

3. Izkoristek in popačenje ojačevalnikov

3.1. Zasičenje močnostnega ojačevalnika

Doseg radijske zveze omejuje na eni strani (toplotni) šum, na drugi strani pa razpoložljiva moč oddajnika. Moč oddajnika seveda razumemo kot povprečno visokofrekvenčno moč na antenskem priključku. Visokofrekvenčna moč je omejena ne samo z močjo napajalnega vira oddajnika (zmogljivost baterije, velikost sončnih celic na satelitu oziroma cena energije nasploh?), pač pa tudi z izvedbo in izkoristkom močnostnega ojačevalnika v izhodni stopnji oddajnika ter z motnjami, ki jih povzročamo drugim uporabnikom (ponovna uporaba istega frekvenčnega pasu).

Izkoristek ojačevalnika je odvisen od izvedbe ojačevalnika kot tudi od vrste visokofrekvenčnega signala, ki ga ojačujemo. Povsem jasno bo izkoristek močnostnega ojačevalnika zelo dober za signale, ki imajo razmeroma konstantno trenutno visokofrekvenčno moč. Izkoristek močnostnih ojačevalnikov bo zelo slab za signale, ki imajo visoko vršno moč in nizko povprečno moč, saj moramo v tem slučaju načrtovati ojačevalnik za vršno moč, večino časa pa te sposobnosti ojačevalnika ne izkoriščamo.

Končno bo izkoristek ojačevalnika zelo slab, če zahtevamo zelo majhno popačenje signalov, ki jih ojačujemo. V tem slučaju ojačevalnik pravzaprav zelo slabo izkoriščamo, saj za zmanjšanje popačenja ojačevalnik krmilimo s šibkejšimi signali (power backoff) in je povprečna izhodna moč dosti manjša od tistega, kar bi lahko proizvedel ojačevalnik.

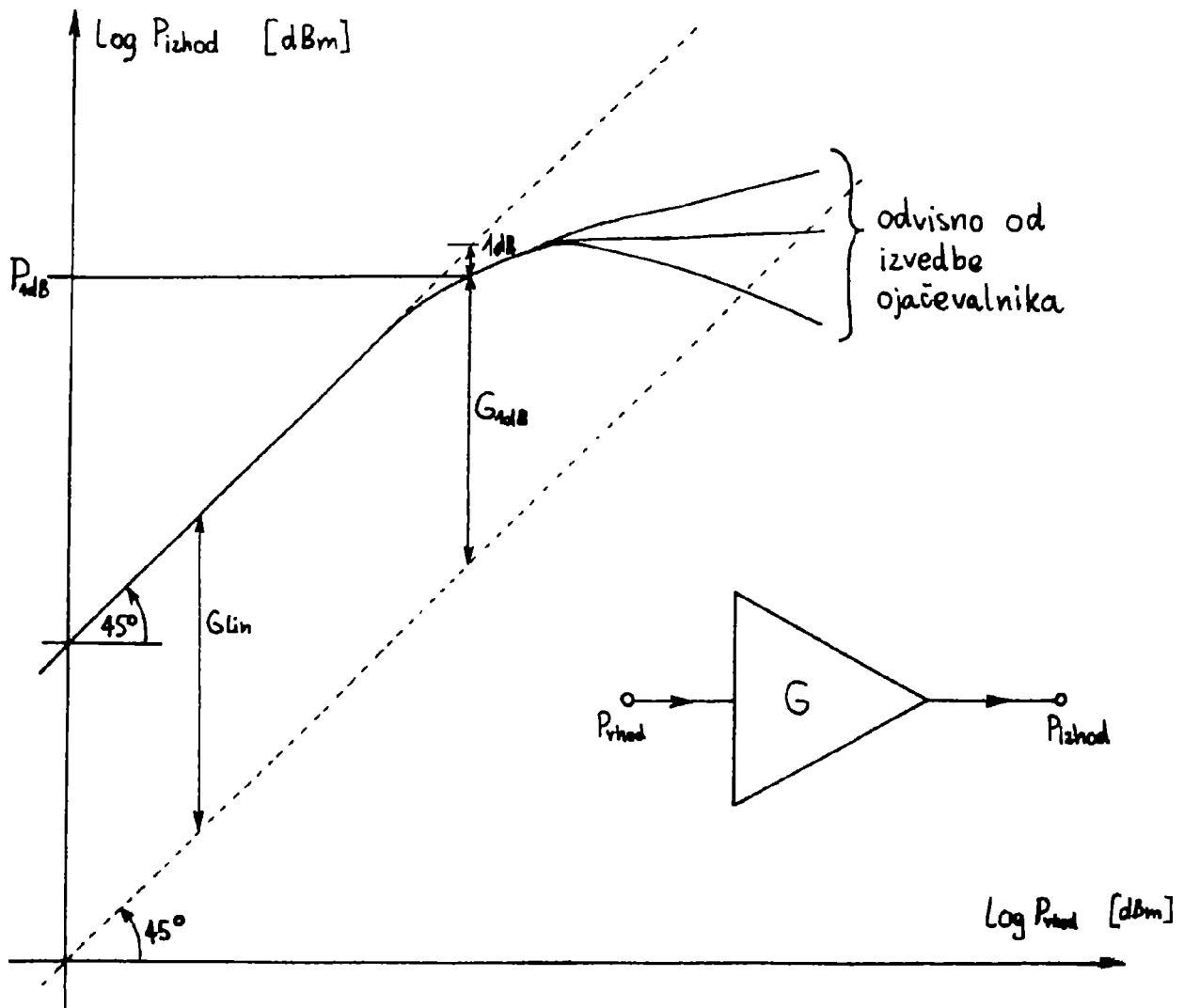
Kaj se pravzaprav dogaja z ojačevalnikom in koliko izhodne moči lahko ojačevalnik proizvede, ni prav enostavno določiti z nekaj številskimi parametri. Različne izvedbe ojačevalnikov se pri prekrmljenju dokaj različno obnašajo, kot je to prikazano na sliki 3.1. Vhodna in izhodna moč sta na sliki 3.1 prikazani v logaritemskem merilu, da lahko opazujemo obnašanje ojačevalnika v širokem razponu vhodnih moči.

Pri krmiljenju z majhnimi signali je delovanje ojačevalnika linearno. V logaritemskem merilu za moči (decibeli) je odziv ojačevalnika premica pod kotom 45° . Premica je odmaknjena od koordinatnega izhodišča natančno za linearno ojačenje ojačevalnika G_{lin} v decibelih. Pri zelo majhnih močeh premica počasi ponikne v toplotni šum ojačevalnika.

Pri krmiljenju z velikimi močmi prej ali slej dosežemo točko, ko ojačevalnik ni več sposoben proizvesti dovolj moči na izhodu. Krivulja moči se začne pri tem vihati navzdol. Najpreprostejši slučaj je enostavno zasičenje ojačevalnika, nad neko krmilno močjo se izhodna moč skoraj ne spreminja več. Prevelika krmilna moč lahko sicer tudi poškoduje resnični močnostni ojačevalnik.

Pri nekaterih izvedbah ojačevalnikov (naprimer laser) se izhodna moč še vedno povečuje z naraščanjem vhodne moči, zasičenja ne dosežemo niti pri zelo visokih krmilnih močeh. Spet pri drugačnih izvedbah ojačevalnikov (mikrovalovne elektronke s

hitrostno modulacijo snopa) se delovanje ojačevalnika pri prevelikih krmilnih močeh poruši: pri nadaljnjem naraščanju vhodne moči se izhodna moč celo zmanjšuje.



Slika 3.1 – Zasičenje močnostnega ojačevalnika.

Moči zasičenja ojačevalnika torej ne moremo preprosto definirati. Tudi če izhodna moč doseže konstantno vrednost pri velikih krmilnih močeh, so te moči lahko previsoke za varno in zanesljivo delovanje oddajnika. Moč zasičenja ojačevalnika moramo torej definirati na drugačen način.

Na sliki 3.1 je razvidno, da začne krivulja moči v vsakem slučaju odstopati od premice. Moč zasičenja lahko torej definiramo v točki, ko odstopanje med premico in resnično krivuljo doseže predpisano vrednost. Najpogostejša izbira je točka z razliko 1dB med obema krivuljama. 1dB je zadosti majhna vrednost, da je v tej točki popačenje signalov znosno. Hkrati točka zmanjšanja ojačenja za 1dB (približno 20% moči) omogoča povsem varno prekrmljenje brez možnih poškodb za vse znane vrste ojačevalnikov.

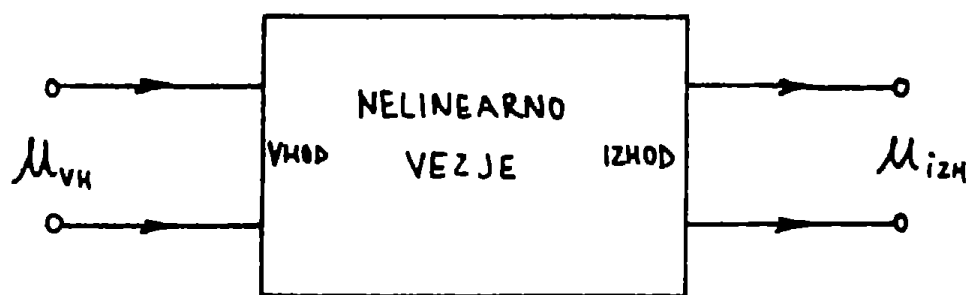
V točki razlike 1dB definiramo izhodno moč ojačevalnika P_{1dB} in ojačenje G_{1dB} . Moč P_{1dB} je resnična, merljiva in uporabna izhodna moč

ojačevalnika. G_{1dB} je jasno za 1dB manjši od ojačenja G_{lin} za majhne signale. Glede na velikostni razred ojačenja običajnih visokofrekvenčnih ojačevalnikov, ki se uporabljajo v radijskih oddajnikih, je G_{1dB} povsem uporabna vrednost.

3.2. Popačenje ozkopasovnega ojačevalnika

Podatek P_{1dB} nam sicer pove, koliko moči lahko proizvede ojačevalnik. Po drugi strani nam P_{1dB} zelo malo pove o tem, koliko je popačen izhodni signal ojačevalnika pri dani izhodni moči. Popačenje močnostnega ojačevalnika v oddajniku kvira lastno informacijo, ki jo želimo prenašati po radijski zvezi ter povzroča motnje drugim uporabnikom v drugih delih radiofrekvenčnega spektra.

