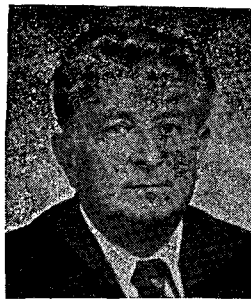


Differenciálerősítés és differenciálfázis számítása mikrohullámú televíziós összeköttetésnél

DR. CSERNOCH JÁNOS
ORION



ÖSSZEFOGLALÁS

A szerző definiálja a mikrohullámú összeköttetés MODEM szakaszának differenciálfázisát. Kvantitatív összefüggéseket vezet le a nonlineáris amplitúdó-karakteristikával rendelkező videoáramkörök továbbá a nem állandó amplitúdó-frekvencia és a csoport futási idő — frekvencia karakterisztikával rendelkező KF-ás és mikrohullámú áramkörök részére. Külön foglalkozik az antenna-tápvonal rendszerben létrejövő reflexió és a röbbitas terjedés révén előálló TV differenciál torzításokkal.

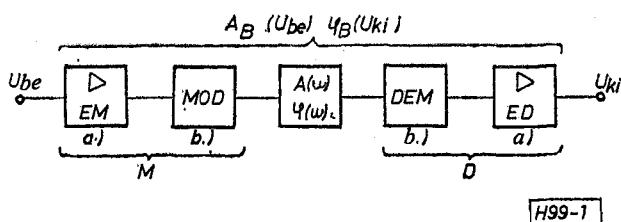
1. Általános szempontok és általános mérés technikai megfontolások

Mikrohullámú összeköttetés egy MODEM szakasza az összeköttetés jellegét tekintve a színes televízió közvetítése szempontjából lényegében három részből tevődik össze (1. ábra). Ezek a következők:

- Erősítőkből moduláció előtt és demoduláció után (EM, ED).
- Modulátorból és demodulátorból (MOD, DEM).
- Közvetítő egységekből (középfrekvenciás és mikrohullámú egységek).

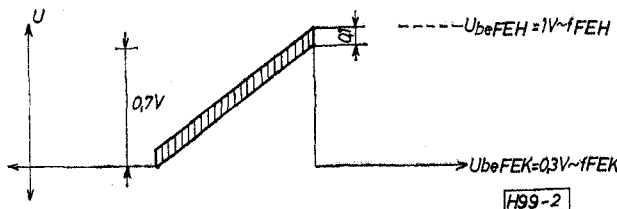
Tágabb értelemben ide soroljuk azt a közeget is, a vevőantenna és az adóantenna között, melyben a hullámterjedés végbemegy.

Ez a felosztás olyan értelemben egyszerűsíthető, mint látni fogjuk, hogy az a) és b) pont egységei egybevonhatók (M és D). Az ábra jelölései a következők:



H99-1

1. ábra. Mikrohullámú összeköttetés vázlat. Színsegédvívő át-
vitele



2. ábra. Vizsgálójel leegyszerűsített vázlat. Színsegédvívő át-
vitele

Beérkezett: 1985. VIII. 26. (*)

CSERNOCH JÁNOS

1954-ben fejezte be tanulmányait az Eötvös Loránd Tudományegyetem fizikus szakán. Mikrohullámú műszerek és rádiólokátorok gyártástechnológiájával foglalkozott. Mai szakmai te-

rülete analóg és digitális mikrohullámú rendszer-technika, továbbá elektromágneses hullámok terjedése. A Kandó Kálmán Villamosipari Főiskolán ezeket a témákat oktatja. Több közlemény szerzője. Műszaki tudományok kandidátusa.

$A_B = A_B(U_{be}) = \frac{U_{ki}}{U_{be}}$ a lánc eredő alapsávi erősítése a bemenő feszültség függvényében.

$\varphi_B = \varphi_B(U_{be})$ a lánc eredő fázismenete a bemenő feszültség függvényében.

$A = A(\omega)$ az átviteli út (közvetítő egységek) „A” görbéje a frekvencia függvényében.

$\varphi = \varphi(\omega)$ az átviteli út fázismenete a frekvencia függvényében.

Feltétlenül meg kell jegyezni, hogy elméleti számításkor soknál kis torzítások esetén a lánc eredő alapsávi erősítése alatt a differenciális erősítést, illetve rendszermeredekséget értjük. (Lásd később!)

Ha tehát csak a harmadrendű torzítást vesszük figyelembe, úgy a kimenő feszültség

$$U_{ki} = d_0 + d_1(U_{be} - U_0) + d_2(U_{be} - U_0)^2 + d_3(U_{be} - U_0)^3$$

ahol U_0 = a munkaponti feszültség és U_{be} a bemenő pillanatnyi feszültség.

Ha a kimenő egyenfeszültség és a munkaponti bemenő feszültség zérus, úgy

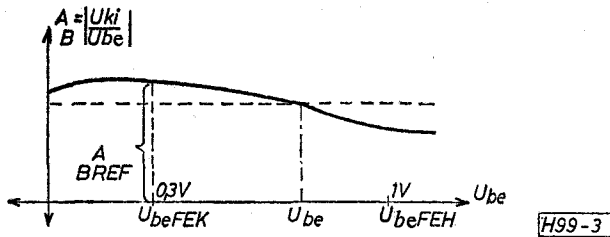
$$U_{ki} = d_1 U_{be} + d_2 U_{be}^2 + d_3 U_{be}^3.$$

A lánc eredő alapsávi erősítése a fenti definíció szerint

$$\frac{dU_{ki}}{dU_{be}} = S = A_B = d_1 + 2d_2 U_{be} + 3d_3 U_{be}^2.$$

A színes televízió átvitelének minőségét a berendezések gyártása és üzembe helyezése alkalmával a módosított 3. sz. CCIR vizsgálójellel ellenőrzik, illetve mérik. Az elméleti számításnál természetesen ebből kell kiindulni, azzal a különbséggel, hogy a szuperponált mérőjel frekvenciáját $f_{sc} = 4,43$ MHz-re választjuk. A szinkronimpulzusok és egyéb más jelek hatását itt nem szükséges figyelembe venni (2. ábra).

Ha a televíziós műsort közvetítő mikrohullámú berendezés bemenetére az előbb említett módosított 3. sz. CCIR vizsgálójelet adjuk, akkor tulajdonképpen kétszeres frekvenciamodulációval állunk szemben.



3. ábra. Az összeköttetés „erősítése” az alapsávi pontok között a bemenőfeszültség függvényében

A frekvencia egyrészt változik a sorsfrekvencia ütemében ($f_s = 15625$ Hz), másrészt a frekvencia változik a szuperponált mérőjel ütemében ($f_{sc} = 4,43$ MHz).

A két frekvencia között két nagyságrend különbség van. Ennélfogva a sorsfrekvenciás változást „lassú munkapontvándorlásnak” tekinthetjük, mely körül a mérőfrekvencia, ill. a színsegédvívó ütemében gyors frekvenciaváltozás történik. A „lassan változó” vívőfrekvenciát f_{LV} -vel jelöljük.

A $0,05 V_{0-cs}$ amplitúdójú színsegédvívó által okozott modulációs löket (mivel az $1 V_{cs-cs}$ bemenő jel hatására létrejövő löket 8 MHz)

$$\Delta f_{dsc} = 8 \text{ MHz} \cdot \frac{0,05}{1} = 0,4 \text{ MHz}_{cs-cs}.$$

A modulációs index ennél fogva

$$m_{sc} = \frac{\Delta f_{dsc}}{f_{sc}} = \frac{0,4}{4,43} = 0,09.$$

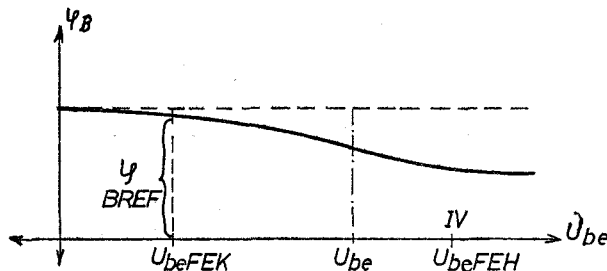
Itt tehát keskenysávú modulációval állunk szemben (NBFM), ahol a középfrekvenciás és a mikrohullámú frekvenciasávban gyakorlatilag az első oldalfrekvenciákat kell csak figyelembe venni. A viszonyokat az alapsávi bemenő és a kimenő pontok között a legegyszerűbben a 3. ábrán tekinthetjük át.

Az összeköttetés „erősítését az alapsávi pontok között a bemenő feszültség függvényében a 3. ábrán ugyanennek a fázismentét az alapsávi pontok között szintén a bemenő feszültség függvényében, a 4. ábrán láthatjuk. Az ábrában az egyenfeszültségű komponenseket nem vettük figyelembe. ($U_{beFEK} = 0,3$ V kioltószint és $U_{beFEH} = 1$ V fehér szint.)

