

RH és URH teljesítményerősítők tranzisztorokkal

9.

Ijjas Gábor – Molnár Béla
okl. vill. mérnökök, BME MHT



19. Lineáris erősítők elve

Mint már a teljesítményerősítők felosztásánál láttuk, a lineáris erősítők feladata az amplitúdóban változó nagyfrekvenciás jel torzításmentes erősítése. Ez két feltételt jelent:

1. az amplitúdó lineáris erősítését,
2. az erősítő fázistolásának szintől való függetlenségét.

A vizsgáló jel általában a „kéthangú jel”, amelyet a 19.1. ábra mutat; $u = \frac{U_{cs}}{2} (\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t)$. Az f_2 és f_1 különbsége a gyakorlatban 1 kHz.

Az ábrán ábrázoltuk az időfüggvényt és a spektrumot is. A jobb áttekinthetőség kedvéért az ábrán a két frekvencia különbségét nagyobbak rajzoltuk, mint ahogy a valóságban van.

Kéthangú jel esetén többféle teljesítményről is beszélhetünk.

A burkoló csúcsteljesítmény (peak envelope power):

$$PEP = \frac{U_{cs}^2}{2R}$$

ahol R az ellenállás, amelyen mérjük a feszültséget.

Az átlagos (effektív) teljesítmény kéthangú jel esetén:

$$P_{eff} = \frac{1}{2} PEP$$

Az utolsó összefüggés csak a két-

hangú jelre igaz, pl. 100%-os mod. mélységű AM esetén:

$$P_{eff} = \frac{3}{8} PEP$$

Lineáris erősítőkben a teljesítmény mérésére a burkoló csúcsteljesítményt (PEP) használják.

A 19.2. ábrán felrajzoltuk egy lineáris erősítő bemenő- és kimenő-jelének spektrumát kéthangú jel esetén. Az erősítő nemlinearitása miatt minden kombinációs frekvencia létrejön. A kombinációs frekvenciákat meghatározó egyenlet a következő:

$$f = n_1 f_1 + n_2 f_2$$

ahol n_1 és n_2 tetszőleges egész szám.

Az $|n_1| + |n_2|$ értékét azaz a két egyítható abszolút értékének összegét az illető intermodulációs termék rendszámának nevezzük. (Pl.: a $2f_2 - f_1$ harmadrendű.) Mint ahogy az ábrán is rajzoltuk, a különböző intermodulációs termékek a harmonikusok köré „csoportosulnak”, ha az f_2 és f_1 aránya közel van az egységhez.

Torzítás szempontjából csak az alapharmonikus körüli termékeket kell számításba venni, mivel a többiek olyan messze esnek a működési sávától, hogy a kimeneten meg sem jelennek, vagy viszonylag egyszerűen kiszűrhetők. Csak az alapharmonikus körüli termékeket mutatja kinagyítva a 19.3. ábra.

Az ábrából is kiolvasható, hogy csak azok a páratlan rendű intermodulációs termékek esnek a műkö-

dési sáv közelébe, amelyeknél n_1 és n_2 abszolút értéke 1-gyel különbözik. A továbbiakban intermodulációs termékeken csak ezeket a termékeket értjük.

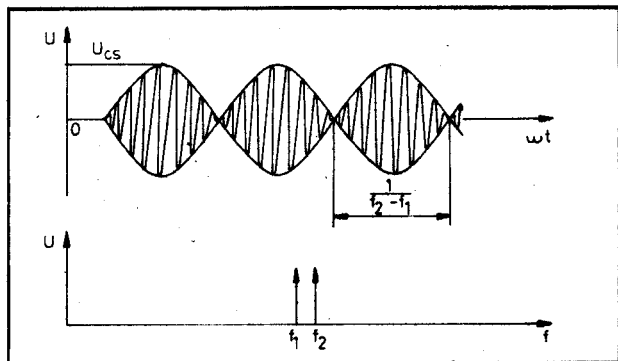
Intermodulációs torzításon (IMD) értjük az intermodulációs termékek legnagyobbikának és a hasznos jelek (f_1 és f_2) egyikének a viszonyát. Az intermodulációs torzítást általában dB-ben fejezik ki. Beszélhetünk külön harmad, ötöd, ... stb. rendű intermodulációs torzításról (IMD_3 , IMD_5 , ... stb). Ekkor csak a legnagyobb megfelelő rendű terméket kell számításba venni. Az ötödrendűnél magasabb rendű intermodulációs termékek a gyakorlatban általában elhanyagolhatók.