Za obravnavo popačenja opišemo nelinearno vezje s potenčno vrsto, kot je to prikazano na sliki 3.2. Vhodna veličina in izhodna veličina sta trenutni vrednosti napetosti (tokov ipd). Takšen preprost zapis seveda zanemarija frekvenčno odvisnost vezja oziroma različne načine kopičenja energije znotraj ojačevalnika.



$$u_{IZH} = C_0 + C_1 \cdot u_{VH} + C_2 \cdot u_{VH}^2 + C_3 \cdot u_{VH}^3 + C_4 \cdot u_{VH}^4 + \dots$$

slika 3.2 – Odziv nelinearnega vezja.

V radijskih zvezah uporabljamo ozkopasovne signale. Pasovna širina radijskega signala znaša manj kot 10% osrednje frekvence, v večini slučajev še dosti manj kot 1%. Zato si je smiselno ogledati, kakšen je učinek nelinearnosti vezja na sinusne signale. Najpreprostejši slučaj je krmiljenje nelinearnega vezja (ojačevalnika) z enim samim sinusnim signalom (en sam ton), kot je to prikazano na sliki 3.3.

Nelinearno vezje sinusni signal usmerja, tvori višje harmonske komponente in končno višji členi poskrbijo za zmanjševanje ojačenja v področju zasičenja. Enosmerni prispevek je za nas nepomemben, saj ga ne moremo izsevat. Višje harmonske komponente lahko preprosto izločimo z nizkoprepustnim sitom. Končno je sama oddajna antena pasovno sito, ki učinkovito seva le v ozkem pasu frekvenc. Iz tega lahko zaključimo, da je pri krmiljenju z enim samimi sinusnim signalom popačenje močnostnega ojačevalnika v radijskem oddajniku skoraj nepomembno, saj ga z

Tahkoto izločimo z enim samim nizkoprepustnim sitom.

Spekter izhodnega signala nelinearnega vezja postane dosti bolj kompliciran pri krmiljenju z dvema sinusnima signaloma, kot je to razvidno na sliki 3.3. Iz dveh sinusnih signalov dobimo poleg ojačane inačice vhodnih signalov še usmerjanje, višje harmonike obeh signalov ter najrazličnejše mešalne produkte obeh signalov in njunih harmonikov. Posamezni prispevki v izhodnem spektru seveda natančno ustrezajo potenci člena, ki jih je proizvedel.

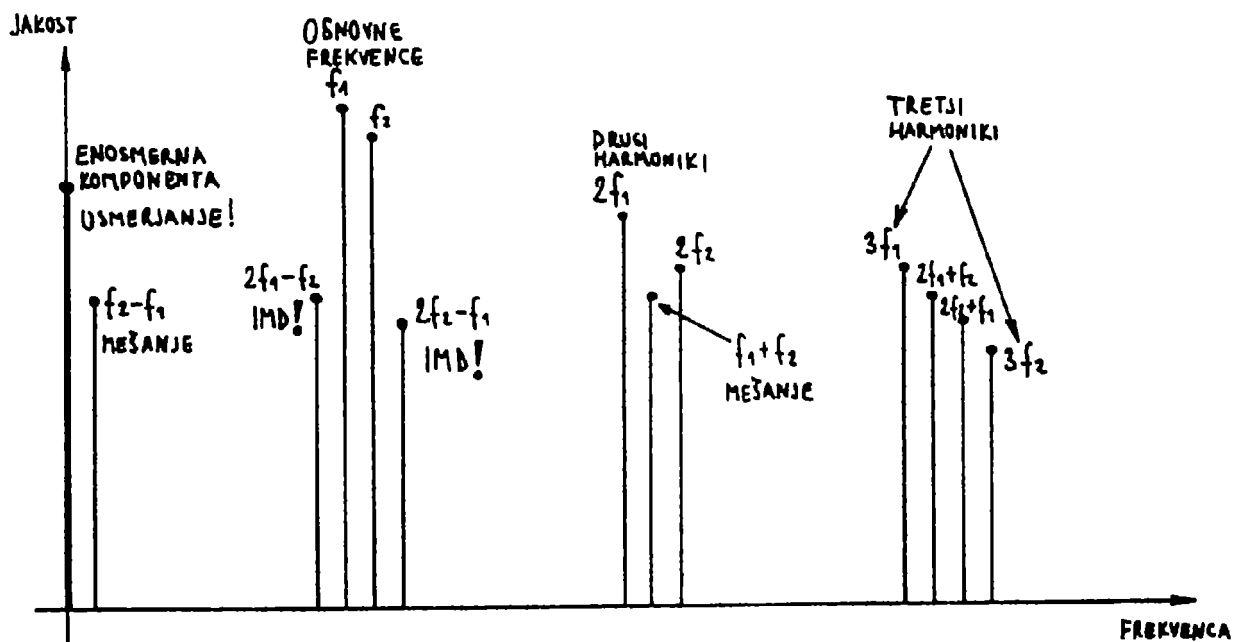
ČLEN	PRISPEVKI PRI KRMILJENJU Z ENO FREKVENCO f	PRISPEVKI PRI KRMILJENJU Z DVEMA FREKVENCAMA f_1 in f_2
LINEARNI ČLEN $C_1 \cdot u_{vh}$	f	$f_1 ; f_2$
KVADRATNI ČLEN $C_2 \cdot u_{vh}^2$	0 (= enosmerna!) $2f$	0 ; $2f_1 ; 2f_2 ;$ $f_1 + f_2 ; f_1 - f_2$
KUBNI ČLEN $C_3 \cdot u_{vh}^3$	f $3f$	$f_1 ; f_2 ; 3f_1 ; 3f_2 ;$ $2f_1 + f_2 ; \boxed{2f_1 - f_2} ;$ $f_1 + 2f_2 ; \boxed{f_1 - 2f_2}$
$C_4 \cdot u_{vh}^4$	0 (= enosmerna) $2f$ $4f$	0 ; $2f_1 ; 2f_2 ; 4f_1 ; 4f_2 ;$ $3f_1 + f_2 ; 3f_1 - f_2 ; 2f_1 + 2f_2 ; 2f_1 - 2f_2 ;$ $f_1 + 3f_2 ; f_1 - 3f_2 ; f_1 + f_2 ; f_1 - f_2$
$C_5 \cdot u_{vh}^5$	f $3f$ $5f$	$f_1 ; f_2 ; 3f_1 ; 3f_2 ; 5f_1 ; 5f_2 ;$; $\boxed{3f_1 - 2f_2} ; \boxed{2f_1 - 3f_2} ;$
⋮	⋮	⋮

slika 3.3 – Prispevki členov v spektru izhodnega signala.

Radijski signal male pasovne širine lahko ponazorimo z dvema sinusnima signaloma (dvtonsko krmiljenje), ki se relativno malo razlikujeta po frekvenci. V tem slučaju se najrazličnejši mešalni

produkti strnejo v gruče okoli obeh izvornih signalov ter njihovih harmonikov, kot je to prikazano na sliki 3.4. Tudi v tem primeru lahko večino spektralnih komponent izločimo s preprostimi frekvenčnimi siti oziroma se nahajajo izven pasovne širine oddajne antene.

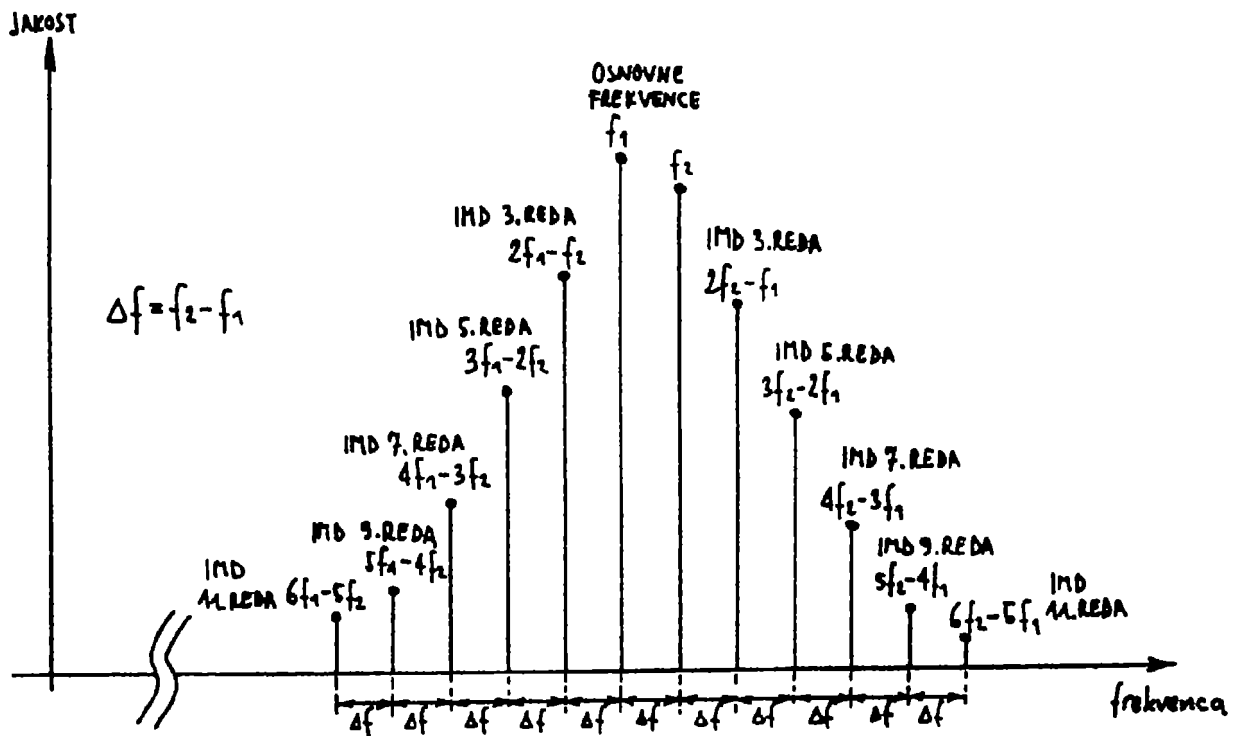
Izjema so mešalni produkti lihih redov, ki so na sliki 3.3 označeni v okvirčkih. Ti mešalni produkti se pojavijo frekvenčno zelo blizu izvornih signalov. Ker se ti mešalni produkti nahajajo znotraj frekvenčnega pasu modulacije, to je frekvenčnega pasu, ki ga izkoriščamo za prenos informacije, jih ne moremo oziroma ne smemo zadušiti s frekvenčnimi siti. Motnje te vrste imenujemo intermodulacijsko popačenje ali IMD (Inter-Modulation Distortion).



slika 3.4 – Frekvenčni spekter pri dvotonskem krmiljenju.

