

## Interferenciák a másodrendű fázis-zárt hurokban

ETO 621.376.4:621.391.827

A fázis-zárt hurok a korszerű elektronika és rendszertechnika széles körben elterjedt eszköze. Jelentősége az elmúlt néhány évben tovább nőtt, mivel a félvezető alapú integrált áramkörti változatok megjelenésével alkalmazási köre a hagyományos rádiótechnikán és mérés technikán kívül kiterjedt az általános elektronika egyéb területeire is.

### 1. Bevezetés

A fázis-zárt hurok működésének elméletével számos korábbi cikk és könyv foglalkozik, melyek az alapvető lineáris közelítéseken kívül a nemlineáris jelenségeket és fogalmakat [1, 2, 3] és az interferáló széles sávú sztochasztikus zaj hatását [4, 5, 6, 7] vizsgálják. Kevesebb publikáció látott napvilágot a determinisztikus vagy modulált vivő típusú interferencia-zavarokkal kapcsolatban. C. L. Britt és D. F. Palmer [8], valamint F. S. Keblawi [9] mérési eredményeket és közelítő számításokat közölt a kis szintű periodikus interferenciák és a sztochasztikus zaj együttes hatásáról. F. D. Natali és W. J. Walbesser [10] elméleti számításokkal meghatározta a speciálisan tervezett döntési-visszacsatolású hurok interferencia csökkentő tulajdonságának mértékét. A. E. Smith és R. S. Johnson [11] számítógépes módszerrel szimulálták a fading és a zaj jelenségeket, L. Schiff [12] pedig megvizsgálta a periodikus négyszögjellel 100%-ban amplitúdómodulált bemenő jel következtében kialakult másodlagos zavarok és hamis befogások lehetőségét. B. N. Biswas és S. K. Ray [13] a szinkronizált oszcillátorok interferencia-zavarait tanulmányozta, különös tekintettel a modulálatlan vivő által okozott interferenciák vizsgálatára.

A szerző korábbi munkájában [14] kidolgozta a vivőfrekvenciás interferenciák vizsgálati módszerét, és meghatározta a hurok behúzási tartományának változását. Jelen cikk célja a modulálatlan vivő és a szögmodulált jel hatásának vizsgálata a másodrendű fázis-zárt hurok működésére, és az interferencia során keletkező alapsávi áthallási csillapítás mértékének meghatározására.

### 2. Alkalmazott jelölések

$A$ és $A'$	a bejövő szinuszos jelek effektív értéke [V],
$B$	a feszültséggel hangolható oszcillátor szinuszos jelének effektív értéke [V],
$K_1$	a szorzó típusú fázisdetektor átviteli tényezője [1/V],
$K_2$	a feszültséggel hangolható oszcillátor meredeksége [rad/sV],
$F(p)$	a hurokszűrő átviteli függvénye,
$\tau_1$ és $\tau_2$	a hurokszűrő időállandói,
$\varphi_1$ és $\varphi_2$	a bejövő jelek fázisa,
$\Theta_0(t)$	a feszültséggel hangolható oszcillátor fázisa (gyorsan változó jel),
$\omega_i$ és $\omega_i'$	a bejövő jelek frekvenciája,
$\omega_0$	a feszültséggel hangolható oszcillátor saját frekvenciája ( $e(t) \equiv 0$ ),
$\omega_k(t)$	a feszültséggel hangolható oszcillátor frekvenciája (lassan változó jel),
$a = A'/A$	interferencia-arány ( $A \neq 0$ ),
$e(t)$	a szorzó típusú fázisdetektor kimenő jele,
$J_n(x)$	az $n$ -ed rendű, elsőfajú Bessel-függvény,
$\xi(t)$ , $\eta(t)$ és $\zeta(t)$	sztochasztikus időfüggvények,
$\varphi_{0j}(t)$	$\Theta_0(t)$ periodikus összetevőinek fázisa ( $j=1, 2, \dots$ ), (becsült lassan változó érték),
$K \equiv K_1 K_2 A B$	a hurokerősítés,
$C$	FM vagy PM modulációs konstans,
$p = \frac{d}{dt}$	Heaviside-operátor,
$L(p)$	az áthallási csillapítás átviteli függvénye,
$D_j(t)$	$\Theta_0(t)$ periodikus összetevőinek amplitúdója ( $j=1, 2, \dots$ ), (becsült lassan változó érték),
$D_0(t)$	$\Theta_0(t)$ állandó összetevője (becsült lassan változó érték),
$D_{00}$	$D_0(t)$ állandó összetevője,
$D_{0i}(t)$	$D_0(t)$ változó összetevője,

