

Laboratorijske vaje

Visokofrekvenčna tehnika

Matjaž Vidmar

Ljubljana, 2021

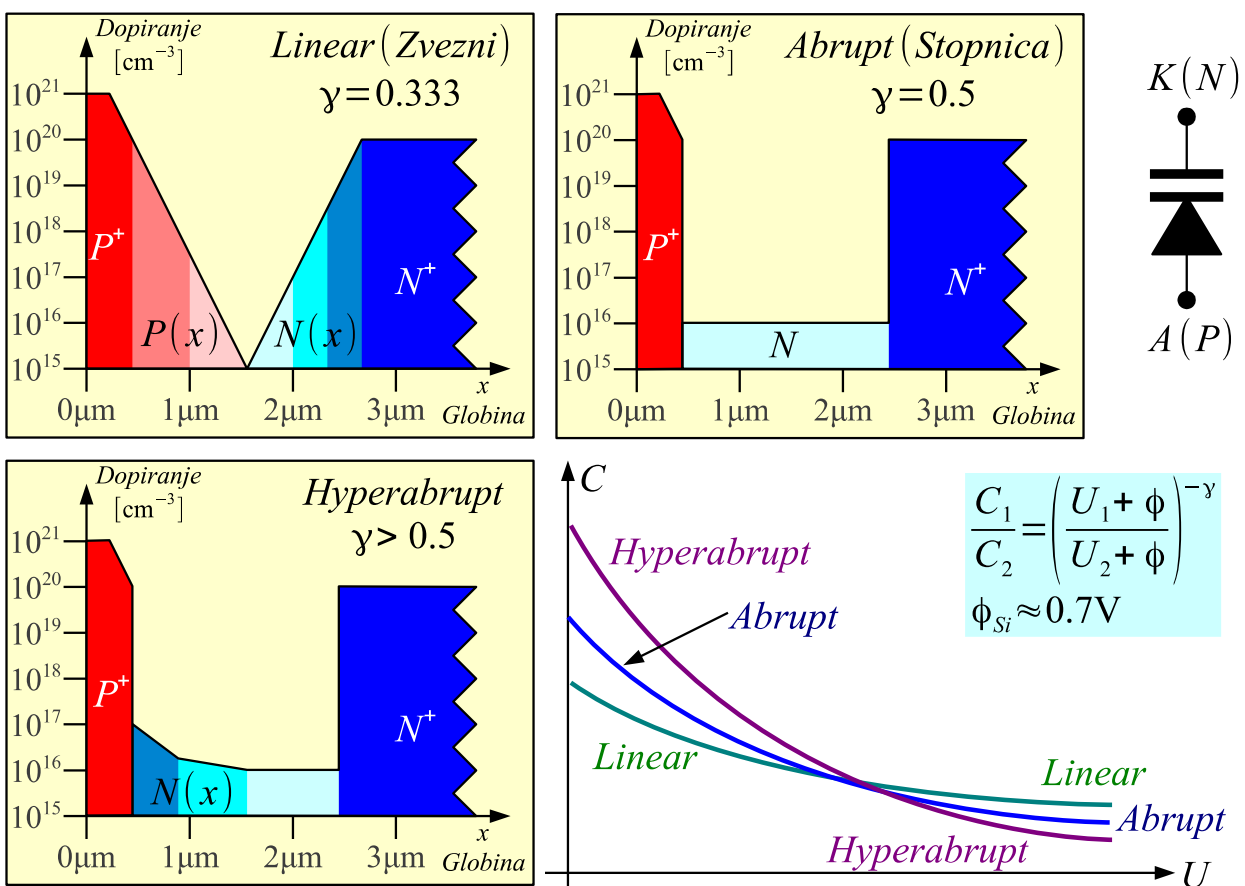
Vsebina

1. Električne lastnosti varikap diode	strani 1.1-9
2. Mejna frekvenca bipolarnega tranzistorja	strani 2.1-9
3. VF detektor s Schottky diodo	strani 3.1-10
4. VF ojačevalnik z bipolarnim tranzistorjem	strani 4.1-11
5. Visokofrekvenčno stikalo s PIN diodo	strani 5.1-10
6. Stabilnost MMIC ojačevalnika	strani 6.1-12
7. VF ojačevalnik z MOS tranzistorjem	strani 7.1-14
8. Polprevodniška tetroda	strani 8.1-11
9. Moč in ojačanje ojačevalnika v nasičenju	strani 9.1-8
10. Meritev šumnega števila ojačevalnika	strani 10.1-8
11. Umerjanje toplotnega izvora šuma	strani 11.1-10
12. Ne-recipročnost cirkulatorjev	strani 12.1-9
13. Umerjanje izvora šuma s plazovno diodo	strani 13.1-9
14. Intermodulacijsko popačenje	strani 14.1-11
15. Kvaliteta votlinskega rezonatorja	strani 15.1-8
16. Piezoelektrični rezonatorji	strani 16.1-13
17. Karakteristična impedanca LC sita	strani 17.1-12
18. Popačenje ojačevalnika v razredu "B"	strani 18.1-9
19. Diodni mešalnik	strani 19.1-11
20. Super-regenerativni sprejemnik	strani 20.1-9
21. Izguba BPSK demodulatorja	strani 21.1-13
22. Stabilnost fazno-sklenjene zanke	strani 22.1-12
23. Fazni šum VF oscilatorja	strani 23.1-9
24. Kvadrturni mešalnik	strani 24.1-8
25. Preprost UKV FM radijski sprejemnik	strani 25.1-26

1. Električne lastnosti varikap diode

Vsaka polprevodniška dioda ima zaporno plast, debelina katere narašča z zaporno napetostjo. Dioda se v zaporni smeri obnaša kot nelinearen kondenzator, ki mu z višanjem pritisnjene zaporne napetosti upada kapacitivnost $C(U)$. Polprevodniške diode, ki so izrecno namenjene uporabi kot nelinearen kondenzator in je njihov profil dopiranja izbran tako, da se kapacitivnost spreminja kot predpisana funkcija zaporne napetosti ob čim manjših drugih neželenih pojavih, imenujemo varikap diode (evropski izraz) oziroma varaktor (ameriški izraz).

Spreminjanje kapacitivnosti zaporne plasti v odvisnosti od pritisnjene napetosti lahko v določenih mejah izbiramo s profilom dopiranja PN spoja. Na spodnji sliki je prikazano le dopiranje tankega aktivnega dela varikap diode na površini čipa do globine $3\mu\text{m}$, saj preostalih $250\mu\text{m}$ predstavlja podlaga N^+ :

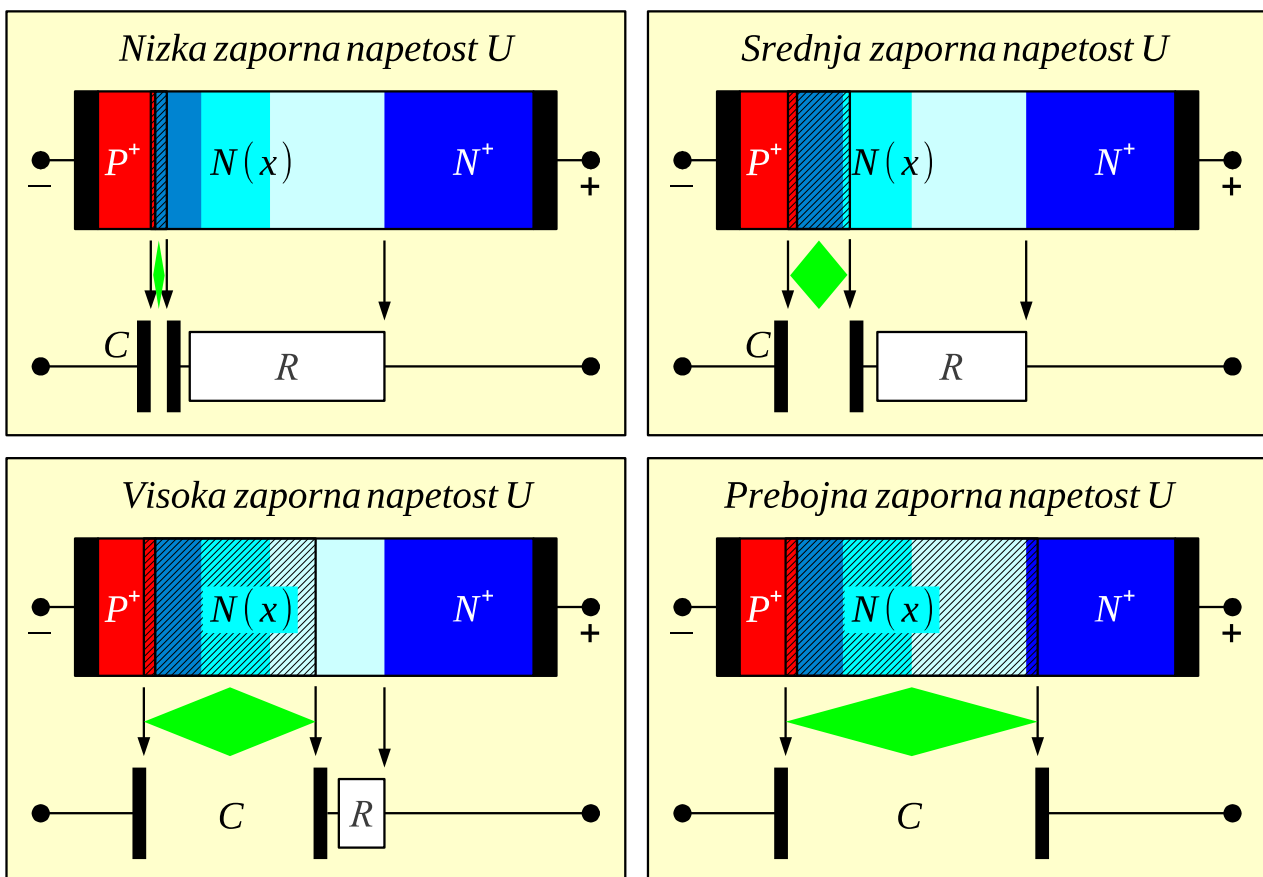


Kapacitivnost varikap diode v odvisnosti od profila dopiranja

Zvezno dopiranje (linearly graded) daje najmanjše spremembe kapacitivnosti C . Povrhu so vrzeli v siliciju trikrat počasnejše od elektronov. Plast z dopiranjem $P(x)$ dodaja zato veliko zaporedno upornost R , kar znižuje kvaliteto Q kondenzatorja. Vse silicijeve varikap diode s PN

spojem imajo zato samo močno dopirano plast P^+ , da se zaporna plast večinoma razteza v področje dopiranja N . Elektroni so v galijevem arzenidu še štirikrat hitrejši kot v siliciju, zato imajo varikap diode iz $GaAs$ štirikrat manjšo zaporedno upornost R oziroma dosegajo štirikratno kvaliteto Q silicijevih varikap diod.

Stopničasto dopiranje (abrupt) daje višjo spremembo kapacitivnosti. Najvišjo spremembo kapacitivnosti daje dopiranje hyperabrupt. Prirastek dopiranja $N(x)$ v neposredni bližini spoja omogoča zelo tanko zaporno plast in visoko kapacitivnost C pri nizkih zapornih napetostih U . Sledi manj dopirano področje $N(x)$, kamor se zaporna plast na široko raztegne pri višjih zapornih napetostih U in zelo zmanjša kapacitivnost C .



Kapacitivnost in upornost hyperabrupt varikap diode

Pomanjkljivost hyperabrupt varikap diode je razmeroma visoka upornost R šibko dopiranega področja $N(x)$, kar znižuje kvaliteto Q predvsem pri visokih kapacitivnostih C pri nizkih zapornih napetostih U . Z višanjem zaporne napetosti U se plast $N(x)$ prazni in postaja del dielektrika kondenzatorja, zato se zaporedna upornost R zmanjšuje. Vse varikap diode dosežejo najvišjo kvaliteto Q pri najvišji dopustni zaporni napetosti U , tik preden pride do plazovnega preboja v diodi.

Ker je nadomestno vezje varikap diode zaporedna vezava kondenzatorja C in upora R , je kvaliteta Q varikap diode obratno sorazmerna delovni frekvenci. Silicijeve varikap diode omogočajo uporabne vrednosti kvalitete Q do približno $f \approx 3\text{GHz}$. Nad $f > 3\text{GHz}$ uporabljamo varikap diode iz GaAs .

Najobičajnejša uporaba varikap diode je električno nastavljiv kondenzator $C(U)$ v LC nihajnem krogu ali votlinskem rezonatorju. Nastavljivi LC nihajni krogi oziroma votlinski rezonatorji so osnovni gradniki nastavljivih frekvenčnih sit oziroma jih uporabljamo za določanje frekvence oscilatorjev. Nizka kvaliteta Q varikap diode poslabšuje lastnosti frekvenčnih sit in povečuje fazni šum oscilatorjev.

Nelinearno kapacitivnost $C(U)$ varikap diode lahko uporabimo za množenje frekvence oziroma tvorjenje ozkih impulzov. Ker je krivulja $C(U)$ v vsakem primeru blaga, varikap diode učinkovito proizvajajo le drugi ali tretji harmonik osnovne frekvence. Za višje faktorje množenja so učinkovitejše step-recovery diode (SRD), kjer tvori harmonike drugačen fizikalni pojav. Eden redkih uporabnih nelinearnih gradnikov na frekvencah nad $f > 50\text{GHz}$ so Schottky varikap diode iz GaAs , s katerimi lahko proizvajamo harmonike preko $f > 1\text{THz}$.

Nelinearna kapacitivnost $C(U)$ omogoča gradnjo parametričnih ojačevalnikov. Če varikap diodo črpamo z dovolj visoko močjo pri dovolj visoki frekvenci (primer $f_p \approx 60\text{GHz}$), se ista dioda obnaša kot negativni upor pri nižjih frekvencah (sprejem satelitov v pasu $f \approx 4\text{GHz}$). Ker je nelinearna kapacitivnost $C(U)$ vsaj v teoriji brezizguben gradnik, je lastni šum takšnega ojačevalnika zelo majhen. Parametrične ojačevalnike so danes povsem izpodrinili enakovredni, a znatno preprostejši in cenejši tranzistorski ojačevalniki.

Za vajo izmerimo električne lastnosti silicijeve hyperabrupt varikap diode MV1404 . Iz podatkovnega lista razberemo, da ta dioda omogoča visok razpon kapacitivnosti v razmerju več kot $1:10$. Žal hyperabrupt profil dopiranja silicija vnaša razmeroma visoko zaporedno upornost R , kar znižuje kvaliteto Q pri visokih vrednostih kapacitivnosti $C(U)$ že pri razmeroma nizkih frekvencah:

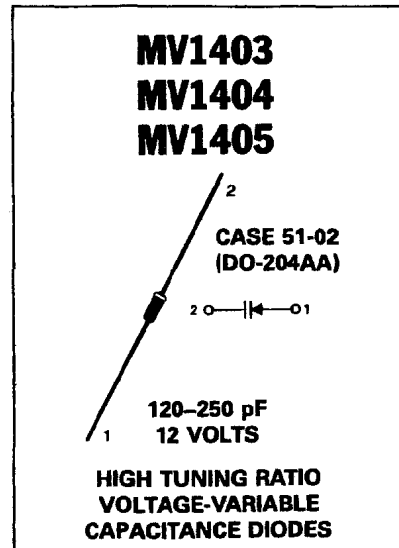
SILICON HYPER-ABRUPT TUNING DIODES

... designed with high capacitance and a capacitance change of greater than TEN TIMES for a bias change from 2.0 to 10 volts. Provides tuning over broad frequency ranges; tunes AM radio broadcast band, general AFC and tuning applications in lower RF frequencies.

- High Capacitance: 120–250 pF
- Large Capacitance Change with Small Bias Change
- Guaranteed High Q
- Available in Standard Axial Glass Packages

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	12	Volts
Forward Current	I_F	250	mA
Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	400 2.67	mW mW/°C
Junction Temperature	T_J	+125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +200	°C



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage ($I_R = 10 \mu\text{A}$)	$V_{(BR)R}$	12	—	—	Vdc
Leakage Current at Reverse Voltage ($V_R = 10 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_R	—	—	0.1	μA
Series Inductance ($f = 250 \text{ MHz}$, Lead Length $\approx 1/16''$)	L_S	—	5.0	—	nH
Case Capacitance ($f = 1.0 \text{ MHz}$, Lead Length $\approx 1/16''$)	C_C	—	0.25	—	pF

Device	C_T , Diode Capacitance			Q , Figure of Merit	TR , Tuning Ratio	
	$V_R = 2.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$			$V_R = 2.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$	C_1/C_{10} , $f = 1.0 \text{ MHz}$	C_2/C_{10} , $f = 1.0 \text{ MHz}$
	Min	Nom	Max	Min	Min	Min
MV1403	140	175	210	200	—	10
MV1404	96	120	144	200	—	10
MV1405	200	250	300	200	—	10

FIGURE 1 — DIODE CAPACITANCE versus REVERSE VOLTAGE

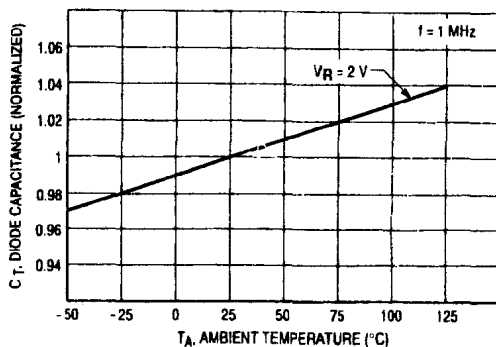
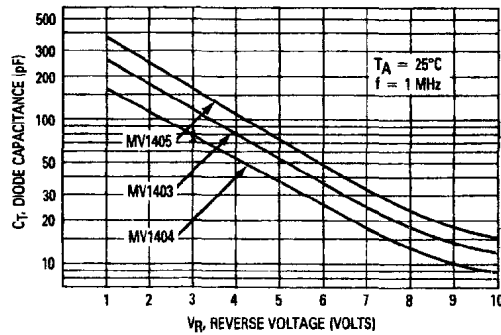


Figure 2. Diode Capacitance versus Ambient Temperature

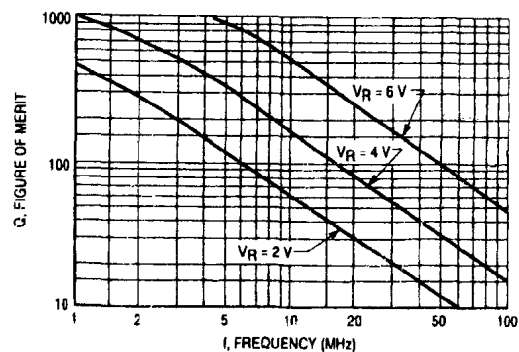
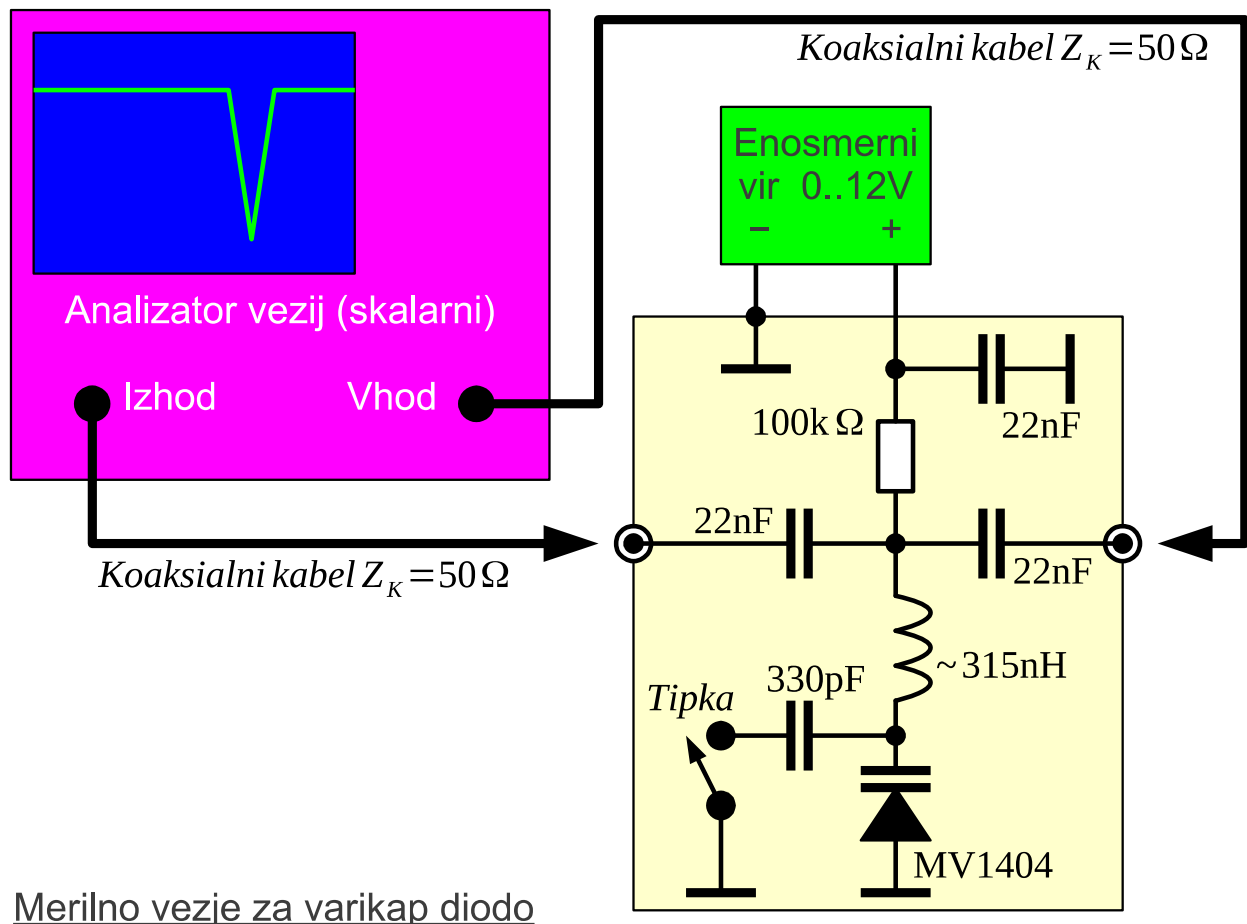


Figure 3. Figure of Merit versus Frequency

Diodo MV1404 vežemo zaporedno s tuljavo (približno $L \approx 315\text{nH}$) v zaporedni LC nihajni krog. Zaporedni LC nihajni krog vežemo kot frekvenčno zaporno sito. Odziv zapornega sita merimo s skalarnim analizatorjem vezij. V ta namen lahko uporabimo tudi visokofrekvenčni spektralni analizator, ki je opremljen s pripadajočim sledilnim izvorom.

Kapacitivnost $C(U)$ varikap diode MV1404 nastavljamo z enosmernim virom $U=0 \dots 12\text{V}$. Enosmerno napetost napeljemo na varikap diodo preko upora $100\text{k}\Omega$, da ne motimo visokofrekvenčnega vezja. Poraba vezja z varikap diodo je v zaporni smeri tako nizka, da ni merljiva. Odprte sponke torej pomenijo nedoločeno napetost na varikap diodi! Pri napetostnem viru obvezno preverimo, da dejansko gre do 0V oziroma si pomagamo s kratkim stikom, ki zagotavlja 0V .

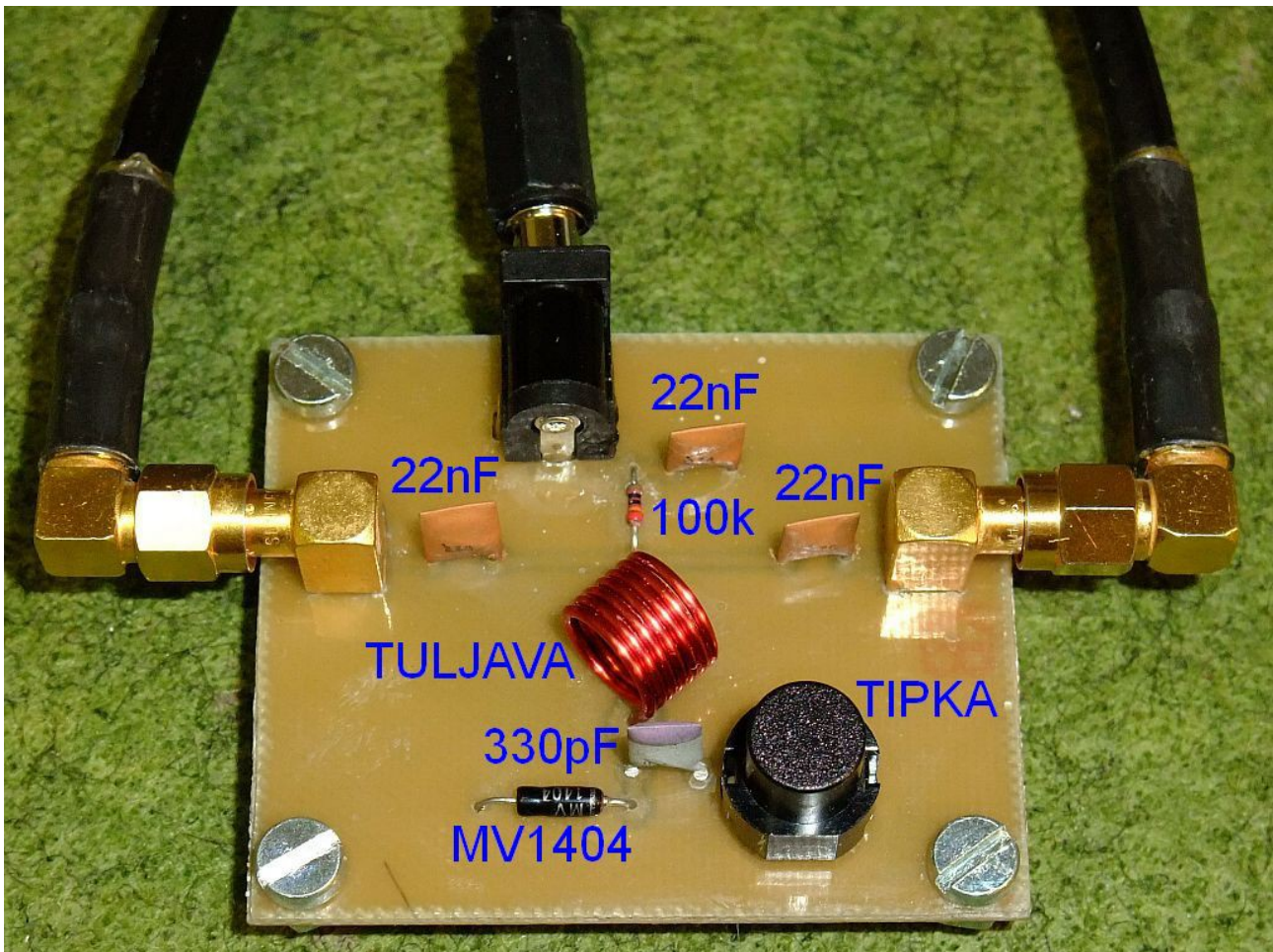
Visokofrekvenčna signala, izhod sledilnega izvora in vhod spektralnega oscilatorja, sta priključena na zaporedni LC nihajni krog preko 50Ω koaksialnih kablov. Pri tem kondenzatorja 22nF zaustavita enosmerno komponento napetosti na varikap diodi:



Merilno vezje za varikap diodo

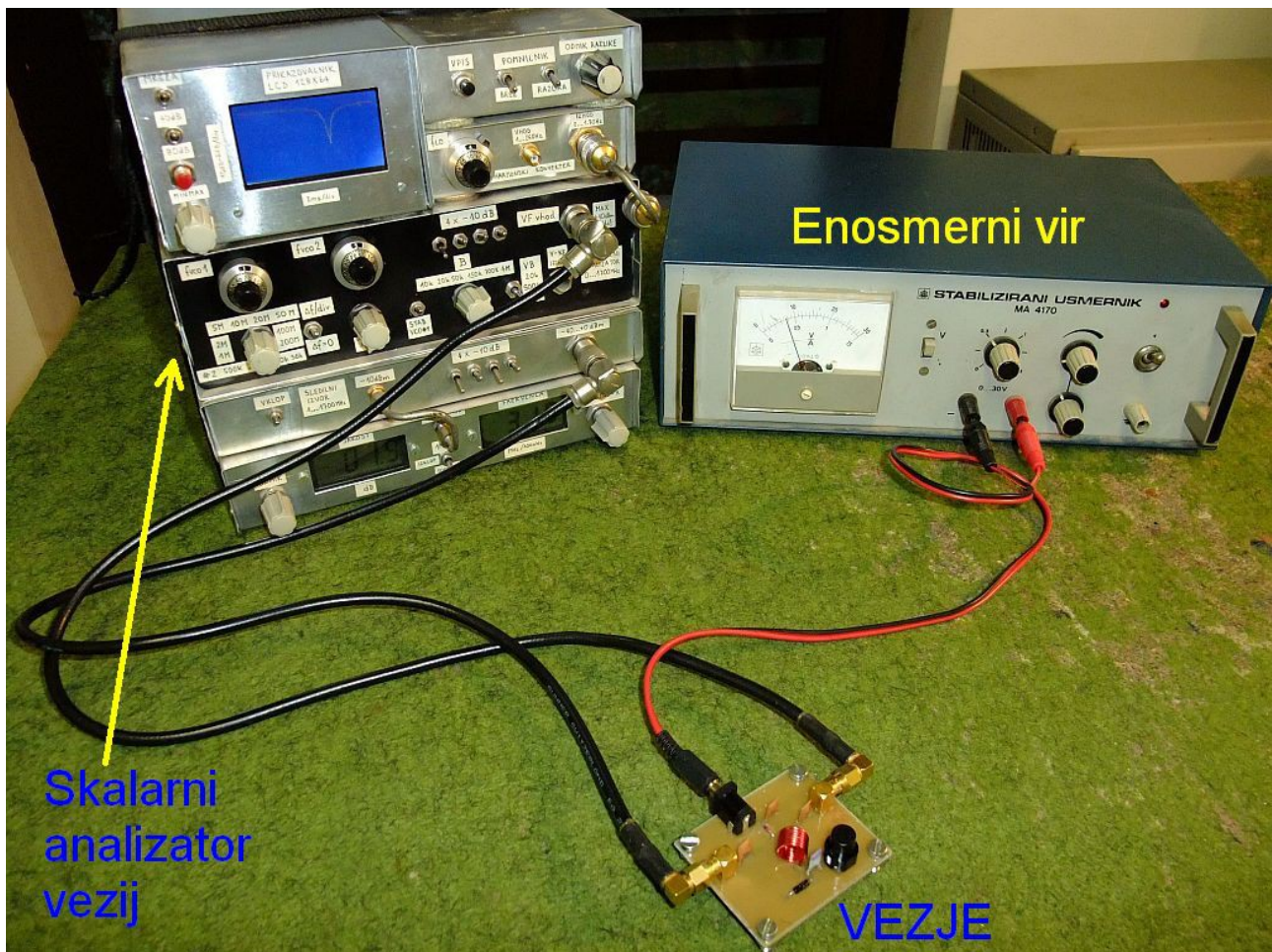
Vzporedno varikap diodi MV1404 merilno vezje omogoča priklop fiksnega keramičnega kondenzatorja 330pF v zaporedni LC nihajni

krog. Ker je kvaliteta keramičnega kondenzatorja $Q_C > 1000$, lahko z njegovo pomočjo izmerimo kvaliteto tuljave oziroma njeno zaporedno upornost R_L . Kondenzator 330pF vključimo v vezje preko stikala-tipke:



Pri meritvi moramo paziti, da s premočnim visokofrekvenčnim signalom ne prožimo nelinearnih pojavov v varikap diodi. Opisano vezje smemo krmiliti z močjo največ $10\mu\text{W}$ (-20dBm), kar pomeni izmenično napetost $63\text{mV}_{\text{VRH-VRH}}$ pri karakteristični impedanci $Z_K = 50\Omega$. Izmenična napetost na izgubni upornosti varikap diode je sicer nižja. Na tuljavi oziroma kondenzatorju znotraj varikap diode se ta napetost še dodatno pomnoži s kvaliteto Q nihajnega kroga!

Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:



Pred začetkom meritev umerimo analizator vezij tako, da brez merjenca kaže točno 0dB vstavitvenega slabljenja v celotnem pričakovanem frekvenčnem področju $f = 10 \dots 100\text{MHz}$.

Nato priključimo merilno vezje in nastavimo enosmerni vir na 10V. Kapacitivnost varikap diode in pripadajočega vezja je tedaj okoli $C \approx 10\text{pF}$. Pritisnemo tipko, ki poveže vzporedno še kondenzator 330pF, da dobimo skupno $C_s = 340\text{pF}$. Na zaslonu analizatorja vezij odčitamo frekvenco minimuma $f[\text{MHz}]$ in pripadajoče slabljenje $a[\text{dB}]$. Iz frekvence minimuma izračunamo induktivnost tuljave $L = 1/(C_s(2\pi f)^2) = \dots \text{nH}$.

Impedanca nihajnega kroga $Z_{LC} = R_s + jX_s$ je v minimumu povsem delovna $X_s = 0$ in vnaša slabljenje $a[\text{dB}] = 20 \log_{10} |S_{21}| < 0$. Iz slabljenja izračunamo skupno izgubno upornost R_s :

$$S_{21} = \frac{2}{2 + \frac{Z_K}{Z_{LC}}} \rightarrow Z_{LC} = \frac{Z_K}{\frac{2}{S_{21}} - 2} \rightarrow R_s = \frac{Z_K/2}{10^{\frac{-a[\text{dB}]}{20}} - 1}$$

Ker predstavlja varikap dioda pri zaporni napetosti $U = 10\text{V}$ in

pritisnjeni tipki le majhen del skupne kapacitivnosti $C_S = 340\text{pF}$, je velika večina izgub v tuljavi. Torej lahko privzamemo $R_S = R_L$ v tem primeru.

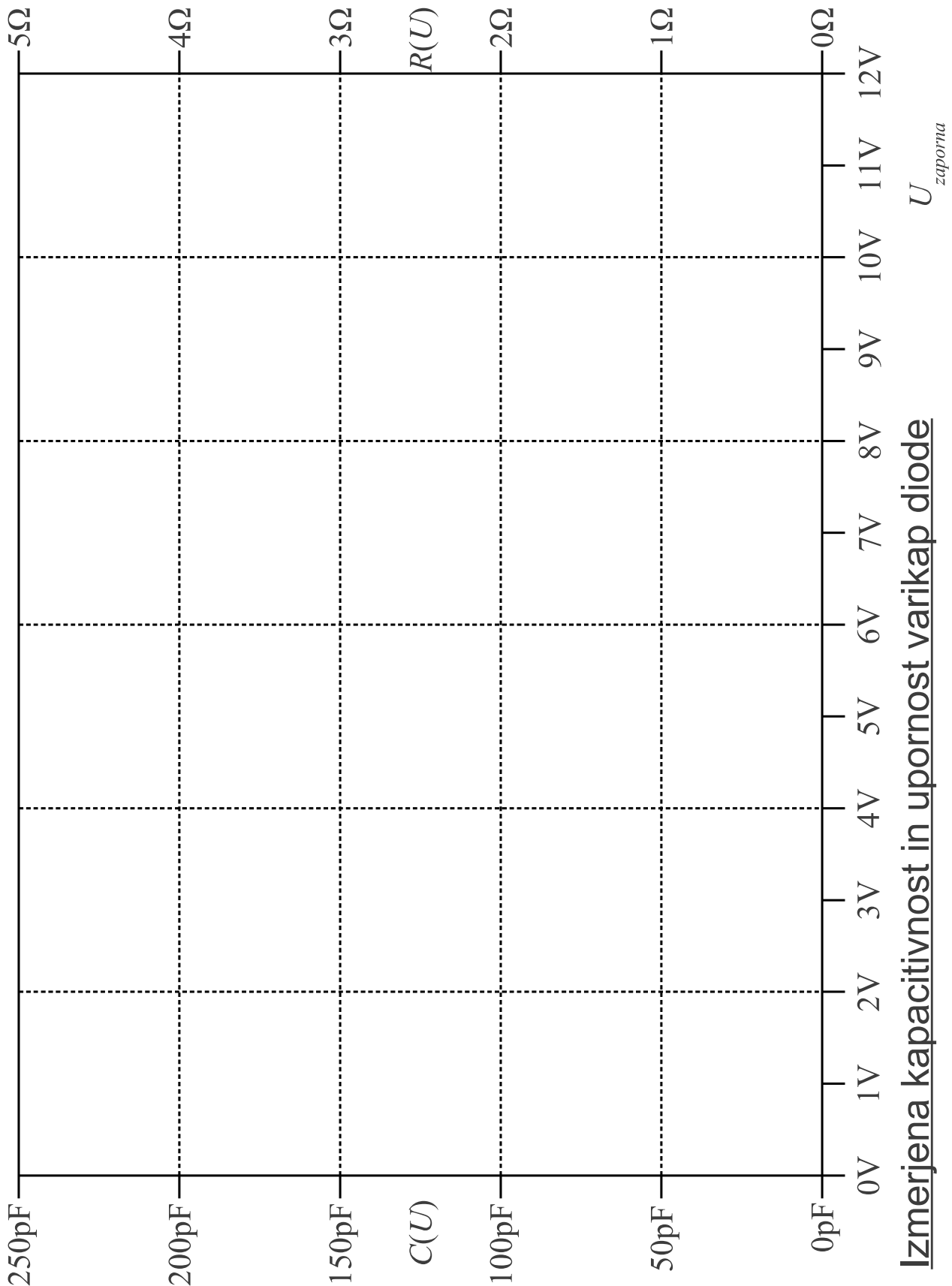
Tipko odпустimo in nadaljujemo z meritvami frekvenc minimumov $f[\text{MHz}]$ in pripadajočih slabljenj $a[\text{dB}]$ pri zapornih napetostih $U = 0 \dots 12\text{V}$ s korakom 1V . Izmerjene vrednosti si zapišemo v tabelo:

Zaporna napetost $U[\text{V}]$	Frekvenca rezonance $f[\text{MHz}]$	Vstavno slabljenje $a[\text{dB}]$	Skupna kapacitivnost $C_S[\text{pF}]$	Skupna upornost $R_S[\Omega]$	Upornost tuljave $R_L[\Omega]$	Upornost varikap $R[\Omega]$
10V+ <i>tipka</i>			340pF			X
0V <i>K.S.</i>						
1V						
2V						
3V						
4V						
5V						
6V						
7V						
8V						
9V						
10V						
11V						
12V						

Iz rezonančnih frekvenc in v prejšnjem koraku določene induktivnosti tuljave izračunamo skupne kapacitivnosti $C_S = 1/(L(2\pi f)^2)$ pri posameznih zapornih napetostih. Od skupne kapacitivnosti odštejemo $C_{VEZJA} = 2\text{pF}$ in rezultat vrišemo v graf kot krivuljo $C(U) = C_S - C_{VEZJA}$.

Iz izmerjenih vstavitvenih slabljenj izračunamo skupne izgubne upornosti R_S in jih vpišemo v tabelo. Iz izmerjene upornosti tuljave R_{Ltipka} pri pritisnjeni tipki izračunamo upornosti tuljave pri vseh ostalih frekvencah $R_L(f) = R_{Ltipka} \sqrt{f/f_{tipka}}$ z upoštevanjem kožnega pojava v

bakreni žici. Končno od skupne upornosti R_S odštejemo preračunani R_L za vsako frekvenco posebej. Dobimo upornost varikap diode R , ki jo vpišemo v tabelo in vrišemo v graf kot krivuljo $R(U) = R_S - R_L$:

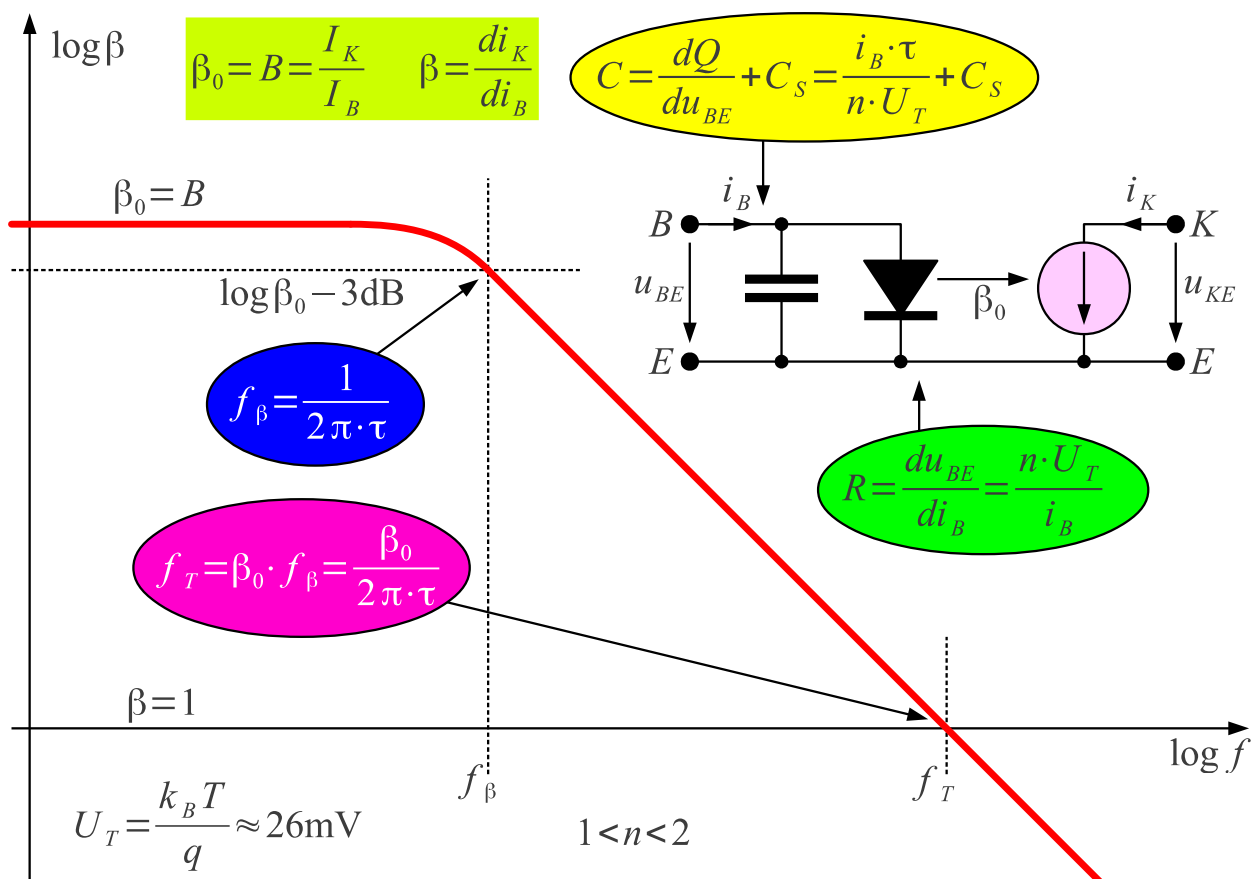


2. Mejna frekvenca bipolarnega tranzistorja

Bipolarni tranzistor je običajno pokončna struktura. Zelo tanke plasti se dajo natančno izdelati z razmeroma preprostimi tehnološkimi postopki brez zahtevne fotolitografije visoke ločljivosti. Hitrost bipolarnih tranzistorjev zato večinoma omejuje isti pojav rekombinacije (časovna konstanta τ) manjšinskih nosilcev kot diode s PN spojem.

Tokovno ojačanje tranzistorja pri enosmerni $B = I_K / I_B$ in nizkih frekvencah, zapisano kot razmerje tokov $\beta = i_K / i_B$, je razmeroma visoko med 30 in več kot 500. Pri nizkih frekvencah občuti krmilni vir le dinamično upornost PN spoja BE $R = du_{BE} / di_B$. Kolektorski tok i_K je preprosto mnogokratnik baznega toka.

Zvišanjem frekvence delovanja začne ojačanje upadati zaradi različnih kapacitivnosti. Kapacitivnosti spojev C_S so razmeroma majhne. Dosti večji učinek ima navidezna kapacitivnost naboja manjšinskih nosilcev $C = dQ / du_{BE}$ povsem enako kot pri spojni PN diodi. Slednja z višanjem frekvence delovanja znižuje navidezno tokovno ojačanje tranzistorja β :

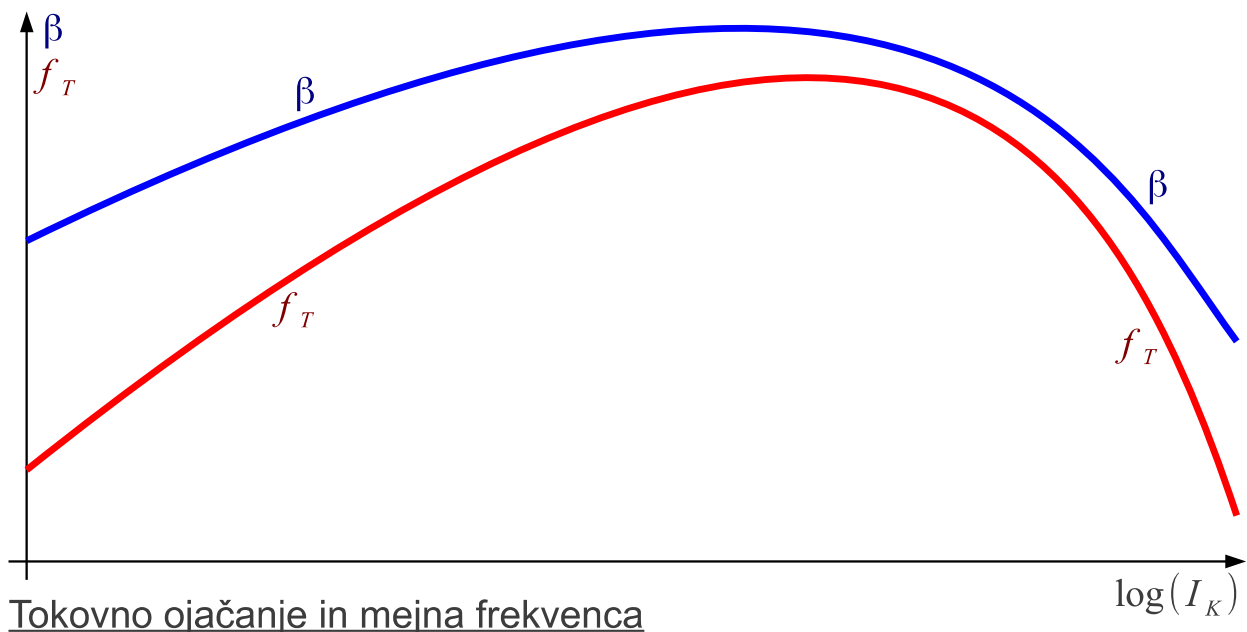
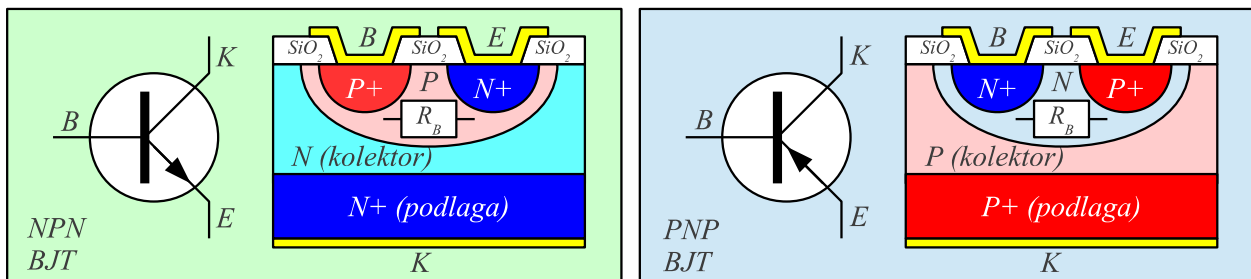


Frekvenčni potek tokovnega ojačanja

Frekvenco, kjer tokovno ojačanje $\beta = i_K / i_B$ upade na $\beta = \beta_0 / \sqrt{2}$ oziroma za -3dB , imenujemo f_β . Od te točke naprej je v preprostem opisanem modelu tranzistorja tokovno ojačanje obratno sorazmerno frekvenci. Frekvenco, kjer tokovno ojačanje tranzistorja doseže $\beta = 1$, imenujemo mejna frekvenca tranzistorja f_T (angleško: transition frequency).

Tokovno ojačanje tranzistorja β doseže najvišjo vrednost in je razmeroma konstanto v širokem območju delovne točke, toka I_K . Mejno frekvenco f_T določa časovna konstanta diferencialne upornosti in kapacitivnosti $RC = \tau$. V izračunu slednje se bazni tok i_B natančno krajša, zato se niti f_T ne spreminja hitro s tokom I_K delovne točke tranzistorja!

