

Emlékeztetők a

MŰSORSZÓRÓ RENDSZEREK

című tantárgy előadásaihoz

Összeállította: Szombathy Csaba tanársegéd
A 2008. január 8-i vizsgára csak ez az anyag kell.
KÖVETKEZŐ FRISSÍTÉS: 2008. január 7-én
A január 15-i vizsgára a január 7-én föltett anyag kell majd!

Budapest, 2007.

Tartalomjegyzék

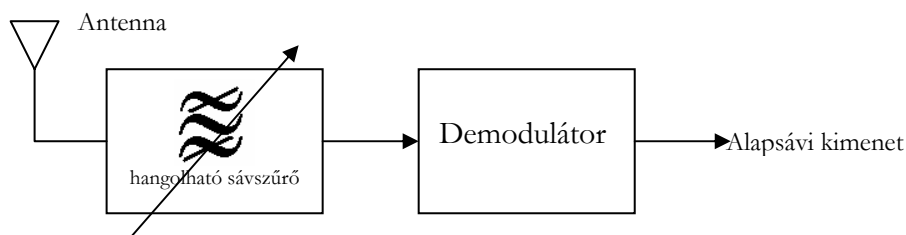
1. Szuperheterodin elv és keverőáramkörök	3
2. Egyszerű nagyfrekvenciás erősítők	11
3. Nagyteljesítményű és szélessávú nagyfrekvenciás erősítők	15
4. Kapcsolóüzemű végfokozatok	19
5. Különleges félvezetők és elektroncsöves végfokozatok	23
6. Adók passzív alkatrészei, részegységei	27
Adóberendezések rendszertechnikája	27
7. AM-rendszerek	34
8. FM-rendszerek	34
9. A digitális műsorszóró rendszerek alapelemei	35
A DVB-rendszer csatornakódolása	35
10. A DVB-T rendszer modulációja	43
11. Digitális adások mérés technikája	52
12. További digitális rádió- és televízió rendszerek	62
FÜGGELÉK	63
F1. Torzítások leírása	64
F2. Tranzisztoros erősítő alapáramkörök	68
F3. Passzív szűrők, fáziskorrektorok és illesztőkörök	73
F4. A digitális modulációk alapjellemzői	77
F5. A digitális adások spektruma és szűrői	81
F6. Jelek spektrumának vizsgálata	83
FX. Logaritmikus feszültség- és teljesítményértékek átszámítása	86
FX. Szószedet	87

1. Szuperheterodin elv és keverőáramkörök

Szükséges előismeretek: torzításokkal kapcsolatos alapfogalmak (F1. függelék)

a.) A frekvenciakeverés alapelve és technikája

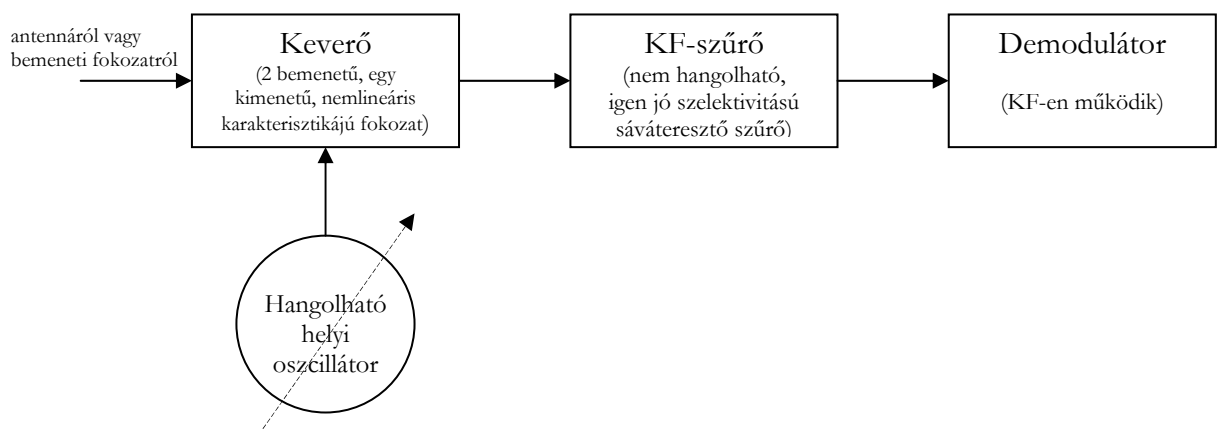
A legegyszerűbben megvalósítható rádiótechnikai vevőkészülék az egyenes vevő, amely a vételi sávban az adás spektrumával megegyező sávzélességű, jó szelektivitású, hangolható szűrőt és ezt követően szélessávú demodulátort tartalmaz. Blokkvázlat szintjén:



A **fenti rendszer** csak elvi szinten létezhet, **gyakorlatilag nem valósítható** meg, a következők miatt:

- képtelenség széles sávban hangolható, jó szelektivitású szűrőt építeni,
- komolyabb demodulátort igénylő adásokhoz nem valósítható meg széles sávban működő demodulátor.

A fenti problémára megoldható, ha a csatornaszűrés és a demodulálás egyetlen frekvencián történik, azaz a venni kívánt jelet „átalakítjuk” egy közbenső, ún. középfrekvenciára (e feldolgozási frekvencián üzemelő áramkörök a bemeneti RF- és a kimeneti alapsávi fokozatok *között* helyezkednek el, ezért, és nem az értéke miatt „középfrekvencia; KF” a neve). A frekvenciaátalakítás a vevőben elhelyezett, ún. helyi oszcillátor és egy nemlineáris egység, a keverő segítségével történik:



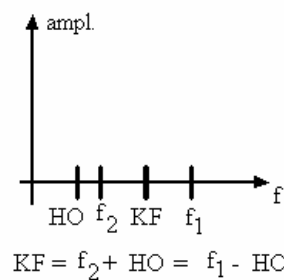
A keverő a nemlineáris átvitele következtében előállítja az antennáról érkező jelek és a helyi oszcillátor frekvenciájának lineáris kombinációit. A demodulátorba mindig az a jel jut be, amelynek rezgésszámát a helyi oszcillátor a KF értékére alakítja át. Célszerű, ha a keverő négyzetes karakterisztikájú vagy, ha lehetséges, négy síknegyedes szorzó (Gilbert-cellás keverő), annak érdekében, hogy a lehető legkevesebb termék álljon elő,

ugyanakkor a kimeneti jelek között szerepeljenek a bemeneti frekvenciák összegei és különbségei.

Attól függően, hogy a keverő kimenetén megjelenik-e valamelyik bemenetének jelspektruma, megkülönböztethetünk kiegyenlítettlen, egyszeresen vagy kétszeresen kiegyenlített keverőket.

Áramkörtechnikailag a keverő lehet a már fent említett négy síknegyedes szorzó, diódás (egy-, két- vagy négydiódás, különféle módokon kiegyenlített) nemlineáris fokozat, vagy akár nemlineáris munkapontba állított (de nem határoló!) erősítő fokozat.

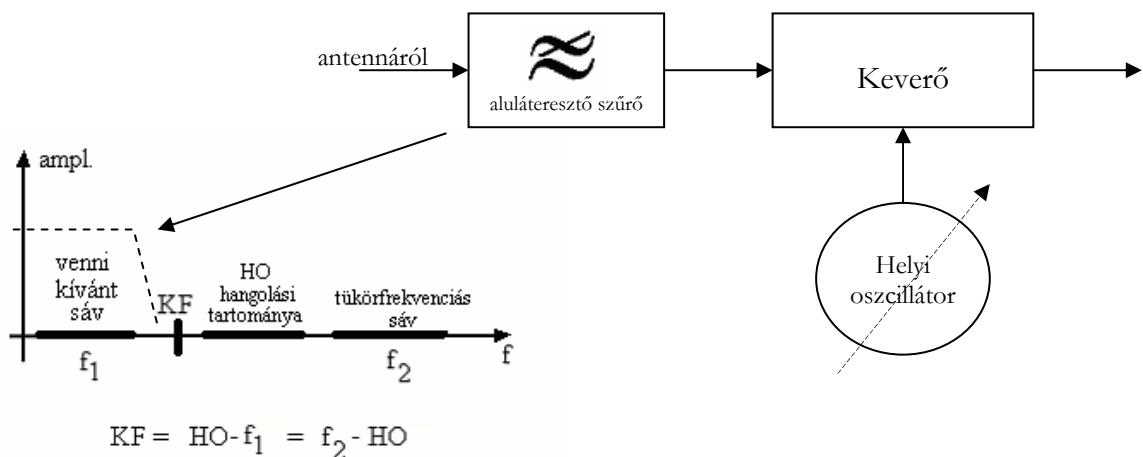
A fenti, ún. szuperheterodin vételi elv hátránya, hogy elméletileg egyszerre két jel (f_1 és f_2 az alábbi ábrán) is bejuthat a KF-fokozatba (tükörfrekvenciás vétel):



A tükörfrekvenciás vétel a frekvenciaátalakítás természetes velejárója, így csak a keverés optimalizálásával lehet védekezni ellene. Levezetés nélkül közöljük, hogy a legoptimálisabb a keverés, ha

- a KF értéke nagyobb, mint a még venni kívánt legmagasabb frekvencia, és
- a helyi oszcillátor rezgésszámát úgy választjuk meg, hogy a helyi oszcillátor frekvenciájából kivonva a venni kívánt jel rezgésszámát adódjon a KF.

Ekkor a tükörfrekvenciás sáv a lehető legtávolabb kerül a hasznos jeltartománytól és a vevő bemenetén elhelyezett aluláteresztő szűrővel elnyomható:



Megjegyzések:

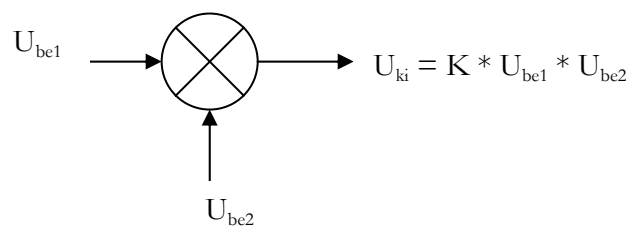
- Mivel optimális keverés esetén a KF nagyobb, mint a veendő legnagyobb frekvencia, legalább még egy belső keveréssel egy második, kisebb értékű, a

demodulálás/jelfeldolgozás számára kedvezőbb középfrekvenciára szokták lekeverni az első KF-et.

- Frekvencia átalakítást adóoldalon is alkalmaznak, azaz a modulált jelet egy meghatározott értékű KF-en állítják elő, majd felkeverik azt a tényleges sugárzási sávba.

b.) Keverőáramkörök

Az előző részből egyenesen következik, hogy a keverők két bemenettel és egy kimenettel rendelkező nemlineáris áramkörök, amelyek (többek között) a két bemeneti jel szorzatát, így frekvenciáik összegét és különbségét állítják elő:



Felépítésük alapján megkülönböztethetünk **passzív** és **aktív** keverőket:

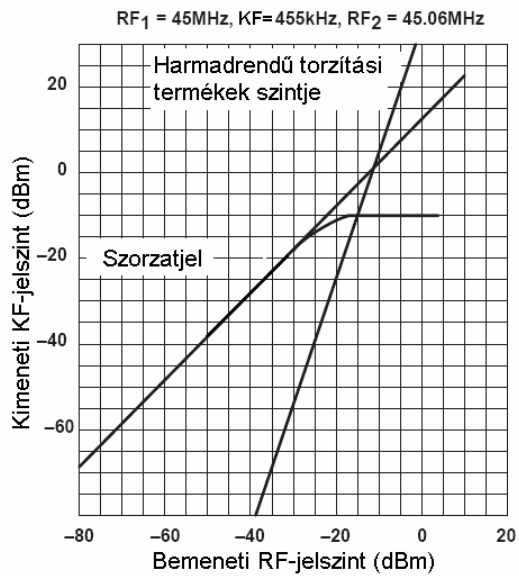
- a passzív keverők nemlineáris eleme dióda, egyenáramú előfeszítést nem igényel;
- az aktív keverők tranzisztoros áramkörök.

A keverők legfőbb jellemzői:

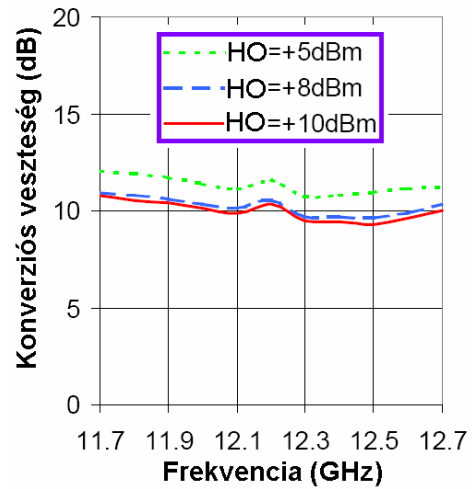
- **Konverziós erősítés:** a bemeneti RF-jel és a kimeneti KF-jel szintje közötti különbség. Passzív keverők esetén ez 0 dB-nél néhány dB-lel kisebb.
- **Kiegyenlítetttség:** a bemeneti jelek áthallása a kimenetre. Egyszeresen kiegyenlített keverők esetén csak az egyik bemeneti jel jelenik meg a kimeneten (a nemlineáris termékek mellett), míg a kétszeresen kiegyenlített keverők csak a nemlinearitás következtében előálló összetevőket adják le.
- **Linearitás:** a KF-jel és a bemeneti RF-jel szintje közötti kapcsolat. Bizonyos kivezérlési szintek között ez egyenes arányosság (állandó értékű erősítés/csillapítás), jellegét azonban a helyi oszcillátor jelszintje is döntően befolyásolja.

(Megjegyzésképpen: további jellemző a be- és kimeneti oldali állóhullám-arány, a zajtényező, az 1 dB-es érzékenység-csökkenési pont, a dinamikatartomány és a csatlakozási pontok közötti leválasztás).

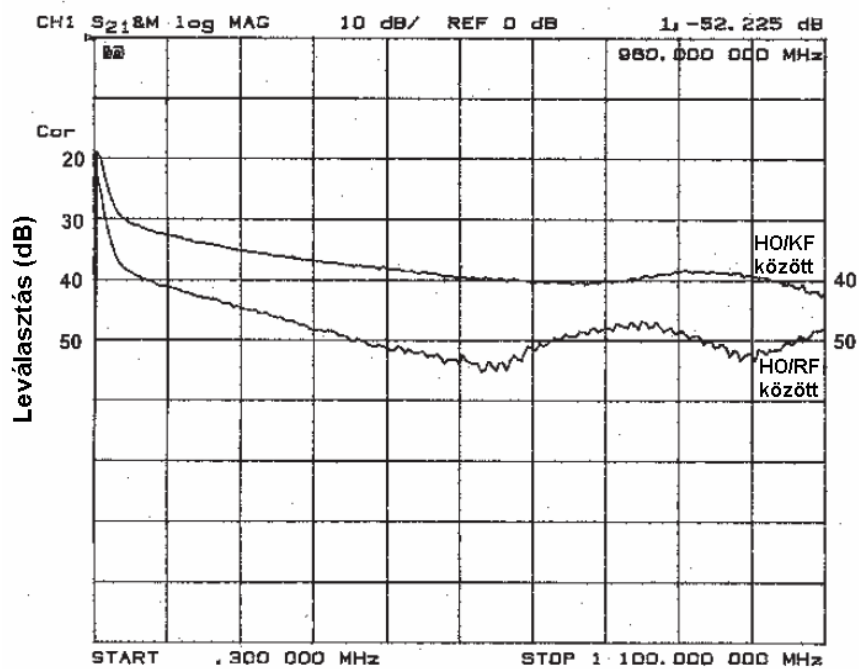
Példák a fenti paraméterekre:



Egy aktív keverő tipikus átviteli jelleggörbéi (Philips SA612A)



Összehasonlításképpen: egy műholdas fejegység passzív keverőjének konverziós vesztesége a helyi oszcillátor jelszintjének függvényében



Egy kétszeresen kiegyenlített, passzív keverő tipikus leválasztása a helyi oszcillátor bemenet és a másik két csatlakozási pont között

Kapcsolási példák:

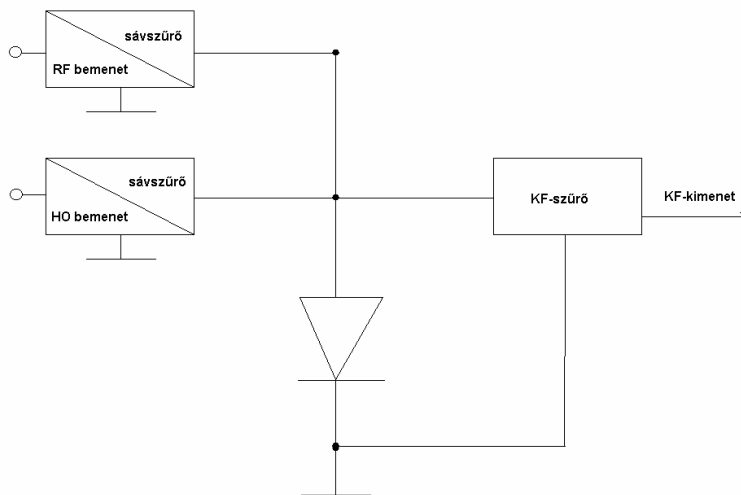
I. Passzív keverők

Általános elv: egy dióda áram-feszültség karakterisztikája nemlineáris, a nyitókönyök környékén domináns a négyzetes jellege. Ha a gerjesztő feszültség két RF-jel összege (t. a helyi oszillátor és a bemeneti jelé), akkor a kialakuló diódaáramnak lesz e két jel szorzatával arányos összetevője. Megfelelő szűrővel kiválasztható a továbbítani kívánt összeg- vagy különbségi jel.

A fentiekből következik, hogy különös gondot kell fordítani a be- és kimeneti oldalak lezárására.

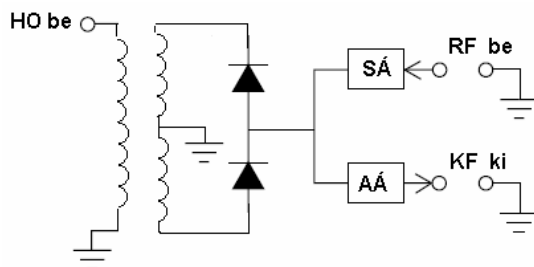
Tekintettel arra, hogy az alkalmazott jelszintek kicsik, Schottky- vagy PIN-diódákat szoktak alkalmazni a passzív keverőkben.

- A legegyszerűbb kapcsolás: az egydiódás, kiegyenlítettlen keverő



A dióda „átlagos” munkapontját és ily módon a fokozat érzékenységét és linearitását a helyi oszillátor jelszintje határozza meg!

- Egyszeresen kiegyenlített keverő

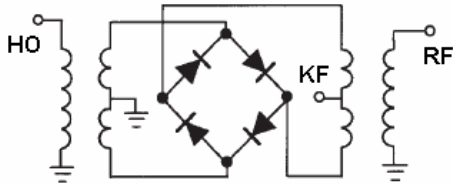


Értelemszerűen általában a helyi oszillátorra egyenlítik ki: a helyi oszillátor illesztőtranszformátorának földpotenciálra szimmetrikus, szekunder oldali jelét a

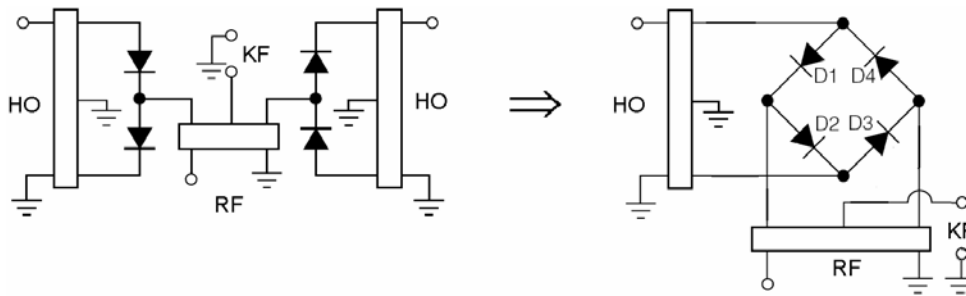
két dióda virtuális földpotenciálra osztja le, így a kimenetre nem „szivárog” át a helyi oszcillátor jele.

- Kétszeresen kiegyenlített keverő

Tipikus felépítése:

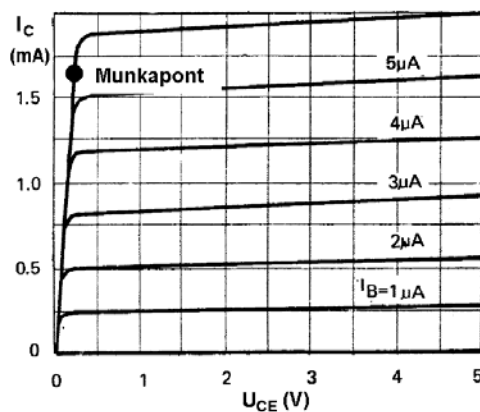


Működése az egyszeresen kiegyenlített keverőére vezethető vissza (az egyszerűség kedvéért a transzformátorokat téglalappal jelöltük) [3]:



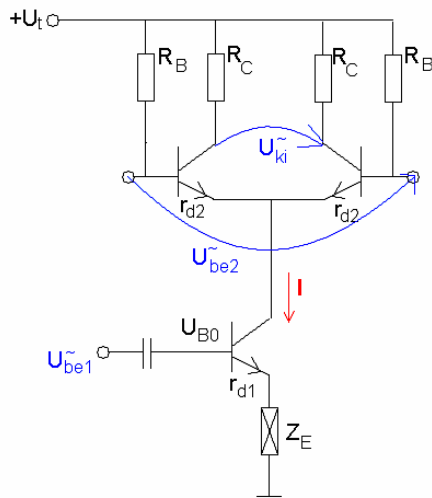
II. Aktív keverők

- A legegyszerűbb eset: „rossz” munkapontba állított erősítő



Itt felhívjuk a figyelmet arra, hogy ez meglehetősen igénytelen megoldás, noha — például—olcsó zsebrádiókban esetenként alkalmazzák.

- Egyszeresen kiegyenlített keverő



$$U_{be1} = \sin(\omega_1 t)$$

$$U_{be2} = \sin(\omega_2 t)$$

$$I = I_0 + I^- = \frac{U_{B0} - 0,6}{R_E} + U_{be1} \frac{Z_E}{r_{d1} + Z_E} * \frac{1}{Z_E}$$

$$|U_{ki}| = \frac{R_C}{r_{d2}} * U_{be2}$$

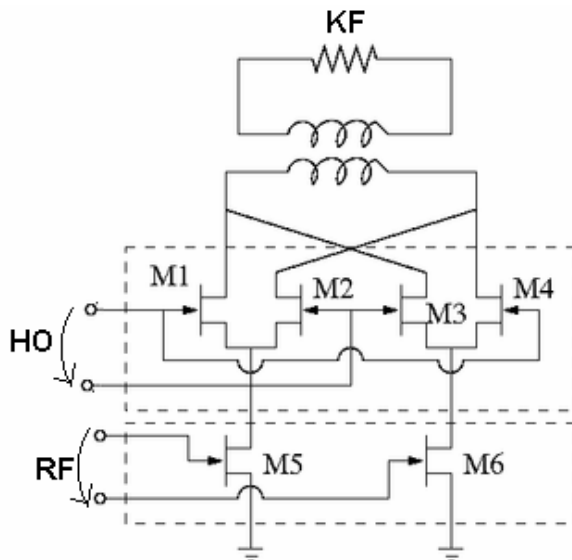
$$r_{d2} = \frac{2 * U_T}{I}$$

$$|U_{ki}| = \frac{R_C}{2 * U_T} * U_{be2} * \left(\frac{U_{B0} - 0,6}{R_E} + \frac{U_{be1}}{r_{d1} + Z_E} \right)$$

Konstans „Rezgő” rész
 → ω₂ frekvencián modulálatlan vivőt
 → A két váltakozó bemeneti jel szorzata!

A fenti levezetésből egyértelműen látható, hogy a kimeneti (szimmetrikus) jel az egyik gerjesztő feszültséggel arányos és a két gerjesztő feszültség szorzatát tartalmazó összetevőkből áll. Itt megjegyezzük (lásd később, az amplitúdómodulációt tárgyaló fejezetet is), hogy ez a kapcsolás a fenti jellege miatt **AM-DSB modulátorként** is használható.

- Négy síknegyedes szorzó: a Gilbert-cellás keverő



Kapcsolódó vizsgakérdés:

Ismertesse a szuperheterodin vevők működésének elvét, főbb egységeiket és jellemzőiket! Hogyan működik egy **optimálisan** megtervezett szuperheterodin vevő? Ismertesse a keverők főbb jellemzőit és típusait!

Figyelem! E kérdés kielégítő megválaszolásához az AM-modulátorként is alkalmazott kapcsolat működésének levezetése is szükséges!

Felhasznált és ajánlott irodalom:

- [1] Hainzmann-Varga-Zoltai: Elektronikus áramkörök, Tankönyvkiadó, Budapest, 1992.
- [2] Ulrich Rohde – Jerry Whitaker: Communications Receivers, McGraw-Hill, USA, 2001.
- [3] Bert C. Henderson: Mixers - Part 2; Theory and Technology, Watkins-Johnson Company, Vol. 8 No. 3 May/June 1981

2. Egyszerű nagyfrekvenciás erősítők

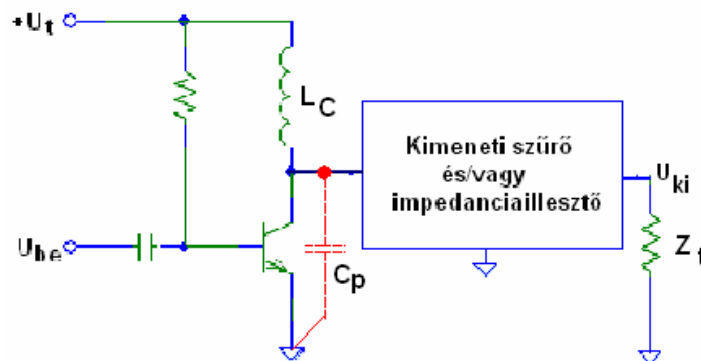
Szükséges előismeretek: bipoláris tranzisztorok és alapkapcsolásaik, egyszerű ellenütemű végfokozatok működése (F2. függelék). LC-szűrők jellemzői, jósági tényezője, típusai, tipikus létrakapcsolások, illesztés LC-körökkel (F3. függelék).

a.) „A” osztályú egytranzisztoros nagyfrekvenciás erősítők

A legegyszerűbb nagyfrekvenciás erősítők működésének alapelve ugyanaz, mint a hangfrekvenciás (elő)erősítőké. Probléma azonban, hogy nagyobb teljesítmény esetén nagyobb munkaponti árammal kell előfeszíteni a tranzisztort, ehhez azonban értelemszerűen magasabb tápfeszültség szükséges, a kollektorpotenciál megfelelő értéken tartásához. E kérdés másképpen is megközelíthető: elfogadható erősítés biztosításához „nagy” kollektorköri munkaimpedancia kell, amit ha ellenállással valósítanánk meg, nagy tápfeszültség-szintet igényelne. Kézenfekvő tehát, hogy a kollektorkörben induktív terhelés legyen ellenállás helyett*.

A fentiek mellett törekedni kell a lehető legegyszerűbb kapcsolások alkalmazására is, mert a félvezetők és a passzív alkatrészek parazita szórásai erősen jelentkeznek akár már néhány MHz-en is.

A leírtak alapján a legegyszerűbb „A” osztályú nagyfrekvenciás végfokozat felépítése a következő:



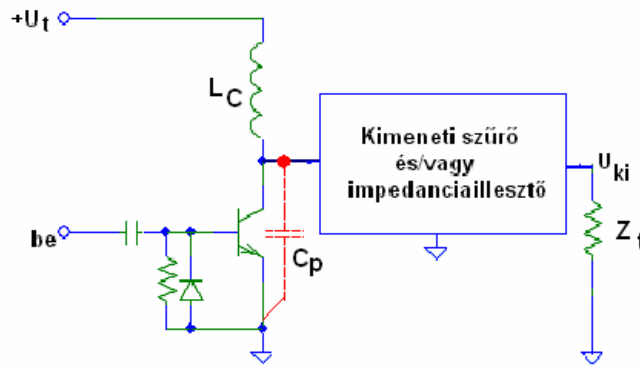
Figyelem!

A kollektorköri L_C induktivitás és a kimeneti illesztőkör méretezésekor tekintettel kell lenni a C_p (parazita) kollektor-emitter kapacitásra is, e három elem együttesen illeszti Z_t -t a tranzisztorhoz!

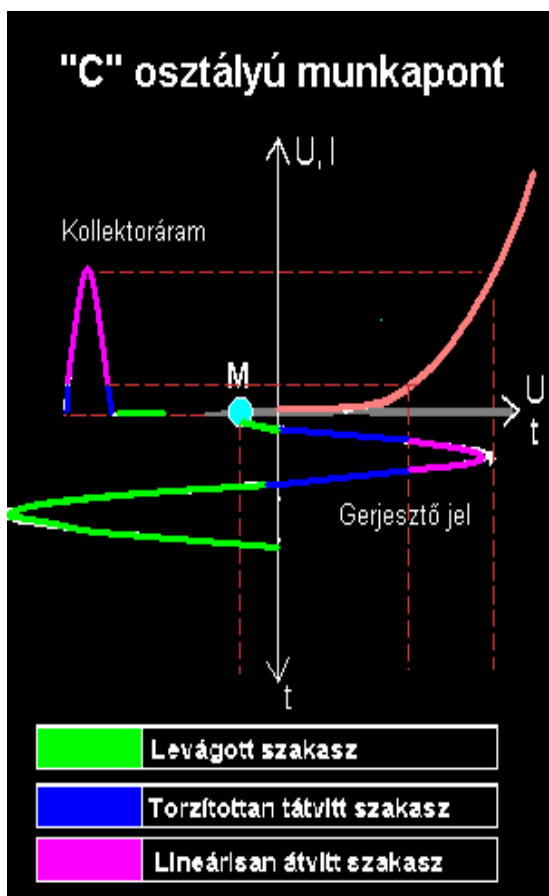
* Ez a megoldás hangfrekvencián két ok miatt sem alkalmazható: egyrészt, a jelek kicsi rezgésszáma miatt kivitelezhetetlenül nagy induktivitásokra lenne szükség, másrészt az induktív kollektorköri impedancia szelektívvé, erősen frekvenciafüggővé teszi az erősítőt. Nagyfrekvenciás áramköröknél ez általában nem baj, mert az átviendő relatív sávzélesség keskeny (még a szélessávú jelek esetén is), hangfrekvencián azonban 1000...3000 közötti a legnagyobb és legkisebb kezelendő frekvencia aránya, ami szelektív áramkörrel természetesen nem biztosítható.

b.) „C” osztályú, egytranzisztoros nagyfrekvenciás erősítők

Az előző pontban bemutatott erősítők hatásfoka meglehetősen gyenge. Egytranzisztoros kapcsolástechnikával elvi okok miatt nem valósítható meg „B” osztályú üzem, a hatásfok azonban jelentősen javítható a következőképpen: a tranzisztort lezárva feszítjük elő, és csak a jel egyik félperiódusában engedjük a kivezérést:

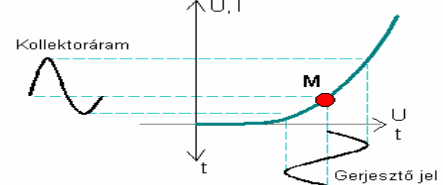


A bázishoz kapcsolódó dióda megakadályozza, hogy záróirányban jelentős tértöltésmennyiség halmozódjon fel az emitter-bázis átmenet kiürített rétegében, így a pozitív félperiódusban gyorsan nyit a tranzisztor. Mivel nyitóirányban sem ideális kapcsoló a tranzisztor, a kivezérés kevesebb, mint egy félperiódusában fog áram folyni rajta. Ez a „C” osztályú üzem, melynek folyási szöge kisebb, mint 180° .

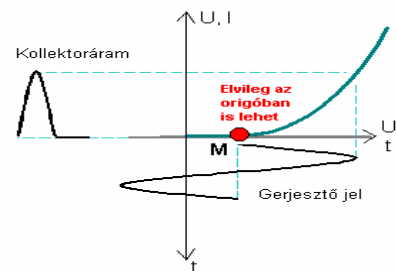


Összehasonlításképpen:

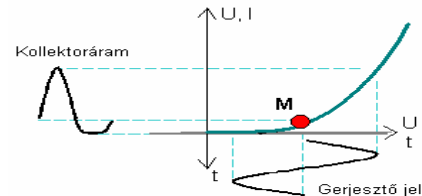
„A” osztályú munkapont



„B” osztályú munkapont

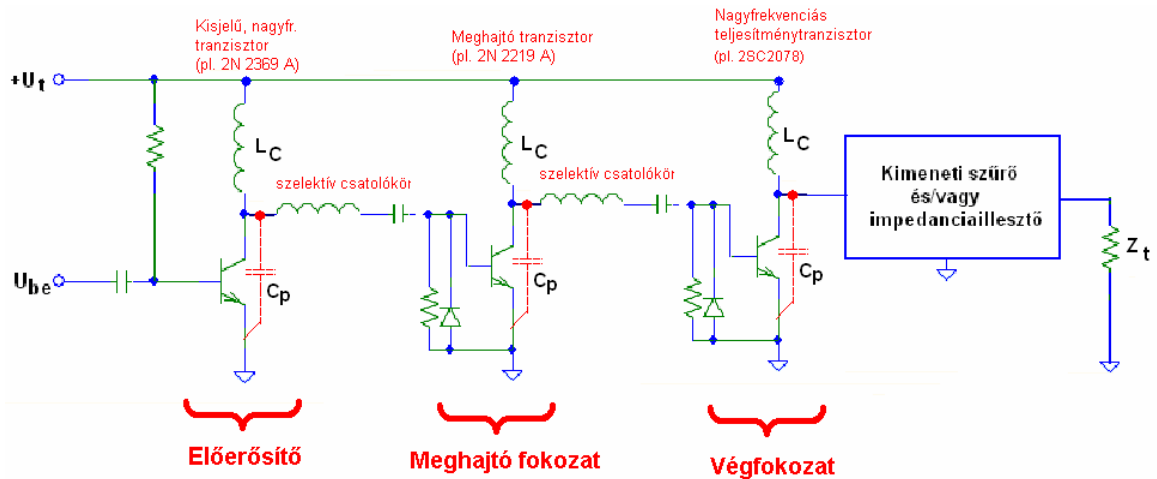


„AB” osztályú munkapont



A „C” osztályú működés hátránya, hogy átvitele nem alakhű és elvéből adódóan sok felharmonikusot termel. Mindezek következménye, hogy **szögmodulált** jelek erősítésére alkalmas (FM, FSK, QPSK), az egymáshoz kapcsolódó fokozatokat szelektíven kell csatolni és a kimeneti szűrőt is gondosan meg kell tervezni. Ez utóbbi alul- vagy sáváteresztő szűrő, impedanciaillesztő hálózat vagy ezek valamilyen kombinációja is lehet.

