

A fenti összefüggésben a maximális kivezérlési szintre vonatkozó torzítási tényezőt jelöltük, de a megfelelő S érték behelyettesítésével a kívánt szintre végezhető el a számítás. Természetesen az 1.3.28. ábra alapján, grafikus uton is a számítással azonos eredményre jutunk.

1.4 Jeltovábbítás az RF csatornán

A kódolt (modulált) jeltovábbításnak az útját, vezeték nélküli vonatkozásban, az adóberendezés fokozatai, a rádiócsatorna és a vevőberendezés RF fokozatai jelentik. Az itt áthaladó jel amplitudó és szögmodulációval rendelkezhet. A valóságos csatorna nem ideális átvitele miatt a jelet az áthaladás során különböző behatások érik.

Az adóoldalra főleg a nemlineáris működés, valamint a nagy jelszint a jellemző. A zajok és a zavarok az átvitel során bárhol hozzáadódhatnak a jelhez, de ez főleg a rádiócsatornában áll elő. A vevőbemenetre az alacsony szintű hasznos jel mellett sok idegen adó zavaró jele kerül, amelyek szintén zavart okozhatnak.

A modulációs módszerektől függően az ideálistól eltérő jeltovábbítás hatására, az alapsávi jelben különböző torzulások és zavarok léphetnek fel. Az 1.4. fejezetben, a valóságos körülmények közötti jeltovábbítás általános jellegű problémáival foglalkozunk.

1.4.1. AM jel átvitele lineáris torzítású RF csatornán

Lineáris torzítást okoznak a jelátvitelben a csatornát kialakító rezgőkörök és sávszűrők, a félrehangolódás, a szelektív fading stb. Ezek a hatások az átvitt információt különböző mértékben torzítják. A torzítás mértéke függ attól is, hogy a csatornadekódolás milyen rendszerű, azaz milyen demodulációt alkalmazunk.

Minden AM jelet demodulálhatunk szorzóval. A burkoló detektorral torzítatlan dekódolás csak AM-DSB jel esetében lehetséges. Az alábbiakban megvizsgáljuk, hogy az egyes demodulátorok alkalmazása esetén, az átviteli csatorna milyen jellegű lineáris torzítása okoz, illetve nem okoz nemlineáris torzítást az alapsávi jelben.

Burkolódetektoros demodulálás

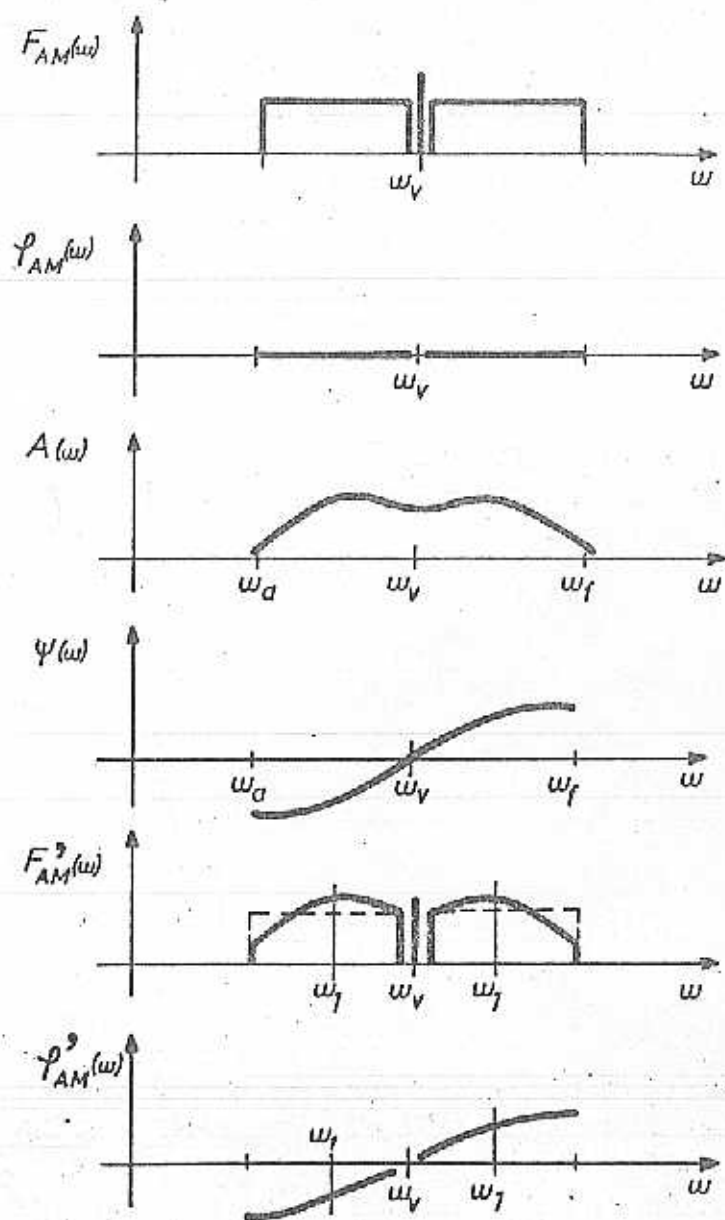
A jelátviteli ut az 1.4.1. ábrán látható. A diódás demodulátor a nagyfrekvenciás jelet csúcsegyenirányítja, és így leképezi annak pozitív vagy negatív oldali burkolóját. A detektálás után egyenfeszültségre ültetve megkapjuk a moduláló jelet. Ha a $K(\omega)$ átviteli csatorna lineárisan torzított ugyan, de



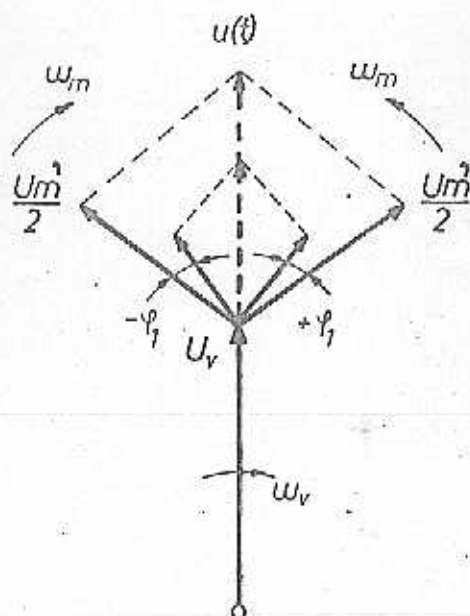
1.4.1. ábra

- a) az amplitúdó menete $A(\omega)$: páros függvény, és
 b) a fázismenete $\varphi(\omega)$: páratlan függvény,

ugy az alapsávi információ az átvitel során csak lineáris torzítást szenved, és mentes lesz nemlineáris torzítástól. A jelek spektrumábráit az 1.4.2. ábra szemlélteti.



