF} \quad (5)$$

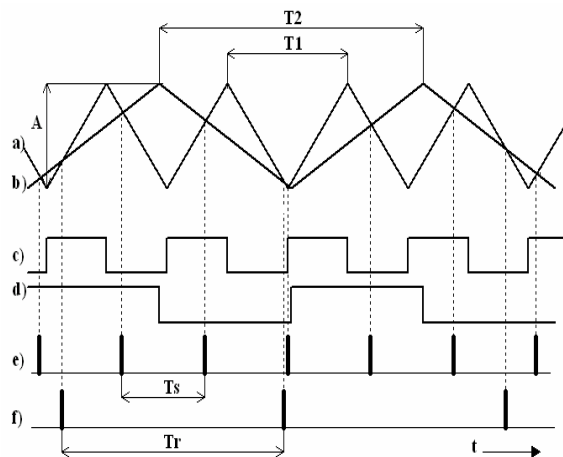
KOINCIDENČNÍ SMĚŠOVAČ

Obvykle používané směšovače pracují na principu násobení dvou signálů a lze je popsat vztahem:

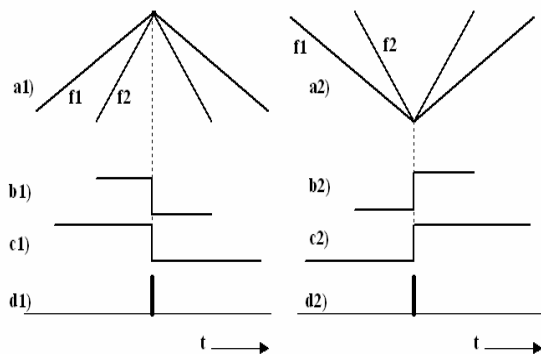
$$C = AB = \cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t) = \frac{1}{2} [\cos(2\pi(f_1 + f_2)t) + \cos(2\pi(f_1 - f_2)t)] \quad (6)$$

Na výstupu jsou signály se součtovou a rozdílovou frekvencí a signál požadované frekvence (součtové nebo rozdílové) je nutno získat filtrem, zapojeným za směšovač. Problém nastává v případě, že součtové a rozdílové frekvence jsou blízko sebe (např. $f_1=1$ MHz, $f_2=0.01$ MHz, pak $f_1 + f_2=1.01$ MHz a $f_1 - f_2=0.99$ MHz). Pak je nutno použít velmi selektivní filtr pro potlačení nežádoucí složky a přeladování filtru je technicky náročné.

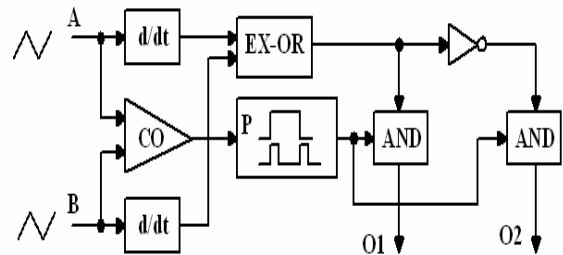
Z tohoto důvodu byl vyvinut nový koincidenční směšovač, u kterého filtr na výstupu není nutný [9, 10, 11, 12]. Časové průběhy signálů u tohoto směšovače jsou znázorněny na obr. 7.



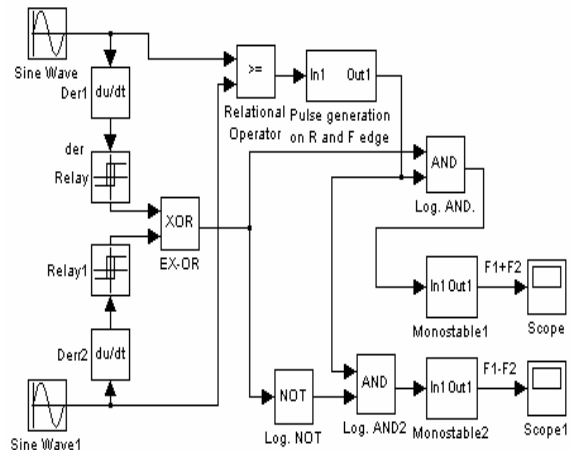
Obr. 7. Časové průběhy v koincidenčním směšovači. a) vstupní signál o frekvenci f_1 (periodě T_1), b) vstupní signál o frekvenci f_2 (periodě T_2), c) logický signál odpovídající derivaci signálu a), d) logický signál odpovídající derivaci signálu b), e) výstupní impulsy, jejichž frekvence je $f_1 + f_2$, f) výstupní impulsy, jejichž frekvence je $f_1 - f_2$.