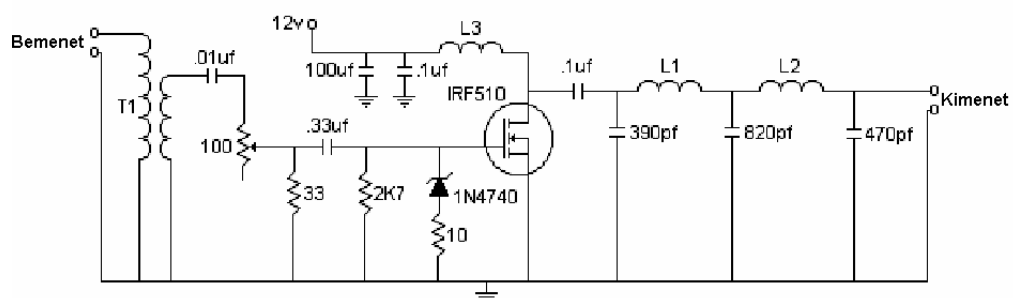
Mind az a.), mind a b.) pontban feltüntetett áramkörök tipikus tulajdonsága, hogy egy fokozattal kb. 8...10 dB erősíthető. Kaszkádba kapcsolva ezeket (általában 3 vagy 4 egységet szoktak sorba kötni) néhány Watt teljesítmény hozható ki.



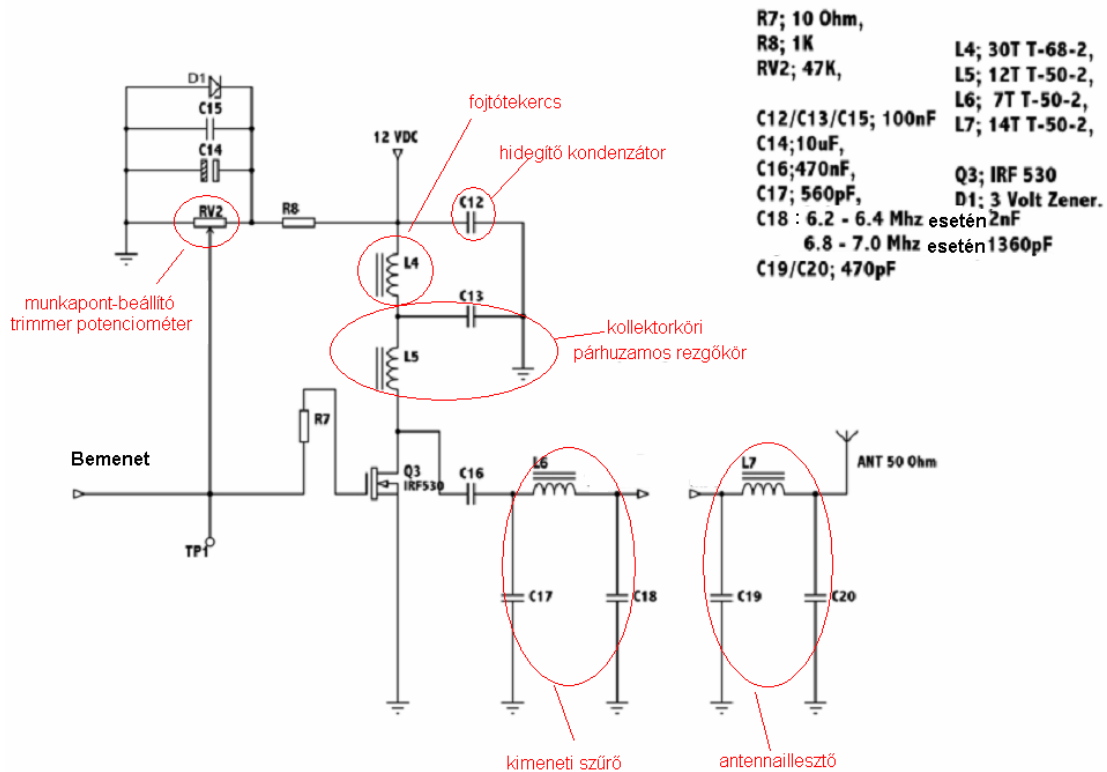
A jó hatásfok és meghajtás érdekében ügyelni kell az egyes fokozatok közötti megfelelő csatolásra. Ez különösen C osztályú üzem esetén fontos, mert a nemlineáris kivezérlés következtében egy fokozat variáns kapacitással terheli az előtte lévő egység kimenetét, ami szélessávú csatolás esetén jelentősen lerontja az átvitel hatékonyságát. **Itt is hangsúlyozzuk, hogy L_c , C_p és a csatoló kör együttesen illeszti egy fokozat bemeneti impedanciáját a megelőző fokozat kollektorköréhez!**

Megjegyezzük, hogy a fenti áramkörök kollektorköri tekercseivel párhuzamosan kapcsolt kondenzátorokkal javíthatjuk a fokozatok szelektivitását. Ennek két okból van jelentősége: egyrészt, a (nemkívánt) felharmonikusokra jutó energiát csökkenthetjük, másrészt a kollektor-emitter kapacitás hatását csökkenthetjük azáltal, hogy vele párhuzamosan beiktatunk egy kondenzátort. Ilyen esetben a sáv szélesség a párhuzamos rezgőkör jósági tényezőjével durván beállítható.

Példaképpen közlünk két gyakorlati kapcsolást is:



T1 - Pri. = 6T #24 szek. = 4T #24 -> FT37-43 testen
 L1 - 16T #24 -> T37-2 testen
 L2 - 19T #24 -> T37-2 testen
 L3 - 5T #22 -> FT37-43 testen



Kapcsolódó vizsgakérdés:

Ismertesse az egytranzistoros nagyfrekvenciás erősítők felépítését és működését! Mi a „C” osztályú munkapont-beállítás? Hogyan épül föl az egytranzistoros alapfokozatokból egy néhány watt kimeneti teljesítményt szolgáltatató végfokozat? Mire kell ügyelni ennek tervezésekor és miért?

Felhasznált és ajánlott irodalom:

- [1] Hainzmann-Varga-Zoltai: Elektronikus áramkörök, Tankönyvkiadó, Budapest, 1992.
- [2] Sípos Gyula: HI-FI erősítők építése, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1980.
- [3] Motorola RF Data Manual, MOTOROLA INC., 1980.

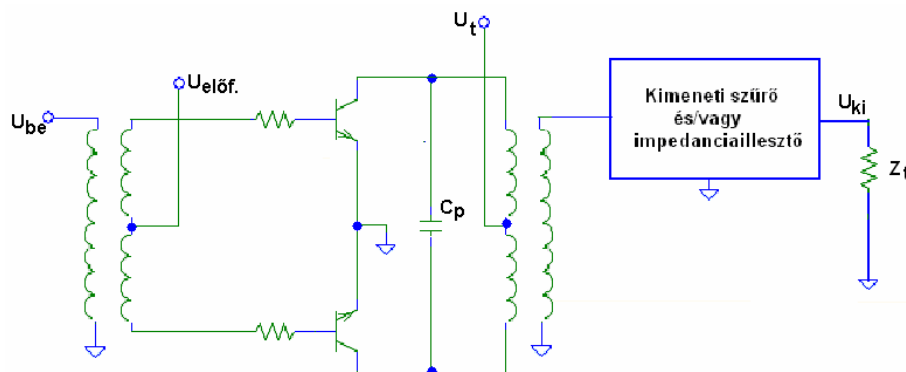
3. Nagyteljesítményű és szélessávú nagyfrekvenciás erősítők

Szükséges előismeretek: a jelen anyag 2. fejezete és az LC-szűrők jellemzői, jósági tényezője, típusai, tipikus létrakapcsolások, illetés LC-körökkel (F3. függelék).

Az előző fejezetben megismerkedtünk a nagyfrekvenciás erősítő alkapcsolásokkal. A kimeneti teljesítmény alapegységek sorba kapcsolásával fokozható egy határig, de túl sok kaszkádba kapcsolt fokozatot tartalmazó erősítő már nem lesz stabil abban az értelemben, hogy az egyes fokozatok visszahatásának következtében az egységek számának növekedésével egyre nehezebb kiilleszteni és megfelelően csatolni a fokozatokat. A teljesítmény növelésére ezért új megoldásokat kellett találni.

a.) Ellenütemű nagyfrekvenciás végfokozatok

A tápfeszültség növelése nélkül is jelentősen megnövelhető egy végfokozat kimeneti teljesítménye, ha úgy építjük meg, hogy a kimeneti jelét egymástól független, ellenütemben működő erősítőfokozatok szolgáltatják. Ilyen konstrukcióval az egytranzistoros fokozatokhoz képest kétszeres feszültségamplitúdó, azaz négyszeres teljesítmény biztosítható. Tipikus felépítésük a következő:



Figyelem!

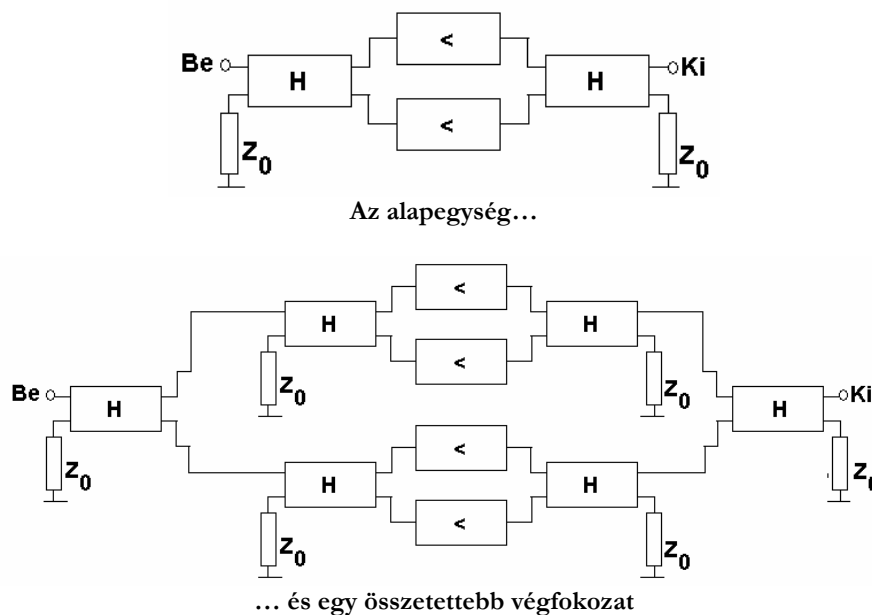
A két tranzisztor azonos típusú, de ellenütemben dolgozik. Az ellenütemű meghajtást a bemeneti transzformátor biztosítja. Mivel mindkét tranzisztor kollektorköréből hajtja meg a kimenetet, ez a kapcsolás nem sorolható be az F2. függelékben tárgyalt hangfrekvenciás ellenütemű fokozatok egyikébe sem.

Amint látható, a kimeneti jel szimmetrikus, így gondoskodni kell az aszimmetrikussá alakításról is (→transzformátor vagy balun; lásd az 5. fejezetet is). Az ilyen jellegű végfokozatokkal (megfelelő meghajtó teljesítmény esetén) 100 W nagyságrendjébe eső jelszintek szolgáltathatók. A tranzisztorok itt is „A”, „B”, „AB” vagy „C” osztályban feszíthetők elő. A gyakorlatban a munkapontot külön szabályozó egység állítja be az előfeszítő segédfeszültségen ($U_{előf}$) keresztül. A kollektorkört C_p állítja be rezonanciára az üzemi frekvencián.

A kapcsolás külön előnye, hogy ha az egyik félvezető tönkremegy, a másik ág még üzemképes maradhat, így a fokozat félteljesítménnyel tovább üzemelhet. Ez már a tartalékolás egy egyszerű de hatékony formája.

b.) Csatolt nagyfrekvenciás végfokozatok

Nagy kimeneti teljesítmény biztosítása, a tartalékolás és az erősítőfokozatok közötti visszahatás csökkentése* megoldható hibridekkel összekapcsolt „elemi” erősítőkkel is. Az alábbi blokkvázlat szemlélteti mindezt, ahol egy erősítőkocka lehet akár egytranzistoros erősítő, akár ellenütemű fokozat is (a „H” kocka 90° -os hibrideket jelöl; lásd az 5. fejezetet is):



Ezzel a megoldással egy erősítő berendezés teljesítményét akár kW-os nagyságrendig is fölvihetjük. Az elrendezés nagy előnye, hogy minél több elemből épül föl a végerősítő, annál kisebb teljesítménycsökkenést okoz egy fokozat kiesése, azaz nagyobb az üzembiztonság.

c.) Szélessávú végfokozatok

Az eddig ismertetett végfokozatok közös jellemzője, hogy keskeny sávúak, a hangolt kollektorkör és/vagy a belső csatolások illetve kimeneti szűrő miatt. Valódi szélessávú működés (amikor nagy a relatív frekvencia-átfogás) nem valósítható meg már rövidhullámon sem, mert az alkatrészek (főleg a félvezetők) jellemzői (áramerősítési tényező, meredekség, stb.) nagymértékben függnek a frekvenciától.

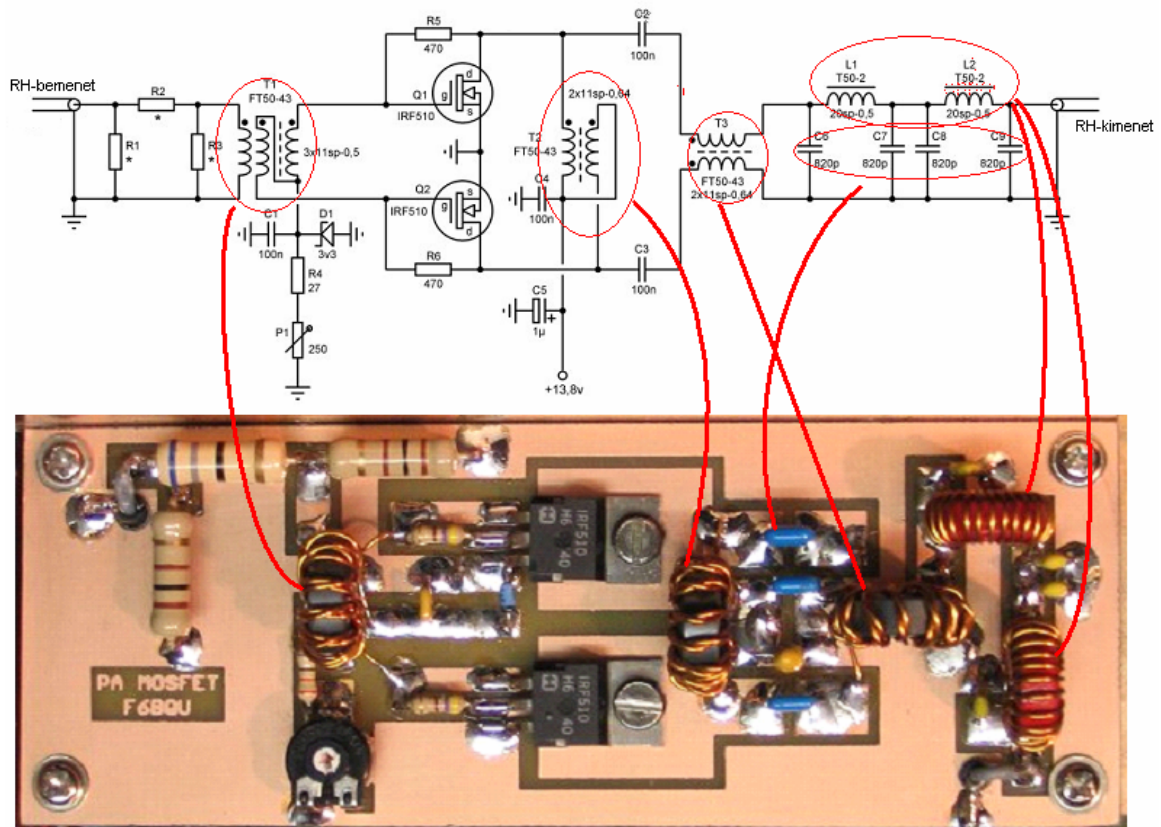
Viszonylagos értelemben vett szélessávú átvitel azonban biztosítható. Két hatást kell figyelembe venni, ezek „kijátszásával” kielégítve a szélessávú igényeket:

* Az ellenütemű kapcsolásnál az egyik tranzisztor meghibásodása (például az emitter-bázis átmenet rövidzárrá való átégése) erősen visszahat a másik tranzisztorra és az előző fokozatra is. A jelen fejezet részben ismertetett hibridek jó védelmet nyújtanak ezekkel a hatásokkal szemben.

- a frekvencia növekedésével csökken a félvezetők erősítése (β , meredekség) \equiv alacsonyabb frekvenciákon nagyobb az erősítés;
- a fokozatok és a terhelés közötti illesztés —elvéből adódóan— egy szűk frekvenciasávban működik csak.

Mindezekből egyenesen következik, hogy célszerű egy végfokozatot a felső határfrekvencia környezetében kiilleszteni. Ekkor a belső erősítés már kisebb, de a hangolás miatt még elfogadható az átvitel. A frekvencia csökkenésével ugyanakkor az illesztés romlásából adódó veszteséget ellensúlyozza a javuló erősítés. Ily módon 1:2 arányú frekvencia-átfogás megvalósítható, ami már a felső-rövidhullámú tartományban is több 10 MHz abszolút sávszélességet jelent, az UHF-sávban pedig kifejezetten szélessávú üzemet (például 450 – 900 MHz, stb.).*

Végül, példaképpen közlünk egy gyakorlati kapcsolást is (erre az 5. fejezetben még visszatérünk a passzív elemek tárgyalásakor):



* A hangfrekvenciás erősítők üzemi tartománya jellemzően 20 Hz-től 20 kHz-ig terjed, ami 1000-szeres átfogás. Ez a valódi szélessávú működés, ebből a szempontból az összes nagyfrekvenciás erősítő keskenysávú. A „szélessávú” jelző tehát az abszolút átviteli tartományra értendő nagyfrekvenciás rendszerek esetén.

Kapcsolódó vizsgakérdés:

Ismertesse az ellenütemű nagyfrekvenciás végerősítők és a csatolt fokozatokból felépülő nagyfrekvenciás teljesítményerősítők felépítését és működését! Hogyan biztosítható a szélessávú átvitel nagyfrekvenciás végerősítők esetén?

Felhasznált és ajánlott irodalom:

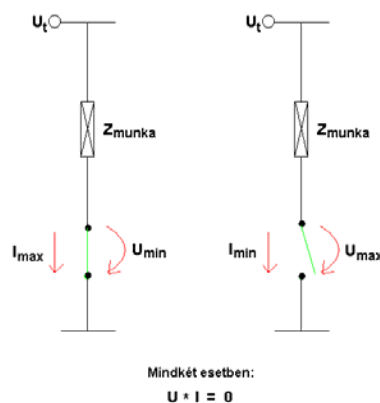
[1] Motorola RF Data Manual, MOTOROLA INC., 1980.

4. Kapcsolóüzemű végfokozatok

Szükséges előismeretek: a jelen anyag 2. és 3. fejezete, továbbá az LC-szűrők jellemzői, jósági tényezője, típusai, tipikus létrakapcsolások, illesztés LC-körökkel (F3. függelék).

A kimeneti teljesítmény növekedésével egyre kritikusabb a jó hatásfok biztosítása. Ez nemcsak a fogyasztás, hanem konstrukciós okok miatt is lényeges (végtranzisztorok hűtése, tápegység méretezése, stb.). A hatásfokot döntően a végtranzisztorokon keletkező veszteségi teljesítmény rontja, így ennek minimalizálására kell törekednünk.

Egy aktív elem akkor a legkisebb a disszipáció, ha az valódi kapcsolóként működik: bekapcsolt állapotban vezet (\rightarrow nagy áramfelvétel), de ellenállása nulla, így nem esik rajta feszültség, míg kikapcsolt állapotban ugyan nagy rajta a feszültségesés, de mivel teljesen lezár az eszköz, nem folyik rajta áram. Mindkét esetben tehát nulla lesz a feszültség és az áram szorzata az aktív alkatrészen, azaz nincs veszteségi teljesítmény:

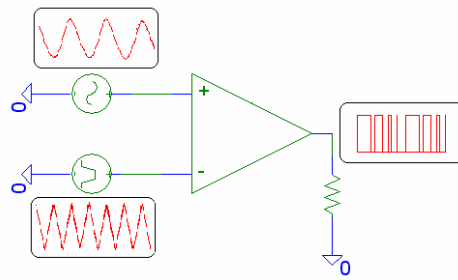


A leírtak persze csak ideális esetben teljesülnek, a valóságban soha, de a hatásfok javítása érdekében törekednünk kell az ideális kapcsolóüzem megközelítésére.

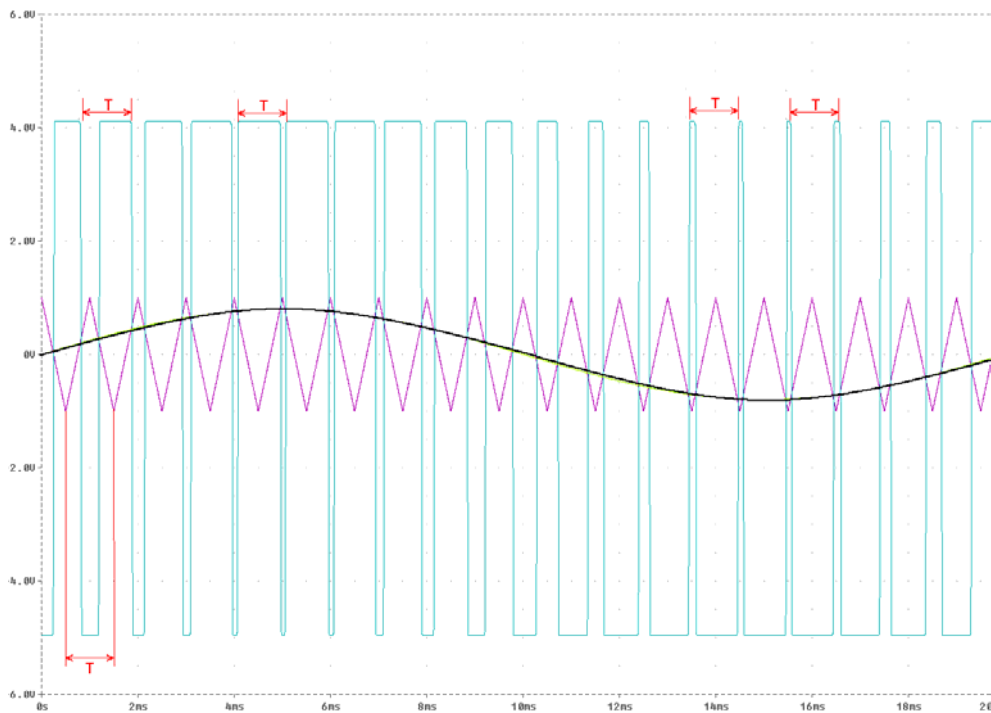
A kapcsolóüzemű erősítők —működési elvükből adódóan— számos felharmonikust termelnek, ezért komoly szűrésre van szükség az alapharmonikus kiemelésé és az összes többi összetevő elnyomása érdekében. Működésük szempontjából a következő kapcsolóüzemű erősítőket különböztethetjük meg:

a.) Impulzusszélesség-modulált („D” osztályú) végfokozatok

A legkézenfekvőbb kapcsolóüzemű működés impulzusszélesség-modulált jelekkel valósítható meg. Ekkor az erősítendő jel és egy nála lényegesen nagyobb rezgésszámú háromszögjel segítségével olyan impulzussorozatot állítunk elő, melynek frekvenciája állandó (a „mintavevő” segédjelének rezgésszámával egyezik meg), kitöltési tényezője viszont a bemeneti jel amplitúdójával lesz arányos: nagyobb amplitúdóhoz nagyobb kitöltés tartozik.

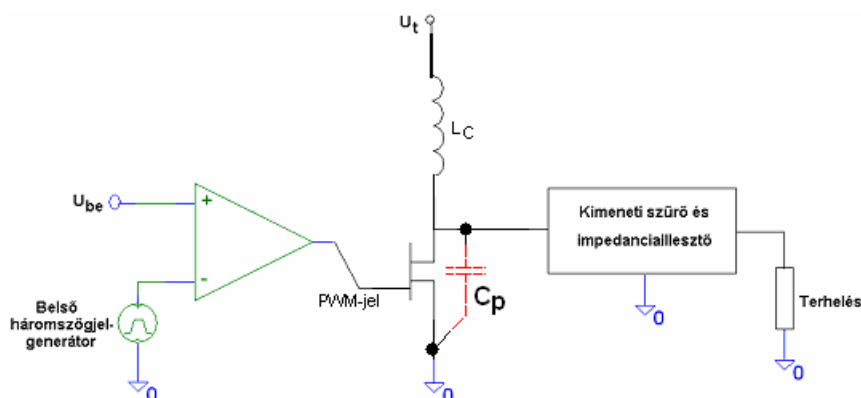


Impulzusszélesség-modulált jel előállítása komparátorral



A „mintavevő” háromszögjel (lila), a lényegesen kisebb frekvenciájú, átvindó szinuszjel (fekete) és a kimeneti impulzusszélesség-modulált jel (ciánkék)

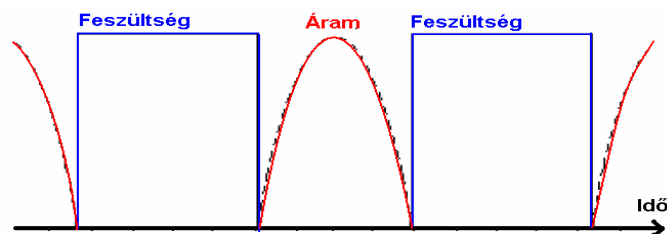
Az impulzussorozat vezérli a kapcsolóüzemben működő teljesítménytranzisztort. A kimeneti szűrő az impulzussorozat (kitöltési tényezővel arányos) pillanatnyi teljesítményének megfelelő amplitúdót szolgáltat, visszaadva az eredeti jelalakot:



„D” osztályú erősítők tipikus elvi felépítése; az aktív erősítő elem FET, a legtöbbször MOS-FET

A „D” osztályú erősítőkkel igen jó, akár 90% körüli hatásfok is elérhető, hátrányuk azonban működési elvükből következik: a vezérlő impulzussorozat spektruma nagyon széles sávú, a kapcsoló tranzisztor(ok)nak pedig e tartományban végig működniük kell! Mindezek miatt ez a konstrukció csak hangfrekvencián, kiváló alkatrészekkel megépítve esetleg néhány száz kHz-ig működőképes.

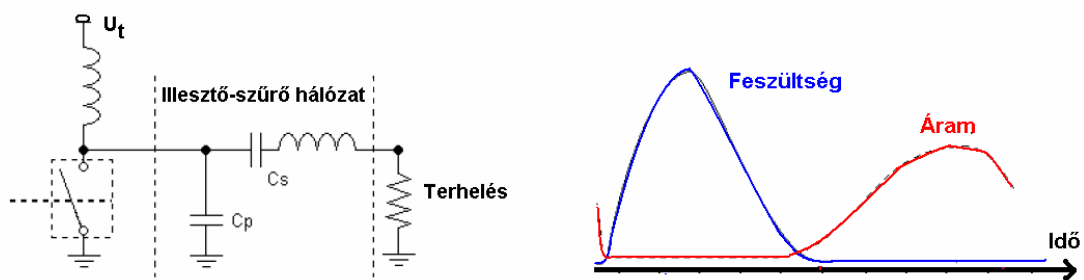
A gyakorlati „D” osztályú végerősítők tranzisztorainak jellemző feszültség- és áramjelalakjai (a tranzisztor induktív terhelést „lát”):



b.) „E” osztályú végfokozatok

A kapcsolóüzemű működés úgy is megfogalmazható, hogy az erősítő félvezetőn eső feszültség és a rajta áthaladó áramhullám egymással ellenfázisban van. Nagyfrekvenciás áramkörökben ez a feltétel az erősítőt követő szűrő-illesztő hálózat megfelelő méretezésével biztosítható.

Az „E” osztályú erősítők jellemzője, hogy a kapcsoló tranzisztor kapacitív terhelést „lát”. A tényleges lezáró impedancia az alapharmonikusra hangolt illesztőhálózaton (legtöbbször soros rezgőkörön) keresztül kapcsolódik az erősítő tranzisztorhoz. A kimeneti szűrő impedanciájának kapacitív jellege miatt a nullátmeneteknél késik a feszültség hullám felfutása az áramhullámhoz képest:

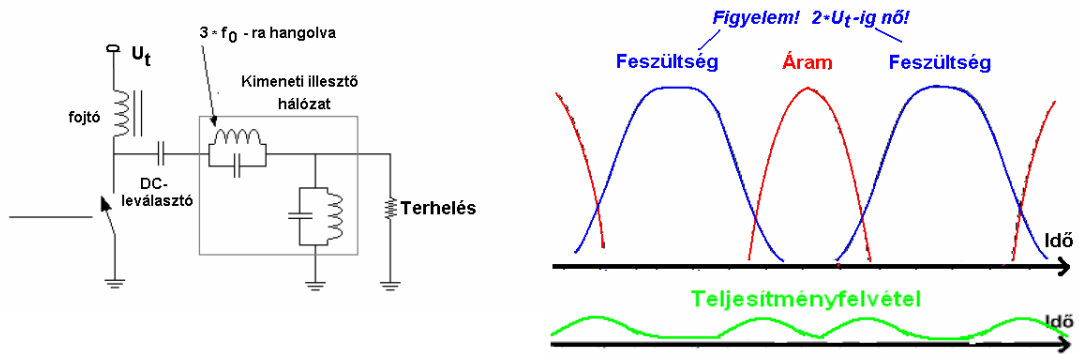


c.) „F” osztályú végfokozatok

A hatásfok a feszültség és az áram hullámalakjának további „négyzetesítésével” javítható, miközben a kimeneti teljesítményt is fokozhatjuk. Mindezt a kimeneti szűrő megfelelő kialakításával érhetjük el:

- az alapharmonikustól eltérő (különösen annál nagyobb) frekvenciákon kapacitív terhelés helyett induktív jellegűt mutat → a felharmonikusokat nem hidegíti;

- a páratlan felharmonikusokon szakadást mutat → ezzel teljes feszültségreflexiót és áram-minimumot okoz.



Felhasznált és ajánlott irodalom:

- [1] Anthony Lawrence Long: High Frequency Current Mode Class-D Amplifiers With High Output Power and Efficiency, M.S. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, University of California, Santa Barbara, May 2003

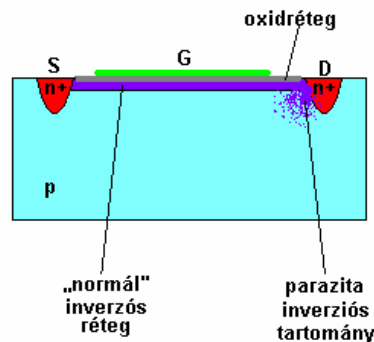
5. Különleges félvezetők és elektroncsöves végfokozatok

Szükséges előismeretek: félvezető-technológiai alapok, MOS-eszközök felépítése, elektronfizikai és elektroncsövekkel kapcsolatos alapfogalmak.

a.) A nagyfrekvenciás végfokozatokban alkalmazott térvezérlésű félvezetők

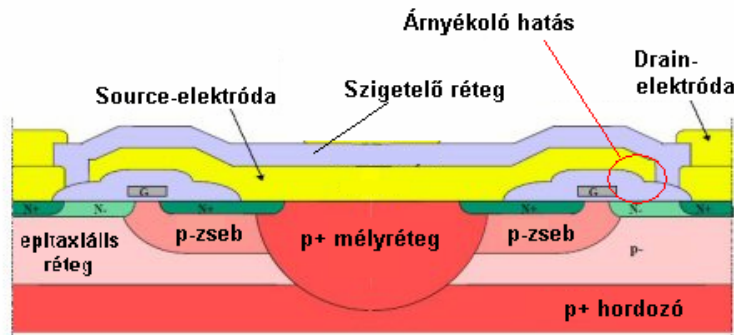
A nagyfrekvenciás végfokozatokban a bipoláris tranzisztorokat egyre inkább kiszorítják a térvezérlésű tranzisztorok, azok közül is elsősorban a MOS technológiájúak (lásd a 2. és 3. fejezetben közölt gyakorlati kapcsolásokat)*. A térvezérlésű eszközök előnye, hogy ugyanazon kapcsolástechnika mellett jobb hatásfok valósítható meg velük, mert —szemben a bipoláris tranzisztorokkal— feszültségvezéreltek, félvezető átmenetük nem vesz fel a *vezérléshez* szükséges áramot. Mindezek ellenére a térvezérlésű tranzisztorok is terhelik a megelőző fokozatot, mert a technológiából adódó bemeneti kapacitásuk vesz fel áramot. Ideális esetben ez azonban csak meddő teljesítményt hordoz, azaz egy jelperiódusra nézve veszteséget nem jelent —valójában igen kicsi veszteséget csak.

A végtranzisztorok nyelő (drain) elektródáján nagy feszültségamplitúdó jelenik meg. A hagyományos felépítésű MOS-tranzisztorok esetében ez okozhat problémát: erősen pozitív drain-feszültségnél parazita inverziós réteg jöhet létre a csatornán, jelentősen lerontva a MOS-tranzisztorok jellemzőit és vezérelhetőségét. Például, egy N-csatornás, növekményes MOSFET esetén ez a következőképpen néz ki:



A kivezérelhetőség (megengedett legnagyobb drain-feszültség) növelése érdekében fejlesztették ki a korszerű, széles körben használt, vízszintes rétegszerkezetű, ún. LDMOS tranzisztorokat („laterally diffused” MOS; lásd a szöveget is). Lényegük, hogy erősebben adalékolt p-réteget hoznak létre a kapuelektroda alatt, amely megakadályozza a drain által keltett parazita inverzió kialakulását. Emellett, a legkorszerűbb LDMOS-okban a kapuelektroda fölött egy árnyékoló réteget is kialakítanak, amely jelentősen lecsökkenti a drain-gate kapacitást:

* A záróréteges FET-ek kapuelektrodája nagyjelű kivezélés esetén elvileg kaphat olyan szintű és polaritású feszültséget, amely az egyébként záróirányban előfeszített gate-source átmenetet kinyitja. Ez akár az eszköz tönkremeneteléhez vezető áramterhelést is okozhat. A fém-oxid kapuelektrodájú térvezérléses tranzisztoroknál a szigetelő oxidréteg megakadályozza az ilyen jellegű folyamatokat.