Az intermodulációs torzítás létrehozásában alapvetően két ok szerepel: a fokozat erősítésének és fázistolásának a jelszinttől való függése.

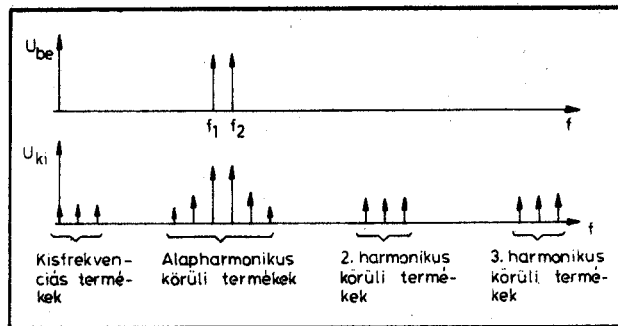
Az IMD pontos méréséhez egy megfelelő minőségű spektrumanalizátor szükséges. Némi gyakorlattal az oszcilloszkóp ábráról is megbecsülhető az erősítő minősége. Ehhez a kéthangú jellel vezérelt erősítő kimenőjelét felrajzoltatjuk az ernyőre. Az eltérési sebességet (az időalapot) úgy kell beállítani, hogy a burkoló néhány periódusa elférjen az ernyőn.

A 19.4. ábrán vastagon kihúztuk azt a burkoló vonalat, aminek torzításmentes esetben „tisztá szinusznak” kell lennie.

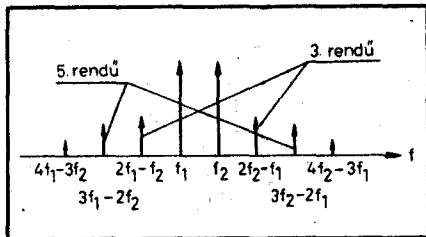
Az előbbi burkoló vonal harmonikus torzítása jó közelítéssel meg-



19.1. ábra



19.2. ábra



19.3. ábra

egyeznek az intermodulációs torzítással. Tehát pl. -26 dB IMD-hez 5%-os burkoló torzítás tartozik. Két jellegzetes torzítást láthatunk a 19.5. ábrán.

Az a) esetben a kollektoroldal határol. Ennek oka egy egyszerű túlvezérlés lehet, vagy ha a névleges kimenőszint alatt vagyunk, akkor a túl nagy kollektor impedancia.

A b) esetben a legvalószínűbb ok, hogy túlságosan kicsi a nyugalmi áram.

Meg kell jegyeznünk, hogy az előzőekben vázolt egyszerű vizsgálat csak akkor alkalmazható, ha a vizsgált jel harmonikus torzítás elhanyagolhatóan kicsi, a harmonikus torzítás kisebb, mint -35 dB.

A harmonikus torzítás és az intermodulációs torzítás más-más oldalról jellemzik az erősítőt, az egyik értékből nem következtethetünk a másikra.

Az oszcilloszkópos módszerrel csak az amplitúdó torzítás hatását látjuk. A fázistorzítás ilyen egyszerű módszerrel nem érzékelhető.

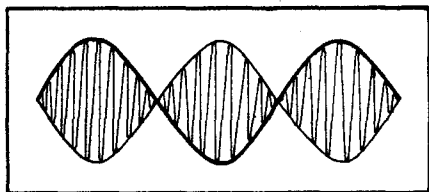
A fázistorzítás a tranzisztoron belül és a tranzisztor-illesztőkör kölcsönhatásból is létrejehet.

A tranzisztoron belüli két alapvető mechanizmus: a kollektor-bázis kapacitás feszültségfüggése és a tranzitfrekvencia áramfüggése.

A tranzisztor-illesztőkör kölcsönhatásból a tranzisztornak a illesztőkör felé mutatott impedancia-szint-függése miatt keletkezik fázistorzítás. Ezt könnyen megérthetjük a 19.6. ábrán bemutatott egyszerű helyettesítő kapcsolás segítségével.