$D_{j0}$   $D_j(t)$  állandó összetevője,  
 $D_{j1}(t)$  változó összetevője,  
 $\Delta\omega = \omega'_i - \omega_i$  az interferáló frekvencia értéke, ha a hurok  $\omega_i$ -re befogott,  
 $x(t)$  a feszültséggel hangolható oszcillátor bemenő jele,  
 $x_i(t)$  és  $x_o(t)$  a bemenő és kimenő jel időfüggvénye.

**3. Modulálatlan interferáló vivő hatása a szinkronizált hurokra**

A szorzó típusú fázisdetektort tartalmazó fáziszárt hurok felépítése az 1. ábrán látható. Interferencia esetén a hurok bemenő jele  $x_i(t)$  két modulálatlan vivő összege, azaz

$$x_i(t) = \sqrt{2}A \sin(\omega_i t + \varphi_i) + \sqrt{2}A' \sin(\omega'_i t + \varphi'_i), \quad (1)$$

ahol  $\omega_i$  és  $\omega'_i$ , valamint  $\varphi_i$  és  $\varphi'_i$  az egyes jelek állandó értékű frekvenciája és fázisa. Ha a két szinuszos jel nem koherens, a fázisok értékét tetszőlegesen választhatjuk: legyen tehát  $\varphi_i \equiv \varphi'_i \equiv 0$ . A feszültséggel hangolható oszcillátor szinuszos kimenő jelet állít elő:

$$x_o(t) = \sqrt{2}B \cos\left(\int \omega_k(t) dt + \theta_0(t)\right), \quad (2)$$

amelynek átlagos frekvenciája  $[\omega_k(t)]$  lassan, fázisa  $[\theta_0(t)]$  pedig gyorsan változó időfüggvény.

$$\frac{d}{dt} \left[ \int (\omega_k(t) - \omega_0) dt + \theta_0(t) \right] = KF(p) \left[ \sin\left(\int (\omega_i - \omega_k(t)) dt - \theta_0(t)\right) + a \sin\left(\int (\omega'_i - \omega_k(t)) dt - \theta_0(t)\right) \right]. \quad (3)$$

A továbbiakban feltételezzük, hogy a helyi oszcillátor átlagos frekvenciája konstans és megegyezik

$\omega_i$ -vel, azaz a rendszer az  $\omega_i$  frekvencián befogott. Ekkor (3) módosított formája:

$$\frac{d}{dt} (\theta_0(t)) + \omega_i - \omega_0 = KF(p) [\sin(-\theta_0(t)) + a \sin((\omega' - \omega_i)t - \theta_0(t))]. \quad (4)$$

A feladat a  $\theta_0(t)$  gyorsan változó fáziskülönbség időfüggvényének meghatározása másodrendű kettes vagy egyes típusú hurokban ( $F(p) = (1 + p\tau_1)/p\tau_2$  vagy  $F(p) = (1 + p\tau_1)/(1 + p\tau_2)$ ). Mivel a (4) differenciálegyenlet zárt alakban nem oldható meg, a számításokhoz a „harmonikus egyensúlyi analízis” közelítő módszert használjuk fel. Tétélezzük fel, hogy  $\theta_0(t)$  a

$$\theta_0(t) = D_0 + \sum_{j=1}^{\infty} D_j \cos(j\Delta\omega t - \varphi_{0j}) \quad (5)$$