Közös source-szal rendelkező, két tranzisztort tartalmazó LDMOS-struktúra

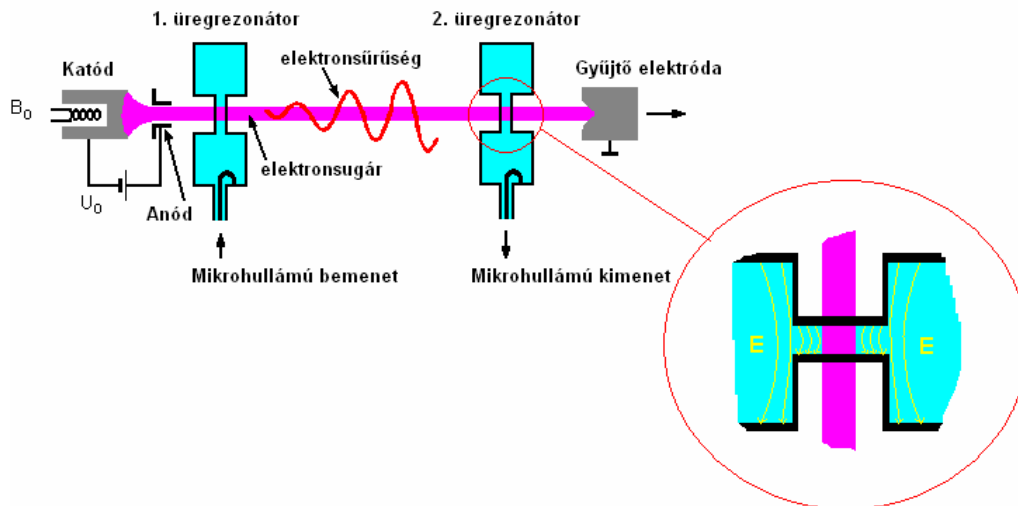
b.) Elektroncsöves nagyfrekvenciás erősítők

A félvezetős végerősítők hátránya, hogy egy fokozatból jellemzően 10 dB körüli erősítés hozható ki a néhányszor 10 W-os tartományban (esetleg 100-200 W-ig). Nagyobb kimeneti teljesítményhez és /vagy nagyobb erősítéshez több egységet kell kaszkádba kapcsolni illetve közösíteni. Ez a probléma egyszerűen, egy fokozattal is megoldható különleges, nagyfrekvenciás elektroncsövek segítségével. Noha az elektroncsövek az elektronika legtöbb területéről kiszorultak, bizonyos adástechnikai rendszerek (például műholdas átjátszók, lásd lejjebb) még mindig ilyen eszközökre épülnek.

A nagyteljesítményű, nagyfrekvenciás erősítőcsövek működésének lényege, hogy a katódból elindított és nyalábbá fókuszált, egyenletes áramsűrűségű elektronáramban az elektronok időbeli eloszlását az erősítendő jellel megváltoztatjuk: csomósodásokat és ritkulásokat hozunk létre, amelyek az anódkörben jelentős áram- és feszültségingadozásként jelentkeznek. Az elektronáram „modulációja” alapvetően kétféleképpen érhető el, ennek megfelelően két nagyfrekvenciás nagyteljesítményű csőtípust különböztethetünk meg.

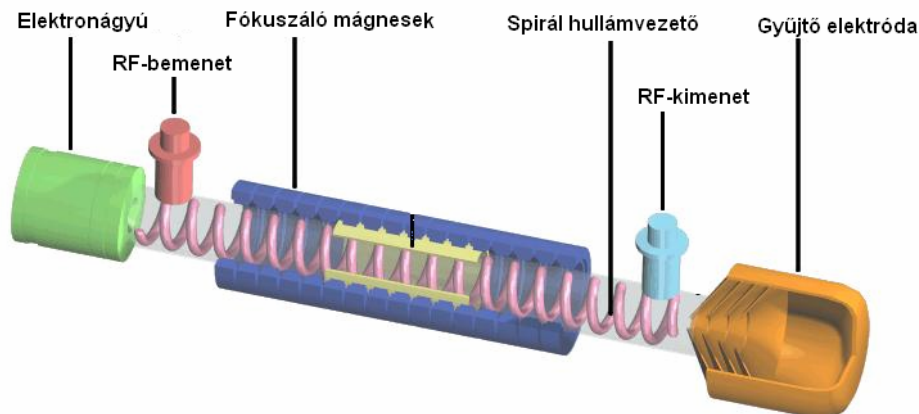
Az egyik típus az ún. klisztron (felépítését lásd a következő oldalon). Az elektronagyúból kilépő, fókuszált elektronnyaláb üregrezonátorokon halad keresztül. A főerősítendő jelet az első üregrezonátorba csatoljuk be. A rezonátorban elhelyezett réseknél koncentrálnak a gerjesztő jel terének erővonalai, a pillanatnyi rezgésállapottól függő sűrűsödéseket és ritkulásokat létrehozva az elektronnyalábban. A következő üregrezonátort már a „modulált” nyaláb gerjeszti, amely visszahat az elektronnyalábra, fokozva a csomósodást. Az üregrezonátorok után már jelentős sűrűsödés-ritkulással rendelkező áram éri el az anódkört, ennek megfelelő feszültségcsökést keltve. Az üregrezonátorok közötti átvezető szakaszokon az elektronnyaláb fókuszálását fenntartó (elektro)mágnesek találhatók.

Egy klisztronnal jellemzően 30 és 40 dB közötti erősítés érhető el, azaz 1 W bemeneti teljesítmény mellett már akár 10 kW-ot megközelítő kimeneti jelszint is kivehető! Félvezetős erősítőkkel csak több erősítőmodul közösítésével tudunk ilyen teljesítményeket biztosítani. Működésük lényegéből adódóan (ti. hogy igen nagy jósaági tényezőjű üregrezonátorokra épül) azonban nagyon keskeny a klisztronok relatív sávzélessége (1-2%). Az erősítés rovására, az üregrezonátorok kismértékű félrehangolásával kb. 5%-ig növelhető a relatív sávzélesség.



Példa kétüreges klisztronra (régébbi TV-adókban jellemzően 4 üregesek találhatók)

A nagyfrekvenciás, nagyteljesítményű elektroncsövek másik csoportját a haladóhullámú csövek alkotják:



Működésük lényege, hogy az elektronágyú után az elektronnyalábot egy spirál alakzatban felcsavart vezető belső tengelye mentén vezetik végig, amely vezető a fölerősítendő (gerjesztő) mikrohullámú jelet továbbítja. Az elektronáramot „moduláló” nagyfrekvenciás jel elvileg fénysebességgel halad, a csavart vonalú terjedés miatt azonban az elektronnyaláb által érzékelt csoportsebesség a menetemelkedés arányában ennél kisebb lesz. Megfelelő méretezéssel elérhető, hogy a vezető mentén haladó hullám csoportsebessége és az elektronnyaláb részecskéinek sebessége megegyezzen, így jelentős csomósodások és ritkulások keletkeznek az elektronáramban, amíg az végighalad a helix mentén. Az anód oldalán ugyanaz a hatás lép fel, mint a klisztronnál.

A haladóhullámú cső erősítés- és teljesítmény-jellemzői hasonlóak a klisztronéhoz. Nagy előnye, hogy —mivel nem nagy szelektivitású elemekre épül—, sáv szélességét a csőtápvonal átviteli jellemzői határozzák meg, így relatív sáv szélessége lényegesen nagyobb, mint a klisztroné. Ugyanakkor a hátránya is e szerkezetéből adódik: hosszirányú mérete a vivő hullámhosszának többszöröse, így az UHF-sávban és az alatti frekvenciákon lényegesen nagyobb a haladóhullámú cső, mint a klisztron. Ma leginkább a műholdas átjátszóknak alkalmazzák, 10 GHz körül ugyanis már annyira rövid a hullámhossz, hogy a geometriai méret nem jelent problémát, a szélessávú, nagy erősítés

azonban követelmény (a lehető legkisebb helyfoglalás és legegyszerűbb konstrukció mellett. Érdekességképpen megjegyezzük, hogy az elmúlt két évtizedben, amióta nagy tömegben folytatnak műholdas műsorszórást, olyan katódanyagokat alkalmaznak a haladóhullámú csövekben, amelyekkel 15 éves folyamatos üzem biztosítható*.

Figyelem!

A klisztronok és a haladóhullámú csövek működési elvéből következik, hogy ezek az eszközök csak „A” osztályban üzemelhetnek!

Kapcsolódó vizsgakérdés:

Ismertesse a következő eszközök felépítését, jellemzőit és működését:

- LDMOS tranzisztorok,
- klisztronok,
- haladóhullámú csövek!

Felhasznált és ajánlott irodalom:

- [1] Dr. Szokolay Mihály – Dr. Gschwindt András: Rádió adóberendezések, Tankönyvkiadó, Budapest, 1970.
- [2] Dr. Jachimovits László – Dr. Berceli Tibor - Gödör Éva – Endresz György: Mikrohullámú áramkörök, Tankönyvkiadó, Budapest, 1992.
- [3] Dr. Simonyi Károly: Elektronfizika, Tankönyvkiadó, Budapest, 1987.

* Vessd össze az ipari csövek 10 000 órás élettartamával.

6. Adók passzív alkatrészei, részegységei

Adóberendezések rendszertechnikája

Szükséges előismeretek: szűrők, fáziskorrektorok és illesztőkörök (F3. függelék), továbbá nagyfrekvenciás mikrohullámú passzív alapáramkörök (iránycsatolók, hibridek, stb.) alapszintű ismerete.

a.) Kisteljesítményű ferritmagos eszközök

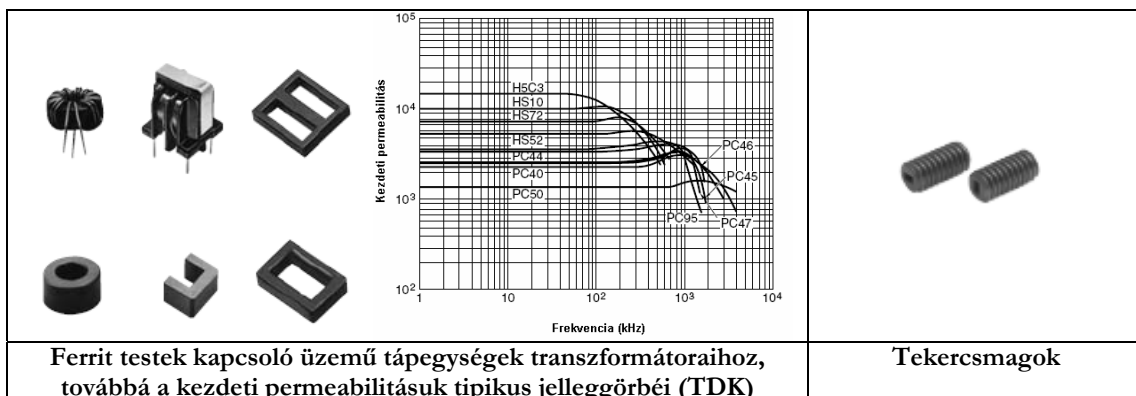
A nagyfrekvenciás erősítők fojtó- és kollektor- illetve drainköri induktivitásai, továbbá az erősítőfokozatok közötti csatolást biztosító transzformátorok sok esetben ferromágneses tulajdonsággal bíró anyagra tekercselve készülnek. Ezen anyaggal szemben támasztott követelmények:

- ferromágneses tulajdonságok,
- az örvényáramok okozta veszteség elkerülése érdekében lehetőleg minél nagyobb fajlagos ellenállás.

Ilyen jellemzőkkel a fém-, vas- és oxigénatomokat tartalmazó, ún. ferritek rendelkeznek. A legegyszerűbbek összegképlete MeFe_2O_4 , ahol Me két vegyértékű fém, például Mg, Mn, Zn, Ni, Cu, stb. További fématomok (például Co) és Fe_3O_4 adalékolásával széles határok között állítható a ferritek kezdeti permeabilitása, veszteségi jellemzői, stb.

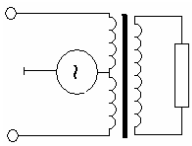
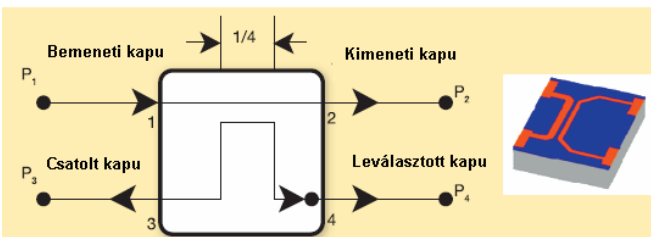
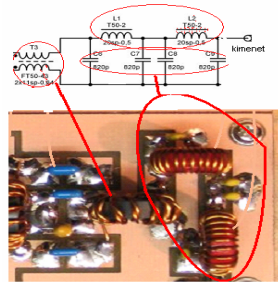
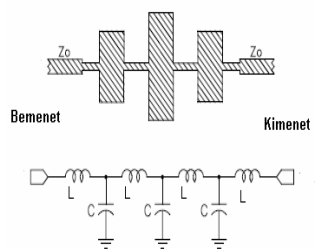
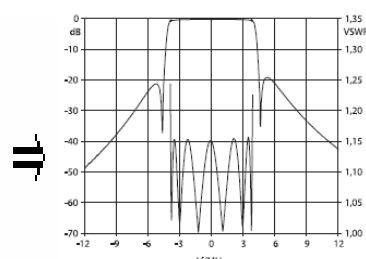
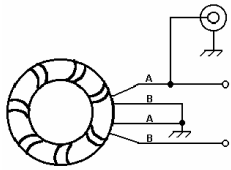
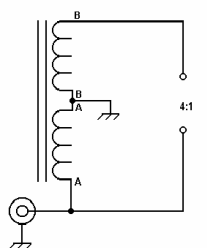
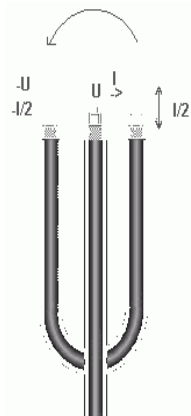
A ferritek részletes összetételét, a bennük lejátszódó fizikai folyamatokat és ebből adódó alkalmazásukat [1] részletesen ismerteti, a ferriteket tartalmazó nagyfrekvenciás eszközök (például izolátor, polarizáció-forgató, stb.) működését pedig [1] és [2] tárgyalja, ezért a továbbiakban csak mint „vasmagot” tekintjük (lásd xxx. fejezet, AM-vevőantenna).

Alkalmazásuk egészen a több tíz GHz-es tartományig terjed (izolátor, stb.), de induktív alkatrészek magjaként csupán egy-két száz MHz-ig találkozhatunk velük. Példaképpen lásd az alábbi felvételeket és a 3. fejezet végén lévő fényképet (transzformátor mag). A teljesítmény (és így a gerjesztő H-tér) növekedésével (tipikusan a meghajtó- és végfokozatokban), a nagy kivezélés miatt könnyen telítésben mehetnek a ferritek, így ezekben az esetekben gyakorlatilag csak légmagos induktivitásokkal és transzformátorokkal találkozhatunk.



b.) A nagyfrekvenciás végerősítőkben és adókban alkalmazott passzív elemek

A nagyfrekvenciás végfokozatokban a következő passzív elemekkel találkozhatunk:

Megnevezés és felhasználás	Eszköz	Típusos kivitel
<p>Hibridek:</p> <p>jelek szétosztása és összegzése adófokozatok között</p>	<p>Frekvenciától független transzformátoros</p> <p>vagy tápvonalas</p>	 
<p>Szűrők:</p> <p>az adó parazita jeleinek elnyomása</p>	<p>Áramköri modulon belül LC-elemek vagy elosztott paraméterű szűrők (microstrip, stripline, stb.),</p> <p>az adó nagyteljesítményű kimenetén csőtápvonal</p>	  
<p>Transzformátorok, balun:</p> <p>szimmetrikus jel átalakítása aszimmetrikussá és viszont</p>	<p>Ferritmagos vagy tápvonalból kialakított balun</p>	   $\frac{2U}{\frac{I}{2}} = 4Z$ <p>ahol</p> $Z = \frac{U}{I}$

c.) Adók rendszertechnikája

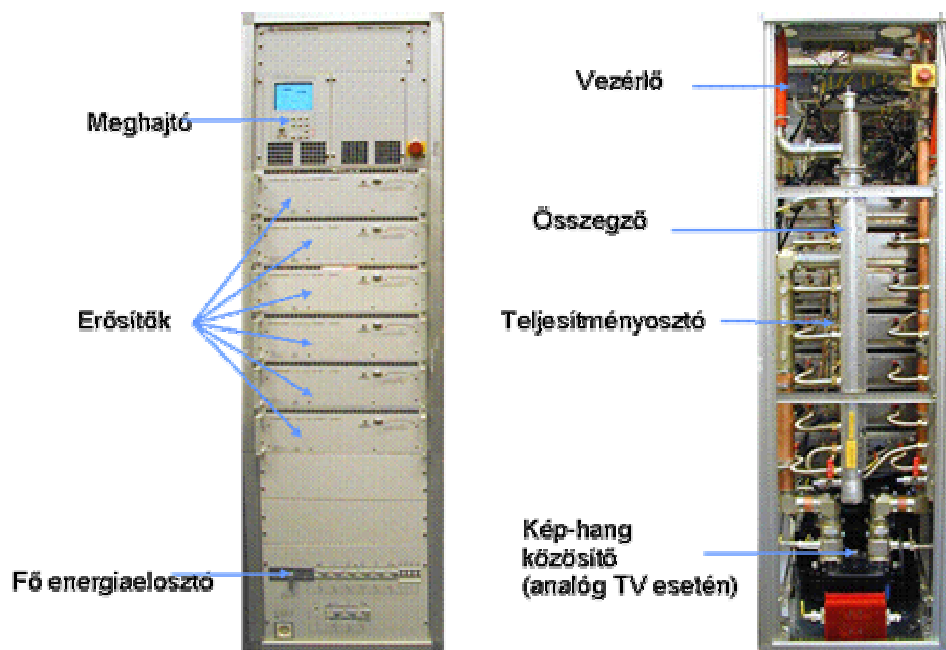
Az adók bemenete kisszintű, az átviendő alapsávi jelnek megfelelő sávzélességű és jellegű kapu (analóg vonali hangfrekvenciás vagy videó-bemenet, MPEG-2 illesztőfelület, stb.), amely a stúdió jelét fogadja*.

Rendszertechnikailag a következő főbb egységeket különíthetjük el:

- Az ún. meghajtó egység fogadja a kisugárzandó** (analóg vagy digitális) jeleket, és előállítja a modulált KF- vagy végső vivőfrekvenciás jelet olyan amplitúdóval, amelyet az adó igényel (ez általában 1 mW és 1 W közötti szint, konstrukciótól függően). Ez tehát a modulátor és kis- vagy közepes szintű erősítő, frekvencia-transzponálással.

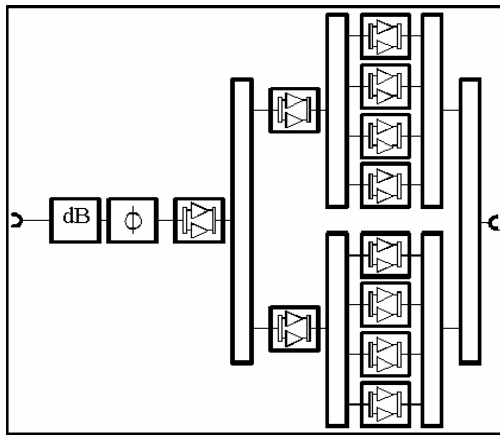
Figyelem! Ezt a meghajtó egységet fogalmilag ne tévesszük össze az erősítők meghajtó fokozataival, amelyek a végtranzistorok megfelelő kivezélését biztosítják! Az előbbi angol szaknyelvi megfelelője „exciter module”, az utóbbiaké „driver stage”.

- A végfokozat, amely a meghajtó egység jelét erősíti föl. Konstrukciótól függően vagy a meghajtó egység szolgáltatja a végső frekvenciát, vagy a teljesítményerősítővel egybeépített keverő. Az utóbbi esetben a meghajtó KF-et ad ki.
- Kimeneti passzív és kiegészítő egységek: a hang- és kép-adók jeleit közösítő fokozat (diplexer; analóg TV-technikában alkalmazzák), az egyes végerősítők jeleit egyesítő (jellemzően csőtápvonalas) összegző, a kimeneti szűrő és impedanciaillesztő, a különféle adókonstrukciók műterhelései (lásd később), továbbá a hűtő- és tápellátó rendszer elemei.



* Amennyiben a stúdióból optikai vagy mikrohullámú átjátszó láncon továbbítják az adást, az adó telephelyén üzembe állított vevő-demodulátor berendezések szolgáltatják az adók bemeneti jeleit.

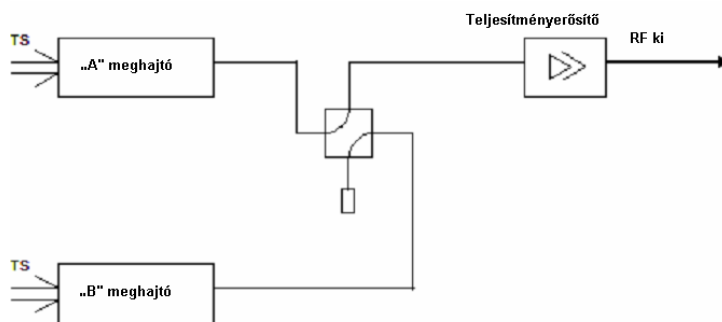
** Szándékosan nem alapsávi jeleket említünk itt. Analóg rendszereknél helyes lenne ugyan ez a szóhasználat, digitális modulációnál azonban az alapsávi jelek a vektor-modulátor fázis- és kvadratúra-jelei (lásd F4. függelék), nem pedig a kép- és hanginformációkat képviselő adatfolyamok.

Egy kis ismétlés: a végerősítő-lánc tipikus felépítése (R&S VH 602)

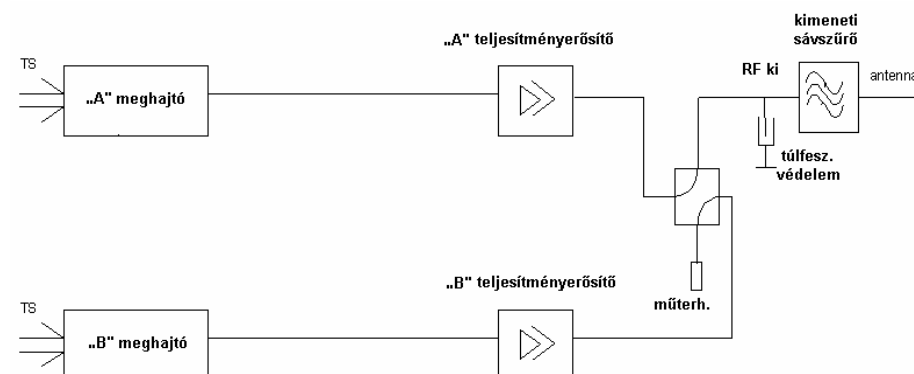
A bemeneten látható amplitúdó- és fázistoló fokozat feladata az erősítőre jellemző lineáris torzítás inverz karakterisztika szerinti előtorzítása. Egyes esetekben a végerősítő lágy nemlineáris torzítását kompenzáló előtorzító fokozat is lehet itt, sokszor a kimenetről közvetlenül visszacsatolt szabályozással működve. Mindez természetesen valós idejű, komoly digitális bemeneti jelfeldolgozást igényel.

Variációk egy témára: meghajtás és tartalékolás*

Egy végfokozat két meghajtóval:

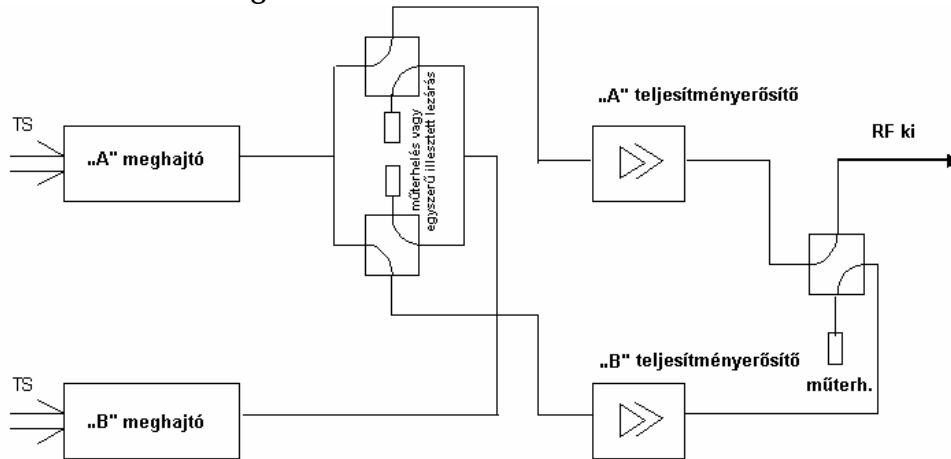


Teljes tartalékolás egyszerű, de nem rugalmas változata:

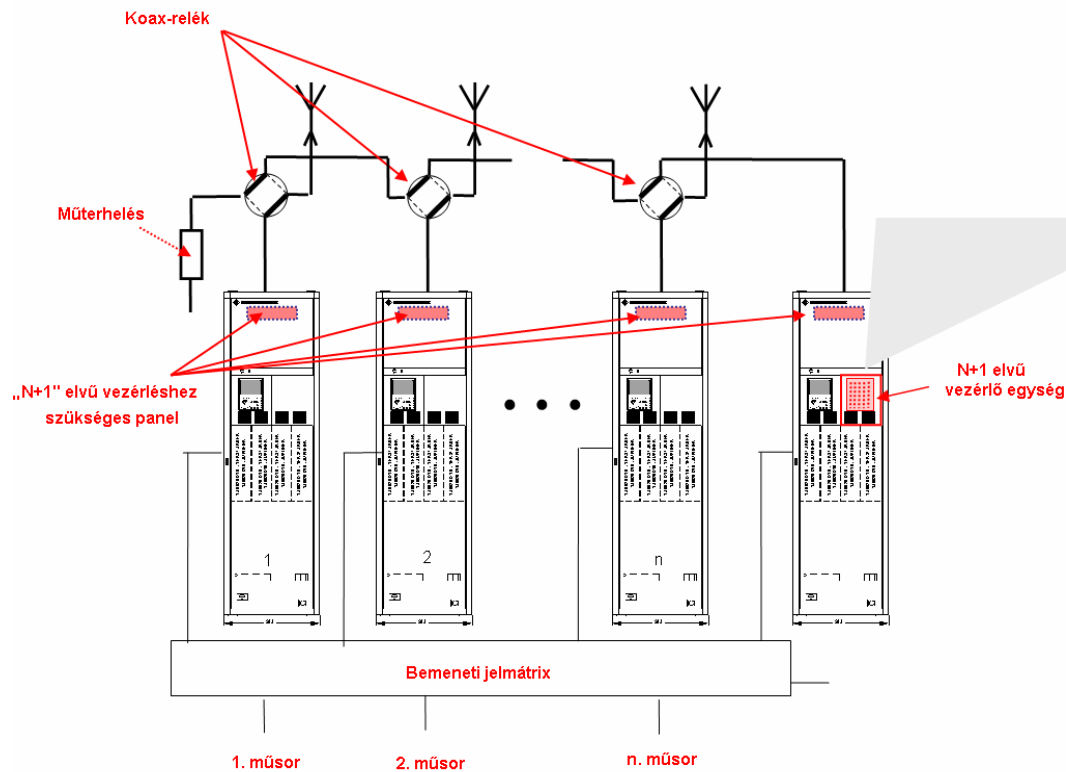


* A következő ábrák „kapcsoló négyzetei” koax-reléket jelképeznek!

Amikor minden rugalmas:



„N+1” alapelvű tartalékolás:



Figyelem!

Egyes nagyteljesítményű, nagyfrekvenciás alkatrészek (különösen műterhelések) BeO-ot tartalmazhatnak, amely jó hővezető, de elektromosan szigetelő. A BeO rendkívül mérgező, még belélegzésétől is óvakodni kell!

A korszerű adókkal szembeni általános követelmény, hogy erősítő egységeik üzem közben is cserélhetőek legyenek. Ez táp- és rádiófrekvenciás csatlakozási pontok kialakításán kívül a hűtőfolyadék-csatlakozásokkal szemben is komoly követelményt jelent!

Adók hűtése

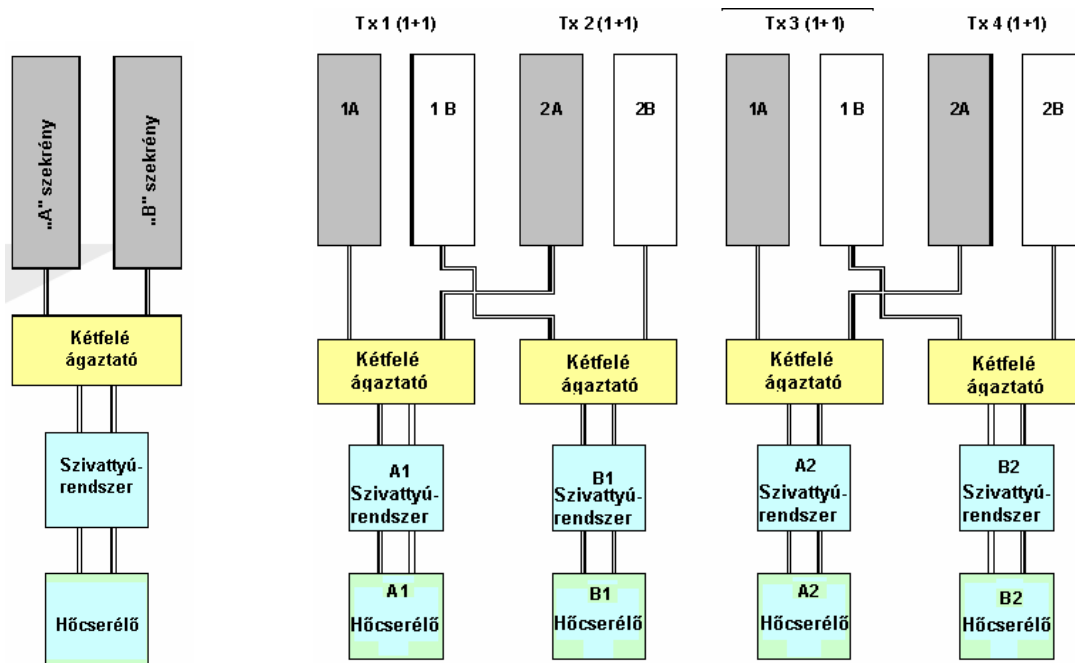
Alapvetően háromféle hűtéstechnikai elvet alkalmazhatunk a végfokozatok hőmérsékletének kézben tartására:

- léghűtést (természetes vagy forszírozottat),
- sugárzásos hűtést (műholdakon, űrtechnikában), illetve
- folyadékűtést.

Néhány gondolat a folyadékűtésről

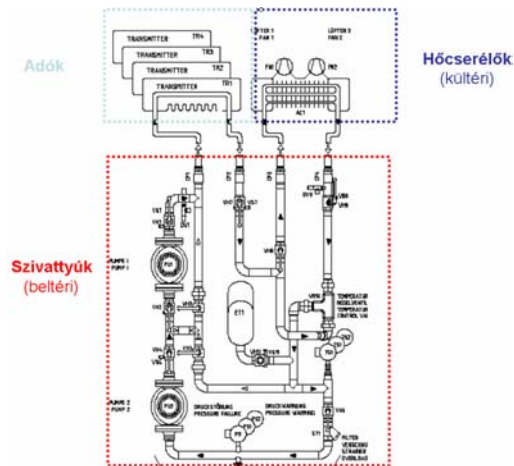
- A keringési kör a végtranzisztorok és a tápegység hűtőbordáin keresztül vezet
- Az összegző ballaszt ellenállása is hűtött: a hűtővezetékre van erősítve
- Külső hőcserélők: radiátor ventilátorral
- A hűtőrendszer is tartalékol (szivattyúk, hőcserélők, ventilátorok...)
- Hűtőfolyadék: Antifrogen N (-30°C ... +50°C) ☠
→véd a korrózió ellen
- Biztonsági szelepek: javítható a hűtőrendszer üzem közben

Folyadékűtés tipikus megvalósításai

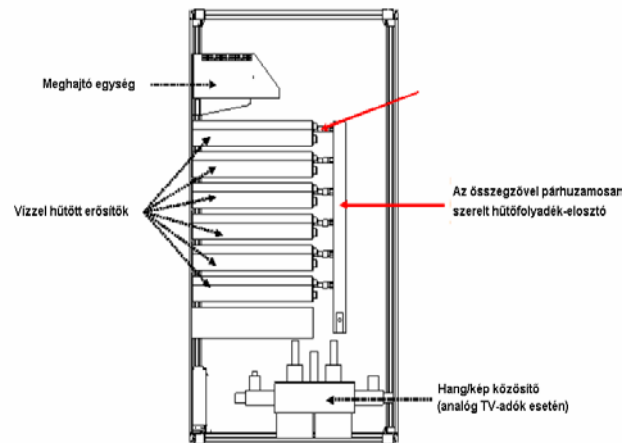


Tartalékoló végfokozat egy hűtőrendszerrel

A hűtőrendszer is tartalékol



Hűtőrendszer szerkezeti elemek feltüntetésével



A hűtőfolyadék áramlása egy erősítőn belül

Kapcsolódó vizsgakérdések:

1. Mik a ferritek, hol, hogyan alkalmazzák ezeket? Röviden ismertesse a nagyfrekvenciás erősítőkben és adókban alkalmazott passzív eszközök (iránycsatolók, szűrők, stb.) jellemző felépítését!
2. Blokkvázlat szintjén ismertesse az adóberendezések jellemző felépítését és működését (részegységek és feladataik, hűtéstechikai alapelvek, tartalékolási megoldások)!

Felhasznált és ajánlott irodalom:

- [1] Dr. Kiss István – Ványai Péter: A ferrit, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1969.
- [2] Dr. Jachimovits László – Dr. Bercei Tibor - Gödör Éva – Endresz György: Mikrohullámú áramkörök, Tankönyvkiadó, Budapest, 1992.
- [3] Chris Reynolds: Passives for RF design, RF Design, August 2005
- [4] Broadcast Components and Systems, Spinner katalógus, 2007.

7. AM-rendszerek

8. FM-rendszerek

9. A digitális műsorszóró rendszerek alapelemei

A DVB-rendszer csatornakódolása

Szükséges előismeretek: digitális modulációval kapcsolatos alaps ismeretek (F4. és F5. függelék).

a.) Fogalmi és filozófiai alapkérdések

Általános filozófiai nézet, hogy a digitális rendszerek *elvileg* pontatlanabbak, mint az analógok, mert dinamikatarományukban véges számú, diszkrét állapotokat vehetnek fel, míg az analóg rendszerek folytonosan működve végtelen finomságúak. A gyakorlatban, amennyiben a digitális rendszer felbontása megfelelő, ez természetesen fordítva alakul, elsősorban a megbízhatóság és a stabilitás tekintetében.