Ideális esetben mindkét görbe a bemenő feszültség függvényében állandó tehát

$$A_B = A_B(U_{be}) = \text{const}$$

$$\varphi_B = \varphi_B(U_{be}) = \text{const}.$$



4. ábra. Az összeköttetés fázismentéje az alapsávi pontok között a bemenőfeszültség függvényében

Tehát a kimenő jel alakja független a mikrohullámú átviteli úttól, ill. a kimenő jel feszültsége egyenesen arányos a bemenő jel feszültségével. (A kimenő jel nagysága független a „MODEM munkaponttól”.)

A differenciálerősítés és a differenciálfázis definíciójának megállapításánál a fekete szinten vett paramétereket vesszük referenciának. Ennélfogva az amplitúdó-frekvencia görbe referenciája a fekete szintnek megfelelő feszültségen, ill. f_{FEK} frekvencián van. Tehát

$$A_{BREF} = A_B(f_{FEK}).$$

A fázis-frekvencia görbe referenciája

$$\varphi_{BREF} = \varphi_B(f_{FEK}).$$

A differenciálerősítés definíció szerint (viszonyszám)

$$G_{diff} = \frac{A_B - A_{BREF}}{A_{BREF}} = \frac{A_B}{A_{BREF}} - 1.$$

A differenciálfázis (általában fokokban)

$$\varphi_{diff} = \varphi_B - \varphi_{BREF}.$$

Ideális esetben úgy a differenciálerősítés, mint a differenciálfázis zérus.

A differenciálerősítést és a differenciálfázist gyűjtőnéven TV differenciáltorzításnak nevezzük.

2. Differenciáltorzítások kvalitatív vizsgálata

Itt erős különbséget kell tennünk az előző fejezetben a b) pontban összevont modulátorok (M), ill. demodulátorok (D) és a közvetítő egységek között.

Ha elméletileg a kérdést ún. MODEM rövidzárban vizsgáljuk (modulátor kimenete a demodulátor bemenetével közvetlenül összekötve) akkor könnyen belátható, hogy differenciálerősítés az erősítők nonlinearitása miatt jön létre. Az alapsávi kimenő fázis a bemenő feszültségtől gyakorlatilag független, ezért a differenciálfázis zérus

$$\varphi_{diff} = 0.$$

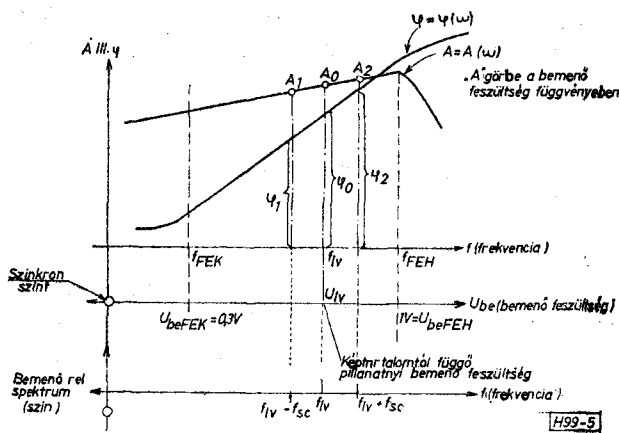
A közép-frekvenciás és a mikrohullámú frekvenciasávban, mint ahogy ez az 5. ábrából jól látható, a TV differenciáltorzítást az ideális jelátvitel feltételeitől való eltérés okozza.

Az ideális jelátvitel feltétele az átviteli csatornában

$$A = A(\omega) = A_0 = \text{const} \text{ (Amplitúdófeltétel)}$$

és

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega} = \text{const} \text{ (ill. } \varphi = \text{const} \cdot \omega, \text{ Fázis feltétel).}$$



5. ábra. Közvetítő egységek differenciáltorzítása

Az ábrán az $U_{beFEK} = 0,3$ V-nak f_{FEK} frekvencia és $U_{beFEH} = 1$ V-nak f_{FEH} frekvencia felel, meg (körfrekvenciák) $\omega_{FEK} = 2\pi f_{FEK}$ és $\omega_{FEH} = 2\pi f_{FEH}$. Az általános U_{be} bemenő feszültségnek f_{LV} „lassú változó” vivő frekvencia felel meg, mely előbbi most az említett mérés alkalmával egy soron belül a bemeneten 0,3 V-tól 1 V-ig változik. A frekvencia lehet középfrekvencia és mikrohullámú frekvencia. Az ábrában a színkép-szintet is feltüntettük (f_{LV} és az $f_{LV} \pm f_{sc}$ oldalfrekvenciák).

Ha a frekvenciamodulált hullám vektorábráját (ill. az újabb megfogalmazás szerint) a színorábráját szem előtt tartjuk, könnyen belátható, hogy mind az amplitúdó, mind a fázisfeltétel megsértése „szintorzuláshoz” vezet. A TV differenciáltorzítás mindkét komponense fellép. Az oldalfrekvenciák amplitúdójának és fázisának a változása a demodulált színsegédvívő torzítására vezet.

Hasonló a helyzet abban az esetben, amikor az antennatápvonal-rendszerben az illesztés nem tökéletes, vagy az adóantenna és a vevőantenna közötti térben visszaverődés következtében többutas terjedés is fellép. Ilyenkor a direkt hullám interferál a visszavert hullámmal és az eredő hullám fázisa nem azonos a direkt hullám fázisával. (Azaz a közvetítő egységek eredetileg ideális fáziskarakterisztikája megváltozott.) Ezt a fáziskülönbséget a színsegédvívő is átveszi és így fázistorzulás áll elő.

3. TV differenciáltorzítások számítása

3.1. Modulátor-demodulátor (MODEM rövidzár (1))

Az összeköttetés kimenő feszültsége az alapsávi pontok között az egyenfeszültségű komponenseket nem figyelembevéve

$$U_{ki} = d_1 U_{be} + d_2 U_{be}^2 + d_3 U_{be}^3.$$

Az összeköttetés erősítése az alapsávi pontok között

$$S \approx A_B = d_1 + 2d_2 U_{be} + 3d_3 U_{be}^2.$$

A differenciálerősítés (számérték)

$$G_{diff} = \frac{d_1 + 2d_2 U_{be} + 3d_3 U_{be}^2}{d_1 + 2d_2 U_{beFEK} + 3d_3 U_{beFEK}^2} - 1 \quad (3.1.1)$$

Differenciálfázis miután a kimenő jel fázisa a bemenő jel amplitúdójától nem függ

$$\varphi_{diff} = 0.$$

Ideális modulátor és demodulátor esetén

$$U_{be} = U_{ki} = i V_{cs-os} \quad S = d_1 = 1 \quad d_2 = d_3 = 0.$$

Ennélfogva a TV differenciáltorzítások

$$G_{diff} = 0$$

$$\varphi_{diff} = 0.$$

A differenciálerősítés és az összeköttetés linearitása között nehéz pontos explicit összefüggést felállítani. Ennek ellenére a másodrendű linearitás az

$$lin_2 = \frac{2d_2 U_{be}}{d_1}$$

és a harmadrendű linearitás

$$lin_3 = \frac{3d_3 U_{be}^2}{d_1}$$

ismeretében az összeköttetés differenciálerősítése sok esetben jól megbecsülhető a következő összefüggés alapján ((3.1.1) összefüggést alapul véve)

$$G_{diff} \approx lin_2 + lin_3 = lin. \quad (3.1.2)$$

3.2. Középfrekvenciás és mikrohullámú áramköröktől származó TV. differenciáltorzítások számítása

A színsegédvívővel frekvenciamodulált hullám kifejezése a közvetítő egységek bemenetén

$$U(t) =$$

$$= U_v \{ J_0(m_{sc}) \cos \omega_{LV} t + J_1(m_{sc}) \cos (\omega_{LV} + \omega_{sc}) t - J_1(m_{sc}) \cos (\omega_{LV} - \omega_{sc}) t \}.$$

(Itt J_0 és J_1 a Bessel-függvény.)