Fourier-sorral közelíthető, és abban az esetben, ha  $|\Delta\omega| \gg 1/\tau_1$ , elegendő a sor első két tagját figyelembe venni:

$$\theta_0(t) \cong D_0 + D_1 \cos(\Delta\omega t - \varphi_{01}). \quad (6)$$

Ekkor  $\theta_0(t)$  deriváltja a

$$\frac{d}{dt} [\theta_0(t)] \cong - \sum_{j=1}^{\infty} j D_j \Delta\omega \sin(j\Delta\omega t - \varphi_{0j}) \cong - D_1 \Delta\omega \sin(\Delta\omega t - \varphi_{01}) \quad (7)$$

összefüggéssel írható le.

$D_0$ ,  $D_1$  és  $\varphi_{01}$  értékeinek meghatározására a (6) és (7) egyenleteket (4)-be helyettesítjük, és a két oldal azonos frekvenciájú Fourier-komponenseinek amplitúdóját egyenlővé tesszük egymással. Feltételezve, hogy gyors jelekre az  $F(p)$  átviteli függvény  $\tau_1/\tau_2$ -vel közelíthető, a (4) módosított alakja:

$$-\tau_2 D_1 \Delta\omega \sin(\Delta\omega t - \varphi_{01}) \cong K\tau_1 \{ -\sin[D_1 \cos(\Delta\omega t - \varphi_{01}) + D_0] + a \sin[\Delta\omega t - D_1 \cos(\Delta\omega t - \varphi_{01}) - D_0] \}. \quad (8)$$

A magasabb harmonikus komponensek elhanyagolása után, az elsőfajú Bessel-függvényeket felhasználva, a harmonikus egyensúlyi egyenletek

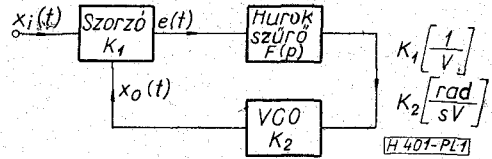
$$D_1 \Delta\omega \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a J_0(D_1), \quad (9)$$

$$\sin(D_0) \cong -a \frac{J_1(D_1)}{J_0(D_0)} \cos(D_0 - \varphi_{01}),$$

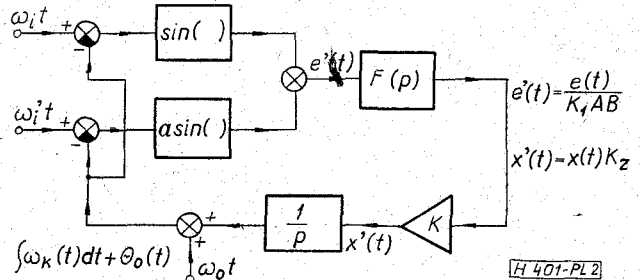
ha,  $F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_2}$ ,

$$\omega_i - \omega_0 \cong -K \left[ \sin(D_0) + a \frac{J_1(D_1)}{J_0(D_0)} \cos(D_0 - \varphi_{01}) \right],$$

$$\text{ha } F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{1 + p\tau_2}, \quad (10)$$



1. ábra. A fáziszárt hurok felépítése



2. ábra. Az interferenciát tartalmazó fáziszárt hurok kismfrekvenciás helyettesítő képe

A kétszeres frekvenciák környezetében  $[\omega_i + \omega_k(t), \omega'_i + \omega_k(t)]$  jelentkező komponensek elhanyagolásával a hurok kismfrekvenciás helyettesítő képét a 2. ábrán adtuk meg. Látható, hogy a rendszer két szinuszos nemlinearitást tartalmaz, így az általános leíró differenciálegyenlet az alábbi formában adható meg:

