

# Feszültség-frekvencia konverterek felépítése és hibridáramköri megvalósítása

ETO 621.314.2.049.776:621.314.027:621.314.029

A számítógépes folyamatirányítás elterjedése maga után vonja az interface áramkörök fejlődését. A mérés és beavatkozás analóg volta, valamint a köztes funkciók teljesítésének digitális módja miatt, mind nagyobb szükség van analóg/digitál és digitál/analóg konverterekre. Az analóg/digitál konverterek egy sokoldalúan felhasználható tagja a feszültség-frekvencia konverter. A cikk ezen konverterek részletes ismertetésével foglalkozik, mely áramköri család az OMFB által támogatott átfogó alkalmazástechnikai kutató munkánk része.

## 1. A feszültség-frekvencia konverterek működése

A feszültség-frekvencia konverter olyan interface áramkör, mely a bemeneteire adott feszültséggel arányos kimeneti impulzus-sűrűséget hoz létre.

Ez a funkció sokféleképpen megvalósítható és a konverzió pontossága ennek megfelelően különböző lesz. A legegyszerűbb működés úgy érhető el, ha egy kondenzátort a bemeneti feszültséggel arányos árammal töltünk és sütünk ki, két különböző feszültséghez. A működési elv az 1. ábrán látható. Pozitív bemeneti feszültség esetén az  $U_{BE} - U_+/R_3 + R_4$  áram a  $C$  kondenzátort negatív irányban tölti. A komparátor bemenete negatív referencia-feszültségre ( $U_{N1}$ ) kapcsolódik, így állapotot akkor vált, ha  $U_{C1} < U_{N1}$ . Ekkor az  $S_2$  kapcsoló nyit,  $S_3$  zár, és  $U_{N2}$  feszültség kapcsolódik a komparátorra. Ugyanakkor a  $S_1$  is bekapcsol és  $C$  és  $R_3$ -on keresztül kisül. A kondenzátort kisütő áram

$$I'_c = U_{BE} \cdot \frac{R_1}{R_3} \cdot \frac{1}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

Ezzel elérhető, hogy a kimeneti frekvencia arányos legyen a bemenetre adott feszültséggel. A  $C$  kondenzátor töltéséhez és kisütéséhez szükséges idő a következőképpen számítható:

A  $C$  kondenzátor az  $S_2$  zárt állásával jellemezhető állapotban  $-U_{N1}$  feszültségre töltődött fel. A rajta levő feszültség az  $I'_c$  áram hatására  $+U_{N2}$  feszültség felé növekszik.

A kondenzátor feszültségének megváltozása  $t_1$  idő alatt

$$\Delta U_c = U_{N1} + U_{N2} = \frac{I'_c t_1}{C} \quad (2)$$

ahol

$$I'_c = \frac{U_{BE}}{R_3} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

és  $t_1$  az áttöltődéshez szükséges idő. Ez a (2) képletből kifejezhető:

$$t_1 = \frac{(U_{N1} + U_{N2}) C R_3 (R_1 + R_2)}{U_{BE} R_1} \quad (3)$$

Az  $S_2$  és  $S_1$  zárt állásában viszont a kondenzátor  $+U_{N2}$  feszültségre töltődik fel, ezt kell kisütni  $-U_{N1}$  értékre. Az ehhez szükséges idő:

$$t_2 = \frac{(U_{N1} + U_{N2}) C (R_3 + R_4)}{U_{BE} \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)} \quad (4)$$

A kimeneti jelsorozat frekvenciája a két időből számítható:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{(U_{N1} + U_{N2}) C} \cdot U_{BE} \quad (5)$$

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2) [R_1 (R_3 + R_4) + R_2 R_3]} \quad (6)$$