A műsorszórásban a kvantáláson túlmenően tömörítik is jeleket, a spektrális hatékonyság fokozása érdekében, ráadásul veszteséges tömörítő eljárásokkal, amelyek tovább rontják a digitális jelminőséget az analóghoz képest. A halló- és látórendszerünk „ügyetlenségeit” kihasználva azonban (szintén elvileg) észrevehetetlenné tehető e veszteségek okozta minőségromlás. A digitális rendszerek jelentős előnye ugyanakkor, hogy hibajavító fokozattal rendelkeznek, így az átviteli út által okozott zavarokat egy ideig képesek kompenzálni (szemben az analóg jelekkel, amelyekben jól érzékelhetők akár már a kisebb zavaró hatások is). Ha viszont a jelsérülés mértéke meghaladja a hibajavító fokozatok képességeit, a digitális átvitel összeomlik, míg az analóg ekkor (ha zajosan is) üzemképes marad egy ideig. A leírtakat szemlélteti az alábbi egyszerű példa, hasonló vételi viszonyok felvett analóg és digitális műholdas TV-műsor esetére:

		
Jó minőségű analóg kép	A zajosodás a nagyfrekvenciás összetevőknél látható először	Összeomlás határán lévő analóg műholdas TV-adás

		
Digitális kép jó minőségű vétel esetén	Digitális kép rossz minőségű vétel esetén	Digitális kép az összeomlás határán lévő vétel esetén
Nem látható különbség e két eset között, amíg a hibajavító fokozatok „bírnak szusszal”.		

A fent elmondottak alapján, felépítésük tekintetében minden digitális műsorszóró rendszer az alábbi három fő logikai egységre tagolható:

- Alapsávi kódoló: kép- és/vagy hangtömörítő fokozat, amely a digitalizált adatfolyamokat valamilyen elv illetve szabvány szerint tömöríti (például MPEG, AVI, stb.). Ez általában veszteséges tömörítő eljárás szokott lenni.
- Csatornakódoló: a modulációt megelőzően az átviteli csatorna jellemzőinek megfelelő hibavédelemmel (hibajavító kóddal) látja el a továbbítandó adatokat.
- Modulátor: az átviteli csatorna jellemzőinek megfelelő modulációt állít elő.

A továbbiakban az alapsávi kódolóval nem foglalkozunk. Abból indulunk ki, hogy a legtöbb jelenlegi digitális műsorszóró rendszer MPEG-2 adatfolyamokat továbbít (további szabványokat lásd a 12. fejezetben). Külön kiemeljük azonban, hogy a csatornakódoló és a modulátor felépítése, működése rendszerenként jelentősen változik, attól függően, hogy földfelszíni, műholdas vagy kábeltéves átvitelről, mozgó vagy állóhelyű vételről illetve televíziós vagy rádiós műsorsugárzásról van-e szó.

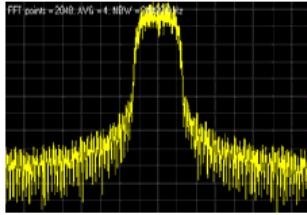
A továbbiakban a hazai és az európai műsorszórást meghatározó DVB szabványcsoportot tárgyaljuk, előtte azonban röviden vázoljuk a jelenleg bevezetett illetve felfutóban lévő nagyobb digitális TV- és rádiórendszereket:

	TV			Rádió	
	Állóhelyű	Mozgó		Állóhelyű	Mozgó
Földfelszíni	DVB-T ATSC ISDB-T	T-DMB DVB-H		DAB DAB+ DRM	DAB DAB+
Műholdas	DVB-S DVB-S2	-		Worldspace	-
Kábeles	DVB-C	-		Nem jellemző	-

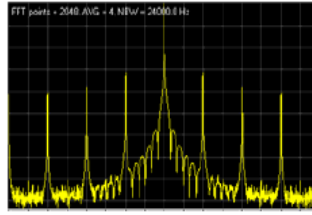
b.) A DVB-rendszerekben alkalmazott csatornakódolás

A digitális műsorszóró rendszerek jelenleg döntően MPEG2-adatfolyamokat továbbítanak. A modulálást megelőzően elő kell készíteni az átviendő információt a rádiócsatornán való továbbításra, két fő oknál fogva:

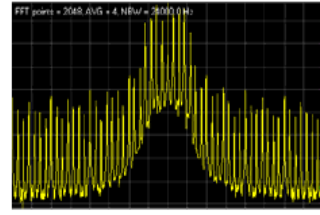
1. Az MPEG2-adatfolyamok részben a fejléc információi miatt (például szinkronbajt), részben az adattartalom jellege miatt (például kis dinamikájú kép) tartalmazhatnak olyan szakaszokat, amelyekben egymást követően igen sok azonos értékű bit fordul elő. Ilyen esetben a kisugárzott energia nem egyenletesen oszlik meg a vivő szimbólumai között, ami spektrumkép torzulásához vezet (lásd az ábrát a következő oldalon).



Véletlen eloszlású bitekkel modulált vivő spektruma



„101010” jellegű bitsorozattal modulált vivő spektruma



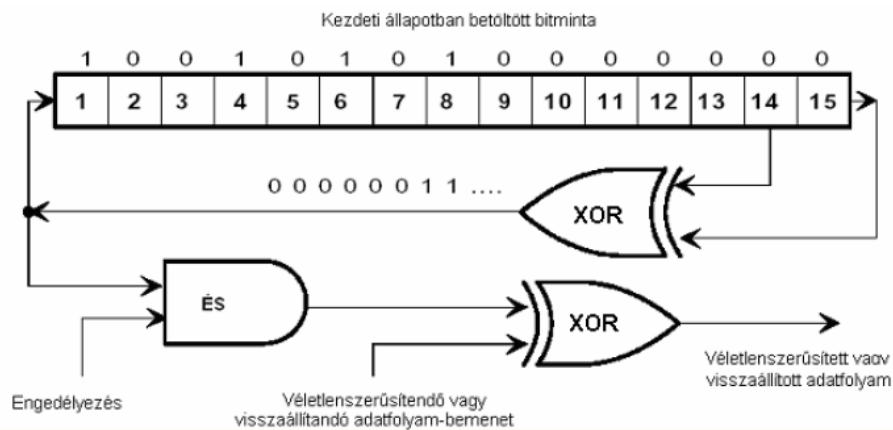
„1110111” jellegű bitsorozattal modulált vivő spektruma

Gondoskodni kell tehát arról, hogy a modulátorba érkező bitek eloszlása véletlenszerű legyen.

2. A jelek továbbítása során sérülhet a vivőállapot, ami miatt a demoduláláskor bithiba keletkezhet, ezért hibajavító kódolást kell alkalmazni.

1. Véletlenszerűsítés (energia-szétterítés)

A véletlenszerűsítés során egy álvéletlen-bitsorozat és a továbbítandó „kizáró vagy” (XOR) kapcsolatának képezésével áll elő a kimeneti —immár véletlen eloszlású— adatfolyam. Ennek folyamata a következő:



Az álvéletlen biteket a visszacsatolt SHIFT-regiszter állítja elő. A véletlenszerűsítő működésének lényege, hogy ha a SHIFT-regiszter 0 értékű bitet ad ki, akkor az ehhez „párosuló” bemeneti bit változatlanul jut tovább, míg ha a SHIFT-regiszter 1 értékű bitet ad ki, akkor invertálja a fokozat az aktuális bemeneti bitet.

Figyelem!

Külön hangsúlyozzuk, hogy az álvéletlen biteket előállító SHIFT-regiszter valójában determinisztikus működésű, csupán a kimenetén megjelenő bitek eloszlása lesz véletlenszerű.

A determinisztikus működésnek köszönhetően állítható vissza a vevőoldalon az eredeti adatfolyam ugyanúgy, ahogy a véletlenszerűsítés történt (gyakorlatilag az invertált biteket kell visszaváltoztatni). Ehhez az szükséges, hogy a vevő is tartalmazzon az adóval teljesen megegyező és szinkronban működő álvéletlen bitsorozat-generátort. Az adó és a

vevő SHIFT-regiszterének „együttlutása” az MPEG2 fejlécek (01000111 értékű) szinkronbájtjai segítségével biztosítható: ezeket az adó nem véletlenszerűsíti és minden nyolcadikat invertálja, amivel egyidejűleg alapállapotba állítja a SHIFT-regiszterét (betölti a kezdeti bitmintát). A vevő egy invertált szinkronbájt vételekor szintén alapállapotba állítja a saját SHIFT-regiszterét, és ettől kezdve az adóval teljesen szinkronban fut.

2. Hibajavító kódolás

A különféle közegek különbözőképpen rontják az átvitel minőségét:

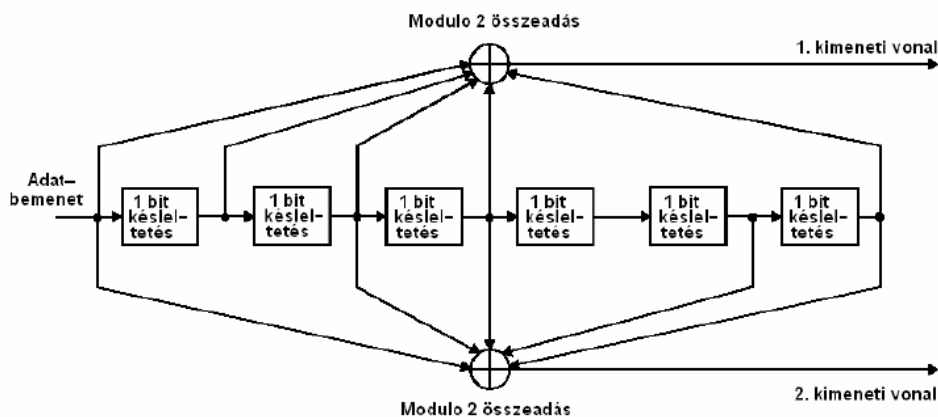
- műholdas kapcsolatnál a vevőantenna erős irányítottsága miatt reflexiókkal nem kell számolnunk, de nagyon rossz a jel/zaj viszony (10...20 dB közötti);
- földfelszíni jeleknél a jel/zaj viszony közepes (20...40 dB közötti), de reflexiókkal erősen terhelt az átvitel;
- kábeltévé-rendszerekben elvileg nincsenek visszaverődések (tökéletesen (?) kiillesztett a hálózat) és a jel/zaj viszony is igen jó.

A fentieknek megfelelően mind a csatornakódolás, mind a moduláció eltérő a műholdas (DVB-S), a földfelszíni (DVB-T) és a kábeltévé (DVB-C) műsorszórásban.

A DVB-T és -S szabvány csatornakódolása azonos és igen robusztus: két, egymást követő hibajavító kódolót alkalmaz (a vevő értelemszerűen fordított sorrendben végzi el ugyanezeket a műveleteket), a DVB-C rendszer pedig csak az (alábbiakban részletezett) első hibajavítót tartalmazza.

Az első hibajavító kódoló egy 204/188 paraméterű Reed-Solomon kódoló, amely a bemenetére érkező, 188 bájtól álló (véletlenszerűsített) MPEG2-adatcsomagokból 204 bájtos csomagokat állít elő. E 204 bájtól összesen 8 hibás **bájt** kijavítására képes a vevőoldalon*.

A második hibajavító fokozat egy konvolúciós kódoló (a vevőben ennek megfelelően egy Viterbi-dekódoló található), melynek működési vázlatát a következő:



* A 8 hibás bájt egy 204 bájtól álló blokkra értendő oly módon, hogy amennyiben 204 bájtól nyolcban csupán egy bit hibásodik meg, akkor egy kilencedik bájtban előforduló, akár egyetlen bithibát sem képes már javítani a vevő dekódolója (csak jelezni tudja a hibát), és fordítva: ha egy 204 bájtos blokkban kizárólag 8 bájt sérül, viszont ezek valamennyi bitje, akkor is képes hibátlanul visszaállítani a dekódoló az eredeti adatfolyamot.

Látható, hogy a kimeneten megjelenő adatfolyam sebessége éppen a duplája a bemeneti adatsebességnek (ez **arányaiban** 100%-os redundanciát jelent). Ha nem szükséges ilyen mértékű védelem, bizonyos kimeneti bitek kihagyásával (pontozással) növelhető a be- és a kimeneti adatsebesség aránya, az ún. kódarány. Alapesetben ennek értéke 1/2 (ami az előbbiekből értelemszerűen következik), de a rendszer 2/3, 3/4, 5/6 és akár 7/8 értékű kódarány beállítását is megengedi*.

A hibajavító kódolók akkor működnek hatékonyan, ha a hibás bitek nem halmozottan, hanem elszórtan követik egymást. Ez úgy oldható meg, hogy dekódolás előtt a szomszédos biteket egymástól minél messzebb szétszórjuk az adatfolyamban. Ekkor természetesen sérülne az adattartalom, ezért az adó a hibajavító kódolási műveleteket követően átszövi a biteket. A vevő a dekódolás előtt visszarendezi az eredeti sorrendbe az adatokat, ezzel egyidejűleg azonban éppen az —esetlegesen előforduló— csoportos hibákat szórja szét.

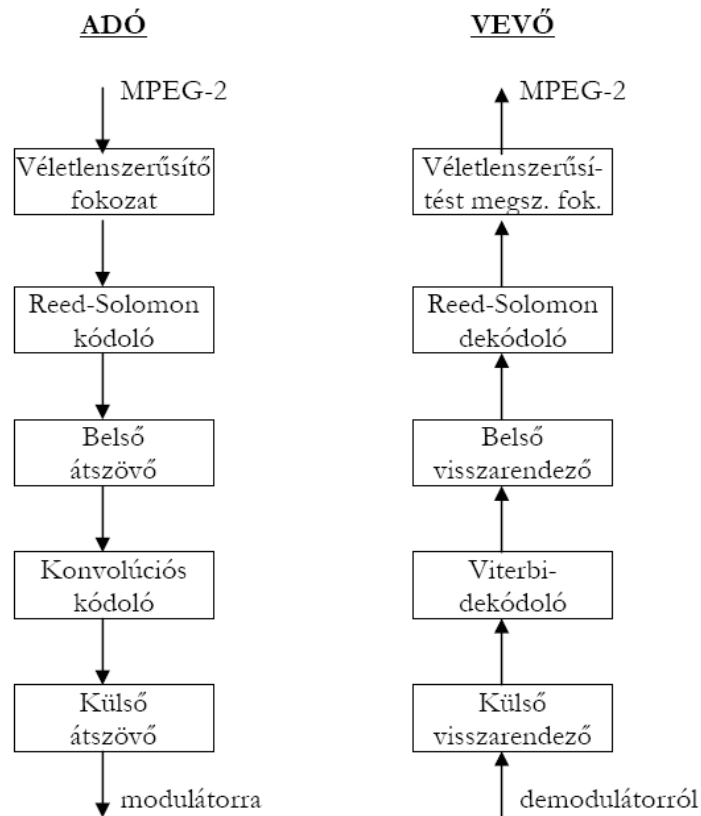


Az átszövés hatása: az adóoldalon összekevert bitek helyes sorrendjét a vevő visszaállítja, amivel egyúttal az esetlegesen csoportosan jelentkező hibákat szétszórja. Minél nagyobb mélységű az átszövés, annál hatékonyabb a hibák szétterítése.

Az adóban tehát átszövő fokozatok követik a kódolókat, a vevőben pedig visszarendező egységek előzik meg a dekódolókat.

Összefoglalva a fentieket, a DVB szabványú adók és vevők adatelőkészítő-dekódoló része a következő elemekből áll (**kábeltévés rendszerekben konvolúciós kódoló nélkül**):

* A kihagyással valójában mesterségesen viszünk be bithibákat. Ezt akkor tehetjük meg, ha a jel ezt megengedő mértékben sérül a rádiócsatornán. Nagyon rossz átvitel esetén nem pontozhatunk, ekkor a 100%-os redundanciát jelentő, 1/2 értékű kódarányt kell alkalmazni.



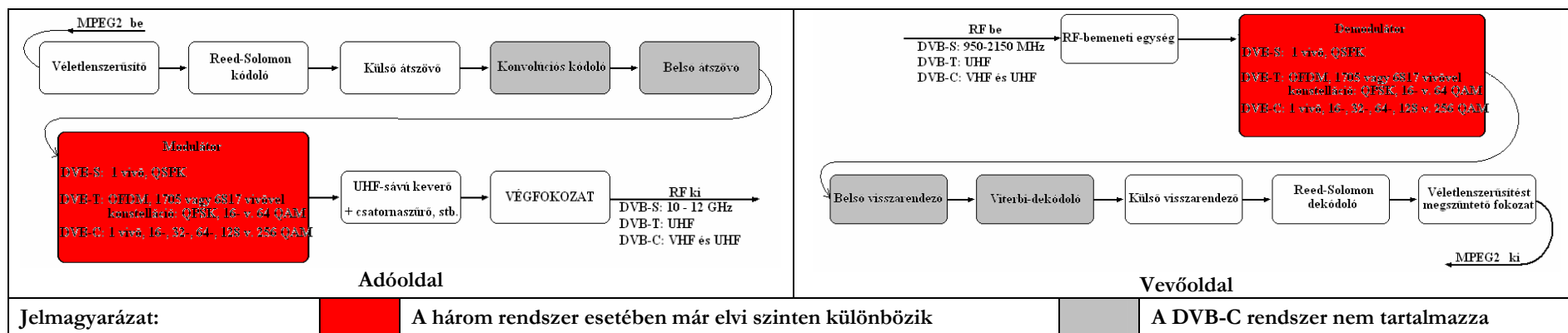
c.) Röviden a modulációról

Akárcsak a csatornakódolásnál, a moduláció esetében is az átviteli közeg tulajdonságai határozzák meg, hogy milyen vivőállapotokat alkalmazunk:

- **műholdas kapcsolatnál** a rossz jel/zaj viszony miatt kevés állapotszámú modulációt kell választani, a műhold végfokozatainak erős kivezérlése és a vevőantenna fejeységének igen nagy erősítése miatt létrejövő nemlineáris torzítások következtében pedig a jelamplitúdó torzulásaira érzéketlen fázismodulációk osztályából kell választani. Ezek együttes következménye **egyvivős QPSK moduláció** lesz;
- **kábeltévé-rendszerekben** az „ideális” viszonyok miatt **sok állapotszámú, egyvivős modulációt alkalmazhatunk**. A DVB-C szabvány 16, 32, 64, 128 és 256 (!) QAM-et enged meg, a leggyakrabban 64 QAM-et használnak;
- földfelszíni sugárzásnál a reflexiókkal szemben erősen védekezni kell, ezért ott OFDM-technikát alkalmaznak. Ez a következő fejezetben részletesen tárgyaljuk.

Az eddig elmondottakat a következő oldalon látható ábra összegzi.

Műsorszóró rendszer	Rádiócsatorna jellemzője	Csatornakódolás, moduláció
DVB-C	<ul style="list-style-type: none"> nincsenek visszaverődések (elvileg garantálható a jó illesztés) jó a vivő/zaj viszony minimalizálható a lineáris és nemlineáris torzítás 	→ egyvivős rendszer } csak Reed-Solomon kódolás, sokállapotú moduláció } (16-, 32- 64-, 128- vagy akár 256 QAM)
DVB-T	<ul style="list-style-type: none"> jelentősek a visszaverődések, erős lineáris torzítás közepes a vivő/zaj viszony közepes vagy kismértékű a nemlineáris torzítás 	→ sokvivős rendszer, védelmi időközzel → QPSK, 16 QAM vagy 64 QAM állapotelrendezés → emiatt és a fentiek következtében is Reed-Solomon és konvolúciós kódolás
DVB-S	<ul style="list-style-type: none"> nincsenek visszaverődések (erősen irányított parabolaantennák) rossz a vivő/zaj viszony jelentős a nemlineáris torzítás az adó kivezérése miatt 	→ egyvivős rendszer → csak QPSK állapotelrendezés → emiatt és a fentiek következtében is Reed-Solomon és konvolúciós kódolás



Kapcsolódó vizsgakérdés:

Ismertesse a DVB-rendszerek csatornakódoló eljárásait és rendszertechnikai sajátosságait (közös és különböző részelemek, egységek)!

Felhasznált és ajánlott irodalom

- [1] Szombathy Csaba – Dr. Gschwindt András – Vécsi Sándor – Konyha Lajos: DVB rendszerek mérés technológiája II. rész — DVB-T jelek mérés technikája; Tanulmány és mérési utasítás a Nemzeti Hírközlési Hatóság részére, Budapest, 2007.
- [2] Walter Fischer: A digitális műsorszórás alapjai, ORTT-AKTI és Typotex Kiadó, Budapest, 2005.
- [3] WINIQUISIM nevű szimulációs program; ingyenesen letölthető a www.rohde-schwarz.com Internet-oldalról
- [4] ETSI TR 101 290 V1.2.1 (2001-05) szabvány
- [5] EN 300 421 V1.1.2 (1997-08) szabvány

10. A DVB-T rendszer modulációja

Szükséges előismeretek: digitális modulációval kapcsolatos alapismeretek (F4. és F5. függelék) és a 9. fejezet, továbbá az OFDM moduláció alapszintű ismerete.

a.) A DVB-T rendszer rövid történeti áttekintése

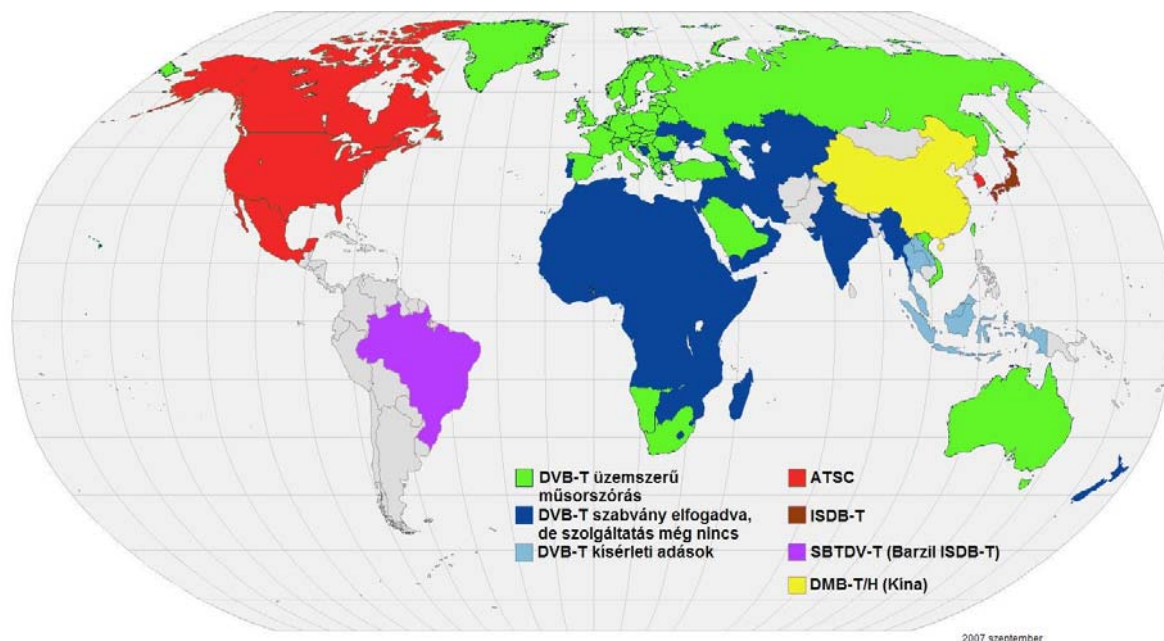
Az első kísérleti DVB-T sugárzások az 1990-es években kezdődtek meg, majd 1998-ban Nagy-Britanniában elindult az első rendszeres DVB-T formátumú digitális adás. Mindezek ellenére csak az utóbbi pár évben kezdődött meg a digitális földfelszíni sugárzás széleskörű elterjedése, és a várakozások szerint viszonylag gyorsan, mintegy 10-15 éven belül teljesen felváltja az analóg sugárzási módokat.

Bár a digitális sugárzás céljaira történő frekvencia-kiosztást csak 2005-ben határozták meg, az országok jelentős része korábban elindította saját digitális földfelszíni TV szolgáltatásait. Európa számos országban működik már kereskedelmi célú DVB-T sugárzás - például a már említett Nagy-Britanniában kívül üzemszerű szolgáltatások működnek Finnországban, Spanyolországban, Svédországban, Olaszországban, Hollandiában, Németországban és Magyarországon is. Útmutató, hogy Berlinben már 2003 augusztusában teljesen leállították az analóg műsorszórást. Mindazonáltal nem terveznek széles körben ilyen drasztikus átállást, a digitális rendszer teljes beindulását követően az analóg lekapcsolását fázisonként hajtják végre. A legtöbb európai ország kész tervekkel rendelkezik a végleges áttérésre, az analóg szolgáltatások fokozatos megszüntetésére. A fejlett országok célkitűzése – az EU ajánlásaival összhangban -, hogy a teljes áttérés 2010-re megvalósuljon, és 2015-öt követően mindenhol csak digitális rendszerek üzemeljenek.

Magyarországon 1999. július 9-én a Széchenyi-hegyi adóállomásról megkezdtek az első hazai kísérleti adás sugárzását, a három közszolgálati műsort, illetve mérőjeleket a vizsgálatokhoz 1 kW teljesítménnyel kisugárzva. 2002. májusában beindult az első vidéki DVB-T telephely Kabhegyen 2,5 kW teljesítménnyel, az analóg TV műsorokkal azonos antennáról.

2004. október 12. jelentős pont a magyar DVB-T történetében, ekkor indult meg az üzemszerű sugárzás, két ingyenesen vehető multiplex-szel. Budapesten a 43-as és 51-es UHF csatornán, illetve Kabhegyen a budapesti 1-es multiplex-szel a 64-es UHF csatornán. A budapesti északi régió stabilabb ellátása érdekében a 28-as csatornán üzemel egy átjátszóadó a főadóval azonos beállításban. Jelenleg mindkét multiplexben az M1, az M2, a DUNA TV és az Autonomia TV műsorai foghatók, valamint az e csatornákhöz kapcsolódó elektronikus programkalauz (EPG) és superteletext szolgáltatások.

A teljesség kedvéért vázoljuk a digitális TV-szabványok nemzetközi helyzetét is. Az alábbi ábrán a jelenleg alkalmazott földfelszíni digitális műsorszórási szabványok területi megoszlása látható, az alatta lévő táblázatban pedig az azokban alkalmazott modulációk és csatorna-sáv szélességek vannak feltüntetve.



1. ábra A digitális műsorszóró rendszerek elterjedtsége a Földön [1]

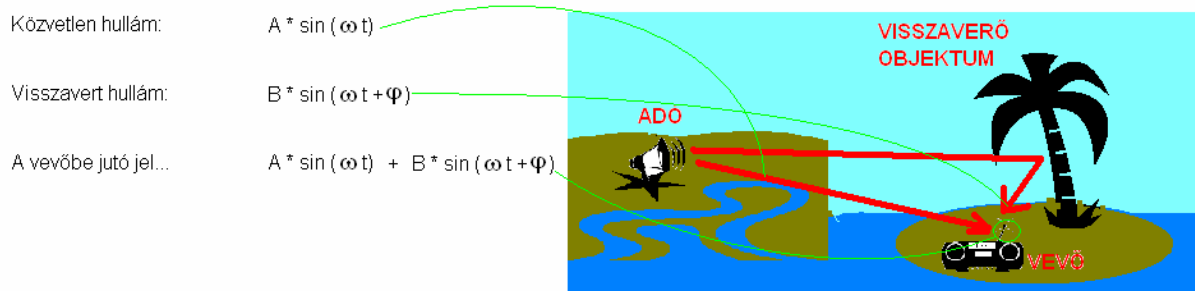
Digitális műsorszóró rendszerek összehasonlítása			
	DVB	ATSC	ISDB
Képtömörítési eljárás	MPEG-2		
Hangtömörítési eljárás	DTS MPEG-1 MPEG-2 Dolby Digital	Dolby Digital	MPEG-2 AAC-LC
Földfelszíni műsorszóráshoz alkalmazott moduláció	COFDM	8-VSB	BST-OFDM
Földfelszíni műsorszórási csatorna- sáv szélessége	6, 7, 8 MHz	6 MHz	6, 7, 8 MHz

b.) A földfelszíni rádiócsatorna hatásai

Egy rádiófrekvenciás átviteli rendszer modulációját a rádiócsatorna tulajdonságai határozzák meg. A következőkben ezért a földfelszíni, UHF sávú rádiócsatorna jellemzőit ismertetjük.

Az UHF-sávú jelek hullámhossza közelítőleg 70 cm és 35 cm közé esik, ami kisebb vagy összemérhető a bennünket körülvevő tárgyak méretével. Ennek egyenes következménye, hogy az UHF-sávú vétel visszavert jelekkel terhelt, azaz többutas hullámterjedéssel kell számolnunk.

A többutas hullámterjedés lineáris torzítást okoz, ami könnyen belátható:



...és átirása más alakra: $A \cdot \sin(\omega t) + B \cdot \sin(\omega t + \Phi) \stackrel{?}{=} C \cdot \sin(\omega t + \gamma)$

Ennek igazolása: $A \cdot \sin(\omega t) + B \cdot [\sin(\omega t) \cdot \cos \Phi + \cos(\omega t) \cdot \sin \Phi] = C \cdot [\sin(\omega t) \cdot \cos \gamma + \cos(\omega t) \cdot \sin \gamma]$

azaz

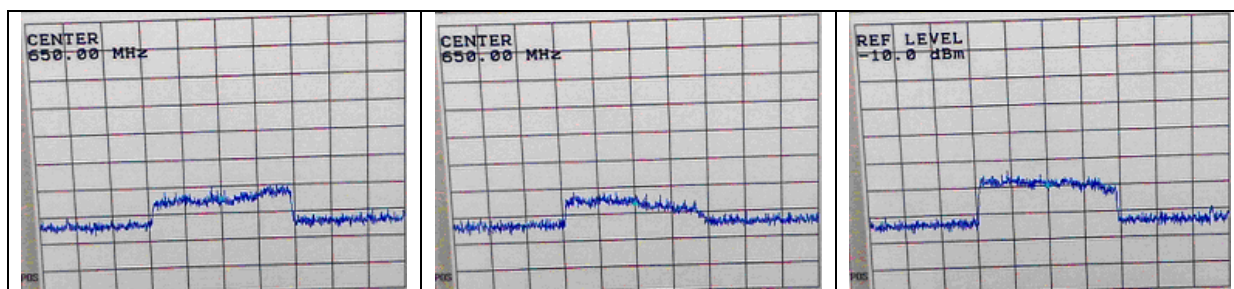
$$C \cdot \cos \gamma = A + B \cdot \cos \Phi$$

$$C \cdot \sin \gamma = B \cdot \sin \Phi$$

Innen C és γ már kifejezhető.

Az eredő jel tehát ugyanúgy szinuszhullám lesz, mint akár a közvetlen, akár a reflektált vívó, csupán amplitúdója és fázisa tér el az eredeti jeltől, azaz **a vevő szemszögéből a visszaverődés lineáris torzítást okoz.**

További problémát okoz, hogy a visszaverődések időben változhatnak, azaz a csatorna lineáris torzítása nem állandó. Mindez még állóhelyű vétel esetén is előfordulhat. A lineáris torzítás változása a digitális jel spektrumának amplitúdómenetében érzékelhető a legjobban, ilyen esetben a spektrumkép időben változik (elhalkulási vagy „fading” jelenség). Például, Budapesten, a 714 MHz-en vehető digitális adás esetén mindez a következőképpen észlelhető (ugyanazon adás spektruma egymást követő három pillanatban):



A „klasszikus” digitális modulációk rosszul tűrik az ilyen jellegű behatásokat: ha a spektrum jól érzékelhetően sérül, jelentősen leromlik a demodulálás megbízhatósága.

Másik probléma, amellyel szemben védekezni kell, a környezeti zaj. A digitális földfelszíni adások jellemző vívó/zaj viszonya 20 és 40 dB közötti, ami közepesnek mondható.

A DVB-T rendszert úgy tervezték meg, hogy bizonyos esetekben (meghatározott modulációs beállításokban) mozgó vételre is alkalmas legyen. Mozgó vételnél Doppler-hatás lép fel, ami a jelspektrum összetevőinek eltolódását okozza.

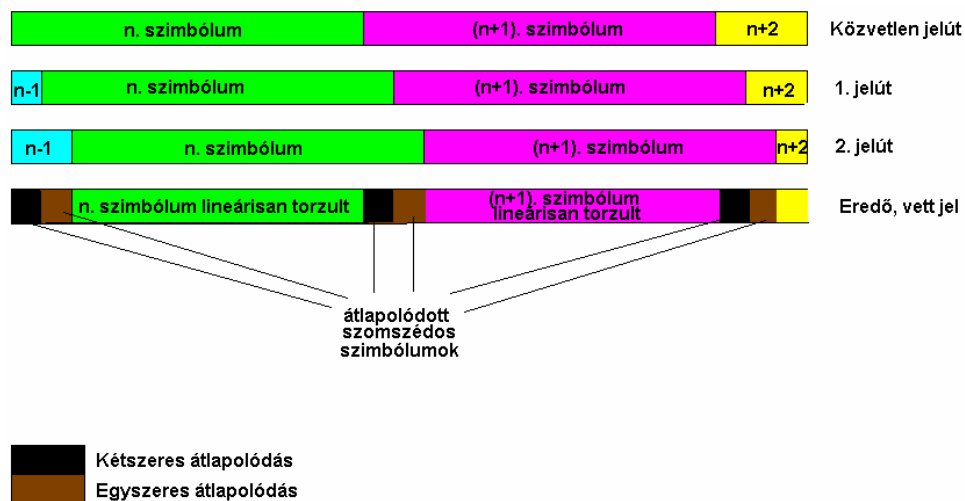
Összefoglalva tehát a DVB-T jeleknek a következő követelményeknek kell megfelelniük:

- I. Időben változó lineáris torzítással szembeni védettség
- II. közepes vivő/zaj viszony
- III. Doppler-hatás

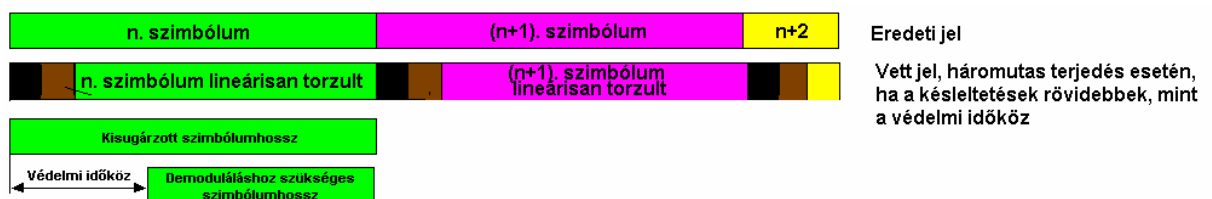
c.) A megoldás

I. Visszaverődésekkel szembeni védelem

Mint minden más digitális modulációs rendszer, a DVB-T is meghatározott időközönként szimbólumokat sugároz ki. A reflexiók következtében az egymást követő szimbólumok átlapolódnak. Például, egy közvetlen és két visszavert jel esetén:



Azok a jelszakaszok, amelyeken szomszédos szimbólumok lapolódnak át, nem hordoznak értékelhető információt. Ezzel szemben azok a jelszakaszok, amelyeken egy szimbólum önmagával kerül átfedésbe, demodulálhatók, ha kiegyenlítjük az adott szimbólumot ért lineáris torzítást. Gondoskodni kell tehát arról, hogy ez utóbbi jelszakaszok legalább olyan hosszúak (vagy hosszabbak) legyenek, mint a demoduláláshoz szükséges idő. Ez úgy érhető el, hogy az adó a demoduláláshoz szükségesnél hosszabb szimbólumokat állít elő. Minél nagyobb mértékű ez a „nyújtás” —melynek mértékét a kisugárzott és a demoduláláshoz szükséges szimbólum arányában adják meg, neve védelmi időköz („Guard Interval”)—, annál messzebből érkező visszaverődéseket képes elviselni a rendszer.



