

Koherens fázisdemodulátor befogási és benntartási tartományának növelése*

GÁRDAY ERNŐ
ORION

A cikkben ismertetett fázisdemodulátort az Orion Rádió és Villamossági Vállalatnál fejlesztettük ki a 400 MHz 2.048 Mbit és 2 GHz 2.048 Mbit/sec és 8.448 Mbit/sec jelsebességű digitális rádiórellé berendezések számára. A berendezések modulációs rendszerre adatjel sebességtől és frekvenciától függetlenül QPSK. A fázismodulált jel:

$$U(t) = A \cos[\omega_0 t + \Phi(t) + \varphi_a],$$

ahol:

ω_0 — a vivőfrekvencia $\times 2\pi$,

φ_a — az adó kezdőfázisa,

$\Phi(t)$ — az időtől függő modulációs tartalom,

$$\Phi(t) = 2\pi n/K \quad n \in \{0, 1, 2, \dots, K-1\},$$

K — a modulációs szintek száma.

Fázismodulált jelek demodulálásának egyik használatos módja a koherens fázisdemoduláció. A demodulátor felépítésének több lehetséges módja közül az általunk megépített nemlineáris Costas hurkos demodulátor és összehasonlítás kedvéért az X^K nem linearitást tartalmazó vivővisszaállító kerül ismertetésre. X^K nemlinearitást tartalmazó vivővisszaállító.

A KF frekvenciára lekevert modulált jelet a modulációs szintek számának megfelelő rendű nemlinearitáson átvezetve a jel k -adik harmonikusa a következő képpen írható fel:

$$U_K(t) = A^K \frac{1}{2^{K-1}} \cos [K\omega_0 t + K\Phi(t) + K\varphi_a].$$

A jel fázisa

$$K\varphi_a + K \cdot \frac{2\pi}{K} \cdot n = K \cdot \varphi_a,$$

mivel a cosinus függvény 2π szerint periodikus. Ez a felírás csak végtelen meredek fázisátmenetekre igaz. $U_K(t)$ jel zajsávzélességét PLL hurok segítségével csökkentjük és az így kapott vivőt demodulálás céljára használjuk fel.

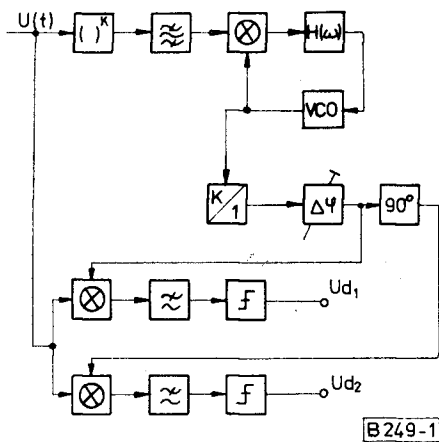
A megoldás hátránya, hogy a vivővisszaállítóban levő PLL hurok frekvenciája $kx\omega_0$, ami magasabb modulációs szintek alkalmazásánál, pl. 8 állapot és 70 MHz-es KF esetén 560 MHz (1. ábra).

A magasabb frekvenciás VCO kiküszöbölésére dolgoztuk ki a nemlineáris Costas hurkot tartalmazó QPSK demodulátort, ennek blokkvéma szintű rajza a 2. ábrán található.

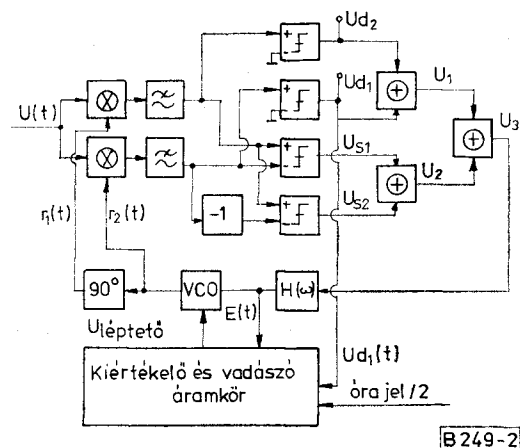
(+) kizáró vagy művelet

[F] komparátor

[-1] fázisfordító erősítő



1. ábra. k -ad rendű nemlinearitást tartalmazó ($k-4$) QPSK demodulátor blokkvázlata



2. ábra. Nemlineáris Costas hurkot tartalmazó QPSK demodulátor

* Előadásként elhangzott a KKVMF VII. tudományos ülészekán.