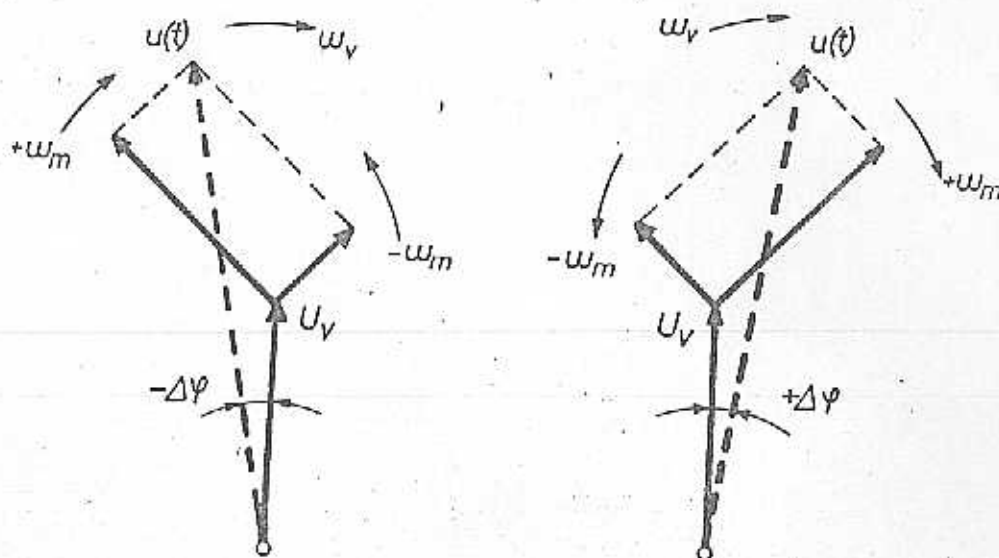
1.4.2. ábra



1.4.3. ábra

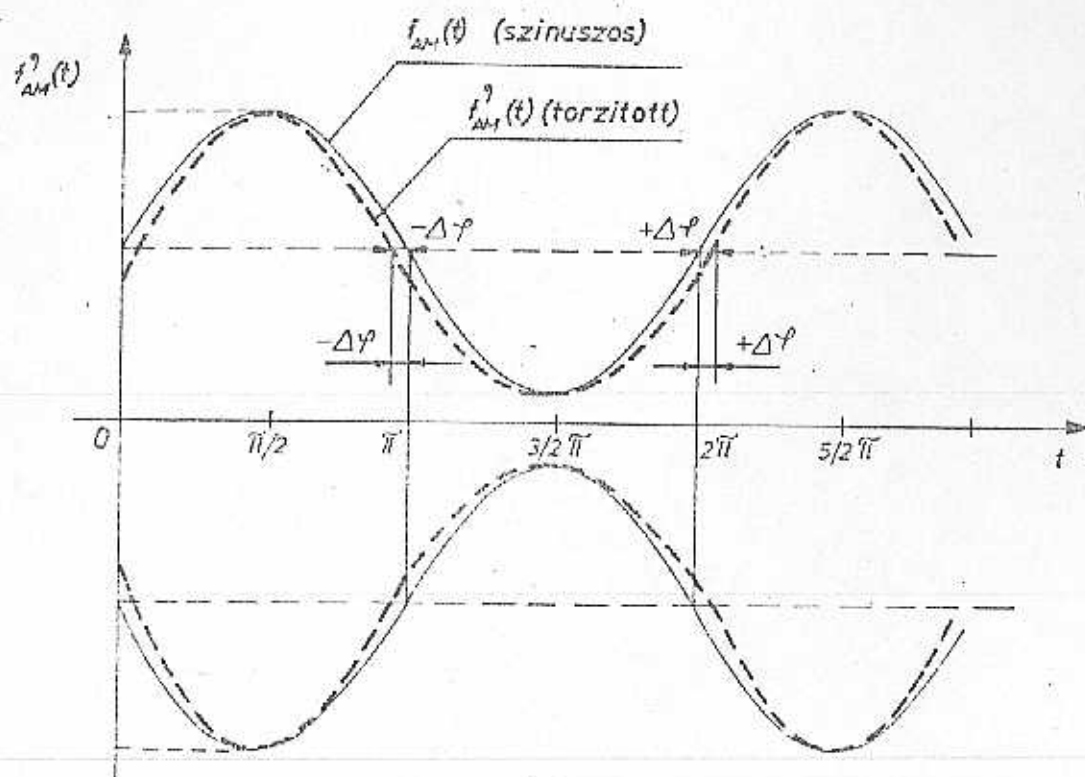
Állításunk igazolásához tekintsük az információanyag ω_1 frekvenciájú szinuszos összetevőjét. A $K(\omega)$ átviteli csatorna be- és kimenetén levő jel ω_1 összetevőjének vektorábráját az 1.4.3. ábra mutatja. Az AM jel burkolóját az oldalsáv vektorösszetevők adják. Az alsó és felső oldalsávban, ha az összetartozó vektorösszetevők amplitúdója azonos arányban növekszik vagy csökken, illetve egy adott fáziseltolódáshoz azonos mértékű, de ellentétes előjelű fáziseltolódás tartozik, úgy a kimeneti jel is torzítatlan szinuszjelekből fog állni, csak azok egymáshoz vett aránya módosul a bemenethez képest. Így a burkoló sem tartalmaz nemlineáris torzítást.

Abban az esetben, amikor az előző feltételek akár egyike is nem teljesül, úgy az alsó és felső oldalsávvektorok eredője nem esik egybe a vivővektorral, hanem a modulációs frekvenciának megfelelően, az 1.4.4. ábra szerint attól késik vagy siet.



1.4.4. ábra

Ez a fázisingadozás, vagy más néven járulékos fázismoduláció azt eredményezi, hogy az eredő nagyfrekvenciás vektor a moduláló jel egyik félperiódusában előbb, a másik félperiódusában később éri el a csúcspontot, amit tulajdonképpen a burkolódetektor mint csúcsegyenirányító érzékel. Ezáltal a demodulált jel torz lesz. Ezt a torzítást az 1.4.5. ábra szemlélteti.

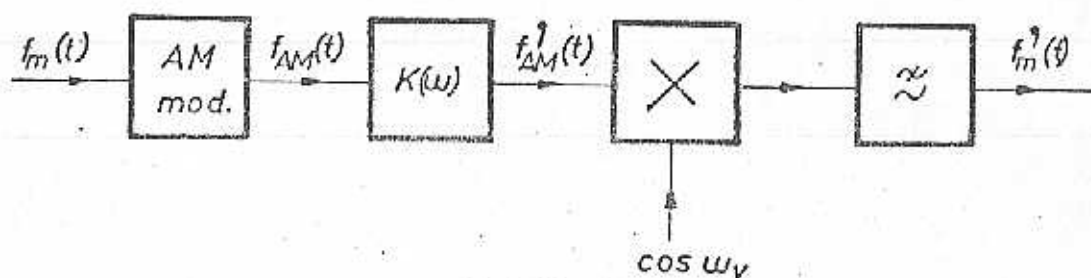


1.4.5. ábra

Ilyen értelemben torzít az AM-VSB rendszerű jelátvitel, és ilyen jellegű az ún. kvadratura torzítás is. Az oldalsáv-vektorok aszimmetriáját okozza például az 1.4.7. ábrán látható általános jellegű átviteli hálózat.

Szorzómodulátor alkalmazása

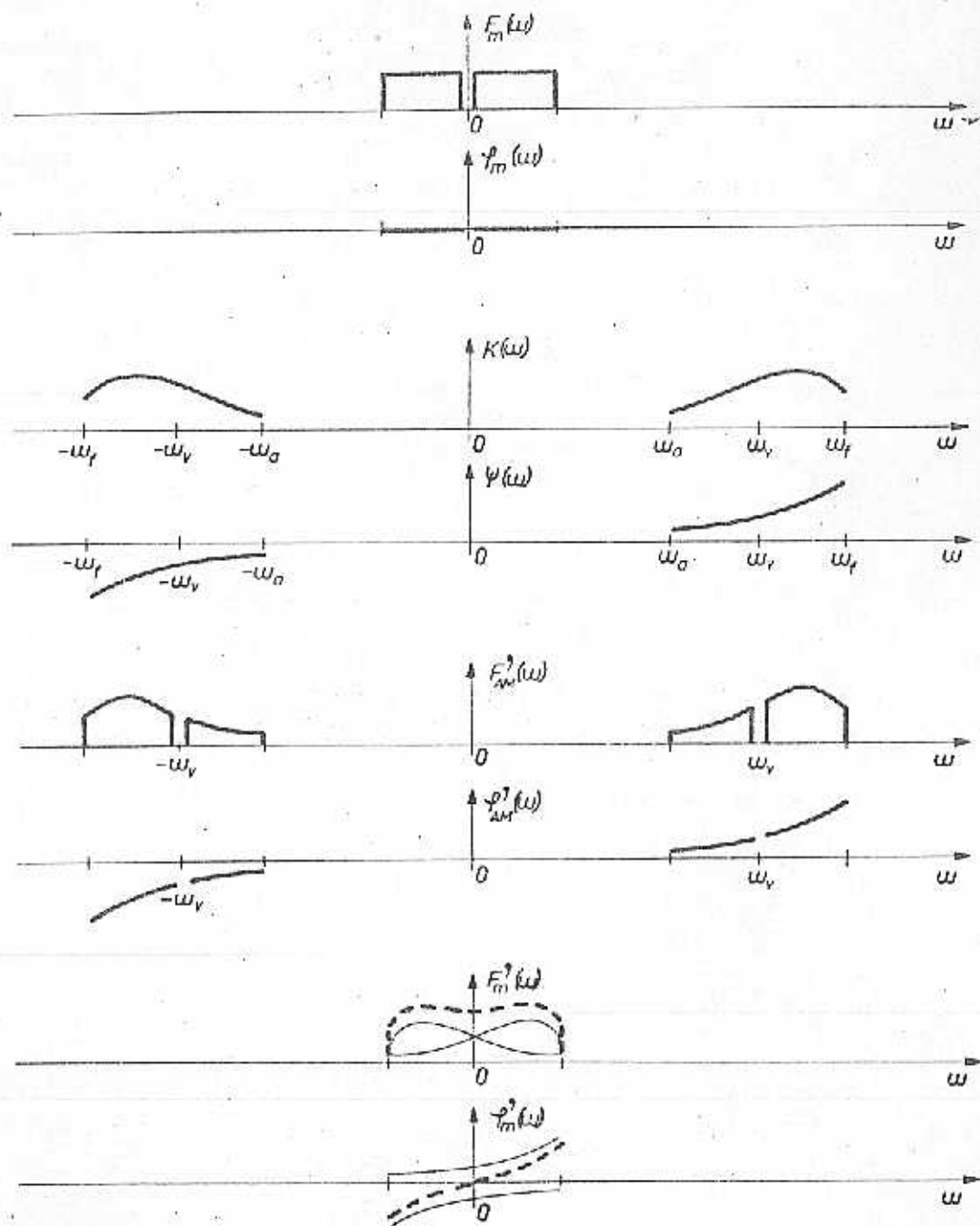
A jelátvitelt az 1.4.6. ábra mutatja. A vivővel történő szorzás eredményeként az AM jelből az alábbiakat kapjuk.



1.4.6. ábra

$$\begin{aligned}
 f'_m(t) &= (U_v + f_m(t)) \cos \omega_v t \cdot \cos \omega_v t = (U_v + f_m(t)) \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega_v t) = \\
 &= \frac{1}{2} U_v + \frac{1}{2} f_m(t) + \frac{1}{2} (U_v + f_m(t)) \cos 2\omega_v t.
 \end{aligned}$$

Ez a $2\omega_v$ vivőjű AM jel, valamint az egyenáramu összetevő mellett tartalmazza az alapsávi jelet is. Mindezt vektorábrán feltüntetve látható, hogy úgy moduláláskor, mint demoduláláskor a spektrumok vivő távolsággal eltolódnak, beleértve ebbe a negatív frekvenciatartományt is. Ezt az 1.4.7. ábra szemlélteti.



1.4.7. ábra

Az AM jel esetében mindegyik oldalsáv külön, külön önmagában is tartalmazza a teljes információt. Szorzással történő demodulálás esetén ezek mindketten alapsávba kerülnek és ott összegződve adják az eredő in-

formációt. A bemeneti jelhez viszonyítva a kimeneti jelet, az csak a $K(\omega)$ hálózatnak megfelelő jellegű lineáris torzítást szenved és új összetevők nem kerülnek a spektrumba. Így az átvitel nem okoz nemlineáris torzítást.

1.4.2. AM jel átvitele nemlineáris torzítású RF csatornán

A nemlineáris torzítás hatásainak vizsgálata során feltételezzük, hogy az amplitúdó- és fázisátvitel lineáris, és a csatorna keskenysávu. Az adó végfokozata a jó hatásfok elérése érdekében C, B vagy AB osztályban üzemel, így az átviteli út ezen a szakaszon üzemszerűen nemlineáris jellegű. A vevőoldalon a nagyfrekvenciás fokozatok legnagyobbbrészt görbe karakterisztikával rendelkeznek, és a keverő is általában nemlineáris rendszerű. A nagyfrekvenciás jelle az adó és a vevő fokozataiban alacsonyfrekvenciás zavarjelek, illetve zaj szuperponálódik. Továbbá a vevő bemenetén az átviteli sávon kívüli, de annak környezetébe eső zavarjelek vannak jelen.

