

# Nagypontosságú frekvenciagenerátorok

ETO: 621.373:621.316.726.078.3

A műszaki-technikai színvonal emelkedésével a használt berendezésekkel szemben támasztott pontossági követelmények is növekednek. Néhány speciális területen pedig — adás- és vételtechnika, nagypontosságú mérés-technika — szinte elengedhetetlen a nagystabilitású, nagy jeltisztaságú, „kvarcpontosságú” generátorok alkalmazása. Felmerül továbbá ezen nagypontosságú berendezések programozhatóságának igénye is, egyrészt a számítógép vezérelt automatikus mérés-technika, másrészt a különböző adó-, ill. vevőrendszerek részéről.

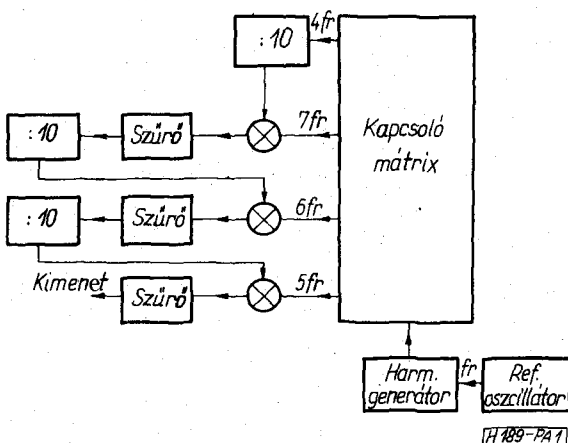
Ezen cikkben a nagypontosságú programozható frekvenciagenerátorok megvalósítási lehetőségeivel, valamint rendszerteknikai kérdéseivel kívánunk foglalkozni.

A nagypontosságú frekvenciaforrások, a jel előállításának módját tekintve két alapvető csoportra oszthatók:

1. Direkt frekvenciaszintézis elvét alkalmazó berendezések.
2. Indirekt frekvenciaszintézis elvét alkalmazó berendezések.

Direkt frekvenciaszintézis esetén egy nagy stabilitású — általában kvarcoszillátor — jelből különböző aritmetikai műveletek segítségével, melyeket természetesen elektronikusán valósítunk meg, nyerjük a kívánt kimeneti frekvenciát. Indirekt frekvenciaszintézis alkalmazásakor pedig egy vagy több elektronikusán hangolható oszcillátort egy visszacsatoló rendszer segítségével szinkronizálunk a berendezésben levő ún. referencia oszcillátorral, mely rendszerint nagystabilitású kvarcoszillátor. Ezen hangolt oszcillátorok jelét azután a kívánt frekvencia szerint kapcsoljuk a kimenetre.

Beérkezett: 1972. IX. 13.



1. ábra

## Direkt típusú frekvenciaszintézis

A direkt frekvenciaszintézis elvén megvalósított frekvenciagenerátorok egy lehetséges elvi megoldását az 1. ábra mutatja be. A nagy stabilitású kvarcoszillátor jelét egy ún. spektrumgenerátorba vezetjük, mely előállítja a referencia frekvencia első tíz harmonikusát. Ezeket egy kapcsolómátrixra vezetjük. Az egyes keverők bemeneteit pedig a kívánt frekvenciaprogram szerint kapcsoljuk a megfelelő harmonikusokat adó vonalakra. Legyen például a kívánt frekvencia 5,674 MHz. Ennek megfelelően az első tizes osztóra a 4 MHz-es vonalat kapcsoljuk. A legkisebb helyérték előállításához a spektrumgenerátor jelét tehát közvetlenül egy tizes osztóra kapcsoljuk. Az első additív keverőre vezetjük a következő helyértéknek megfelelő frekvenciát, a 7 MHz-et. Az additív keverő kimenetén a felül áteresztő szűrés után 7,4 MHz jelenik meg. Az újabb tizes osztás után 0,74 MHz-et keverünk hozzá a következő helyértéknek megfelelő frekvenciához. Hasonlóképpen járunk el a többi helyértéknek megfelelő frekvenciával is. Látható, hogy ezen eljárás segítségével minden lépés után — tizes osztás — a felbontás tízszeresére nő. Ily módon hasonló áramköri elemek ismételt kapcsolásával a frekvenciafelbontás viszonylag egyszerű módon növelhető. Felső frekvenciahatárként az első osztó áramkör frekvenciahatárát tekinthetjük, amennyiben eltekintünk a kapcsoló mátrix és a spektrumgenerátor problémáitól. Itt említem meg, hogy a jelenleg gyártott monolitikus integrált frekvenciaosztó felső frekvencia határa 800—1000 MHz. (pl. Plessey SP 609 B, SP 630 B áramkörök)