Pri zelo majhnih tokovih I_K delovne točke ojačanje β počasi upada zaradi različnih izgubnih tokov. Mejno frekvenco f_T pri majhnih tokovih počasi znižujejo kapacitivnosti spojev. Vhodna in izhodna impedanca tranzistorja postaneta previsoki, da bi bil gradnik uporaben pri visokih frekvencah:



Pri velikih tokovih lastnosti tranzistorja omejuje zaporedna upornost

R_B med dejansko bazo tranzistorja in njenim zunanjim priključkom. Zaradi padca napetosti na upornosti R_B tok skozi tranzistor ubere drugačno pot od emitorja do kolektorja. Tok gre tedaj skozi debelejšo in počasnejšo plast baze. Tokovno ojačanje tranzistorja β začne upadati z višanjem kolektorskega toka I_K preko določene meje.

Še večji učinek ima premik toka v debelejšo in počasnejšo plast baze na mejno frekvenco f_T tranzistorja. Navidezna kapacitivnost naboja manjšinskih nosilcev $C = dQ/du_{BE}$ se še dodatno poveča, da mejna frekvenca f_T pri velikih tokovih zelo hitro upada. Izhodna moč visokofrekvenčnega tranzistorja s tanko bazo je zato zelo omejena. Močnostni visokofrekvenčni bipolarni tranzistorji v notranjosti vsebujejo vzporedno vezavo nekaj deset, nekaj sto ali celo nekaj tisoč posameznih tranzistorjev ter primerna vezja, ki poskrbijo, da se tok enakomerno porazdeli med vse tranzistorje.

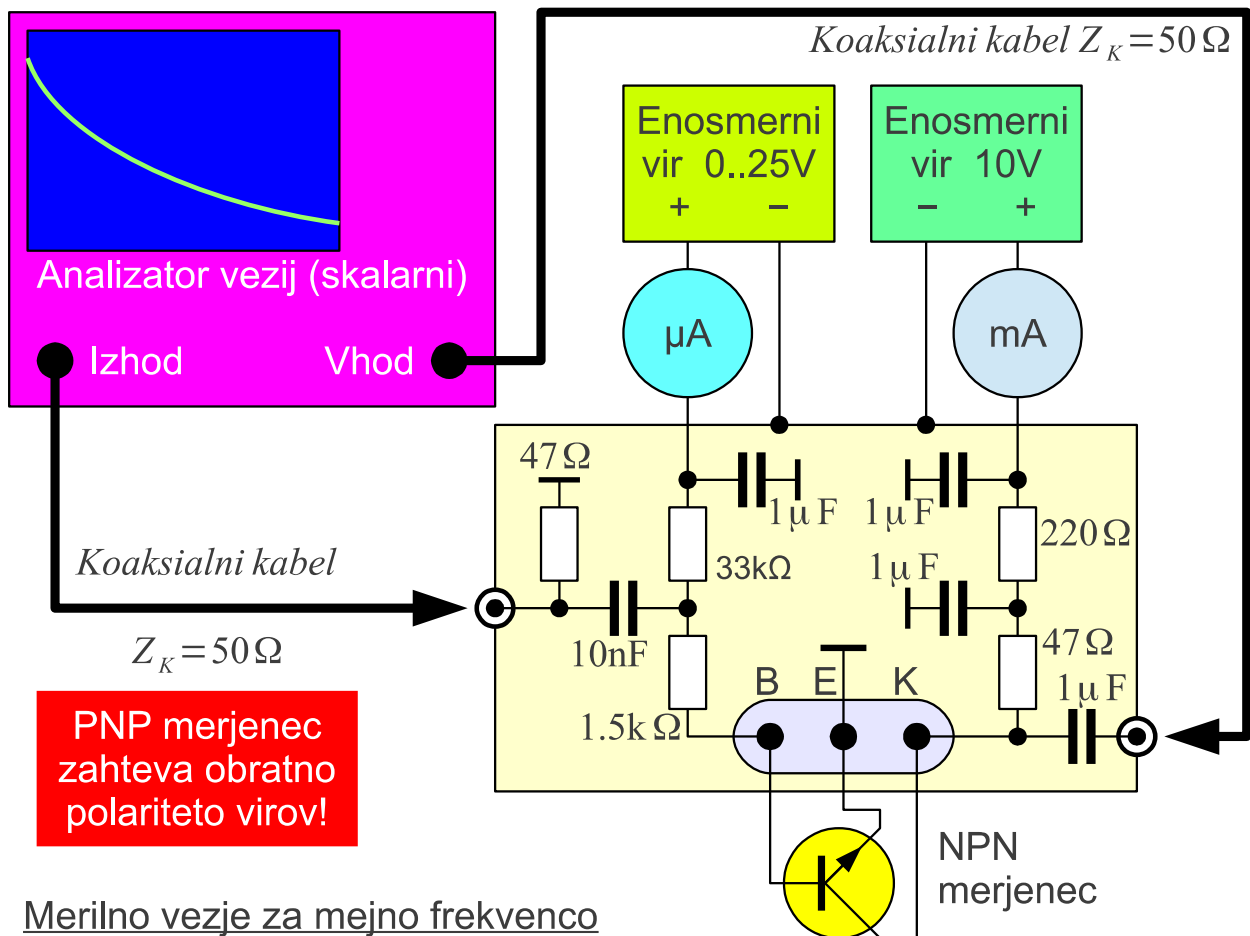
Pojav hitrega upadanja mejne frekvence f_T tranzistorja ni nujno škodljiv. V določenih vezjih ga lahko koristno izrabimo. Vsak radijski sprejemnik potrebuje samodejno prilagajanje ojačanja spreminjajoči jakosti vhodnega signala. Če pri močnem signalu znižamo tok I_K delovne točke tranzistorja, ojačanje sicer upade, ampak pri močnih visokofrekvenčnih signalih pride do popačenja. Pri poljskih tranzistorjih in vakuumskih elektronkah je to tudi edina možna izvedba nastavljanja ojačanja.

Če v primerno načrtovanem bipolarnem tranzistorju znižamo visokofrekvenčno ojačanje tako, da s povečanim tokom delovne točke I_K znižamo mejno frekvenco f_T tranzistorja, do popačenja zagotovo ne pride! Takšni namensko izdelani bipolarni tranzistorji, ki z višanjem kolektorskega toka nadzorovano nižajo mejno frekvenco f_T , se običajno imenujejo AGC (Automatic Gain Control) tranzistorji.

Za vajo izmerimo obnašanje različnih bipolarnih tranzistorjev obeh polaritet *PNP* in *NPN* v širokem frekvenčnem področju. Zaradi preprostosti izvedbe meritev gornjo frekvenčno mejo omejimo na $f < 500\text{MHz}$, merimo samo tranzistorje za male moči (malosignalni tranzistorji) v ohišjih z žičnimi izvodi, ki jih lahko preprosto vtikamo v podnožje v merilnem vezju.

Kot merilni izvor in detektor uporabimo skalarni analizator vezij oziroma spektralni analizator s sledilnim izvorom. Takšni merilniki vsebujejo vir nastavljive frekvence in izhodne moči ter občutljiv merilni sprejemnik. Oba vir in sprejemnik sta načrtovana za karakteristično impedanco $Z_K = 50\Omega$.

Dodatno merilno vezje mora zagotoviti enosmerno delovno točko tranzistorju merjencu. Obenem mora preslikati impedanco vira $Z_K = 50\ \Omega$ v visoko impedanco (tokovni vir) na bazi merjenca ter hkrati zagotoviti nizkoimpedančno breme na kolektorju. Za preprosto meritev malosignalnih tranzistorjev v bližini mejne frekvence f_T zadošča zaporedni upor $1.5\text{k}\ \Omega$ kot tokovni vir za bazo tranzistorja ter breme $47\ \Omega$ v kolektorju, ki vzporedno z vhodno impedanco merilnika $Z_K = 50\ \Omega$ daje manj kot $25\ \Omega$:

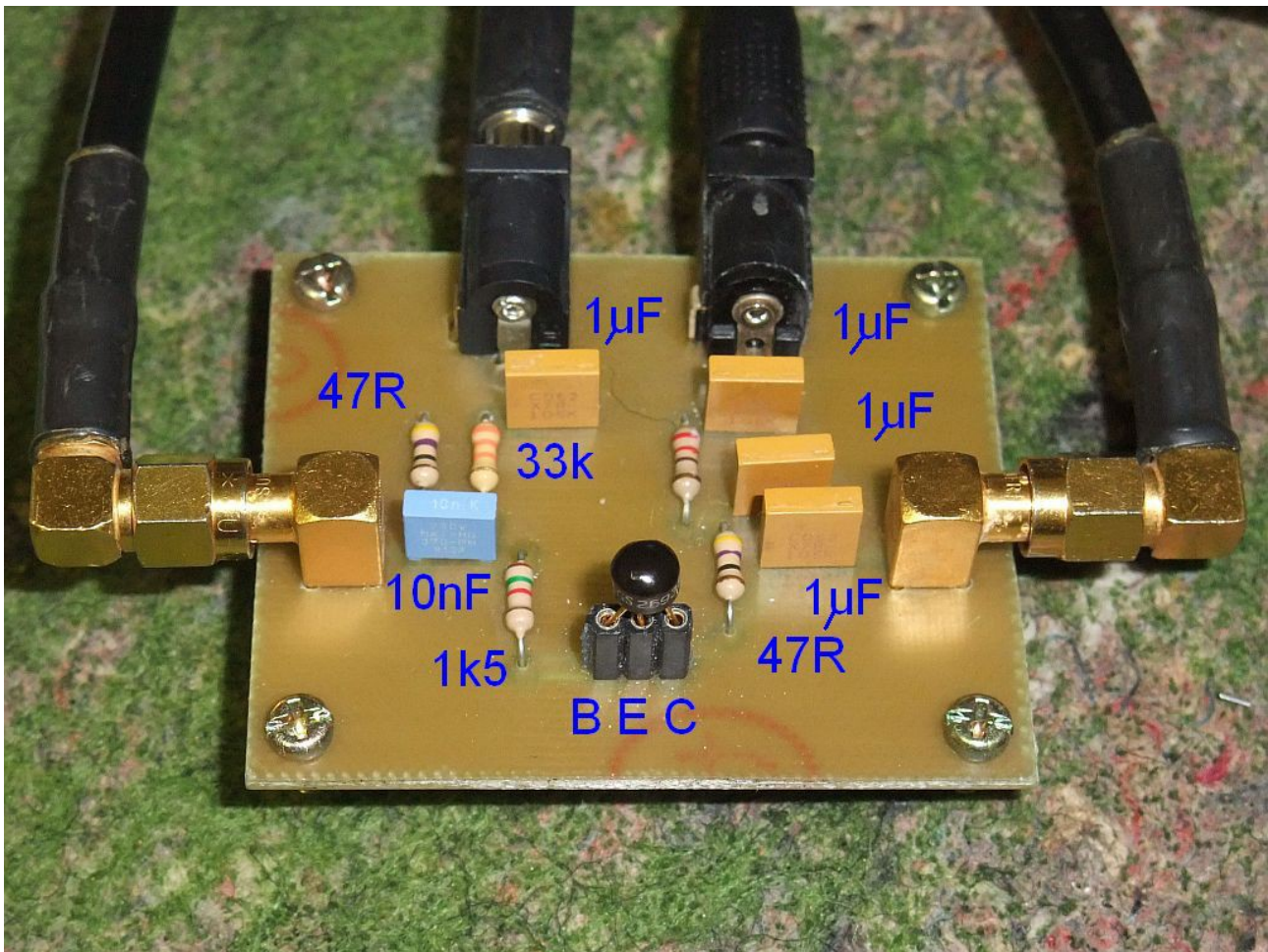


Merilno vezje za mejno frekvenco

Delovno točko merjenca nastavimo s primernim enosmernim tokom na bazi. Slednjega dobimo iz enosmerne vira $0 \dots 25\text{V}$, kjer za tokovno omejitev in hkrati ločitev visokofrekvenčnega signala poskrbi upor $33\text{k}\ \Omega$. Kolektorski vir nastavimo na 10V , dodatno tokovno zaščito predstavlja upor $220\ \Omega$, ki skupaj z drugimi gradniki omejuje tok skozi merjenec na manj kot $I_K < 40\text{mA}$.

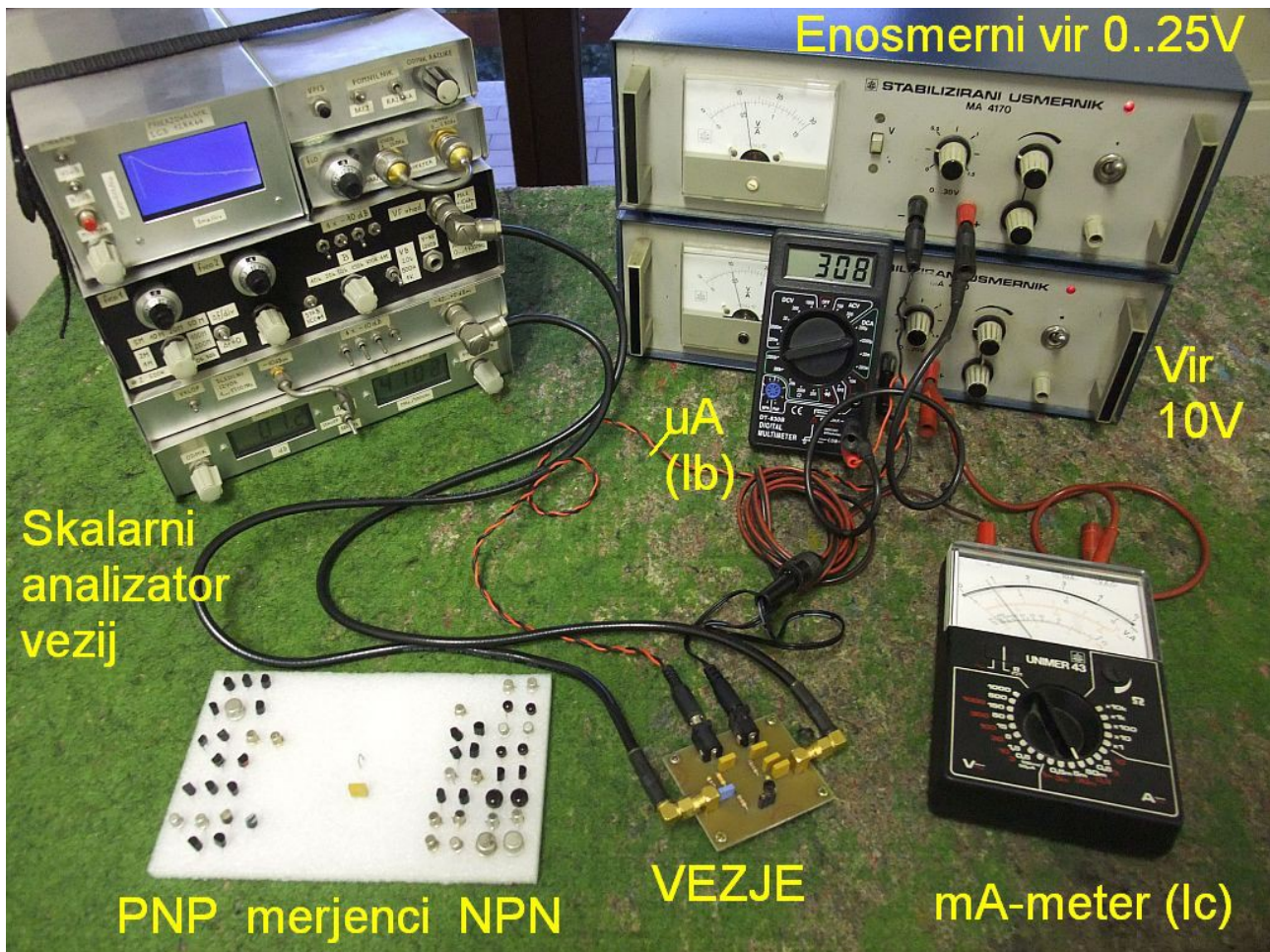
Pri meritvah moramo paziti, da s premočnim visokofrekvenčnim signalom ne prožimo nelinearnih pojavov v merjencu, ko želimo opazovati delovanje bipolarnega tranzistorja pri majhnih signalih, še posebno na spodnjem koncu frekvenčnega področja meritev. Opisano vezje smemo krmiliti z močjo največ $100\ \mu\text{W}$ (-10dBm). Večina te moči se porabi na

vhodnem uporu $47\ \Omega$ in le manjši del nadaljuje pot proti merjencu skozi upor $1.5\text{k}\Omega$:



Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki. Za meritev baznega toka uporabimo mikroampermeter s polnim območjem od $500\ \mu\text{A}$ do 2mA . Za meritev kolektorskega toka uporabimo miliampermeter s polnim območjem 20mA ali 50mA .

Napajalniki in ampermetri so povezani za meritev *NPN* tranzistorjev, kar pomeni baza in kolektor oba pozitivna glede na emitor. Za meritev *PNP* tranzistorjev moramo zamenjati polariteto obeh virov ter polaritete analognih ampermetrov. Zaščitni gradniki v merilnem vezju so sicer izbrani tako, da naj ne bi prišlo do takojšnjih poškodb merjenca niti pri zamenjani polariteti virov niti pri zamenjavi priključkov merjenca:

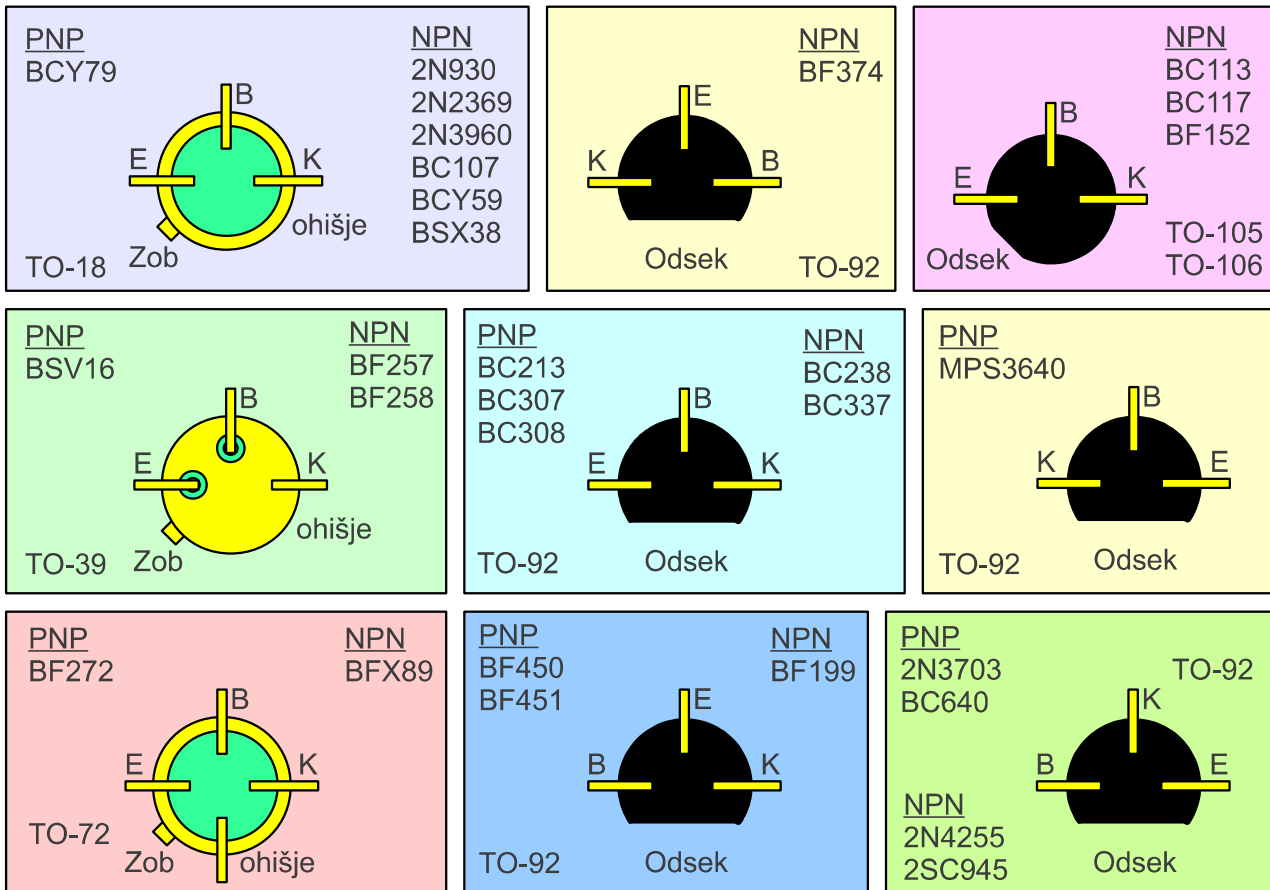


Če je napetost kolektorskega vira nastavljena (omejena na) 10V , je najvišja moč na merjencu ne glede na druge nastavitve nižja od 100mW . Takšno toplotno obremenitev naj bi zdržali vsi malosignalni merjenci. Prebojna napetost spoja BK v zaporni smeri merjenih tranzistorjev je med 15V in 100V , česar v opisani postavitvi vaje ne dosežemo.

Pri napačni polariteti virov pride do preboja v spoju BE v zaporni smeri. Prebojna napetost merjencev v zaporni smeri je tu dosti nižja, med 3V in 10V . Preboj spoja BE bipolarnih tranzistorjev v zaporni smeri je dolgoročno škodljiv. Vzporedno s spojem BE začne počasi rasti Schottky dioda, ki dolgoročno (tedni, meseci, leta) znižuje tokovno ojačanje β bipolarnega tranzistorja vse do nič! Pojav je površinski in je odvisen od kakovosti pasivizacije (zaščite) zunanje površine polprevodniških spojev dokončanega tranzistorja s SiO_2 ali podobno snovjo.

Pred začetkom meritev umerimo analizator tako, da namesto merjenca vtaknemo kondenzator $1\mu\text{F}$ v pripadajočo vtičnico oziroma vstavimo kar žični mostiček med krajna priključka za bazo in kolektor. Z umerjanjem izločimo vse napake in odstopanja merilnega vezja, da analizator vezij kaže točno 0dB vstavitvenega slabljenja v celotnem pričakovanem frekvenčnem področju $1\text{MHz} \dots 500\text{MHz}$. Umerjanje opravimo samo enkrat, saj frekvenčnega območja med meritvami ne bo treba menjati.

Vtičnica za merjenje ima priključke v zaporedju B, E, K da je kapacitivnost med B in K čim manjša. Silicijevi tranzistorji imajo različne razmestitve priključkov. Silicijevi tranzistorji v kovinskih ohišjih TO-18 in TO-39 imajo razen redkih izjem kolektor K na ohišju. Zob na ohišju označuje emitor E , priključek baze B je v sredini. Slaba lastnost takšnih priključkov je velika kapacitivnost med kolektorjem in ostalimi elektrodami, kar poslabšuje visokofrekvenčne lastnosti tranzistorja:



Ohišja in priključki tranzistorjev

Visokofrekvenčni tranzistorji so pogosto vgrajeni v kovinsko ohišje TO-72 s štirimi priključki. Vsi trije priključki E , B , in K so izolirani od ohišja, ki je povezano na četrti priključek. Obstajata dve različici bipolarnih tranzistorjev v ohišju TO-72, ki imata priključka B in E zamenjana med sabo. Plastično-keramična ohišja TO-105 in TO-106 se niso obnesla. Razporeditev priključkov in oznaka emitorja ustrežata kovinskim TO-18 in TO-39.

Med malosignalnimi silicijevimi tranzistorji z žičnimi izvodi je najbolj pogosto plastično ohišje TO-92. Pri ohišju TO-92 je zmešnjava popolna: tu v praksi naletimo na najmanj 5 različnih razporeditev priključkov (od 6 možnih)! Starejši tranzistorji v ohišju TO-92 imajo kolektor K v sredini, ker je na ta način najlažje pritrčiti čip tranzistorja na osrednjo nogo.

Sodobnejši tranzistorji imajo bazo B v sredini, da je razporeditev priključkov čimbolj podobna kovinskim ohišjem.

Končno, visokofrekvenčni tranzistorji v ohišju TO-92 in podobnih imajo emitor E v sredini, da je neželjena (Millerjeva) kapacitivnost med bazo B in kolektorjem K čim manjša. Marsikateri tranzistor z emitorjem E v sredini ima še dodatno diodo med kolektorjem K in emitorjem E z namenom znižanja kapacitivnosti BK . Na to diodo je pri običajni uporabi pritisnjena zaporna napetost in ne moti delovanja tranzistorja. Zaradi dodatne diode je določanje priključkov takšnega tranzistorja z navadnim ohm-metrom dosti težje.

Vajo začnemo z meritvijo tranzistorjev NPN . Pred vstavljanjem tranzistorja v podnožje na tiskanem vezju preverimo polariteto obeh virov, območji ampermetrov in napetost kolektorskega vira $10V$. Merjenci naj bi že imeli oblikovane žične izvode, da jih lahko zataknejo v podnožje na tiskanem vezju. Kljub temu moramo preveriti razporeditev priključkov za vsak merjenec posebej.

Za vsak merjenec posebej najprej preverimo kolektorski tok I_K in jakost izhodnega visokofrekvenčnega signala. Kolektorski tok I_K nastavljamemo z virom za tok baze I_B . Išemo tisto delovno točko, ki daje najvišje ojačanje visokofrekvenčnih signalov. Pri tem pazimo, da kolektorski tok I_K ne prekorači $20mA$, saj meritev pri višjih tokovih v opisanem vezju ni smiselna.

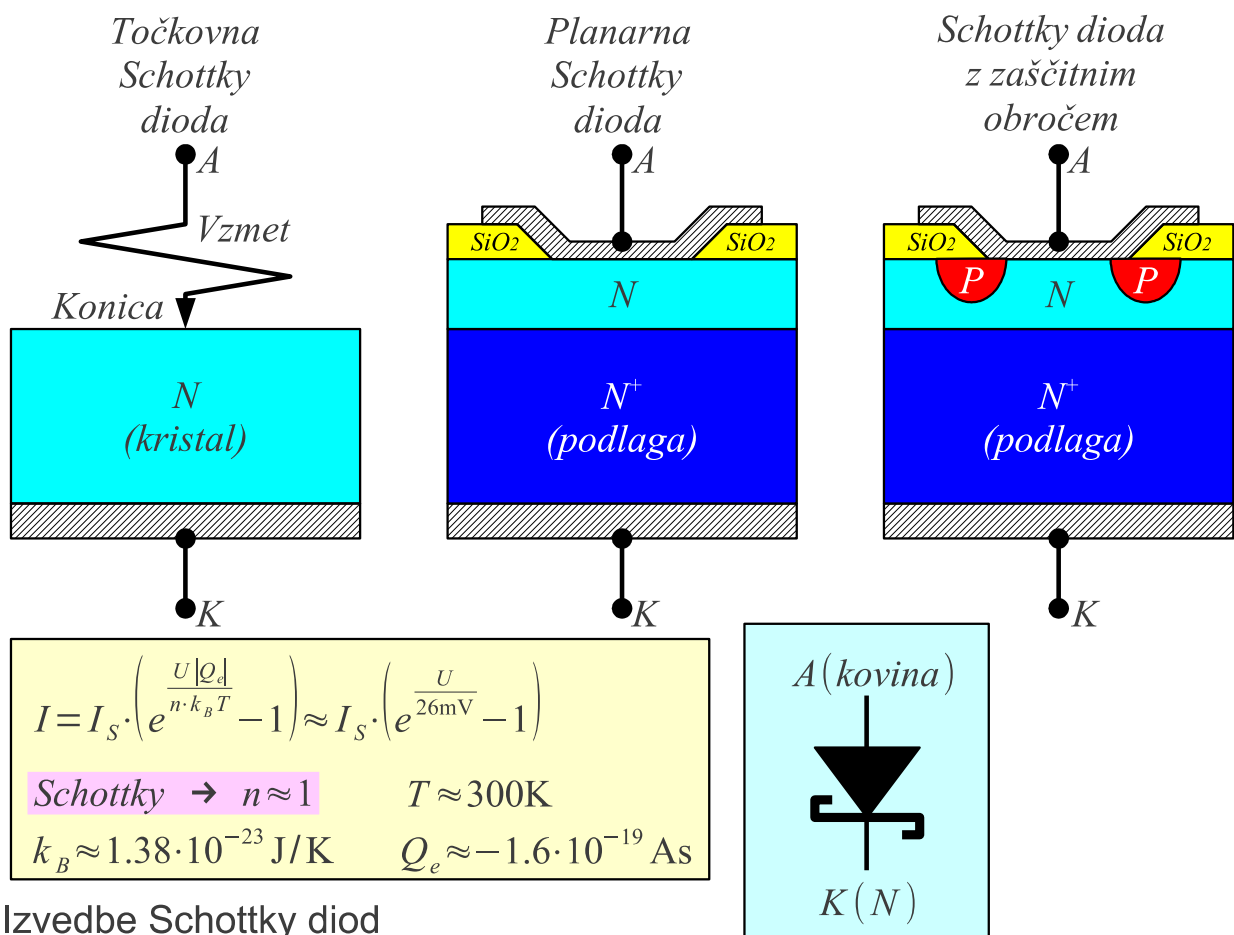
Oznako tranzistorja, izmerjene vrednosti optimalnega kolektorskega toka I_K ter pripadajočega toka I_B vpišemo v tabelo ter v optimalni delovni točki izračunamo $B = \beta_0 = I_K / I_B$. Zraven oznake si zabeležimo, ali je tak tranzistor primeren za AGC, torej ali ojačanje strmo upade že pri zmernih kolektorskih tokovih I_K , ko se tranzistor ne pregreva.

Visokofrekvenčno ojačanje si ogledamo v štirih točkah. Bolj točno vpišemo v tabelo frekvence, pri katerih znaša tokovno ojačanje $10(20dB)$, $5(14dB)$, $2(6dB)$ in $1(0dB)$. Končno izračunamo mejno frekvenco f_T tudi iz prvih treh frekvenc in dopolnimo tabelo:

3. VF detektor s Schottky diodo

Visokofrekvenčna tehnika se vse od svojega začetka pred poldrugim stoletjem ukvarja z dvema vprašanjema: kako izdelati čim močnejši in učinkovitejši radijski oddajnik ter kako izdelati čimbolj občutljiv in selektiven radijski sprejemnik. Vsak radijski sprejemnik vedno potrebuje najmanj en nelinearen gradnik, to je detektor.

Usmerniški pojav v kristalih je prvi odkril nemški fizik Ferdinand Braun leta 1874. Indijski znanstvenik Jagadish Chandra Bose je prvi izdelal točkovno (point-contact) diodo s kristalom svinčevega sulfida (PbS oziroma svinčeva ruda galenit) kot detektor radijskih valov leta 1894. Kristal PbS ima ozek prepovedan energijski pas komaj $\Delta W = 0.37\text{eV}$, kar omogoča nelinearne pojave že pri zelo nizkih napetostih. Preprosti in ceneni radijski sprejemniki, kristalni detektorji z galenitom so omogočili razvoj radiodifuzije po letu 1920.



Izvedbe Schottky diod

Muhasti kristal PbS in zamudno ter slabo ponovljivo iskanje delovne točke s konico na koncu vzmeti so v radijski tehniki kmalu zamenjale zanesljivejše vakuumске diode (elektronke). Del krivde nosi tudi takratno nerazumevanje polprevodnikov, vodilni fiziki so sploh dvomili v njihov obstoj.

Usmerniško delovanje spoja kovina-polprevodnik je pojasnil šele nemški fizik Walter Hans Schottky (1886-1976). Točkovna dioda se v drugi svetovni vojni vrne v radarsko tehniko, ker so elektroni v vakuumskih diodah prepočasni za mikrovalove. Po drugi svetovni vojni polprevodniške PN diode iz germanija in silicija ponovno izpodrinejo točkovne diode. Kovinska konica, ki pritiska na galenit, pirit, silicij ali kakšen drug kristal, se je ohranila edino na elektrotehničnem znaku za usmernik!

Schottky diodo danes izdelamo v planarni tehnologiji iz silicija, $GaAs$, SiC in drugih polprevodnikov. V primerjavi s PN spojem je glavna pomanjkljivost Schottky diode njena nizka prebojna napetost v zaporni smeri. Planarna Schottky dioda iz silicija ima prebojno napetost komaj okoli $3V$, ker se električno polje v zaporni plasti v siliciju zelo zgosti na robu kovinske elektrode. Takšna dioda izkaže svoje vrline edino v mikrovalovnih mešalnikih in detektorjih, ki v 20. stoletju niso nikoli bili širokopotrošen izdelek.

Prebojno napetost Schottky diode v zaporni smeri lahko bistveno zvišamo z zaščitnim obročem (guard ring). Zaščitni obroč iz P polprevodnika tvori okoli Schottky diode običajno PN diodo, ki je vezana vzporedno Schottky diodi. PN dioda v običajnih razmerah nikoli ne prevaja, ker ima v prevodni smeri višjo napetost kolena od Schottky diode. Zaščitni obroč poskrbi za drugačno porazdelitev električnega polja v zaporni plasti, kar zvišuje prebojno napetost silicijeve Schottky diode na približno $50V$. Prebojna napetost Schottky diod z zaščitnim obročem iz silicijevega karbida (SiC) presega $1000V$.

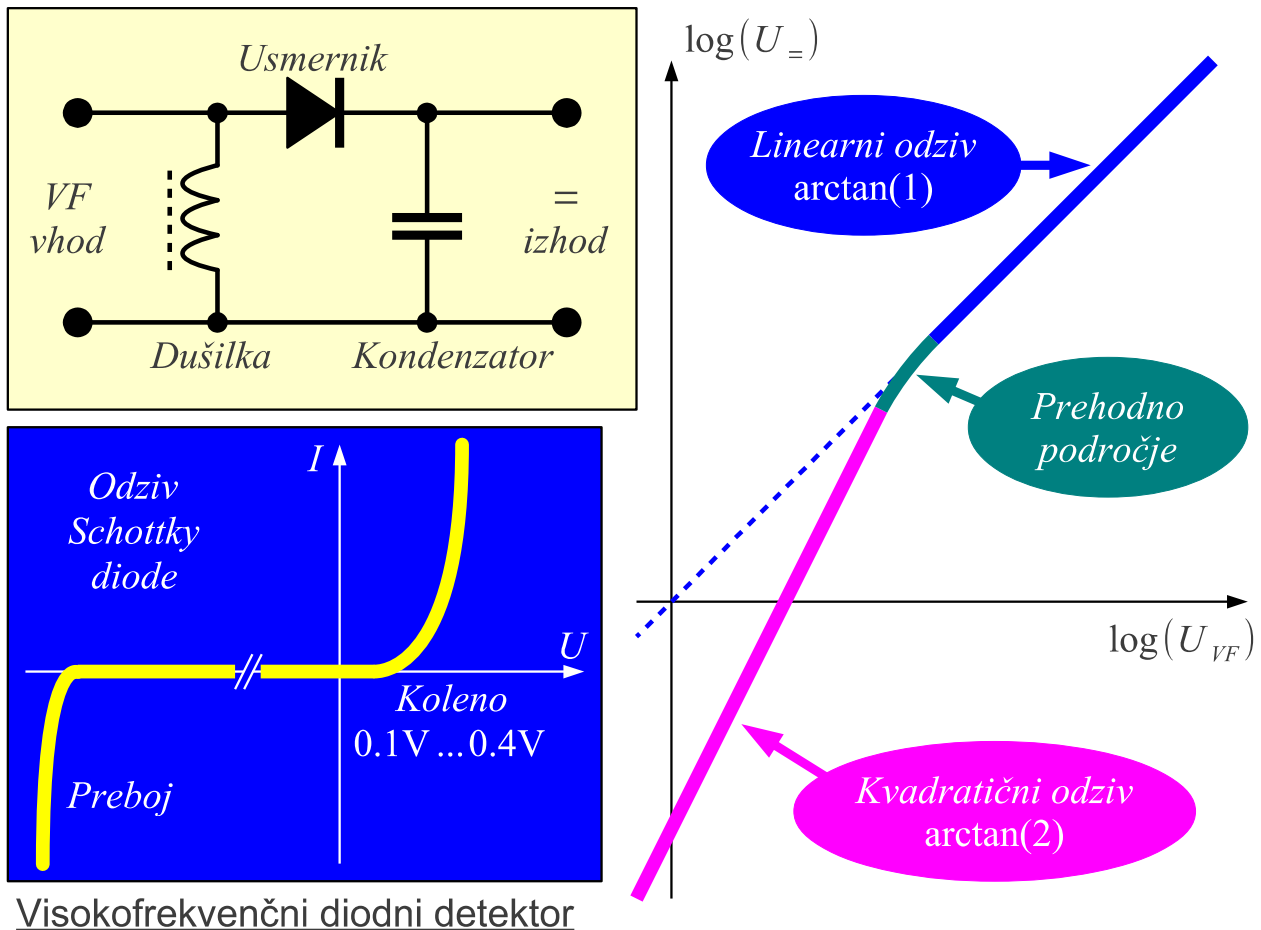
Zaščitni obroč ima tudi svoje slabe strani. Dodatna, vzporedno vezana PN dioda povečuje kapacitivnost v zaporni smeri. Ožje področje Schottky spoja povečuje zaporedno upornost diode. Proizvajalci polprevodnikov zato danes nudijo obe vrsti Schottky diod: z zaščitnim obročem in brez njega. Načrtovalec elektronske naprave mora zato znati izbrati pravo vrsto diode: planarno Schottky brez zaščitnega obroča, Schottky z zaščitnim obročem ali celo navadno diodo s PN spojem?

Detektor ali mešalnik v mikrovalovnem sprejemniku pri zelo visokih frekvencah zahtevata čim nižjo kapacitivnost diode in čim izrazitejšo nelinearnost v prevodni smeri. Planarna Schottky dioda brez zaščitnega obroča je tu prava izbira za male signale. Po drugi strani lahko višje napetosti v zaporni smeri zahtevajo zaščitni obroč tudi v mikrovalovni diodi.

V primerjavi s silicijevo diodo s PN spojem ima silicijeva Schottky dioda nižji padec napetosti v prevodni smeri, samo $0.3V$ namesto $0.7V$. V stikalnem napajalniku to pomeni manjše segrevanje Schottky diode in višji izkoristek napajalnika. Povrh časa izklopa Schottky diode ni pogojen z rekombinacijo manjšinskih nosilcev, zato lahko Schottky dioda usmerja višje

frekvence od PN diod. Višja frekvenca preklapljanja ponovno pomeni dodatno izboljšanje izkoristka stikalnega napajalnika.

Osnovna vezava diode v visokofrekvenčnih vezjih je detektor. Tuljava dušilka na vhodu detektorja kratko sklene enosmerno in hkrati predstavlja visoko impedanco za visokofrekvenčni signal. Obratno kondenzator na izhodu kratko stakne visokofrekvenčni signal in prepušča usmerjeno napetost:



Tok skozi Schottky diodo je v prevodni smeri eksponentna funkcija napetosti kot pri vseh polprevodniških diodah. Koleno silicijeve Schottky diode se odvisno od dopiranja oziroma I_S giblje med $0.1V$ (low barrier) in $0.4V$ (high barrier). Povsem jasno na koleno vplivata tudi površina Schottky spoja ter izbrani tok za meritev.

Odziv diodnega detektorja je za male signale kvadratičen. Višje potence razvoja eksponentne funkcije v vrsto še ne pridejo do izraza. Kvadratičen odziv pomeni, da je izhodna napetost detektorja sorazmerna moči vhodnega visokofrekvenčnega signala oziroma kvadratu visokofrekvenčne napetosti.

Pri velikih signalih pridejo do izraza številni členi razvoja eksponentne funkcije v vrsto. Odziv detektorja postane linearen. Izhodna napetost detektorja je približno enaka vršni vrednosti vhodne visokofrekvenčne

napetosti, od katere odštejemo napetost kolena diode.

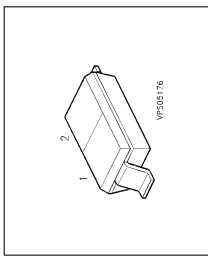
Prehodno področje med kvadratičnim in linearnim področjem sovпада s kolenom diode. Preprosto povedano, ko je vhodna visokofrekvenčna napetost približno iste velikosti kot koleno diode. Povsem jasno je prehodno področje odvisno od enosmernega toka skozi diodo, torej od upornosti bremena, ki je priključeno na detektor. Končno je prehodno področje zelo odvisno od temperature, saj se s temperaturo premika koleno diode.

Za vajo izmerimo odziv preprostega visokofrekvenčnega detektorja s Schottky diodo `BAT62-03W` z zaščitnim obročem in pragom okoli $0.1V$, torej vrste low barrier:

SIEMENS

BAT 62-03W

Silicon Schottky Diode



• Low Barrier diode for detectors up to GHz frequencies

ESD: ElectroStatic Discharge sensitive device, observe handling precautions!

Type	Marking	Ordering Code	Pin Configuration	Package
BAT 62-03WL		Q62702-A1028	1 = A 2 = C	SOD-323

Parameter	Symbol	Values	Unit
Diode reverse voltage	V_R	40	V
Forward current	I_F	40	mA
Junction temperature	T_J	150	°C
Storage temperature	T_{sig}	- 55 ... + 150	
Total power dissipation	P_{tot}	100	mW

Thermal Resistance

Junction ambient ¹⁾	R_{thJA}	≤ 650	KW
Junction - soldering point	R_{thJS}	≤ 810	

¹⁾ Package mounted on epoxy pcb 15mm x 16.7mm x 0.7mm

Electrical Characteristics at $T_A=25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	

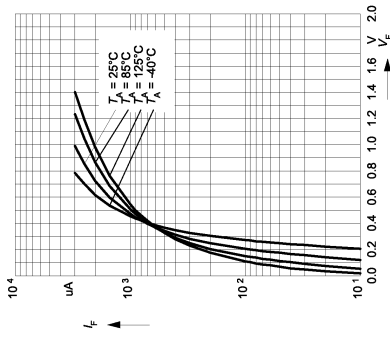
DC characteristics

Reverse current	I_R	-	-	10	μA
Forward voltage	V_F	-	0.58	1	V

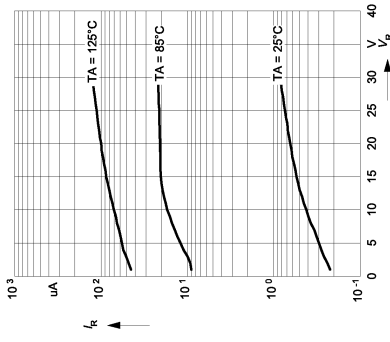
AC Characteristics

Diode capacitance	C_T	-	0.35	0.6	pF
Case capacitance	C_C	-	0.1	-	
Differential resistance	R_0	-	225	-	k Ω
Series inductance chip to ground	L_s	-	2	-	nH

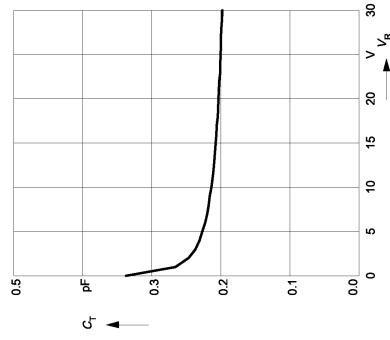
Forward current $I_F = f(V_F)$
 $T_A = \text{parameter}$



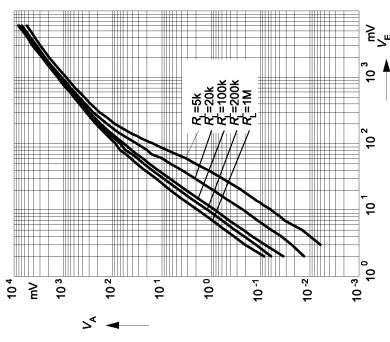
Leakage current $I_R = f(V_R)$
 $T_A = \text{Parameter}$



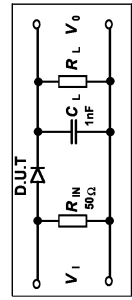
Diode capacitance $C_T = f(V_R)$
 $f = 1\text{MHz}$



Rectifier voltage $V_0 = f(V_I)$
 $f = 900\text{MHz}$
 $R_L = \text{parameter in } \Omega$

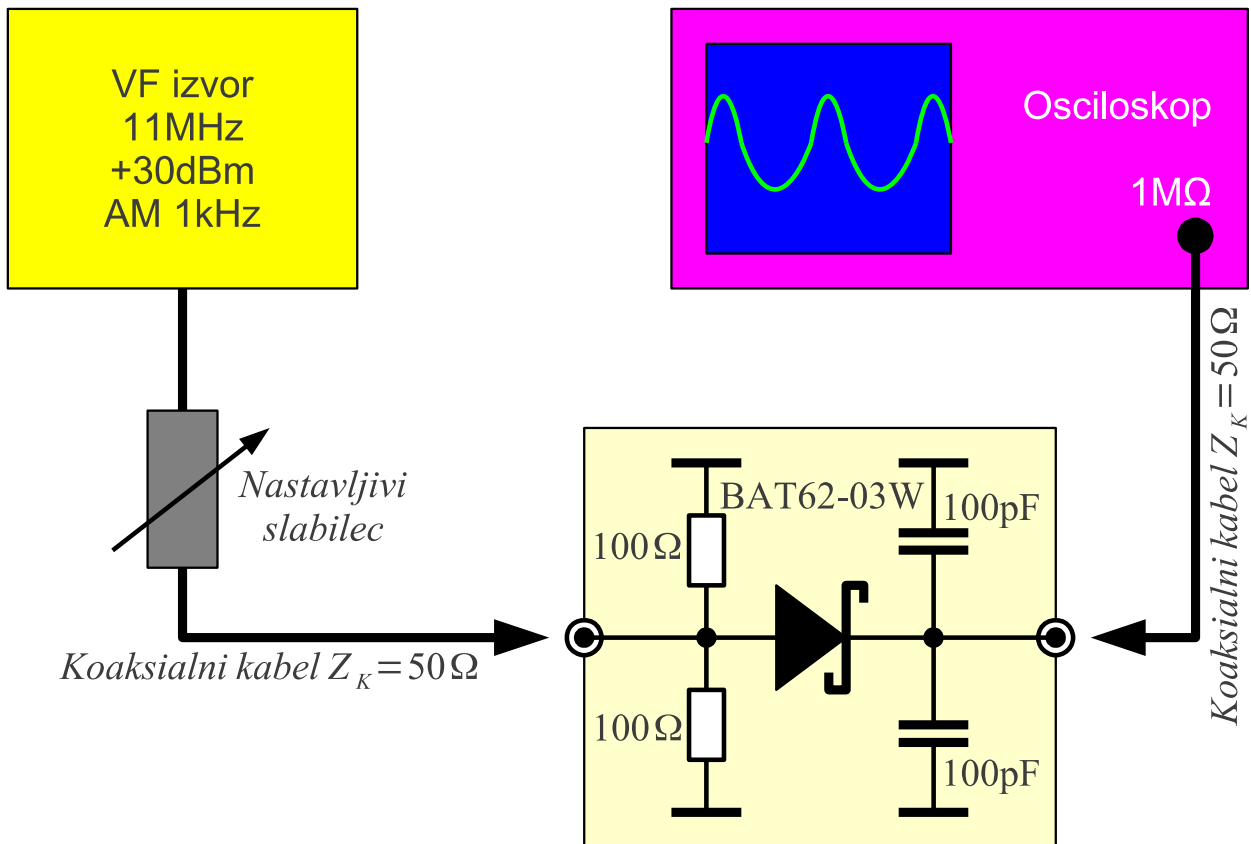


Testcircuit



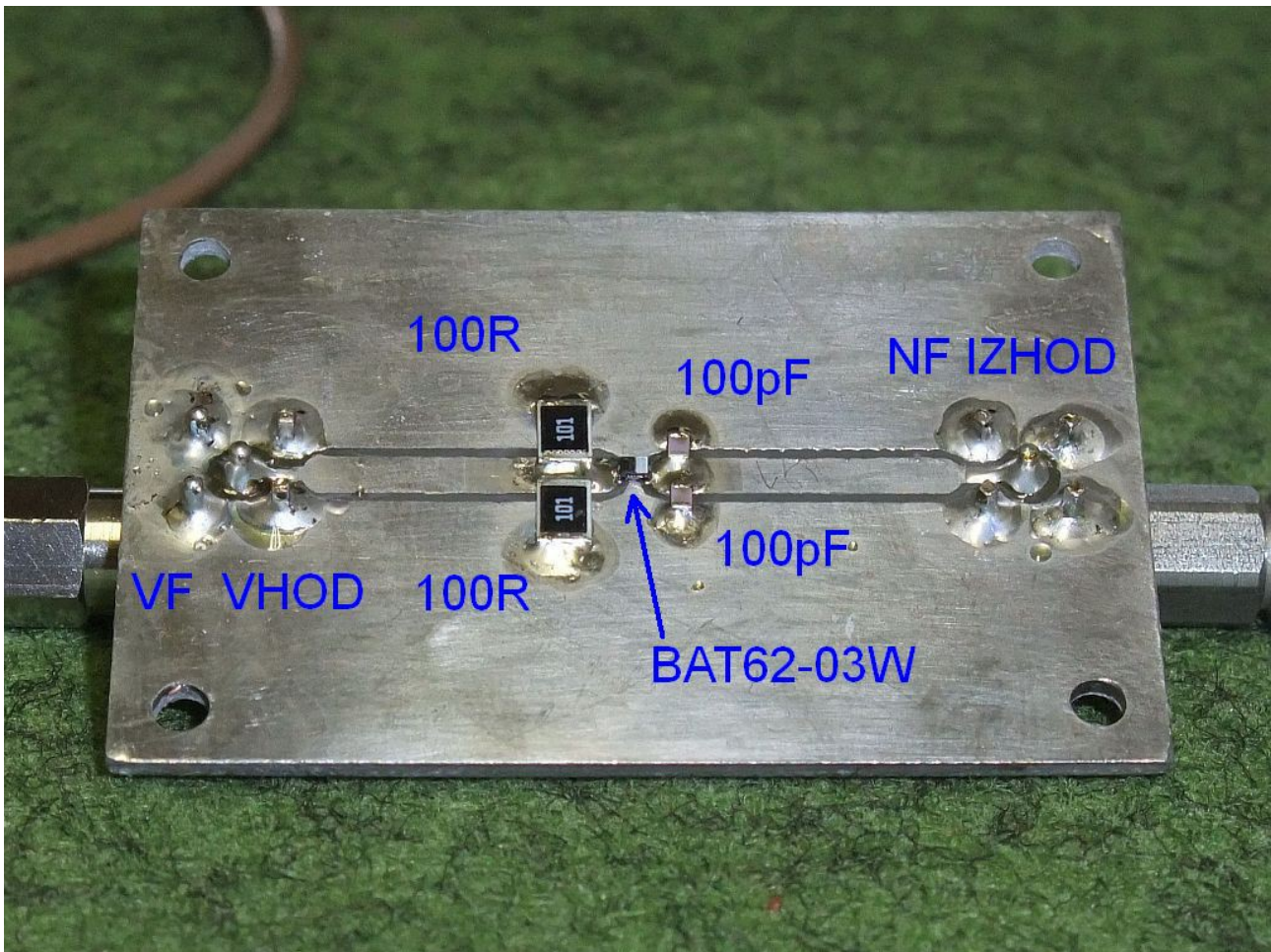
Detektor z diodo BAT62-03W ima na visokofrekvenčnem vhodu vzporedno vezavo dveh uporov 100Ω , kar da skupaj 50Ω za pravilno zaključitev impedance merilnega izvora. Dioda BAT62-03W dela v tem detektorju pri znatno višjih impedancah. Vzporedna vezava dveh kondenzatorjev 100pF zaustavi visoke frekvence na izhodu in hkrati

prepušča enosmerno oziroma modulacijo 1kHz . Simetrično vzporedno vezavo uporov in kondenzatorjev narekuje uporaba koplanarnih vodov na enostranskem tiskanem vezju.