és  $D_0 \cong \varphi_{01}$ , ha  $|\Delta\omega| \gg \frac{1}{\tau_1}$  és  $a \gg 1$ . (11)

alakban írhatók fel.  
További közelítésekkel:

$$D_1 \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\omega_1' - \omega_1}, \quad (12)$$

$$\sin(D_0) \cong K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{1}{\omega_1' - \omega_1}, \quad \text{ha } F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_2},$$

és

$$\sin(D_0) \cong K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{1}{\omega_1' - \omega_1} - \frac{\omega_1 - \omega_0}{K},$$

ha  $F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{1 + p\tau_2}$ . (13)

Az eredmény tehát a következő: a szinuszos vivő-frekvenciás jel interferenciája következtében a VCO kimenő jelének fázisában egy konstans fáziseltolódás jelentkezik, melynek értéke maximálisan  $90^\circ$  lehet ( $90^\circ$  fölött nincs stabil munkapont). Ezenkívül  $j\Delta\omega$  ( $j=1, 2, \dots$ ) frekvenciákon zavaró harmonikusok is megjelennek, ezek hatása azonban gyakran másodlagos, mivel nincsenek a számunkra fontos frekvencia-tartományban.

4. A frekvencia- és fázismodulált interferáló jelek hatása a szinkronizált hurokra

FM és PM interferáló jelek esetében a hurok bemenő jele:

$$x_i(t) = \sqrt{2}A \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \sqrt{2}A' \sin(\omega_1' t + \varphi_1' + C\xi(t)), \quad (14)$$

a VCO kimenő jelét pedig a (2) összefüggés írja le. Így a kisfrekvenciás helyettesítő kép megegyezik a 2. ábrán bemutatottal, azzal a különbséggel, hogy  $\omega_1' t$  helyére most  $\omega_1' t + C\xi(t)$  kerül ( $\varphi_1$  és  $\varphi_1'$  most is tetszőlegesen felvehető, legyen tehát zérus értékű).  $C$  a modulációs konstans,  $\xi(t)$  pedig tetszőleges, nulla

várható értékű, sávhatárolt sztochasztikus folyamat, amely fázismodulációnál maga az információ, frekvenciamodulációnál az információ integrálja.

A 2. pontban leírtakhoz hasonlóan az  $\omega_1$  frekvencián befogott hurok interferencia-zavarait a

$$\frac{d}{dt} [\Theta_0(t)] + \omega_1 - \omega_0 = KF(p) [\sin(-\Theta_0(t)) + a \sin(\Delta\omega t + C\xi(t) - \Theta_0(t))] \quad (15)$$

differenciálegyenlet megoldásával határozhatjuk meg.

Legyen  $F(p) = (1 + p\tau_1)/p\tau_2$ , azaz a differenciálegyenlet alakja

$$\tau_2 \frac{d^2}{dt^2} [\Theta_0(t)] = K(1 + p\tau_1) [\sin(-\Theta_0(t)) + a \sin(\Delta\omega t + C\xi(t) - \Theta_0(t))], \quad (16)$$

és tételezzük fel, hogy a VCO fázisváltozása a

$$\Theta_0(t) \cong D_0(t) + D_1(t) \cos(\Delta\omega t + C\xi(t) - \varphi_{01}(t)) \quad (17)$$

egyenlettel közelíthető az (5) és (6) összefüggéseknél tett megfontolások alapján.  $D_0(t)$ ,  $D_1(t)$  és  $\varphi_{01}(t)$  legyenek lassan változó időfüggvények (sávszélességük

$\xi(t)$  spektrumának sávjába esik). Jelöljük a továbbiakban  $\eta(t)$ -vel a  $\Delta\omega t + C\xi(t)$  értéket.  $\Theta_0(t)$  idő szerinti deriváltja a

$$\frac{d\Theta_0(t)}{dt} \cong \frac{dD_0(t)}{dt} + \frac{dD_1(t)}{dt} \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) - D_1(t) \left[ \frac{d\eta(t)}{dt} - \frac{d\varphi_{01}(t)}{dt} \right] \cdot \sin(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \cong \frac{dD_0(t)}{dt} - D_1(t) \frac{d\eta(t)}{dt} \sin(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \quad (18)$$

egyenlettel számolható, mivel

$$\left| \frac{d\eta(t)}{dt} \right| \gg \left| \frac{d\varphi_{01}(t)}{dt} \right|, \quad \left| \frac{dD_1(t)}{dt} \right|$$