Mint ismeretes, Thevenin tétele értelmében bármilyen meghajtókör helyettesíthető az ábra kapcsolásával, ahol Z_g az egyenértékű generátor-impedancia és U_g az egyenértékű generátorfeszültség.

Ha Z_{be} változik a szinttel, U_{BE} fázisa csak akkor lehet konstans, ha Z_{be} is és Z_g is tiszta valós (ohmos).



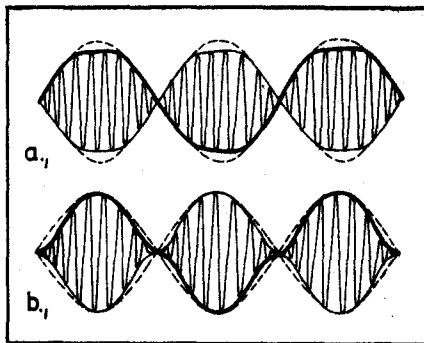
19.4. ábra

Ebből láthatjuk, hogy fázistorzítás egészen alacsony frekvencián is keletkezhet, ahol a tranzisztor bemenő impedanciája valós, mivel az illesztőkör nem szükségszerűen biztosít valós meghajtó impedanciát. Ha a generátor-impedancia nagyon kicsi a bemenő impedanciához képest, azaz feszültséggenerátoros a meghajtás, fázistorzítás ezen az úton nem jöhet létre.

20. Keskenysávú (hangolt) lineáris erősítők

Mint már említettük, a lineáris erősítők „A” vagy „AB” osztályban működnek. Az „A” osztály biztosítja a legnagyobb linearitást, de a hatásfok, a disszipáció és a nyugalmi áramfelvétel szempontjából a legrosszabb.

A nagyteljesítményű fokozatokban ezért „AB” osztályú erősítőket használunk. „AB” osztályú beállítás esetén a kollektoráram folyási szöge kis kivezérlésnél 180°, nagy kivezérlésnél pedig közel 90°. 90°-os



19.5. ábra

folyási szögnél a kollektor egyenárámot a következő képlet adja:

$$I_{C0} = \frac{1}{\pi} I_{Cmax}$$

ahol I_{Cmax} a kollektor csúcstartam.

Az alapharmonikus áram:

$$I_{C1} = \frac{1}{2} I_{Cmax}$$

Az előbbi képletekből azonnal adódik, hogy az áramkivezérlési hatásfok:

$$\eta_I = \frac{I_{C1}}{2I_{C0}} = \frac{\pi}{4} = 78,5\%$$

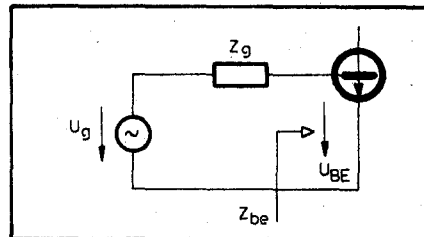
A teljes hatásfok, mint már szerepelt:

$$\eta = \eta_u \cdot \eta_{II} \cdot \eta_{III}$$

ahol η_u a feszültség kivezérlési hatásfok, η_{III} az illesztőkör hatásfoka.

Mivel η_u és η_{III} kisebb 1-nél, az erősítővel elérhető hatásfok mindig kisebb 78,5%-nál.

Érdekesen alakul a disszipáció a kivezérlés függvényében. Csökkentve a kivezérlést csökken a kimenő



19.6. ábra

teljesítmény és a hatásfok. A hatásfok csökkenés kezdetben erősebben hat, ezért a csökkenő kimenő teljesítmény dacára nő a disszipáció. Tovább csökkentve a kivezérlést, a kimenő teljesítmény csökkenése túlszárnyalja a hatásfok romlását és csökkenti a disszipációt. Eredőben a disszipációnak a kivezérlési függvényében maximuma van. Ez a maximum kb. a teljes kivezérléshez tartozó kimenő teljesítmény 40%-ánál van.

A hatásfok a maximális disszipáció pontjában 50%. Az előzőekből az következik, hogy az erősítő eszköz által disszipált teljesítmény a legrosszabb esetben a kivehető maximális burkoló csúcsteljesítmény (PEP) 40%-a.