Amennyiben az előállított néhány MHz-es nagy frekvencia pontosságú jelet nagyobb frekvencia-tartományokban kívánjuk alkalmazni, úgy gyakorlatilag a következő lehetőségek állnak rendelkezésünkre:

- a) sokszorozás,
- b) keverés,
- c) sokszorozás és keverés együttes alkalmazása.

Sokszorozás esetén a sokszorozandó szintetizált alapjelben levő maradék fázis- és frekvenciamoduláció annyiszorosra nő, ahányszorosra a sokszorozás, s ily módon a jeltisztaság leromlik.

Az úgynevezett „felkeverés” eljárás (up-conversion) segítségével az alapsávban levő nagypontosságú szintetizált jelet a saját referencia frekvencia megfelelő számú harmonikusával keverve fel, a maradék frekvencia és fázismoduláció nem nő, mivel elméletileg keverés esetén a fázisinformáció nem változik meg. Például, ha az alapsávi jel 0—50 MHz, akkor ezen sávot egyszerű keveréssel „feltehetjük” az 50—100 MHz stb. sávokba.

Abban az esetben, ha igen nagy frekvenciaátfogást kívánunk megvalósítani, finom frekvenciafelbontás mellett, szükséges mind a sokszorozás, mind a keverés együttes alkalmazása. Ily módon működik például a Hewlett—Packard cég HP 5105 A típusú frekvenciagenerátora, melyben a különböző frekvenciafelbontással rendelkező sávokat egészen a 3—4 GHz-es tartományokig keverik ill. sokszorozzák fel, majd végül két, néhány GHz-es jel szubtraktív keverésével állítják elő az alapsávi jelet, mely a 0,1—500 MHz-ig terjedő sávban biztosít 0,1 Hz-es frekvenciafelbontást.

A direkt típusú frekvenciagenerátorok felépítési adottságai következtében lehetővé válik az igen gyors frekvenciaváltás, mivel a frekvenciaprogram változtatásakor nem szükséges semmiféle hangolási művelet. Általában a direkt típusú frekvenciaszintézissel működő frekvenciagenerátorok előnyei a gyors frekvenciaváltási lehetőség (néhányszor 10  $\mu$ sec), az igen finom frekvenciafelbontás megvalósíthatósága (0,01 Hz ill. 0,1 Hz-es frekvencia „raszter”) a nagy spektrális jeltisztaság mellett. [ $U_j/U_s = 80-90$  dB, ahol  $U_j$  a kívánt frekvenciájú komponens amplitúdója,  $U_s$  a különböző járulékos frekvenciák amplitúdói.] Ezen típusú berendezések hátránya, hogy a viszonylag egyszerű tömbvázlatban szereplő egyes áramköri blokkok meglehetősen bonyolultak, sok problémát vetnek fel, hely-és munkaigényesek. Ennek megfelelően az egész berendezés ára is magas, durván mintegy kétszerese a későbbiekben tárgyalásra kerülő indirekt típusú frekvenciagenerátorok árának, pedig ezen berendezések átlagos ára is viszonylag magas a jelenleg forgalomban levő közepes bonyolultsági fokú műszerek árához képest.

**Indirekt típusú frekvenciaszintézis**

Az indirekt frekvenciaszintézis alkalmazásakor egy vagy több elektronikusan hangolható oszcillátor jelét fázisban összehasonlítjuk a mindenkori referencia-jellel, — melyet rendszerint nagypontosságú kvarcoszcillátorral állítunk elő — s a kapott hibajellel hangoljuk az oszcillátort a kívánt frekvenciára. (phase-lock rendszer) Ezen hangolt oszcillátorok jelét azután a frekvenciaprogram szerint, esetleg egy vagy többszöri keverést is alkalmazva kapcsoljuk a kimenetre.