Ha  $\left| \frac{d\eta(t)}{dt} \right| \gg \frac{1}{\tau_1}$ , akkor a gyorsan változó jelekre a hurokszűrő csillapítása  $\tau_1/\tau_2$ . (17)-et és (18)-at a (16) differenciálegyenletbe helyettesítve a gyorsan változó jelekre a

$$- \tau_2 \frac{d\eta(t)}{dt} \cdot D_1(t) \sin(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \cong K\tau_1 \{ -\sin[D_0(t) + D_1(t) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t))] + a \sin[\eta(t) - D_1(t) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) - D_0(t)] \} \quad (19)$$

egyenletet kapjuk, amely a harmonikus komponensek összehasonlításával alkalmas  $D_1(t)$  meghatározására. Az eredmény (9)-hez és (11)-hez hasonlóan:

$$D_1(t) \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{J_0(D_1(t))}{\frac{d}{dt}(\eta(t) - \varphi_{01}(t))} \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\frac{d}{dt}(\eta(t) - \varphi_{01}(t))}, \quad (20)$$

és  $D_0(t) \cong \varphi_{01}(t)$ , ha  $a \gg 1$ . (21)

A következő lépésben számítsuk ki, hogyan függ a  $D_0(t)$  időfüggvény a  $\xi(t)$  moduláló jeltől. Ehhez meg

$$\tau_2 \frac{d^2 D_0(t)}{dt^2} \cong K(1 + p\tau_1) [-J_0(D_1(t)) \sin(D_0(t)) - a \sin(\eta(t)) 2 J_1(D_1(t)) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \sin(D_0(t)) - a \cos(\eta(t)) 2 J_1(D_1(t)) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \cos(D_0(t))]. \quad (22)$$

Az egyenlet jobb oldalán felülvonással jelzett átlagolás végrehajtása (az átlagolás itt aluláteresztő szűrővel ekvivalens), és a Bessel-függvények sorbafejtése után felírható (16) legegyszerűbb alakja:

$$\tau_2 \frac{d^2 D_0(t)}{dt^2} \cong K(1 + p\tau_1) \left[ -\sin(D_0(t)) - \frac{a}{2} D_1(t) \right]. \quad (23)$$

A  $D_0(t)$  és  $D_1(t)$  időfüggvények két tag összegeként állíthatók elő:

$$D_0(t) = D_{00} + D_{01}(t), \quad (24)$$

$$D_1(t) = D_{10} + D_{11}(t), \quad (25)$$

kell határozni a (16) differenciálegyenlet lassú változású jelekre vonatkozó alakját, felhasználva a (17) és (18) becsléseket:

ahol  $D_{00}$  és  $D_{10}$  konstans értékek,  $D_{01}(t)$  és  $D_{11}(t)$  lassan változó időfüggvények. Ha  $|C\xi(t)| \ll |\Delta\omega t|$  vagy  $|C \frac{d\xi(t)}{dt}| \ll |\Delta\omega|$ , azaz a fázis- vagy frekvencialejt viszonylag elegendően kis értékű, akkor lehetőség adódik arra, hogy  $D_{01}(t)$  és  $\xi(t)$  között a kapcsolatot egy lineáris differenciálegyenlettel adjuk meg. (20) alapján

$$D_{10} \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\frac{d}{dt} [\eta(t) - D_0(t)]} \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\Delta\omega} \quad (26)$$

és

$$D_{11}(t) \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\frac{d}{dt} [\eta(t) - D_0(t)]} - D_{10} \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{-\frac{d}{dt} \xi(t) + \frac{d}{dt} D_0(t)}{\Delta\omega^2}, \quad (27)$$

mivel  $|D_0(t)| \ll |\eta(t)|$ .