$r_1(t)$, $r_2(t)$ a VCO-ból lejevő referencia jelek feltételezzük, hogy a VCO behúzott állapotban van.

A modulált jel

$$U(t) = A \cos [\omega_0 t + \Phi(t) + \varphi_a],$$

$$\Phi(t) + \varphi_0 = \psi(t).$$

A komparátorokhoz a könnyebb megérthetőség kedvéért rendeljük hozzá a módosított SGN függvényt.

$$\text{SGN}(x) = \frac{1 + \text{sgn}(x)}{2}.$$

Könnyen belátható, hogy

$$\text{SGN}(a)(+) \text{SGN}(b) = \text{SGN}(a \cdot b).$$

A hurokban levő feszültségeket felírva végül azt az eredményt kapjuk, hogy a hurok a fázisváltozást felnégyeszezi.

$$U_{d1} = \text{SGN} \cos \psi(t),$$

$$U_{d2} = \text{SGN} \sin \psi(t),$$

$$U_{s1} = \text{SGN} [\cos \psi(t) - \sin \psi(t)],$$

$$U_{s2} = \text{SGN} [\cos \psi(t) + \sin \psi(t)],$$

$$U_1 = U_{d1}(+) U_{d2},$$

$$U_2 = U_{s2}(+) U_{s1},$$

$$\begin{aligned} U_3 &= [U_1(+)] U_2(+)] [U_{s1}(+) U_{s2}] = \\ &= [\text{SGN}(\cos \psi t \cdot \sin \psi(t)) + \\ &+ [\text{SGN}(\cos \psi(t) + \sin \psi(t) (\text{co. } \psi'(t) - \sin \psi(t))] = \\ &= \text{SGN}[\sin 4\psi(t)], \end{aligned}$$

$$4\psi(t) = \frac{2\pi \cdot n}{4} \cdot 4 + 4\varphi_a = 4\varphi_a.$$

$$U_3 = \text{SGN}(\sin 4\varphi_a),$$

mivel a sinus függvény 2π szerint periodikus. U_3 -nak már nincs modulációs tartalma és a hurokszűrőn keresztül $\sim \sin 4\varphi_a$ -val arányos feszültséggel vezérli a VCO-t. Nagy előnye a felépítésnek, hogy a szorzódetektorokat és alapsávi erősítőt kivéve minden művelet digitális áramkörökkel elvégezhető. A hurok befogási és benntartási tartományánál figyelembe kell venni a hurok téves behúzásából származó eltéréseket is. A téves behúzási frekvenciák:

$$\Delta f = \frac{f_{adat}}{K} \cdot n,$$

ahol:

$$f_{adat} = 1/T \quad T = \text{elemi adatjel szélesség,}$$

$$k = \text{a modulációs szintek száma,}$$

$$n = \pm 1, 2, \dots$$

A működés szempontjából az $n=1$ a legfontosabb mivel a behúzáskor ez esik a vivő közelébe és az ide történő téves behúzásnak a legnagyobb a valószínűsége. A maximális benntartási tartományt úgy kell megválasztani, hogy a tartományoknál átfedés az egyes behúzási állapotoknál ne legyen.

$$B_{\text{befogás}} < B_{\text{maximum}} \leq \frac{f_{adat}}{K} \cdot \frac{1}{2}.$$

Például 2.048 Mbit/sec és QPSK moduláció esetén

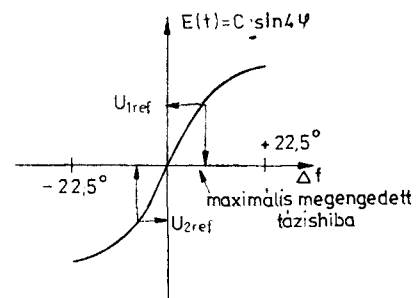
$$B_{\text{max}} \leq \frac{1024}{4} \cdot \frac{1}{2} = 128 \text{ KHz.}$$