Az indirekt típusú frekvenciagenerátorok mindeképpen előnyösen alkalmazhatók abban az esetben, ha nem szükséges  $\mu$ sec nagyságrendű kapcsolási sebesség két különböző frekvencia között. Míg a direkt típusú generátoroknál ezt a sebességet gyakorlatilag a különböző kapcsolók határozzák meg, addig az indirekt megoldásoknál minimálisan néhány msec szükséges a szabályozó köröknek ahhoz, hogy az új frekvenciaprogram szerint az oszcillátort vagy oszcillátorokat beállítsák. Ugyancsak indirekt módon közvetlenül nem valósítható meg a Hz nagyságrendű felbontás sem. Ez a nehézség az ún. folyamatos hangolási lehetőség biztosításával részben megoldható.

**A phase-look elv**

Mielőtt áttérnék az indirekt frekvenciaszintézis elvét alkalmazó generátorok néhány jellegzetes meg-

valósítási módjának tárgyalására, röviden foglalkozni kell a phase-lock elv néhány alapvető kérdésével. Tekintsük a 2. ábrán látható visszacsatolt rendszert. Feltételezésünk szerint legyen lineáris a rendszer, így az egyes elemek nemlineáris tulajdonságaitól eltekintünk. A referenciaoszcillátor  $\Phi_r(t)$  fázisú,  $f_r$  frekvenciájú jelet szolgáltat a fázisdetektor számára. Az áramkör másik bemenetére érkezik a  $\Phi_0(t)$  fázisú,  $f_0$  frekvenciájú feszültség-vezérelt oszcillátor jele (Voltage Tuned Oscillator), mely egyben a kimeneti jel is. A fázisdetektor a két jel fázisa közötti különbségnek megfelelő kimeneti,  $u_d(t)$  jelet szolgáltat:

$$u_d(t) = K_d[\Phi_r(t) - \Phi_0(t)] \tag{1}$$

ahol  $K_d$  a fázisdetektor transzfer faktora, dimenziója pl. Volt/rad. Az áramkör kimenő jele az aluláteresztő szűrőbe jut. A szűrő átvitelére jellemző az  $F(p)$  függvény. Felépítését tekintve a szűrő lehet passzív és aktív. Például, másodrendű fázishurok esetén a passzív, ill. aktív szűrő lehetséges megvalósítási módját, valamint átvitelét a 3. ábrán láthatjuk. A szűrő kimenetén megjelenő feszültség, az  $u_{sz}(t)$  jut az oszcillátorra szabályozó jelként. Az oszcillátor kimeneti frekvenciáját a

$$\frac{d\Phi_0(t)}{dt} = \omega_0 = K_0 u_{sz}(t) \tag{2}$$

összefüggés adja meg, ahol  $K_0$  az oszcillátor transzfer faktora, dimenziója pl. rad/sec Volt.

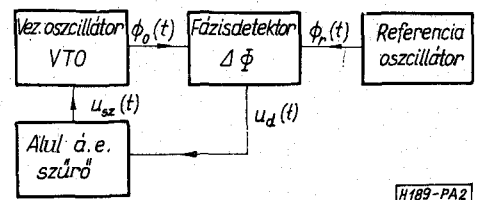
A (2) egyenlethől adódik, hogy

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d\Phi_0(t)}{dt}\right\} = p\Phi_0(p) = K_0 u_{sz}(p)$$

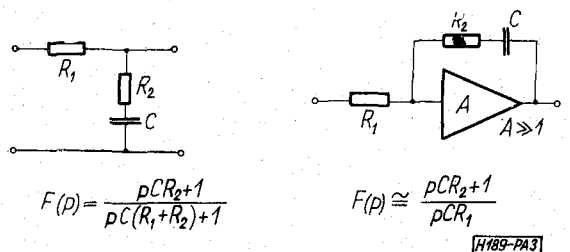
azaz

$$\Phi_0(p) = \frac{K_0 u_{sz}(p)}{p} \tag{3}$$

Az eddig felírt összefüggéseket felhasználva felírhatjuk általánosságban a hurok transzfer függvé-



2. ábra



3. ábra

nyét, melyet természetesen most fázisokra értelmezzünk, tehát:

$$\frac{\Phi_0(p)}{\Phi_r(p)} = H(p) = \frac{K_0 K_d F(p)}{p + K_0 K_d F(p)} \quad (4)$$

illetve a relatív fázisba:

$$\frac{\Delta\Phi(p)}{\Phi_r(p)} = \frac{\Phi_r(p) - \Phi_0(p)}{\Phi_r(p)}$$

$$\frac{\Delta\Phi(p)}{\Phi_r(p)} = \frac{p}{p + K_0 K_d F(p)} \quad (5)$$

Ezen általános jellegű összefüggések (4), ill. (5) segítségével számíthatók azután a különbözőképpen felépített fázishurkok, melyek tranziens viselkedésével a továbbiakban nem foglalkozunk.