(26) és (27) felhasználásával és (23) jobb és bal oldalának összehasonlításával

$$\sin(D_{00}) \cong \frac{a^2}{2} K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega}, \quad (28)$$

$D_{01}(t)$  a következő differenciálegyenletből számítható:

$$\tau_2 \frac{d^2 D_{01}(t)}{dt^2} + K \cos(D_{00}) \tau_1 \frac{dD_{01}(t)}{dt} + K \cos(D_{00}) D_{01}(t) \cong K^2 \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{1}{\Delta\omega^2} \left[ C \frac{d}{dt} \xi(t) + \tau_1 C \frac{d^2 \xi(t)}{dt^2} - \frac{dD_{01}(t)}{dt} - \tau_1 \frac{d^2 D_{01}(t)}{dt^2} \right]. \quad (29)$$

A  $\xi(t)$  és  $D_{01}(t)$  közötti kapcsolatot a bemutatott lineáris közelítésben az

$$L(p) \cong \frac{K}{\cos(D_{00})} \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{C}{\Delta\omega^2} \cdot \frac{(1 + p\tau_1)p}{1 + p \left[ \tau_1 + \frac{a^2}{2} K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega^2} \right] + p^2 \left[ \frac{\tau_2 + \frac{a^2}{2} K^2 \frac{\tau_1^2}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega^2}}{K \cos(D_{00})} \right]} \quad (30)$$

átviteli függvény adja meg.

FM jelek esetén, ha  $\xi(t) = \frac{1}{p} \zeta(t)$ , a  $\zeta(t)$ -re vonatkozó áthallási csillapítás

$$L'(p) = \frac{1}{p} L(p), \quad (31)$$

azaz a csillapítás kisfrekvenciás értéke:

$$L'(p)|_{p=0} \cong \frac{K}{\cos(D_{00})} \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{C}{\Delta\omega^2}. \quad (32)$$

Határozzuk meg ezután az áthallási csillapítás értékét  $F(p) = (1 + p\tau_1)/(1 + p\tau_2)$  esetében. A gyorsan

és

$$L(p) \cong \frac{K}{\cos(D_{00})} \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{C}{\Delta\omega^2} \cdot \frac{(1 + p\tau_1)p}{1 + p \left[ \tau_1 + \frac{a^2}{2} K^2 \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega^2} \right] + p^2 \left[ \frac{\tau_2 + \frac{a^2}{2} K^2 \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega^2}}{K \cos(D_{00})} \right]} \quad (35)$$

végeredményekhez vezet.

változó jelekre vonatkozó differenciálegyenlet meg egyezik a (19) összefüggéssel, így (20) és (21) is érvényes. A lassan változó komponensek leírásakor azonban (23) módosul:

$$\tau_2 \frac{d^2 D_0(t)}{dt^2} + \frac{dD_0(t)}{dt} + \omega_1 - \omega_0 \cong \cong K(1 + p\tau_1) \left[ -\sin(D_0(t)) - \frac{a}{2} D_1(t) \right]. \quad (33)$$

A levezetés részleteinek mellőzésével a módszer a

$$\sin(D_{00}) \cong \frac{a^2}{2} K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega} - \frac{\omega_1 - \omega_0}{K}, \quad (34)$$

## 5. Összefoglalás

A cikk a fázis-zárt hurok interferencia-zavarait vizsgálja, közelítő számításokat végezve a modulálatlan vivő és a szögmodulált jelek által okozott kis-frekvenciás zavaró jelek meghatározására. A korábbi munkákban nem publikált eredmények megadják a keletkező konstans fázishibát, a kisfrekvenciás áthallási csillapítás értékét és az áthallás dinamikájára jellemző átviteli függvényt. Ezek az adatok fontosak a nagy spektrumtisztaságú vivőkövető és a kis zajú, minőségi FM demodulátor áramkörökben.