Az alacsonyfrekvenciás zavarjelek, valamint a vevőbemeneten levő szomszédos frekvenciák és a torzítás hatására keletkező harmonikusok látszólag kívül esnek az átviteli sávon, mégis a nemlineáris átvitel miatt torzítást okoznak az alapsávi jelben.

A környezeti hatások szerint a vizsgálatokat az alábbi csoportosításban célszerű elvégezni:

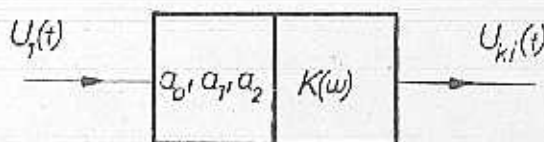
- Csak AM jel van a csatornában.
- Alacsonyfrekvenciás zavarjel és zaj adódik az AM jelhez.
- A vevőbemenetre több idegenfrekvenciás adó jelle kerül.

A torzítások és zavarok keletkezésének a gyakorlatban a következő elnevezéseket adták:

- Dinamika módosulás (a)
- Moduláció mélység változás (a)
- Zavaró oldalsáv növekedés (a)
- Bugás és zajmoduláció (b)
- Intermoduláció (c)
- Keresztmoduláció (c)

Az egyes zavarjelenségeknél feltüntettük a zavar keletkezését kiváltó környezeti hatásokat, az előző felsorolás jelöléseinek alkalmazásával. Például az intermodulációs és keresztmodulációs zavar tipikusan vételtechnikai jelenség.

Vizsgáljuk az a) esetet, amikor csak AM jel halad a csatornán (1.4.8. ábra). Egy általános jellegű, nemlineáris karakterisztika esetén a kimenő jeler az alábbiak szerint kapjuk:

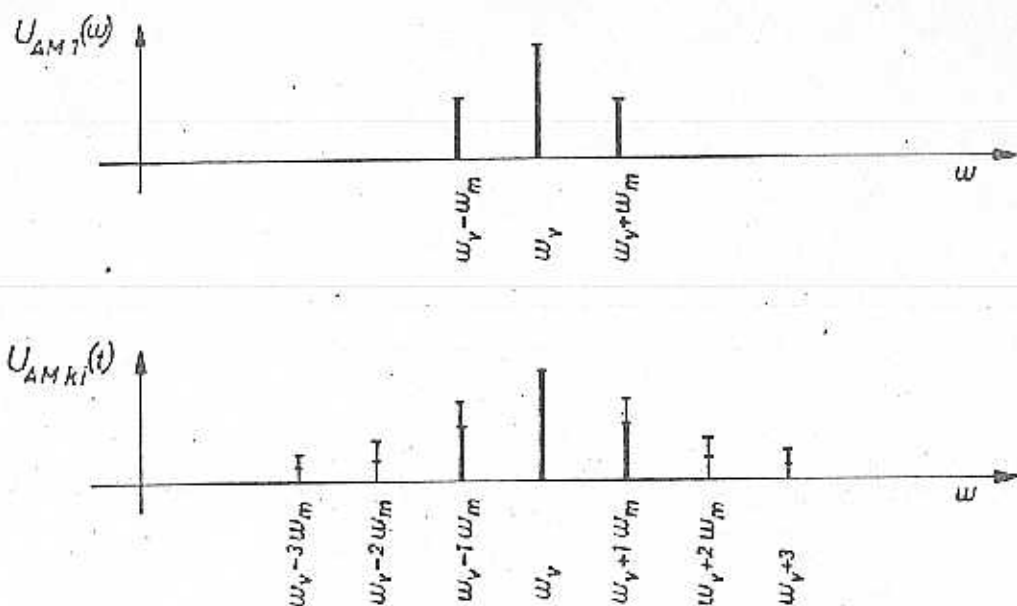


1.4.8. ábra

$$u_{ki}(t) = a_0 + a_1 u_1(t) + a_2 u_1(t)^2 + \dots$$

ahol: $u_1(t) = U_v(1+m\cos\omega_m t)\cos\omega_1 t$

Az AM-DSB jel egy moduláló frekvenciával az 1.4.9. ábra szerinti 3 jel összege. Az 1.3.5. pont alatt tárgyaltak alapján belátható, hogy az intermodulációs torzítás hatására a három jelből több kombinációs frekvencia keletkezik. Az új termékek ω_m távolságra ismétlődnek, mert a bemenő jelek is ω_m távolságra helyezkedtek el. A termékek amplitúdója az alapjel környezetében a legmagasabb, majd attól eltávolodva csökken.

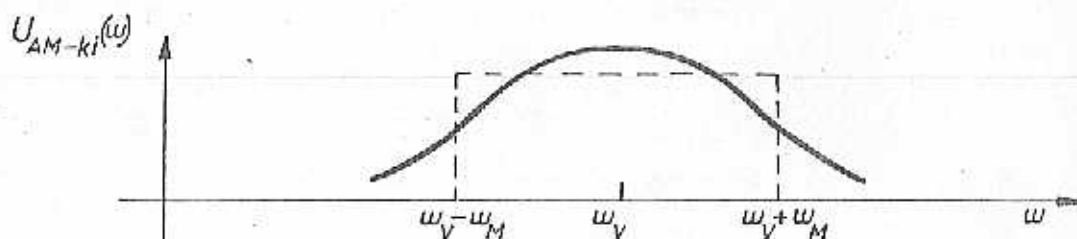
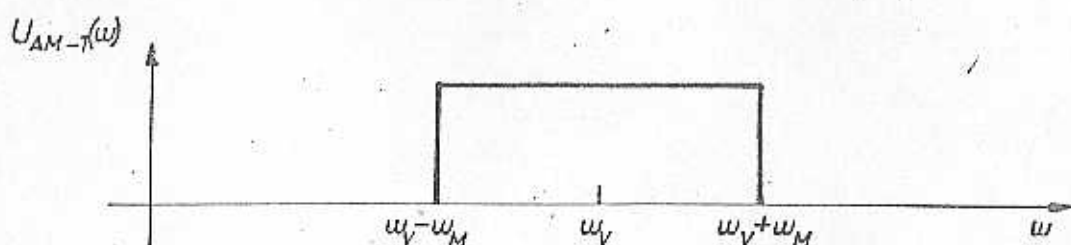


1.4.9. ábra

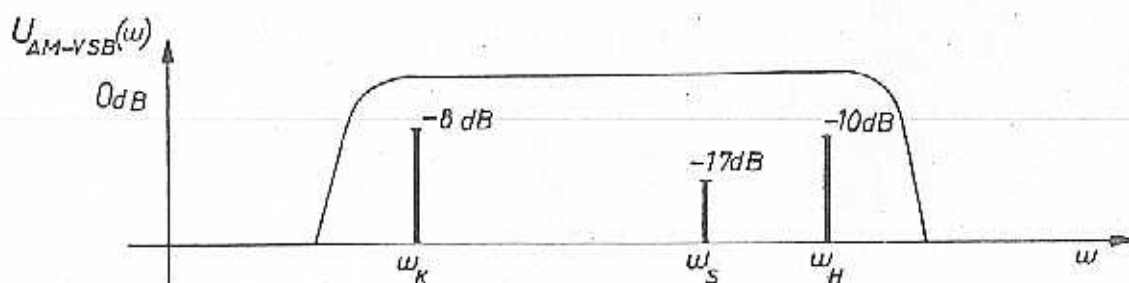
Ezek után az is belátható, hogy ha az 1.4.10. ábra szerinti sávszélességű és amplitúdójú jelet adjuk a csatornára, akkor a kimeneten az ábrán látható jelet kapjuk. Az 1.4.9. és 1.4.10. ábrák szemléltetik az a), b) és c) pont alatti zavarjelenségeket.

A zavaró oldalsáv növekedés nem igényel külön magyarázatot. A dinamika módosulás azt jelenti, hogy az egyes összetevők intenzitás-aránya megváltozott. Ugyanebből következik az ún. modulációs mélység változás is, csak itt az oldalsáv összetevők és a vivő egymáshoz vett kapcsolatát figyeljük. Megállapítható, hogy a vivő általában növekszik.