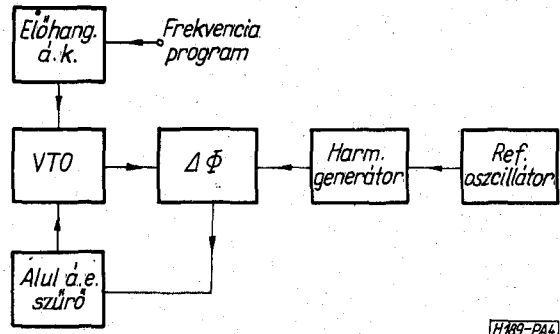
### Indirekt típusú frekvenciagenerátorok

A phase-lock elv felhasználásával lehetővé válik két különböző típusú oszcillátor számunkra előnyös tulajdonságainak egyesítése. A feszültségvezérelt oszcillátorunkat jellemezze az igen jó, rövid idejű stabilitás — néhány msec időintervallumot tekintve — a referenciaforrás, azaz a kristályoszcillátor pedig a hosszú idejű stabil frekvenciájú jelet szolgáltat.

Tehát, ha egy elektronikusan változtatható frekvenciájú oszcillátor frekvenciáját fázishurok segítségével egy kristályoszcillátor határozza meg, akkor az oszcillátor kimeneti frekvenciája is a nagy stabilitású kristályoszcillátornak megfelelő stabilitású lesz. Megfelelően keskeny sávzélességűre választva a szabályozó kört — aluláteresztő szűrő — a zajkomponensek, melyek elsősorban a fázisösszehasonlító áramkörből származnak, valamint a kristály esetleges rövididejű instabilitása következtében létrejövő ún. szélessávú fáziszaj, kívánság szerint csillapíthatók. Speciális követelmények esetén a hurok sávzélességét a zaj optimum szempontjából határozzuk meg. A huroksávzélesség alatti frekvenciák esetén a zaj elsősorban a referenciaforrásból származik, az alacsony frekvenciás komponenseket a referencia jelben az oszcillátor mintegy „követi”. A huroksávzélesség feletti frekvenciákon pedig a jeltisztaságot döntően a feszültségvezérelt oszcillátor, illetve ezen oszcillátor hangoló feszültségére szuperponálódott zavaró jelek határozzák meg. A nagymértékben lecsökkentett sávzélesség a szinkronizációt nehezíti meg, igen kis sávzélesség esetén pedig már nem képes a kristályoszcillátor szinkronizálni a feszültségvezérelt oszcillátort. A gyakorlatban a sávzélesség és a jeltisztaság között valamilyen kompromisszumos megoldás a célravezető.

### Phase-lock elvet alkalmazó berendezések

Tekintsük ezek után a 4. ábrán látható frekvenciagenerátor megoldását. A fázisdetektor egyik bemenetére a referencia — kristály — oszcillátor frekvenciájának megfelelő harmonikus jelek érkeznek. Az előhangoló áramkör segítségével az oszcillátort köze-