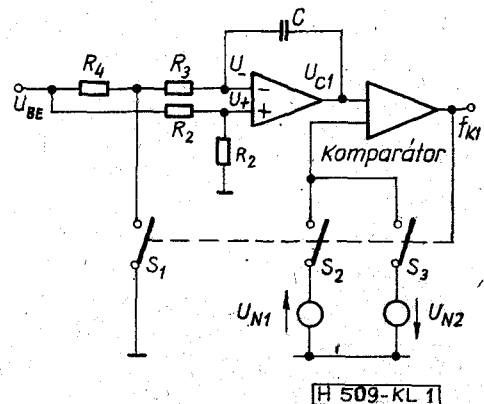
A kimeneti impulzussorozat kitöltési tényezője 1:1 is lehet, ha  $t_1 = t_2$ . Ennek feltétele:

$$\frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (7)$$

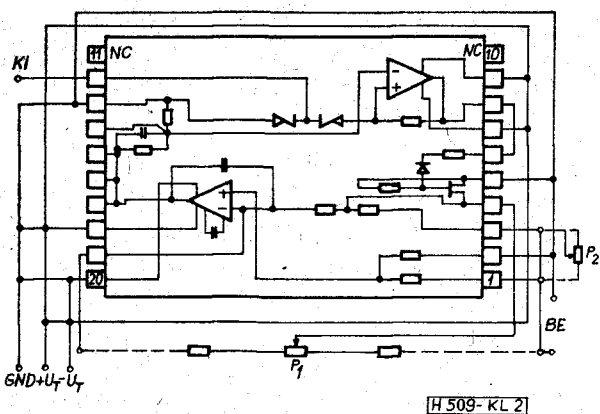
Mint látható (5)-ből a frekvencia az áramkör bemenetére adott feszültségnek lineáris függvénye lesz. A megvalósítás a 2. ábrán látható, mely egyben a HUF-01 típusú feszültség-frekvencia konverter kapcsolási rajza is.

A megoldás előnye annak egyszerűsége és minimális kapcsolószükséglete, hiszen a referenciaváltást a pozitív visszacsatoló ágban elhelyezve, az  $S_2$  és  $S_3$  automatikusan megvalósul.

A megoldás hátránya, hogy mindkét irányban a nyitott diódák feszültsége a referencia Zener-feszültségéhez hozzáadódik, így annak igen erőteljes hőfokfüggése a konverzióban szerepel. Számszerűen a referenciasfeszültség 2,2 mV/°C-os megváltozásának



1. ábra. A HUF 01 elvi működési vázlata



2. ábra. A HUF 01 kapcsolási és bekötési rajza

megfelelő hőmérsékleti együttható a 4,7 V-os referenciára vonatkoztatva  $\frac{2,2}{4,7} \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$  relatív változást jelent ( $\sim 400$  ppm).

Fenti hátránya ellenére az áramkör szerényebb (6–8 bit) pontossági igényekig igen jól alkalmazható, mivel a konverziós tényező megváltozása a linearitást nem befolyásolja. Ugyancsak előnye az áramkörnek, hogy szimmetrikus jelet ad ki, így szinuszosítható, vagy PLL hurokban használható fel.

Az előbbtől lényegesen különböző, annál elvben is pontosabb a töltés-kiegyenlítéses módszer. Ennek elvi vázlata a 3. ábrán látható.

Az  $U_{BE}$  feszültség az  $R_{BE}$  ellenálláson keresztül tölti a  $C$  kondenzátort, melynek feszültsége ( $U_{C1}$ ) a komparátor komparálási szintjéhez (jelen esetben 0V) közelít. A zérus komparálási szintet elérve a komparátor indítja a precíziós monostabil multivibrátort, mely előre beállított ideig  $I'$  áramot von ki a kondenzátorból. Ez az áram:

$$I' = I_0 - \frac{U_{BE}}{R_{BE}}$$

nagyságú. A  $t_0$  idő alatt a  $C$  kondenzátor

$$U_{C1} = \frac{I' t_0}{C} \quad (8)$$

feszültségre töltődik fel. A kisütési periódusban (4. ábra) ez a feszültség a komparálási szintig csökken. Ennek ideje:

$$t_1 = \frac{U_{C1} \cdot C}{U_{BE}/R_{BE}} = \frac{(I_0 - U_{BE}/R_{BE}) t_0 \cdot C}{C \cdot U_{BE}/R_{BE}} \quad (9)$$