Povečana slika frekvenčnega spektra intermodulacijskega popačenja v okolici izvornih signalov je prikazana na sliki 3.5. Vsi intermodulacijski produkti so lihih redov, vse razdalje med spektralnimi črtami so enake frekvenčni razliki izvornih signalov. Jakost intermodulacijskih produktov upada z višanjem reda popačenja.

Intermodulacijsko popačenje (IMD) je glavna omejitev vseh ozkopasovnih sistemov zvez. Čeprav nam najpogosteje nagaja v izhodnih stopnjah radijskih oddajnikov, je IMD lahko izvor motenj tudi v prekrmljenih vhodnih stopnjah radijskih sprejemnikov. IMD nagaja tudi v vrvičnih zvezah in sicer v električnih ojačevalnikih omrežij s koaksialnimi kablji kot tudi v svetlobnih vlaknih, kjer pojav IMD zaradi nelinearnosti stekla tretjega reda običajno imenujemo štirivalovno mešanje ali FWM (Four-Wave Mixing).



Slika 3.5 - Frekvenčni spekter intermodulacijskega popačenja.

3.3. Izračun moči intermodulacijskih produktov

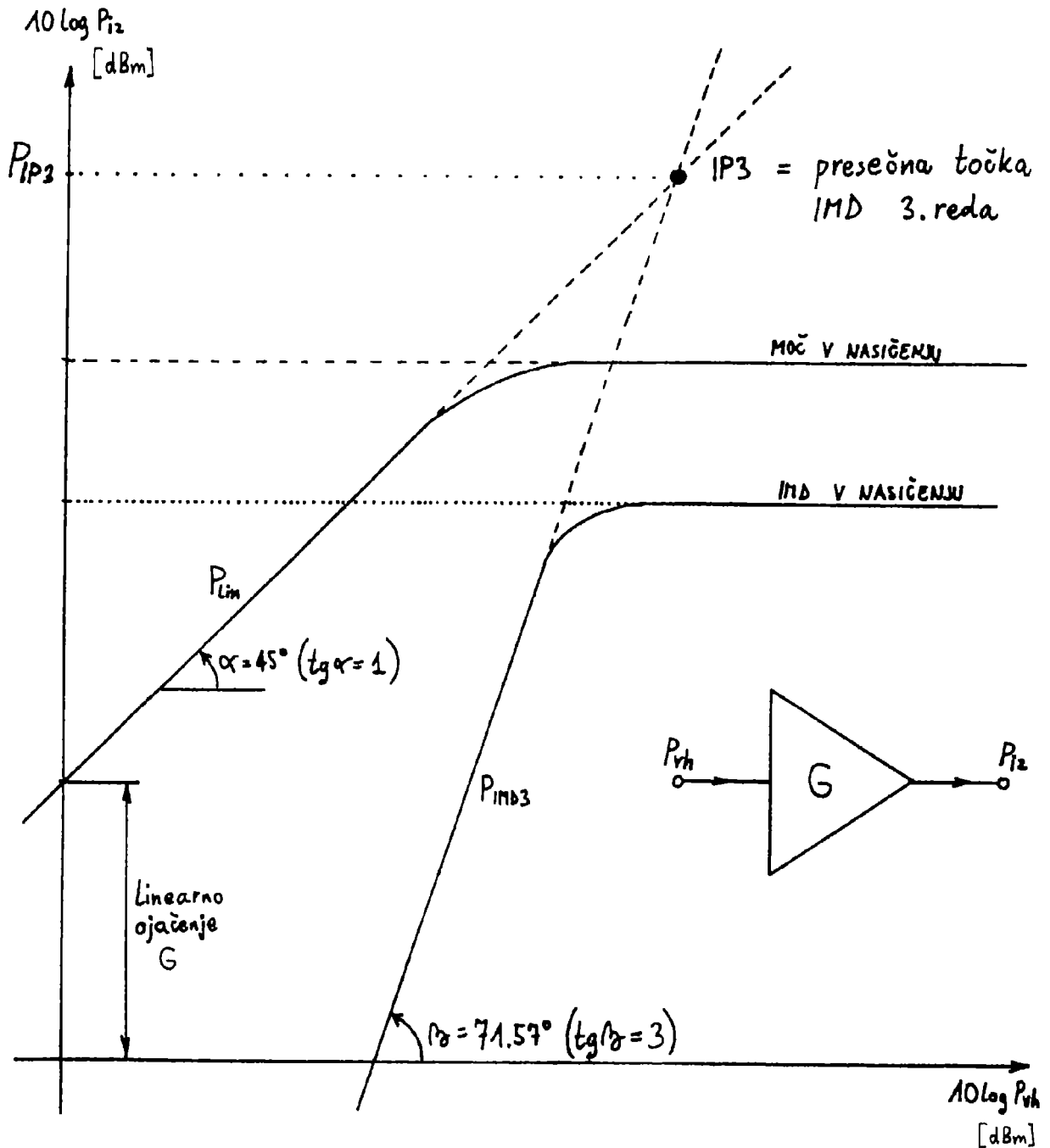
Intermodulacijsko popačenje vseh redov se vedno pojavi v vsakem ojačevalniku, saj je vsak ojačevalnik do določene mere nelinearen. Naloga načrtovalca je, da ugotovi, kolikšna je jakost posameznih intermodulacijskih produktov in v kolikšni meri IMD moti delovanje celotnega sistema.

Nelinearnost večine ojačevalnikov (in drugih gradnikov) je takšne oblike, da velikost členov pri razvoju v potenčno vrsto razmeroma hitro upada. V praksi to pomeni, da povzroča najhujše motnje intermodulacijsko popačenje tretjega reda. Natančnejša obravnava zahteva še upoštevanje IMD petega reda. IMD višjih redov nam običajno ni treba upoštevati, ker so jakosti teh produktov ob smotrni uporabi ojačevalnikov izredno nizke.

Potek jakosti linearno ojačanih signalov (P_{lin}) in potek jakosti intermodulacijskih produktov tretjega reda (P_{IMD3}) sta prikazana na sliki 3.6. V logaritemskem merilu je krivulja za P_{lin} premica pod 45° , odmaknjena od koordinatnega izhodišča za ojačenje ojačevalnika G . Krivulja se seveda zlomi, ko ojačevalnik doseže zasičenje.

Ker je intermodulacijsko popačenje produkt tretjega reda, njegova jakost narašča pri majhnih signalih s tretjo potenco jakosti vhodnega signala v ojačevalnik. V logaritemskem merilu za moči to pomeni premico, ki se dviguje pod kotom 71.57° ali bolj preprosto takšnim kotom, da znaša njegov tangens 3. En decibel močnejši vhodni signal pomeni 3dB večje intermodulacijske produkte

tretjega reda. To preprosto pravilo pogosto uporabljamo, da določimo izvor in red popačenj.



Slika 3.6 – Jakost intermodulacijskega popačenja.

Tudi krivulja intermodulacijskega popačenja tretjega reda se zlomi in zapusti prvotno premico s tangensom 3, ko jakost vhodnega signala privede ojačevalnik v zasičenje. V nasičenju jakost intermodulacijskih produktov običajno ne preseže jakosti linearno ojačanih signalov. Pač pa v nasičenju strmo narašča jakost intermodulacijskih produktov višjih redov.

Koliko podatkov potrebujemo za izračun jakosti intermodulacijskega popačenja tretjega reda? Preprosta zamisel je

prikazana grafično na sliki 3.6. Obe premici za P_{lin} in P_{IMD3} podaljšamo preko meje, ko se resnični krivulji zlomita v zasičenju. Premici se potem sekata v točki, ki jo imenujemo presečna točka (intercept point) tretjega reda ali IP3. Če poznamo položaj presečne točke, lahko skozi njo potegnemo obe premici in izračunamo jakost popačenja za male signale pod mejo zasičenja.

Ker popačenje v glavnem zavisi od izhodne moči ojačevalnika, je smiselno definirati presečno točko IP3 glede na izhodno moč. Na ta način izločimo napake zaradi spreminjanja ojačenja G ojačevalnika zaradi temperature, napajalne napetosti ali staranja delov. V zelo redkih slučajih definiramo presečno točko glede na jakost vhodnih signalov (naprimer za radijske sprejemnike) in to izjemo moramo posebej poudariti pri navajanju podatkov!

Presečni točki IP3 torej lahko pripišemo neko izhodno moč P_{IP3} . Ko zasičenje ojačevalnika ne bi odžiralo moči, bi v presečni točki IP3 tako linearno ojačeni signali kot popačenje dosegli isto moč P_{IP3} . To se v resnici seveda nikoli ne zgodi, P_{IP3} je samo računski pripomoček in ni resnična moč. P_{IP3} je običajno vsaj za en velikostni razred večja od enosmerne moči, ki jo ojačevalnik dobi iz izvora napajanja.

$$P_{IMD3} = \frac{P_{lin}^3}{P_{IP3}^2} ; P_{IMDn} = \frac{P_{lin}^n}{P_{IPn}^{n-1}} \dots \text{v linearnih enotah [W]}$$

$$P_{IMD3} = 3 \cdot P_{lin} - 2 \cdot P_{IP3} ; P_{IMDn} = n \cdot P_{lin} - (n-1) \cdot P_{IPn} \dots \text{v dBW, dBm}$$

$$P_1(f_1), P_2(f_2) \longrightarrow P(2f_1 - f_2) = \frac{P_1^2 \cdot P_2}{P_{IP3}^2}$$

$$P_1(f_1), P_2(f_2), P_3(f_3) \longrightarrow P(f_1 - f_2 + f_3) = \frac{P_1 \cdot P_2 \cdot P_3}{P_{IP3}^2}$$

Slika 3.7 - Izračun jakosti intermodulacijskega popačenja.

