

# Převodník napětí-kmitočet s vyrovnáváním náboje

ING. PAVEL MACURA

## Úvod

Převodník napětí — kmitočet ( $U - f$ ) může být využit při konstrukci číslicového voltmetru, generátoru impulsů, napětím řízeného oscilátoru, při přenosu a záznamu signálů nízké úrovně v prostředí se silným elektromagnetickým rušením atd.

V čs. literatuře byla v uplynulých 10 letech uvedena řada různých zapojení převodníků  $U - f$ . V [1], [2] byl popsán převodník, který při poměrně jednoduchém obvodovém řešení dosahuje dobrých parametrů. Zapojení podle [2] bylo podrobně rozebráno v [3] a současně uvedeno upravené zapojení, umožňující zlepšit dynamické vlastnosti a rozsah převodníku pro malá vstupní napětí.

Ještě větší rozsah vstupních napětí a další zlepšení linearitly převodníku  $U - f$  lze dosáhnout využitím principu vyrovnávání náboje (charge balancing) podle [4], [5].

## Princip činnosti

Principiální schéma převodníku podle [4] je uvedeno na obr. 1a, na obr. 1b je uvedeno schéma podle [5].

Převodník sestává z integrátoru ( $A_1$ ,  $C_1$ ), komparátoru ( $A_2$ ), monostabilního klopného obvodu ( $MKO$ ,  $C_2$ ), zdroje konstantního proudu  $1 \text{ mA}$  ( $I_K$ ) a spínače ( $S$ ), eventuálně přepínače ( $P$ ). Obvod periodicky prochází mezi dvěma pracovními stavy: fází integrace a fází znovunastavení. Rychlost, se kterou se oba stavy mění, je přímo úměrná amplitudě vstupního signálu  $U_1$  a určuje vstupní frekvenci převodníku.

Ve fázi integrace je výstup monostabilního klopného obvodu v úrovni  $L$ . Proudový spínač  $S$  v první variantě převodníku je rozepnut (obr. 2a), proudový

přepínač  $P$  u druhé varianty připojuje zdroj proudu  $I_K$  k výstupu operačního zesilovače  $A_1$ . V této fázi se obě varianty liší proudem, odebíraným z výstupu zesilovače  $A_1$ . V zapojení podle obr. 1a má výstupní proud operačního zesilovače velikost  $I_1 = U_1/R_1$  a směřuje do zesilovače (obr. 2a), v zapojení podle obr. 1b teče ven ze zesilovače a má velikost  $1 \text{ mA} - I_1$  (obr. 2b).

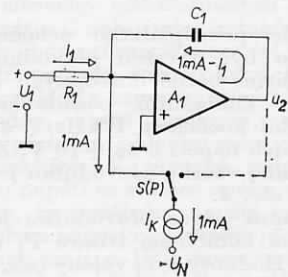
Během fáze znovunastavení je výstup monostabilního klopného obvodu v úrovni  $H$ . Spínač  $S$  nebo přepínač  $P$  připojí zdroj konstantního proudu  $I_K$  k invertujícímu vstupu zesilovače  $A_1$ . Pro obě varianty převodníku platí v této fázi společné náhradní schéma podle obr. 3.

Ze srovnání obr. 2 a obr. 3 vyplývá přednost zapojení podle obr. 1b. Zatímco v zapojení podle obr. 1a je výstupní proud zesilovače  $A_1$  různý ve fázi integrace a fázi znovunastavení, je tento proud v zapojení podle obr. 1b v obou fázích stejný a má hodnotu  $1 \text{ mA} - I_1$ . Tímto způsobem se minimalizují přepínací přechodné jevy na výstupu  $A_1$ .

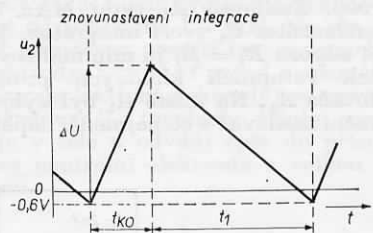
Ve fázi integrace se nabíjí kondenzátor  $C_1$  proudem  $I_1 = U_1/R_1$ . Přitom napětí na výstupu zesilovače  $A_1$  klesá (obr. 4). Když výstupní napětí integrátoru poklesne pod prahovou úroveň komparátoru (asi  $-0,6 \text{ V}$ ), přejde výstup komparátoru  $A_2$  na okamžik do kladného stavu a spustí monostabilní klopný obvod  $MKO$ . V tomto okamžiku začíná fáze znovunastavení, jejíž délku  $t_{KO}$  určuje doba trvání impulsu na výstupu  $MKO$ . Šířka tohoto impulsu je určena kapacitou kondenzátoru  $C_2$ .