Ezek az elnevezések a rádiózás azon időszakából származnak, amikor a továbbított információ csak a hang volt. A képpel modulált RF jelet az 1.4.11. ábra szerinti jelösszeállítással reprezentáljuk, és az ellenőrző mérések során ennek a három jelnek a kombinációs termékeiből következtetünk a csatorna nemlinearitására. A megadott amplitudóarányok a gyakor-



1.4.10. ábra

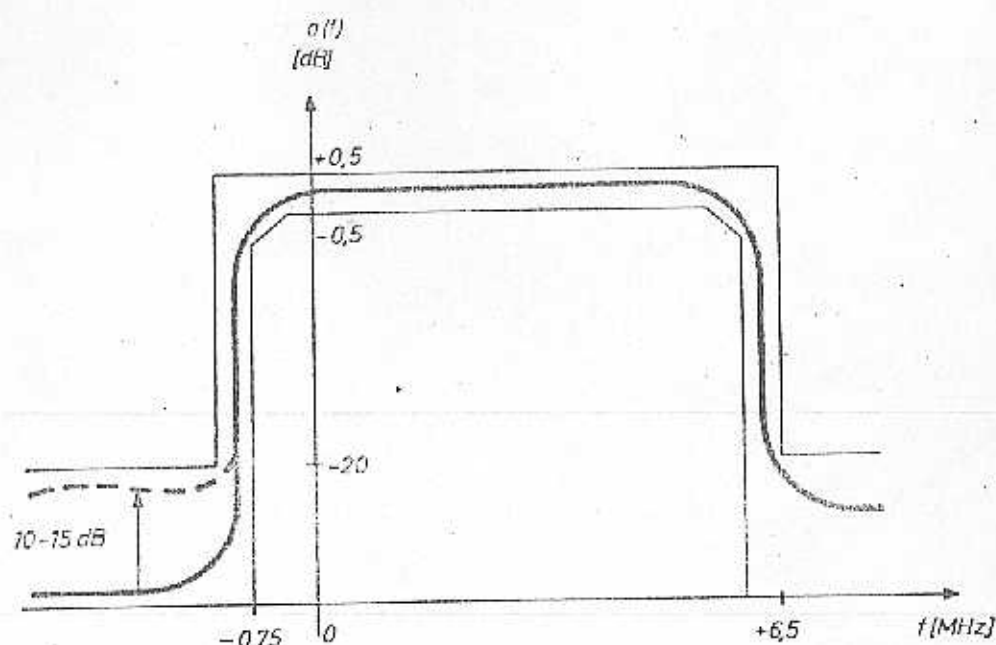


1.4.11. ábra

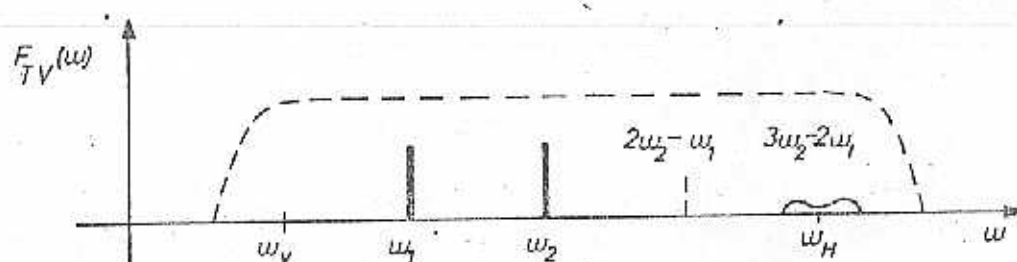
lathan szokásos beállítást tüntetnek fel. A 0 dB a maximális üzemi szinter jelenti. A képvivőn a -8 dB : 40%, a színsegédvivőn a -17 dB : 15%, a hangvivőn a -10 dB : 33% szintbeállítást jelent. A fennmaradó kb. 10% pedig a vivőfolytonosság megtartása céljából szükséges.

A TV adástechnika gyakorlatában az intermodulációs torzítás hatására fellépő zavarként az ún. oldalsáv visszatérést említik. Az elnevezés abból adódik, hogy az előírás szerint kialakított AM-VSB jelben a teljesítmény erősítés után az elnyomott oldali összetevőknek a szintje nemkívánatos mértékben megnövekszik. Ezt az 1.4.12. ábra szemlélteti. Ahhoz, hogy a kimeneten a 20 dB oldalsávelelgyomlás biztosítva legyen, a KF-en már 30-35 dB elgyomlást kell biztosítani.

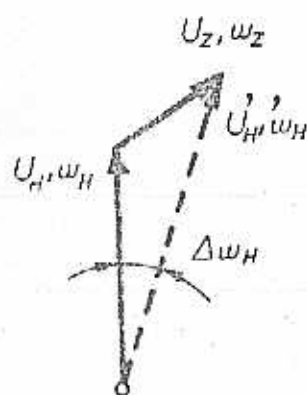
A nemlineáris átvitellet magyarázható a TV csatornában előálló azon jelenség, amikor a kép bekerül a hangba. Oka az intermodulációs torzítás. Ez természetesen bekövetkezik az adóoldali és a vevőoldali RF csatornában is. A képoldali összetevők intermodulációs termékei a hangvivő környezetébe esnek (1.4.13. ábra). A hangvivőre szuperponálódó zavarösszetevő az 1.4.14. ábra szerint egy új eredő vektort eredményez, amely már egy járulékos szögmodulációval rendelkezik. Hasonló jelenség visszafelé is elképzelhető, amikor a hang kerül be a képbe.



1.4.12. ábra



1.4.13. ábra

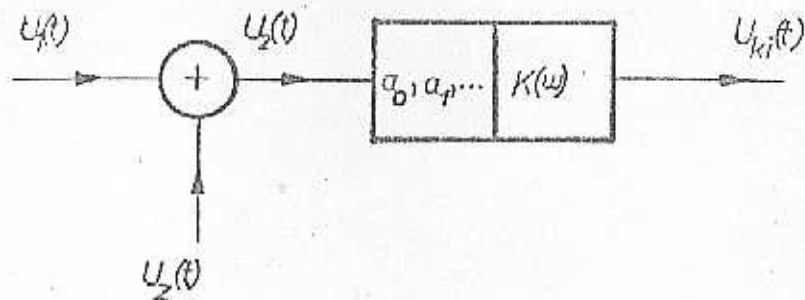


1.4.14. ábra

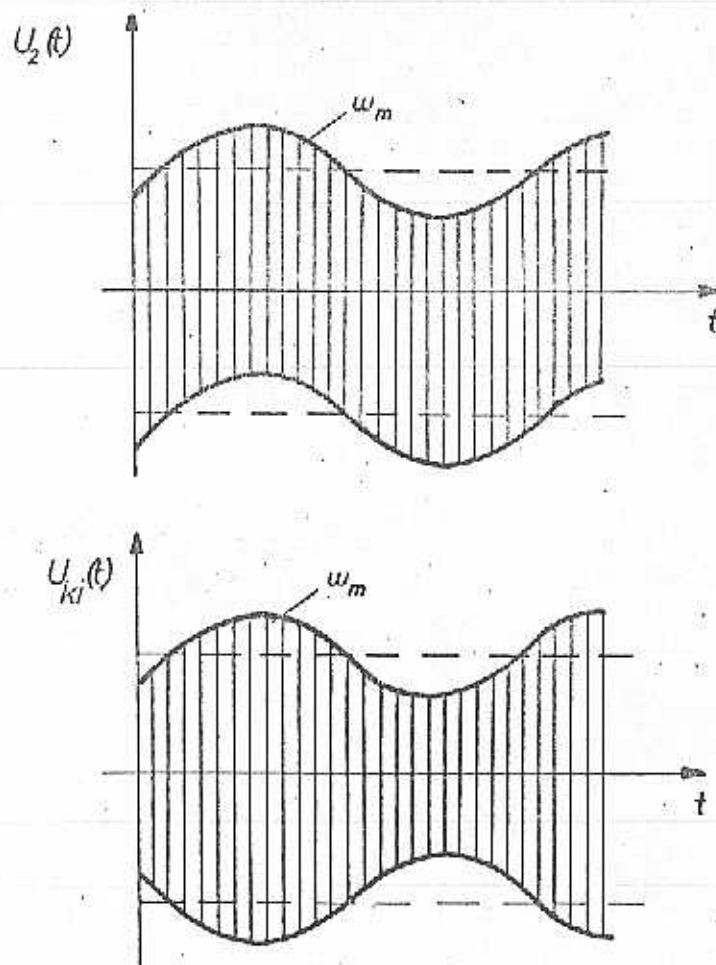
Az 1.4.15. ábra mutatja azt az esetet, amikor alacsonyfrekvenciás zavar és zaj adódik a jelhez. Ez a gyakorlatban úgy jelentkezik, hogy az RF erősítők, keverők stb. tápfeszültsége zajt és zavarokat tartalmaz. A zavarokat a nemlineáris hálózaton való áthaladás után már nem lehet szétválasztani az RF jeltől, mert az alacsonyfrekvenciás jel "modulálta" a nagyfrekvenciás jelet. A be- és kimenő jel időfüggvényét egy adott esetre az 1.4.16. ábra mutatja.

A kimenő jel általános esetben az alábbi:

$$\begin{aligned}
 u_{ki}(t) &= a_0 + a_1 u_1(t) + u_z(t) + a_2 (u_1(t) + u_z(t))^2 + \dots \\
 &= a_0 + a_1 u_1(t) + a_1 u_z(t) + a_2 u_1^2 + a_2 u_1(t)^2 + a_2 u_1(t) u_z(t) + \dots
 \end{aligned}$$



1.4.15. ábra

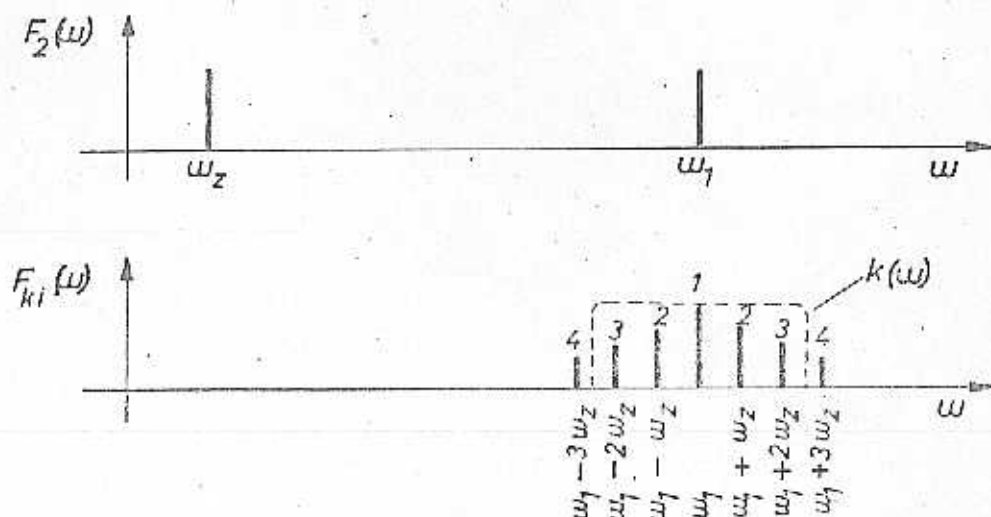


1.4.16. ábra

Tovább elvégezve az összevonást látható, hogy az alábbi összetevők esnek az átviteli sávba. A keskenysávú rendszer zavartalanul továbbítja ezeket a hasznos információval együtt.

$$\begin{aligned}
 a_1 u_1(t) & \dots \omega_1 \\
 a_2 u_1(t) u_z(t) & \dots \omega_1 \pm \omega_z \\
 a_3 u_1(t) u_z(t)^2 & \dots \omega_1 \pm 2\omega_z \\
 a_4 u_1(t) u_z(t)^3 & \dots \omega_1 \pm 3\omega_z
 \end{aligned}$$

A bemenő és kimenő jelek spektrumát az 1.4.17. ábra szemlélteti. További magyarázatként tekintünk az 1.3.5. és 1.3.6. fejezetben leírtakat, valamint az 1.3.23. ábrát, amely a két "távolfrekvenciás" jel spektrumát ábrázolja.