A frekvenciamodulált hullám a közvetítő egységek kimenetén figyelembe véve azoknak amplitúdó-frekvencia és fázis-frekvencia karakterisztikáját

$$U_K(t) = U_v \{ A_0 J_0(m_{sc}) \cos \omega_{LV} + \varphi_0 / t + A_1 J_1(m_{sc}) \cos [(\omega_{LV} + \omega_{sc}) t + \varphi_1] + A_2 J_1(m_{sc}) \cos [(\omega_{LV} - \omega_{sc}) t + \varphi_2] \}.$$

Itt A_0 , A_1 és A_2 a középfrekvenciás, ill. a mikrohullámú egységek amplitúdó-frekvencia görbe értékei a kérdéses frekvenciákon. Pontosabban

$$A_0 = A(\omega_e) = A_0(f_v)$$

$$A_1 = A(\omega_e + \omega_{sc}) = A_1(f_v)$$

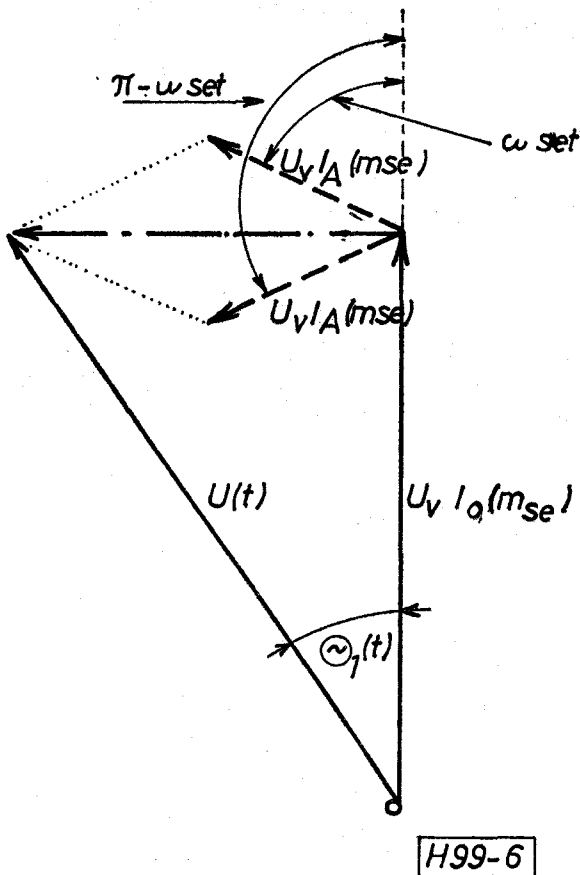
$$A_2 = A(\omega_e - \omega_{sc}) = A_2(f_v)$$

φ_0 , φ_1 és φ_2 a középfrekvenciás, ill. a mikrohullámú egységek fázis-frekvencia görbe értékei a kérdéses frekvenciákon. Pontosabban

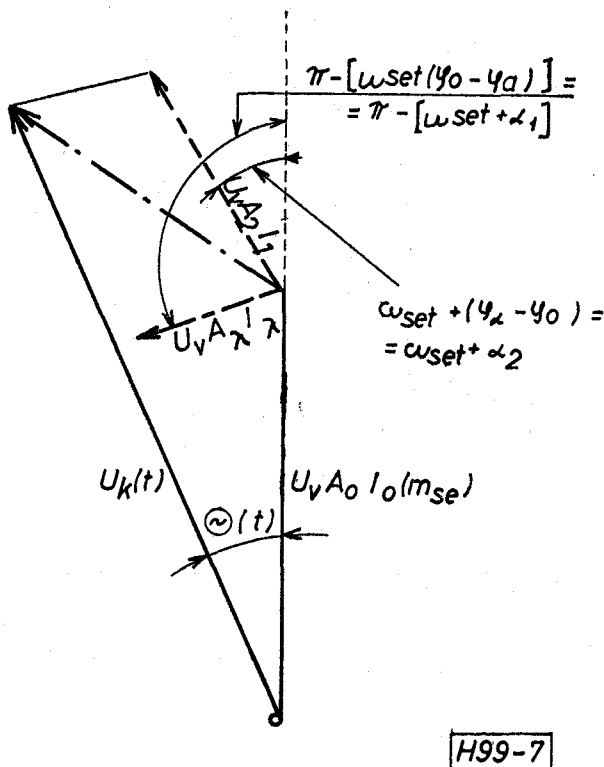
$$\varphi_0 = \varphi(\omega_e) = \varphi_0(f_v)$$

$$\varphi_1 = \varphi(\omega_e + \omega_{sc}) = \varphi_1(f_v)$$

$$\varphi_2 = \varphi(\omega_e - \omega_{sc}) = \varphi_2(f_v).$$



6. ábra. FM szinorábra. Viszonyok a közvetítő egységek bemenetén



7. ábra. FM szinorábra. Viszonyok a közvetítő egységek kimenetén

Miután relatív szinordiagramot fogunk használni, elég ha a vivőhöz viszonyított relatív fáziseltérítést tüntetünk fel

$$U_R(t) = U_V A_0 J_0(m_{sc}) \cos \omega_{LV} t + A_1 J_1(m_{sc}) \cos [(\omega_{LV} + \omega_{sc}) t + (\varphi_2 - \varphi_0)] + A_2 J_1(m_{sc}) \cos [(\omega_{LV} - \omega_{sc}) t + (\varphi_1 - \varphi_0)].$$

A relatív szinordiagramokat a 6. és 7. ábrán tüntettük fel. A frekvenciamodulált hullám pillanatnyi fázisa a közvetítő egységek kimenetén.

$$tg \sim_1(t) = \frac{A_1 J_1(m_{sc}) \sin [\omega_{sc} t + (\varphi_2 - \varphi_0)] + A_2 J_1(m_{sc}) \sin [\omega_{sc} t + (\varphi_0 - \varphi_1)]}{A_0 J_0(m_{sc}) + A_2 J_1(m_{sc}) \cos [\omega_{sc} t + (\varphi_2 - \varphi_0)] - A_1 J_1(m_{sc}) \cos [\omega_{sc} t + (\varphi_0 - \varphi_1)]}$$

Kis modulációs index esetén érvényes a következő összefüggés

$$J_0(m_{sc}) \gg 2I_1(m_{sc}).$$

Illetve ebben a konkrét esetben

$$J_0(0,09) \gg 2I_1(0,09)$$

$$0,9980 \gg 2 \cdot 0,04495 \approx 0,09.$$

(A számolt 9%-os hiba pesszimális érték, mert mint ahogy ez az ábrából és a képletből is látható a két oldalfrekvenciának a vivő irányú vetületét általában egymásból ki kell vonni.)

A nevezőben a második és a harmadik tag elhanyagolható. A pillanatnyi fázis ilyen feltétel mellett

$$\begin{aligned} \sim_2(t) &\approx tg \sim_2(t) = \\ &= \frac{A_2 J_1(m_{sc}) \sin [\omega_{sc} t + (\varphi_2 - \varphi_0)]}{A_0 J_0(m_{sc})} + \\ &+ \frac{A_1 J_1(m_{sc}) \sin [\omega_{sc} t + (\varphi_0 - \varphi_1)]}{A_0 J_0(m_{sc})} \end{aligned}$$

Látható tehát, hogy a közvetítő egységek kimenetén megjelenő hullám úgy amplitúdóban, mint szögben modulált. Az amplitúdómodulációt a limiter igen nagy mértékben csökkenti, ill. gyakorlatilag megszünteti, a szögmoduláció egy parazita frekvenciamodulációt is jelent, mely viszont a TV differenciáltorzítások fellépéséhez vezethet.

Az FM diszkriminátor kimenetén megjelenő jel egyenesen arányos a pillanatnyi frekvenciával

$$U_{ki} = c \frac{d \sim_2(t)}{dt}$$

A differenciálást elvégezve kapjuk, hogy

$$U_{ki} = c \frac{\omega_{sc} J_1(m_{sc})}{A_0 J_0(m_{sc})} \{A_2 \cos [\omega_{sc} t + (\varphi_2 - \varphi_0)] + A_1 \cos [\omega_{sc} t + (\varphi_0 - \varphi_1)]\}$$

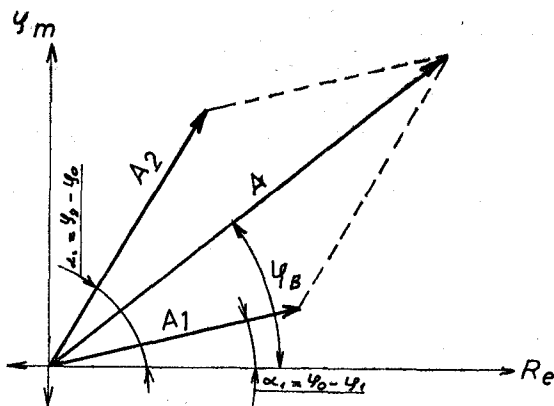
Illetve

$$U_{ki} = c_F \{A_2 \cos [\omega_{sc} t + \alpha_2] + A_1 \cos [\omega_{sc} t + \alpha_1]\}.$$

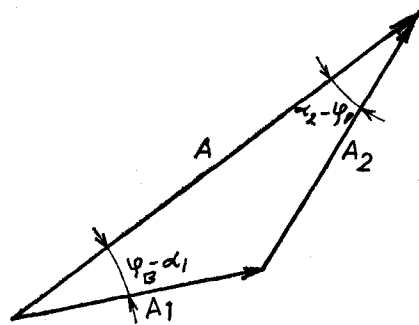
Itt

$$\alpha_2 = \varphi_2 - \varphi_0$$

$$\alpha_1 = \varphi_0 - \varphi_1.$$



8. ábra. Alapsávi szinorábra



Az alapsávban tehát két különböző amplitúdójú és fázisú rezgést kell vektori módon összegezni. A viszonyokat a 8. ábrán tanulmányozhatjuk. A szinor-ábrában a c_F arányossági tényezőt nem tüntettük fel. A kimenő alapsávi feszültséget

$$U_{k1}(t) = c_F A \cos(\omega_{sc} t + \varphi_s)$$

alakban felírva a kimenő alapsávi feszültség $c_F A$ amplitúdója egyenesen arányos

$$A_B(f_v) = \frac{1}{A_0} \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos(\alpha_2 - \alpha_1)} = \sqrt{a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 a_2 \cos(\alpha_2 - \alpha_1)} \text{-vel. (3.2.1)}$$

Itt a fázis-nonlinearitás

$$\alpha_2 - \alpha_1 = -2\gamma = (\varphi_1 + \varphi_2) - 2\varphi_0.$$

A fenti kifejezésben

$$a_1 = \frac{A_1}{A_0}$$

$$a_2 = \frac{A_2}{A_0}$$

A vivőfrekvenciára normalizált amplitúdó-frekvencia görbe értékek. Ne felejtjük el, hogy

$$A_0 = A_0(f_v)$$

$$A_1 = A_1(f_v)$$

$$A_2 = A_2(f_v)$$

$$\varphi_0 = \varphi_0(f_v)$$

$$\varphi_1 = \varphi_1(f_v)$$

$$\varphi_2 = \varphi_2(f_v)$$

menyiségek függenek a frekvenciától.