Během fáze znovunastavení vzroste výstupní napětí integrátoru z  $-0,6 \text{ V}$  o hodnotu  $\Delta U$ , pro kterou platí:

$$\Delta U = t_{KO} \cdot \frac{du_2}{dt} = \frac{t_{KO}}{C_1} \cdot (1 \text{ mA} - I_1). \quad (1)$$



Obr. 3. Integrátor ve fázi znovunastavení



Obr. 4. Průběh napětí  $u_2$  na výstupu integrátoru

Na konci fáze znovunastavení převodník opět přechází do fáze integrace a napětí  $u_2$  na výstupu zesilovače  $A_1$  začíná klesat. Časový úsek  $t_1$  potřebný k dosažení prahové úrovně komparátoru je:

$$t_1 = \frac{\Delta U}{du_2/dt} = \frac{t_{KO}}{C_1} \cdot (1 \text{ mA} - I_1) \cdot \frac{C_1}{1 \text{ mA} - I_1} = t_{KO} \left( \frac{1 \text{ mA}}{I_1} - 1 \right). \quad (2)$$

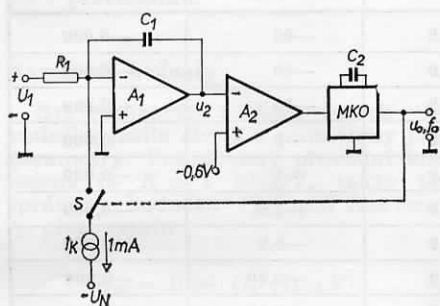
Pro vstupní frekvenci převodníku  $f_0$ , která je převrácenou hodnotou k  $t_{KO} + t_1$ , platí vztah:

$$f_0 = \frac{1}{t_{KO} + t_1} = \frac{I_1}{t_{KO} \cdot 1 \text{ mA}} = \frac{U_1}{R_1} \cdot \frac{1}{t_{KO} \cdot 1 \text{ mA}} \quad (3)$$

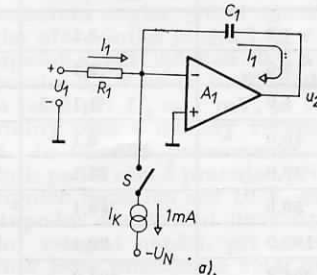
V tomto obvodu nemá velikost integračního kondenzátoru  $C_1$  vliv na frekvenci převodníku, pouze určuje amplitudu pilového napětí  $u_2$  na výstupu integrátoru. Velikost integračního kondenzátoru je nutné zvolit podle vztahu (1) tak, aby během doby  $t_{KO}$  nedošlo k saturaci zesilovače  $A_1$ . Parametry převodníku však ovlivňuje délka impulsu  $t_{KO}$  monostabilního klopného obvodu a její stabilita.

Z rovnice (3) je zřejmé, že výstupní frekvence  $f_0$  převodníku je přímo úměrná vstupnímu napětí  $U_1$ . Na výstupu převodníku se objeví impulsy o konstantní šířce  $t_{KO}$ , jejichž opakovací frekvence je lineárně závislá na vstupním napětí.

Rozsah vstupních napětí převodníku určuje odpor  $R_1$ , neboť vstupní proud  $I_1 = U_1/R_1$  musí být vždy menší než  $1 \text{ mA}$ , jinak převodník vysadí z činnosti — viz vztahy (1) a (2). V praxi se volí odpor  $R_1$  tak, aby při maximálním vstupním napětí  $U_1$  byl vstupní proud  $I_1$  asi  $0,25 \text{ mA}$ . Požadovaný rozsah pracovních frekvencí potom nastavíme volbou  $t_{KO}$  — viz vztah (3), jemné doladění frekvence je možné docílit trimrem v sérii s odporem  $R_1$ .



Obr. 1. Principiální schéma převodníku



Obr. 2. Integrátor ve fázi integrace

## Realizace převodníku

Podle principiálního schématu na obr. 1a byl navržen převodník  $U-f$  s použitím běžně dostupných čs. součástek. Základním požadavkem byl převodní koeficient 1 kHz/V a rozsah vstupních napětí 0 až +10 V. Zapojení funkčního vzorku převodníku je uvedeno na obr. 5.