A teljes periódusidő:

$$T = t_1 + t_0 = \left( I_0 - \frac{U_{BE}}{R_{BE}} \right) \cdot t_0 \cdot \frac{R_{BE}}{U_{BE}} + t_0 \quad (10)$$

Ebből frekvencia:

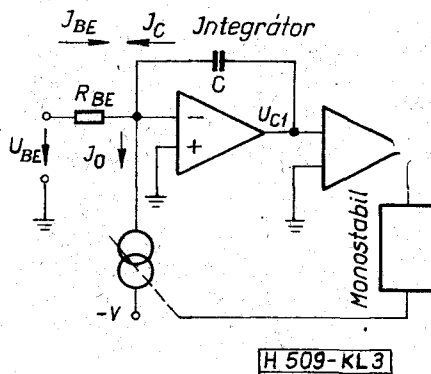
$$f = \frac{U_{BE}}{t_0 I_0 R_{BE}} \quad (11)$$

Mint látható, a frekvencia az  $U_{BE}$  feszültség lineáris függvénye, és frekvencia független a  $C$  kapacitás értékétől (9). Szerepe csak annyi, hogy a kondenzátorral a komparátor bemenetére kerülő feszültség-szint állítható be optimális értékre.

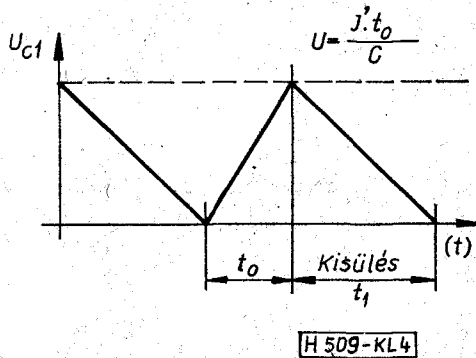
Az áramgenerátor az 5. ábrán vázolt elrendezéssel építhető fel. Miután a tranzisztorok áramerősítési tényezője nagy hőfokfüggéssel rendelkezik, a megoldás csak 0,5% pontossági igények kielégítését teszi lehetővé. Ennél egyszerűbb, pontosabb és gyorsabb áramkapcsoló valósítható meg a 6. ábrán vázolt megoldással.

Ha az  $U_{BE}$  jelű pont feszültségét a zérus feszültségű pont fölé visszük, úgy  $D_1$  lezár és az áram  $D_2$ -n folyik keresztül. Ez az egyik leggyorsabb kapcsoló, és így biztonságosan a 100 kHz-es működés is elérhető a megkívánt 12 bites pontosságon belül. ( $D_1$  és  $D_2$  egyetlen kettős diódával realizálható. Típusa BAW 56.)

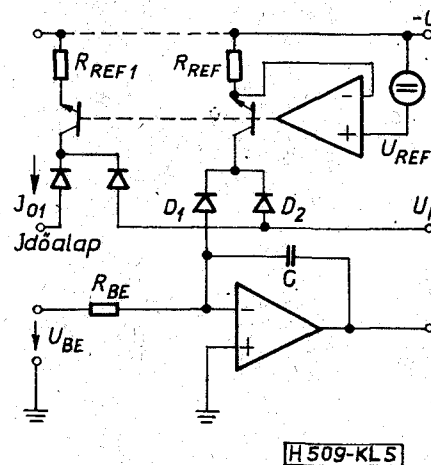
Az áramkör másik lényeges része a precíziós időalapot adó monostabil multivibrátor. Ennek egy lehetséges megvalósítását a 7. ábrán láthatjuk.  $K_1$  kapcsoló



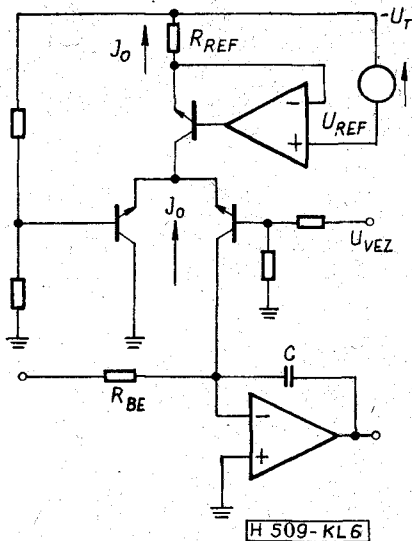
3. ábra. A töltéskiegyenlítéses módszer elvi vázlata