Hangsúlyozzuk, hogy a védelmi időköz beiktatásával a lineáris torzításokat még nem küszöböltük ki, csupán a kompenzálásuk lehetőségét teremtettük meg. A kiegyenlítésről ezt követően kell gondoskodni.

A DVB-T technikában a lineáris torzítás visszakompenzálását az információ átvitelére használt moduláció jellege teszi lehetővé. Abból kiindulva, hogy a csatornán belül jelentősen ingadozhat az átvitel, az információt nem egyetlen, a teljes csatornát kitöltő, nagy szimbólumsebességű vivőn továbbítják, hanem sokvivős, OFDM technikával. Ennek jellemzője, hogy (itt) több ezer, **egymástól független** vivő hordozza az adatokat. Ezzel rögtön két probléma oldható meg:

1. Ha a spektrum egy része valamilyen visszaverődés következtében jelentősen sérül, egyvivős moduláció esetén nagy valószínűséggel demodulálhatatlan lenne az adás. Ezzel szemben, sok vivő alkalmazása esetén csak az érintett spektrumrészen található vivők adatai vesznek el, a többi nem. Ha az információátvitel redundáns (azaz hibajavító csatornakódolást is alkalmazunk), és a sérült vivők aránya nem túlságosan nagy, a hibátlanul dekódolt vivők adatai alapján a vevő hibajavító kódolója visszaállíthatja a sérült vivők miatt elveszett biteket.
2. Ha bizonyos vivők nem adatokat hordoznak, hanem szinkronjeleket közvetítenek (modulálatlan szinuszhullámok), akkor ezek segítségével (mint mérőjelekkel) felvehető a csatorna relatív amplitúdó- és fázismenete. Az adatvivőkre vonatkozó csatorna karakterisztika a szinkronjelek közötti interpolációval határozható meg. A csatorna karakterisztikájának ismeretében kiszámítható annak inverze is. Ezt követően már „csak” egy valós időben hangolható, digitális (FIR) szűrőt kell beállítani erre az inverz karakterisztikára, amelyen átvezetve a csak önmagával átlapolódó szimbólum részleteket kiküszöbölhető a lineáris torzítás hatása. E műveletet követheti majd a tényleges demodulálás.

Kiemeljük, hogy **egy DVB-T szimbólum az összes vivő egy szimbólumidőben kisugárzott együttes, eredő jelalakját jelenti** (ellentétben az egyvivős rendszerekkel, amelyeknél a szimbólum egyetlen vivőhullám állapota).

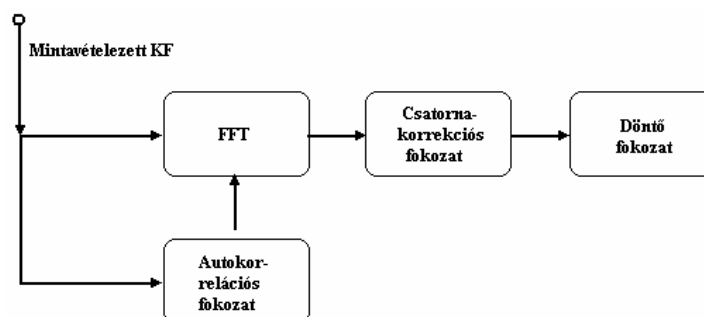
A vett jel sok ezer vivő eredő jelalakja, ezért a fenti műveletek elvégzéséhez először szét kell bontani az egyes vivőkre a bemeneti jelet. Ez egy időtartománybeli jel frekvenciatartománybeli felbontását jelenti, ami Fourier-transzformációval végezhető el. A vevő tehát Fourier-transzformálja a vett jeleket azon részeit, amelyeken egy adott szimbólum csak önmagával átlapolódik át. Az adó ennek megfelelően inverz Fourier-transzformál a modulálás során.

Felmerül a kérdés, milyen módon állapítható meg, hogy hol vannak a vett jel szomszédos szimbólumok átlapolódásától mentes szakaszai, azaz hova kell tenni az előző bekezdésben említett FFT-ablakot? Ennek megállapításához abból kell kiindulni, hogy a szimbólumváltások pillanataitól eltekintve a jel minden szakasza folytonos szinuszhullám, azaz önmagával korrelált. A vett jel autokorrelációs függvényének meghatározásával minden olyan pontnál szélsőértéket kapunk, ahol valamelyik beérkező szimbólum megváltozik. Ily módon megkereshetők a vett összetett jel azon szakaszai, amelyeken legalább az FFT-ablak hosszával megegyező időtartamig nincs változás.

A DVB-T vevő tehát a következő műveleteket végzi el (a KF-jel mintavételezését követően):

1. Meghatározza a vett jelsorozat autokorrelációs függvényét, ennek segítségével kijelöli az FFT-ablak helyét.
2. Az előző művelettel behatárolt jelrészleteket Fourier-transzformálja.
3. A szinkron-vivők segítségével felveszi a csatorna relatív amplitúdó- és fázismenetét, a nem szinkronizálásra szolgáló vivőkre pedig interpolál.
4. A csatorna lineáris torzításának inverz függvényére beállít egy FIR-szűrőt, majd ezen átvezeti a Fourier-transzformált jelet (→lineáris torzítás kompenzálása)
5. Az előbbi kiegyenlítés után vivőnként demodulálja az adatokat.

A fenti folyamat blokkvázlata, amely egyben a DVB-T vevők bemenetének felépítése is:



A lineáris torzítás fent leírt módon való kompenzálásának köszönhetően valósíthatók meg egyfrekvenciás hálózatok, a vevő szempontjából ugyanis mindegy, hogy tényleges visszaverődések következtében vagy több adó jelének vétele miatt lapolódnak át a szimbólumok, az eredmény ugyanaz. Ha az adókat úgy telepítik, hogy a távolságukból adódó késleltetés rövidebb, mint a védelmi időköz hossza, a vevőt nem fogják zavarni az átlapolódó jelek; ebben az esetben megengedhető, hogy a szomszédos lefedettségi körzeteket ugyanazon frekvencián sugározzák be, azzal a feltétellel, hogy egy adott szimbólumot minden adó tökéletesen szinkronizáltan, egyazon időpillanatban sugározz ki.

II. Zajjal szembeni védelem

Az előző alfejezetben említettük, hogy a kisugárzott DVB-T jel több ezer vivő eredője. Az egyes vivők úgy tekinthetők, mintha egymástól független, különálló digitális adások lennének. Állapotelrendezésük mindig azonos, de az átvitel zajosságának megfelelően

- QPSK,
- 16 QAM vagy
- 64 QAM

között átkapcsolható (a szolgáltató határozza meg). Egy átlagos földfelszíni TV-csatorna vivő/zaj viszonya megengedi a 64 QAM használatát, ilyen a jelenlegi budapesti adás is.

III. Doppler hatással szembeni védelem

Mozgás közben a vevő által érzékelt frekvencia megváltozik. Mivel DVB-T jelek esetén **sok, különböző frekvenciájú** vivő vételéről van szó, egy adott mozgási sebesség mellett

különböző mértékben változik meg az egyes vivők frekvenciája, azaz a DVB-T spektrum nem egyenletesen tolódik el.

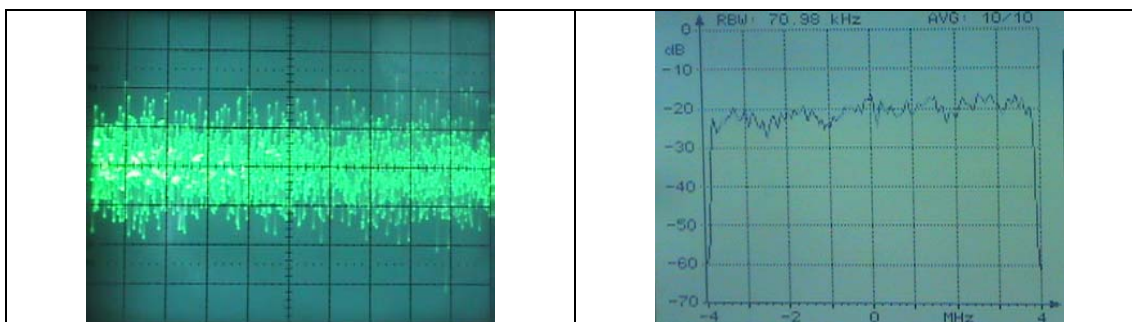
A DVB-T adások 1705 vagy 6817 darab vivőt tartalmazhatnak. Mindkét adásmódban ugyanakkora az adatátviteli sebesség, ebből adódóan a szimbólumsebesség különbözik a két sugárzási módnál: az előző esetben 4464 Hz, az utóbbiban 1116 Hz, ami egyben a vivők közötti távolság is. Ebből egyenesen következik, hogy a Doppler-hatással szemben ellenállóbb az 1705 darab vivős sugárzási forma, mozgó vételre tehát ez az üzemmód lesz alkalmas. Felhívjuk azonban a figyelmet arra, hogy ekkor rövidebb a szimbólumidő és ezzel együtt a védelmi időköz is, **a reflexiókkal szemben tehát védtelenebb a kevesebb vivőt alkalmazó sugárzás.**

Figyelem!

FFT-művelet csak 2 hatványainak megfelelő számú ponton végezhető el. Ebből következően az adó 2048 vagy 8192 darab vivőt állít elő, 2 kilobájtos vagy 8 kilobájtos FFT-vel, ennyi vivő azonban nem férne bele a földfelszíni, 8 MHz széles csatornába, ezért a nem használt vivőket 0 súlytényezővel látja el. A vevő hasonlóképpen jár el.

d.) A DVB-T jelek tulajdonságai

A DVB-T spektrumot tehát több ezer (adásmódtól függően 1705 vagy 6817 darab) vivő alkotja. A csatornakódoló véletlenszerűsítése miatt a spektrumkép egyenletes lesz, a kisugárzott jel amplitúdóeloszlása Gaussi statisztikát követ. A DVB-T jel mind időtartománybeli, mind spektrális képe tehát zajszerű:



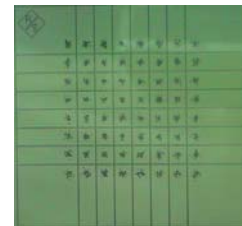
Külön felhívjuk a figyelmet arra, hogy a több ezer, időben és egymáshoz képest is véletlenszerűen modulált vivő igen nagy dinamikájú jelet eredményez. A DVB-T adások elvi alaktényezője akár 40 dB is lehet, a gyakorlatban 10...15 dB nagyságrendjében maximálják az adók kivezérelhetőségét. Ez azt jelenti, hogy a kisugárzott jel átlagos hőteljesítményéhez képest 15 dB-nél nagyobb részleteket még át kell vinnie az adónak, ami igen szigorú megkötés. A hatásfok emiatt nem optimalizálható, mert a lineáris üzemre kell fektetni a hangsúlyt*. Ennek ellenére, mivel a jel dinamikája még 15 dB-nél is lényegesen nagyobb, már a kisugárzott jelben is vannak torzított részletek. Mindez azért nem okoz gondot, mert a nagy amplitúdójú szakaszok igen kis valószínűséggel jelennek

* Ez azt jelenti, hogy 1 kW-os átlagteljesítménnyel sugárzott adás esetén az adónak 10...15 kW-ig kell kivezérelhetőnek lennie.

meg, így kicsi lesz e hatás következtében sérült adatok részaránya (lásd CCDF a 11. fejezetben).

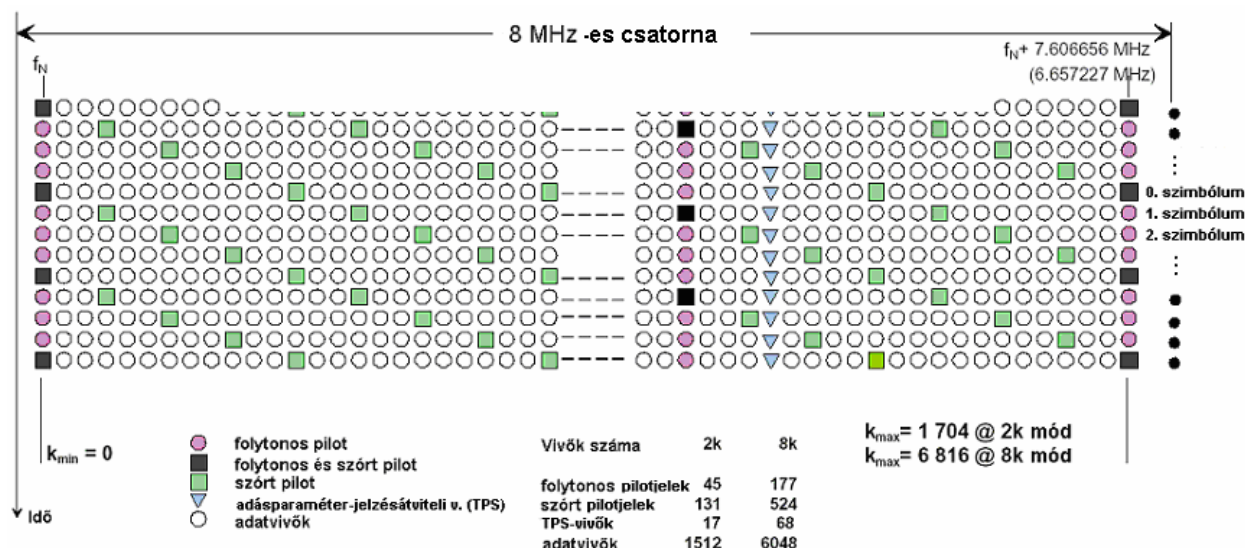
Nem mindegyik DVB-T vivő szállít adatot. Szerepük alapján négyfélék lehetnek a vivők:

- csak adatokat hordozók (angol megnevezésük: „data subcarrier”). Ezek vannak a legtöbben, adásmódtól függően 1512 vagy 6048 darab (rendre 1705 vagy 6817 vivős esetben). Konstellációjuk megegyezik, a szolgáltató beállításától függően QPSK, 16 QAM vagy 64 QAM lehet;
- csak szinkronjelet hordozó vivők (angol megnevezésük: „continuous pilot”, azaz folytonos pilotjel). Ezek modulálatlan szinuszhullámok, segítségükkel (és az alábbi szórt pilotjelek segítségével) veszi fel a vevő az átviteli csatorna amplitúdó- és fázismentét, továbbá a demoduláláshoz szükséges fázis- és frekvencia-szinkront biztosítják;
- szinkronjelet és adatokat egyaránt közvetítő vivők. Ezek minden negyedik szimbóluma szinkronjel, egyébként adatokat hordoznak. A spektrumban ily módon időnként megjelenő szinkronjelek neve szórt pilotjel („scattered pilot”);
- az adó beállításait hordozó jelzésátviteli vivők (angol megnevezésük: „Transmission Parameter Signalling / TPS subcarrier”, azaz adásparáméter-jelzésátviteli vivő). Ezen információk demodulálásával képes a vevő önműködően ráállni és demodulálni az adást. Modulációjuk BPSK, így igen kedvezőtlen körülmények között is nagyon megbízhatóan közvetítik az adatokat, amelyek a következő információkat tartalmazzák:
 - adásmód (1705 vagy 6817 vivő),
 - védelmi időköz hossza (a szimbólumidő arányában 1/4, 1/8, 1/16 vagy 1/32),
 - az adatvivők konstellációja (QPSK, 16 QAM vagy 64 QAM),
 - a hibajavító kódolás kódaránya (1/2, 2/3, 3/4, 5/6 vagy 7/8; részletesen lásd 2.4 fejezet és F5. függelék),
 - a konstelláció egyenletessége ($\alpha = 1, 2$ vagy 4).



* Az angol „subcarrier” szó szerint segédvivőt jelent. A DVB-T technikában nincs kitétetett vivő, ezért a „segédvivő” megnevezés félrevezető. A magyar szaknyelv ebből adódóan egyszerűen „vivő” elnevezést használ.

A vivők frekvenciabeli elhelyezkedésének és időbeli állapotainak jellegét az alábbi ábra szemlélteti.



9. ábra A DVB-T vivők elhelyezkedése és szerepe

Kapcsolódó vizsgakérdés:

Részletes indoklással ismertesse a DVB-T rendszer modulációját és működését!

Felhasznált és ajánlott irodalom

- [1] Szombathy Csaba – Dr. Gschwindt András – Vécsi Sándor – Konyha Lajos: DVB rendszerek mérés technológiája II. rész — DVB-T jelek mérés technikája; Tanulmány és mérési utasítás a Nemzeti Hírközlési Hatóság részére, Budapest, 2007.
- [2] Walter Fischer: A digitális műsorszórás alapjai, ORTT-AKTI és Typotex Kiadó, Budapest, 2005.
- [3] ETSI TR 101 290 V1.2.1 (2001-05) szabvány
- [4] EN 300 421 V1.1.2 (1997-08) szabvány
- [5] Vécsi Sándor: A földfelszíni digitális televízió rendszer (DVB-T) mérés technikája; diplomaterv, BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék, Budapest, 2007.

11. Digitális adások mérés technikája

Szükséges előismeretek: digitális modulációval és spektrumméréssel kapcsolatos alapismeretek (F4., F5. és F6. függelék), a 9. és 10. fejezet anyaga, az OFDM moduláció alapszintű ismerete, DVB rendszerek alapsávi jeleinek illetve jelfeldolgozási műveleteinek, továbbá a nemlineáris torzítások hatásainak ismerete.

a.) Áttekintés

A digitális adások mérés technikája alapvetően két nagy területre osztható:

- rádiófrekvenciás vizsgálatokon alapuló mérésekre, amelyek az alábbi paraméterek elemzését jelentik:
 - ◆ saját csatornás jelteljesítmény,
 - ◆ saját csatornás zajszint,
 - ◆ amplitúdóeloszlás.
- } ⇒ jel/zaj viszony
- a demodulált jel vizsgálatán alapuló mérésekre, ami a vivő különféle modulációs sérüléseinek jellemzését és a vevőoldali hibajavító fokozatok kimenetén mért bithiba-arányok vizsgálatát jelenti.

A rádiófrekvenciás vizsgálatok általános célú spektrumanalizátorokkal elvégezhetők, míg a második mérés csoporthoz különleges, célorientált mérővevők szükségesek.

Figyelem!

A zaj tekintetében két fogalmat élesen meg kell különböztetnünk: a vivő/zaj és a jel/zaj viszonyt (angol megnevezésük rendre „Carrier-to-Noise Ratio” és „Signal-to-Noise Ratio”). Az előbbi a rádiófrekvenciás, még csatornaszűrés előtti és digitalizálatlan (értsd: nem mintavételezett) jelet jellemzi, az utóbbi pedig a demodulált alapsávi jeleminták zajosságát írja le, a konstellációs pontok szóródása alapján, statisztikai módszerekkel. E két jellemző között nincs kölcsönösen egyértelmű kapcsolat, ráadásul az utóbbi (a demodulátor illesztett szűrője miatt) jobb értékű, mint a közvetlenül vizsgált RF-jelre adódó jel/zaj viszony!

b.) Jelteljesítmény, zajszint, jel/zaj viszony és amplitúdó-eloszlás mérése

Ezek a vizsgálatok akár egy-, akár többvivős jeleken is elvégezhetők.

A spektrum az átvitt képtartalomtól független, így elegendő viszonylag kis KF-sáv szélesség mellett felvenni a spektrumképet, melynek egy egyenletes szakaszán (például sávközépen) leolvasva a megjelenített jelszint-értéket a következőképpen számíthatjuk ki a sávon belüli teljes jelteljesítményt (a lekerekítési tényezőt is figyelembe véve):

$$\text{jelteljesítmény [dBm]} = \text{sávközépen mért jelszint [dBm]} + 10 * \lg \left[\frac{(1+\alpha) * \text{szimbólumseb.}}{\text{KF-sávszélesség}} \right]$$

Figyelem!

*Ekkor valójában a csatornán belüli jel és zaj együttes teljesítményét mérjük meg. OFDM adásoknál az $(1+\alpha)$ *szimbólumsebesség helyett a vivők számának és a szimbólumsebességnek a szorzatával kell számolni, a vivők közötti átfedések miatt.*


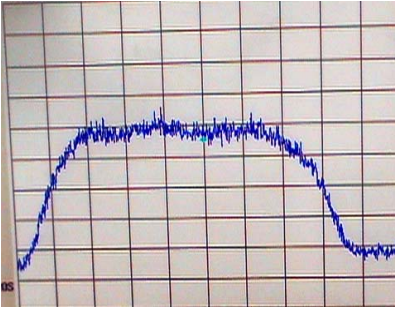
A zajszint meghatározásakor keresünk egy olyan területet a spektrumban, amely a vizsgált csatornához a lehető legközelebb esik és nem tartalmaz jelet, csak zajt. Itt keskeny sávszélességben megmérve a zajszintet extrapolálhatunk a teljes sávra vonatkozóan:

$$\text{zajtelsítmény [dBm]} = \left[\begin{array}{l} \text{csatornához közel, keskeny} \\ \text{sávban mért zajszint [dBm]} \end{array} \right] + 10 * \lg \left[\frac{\text{jel teljes sávszélessége}}{\text{KF-sávszélesség}} \right]$$

Ezen eljárás során feltételezzük, hogy a zajspektrum egyenletes eloszlású. A csatornára kiszámított jel- és zajteljesítmény hányadosa adja a jel/zaj arányt, illetve jelen esetben a (jel+zaj)/zaj viszonyt; e két utóbbi mennyiség könnyen átszámítható egymásba.

Megjegyzések:

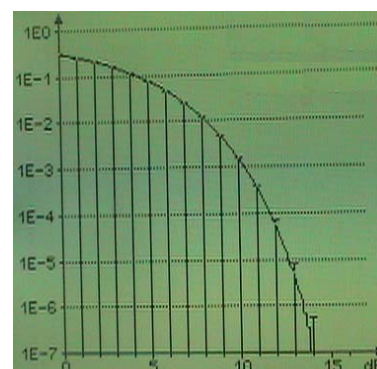
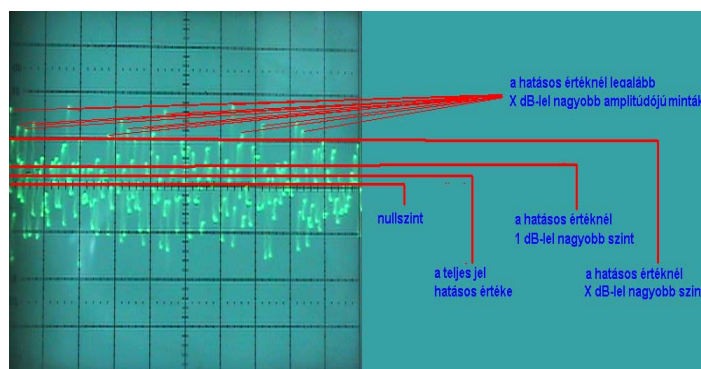
- *Digitális adások esetén csak akkor érdemes a fenti, teljes csatornára vonatkozó jelszint-extrapolálást elvégezni, ha a csatornán belüli abszolút jel- és/vagy zajteljesítmény kívánjuk meghatározni. Ha csupán a jel/zaj viszony vizsgálata a cél, elegendő egy adott KF-sávszélességben megmért csatornán belüli jelszint és ugyanezen KF-sávszélességben a csatornához lehető legközelebb megmért zajszint arányát kiszámítani. Az extrapolálás során alkalmazott arányosító tényező ugyanis mind a jelszintre, mind a zajra nézve ugyanaz, így a jelszint/zajszint hányados képzésekor „kiesik”.*
- *A spektrumanalizátor által megjelenített spektrumkép „tetejének” helye a beállított KF-sávszélességtől függ: kisebb felbontási sávszélesség esetén kevesebb jelenergia jut a készülék detektorára, így egy frekvenciapontnál értelemszerűen kisebb amplitúdó látszik. Ha azonban az előzőekben leírt arányosítással kiszámítjuk a teljes csatornára vonatkozó jelenergiát, akkor ugyanazt az eredményt kapjuk, mint nagyobb KF-sávszélesség mellett. Nagyobb felbontási sávszélesség esetén ugyanis nagyobb jelamplitúdó jelenik meg frekvenciapontonként, de a teljes sávra vonatkozó arányosítási tényező (éppen a nagyobb sávszélesség miatt) kisebb értékű. A KF-sávszélesség szűkítésével arányosan csökken a frekvenciapontonként megjelenített jelszint, de ugyanilyen mértékben nő az arányosítási tényező. Mindezeket az alábbi két ábra szemlélteti.*

	
KF-sávszélesség = 30 kHz Jel sávszélessége = 437,5 kHz Mért jelszint sávközépen = - 70 dBm (referenciaszint = -60 dBm; függőleges skála = 5 dB/ osztás)	KF-sávszélesség = 3 kHz Jel sávszélessége = 437,5 kHz Mért jelszint sávközépen = - 80 dBm (referenciaszint = -60 dBm; függőleges skála = 5 dB/ osztás)
<p style="text-align: center;">Csatornán belüli jelenergia = $-70 + 10 * \lg(437,5 / 30) = -80 + 10 * \lg(437,5 / 3) \approx -58,4$ dBm</p>	



A digitális modulációjú jelek időbeli alakja meglehetősen szabálytalan, egyes esetekben zajszerű (lásd a DVB-T jelek oszcillogramját a 10. fejezetben), ezért időtartománybeli jellemzőiket nem a jelalak, hanem amplitúdoeloszlásuk segítségével célszerű leírni.

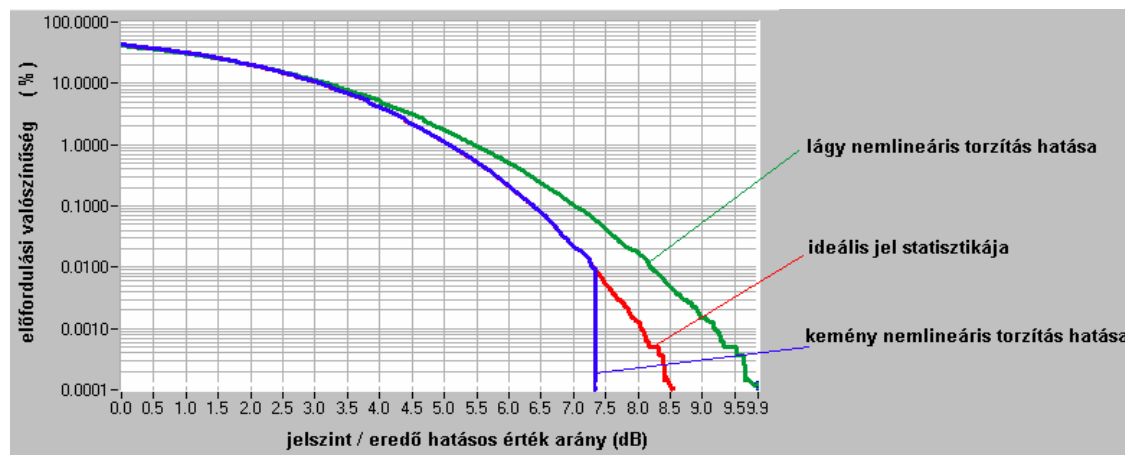
A digitális jelek amplitúdoeloszlását ún. komplementes kumulatív eloszlásfüggvénnyel (CCDF^{*}) jellemzik, amely azt írja le, hogy a vizsgált jelminták együttes hatásos értékét mekkora valószínűséggel érik el illetve haladják meg az adott jel mintái. Fogalmilag ez úgy képzelhető el, hogy összeszámoljuk, hogy a méréshez eltárolt jelminták együttes effektív értékénél hány darab minta hatásos értéke nagyobb —például— 1 dB-lel, majd ezt a számot elosztjuk az összes minta mennyiségével. E hányados adja az 1 dB-es komplementes valószínűségi értéket. Különböző jelszint-arányokra elvégezve a fenti számítást jutunk a vizsgált jel amplitúdoeloszlását jellemző CCDF-függvényhez.



A jobb oldali fénykép vízszintes tengelyén látható 0 dB-es ponthoz tartozó érték azt jelenti, hogy a vizsgált jel mintáinak teljesítménye mekkora valószínűséggel veszi föl illetve haladja meg a teljes jel hatásos értékét.

* Az angol „Complementary Cumulative Distribution Function” rövidítése, melynek jelentése komplementes kumulatív eloszlásfüggvény.

A zajszerű digitális jelek CCDF-görbéje Gaussi jellegű. Ettől eltérő amplitúdoeloszlás elsősorban nemlineáris torzítások következtében alakul ki, így a CCDF-függvény segítségével a jelátviteli út aktív elemeinek kivezérési állapotára következtethetünk. Mindezt a következő ábra szimulációs görbéi szemléltetik: a vörös görbe az ideális átviteli úton továbbított jel statisztikáját mutatja, a kék a kemény- a zöld pedig a lágy nemlineáris torzítás hatását. Lágy nemlinearitás következtében tehát megnő, határolásnál pedig — értelemszerűen — lecsökken a nagy amplitúdójú jelrészletek aránya. Kemény nemlinearitás esetén a határolási pontnál kisebb amplitúdójú jelek statisztikája megegyezik az ideális átvitelre jellemző előfordulási valószínűséggel, amit a vörös és kék görbe teljes átfedése tükröz.



c.) Demodulált jelek vizsgálatán alapuló mérések

Az átvitel minősége, azaz a közvetítő rádiócsatorna a dekódolt képjelek/adatok segítségével is jellemezhető. Digitális adások esetén kétféleképpen is minősíthető a csatorna: demodulálás során a konstelláció különféle sérüléseinek vizsgálatával, illetve a visszaállított adatfolyam bithiba-arány értékeivel.

A konstelláció sérülését a következő tényezők okozhatják:

- az adó (és esetlegesen a vevő) modulátorának hibái*,
 - ◆ **amplitúdó-aszimmetria:** az adó vektor-modulátorában az I- és Q-jelút erősítése vagy a két szorzó vivő amplitúdója nem azonos;
 - ◆ **fázishiba (kvadraturahiba):** ha az I- és Q-vivő közötti fáziskülönbség nem pontosan 90° ;
 - ◆ **vivőszivárgás (-áthallás):** a vektor-modulátor kimenetére átszivárog valamelyik szorzó vivő;
 - ◆ **fázisdzsitter:** az adó oszcillátorának fáziszaja miatt létrejövő parazita moduláció;
- a csatorna lineáris és nemlineáris torzításai (a tényleges rádiócsatorna és az átviteltechnikai eszközök, fokozatok, áramkörök együttes hatása),
- a jel gyengülése miatt fellépő zaj.

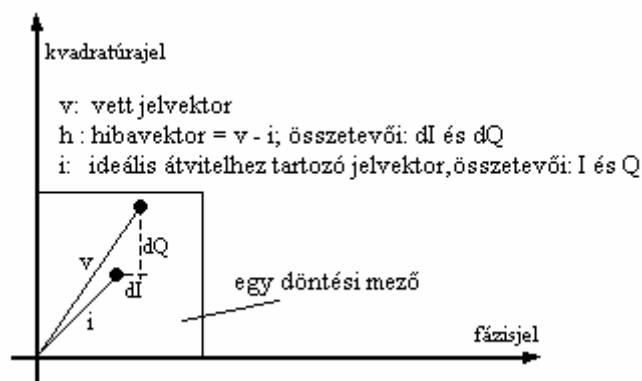
* E kifejezések angol szaknyelvi megfelelőit lásd a szöszedetben.

A konstelláció sérülésének vizsgálatára is két mód áll rendelkezésre:

- az előbb felsorolt hibatípusokat matematikai számításokkal külön-külön elemezzük, vagy
- a konstelláció eredő torzulását írjuk le, minden tényezőt egyszerre figyelembe véve.

Az előbbi lehetőséget általában közép- vagy csúcskategóriás műszerekbe építik csak be, az utóbbi az általánosan alkalmazott módszer, így a következőkben ezt részletezzük.

A szimbólumok sérülése következtében a konstellációs pontok elmozdulnak a helyükről. A konstelláció **eredő** sérülésének jellemzésére (a vett adást ért valamennyi tényező együttes konstelláció-torzító hatásának leírására) bevezettek két (fogalmilag egyenértékű) mérőszámot: a modulációshiba-arányt (MER-t) és a hibavektor abszolút értékét (EVM-et). E két paraméter kiszámításának elve a következő: a különféle hatások következtében a **vett** jel konstellációs pontjai nem a döntési mezők közepére esnek, hanem a döntési tartományok középpontjai körül szóródnak. Egy szimbólum tényleges helye és a hozzá tartozó döntési tartomány középpontja közötti távolság a hibavektor. Igen sok szimbólum vétele esetén az egyes szimbólumokhoz tartozó hibavektorok átlagának képzésével jellemezhető a modulált jel eredő sérülése.



A MER- és EVM-érték a fent leírtakat jellemzi, a két mennyiség közötti különbség csupán az átlagképzés módjában van.