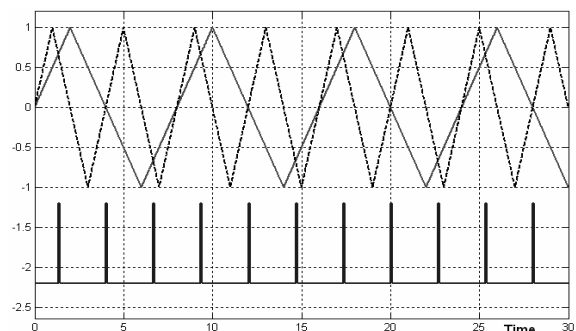
Obr. 8. Dva speciální případy a1) (vlevo) a a2) (vpravo) a odpovídající signály b1), c1), d1) a b2), c2), d2). f_1 a f_2 jsou časové průběhy vstupních signálů o frekvencích f_1 a f_2 .



Obr. 9. Zjednodušené schéma koincidenčního směšovače. d/dt - derivace, CO - komparátor, P - blok generující impulsy na nástupní i odcházející hraně vstupního signálu, EX-OR - logický obvod exclusive-or, AND - logický součin.



Obr. 10. Blokové schéma koincidenčního směšovače pro simulaci v Matlab-Simulinku. Směšovač má 2 výstupy: $F_1 + F_2$ a $F_1 - F_2$. Reléové bloky jsou použity pro převod na logický signál.

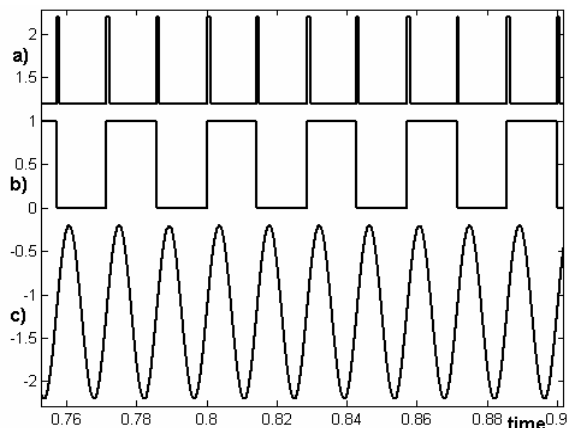


Obr. 11. Výsledek simulace koincidenčního směšovače. V horní části obrázku jsou vstupní signály, v dolní části pak výstupní impulsy, jejichž frekvence je součtem frekvencí vstupních signálů. Výstupní impuls je generován pouze tam, kde je při koincidenzi vstupních signálů opačná hodnota derivace vstupních signálů.

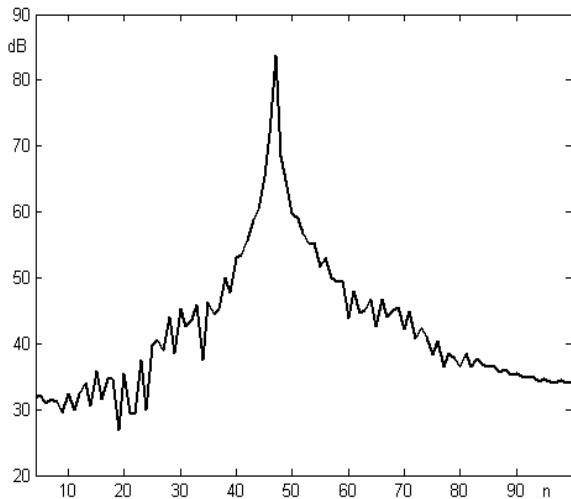
Na obr. 8 jsou zobrazeny dva speciální případy k nimž při činnosti směšovače dochází, které jsou řešené dodatečnou logikou.