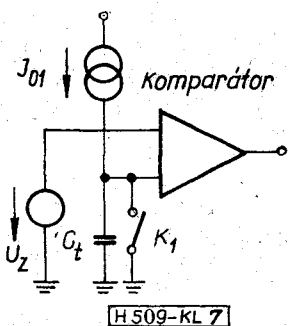
4. ábra. A töltéskiegyenlítéses módszer idődiagrammja



5. ábra. Áramkapcsoló egy elrendezési lehetősége



6. ábra. Az áramkapcsoló egy másik elrendezési lehetősége



7. ábra. Precíziós időalap-generátor elvi kapcsolási rajza

zárt állása mellett a kondenzátor feszültsége zérus.  $K_1$ -et nyitva, a kondenzátor feszültsége

$$t_0 = \frac{C_t U_z}{I_0} \quad (12)$$

idő alatt éri el a referencia feszültséget, amikor is a komparátor előjelet vált.

Ezen  $t_0$  idő szolgál időalapként a konverzióban (áramgenerátorként a 6. ábrán látható megoldást használtuk)

$$I_{01} = \frac{U_{REF}}{R_{REF1}}$$

ahol  $R_{REF1}$  az időalap áramgenerátorára utal.

A konverziós tényező az 1. táblázat alapján a  $t_0$  idő behelyettesítése után következő alakú:

$$f = \frac{U_{BE}}{I_{01} R_{BE}} = \frac{U_{BE}}{I_0 R_{BE} C_t U_z / I_{01}} = \frac{U_{BE}}{U_z C_t R_{BE}} \quad (13)$$

Feszültség-frekvencia konverterek összehasonlító táblázata

Típus*	Maximális frekvencia	Nemlinearitás	Dinamika tartomány	Hőmérsékleti együttható	Méret (coll-ban)	Megjegyzés
HUF 01	10 kHz	0,3%/FS	10 mV–10 V	600 ppm/°C	1 × 1	Új fejlesztésre nem ajánl. Helyette HUF 03
HUF 02	10 kHz	0,05%	1 mV–10 V	< 50 ppm/°C	2 × 2	
HUF 03	10 kHz	0,1%/FS ± 1 Hz	3 mV–10 V	< 100 ppm/°C	1 × 1,5	
HUF 04	100 kHz	0,1%	1 mV–10 V	100 ppm/°C	2 × 2	1977 II. né.

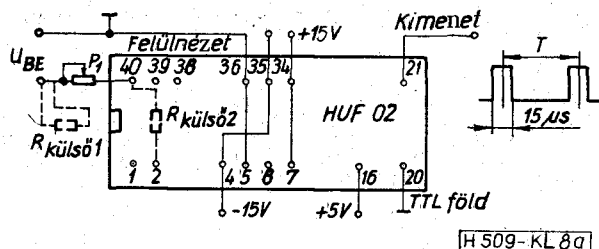
\* A hibridáramkörök jelölési rendszere megfelel a KGM Szabványosítási Központ 1976. szeptemberi ülésén elfogadott irányelveknek

A frekvencia független az  $I_0$  áramtól, ha az  $I_0 = I_{01}$  feltétel teljesül. Az áramkör stabilitását így kizárólag passzív alkatrészek stabilitására lehetett visszavezetni, mely elemek a hibrid technológia számára rendelkezésre állnak. Az így felépített HUF 02 típusú, 10 kHz-es feszültség-frekvencia konverter stabilitására jellemző, hogy az eredő hőmérsékleti együttható kisebb, mint 100 ppm, linearitása jobb, mint 13 bit, a 3 mV–10 V tartományban. Az áramkört úgy alakítottuk ki, hogy mind pozitív, mind negatív feszültséget fel tudjon dolgozni (a bekötéstől függően). Az áramkör bekötési rajza a 8a ábrán látható. (A bekötés negatív bemeneti feszültségnek felel meg.)