Vstupní odpor převodníku je určen sériovou kombinací trimru  $P_1$  a odporu  $R_1$ . Hodnoty jsou voleny tak, aby při maximálním vstupním napětí  $U_1 = 10$  V byl vstupní proud  $I_1$  menší než 0,3 mA. Trimr  $P_1$  slouží k jemnému nastavení převodního koeficientu  $K = f_0/U_1 = 1000$ . Zesilovač  $A_1$  typu MAA 741 a kondenzátor  $C_1$  tvoří integrátor. Pomocí odporu  $R_2 = R_1$  je minimalizován účinek vstupních klidových proudů zesilovače  $A_1$ . Na místě  $A_1$  byl vybrán operační zesilovač s co nejmenší napěto-

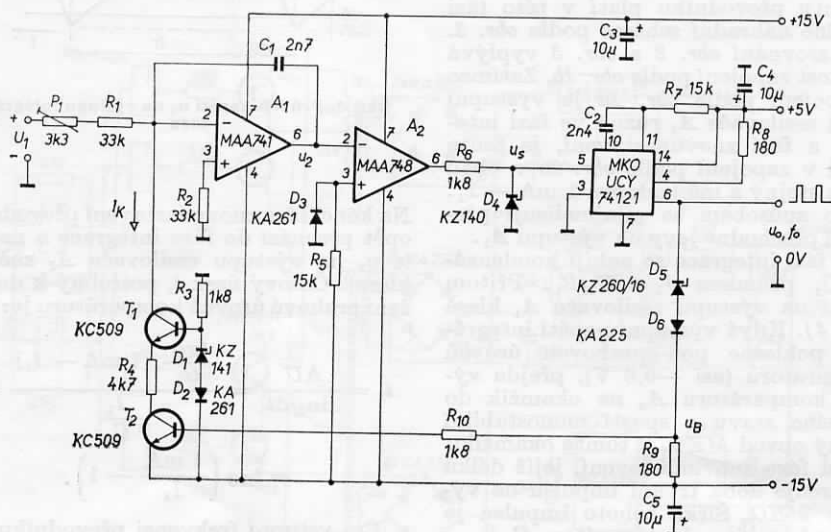
vztah (1). Pro  $C_1 = 2,7$  nF je maximální hodnota  $\Delta U$  přibližně 10 V.

Výstup MKO je výstupem celého převodníku a současně ovládá spínač proudového zdroje, tvořený tranzistorem  $T_2$ . Posuv napěťové úrovně pro bázi  $T_2$  je proveden v obvodu  $D_5, D_6$  a  $R_9$ . Proud báze tranzistoru  $T_2$  při sepnutí je nastaven odporem  $R_{10}$  na hodnotu asi 0,7 mA. V daném případě bylo zvoleno zapojení spínacího tranzistoru  $T_2$  v normálním režimu na rozdíl od často užívaného režimu inverzního ([1], [2], [3]). Odpor sepnutého tranzistoru je totiž v obou případech přibližně stejný a při zvoleném proudu báze má hodnotu asi 10  $\Omega$ . Tudíž úbytek napětí na sepnutém tranzistoru, vytvořený průchodem konstantního proudu  $I_K = 1$  mA, je v obou případech asi 10 mV, což bylo ověřeno měřeními. Navíc v inverzním režimu se značně zhorší dynamické vlastnosti spínacího tranzistoru  $T_2$ , což vede ke

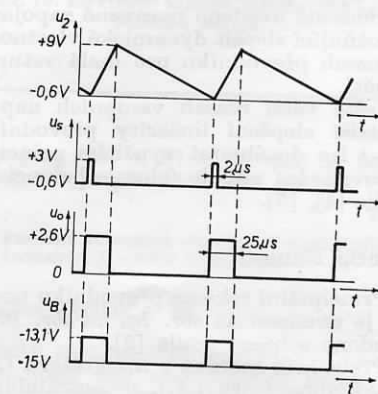
zhoršení parametrů převodníku. Z uvedených důvodů bylo použito normální zapojení tranzistoru. Spínač ovládá proudový zdroj, tvořený tranzistorem  $T_1$ , diodami  $D_1$  a  $D_2$  a odpory  $R_3$  a  $R_4$ . Teplotní koeficient napětí báze — emitor  $U_{BE1}$  tranzistoru  $T_1$  je kompenzován teplotním koeficientem napětí v propustném směru  $U_D$  na diodě  $D_2$ , takže zůstává teplotní koeficient Zenerova napětí  $U_Z$  diody  $D_1$ , který leží v mezích  $-3$  až  $+4 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$ , a teplotní závislost saturačního napětí  $U_{CES2}$  tranzistoru  $T_2$ , která je malá a činí v daném případě asi 10  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . Velikost proudu  $I_K$  je dána vztahem:

$$I_K = \frac{U_Z + U_D - U_{BE1} - U_{CES2}}{R_4} \doteq 1 \text{ mA.} \quad (5)$$

Odporem  $R_3$  je nastaven proud diodami  $D_1, D_2$  na velikost asi 5,4 mA.