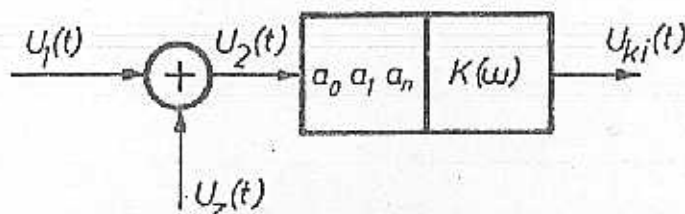
1.4.17. ábra

A spektrumábrák mutatják, hogy a távolfrekvenciás esetben minden típusú nemlinearitás, tehát a páros és páratlan rendű egyaránt beviszi a zavarjeleket a hasznos RF jel mellé. Ezért gondosan ügyelni kell a tápfeszültségek tisztaságára, az elektromos és mágneses terekkel szembeni árnyékolásra, a zajra stb. Emiatt nem üzemeltetnek például TV adó vagy mikrohullámu telephelyen középhullámu adót.

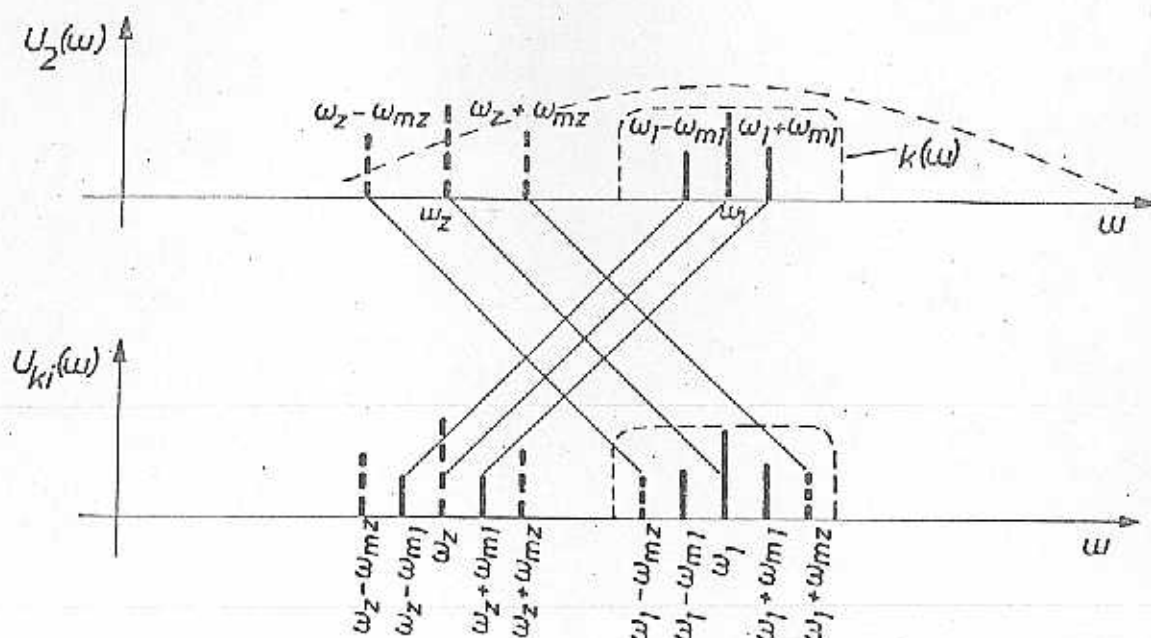
1.4.3. A keresztmodulációs és intermodulációs zavar

Vizsgáljuk továbbá azt az esetet, amikor több adó jele kerül a vevőbemenetre. Itt két változatot kell megkülönböztetni. Első esetben, amikor a hasznos jel mellett csak egy adó jele a zavaró, keresztmodulációs zavarról beszélünk.

A keresztmodulációs zavar elnevezés abból ered, hogy az egyes adók modulációi kölcsönösen a másik vevők mellett is megjelennek. Ez egyben azt is jelenti, hogy mindkét adó jelének (vivőjének) megléte feltétel a keresztmodulációs zavar létrejöttéhez. Az átvitelt az 1.4.18. ábra szemlélteti, a be- és kimenő jelek spektrumát az 1.4.19. ábrán tüntettük fel.



1.4.18. ábra



1.4.19. ábra

$$u_1(t) = u_1 (1 + m \cos \omega_{m1} t) \cos \omega_1 t.$$

$$u_z(t) = u_z (1 + m \cos \omega_{mz} t) \cos \omega_z t.$$

$$u_{kl}(t) = a_0 + a_1 (u_1(t) + u_z(t)) + a_z (u_1(t) + u_z(t))^2 + \dots$$

A fentiekben jelölt műveletekből arra következtethetünk, hogy igen sok kombinációs termék keletkezik. Az eddigi ismereteink alapján következtetésekkel a vizsgálatot lerövidíthetjük. Keskenysávú rendszerről lévén szó, a $K(\omega)$ átviteli sávba, illetve annak környezetébe csak a páratlan rendű összetevők kerülnek. Ezek közül a harmadrendű jön először számításba. A $K(\omega)$ csatornába eső termékek idegen modulációval az alábbi tagból származhatnak:

$$\begin{aligned} a_3 u_1(t) (u_z(t))^2 &= a_3 (u_{10} + u_{10} u_{m1}) (u_{z0} + u_{z0} u_{mz})^2 = \\ &= a_3 (u_{10} + u_{10} u_{m1}) (u_{z0}^2 + u_{z0}^2 u_{mz} + u_{z0}^2 u_{mz}^2) \end{aligned}$$

Kigyűjtve azokat a modulációval rendelkező tagokat, amelyek számunkra érdekesek, a kombinációs frekvenciák az alábbiak szerint adódnak:

$$a_3 u_{10} u_{z0}^2 u_{mz} : \pm \omega_1 \pm \omega_z \pm \omega_z \pm \omega_{mz} \Rightarrow \omega_1 \pm \omega_{mz};$$

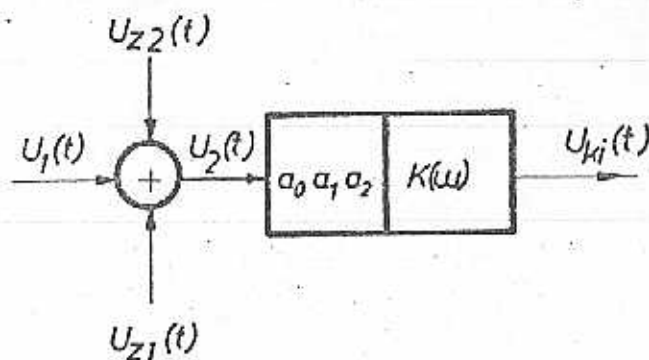
$$a_3 u_{10} u_{m1} u_{z0}^2 u_{mz} : \pm \omega_1 \pm \omega_{m1} \pm \omega_z \pm \omega_z \pm \omega_{mz} \Rightarrow \omega_1 \pm \omega_{m1} \pm \omega_{mz};$$

$$a_3 u_{10} u_{m1} u_{z0}^2 u_{mz}^2 : \pm \omega_1 \pm \omega_{m1} \pm \omega_z \pm \omega_z \pm \omega_{mz} \pm \omega_{mz} \Rightarrow \omega_1 \pm \omega_{m1} \pm 2\omega_{mz};$$

A keresztmodulációs zavar tehát páratlan rendű nemlinearitás hatására keletkezik. A keresztmodulációs zavar megszüntethető, ha az idegen adó jelét nem engedjük be a vevő bemenetére, vagy a jelátvitel során nincs harmad, ötöd, ~~hetedik~~ rendű nemlinearitás. Ezek a feltételek a gyakorlatban csak részben teljesíthetők. Az összeköttetések jel-zaj viszony javításának ez egy kritikus problémája akkor, amikor sok adó jele kerül a vevő bemenetre. Ilyen viszonyok állnak fenn például a rádiótelefon rendszerek esetében.

A gyakorlatban a keresztmoduláció akkor jelentkezik zavaróan, ha nagy szintű az idegen adó. Ez bizonyos mértékben tulvezérli a bemenő fok aktiv elemét. Gyakran jelentkezik például a keresztmoduláció a közösségi vevőantennák használata esetében. A gyengébb minőségű TV vevők bemenetére, ahol rossz az előszelekció és kicsi a jelfeldolgozási tartomány, kh. 10 mV-os jelek kerülnek egymás melletti csatornakiosztással. A végeredmény általában az, hogy idegen műsor látszik a képen.