Na obr. 9 je zjednodušené blokové schéma koincidenčního směšovače. Na vstup směšovače se přivádějí signály trojúhelníkového, pilového nebo

sinusového průběhu stejné amplitudy. Tyto signály jsou přivedeny na vstupy analogového komparátoru a derivačních obvodů. K výstupu komparátoru je připojen obvod, který generuje impuls při každé koincidenci vstupních signálů a) a b). Tyto impulzy se pak rozdělují na výstup e) a f) a to tak, že pokud jsou logické úrovně signálů c) a d) různé (jeden ze signálů má úroveň L, druhý H, nebo opačně), vedou se impulzy na výstup e) (výstup součtové frekvence). Pokud jsou úrovně signálů c) a d) shodné, vedou se impulzy na výstup f) (výstup rozdílové frekvence). Na obr. 10 je blokové schéma pro simulaci koincidenčního směšovače, na obr. 11 pak je výsledek simulace. Jsou zobrazeny výstupní impulzy odpovídající součtové frekvenci vstupních signálů.



Obr. 12. Obnovení sinusového signálu z výstupních impulzů koincidenčního směšovače. a) Výstupní impulzy směšovače b) Pulzy se střídou 1:1, c) Sinusový signál získaný pomocí fázového závěsu.



Obr. 13. Frekvenční spektrum koincidenčního směšovače po obnovení sinusového výstupního signálu. Na ose x je pořadí spektrálních čar.

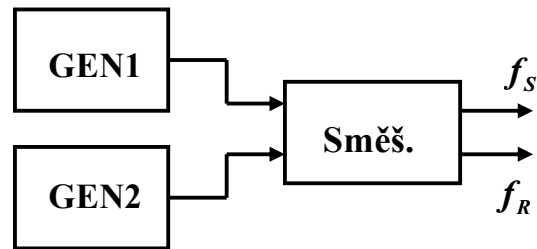
Na obr. 12 je znázorněno obnovení sinusového signálu z výstupních impulzů koincidenčního směšovače pomocí fázového závěsu. Na obr. 13 je znázorněno frekvenční spektrum tohoto obnoveného signálu.

Koincidenční směšovač má následující nevýhody:

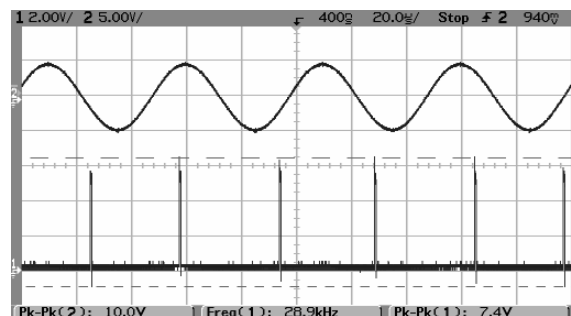
- a) Vstupní signály mohou mít pouze trojúhelníkový, pilový nebo sinusový průběh.
- b) Vstupní signály musí mít stejnou amplitudu.
- c) Na výstupu jsou pouze impulzy, které je nutno fázovým závěsem převést na jiný typ průběhu.

Výhody:

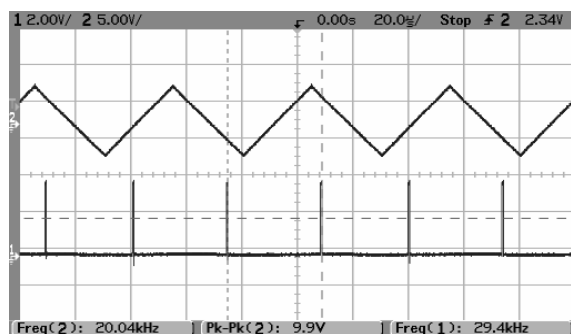
- a) Kromě vstupního komparátoru je směšovač sestaven z digitálních obvodů.
- b) Není nutno použít výstupní filtr.
- c) Na samostatných výstupech jsou impulzy se součtovou i rozdílovou frekvencí vstupních frekvencí.



Obr. 14. Blokové schéma měření provedené na realizovaném koincidenčním směšovači. f_S je výstup součtové frekvence, f_r je výstup rozdílové frekvence.