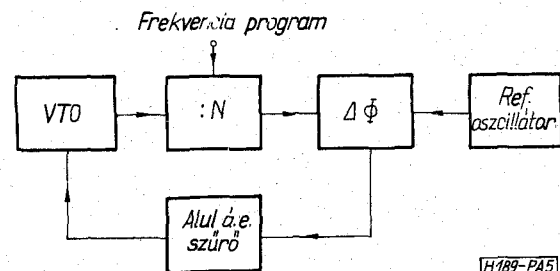


4. ábra

lítőleg a kívánt harmonikusnak megfelelő frekvenciára hangoljuk. A kívánt harmonikusnak megfelelő hangolófeszültséget természetesen digitál-analóg átalakító segítségével az adott harmonikus szám digitális beadásával is nyerhetjük (frekvenciaprogram). A fázishurok segítségével az oszcillátor frekvenciája oly módon változik, hogy a referencia jel, mely a referenciaoszcillátor valamelyik harmonikusa, és az oszcillátor jele között konstans, a hurokerősítés által meghatározott értékű fáziskülönbség ( $\Delta\Phi$ ) legyen. A frekvenciafelbontást ebben az esetben a referencia frekvencia határozza meg. Ily módon nem érhető el olyan finom frekvenciafelbontás, mint a direkt típusú frekvenciagenerátoroknál. Csökkentve a referencia frekvenciát egyre nehezebbé válik a frekvenciaspektrumból a kívánt harmonikus kiválasztása, mivel az oszcillátor finomhangolási tartományának mindig kisebbnek kell lennie, mint a két egymás melletti harmonikus közötti frekvenciatartománynak. Ellenkező esetben a kívánt harmonikus frekvencia egyértelmű kiválasztása nincs biztosítva. A fentiekben vázolt egyszerű megoldás önmagában nem alkalmas széles sávú, finom frekvenciafelbontású generátorként való felhasználásra. Az említett generátor típust további áramkörökkel kiegészítve — osztás, keverés — juthatunk el a különböző kívánságokhoz többé-kevésbé elegendő frekvenciagenerátorokhoz. Ezen aritmetikai műveleteket a direkt frekvenciaszintézis elvén működő generátorok tárgyalásánál már említett áramkörök segítségével valósíthatjuk meg.

### Digitális, phase-lock elvet alkalmazó generátorok

Az utóbbi években egyre inkább elterjednek a digitális, phase-lock elvet alkalmazó indirekt típusú frekvenciaszintetizáló berendezések. Ennek oka



5. ábra

főleg, az előzőekkel szemben a viszonylag egyszerűbb felépítés, nagyobb megbízhatóság, a csoportos integrálhatóság, s ily módon nagy pontosságú, miniatűr kivitelű frekvenciagenerátor megvalósításának lehetősége.

A digitális, phase-lock elvet alkalmazó frekvenciagenerátor elvi vázlatát az 5. ábra mutatja be. A feszültségvezérelt oszcillátor jele egy digitális, programozható frekvencia-osztó áramkörön keresztül jut a fázisdetektor áramkörre. A rendszer többi elemei meg egyeznek a 2. ábrán bemutatott rendszer megfelelő blokkjaival. Amennyiben a rendszer szinkronizálódott a (6) összefüggés adja a kapcsolatot az oszcillátor frekvencia és a referencia frekvencia között.

$$f_0 = N f_r \quad (6)$$

ahol  $N$  a program által beállított osztásarány. Amennyiben tehát változtatjuk az  $N$  számot, ennek megfelelően fog változni az oszcillátor  $f_0$  frekvenciája is. Az ily módon felépített frekvenciagenerátor felbontását ebben az esetben ismét a referencia frekvencia, azaz az összehasonlítási frekvencia határozza meg. Ezen megoldás segítségével lényegében helyettesítettük az előző rendszerekben szereplő keverőket és sokszorozókat egy nagy megbízhatóságú digitális osztóval. Ez természetesen a berendezés árát csökkenti, a megbízhatóság javulása mellett.

A digitális osztó beiktatásakor az (1) összefüggés a következőképpen módosul.

$$u_d(t) = K_d \left[ \Phi_r(t) - \frac{\Phi_0(t)}{N} \right] \quad (1a)$$

ahol  $N$  a programozott osztásarány.  $N$  lehetséges értékeit meghatározza a feszültségvezérelt oszcillátor hangoló feszültségének tartománya, azaz  $N$  értéke csak olyan egész szám lehet, hogy az  $N f_r$  frekvenciára a feszültségvezérelt oszcillátor még beállítható legyen. A szinkronizálódás után az oszcillátor jele fáziskoherenciában lesz a referencia frekvenciával, azaz hosszúidejű stabilitása is megegyezik a referenciaoszcillátor stabilitásával.