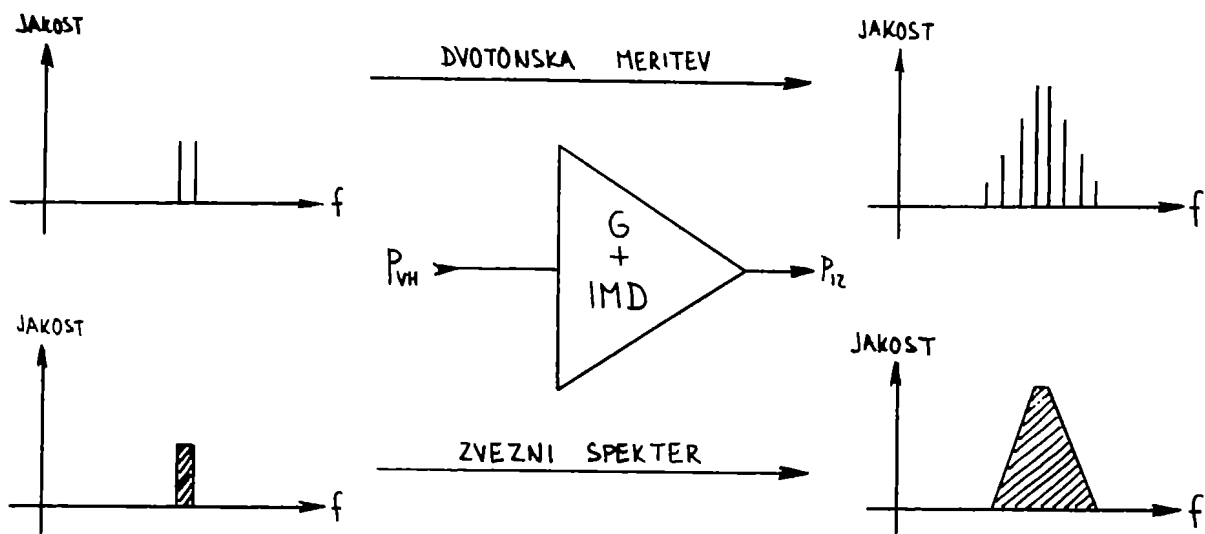
Računanje moči intermodulacijskih produktov za majhne moči pred zasičenjem je z uporabo presečne točke silno enostavno, kot je to prikazano na sliki 3.7. Podoben izračun velja tudi za intermodulacijske produkte višjih redov. Tu krivulje IMD naraščajo s tangenci 5, 7, 9, 11 itd. Najprej torej poiščemo presečne točke IP5, IP7, IP9, IP11 itd s premico linearne ojačenja, določimo

moči presečnih točk P_{IP5} , P_{IP7} , P_{IP9} , P_{IP11} itd in končno izračunamo P_{IMD5} , P_{IMD7} , P_{IMD9} , P_{IMD11} itd.

Preprosti izrazi na sliki 3.7 veljajo v primeru, ko imata obe spektralni črti izvornih signalov isto moč P_{LIN} . V primeru dveh signalov različnih moči oziroma v primeru intermodulacijskih produktov treh ali več izvornih signalov moramo seveda pravilno upoštevati moči posameznih signalov. Moč intermodulacijskega produkta $2f_1-f_2$ je naprimer sorazmerna kvadratu moči signala s frekvenco f_1 in premosorazmerna moči signala s frekvenco f_2 . Podobno izračunamo moč intermodulacijskih produktov, ki jih tvorijo trije ali več tonov.

3.4. Meritev intermodulacijskega popačenja

Intermodulacijsko popačenje ima lahko različne učinke na različne vrste signalov, kot je to prikazano na sliki 3.8. Najpreprostejši je odziv na dvotonski signal z enako močnima spektralnima črtama. Pri resnični uporabi ojačevalnika v izhodni stopnji oddajnika seveda ojačujemo signale z zveznim spektrom. Kakšen bo točno učinek intermodulacijskega popačenja v tem primeru, je težko opisati.

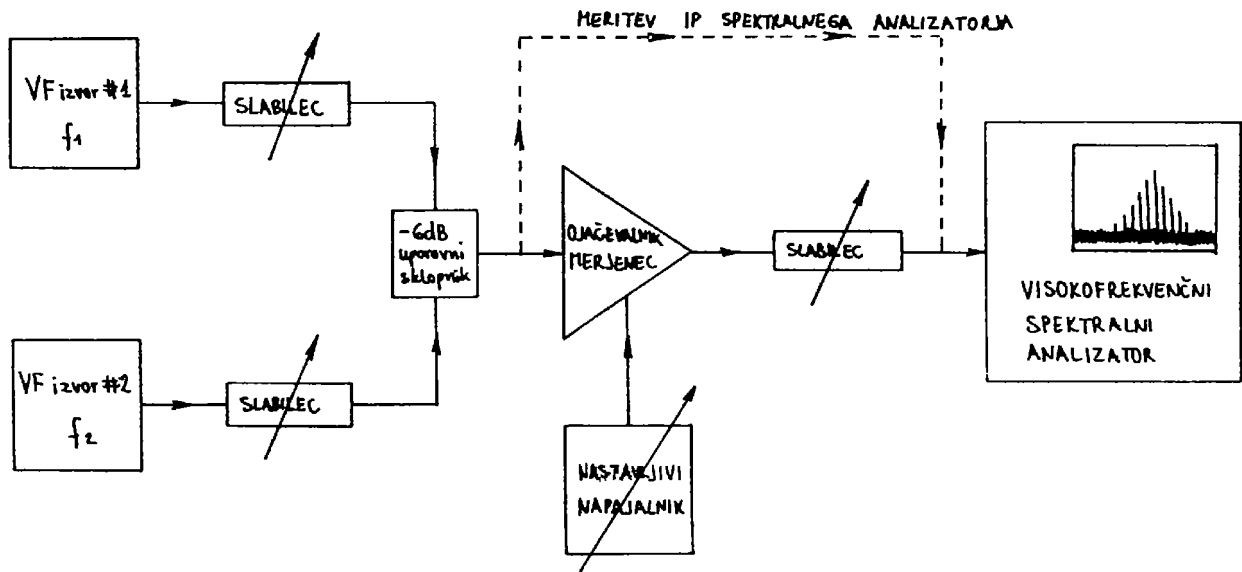


Slika 3.8 - Učinek IMD na različne signale.

Frekvenčno (analogno) moduliran signal ima naprimer zvezen spekter, vendar stalno jakost in kakršenkoli ojačevalnik ne tvori nobenih intermodulacijskih produktov. Tudi večkanalni oddajnik UMTS bazne postaje ima zelo podoben spekter, vendar bogato oblikovano ovojnico, ki jo IMD ojačevalnika pretvori v neželjene bočne pasove. Najbolj zahteven slučaj je verjetno OFDM radiodifuzni oddajnik, ki ima zvezen spekter in zelo visoko razmerje med vršno in povprečno močjo, kar pomeni še večji učinek IMD kateregakoli členu v oddajni verigi.

Rezultati meritev IMD s signali z zveznim spektrom so zato težko ponovljivi oziroma moramo točno navesti, s kakšno vrsto signala preizkušamo oddajnik. Osnovno meritev IMD ojačevalnika in

drugih vezij zato opravimo s preprostim dvotonskim signalom, kot je to prikazano na sliki 3.9, saj sta ovojnica in časovni potek dvotonskega signala enoveljavno določena.



Slika 3.9 – Dvotonska meritev intermodulacijskega popačenja.

Kot pri vsaki drugi meritvi moramo tudi pri merjenju intermodulacijskega popačenja najprej razmisliti, kaj lahko vzamemo kot referenco in kaj je pravzaprav merjenec. Načeloma je lahko prav vsak sestavni del nelinearen in prav vsak sestavni del električnega vezja lahko tvori IMD. V vezju na sliki 3.9 se IMD lahko tvori znotraj samih visokofrekvenčnih izvorov, znotraj slabilcev in sklopnikov, znotraj merjenca in znotraj visokofrekvenčnega spektralnega analizatorja.

Od vseh elektronskih sestavnih delov so najbolj linearni deli upori, iz katerih izdelamo slabilce. Tudi sklopniki, tako izgubni (z upori) kot brezizgubni (s sklopljenimi vodi), tvorijo zelo malo IMD. Uporovne slabilce vzamemo torej kot referenco pri meritvah IMD in smatramo, da se v slabilcih ne tvori IMD.

S spreminjanjem vstavitvenega slabljenja potem določamo mesto, kjer se tvori IMD. Potek določanja je zelo preprost, ko lahko opazujemo jakost vseh spektralnih črt na zaslonu spektralnega analizatorja. Če jakost določene spektralne črte pada točno z vstavljenim slabljenjem, potem se izvor te spektralne črte nahaja pred slabilcem v merilni verigi.

Če pa jakost določene spektralne črte upada hitreje kot vstavljeno slabljenje, potem se izvor te spektralne črte nahaja za slabilcem v merilni verigi. Iz (logaritemskega) razmerja upada jakosti in vstavljenega slabljenja lahko neposredno izračunamo red nelinearnosti, ki proizvaja določeno spektralno črto. Če naprimer vstavimo 4dB dodatnega slabljenja in jakost črte upade za 12dB, potem je red nelinearnosti enak $12/4=3$, torej gre za IMD 3. reda. Če pa s 4dB slabilca opazimo upad neke druge črte za 20dB, to črto proizvaja $20/4=5$ oziroma IMD 5. reda. Pri širokopasovni meritvi