A kimenő alapsávi jel fázisa az $\omega_{sc} t$ állandó fázis elhagyásával ($t=0$ időpillanatot feltételezve).

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_B &= \frac{A_2 \sin \alpha_2 + A_1 \sin \alpha_1}{A_2 \cos \alpha_2 + A_1 \cos \alpha_1} = \\ &= \frac{A_2 \sin(\varphi_2 - \varphi_0) + A_1 \sin(\varphi_0 - \varphi_1)}{A_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_0) + A_1 \cos(\varphi_0 - \varphi_1)} \end{aligned}$$

A tangenstétel alkalmazásával a kimenő jel fázisát más alakban is felírhatjuk

$$\frac{A_1 - A_2}{A_1 + A_2} = \frac{\operatorname{tg} \left[\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} - \varphi_B \right]}{\operatorname{tg} \left[\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} \right]}$$

$$\varphi_B(f_v) = \frac{\alpha_2 + \alpha_1}{2} - \arctg \left[\left(\frac{A_1 - A_2}{A_1 + A_2} \right) \operatorname{tg} \left(\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} \right) \right].$$

Illetve figyelembe véve, hogy

$$\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} - \varphi_0 \quad \text{és} \quad \frac{\alpha_2 + \alpha_1}{2} = \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2}$$

$$\varphi_B(f_v) = \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} + \arctg \left[\left(\frac{A_1 - A_2}{A_1 + A_2} \right) \operatorname{tg} \left(\varphi_0 - \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} \right) \right]$$

A TV differenciátorzítások elvben a következőképpen számíthatók:

A differenciálerősítés f frekvencián

$$G_{\text{diff}} = \frac{A_B(f)}{A_B(f_{\text{REF}})} - 1.$$

A differenciálfázis ugyancsak f frekvencián

$$\varphi_{\text{diff}} = \varphi_B(f) - \varphi_B(f_{\text{REF}}).$$

3.3. Néhány, a gyakorlatban előforduló eset vizsgálata

3.3.1. A közvetítő egységek amplitúdó-frekvencia karakterisztikája változik, a fáziskarakterisztika lineáris a frekvencia függvényében.

Ebben az esetben a lassan változó vivő fázisszöge a két oldalfrekvencia fázisszögének számtani középárayosa

$$\gamma = \varphi_0 - \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} = 0.$$

Illetve

$$\alpha_1 = \alpha_2$$

$$\varphi_0 - \varphi_1 = \varphi_2 - \varphi_0$$

az egész frekvenciatartományban. (A csoportfutási-
időingadozás az egész frekvenciatartományban zérus.)

Így a differenciálfázis

$$\varphi_{\text{diff}} = 0.$$

A differenciálerősítés (viszonyszám)

$$G_{\text{diff}} = \frac{\frac{A(f_{LV} + f_{sc}) + A(f_{LV} - f_{sc})}{A(f_{LV})}}{\frac{A(f_{FEK} + f_{sc}) + A(f_{FEK} - f_{sc})}{A(f_{FEK})}} - 1.$$

Itt

$$A_1(f_{LV}) = A(f_{LV} - f_{sc})$$

$$A_2(f_{LV}) = A(f_{LV} + f_{sc})$$

$$A_1(f_{FEK}) = A(f_{FEK} - f_{sc})$$

$$A_2(f_{FEK}) = A(f_{FEK} + f_{sc}).$$

Elméletileg nem követünk el nagy hibát, ha a „lassan változó” f_{LV} frekvenciát rögzítjük és azt a közép-frekvenciával (illetve a mikrohullámú sávközépfrekvenciával) vesszük azonosnak. (A hiba független a lassan változó értéktől.)

$$f_{LV} = f_{KF}.$$

A fekete szintnek (kioltó szintnek) megfelelő frekvenciát elektromos beállítási okok miatt vegyük azonosnak a sávszéli frekvenciával

$$f_{FEK} = f_1 = f_{KF} + f_{B'} = f_{KF} + 12 \text{ MHz}$$

$f_{B'} = 12 \text{ MHz}$, a közepes kapacitású berendezések esetén megadott frekvencia

Normaljuk a közvetítő egységek amplitúdó-frekvencia karakterisztikáját („A” görbéjét) a közép-frekvencián felvett értékre és fejtük sorba ezeket a normalizált értékeket. A harmadik tagnál megállunk. Itt vegyük figyelembe, hogy

$$a(f) = \frac{A(f)}{A(f_{KF})} \quad a(f_1) = \frac{A(f_1)}{A(f_{KF})} \quad a(f_{KF}) = 1.$$

(Normalizált alakok.)

Így a sorfejtések a következők:

$$a(f_{KF} + f_{sc}) = \frac{A(f_{KF} + f_{sc})}{A(f_{KF})} = 1 + \frac{1}{1!} \left(\frac{da}{df} \right)_{f_{KF}} f_{sc} + \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_{KF}} f_{sc}^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3a}{df^3} f_{sc}^3 +$$

$$a(f_{KF} - f_{sc}) = \frac{A(f_{KF} - f_{sc})}{A(f_{KF})} = 1 - \frac{1}{1!} \left(\frac{da}{df} \right)_{f_{KF}} f_{sc} + \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_{KF}} f_{sc}^2 - \frac{1}{3!} \frac{d^3a}{df^3} f_{sc}^3 +$$

$$a(f_1 + f_{sc}) = \frac{A(f_1 + f_{sc})}{A(f_{KF})} = a(f_1) + \frac{1}{1!} \left(\frac{da}{df} \right)_{f_1} f_{sc} + \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_1} f_{sc}^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3a}{df^3} f_{sc}^3 +$$

$$a(f_1 - f_{sc}) = \frac{A(f_1 - f_{sc})}{A(f_{KF})} = a(f_1) - \frac{1}{1!} \left(\frac{da}{df} \right)_{f_1} f_{sc} + \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_1} f_{sc}^2 - \frac{1}{3!} \frac{d^3a}{df^3} f_{sc}^3 + \dots$$

A differenciálerősítés ebben a megfogalmazásban

$$G_{\text{diff}} = \frac{a(f_{KF} + f_{sc}) + a(f_{KF} - f_{sc})}{a(f_1) + a(f_1 - f_{sc})} - 1.$$

A sorfejtéseket alkalmazva kapjuk, hogy

$$G_{\text{diff}} = \frac{2 + \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_{KF}} f_{sc}^2}{2a(f_1) + \left(\frac{d^2a}{df^2} \right)_{f_1} f_{sc}^2} - 1.$$

Látható az eredményből, hogy a páratlan differenciálhányadosok kiesnek.