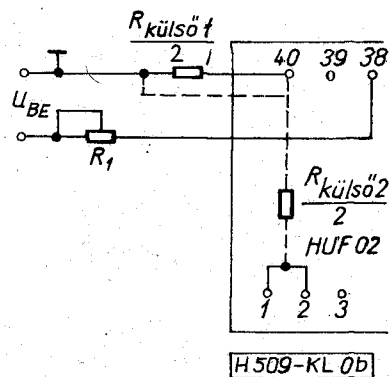
A  $P_1$  potenciométerrel 10 V bemenő feszültségnél a 10 kHz-es kimeneti frekvencia állítható be. (Külső állítás nélkül  $f_{K10V} > 10$  kHz).

Az áramkör bemeneti ellenállása 62 kohm. A kimeneti frekvencia

$$f_{KI} = \frac{U_{BE} \cdot K}{(R_{BE} + R_{KÜLSŐ1})} \quad (14)$$



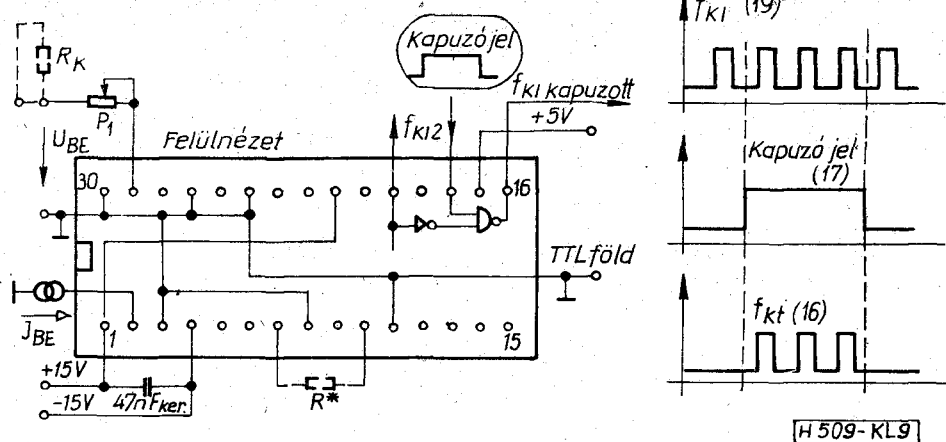
8a ábra. A HUF 02 bekötési rajza (negatív bemeneti feszültség esetén)



8b ábra. A HUF 02 bekötési rajza pozitív bemeneti feszültség esetén)

1. táblázat

9. ábra. A HUF 03 bekötési rajza



alakú, ahol  $K = 6,2 \cdot 10^7 \frac{\text{Hz}}{\text{A}}$ . Ha a felhasználó a 10 kHz/10 V-os meredekségen változtatni akar, úgy csökkentés esetén a 40 kivezető pont és a bemenet közé kell a (14)-ből kiszámított  $R_{KÜLSŐ1}$  ellenállást építeni.

A konverziós tényező növekedése esetén

$$f_{KI} = \frac{U_{BE} \cdot K}{R_{BE} \cdot R_{KÜLSŐZ}} \quad (15)$$

alapján a 2 és 40 kivezető pontok közé kell az  $R_{KÜLSŐ}$  ellenállást kapcsolni. (A 8b ábra pozitív bemenő feszültség esetén ábrázolja a bekötést.)

Amennyiben a jelforrás kimenete áramgenerátor, úgy lehetőség van arra is, hogy közvetlenül árammal hajtsuk meg a konvertert. A konverter bemenetén FET bemenetű műveleti erősítő van, a konverziós tartomány 5 dekádra növelhető (1,5 nA – 150 μA). A jelforrás a 2 (bemeneti) és 36 (föld) pontok közé csatlakoztatható.

A konverter csak negatív irányú áramot tud feldolgozni. A végkitérésnek megfelelő áram ( $f_{KI} \text{ max} = 10 \text{ kHz-re } 150 \mu\text{A} \pm 5\%$ ).