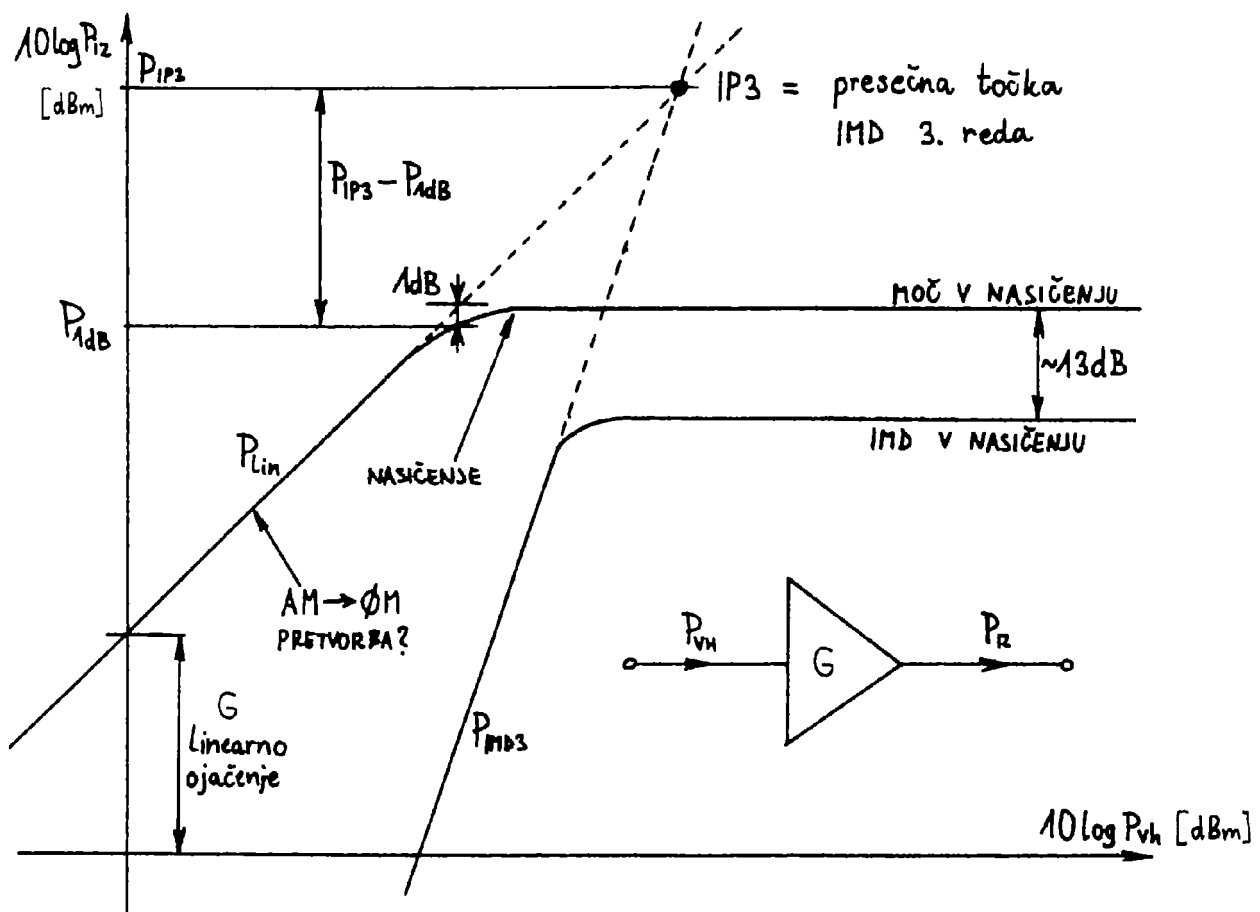
Tahko seveda opazimo tudi popačenja sodih redov!

Meritev IMD je tehnično zelo zahtevna meritev, vse merilne inštrumente običajno uporabljamo na meji njihovih zmogljivosti. Prav zato ne moremo računati na nobeno rezervo v samih merilnikih, pač pa moramo pri vsaki meritvi z nastavljanjem slabilcev (edino njim zaupamo!) določiti, če merjeno spektralno črto v resnici proizvaja naš merjenec, ne pa sami merilni inštrumenti.

Končno, ker popačenje ojačevalnika močno zavisi od izbrane delovne točke, med merilne inštrumente sodi tudi primeren nastavljiv izvor napajanja glede na zahteve merjenca.

3.5. Zasičenje in popačenje aktivnih sestavnih delov

Močnostne izhodne stopnje radijskih oddajnikov danes v glavnem gradimo s polprevodniki in sicer z bipolarnimi ali poljskimi tranzistorji iz različnih polprevodnikov. Obnašanje močnostnih tranzistorjev za radijske oddajnike pri krmiljenju z velikimi signali je v grobem prikazano na sliki 3.10.



Slika 3.10 - Zasičenje in popačenje aktivnih delov.

večstopenjski tranzistorski ojačevalniki se obnašajo kot omejevalniki, v zasičenju moč doseže konstantno vrednost. Če se ojačevalnik obnaša kot omejevalnik, potem je pri dvotonskem krmiljenju v zasičenje moč intermodulacijskih produktov tretjega

reda 20-krat (13dB) nižja od moči izvornih signalov. Linearen tranzistorski ojačevalnik (v razredu "A") doseže pri izhodni moči P_{1dB} električni izkoristek moči napajalnega vira okoli 30% (največ 50%).

Moč zasičenja in P_{1dB} sicer povesta zelo malo o obnašanju in popačenju tranzistorskega ojačevalnika pri malih signalih. Popačenje za male signale močno zavisi od vrste uporabljenih polprevodnikov in samega vezja ojačevalnika. Popačenje različnih vrst tranzistorjev je strogo vezano na fizikalne osnove delovanja polprevodnikov.

Bipolarni tranzistorji imajo v glavnem eksponentni odziv: bazni tok je eksponentna funkcija krmilne napetosti med bazo in emitorjem, kolektorski tok pa je le mnogokratnik baznega toka. Če eksponentno funkcijo razvijemo v potenčno vrsto, vrsta vsebuje neskončno mnogo členov in v njej so zastopane vse potence, sode in lihe. Bipolarni tranzistorji so zato lahko izvor intermodulacijskega popačenja že pri majhnih signalih, saj fizikalna osnova njihovega delovanja zahteva prisotnost kubnega in ostalih višjih lihih členov.

Poljski tranzistorji (spojni FET, MOSFET) imajo v glavnem kvadratični odziv: tok ponora je kvadratična funkcija napetosti med vrati in izvorom. Če poljski tranzistor smotrno uporabljamo, tak tranzistor proizvaja zelo malo intermodulacijskega popačenja, saj njegove fizikalne osnove delovanja ne dopuščajo kubnega in ostalih višjih lihih členov, ki so potrebni za nastanek IMD. Resnične poljske tranzistorje lahko ponazorimo kot vzporedno vezavo večjega števila "delnih" tranzistorjev z različnimi pragovnimi napetostmi. V tem slučaju odziv nekoliko odstopa od kvadratične krivulje, vsaj nekaj "delnih" tranzistorjev na robu prečnega preseka tranzistorja vedno prekrmilimo in dobimo nekaj IMD.

Končno, prav vsi močnostni tranzistorji, bipolarni in poljski, vsebujejo nelinearne reaktivne sestavne dele, predvsem nelinearne kapacitivnosti polprevodniških spojev. Pri visokih frekvencah te nelinearne kapacitivnosti poskrbijo za pretvorbo amplitudne modulacije v fazno in tako povzročajo dodatno intermodulacijsko popačenje. Dodatno AM/φM popačenje se skupaj z običajnimi pojavi zasičenja pokaže v obliki nesimetričnega spektra popačenja.

Linearnost različnih ojačevalnih sestavnih delov preprosto opišemo kot razmerje med močjo presečne točke in močjo zasičenja, kot je to prikazano na sliki 3.11. Bipolarni tranzistorji proizvajajo dosti IMD, zato se njihovo razmerje P_{IP3}/P_{1dB} suče okoli vrednosti 10 (10dB). Poljski tranzistorji proizvajajo malo IMD, zato se njihovo razmerje P_{IP3}/P_{1dB} suče okoli vrednosti 100 (20dB).

Ojačevalniki s kvadratičnim odzivom	$P_{IP3} - P_{1dB} \approx 20dB$	Trioda Si - JFET Si - MOSFET GaAs FET Ojačevalniki s povratno vezavo
Ojačevalniki z odzivom višjega reda	$P_{IP3} - P_{1dB} \approx 10dB$	Pentoda Klistron TWT Si bipolarni tranzistor Večstopenski ojačevalniki

Slika 3.11 – Linearnost aktivnih delov za ojačevalnike.

Linearnost ojačevalnika lahko popravimo z negativno povratno vezavo. Pri tem se moč zasičenja ojačevalnika skoraj nič ne spremeni, intermodulacijsko popačenje za majhne signale pa se precej zmanjša. Bipolarni tranzistorji za izhodne stopnje oddajnikov so v notranjosti izdelani kot vzporedna vezava velikega števila malih tranzistorjev. Vsak od teh malih tranzistorjev ima vgrajeno povratno vezavo v obliki zaporednega upora v emitorju, da se tok in z njim sproščena toplota enakomerno porazdeli med množico tranzistorjev na istem čipu. Taki tranzistorji imajo seveda manjše popačenje in večje razmerje P_{IP3}/P_{1dB} (okoli 15dB).

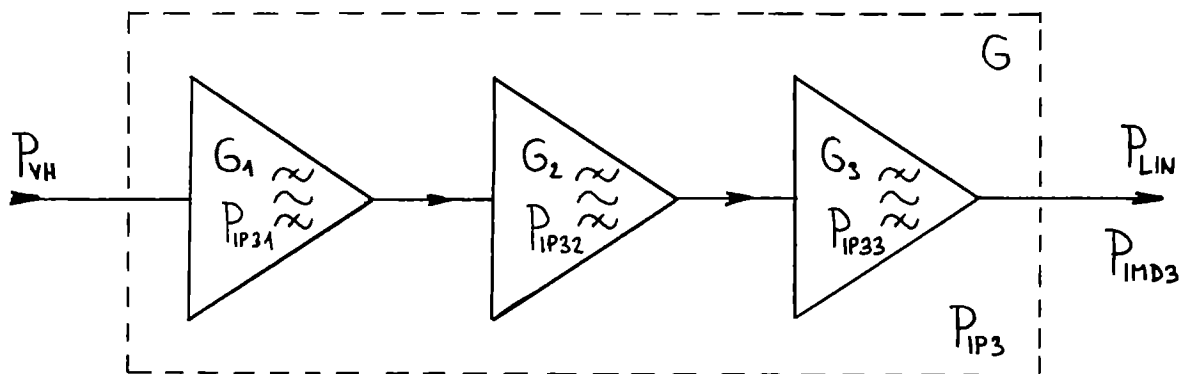
Podobno ugotavljamo popačenje drugih vrst ojačevalnikov iz njihovih fizikalnih osnov delovanja. Vakuumske elektronke z mrežicami oziroma s hitrostno modulacijo snopa se obnašajo podobno kot polprevodniki. Izjema so laserji (ojačevalniki svetlobe). Ker nekatere vrste laserjev lahko uskladiščijo zelo veliko količino energije v svoji aktivni snovi, je razmerje med vršno in povprečno močjo pri laserjih zelo visoko, intermodulacijsko popačenje pa je zanemarljivo majhno.