Most a gyakorlatban előforduló két esetet vizsgálunk meg:

a) A közvetítő egységek amplitúdó-frekvencia karakterisztikája („A” görbéje) lineáris

$$A(f) = A_{0F} + A_{1F}(f - f_{KF}).$$

Itt

$$A_{0F} = A(f_{KF}).$$

Az „A” karakterisztika normáiba

$$a(f) = 1 + a_{1F}(f - f_{KF})$$

ahol

$$a_{1F} = \frac{A_{1F}}{A(f_{KF})}.$$

A második differenciálhányados értéke zérus

$$\frac{d^2a}{df^2} = 0.$$

A differenciálerősítés

$$G_{\text{diff}} = 0.$$

A közölt összefüggés szerint, ha az összeköttetés közvetítő egységeinek „A” görbéje lineáris, akkor a differenciálerősítés elvben zérus, látszólag bármilyen nagy is az eltérés. Ez azonban megtévesztő megállapítás, mert lineáris fáziskarakterisztika mellett gyakorlatilag igen meredek lineáris frekvenciamenet nehezen valósítható meg. (A mérések szerint 1 dB/12 MHz-nél nagyobb meredekség.) Nem szabad még azt sem szem elől téveszteni, hogy a wobbulátorok képernyője általában logaritmusos léptéssel rendelkezik, azaz dB-ben lineáris. Így ha a kérdéses frekvenciatartományban a műszer képernyőjén ferdén egyenes vonalat állítunk be, úgy a megállapításunk viszonylag csak kis ingadozás esetén érvényes, (1 dB/12 MHz-nél kisebb meredekség).

b) A közvetítő egységek amplitúdó-frekvencia karakterisztikája tisztán parabolikus, melynek szélső ér-

téke az f_{KF} középfrekvencián van. Az „A” karakterisztika ilyenkor

$$A(f) = A_{0F} + A_{2F}(f - f_{KF})^2.$$

Illetve normáíva

$$a(f) = 1 + a_{2F}(f - f_{KF})^2.$$

Ennek második differenciálhányadosa

$$\frac{d^2 a}{df^2} = 2a_{2F}.$$

A viszonyokat akkor láthatjuk a legjobban, ha konkrét számértékekkel számolunk. Legyen a sávszéli amplitúdó-ingadozás $f_1 = f_{KF} + i2$ MHz sávszéli frekvencián középfrekvenciához viszonyítva 1 dB. (Ez igen laza előírás, a gyakorlatban ennél szigorúbb előírások érvényesek.)

Ennélfogva

$$20 \log a(f) = 1 \text{ dB}$$

$$a(f) = 1,1220$$

$$a(f) - 1 = 0,1220 = a_{2F} \cdot (f_1 - f_{KF})^2.$$

A függvényben szereplő másodrendű állandó értéke

$$a_{2F} = \frac{0,1220}{(f_1 - f_{KF})^2} = \frac{0,1220}{12^2} = 8,4735 \cdot 10^{-4} \frac{1}{\text{MHz}^2}.$$

Illetve

$$a_{2F}(f_1 - f_{KF})^2 = 0,1220.$$

A differenciálerősítés

$$G_{\text{diff}} = \frac{1 + a_{2F} f_{sc}^2}{1 + \frac{a_{2F} f_{sc}^2}{1 + a_{2F}(f_1 - f_{KF})^2}} - 1.$$

Az $\frac{1}{1+x} = 1 - x + x^2 - \dots$ közelítés alkalmazása esetén

$$G_{\text{diff}} = [1 + a_{2F} f_{sc}^2] \left[1 - \frac{a_{2F} f_{sc}^2}{1 + a_{2F}(f_1 - f_{KF})^2} \right] - 1$$

$$G_{\text{diff}} = a_{2F} f_{sc}^2 \left[1 - \frac{1}{1 + a_{2F}(f_1 - f_{KF})^2} \right]$$

A közelítés relatív hibája $2a_{2F} f_{sc}^2 = 3,34 \cdot 10^{-2} \sim 3,34 \%$

$$G_{\text{diff}} = a_{2F}^2 f_{sc}^2 \cdot (f_1 - f_{KF})^2.$$

Az alkalmazott közelítés hibája $a_{2F}(f_1 - f_{KF})^2 = 0,1220 \sim 13\%$. A számértékeket behelyettesítve kapjuk, hogy

$$G_{\text{diff}} = 2,029 \cdot 10^{-3} \sim 2,029 \cdot 10^{-1}\%.$$

Ez még a számítás viszonylagos pontatlansága ellenére is igen kis értéknek számít. A változás a mérőműszeren alig vehető észre.

3.3.2. A közvetítő egységek amplitúdó-frekvencia karakterisztikája állandó, de a fáziskarakterisztika nem lineáris a frekvencia függvényében

Miután

$$A_1 = A_2 = A_0.$$

A differenciálerősítés az előzőek alapján

$$G_{\text{diff}} = \frac{\cos \gamma(f)}{\cos \gamma(f_{FEK})} - 1,$$

ahol a fázis-nonlinearitás a kérdéses frekvenciatartományban

$$2\gamma(f) = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} - \varphi_0.$$

A differenciálfázis a (3.2.2) képlet alapján

$$\varphi_{\text{diff}} = \frac{\varphi_2(f) - \varphi_1(f)}{2} - \frac{\varphi_2(f_{FEK}) - \varphi_1(f_{FEK})}{2}.$$

Ebben az esetben a TV differenciáltorzítás mindkét fajtája fellép. Számszerű adatokkal látni fogjuk, hogy a futási idő változásai számottevően befolyásolják a TV differenciáltorzítás értékeit.

Matematikai függvények helyett itt célszerű a gyakorlatban esetleg előforduló, ill. mért számszerű értékekkel számolni. Ennek érdekében fejtsük Taylor-sorba a fázisgörbe függvényét

$$\gamma(f) = \frac{1}{2} \left[\frac{\varphi(f+f_{ic}) + \varphi(f-f_{ic})}{2} - \varphi(f) \right]$$

$$\gamma(f_1) = \frac{1}{2} \left[\frac{\varphi(f_1+f_{sc}) + \varphi(f_1-f_{sc})}{2} - \varphi(f_1) \right]$$

$$(f_1 = f_{FEK})$$

$$\varphi_1 = \varphi(f+f_{ic}) = \varphi(f) + \frac{2\pi}{1!} \left(\frac{d\varphi}{d\omega} \right)_f f_{sc} +$$

$$+ \frac{(2\pi)^2}{2!} \left(\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right)_f f_{sc}^2 + \frac{(2\pi)^3}{3!} \left(\frac{d^3\varphi}{d\omega^3} \right)_f f_{sc}^3 + \dots$$

$$\varphi_2 = \varphi(f-f_{sc}) = \varphi(f) - \frac{2\pi}{1!} \left(\frac{d\varphi}{d\omega} \right)_f f_{sc} +$$

$$+ \frac{(2\pi)^2}{2!} \left(\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right)_f f_{sc}^2 - \frac{(2\pi)^3}{3!} \left(\frac{d^3\varphi}{d\omega^3} \right)_f f_{sc}^3 + \dots$$

$$\varphi_0 = \varphi(f).$$

A fázis-nonlinearitás f_1 mérőfrekvencián, ha bevezetjük a

$$\tau = \frac{d\varphi}{d\omega} \quad \text{csoportfutási időt}$$

$$\gamma(f) = \frac{1}{2} \left[\frac{(2\pi)^2}{2!} \left(\frac{d^2\varphi}{d\omega^2} \right)_f f_{sc}^2 \right] =$$

$$= \frac{1}{4} 2\pi \frac{d\tau}{df} f_{sc}^2 = \frac{\pi}{2} \left(\frac{d\tau}{df} \right)_f f_{sc}^2.$$

Ugyanez f_i referenciarekvencián (vagy az általunk célszerűen választott frekvencián)

$$\gamma(f_i) = \frac{\pi}{2} \left(\frac{d\tau}{df} \right)_{f_i} f_{sc}^2$$

$$\frac{d\tau}{df}$$

a futási időnek 1 Hz-re eső megváltozása sec-ban. Itt a futási időnek 1 MHz-re eső megváltozását célszerű használni

$$10^6 \frac{dz}{df_i} = \frac{d\tau}{df_H} \left[\frac{\text{sec}}{\text{MHz}} \right]$$

A differenciálerősítés ebben a megfogalmazásban

$$G_{\text{diff}} = \frac{\cos \frac{\pi}{2} \left(\frac{d\tau}{df_H} \right) f_{sc}^2 \cdot 10^{-6}}{\cos \frac{\pi}{2} \left(\frac{d\tau}{df_H} \right)_{f_i=f_1} f_{sc}^2 \cdot 10^{-6}} - 1$$

Legyen pl. $\left(\frac{d\tau}{df_H} \right)_1 = 0$ és $\frac{d\tau}{df_H} = 5 \cdot 10^{-9}$

$$\left[\frac{\text{sec}}{\text{MHz}} \right] = 5 \cdot \text{n sec/MHz}$$

Ez már eléggé szeszélyes változásnak felel meg. Az

$$x = \frac{\pi}{2} \left(\frac{d\tau}{df_H} \right) \cdot f_{sc}^2 \cdot 10^{-6} = \frac{\pi}{2} \cdot 5 \cdot 10^{-9} \times$$

$$\times (4,43 \cdot 10^{+6})^2 \cdot 10^{-6} = 1,54 \cdot 10^{-1}$$

jelölés alkalmazásával a differenciálerősítés

$$G_{\text{diff}} = \left[1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \dots \right] - 1 \approx \frac{x^2}{2} = 1,2 \cdot 10^{-2} \sim 1,2\%$$

$$\left[\begin{array}{l} \text{A számítás relatív hibája} \\ \frac{x^4}{\frac{4!}{x^2}} = \frac{x^2}{3 \cdot 4} = 1,98 \cdot 10^{-3} \sim \end{array} \right.$$

$\sim 0,2\%$). A differenciálfázis ebben a megfogalmazásban

$$\varphi_{\text{diff}} = \frac{\varphi(f_i + f_{sc}) - \varphi(f_i - f_{sc})}{2} - \frac{\varphi(f_1 + f_{sc}) - \varphi(f_1 - f_{sc})}{2}$$

Sorfejtés alkalmazásával

$$\varphi_{\text{diff}} = 2\pi \frac{d\varphi}{d\omega_f} f_{sc} - 2\pi \frac{d\varphi}{d\omega_{f_1}} = 2\pi f_{sc} [\tau(f) - \tau(f_1)]$$

Ha a csoportfutási időingadozás az egész mérőtartományban

$$\Delta\tau = \tau(f) - \tau(f_1) = 5 \cdot \text{n sec}$$

$$\varphi_{\text{diff}} = 1,4 \cdot 10^{-1} \sim 14\%$$

A mérési eredmények a tapasztalat alapján valamivel kedvezőbbek, ami részben a számításnál alkalmazott közelítések eredménye, de sok esetben ezek sem fogadhatók el.