Obr. 5. Schéma funkčního vzorku převodníku  $U-f$



Obr. 6. Časový diagram nejdůležitějších průběhů v převodníku

$u_2$  ... signál na výstupu integrátoru  
 $u_5$  ... spouštěcí signál pro MKO  
 $u_1$  ... výstupní signál převodníku  
 $u_B$  ... ovládací signál spínače

vou nesymetrií vstupů. Zesilovač je možné doplnit běžným obvodem pro kompenzaci napěťové nesymetrie. Za integrátorem následuje komparátor  $A_2$ , osazený operačním zesilovačem MAA 748, který je zapojen bez kompenzačního kondenzátoru. Rychlost přeběhu na výstupu několika takto zapojených operačních zesilovačů namátkově vybraných z různých výrobních sérií byla přibližně 25 V/ $\mu\text{s}$ . Neinvertující vstup komparátoru je zapojen na katodu diody  $D_3$ . Úbytek napětí na této diodě (asi  $-0,6$  V) určuje prahovou úroveň komparátoru. Výstupní napětí komparátoru je upraveno obvodem  $R_6 - D_4$  na úroveň TTL, nutnou pro vstup následujícího monostabilního klopného obvodu. Na vstupu MKO se při přechodu z fáze integrace do fáze znovunastavení objeví spouštěcí impuls o amplitudě asi 3 V a šířce přibližně 2  $\mu\text{s}$ . Monostabilní klopný obvod, vytvořený integrovaným obvodem UCY 74121, je spouštěn náběžnou hranou spouštěcího impulsu. Šířka impulsu  $t_{KO}$  na výstupu MKO je s ohledem na požadavek maximální výstupní frekvence 10 kHz zvolena 25  $\mu\text{s}$ . Tomu odpovídají hodnoty  $R_7 = 15$  k $\Omega$ ,  $C_2 = 2,4$  nF, neboť

$$t_{KO} = 0,7 R_7 C_2 \quad (4)$$

Volba  $t_{KO} = 25$   $\mu\text{s}$  ovlivňuje i velikost integračního kondenzátoru  $C_1$  — viz

Tab. 1. Závislost naměřené výstupní frekvence  $f_{om}$ , frekvenční odchylky  $\Delta f$ , absolutní chyby  $\Delta$  a relativní chyby  $\delta$  na vstupním napětí  $U_1$

$U_1$ [mV]	$f_{om}$ [Hz]	$\Delta f$ [Hz]	$\Delta$ [%]	$\delta$ [%]
1,0	0,1	-0,9	-90	-0,009
3,0	2,1	-0,9	-30	-0,009
5,0	4,1	-0,9	-18	-0,009
10,0	9,1	-0,9	-9	-0,009
30,0	29,1	-0,9	-3	-0,009
50,0	49,1	-0,9	-1,8	-0,009
100,0	99,1	-0,9	-0,9	-0,009
304,4	303,6	-0,8	-0,26	-0,008
507,6	506,8	-0,8	-0,16	-0,008
1 000,5	999,7	-0,8	-0,08	-0,008
2 000,2	1 999,4	-0,8	-0,04	-0,008
3 003,8	3 002,9	-0,9	-0,03	-0,009
4 000,0	3 999,0	-1,0	-0,025	-0,01
5 001,7	5 001,4	-0,3	-0,006	-0,003
6 005,4	6 004,8	-0,6	-0,01	-0,006
6 998,2	6 998,4	+0,2	+0,003	+0,002
7 996,0	7 996,8	+0,8	+0,01	+0,008
9 007,0	9 008,0	+1,0	+0,011	+0,01
10 002,5	10 003,0	+0,5	+0,005	+0,005

# K problematice přístrojů pro vysokofrekvenční elektrochirurgii (1. část)

MUDr. ING. JAN FADRHONS, CSc.