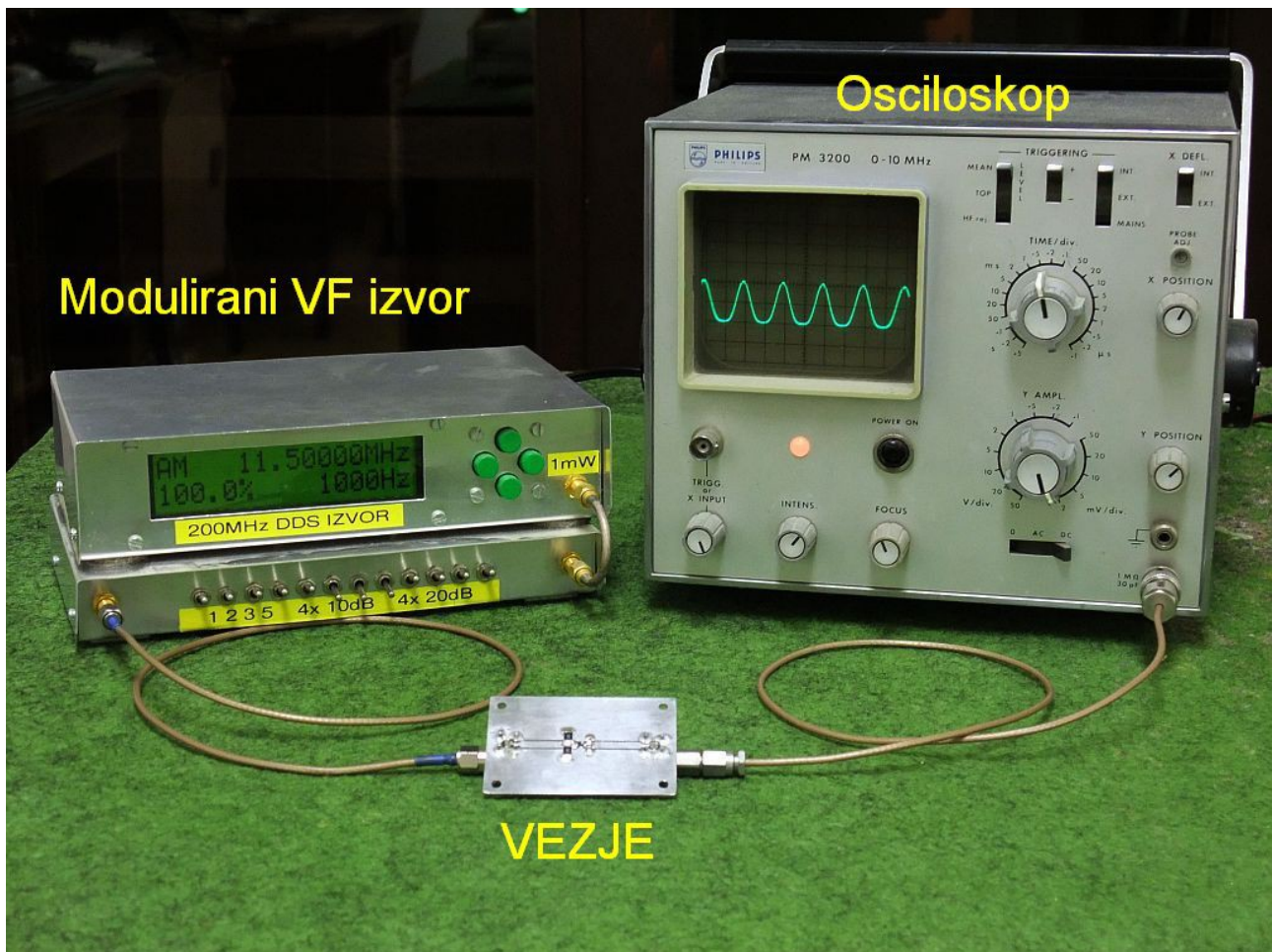
Merilno vezje za Schottky detektor

Ker znaša zaporna napetost diode BAT62-03W okoli 40V , bi smeli opisano vezje krmiliti z največ +36dBm oziroma 4W na bremenu 50Ω . Upora 100Ω preneseta še manj moči in je varna meja za opisano vezje približno +30dBm oziroma 1W . Vsi gradniki so SMD, zato so vgrajeni na strani bakra tiskanega vezja:



Za meritve uporabimo amplitudno moduliran visokofrekvenčni vir, ker je milivolte lažje meriti pri 1kHz kot pa pri enosmerni. Izhodno napetost detektorja opazujemo na osciloskopu. Izhod detektorja vežemo po kratkem koaksialnem kablu neposredno na visokoimpedančni vhod osciloscopa ($1\text{M}\Omega$). Koaksialni kabel s karakteristično impedanco $Z_K=50\Omega$ se za nizke frekvence obnaša kot dodaten kondenzator s kapacitivnostjo na enoto dolžine približno $C/l \approx 1\text{pF/cm}$.

Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:



Pred začetkom meritev preverimo izhodno moč VF izvora. V ta namen lahko uporabimo kar merjeni diodni detektor, saj je pri visokih VF napetostih uporabljena dioda skoraj brezhiben usmernik:

$$U_{VF-VRH} \approx U_{NF-VRH-VRH}$$

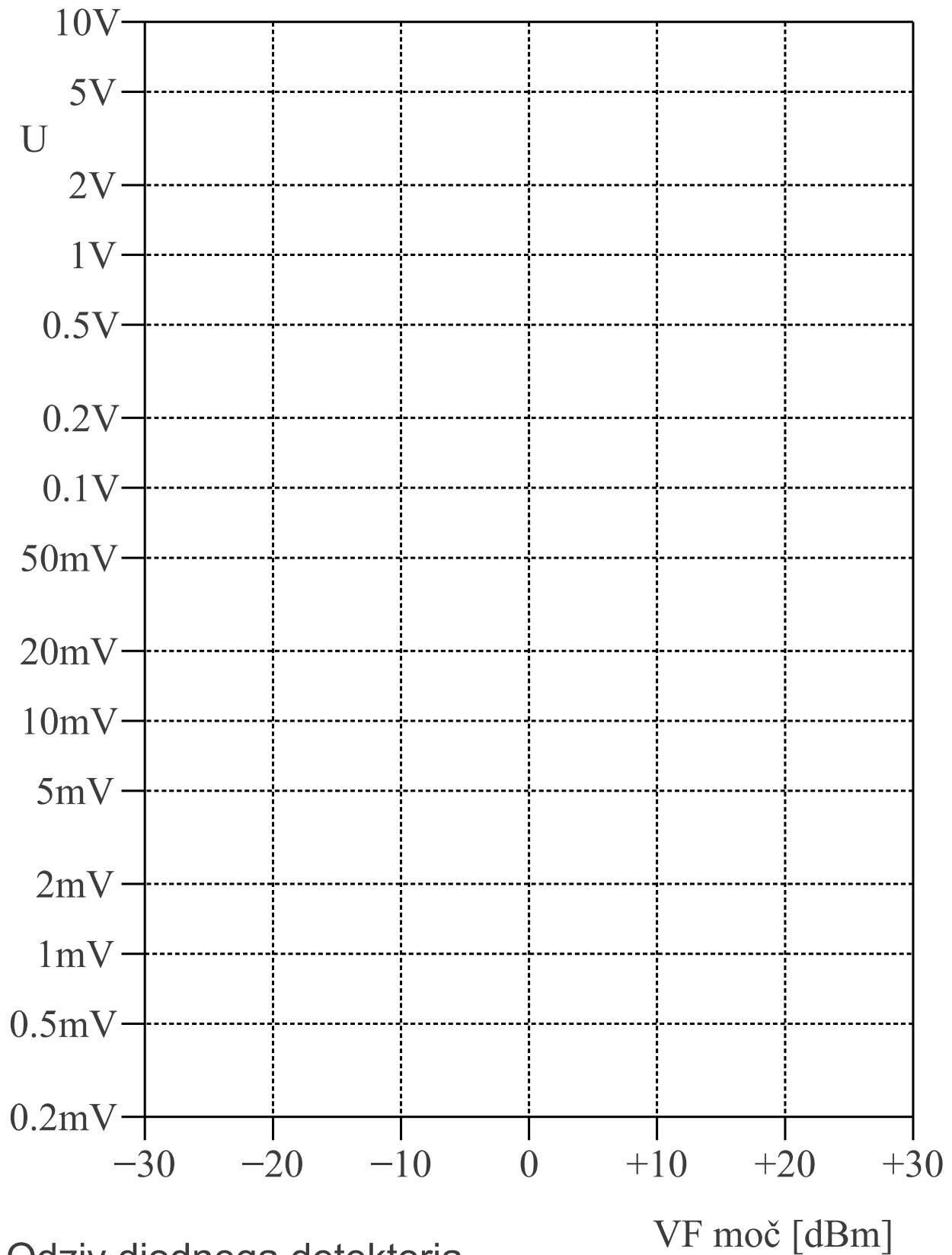
Odstopanja diode pričakujemo pri nizkih VF napetostih! Visokofrekvenčno moč v [dBm] izračunamo iz izmerjene napetosti:

$$P[\text{dBm}] = 10 \log_{10} \left(\frac{U_{VF-VRH}^2}{2 Z_K 1\text{mW}} \right)$$

Z nastavljivim slabilcem nato nastavljamo moč po vrednostih, ki so vnaprej vpisane v prvi stolpec tabele. Vrednosti drugega in tretjega stolpca izračunamo iz prvega stolpca. Izmerjene vrednosti izhodne napetosti si zapišemo v četrti stolpec tabele:

Frekvenca VF izvora:			
Moč izvora [dBm]	Moč izvora [μ W , mW]	VF napetost [mV _{VRH} , V _{VRH}]	Izhodna napetost [mV _{VRH-VRH}] [V _{VRH-VRH}]
30			
27			
24			
21			
18			
15			
12			
9			
6			
3			
0			
-3			
-6			
-9			
-12			
-15			
-18			
-21			
-24			
-27			
-30			

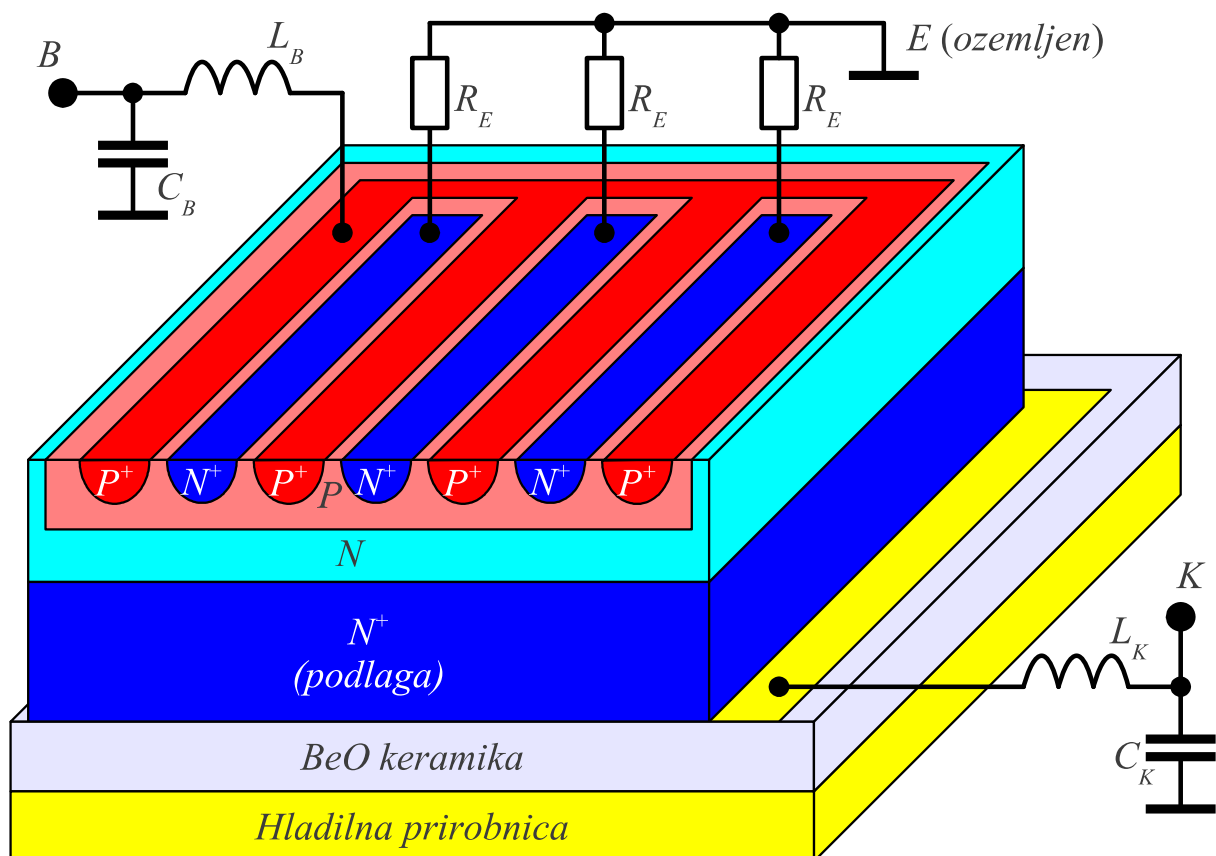
Končno iz vrednosti v tabeli narišemo graf. V graf vrišemo obe krivulji: izračunano vršno vrednost visokofrekvenčnega signala in vrednost vrh-vrh nizkofrekvenčne modulacije na zaslonu osciloskopa:



4. VF ojačevalnik z bipolarnim tranzistorjem

Osnovni gradnik telekomunikacij je ojačevalnik, ki nadomešča slabljenje prenosne poti kot tudi izgube pri obdelavi signalov v oddajniku in v sprejemniku. Prvi uporaben gradnik za električni ojačevalnik je bila vakuumaska trioda iz leta 1907, prvi uporaben polprevodniški gradnik pa bipolarni *PNP* tranzistor iz germanija leta 1948. Najobičajnejši gradniki ojačevalnikov so danes bipolarni tranzistorji, izdelani v planarni tehnologiji iz silicija.

Visokofrekvenčni ojačevalnik ima še dodatne zahteve. Ker so elektroni $\mu_E = 1300 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ v siliciju več kot trikrat hitrejši od vrzeli $\mu_V = 400 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, imajo pri visokih frekvencah *NPN* tranzistorji iz silicija boljše lastnosti od *PNP* tranzistorjev. Baza *P* tranzistorja mora biti čim tanjša, da je potovanje elektronov od emitorja N^+ do kolektorja *N* čim hitrejša. Da vrzeli ne odžirajo tokovnega ojačanja β tranzistorja, mora biti dopiranje baze *P* bistveno šibkejše od dopiranja emitorja N^+ . Šibkeje dopirana baza ima visoko specifično upornost. Tanka baza pri visokih frekvencah zato zahteva delitev emitorja v številne prste:



Visokofrekvenčni močnostni NPN tranzistor

Že malo-signalni tranzistor za vhodno stopnjo sprejemnika ima približno

deset emitorskih prstov. Močnostni visokofrekvenčni tranzistor za izhodno stopnjo oddajnika lahko ima več kot tisoč emitorskih prstov. Nadležno upornost baze zmanjšujejo močno dopiranje P^+ med emitorskimi prsti kot tudi kovinske elektrode na površini silicija.

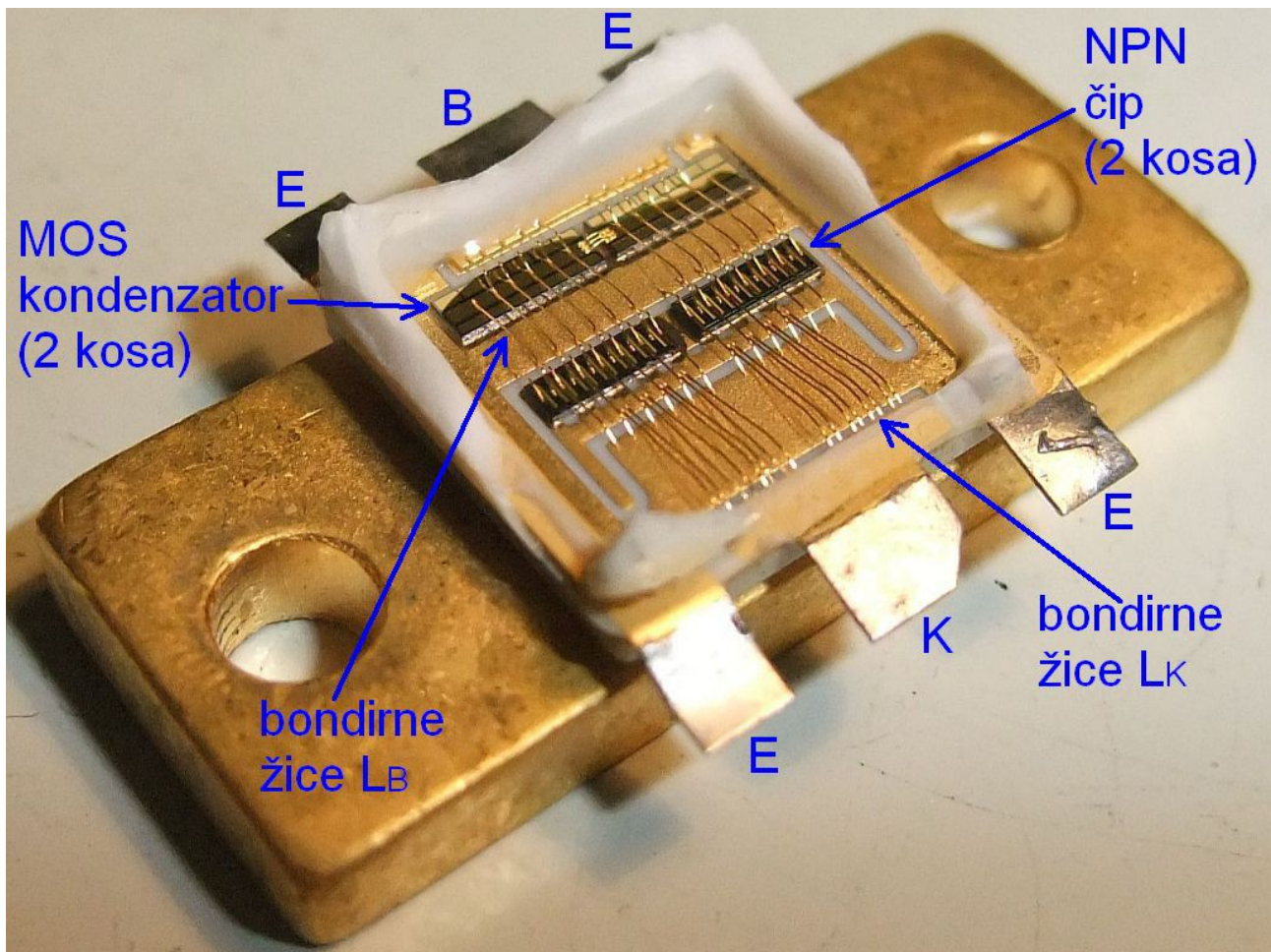
Kot pri vseh silicijevih diodah ima tudi napetost U_{BE} negativen temperaturni koeficient -2.2mV/K . Ko se tranzistor segreva, napetost U_{BE} pada. Če napetost U_{BE} vsiljujemo z zunanjim napetostnim virom, se tok skozi tranzistor večja, kar še dodatno poveča segrevanje tranzistorja. Krmiljenje U_{BE} z napetostnim virom lahko vodi v toplotni pobeg (thermal runaway) in posledično uničenje tranzistorja.

Do toplotnega pobega lahko pride tudi v enem samem emitorskem prstu, ki se bolj segreva od drugih prstov in povleče večino toka nase. Pojav imenujemo sekundarni preboj (secondary breakdown) in ogroža vse visokofrekvenčne bipolarne tranzistorje. Protiukrep so izenačevalni emitorski upori na vsakem emitorskem prstu posebej. Pojav sekundarnega preboja je bolj nevaren pri višjih napetostih U_{KE} in pri nižjih frekvencah oziroma enosmerni, kjer je tokovno ojačanje tranzistorja β višje.

Končno je tranzistorski čip vgrajen v ohišje, ki poskrbi za primerne električne priključke in odvajanje toplote. Žal je podlaga bipolarnega NPN tranzistorja kolektor, isti tranzistor pa daje največje ojačanje v vezavi s skupnim emitorjem. Čip močnostnega visokofrekvenčnega tranzistorja je zato vgrajen na keramično podlago iz berilijevega oksida (BeO), ki je odličen toplotni prevodnik (desetkrat boljši od keramike Al_2O_3) in hkrati odličen električni izolator.

V ohišje močnostnega visokofrekvenčnega tranzistorja so pogosto vgrajeni gradniki za grobo prvo prilagoditev vhodne in izhodne impedance. Počasna rekombinacija manjšinskih nosilcev v bazi znižuje vhodno impedanco visokofrekvenčnega močnostnega ojačevalnika s skupnim emitorjem na manj kot $|Z| < 1\Omega$. Niti izhodna impedanca ni kaj dosti višja. Impedanco zvišujeta na uporabnejše vrednosti zaporedna tuljava (L_B oziroma L_K) in vzporedni kondenzator (C_B oziroma C_K).

Ohišje močnostnega visokofrekvenčnega NPN tranzistorja TP5051 vsebuje dva vzporedno vezana tranzistorska čipa. Emitor vsakega čipa je bondiran s kar 14 žičkami, da je nadležna induktivnost do mase čim manjša. Bondirne žičke na bazo delujejo kot zaporedna tuljava L_B . Kondenzator C_B sestavljata dva MOS čip kondenzatorja, vgrajena v isto ohišje. Tranzistor TP5051 ne vsebuje kondenzatorja na kolektorju C_K , čeprav je ohišje pripravljeno za njegovo vgradnjo:

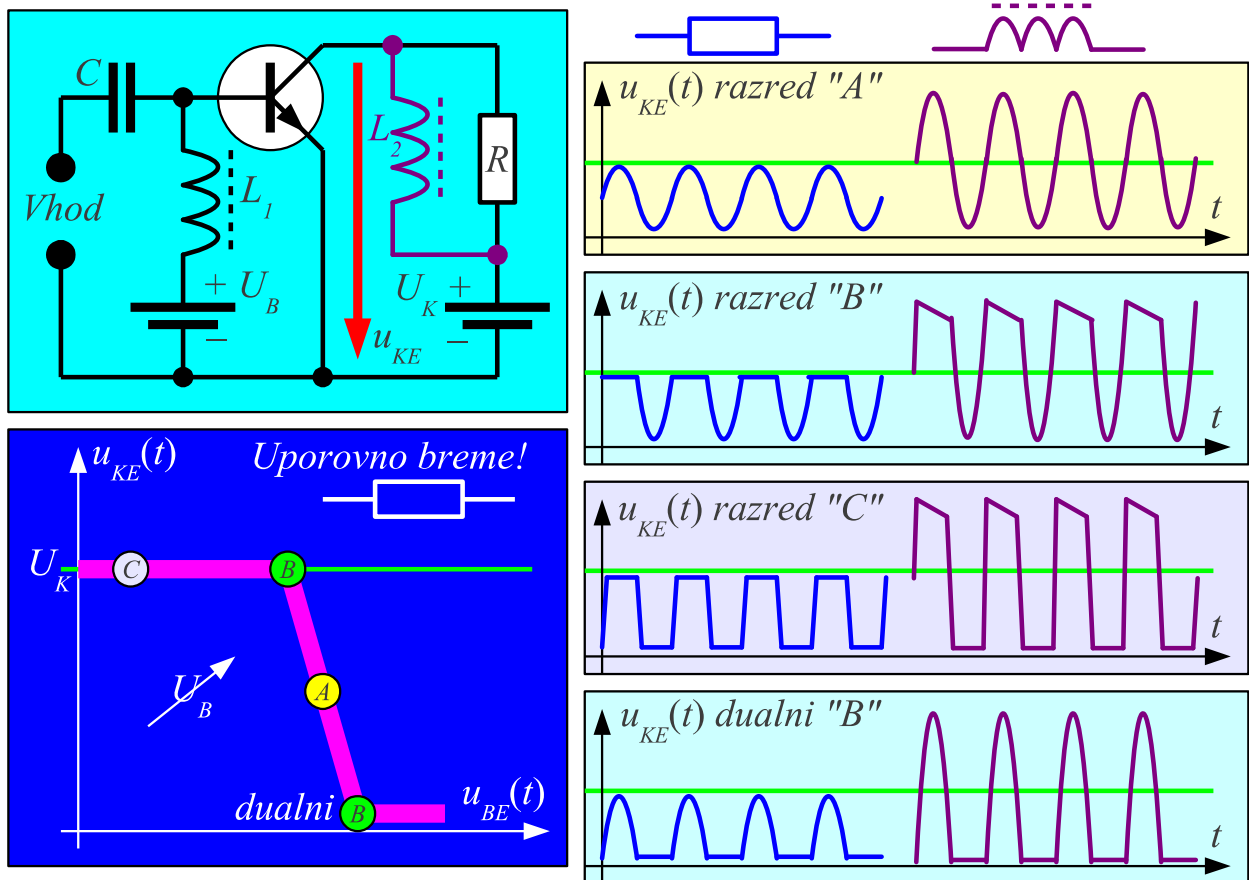


Poleg tranzistorja vsebuje visokofrekvenčni ojačevalnik še vezja za dokončno prilagoditev vhodne in izhodne impedance, vezje za nastavitev delovne točke ter ločitev enosmerne komponente na vhodu in izhodu. Nastavitev delovne točke mora biti odporna na tolerance vgrajenih sestavnih delov, sprememb napetosti/tokov napajanja in sprememb temperature. Poleg ojačanja in izhodne moči sta pomembni tudi izkoristek in popačenje ojačevalnikov, še posebno v izhodnih stopnjah radijskih oddajnikov, kar izbiramo z razredom ojačevalnika:

Delovna točka	Teoretski izkoristek	Praktični izkoristek	Ojačanje VF moči	Produkti popačenja
razred A	$50\% (1/2)$	$\sim 30\%$	visoko	harmoniki $< -25\text{dBc}$
razred B	$78.5\% (\pi/4)$	$\sim 50\%$	srednje	sodi $2f, 4f, 6f, 8f \dots$
razred C	$100\% (1)$	$\sim 70\%$	majhno	lihi $3f, 5f, 7f, 9f \dots$
dualni B	$78.5\% (\pi/4)$	$\sim 50\%$	srednje	sodi $2f, 4f, 6f, 8f \dots$

V razredu A nastavljamo delovno točko na sredino linearnega odziva tranzistorja, kjer je popačenje najmanjše za ceno slabega izkoristka. Malo-signalni ojačevalniki (vhodne stopnje, sprejemniki) delajo vsi v razredu A. Pri

krmiljenju s sinusnim signalom vsebuje izhod le osnovno frekvenco f , popačenje je majhno, moči harmonikov so pod $P(n \cdot f) < P(f) - 25\text{dB}$ glede na osnovno frekvenco:



Popačenje v delovnih točkah A, B, C in dualni B

V razredu B oziroma dualnem B nastavimo delovno točko točno na gornjo oziroma spodnjo mejo linearnega področja ojačanja. Izboljšani izkoristek plačamo z visokim popačenjem signala. V svetu radijske tehnike popačenje sicer nima tako hudih posledic, kot to izgleda na prvi pogled. Neželjene spektralne produkte popačenja ozkopasovnega signala

$$\Delta f \ll f_{\text{nosilca}} \quad \text{lahko marsikdaj izsejemo s frekvenčnimi siti.}$$

Ker je razvoj odziva v okolici delovne točke B vsota premice in sode funkcije, izhod vsebuje le osnovno frekvenco f in njene sode harmonike $2f, 4f, 6f, 8f \dots$. Nadležnih odzivov lihih redov $3f, 5f, 7f, 9f \dots$ idealni ojačevalnik v razredu B nima. Odzivi sodih redov so frekvenčno vedno zelo oddaljeni, da jih preprosto izsejemo s frekvenčnim pasovnim sitom.

V razredu C sploh ne moremo natančno opisati izbire delovne točke, saj tranzistor prekrmilimo do te mere, da se obnaša kot stikalo: odprte sponke ali kratek stik. Ker je bodisi tok skozi tranzistor enak nič ali pa napetost na tranzistorju blizu nič, je izkoristek ojačevalnika v razredu C zelo visok. Zahteva po prekrmiljenju pomeni manjše razpoložljivo ojačanje.

Izhod ojačevalnika v razredu C lahko vsebuje odzive vseh redov: $f, 2f, 3f, 4f, 5f, 6f, 7f \dots$. Če ojačevalnik v razredu C prekrmilimo simetrično, odzivi sodih redov izginejo. Žal odzivi lihih redov $3f, 5f, 7f, 9f \dots$ povzročajo takšna popačenja, da jih ne moremo vedno izsejati s frekvenčnimi siti. Povedano z drugimi besedami, ojačevalnik v razredu C je omejevalnik, ki ohranja informacijo o fazi signala, informacija o jakosti se pa izgubi!

V radijski tehniki nas zanimajo le izmenični signali. Enosmerna komponenta delovne točke pomeni samo izgubljeno moč na uporovnem bremenu. Enosmerno komponento kolektorskega toka zato napeljemo preko dušilke L_2 mimo bremena R . Ker je induktivnost dušilke L_2 omejena zaradi tranzistorju nevarnih induciranih napetostnih konic, je gornji del izhodnega signala v razredih B in C porezan poševno (eksponentno upadanje).

Če ojačevalnik deluje v nelinearnih razredih B ali C, moramo poleg prilagoditve impedanc na osnovni frekvenci f poskrbeti tudi za primerno prilagoditev oziroma zaključitev vseh višjih harmonskih frekvenc $2f, 3f, 4f, 5f \dots$ (harmonic match). Izkoristek ojačevalnika običajno doseže najvišjo vrednost, ko izhodno vezje za prilagoditev impedance bremena predstavlja za tranzistor odprte sponke na harmonskih frekvencah $2f, 3f, 4f, 5f \dots$

Za vajo si najprej ogledamo notranjo zgradbo močnostnega tranzistorja TP5051. Bondirne žice vidimo že s prostim očesom. Emitorske prste bomo videli z optičnim mikroskopom le pri največji povečavi in ob ugodnem vpadnem kotu svetlobe na površino silicijevega čipa. Emitorske prste poskusimo prešteti:

Tranzistor	Emitorskih prstov v vsaki skupini	Število skupin emitorskih prstov	Skupno število emitorskih prstov
TP5051			

Tranzistor TP5051 je namenjen delovanju v razredu B v frekvenčnem pasu $f \approx 470\text{MHz}$. Pri napajalni napetosti $U_K = 26\text{V}$ in primernem krmiljenju doseže ojačanje $G = 10\text{dB}$ in izhodno moč $P = 60\text{W}$:

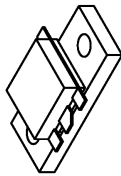
The RF Line
NPN Silicon
RF Power Transistor

The TP5051 is designed for 470 MHz cellular radio base stations in both analog and digital applications. It incorporates high value emitter ballast resistors, gold metallizations and offers a high degree of reliability and ruggedness.

- Specified 470 MHz Characteristics
- Output Power — 50 Watts @ 24 Volts, 60 Watts @ 26 Volts
- Gain — 9 dB min
- Efficiency — 60% min
- Class AB or C Operation
- Circuit board photomaster available upon request by contacting RF Tactical Marketing in Phoenix, AZ.

TP5051

50/60 W 470 MHz
RF POWER TRANSISTOR
NPN SILICON



CASE 333A-02, STYLE 2

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE}	40	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	48	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	4	Vdc
Collector-Current — Continuous	I_C	10	Adc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	P_D	145	Watts
Derate above 25°C		0.8	W/°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	- 65 to +150	°C
Operating Junction Temperature	T_J	200	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case at 70°C Case (1)	$R_{\theta JC}$	1.2	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

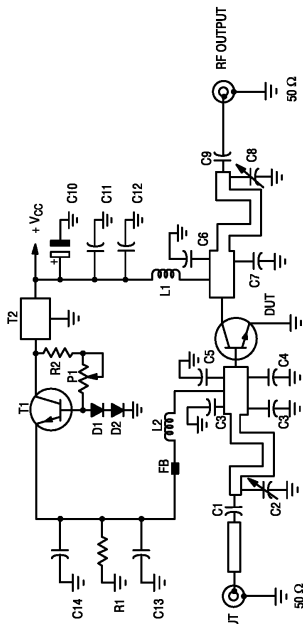
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 60\text{ mA}$, $R_{BE} = 75\ \Omega$)	$V_{(BR)CE}$	40	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 15\text{ mA}$)	$V_{(BR)EB}$	4	—	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 50\text{ mA}$)	$V_{(BR)CB}$	48	—	—	Vdc
Collector-Emitter Leakage ($V_{CE} = 26\text{ V}$, $R_{BE} = 75\ \Omega$)	I_{CER}	—	—	15	mA
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 1\text{ Adc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$)	h_{FE}	15	—	80	—

NOTE: 1. Thermal resistance is determined under specified RF operating condition.



ELECTRICAL CHARACTERISTICS — continued ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Output Capacitance ($V_{CB} = 26\text{ V}$, $I_E = 0$, $f = 1\text{ MHz}$)	C_{ob}	—	60	—	pF
FUNCTIONAL TESTS					
Common-Emitter Amplifier Power Gain ($V_{CC} = 24\text{ V}$, $P_{out} = 50\text{ W}$, $I_{CQ} = 150\text{ mA}$, $f = 470\text{ MHz}$)	G_{p1}	9	10	—	dB
Collector Efficiency ($V_{CC} = 24\text{ V}$, $P_{out} = 60\text{ W}$, $f = 470\text{ MHz}$)	η_1	60	65	—	%
Load Mismatch ($V_{CC} = 24\text{ V}$, $P_{in} = 12\text{ W}$, $f = 470\text{ MHz}$)	ψ_1	No Degradation in Output Power			
Overdrive ($V_{CC} = 24\text{ V}$, $P_{in} = 12\text{ W}$, $f = 470\text{ MHz}$)	OD	No Degradation in Output Power			
Power Saturation ($V_{CC} = 24\text{ V}$, $f = 470\text{ MHz}$)	P_{sat}	65	—	—	W
Common-Emitter Amplifier Power Gain ($V_{CC} = 26\text{ V}$, $P_{out} = 60\text{ W}$, $I_{CQ} = 150\text{ mA}$, $f = 470\text{ MHz}$)	G_{p2}	9	10	—	dB
Collector Efficiency ($V_{CC} = 26\text{ V}$, $P_{out} = 60\text{ W}$, $f = 470\text{ MHz}$)	η_2	60	65	—	%
Load Mismatch ($V_{CC} = 26\text{ V}$, $P_{in} = 12\text{ W}$, $f = 470\text{ MHz}$)	ψ_2	No Degradation in Output Power			



EPOXY GLASS 1/16 INCH $\epsilon_r = 4.5$

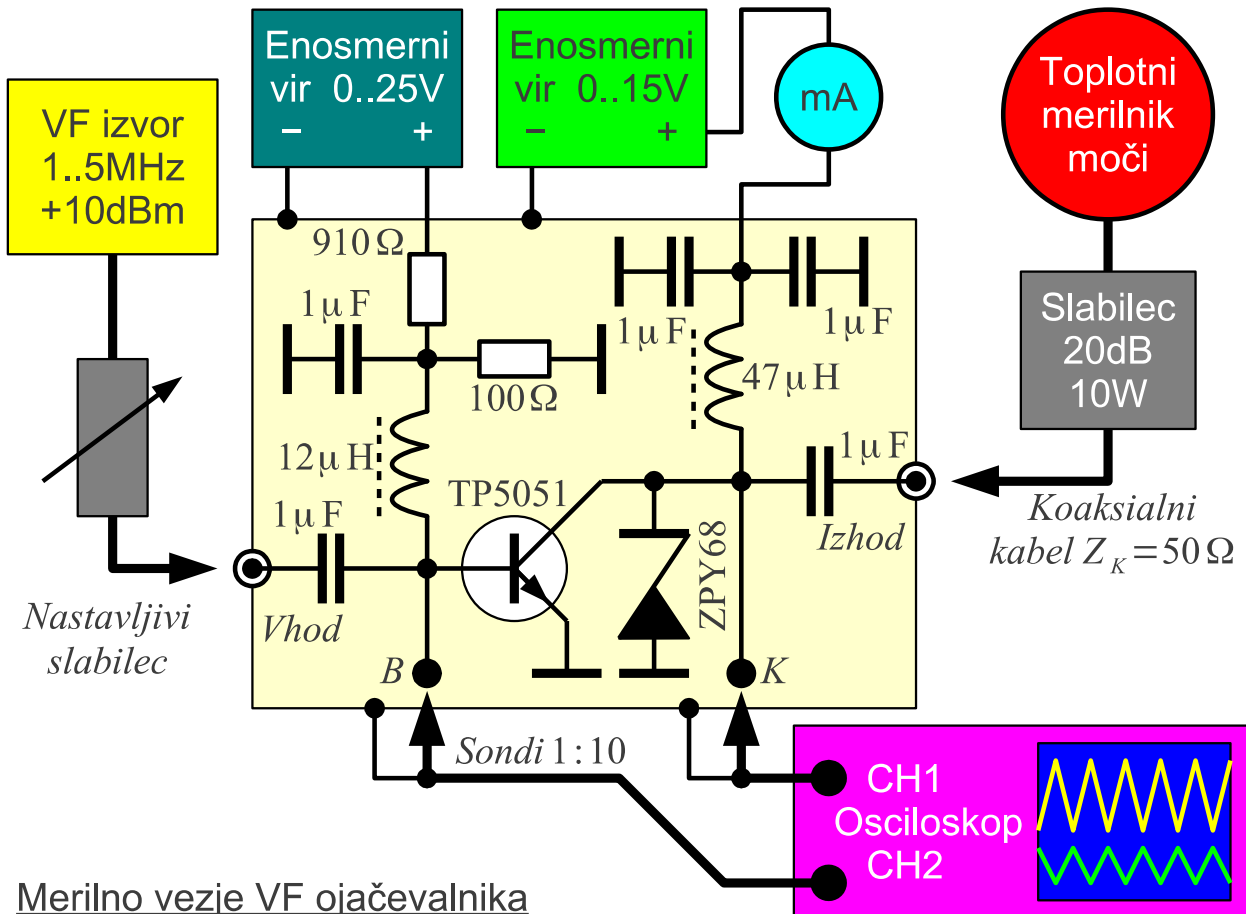
Components List

- C1, C9, 330 pF, 5%, Chip Capacitor 0805
- C2, C8 AIRTRONIC Trimmer, Capacitor 5400
- C3 10 pF, ATC Chip Capacitor
- C3', 12 pF, ATC Chip Capacitor
- C4, C5 22 pF, ATC Chip Capacitor
- C6 15 pF, ATC Chip Capacitor
- C7 18 pF, ATC Chip Capacitor
- C10 47 μF , 63 V, Electrolytic Capacitor
- C11, C14 15 nF, Chip Capacitor 0805
- C12, C13 330 pF, 5%, Chip Capacitor 0805
- D1, D2 Diode, 1N4148
- FB Ferrite Board
- L1, L2 6 Turns, #18 AWG ϕ 4 mm, Choke
- P1 1 k Ω , Trimmer
- R1 56 Ω , 5%, Chip Resistor 1205
- R2 470 Ω , 5%, Chip Resistor 0805
- T1 SMD Transistor: MJD31C or Similar
- T2 Voltage Regulator 7805

Figure 1. 470 MHz Electrical Schematic

Za vajo uporabimo isti tranzistor TP5051 pri manjših močeh in nižjih napetostih napajanja, ker so napake pri polni napetosti napajanja za

močnostni visokofrekvenčni tranzistor običajno usodne. Končno bomo merili na nižjih frekvencah, v pasu med 1MHz in 5MHz, kjer lažje opazujemo signale z osciloskopom, ojačanje tranzistorja je višje, predvsem pa je višja vhodna impedanca tranzistorja:



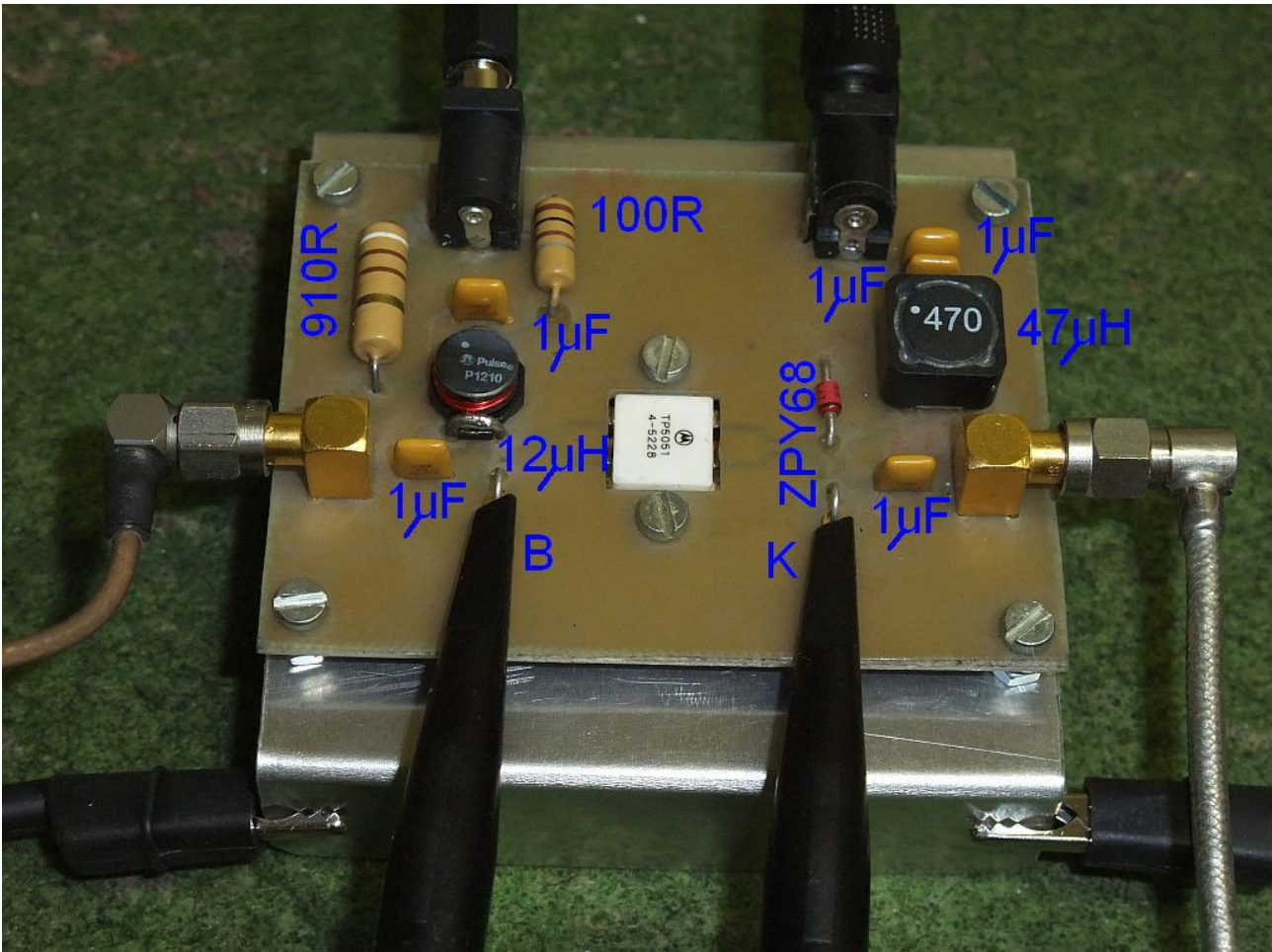
Merilno vezje VF ojačevalnika

Delovno točko tranzistorja TP5051 nastavimo s prvim napetostnim virom preko uporovnega delilnika $910\Omega/100\Omega$. Uporovni delilnik ščiti bazo tranzistorja pred previsokim tokom in hkrati olajšuje nastavljanje običajnih laboratorijskih enosmernih virov v njihovem običajnem območju delovanja. Pri nastavljanju delovne točke moramo seveda upoštevati delilno razmerje in dodatni padec napetosti na obremenjenem delilniku!

Izhod ojačevalnika je zaščiteno z Zener (plazovno) diodo ZPY68 pred napetostnimi konicami, ki se lahko inducirajo v dušilki $47\mu H$. Izhod ojačevalnika mora biti vedno zaključen na primerno breme, pri tej vaji slabilec 20dB/10W.

Izhodno moč sicer merimo s toplotnim merilnikom moči (termočlen). Takšen merilnik prikazuje vsoto moči na osnovni frekvenci f in vseh njenih harmonikih $2f, 3f, 4f, 5f \dots$. Ker ojačanje tranzistorja TP5051 pri nizkih frekvencah naraste, kot visokofrekvenčni izvor zadošča takšen z izhodno močjo 10mW (+10dBm). VF izvor mora biti opremljen z

nastavljivim slabilcem v korakih po 1dB, da pravilno krmilimo ojačevalnik predvsem pri meritvi izkoristka v razredu A.