Az eddigi megfontolásaink egyszerű szinuszos jelre igazak. A lineáris erősítők szokásos kéthangú vizsgáló jelének megfelelően a képletek a következő formában érvényesek:

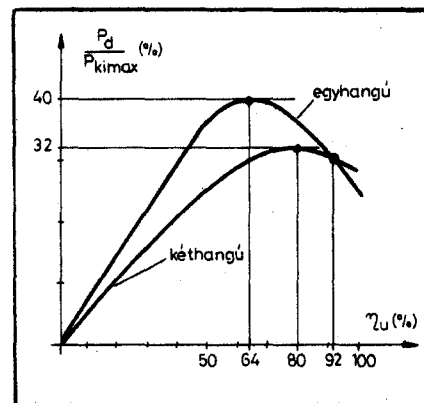
$$I_{C0} = \frac{2}{\pi^2} I_{Cmax}$$

$$\eta_I = \left(\frac{\pi}{4}\right)^2 = 61.5\%$$

Az optimális kollektorellenállásra érvényes a már többször idézett alapvető képlet:

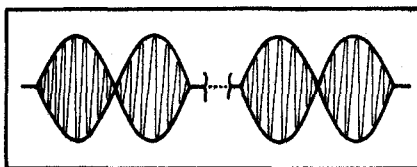
$$R_C = \frac{(U_T - U_{sat})^2}{2P}$$

ahol P helyébe most PEP értéket kell behelyettesíteni. Külön megfontolást igényel a disszipáció. Mivel



20.1. ábra

kéthangú jelet használva a kimenő effektív teljesítmény és a hatások is kisebb, mint az egyhangú jel esetén, a disszipált teljesítmény teljes kivezérélnél gyakorlatilag megegyezik. Tehát a kéthangú jel teljes kivezérélnél nem jelent „kímélő” üzemet az erősítő számára. Kéthangú jelet használva a legnagyobb disszipáció a maximális kivezérélnél tartozó PEP 32%-a.



20.2. ábra

A jobb áttekinthetőség kedvéért a 20.1. ábrán ábrázoltuk a disszipáció menetét a feszültség kivezérélnél tényező függvényében egy ideális, 90° folyási szögű erősítőben. Az ábrán a jellegzetes értékeket is feltüntettük.

A beszédjel még a kéthangú jelnél is kevésbé veszi igénybe az erősítőt, ezért ha csak SSB-jel erősítésére használjuk az erősítőt, elegendő a kéthangú jel disszipációjának a felére, azaz 0,16PEP disszipációra méretezni a hűtőrendszert. Termé-

zetesen ekkor az erősítő beméréséhez nem használhatunk folyamatos kéthangú jelet, mivel az túldisszipációt okozna.

A vizsgáló jel ebben az esetben a szaggatott kéthangú jel 1:1-es ki-töltéssel, ahogy a 20.2. ábra mutatja.

A szaggatásnak nem szükség-szerűen kell két burkoló periódust kapuzni, ahogy rajzoltuk, de célszerű, ha a burkoló periódus és a kapuzó jel között merev fáziskapcsolat van. Szintén célszerű zérus amplitúdónál

kapuzni a tranziensek elkerülése érdekében.

Ha az erősítő eszköz el tudja disszipálni a maximális kivezérélnél tartozó kimenő teljesítmény 40%-át, akkor tetszőleges bemenő feszültség hullámforma esetén sem léphet fel túldisszipáció, feltéve, hogy nem vezéreljük túl és pontosan hangoljuk.

Ha olyan a hűtőrendszer kialakítása, amely teljesíti az előző feltételt, úgy univerzálisan használható erősítőhöz jutunk. Az eddigi megfontolások csak pontosan hangolt esetre érvényesek, ez azt jelenti, hogy ha csak az elmélet által előírt hőelvezetést biztosítjuk, rendkívül gondos hangolásra van szükség.

Igaz hogy így építhetjük meg a lehető legkisebb méretű és súlyú berendezést, de a kezelése nagy óvatosságot és gyakorlatot követel. Ha nincs különleges szempontunk (pl. minimális súly), lehetőleg törekedni kell a hűtőrendszer erős túlméretezésére.

(Folytatjuk)

Amatőr kapcsolások

Békel Ferenc HA5KU

Bemenőfokozat digitális frekvenciamérőkhöz

Az egyszerűbb digitális frekvenciamérők általában kisimpedanciás bemenettel rendelkeznek. Az ilyen műszerekhez célszerű alkalmazni az 1. ábrán látható kapcsolást, mely a HUA cég 1BC-1a digitális frekvenciamérőjében működik.