N darab szimbólum vétele esetén a MER az egyes szimbólumokhoz tartozó ideális jelvektorok négyzetes középértékének és az N darab hibavektor négyzetes középértékének a hányadosa. Ez azt fejezi ki, hogy hányszor nagyobb energiát képviselne az N darab szimbólumból álló jel ideális vétel esetén, mint a ténylegesen vett hibajelek energiája. A fenti ábra jelöléseit használva:

$$MER = 10 \times \log_{10} \left[\frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)} \right] dB$$

Az EVM-érték az N darab hibavektor négyzetes középértékének és a konstelláció legnagyobb amplitúdójú pontjának a hányadosa, azaz azt fejezi ki, hogy az eredő hibajel-energia hányad része a legnagyobb amplitúdójú szimbólum energiájának:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}{S_{\max}^2}} \times 100\%$$

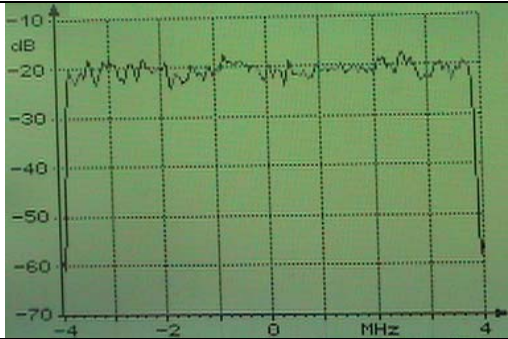
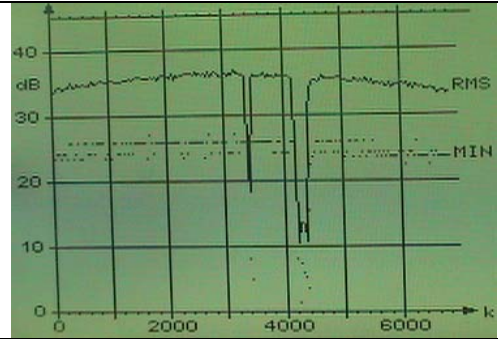
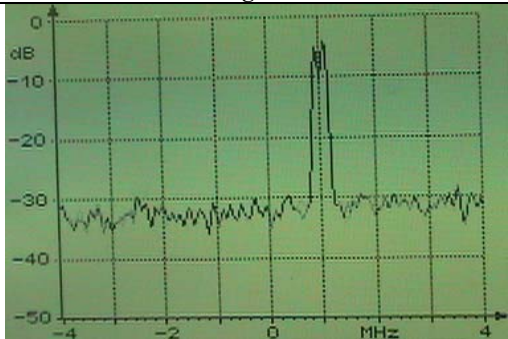
ahol S_{\max} a konstelláció legnagyobb amplitúdójú pontja.

A fentiekből látható, hogy a nagyobb MER- és a kisebb EVM-értékek jeleznek jobb minőséget. Mivel mindkét mennyiség mértékegység nélküli hányados, %-ban és dB-ben is megjeleníthetők. A MER- és EVM-értékek között szoros matematikai összefüggés van, a két mennyiség átszámítható egymásba és ezért fogalmilag egyenértékű.

Figyelem!

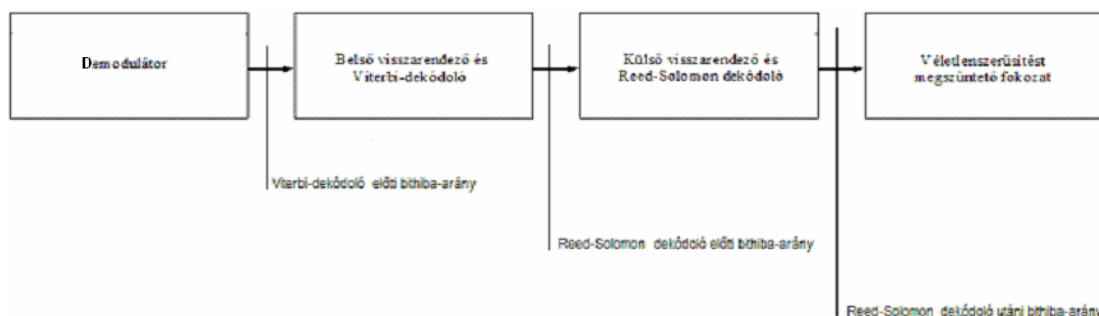
Sokvívós (OFDM) rendszerek esetén a MER vagy EVM vívónként mérhető, így a csatornán belüli keskenysávú zavarokról (szelektív fading, sávon belüli zavaró jel, stb.) közvetlenül tájékoztatnak. Emiatt OFDM adásoknál nincs értelme egyetlen eredő (a vívókra kiátlagolt) MER- vagy EVM-értéket nézni, mert néhány sérült vívó rossz EVM- vagy MER-adatait statisztikusan kompenzálhatja a többi vívó jó értéke, megtevesztően jó végeredményt szolgáltatva!

Például:

	
<p>DVB-T jel spektruma, látszólag sértetlen</p>	<p>A vívónként ábrázolt MER-értékek segítségével felfedhető, hogy zavaró jel van a spektrumban</p>
	<pre> CODER: I/Q AMPL IMBALANCE -0.00 % I/Q QUADRATURE ERROR +0.00 ° CARRIER SUPPRESSION ----- dB PHASE ----- ° TRANSMISSION: PHASE JITTER (RMS) 0.33 ° SIGNAL/NOISE RATIO 32.5 dB SUMMARY: MOD ERR RATIO (RMS) 32.3 dB MOD ERR RATIO (MIN) 5.0 dB MOD ERR RATIO (RMS) 2.4 % MOD ERR RATIO (MAX) 56.0 % </pre>
<p>A DVB-T adást kikapcsolva azonnal látható lesz a zavaró jel</p>	<p>Mivel kevés vívót érint a zavaró jel, a bithibarány és az eredő MER még nem jelzi a hatást!</p>

A digitális átvitel minősége a demodulált adatok bithiba-arányaival is jellemezhető. A DVB rendszerek csatornakódolója Reed-Solomon és konvolúciós kódolást alkalmaz (kábeltévés átvitelnél csak Reed-Solomont). Ennek megfelelően a vételi oldalon három helyen mérhető az adatfolyam sérülése:

- a demodulátor után, a Viterbi-dekódoló előtt,
- a Viterbi-dekódoló után (Reed-Solomon dekódoló előtt), és a
- Reed-Solomon dekódoló után, a véletlenszerűsítést megszüntető fokozat előtt.



A Viterbi-dekódoló előtti bithiba-arány meghatározása során a dekódoló kimeneti adatait újrakódolja a mérőműszer az adás kódarányának megfelelően, majd az újrakódolt és a dekódolás előtti adatfolyam bitjeit hasonlítja össze. Egy nagyobb adatblokk hibás és összes bitmennyiségének a hányadosa lesz a Viterbi-dekódoló előtti BER-érték. Ez a szám közvetlenül jellemzi a rádiócsatorna minőségét.

A Reed-Solomon dekódoló előtti adatfolyam bithiba-arányát úgy határozza meg a mérőműszer, hogy a Reed-Solomon dekódoló által kijavított bitek számát osztja el a megfelelő adatblokk összes bitjének számával. Ez az érték már csak közvetve jellemzi a rádiócsatornát, az adás rendszertartalékát azonban közvetlenül tükrözi, ugyanis ha a Reed-Solomon dekódoló előtti bithiba-arány eléri a $2 \cdot 10^{-4}$ -es értéket, a Reed-Solomon dekódoló még éppen hibamentessé (ún. kvázi-hibamentessé) tudja kijavítani az adatfolyamot. Ekkor a néző elvileg még éppen nem vesz észre semmilyen sérülést a képernyőn, a jel/zaj viszony romlásával ugyanakkor rohamosan csökken az adás minősége és 1-2 dB-lel e határ alatt összeomlik az átvitel. A DVB-szabvány ezt a határértéket jelöli meg átviteli határnak, a gyakorlatban azonban ennél lényegesen nagyobb Reed-Solomon dekódoló előtti BER-értéket kell biztosítani!

A Reed-Solomon dekódoló utáni bithiba-arányt a Reed-Solomon dekódoló által nem javított MPEG-2 keretek száma alapján határozzák meg. Ez **becsült érték és ezért csak tájékoztató jellegű, a hiteles mérés technika szempontjából nincs jelentősége és sok berendezés nem is méri.**

Az eddigiek összefoglalva:


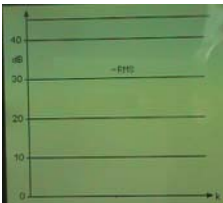

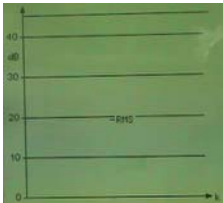
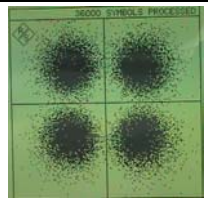
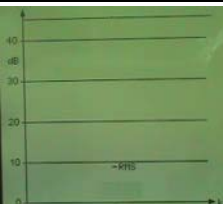
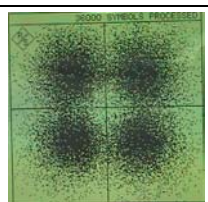
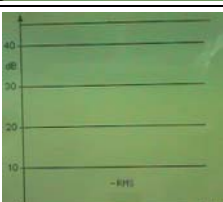


Figyelem! Néhány stratégiai megjegyzés a MER- (EVM-) és BER-mérésekhez:

A MER- és EVM-értékek csak addig hitelesek, amíg csak akkora a jeltorzulás, hogy a konstellációs pontok döntő része nem kerül át szomszédos döntési mezőkbe. Ez esetben bittévesztés még nem lép föl, a bithiba-arány még nem tükrözi a tényleges jelsérülést, a hibavektorok (és így a belőlük származtatott MER- illetve EVM-értékek) azonban éppen a konstelláció eredő torzulását jelzik.

Ha a konstellációs pontok számottevő része a szomszédos döntési mezőkbe átkerül, a MER- és EVM-mérés már nem lesz hiteles, mert a számító algoritmus a hibavektorok nagyságának meghatározásakor mindig a vett szimbólumhoz legközelebbi döntési mező középpontját veszi figyelembe. Ekkor azonban adattévesztés következik be, ami azonnal tükröződik a bithiba-arány romlásában.

A digitális adások jelminőségét tehát vagy a MER- illetve EVM-értékekkel, vagy a bithiba-aránnyal jellemezhetjük, de egyidejűleg csak az egyik jellemzési módszer lesz hiteles. Egy adott esetben a konstelláció torzulása alapján dönthető el, hogy a két elv közül melyik alkalmazandó. Ezt szemléltetik a következő ábrák, kizárólag fehérezajjal terhelt jelre, egyvívős QPSK adás esetén:

Jel/zaj viszony (dB)	Konstelláció	BER	MER
> 30		<pre> BITRATE OFFSET 2.0 MBPM BER BEFORE VIT 0.0E-9 (146/1000) BER BEFORE RS 0.0E-9 (100/1000) BER AFTER RS 0.0E-8 (101/1000) </pre>	
20		<pre> BITRATE OFFSET 2.0 MBPM BER BEFORE VIT 0.0E-8 (20/100) BER BEFORE RS 0.0E-8 (12/100) BER AFTER RS 0.0E-7 (12/100) </pre>	
10		<pre> BITRATE OFFSET 2.0 MBPM BER BEFORE VIT 1.8E-3 (88/100) BER BEFORE RS 0.0E-8 (59/100) BER AFTER RS 0.0E-7 (60/100) </pre>	
7		<pre> BITRATE OFFSET 2.0 MBPM BER BEFORE VIT 1.6E-2 (16/100) BER BEFORE RS 3.3E-7 (9/10) BER AFTER RS 0.0E-7 (10/100) </pre>	

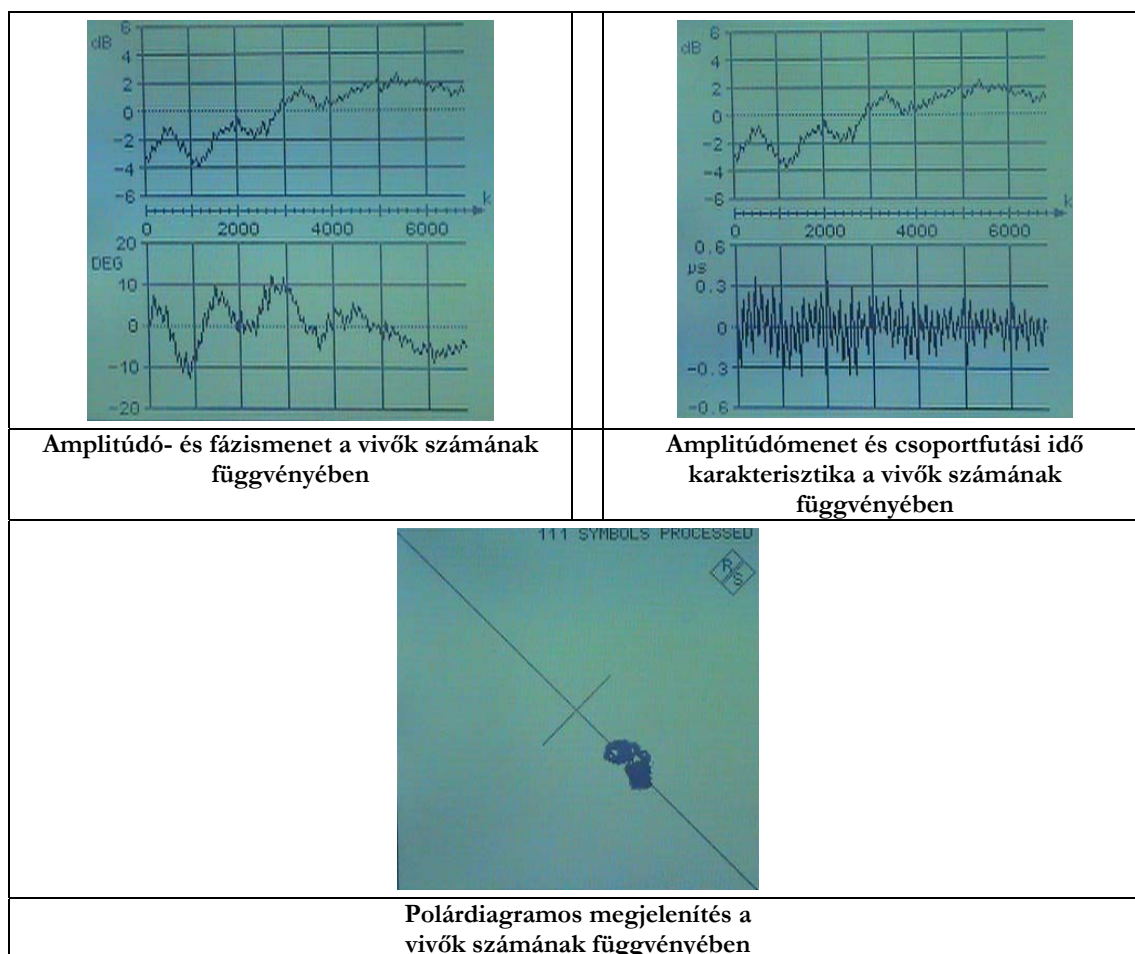
d.) A csatorna lineáris torzításának és impulzusválaszának mérése

Műholdas átvitelnél nem meghatározó, a földfelszíni és kábeltévés műsorszórásban azonban kritikus jelentőségű az átviteli csatorna lineáris átviteli függvénye.

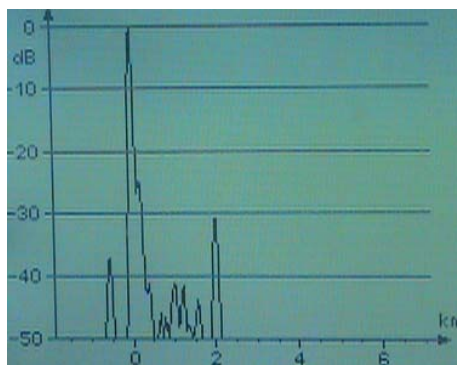
Egyvivős rendszerben (DVB-C) vagy a demodulált I-Q adatok alapján, auto- és keresztkorrelációs számításokkal, vagy szinkronjel-mintákra kiegyenlítő fokozat pillanatnyi (FIR-) szűrőegység segítségével határozható meg a csatorna amplitúdó- és fázismenete, illetve ezek inverz Fourier-transzformációjával a csatorna impulzusválasza (részletesen lásd a következő oldalon, a DVB-T leírásánál). A továbbiakban az egyvivős rendszerek ezen képességeit nem részletezzük.

A DVB-T vevők a folytonos és szórt pilotjelek segítségével minden harmadik vivő helyén közvetlenül megméri az átvitel *komplex* frekvenciamenetét (azaz amplitúdó- és fázismenetét, lásd 10. fejezet). Azon vivőkre, amelyeken csak adatokat továbbít a rendszer, a környező pilotjelek alapján interpolál a vevő csatornabecslő fokozata. Az átviteli jelút karakterisztikájának felvételéhez 12 szimbólumidőt kell várni, ennyi idő alatt jelenik meg ugyanis minden szórt pilotjel legalább egyszer.

A csatorna frekvenciamenete többféleképpen ábrázolható: a relatív amplitúdómenet mellett vagy közvetlenül a fázismenet, vagy a futásiidő-karakterisztika jeleníthető meg. Ezekon túlmenően természetesen az egyes vivőkhez tartozó komplex átviteli vektor is felrajzolható poláris ábrán. Egy-egy példát mutatnak a felsoroltakra az alábbi fényképek:



A csatorna közvetlenül megmért karakterisztikája frekvenciatartományban írja le az átviteli jelutatót. Ha ezt a karakterisztikát inverz-Fourier transzformáljuk, a csatorna időtartománybeli leírását, azaz az impulzusválaszt kapjuk meg. Ennek az a jelentősége, hogy illy módon meghatározható az esetleges visszaverődések és a vételi hely közötti időbeli távolság, ami alapján közvetlenül kiszámítható a térbeli távolság is. Az impulzusválasz segítségével tehát behatárolhatjuk a reflexiókat okozó tárgyak, objektumok helyét.



Kapcsolódó vizsgakérdés:

Részletes indoklással ismertesse a digitális műsorszóró rendszerek mérés technikáját, külön részletezve a DVB-T (és általában az OFDM-) rendszerek különlegességeit.

Segítségül: saját csatornás jel- és zajszint, továbbá jel/zaj viszony meghatározása, CCDF görbék, MER, EVM fogalma és meghatározása, a DVB technikában használt bithiba-arány értékek fogalma és meghatározása, a BER- és MER/EVM paraméterek közötti összefüggés.

Figyelem! E kérdés kielégítő megválaszolásához szükséges a DVB-jelek rádiófrekvenciás és alapsávi jellemzőinek beható ismerete, továbbá a spektrumanalizátorok működésének és jelspektrumok mérésének ismerete is!

!

Felhasznált és ajánlott irodalom

- [1] Szombathy Csaba – Dr. Gschwindt András – Vécsi Sándor – Konyha Lajos: DVB rendszerek mérés technológiája II. rész — DVB-T jelek mérés technikája; Tanulmány és mérési utasítás a Nemzeti Hírközlési Hatóság részére, Budapest, 2007.
- [2] Walter Fischer: A digitális műsorszórás alapjai, ORTT-AKTI és Typotex Kiadó, Budapest, 2005.
- [3] ETSI TR 101 290 V1.2.1 (2001-05) szabvány
- [4] EN 300 421 V1.1.2 (1997-08) szabvány
- [5] Vécsi Sándor: A földfelszíni digitális televízió rendszer (DVB-T) mérés technikája; diplomaterv, BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék, Budapest, 2007.

12. További digitális rádió- és televízió rendszerek

Szükséges előismeretek: digitális modulációval kapcsolatos alapismeretek (F4., F5. és F6. függelék), a 9., 10. és 11. fejezet anyaga, az OFDM moduláció ismerete.

-nem vizsgaanyag, csak tájékoztatóként szerepel, később bővül

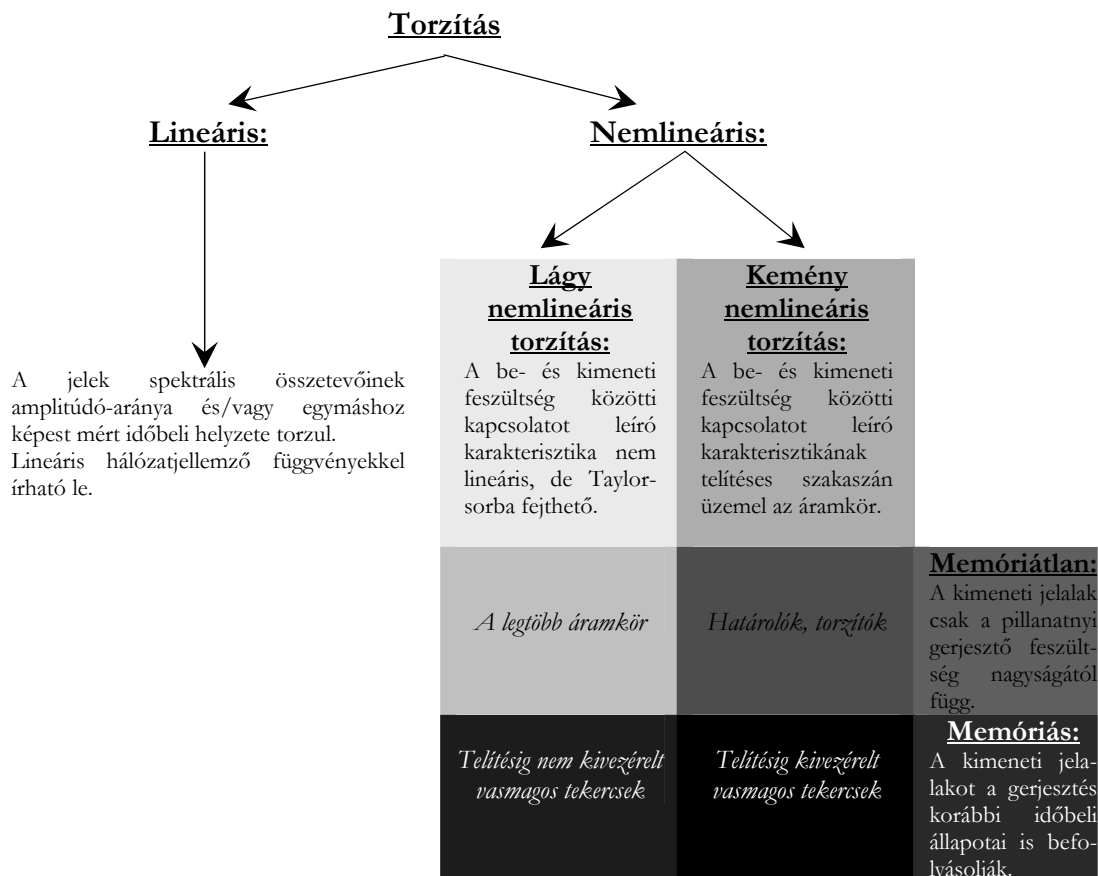
FÜGGELÉK

F1. Torzítások leírása

Az átviteltechnikai áramkörök a bemenetükre kerülő jelek alakját torzítják. Vizsgálhatjuk, hogy

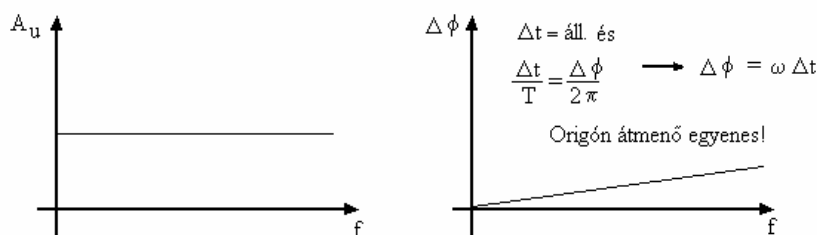
- a bementi jel spektrális összetevőire milyen módon hat egy egység → a **frekvencia** függvényében írjuk le a jeleket és az áramkör viselkedését, lineáris hálózatjellemző függvényekkel;
- az átviteli egység **be- és kimeneti feszültsége közötti kapcsolat** jellegét.

A torzítások osztályozása ennek megfelelően a következő lehet:



Megjegyzések:

- A lineáris valamint a memóriátlan lágy nemlineáris torzítások elő- és/vagy utókorrekcióval (elvileg) kompenzálhatók.
- A lineáris torzítás tekintetében az alakhű átvitel feltétele az átviendő spektrumban *egyenletes amplitúdómenet és az origót metsző lineáris fázismenet* (lásd a fázistolás és az időkésleltetés közötti összefüggést).

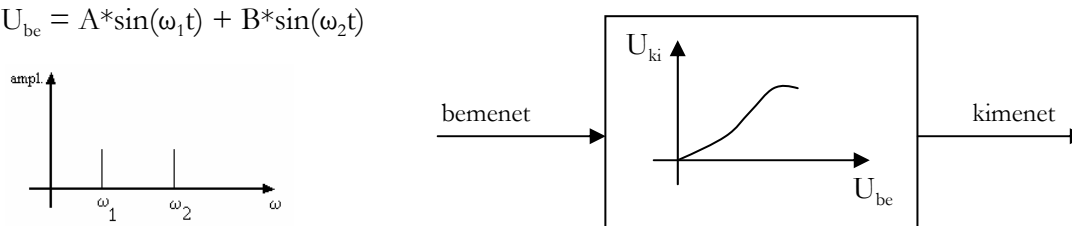


A torzítások következtében létrejövő jelösszetevők

1. A lineáris torzítás nem módosítja a jelspektrum összetevőinek számát, csupán a komponensek egymáshoz viszonyított nagyságán és eltolásán változtat.

A továbbiakban csak a *memóriátlan lágy nemlineáris torzítás* hatását elemezzük. Az áttekinthetőség kedvéért két darab szinuszos bemeneti jelet feltételezünk:

$$U_{be} = A \cdot \sin(\omega_1 t) + B \cdot \sin(\omega_2 t)$$



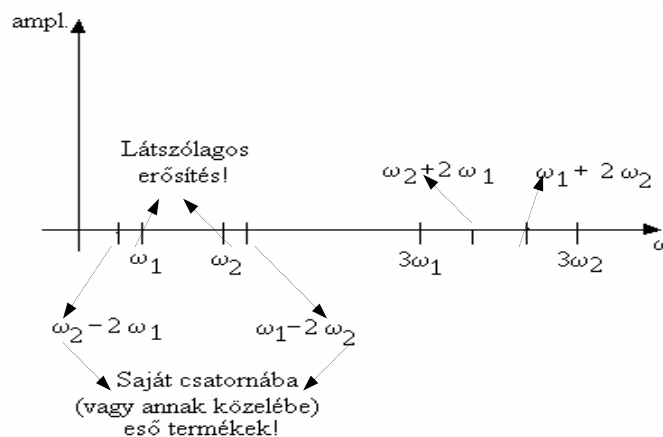
2. Páros fokszámú nemlineáris átvitel esetén (példa: $U_{ki} = C \cdot U_{be}^2$) a következő jelösszetevők jelennek meg a kimeneten (addíciós tételek felhasználásával levezetve):

$$U_{ki} = 0,5 \cdot A \cdot C + 0,5 \cdot A \cdot C \cdot \cos(2\omega_1 t) + 0,5 \cdot B \cdot C + 0,5 \cdot B \cdot C \cdot \cos(2\omega_2 t) + A \cdot B \cdot C \cdot \cos(\omega_1 t - \omega_2 t) + A \cdot B \cdot C \cdot \cos(\omega_1 t + \omega_2 t),$$

Azaz keletkezik egyenáramú összetevő, továbbá előállnak a bemeneti jelek páros felharmonikusai és összeg- illetve különbségi frekvenciái.

3. Páratlan fokszámú nemlineáris átvitel esetén (példa: $U_{ki} = D \cdot U_{be}^3$) a következő jelösszetevők jelennek meg a kimeneten (addíciós tételek felhasználásával levezetve):

$$U_{ki} = 0,75 \cdot A^3 \cdot D \cdot \sin(\omega_1 t) + -0,25 \cdot A^3 \cdot D \cdot \sin(3\omega_1 t) + 0,75 \cdot B^3 \cdot D \cdot \sin(\omega_2 t) + -0,25 \cdot B^3 \cdot D \cdot \sin(3\omega_2 t) + 1,5 \cdot A \cdot B^2 \cdot D \cdot \sin(\omega_1 t) - 0,75 \cdot A \cdot B^2 \cdot D \cdot \sin(\omega_1 t + 2\omega_2 t) - 0,75 \cdot A \cdot B^2 \cdot D \cdot \sin(\omega_1 t - 2\omega_2 t) + 1,5 \cdot A^2 \cdot B \cdot D \cdot \sin(\omega_2 t) - 0,75 \cdot A^2 \cdot B \cdot D \cdot \sin(2\omega_1 t + \omega_2 t) - 0,75 \cdot A^2 \cdot B \cdot D \cdot \sin(\omega_2 t - 2\omega_1 t)$$

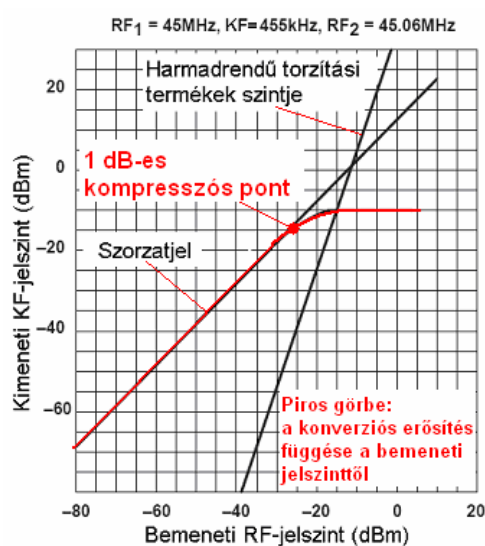


Azaz keletkeznek —többek között— az eredeti jelekkel megegyező frekvenciájú összetevők (látszólagos erősítés), valamint, amennyiben a bemeneti jelek rezgésszáma közötti különbség kicsi, a saját csatornába vagy annak közelébe eső termékek is.

Erősítők torzításának jellemzése

Az erősítők nemlineáris viselkedése többféleképpen jellemezhető. Alapvetően kétféle megközelítést szoktak alkalmazni:

- Mivel minden erősítő dinamikájának van felső korlátja, kézenfekvő, hogy a kivezérrelhetőség felső határával jellemezzük a nemlineáris üzem határát. Az arányos erősítésből nem azonnal, hanem egy átmeneti tartományon keresztül megy telítésbe egy áramkör, melyre az erősítés rohamos gyengülése a jellemző. Megegyezés szerint a lineáris működés határának azt a kivezérési pontot tekintjük, amelynél a tényleges erősítés 1 dB-lal kisebb a névleges értéknél. Ez az 1 dB-es kompressziós pont:

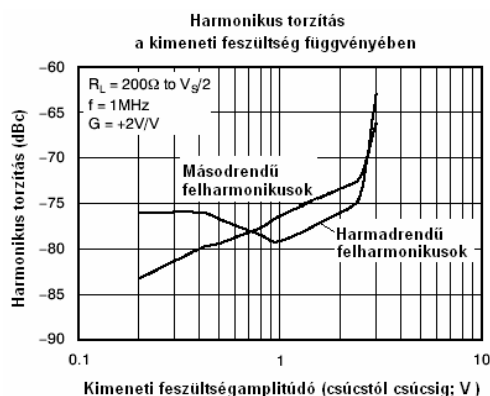


Az 1. fejezetben említett, Philips SA612A típusú, Gilbert-cellás keverő konverziós erősítésének dinamikája

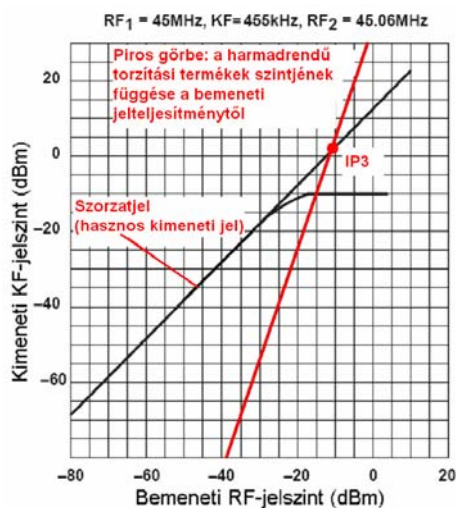
- Az erősítők valójában a lineáris tartományukban is előállítanak torzítási termékeket, azaz teljesen lineárisan működő áramkör nincs. Logikus tehát, hogy a bemeneti jelből előállított, nemkivánt jelösszetevők szintjével jellemezzük a nemlinearitás mértékét.

Ennek egyik módja a — főleg hangtechnikában alkalmazott — harmonikus torzítás mérése, azaz a be- vagy kimeneti jelszint és/vagy a terhelés függvényében a parazita összetevők szintjének meghatározása. Erre mutat példát az alábbi, bal oldali ábra*.

Általában a rádiófrekvenciás erősítők és keverők torzítását egy különleges eljárással jellemzik: a lineáris tartományban kivezélve az eszközt megméri a hasznos jelnél lényegesen kisebb amplitúdójú, **kimeneti** másod- és/vagy harmadrendű összetevők szintjének alakulását a **bemeneti** jelteljesítmény függvényében. Logaritmikus ábrázolás esetén a másodrendű termékek görbéje értelemszerűen kétszer, a harmadrendűeké pedig háromszor meredekebb, mint a normál erősítéshez tartozó karakterisztika, ezért, ha meghosszabbítjuk a torzítási termékek görbéit, azok egy idő után metszik a normál erősítés egyenesét. E metszéspontok neve rendre másod- illetve harmadrendű torzítási metszéspont (IP2 és IP3*). Külön hangsúlyozzuk, hogy e metszéspontok valójában nem mérhető ki, csak szerkeszthető, mert olyan bemeneti jelszinteknél jelentkeznek, amelyeknél már telítésben van az áramkör. A torzítás jellemzésére azonban alkalmasak, mert minél kisebb egy eszköz karakterisztikájának másod- illetve harmadrendű tagjához tartozó együttthatója (azaz torzítása), annál kisebb ordináta-értékről indulnak ezek az egyenesek, így annál nagyobb bemeneti jelszintnél metszik a normál erősítési görbét. Az alábbi, jobb oldali ábra a harmadrendű torzítási metszéspontra mutat példát.



A Texas Instruments OPA2889 típusú műveleti erősítő harmonikus torzítása



Az 1. fejezetben említett, Philips SA612A típusú, Gilbert-cellás keverő harmadrendű torzítási metszéspontja

* A jelen példában a különféle torzítási termékek szintjét külön-külön, a hasznos kimeneti jel amplitúdójához viszonyítva ábrázoltuk. Különösen hangfrekvenciás áramkörök esetén szokás még a torzítás mértékét %-ban is kifejezni; ekkor az összes nemkivánt termék eredő teljesítményének és a hasznos kimeneti jel szintjének arányát jellemzi a % érték.

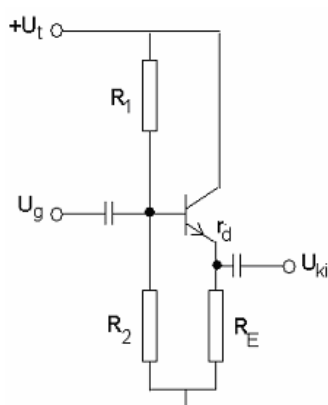
** Az angol „Intercept Point” alapján. Lásd a szöveget is.