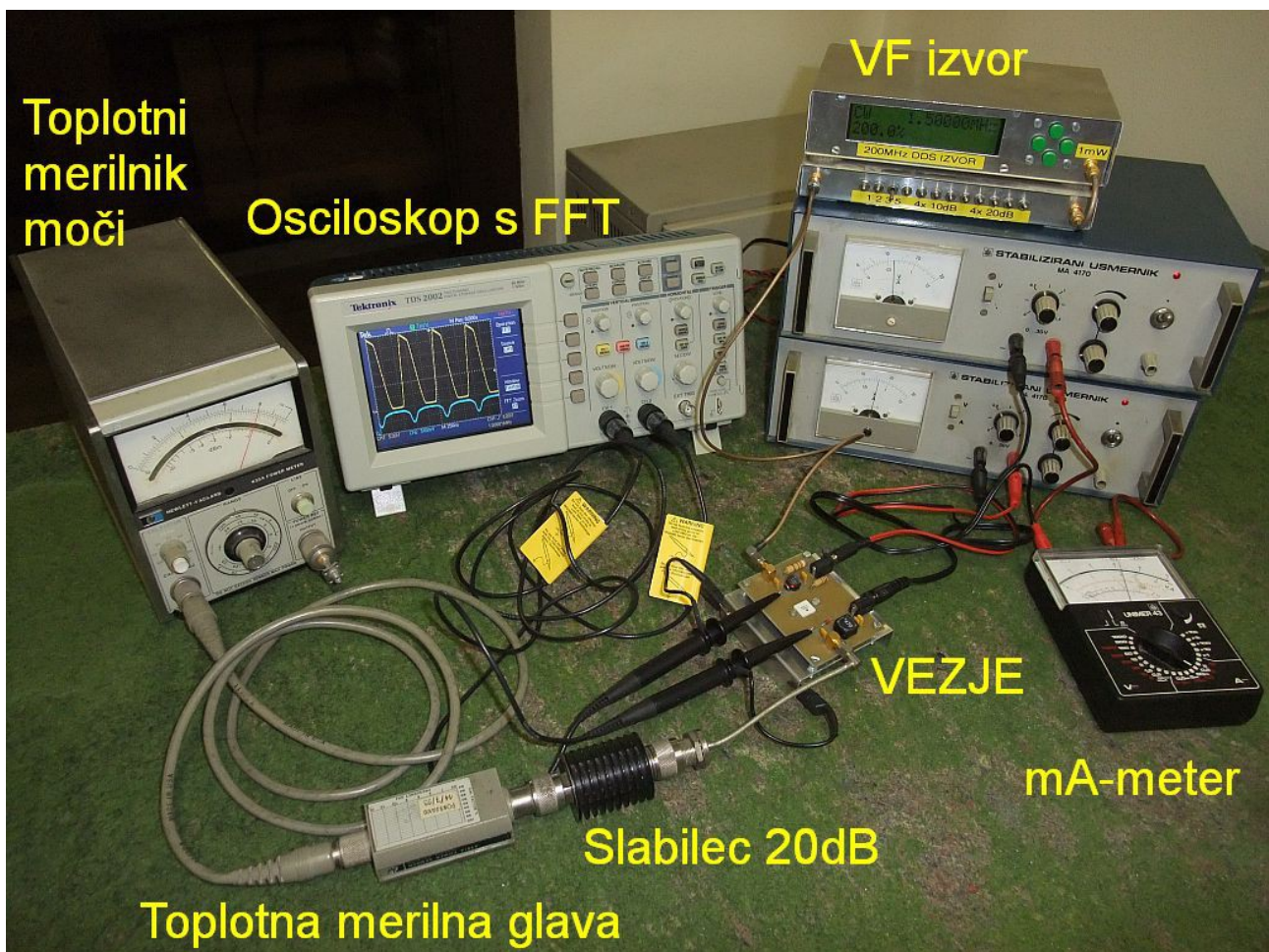
Merilno vezje omogoča priklop sond osciloskopa neposredno na bazo oziroma kolektor tranzistorja TP5051. Sonde osciloskopa obvezno nastavimo na delilno razmerje 1:10, ker je v tem primeru pasovna širina sond dosti večja in kapacitivnost manjša kot pri 1:1. Povrhu sodobni polprevodniški osciloskopi na svojih vhidih ne prenesejo visokih napetosti, ki se lahko inducirajo v tuljavi 47µH kljub zaščitni diodi ZPY68. Krokodilčke za maso spojimo na hladilno rebro merilnega vezja.

Osciloskop vedno prožimo s signalom na kolektorju TP5051. Z opazovanjem signala na kolektorju prilagodimo jakost vhodnega visokofrekvenčnega signala in natančno nastavimo enosmerno delovno točko. Signal na bazi tranzistorja TP5051 nam je le pomagalo, ki nazorno prikazuje, kako nelinearno breme je počasna PN dioda BE za visoke frekvence.

Razmerje med jakostjo signala na osnovni frekvenci f in posameznih višjih harmonskih $2f, 3f, 4f, 5f \dots$ merimo v [dBc], to se pravi [dB] glede na osnovno frekvenco $c \equiv carrier$. Meritev najlažje opravimo s spektralnim analizatorjem oziroma FFT osciloskopa.

Končno potrebujemo za vajo dva nastavljiva napajalnika, za delovno točko na bazi tranzistorja in za napajanje kolektorja. Vir za napajanje kolektorja mora biti vedno tokovno omejen na $I_K \leq 1A$ ali manj. Enosmerna napetost na kolektorju mora biti omejena na $U_K \leq 12V$ ali manj. Za preizkus ojačevalnika v dualnem razredu B vir za napajanje kolektorja nastavimo kot tokovni izvor. Končno, če vir za napajanje kolektorja nima natančnega mA-metra na izhodu, zaporedno vežemo še dodaten mA-meter.

Primer razporeditve in vezave vseh merilnih pripomočkov je prikazan na spodnji sliki:



Sodobni osciloskopi imajo vgrajen FFT spektralni analizator. Pri uporabi slednjega moramo paziti na dvoje. Prvič, FFT moramo vključiti na kanalu, ki je povezan na kolektor TP5051. Drugič, ceneni osciloskopi nimajo vhodnega sita pred FFT, torej bo pri nerodno izbrani vzorčevalni frekvenci slika na zaslonu vsebovala celo vrsto zrcalnih slik frekvenčnega spektra. Namesto osciloskopa z vgrajenim FFT lahko uporabimo tudi visokofrekvenčni spektralni analizator, ki ga priključimo namesto toplotnega merilnika moči.

Pred začetkom poskusov nastavimo frekvenco VF vira in preverimo

njegovo izhodno moč. Izhod ojačevalnika mora biti obvezno povezan na breme (slabilec $20\text{dB}/10\text{W}$) preden priključimo napajanje.

Namen vaje je, da močnostni ojačevalnik preizkusimo v štirih razredih delovanja: A, B, C in dualni B. V vsakem razredu skušamo doseči čim večjo izhodno moč in čim boljši izkoristek pretvorbe enosmerne moči napajanja v izmenično moč na bremenu 50Ω .

V razredu A višamo krmilno moč, vse dokler napetost na kolektorju tranzistorja ne niha vse do nič. Nato nižamo napetost delovne točke na bazi vse dokler sinus ni porezan. Postopek večkrat ponovimo, da dosežemo največji nepopačen sinus (harmoniki vsaj -25dBc) pri najnižjem toku napajanja. Končni rezultat si zapišemo v tabelo. Jakosti višjih harmonskih dobimo s FFT na osciloskopu.

V razredu B grobo nastavimo delovno točko tako, da na izhodu vidimo samo negativne polperiode sinusa. Porezani del na vrhu naj bo časovno enak polperiodi. Krmilno moč višamo vse dokler signal ni porezan tudi spodaj. Postopek večkrat ponovimo. Končno vključimo FFT in fino nastavimo delovno točko tako, da je tretji harmonik ($3f$) čim bolj slabljen. Vse rezultate si vpišemo v tabelo.

Glede na majhno razpoložljivo moč vira nastavimo delovno točko v razredu C povsem enako kot v razredu A. Na vhod ojačevalnika pripeljemo največjo moč, ki jo zmore vir, da ojačevalnik zanesljivo prekrmilimo. Grobo nastavitvev delovne točke C poiščemo tako, da sta obe polperiodi izhodnega signala enake širine. Fino nastavitvev delovne točke C dobimo z opazovanjem spektra preko FFT na osciloskopu tako, da je drugi harmonik ($2f$) čim bolj slabljen. Vse rezultate si vpišemo v tabelo.

Za dualni razred B potrebujemo tokovni vir za napajanje kolektorja. Na napajalniku kolektorja natančno nastavimo tokovno omejitev. Moč visokofrekvenčnega vira in delovno točko nastavljamo tako, da pri nastavljenem toku napajanja dobimo čim večjo visokofrekvenčno moč in je hkrati porezani del časovno enak pozitivni polperiodi. Fino nastavimo delovno točko tako, da je tretji harmonik ($3f$) čim bolj slabljen. Vse rezultate si vpišemo v tabelo.

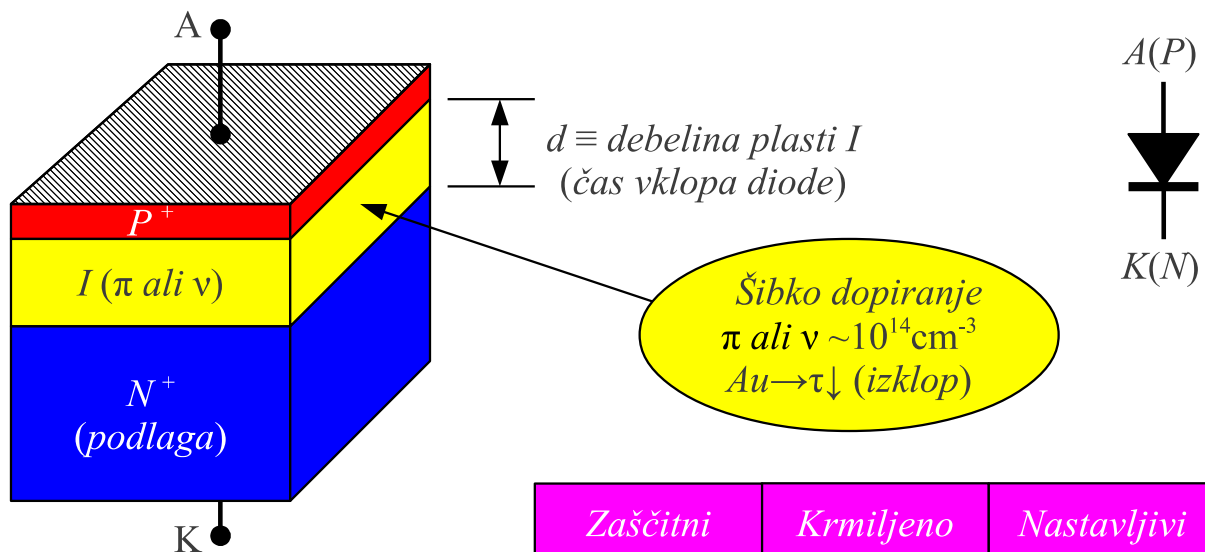
Končno iz rezultatov v tabeli izračunamo ojačanje v različnih razredih delovanja ojačevalnika in izkoristek pretvorbe enosmerne moči v visokofrekvenčno moč. Pri računanju izkoristka upoštevamo samo moč napajalnika za kolektor tranzistorja TP5051. Krmilno visokofrekvenčno moč in enosmerno porabo vezja za delovno točko baze zanemarimo.

	Razred delovanja ojačevalnika			
	A	B	C	dualni B
Napetost kolektorja [V]	12V	12V	12V	
Tok kolektorja [mA]				300mA
Enosmerna moč [mW]				
Frekvenca f [MHz]				
Vhodna VF moč [mW]				
Vhodna VF moč [dBm]				
Izhodna VF moč [mW]				
Izhodna VF moč [dBm]				
Ojačanje [dB]				
Izkoristek [%] (kolektor)				
$2f$ [dBc]				
$3f$ [dBc]				
$4f$ [dBc]				
$5f$ [dBc]				
$6f$ [dBc]				

5. Visokofrekvenčno stikalo s PIN diodo

Eden od izumiteljev tranzistorja, teoretik Shockley, je predvidel gradnjo visokonapetostnih usmernikov za nizke frekvence v obliki strukture *PIN*, kjer dodatna malo dopirana plast zniža jakost električnega polja v zaporni plasti polprevodniške dioda. Visokonapetostni usmerniki se danes gradijo na drugačen način. Struktura *PIN* se uporablja v številnih drugih napravah, na primer v fotodiodah in v detektorjih radioaktivnega sevanja.

Uporaba *PIN* diod v visokofrekvenčnih napravah je zanimiva iz dveh razlogov. V zaporni smeri dodatna plast *I* znižuje kapacitivnost pri enaki površini spoja diode. V prevodni smeri izkoristimo počasnost diode zaradi rekombinacije manjšinskih nosilcev, da jo uporabljamo kot krmiljeno visokofrekvenčno stikalo oziroma kot nastavljiv visokofrekvenčni upor. Povsem jasno *PIN* dioda ne usmerja visokih frekvenc in je popolnoma neuporabna kot detektor!



	Zaščitni omejevalnik	Krmiljeno VF stikalo	Nastavljivi VF upor
Debelina <i>d</i> plasti <i>I</i>	1 μm	5 μm	100 μm
Rekombinacijski čas τ manjšinskih nosilcev	10ns	100ns	1 μs

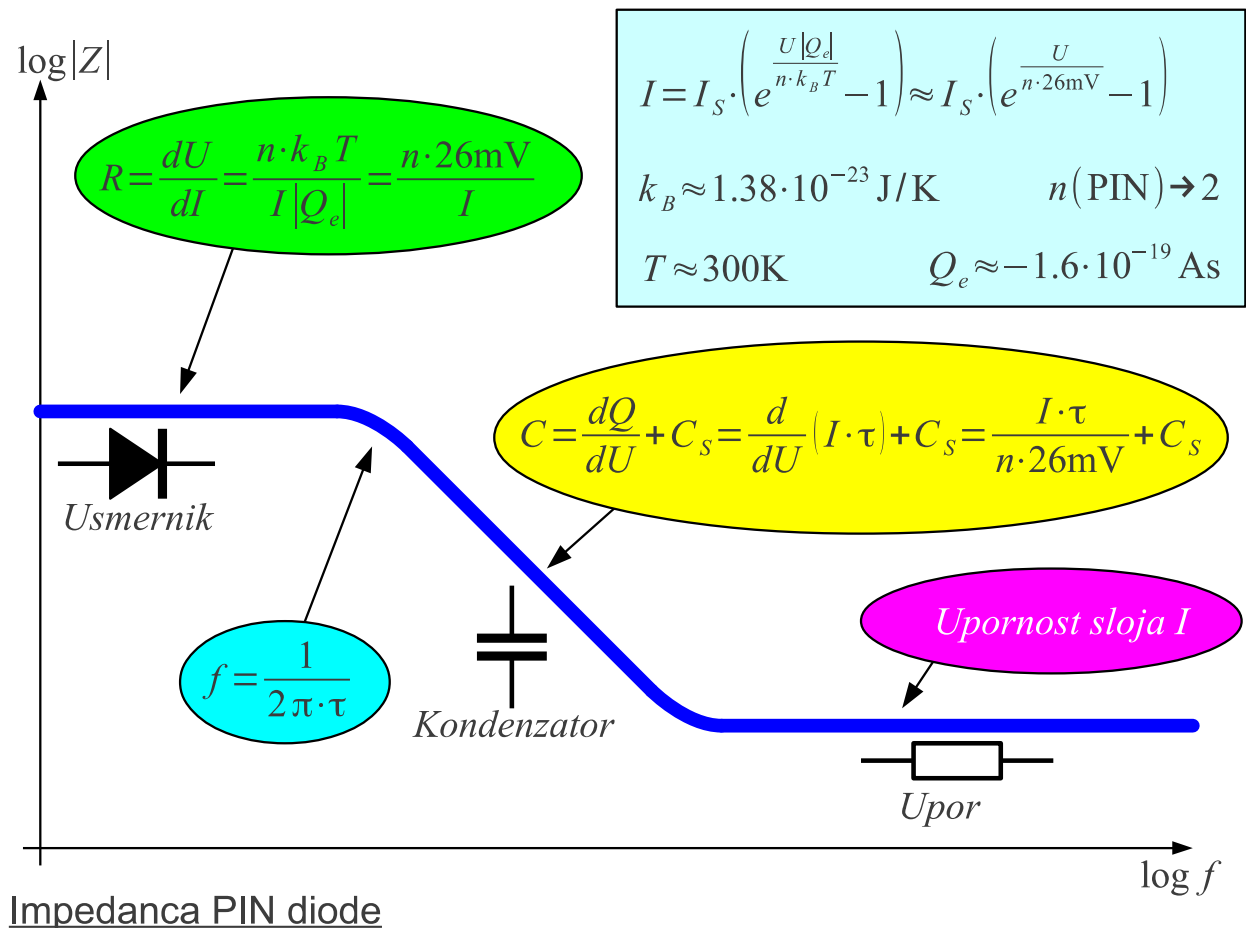
Izvedbe visokofrekvenčnih PIN diod

Glede na debelino plasti *I* se *PIN* diode uporabljajo na različne načine. Pri tem debelina *d* plasti *I* določa čas vklopa diode. Rekombinacijski čas τ manjšinskih nosilcev določa čas izklopa diode (reverse-recovery time ali t_{rr}), ki ga skrajšamo z dopiranjem silicija z

zlatom (Au).

Tanke in hitre PIN diode se uporabljajo kot zaščitni omejevalniki. Takšen zaščitni omejevalnik ščiti radarski sprejemnik pred visoko vršno močjo impulza lastnega oddajnika. Hitre PIN diode se uporabljajo za zaščito občutljivih vodil in priključkov (USB, HDMI, Ethernet ipd) pred statičnimi razelektritvami. Debelina plasti I komaj $d \approx 1 \mu\text{m}$ je sicer primerljiva z debelino zaporne plasti običajne PN diode.

Srednje debele in srednje hitre PN diode se uporabljajo kot krmiljena visokofrekvenčna stikala. Brez napetosti oziroma pri pritisnjeni enosmerni zaporni napetosti je stikalo odprto, neželjena kapacitivnost spoja je takrat zelo majhna zahvaljujoč se plasti I. Enosmerni tok v prevodni smeri zniža dinamično upornost diode, manjšinski nosilci pa močno povečajo njeno kapacitivnost, da se PIN dioda obnaša kot kratek stik za visoke frekvence.

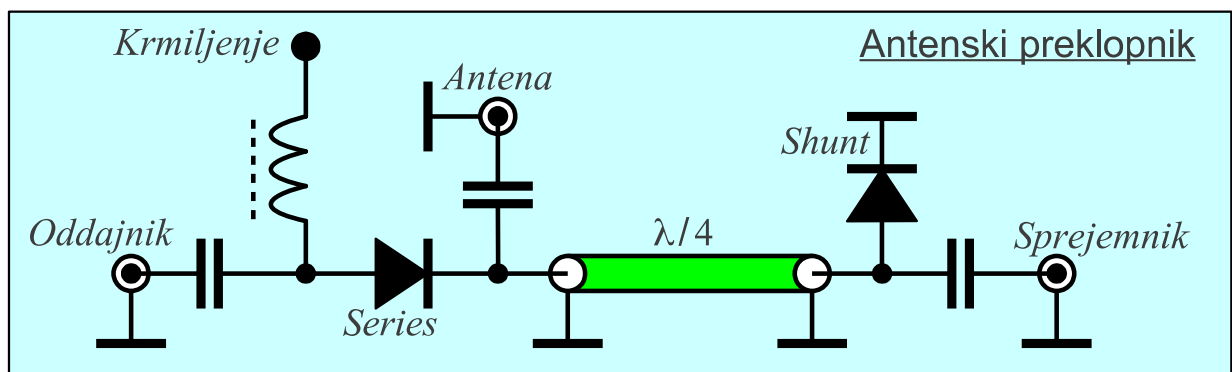
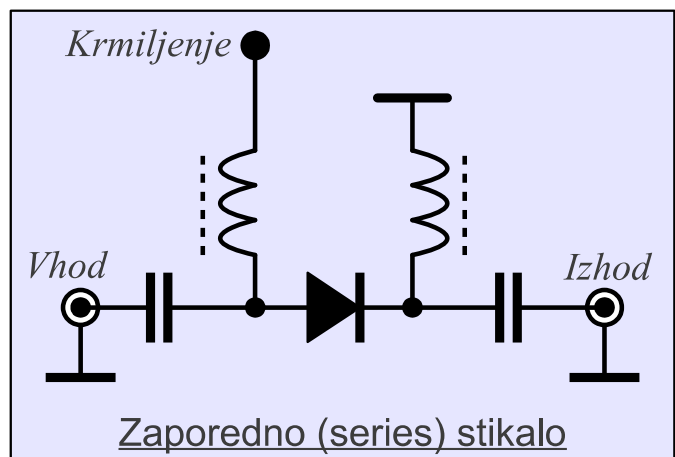
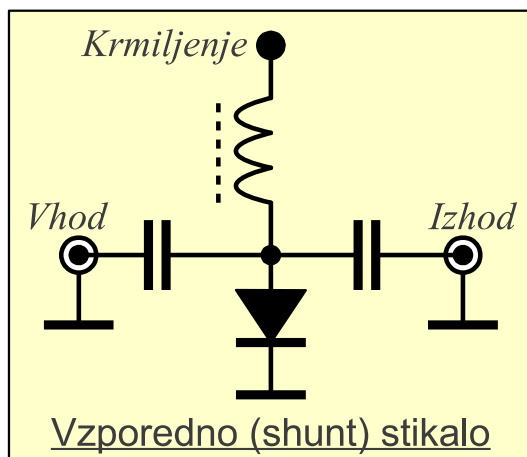


Če s PIN diodo preklapljamo visokofrekvenčni signal, ki ima 100-kratno frekvenco kolena manjšinskih nosilcev, lahko z enosmernim tokom samo $I_{DC} = 1\text{mA}$ preklapljamo 100-krat močnejši izmenični tok $I_{VF} = 1\text{A}$!

Debele in počasne *PIN* diode se obnašajo kot spremenljiv upor za visoke frekvence, ki ga nastavljamo z enosmernim tokom skozi diodo. Debela plast *I* zahteva zelo čist polprevodnik brez primesi, da se preko nje lahko raztegne zaporna plast. Drugačen fizikalni pojav prevajanja diode z debelo in čisto plastjo *I* tudi spremeni enačbo diode na $n \approx 2$, medtem ko velja za običajne *PN* diode in tanke *PIN* diode $n \approx 1$.

Pri počasnih diodah ustvarijo manjšinski nosilci tako veliko kapacitivnost, da slednja predstavlja kratek stik za visoke frekvence. Zaporedno z njo je vezana upornost sloja *I*, ki je odvisna od enosmernega toka skozi diodo in upornosti priključkov diode, ki se ne spreminjajo. Debelo in počasno *PIN* diodo lahko uporabimo tudi kot visokofrekvenčno stikalo, vendar ima pri istem krmilnem enosmernem toku *I* višjo impedanco *Z* in večje izgube kot hitrejša in tanjša stikalna *PIN* dioda.

PIN diode z zelo debelo plastjo *I* iz zelo čistega silicija dosežejo rekombinacijski čas $\tau = 100 \mu s$ in prebojno napetost več kot 2kV v zaporni smeri. Napoved teoretika Shockleya se je vsaj delno uresničila!



Izvedbe visokofrekvenčnih stikal s PIN diodami

PIN diodo lahko uporabimo v visokofrekvenčnem vezju na dva načina: Lahko jo vežemo zaporedno (series), da prekine pot signalu. Lahko jo vežemo vzporedno (shunt), da kratkostiči signal na maso. Zaščitni

omejevalniki vsi uporabljajo vzporedno (shunt) vezavo, da premočen signal sam proži *PIN* diodo. Pri frekvencah nad $f > 1\text{GHz}$ daje isti *PIN* čip boljše lastnosti stikala v vzporedni (shunt) vezavi kot pa v zaporedni (series) vezavi.

Obratno se zaporedna (series) vezava boljše obnese pri nizkih frekvencah pod $f < 1\text{GHz}$, kjer kapacitivnost diode v zaporni smeri ne moti veliko, četrtvalovni vodi vzporednih stikal pa postanejo nerodno veliki. Debele in počasne *PIN* diode pogosto uporabljamo kot zaporedni nastavljivi upor.

Najobičajnejše *PIN* stikalo preklaplja anteno med sprejemnikom in oddajnikom z dvema *PIN* diodama: zaporedno med oddajnikom in anteno in vzporedno na vhodu sprejemnika. Takšna rešitev ima dve zanimivi lastnosti: preprosto tokovno krmiljenje samo na oddaji in hkrati sta obe *PIN* stikali na oddaji v sklenjenem stanju, da prebojna napetost diod ni vprašljiva ne glede na moč oddajnika. Četrtvalovni vod preslika kratek stik na vhodu sprejemnika v odprte sponke na spojišču oddajnika na anteno.

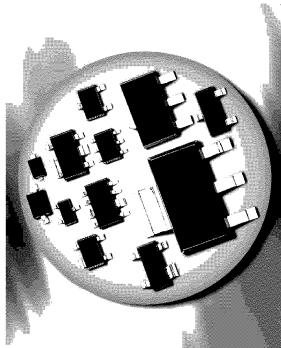
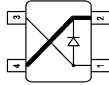
Stikalo sprejem/oddaja lahko vsebuje dva enaka *PIN* čipa. Razlika med zaporedno in vzporedno diodo je v ohišju *PIN* diod. Ohišje zaporedne (series) diode mora imeti čim nižjo kapacitivnost, za kar zadoščajo običajna ohišja diod z dvema priključkoma. Ohišje vzporedne (shunt) diode mora imeti čim nižjo induktivnost, zato je izdelano kot mikrotrakasti ali koaksialni vod, ker signal peljemo skozi ohišje stikala, ki ga sklene na maso.

Za vajo izmerimo električne lastnosti vzporednega stikala s *PIN* diodo *BAR81W* v širokem razponu krmilnih tokov, frekvenc in jakosti signalov. Podatkovni list pravi, da je *BAR81W* srednje debela in srednje hitra *PIN* dioda. Zato lahko na njej opazujemo večino zanimivih pojavov v najrazličnejših *PIN* diodah.

SMD ohišje *SOT-343* diode *BAR81W* je prilagojeno delovanju kot vzporedno (shunt) stikalo. Čip oziroma katoda diode *BAR81W* je pritrjena na širok kovinski trak z majhno induktivnostjo. Priključka za anodo sta dva, vsak od njiju ima ločeno bondirno žico (visoka induktivnost!) do čipa diode. Takšna izvedba ohišja omogoča zelo nizko motečo skupno induktivnost do mase samo 0.15nH oziroma visoko vstavitevno slabljenje kratkostaknjene stikala kar -30dB !

Silicon RF Switching Diode

- Designed for use in shunt configuration in high performance RF switches
- High shunt signal isolation
- Low shunt insertion loss
- Optimized for short - open transformation using $\lambda/4$ lines
- Pb-free (RoHS compliant) package


BAR81W


Type	Package	Configuration	L_s (nH)	Marking
BAR81W	SOT343	single shunt-diode	0.15*	BBs

* series inductance chip to ground

Maximum Ratings at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Value	Unit
Diode reverse voltage	V_R	30	V
Forward current	I_F	100	mA
Total power dissipation $T_s \leq 138^\circ\text{C}$	P_{tot}	100	mW
Junction temperature	T_j	150	$^\circ\text{C}$
Operating temperature range	T_{op}	-55 ... 125	
Storage temperature	T_{stg}	-55 ... 150	

Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Value	Unit
Junction - soldering point ¹⁾	R_{thjA}	≤ 120	K/W

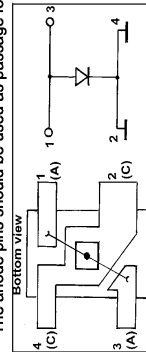
¹⁾For calculation of R_{thjA} please refer to Application Note Thermal Resistance

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values		Unit
		min.	typ. max.	
DC Characteristics				
Reverse current $V_R = 20\text{ V}$	I_R	-	-	20 nA
Forward voltage $I_F = 100\text{ mA}$	V_F	-	0.93	1 V
AC Characteristics				
Diode capacitance $V_R = 1\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	C_T	-	0.6	1 pF
$V_R = 3\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$		-	0.57	0.9
Forward resistance $I_F = 5\text{ mA}, f = 100\text{ MHz}$	r_f	-	0.7	1 Ω
Charge carrier life time $I_F = 10\text{ mA}, I_R = 6\text{ mA}$, measured at $I_R = 3\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$	τ_{rr}	-	80	ns
I-region width	W_I	-	3.5	μm
Shunt Insertion loss ¹⁾ $I_F = 10\text{ mA}, f = 1.89\text{ GHz}$	I_L	-	30	dB
Shunt isolation ¹⁾ $V_R = 3\text{ V}, f = 1.89\text{ GHz}$	I_{SO}	-	0.7	-

Configuration of the shunt-diode

- A perfect ground is essential for optimum isolation
- The anode pins should be used as passage for RF

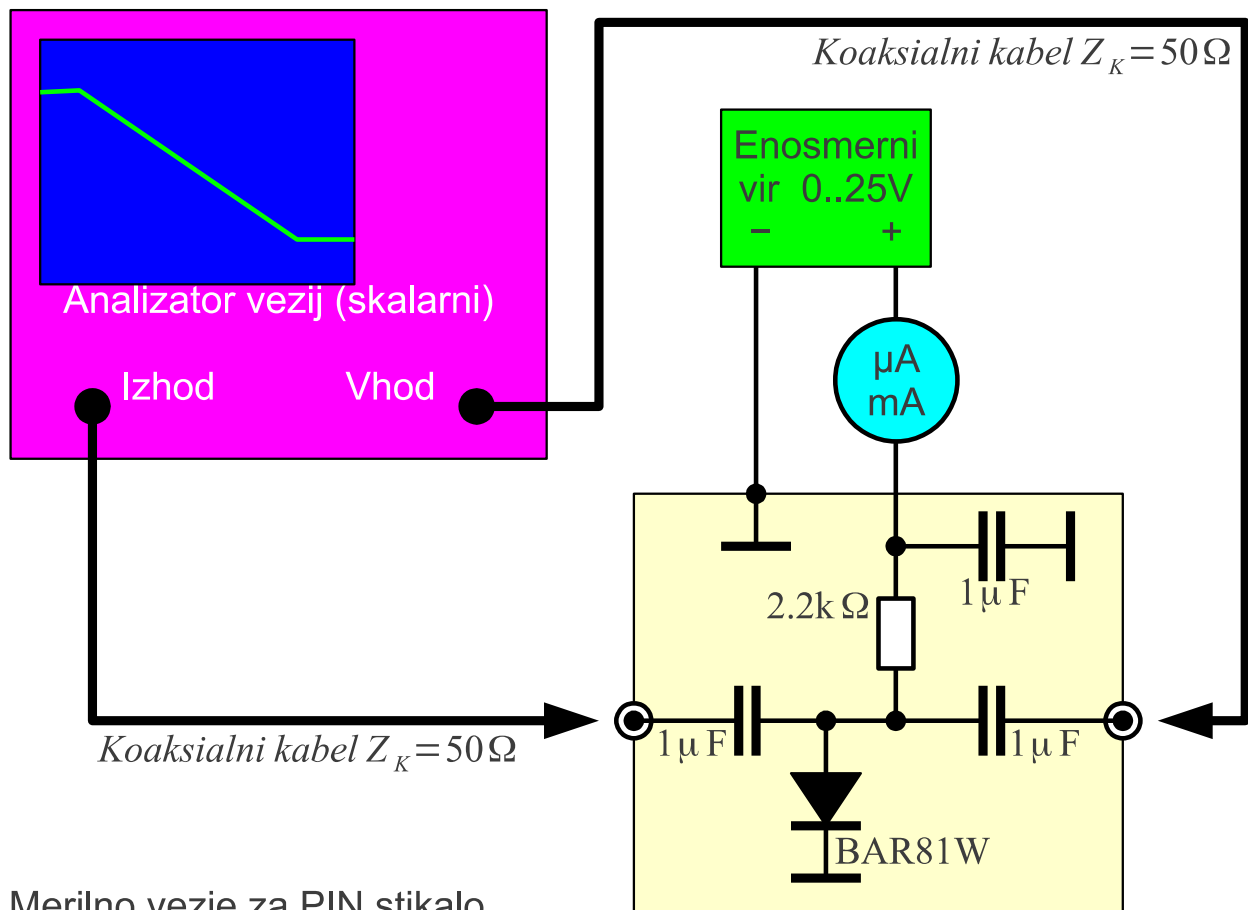


¹⁾For more information please refer to Application Note 049.

Diodo BAR81W vežemo kot vzporedno (shunt) visokofrekvenčno stikalo. Enosmerni tok oziroma zaporno napetost pripeljemo iz nastavljivega enosmerne vira preko upora $2.2\text{k}\ \Omega$. Enosmerni tok merimo z dodatnim

μA -metrom oziroma mA -metrom, ker vgrajeni ampermeter nastavljivega vira ne omogoča točnih meritev majhnih tokov.

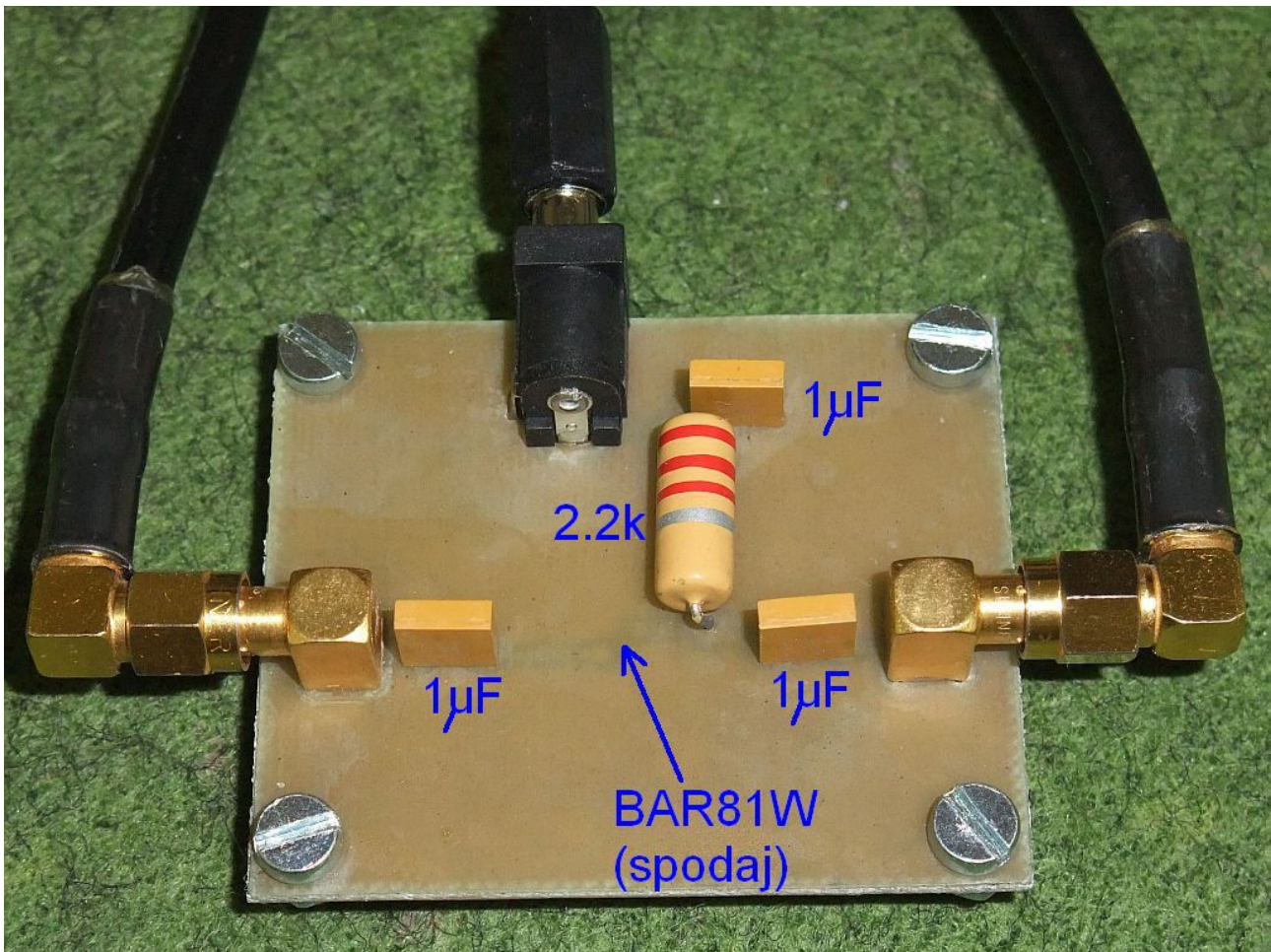
Učinkovitost PIN stikala merimo s skalarnim analizatorjem vezij. V ta namen lahko uporabimo tudi visokofrekvenčni spektralni analizator, ki je opremljen s pripadajočim sledilnim izvorom. Visokofrekvenčni signal pripeljemo oziroma odpeljemo preko kondenzatorjev $1\ \mu\text{F}$, ki zaustavijo enosmerno napetost na PIN diodi.



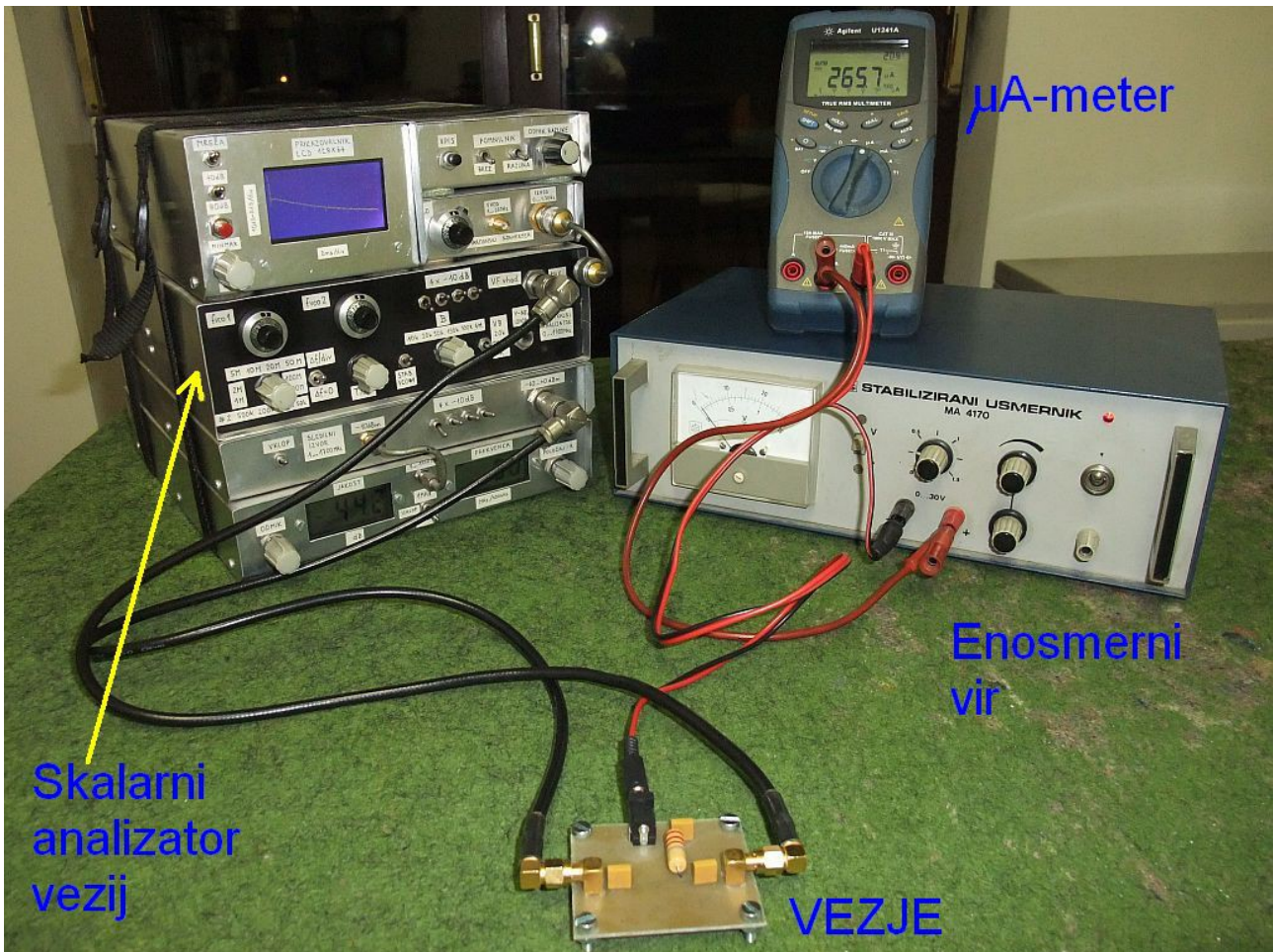
Merilno vezje za PIN stikalo

Pri meritvi moramo paziti, da s premočnim visokofrekvenčnim signalom ne prožimo nelinearnih pojavov v PIN diodi, ko želimo opazovati delovanje PIN diode pri majhnih signalih, še posebno na spodnjem koncu frekvenčnega področja meritev. Opisano vezje smemo krmiliti z močjo največ $10\ \mu\text{W}$ ($-20\ \text{dBm}$), kar pomeni izmenično napetost $63\ \text{mV}_{\text{VRH-VRH}}$ pri karakteristični impedanci $Z_K = 50\ \Omega$.

PIN dioda BAR81W je zacinjena na spodnjo stran tiskanega vezja, zato je na fotografiji vezja od zgoraj komaj vidna:



Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:



Pred začetkom meritev umerimo analizator vezij tako, da brez merjenca kaže točno 0dB vstavitvenega slabljenja v celotnem pričakovanem frekvenčnem področju $100\text{kHz} \dots 200\text{MHz}$. Ker ima večina merilnikov linearno skalo za frekvenco, bo treba merilnik večkrat nastaviti in ponovno umeriti za ožja frekvenčna področja!

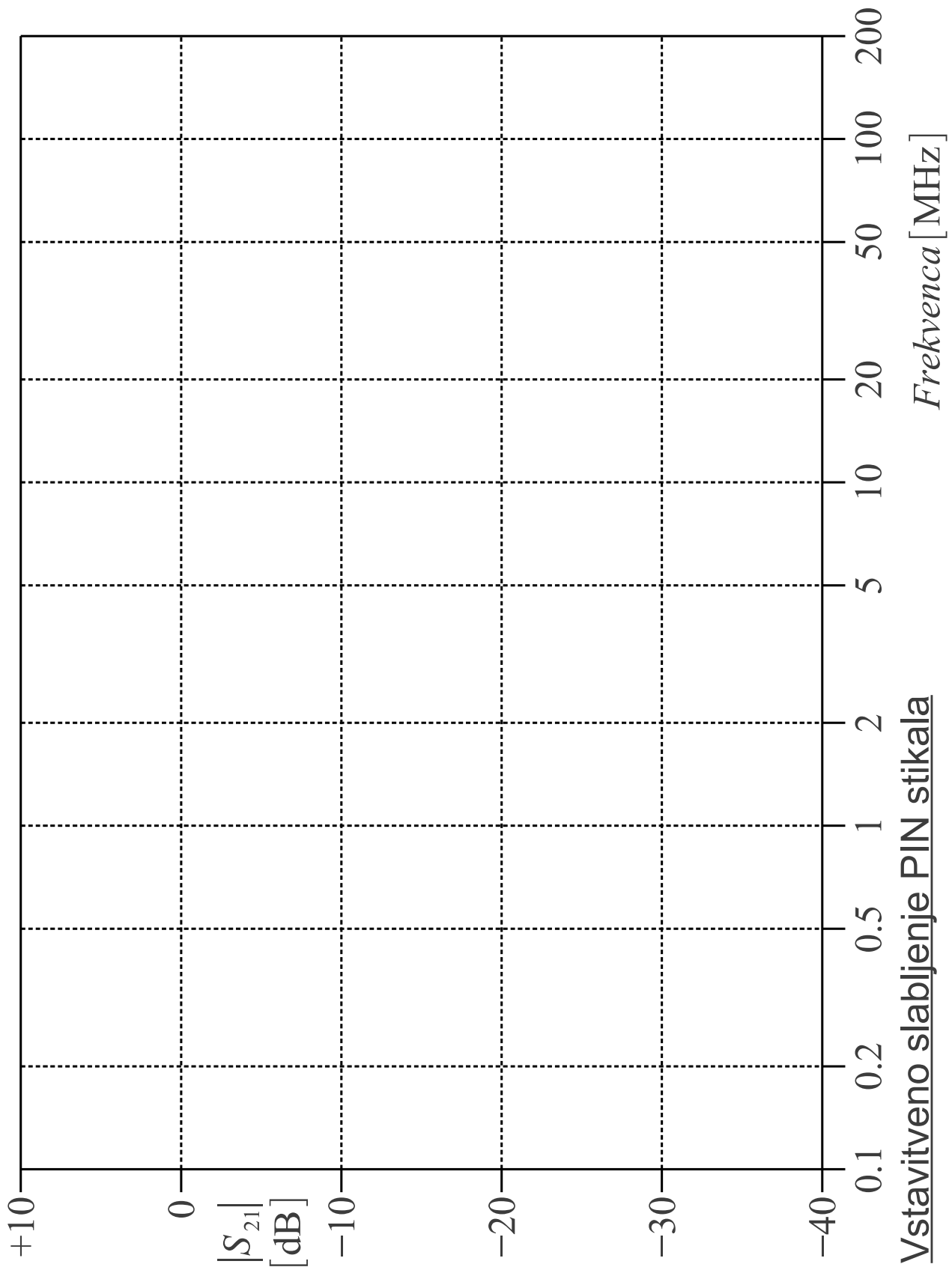
Nato priključimo merilno vezje in nastavimo enosmerni vir za predpisani tok $100\mu\text{A}$, 1mA ali 10mA . Predpisano zaporno napetost -10V dovedemo tako, da med sabo zamenjamo žici do napajalnika. Nekatere *PIN* diode potrebujejo zaporno napetost, da se plast *I* popolnoma izprazni.

Končno pomerimo vstavitveno slabljenje merjenca brez napajanja, s kratkosklenjenima žicama! Vstavitveno slabljenje brez napajanja pomerimo dvakrat: pri krmiljenju vezja z malo močjo $10\mu\text{W}$ (-20dBm) in pri krmiljenju vezja z najvišjo močjo, ki jo zmore visokofrekvenčni izvor analizatorja vezij oziroma največ 100mW ($+20\text{dBm}$).

Izmerjene vrednosti slabljenja si zapišemo v tabelo:

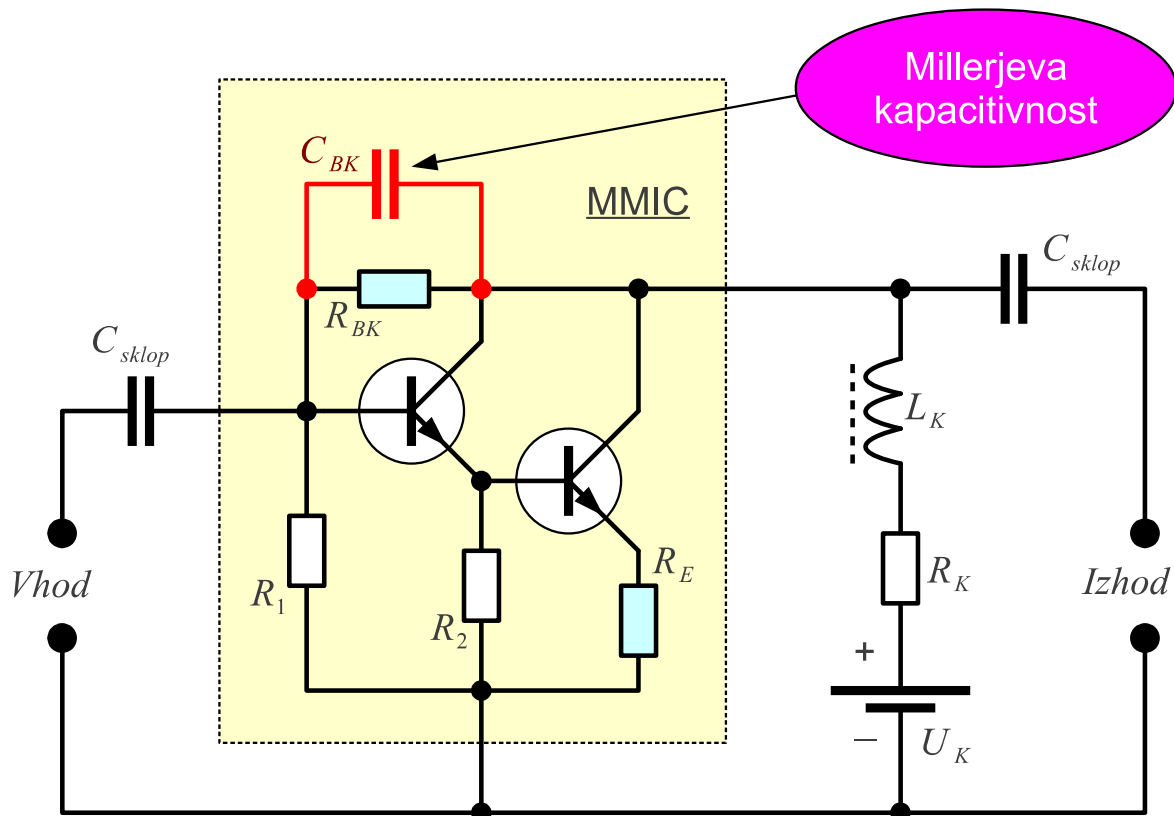
	Vstavitevno slabljenje $ S_{21} $ pri toku skozi diodo:			Vstavitevno slabljenje $ S_{21} $ pri zaporni napetosti:		
	100 μ A	1mA	10mA	-10V	0V (KS!)	
Frekvenca	Visokofrekvenčna moč 10 μ W (-20dBm)					MAX moč
100kHz						
200kHz						
500kHz						
1MHz						
2MHz						
5MHz						
10MHz						
20MHz						
50MHz						
100MHz						
200MHz						

Končno narišemo šest krivulj slabljenja: trije tokovi, dve napetosti in največja moč vira, v graf kot $20 \log_{10} |S_{21}(f)|$. Če sta krivulji za zaporni napetosti -10V in 0V enaki, seveda narišemo eno samo krivuljo in to primerno označimo.