Végezetül a szerző köszönetet mond dr. Géher Károly egyetemi tanárnak a munka során nyújtott segítségért.

## IRODALOM

- [1] Gardner, F. M.: Phaselock Techniques. New York, Wiley, 1966.
- [2] Vitérbí, A. J.: Principles of Coherent Communication. New York, Mc Graw Hill, 1966.
- [3] Klapper, J.—Franke, J. T.: Phase-Locked and Frequency-Feedback Systems Principles and Techniques. Academic Press, New York and London, 1972.
- [4] Tyichonov, V. I.: Vlijanyije fluktuacij na tocsnoszty rabotü usztrösztv szinchronizaeiji. Uszp. fiz. Nauk., 83, 1964, No. 4, pp. 665—694
- [5] Tyichonov, V. I.: Operation of Frequency Phase Adjustment with Noises. Avtomatyika i tyelemekhanika, Tom XXI, No. 3. 1960, pp. 301—309
- [6] Lindsey, W. C.: Nonlinear Analysis of Generalized Tracking Systems. Proc. of IEEE, Vol. 57., No. 10., Oct. 1969, pp. 1705—1722
- [7] Lindsey, W. C.: Synchronization Systems in Communication and Control. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall, 1972.
- [8] Britt, C. L.—Palmer, D. F.: Effect of CW interference on narrow-band second order phase-locked loop. IEEE Trans. on AES, Vol. AES-3, No. 1., Jan., 1967.
- [9] Keblawi, F. S.: Unlock Behaviour of the Second Order Phase Locked Loop with and without Interfering Carriers, RCA Review, 28, No. 2., June 1967. pp. 277—296
- [10] Natali, F. D.—Walbesser, W. J.: Interference Rejection in a Phase-Locked Loop with Decision Feedback. EASCON'68 Record, published by IEEE Trans. on AES, pp. 187—192
- [11] Smith, A. E.—Johnson, R. S.: A Digital Simulation of a Carrier Demodulator/Tracking Phase-Locked Loop in a Noisy, Multipath Environment. EASCON'68 Record, published by IEEE Trans, on AES pp. 206—216
- [12] Schiff, L.: Burst Synchronization of Phase-Locked Loops. IEEE Trans. on COM., Vol. COM—21, No. 10, 1973. pp. 1091—1099.
- [13] Biswas, B. N. Ray, S. K.: Discrimination of a second-order injection synchronized oscillator against interfering tones. IEEE Trans. on CAS, Vol. CAS-21, No. 3., May 1974, pp. 402—405.
- [14] Pap, L. E.: The Reduction of Pull-in Range in a Second Order Phase-Locked Loop in Presence of Interfering Carrier. Vyzkumna zpráva Z—657/A, Czechoslovak Academy of Sciences, Inst. of Radioengineering and Electronics, Praha, listopad 1974.

Az

# Elektrim

ajánlata:



### Központi telepes telefonkészülékek

- számtárcsával vagy anélkül
- számtárcsával és földnyomó-gombbal
- alulról megvilágított számtárcsával
- hívóáram-indikációval
- titkárnt és igazgatói telefonkészülékek
- érmés távbeszélők

### Helyi telepes telefonkészülékek

- íróasztali telefonkészülékek
- szerelők telefonkészülékei

### Házi távbeszélők, belső beszélgetésekhez

- magánlakásokban
- hivatalokban
- kórházakban

### Kaputelefonok

#### Ezenkívül:

- automata előfizetői alközpontok
- kézi kapcsolású berendezések, helyi és központi teleppel
- kézi kapcsolású berendezések, konferenciák és a diszpécser szolgálat számára

# Elektrim

Lengyel Elektrotechnikai Külkereskedelmi  
Vállalat Kft.

00-950 Warszawa, Lengyelország Czakjegő 15/17  
Távíratcím: ELEKTRIM-WARSZAWA  
Telefon: 26-62-71 Telex: 814-351