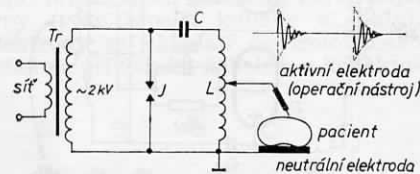
Jednou z nejstarších úspěšných aplikací elektroniky v lékařství je využití vysokofrekvenčního proudu k řezání a ke koagulaci tkání v chirurgii. První práce o klinickém použití vysokofrekvenční elektrochirurgie byly uveřejněny okolo r. 1910. V letech dvacátých pak došlo k velkému rozvoji zejména zásluhou přístrojů konstruovaných fyzikem W. T. Boviem za spolupráce s chirurgem H. Cushingem, kterému nová technika umožnila úspěšně provádět i náročné operace mozkových nádorů předtím nerealizovatelné pro nemožnost stavění krvácení z velkých raných ploch v mozku [1]. Podobně jako v neurochirurgii, i v dalších operačních oborech (např. v urologii a v gynekologii) tak elektronika přispěla přímo k vývoji nových operačních postupů. Přístroje pro vf elektrochirurgii však přinášejí výhody i při většině běžných operací ve všeobecné chirurgii, a proto dnes patří do standardního vybavení každého operačního sálu.

V článku se zmíníme o principech konstrukce přístrojů a tvarech elektrod a pak se budeme zabývat některými konkrétními příklady praktického použití při operacích včetně možných závad a chyb, které mohou poškodit pacienta. Dále se budeme věnovat elektromagnetické sluchitelnosti s ostatními elektronickými vybavením operačního sálu a nakonec se stručně zmíníme o alternativních technických prostředcích ve funkci operačního nástroje.

## Přístroje pro vf elektrochirurgii

Staré přístroje pro vf elektrochirurgii byly zapojeny buď jako jiskřičkové generátory nebo jako velmi jednoduché oscilátory s výkonovými elektronkami. Některé konstrukce obsahovaly obě uvedené zapojení s možností slučování jejich signálů v různém poměru na společném výstupu. Činnost jiskřičkového generátoru na obr. 1 lze zjednodušeně vysvětlit takto: Během kladné půl-

periody vysokého napětí na sekundárním vinutí síťového transformátoru  $T_r$  se kondenzátor  $C$  nabíjí přes indukčnost  $L$ , až se dosáhne průrazného napětí jiskřičkové  $J$ . Při průrazu začne obvod  $LC$  vytvářet oscilace s exponenciálně klesající amplitudou, které zaniknou, jakmile dojde k přerušení obvodu mezi elektrodami jiskřičky. V záporné půlperiodě síťového napětí se situace opakuje s tím rozdílem, že počáteční napětí na kondenzátoru a napětí na jiskřičce je opačné a oscilace mají o  $180^\circ$  posunutou fázi proti kmitům v kladné půlperiodě. Kmitočet oscilací je dán rezonanční zatíženou obvodem  $LC$  (v praxi v rozmezí asi od 400 kHz do 3 MHz [1], [2]) a opakovací kmitočet se rovná dvojnásobku kmitočtu sítě (tj. 100 nebo 120 Hz). Na obr. 1 je též naznačeno použití tzv. monopolární elektrody, kdy se vf proud z operačního nástroje (aktivní elektrody) po vyvolání požadovaného tepelného účinku rozptyluje v těle a odvádí zpět do přístroje přes neutrální elektrodu s velkou plochou.



Obr. 1. Jiskřičkový generátor pro vf elektrochirurgii a časový průběh na jeho výstupu

(Dokončení ze str. 170)

Takto zapojený převodník je určen pro zpracování vstupních napětí v rozsahu 0 V až +10 V. Převodní koeficient je 1 kHz/V a nastaví se trimrem  $P_1$ . Na výstupu převodníku dostaneme sled impulsů šířky 25  $\mu$ s, jejichž opakovací frekvence je přímo úměrná vstupnímu napětí. Pro úplnost je na obr. 6 uveden časový diagram nejdůležitějších průběhů v převodníku.