6. Stabilnost MMIC ojačevalnika

Zelo priljubljen visokofrekvenčni gradnik je enostopenjski MMIC ojačevalnik. Kratica MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) je sicer dosti širši pojem in poleg enostopenjskih in večstopenjskih ojačevalnikov zajema tudi druga vezja. Enostopenjski MMIC ojačevalnik vsebuje par bipolarnih NPN tranzistorjev v vezavi Darlington in upore za povratno vezavo:



Enostopenjski MMIC ojačevalnik

Enostopenjski MMIC ojačevalnik je silno preprost za uporabo. Zunaj dodamo le sklopna kondenzatorja na vhodu in izhodu za ločitev enosmerne komponente delovne točke in dušilko na izhodu za dovod napajanja. Proizvajalec MMIC vezja je skrbno izbral tokovno povratno vezavo z uporom R_{BK} in napetostno povratno vezavo z uporom R_E , da sta vhod in izhod ojačevalnika zaključena na izbrano karakteristično impedanco $Z_K = 50 \Omega$ in hkrati ojačevalnik daje željeno močnostno ojačanje.

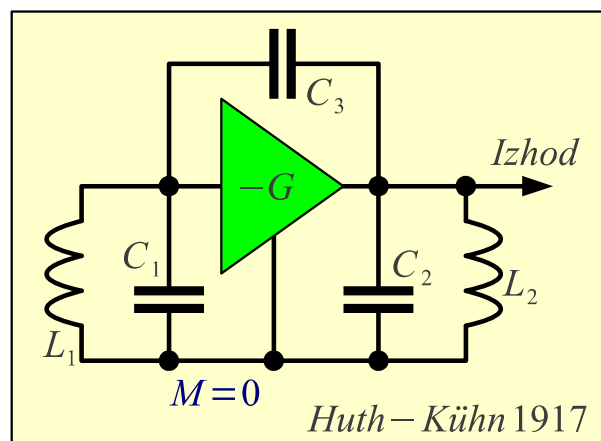
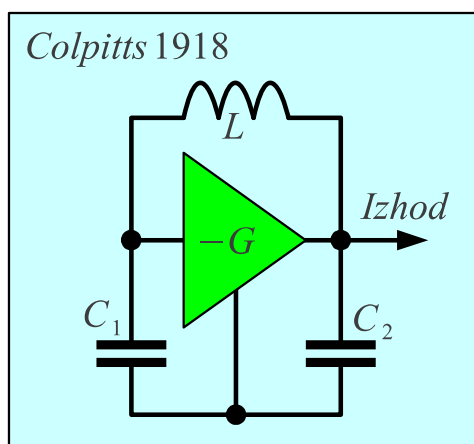
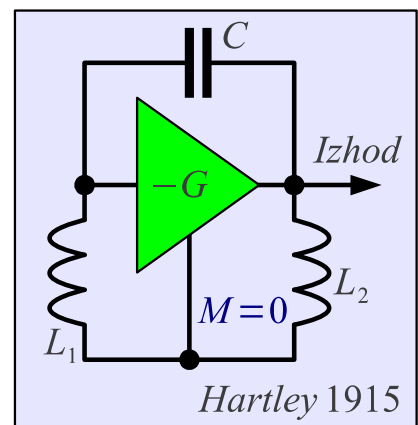
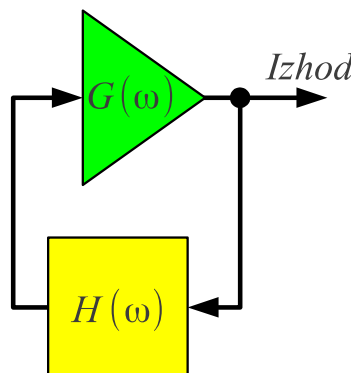
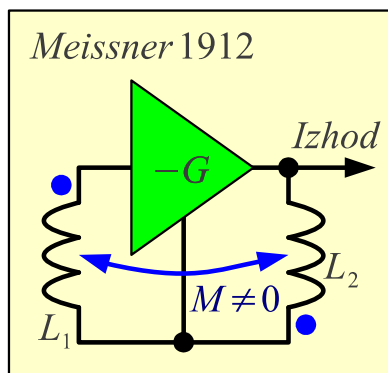
Upori znotraj MMIC ojačevalnika so običajno izbrani tako, da ojačevalnik napajamo s tokovnim virom. Napetostnemu viru napajanja U_K moramo običajno vezati zaporedno še določen upor R_K , kot to zahteva proizvajalec MMIC ojačevalnika. Upora R_1 in R_2 poskrbita za enosmerno delovno točko znotraj MMIC vezja. Nekateri MMIC ojačevalniki iz

InGaP (višji prepovedan energijski pas) upora R_1 sploh nimajo.

Niti naj sodobnejši polprevodniški gradniki se ne morejo izogniti škodljivi kapacitivnosti C_{BK} med izhodom in vhom ojačevalnika. Enakovreden pojav z vakuumskimi triodami je opisal že John Milton Miller leta 1920. Millerjeva kapacitivnost C_{BK} omejuje delovanje ojačevalnika pri visokih frekvencah, znižuje vhodno impedanco in vnaša izredno škodljiv povratni vpliv iz izhoda ojačevalnika nazaj na vhod.

Povratna vezava $H(\omega)$ iz izhoda ojačevalnika $G(\omega)$ nazaj na njegov vhod je osnova delovanja električnega oscilatorja. Američan Lee De Forest je sicer izumil prvi elektronski ojačevalni gradnik, vakuumsko triodo leta 1906. Avstrijec Alexander Meissner je leta 1912 dodal triodi povratno vezavo s transformatorjem in izdelal prvi elektronski oscilator. Skoraj istočasno je podoben oscilator izdelal tudi Edwin Armstrong v ZDA, verjetno najbolj ploden izumitelj na področju visokofrekvenčne tehnike.

Meissnerjev oscilator se je izkazal kot izredno učinkovit radijski oddajnik v primerjavi z iskrišči in kot bistveno občutljivejši radijski sprejemnik od vseh drugih tedaj znanih detektorjev. Meissnerjev oscilator torej pomeni začetek visokofrekvenčne (radijske) tehnike.



Visokofrekvenčni oscilatorji

Skoraj istočasno z Meissner-jem je podoben oscilator izdelal tudi ameriški inženir Edwin Armstrong. Magnetni sklop M sicer ni nujno potreben za nihanje elektronskega oscilatorja. Primerno povratno vezavo $H(\omega)$ lahko dosežemo tudi z nihajnim krogom z dvema nesklopljenima ($M=0$) tuljavama (Hartley 1915) oziroma z dvema kondenzatorjema (Colpitts 1918).

Ludwig Kühn je v berlinskem podjetju Huth leta 1917 izumil oscilator z dvema nihajnima krogoma L_1C_1 na vhodu in L_2C_2 na izhodu ojačevalnika. Nihanje Huth-Kühnovega oscilatorja omogoča že razmeroma majhna kapacitivnost C_3 med anodo in krmilno mrežico vakuumске triode oziroma med izhodom in vhodom ojačevalnika. V teoriji se Huth-Kühnov oscilator ne razlikuje od Hartleyevega oscilatorja: povratna vezava gre preko enega kondenzatorja, magnetni sklop med tuljavama ni potreben.

Veze Huth-Kühnovega oscilatorja z dvema LC nihajnima krogoma je preveč komplicirano za izdelavo, zato je utonilo v pozabo. Huth-Kühnov oscilator praktično uporabljamo le tam, kjer en nihajni krog predstavlja rezonator, ki lahko niha na več različnih rodovih hkrati, na primer kremenčev kristal. Željeni rod nihanja rezonatorja tedaj izbiramo z drugim nihajnim krogom.

Na drugi strani predstavlja Huth-Kühnov oscilator hudo preglavico za vse visokofrekvenčne inženirje povsod tam, kjer nihanja ne želimo! Ojačevalne verige radijskih sprejemnikov in oddajnikov načrtujemo kot ozkopasovna vezja. Med ojačevalne stopnje namenoma vstavljamo frekvenčna pasovna sita. Vakuumška elektronka ali kakršenkoli tranzistor z dvema nihajnima krogoma na vhodu in na izhodu kaj hitro lahko postane Huth-Kühnov oscilator!

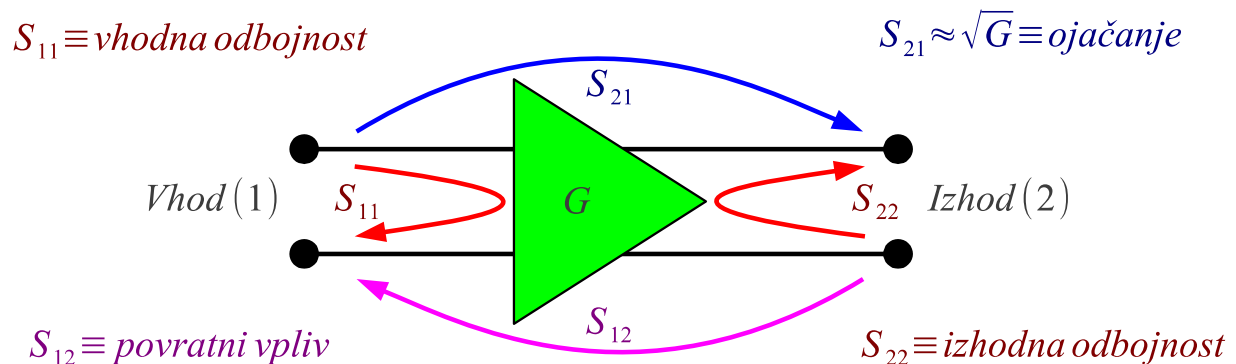
Nevarno nadlogo Huth-Kühnovega oscilatorja skušamo preprečiti z zmanjševanjem povratnega vpliva iz izhoda ojačevalnika nazaj na njegov vhod. Skrbna gradnja in oklapljanje prav nič ne pomagata, ker je povratni vpliv vgrajen v sam aktivni gradnik, elektronko ali tranzistor. Zniževanje kapacitivnosti med anodo in krmilno mrežico omogoča vgradnja dodatnih mrežic v vakuumsko elektronko, ki postane tetroda ali pentoda. Podobne ukrepe z dodatnimi elektrodami lahko izvedemo tudi v bipolarnih in poljskih tranzistorjih.

Vakuumške elektronke oziroma tranzistorje lahko vežemo v kaskado (primer Dual-Gate MOSFET tetroda) ali drugačno zaporedno vezavo dveh stopenj. Sklop med stopnjama izvedemo brez tuljav oziroma tako, da preprečimo nastanek Huth-Kühnovega oscilatorja. Končno lahko izvedemo nevtralizacijo nadležne kapacitivnosti z mostičnim vezjem.

V stoletju razvoja elektronike po izumu Huth-Kühnovega oscilatorja se

je gornja frekvenčna meja elektronskih vezij dvignila za več velikostnih razredov. Sodobnih visokofrekvenčnih vezij ne moremo več opisati samo s koncentriranimi gradniki, tuljavami in kondenzatorji, pač pa opis zahteva porazdeljene kapacitivnosti in induktivnosti prenosnih vodov in rezonatorjev. V mikrovalovnem ojačevalniku je možnosti za nastanek nadležnega Huth-Kühnovega oscilatorja še dosti več!

Ker na nekaterih visokofrekvenčnih vodih ne moremo definirati napetosti ali toka, impedanco Z oziroma admitanco Y upravičeno nadomešča dosti širši pojem odbojnosti Γ (kompleksno število). Četverpole, bolj točno dvovhodna vezja, opišemo z matriko (kompleksnih) parametrov $[S]$, ki nadomešča impedančno matriko $[Z]$ oziroma admitančno matriko $[Y]$:



$$S_{12} = 0 \rightarrow \text{Brezpogojna stabilnost: } |S_{11}| < 1 \ \& \ |S_{22}| < 1$$

$$S_{12} \neq 0 \rightarrow \text{Rollettov faktor stabilnosti: } K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$\text{Brezpogojna stabilnost: } K > 1 \ \& \ |\Delta| < 1$$

Rollettov faktor stabilnosti ojačevalnika

Od visokofrekvenčnega ojačevalnika bi pravzaprav želeli od nič različen le parameter S_{21} , ki predstavlja ojačanje ojačevalnika. Parametra S_{11} in S_{22} predstavljata neprilagoditev vhodne oziroma izhodne impedance, kar lahko popravimo s transformatorji. Nestabilnost bi lahko povzročil negativen realni del vhodne oziroma izhodne impedance, kar pomeni $|S_{11}| > 1$ oziroma $|S_{22}| > 1$ S_{22} po velikosti večja od enote, kar pa se z bipolarnimi niti poljskimi tranzistorji običajno ne zgodi.

Miller-jeva kapacitivnost se pretvori v nadležen povratni vpliv $S_{12} \neq 0$. Kakšen bo natančen učinek $S_{12} \neq 0$, je težko napovedati. Ojačevalnik s $S_{12}=0$ žal ne obstaja. Ko sta S_{11} in S_{22} majhna, grobo oceno predstavlja zmnožek $S_{12} \cdot S_{21}$. Če je zmnožek $S_{12} \cdot S_{21}$ po velikosti dosti manjši od enote, je povratni vpliv zanemarljiv v primerjavi z ojačanjem. Ko je zmnožek $S_{12} \cdot S_{21}$ po velikosti primerljiv z enoto ali večji od enote, so lahko izpolnjeni pogoji za nihanje Huth-Kühnove nadloge!

Matematično natančen odgovor za brezpogojno stabilnost so iskali številni inženirji, najprej za dvosmerne ojačevalnike za analogno telefonijo. Stabilnost četveropola, opisanega s parametri $[S]$, je objavil John Rollett leta 1962. Rollett je uvedel nov pojem faktorja stabilnosti K ojačevalnika. Zapisano z matriko parametrov $[S]$, Rollett zahteva dva pogoja za brezpogojno stabilnost: determinanta $|\det[S]| < 1$ mora biti po velikosti manjša od enote in faktor stabilnosti $K > 1$ mora biti večji od enote.

Rolletov pogoj je zapisan za poljubno dvovhodno vezje oziroma četveropol. Resnični bipolarni tranzistorji, poljski tranzistorji in enostopenjski MMIC ojačevalniki običajno kršijo pogoj $K > 1$. Stabilnost ojačevalnika moramo zagotoviti na vseh frekvencah, torej je obvezno izmeriti matriko $[S]$ in izračunati njeno determinanto ter Rollettov K v celotnem frekvenčnem področju, kjer ojačanje aktivnega gradnika omogoča nihanje oscilatorja.

Enostopenjski MMIC ojačevalniki imajo vgrajeno negativno povratno vezavo z upori. Ojačevalniki z močno povratno vezavo in ojačanjem okoli $G \approx 10\text{dB}$ so običajno brezpogojno stabilni. Ojačevalniki s šibkejšo povratno vezavo in ojačanjem okoli $G \approx 20\text{dB}$ pogosto niso brezpogojno stabilni.

Nestabilnost ojačevalnika zaradi Millerjeve kapacitivnosti pričakujemo v določenem frekvenčnem pasu. Pri prenizkih frekvencah je Millerejva kapacitivnost premajhna, da bi ojačevalnik lahko zanihal. Pri previsokih frekvencah je ojačanje aktivnih gradnikov prenizko, da bi ojačevalnik lahko zanihal. Rollettov faktor stabilnosti bo torej blaga funkcija frekvence

$$K = K(f), \text{ ki bo imela nekje minimum } K_{MIN}.$$

Če proizvajalec v podatkovnem listu MMIC ojačevalnika, kljub objavljeni matriki $[S]$ pri različnih frekvencah, ne omenja brezpogojne stabilnosti, to običajno pomeni, da ojačevalnik ni brezpogojno stabilen:

Surface Mount

Monolithic Amplifier

DC-2 GHz

Features

- InGaP HBT microwave amplifier
- Miniature SOT-89 package
- Internally Matched to 50 Ohms
- Frequency range, DC to 2 GHz
- Output power, 15.5 dBm typ.
- Excellent package for heat dissipation, exposed metal bottom
- Low thermal resistance for high reliability
- Aqueous washable
- Protected by US Patent 6,943,629

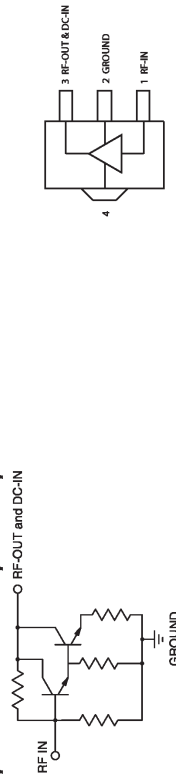
Applications

- Cellular
- PCS
- Communication receivers & transmitters

General Description

Gall-52+ (RoHS compliant) is a wideband amplifier offering high dynamic range. Lead finish is SnAgNi. It has repeatable performance from lot to lot, and is enclosed in a SOT-89 package. It uses patented Transient Protected Darlington configuration and is fabricated using InGaP HBT technology. Expected MTBF is 14,000 years at 85°C case temperature. Gall-52+ is designed to be rugged for ESD and supply switch-on transients.

simplified schematic and pin description



Function	Pin Number	Description
RF IN	1	RF input pin. This pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
RF-OUT and DC-IN	3	RF output and bias pin. DC voltage is present on this pin; therefore a DC blocking capacitor is necessary for proper operation. An RF choke is needed to feed DC bias without loss of RF signal due to the bias connection, as shown in "Recommended Application Circuit".
GND	2,4	Connections to ground. Use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.

Monolithic InGaP HBT MMIC Amplifier

Gall-52+

Electrical Specifications at 25°C and 50mA, unless noted

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range*	DC		2	GHz
Gain	f=0.1 GHz	22.9		dB
	f=1 GHz	20.8		
	f=2 GHz	17.8		
	f=3 GHz	15.9		
	f=4 GHz	14.4		
Input Return Loss	f= DC to 2 GHz	16.5		dB
Output Return Loss	f= DC to 2 GHz	15.5		dB
Output Power @ 1 dB compression	f= 1 GHz	13.5		dBm
Output IP3	f= 1 GHz	32		dBm
Noise Figure	f= 1 GHz	2.7		dB
Recommended Device Operating Current		50		mA
Device Operating Voltage		4.0	4.8	V
Device Voltage Variation vs. Temperature at 50 mA			-3.2	mV/°C
Device Voltage Variation vs. Current at 25°C			3.5	mV/mA
Thermal Resistance, junction-to-case ¹			85	°C/W

*Guaranteed specification DC-2 GHz. Low frequency cut off determined by external coupling capacitors.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature*	-45°C to 85°C
Storage Temperature	-65°C to 150°C
Operating Current	65mA
Input Power	13dBm

Note: Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

*Case is defined as ground leads.

¹Based on typical case temperature rise 3°C above ambient.



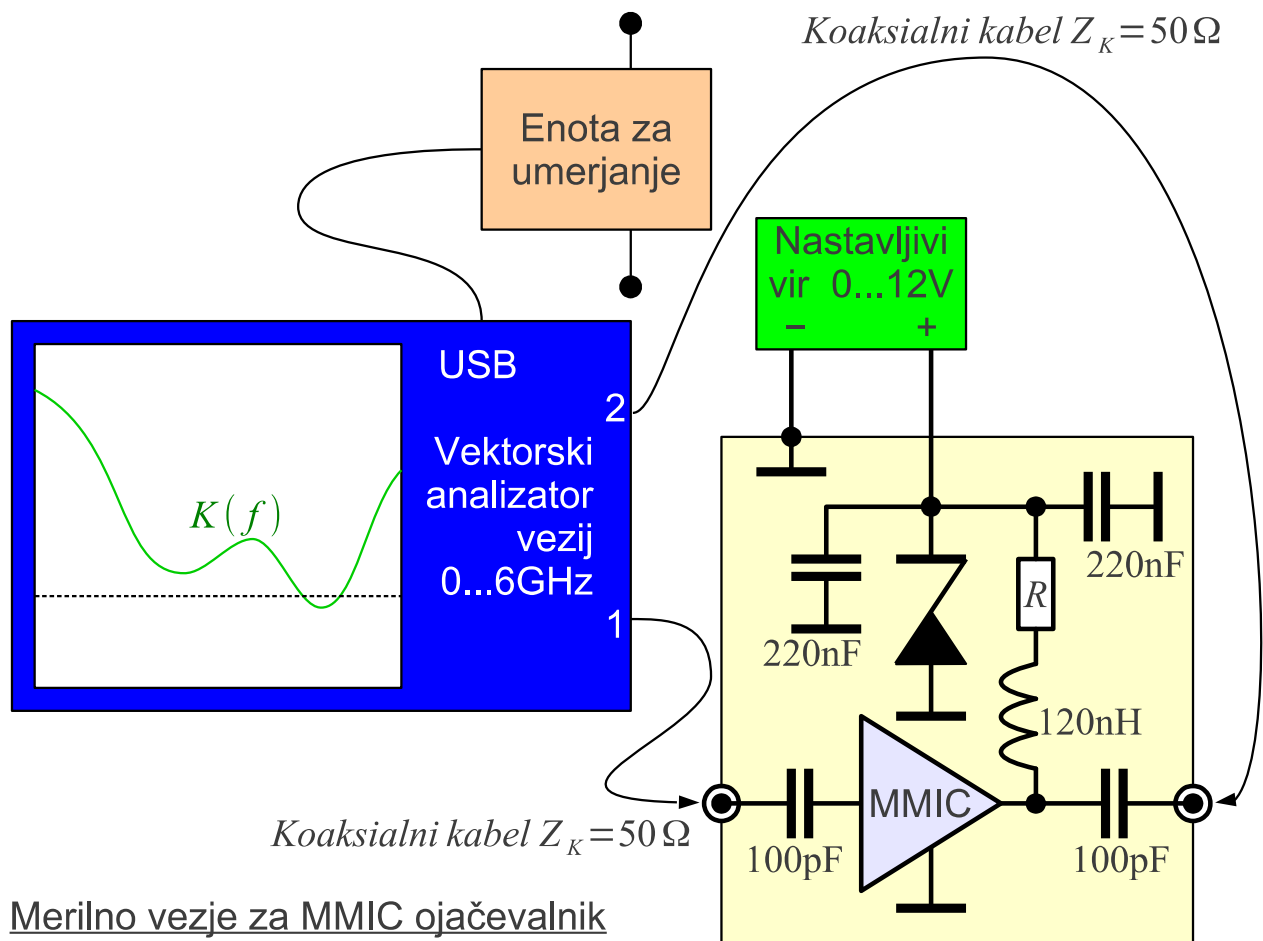
Gall-52+

CASE STYLE: DF78E
PRICE: \$1.29 ea. QTY: (20)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The «Suffix» has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Za vajo izmerimo matriko $[S]$ in faktor K izbranega MMIC ojačevalnika s pomočjo vektorskega analizatorja vezij:



Izračun faktorja stabilnosti K iz izmerjene matrike $[S]$ je sicer preprosto zapisati kot matematično enačbo. Praktično računanje s številnimi kompleksnimi števili je lahko duhamorno klicanje nesreče. Vajo je zato smiselno izvesti s sodobnim VNA, ki ima že vgrajeno preračunavanje matrike $[S]$ v številne druge veličine vključno z Rollettovim faktorjem K .

Ker se vrednost K v zahtevnih primerih giblje v bližini enote, je nujno poskrbeti za pravilno umerjanje VNA pred meritvijo. Umerjanje VNA je vezano na ponovljivost koaksialnih konektorjev. Slednji imajo tudi ob najbolj pazljivem ravnanju omejeno življenjsko dobo. Nekaterih konektorjev nikoli ne razstavljamo. Na primer, oba merilna kabla pustimo vedno priključena na osnovi inštrumenta. Prav tako pustimo na drugem koncu merilnih kablov vedno priključen dodaten prehod M-Ž, da deluje kot „connector saver“ za merilne kable.

Šele „connector saver“ priključimo na merjenec oziroma na pripomočke za umerjanje: merilne normale. Pri tem je ročno umerjanje na prilagojeno breme, odprte sponke, kratek stik, spojka in podobno zelo zamudno. Veliko časa prihrani elektronska enota za umerjanje, običajno krmiljena preko USB z osnovnega inštrumenta. Elektronska enota za umerjanje je sicer opremljena s

svojimi lastnimi „connector saverji“, ampak njihova zamenjava pomeni pošiljanje cele enote nazaj k proizvajalcu za ponovno umerjanje.

Pred meritvijo moramo konektorje naših merjencev skrbno očistiti z vatiranimi palčkami. Za bolj umazane konektorje namočimo vatirane palčke v izopropilnem alkoholu. Postopek čiščenja večkrat ponovimo, da odstranimo vso (črno) umazanijo in ostanke alkohola. Nikoli ne sklapljamo mehansko poškodovanih konektorjev, ker bomo na ta način uničili še drug, dosti dražji konektor na merilnem inštrumentu.

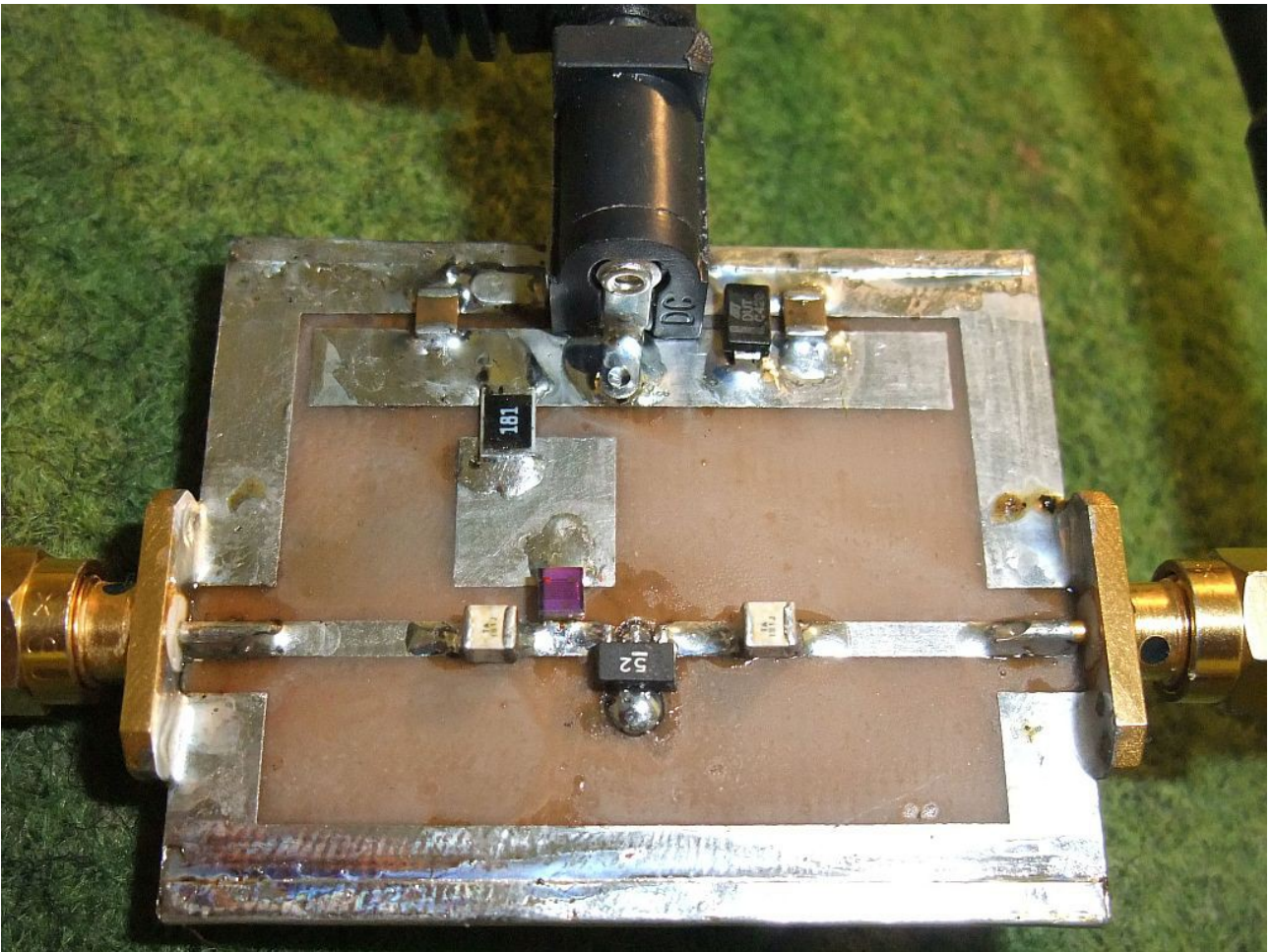
Kdaj in kje lahko pričakujemo nestabilnost MMIC ojačevalnika zaradi Millerjeve kapacitivnosti? Millerjeva kapacitivnost se nahaja v zaporni plasti spoja BK obeh tranzistorjev, torej narašča z nižanjem napajalne napetosti ojačevalnika. Z nižanjem napajalne napetosti se nižajo tudi tokovi v vezju, torej delovni deli impedanc (upornosti) naraščajo.

Učinek obeh opisanih pojavov se sešteva, zato tranzistorski ojačevalniki pogosto postanejo nestabilni pri napajalnih napetostih in tokovih, nižjih od nazivnih. Načrtovalec mora seveda zagotoviti, da izdelek ne začne nihati oziroma sevati škodljivih radijskih motenj pri izpraznjeni bateriji.

Merjeni MMIC ojačevalnik je vgrajen na poskusno tiskano vezje z mikrotrakastimi vodi do SMA priključkov in vsemi potrebnimi gradniki za dovod in ločitev napajanja od visokofrekvenčnih signalov. Vgrajeni MMIC ojačevalnik prepoznamo po SMD oznaki:

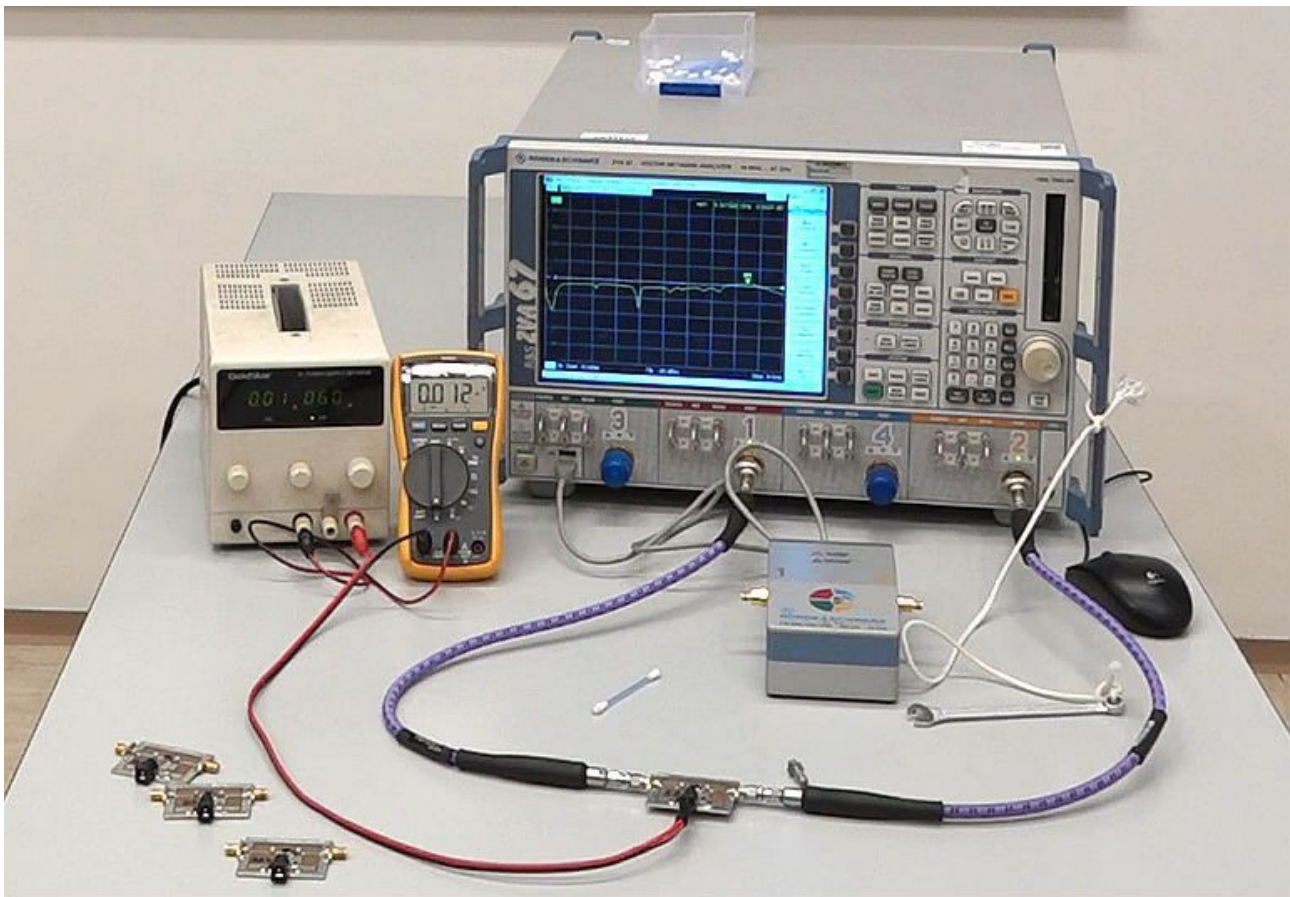
MMIC	Polprevodnik	SMD oznaka	Upor $R_K(12V)$
MMG3007NT1	InGaP HBT	M3007N	180 Ω
SGA6389Z	SiGe HBT	A63Z	100 Ω
GALI-5+	InGaP HBT	05	100 Ω
HMC478ST89E	SiGe HBT	H478	180 Ω
GALI-52+	InGaP HBT	52	180 Ω

Tiskano vezje z mikrotrakastimi vodi je opremljeno tudi s sklopnimi kondenzatorji $C = 100\text{pF}$ na vhodu in izhodu, dušilko L_K in uporom R_K za dovod napajanja ter zaščitno Zener diodo. Upor R_K je izbran tako, da ojačevalnik dobi nazivni delovni tok pri napajanju $12V$. Padeč napetosti na samem MMIC ojačevalniku se sicer spreminja v območju $3V...5V$ zaradi negativnega temperaturnega koeficienta U_{BE} , zato MMIC ojačevalnik napajamo z izbranim tokom, ki ga določa R_K oziroma tokovni vir.



Natančna meritev matrike $[S]$ MMIC ojačevalnika bi zahtevala merilne normale, ki so usklajene z dolžino vodov od vtičnic do merjenca na poskusni ploščici. V opisani vaji torej ne merimo matrike $[S]$ golega MMIC ojačevalnika, pač pa matriko $[S]$ celotnega ojačevalnika z MMIC čipom in nosilnim tiskanim vezjem vred. Pri tem sicer dobimo drugačne faze izmerjenih parametrov $[S]$, a se napake faze pri izračunu faktorja stabilnosti K natančno odštejejo med sabo!

Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:



Pred umerjanjem moramo na vektorskem analizatorju vezij izbrati frekvenčno področje in moč visokofrekvenčnega izvora. Frekvenčni pas izberemo od najnižje spodnje meje VNA okoli $f_{MIN} \approx 10\text{MHz}$ do najvišje frekvence, ker merjenci še ojačajo $f_{MAX} \approx 6\text{GHz}$. Moč naj ne bo višja od $P_{MAX} \leq -10\text{dBm} = 100\mu\text{W}$, sicer lahko merjence prekrmilimo.

Rajši merimo z najnižjo močjo, kar vektorski analizator vezij dopušča. Nastavitev frekvenčnega pasu in moči izvora zatem ne smemo več spreminjati, ker bi s tem izgubili vse podatke umerjanja. Zato previdno s pritiskanjem tipk, da ne bo treba umerjanja ponavljati!

Najbolj zamuden del vaje je umerjanje vektorskega analizatorja vezij. Z elektronsko enoto za umerjanje gre sicer hitreje. Paziti moramo, da z nerodnim rokovanjem ne poškodujemo konektorjev na enoti. Umerjanje seveda naredimo pri ogretem merilniku. Slednjega zato brez razloga ne izklapljam, da umerjamo samo enkrat na začetku vaje.

Na merilne kable VNA nato zaporedno enega za drugim priključujemo merjence. Vsak merjenec najprej pomerimo z nazivnim napajanjem 12V . Prikaz na zaslonu VNA izbiramo amplitudo enega od štirih parametrov $|S_{ij}|$ oziroma faktor stabilnosti $K(f)$.

Zabeležimo si nazivni enosmerni tok napajanja I , največjo amplitudo

ojačanja $|S_{21}|$ ter frekvenco f , pri kateri merjenec to ojačanje doseže. Krivuljo $|S_{21}(f)|$ primerjamo s krivuljo $|S_{12}(f)|$. Pri nazivnem napajanju običajno velja $|S_{21} \cdot S_{12}| \ll 1$ in je ojačevalnik običajno brezpogojno stabilen v celotnem frekvenčnem področju $K(f) > 1$. Vhodna in izhodna prilagoditev sta pri nazivnem napajanju dobri $|S_{11}(f)| \ll 1$ in $|S_{22}(f)| \ll 1$.

Nato počasi znižujemo napetost napajanja in hkrati opazujemo spreminjanje faktorja stabilnosti $K(f)$. Pri določenem toku napajanja $I(K=1)$ se krivulja stabilnosti pri določeni frekvenci $f(K=1)$ dotakne enote. Mejni tok napajanja $I(K=1)$ in frekvenco $f(K=1)$, kjer ojačevalnik ni več brezpogojno stabilen, si zabeležimo.

Nadaljujemo z nižanjem toka napajanja I . Krivulja $K(f)$ se spušča pod enoto v širšem področju frekvenc in lahko doseže ničlo v eni ali več točkah. Ko krivulja $K(f)=0$ doseže ničlo, preklopimo prikaz VNA na $|S_{11}(f)|$ oziroma $|S_{22}(f)|$.

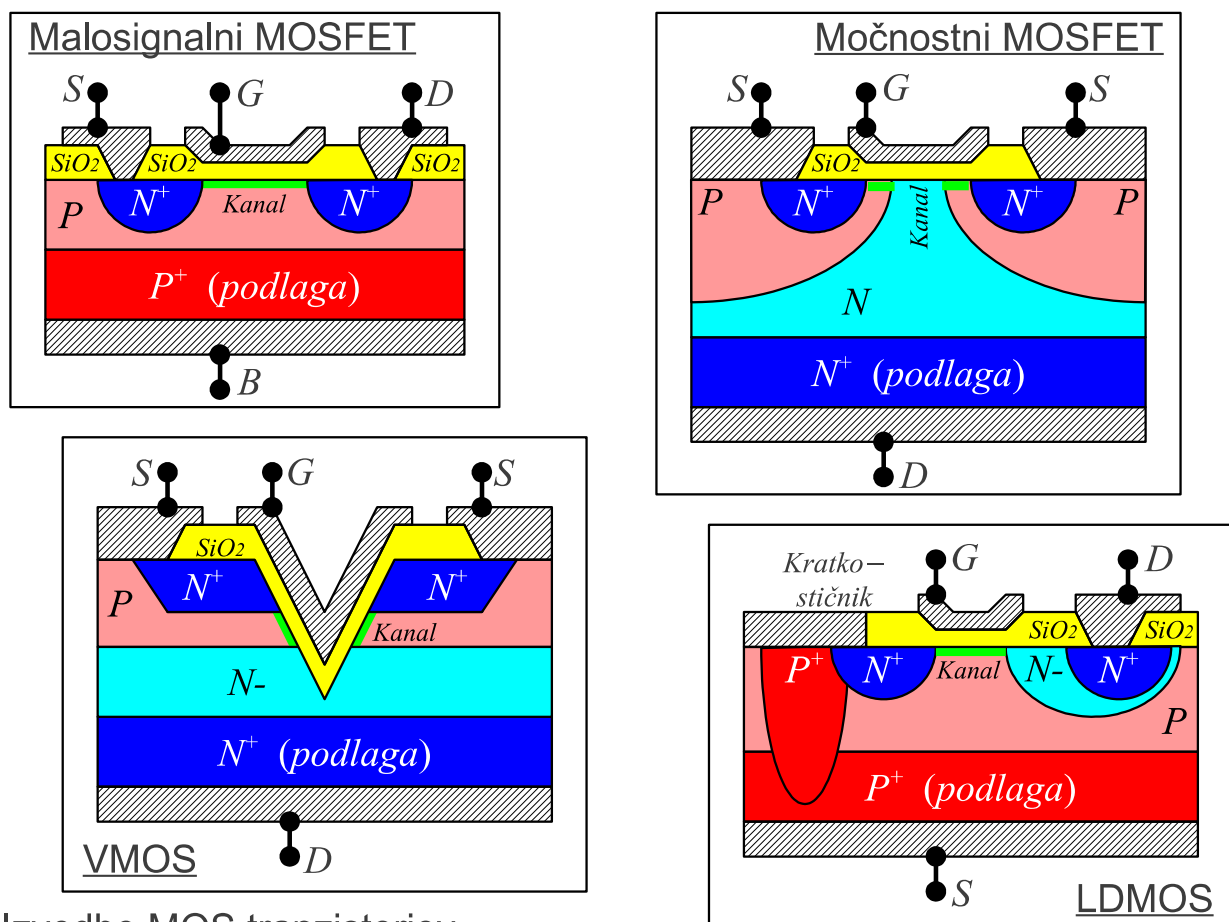
Končno s finim nastavljanjem toka napajanja I poiščemo maksimum $|S_{11}(f)|$ oziroma $|S_{22}(f)|$. Zelo verjetno najdemo tok I , pri katerem bosta eden ali celo oba $|S_{11}(f)| > 1$ oziroma $|S_{22}(f)| > 1$ večja od enote. Zabeležimo si tok I , frekvenco f in maksimuma vhodne oziroma izhodne odbojnosti.

Vse opisane meritve ponovimo za vse razpoložljive MMIC ojačevalnike in rezultate uredimo v tabelo:

7. VF ojačevalnik z MOS tranzistorjem

Polprevodniki, predvsem različne vrste tranzistorjev, so sredi dvajsetega stoletja uspešno nadomestili vakuumске elektronske cevi v številnih visokofrekvenčnih vezjih. Vakuumске elektronske cevi so se najdlje obdržale v močnostnih visokofrekvenčnih ojačevalnikih v izhodnih stopnjah oddajnikov, kjer so tranzistorji dosegli primerljivo izhodno moč, izkoristek, ojačanje in popačenje šele na prelomu tisočletja.

Razvoj polprevodnikov najbolje vidimo na primeru *MOS* poljskega tranzistorja (*MOSFET*). Spodnja slika sicer ni v merilu, podlage (substrati) so vsaj stokrat debelejši od vseh ostalih plasti:



Izvedbe MOS tranzistorjev

Osnovni načrt malosignalnega *MOSFETA* se v štirih desetletjih ni skoraj nič spremenil. Malosignalni *MOSFET* je simetričen, izvor *S* (Source) in ponor *D* (Drain) lahko zamenjamo med sabo. Prevodnost kanala krmilita napetosti na vratih *G* (Gate) in podlagi *B* (Bulk).

Fotolitografija je v štirih desetletjih izboljšala ločljivost za faktor tisočkrat. Tisočkrat krajši kanal je pri isti hitrosti nosilcev tisočkrat hitrejši in ima tisočkrat nižjo upornost. Delovna frekvenca silicijevih *MOS* tranzistorjev je v istem obdobju zrasla iz 30MHz na 30GHz. Zmanjševanje izmer

tranzistorja za faktor tisočkrat pomeni tudi zniževanje delovne napetosti iz približno 20V na manj kot 1V !

Razvoj močnostnih *MOSFETov* je nujno ubral drugačno pot. Prvi poskus je bil *VMOS* tranzistor, kjer "V" lahko pomeni jedkanje "V" zareze oziroma Vertikalni tranzistor. Dolžino kanala in s tem hitrost tranzistorja ne določa fotolitografija, pač pa dopiranje različnih plasti silicija. Razmeroma kratek kanal omogoča delovanje *VMOS* tranzistorja do približno 300MHz .

VMOS tranzistor ni več simetričen. Dopiranje izvora *S* se zelo razlikuje od dopiranja ponora *D* . Podlaga kanala *B* je že na samem čipu vezana na izvor *S* . Ponor *D* vsebuje šibko dopirano območje N^- , kar razširja zaporno plast in zvišuje prebojno napetost tranzistorja. Močnostni *VMOS* tranzistor seveda vsebuje vzporedno vezavo več tisoč posameznih *MOSFETov* za doseganje večjih tokov.

Kanal poljskega tranzistorja (*JFET* ali *MOSFET*) ima pozitivni temperaturni koeficient: upornost kanala s temperaturo narašča. Vzporedna vezava tisočev poljskih tranzistorjev na isti podlagi zato ne zahteva nobenih posebnih izenačevalnih ukrepov za razliko od emitorskih uporov v bipolarnih visokofrekvenčnih tranzistorjih. Močnostni *MOSFET* ni podvržen toplotnemu pobegu niti v njemu ne pride do sekundarnega preboja zaradi neenakomerne porazdelitve toka med posameznimi tranzistorji.

Sodobna fotolitografija omogoča tako visoko ločljivost, da nezanesljivo jedkanje zarez oziroma utorov v siliciju ni več potrebno. Sodobni močnostni *MOSFET* je izdelan v povsem planarni tehnologiji (tržna imena *DMOS* , *VDMOS* , *TMOS* , *HEXFET* ipd) in prav tako vsebuje vzporedno vezavo tisočev posameznih *MOSFETov* . Močnostni *MOSFET* je danes najboljši nizkofrekvenčni oziroma stikalni tranzistor do napetosti približno $U \leq 100V$.

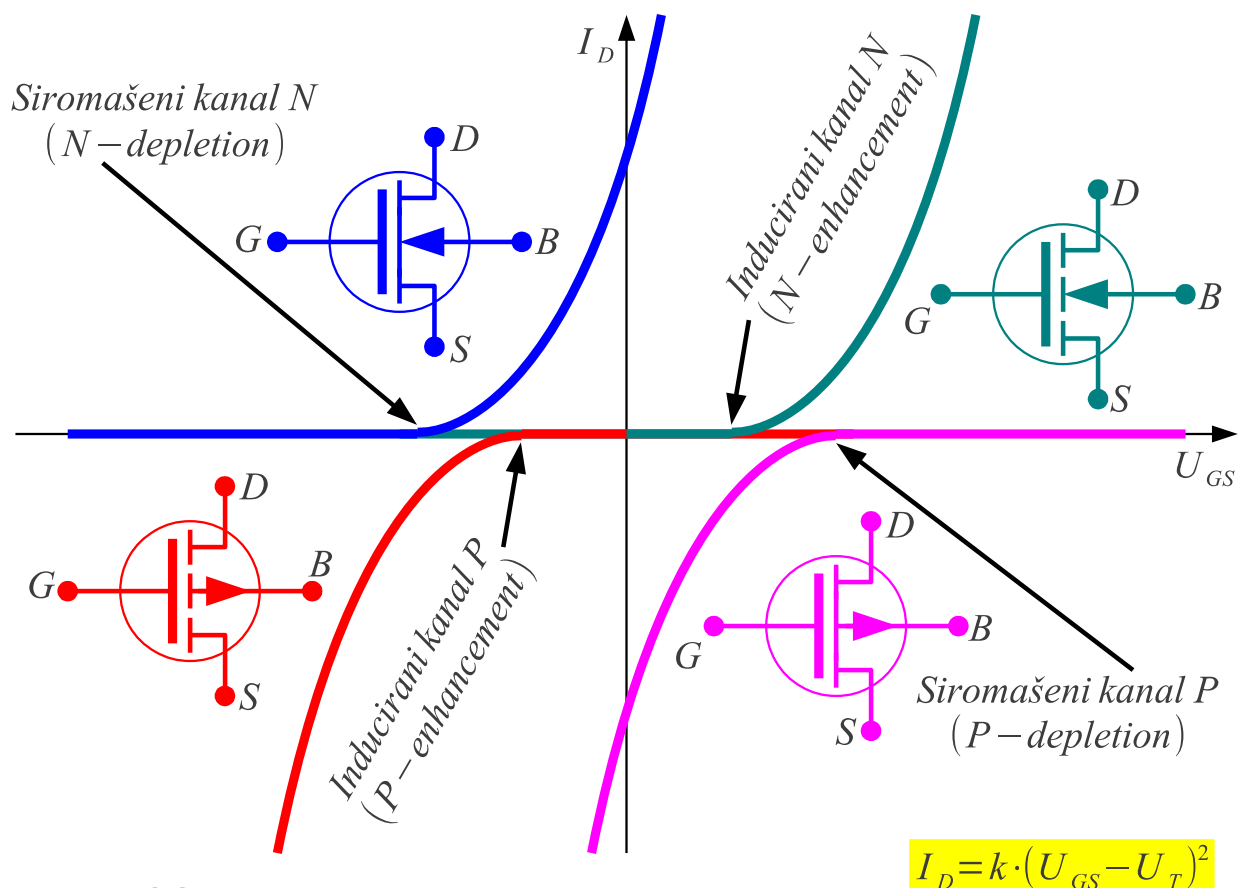
Pri delovnih napetostih 100V...1000V zahteva *MOSFET* debele zaporne plasti iz šibko dopiranega silicija, kar povečuje upornost kanala in slabša lastnosti tranzistorja. Pri visokih napetostih se bolje obnesejo drugačni polprevodniki iz silicija, na primer *IGBT* , oziroma *MOSFET* iz drugačnega polprevodnika z višjo prebojno trdnostjo, na primer silicijev karbid *SiC* .