A nagy stabilitású kvarcoszcillátorok általában néhány MHz frekvencián üzemelnek. A frekvenciafelbontás finomítása érdekében célszerű ezen jelet digitális osztó áramkör segítségével a kívánt frekvenciafelbontásnak megfelelő értékre leosztani, ugyanis a frekvenciafelbontást mindig a fázishídra jutó, ún. összehasonlítási frekvencia határozza meg. Hasonló mértékben kell az osztásarányt növelni a feszültségvezérelt oszcillátort követő digitális osztóban is. Ily módon a frekvencia felbontás növelhető, ennek azonban határt szab az oszcillátor kimenetén egyre növekvő ún. maradék fázis, ill. frekvenciamoduláció. Ez elsősorban az aluláteresztő szűrőn átjutó fázisösszehasonlítási frekvenciákból, ill. annak harmonikusából adódik. Csökkentve a referencia frekvenciát az aluláteresztő szűrő törésponti frekvenciáját is megfelelően csökkenteni kell, ezt viszont limitálja a szükséges hurok sávzélesség, valamint frekvenciaváltás esetén az újabb szinkronizációhoz szükséges idő gyors növekedése. Az úgynevezett mintavételes típusú fázis-detektor alkalmazása esetén

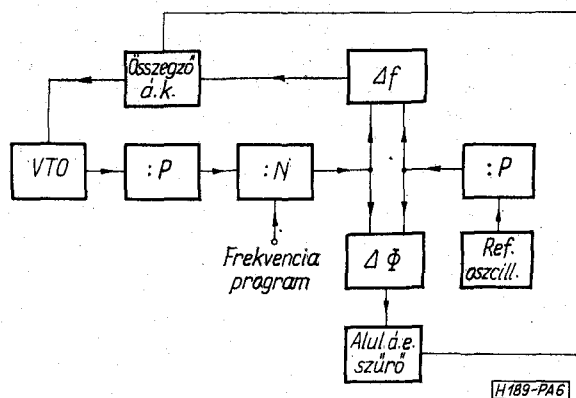
a fázis-detektor kimenetén levő zavaró jelek — melyek frekvenciája az összehasonlítási frekvencia, ill. annak harmonikusai — jelentősen csökkenthetők, s ily módon csökken az aluláteresztő szűrővel szemben támasztott követelmény, azaz növelhető a felbontás.

Abban az esetben, ha nagy frekvenciaátfogásra van szükség, nem egy, hanem több feszültségvezérelt oszcillátort kell alkalmaznunk. További nehézségek lépnek fel az oszcillátorok frekvenciájának növelésekor, ugyanis a VHF sávban már a programozható digitális osztó problémákat vet fel. Ezért alkalmaznak az oszcillátorokat követően egy ún. előosztót (prescaler), mely fix osztással az oszcillátorok frekvenciáját néhány száz tíz MHz-es sávba osztja le, ahol már rendelkezésre állnak a különböző típusú programozható frekvenciaosztók (pl.: SN 74160, SN 74192, SN 74197). Ekkor azonban, ha azt akarjuk, hogy  $f_r$  frekvenciájú felbontást kapjunk a kimenetre, a referencia frekvenciát, azaz a fázisösszehasonlítási frekvenciát —  $f_r$  — is  $P$ -ed részére kell csökkenteni, ahol  $P$  az előosztó osztásaránya.

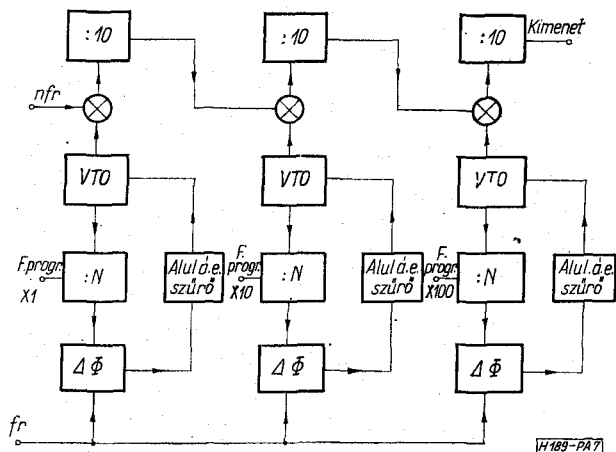
Szélessávú frekvenciagenerátor esetén programváltáskor a fázisdetektor bemeneteire az átkapcsolás utáni pillanatban két különböző frekvenciájú jel érkezik. A gyors és pontos szinkronizáció érdekében ekkor tulajdonképpen frekvenciakülönbségi jellel kell vezérelni az oszcillátort oly módon, hogy a frekvenciakülönbség zérussá váljék, majd ezután a fázisösszehasonlító áramkör hangolja „finoman” be az oszcillátort az új programnak megfelelő pontos frekvenciára. Ezen elemekkel felépített digitális frekvenciagenerátor elvi vázlatát mutatja be a 6. ábra.