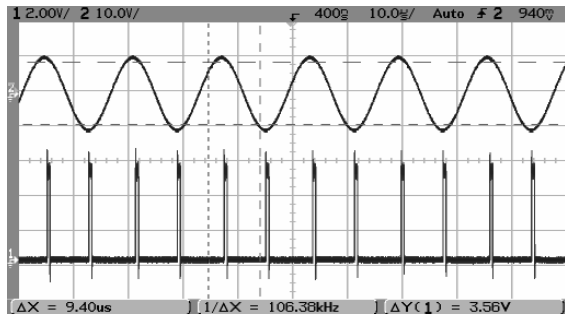
Obr. 15. Zobrazení funkce prototypu koincidenčního směšovače na dvoukanálovém osciloskopu. V horní části je jeden ze vstupních signálů (sinus), v dolní části jsou výstupní impulzy.



Obr. 16. Zobrazení funkce prototypu koincidenčního směšovače na dvoukanálovém osciloskopu. V horní části je jeden ze vstupních signálů (trojúhelníkový), v dolní části jsou výstupní impulzy.

Koincidenční směšovač byl realizován a na prototypu bylo provedeno měření dle blokového schématu, viz obr. 14. Na vstupy koincidenčního směšovače byly přivedeny signály ze 2 generátorů. Na obr. 15, 16 a

17 jsou výsledky měření se sinusovými a trojúhelníkovými průběhy vstupních signálů. Na dvoukanálovém osciloskopu je ukázána funkce směšovače se sinusovým (obr. 15) a trojúhelníkovým průběhem (obr. 16) vstupních signálů. Je zobrazen jeden vstupní signál a výstupní signál. Frekvence výstupních impulzů odpovídají součtu vstupních frekvencí. Na obr. 17 je příklad použití koincidenčního směšovače ve funkci zdvojovače frekvence. Vstupy jsou spojeny a na výstupu je dvojnásobná frekvence vstupního signálu.



Obr. 17. Zobrazení funkce prototypu koincidenčního směšovače jako zdvojovače frekvence. V horní části je vstupní signál, v dolní části jsou výstupní impulzy jejichž frekvence je rovna dvojnásobné frekvenci vstupního signálu.

ZÁVĚR

Příspěvek představuje kmitočtový syntezátor založený na principu diofantických rovnic a koincidenčního směšovače nové koncepce. Výhodou tohoto směšovače je to, že má samostatné výstupy pro signály se součtovou a rozdílovou frekvencí a není nutno použít filtr jako u běžných směšovačů. V příspěvku byly odvozeny matematické vztahy syntezátoru a koincidenčního směšovače, které byly ověřeny simulací. Koincidenční směšovač byl realizován a jeho funkce byla ověřena měřením na prototypu.

LITERATURA

- [1] V. Manassewitsch, *Frequency Synthesizers*, 3rd ed. New York, 1987
- [2] V. F. Kroupa, *Close to the carrier noise in DDS*, presented at IEEE Int. Freq. Symp., 1996.
- [3] U. L. Rohde, *Microwave and Wireless Synthesizers: Theory and Design*, John Wiley & Sons, Inc., USA, 1997.
- [4] J. L. Stensby, *Phase-Locked Loops: Theory and Applications*, CRC Press, USA, 1997.
- [5] W. F. Egan, *Frequency Synthesis by Phase Lock*, 2nd ed. New York: Wiley, 1999.
- [6] R. E. Best, *Phase-Locked Loops: Design, Simulation, and Applications*, 5th ed. New York: McGraw-Hill, 2003.
- [7] B. G. Goldberg, *Digital Techniques in Frequency Synthesis*, New York: McGraw-Hill, 1995.
- [8] D. E. Flath, *Introduction to Number Theory*, New York: Wiley, 1989
- [9] M. Štork, *Koincidenční syntezátor frekvence*. Užiténý vzor č. 16557, r. 2006.
- [10] M. Štork, Digital Fractional Frequency Synthesizer Based on Counters. In *Elektrik*. 2006, Turkey, sv.14, č.3, s.387-397, ISSN 1300-0632.
- [11] M. Štork, *Frequency Synthesizer Based on Coincidence Mixer*, In *Radioelektronika 2007*. Brno, 2007. s. 165-168. ISBN 1-4244-0821-0.
- [12] M. Štork, *A Frequency Synthesizer Structure Based on Coincidence Mixer*. In *Proceedings of the International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence - ECAI' 07*. Bucharest, 2007. s. 1-CM-6-CM. ISSN 1843-2115.