Sodobni močnostni *MOSFET* je uporaben na frekvencah več kot $f > 1GHz$. Žal je podlaga čipa močnostnega *MOSFETA* ponor *D* . Kot ojačevalnik daje *MOSFET* najboljše lastnosti v vezavi s skupnim izvorom *S* . Čip močnostnega *MOSFETA* zato zahteva drago ohišje s

keramično podlago iz berilijevega oksida BeO , ki je odličen toplotni prevodnik in hkrati odličen električni izolator. Induktivnost bondirnih žic od izvora S na površini čipa do priključkov na ohišju znižuje ojačanje. Lastnosti močnostnega $MOSFETa$ v ohišju za visoke frekvence se bistveno ne razlikujejo od lastnosti bipolarnega visokofrekvenčnega močnostnega tranzistorja.

Veliko povpraševanje po ceneni radijskih oddajnikih za mobilno telefonijo je na prelomu tisočletja vzpodbudilo proizvajalce polprevodnikov, da so razvili povsem nov močnostni $MOSFET$. Lateral-Diffusion $MOSFET$ ali $LDMOS$ ima izvor S povezan preko kratkostičnika na površini čipa na globoko difuzijo P^+ , ki sega vse do podlage čipa P^+ .

Nizka induktivnost skupnega priključka izvora S $LDMOS$ tranzistorja omogoča visoko ojačanje in stabilno delovanje pri frekvencah do vsaj $3GHz$. Hkrati lahko $LDMOS$ čip vgradimo v ceneno plastično ohišje z bakreno podlago za odvajanje toplote in visokofrekvenčno ozemljitev skupne elektrode izvora S . Povsem jasno $LDMOS$ tranzistor za izhodno moč $P \approx 100W$ vsebuje vzporedno vezavo več tisoč posameznih $MOSFETov$.



Vrste MOS tranzistorjev

Ko je napetost U_{DS} dovolj visoka, je odziv vseh poljskih tranzistorjev

paraboličen: izhodni tok ponora I_D je kvadratna funkcija krmilne napetosti na vratih U_{GS} . Parabola ima samo en krak, ki začne v temenu pri pragovni napetosti U_T ($U_{Threshold}$ oziroma napetost preščitovanja kanala $U_{Pinchoff}$). Drugi krak parabole nadomešča ničla $I_D=0$, saj takrat kanala ni.

MOSFET sicer dopušča poljubno krmilno napetost s poljubnim predznakom na vratih. Edina omejitev je prebojna trdnost tanke plasti silicijevega oksida SiO_2 pod vrati. Iz silicija lahko izdelamo *MOSFETe* obeh polaritet: s kanalom P in s kanalom N . Pri obeh polaritetah kanala N in P lahko s tehnološkim postopkom nastavljamo pragovno napetost U_T , da dobimo *MOSFET* s siromašenim kanalom (depletion) ali z induciranim kanalom (enhancement).

Brez namenskih tehnoloških posegov je pragovna napetost U_T silicijevih *MOSFETov* običajno negativna, kar pomeni tranzistor s siromašenim kanalom N ($N-depletion$) oziroma tranzistor z induciranim kanalom P ($P-enhancement$). Načrtovalci elektronskih naprav danes večinoma želijo *MOSFET* z induciranim kanalom N ali P , da prihranijo dvojni napajalnik. *MOSFET* s pragovno napetostjo $U_T=0$ je sicer tehnološko izvedljiv, vendar je s stališča načrtovalcev elektronskih vezij najmanj zaželen, saj zahteva krmiljenje vrat s signali obeh polaritet.

Ker so elektroni ($\mu_e \approx 1300 \text{cm}^2/\text{Vs}$) v siliciju več kot trikrat hitrejši od vrzeli ($\mu_v \approx 400 \text{cm}^2/\text{Vs}$), se pri visokih frekvencah večinoma uporabljajo *MOS* tranzistorji s kanalom N . Enakovredni *MOS* tranzistorji s kanalom P imajo nižje ojačanje, nižjo frekvenčno mejo in višje neželjene kapacitivnosti.

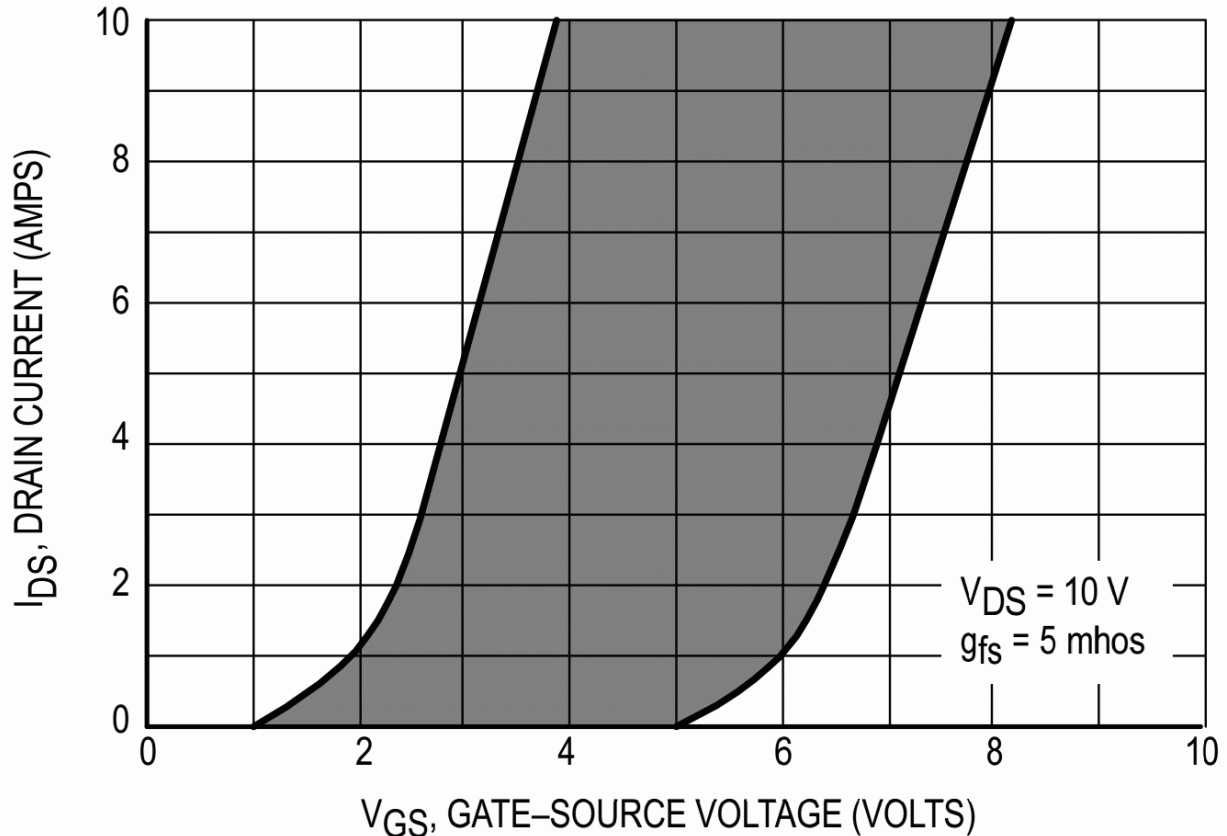
Malosignalni *MOSFET* s siromašenim kanalom ($N-depletion$) je prvi doživel uporabo v visokofrekvenčnih vezjih. V primerjavi z bipolarnim tranzistorjem ima *MOSFET* višjo vhodno in višjo izhodno impedanco, kar se bolje prilagaja izvedljivim tuljavam, kondenzatorjem, tiskanemu vezju in oklapljanju visokofrekvenčnih vezij. V električnem pogledu je *MOSFET* bolj podoben vakuumskim elektronkam, zato so ga navdušeno sprejeli stari visokofrekvenčni inženirji s pomanjkljivim znanjem, potem ko so se opekli z neuspešno zamenjavo elektronk z muhastimi bipolarnimi tranzistorji.

Malosignalni *MOSFET* s siromašenim kanalom se proizvaja že več kot štiri desetletja, najpogosteje v obliki zaporedne (kaskadne) vezave dveh tranzistorjev na istem čipu. Tak gradnik visokofrekvenčnih analognih vezij

dobimo pod imenom Dual-Gate *MOSFET* ali *MOS* tetroda. Po svojem električnem obnašanju tak gradnik povsem ustreza vakuumski tetrodi: dve krmilni elektrodi, zelo majhna Millerjeva kapacitivnost iz izhoda na vhod visokofrekvenčnega ojačevalnika, možnost uporabe druge krmilne elektrode v nalogi analognega množilnika oziroma radijskega mešalnika.

Močnostni *MOSFETi* so skoraj vsi z induciranim kanalom. V visokofrekvenčnih vezjih se uporabljajo skoraj izključno s kanalom *N*. Razlika v prid hitrejših elektronov med visokofrekvenčnimi lastnostmi poljskih tranzistorjev s kanalom *N* ali *P* je še večja kot razlika med bipolarnimi tranzistorji *NPN* ali *PNP*.

Pri poljskih tranzistorjih moramo dodatno upoštevati veliko odstopanje pragovne napetosti U_T zaradi toleranc proizvodnje. Ionizirajoče sevanje v vesolju, predvsem naelektreni delci sončnega vetra, vnašajo v oksid med vrati in kanalom *MOSFETa* dodatne elektrine. Te elektrine dodatno premikajo pragovno napetost U_T , kar je lahko vzrok odpovedi elektronike na krovu umetnih satelitov. Pragovna napetost U_T oddajniškega *MOSFETa* MRF150 (izhodna moč 150W pri frekvenci 30MHz) se lahko giblje v razponu $U_T=1V \dots 5V$:

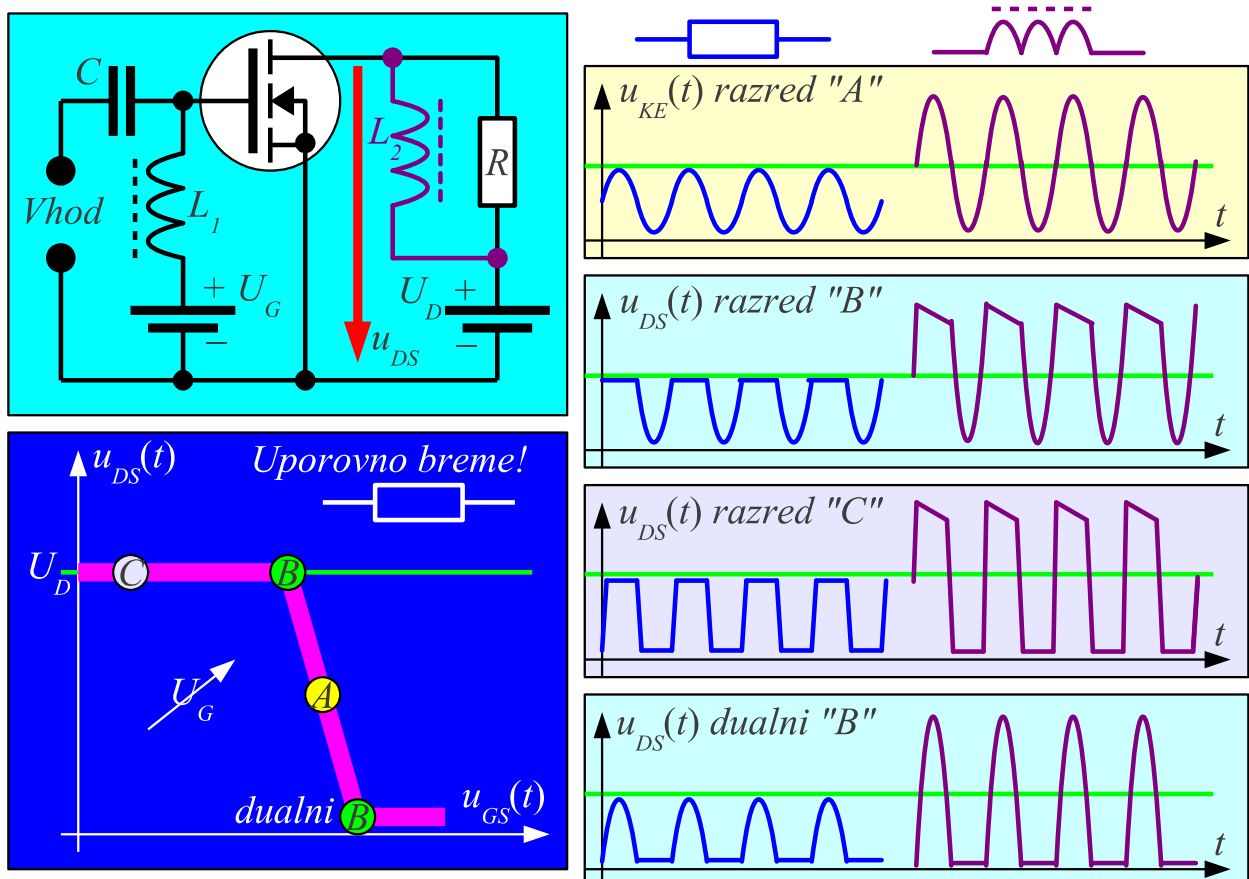


MRF150 Gate Voltage versus Drain Current

S stališča gradnje visokofrekvenčnih močnostnih ojačevalnikov so si silicijevi *NPN* tranzistorji in močnostni *MOSFETi* s kanalom *N* skoraj enakovredni. Nekoliko višje ojačanje bipolarnih tranzistorjev požrejo emitorski izenačevalni upori. Oboji, bipolarni tranzistorji in močnostni *MOSFETi* zahtevajo drago keramično ohišje s podlago iz *BeO*. Ojačanje obeh zvrsti tranzistorjev omejuje induktivnost bondirnih žic do skupne elektrode emitorja *E* oziroma izvora *S*.

V visokofrekvenčnih močnostnih ojačevalnikih predstavljajo prelomnico šele *LDMOS* tranzistorji, ker je skupna elektroda, izvor *S* vezan že v samem čipu na podlago. Takšni čipi omogočajo vgradnjo v cenena plastična ohišja brez *BeO* keramike in hkrati za en velikostni razred (desetkrat) višje ojačanje visokofrekvenčne moči od tranzistorjev z visoko induktivnostjo bondirnih žic v skupni elektrodi, emitorju *E* ali izvoru *S*.

Delovno točko močnostnega *MOSFETa* nastavljamo povsem enako kot delovno točko bipolarnega tranzistorja v razred A, B, C ali dualni B:



Popačenje v delovnih točkah A, B, C in dualni B

Razlika med bipolarnim in poljskim tranzistorjem je v praktični izvedbi vezja za prednapetost na krmilni elektrodi. Visokofrekvenčni močnostni bipolarni tranzistor lahko zahteva znaten enosmerni tok I_B skozi dušilko L_1 v bazo *B*. Napetost U_{BE} ima zoprn negativni temperaturni

koeficient, ampak je povsem predvidljiva. Močnostni *MOSFET* ima izolirana vrata, zato je enosmerni tok vrat $I_G=0$ vedno enak nič. Napetost U_G lahko privedemo preko upora visoke vrednosti namesto nerodne dušilke. Žal je pragovna napetost U_T do določene mere nepredvidljiva!

Razlika med bipolarnim in poljskim tranzistorjem je v odzivu. Kolektorski tok bipolarnega tranzistorja je eksponentna funkcija napetosti na bazi. Emitorski izenačevalni upori v močnostnih visokofrekvenčnih bipolarnih tranzistorjih eksponentni odziv močno linearizirajo. Tok ponora poljskega tranzistorja ostaja kvadratna funkcija napetosti na vratih tudi pri visokofrekvenčnih močnostnih *MOSFETih*.

Močnostni *MOSFET* MTP3055V je namenjen stikalni uporabi oziroma nizkofrekvenčnim ojačevalnikom. Silicijev čip je vgrajen v ceneno plastično ohišje TO-220 z ušesom za pritrditev na hladilno rebro. Podlaga čipa je ponor D močnostnega *MOSFETA*, zato je ponor D vezan tudi na uho za hladilno rebro. Visokofrekvenčne zmogljivosti čipa MTP3055V znatno presegajo omejitve cenene plastičnega ohišja TO-220.

MTP3055V bi lahko uporabili v radijskem oddajniku za izhodno visokofrekvenčno moč okoli $P \approx 50W$. Pri frekvencah okoli $f \approx 1MHz$ je plastično ohišje TO-220 povsem zadovoljivo. Srednjevalovni radijski oddajnik moči nad $P > 100kW$ v Domžalah je vseboval v izhodni stopnji nekaj tisoč močnostnih *MOSFETov* ohišjih TO-220. Isti silicijev čip tranzistorja MTP3055V bi z vgradnjo v primerno keramično ohišje s podlago iz *BeO* lahko proizvajal isto moč okoli $P \approx 50W$ pri frekvencah vse do $f \approx 100MHz$.

Designer's™ Data Sheet
TMOS V™

Power Field Effect Transistor
N-Channel Enhancement-Mode Silicon Gate

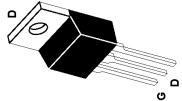
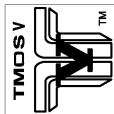
TMOS V is a new technology designed to achieve an on-resistance area product about one-half that of standard MOSFETs. This new technology more than doubles the present cell density of our 50 and 60 volt TMOS devices. Just as with our TMOS E-FET designs, TMOS V is designed to withstand high energy in the avalanche and commutation modes. Designed for low voltage, high speed switching applications in power supplies, converters, and power motor controls, these devices are particularly well suited for bridge circuits where diode speed and commutating safe operating areas are critical and offer additional safety margin against unexpected voltage transients.

New Features of TMOS V

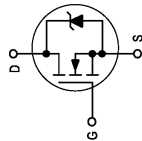
- On-resistance Area Product about One-half that of Standard MOSFETs with New Low Voltage, Low RDS(on) Technology
- Faster Switching than E-FET Predecessors

Features Common to TMOS V and TMOS E-FETS

- Avalanche Energy Specified
- IDSS and VDS(on) Specified at Elevated Temperature
- Static Parameters are the Same for both TMOS V and TMOS E-FET



CASE 221A-06, Style 5
TO-220AB



Order this document
by MTP3055V/D

MTP3055V

Motorola Preferred Device

TMOS POWER FET
12 AMPERES
60 VOLTS
RDS(on) = 0.15 OHM

MTP3055V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0 Vdc, I _D = 250 μA dc)	V(BR)DSS	60	—	—	Vdc
Temperature Coefficient (Positive)		—	65	—	mV/°C
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = 60 Vdc, V _{GS} = 0 Vdc)	I _{DSS}	—	—	10	μA dc
(V _{DS} = 60 Vdc, V _{GS} = 0 Vdc, T _J = 150°C)		—	—	100	μA dc
Gate-Body Leakage Current (V _{GS} = ±20 Vdc, V _{DS} = 0)	I _{GSS}	—	—	100	nA dc
ON CHARACTERISTICS (1)					
Gate Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA dc)	V _{GS(th)}	2.0	2.7	4.0	Vdc
Temperature Coefficient (Negative)		—	5.4	—	mV/°C
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 6.0 A dc)	R _{DS(on)}	—	0.10	0.15	Ohm
Drain-Source On-Voltage (V _{GS} = 10 Vdc) (I _D = 12 A dc)	V _{DS(on)}	—	1.3	2.2	Vdc
(I _D = 6.0 A dc, T _J = 150°C)		—	—	1.9	Vdc
Forward Transconductance (V _{DS} = 7.0 Vdc, I _D = 6.0 A dc)	g _{FS}	4.0	5.0	—	mA/Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	C _{iss}	—	410	500	pF
Output Capacitance	C _{oss}	—	130	180	pF
Reverse Transfer Capacitance	C _{rss}	—	25	50	pF
SWITCHING CHARACTERISTICS (2)					
Turn-On Delay Time	t _{d(on)}	—	7.0	10	ns
Rise Time	t _r	—	34	60	ns
Turn-Off Delay Time	t _{d(off)}	—	17	30	ns
Fall Time	t _f	—	18	50	ns
Gate Charge (See Figure 8)	Q _T	—	12.2	17	nC
	Q ₁	—	3.2	—	—
	Q ₂	—	5.2	—	—
	Q ₃	—	5.5	—	—
SOURCE-DRAIN DIODE CHARACTERISTICS					
Forward On-Voltage (1)	V _{SD}	—	1.0	1.6	Vdc
(I _S = 12 A dc, V _{GS} = 0 Vdc)		—	0.91	—	—
(I _S = 12 A dc, V _{GS} = 0 Vdc, T _J = 150°C)		—	—	—	—
Reverse Recovery Time (See Figure 15)	t _{rr}	—	56	—	ns
	t _a	—	40	—	—
	t _b	—	16	—	—
Reverse Recovery Stored Charge	Q _{RR}	—	0.128	—	μC
(I _S = 12 A dc, V _{GS} = 0 Vdc, di/dt = 100 A/μs)		—	—	—	—
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE					
Internal Drain Inductance (Measured from contact screw on tab to center of die)	L _D	—	3.5	—	nH
(Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)		—	4.5	—	—
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L _S	—	7.5	—	nH

(1) Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.
(2) Switching characteristics are independent of operating junction temperature.

REV 2

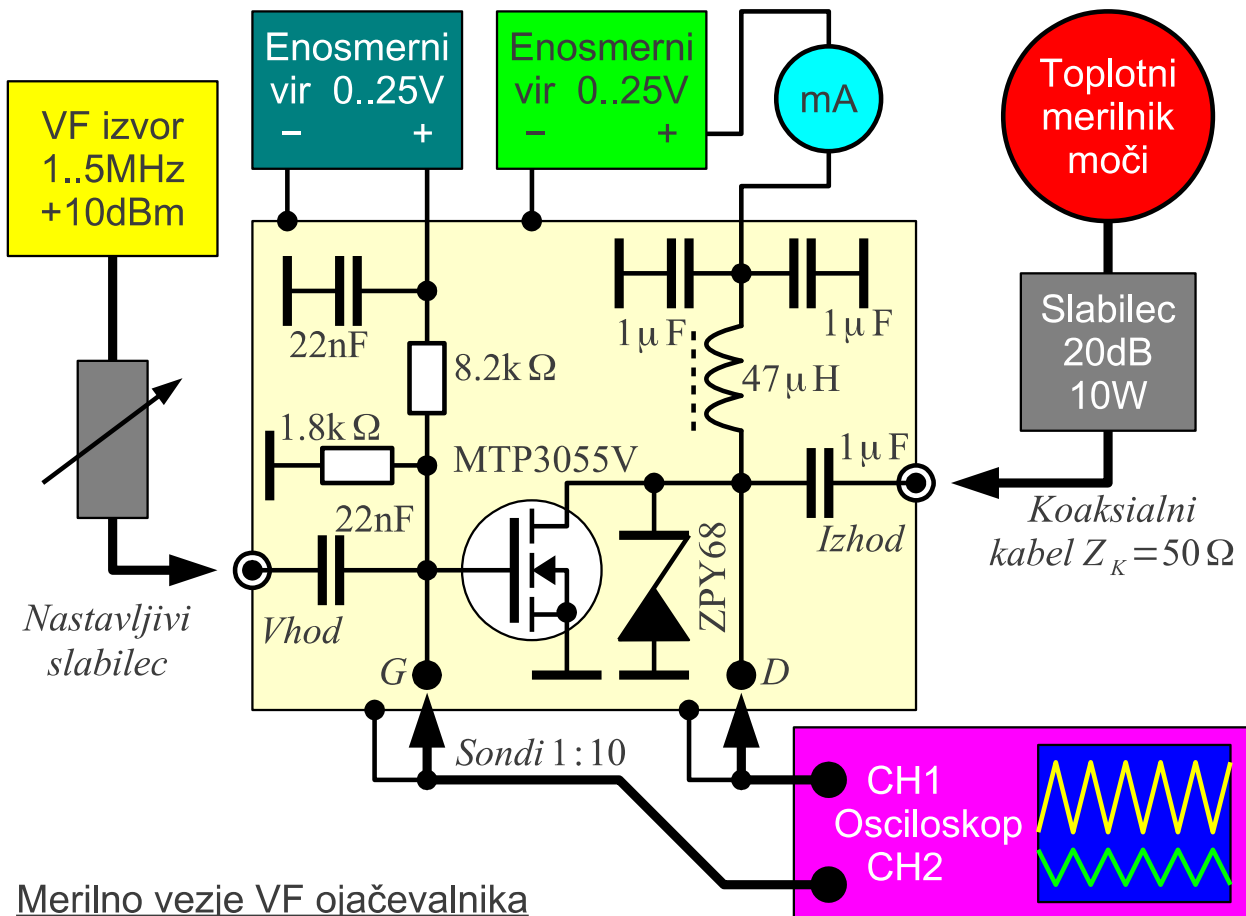
© Motorola, Inc. 1996



MOTOROLA

Motorola TMOS Power MOSFET Transistor Device Data

nižjih napetostih napajanja, ker so napake pri polni napetosti napajanja za močnostni visokofrekvenčni *MOSFET* običajno usodne. Končno bomo merili na nižjih frekvencah, v pasu med $f = 1\text{MHz} \dots 5\text{MHz}$, kjer lažje opazujemo signale z osciloskopom, ojačanje *MOSFETA* je višje, predvsem pa je vpliv kapacitivnosti med elektrodami *MOSFETA* manjši:



Merilno vezje VF ojačevalnika

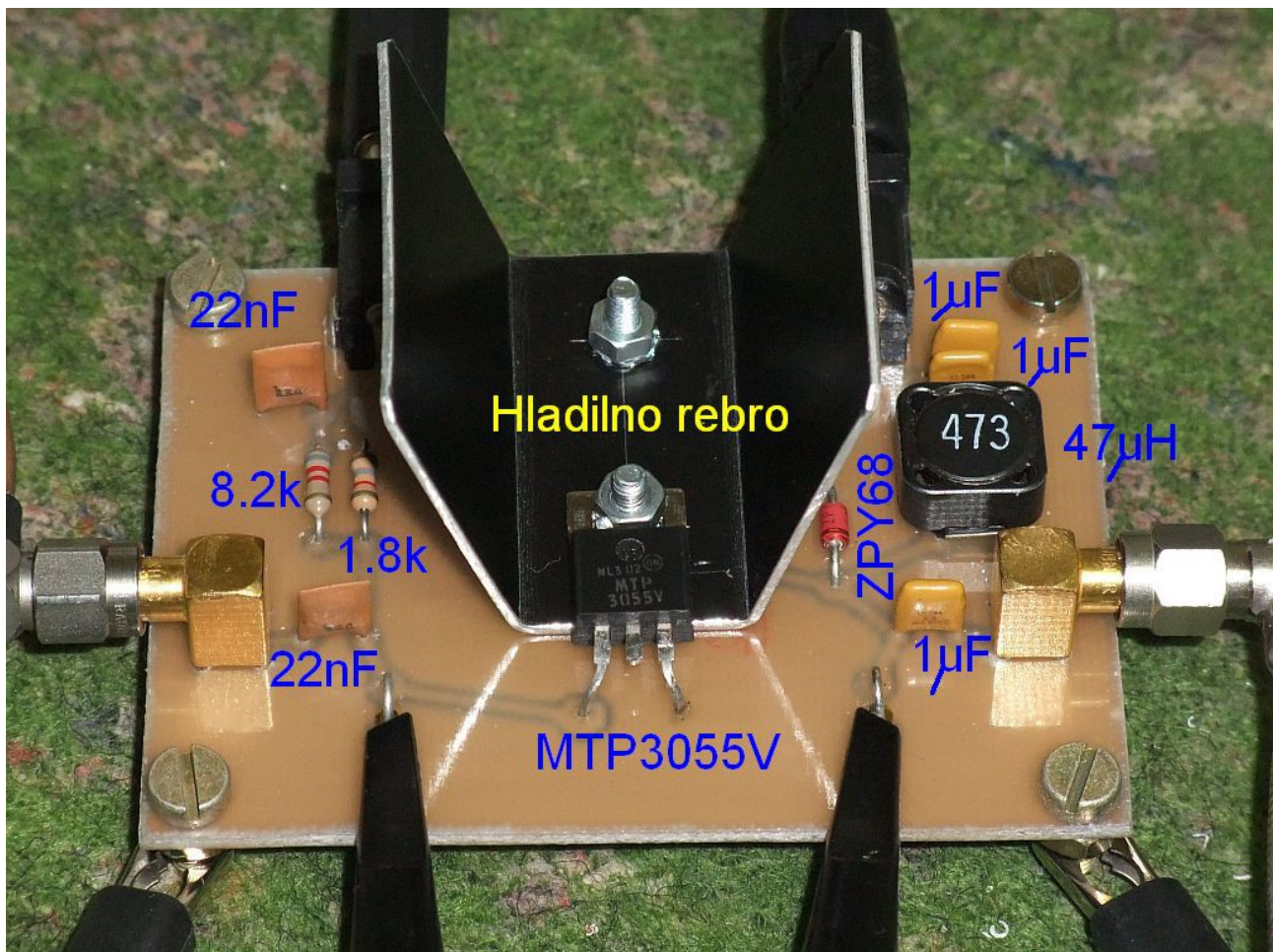
Delovno točko tranzistorja MTP3055V nastavimo s prvim napetostnim virom preko uporovnega delilnika $8.2\text{k}\Omega / 1.8\text{k}\Omega$. Uporovni delilnik ščiti vrata tranzistorja pred previsoko napetostjo in hkrati olajšuje nastavljanje običajnih laboratorijskih enosmernih virov v njihovem običajnem območju delovanja. Pri nastavljanju delovne točke moramo seveda upoštevati delilno razmerje!

Izhod ojačevalnika je zaščiteno z Zener (plazovno) diodo ZPY68 pred napetostnimi konicami, ki se lahko inducirajo v dušilki $47\mu\text{H}$.

MTP3055V v notranjosti sicer že sam vsebuje plazovno diodo med ponorom *D* in podlago *B* oziroma izvorom *S*, ki naj bi *MOSFET* ščitila pred napetostnimi konicami induktivnih bremen. Izhod ojačevalnika mora biti vedno zaključen na primerno breme, pri tej vaji slabilec 20dB/10W.

Izhodno moč sicer merimo s toplotnim merilnikom moči (termočlen).

Takšen merilnik prikazuje vsoto moči na osnovni frekvenci f in vseh njenih harmonikih $2f, 3f, 4f, 5f \dots$. Visokofrekvenčno ojačanje močnostnega MOSFETA omejuje predvsem Millerjeva kapacitivnost C_{DG} . Ker ojačanje MTP3055V pri nizkih frekvencah naraste, kot visokofrekvenčni izvor zadošča takšen z izhodno močjo 10mW (+10dBm). VF izvor mora biti opremljen z nastavljivim slabilcem v korakih po 1dB, da pravilno krmilimo ojačevalnik predvsem pri meritvi izkoristka v razredu A.



Merilno vezje omogoča priklop sond osciloskopa neposredno na ponor D oziroma vrata G tranzistorja MTP3055V. Sondi osciloskopa obvezno nastavimo na delilno razmerje 1:10, ker je v tem primeru pasovna širina sond dosti večja in kapacitivnost manjša kot pri 1:1. Povrhu sodobni polprevodniški osciloskopi na svojih vseh ne prenesejo visokih napetosti, ki se lahko inducirajo v tuljavi $47\mu\text{H}$ kljub zaščitni diodi ZPY68. Krokodilčke za maso spojimo na vijake v vogalih merilnega vezja.

Osciloskop vedno prožimo s signalom na ponoru D tranzistorja MTP3055V. Z opazovanjem signala na ponoru D prilagodimo jakost vhodnega visokofrekvenčnega signala in natančno nastavimo enosmerno delovno točko. Signal na vratih G tranzistorja MTP3055V nam je le pomagalo, ki nazorno prikazuje učinek nelinearne Millerjeve kapacitivnosti

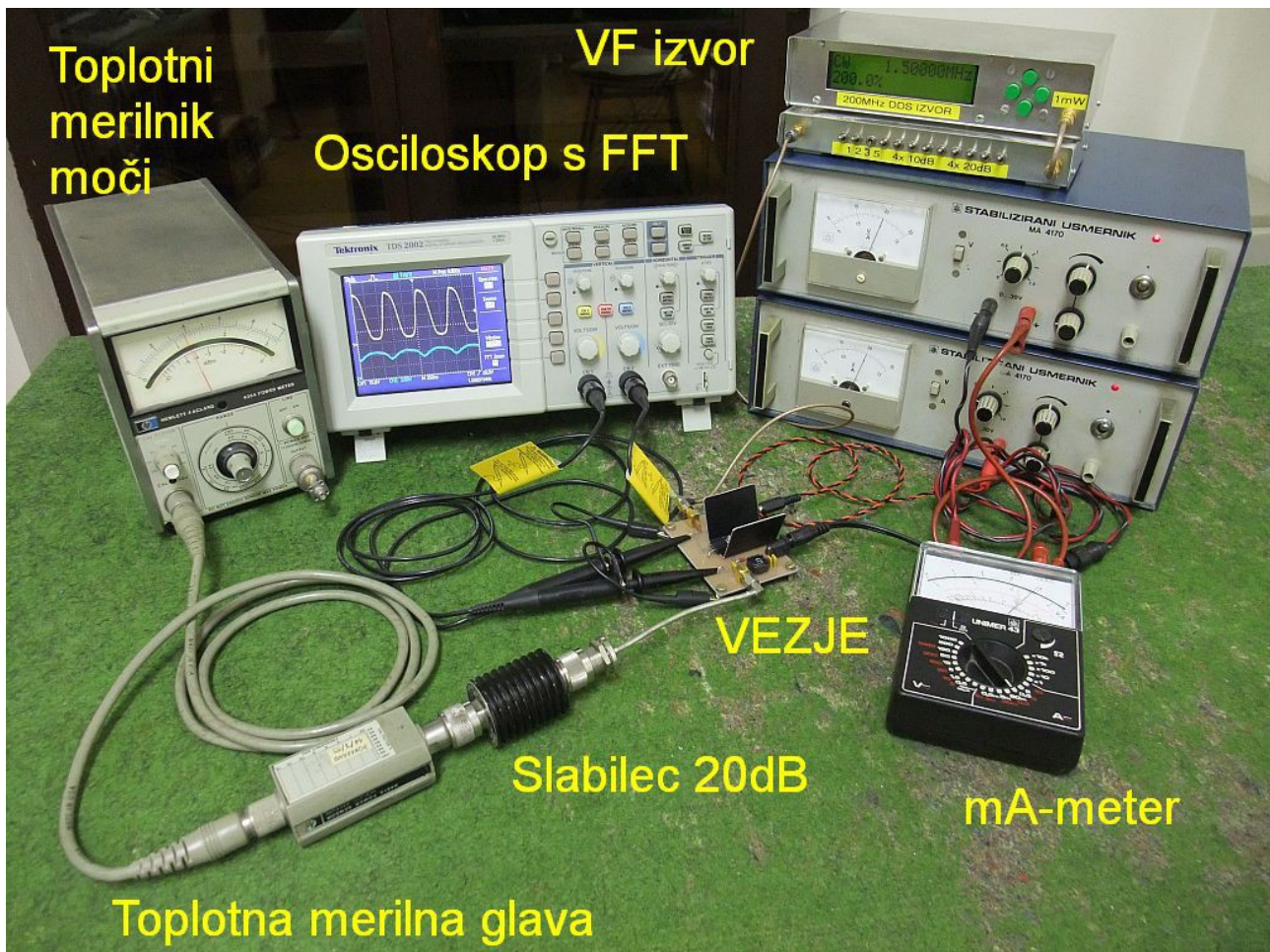
C_{DG} .

Popačenje ojačevalnika v različnih razredih delovanja opišemo z razmerjeme med jakostjo signala na osnovni frekvenci f in posameznih višjih harmonskih $2f, 3f, 4f, 5f \dots$. Razmerje merimo v [dBc], to se pravi [dB] glede na osnovno frekvenco $c \equiv carrier$. Meritev najlažje opravimo s spektralnim analizatorjem.

Sodobni osciloskopi imajo vgrajen FFT spektralni analizator. Pri uporabi slednjega moramo paziti na dvoje. Prvič, FFT moramo vključiti na kanalu, ki je povezan na ponor D tranzistorja MTP3055V. Drugič, ceneji osciloskopi nimajo vhodnega sita pred FFT, torej bo pri nerodno izbrani vzorčevalni frekvenci slika na zaslonu vsebovala celo vrsto zrcalnih slik frekvenčnega spektra. Namesto osciloskopa z vgrajenim FFT lahko uporabimo tudi visokofrekvenčni spektralni analizator, ki ga priključimo namesto toplotnega merilnika moči.

Končno potrebujemo za vajo dva nastavljiva napajalnika, za delovno točko na vratih G tranzistorja in za napajanje ponora D . Vir za napajanje ponora D mora biti vedno tokovno omejen na $I_D \leq 0.6A$ ali manj. Enosmerna napetost na ponoru D mora biti omejena na $U_D \leq 20V$ ali manj. Za preizkus ojačevalnika v dualnem razredu B vir za napajanje ponora D nastavimo kot tokovni izvor. Končno, če vir za napajanje ponora D nima natančnega mA-metra na izhodu, zaporedno vežemo še dodaten mA-meter.

Primer razporeditve in vezave vseh merilnih pripomočkov je prikazan na spodnji sliki:



Pred začetkom poskusov nastavimo frekvenco VF vira in preverimo njegovo izhodno moč. Izhod ojačevalnika mora biti obvezno povezan na breme (slabilec 20dB/10W) preden priključimo napajanje.

Namen vaje je, da močnostni ojačevalnik preizkusimo v štirih razredih delovanja: A, B, C in dualni B. V vsakem razredu skušamo doseči čim večjo izhodno moč in čim boljši izkoristek pretvorbe enosmerne moči napajanja v izmenično moč na bremenu 50Ω . V vseh razredih delovanja si zabeležimo še napetost enosmerne delovne točke na vratih G .

V razredu A višamo krmilno moč, vse dokler napetost na ponoru D tranzistorja ne niha vse do nič. Nato nižamo napetost delovne točke na vratih G vse dokler sinus ni porezan. Postopek večkrat ponovimo, da dosežemo največji nepopačen sinus (harmoniki vsaj -25dBc) pri najnižjem toku napajanja. Končni rezultat si zapišemo v tabelo.

Jakosti višjih harmonskih dobimo s FFT na osciloskopu. Drugi harmonik je zaradi kvadratnega odziva poljskega tranzistorja vedno prisoten. Tretji harmonik in višje harmonske frekvence narastejo preko -25dBc šele pri rezanju sinusa.

V razredu B grobo nastavimo delovno točko tako, da na izhodu vidimo

samo negativne polperiode sinusa. Porezani del na vrhu naj bo časovno enak polperiodi. Krmilno moč višamo vse dokler signal ni porezan tudi spodaj. Postopek večkrat ponovimo. Končno vključimo FFT in fino nastavimo delovno točko tako, da je tretji harmonik ($3f$) čim bolj slabljen. Vse rezultate si vpišemo v tabelo.

Glede na majhno razpoložljivo moč vira nastavimo delovno točko v razredu C povsem enako kot v razredu A. Na vhod ojačevalnika pripeljemo največjo moč, ki jo zmore vir, da ojačevalnik zanesljivo prekrmilimo. Grobo nastavitvev delovne točke C poiščemo tako, da sta obe polperiodi izhodnega signala enake širine. Fino nastavitvev delovne točke C dobimo z opazovanjem spektra preko FFT na osciloskopu tako, da je drugi harmonik ($2f$) čim bolj slabljen. Vse rezultate si vpišemo v tabelo.

Za dualni razred B potrebujemo tokovni vir za napajanje ponora D . Na napajalniku ponora D natančno nastavimo tokovno omejitev. Moč visokofrekvenčnega vira in delovno točko nastavljamo tako, da pri nastavljenem toku napajanja dobimo čim večjo visokofrekvenčno moč in je hkrati porezani del časovno enak pozitivni polperiodi. Fino nastavimo delovno točko tako, da je tretji harmonik ($3f$) čim bolj slabljen. Vse rezultate si vpišemo v tabelo.

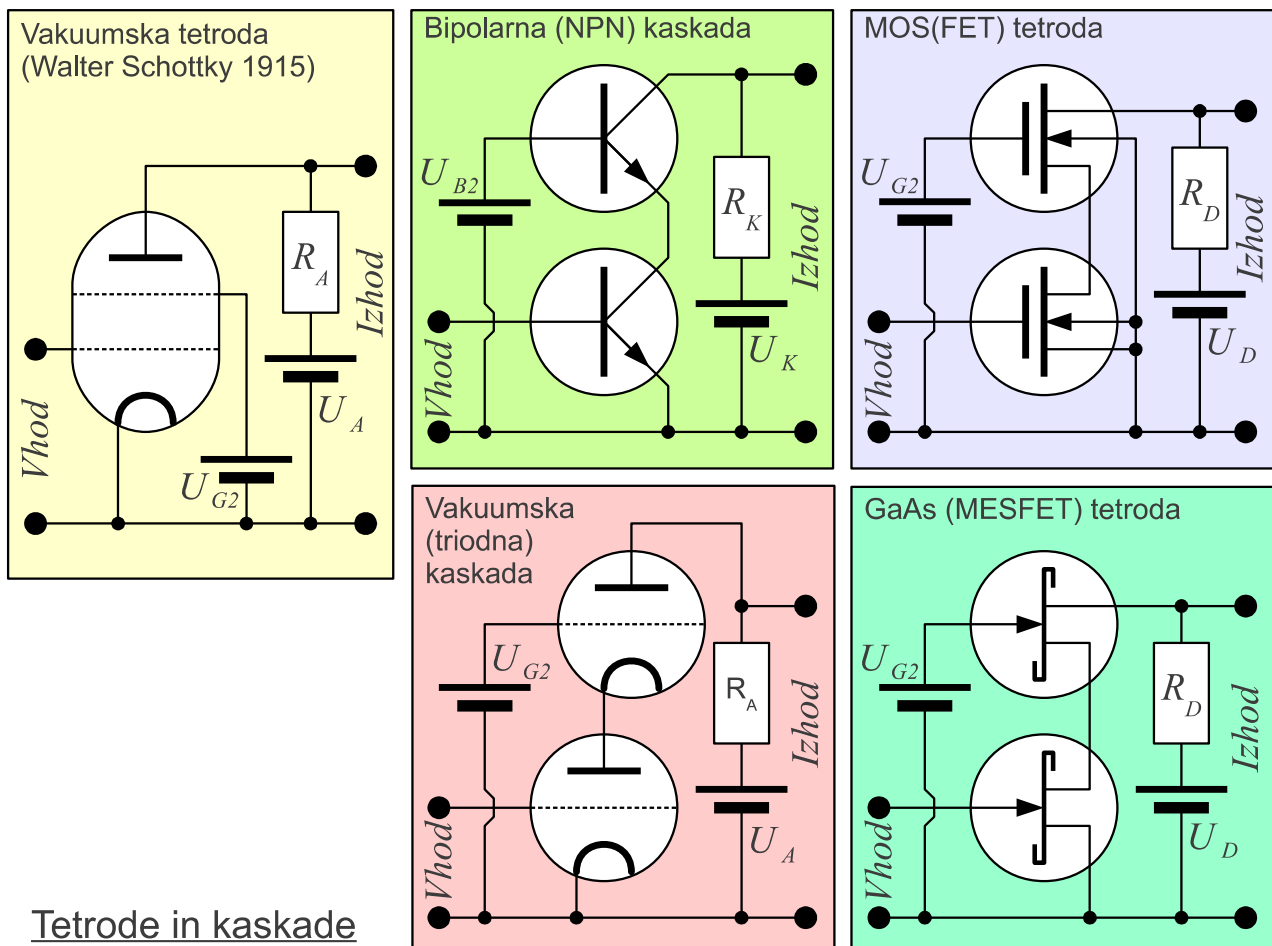
Končno iz rezultatov v tabeli izračunamo ojačanje v različnih razredih delovanja ojačevalnika in izkoristek pretvorbe enosmerne moči v visokofrekvenčno moč. Pri računanju izkoristka upoštevamo samo moč napajalnika za ponor D tranzistorja MTP3055V, krmilno visokofrekvenčno moč in enosmerno porabo vezja za delovno točko vrat G zanemarimo.

	Razred delovanja ojačevalnika			
	A	B	C	dualni B
Napetost ponora [V]	18V	18V	18V	
Tok ponora [mA]				300mA
Prednapetost vrat [V]				
Enosmerna moč [mW]				
Frekvenca f [MHz]				
Vhodna VF moč [mW]				
Vhodna VF moč [dBm]				
Izhodna VF moč [mW]				
Izhodna VF moč [dBm]				
Ojačanje [dB]				
Izkoristek [%] (ponor)				
$2f$ [dBc]				
$3f$ [dBc]				
$4f$ [dBc]				
$5f$ [dBc]				
$6f$ [dBc]				

8. Polprevodniška tetroda

Vakuumske elektronke s krmilno mrežico, bipolarni in poljski tranzistorji omogočajo gradnjo enosmernih ojačevalnikov, kjer je povratni vpliv iz izhoda ojačevalnika nazaj na vhod istega ojačevalnika (povratno ojačanje oziroma parameter S_{12}) zelo majhen. Povratni vpliv največkrat opisuje Millerjeva kapacitivnost, ki zmanjšuje pasovno širino ojačevalnika in v najslabšem primeru povzroči nestabilnost ojačevalnika (Huth-Kühnov oscilator).

Neželjen povratni vpliv v vakuumski elektronski cevi je močno omejil že fizik Walter Schottky (bolj znan po svojih poznejših dosežkih na področju polprevodnikov), ki je leta 1915 dodal med krmilno mrežico in anodo še dodatno oklopno (zaščitno) mrežico (angleško: screen grid, nemško: Schirmgitter ali Schutzgitter). Vakuumaska cev s štirimi elektrodami: katodo, krmilno mrežico, oklopno mrežico in anodo imenujemo tetroda:



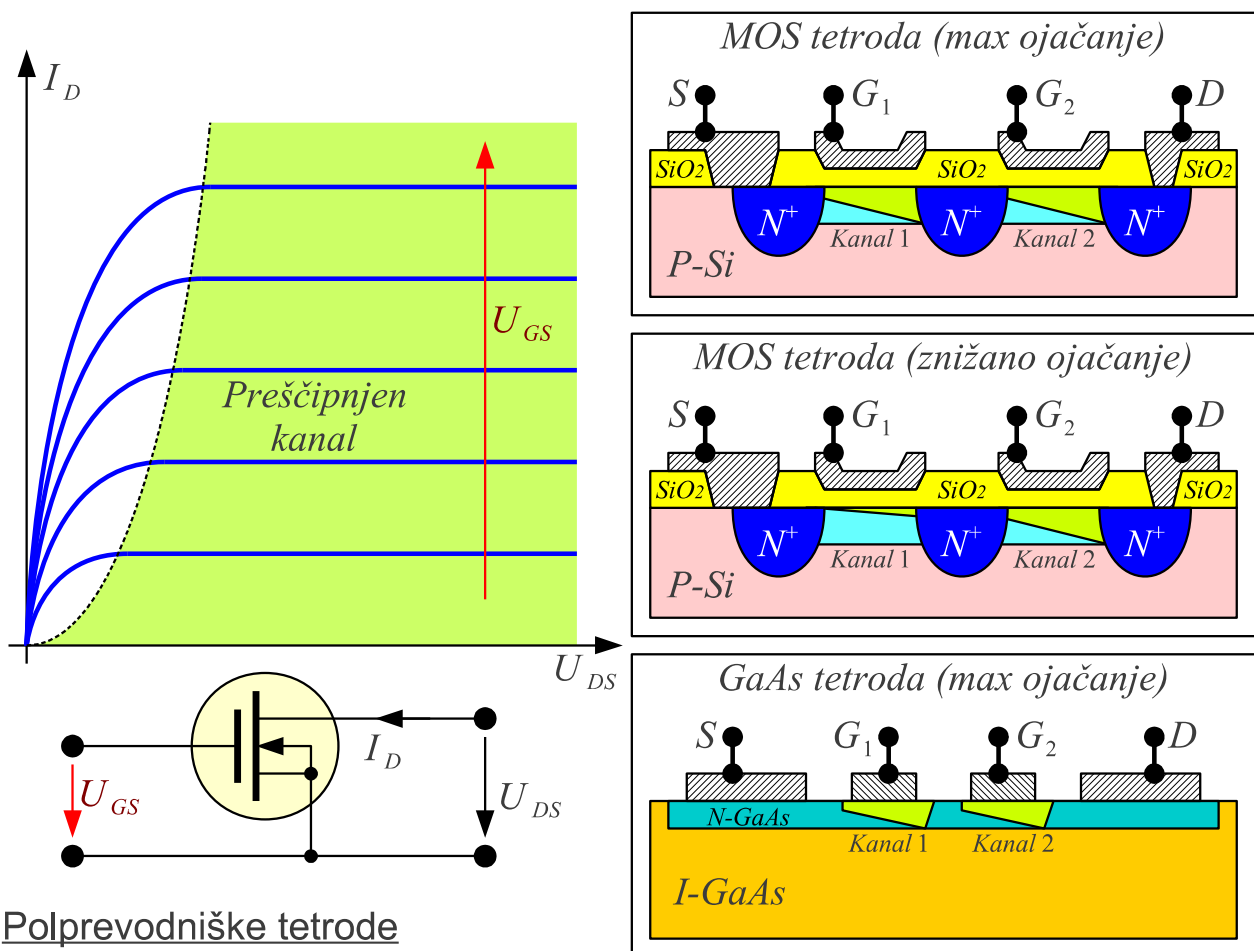
Tetrode in kaskade

Tetroda dosega za dva velikostna razreda nižjo Millerjevo kapacitivnost v primerjavi s podobno triodo, kar preprečuje neželjeno nihanje Huth-Kühnovskega oscilatorja. Pri visokih frekvencah, kjer postane tetroda prepočasna zaradi dolge poti elektronov od katode do anode, lahko dosežemo podoben učinek s kaskadno vezavo dveh triod. V kaskadni vezavi prva trioda deluje kot tokovni ojačevalnik. Napetostno ojačanje prve triode je

običajno manjše od enote, ker je anoda prve triode zaključena na nizko dinamično vhodno impedanco katode druge triode. Druga trioda je vezana kot ojačevalnik z ozemljeno mrežico, ki daje samo napetostno ojačanje.