### Módosított indirekt típusú megoldások

A direkt típusú frekvenciagenerátorok tárgyalásánál ismertetett elvek — különböző aritmetikai műveletek végzése —, valamint a digitális, phase-lock elvet használó frekvenciagenerátorok megfelelő kombinációjával a legkülönbözőbb felépítésű berendezések készíthetők. Ilyen például a 7. ábrán bemutatott megoldás, amely tulajdonképpen az 1. ábrán látható megoldás, valamint a digitális, phase-lock elv megfelelő kombinációja (pl.: Adret—Codasyn 202 típusú generátor). Itt minden dekád tulajdonképpen egy azonos



6. ábra



7. ábra

felépítésű fázishurok, melyben a digitális osztó 0–9-ig programozható. Ezen áramkörök azután keverők, ill. fix tízes osztóáramkörök segítségével kapcsolódnak egymásba. Abban az esetben ugyanis, ha a HF, ill. VHF sávban kívánunk generátort készíteni igen kis felbontással pl. 1–10 Hz, a referencia frekvenciával semmiképpen nem mehetünk le ezen néhány Hz-es értékre, s ezért mindenképpen a keverést, ill. az osztást is alkalmazni kell.

Részben hasonló megoldású a HP 8660 típusú generátorának az alacsonyfrekvenciás része is. Itt azonban egy fázishurkon belül nem egy, hanem kettő, ill. három helyértéknek megfelelő frekvenciát lehet a programozható osztók segítségével beállítani, s így módon mindössze két keverő, s öt fázishurok segítségével elérték azt, hogy az ún. alacsonyfrekvenciás egység kimenőfrekvenciája 20–30 MHz-ig 1 Hz-es lépésekben változtatható. Ezen keskenysávú hurokkal szemben a nagyfrekvenciás hurok szélessávú, és a 350–450 MHz-ig terjedő tartományt 10 MHz-es lépésekben fogja át. A két különböző típusú – keskeny és szélessávú – fázishurok, valamint egyéb – természetesen a referencia forrásból származó – fix frekvenciák megfelelő kombinációjával elérhető azután, hogy az előzőekben említett generátor (HP 8660) frekvenciatartománya 0,01–110 MHz-ig terjed, 1 Hz-es felbontással.

A direkt típusú, valamint az indirekt típusú frekvenciaszintézis kombinációját alkalmazza a Rodhe–Schwarz cég új SMDW típusú frekvenciagenerátoránál. Ennél a berendezésnél az 1 Hz–1 MHz-es dekádokban indirekt, phase-lock elven működő áramkörök találhatók, a 10 MHz-, ill. a 100 MHz-es lépéseknek megfelelő dekádok viszont a direkt frekvenciaszintézis elvén épülnek fel, szűrők, elektronikus kapcsolók, valamint keverők felhasználásával. Ezen berendezés kimenőfrekvenciája 0–500 MHz-ig, 1 Hz-es lépésekben változtatható.

**Miniatürizálás, integrálhatóság**

Az integrált áramköri technológia rohamos fejlődése lehetővé tette, hogy a miniatűr, hordozható

nagypontosságú frekvenciagenerátorok iránti igényt a nagy félvezető gyárak speciális, különböző integráltsági fokú áramkörökkel elégítsék ki. Ilyen hordozható berendezések iránti igény – kommunikációs céllal – elsősorban katonai részről merül fel. Ezért az áramkör konstruktőrök a HF és VHF sáv által támasztott követelményeket is igyekeztek kielégíteni. A miniatűr berendezések szinte kivétel nélkül a digitális, phase-lock elvet alkalmazzák, hiszen, ezekben az áramkörökben rejlik a legnagyobb lehetőség az integrálásra. Ha megvizsgáljuk a 6. ábrán bemutatott generátor blokk vázlatát, akkor látható, hogy az áramköri egységek szinte kivétel nélkül integrálhatók, hiszen a feszültség-vezérelt oszcillátort kivéve – HF, VHF frekvenciák – induktivitást, mint rezgőköri elemet a berendezés nem tartalmaz.