Ker je ojačenje enega samega tranzistorja premajhno, gradimo ojačevalnike kot verige ojačevalnih stopenj. Pri gradnji verige ojačevalnikov moramo najprej paziti na to, da verižna vezava slučajno ne proizvaja kubnega ali višjih lihih členov in na ta način proizvaja IMD. Primer take vezave je verižna vezava dveh poljskih tranzistorjev. Vsak tranzistor sam zase ima kvadratični

odziv in zato ne proizvajajo IMD. Zaporedna vezava dveh takih stopenj ima odziv četrte stopnje z vsemi vmesnimi členi, tudi kubnim, ki proizvajajo IMD!

Dvostopenjski ojačevalnik s poljskimi tranzistorji zato gradimo tako, da med stopnji vstavimo pasovno sito. Pasovno sito izloči (kvadratične) mešalne produkte prve stopnje, ki bi sicer s ponovnim (kvadratičnim) mešanjem v drugi stopnji proizvedli IMD tretjega reda. Širokopasovnih visokofrekvenčnih ojačevalnikov zato običajno ne gradimo s poljskimi tranzistorji, saj v tem slučaju nimajo nobene prednosti pred bipolarnimi tranzistorji.

Pri vezavi ojačevalnikov v verigo moramo zato najprej zagotoviti ustrezna pasovna sita med posameznimi ojačevalnimi stopnjami, da popačenje predhodne stopnje izven prenosnega pasu slučajno ne tvori IMD produktov znotraj prenosnega pasu preko nelinearnosti naslednje stopnje. Popačenje take pravilno načrtovane verige lahko potem obravnavamo kot vsoto popačenj posameznih stopenj, ki jih sledeče stopnje samo ojačujejo naprej.



$$G = G_1 \cdot G_2 \cdot G_3$$

$$\sqrt{P_{\text{IMD3}}} = \sqrt{P_{\text{IMD33}}} + \sqrt{G_3 \cdot P_{\text{IMD32}}} + \sqrt{G_2 \cdot G_3 \cdot P_{\text{IMD31}}}$$

$$P_{\text{IP3}} = \frac{1}{\frac{1}{P_{\text{IP33}}} + \frac{1}{P_{\text{IP32}} \cdot G_3} + \frac{1}{P_{\text{IP31}} \cdot G_2 \cdot G_3}}$$

slika 3.12 - Izračun P_{IMD3} in P_{IP3} verige ojačevalnikov.

Pri seštevanju popačenj moramo upoštevati dejstvo, da gre za kazalčno vsoto. Če sestavljamo ojačevalnik iz podobnih stopenj s podobnimi izvori popačenja, so vsi kazalci popačenj posameznih

stopenj skoraj sofazni. Na izhodu ojačevalne verige se torej preprosto seštevajo napetosti, kar ustreza kvadratnim korenem moči popačenj, kot je to prikazano na sliki 3.12.

Končni rezultat je presečna točka P_{IP3} celotne verige ojačevalnikov. V izrazu za izračun P_{IP3} verige je razvidno, da je prispevek zadnje stopnje najpomembnejši. Prispevek predhodnih stopenj je ustrezno manjši glede na ojačenje stopenj, ki jim sledijo. To je preprosto razumljivo, saj te stopnje delajo pri nižjih močeh signalov kot izhodna stopnja in je zato v njih popačenje manjše.

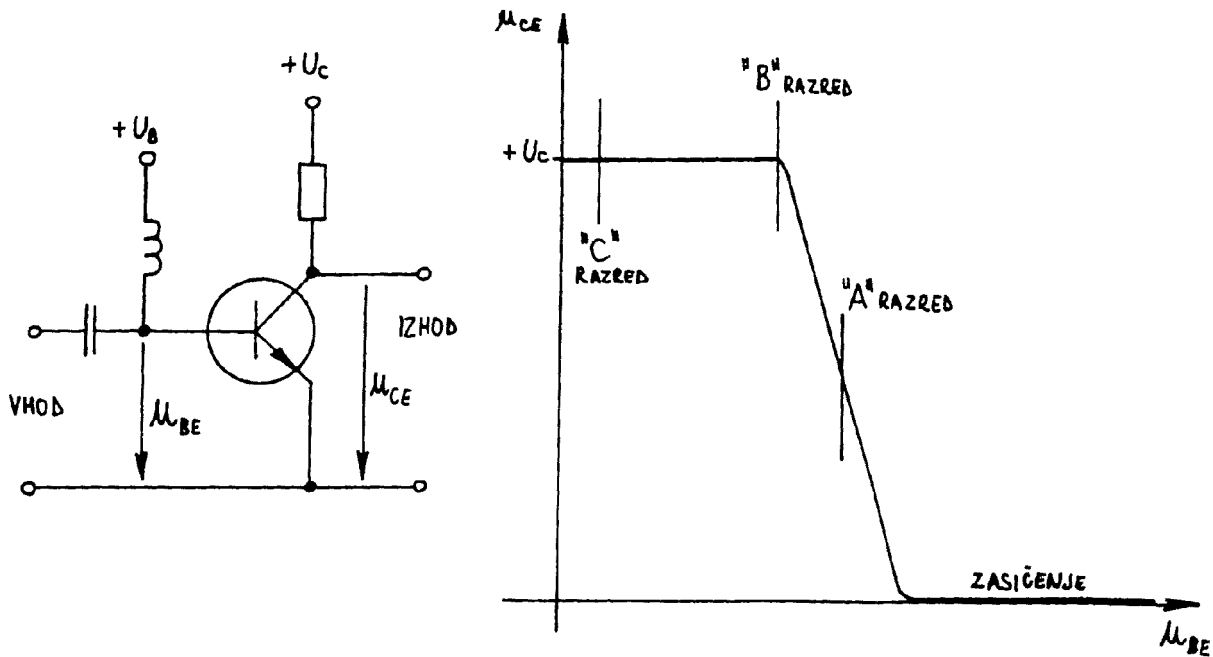
Če gradimo posamezne ojačevalne stopnje na podoben način, potem je presečna točka posamezne stopnje $P_{IP3(n)}$ premosorazmerna moči zasičenja $P_{1dB(n)}$, ta pa je spet premosorazmerna enosmerni porabi posamezne stopnje (n). S pomočjo izraza za P_{IP3} ojačevalne verige na sliki 3.12 lahko torej določimo, koliko enosmerne moči naj potrošijo posamezne ojačevalne stopnje in kako velike tranzistorje naj vgradimo vanje, da bo IMD celotne verige zadosti majhen in bo električni izkoristek celotne ojačevalne verige najboljši.

3.6. Delovna točka in izboljšanje izkoristka

Radijska zveza zahteva oddajnik določene moči, hkrati pa isti oddajnik ne sme preveč popačiti niti lastne modulacije niti ne sme preveč motiti drugih uporabnikov radijskega spektra. Vse te zahteve se najprej pretvorijo v P_{1dB} in P_{IP3} , iz teh dveh števil pa dobimo enosmerno moč, ki jo mora zagotavljati izvor napajanja.

Električna energija je lahko v nekaterih slučajih silno draga (ročne naprave z baterijskim napajanjem ali oddajnik na krovu umetnega satelita). Hkrati lahko predstavlja veliko tehnično težavo tudi odvajanje toplote, ki se sprošča v močnostnem ojačevalniku oddajnika. Končno lahko pomeni izboljšanje izkoristka tudi uporabo manjših in cenejših polprevodnikov.

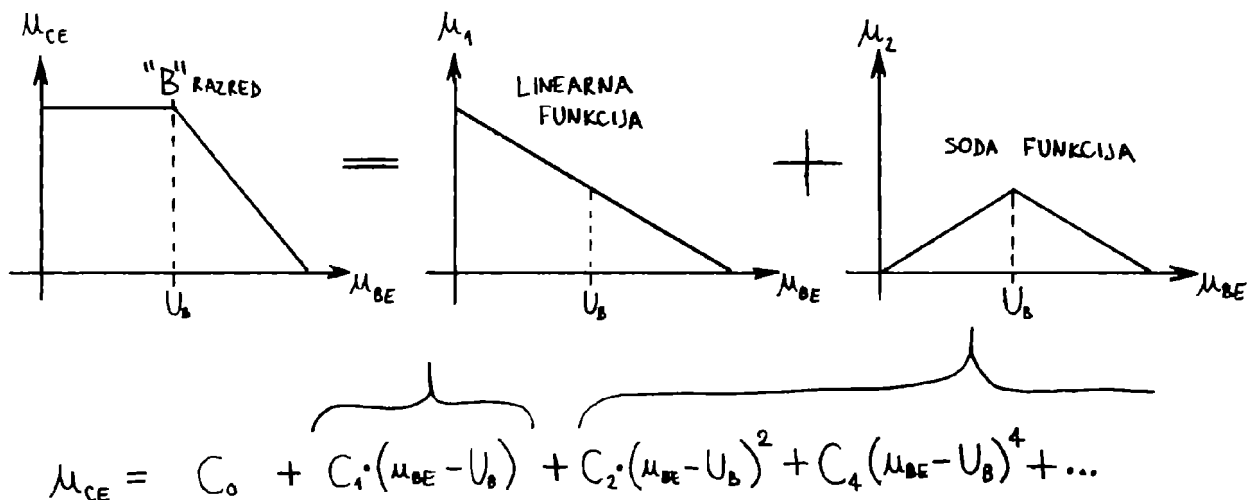
Pri tranzistorskih ojačevalnikih in ojačevalnikih z elektronkami s krmilnimi mrežicami lahko v določenih mejah izbiramo izkoristek z nastavitvijo delovne točke, kot je to prikazano na sliki 3.13. Najpreprostejša izbira je delovna točka na sredini linearnega dela prevajalne funkcije ojačevalnika ali "A" razred. Ojačevalnik v "A" razredu je sicer zelo linearen, izkoristek moči napajalnega izvora pa dosega komaj 30% (največ 50%) pri P_{1dB} . Končno, napajalna moč $P_{=}$ ojačevalnika v "A" razredu je neodvisna od krmiljenja ojačevalnika.



Slika 3.13 - Delovna točka tranzistorskega ojačevalnika.

Ojačevalnik v "B" razredu je manj linearen, saj ojačuje eno samo od obeh polperiod izmeničnega signala. Izkoristek ojačevalnika v "B" razredu je precej boljši in dosega 50% (največ 70%) pri P_{1dB} . Napajalna moč P_0 ojačevalnika v "B" razredu je sorazmerna krmiljenju in se z zmanjševanjem krmilne moči zmanjšuje.