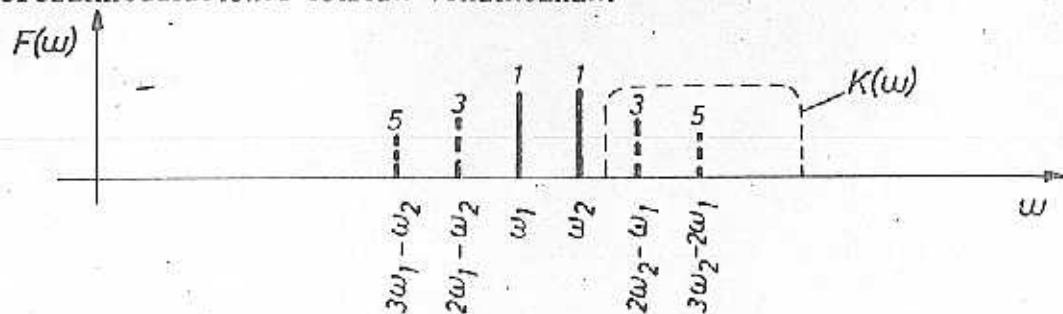
Az intermodulációs zavar. A keresztmodulációs zavar már egy idegen jelforrás esetén is létrejön. Az intermodulációs zavar kialakulásához legkevesebb 2 idegen zavarforrásra van szükség (1.4.20. ábra). Az intermodulációs torzítás és az intermodulációs zavar azonos jelenségen alapszik, de más körülményeket tételezünk fel. Az intermodulációs torzítás általános esetekre vonatkozik. Az intermodulációs zavar vételtechnikai jelenség, és azt a vevőbemeneteken levő idegen jelek okozzák.



1.4.20. ábra

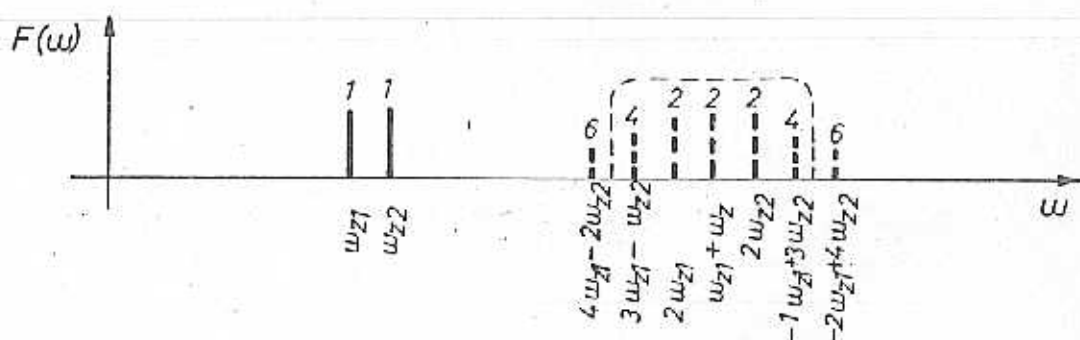
Az intermodulációs zavar nem kötődik csak az AM jelekhez. Bármilyen modulálatlan vagy modulált jelekre nézve érvényes mindaz, amit velük kapcsolatban elmondunk. Legfeljebb annyi a különbség, hogy a zavaró információs anyag nem ismerhető fel a hasznos jel mellett, hanem az zaj, zavar és torzítás formájában jelentkezik. Egységesen olyan tényezőnek tekintjük, amely rontja az összeköttetések jel-zaj viszonyát.

A páratlan rendű torzítás hatására létrejövő intermodulációs zavar kialakulását az 1.4.21. ábra szemlélteti. Ebben az esetben közömbös, hogy van-e saját jel vagy nincs. A zavartermékek az átviteli sávba esnek. A páratlan rendű torzítás azért veszélyes, mert a szomszédos adók jeleit juttatja be a sávba. A bemenő körök a szomszédos adókra viszonylag kicsi elnyomást biztosítanak, és ez elősegíti a zavar kialakulását. Elhárításukra a keresztmodulációnál leírtak vonatkoznak.



1.4.21. ábra

A páros rendű összetevők csak viszonylag távoli jeleket tudnak bejuttatni az átviteli sávba. Ilyen esetet tüntettünk fel az 1.4.22. ábrán.



1.4.22. ábra

Előfordul olyan eset is, amikor a keresztmoduláció vagy intermoduláció a rádiócsatornában keletkezik. Ilyenkor az történik, hogy a berendezéseken kívül létrejön, vagy van olyan nemlineáris közeg, hálózat, illetve elem, amelyen a jelek áthaladnak.

A gyakorlatban ilyen jelenség az ún. luxemburg hatás. Egy szokatlanul nagy, több MW teljesítményű adót üzemeltettek a középhullámu sávban. Az adó telephelye feletti ionoszféra közegekre ez olyan hatást gyakorolt, amely miatt az nemlineáris viselkedést mutatott. Amennyiben arról az ionoszféra részről más KH adó jele is visszaverődött, úgy az átvette a "luxemburgi" adó modulációját. A jelenség mint tudjuk, a keresztmodulációval magyarázható.

Gyakran rejtélyesnek tűnő zavarforrások keletkeznek a hírállomásokon az alábbi egyszerű okok miatt. Az antennacsatlakozások, a kikötőrendszerek vagy a földhálók fémes kötéseik kismértékben oxidálódnak, ami még a berendezések működését nem befolyásolja. Ezeken a pontokon megnövekszik

az átmeneti ellenállás, és az oxidréteg önmagában, vagy a légköri nedvesség, illetve gázok hatására nemlineáris elemként viselkedik. Az itt áthaladó jelekből kombinációs termékek keletkeznek, amelyek kisugározva, vagy vezetett úton jutnak a vevőbe, ahol kiszűrhetetlen zavart okoznak.

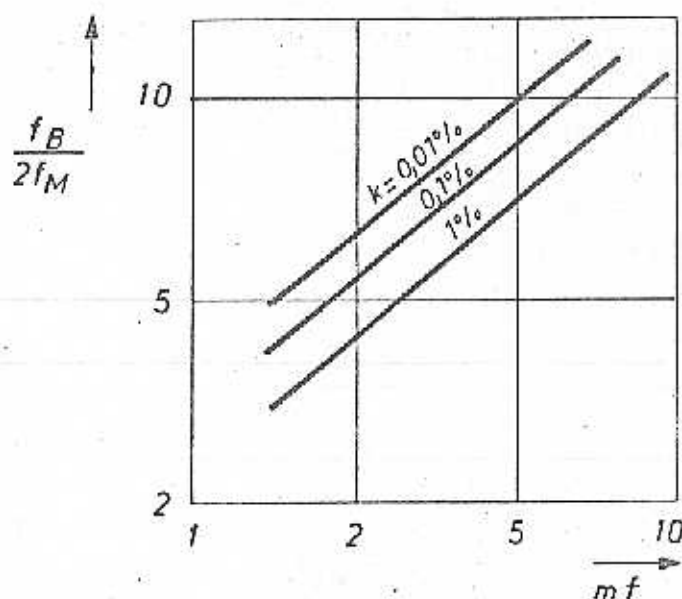
1.4.4. FM jel átvitele lineáris és nemlineáris torzítású RF csatornán

A lineáris torzítások közül vizsgáljuk meg elsőként az amplitúdóme-
net okozta hibákat. Ezeket két csoportra bontjuk. Egy részüket a sávkorlá-
tozás, másik részüket az amplitúdó egyenetlenség eredményezi. Az FM
jel spektruma elvileg végtelen, de gyakorlatban a "torzítatlan" ($k < 0,01\%$)
átvitelhez elegendő az

$$f_B = 2 \alpha f_M$$

tartományban elhelyezkedő összetevőket továbbítani. Ekkor elhagyjuk a
0,01-nél alacsonyabb összetevőket.

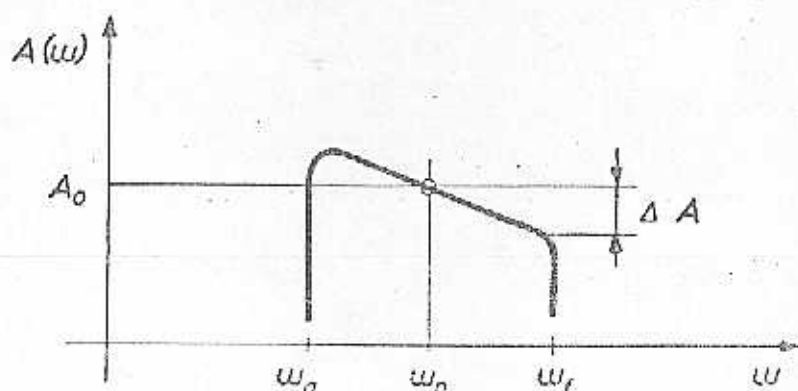
Ha az átviteli csatorna további sávkorlátozást okoz, úgy megnövekszenek a torzítások. A torzítások mértékéről az irodalom eredményei alapján az 1.4.23. ábra tájékoztat. A sávkorlátozás hatására az FM jel AM modulációt szenved.



1.4.23. ábra

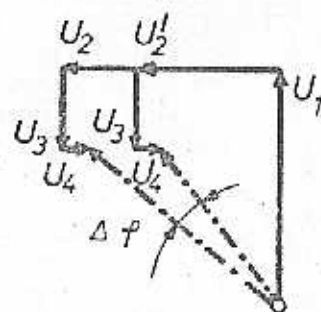
Ha a sávkorlátozás a vevőfrekvenciára nézve szimmetrikus, akkor a demodulált jelben csak páratlan rendű nemlineáris összetevők vannak. Az aszimmetrikus jellegű sávkorlátozás hatására a másodrendű torzítási összetevők is megjelennek az alapsávt jelben.

Az amplitudómenet egyenetlensége okozta hibákra a legkevésbé érzékeny a rendszer. Például az 1.4.24. ábrán látható átviteli karakterisztika okozta alapsávi torzítás mértéke k 0,01%, ha a $\Delta A/A_0 = 0,5$.



1.4.24. ábra

Az amplitudómenet okozta egyenetlenséget, valamint a zavarok hatására keletkező amplitudóváltozást a limiter levágja. Limiterre azért van szükség, mert az FM detektorok az amplitudóingadozásra érzékenyek. Mindezek ellenére az amplitudóváltozás bizonyos mértékű szögmodulációt hoz létre, amely a limitálás után is megmarad a jelben. Keletkezését az 1.4.25. ábra szemlélteti.