## Naměřené hodnoty

Byl realizován funkční vzorek převodníku podle obr. 5 a proměřeny jeho parametry. Požadovaný převodní koeficient je  $K = 1$  kHz/V, takže pro správnou hodnotu výstupní frekvence  $f_{os}$  platí vztah:

$$f_{os} = 1000 \cdot U_1 \text{ [Hz; V]}. \quad (6)$$

Pro vstupní napětí  $U_1$  od 0 V do +10 V se měřila frekvence na výstupu převodníku  $f_{om}$ . Odchylka  $\Delta f$  naměřené frekvence  $f_{om}$  od správné hodnoty  $f_{os}$  zjištěné podle vztahu (6) je:

$$\Delta f = f_{om} - f_{os}. \quad (7)$$

Absolutní chyba  $\Delta$  převodníku v % je definována jako:

$$\Delta = \frac{\Delta f}{f_{os}} \cdot 100 \%. \quad (8)$$

Relativní chyba  $\delta$  vztažená k maximální hodnotě výstupní frekvence  $f_{omax} = 10$  kHz je:

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_{omax}} \cdot 100 \%. \quad (9)$$

V tabulce 1 je uvedena naměřená výstupní frekvence  $f_{om}$ , frekvenční odchylka  $\Delta f$ , absolutní chyba  $\Delta$  a relativní chyba  $\delta$  pro různá vstupní napětí  $U_1$ . Z tabulky je zřejmá velmi dobrá linearita převodníku. V celém rozsahu pracovních frekvencí do 10 kHz je frekvenční odchylka převodníku max.  $\pm 1$  Hz, tj. relativní chyba  $\pm 0,01$  %. Absolutní chyba převodníku je  $\pm 0,1$  % v rozsahu vstupních napětí 0,5 V až 10 V a  $\pm 0,5$  % v rozsahu 0,1 V až 10 V. Převodník pracuje ještě při  $U_1 = 1$  mV, je tedy přeladitelný přes 4 dekády vstupního napětí. Je vhodné poznamenat, že převodník podle obr. 5 pracuje i při vyšších vstupních napětích než 10 V, ovšem při postupném zhoršování linearitu. Maximální vstupní napětí, při kterém převodník ještě pracuje, je větší než 30 V.

Dosažené hodnoty relativní chyby odpovídají převodníku Burr - Brown VFC 32 [4], který má na rozsahu 10 kHz udávanou linearitu  $\pm 0,01$  % z maximální výstupní frekvence.

Kromě popsání převodníku byl realizován ještě druhý vzorek podle principálního schématu na obr. 1b. Ve frekvenční oblasti do 10 kHz však jeho parametry odpovídaly zapojení podle obr. 5, přičemž převodník byl podstatně složitější. Jeho schéma proto není v článku rozebíráno. Přednosti zapojení podle obr. 1b by se zřejmě projeví až na vyšších frekvencích, kde operační zesilovače typu MAA 741 a MAA 748 již nejsou použitelné.

## Závěr

V článku byl popsán převodník  $U-f$ , využívající metodu vyrovnávání náboje, podobně jako např. převodníky Burr - Brown VFC 32 [4] a Analog Devices AD 650 [5]. Popsaný obvod byl sestaven výhradně z dostupných čs. součástek. Převodník se vyznačuje širokým rozsahem vstupních napětí od 1 mV do 10 V a velmi dobrou linearitou  $\pm 0,01$  %, vztaženou k maximální výstupní frekvenci 10 kHz. Převodník je možné snadno přizpůsobit s využitím vztahů (1) až (4) i pro jiný rozsah vstupních napětí a výstupních frekvencí změnou odporu  $R_1$  a kondenzátorů  $C_1$ ,  $C_2$ . Maximální pracovní frekvence by však neměla překročit 10 kHz s ohledem na dynamické vlastnosti použitých operačních zesilovačů.

Ve srovnání s převodníky podle [1], [2], [3] má popsané zapojení větší rozsah vstupních napětí a lepší linearitu vztaženou k plnému rozsahu frekvencí. Převodník je možné využít ke konstrukci jednoduchého číslicového voltmetru, napětím řízeného generátoru impulsů či k přenosu a záznamu signálů nízké úrovně v prostředí se silným elektromagnetickým rušením.

## LITERATURA

- [1] Kyrš, F.: Převodník  $U/f$ . *Amatérské rádio*, 1976, č. 8, str. 296–298, č. 9, str. 343–346.
- [2] Haas, K., Zuska, J.: *Moderní měřicí přístroje a jejich obvody*. Amatérské rádio B, 1981, č. 4, str. 141.
- [3] Punčochář, J.: Několik poznámek k převodníku napětí – kmitočet. *Sdělovací technika*, 1982, č. 10, str. 379–382.
- [4] VFC 32 – Voltage-to-frequency and frequency-to-voltage converter. Burr Brown General Catalog, 1979.
- [5] De Vito, L.: Linear  $V-f$  converter chip invades module territory. *Electronic Design* vol. 32, 1984, č. 4, str. 217–226.