Innen látható, hogy a mikrohullámú átviteli csatornában a csoportfutási időingadozás-előírást figyelembe véve az előzőekben elmondottakat igen szigorúan kell megszabni. Pl. GTT 8000/960 berendezés esetén 70 MHz \pm 12 MHz-es frekvenciatartományban az előírás $\Delta\tau < 2\text{a sec}$.

Végezetül néhány mérési eredményt közlünk a 70 \pm 12 MHz-es frekvenciatartományban mérve. ($\Delta A_{\text{dB}} = A$ görbe ingadozás dB-ben $\Delta\tau =$ csoportfutási időingadozás.)

a) Alapállapot

$$\Delta A_{\text{dB}} = 0,1 \text{ dB} \quad \Delta\tau < 1,5 \text{ n sec}$$

$$G_{\text{diff}} = -0,7\% \quad \varphi_{\text{diff}} = +0,7^\circ$$

b) $\Delta A_{\text{dB}} = 1 \text{ dB}$ (lineáris) $\Delta\tau < 1,5 \text{ n sec}$
 $G_{\text{diff}} = -0,7\%$ $\varphi_{\text{diff}} = +0,7^\circ$

c) $\Delta A_{\text{dB}} = 2 \text{ dB}$ (lineáris) $\Delta\tau < 1,5 \text{ n sec}$
 $G_{\text{diff}} = -0,7\%$ $\varphi_{\text{diff}} = +0,6^\circ$

d) $\Delta A_{\text{dB}} = 1 \text{ dB}$ (parabolikus) $\Delta\tau < 1,5 \text{ n sec}$
 $G_{\text{diff}} = -0,9\%$ $\varphi_{\text{diff}} = +0,7^\circ$

e) $\Delta A_{\text{dB}} < 0,1 \text{ dB}$ $\Delta\tau = 4 \text{ n sec}$ (lineáris)
 $G_{\text{diff}} = -0,8\%$ $\varphi_{\text{diff}} = 0,1^\circ$

e) $\Delta A_{\text{dB}} < 0,1 \text{ dB}$ $\Delta\tau = 4 \text{ n sec}$
 (lineáris) $\varphi_{\text{diff}} = 0,1$

f) $\Delta A_{\text{dB}} < 0,1 \text{ dB}$ $\Delta\tau = 3 \text{ n sec}$
 (parabolikus) $\varphi_{\text{diff}} = 0,9^\circ$

g) $\Delta A_{\text{dB}} < 0,1 \text{ dB}$ $\Delta\tau = 3 \text{ n sec}$
 (egy hullámperiódus) $\varphi_{\text{diff}} = 1,2^\circ$

3.3.3. Az antenna-tápvonalrendszer illesztetlensége következtében előálló TV. differenciáltorzítás számítása 9. ábra

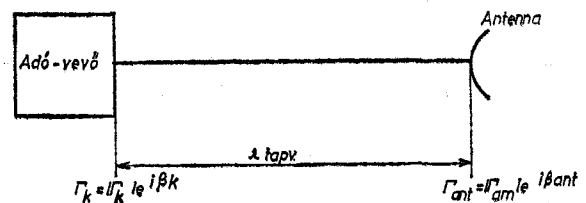
A mikrohullámú állomáson az antennát az adó-vevő kerettel az antenna-tápvonalrendszer köti össze.

Jelöljük az adó-vevő keret illesztetlenségéből származó reflexió tényezőt

$$\Gamma_K = |\Gamma_K| e^{j\beta_K}$$

-val és az antenna illesztetlenségéből származó reflexió tényezőt az antenna és a tápvonal csatlakozóján.

$$\Gamma_{\text{ant}} = |\Gamma_{\text{ant}}| e^{j\beta_{\text{ant}}}$$



9. ábra. Illesztetlenség az antenna tápvonalrendszerben

-al. Vétel esetén a keretről visszaverődő hullám az antenna csatlakozóról újból visszaverődik. Az eredő reflexiós tényező

$$\Gamma = \Gamma_E \Gamma_{\text{ant}} = |\Gamma_K| |\Gamma_{\text{ant}}| e^{j(\beta_K + \beta_{\text{ant}})} = |\Gamma| e^{j\beta}$$

ahol a mikrohullámú berendezés bemenete és a tápvonal közötti reflexiós tényező

$$|\Gamma| = |\Gamma_K| |\Gamma_{\text{ant}}| \quad \beta = \beta_K + \beta_{\text{ant}}$$

Pl. ha az állóhullámarány a tápvonal mindkét végén

$$r_{\text{ant}} = r_K = 1,2$$

(ami analóg TV átvitel esetén már igen rossz illesztésnek számít), akkor a reflexiós tényezők

$$\frac{r_{\text{ant}} - 1}{r_{\text{ant}} + 1} = |\Gamma_{\text{ant}}| = |\Gamma_K| \approx 0,09.$$

Az eredő reflexiós tényező abszolút értéke

$$|\Gamma| = |\Gamma_{\text{ant}}| |\Gamma_K| \approx 8,26 \cdot 10^{-3}$$

A tápvonal csillapításának elhanyagolásával azt a pesszimális esetet tételeztük fel, hogy a visszavert hullám amplitúdója a tápvonalban történő terjedés folyamán nem csökken.

Az adás esetén a folyamat természetesen fordítva játszódik le. Az eredő hullám jó közelítéssel a beeső és a kétszeresen visszaverődött hullám összege.

$$U(t) = U_v \cos \omega_v t + |\Gamma| U_v \cos [\omega_v t + (\omega_v \tau + \beta)].$$

$$\text{Itt } \tau = \frac{2l}{V_{cs}}$$

a csoportfutási idő, és

$$V_{cs} = c \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_v}\right)^2}$$

és l a tápvonal hossza

a csoport-sebesség a tápvonalban.

Továbbá

$$c = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}} \quad \text{a fény terjedési sebessége}$$

= a tápvonal határfrekvenciája.

(Elliptikus keresztmetszetű tápvonal esetén TE_{11c} .)

A csoport-sebesség változását az $f_v \pm \Delta f_v \pm 12$ MHz-es sávban elhanyagoljuk. A relatív hiba $f_c = 1,15 f_v$ és $f_v = 2$ GHz esetén

$$H_1 = \frac{\Delta V_{cs}}{V_{cs}} = \frac{1}{V_{cs}} \frac{dV_{cs}}{df_v} \Delta f_v = \left(\frac{f_c^2}{f_v^2 - f_c^2} \right) \left(\frac{\Delta f_v}{f_v} \right) = 2,34 \cdot 10^{-3} \sim 2,34\%$$

Az eredő hullámot

$$U(t) = a_v \cos \omega_v t - b_v \sin \omega_v t = U_{VE} \cos (\omega_v t + \varphi_E)$$

alakban felírva trigonometrikus műveletek elvégzése után kapjuk, hogy

$$a_v = U_{VE} \cos \varphi_E = U_v [1 + |\Gamma| \cos (\omega_v \tau + \beta)]$$

$$b_v = U_{VE} \sin \varphi_E = U_v |\Gamma| \sin (\omega_v \tau + \beta).$$

Az eredő amplitúdó

$$U_{VE}^2 = U_v^2 [1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos (\omega_v \tau + \beta)].$$

Illetve jó közelítéssel. (Mivel $|\Gamma| \ll 1$)

$$U_{VE} \approx U_v \sqrt{1 + 2|\Gamma| \cos (\omega_v \tau + \beta)} = U_v [1 + |\Gamma| \cos (\omega_v \tau + \beta)].$$

Az eredő amplitúdó-frekvencia görbe ebből

$$A(\omega_v) = \frac{U_{VE}}{U_v} = 1 + |\Gamma| \cos [\omega_v \tau + \beta].$$