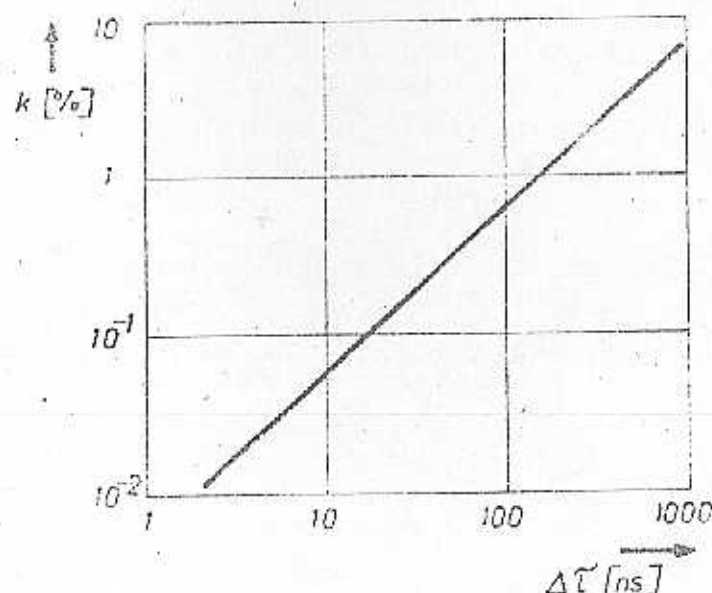


1.4.25. ábra

A lineáris torzítások további csoportja a futási idő ingadozás következtében áll elő. Hatására nemlineáris torzítást, valamint lineáris torzítást szenved az alapsávi jel. Az RF jel amplitudó torzulása okozta hibákhoz képest a futási idő ingadozás lényegesen nagyobb mérvű hatást gyakorol a jelátvitelre. Gyakorlati adatok alapján az URH sávú műsorszóró hangátvitel esetében, a k torzítási tényező az 1.4.26. ábra szerint alakul, a $\Delta \tau$ futási idő ingadozás függvényében.

Az FM jel a nemlineáris torzítás hatására az AM jelhez képest eltérően viselkedik. A hasznos jelösszetevőkből az intermodulációs torzítás miatt új összetevők keletkeznek, amelyek ún. intermodulációs zajt okoznak. Ezek az eredő szöghelyzetet zavaróan nem befolyásolják. Gyakorlati példaként tekintsük a limitert, amelynek üzemszerű működése alapvetően nemlineáris. Keresztmodulációs zavar az FM rendszereknél nem jelentkezik.

Az intermodulációs zavar viszont az AM rendszereknél tárgyaltaknak megfelelően itt is fennáll, ha az átvitel körülményei ezt létrehozzák. Az URH sávban üzemelő rádiótelefon-rendszerek esetében komoly gondot jelent az intermodulációs zavar. A sávban nagy a zsufoltság, valamint ugyanazok a frekvenciák földrajzilag viszonylag közel egymáshoz újra ki-



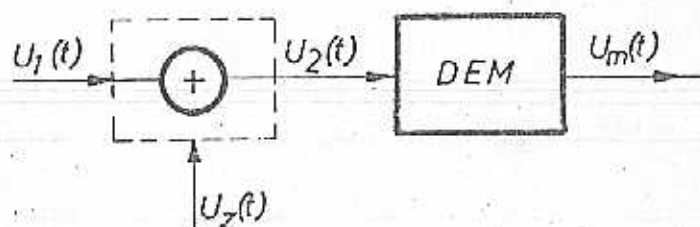
1.4.26. ábra

osztásra kerülnek. A rendszertervezés egyik fő szempontja az intermodulációmentes frekvenciakiosztás kialakítása az adott területre. Ezt az intermodulációmentességet már csak a 3. és 5. rendű zavarösszetevőkre igyekeznek biztosítani, míg a magasabb rendű összetevők jelenlétét tudomásul veszik. Ez természetesen rontja az összeköttetések minőségét.

A rádiótelefon-összeköttetések minőségének jellemzésére a jel-zaj viszony (SNR) helyett a SINAD viszonyt használjuk, amely a csatorna alapsávi szakaszán mérhető torzítási termékeket is figyelembe vesz a zaj mellett.

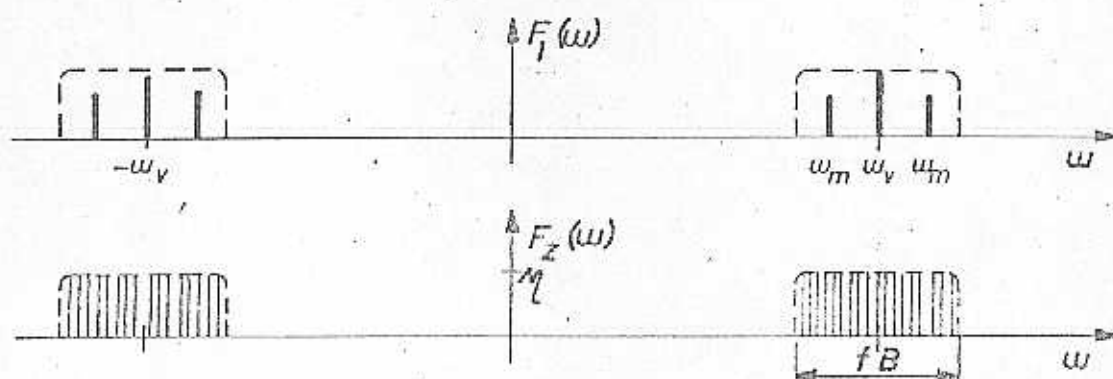
1.4.5. Jelátvitel a zajos RF csatornán

Az RF jelhez az átviteli csatornában több forrásból adódhat a zaj, a zavar. Hatásukat egy pontra összevonva, az átviteli viszonyokat az 1.4.27. ábrán modellezzük. A zaj hatása függ a csatornakódolt jel modulációjától, a moduláció mértékétől, a csatornában levő zajszinttől, továbbá a demoduláció módjától. A zaj hatását a demodulált alapsávi csatornában figyeljük, és ennek alapján teszünk összehasonlítást, illetve vonunk le következtetéseket.



1.4.27. ábra

Az AM jel esetében a zaj "ráül" a modulált jel burkolójára, és így demodulálás után közvetlenül megjelenik az alapsávi jelben. Tételezzük fel, hogy homogén sávhatárolt zaj kerül a demodulátorra a hasznos jellel összegződve (1.4.28. ábra). Vizsgáljuk a demodulátor bemenetén levő RF jel és zaj, valamint a kimenetén levő alapsávi jel és zaj teljesítményének viszonyát az alábbi formában.



1.4.28. ábra

$$Q = \frac{\frac{P_1}{P_z}}{\frac{P_m}{P_{zm}}} = \frac{\frac{S}{N}}{\frac{S}{N}} \text{ be } = \frac{\text{CNR}}{\text{SNR}} \text{ ki}$$

A szakirodalmakban mindegyik jelölés használatos. Az S/N , CNR , SNR jelölések angol szavak kezdőbetűi. Jelentésüket a Függelék tartalmazza.

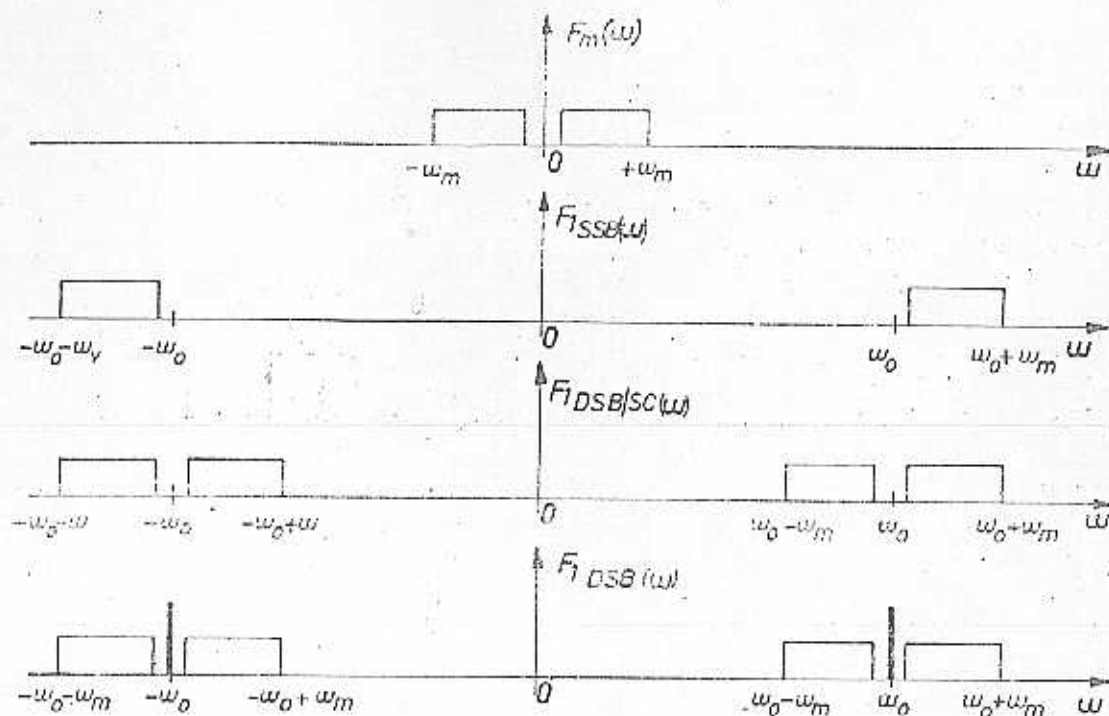
Az alábbiakban, hivatkozva a Modulációs rendszerek című tárgyban tanultakra, feltüntetjük az egyes AM rendszerek jel-zaj viszonyának alakulását azonos bemeneti állapotok feltételezése esetén

$$\mathcal{S}_{\text{AM-DSB}} = \frac{2m^2}{2+m^2}$$

$$\mathcal{S}_{\text{AM-DSB/SC}} = 2.$$

$$\mathcal{S}_{\text{AM-SSB}} = 1.$$

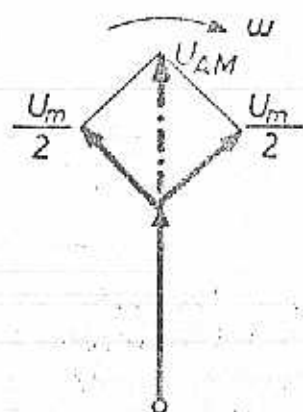
A fentiek alapján látható, hogy az SSB átvitelnél ugyanolyan mértékben lesz zajos az alapsávi jel, mint az RF jel volt. Ez abból is egyszerűen belátható, hogy az SSB jel spektruma teljesen megegyezik az alapsávi jelével, csak éppen ω_0 frekvenciával el van tolva (1.4.29. ábra).