Ez csak kisebb lehet aszimmetriák, VCO kimászás és felépítési pontatlanságok miatt. 2 GHz-es berendezésnél adó és vevőnél $\sim 2 \times 10^{-5}$ frekvencia pontosságúnál a biztonságos befogáshoz minimum 80 KHz szükséges, ennél jóval nagyobb értéket kell biztosítani más eltérések miatt is. A megépített demodulátorban egy olyan kis befogású VCO-t készítettünk, ami még a szolgálati csatorna modulációt a digitális jelek zavarása nélkül átviszi. A megépített PLL befogási és benntartási tartományát vadászó áramkör segítségével növeltük meg. Annak eldöntését, hogy a VCO befogott vagy nem befogott állapotban van egy digitális jelkiértékelő segítségével végezzük el. Megállapítottuk, hogy a téves behúzás esetén a demodulált hibás információnál órajelhez képest illegális helyen következnek be átmenetek. A téves átmeneteket adott ideig számoljuk és ha ez az adott idő alatt egy korlátot meghalad elindul a vadászás ez a VCO frekvenciájának elektronikus úton történő megváltoztatása), a keresés természetesen akkor áll le ha a téves átmenetek (tévesztések) száma a korlát alatt van. A hurokban a minimális fázishibára törekvés miatt a vadászásnál alacsonyabb prioritású hangolást is alkalmaztunk, ami a vadászó áramkör elemeit használja fel, de vadászáskor kikapcsolódik. A figyelés a hurok hibafeszültségre történik és a hibafeszültség egy határon túl való megváltozását akadályozza meg úgy, hogy a VCO hangoló feszültségét változtatja a minimális hiba irányába (3. ábra).

A megépített demodulátor előnye, hogy a VCO frekvenciája megegyezik a KF frekvenciával és felépítését tekintve az egység szinte majdnem teljesen digitális áramköri elemekből épül fel. A megépített áramkör néhány fontosabb tipikus adata:

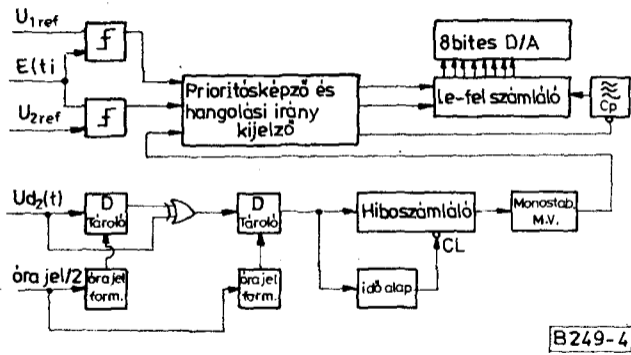
- B befogás $\pm 30 \text{ KHz}$ } Vadászás nélkül,
- B benntartás $\pm 80 \text{ KHz}$ }
- B vadászással $\pm 250 \text{ KHz}$,
- S/N igény 10^{-3} esetén 13 dB,
- BER $\sim 10^{-2}$ esetén indul el a keresés magától.

A hangoló jelet 100 lépcsőből alakítottuk ki így egy lépcső nagysága 5 KHz ami nagyon „finom” hango-



[B 249-3]

3. ábra. A hibajel függése a fázishibától



4. ábra. A vadszó áramkör felépítése

lást tesz lehetővé. A keresés sebessége ~ 20 msec (4. ábra).

I R O D A L O M

- [1] *George L. Hedin—Jack K. Holmes—William C. Lindsey*: „Theory of False Lock in Costas Loops”. IEEE Transactions on Communications COM—26 NO 1 jan.
- [2] *William C. Lindsey*: „Synchronization Systems in Communication and Control.” Prentice Hall.
- [3] *L. Bors—E. Gárday*: „Demodulated Signal Aided Method to Avoid False Locking of Costas-Type Demodulators.” Kézirat.