Da se izognemo popačenju zaradi manjkajoče polperiode, v ojačevalnikih v "B" razredu pogosto uporabljamo dva tranzistorja ali dve elektronki v protitaktni vezavi (push-pull). V radijskih oddajnikih ta ukrep sploh ni potreben, ker tudi en sam tranzistor v "B" razredu še ne proizvaja intermodulacijskega popačenja, kot je to razloženo na sliki 3.14.

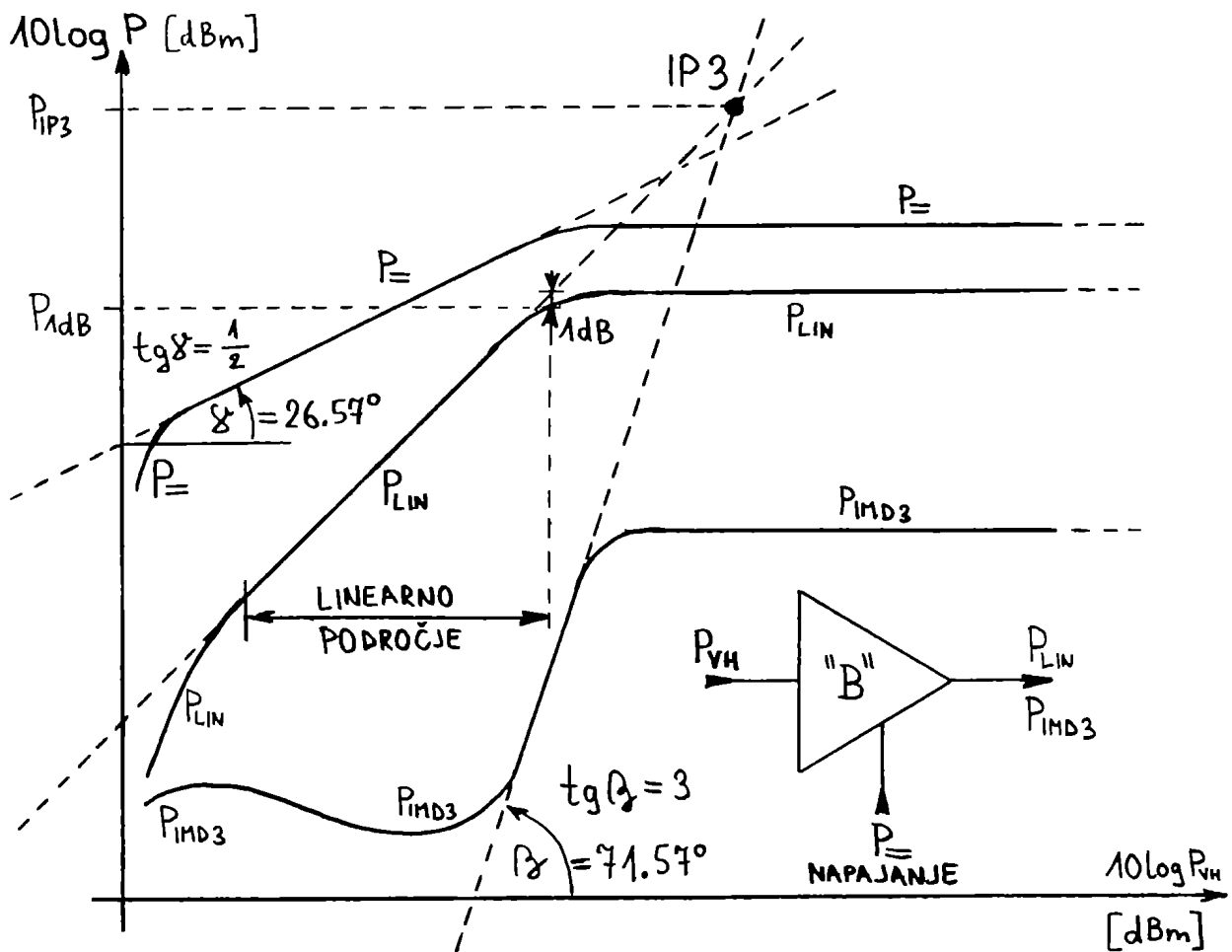


Slika 3.14 - Razvoj odziva ojačevalnika v "B" razredu.

Odziv ojačevalnika v "B" razredu najprej razstavimo na vsoto dveh funkcij: linearno funkcijo u_1 in sodo funkcijo u_2 okoli delovne točke U_B . Če poljubno sodo funkcijo razvijemo v potenčno vrsto, ima vrsta samo sode člene. Skupni odziv ojačevalnika v "B" razredu ima torej enosmerno komponento, linearni člen in neskončno množico sodih členov. Odsotni so edino lihi členi tretjega in višjih redov, to je natančno tisti, ki proizvajajo intermodulacijsko popačenje.

Popačenje enega samega tranzistorja (ali ene same elektronke) v "B" razredu lahko torej preprosto popolnoma izločimo z enim samim nizkoprepustnim sitom na izhodu ojačevalnika. Nizkoprepustno sito običajno načrtujemo kot sestavni del ojačevalnika v "B" razredu tako, da višje harmonske in druga popačenja zaključimo z najprimernejšo (reaktivno) impedanco in tako dodatno povečamo izkoristek ojačevalnika.

Linearna izhodna moč P_{LIN} , moč intermodulacijskega popačenja P_{IMD3} in moč izvora napajanja P_0 ojačevalnika v "B" razredu so prikazani na sliki 3.15. Pri prekrmljenju se ojačevalnik v "B" razredu obnaša podobno kot vsi ostali ojačevalniki, linearna izhodna moč P_{LIN} in intermodulacijsko popačenje P_{IMD3} dosežeta zasičenje.

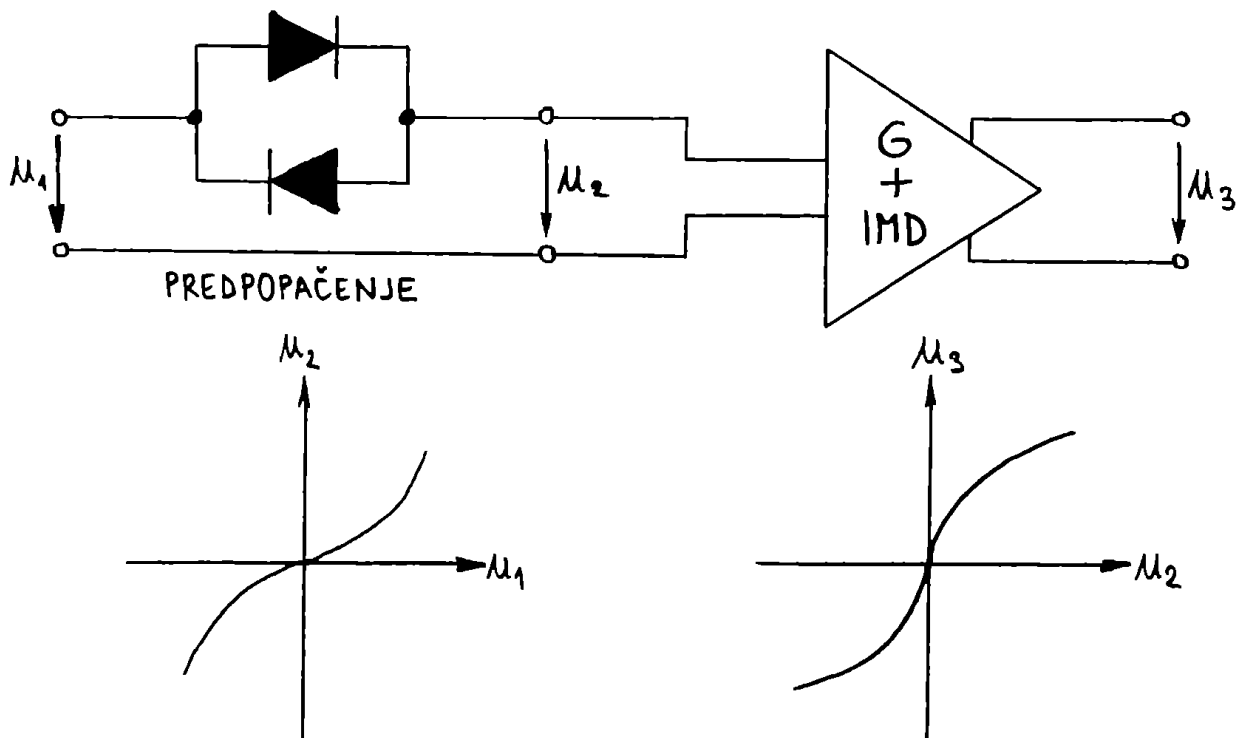


slika 3.15 - IMD in poraba ojačevalnika v "B" razredu.

Pri krmiljenju s šibkimi signali najprej opazimo odstopanje krivulje za intermodulacijsko popačenje P_{IMD3} . P_{IMD3} se pod določeno močjo začne spet večati. Vzrok je nenatančna nastavitve delovne točke oziroma neidealni odziv tranzistorja ali elektronke v kolenu: soda funkcija v točki U_B ni popolnoma simetrična. Pri nadaljnjem zmanjševanju krmilne moči začne odstopati celo krivulja za linearno moč P_{LIN} iz istega razloga. Vsak ojačevalnik v "B" razredu ima torej omejeno področje moči, v katerem je delovanje ojačevalnika dovolj linearno. Gornjo mejo tega področja predstavlja $P_{1\text{dB}}$, spodnjo mejo pa natančnost nastavitve delovne točke.

Enosmerna moč napajanja $P_{\text{=}}$ ojačevalnika v "B" razredu je sorazmerna kvadratnemu korenu izhodne moči ojačevalnika. Pripadajoča krivulja na sliki 3.15 je v področju linearne delovanja ojačevalnika premica, ki ima v logaritemskem merilu moči naklon 26.57° ali bolj preprosto pod takšnim kotom, da znaša njegov tangens $1/2$. Pri zmanjševanju krmilne moči izkoristek ojačevalnika v "B" razredu sicer upada, vendar ne tako hitro in ne premosorazmerno z močjo kot pri ojačevalniku v "A" razredu.