Mint az az eddigiekből látható, a komparátor komparálási szintje a konverziós tényezőben nem szerepel. Belátható, hogy a komparátorral szemben támasztott követelmény a kapcsolási idő állandósága és a komparálási szint rövid idejű stabilitása. Ez azt jelenti, hogy a komparátort nem kell műveleti erősítőtől felépíteni, erre a célra hangfrekvenciás tranzisztorokból felépített Schmitt-trigger is megfelel. Ez jelentősen csökkenti a végső kivitelezés költségét. Ezen elvek szerint alakítottuk ki a HUF 03 jelű konvertert, mely pozitív bemenő feszültség átalakítására szolgál. Stabilitása megfelel a 12 bit pontossági igényeknek a 0–70 °C hőmérsékleti tartományban (9. ábra). Ennél az áramkörnél alkalmaztuk először együtt a vékony- és vastagréteg-technológiát, melynél a működés szempontjából kritikus ellenállásokat vékonyréteg-, a többi vastagréteg-technológiával alakítottuk ki. Ez lehetővé tette, hogy a  $t_0$  időt meghatározó  $C_t$  csillám-kondenzátor hőmérsékleti együtthatóját (–50 ppm) a  $+50 \pm 10 \text{ ppm } T_k$ -ra beállított vékonyréteg-ellenállással (mely  $I_{01}$ -et határozza meg) kompenzáljuk. A többi ellenállás is hasonló  $T_k$ -val készült, ugyanis a többi ellenállásnál csak azok aránya szerepel az átvitelben.

$$(11)\text{-ben } I_0 = \frac{U_{REF}}{R_{REF}} \quad \text{és}$$

$$(12)\text{-ben } I_{01} = \frac{U_{REF}}{R_{REF1}}$$

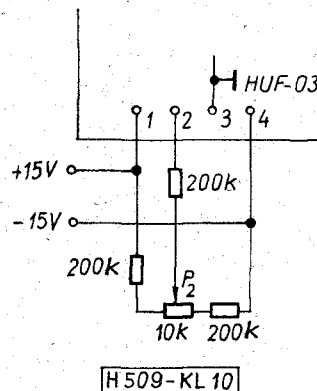
amivel (13) a következő alakú:

$$f = \frac{U_{BE}}{U_z \cdot C_t \cdot \frac{U_{REF}}{R_{REF}} \cdot \frac{R_{REF1}}{U_{REF}} \cdot R_{BE}} = \frac{U_{BE}}{V_z} \cdot \frac{1}{C_t \cdot R_{REF1}} \cdot \frac{R_{REF}}{R_{BE}} \quad (16)$$

A minimális felület érdekében a vékonyréteg-ellenállások üveghordozón készülnek. Az üveghordozó az azonos méretű vastagréteg lapka alatt van elhelyezve. A két hordozó rögzítése a kivezető lábakkal történik.

A kimeneti impulzus szélessége 35 μs. A frekvencia pontos beállítása  $P_1$  segítségével lehetséges. A bemeneti ellenállás 25 kohm, így (14) segítségével  $R_{KÜLSŐ1}$  kiszámítható. ( $K = 2,5 \cdot 10^7$ ) A frekvencia növelésére is lehetőség van. E célból a 7 és 10 kivezető pontok közé 4,5 kohmos precíziós ellenállást kell kötni (9. ábra R). Ekkor 10 V-nál  $f_{KI} \sim 100 \text{ kHz}$  lesz, melynek pontos értéke  $P_1$ -el beállítható.

Az áramkör kis bemenő feszültségek esetén is pontos kimeneti frekvenciát szolgáltat, ha a bemeneti IC offset hibáját kompenzáljuk. Ez a 10. ábrán vázolt



10. ábra. Egyszerű távadatfeldolgozó rendszer adó része

elrendezéssel oldható meg. Először  $P_2$  középállásánál  $U_{BE}=10\text{ V}$ -nál  $f_{KI}=10\text{ kHz}$  állítandó be  $P_1$ -el, majd  $U_{BE}=10\text{ mV}$ -nál  $f_{KI}=10\text{ Hz}$  a  $P_2$  segítségével (10. ábra).