Z istim namenom znižanja Millerjeve kapacitivnosti uporabimo kaskadno vezavo tudi z bipolarnimi oziroma poljskimi tranzistorji. Prvi tranzistor kljub spoju z ozemljenim emitorjem oziroma izvorom daje kvečjemu tokovno ojačanje, saj je njegov kolektor oziroma ponor zaključen na nizko vhodno impedanco drugega tranzistorja. Drugi tranzistor deluje v spoju z ozemljeno bazo oziroma vrati in daje samo napetostno ojačanje. Polprevodniško kaskado lahko izdelamo tudi iz različnih tranzistorjev, na primer N-kanalni *JFET* kot prvi tranzistor in bipolarni *NPN* kot drugi tranzistor.

Čeprav imajo nekateri poljski tranzistorji vgrajene dodatne elektrode za znižanje Millerjeve kapacitivnosti med vrati in ponorom, v polprevodniški tehniki nimamo pravega nadomestka vakuumске tetrode. Enosmerni odziv $I_D(U_{DS})$ poljskega tranzistorja zaradi preščipnjene kanala že sam po sebi ustreza odzivu vakuumске tetrode oziroma pentode:



Polprevodniške tetrode

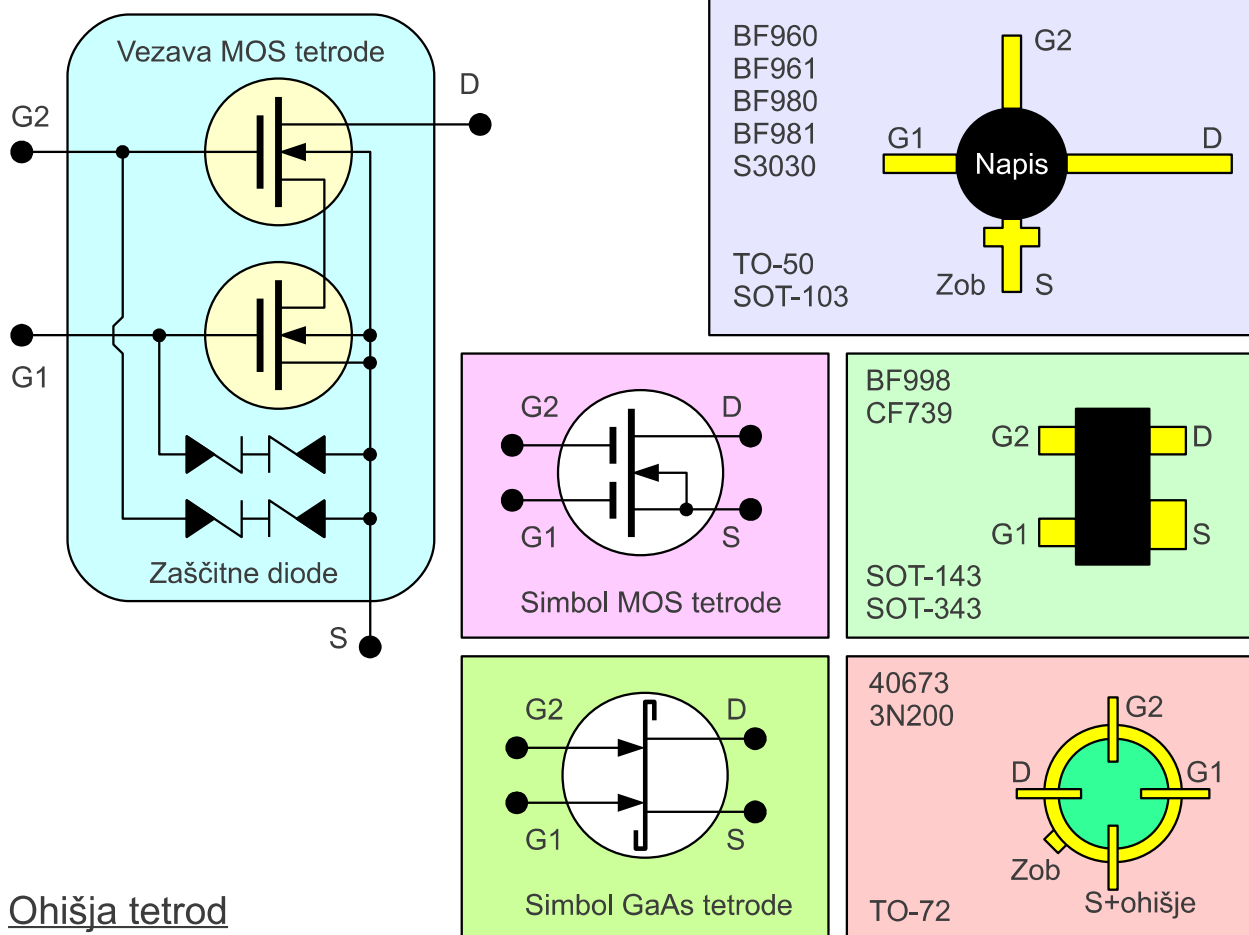
Integracija kaskade bipolarnih (*BJT*) oziroma spojnih poljskih tranzistorjev (*JFET*) ni preprosta, zato takšne kaskade gradimo iz posamičnih, pogosto med sabo različnih tranzistorjev. Nekatere

polprevodniške tehnologije, silicijev *MOSFET* ali *GaAs MESFET*, omogočajo preprosto integracijo polprevodniške kaskade v istem čipu, kar imenujemo polprevodniška tetroda. Poleg znižanja Millerjeve kapacitivnosti za dva velikostna razreda kaskadna vezava dveh poljskih tranzistorjev omogoča še druge zanimive električne lastnosti sestavljenega gradnika.

Polprevodniška tetroda iz dveh poljskih tranzistorjev, "Dual-Gate" *MOSFET* ali *GaAs MESFET* dosega največje ojačanje, ko oba tranzistorja delujeta z najvišjim dovoljenim tokom I_D in preščitnim kanalom. Ojačanje polprevodniške tetrode lahko znižamo tako, da znižamo napetost delovne točke na prvih vratih U_{G1} ali pa na drugih vratih U_{G2} . Znižanje napetosti U_{G2} na drugih vratih prepreči preščit kanala v prvem tranzistorju. Ojačanje prvega tranzistorja se zniža, pri tem pa delovna točka U_{G1} istega tranzistorja ne zaide v nelinearno področje delovanja.

Popačenje ojačevalnika s polprevodniško tetrodo omejimo tako, da njegovo ojačanje nastavljam z delovno točko drugih vrat U_{G2} . Popačenje ojačanega signala je v tem primeru znatno manjše kot pri nastavljanju delovne točke U_{G1} tetrode oziroma U_G ojačevalnika z enim samim poljskim tranzistorjem. Polprevodniška tetroda se pogosto uporablja za samodejno nastavljanje ojačanja (*AGC*) radijskih sprejemnikov. Če krmilimo U_{G2} z dodatnim signalom, lahko uporabimo polprevodniško tetrodo kot razmeroma linearen analogni množilnik, modulator oziroma mešalnik frekvenc.

Polprevodniška tetroda najpogosteje vsebuje kaskado dveh silicijevih *MOS* tranzistorjev z vgrajenim kanalom N na skupni podlagi. Poleg dveh poljskih tranzistorjev vsebuje gradnik še zaščitne diode za izolacijo vrat obeh tranzistorjev. Zaščitne diode omejujejo napetost vrat na približno $\pm 10V$ glede na izvor S oziroma podlago B obeh tranzistorjev. Silicijeve *MOS* tetrode se vgrajujejo v ohišja s štirimi priključki, kovinsko TO-72 (veteran RCA 40673 in starejši predstavniki 3Nxxx), plastična tabletko SOT-103 (nekateri 3Nxxx, starejši BF9xx) oziroma SMD ohišje SOT-143 (BF998):



Ohišja tetrod

Manj pogost gradnik so polprevodniške tetrode na podlagi iz malo dopiranega $I-GaAs$ oziroma "semi-insulating" $GaAs$. Slednje vsebujejo kaskado dveh poljskih tranzistorjev s kovinskimi vrati (Metal-Semiconductor FET ali $MESFET$). Metalizacija vrat je izbrana tako, da tvori usmerniški Schottky spoj z vgrajenim kanalom N. Glavna prednost $GaAs$ je štirikrat višja mobilnost elektronov glede na silicij, kar naj bi omogočalo delovanje $GaAs$ tetrode pri frekvencah nad $f > 1\text{GHz}$.

Schottky spoja obeh vrat $GaAs$ tetrode omejujeta napetost na vratih na približno $U_G < U_S + 0.6\text{V}$. Zaradi nižje impedance vrat zaščitne diode niso potrebne. Izboljšana fotolitografija danes omogoča enake ali boljše električne lastnosti s cenejšimi silicijevimi MOS tetrodami, zato so proizvajalci opustili $GaAs$ tetrode (S3030, MRF966, CF739 ipd).

Vse polprevodniške tetrode so namenjene delovanju pri visokih frekvencah in uporabljajo tranzistorje z vgrajenim kanalom N. Tetrode s kanalom P se ne proizvajajo, ker je mobilnost vrzeli znatno nižja od mobilnosti elektronov v večini primernih polprevodnikov. Sodobne MOS tetrode so torej le znatno izpopolnjena inačica veterana 40673 tovarne RCA izpred pol stoletja:

40673

SILICON DUAL INSULATED-GATE FIELD-EFFECT TRANSISTOR

N-Channel Depletion Type With Integrated Gate-Protection Circuits

For RF Amplifier Applications up to 400 MHz

RCA-40673 is an n-channel silicon, depletion type, dual insulated-gate field-effect transistor.

Special back-to-back diodes are diffused directly into the MOS* pellet and are electrically connected between each insulated gate and the FET's source. The diodes effectively bypass any voltage transients which exceed approximately ±10 volts. This protects the gates against damage in all normal handling and usage.

A feature of the back-to-back diode configuration is that it allows the 40673 to retain the wide input signal dynamic range inherent in the MOSFET. In addition, the low junction capacitance of these diodes adds little to the total capacitance shunting the signal gate.

The excellent overall performance characteristics of the RCA-40673 make it useful for a wide variety of rf-amplifier applications at frequencies up to 400 MHz. The two serially-connected channels with independent control gates make possible a greater dynamic range and lower cross-modulation than is normally achieved using devices having only a single control element.

The two gate arrangement of the 40673 also makes possible a desirable reduction in feedback capacitance by operating in

the common-source configuration and ac-grounding Gate No. 2. The reduced capacitance allows operation at maximum gain *without neutralization*; and, of special importance in rf-amplifiers, it reduces local oscillator feedthrough to the antenna.

The 40673 is hermetically sealed in the metal JEDEC TO-72 package.

*Metal-Oxide-Semiconductor.

Maximum Ratings, Absolute-Maximum Values, at T_A = 25°C

DRAIN-TO-SOURCE VOLTAGE, V _{DS}	-0.2 to +20	V
GATE No.1-TO-SOURCE VOLTAGE, V _{G1S} :		
Continuous (dc).....	-6 to +1	V
Peak ac.....	-6 to +6	V
GATE No.2-TO-SOURCE VOLTAGE, V _{G2S} :		
Continuous (dc).....	-6 to 30% of V _{DS}	V
Peak ac.....	-6 to +6	V
DRAIN-TO-GATE VOLTAGE, V _{DG1} OR V _{DG2}	+20	V
DRAIN CURRENT, I _D	50	mA
TRANSISTOR DISSIPATION, P _T :		
At ambient temperatures up to 25°C.....	330	mW
At ambient temperatures above 25°C.....	derate linearly at 2.2 mW/°C	
AMBIENT TEMPERATURE RANGE: Storage and Operating.....	-65 to +175	°C
LEAD TEMPERATURE (During soldering): At distances ≥ 1/32 inch from seating surface for 10 seconds max.....	265	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, at T_A = 25°C unless otherwise specified

CHARACTERISTICS	SYMBOLS	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
			Min.	Typ.	Max.	
Gate-No.1-to-Source Cutoff Voltage	V _{G1S(off)}	V _{DS} = +15V, I _D = 200 _μ A V _{G2S} = +4V	-	-2	-4	V
Gate-No.2-to-Source Cutoff Voltage	V _{G2S(off)}	V _{DS} = +15V, I _D = 200 _μ A V _{G1S} = 0	-	-2	-4	V
Gate-No.1-Leakage Current	I _{G1SS}	V _{G1S} = +1 or -6V V _{DS} = 0, V _{G2S} = 0	-	-	50	nA
Gate-No.2-Leakage Current	I _{G2SS}	V _{G2S} = +6V V _{DS} = 0, V _{G1S} = 0	-	-	50	nA
Zero-Bias Drain Current	I _{DSS}	V _{DS} = +15V V _{G2S} = +4V V _{G1S} = 0	5	15	35	mA
Forward Transconductance (Gate-No.1-to-Drain)	g _{fs}	V _{DS} = +15V, I _D = 10mA V _{G2S} = +4V, f = 1kHz	-	12,000	-	μmho
Small-Signal, Short-Circuit Input Capacitance †	C _{iss}	V _{DS} = +15V, I _D = 10mA V _{G2S} = +4V, f = 1MHz	-	6	-	pF
Small-Signal, Short-Circuit, Reverse Transfer Capacitance (Drain-to-Gate No. 1) ‡	C _{rss}		0.005	0.02	0.03	pF
Small-Signal, Short-Circuit Output Capacitance	C _{oss}		-	2.0	-	pF
Power Gain (see Fig. 1)	G _{PS}	V _{DS} = +15V, I _D = 10mA V _{G2S} = +4V, f = 200 MHz	14	18	-	dB
Maximum Available Power Gain	MAG		-	20	-	dB
Maximum Usable Power Gain (unneutralized)	MUG		-	20*	-	dB
Noise Figure (see Fig. 1)	NF		-	3.5	6.0	dB
Magnitude of Forward Transadmittance	Y _{fs}		-	12,000	-	μmho
Phase Angle of Forward Transadmittance	θ	-	-35	-	degrees	
Input Resistance	r _{iss}	-	1.0	-	k Ω	
Output Resistance	r _{oss}	-	2.8	-	k Ω	
Protective Diode Knee Voltage	V _{knee}	I _{DIODE(REVERSE)} = ±100 _μ A	-	±10	-	V

*Limited only by practical design considerations.

†Capacitance between Gate No. 1 and all other terminals

‡Three-terminal measurement with Gate No. 2 and Source returned to guard terminal.

For characteristics curves, refer to type 3N187.

APPLICATIONS

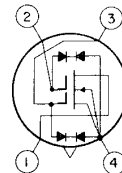
- RF amplifier, mixer, and IF amplifier in military, industrial, and consumer communications equipment
- aircraft and marine vehicular receivers
- CATV and MATV equipment
- telemetry and multiplex equipment

PERFORMANCE FEATURES

- superior cross-modulation performance and greater dynamic range than bipolar or single-gate FET s
- wide dynamic range permits large-signal handling before overload
- dual-gate permits simplified agc circuitry
- virtually no agc power required
- greatly reduces spurious responses in fm receivers
- permits use of vacuum-tube biasing techniques
- excellent thermal stability

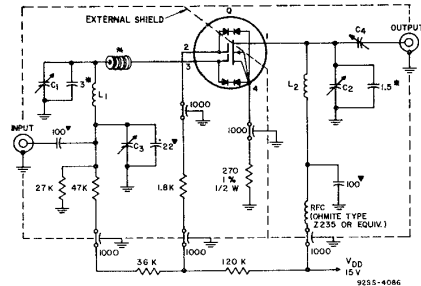
DEVICE FEATURES

- back-to-back diodes protect each gate against handling and in-circuit transients
- low gate leakage currents — I_{G1SS} & I_{G2SS} = 20 nA(max.) at T_A = 25°C
- high forward transconductance — g_{fs} = 12,000 μmho (typ.)
- high unneutralized RF power gain — G_{PS} = 18 dB(typ.) at 200 MHz
- low VHF noise figure — 3.5 dB(typ.) at 200 MHz



TERMINAL DIAGRAM

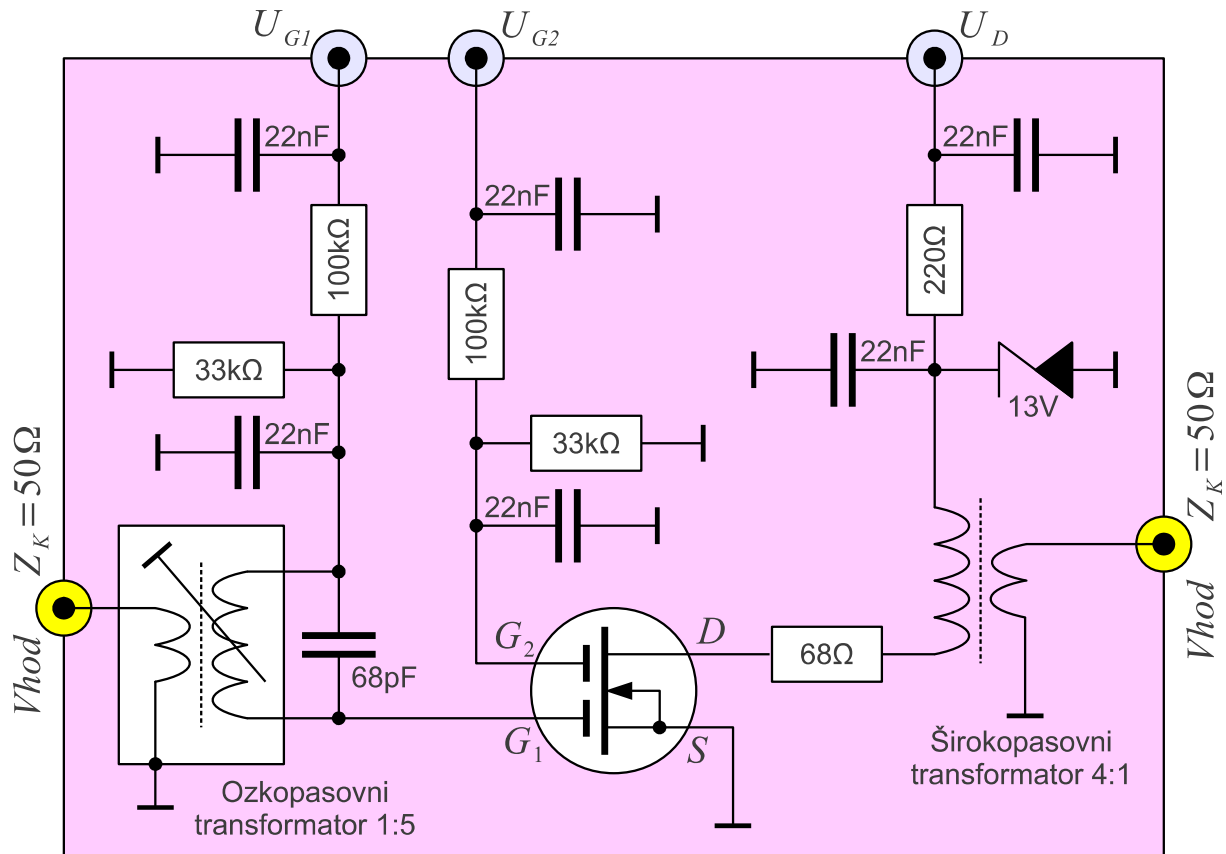
LEAD 1 - DRAIN
LEAD 2 - GATE No. 2
LEAD 3 - GATE No. 1
LEAD 4 - SOURCE, SUBSTRATE AND CASE



- #Ferrite bead (4); Pyroferic Co. "Carbonyl J" 0.09 in. OD; 0.03 in. ID; 0.063 in. thickness. Q = 40673
- ▼ Disc ceramic. *Tubular ceramic.
- All resistors in ohms
- All capacitors in pF
- C₁: 1.8 – 8.7 pF variable air capacitor: E.F. Johnson Type 160-104, or equivalent.
- C₂: 1.5 – 5 pF variable air capacitor: E.F. Johnson Type 160-102, or equivalent.
- C₃: 1 – 10 pF piston-type variable air capacitor: JFD Type VAM-010; Johanson Type 4335, or equivalent.
- C₄: 0.8 – 4.5 pF piston type variable air capacitor: Erie 560-013 or equivalent.
- L₁: 4 turns silver-plated 0.02-in. thick, 0.075-0.085-in. wide, copper ribbon. Internal diameter of winding = 0.25 in., winding length approx. 0.80 in.
- L₂: 4½ turns silver-plated 0.02-in. thick, 0.085-0.095-in. wide, 5/16-in. ID. Coil ≈ .90 in. long.

Fig. 1. 200-MHz Power gain and noise-figure test circuit

Za vajo si ogleđamo obnašanje visokofrekvenčnega ojačevalnika s polprevodniško tetrodo ter izmerimo njegove lastnosti: ojačanje, izhodno moč in popačenje signala. Ker polprevodniške tetrode delujejo z impedancami v velikostnem razredu $Z \approx 1k \Omega$, potrebujemo na vhodu in izhodu ojačevalnika transformatorje za prilagoditev impedance na $Z_K = 50 \Omega$ merilnih inštrumentov:



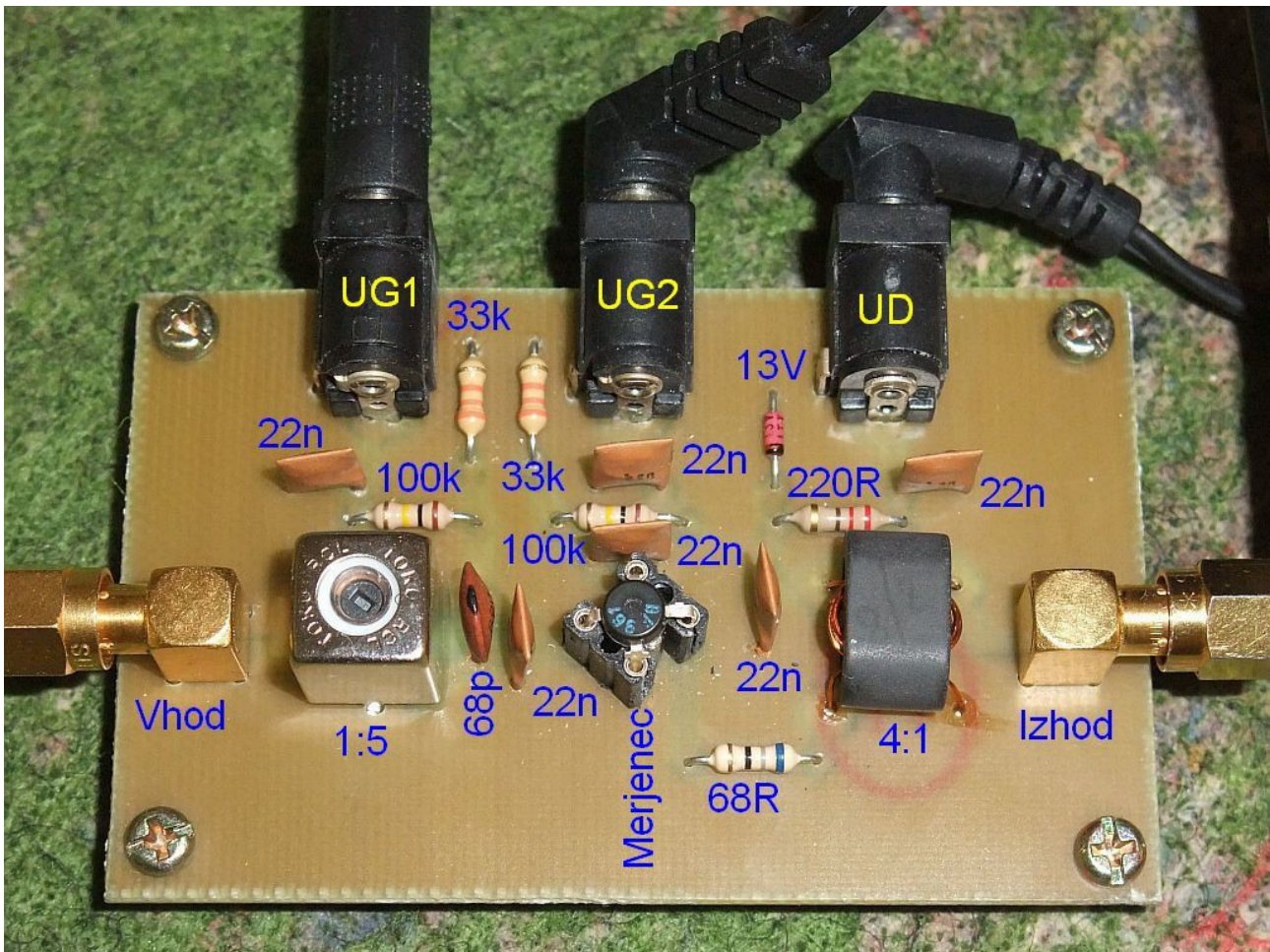
Merilno vezje za polprevodniške tetrode

Transformator 1:5 na vhodu je ugašen z vzporednim kondenzatorjem $C=68\text{pF}$, da se obnaša kot pasovno sito za frekvenco približno $f \approx 20\text{MHz}$. Frekvenčno sito nam dodatno očisti signal merilnega izvora, da na izhodu ojačevalnika s spektralnim analizatorjem opazujemo le popačenje merjenca kot drugi harmonik v pasu $2f \approx 40\text{MHz}$ in tretji harmonik v pasu $3f \approx 60\text{MHz}$. Izhodni transformator 4:1 je širokopasoven. Upor $R=68\Omega$ duši neželjene rezonance gradnikov na frekvencah nad $f > 300\text{MHz}$.

Merilno vezje ima tri vtičnice za napajanje, da lahko neodvisno nastavljamo delovno točko U_{G1} in delovno točko U_{G2} ter merimo tok ponora I_D . Merilno vezje vsebuje dva uporovna delilnika 4:1 za obe napetosti vrat, da slednji lažje nastavljamo z razpoložljivimi laboratorijskimi napajalniki. Na obeh napajalnikih torej nastavljamo štirikratno napetost vrat, $4 \times U_{G1}$ oziroma $4 \times U_{G2}$. Napetosti U_{G1} in U_{G2} imata lahko obe polariteti glede na izvor S !

Nastavljeno delovno točko preverimo z voltmetrom neposredno na vratih merjenca. Z voltmetrom takoj ugotovimo najpogostejšo odpoved *MOS* tetrode, preboj oksida med vrati in kanalom! Upori obeh delilnikov so sicer izbrani tako, da ščitijo vrata merjenca ne glede na nastavitvev

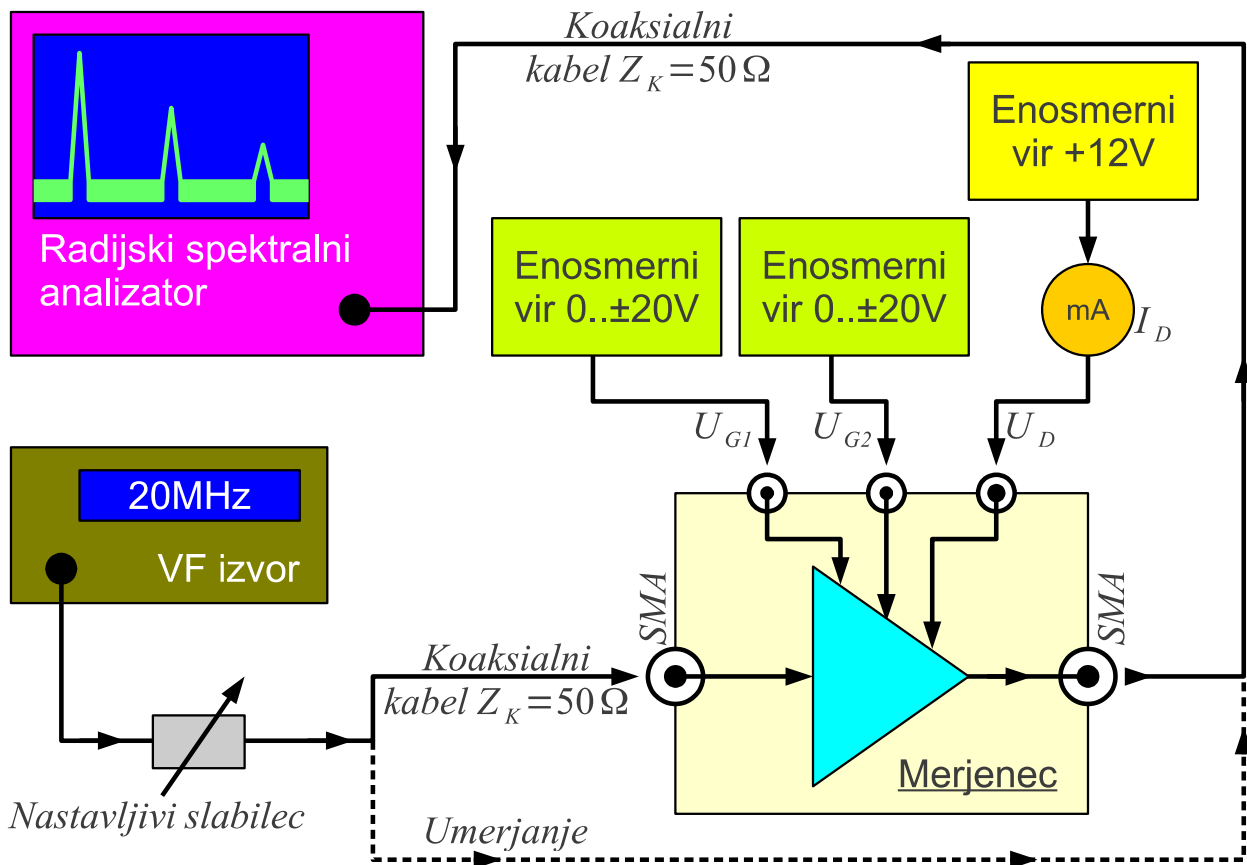
pripadajočih napajalnikov. Preko tretje vtičnice napajanja privedemo napetost ponora U_D , ki je zaščiten z Zener diodo $13V$ in uporom $R=220\Omega$ proti prenapetostim in napačni polariteti:



Izvor za ponor polprevodniške tetrode je edini, ki v vezje dovaja znatno električno moč. Za U_D tetrode zadošča nenastavljiv vir $12V$. Pri najvišjem toku $I_D=10mA$ upade napetost na vgrajenih uporih na dobrih $9V$ na priključku D tetrode.

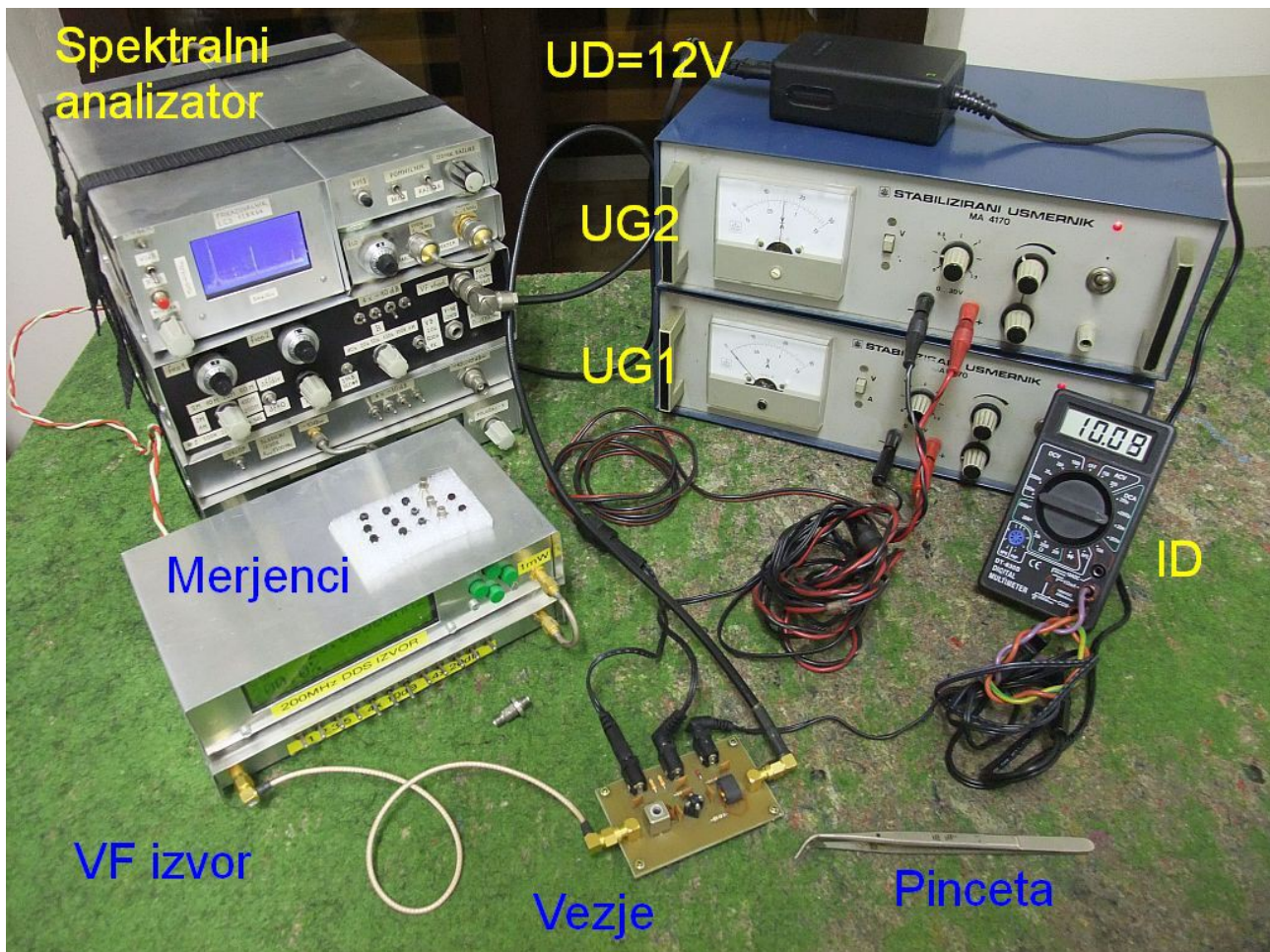
Polprevodniška tetroda doseže ojačanje visokofrekvenčnega signala med $20dB$ in $30dB$. Visokofrekvenčni izvor potrebuje na svojem izhodu nastavljiv slabilec, da ojačevalnika ne prekrmilimo. Za umerjanje priključimo izhod visokofrekvenčnega vira neposredno na vhod spektralnega analizatorja, merjenec tedaj nadomešča palčka SMA .

Izhod ojačevalnika priključimo na visokofrekvenčni spektralni analizator. Slednji omogoča meritev jakosti izvirnega signala in popačenja (harmonikov) v širokem razponu. Z nastavljanjem delovne točke polprevodniške tetrode lahko znižamo ojačanje oziroma oslabimo vhodni signal tudi za več kot $50dB$. Delovno točko tetrode nadziramo z meritvijo toka ponora I_D :



Meritev ojačanja in popačenja polprevodniške tetrode

Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:



Meritev začnemo brez VF krmilnega signala (visoko vstavljenno slabljenje). Napetost drugih vrat tetrode nastavimo na $U_{G2} = +4V$, kar zagotavlja, da sta kanala obeh tranzistorjev preščitnjena. Z nastavljanjem napetosti $U_{G1} = ?$ nato poiščemo tok ponora $I_D = 10mA$. Glede na tolerance merjenja je lahko U_{G1} pozitiven ali negativen. Edino pri *GaAs* tetrodi bo iskani U_{G1} skoraj zagotovo negativen.

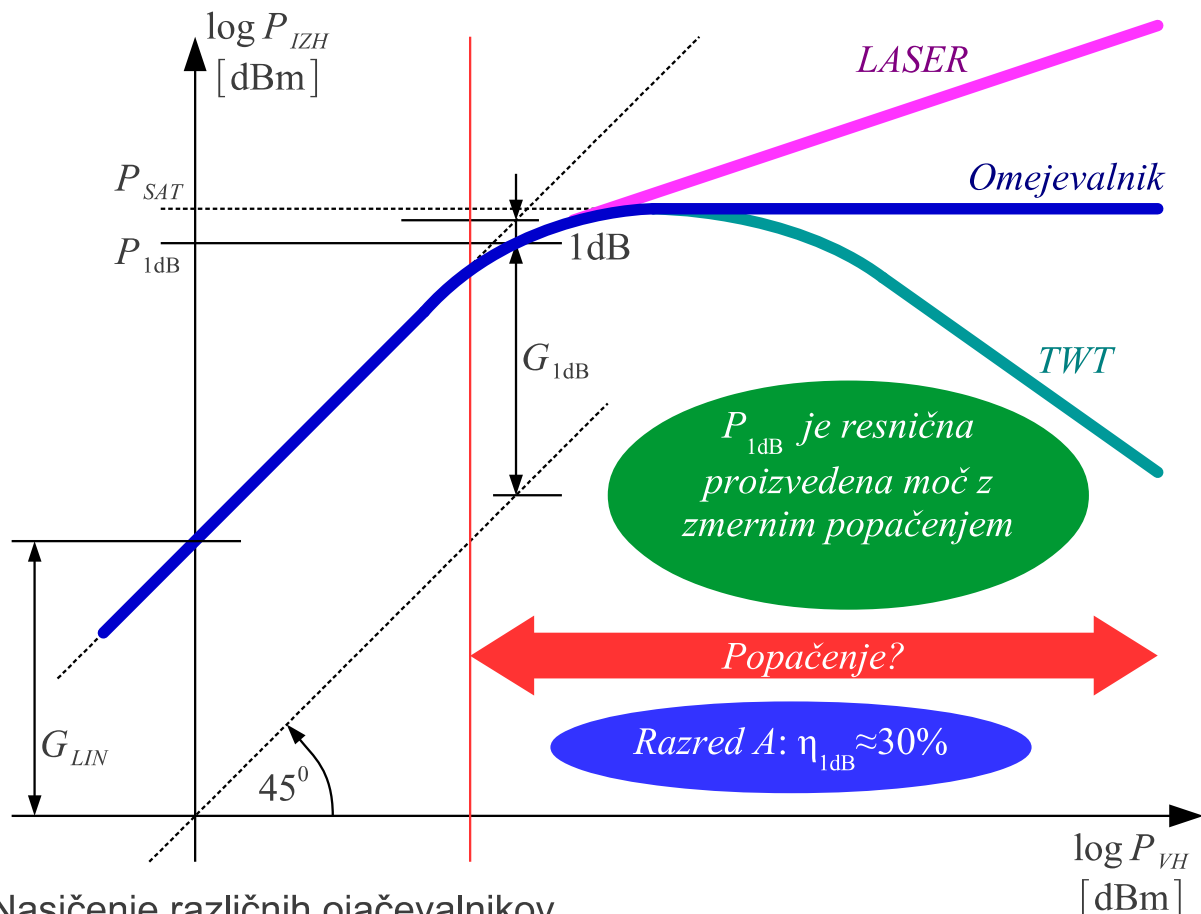
V opisani delovni točki dosega tetroda največje ojačanje in najvišjo izhodno moč. Frekvenco VF izvora nato nastavljamo v okolici $f \approx 20MHz$ ter poiščemo tisto, ki nam daje najvišje ojačanje $f_{MAX} = ?$ Moč VF izvora nato zvišujemo in izmerimo, kolikšno najvišjo moč $P_{SAT} = ?$ lahko daje ojačevalnik v nasičenju. Moč nasičenja si zabeležimo v tabelo.

Moč vira nato znižamo za $-10dB$, da merjenec zanesljivo deluje v linearnem režimu. Iz razmerja med izhodno močjo merjenca in vhodno visokofrekvenčno močjo (glej umerjanje) izračunamo največje ojačanje merjenca za male signale $G_{MAX} = ?$

Končno preizkusimo nastavljanje ojačanja tetrode in izmerimo pripadajoče popačenje. Ojačanje lahko nastavljamo na dva različna načina: (1) znižujemo U_{G2} (lahko postane negativen) in držimo $U_{G1} = konst.$ ali

9. Moč in ojačanje ojačevalnika v nasičenju

Največja izhodna moč vseh ojačevalnikov je omejena. Pojave v območju največje izhodne moči opišemo z izrazom nasičenje. Moči nasičenja sicer ni enostavno definirati, ker se pri prekrmljenju različni ojačevalniki obnašajo na različne načine. Pri nekaterih ojačevalnikih se s povečanjem krmiljenja izhodna moč še vedno povečuje, pri drugih doseže neko stalno vrednost in pri nekaterih začne pri prekrmljenju izhodna moč celo upadati:

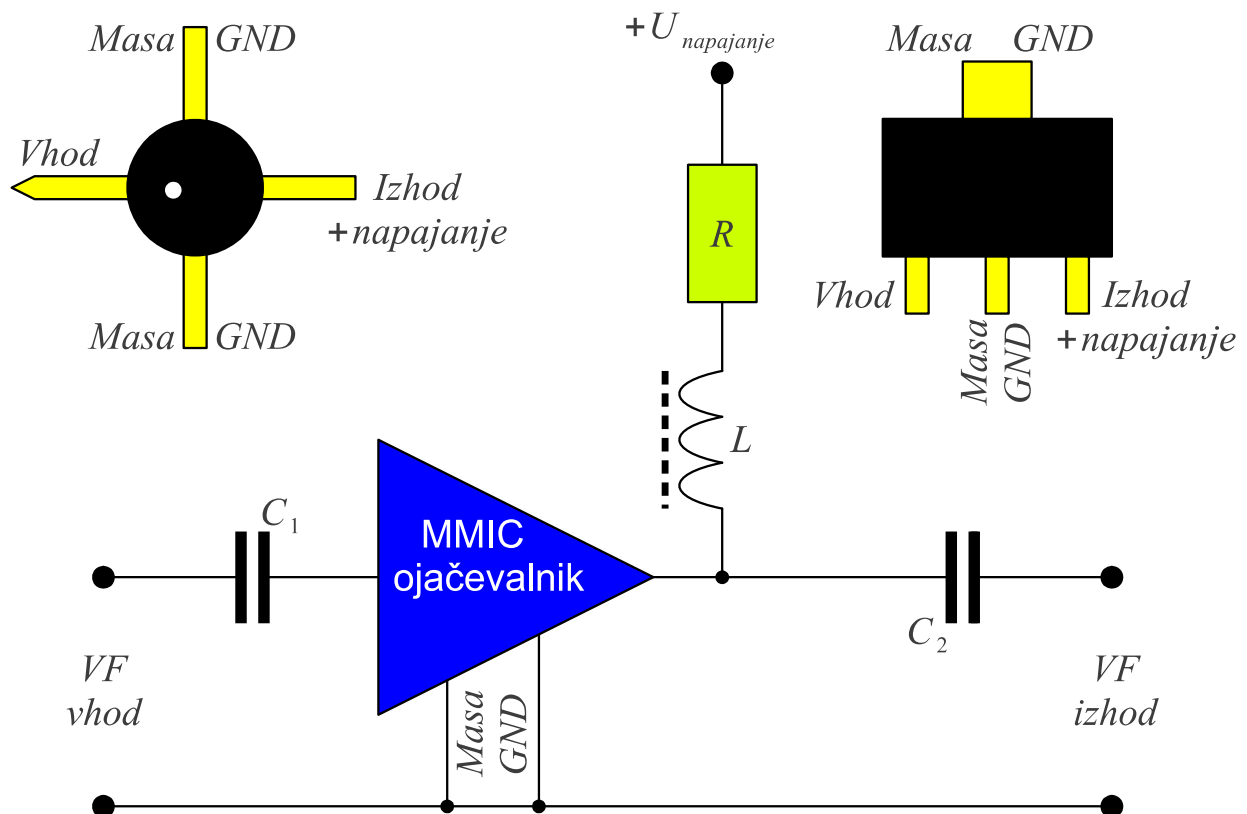


Vsem ojačevalnikom je skupno le to, da začne pri prekrmljenju ojačanje upadati. Izhodno moč ojačevalnika zato definiramo v točki, kjer ojačanje upade za 1dB glede na vrednost ojačanja G_{LIN} za majhne signale. To moč imenujemo P_{1dB} in pripadajoče ojačanje G_{1dB} . Obe veličini nam v večini slučajev zelo dobro opišeta, kaj zmore ojačevalnik, čeprav je največja možna izhodna moč ojačevalnika tudi nekaj dB večja. P_{1dB} zato pogosto enačimo kar z močjo nasičenja P_{SAT} .

Vsi nelinearni pojavi v ojačevalnikih, intermodulacija in moč v nasičenju, so seveda močno odvisni od izbire delovne točke aktivnih sestavnih delov. Večji mirovni tokovi in višje delovne napetosti pomenijo običajno višjo moč presečne točke intermodulacijskega popačenja P_{IP3} in višjo moč nasičenja

P_{1dB} . Pojav najlažje opazujemo v enostavnih MMIC ojačevalnikih.

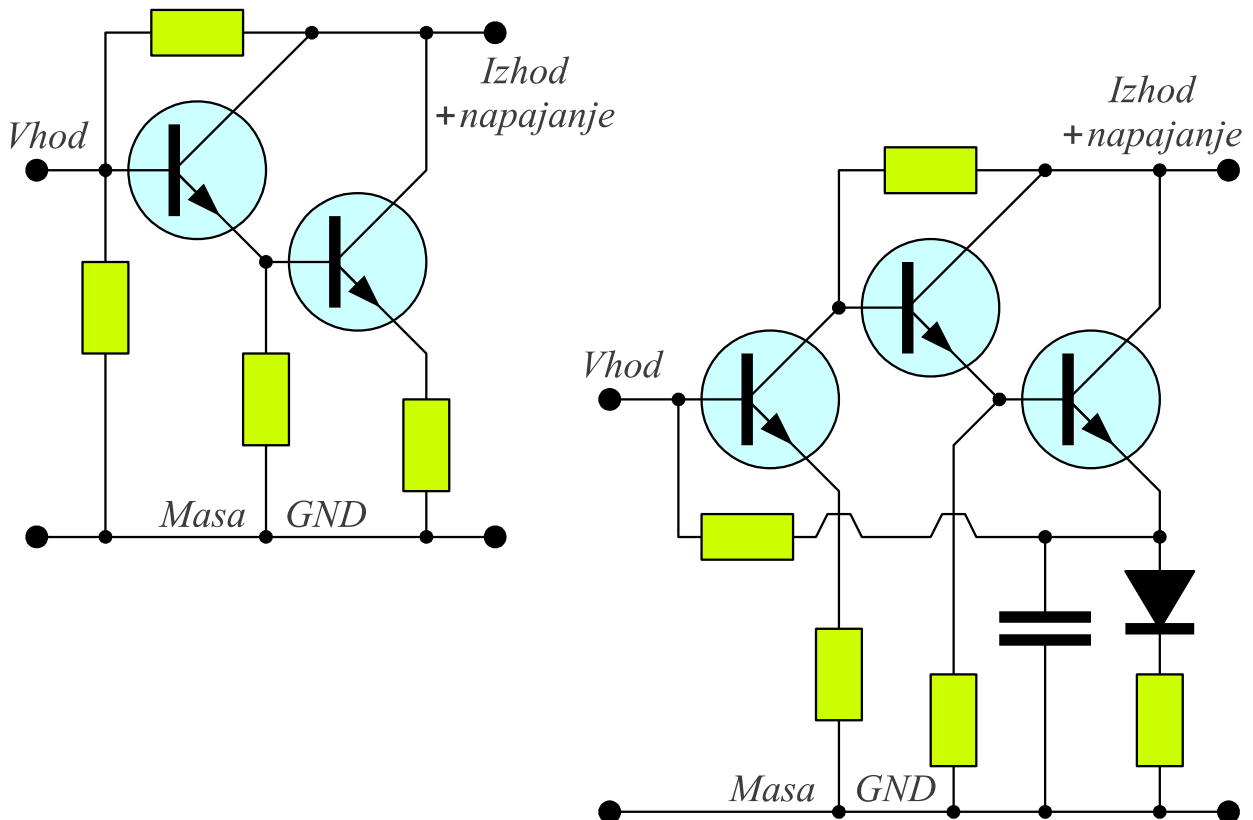
MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit) ojačevalniki so zamišljeni kot univerzalni gradniki visokofrekvenčnih vezij, podobno kot so to operacijski ojačevalniki za nizke frekvence. Ojačevalniki so vgrajeni v majhna plastična ali keramična ohišja s štirimi izvodi. Vhodna in izhodna impedanca sta prilagojeni v okolje $50\ \Omega$. Ojačevalnik se napaja preko izhodnega priključka, izhod in vhod pa potrebujeta le še sklopna kondenzatorja:



Ohišje in vezava MMIC ojačevalnika

Večina MMIC ojačevalnikov ima vgrajeno povratno vezavo, da ima ojačevalnik čim bolj konstantno ojačanje in čim nižjo vhodno ter izhodno odbojnost od enosmerne do najvišje frekvence uporabe. Frekvenčni pas dosega 3GHz za ojačevalnike s silicijevimi bipolarnimi tranzistorji in 10GHz za ojačevalnike s *HBT*ji (Heterostructure Bipolar Transistor) iz *SiGe* oziroma *InGaP* .