Maga az impedancia-átalakító a T₁ és a T₂-ből áll, s a 40 µF után következő négy kaszkádban kapcsolt inverter akár el is hagyható. Az első és utolsó inverter, mint erősítő illetve elválasztó működik, míg a két középső egy Schmitt-triggert alkot. A bemeneten levő két anti-

parallel kapcsolt Si dióda a túlvezérlést limitálja maximum 1,4 V-ra.

A kapcsolás bemenő impedanciája: 1 Mohm parallel kb. 50 pF (ez lényegesen kisebb terhelést jelent, mint egy közvetlen TTL-bemenet).

A FET BF 244-gyel, a tranzisztor BC 182, BC 107-109-cel helyettesíthető.

(QST 1972/4.)

Hangfrekvenciás CW-szűrő

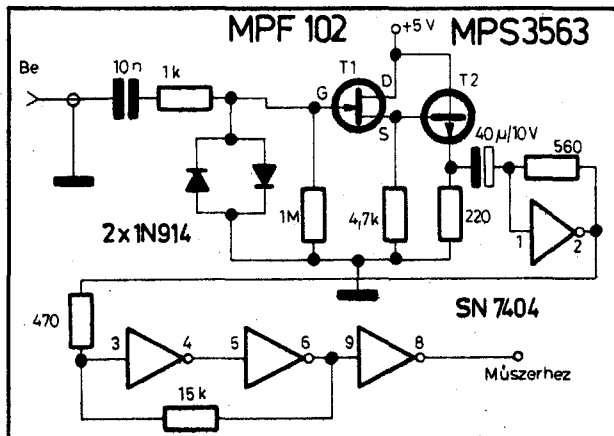
A legtöbb amatőr vevőkészülék (de még az „olcsóbb” gyári transceiverek) sávszélessége csak SSB vételre optimális. A különböző LC-, kvarc-,

illetve mechanikus szűrők sávszélessége 2,5-3,2 kHz között mozog. A távíró üzemmód vételéhez kb. 200-300 Hz-re lenne szükség az adás sebességétől, az adó és a vevő stabilitásától függően.

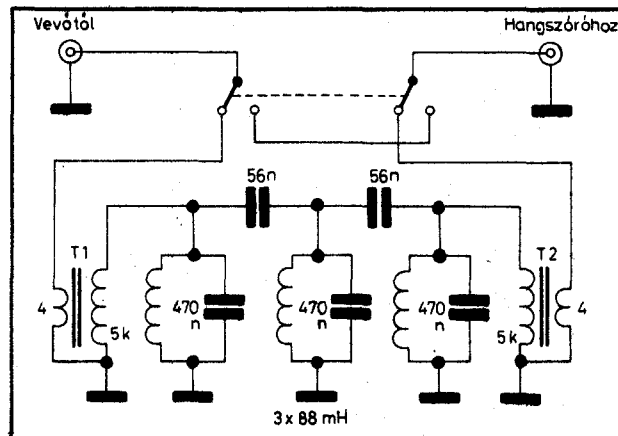
A probléma egyszerű és főleg olcsó megoldását egy hangfrekvenciás szűrő alkalmazása adja. A 2. ábra ilyen célú szűrőt mutat. Előnye a kapcsolásnak az, hogy a vevő megbontása nélkül használható a hangszóró kimenet és a hangszóró között. A vevőkészülékek általában rendelkeznek annyi hangerőtartálékkal, mely elegendő a szűrő átviteli csillapításának kiegyenlítéséhez.

A kapcsolás középponti frekvenciája kb. 800 Hz, sávszélessége 200 Hz -6 dB-re.

A szűrő használata közben adódhatnak olyan esetek, hogy egy-egy a hallgatóban nem hallható, nagy térerejű állomás leszábozza a vevő AGC-jét. A jelenség magyará-



1. ábra. Bemenőfokozat digitális frekvenciamérőkhöz. A kapcsolás előnye a TTL-IC-khez igazodó 5 V-os tápfeszültség



2. ábra. Hangfrekvenciás CW-szűrő. A kondenzátorok stiroflex vagy metálpapír dielektrikumúak legyenek