(A közelítés hibája $|\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3}$ esetén kisebb, mint

$$H_2 = 2 \cdot |\Gamma|^2 = 1,36 \cdot 10^{-2} \sim 1,36 \cdot 10^{-2} \%$$

Az eredő fázis a fenti egyenletekből

$$\text{tg } \varphi_E = \frac{|\Gamma| \sin (\omega_v \tau + \beta)}{1 + |\Gamma| \cos (\omega_v \tau + \beta)} \approx |\Gamma| \sin (\omega_v \tau + \beta).$$

(A közelítés hibája $|\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3}$ esetén kisebb, mint

$$H_3 = |\Gamma|^2 = 6,83 \cdot 10^{-5} \sim 6,83 \cdot 10^{-5} \%)$$

A differenciáltorzítások számítása érdekében képezzük a következő mennyiségeket:

A relatív fázisok:

$$\varphi_{0E} = \varphi_E(\omega) = |\Gamma| \sin (\omega \tau + \beta) = \varphi_{0E}(\omega)$$

$$\varphi_{1E} = \varphi_E(\omega - \omega_{sc}) = |\Gamma| \sin [(\omega - \omega_{sc}) \tau + \beta] = \varphi_{1E}(\omega)$$

$$\varphi_{2E} = \varphi_E(\omega + \omega_{sc}) = |\Gamma| \sin [(\omega + \omega_{sc}) \tau + \beta] = \varphi_{2E}(\omega).$$

Az amplitúdó átviteli görbék

$$A_0 = A(\omega) = 1 + |\Gamma| \cos [\omega \tau + \beta] = A_0(\omega)$$

$$A_1 = A(\omega - \omega_{sc}) = 1 + |\Gamma| \cos [(\omega - \omega_{sc}) \tau + \beta] = A_1(\omega)$$

$$A_2 = A(\omega + \omega_{sc}) = 1 + |\Gamma| \cos [(\omega + \omega_{sc}) \tau + \beta] = A_2(\omega).$$

A trigonometrikus műveleteket elvégezve kapjuk, hogy

$$\varphi_{1E} = |\Gamma| [\sin (\omega \tau + \beta) \cos \omega_{sc} \tau - \cos (\omega \tau + \beta) \sin \omega_{sc} \tau]$$

$$\varphi_{2E} = |\Gamma| [\sin (\omega \tau + \beta) \cos \omega_{sc} \tau + \cos (\omega \tau + \beta) \sin \omega_{sc} \tau]$$

$$A_1 = 1 + |\Gamma| [\cos \omega \tau + \beta] \cos \omega_{sc} \tau + \sin (\omega \tau + \beta) \sin \omega_{sc} \tau]$$

$$A_2 = 1 + |\Gamma| [\cos (\omega \tau + \beta) \cos \omega_{sc} \tau - \sin (\omega \tau + \beta) \sin \omega_{sc} \tau].$$

A fázis-nonlinearitás a vizsgált frekvenciatartományban

$$2\gamma_E = \varphi_{0E} - \frac{\varphi_{2E} + \varphi_{1E}}{2} = |\Gamma| \sin (\omega \tau + \beta) [1 - \cos \omega_{sc} \tau]$$

$$2\gamma_E < 2|\Gamma|.$$

Itt $|\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3}$ esetén érvényesek a következő egyenlőtlenségek

$$2\gamma_E < 0,0166$$

$$\cos 2\gamma_E > 0,9998622.$$

(Tehát, ha a

$$\cos 2\gamma_E = 1 - \frac{(2|\Gamma|)^2}{2!} + \frac{(2|\Gamma|)^4}{4!} - \dots \approx 1$$

közelítést fogadjuk el, úgy a relatív hiba

$$H_4 = 2 |\Gamma|^2 = 1,36 \cdot 10^{-4} \sim 1,36 \cdot 10^{-2} \%$$

$$\operatorname{tg} \gamma_E < 8,3 \cdot 10^{-3} = |\Gamma|.$$

(Hasonlóan, ha a

$$\operatorname{tg} \gamma_E = \gamma_E \frac{\gamma_E^2}{3} + \dots \approx 0$$

közelítést fogadjuk el, úgy a relatív hiba egységhez viszonyítva

$$H_5 = |\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3}.$$

A relatív mennyiségek a következők

$$\begin{aligned} \frac{A(\omega + \omega_{sc}) + A(\omega - \omega_{sc})}{A(\omega)} &= \\ &= \frac{2[1 + |\Gamma| \cos(\omega\tau + \beta) \cos \omega_{sc}\tau]}{1 + |\Gamma| \cos(\omega\tau + \beta)} \\ \frac{A(\omega + \omega_{sc}) + A(\omega_1 - \omega_{sc})}{A(\omega)} &= \\ &= \frac{2[1 + |\Gamma| \cos(\omega_1\tau + \beta) \cos \omega_{sc}\tau]}{1 + |\Gamma| \cos(\omega_1\tau + \beta)}. \end{aligned}$$

A differenciálerősítés

$$G_{\text{diff}} = \frac{\left[\frac{1 + |\Gamma| \cos(\omega\tau + \beta) \cos \omega_{sc}\tau}{1 + |\Gamma| \cos(\omega\tau + \beta)} \right]}{\left[\frac{1 + |\Gamma| \cos(\omega_1\tau + \beta) \cos \omega_{sc}\tau}{1 + |\Gamma| \cos(\omega_1\tau + \beta)} \right]} \cdot 1.$$

Ennek maximális értéke

$$G_{\text{diff max}} = \frac{\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}}{\frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|}} - 1 = \left[\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \right]^2 - 1$$

$$|\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3} \text{ esetén } G_{\text{diff}} = 3,36 \cdot 10^{-2} \sim 3,36\%.$$

A differenciálfázis

$$\varphi_{\text{diff}} = \frac{\varphi_{2E}(f_1) - \varphi_{1E}(f_1)}{2} - \frac{\varphi_{2E}(f_2) - \varphi_{1E}(f_2)}{2}$$

$$\varphi_{\text{diff}} = |\Gamma| \sin \omega_{sc} \tau [\cos(\omega\tau + \beta) - \cos(\omega_1\tau + \beta)].$$

A differenciálfázis maximális értéke

$$\varphi_{\text{diff max}} = 2 |\Gamma|$$

$$|\Gamma| = 8,26 \cdot 10^{-3} \text{ esetén } \varphi_{\text{diff max}} = 0,01652 \text{ rad} = 0,95^\circ$$

Ebben a vonatkozásban érdemes megemlíteni azt a speciális esetet, amikor

$$\cos \omega_{sc} \tau = 1.$$

Ilyenkor

$$\omega_{sc} \tau = 2\pi n$$

illetve

$$\tau = \frac{r}{f_{sc}}.$$

Ekkor a TV differenciáلتorzítás mindkét fajtája zérus.

3.3.4. Többutas terjedés következtében fellépő Γ_V differenciáلتorzítások számítása

Ez az eset elvben hasonló az előző fejezetben tárgyaltal. A lényeges különbség abban áll, hogy a

$$|\Gamma| = |\Gamma_K| |\Gamma_{\text{ant}}|$$

mennyiség helyébe egyszerűen az egyszeri reflexiós tényező lép.

Többutas terjedést, mint ismeretes erősen nyitott RF szakasz esetén talaj vízfelület és valamilyen inverziós réteg okozhat.

Lényeges különbség az előző fejezettel szemben elsősorban a $|\Gamma|$ nagyságrendjében van. Itt a visszaverő réteg jellegétől függően $= 0,2 \dots 0,8$ nagyságú reflexiós tényező is lehetséges. Ha tehát az előző fejezetben követett számítási eljárást követjük, akkor a számítás pontossága a megnövekedett reflexiós tényező miatt erősen lecsökken és emellett jóval nagyobb differenciáلتorzításra lehet számítani.

Például $|\Gamma| = 0,2$ esetén a „mélyfading” értéke csupán

$$A_F = 20 \log [1 - |\Gamma|] = 20 \log [1 - 0,2] = -1,94 \text{ dB}$$

tehát a berendezés a szokásos névleges bemenő szintet alapul véve bőven az AGC szabályozási tartományon belül működik. Az előző számítás pontossága viszont hozzávetőleg a következőképpen alakul:

$$H_2 = 2 |\Gamma|^2 = 0,03$$

$$H_3 = |\Gamma|^2 = 0,04$$

$$H_4 = 2 |\Gamma|^2 = 0,08$$

$$H_5 = |\Gamma| = 0,2$$

$$0,4 \sim \text{kb. } 40\%.$$

Ilyen pontatlansággal már számolni nem lehet. Ekkor már sajnos az eredeti összefüggéseket kell használni és gépi feldolgozáshoz kell folyamodni.

Ez már csak azért is indokolt, mert míg a tápvonal-reflexió berendezés tervezési probléma, addig a többutas terjedés telepítéstervezési probléma, és miután az utóbbi statisztikusan fellépő jelenség jelenlétét min. 1 éven át történő terjedési mérésekkel kell igazolni.