Végül az 1. táblázatban összefoglaltuk az eddig megvalósított és a tervezett feszültség-frekvencia konverterek főbb jellemzőit. Ezen áramkörök felhasználási területe igen nagy, valamennyit számbavenni szinte lehetetlen. A következőkben néhány felhasználási területet ismertetünk.

**2. A feszültség-frekvencia konverterek felhasználási lehetőségei**

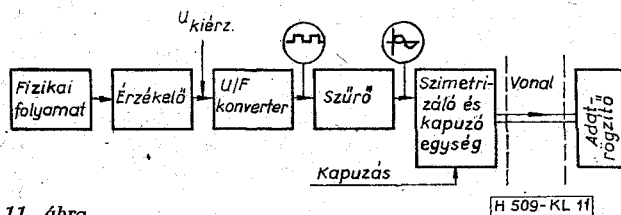
A feszültség-frekvencia konverterek jól használhatók azoknál az A/D konverziós feladatoknál, amelyeknél az átalakítás ideje szabad paraméter. A 10 kHz-es (HUF 02) konverterek például a 100 ms-os integrálási idő esetén 0,1% pontosságot biztosítanak. Amennyiben a mérendő jel jel-zaj viszonya megfelelő, kihasználva azt a tényt, hogy az U/F konverternek kimenetén a frekvenciaváltozás a belépő egységugrást követő  $1/T$  idő alatt lejátszódik ( $T$ =az új frekvencia periódusideje), a konverzió sebesség 0,1 ms-ig növelhető. Ebben az esetben a kimeneti információ a jel periódusideje, amely a bemeneti feszültséggel fordítottan arányos. Az U/F konverterek legnagyobb előnye mégis az a tény, hogy viszonylag olcsó, de nagy pontosságú, és könnyen feldolgozható A/D konverziót biztosít.

**2.1 Lassan változó jelek adatátvitelére U/F konverterrel**

Az U/F konverterek egyik legelterjedtebb felhasználási területe a lassú folyamatok táv-adatfeldolgozása. Itt a folyamat érzékelő egysége áramot vagy feszültséget ad ki, mely az U/F konverterrel impulzussorozattá konvertálható. A 11. ábrán vázolt megoldás segítségével az így kapott impulzussorozat a megfelelő formáló és csatoló áramkörön keresztül szimmetrikus vonalra csatlakoztatható, mely a postai előírások figyelembevételével telefonvonal is lehet. (Kapcsolt vagy bérelt vonal.)

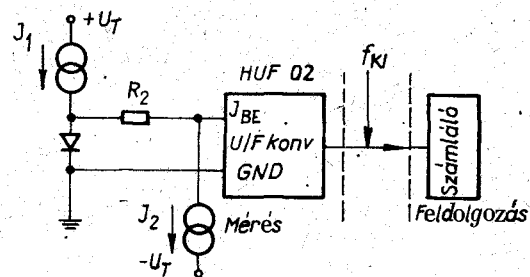
A kapuzáró áramkörrel elérhető, hogy a vonal mindkét irányban igénybe vehető legyen, hiszen az információ elvileg csak 100 ms-ig kell egy mérési ciklus alatt rendelkezésre álljon.

Elvben hasonló feladat merülhet fel pl. tartályok szintjelzésekor, hiszen — elegendően nagy méretek esetén, mely a gyakorlatban mindig teljesül — a tartály tartalma ugrásszerűen nem változik. A fenti megoldással a 0,5%-os átviteli pontosság minden



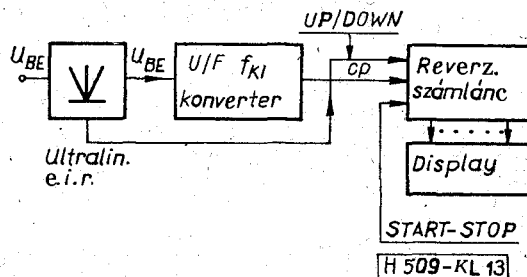
11. ábra

H 509-KL 11



H 509-KL 12

12. ábra. Hőmérséklet távadó



H 509-KL 13

13. ábra. Integráló típusú DVM

nehézség nélkül, a 0,1%-os átviteli pontosság pedig a mérés idejének 3–6 szoros kibővítésével elérhető.