Dodatno zmanjšanje popačenja ojačevalnikov oziroma ustrezno povečanje izkoristka v razredih "A" in "B" lahko dosežemo s predpopačenjem (predistortion), kot je to prikazano na sliki 3.16. Predpopačenje izvedemo z zaporedno vezavo dveh vzporednih nelinearnih gradnikov, kjer je nelinearnost vezja za predpopačenje skrbno izbrana tako, da kompenzira nelinearnost močnostnega ojačevalnika.

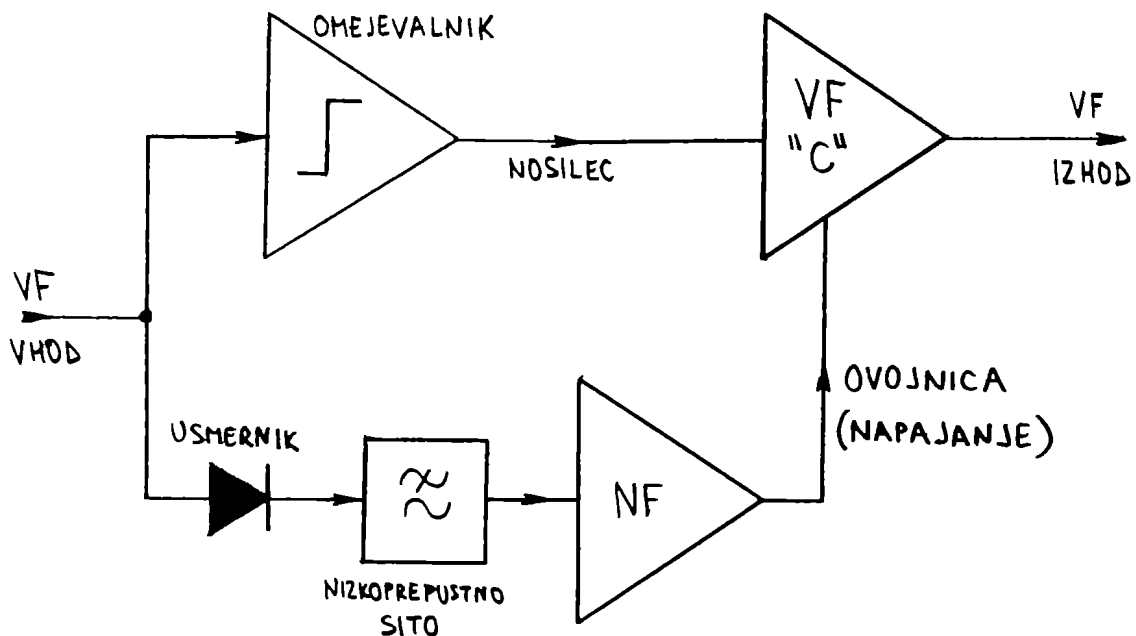


slika 3.16 - Linearizacija ojačevalnika s predpopačenjem.

Bolj natančno opisano, popačenje zaradi zasičenja ojačevalnika pomeni, da imata linearni in kubni člen njegovega odziva različna predznaka. Odziv vezja za predpopačenje mora torej imeti linearni in kubni člen z enakima predznakoma. Vezje za predpopačenje praktično izdelamo z nelinearnimi sestavnimi deli, naprimer z dvema diodama z visokim pragom kot na sliki 3.16. Predpopačenje je seveda najlažje vgraditi v sam modulator oddajnika, še posebno v slučaju številске (digitalne) izvedbe obdelave signalov v oddajniku.

Razen vezij za predpopačenje obstaja še cela družina drugačnih rešitev, kako zmanjšati popačenje oziroma povečati izkrmiljenje in s tem izkoristek ojačevalnikov. En tak primer je tehnika "feed-forward", kjer dodatni močnostni ojačevalnik uporabimo samo za ojačevanje napak glavnega ojačevalnika, kar potem s sklopnikom odštejemo od izhodnega signala.

V ojačevalniku v "C" razredu nastavimo delovno točko daleč proč od linearne področja oziroma je sploh ne nastavljam. Izkoristek ojačevalnika v "C" razredu je zelo visok in običajno dosega 70% (se lahko približa 100%). Izhodni signal je hudo popačen in tu ni pomoči. Ojačevalnik v "C" razredu lahko uporabljamo le za radijske signale s konstantno ovojnico, naprimer pri frekvenčni ali fazni modulaciji. Pameten načrtovalec si pogosto zastavi vprašanje v obratni smeri: kakšno modulacijo izbrati, da lahko izdelamo oddajnik z enostavnim in učinkovitim ojačevalnikom v "C" razredu?



Slika 3.17 – Ločeno ojačevanje nosilca in ovojnice.

Z ojačevalnikom v "C" razredu lahko sicer ojačujemo tudi visokofrekvenčne signale z bogato oblikovano ovojnico na nekoliko drugačen način, kot je to prikazano na sliki 3.17. Vhodni visokofrekvenčni signal razdelimo v dve veji ter ločeno ojačujemo nosilec (informacija o fazi signala) in ovojnico (informacija o

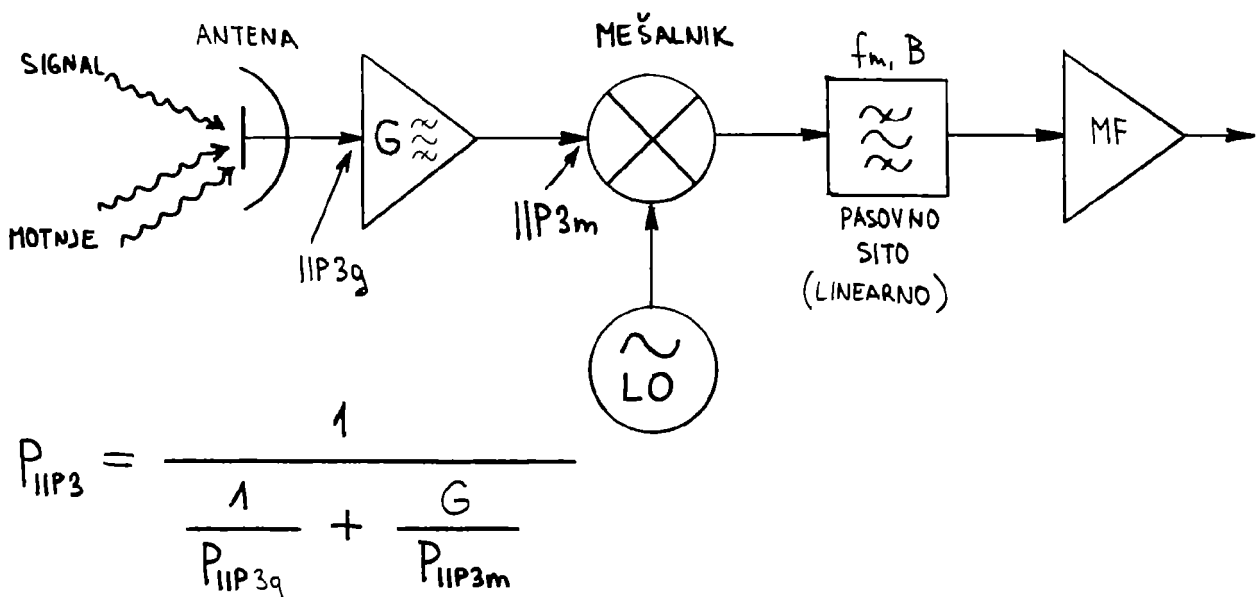
amplitudi signala). Močnostni visokofrekvenčni ojačevalnik dela v razredu "C" z visokim izkoristkom. Ovojnico dodamo tako, da z dodatnim nizkofrekvenčnim močnostnim ojačevalnikom spreminjamo napajalno napetost ali tok visokofrekvenčnega ojačevalnika.

Nizkofrekvenčni ojačevalnik lahko izdelamo v stikalni (switching) tehniki z zelo visokim izkoristkom. Načrt oddajnika se znatno poenostavi, ko informacijo prenašamo le z amplitudo signala (amplitudna modulacija). Tedaj nam vhodnega signala ni treba razcepiti na dve ločeni veji, pač pa samo modulacijo preprosto izvedemo v izhodni stopnji oddajnika. Taká tehnična rešitev je preprosta in zanesljiva, poznamo jo od začetkov radijske tehnike.

3.7. Intermodulacijsko popačenje v sprejemniku

Kljub temu, da delujejo stopnje sprejemnika s signali majhnih moči, je intermodulacijsko popačenje v vhodnih stopnjah sprejemnika lahko zelo moteč pojav. Pasovna širina sprejemne antene namreč omogoča, da pridejo do vhodnih stopenj sprejemnika poleg željenega signala tudi signali drugih uporabnikov na drugih frekvencah, kar predstavlja za naš sprejemnik motnje. Intermodulacijsko popačenje v vhodnih stopnjah sprejemnika lahko iz teh motenj na različnih frekvencah sestavi IMD produkt točno na frekvenci željenega signala.

Osnovni načrt običajnega superheterodinskega sprejemnika je prikazan na sliki 3.18. Motnje na neželjenih frekvencah izločimo šele z medfrekvenčnim sitom pasovne širine B na frekvenci f_m . Tehnična izvedba sita je takšna, da se sito obnaša kot popolnoma linearen sestavni del in samo ne proizvaja IMD. Za intermodulacijsko popačenje so v glavnem odgovorne stopnje pred medfrekvenčnim sitom.



slika 3.18 - Intermodulacijsko popačenje v sprejemniku.

v sprejemniku imamo najhujše in protislovne tehnične zahteve

za mešalnik. vezje mešalnika mora biti po eni strani čimbolj nelinearno, da sploh dobimo mešanje med vhodnim signalom in lokalnim oscilatorjem. Po drugi strani pa mora biti mešalnik čimbolj linearen, da ne dobimo IMD. Mešalnik precej izboljša simetrična vezava nelinearnih sestavnih delov (balanced mixer), ki poveča kvadratični odziv (mešanje) in hkrati oslabi kubni odziv (IMD).

V sprejemnikih navajamo vse veličine glede na vhodne sponke ojačevalnikov, mešalnikov ipd. Ustrezno navedemo tudi presečno točko IMD tretjega reda glede na vhodne sponke (Input Intercept Point) in jo označimo s kratico IIP3. P_{IIP3} sprejemne verige računamo po izrazu na sliki 3.18. Visokofrekvenčni predojačevalnik G, ki nam izboljšuje šumno število F, pri tem žal katastrofalno poslabša P_{IIP3} celotne sprejemne verige!