F2. Tranzisztoros erősítő alapáramkörök

A legegyszerűbb erősítő áramkörök az egy aktív alkatrészt tartalmazó kapcsolások. A továbbiakban —az egyszerűség kedvéért— NPN bipoláris tranzisztorokat veszünk alapul.

Egy tranzisztor a kollektor irányába áramgenerátorosan dolgozik*, ezért innen nem vezérelhető. Az alábbi lehetőségek maradnak tehát (a levezetések mellőzésével tényszerűen közöljük az alábbi áramkörök jellemzőit):

- a bázisról vezérelve az emitterről vesszük le a jelet → emitterkövető (közös- (földelt-) kollektoros kapcsolás)



$$A_U = \frac{R_E}{R_E + r_d}$$

$$Z_{be} = R_1 \times R_2 \times \{(\beta + 1) \cdot (R_E + r_d)\}$$

$$Z_{ki} = R_E \times \left\{ r_d + \frac{R_1 \times R_2 \times Z_g}{(\beta + 1)} \right\}$$

Megjegyzés: a kollektor-bázis kapacitás okozta Miller-hatás elkerülése végett itt célszerű kihagyni a kollektorellenállást. Emiatt ennek a kapcsolásnak nagyobb a sávszélessége, mint az ugyanezen alkatrészekből felépített, ugyanilyen munkapontba állított földelt emitteres kapcsolásé;

*

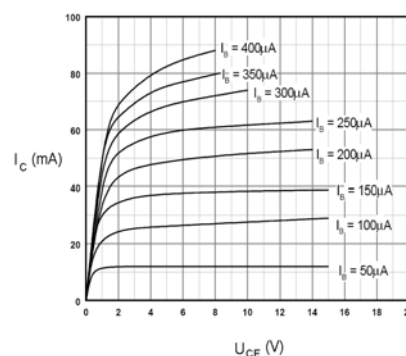
A tranzisztorhatás miatt, melynek mechanizmusa a következő: az emitter-bázis dióda nyitóirányban van előfeszítve; a bázis vékonyabb, mint az emitterből beáramló töltéshordozók rekombinációs úthossza, így a bázisban jelentősen megnő a kisebbségi töltéshordozók aránya. Noha a kollektor-bázis dióda záróirányú feszültséget kap, e feszültség a bázisban felhalmozódó kisebbségi töltéshordozókat éppen a kollektorba „hajtja” át, így —azon kicsi töltésmennyiségtől eltekintve, amely rekombinálódik a bázisban és a bázisáramot adja— az emitteráram gyakorlatilag megegyezik a kollektorárammal.

Az emitterkörben állíthatjuk be tehát a munkaponti áramviszonyokat, a kollektorkör pedig természetesen erre áll

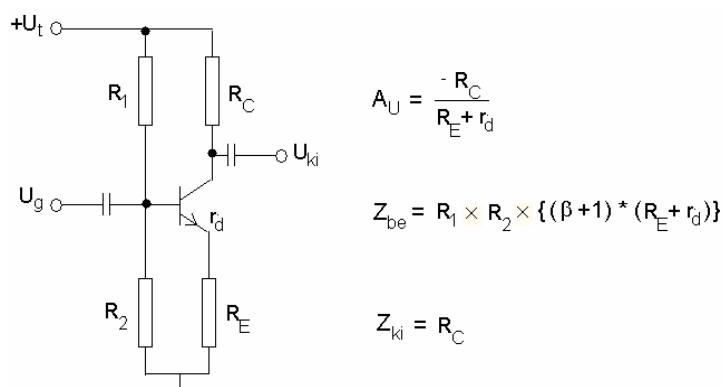
be. Az áramgenerátoros hatás a tranzisztorok kimeneti jelleggörbéin is megfigyelhető: a görbesereg a tranzisztor normál aktív tartományában gyakorlatilag vízszintes (lásd a beillesztett ábrát).

Az áramgenerátoros hatást alapvetően két tényező rontja:

1. Early-hatás: a kollektor-emitter feszültség növelésével nő a kollektor-bázis dióda kiürített rétegének szélessége, ami a hatásos bázisszélesség csökkenéséhez vezet. Ily módon a töltéshordozók rekombinációs úthossza tovább csökken, növelve a kollektoráramot.
2. A tranzisztor parazita kapacitásai (a kollektor-bázis átmenet tértöltés kapacitása, a kollektor-emitter kapacitás, stb.) parazita vezetést hoznak be.

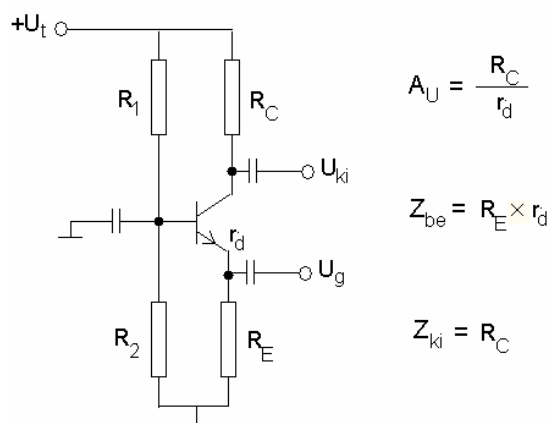


- a bázisról vezérelve a kollektorról vesszük le a jelet → közös- (földelt-) emitteres kapcsolás



Megjegyzés: az emitterellenállás hidegítésével (kondenzátorral történő lezárásával) az erősítés jelentősen megnövelhető. Ennek ára a bemeneti impedancia számottevő csökkenése;

- az emitterről vezérelve a kollektorról vesszük le a jelet → közös- (földelt-) bázisú kapcsolás



Megjegyzés: Miller-hatás itt sem nem lép fel, mert a bázis földelt, így a kollektor-bázis kapacitás nem hat vissza a bemenetre. Emiatt ennek a kapcsolásnak nagyobb a sávzélessége, mint az ugyanezen alkatrészekből felépített, ugyanilyen munkapontba állított földelt emitteres kapcsolásé;

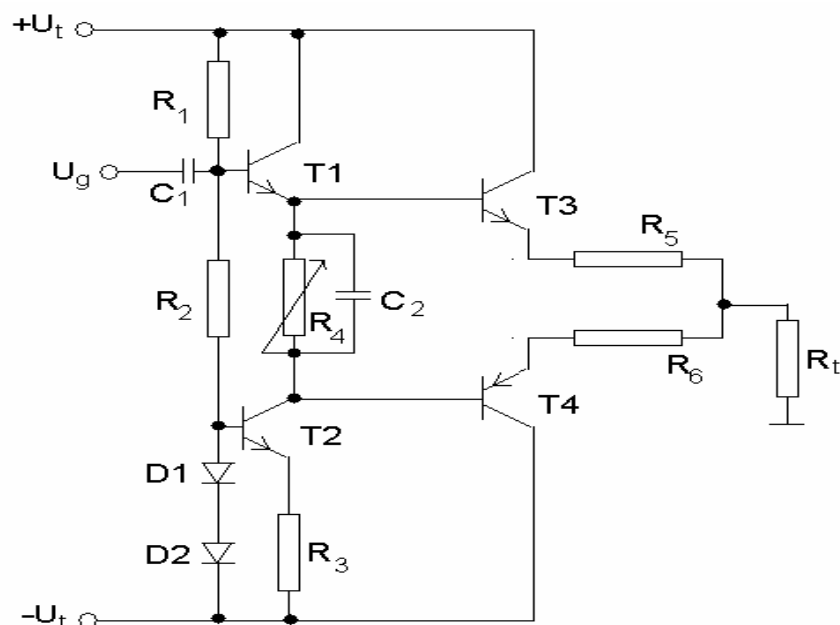
Külön kiemeljük, hogy a fenti összefüggésekben R_E és R_C helyére tetszőleges komplex emitter- és kollektorköri impedancia behelyettesíthető, a kapcsolódó esetleges további alkatrészekről illetve fokozatoktól függően.

Mivel a tranzisztor egyirányú polarításban tud működni (a bázis-, emitter- és kollektorpotenciálok egymáshoz képest rögzítettek), a fenti alapáramkörök akkor üzemképesek, ha megfelelő egyenáramú munkapontba állítjuk be őket. Ennek hátránya, hogy mindig folyik áram az eszközön, és minél nagyobb terhelőáramok várhatók, annál magasabb munkapontban kell előfeszíteni a tranzisztorokat ahhoz, hogy kis torzítású legyen az átvitel („relatív kisjelű” kivezérlés). Az ilyen jellegű beállítás az „A” osztályú

munkapont, melynek kiválóak a jelátviteli jellemzői (igen kicsi torzítás), de tragikusan rossz a hatásfoka (a legjobb esetben, maximális kivezérélnél 50%).

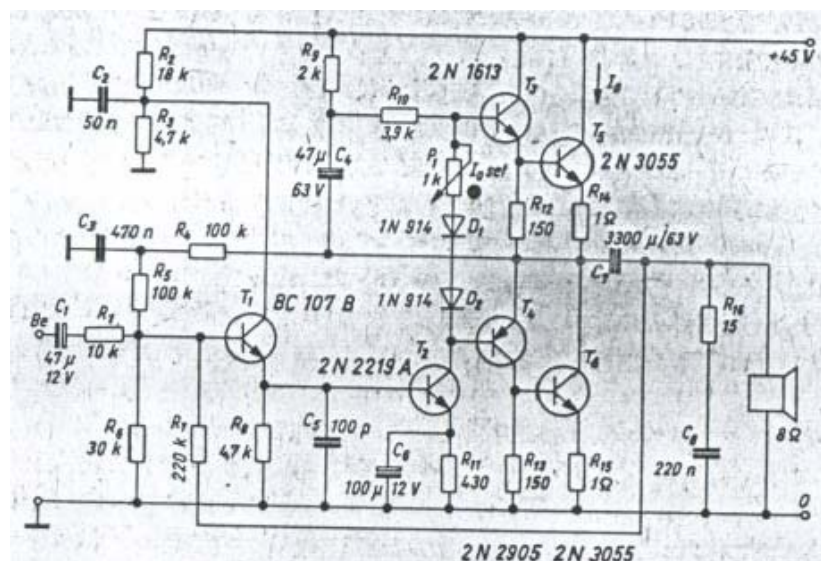
A hatásfok javítása érdekében célszerű olyan kapcsolást építeni, melynek áramfelvétele a kivezéréssel arányos. Ez elvileg nem lehetetlen, hiszen a tranzisztorok árama a vezérlőfeszültségükkel szabályozható. A félvezető eszközök „egyirányú” polaritása miatt azonban a kivezéréssel arányos áramfelvétel csak úgy valósítható meg, ha a negatív és a pozitív félperiódust ellenütemben, komplementer félvezetőkből felépített részáramkörök kezelik. Így jutunk a komplementer végfokozatokhoz, amelyek a végtranzisztorok jellegétől függően kétfélek lehetnek:

- Kompozit komplementer végfokozat: a teljesítménytranzisztorok valódi (NPN-PNP) komplementer párok.



Közismertek az ilyen jellegű végfokozatok, ezért itt csak röviden tekintjük át a működésüket. A bemeneti jelet T1 emitterkövetőként egyenesen a végtranzisztorok bázisára juttatja. C2 rövidre zárja váltakozó áramú szempontból T3 és T4 bázisát, így a teljesítménytranzisztorok egyforma kivezérést kapnak. T1 „A” osztályban üzemel, a végtranzisztorok munkapontja viszont R4-gyel állítható be. Az R4-en eső feszültséget a T2 áramgenerátor árama hozza létre, amely D1 és D2 „jóváltából” független a tápfeszültségtől. R5 és R6 értéke kicsi, csupán nagy áramterhelések esetén védik a teljesítménytranzisztorokat. A terhelésre jutó egyenpotenciálnak 0 V-nak kell lennie, ez T1 és T3 bázis-emitter átmenetén keresztül T1 bázispotenciáljának segítségével állatható be.

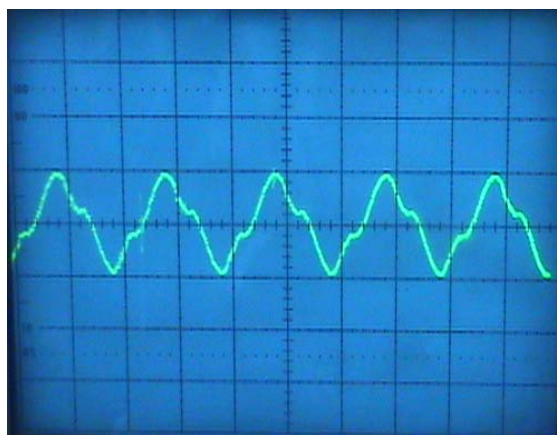
- Kvázikomplementer végfokozat: a teljesítménytranszisztorok azonos típusúak.



Látható, hogy a negatív félperiódust erősítő végtranszisztor kollektorköréből hajtja meg a kimenetet. Mivel a „felső” oldalhoz képest ellenfázisban kell dolgoznia, a végtranszisztor azonban ugyanolyan polaritású, mint a „pozitív” oldalé, a meghajtó fokozattal kell biztosítani az alsó erősítőrészt ellenütemű vezérlését (emíatt aszimmetrikus az áramkör). Ez a megoldás nem korszerű, ma már nem alkalmazzák széles körben*.

Hangsúlyozzuk, hogy a fenti példákban *ellenütemű* és *komplementer* felépítésű mindkét erősítő. A kiemelt két fogalom azonban nem kapcsolódik egymáshoz szorosan (lásd a 3. fejezetet is, ahol ellenütemű, de semmilyen értelemben véve sem komplementer RF erősítő szerepel).

Az ismertetett végfokozatok ideális esetben a vezérlőjellel arányosan nyitnak és zárnak. Ez lenne a „B” osztályú üzem, melynek elvi legjobb hatásfoka 78% (lásd 2. fejezet [1] irodalom). A tranzisztorok (közelítőleg) 0,6 V-os nyitókönnyöke miatt azonban ez nem teljesül, kis amplitúdójú jelrészleteknél keresztvezési torzítás lép föl:

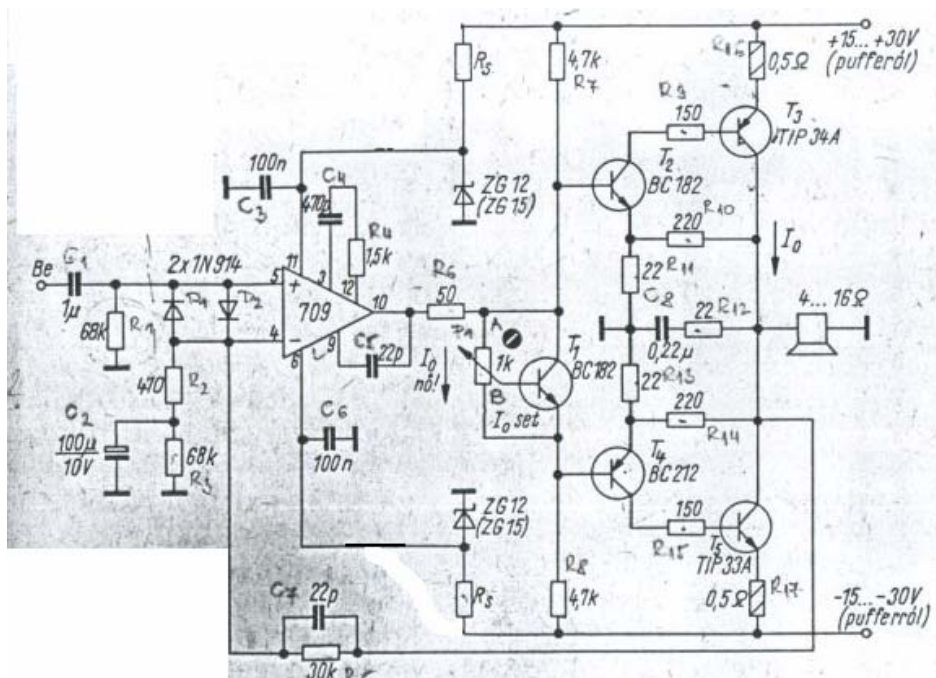


* Kvázikomplementer végfokozatokat akkor terveztek, amikor technológiai okok miatt nem tudtak jó komplementer végtranszisztor-párokat gyártani.

Ennek kiküszöbölésére általában kismértékű nyugalmi előfeszítést adnak a végerősítőknek. Ekkor az alacsony szintű jeleket „A” osztályban, a nagyobb amplitúdójú jeleket pedig „B” osztályban erősíti. Ez az AB osztályú üzem.

Külön kiemeljük, hogy a komplementer végfokozatok is előfeszíthetők „A” osztályban, a működési osztály tehát nemcsak felépítés, hanem beállítás kérdése is!

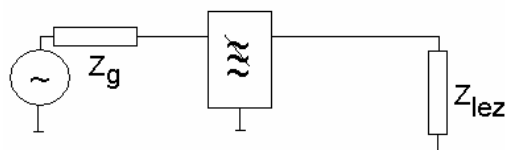
Végül, érdekességképpen mutatunk egy olyan **ellenütemű, kompozit komplementer** végfokozatot (© Texas Instruments), amelynek végtranzisztorai kollektorkörből hajtják meg a kimenetet, szemben a fent vázolt, (és a leggyakrabban alkalmazott) emitterkörü kimenettel :



F3. Passzív szűrők, fáziskorrektorok és illesztőkörök

A szűrők feladata egyes jelek elnyomása vagy kiemelése a frekvencia függvényében, alul-, felül- vagy sáváteresztő, illetve sávzáró jelleggel.

A passzív (azaz csak ellenállást, tekercset, kondenzátort és transzformátort, vagy ezekkel egyenértékű tápvonal-szakaszokat tartalmazó) szűrők működése szempontjából kritikus jelentőségű a lezáró és a meghajtó impedancia: a szűrő ezek között helyezkedik el, és reaktáns elemeinek egy adott frekvencián mutatott viselkedése határozza meg a forrás és a lezárás közötti csillapítás mértékét.



A szűrőt lezáró impedanciák megváltozása esetén tehát módosul a karakterisztika is, a tervezéskor tehát figyelembe kell venni ezek nagyságát és arányát.

A tervezéskor alapelvei a következők:

- minden felüláteresztő-, továbbá a sávközépi frekvenciára logaritmikusan szimmetrikus sáváteresztő és sávzáró szűrő tervezése visszavezethető egy arányaiban egyenértékű aluláteresztő szűrő tervezésére, ezért elegendő ez utóbbiak tervezését és az átalakítási eljárásokat kidolgozni;
- a tervezés során olyan („aluláteresztő”) függvényekkel dolgozhatunk csak, amelyek elektromos hálózattal megvalósíthatók. Ilyen (többek között) a Butterworth- (maximális laposságú), a Csebisev-, a Cauer-, a Bessel-, stb. közelítés;
- a számítógép nélküli, kézi tervező eljárások közül a legegyszerűbb módszer az előző pontban felsorolt közelítésekkel, különféle lezáró impedanciák közé különböző fokszámmal kidolgozott, impedanciák és frekvenciák tekintetében normalizált szűrőkapcsolások felhasználása (→szűrőkatalógus). A normalizált szűrő megtervezését követően a végleges elemértékeket csupán a tényleges lezáró impedanciák és az üzemi frekvencia arányában kell kiszámítani.

A szűrők tervezésekor az amplitúdómenetet optimalizáljuk, a fáziskarakterisztikát ekkor nem tudjuk kézben tartani. A fázismentet jellegét ugyanakkor a szűrő karakterisztikája és fokszáma döntően meghatározza. Ennek az lesz a végeredménye, hogy a határ- és/vagy átmeneti frekvenciák környezetében igen „vad” fázismentek is kialakulhatnak, jelentős lineáris torzítást okozva az átvitt jelben. Amennyiben ez megengedhetetlenül nagy és/vagy a továbbított jel érzékeny a lineáris torzításra (például analóg TV-adások), külön hálózattal kompenzálni kell a fázisment kritikus szakaszait. Az ilyen jellegű hálózatok amplitúdómenete egyenletes (mindentáteresztő kapcsolás), fáziskarakterisztikájukat (illetve csoportfutási idejüket) méretezzük.

Tipikus gyakorlati példa az eddig elmondottakra:

<p>Harmadfokú sáváteresztő LC-szűrő kapcsolási rajza és átviteli karakterisztikája (harmadfokú Csebisev, normalizált értékekkel, 1,3 dB hullámossággal)</p>	<p>Másodfokú mindentáteresztő kapcsolás (fáziskorrektor) és átviteli karakterisztikája</p>	
<p style="text-align: center;">A szűrő és a fáziskorrektor együttes kapcsolása:</p>		
<p>A szűrő áteresztő sávjába eső összetevőkkel rendelkező négyzetjel jel alakja a szűrő bemenetén</p>	<p>A sávszűrő által eltorzított jel (fáziskarakterisztika által okozott lineáris torzítás)</p>	<p>A szűrő után kapcsolt fáziskorrektorral kompenzált jel</p>

Az eddig leírtak részletes elvi hátterét és kapcsolódó gyakorló példákat az alábbi irodalom tartalmaz:

Géher Károly: Lineáris hálózatok, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1979.

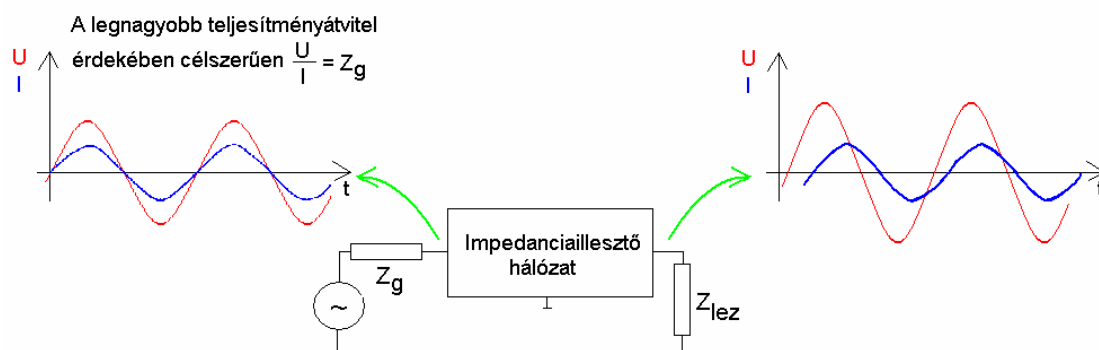
Prónay Gábor, Solymosi János, Trón Tibor: Példatár a lineáris hálózatokhoz, Tankönyvkiadó, Budapest, 1985.

Prónay Gábor, Solymosi János, Trón Tibor: Tervezési segédlet a lineáris hálózatokhoz, Tankönyvkiadó, Budapest, 1982.

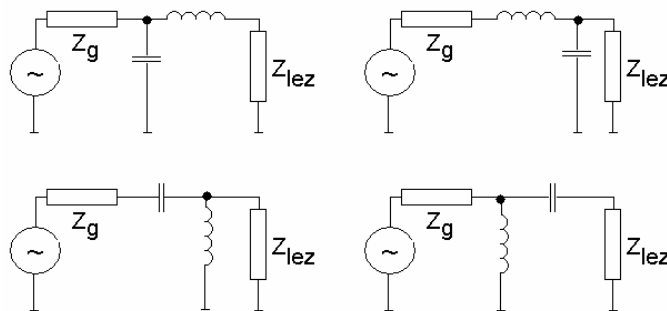
Összehasonlításképpen röviden megemlítjük az aktív szűrőket is (részletesen lásd 1. és 2. fejezet [1] irodalom). Ezek általában nagy bemeneti és alacsony kimeneti impedanciával rendelkeznek, mert jellemzően műveleti erősítő bemenete (vagy azt megelőző, nagy impedanciájú ellenállás-hálózat) fogadja a jeletet, a kimenet pedig közvetlenül a műveleti erősítő kimeneti pontja. Az átviteli karakterisztikát a visszacsatoló ágban elhelyezett R(L)C-hálózat állítja be, amely a legtöbb esetben nem, vagy csak kismértékben befolyásolja a be- és kimeneti impedanciát, ezért az aktív szűrők tervezése sokszor az átviteli függvény pólusainak és zérusainak közvetlen megvalósításából áll (lásd a 2. fejezet [2] irodalmát is).

Legyen szó akár passzív, akár aktív szűrőkről, mindegyikre jellemző, hogy amplitúdómenetük egy adott feladathoz optimalizált. A passzív szűrőknél emellett a lezárásokat is komolyan figyelembe kell venni. A gyakorlati terhelőimpedanciák jellege (például antennák) azonban igen szélsőséges határok között mozoghat, jelentős reaktáns részzel rendelkezhetnek és valós részük sokszor igen kicsi vagy nagy értékű. Mindezekon túlmenően a végfokozatok is elsősorban tisztán ohmos terhelésre „szeretnek” dolgozni, ezért szükséges olyan áramkörök alkalmazása, amely egy adott terhelés impedanciáját előírt értékű, ohmos jellegűre alakítja át. Ezek az impedanciaillesztő hálózatok.

Egy impedanciaillesztő áramkör a lezáró eszköz feszültségének és áramának fázisát, továbbá ezek arányát tolja el oly módon, hogy a bemeneti ponton a feszültség és áram teljesen fázisban legyen, amplitúdójuk hányadosa pedig meghatározott értéket vegyen fel, azaz egy előírt nagyságú, tisztán ohmos terhelést érzékeljen a meghajtó egység:

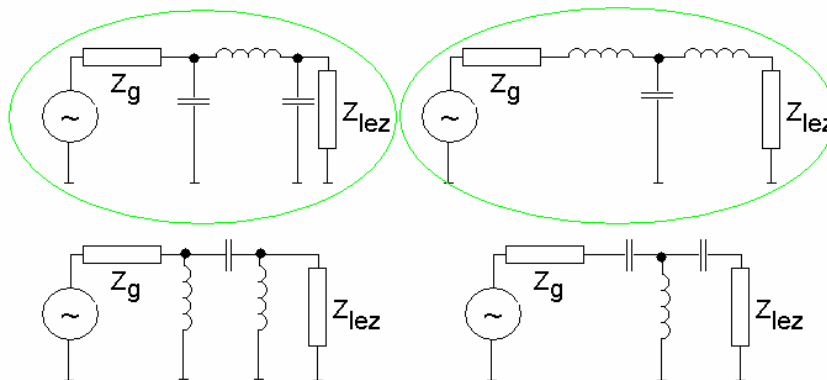


Az impedanciaillesztés elvileg megvalósítható két elemmel, egy kondenzátorral és egy tekercsel, a lezárás reaktanciájának jellegétől függő elrendezésben:



Matematikailag a feladat egyszerű: az illesztőhálózat és a (feltehetőleg ismert impedanciájú) terhelés eredő impedanciája a kívánt értéket kell, hogy adja; leírva ezt a generátor által érzékelt eredő impedanciát az illesztő induktivitás (L) és kapacitás (C) függvényében, majd szétbontva valós és képzetes részre, egy-egy állítást kapunk, az egyenletrendszer tehát egyértelműen megoldható L -re és C -re. A kételemes illesztőkörök problémája azonban az, hogy a hangoló elemek értékétől nagyon meredeken függ az illesztés, gyakorlatilag nem valósítható meg megbízható illesztés ezen megoldásokkal.

Lényegesen jobb a helyzet, ha háromelemes létrakapcsolásokat alkalmazunk:



Ezek méretezésénél abba az elvi akadályba ütközünk, hogy az impedanciaillesztés leírásánál — hasonlóan, mint a kételemes áramkörök esetén — két egyenlet adódik, az ismeretlenek száma azonban három. Ekkor mindig valamilyen feltételezéssel élünk, például a középső elem értékét —gyakorlati megfontolások alapján— adottnak vesszük, és ennek megfelelően határozzuk meg a másik két alkatrész paramétereit.

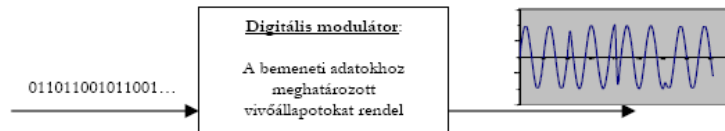
Az utóbbi négy kapcsolás közül a zölddel bekarikázott változatokat célszerű használni, mert azok átvitele aluláteresztő jellegű, így az adó kimeneti spektrumának parazita összetevőit segítenek elnyomni.

Külön hangsúlyozzuk, hogy noha az impedanciaillesztő áramkörök szűrőként (is) viselkednek, átvitelük nem szűrésre, meghatározott karakterisztika szerint optimalizált (szemben a korábban tárgyalt valódi szűrőkével), hanem esetükben a szűrés egy „kellemes mellékhatás”. A szakirodalomban ennek ellenére -helytelenül- sokszor nevezik szűrőnek az impedanciaillesztő fokozatokat.

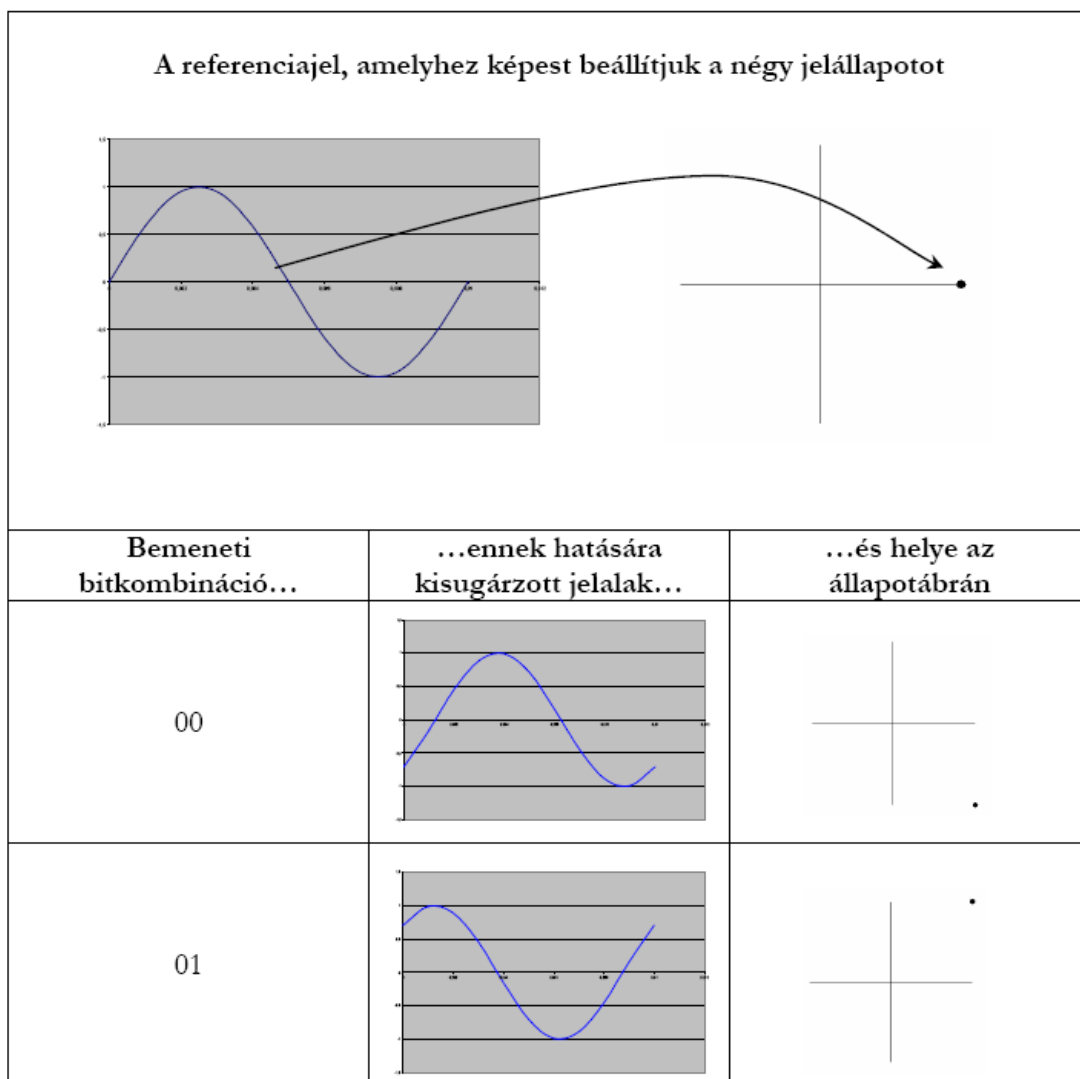
Megjegyezzük, hogy az impedanciaillesztő elemeken esetenként komoly lengőteljesítmények áramolhatnak, igen nagy feszültség- vagy áramterhelést okozva, ezért a tekercsek és kondenzátorok méretezésénél erre külön tekintettel kell lenni (még abban az esetben is, ha a generátor viszonylag kis kimeneti teljesítményt szolgáltat).

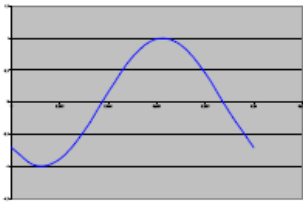
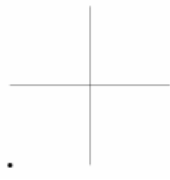
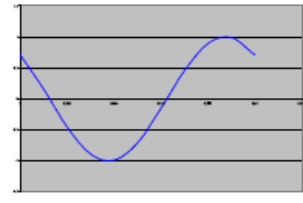
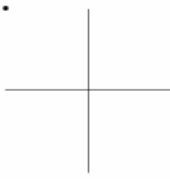
F4. A digitális modulációk alapjellemezői

A digitálisan modulált vivő diszkrét állapotokat vehet csak fel. Egy-egy vivőállapothoz meghatározott bitkombináció tartozik. Funkcionálisan tehát a következő történik:

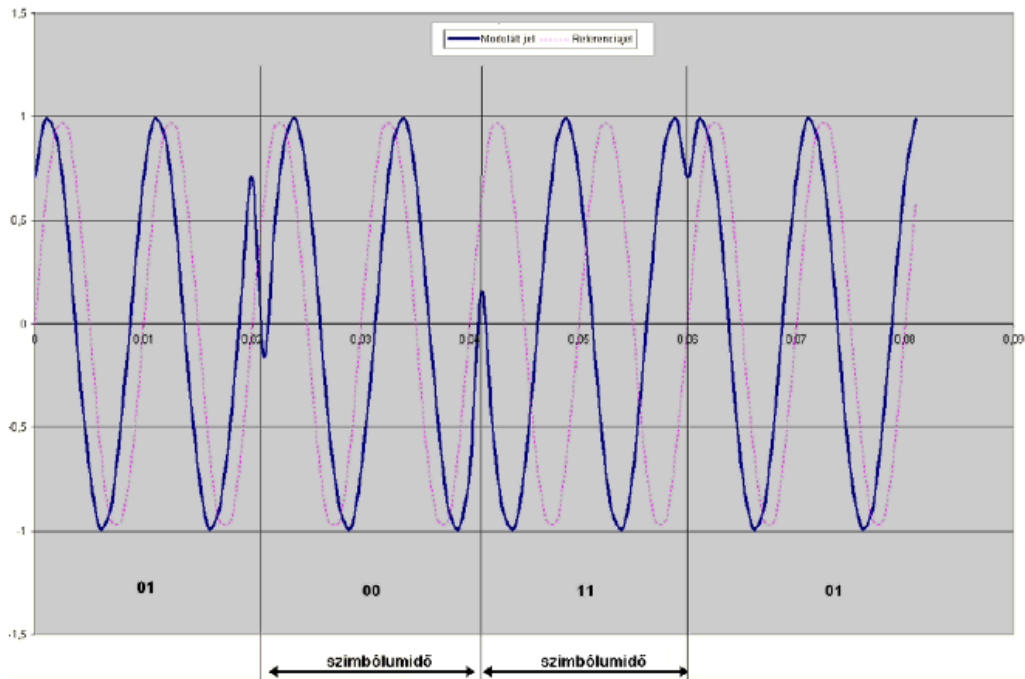


A továbbiakban példaként olyan modulációt választunk, amely négy állapotból áll. Ennek jelalakjai és adatkombinációi a következők:

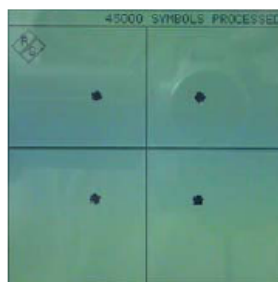


Bemeneti bitkombináció...	...ennek hatására kisugárzott jelalak...	...és helye az állapotábrán
10		
11		

Az adás egy részlete...