**2.2 Hőmérséklet távadó**

A nyitó irányban előfeszített dióda hőmérsékletének függése előnyösen alkalmazható hőmérséklet mérésére. A 12. ábra szerinti összeállításban az  $I_1$  árammal a diódán átfolyó áramot lehet beállítani, míg  $I_2$ -vel a 0 °C-nál a 0 Hz-t.  $R_2$  a 2,2 mV/°C-nak megfelelően 220 ohm, így 100 °C-nál a maximális 10 kHz-es frekvencia jelenik meg a kimeneten.

**2.3 Digitális feszültségmérő U/F konverterrel**

A felhasználók jelentős része az U/F konvertert feszültségmérésre használja. A 13. ábrán egy feszültségmérő tömbvázlata látható. A bemeneti osztót úgy célszerű megválasztani, hogy az U/F konverterre jutó feszültség a 10 V-ot ne haladja meg, ill. a megfelelő mérési pontosság miatt a mérendő frekvencia 100 Hz alá ne essen.

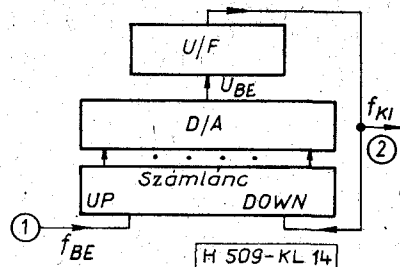
A DVM természetesen csak unipoláris jelet tud mérni. A bemeneti fokozatban az előjel eldöntésére lehetőség van, s azzal az automatikus polaritásváltás megoldható.

Bipoláris digitális voltmérő építhető akkor, ha a bemeneti fokozatban abszolútérték-képző áramkört helyezünk el. Az előjelbit lehetőséget ad arra, hogy a számlálón a mindenkor le- és felszámlálás irányát kijelöljük. Ezzel igen egyszerű módon integráló rendszerű A/D konvertert nyertünk (13. ábra). Ennek a módszernek másik előnye, hogy a számláló és a jelforrás között igen nagy távolság is lehet, mindössze két vezetékét használ a rendszer a 8, 10 vagy 12 vezeték helyett. Egyszerűen optocsatolásos eszköz is alkalmazható, amely a földelési problémákat oldja meg.

## 2.4 Léptetőmotoros hajtás, sebességvezérlés

Bizonyos esetekben, ha a léptetőmotort terhelő nyomaték nagyobb, mint a motornak az adott léptetési frekvenciákhoz tartozó indulási nyomatéka, akkor a motort fel kell gyorsítani a maximális indítási frekvenciájáról a tényleges működési sebességre. Ugyanez vonatkozik a motor leállítására is.

A 14. ábrán vázolt elrendezés alkalmas a probléma megoldására. Az 1 bemeneten érkező jelsorozat egy számláló előreszámláló bemenetére kerül. A számláló kimenete egy D/A konverterre, míg az egy U/F konverterre csatlakozik. Az U/F konverterből származó jelsorozat a számlánc visszaszámláló bemenetére kerül. Indításkor a számlánc tartalma zérus, így  $f_{KI}$  is zérus. Az  $f_{BE}$  impulzusok elkezdik tölteni a számláncot, a D/A kimenetén növekszik a feszültség, így az  $f_{KI}$  is növekszik. Amikor az  $f_{KI} = f_{BE}$ -vel, akkor a számláló tartalma csak az 1–1 bit értékkel változik



14. ábra. A sebességvezérlés tömbvázlata

és bináris értéke  $f_{KI}$ -vel egyezik meg. Ha  $f_{BE}$  megszűnik, úgy  $f_{KI}$  hatására a számlánc tartalma csökken, ami tovább csökkenti  $f_{KI}$ -t. Mind a frekvencia növekedése, mind esökkenése a kimeneten közel logaritmikusan közelíti  $f_{BE}$ -t, ill. a 0 Hz-et.