A többutas terjedés következtében létrejövő amplitúdó-frekvencia görbe értékei vizsgálati frekvencián (a mikrohullámú frekvenciasávban)

$$A(\omega) = A_0(\omega) = \sqrt{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\omega\tau + \beta)}$$

Illetve

$$A(\omega + \omega_{sc}) = A_1(\omega) = \sqrt{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos[(\omega + \omega_{sc})\tau + \beta]}$$

$$A(\omega - \omega_{sc}) = A_2(\omega) = \sqrt{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos[(\omega - \omega_{sc})\tau + \beta]}$$

A β értéke (a visszavert jel fázisa a közvetlen jelhez viszonyítva) többutas terjedésnél általában $\beta \approx \pi$.

A fázis-frekvencia görbe értékei ω vizsgálati frekvencián (a mikrohullámú frekvenciasávban)

$$\varphi_E(\omega) = \varphi_D(\omega) = \arctg \left\{ \frac{|\Gamma| \sin(\omega\tau + \beta)}{1 + |\Gamma| \cos[(\omega + \omega_{sc})\tau + \beta]} \right\}$$

Illetve

$$\begin{aligned} \varphi_E(\omega + \omega_{sc}) &= \varphi_1(\omega) = \\ &= \arctg \left\{ \frac{|\Gamma| \sin[(\omega + \omega_{sc})\tau + \beta]}{1 + |\Gamma| \cos[(\omega + \omega_{sc})\tau + \beta]} \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi_E(\omega - \omega_{sc}) &= \varphi_2(\omega) = \\ &= \arctg \left\{ \frac{|\Gamma| \sin[(\omega - \omega_{sc})\tau + \beta]}{1 + |\Gamma| \cos[(\omega - \omega_{sc})\tau + \beta]} \right\} \end{aligned}$$

A kimenő alapsávi feszültség a következő mennyiség-gel egyenesen arányos

$$\begin{aligned} A_B(\omega) &= \\ &= \frac{1}{A_0(\omega)} \sqrt{A_1^2(\omega) + A_2^2(\omega) + 2A_1(\omega)A_2(\omega) \cos 2\gamma(\omega)} \end{aligned}$$

ahol

$$\gamma(\omega) = \varphi_0(\omega) - \frac{\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega)}{2}$$

A kimenő alapsávi jel fázisa ω vizsgálati frekvencián

$$\begin{aligned} \varphi_B(\omega) &= \frac{\varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)}{2} + \\ &+ \arctg \left\{ \left[\frac{A_1(\omega) - A_2(\omega)}{A_1(\omega) + A_2(\omega)} \right] \operatorname{tg} \gamma(\omega) \right\} \end{aligned}$$

A differenciálerősítés (ω_1 = referencia frekvencia)

$$G_{\text{diff}} [\%] = \left[\frac{A_B(\omega)}{A_B(\omega_1)} - 1 \right] 100.$$

A differenciálfázis

$$\varphi_{\text{diff}} = \varphi_B(\omega) - \varphi_B(\omega_1).$$

Ezek számítása gépi úton lehetséges. (Pl. Texas TI-58C, 59.) Mivel ω és ω_1 általában igen közelálló értékek, ezért a TV differenciáltorzítások értékei kis nyitottságú RF szakaszok esetén (néhány szabad Fresnel-zóna) elhanyagolhatóan kis értékűek.

$$f_1 - f = 12 \text{ MHz}$$

esetén a TV differenciáltorzítások akkor vehetnek már fel számottevő értéket, ha Δ útkülönbség mellett

$$\left[(\omega_1 - \omega) \frac{\Delta}{c} \right] \frac{180^\circ}{\pi} > 5^\circ$$

$$\text{Itt } c = 2,998 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}}$$

Illetve $\Delta > 0,35 \text{ m}$.

Ez $f = 3 \text{ GHz}$ frekvencia mellett a 6. Fresnel-zónának felel meg. Tehát mikrohullámú TV közvetítés ese-

tén a nagy nyitottságú RF szakaszok a TV differenciáltorzításokat kedvezőtlenül befolyásolják.

Gépi úton történő számítások ezt valóban igazolják is. Az 5. és 6. nyitott Fresnel-zóna esetén, ha talajmenti szabályos rétegződés esete fennáll, a differenciáltorzítások növekedése jöllehet az idő kis százalékában, de felléphet. Ezért ilyen esetben mint ahogy ezt már említettük új szakasz telepítése, vagy az állomás kitűzése előtt terjedési méréseket kell végezni.

3.3.5. Számítógépes program TI-58C és TI-59 (Texas) készülékre többutas terjedés következtében előálló differenciáltorzítások számítására

A program elkészítésénél ügyeltünk arra, hogy a program mindkét készüléken futtatható legyen. Az eredeti program TI-58C-re érvényes, aminek az a hátránya, hogy az f_{sc} színsegédvív frekvenciát az f működési frekvenciát és az f_1 referencia frekvenciát mindig programfuttatás előtt újra be kell táplálni.

A TI-59-es készüléken végrehajtandó műveleteket, illetve pótlólagos műveleteket zárójelben jeleztük.

A betáplálás előtt végzendő műveletek:

TI-58C esetén 2-2 nd—Op—17 kijelzés 319,19
(TI-59 esetén 3-2 nd—Op—17 kijelzés 719,29)

Ezen műveletek előtt ne felejtjük el 2-2 nd—Fix és a 2-2 nd—Eng műveletek elvégzését.

Betáplálandó adatok:

$ \Gamma $ = reflexiós tényező abszolút értéke	STO—01
$\beta = 2 \text{ nd } \pi$	STO—02
$f_{sc} = 4433618,75 \text{ Hz}$	STO—03 (STO—23)
f = működési frekvencia Hz	STO—04 (STO—24)
f_1 = referencia frekvencia Hz	STO—05 (STO—25)
Δ = útkülönbség [m]	STO—06
$c = 3 \cdot 10 \text{ m/sec}$	STO—07

A program kiadja (R/S) a differenciálerősítést százalékban és a differenciálfázist fokokban.

4. Következtetések

A közlemény eredményeit összefoglalva a következőket állapíthatjuk meg:

1. MODEM rövidzárban a differenciálerősítés a linearitás ismeretében berendezésvázlat-tervezési szempontból számítható (3.1).

2. Ha a közvetítő egységek „A” görbéje lineáris a frekvencia függvényében és az ingadozás $\pm 12 \text{ MHz}$ -es frekvenciatartományban kisebb, mint 2 dB, úgy a differenciálparaméterek gyakorlatilag elhanyagolhatóan kicsinyek ($\tau = \text{const}$).

3. Ugyanez a megállapítás érvényes a tisztán para-

bolikus „A” görbe esetén is, ha annak ingadozása kisebb, mint 1 dB ($\tau = \text{const}$).

4. A TV differenciálparamétereket elsősorban a csoportfutási idő ingadozása szabja meg. Ha az „A” görbe állandó, de a görbe hullámosan változik, akkor a TV differenciáltorzítás mindkét fajtája fellép a hullámosságtól függően.

5. Új és nagyobb nyitottságú RF szakaszok kitűzése esetén, ha szabályos meteorológiai alakzatok képződésének veszélye fennáll (5. Fresnel-zónánál nagyobb nyitottság) ajánlatos terjedési méréseket végezni (min. 1 év időtartamban).

- [1] *František Straňák Cs.*: Zkreslení barvosné vlny diferenciálním ziskem a diferenciální fázi při přenosu barevného obrazového signálu radioreléovým spojem s kmitočtovou modulací. *Slaboproudy obzor* 32. (1971) číslo 6.
- [2] *Dr. Csernoch János—Dr. Hetényi Tamás*: Mikrohullámú PCM hírközlés — Mikrohullámú PCM hírhálózatok tervezése. *KKVMF továbbképző jegyzet*.
- [3] *Dr. Csernoch János*: Földfelület hatása az elektromágneses hullámok terjedésére. *ORION—BHG—TRT Műszaki Közlemények*. XXIV. évf. 1978. 3. szám.
- [4] *Dr. Csernoch János*: Mikrohullámú berendezések. *KKVMF jegyzet*. Műszaki Könyvkiadó.



ORION

mini-hifi



ST 1025 sztereó tuner

<ul style="list-style-type: none"> — OIRT és CCIR rendszerű ultrarövidhullámú FM sávok — Közép és nyújtott rövidhullámú (49 m) AM sávok — Digitális frekvenciakijelzés minden vételi sávon — Servo Lock áramkör — LED-soros térerősségmérő — Zajhatárolt érzékenység: — Jel/zajviszony: 	<ul style="list-style-type: none"> — Harmonikus torzítás: — Sztereó-szétválasztás: — Hangfrekvenciás átviteli tartomány: — Teljes ítményfelvétel: — Tápfeszültség: — Méretek:
<ul style="list-style-type: none"> FM: 1 μV AM: 150 μV FM: 70 dB AM: 50 dB 	<ul style="list-style-type: none"> FM: 0.2% AM: 1.5% 35 dB FM: 16 Hz – 16 kHz AM: 20 Hz – 2700 Hz 6 W 220 V 50 Hz 280x56x225 mm