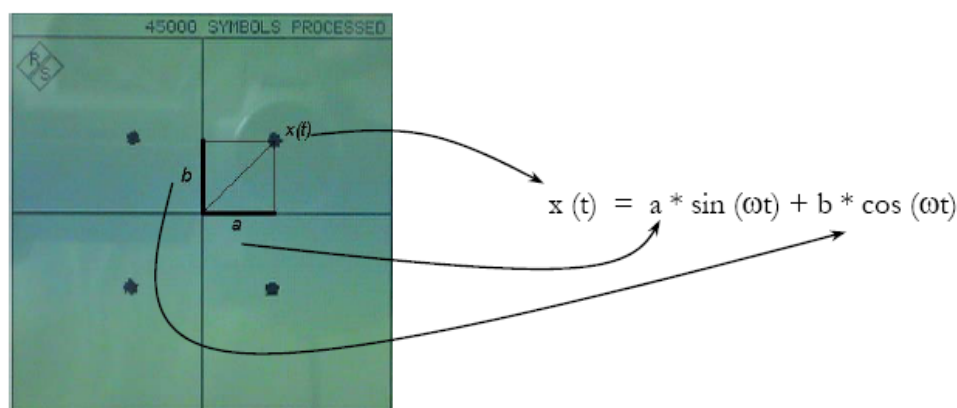


... és egy ilyen típusú, valóságos jel konstellációs ábrája (laboratóriumi körülmények között mérve, minden detektált szimbólum megjelenítésével):

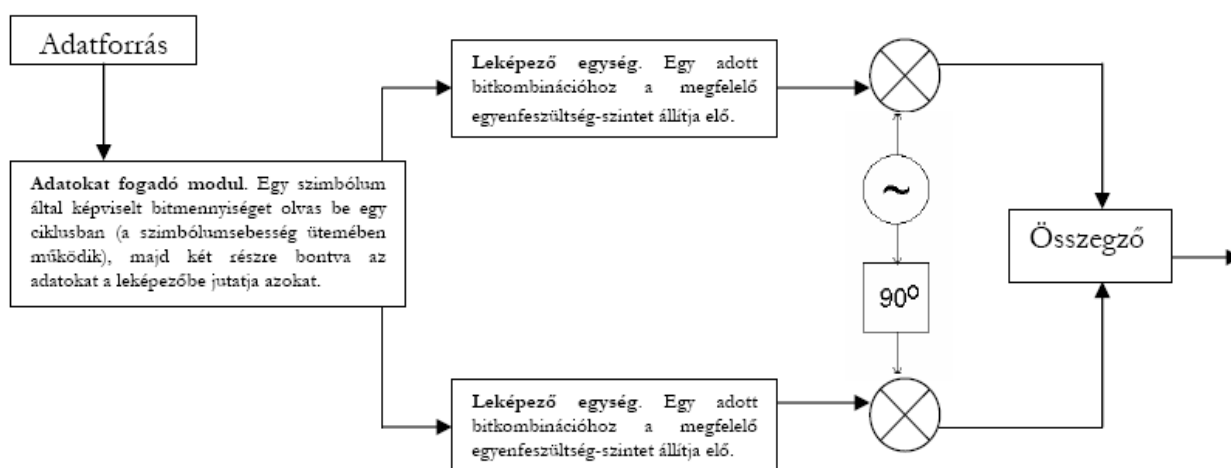


Az egyes jelállapotok, az ún. szimbólumok tehát meghatározott időközönként, szimbólumidőnként követik egymást (\rightarrow *szimbólumsebesség, jelzési sebesség, baud-sebesség*). Mivel egy szimbólum több bitet képvisel, az adatsebesség és szimbólumsebesség különbözik egymástól.

Az analóg kvadratúra moduláció mintájára az ilyen típusú digitális jelek úgy is tekinthetők, hogy két összetevőből állnak, azaz egy szinuszos és ehhez képest 90° -kal eltolt másik harmonikus rezgés alkotja őket. Mivel ez a szemlélet megegyezik a matematikai kétdimenziós vektoros leírással, szokás vektormodulált jeleknek is hívni a digitálisan modulált vivőket.



Előállításuk is a fentieknek megfelelően történik: egy bemeneti fokozat fogadja a bejövő biteket, majd azokat két ágra osztva egy leképező fokozatba juttatja. A leképező egy-egy valódi négy síknegyedes szorzót (Gilbert-cellás keverőt) vezérel. Ez utóbbiak másik bemenetére a két, egymáshoz képest 90° -os fáziskülönbségű vivő jut. A két ág jelét végül egy összegző fokozat egyesíti. Az így előállt, rendszerint középfrekvenciás digitális vivőt egy újabb, immár „hagyományos” keverő fokozattal kell feltranszponálni a kisugárzandó vivőre. A vektor-modulátorok blokkvázlata:

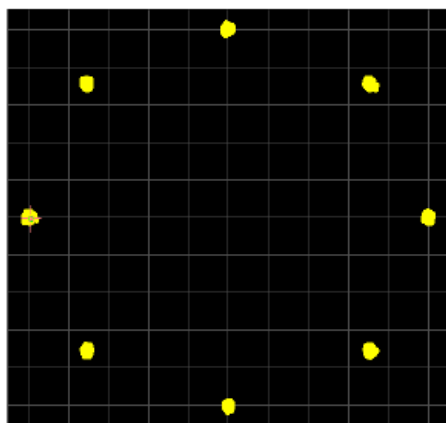


Tekintettel arra, hogy az eredő jelet ténylegesen két, egymástól független vivőből állítjuk elő, az alapjellel fázisban lévő („*in-phase, I*”) és erre „merőleges” („*quadrature, Q*”) jelösszetevőkről és jelutakról szokás beszélni (magyarul rendre fázis- és kvadratúrajel).

A leképező fokozat a fenti példában mindkét jelútban két-két amplitúdó szintet hoz létre, így összesen négyállapotú moduláció adódik. Az állapotok száma természetesen növelhető, összetettebb modulációkat eredményezve. Az eredő konstelláció alakja szerint két nagy jelcsoportot különböztethetünk meg:

Fázisbillentyűzött („phase shift keying”; PSK-) jelek

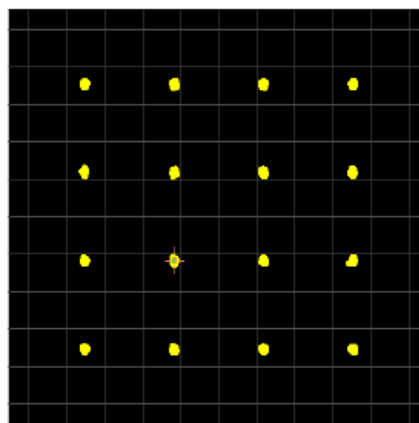
A vivő csak fázismodulációt tartalmaz, az állapotok kör mentén helyezkednek el. A jelamplitúdó torzulásaira kevésbé érzékeny ez a moduláció.



Példa: 8PSK adás konstellációja (szimulált)

Kvadratúra-amplitúdómodulált jelek („quadrature amplitude modulated”; QAM-) jelek

A vivő amplitúdó- és fázismodulációt is tartalmaz, az állapotok téglalap vagy négyzet mentén helyezkednek el. A jelamplitúdó torzulásaira igen érzékeny.



Példa: 16QAM jel konstellációja (szimulált)

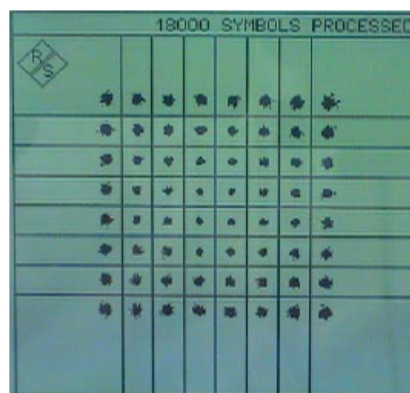
A jeltípus neve előtti szám mindig a modulációs állapotok számát jelöli. Egyes modulációknak külön nevük van, a következők szerint:

- 2 PSK = BPSK, a bináris („binary”) elnevezés alapján
- 4 PSK = 4 QAM = QPSK, a kvadratúra- („quadrature”) fázisbillentyűzés alapján

Végül még két gyakorlati példa (laboratóriumban mért jelek):



BPSK-jel



64 QAM jel

F5. A digitális adások spektruma és szűrői

A digitális adások spektruma elvileg végtelen kiterjedésű, ha sem az adóban, sem a vevőben nem szűrjük a jeleket. Szűrésre azonban két döntő ok miatt is szükség van:

- az adóoldalon spektrumgazdálkodási okok miatt és a végfokozat felesleges terhelésének elkerülése végett kell a jelek sáv szélességét korlátozni,
- a vevő bemeneti sáv szélességét a lehető legnagyobb érzékenység biztosítása érdekében kell behatárolni.

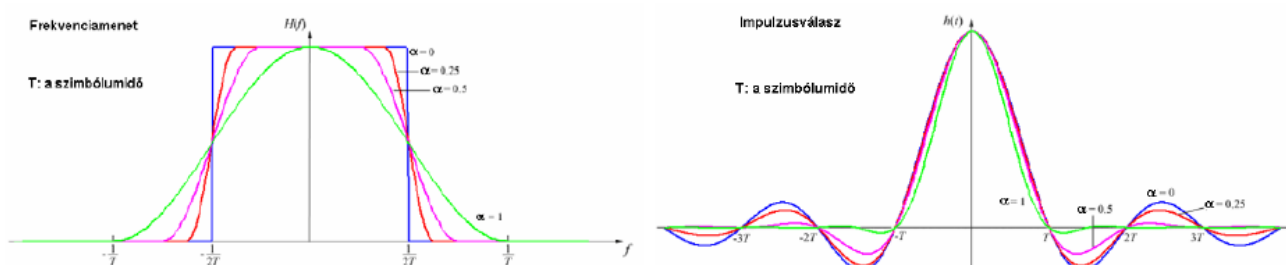
Célszerű, ha sem az adó, sem a vevő szűrője nem szélesebb illetve keskenyebb sávú a „kelleténél”. Ebből adódóan rendszerszinten az **optimális megoldás az, ha e két szűrő karakterisztikája megegyezik.**

A fentiek mellett a Nyquist-feltétel értelmében elegendő a szimbólumsebességgel megegyező (vívó \pm fél szimbólumsebességnek megfelelő) tartományban továbbítani a jelenergiát ahhoz, hogy a vevő egyértelműen dekódolja az információt. Ehhez azonban az is szükséges, hogy az alkalmazott szűrő impulzusválasza 0 tartókkal rendelkezzen a szomszédos szimbólumok kezdeti pontjaiban. Mindez —például, a gyakorlatban legtöbbször alkalmazott— **emelt koszinuszos karakterisztikájú szűrőkkel** biztosítható.

A fenti két feltételből egyenesen következik, hogy **mind az adó- mind a vevőszűrő négyzetgyök emelt koszinuszos** kell, hogy legyen. Ideális esetben ezek sáv szélessége éppen a szimbólumsebességgel egyezik meg, a gyakorlatban megvalósított szűrők azonban ennél az ideális értéknél kismértékben szélesebb sávúak*. Az α lekerekítési tényező írja le, hogy a szimbólumsebesség arányában milyen mértékben haladja meg a szűrő tényleges sáv szélessége az ideális határértéket, azaz

$$\alpha = \frac{\text{szűrő tényleges sáv szélessége} - \text{szimbólumsebesség}}{\text{szimbólumsebesség}}$$

Különböző lekerekítési tényezőjű emelt koszinuszos szűrők karakterisztikája és impulzusválasza:

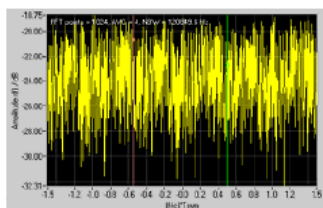


* Itt megjegyezzük, hogy négyzetgyök emelt koszinuszos karakterisztika csak digitális szűrőkkel valósítható meg.

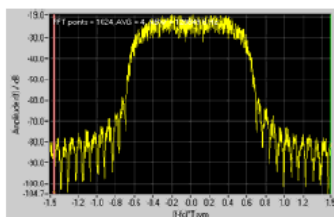
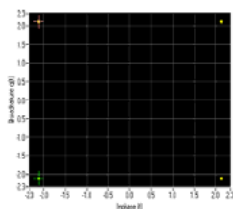
Mivel a szűretlen jel végtelen sávzsélességű, a **kisugárzott jel által elfoglalt sáv** —a fentiek alapján— a következő lesz:

$$\text{jel sávzsélessége} = \text{szimbólumsebesség} * (1 + \alpha)$$

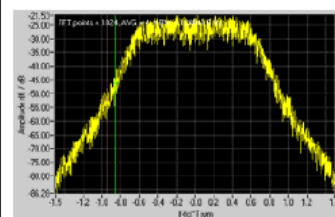
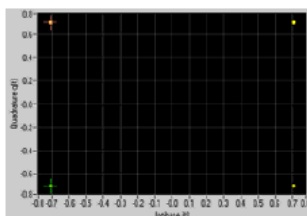
A leírtakat az alábbi szimulációs példán keresztül szemléltetjük, ahol a vizsgált jel 27,5 MHz szimbólumsebességű, QPSK modulációjú vivő, az átviteli csatorna pedig ideális, azaz nincs zaja és semmiféle torzítása sem:



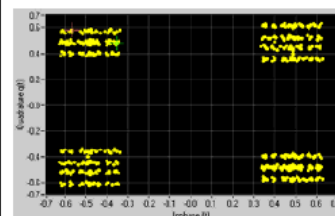
Szűrés nélküli jel spektruma (fent) és a vevő által dekódolt konstelláció (lent). A vevő (értelmszerűen) tökéletesen dekódol.



A kisugárzott jel spektruma 0,35 lekerekítési tényezőjű, négyzetgyök emelt koszinuszos szűrővel szűrve (fent). A dekódolt konstelláció (lent), a vevőoldali, szintén négyzetgyök emelt koszinuszos szűrés után. A megfelelő *eredő* szűrőkarakterisztika miatt a vétel szintén hibátlan.

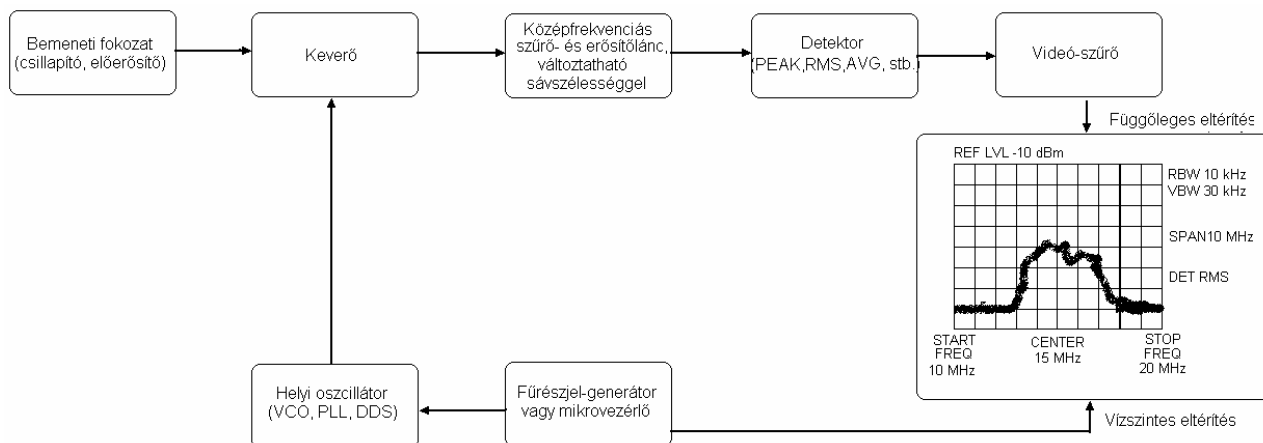


A kisugárzott jel spektruma az előzővel megegyező sávzsélességű, hetedfokú Butterworth szűrővel szűrve (fent), és a dekódolt konstelláció (lent). Jól látható, hogy a szűrő szimbólumközi áthallása miatt torzul a vett konstelláció.



F6. Jelek spektrumának vizsgálata

A rádiófrekvenciás jelek spektrumának mérésére szolgáló műszerek a spektrumanalizátorok. Felépítésük szuperheterodin vevőn alapul: a vizsgálandó frekvenciát lekeverik a KF-sávjukba, a középfrekvenciás fokozatuk végén pedig jelszint-detektor található, amely a KF-jel szintjét méri. Egy „átlagos” vevőhöz képest annyiban különböznek, hogy a helyi oszcillátoruk nem állandó frekvencián üzemel, hanem —egy fűrészel-generátor által vezérelve— a vizsgálandó frekvenciatartománynak megfelelően folyamatosan fut, így mindig más-más rezgésszámú RF-összetevőt juttat be a KF-jelútba. A fűrészel-generátor a műszer képernyőjének vízszintes eltérítését is adja, a detektor jele pedig a függőleges eltérítést vezérli, így a képernyőn a frekvencia függvényében rajzolódik ki a vizsgált RF-tartomány jeleinek amplitúdója – azaz a spektrum amplitúdómenete*. Ha zajos jeleket mérünk, a detektor feszültsége erősen ingadozni fog, „szőrös” spektrumképet eredményezve. E hatás csökkentése érdekében a detektor jele egy másik, ún. videó-szűrőn keresztül jut a függőleges eltérítő fokozatra **. A műszer blokkvázlata tehát a következő lesz:



A fent leírt működési elv legfontosabb következményei:

- a felbontást a KF-szűrő (amelyet spektrumanalizátorok esetében felbontási szűrőnek hívnak — lásd a szószeretetet is) határozza meg. Minél keskenyebb sávú a KF-szűrő, annál finomabban rajzolódik ki a spektrum, a mérési idő azonban növekszik, mert a kisebb sávzélesség nagyobb fokszámok felel meg, és ebből adódóan hosszabb lesz a szűrő impulzusválasza, így beállási ideje is;
- a felbontási szűrő sávzélességének csökkentésével a készülék zajszintje csökkenthető (kisebb sávzélességű zaj jut a mérő fokozatokba, lásd „B*k*I”);
- akárcsak a felbontási szűrő esetében, a videó-szűrő sávzélességének csökkentésével nő a mérési idő és csökken a megjelenített zajszint;

* Ez a leírás a hagyományos, analóg spektrumanalizátorok működését ismerteti. A mai készülékek már PLL vagy DDS alapú helyi oszcillátorral rendelkeznek és katódsugárcső helyett folyadékkristályos képernyőjük van, ezen felül detektoruk is digitális jelfeldolgozáson alapul. Mindezek ellenére működésük elvi és fizikai háttere ugyanaz, mint az analóg készülékeké.

** A „videó” elnevezés megtévesztő lehet: a TV-technikában a világozójel, míg spektrumanalizátoroknál a függőleges eltérítést vezérlő feszültség a videó-jel.

- zajszerű jelek —tipikusan digitálisan modulált vivők— szintjének mérésekor nem szabad a videó-sávszélességet lecsökkenteni, mert a spektrum zajszerű jellege ekkor a véletlen eloszlású szimbólumok által jön létre, így a zajszerű burkoló valójában hasznos jelenergiát hordoz. Célszerű beállítás: a videó-sávszélesség legalább a KF-sávszélesség háromszorosa, illetve, ha lehet, tízszerese legyen;
- impulzusjelek spektrumának vizsgálata során nehézséget okozhat, hogy az impulzus rövidebb ideig tart, mint a KF-szűrő beállási ideje. Ekkor a műszer a felbontási szűrő impulzusválaszát jeleníti meg. Abban az esetben lesz ez a jelspektrummal arányos, ha a KF-szűrő átviteli karakterisztikája megegyezik az impulzusválaszával, azaz önmaga Fourier-transzformáltja. Ilyenek a Gaussi szűrők, ezért a spektrumanalizátorok felbontási szűrői Gauss-szűrők;
- a spektrumanalizátorok különféle detektorokat tartalmaznak, különféle mérési feladatokhoz illeszkedően. A leggyakoribb típusok: csúcserték-, átlagérték és hatásos érték detektor;
- a spektrumanalizátorok bemeneti csillapítót és általában előerősítőt is tartalmaznak. Minél kisebb csillapítást állítunk be, értelemszerűen annál érzékenyebb a műszer, csökken a zajszintje, de a kivezérlésével vigyázni kell, mert a bemeneti keverőt könnyen túlvezérelhetjük, ha óvatlanul járunk el. Az előerősítővel szintén javítható az érzékenység, de ennek bekapcsolásakor is körültekintőnek kell lenni*;
- a spektrumanalizátorok különleges üzemmódja az egyfrekvenciás (ZERO SPAN) működés: ekkor nem fut a helyi oszcillátor, hanem egy frekvencián rezeg, így mindig ugyanazt a jelet keveri be a KF-tartományba. A vízszintes eltérés ez esetben is folyamatos, azaz ebben a működési módban a vizsgált jel burkolójának időbeli változása jelenik meg a képernyőn.

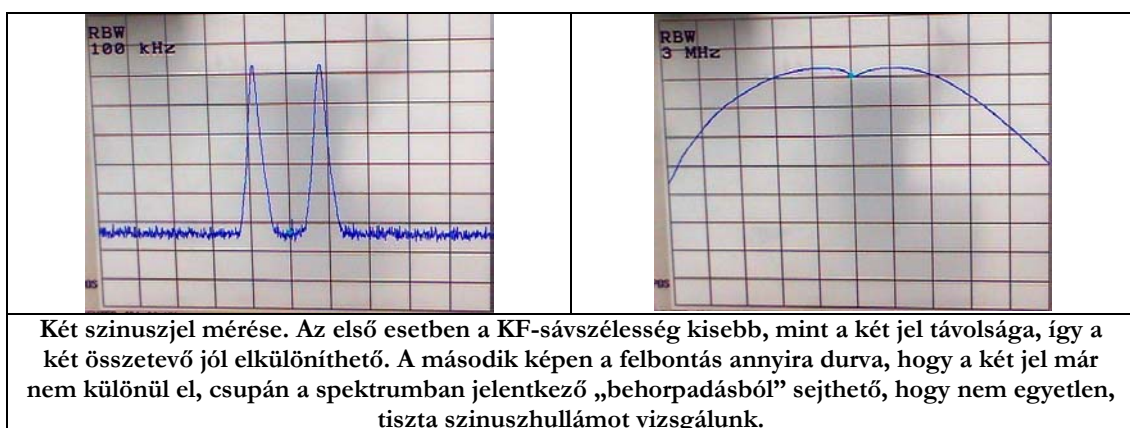
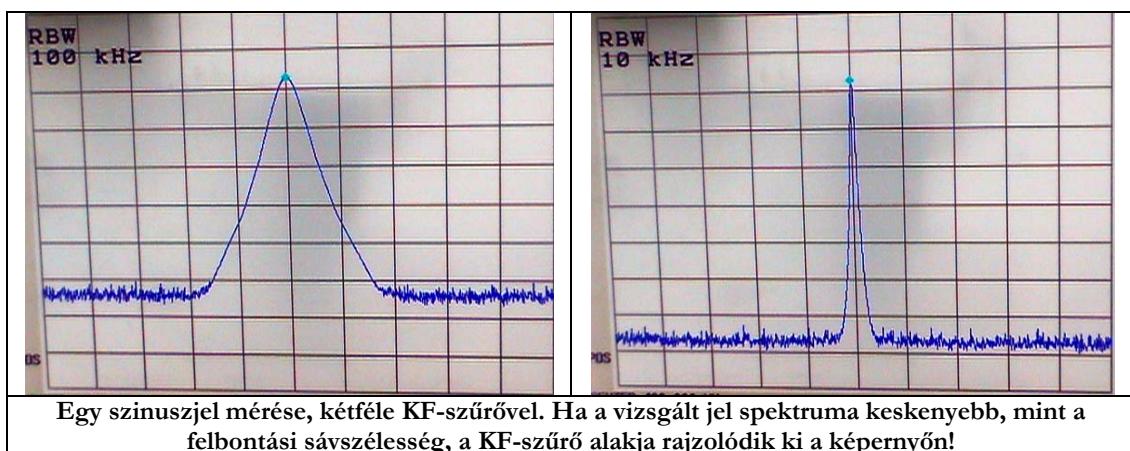
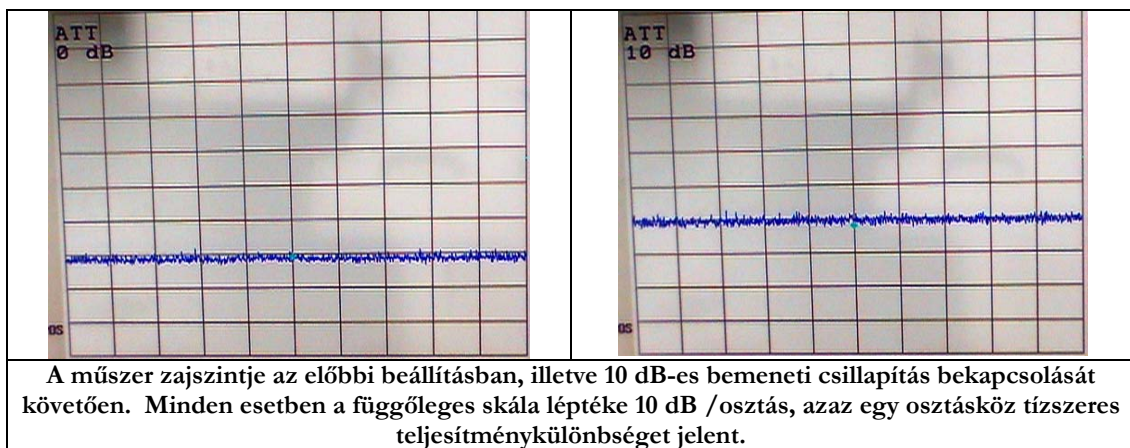
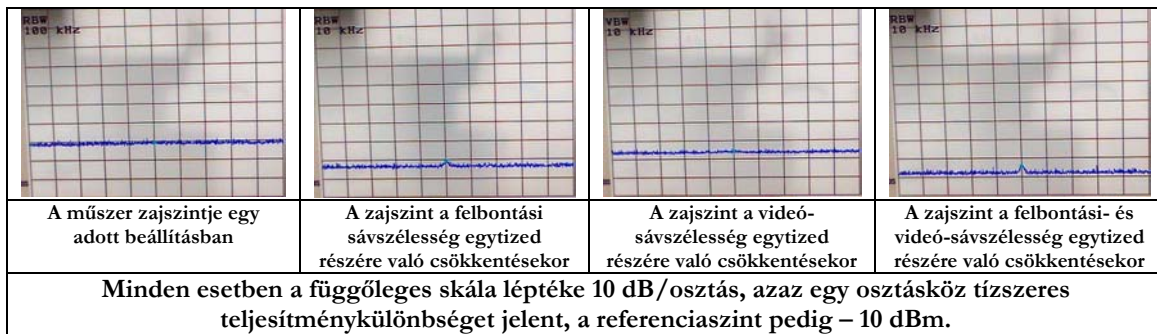
Figyelem!

A műszer bemenetét a rávezetett teljes jelspektrum eredő jelamplitúdója terheli, így a bementi keverő tényleges kivezérlése az egyes spektrális összetevők szintjeinél lényegesen nagyobb is lehet!

A spektrumanalizátorok bemenete egyenáramúlag csatolt, mivel e műszerek igen széles sávban, jellemzően 10 kHz és legalább néhány GHz között üzemelnek. Ezen oknál fogva egyenfeszültséget TILOS a bemenetre juttatni, mert az tönkre teheti a bementi keverőt!

* A korszerű műszerek elvileg jelzik, ha túlvezérelt állapotba kerülnek, de egyszerűen magunk is ellenőrizhetjük, hogy a megjelenített spektrum ténylegesen a bemenetre adott jel összetevőiből áll-e csak, vagy a készülék torzítása következtében létrejövő termékeket is tartalmaz-e: ha a csillapítást (például) 10 dB-lel megnöveljük, akkor minden egyes összetevő szintjének ilyen mértékben kell csökkennie. Azok a komponensek, amelyek ennél nagyobb mértékben csökkennek, biztosan a műszer túlvezérlése következtében előálló termékek. Például, a másod- és harmadrendű torzítási termékek a bemeneti jelamplitúdóval rendre négyzetes illetve köbös összefüggésben állnak, így ha a bemenő jel szintje 10 dB-lel csökken, e komponensek rendre 20 illetve 30 dB-lel gyengülnek (lásd F2. függelék).

A fent elmondottakat szemléltetik az alábbi ábrák:



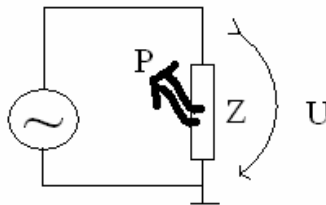
FX. Logaritmikus feszültség- és teljesítményértékek átszámítása

A mérővevőkön és spektrumanalizátorokon általában beállítható, hogy a mért jelszint megjelenítése dBm-ben, dB μ V-ban vagy egyéb mértékegységben történjen-e. Ennek ellenére egyes mérővevők feszültség szemléletűek, a jel/zaj viszony számítások és rendszertechnikai méretezések miatt azonban gyakran előnyösebb teljesítményeket figyelembe venni, ráadásul a különféle berendezésekkel végrehajtott mérések következetességének biztosítása érdekében célszerű egy mértékegység-rendszerben meghatározni a jelszinteket.

Miután adott impedanciájú környezetben a feszültség- és teljesítményszintek között kölcsönös és egyértelmű kapcsolat van, a dBm és dB μ V értékek átszámíthatók egymásba.

Az átszámítás levezetése:

Adott egy Z impedanciájú terhelés, amelyen U feszültség esik és ennek hatására P teljesítmény disszipálódik.



Tudjuk, hogy

$$\frac{U^2}{Z} = P$$

$$dB\mu V = 20 * \lg \frac{U}{1\mu V}$$

$$dBm = 10 * \lg \frac{P}{1mW}$$

Ezekből levezethető, hogy

$$50 \Omega\text{-os rendszerben:} \quad [dBm] \approx [dB\mu V] - 107;$$

$$75 \Omega\text{-os rendszerben:} \quad [dBm] \approx [dB\mu V] - 108,8.$$

FX. Szószedet

Angol szakkifejezés	Rövidítése	Magyar megfelelője
Amplitude Imbalance	AI	Amplitúdó-aszimmetria
Average detector	AVG	Átlagérték-detektor
Balanced signal	-	Szimmetrikus jel
Bitrate	BR	Bitsebesség
Carrier	-	Vivő
Carrier Leakage	CL	Vivőszivárgás (-áthallás)
Carrier-to-Noise Ratio	CNR	Vivő/zaj viszony
Center frequency	CENTER	Középponti frekvencia
Code rate	CR	Kódarány
Combiner	-	Összegző
Complementary Cumulative Distribution Function	CCDF	Komplemens kumulatív eloszlásfüggvény
Constellation	-	Konstelláció
Data rate	DR	Kódarány
Deemphasis	-	Utóelnyomás
De-interleaving	-	Visszarendezés
Detector	DET	Detektor
Diplexer	-	Közösítő (általában összegző)
Driver (stage)	-	Meghajtó (fokozat)
Dummy load	-	Műterhelés
Energy dispersal	-	Energia-szétterítés
Error Vector Magnitude	EVM	Hibavektor abszolút érték
Exciter (unit)	-	Meghajtó (egység)
Heat exchanger	-	Hőcserélő
Horizontal polarization	H	Vízszintes polarizáció
In-phase signal	I	Fázisjel
Inter symbol interference	ISI	Szimbólumközi áthallás
Interleaving	-	Átszövés

Intermediate frequency	IF	Középfrekvencia
Laterally diffused metal-oxide semiconductor	LDMOS	Vízszintes diffúziójú fém-oxid félvezető
Low noise amplifier	LNA	Kiszajú erősítő
Low noise block	LNB	Kiszajú egység
Measurement Time	MT / MEAST	Mérési idő
Modulation Error Ratio	MER	Modulációshiba-arány
Peak detector	PEAK	Csúcsérték-detektor
Phase Jitter	PJ	Fázisdzsitter
Preemphasis	-	Előkiemelés
Puncturing	-	Pontozás
Push-pull amplifier	-	Ellenütemű erősítő
Pulse width modulation	PWM	Impulzusszélesség-moduláció
Quadrature signal	Q	Kvadratúrajel
Quadrature/Phase Error	QE/PE	Fázishiba (kvadratúrahiba)
Randomization	-	Véletlenszerűsítés
Reference level	REF / REF LVL	Referenciaszint
Resolution bandwidth	RBW	Felbontási sávszélesség
Resolution filter	-	Felbontási szűrő
RMS detector	RMS	Hatásos érték detektor
Roll-off factor	-	Lekerekítési tényező
Second order intercept point	IP2	Másodrendű torzítási metszéspont
Set-top box	STB	Beltéri egység
Signal-to-Noise Ratio	SNR	Jel/zaj viszony
Span	SPAN	Frekvencia-átfogás
Start/Stop frequency	START / STOP	Kezdő- / végfrekvencia
Subcarrier	SC	Segédvívó
Symbol rate	SR	Szimbólumsebesség
Third order intercept point	IP3	Harmadrendű torzítási metszéspont
Unbalanced signal	-	Aszimmetrikus jel

Vertical polarization	V	Függőleges polarizáció
Video bandwidth	VBW	Videó-sávszélesség
Video filter	-	Videó-szűrő