Tekintettel a VHF sávra, a probléma elsősorban a nagysebességű programozható osztás megvalósítása. Itt a különböző ECL áramkörök használata terjedt el. Gyakran alkalmazzák az ún. „pulzus kihagyásos” előszámálási módszert (pulse-swallowing prescaler). Ilyen elven működik a Fairchild cég programozható osztója, amely segítségével a legújabb adatok szerint egészen 250 MHz-ig lehetséges a programozott frekvenciaosztás megvalósítása (ECL 9590 és 95 H90).

A frekvencia-, ill. fázisdetektor általában már egy áramkörként kezelendő, mely frekvenciaeltérés esetén, mint frekvencia-detektor frekvenciaazonosság és fáziseltérés esetén, mint fázisdetektor működik az átmenetnél természetesen automatikus átváltással. Az integráltsági fok további növelésével ezen áramkörben már a detektor után következő – természetesen aktív – szűrőt is beépítettek, s így a rendszertervezőknek mindössze a kívánt hurokszélesség, illetve az ún. beállási idő (settling time) figyelembe vételével kell néhány R–C elemet az áramkör megfelelő kimeneteire kapcsolni (pl.: Motorola MC 4044).

A feszültségvezérelt oszcillátorok terén is megindult a különböző integrált-áramköri kivitelek megvalósítása. Ezen áramkörök régebben hibrid kivitelűek voltak, azonban manapság már nem ritka a 150 MHz-ig üzemelő monolitikus áramkör sem. Frekvenciagenerátorok számára természetesen speciális, nagyobb integráltsági fokú áramkörök is készülnek. Például megemlítem a Fairchild cég SH8097 áramkörét, mely tartalmaz egy kétfokozatú RF erősítőt, keverőt, hangolható oszcillátort varicap diódákkal, valamint az aktív szűrőt. Az áramkörhöz kívülről mindössze néhány induktivitást, ill. R–C elemet kell csatlakoztatni. Hasonló a helyzet a referencia-oszcillátorok terén is, ahol rendszerint mindössze a kvarckristályt, mint frekvencia meghatározó elemet kell az áramkörhöz csatlakoztatni.

A fenti rövid, szűrőpróba jellegű tallózás az integrált-áramköri piacon is érzékelteti, hogy a digitális, phase-lock elvet alkalmazó, frekvenciagenerátorok, ill. ezek építőelemei alkalmasak az integrált áramköri megvalósításra. A technológia fejlődésével az áramkörkonstruktőrök fokozatosan megvalósítják – egyre

nagyobb frekvenciák irányába törekedve — a nagy pontosságú frekvenciagenerátorokat néhány hibrid vagy monolitikus integrált áramkört tartalmazó formában.

Rövid összefoglalásként elmondhatjuk, hogy a nagy pontosságú, automatikus mérés technika, valamint egyéb speciális területek igénylik a nagy kapcsolási sebességű, igen finom felbontású direkt típusú frekvenciagenerátorokat. Az olcsóbb, kisebb méretű, nagyobb megbízhatóságú digitális phase-lock elven felépített berendezések — melyek műszaki tulajdonságainak további javulása várható — széles körű elterjedése elsősorban kommunikációs (katonai) területen, valamint a mindennapi laboratóriumi gyakorlatban valósulhat meg.

## IRODALOM

- [1] *F. M. Gardner*: Phase-lock Technics. John Wiley and Sons 1966.
- [2] *John C. Shanahan*: Uniting Signal Generation and Signal Synthesis. HP Journal, December 1971.
- [3] *A. Tykulsky*: Digital Frequency Synthesizer Covering 0, 1 MHz to 500 MHz in 0, 1 Hz Steps. HP Journal, October 1967.
- [4] *G. A. G. Rowlandson*: Accurate communications with frequency synthesis. Electronic Engineering, May 1972.
- [5] *K. Loveland, M. Cottrell*: Microsystem Modules for a Digital Frequency Synthesizer. Fairchild Application Note APP-188
- [6] *John Delaune*: MTTL and MECL Avionics Digital Frequency Synthesizer. Motorola Application Note AN-532
- [7] *E. Baur, H. Janke*: Dekadischer Mess-sender SMDW für 0 bis 500 MHz. Neues von Rohde-Schwarz 55, Juni/Juli 1972