1.4.29. ábra

A DSB/SC 2 oldalsávon viszi ugyanazt az információt vivő nélkül. Ez jel-zaj viszony javulást eredményez az átvitelben. Egyszerűen fogalmazva ez abból adódik, hogy a két oldalsáv hasznos jele a demodulálás után fázishelyesen összegződik, amely feszültségben kettő, teljesítményben pedig 4-szeres növekedést eredményez. A zajösszetevők pedig nem összegződnek, hanem sűrűsödnek a demodulálás után, amely zajteljesítménynek a kétszeres növekedésével azonos. Ebből adódik a 2 kétszeres növekedése. A kétszeres jel-zaj viszony javulásnak a sáv szélesség 2-szeres növekedése volt az ára.

Az AM-DSB jel két oldalsáv teljesítményének az összege maximális kimodulálás ($m = 1$) esetén $0,5 \cdot P_{\text{vivő}}$ lehet.



1.4.30. ábra

$$P_o = P_v + P_{ma} + P_{mf} = P_v + P_m$$

$$P_o / m=1 = P_v + 0,25P_v + 0,25P_v = P_v + 0,5P_v = 2P_m + P_m$$

Egyszerű belátni az 1.4.30. számú vektorábra alapján, hogy 100%-os modulációs tényező esetén

$$U_m \Big|_{m=1} = 0,5U_v$$

amely a fenti teljesítményviszonyokat igazolja.

Az előzőekből következik, hogy AM-DSB esetben

$$\frac{P_m}{P_b} = \frac{1}{3}$$

Tehát a vivő jelenléte miatt az oldalsáv teljesítmények összege, amely tulajdonképpen hasznos információt továbbít, csak fele a vivőének, illetve harmada az összes teljesítménynek. Ezután várhatóan a jel-zaj viszony javulás csak $1/3$, a DSB-re vonatkoztatva.

$$\xi_{DSB}|_{m=1} = \frac{1}{3} \xi_{DSB/SC} = \frac{2}{3} \xi_{SSB}$$

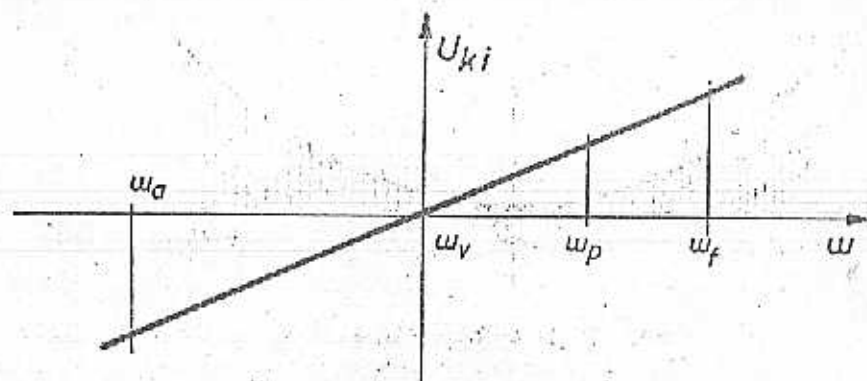
Az RF csatorna jel-zaj viszonyhoz képest a "javulás" $2/3$ az AMDSB esetben. Ugyanerre az eredményre jutunk akkor is, ha behelyettesítjük a ξ_{AM-DSB} előbbi összefüggésébe az $m=1$ értéket.

Összefoglalva az AM jeltovábbítás esetét, megállapíthatjuk, hogy lehetséges a jel-zaj viszony javulás, amelynek mértéke maximum 2, és ez a vivő kisugárzása esetén számottevően romlik.

Az AM jelnek burkolódetektorral, illetve szorzóval való demodulálása azonos eredményt ad akkor, ha a bemeneti jel-zaj viszony egy bizonyos határnál magasabb. Ha a bemenő zaj és a bemenő jel értéke összemérhető, úgy a szorzó demodulátor jobb kimeneti jel-zaj viszonyt biztosít a burkolódetektor kimeneti jel-zaj viszonyához képest (3.5.6. ábra).

Az FM jeltovábbítás esetében is alkalmazzuk az 1.4.27. ábrán látható modellt. Célunk meghatározni a ξ_{FM} tényezőt, amely itt is a kimeneti és a bemeneti jel-zaj viszony hányadosát jelenti. Az RF csatornába az U_v amplitudójú jelhez az ω_B sávszélességű η [W/Hz] teljesítménysűrűségű homogén zajt adunk az ω_B sávszélességre, az ω_d löketre, valamint az m_f a modulációs indexre, az alábbi általános érvényű összefüggések állnak fenn.

A demodulátor karakterisztikát az 1.4.31. ábra tünteti fel.

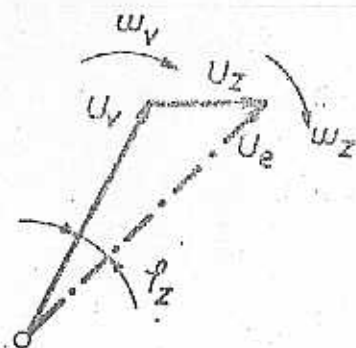


1.4.31. ábra

A demodulátor kimeneti jelének alakját az alábbiakból lehet megkapni:

Az FM jel ω_p pillanatnyi frekvenciája:

$$\omega_p = \omega_v + \omega_d \cos \omega_m t$$



1.4.32. ábra

Ebből a kimenőjel

$$U_{ki} = k (\omega_p - \omega_v) = k \omega_d \cos \omega_m t$$

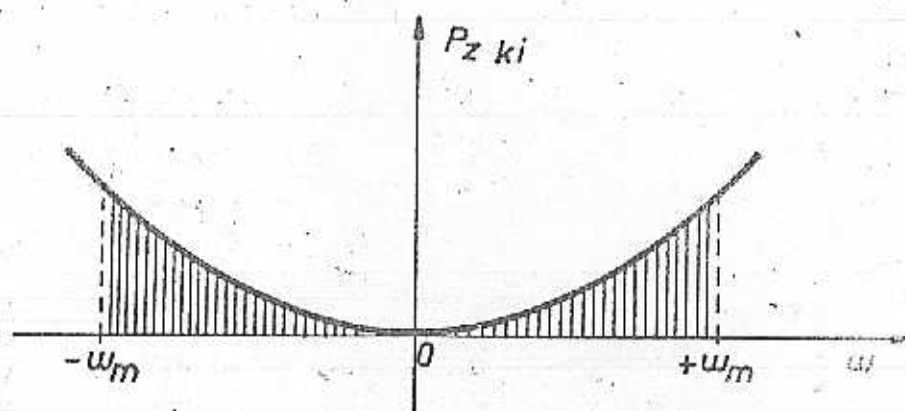
A zajösszetevő által okozott jelzavar szögmodulációt az 1.4.32. ábra szemléltet.

Egy adott zajösszetevő által okozott zajfeszültség, a demodulációs karakterisztika figyelembevételével

$$U_{ki-zi} = k_2 \frac{U_z}{U_v} (\omega_z - \omega_v) \cos (\omega_z - \omega_v) t$$

$$\omega = \omega_z - \omega_v$$

A kimeneti zajteljesítményt az egyes zajösszetevők zajteljesítményének az ω_B tartományra vett integrálja adja, és az 1.4.33. ábra szemlélteti.



1.4.33. ábra

$$P_{\text{zaj ki}} = C \int_{-\omega_M}^{+\omega_M} \omega^2 d\omega$$

A számítások végeredményeként a φ értéke:

$$\varphi_{\text{FM}} = 3 \frac{\omega^2}{2\omega_M^3} \omega_B$$

Az eddigiek alapján megállapíthatjuk, hogy a kimeneti jel-zaj viszony függ

- a zavaró jel amplitudójától,
- a zavaró jel és az FM jel vivője közötti frekvenciakülönbségtől,
- az FM jel löketétől.

A zavaró jel növekvő amplitudója növeli a zaj által okozott fázislöketet. A vivő és a zavaró jel közötti frekvenciakülönbséggel arányos a kimeneti szint.

Nagyobb hasznos löket esetén relative kisebb az adott zajösszetevő.

Az φ_{FM} összefüggésből számszerűen is adódik az ω_d löket, illetve az m_f modulációs index növekedésének következtében előálló jel-zaj viszony javulás. Ha alkalmazzuk a korábbi összefüggéseket, akkor

$$\varphi_{\text{FM}} = 3 \cdot m_{\text{fmin}}^2 \cdot \alpha$$

Természetesen a jel-zaj javulás csak szélessávu FM esetben áll fenn. Az 1.2.19. ábra alapján

$$\alpha \approx m_f \Big|_{\text{WBFM}} \quad \text{és} \quad \alpha \approx 1 \Big|_{\text{NBFM}}$$

Ezek alkalmazásával a szélessávu és keskenysávu FM-re a jel-zaj viszony

$$\varphi_{\text{WBFM}} = 3 \cdot m_f^3$$

$$\varphi_{\text{NBFM}} = 3 \cdot m_f^2$$

A viszony javulás a löket, illetve a sáv szélesség növekedése árán