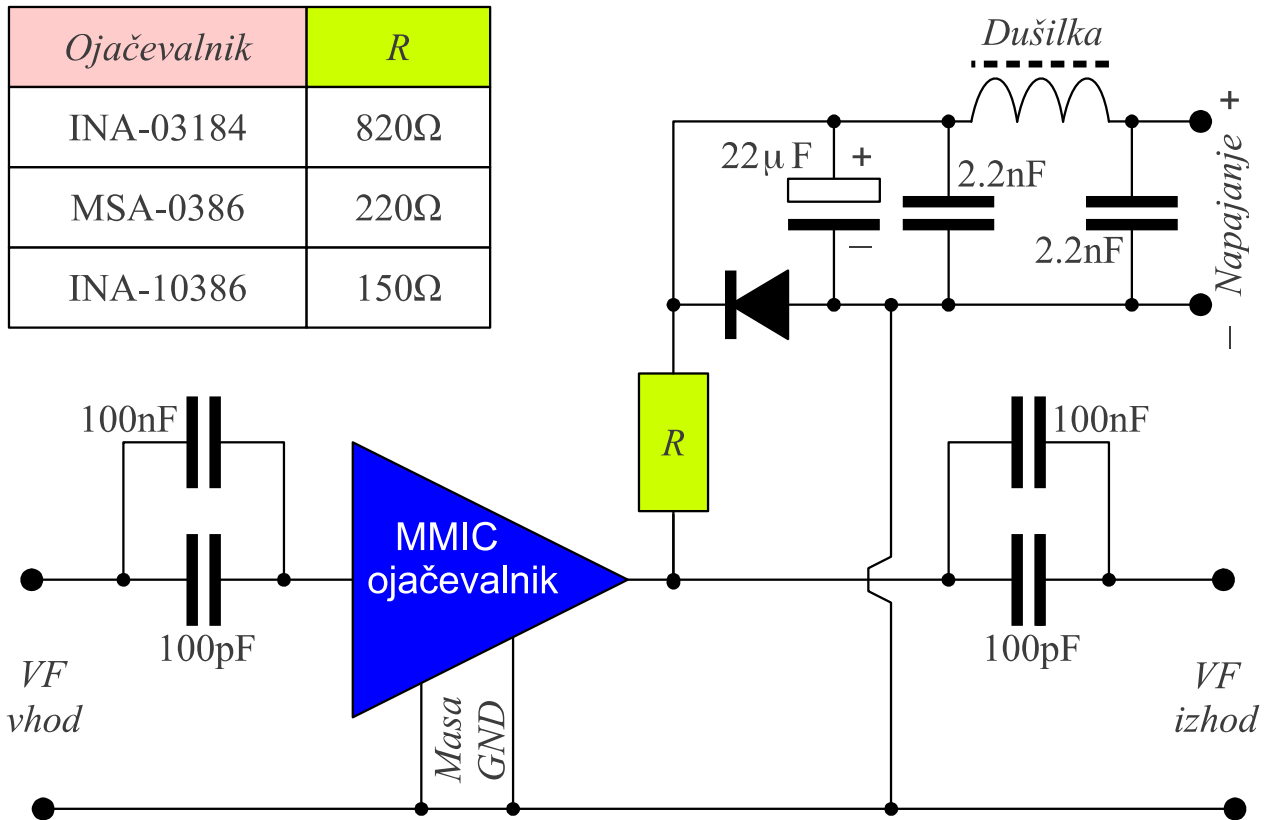
MMIC ojačevalnike poznamo v dveh izvedbah. Enostopenjski ojačevalniki imajo vgrajen le darlingtonski par tranzistorjev s skupnim kolektorjem. Ojačanje znaša $7\text{dB} \dots 18\text{dB}$, šumno število pa je zaradi močne izgubne povratne vezave v območju $4\text{dB} \dots 8\text{dB}$. Dvostopenjski ojačevalniki dosegajo ojačanje $15\text{dB} \dots 30\text{dB}$, šumno število pa je zaradi šibkejše povratne vezave prve stopnje v območju $2\text{dB} \dots 5\text{dB}$:



Enostopenjski (MSA...) in dvostopenjski (INA...) MMIC ojačevalniki

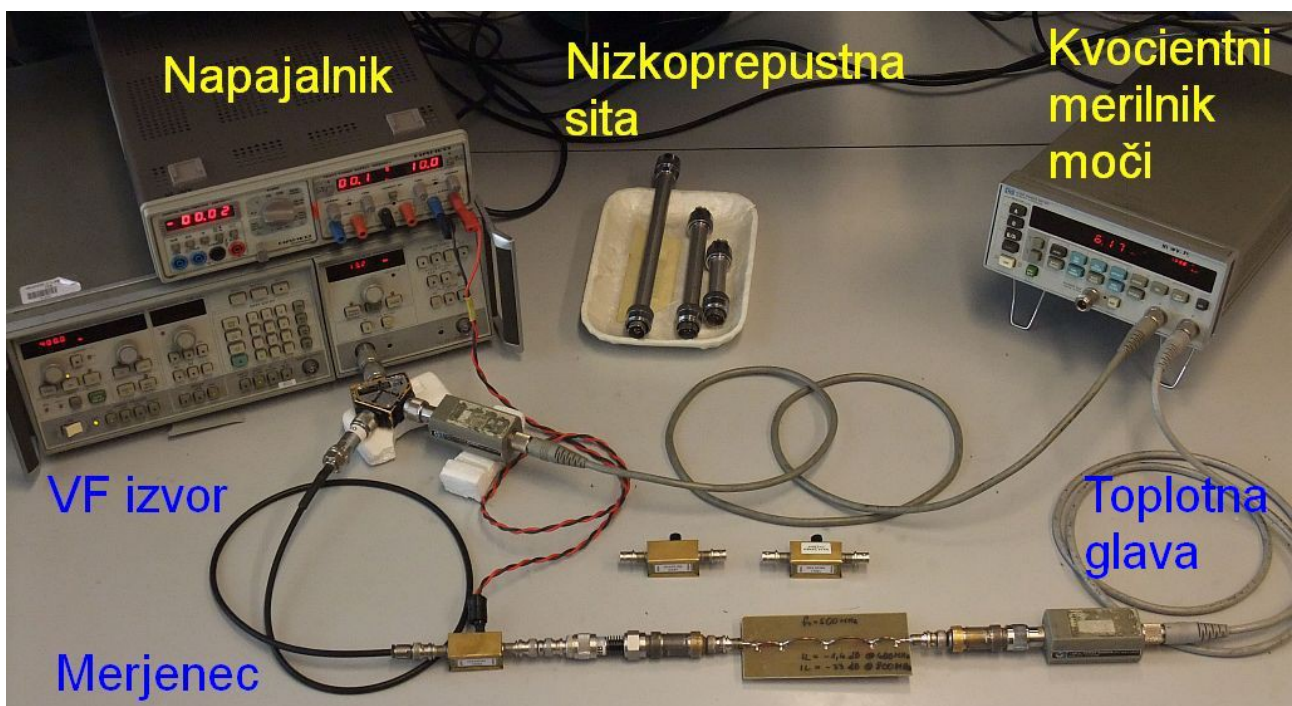
Vsi MMIC ojačevalniki delajo v razredu A, izkoristek pa dodatno poslabša zahteva po prilagoditvi izhodne impedance na $Z_K = 50 \Omega$. Podobno kot operacijski ojačevalniki v nizkofrekvenčni tehniki imajo tudi MMIC ojačevalniki za ceno svoje univerzalnosti vedno slabše šumno število in nižji izkoristek (manjšo izhodno moč) v primerjavi z običajnimi, enakovrednimi visokofrekvenčnimi tranzistorji.

MMIC ojačevalnike vgradimo v primerno merilno vezje, ki vsebuje vhodni in izhodni sklopni kondenzator ter napajalni upor. Napajalno napetost pripeljemo preko nizkoprepustnega sita, ki odstranjuje neželjene motnje iz napajalnika pri merjenju šibkih signalov (šumno število). Vezje vsebuje tudi diodo za zaščito pred obratno polariteto napajanja. Sklopna kondenzatorja vsebujeta vzporedno vezavo 100pF in 100nF , ker imajo veliki kondenzatorji (100nF) razmeroma velike izgube (visoko zaporedno upornost) na visokih frekvencah:



Merilno vezje za MMIC ojačevalnike

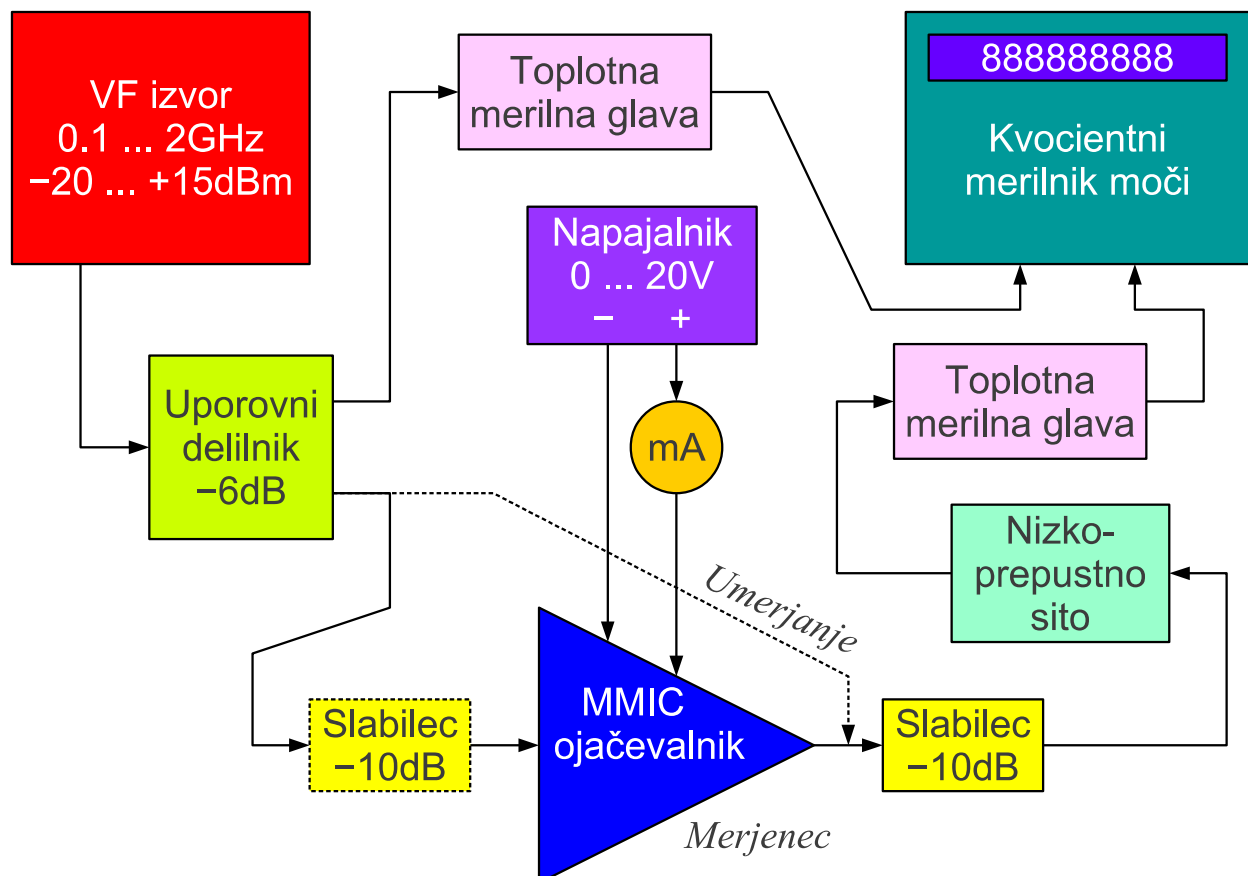
Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:



Pri merjenju moči nasičenja ojačevalnika moramo predvsem paziti, da ojačevalnika ne uničimo s previsoko napajalno napetostjo ali tokom oziroma s premočnim krmilnim signalom. Napajalni upori, ki so vgrajeni v merilna vezja

za MMIC ojačevalnike, so tako izbrani, da doseže tok največjo dopustno vrednost pri napajalni napetosti $20V$. Pri vaji zato držimo napajalno napetost pod $U \leq 18V$.

Pri MMIC ojačevalnikih moramo biti pozorni tudi na najnižji dopustni tok oziroma napajalno napetost, pod katerima se delovanje ojačevalnika poruši. Ojačevalnika na ta način sicer ne bomo poškodovali, pač pa so lahko rezultati meritev povsem nesmiselni, če na primer postane ojačevalnik nestabilen ali celo samooscilira:



Vezava merilnih pripomočkov

Najvišja dopustna vhodna moč znaša za večino MMIC ojačevalnikov okoli $20mW$ ($+13dBm$). Polprevodniški visokofrekvenčni izvori (brez dodatnih ojačevalnikov) običajno ne presegajo te moči. Na vhodu je še dodatni uporovni delilnik, ki vnaša slabljenje $-6dB$. Glede na ojačanje ojačevalnikov ($10dB \dots 25dB$) pričakujemo vhodno moč verjetno v mejah $-25dBm \dots +3dBm$.

Jakost vhodnega signala preprosto merimo z visokofrekvenčnim merilnikom moči in se pri tem zanašamo, da uporovni delilnik deli vhodni signal v enakem razmerju. Ker toplotne merilne glave postanejo zelo počasne in niso več natančne pri zelo majhnih močeh pod $10\mu W$ ($-20dBm$), dodamo na vhod merjenca še dodatni uporovni slabilec $-10dB$. Dodatni

slabilec obvezno upoštevamo pri določanju vhodne moči in ojačanja.

Pri merjenju izhodne moči ojačevalnika moramo biti še bolj previdni. Pri krmiljenju ojačevalnika s sinusnim signalom v nasičenje dobimo na izhodu tudi višje harmonske frekvence. Ker je ojačanje ojačevalnika opisano kot razmerje med vhodnim sinusnim signalom in izhodnim signalom z isto frekvenco, moramo višje harmonske frekvence odstraniti z nizkoprepustnim sitom. Nizkoprepustno sito seveda izberemo glede na frekvenco meritve, da ne slabi osnovne frekvence in čimbolj slabi vse višje harmonske frekvence.

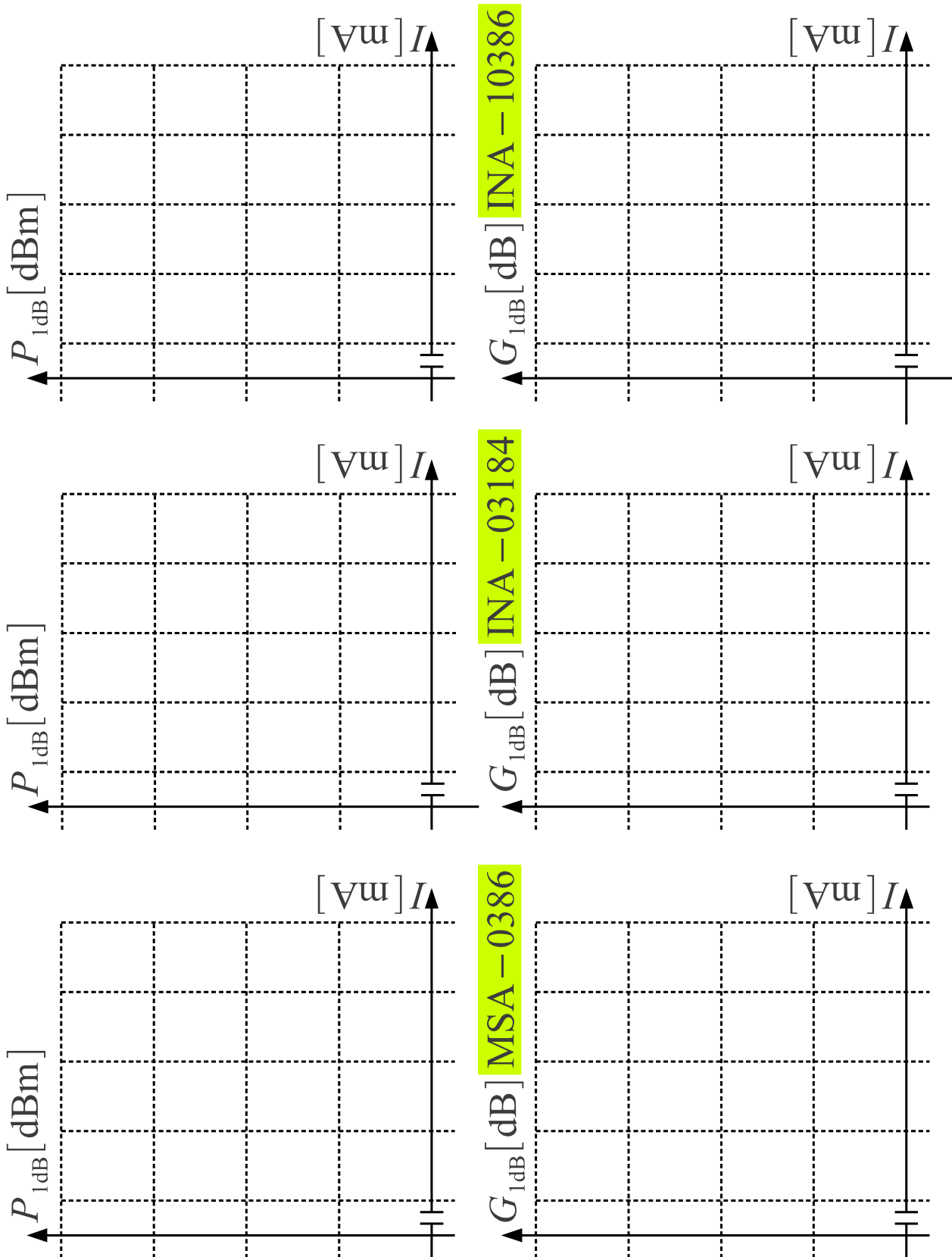
Nizkoprepustno sito običajno predstavlja popolnoma neprilagojeno breme za vse frekvence nad mejno frekvenco sita. Če izhod ojačevalnika zaključimo na breme, ki je neprilagojeno na višje harmonske frekvence in jih odbija nazaj v ojačevalnik, se izhodna moč na osnovni frekvenci in izkoristek močno spreminjata glede na fazo odbitih harmonikov. Zato vstavimo med izhod ojačevalnika in nizkoprepustno sito še uporovni slabilec -10dB , ki bo poskrbel za pravilno zaključitev izhoda ojačevalnika na vseh frekvencah. To dodatno slabljenje moramo seveda upoštevati pri meritvi moči in računanju ojačanja.

Postopek meritve $P_{1\text{dB}}$ in $G_{1\text{dB}}$ je zelo enostaven. Sistem najprej umerimo brez ojačevalnika, da določimo slabljenje vseh uporabljenih nizkoprepustnih sit za različne frekvence. Nato vstavimo ojačevalnik in znižujemo vhodno moč toliko časa, da se razmerje izhodna/vhodna moč ne spreminja več. Tako dobimo linearno ojačanje ojačevalnika G_{LIN} za majhne signale.

Nato povečujemo vhodno moč, opazujemo prirastek izhodne moči in stalno preračunavamo ojačanje. Pri tem nam je v veliko pomoč kvocientni merilnik moči, ki samodejno izračuna razmerje izhodne in vhodne moči. Ko ojačanje upade za 1dB glede na majhne signale, smo dosegli izhodno moč $P_{1\text{dB}}$ in ojačanje $G_{1\text{dB}}$, ki mora biti jasno za 1dB manjše od G_{LIN} . Celoten postopek nato ponovimo pri drugačni enosmerni napetosti (toku skozi ojačevalnik), na drugi frekvenci (zamenjamo nizkoprepustno sito!) oziroma z drugim ojačevalnikom.

Za vajo izmerimo $P_{1\text{dB}}$ in $G_{1\text{dB}}$ za tri različne MMIC ojačevalnike, ki jih merimo na treh različnih frekvencah: 400MHz , 800MHz in 1600MHz . V ta namen uporabimo nizkoprepustna sita za 500MHz , 1GHz in 2GHz . Pred vsako meritvijo ojačevalnikov si zabeležimo slabljenje nizkoprepustnega sita za pripadajočo frekvenco. Nato izmerimo $P_{1\text{dB}}$ in $G_{1\text{dB}}$ pri napajalnih napetostih 10V , 12V , 14V , 16V in 18V . Rezultate vpišemo v razpredelnice za tri različne frekvence:

Končni rezultat, P_{1dB} in G_{1dB} , narišemo kot funkcijo enosmernega napajalnega toka skozi ojačevalnik, za vsak ojačevalnik posebej. Meritve istega ojačevalnika na različnih frekvencah lahko združimo na istem grafu:

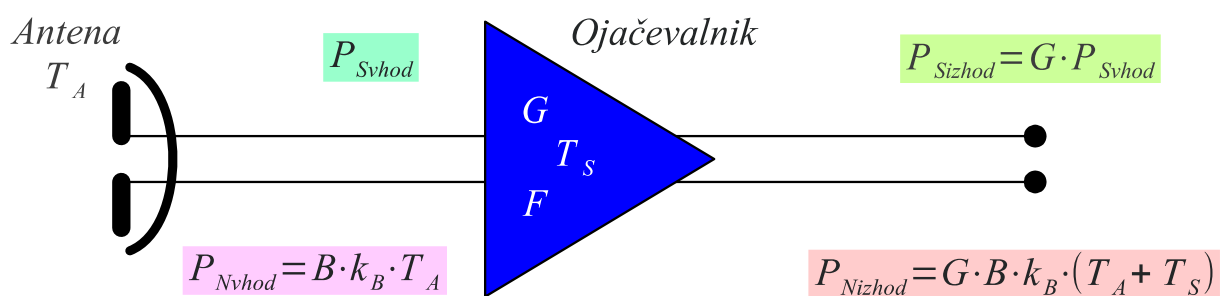


10. Meritev šumnega števila ojačevalnika

Vsako radijsko zvezo načrtujemo za zahtevano razmerje signal/šum. Šum ima vsaj dva izvora: naravni šum T_A , ki ga sprejme antena in dodatni šum T_S radijskega sprejemnika. Šumna temperatura T_S (oziroma šumno število F) je eden osnovnih podatkov kateregakoli radijskega sprejemnika, kot tudi posameznih stopenj sprejemnika in njihovih sestavnih delov. Šumna moč P_N je preprosto vsota vseh šumnih temperatur, preračunanih na vhodne sponke sprejemnika, pomnoženih s pasovno širino sprejemnika B , Boltzmannovo konstanto k_B in ojačanjem sprejemnika G :

$$P_N = G \cdot B \cdot k_B \cdot \sum_i T_i \quad k_B = 1.380649 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$$

Namesto šumne temperature sprejemnika T_S pogosto uporabljamo povsem enakovredno veličino šumno število F . Šumno število je neimenovano razmerje, ki ga običajno izražamo v logaritemskih enotah F_{dB} (decibelih):



$$\left(\frac{P_S}{P_N} \right)_{\text{izhod}} = \frac{G \cdot P_{\text{Svhod}}}{G \cdot B \cdot k_B \cdot (T_A + T_S)} = \frac{T_A}{T_A + T_S} \cdot \left(\frac{P_S}{P_N} \right)_{\text{vhod}}$$

$$F = 1 + \frac{T_S}{T_0} \quad F_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{T_S}{T_0} \right) \quad T_0 = 290 \text{ K}$$

$$\text{Samo pri } T_A = T_0 \text{ velja } \left(\frac{P_S}{P_N} \right)_{\text{izhod}} = \frac{1}{F} \cdot \left(\frac{P_S}{P_N} \right)_{\text{vhod}}$$

Šumno število ojačevalnika

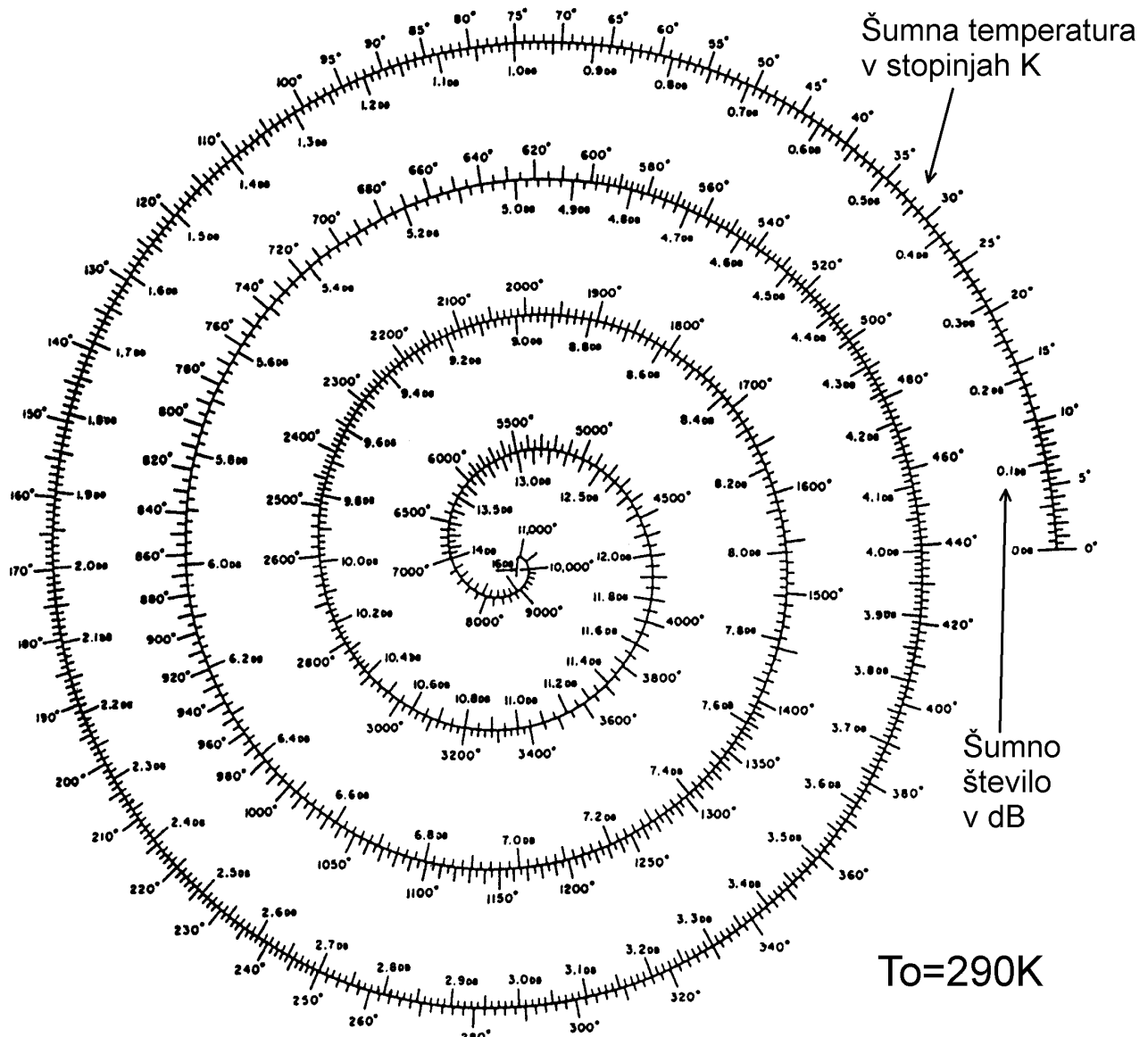
Definicija šumnega števila F oziroma F_{dB} je vezana na izbiro

referenčne temperature $T_0=290\text{K}$. Samo v primeru, ko je šumna temperatura izvora (antene) $T_A=T_0=290\text{K}$ enaka referenčni (sobni) temperaturi, velja nerodna definicija, da se izhodno razmerje signal/šum poslabša ravno za faktor F (šumno število sprejemnika) glede na vhodno razmerje signal/šum.

V večini primerov moramo preračunati šumno število F nazaj v šumno temperaturo T_S , da nadaljujemo računanje s temperaturami:

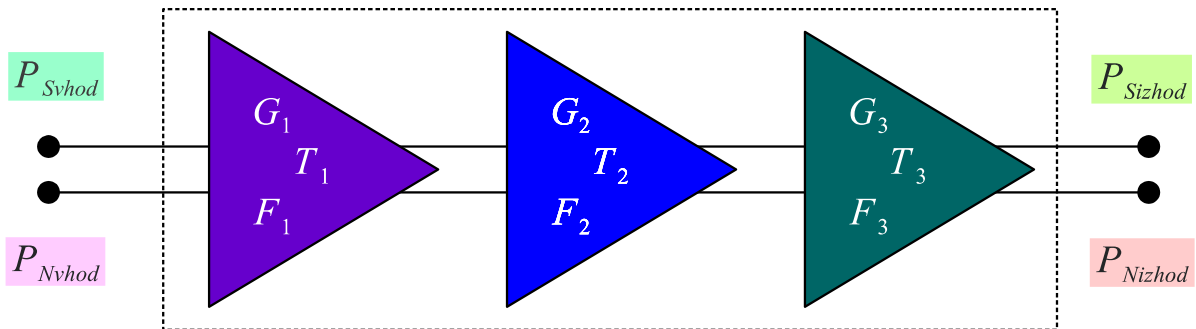
$$T_S = T_0 \cdot \left(10^{\frac{F_{\text{dB}}}{10}} - 1 \right) \quad T_0 = 290\text{K}$$

Pretvorbo med različnimi merskimi veličinami za opis šuma v obe smeri nam olajšuje preprost nomogram:



Tudi v primeru računanja šumnega števila F verige ojačevalnikov v

bistvu računamo s šumnimi temperaturami T_i . Pri tem moramo paziti na merske enote danih šumnih števil F_i : neimenovana razmerja ali decibeli? Pomemben podatek ojačevalnika je tudi šumna temperatura T_∞ oziroma šumno število F_∞ neskončne verige enakih ojačevalnikov z ojačanjem G_e in šumom T_e oziroma F_e , ki nam daje oceno za šum sprejemnika z visokim ojačanjem:



$$T = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 \cdot G_2} + \dots$$

$$F = 1 + \frac{T}{T_0} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots \quad F_i = 10^{\frac{(F_i)_{dB}}{10}}$$

Neskončna veriga
enakih ojačevalnikov
 G_e, T_e, F_e

$$T_\infty = \frac{T_e}{1 - \frac{1}{G_e}}$$

$$F_\infty = 1 + \frac{F_e - 1}{1 - \frac{1}{G_e}}$$

Šumno število verige ojačevalnikov

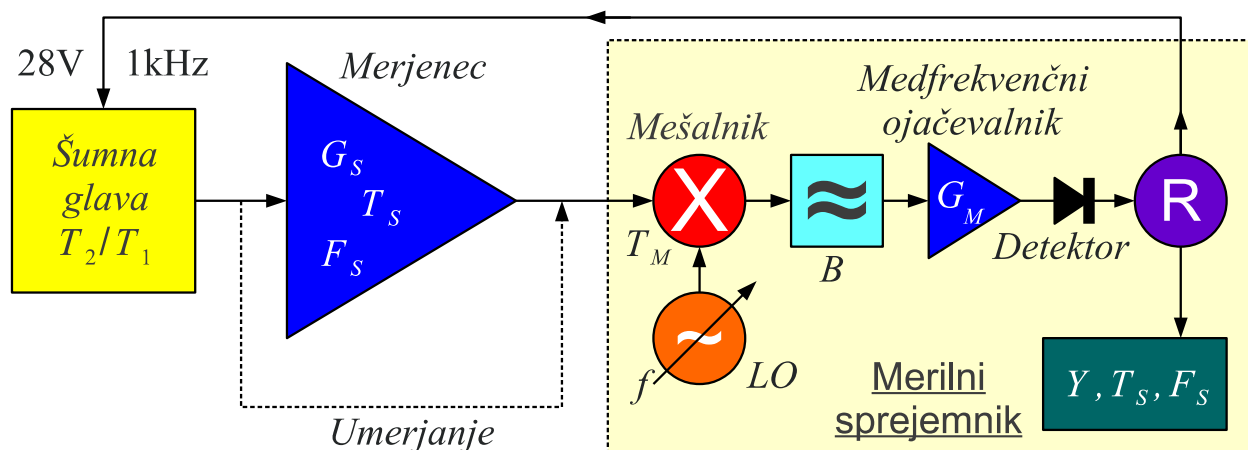
Šumno število lahko merimo na več različnih načinov. Šumno število lahko na primer izračunamo iz izmerjenega razmerja signal/šum na izhodu sprejemnika, če poznamo jakost signala in jakost šuma na vhodu sprejemnika ter vrsto obdelave signalov v notranjosti sprejemnika. Za takšno meritev moramo torej poznati celo vrsto drugih podatkov o merjenem sprejemniku, kar vnaša vrsto možnih pogoškov v meritev.

Šumno število ali šumno temperaturo najbolj natančno izmerimo tako, da uporabimo tudi kot merilni signal toplotni šum. Na ta način se cela vrsta možnih pogoškov natančno odšteje v končnem rezultatu meritve. Za takšno meritev potrebujemo dva različno močna izvora šuma znane jakosti oziroma en sam izvor šuma, ki mu šumno temperaturo lahko spreminjamo.

Če na vhodne sponke merjenca priključimo dva različna šumna izvora z dvema različnima šumnima temperaturama T_1 in T_2 , lahko iz

izmerjenega razmerja izhodnih moči $Y = P_2/P_1$ izračunamo najprej šumno temperaturo merjenca T_S in iz nje še šumno število F . Kot različna izvora šuma lahko uporabimo dva enaka upora na različnih fizičnih temperaturah T_1 in T_2 ali pa anteno, ki jo obrnemo v vroče breme (absorber na sobni temperaturi) oziroma v hladno nebo.

Samodejni merilnik šumnega števila uporablja kot izvor šuma šumno glavo z vgrajeno plazovno diodo. V tem primeru je hladna temperatura $T_1 = T_0$ kar enaka sobni temperaturi, vroča temperatura T_2 pa je odvisna od vrste in priključitve plazovne diode. Plazovna dioda v šumni glavi je na izhodu že opremljena s slabilcem, da je parameter $ENR = T_2/T_1 - 1$ umerjen in da se pri preklapljanju diode izhodna impedanca šumne glave čim manj spreminja, kar bi lahko spremenilo tudi ojačanje merjenca in s tem pokvarilo točnost meritve:



$$Y = \frac{P_2}{P_1} = \frac{T_2 + T_S + T_M/G_S}{T_1 + T_S + T_M/G_S}$$

$$T_S = \frac{T_2 - Y \cdot T_1}{Y - 1} - \frac{T_M}{G_S}$$

$$(F_S)_{dB} = 10 \log_{10} \left[1 + \frac{1}{T_0} \cdot \left(\frac{T_2 - Y \cdot T_1}{Y - 1} - \frac{T_M}{G_S} \right) \right]$$

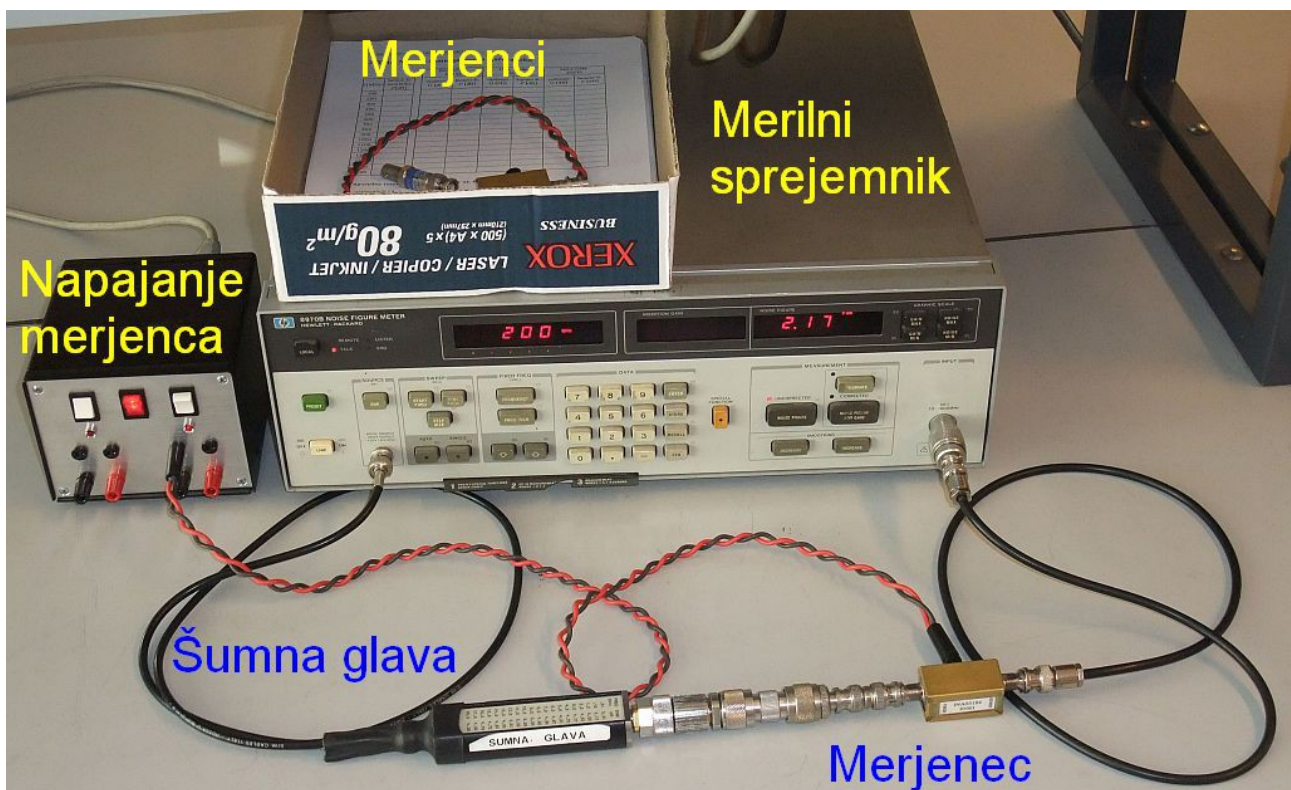
Delovanje merilnika šumnega števila

Merilnik šumnega števila vsebuje uglasljiv sprejemnik z mešanjem, da lahko šumno število merimo na izbrani frekvenci. Merilnik sam vklaplja in izklaplja šumno glavo in to zelo hitro (običajno 28V 1kHz). Računalnik (R) si zapomni izmerjeni moči P_1 ob izklopljeni šumni glavi in P_2 pri vklopljeni šumni glavi. Iz obeh izračuna razmerje moči Y . Iz števila Y se da potem enoveljavno izračunati šumno temperaturo T oziroma šumno

število F .

Izmerjena šumna temperatura T oziroma šumno število F predstavljata šum celotne sprejemne verige, se pravi merjenca in merilnega sprejemnika, ki merjencu sledi. Če je ojačanje merjenca G_S zelo veliko, lahko šum merilnega sprejemnika T_M zanemarimo. Tedaj približno velja $T_S \approx T$ oziroma $F_S \approx F$.

V nasprotnem primeru moramo poznati ojačanje merjenca G_S in šum merilnega sprejemnika T_M , da lahko izračunamo točno šumno temperaturo T_S oziroma število F_S samega merjenca. Merilni sprejemnik lahko lastno šumno temperaturo T_M izmeri sam, če priključimo šumno glavo neposredno na njegov vhod. Še več, iz štirih neodvisnih meritev vroče/hladno ter z/brez merjenca lahko določimo štiri neznanke: šum merilnika T_M , ojačanje merilnika pomnoženo s pasovno širino $G_M \cdot B$, šum merjenca T_S in ojačanje merjenca G_S . Sodobni merilniki lahko po ustreznem umerjanju vse preračunavanje opravijo sami:



V merilniku šumnega števila je treba izmerjeno veličino Y pretvoriti v končni rezultat $F = ENR / (Y - 1)$, kjer so vse tri veličine neimenovana razmerja v linearih enotah (ne v dB)! Analogni merilniki šumnega števila imajo v ta namen le primerno izrisano skalo na merilnem inštrumentu za nastavljeni ENR šumne glave.

Sodobni merilniki šumnega števila so opremljeni z mikroračunalnikom za preračunavanje rezultata. Vrednosti ENR uporabljene šumne glave pri različnih frekvencah je treba pred meritvijo vstaviti v pomnilnik računalnika:



Šumna glava je opremljena s kalibracijsko tabelo, to je z vrednostmi ENR na različnih frekvencah za dano šumno glavo. Za vajo teh vrednosti ni treba ponovno vstavljati v merilnik, ker so te vrednosti že vpisane v pomnilniku mikroračunalnika. Med delovanjem zna potem merilnik sam uporabljati pravo vrednost na dani frekvenci oziroma narediti ustrezno interpolacijo med znanimi vrednostmi v tabeli v svojem pomnilniku:

Pri meritvah šumnega števila moramo seveda paziti na celo vrsto možnih pogošk. Ker delamo z zelo šibkimi signali, moramo paziti na radijske motnje močnih oddajnikov, ki se lahko prebijejo v merjenec in kazijo točnost meritve. Pri merjenju zelo nizkih šumnih števil moramo biti posebno pozorni na vhodno impedanco, ker nizkošumni ojačevalniki običajno niso brezpogojno stabilni $K < 1$ ter lahko imajo vhodno odbojnost celo večjo $|S_{11}| > 1$ od enote. Točnost meritve moti v tem slučaju že malenkostna sprememba impedance šumnega izvora, na primer ob vklopu plazovne diode.

Za merjenje nizkih šumnih števil zato uporabljamo glave z nizkim $ENR \approx 5\text{dB}$ (namesto bolj običajnih $ENR \approx 15\text{dB}$) oziroma sami dodamo slabilec. Najhujše napake povzroči nelinearnost merjenja, na primer ojačevalnika ali sprejemnika z visokim celotnim ojačanjem. V tem primeru si pomagamo z dodatnim slabilcem na izhodu merjenja.

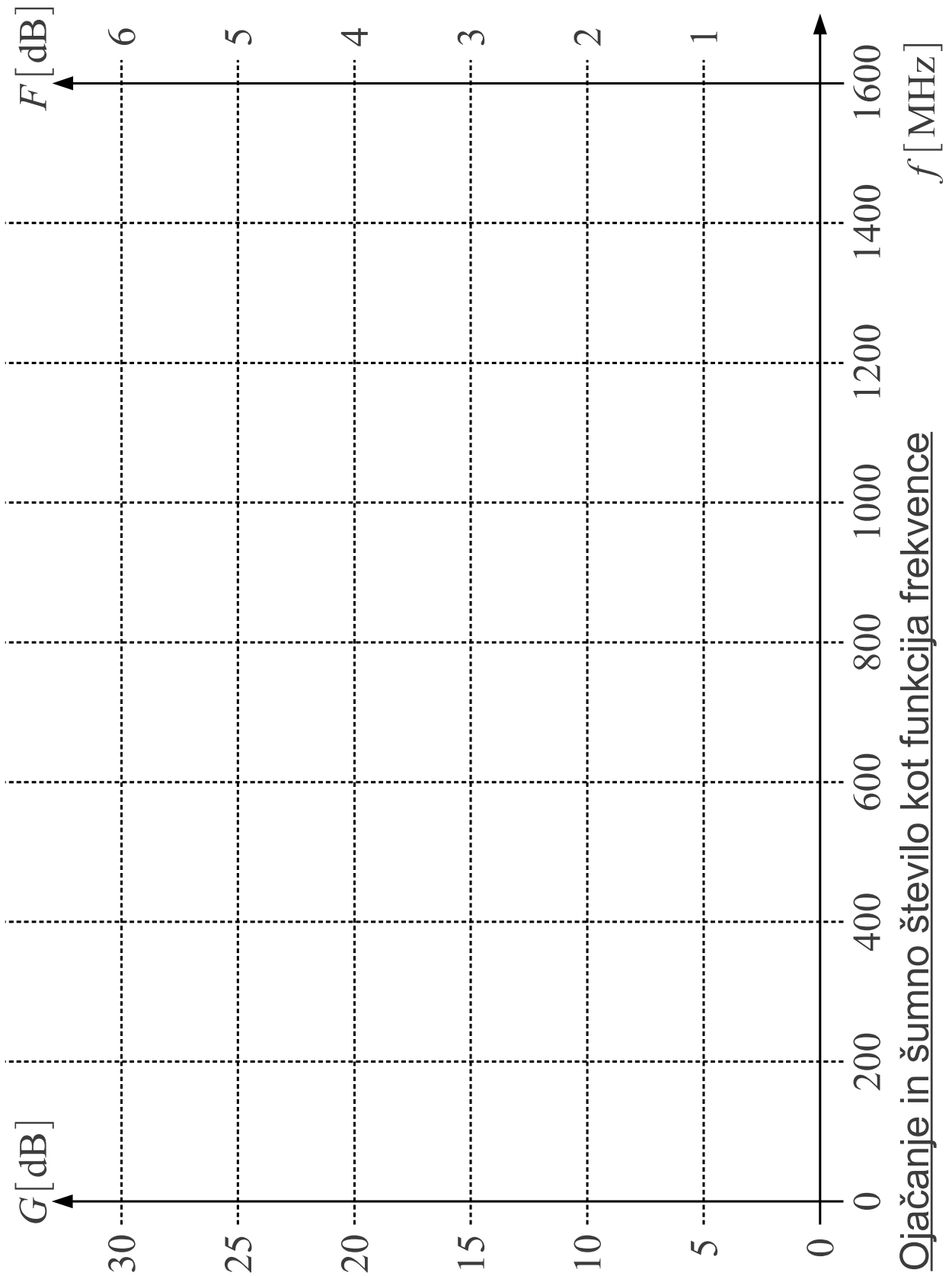
Za vajo najprej izmerimo šumno število F_M samega merilnika na različnih frekvencah. Nato vstavimo merjenec, ojačevalnik, in meritev ponovimo. V obeh slučajih si lahko ogledamo učinek slabilcev, bodisi pred ali za ojačevalnikom. Če poznamo ojačanje merjenja G_S , lahko izračunamo tudi njegovo točno šumno število F_S . Pri visokih ojačanjih ($G_S > 30\text{dB}$) bo pogošek majhen, kar lahko preverimo s slabilcem med izhodom ojačevalnika in merilnikom.

Nato povežemo šumno glavo spet naravnost na vhod merilnika in poskusimo izvesti umerjanje (kalibracijo) merilnika, kot je to opisano v priloženih navodilih k merilniku. Merilnik tedaj izmeri ne samo svoje šumno število F_M , pač pa tudi svoje lastno ojačanje $G_M \cdot B$ pomnoženo s pasovno širino. Umerjanje se izvede v izbranem frekvenčnem pasu na izbranem številu frekvenc potem, ko se je merilnik ogrel na delovno temperaturo (pol ure).

Merilnik ima sedaj dovolj podatkov, da lahko sam izmeri tudi ojačanje merjenca G_S ter preračuna njegovo resnično šumno število F_S . Opletanje rezultata zaradi neprimerne ENR šumne glave lahko nekoliko omejimo s povprečenjem. Seveda lahko umerjeni (kalibrirani) šumomer uporabljamo tudi za meritve ojačanja oziroma slabljenja v mejah, ki jih dopušča ENR razpoložljive šumne glave. V razpredelnico vpišemo izmerjene lastnosti treh merjencev:

Merilnik		INA-03184		INA-10386		MSA-0386	
f [MHz]	F_M [dB]	G_S [dB]	F_S [dB]	G_S [dB]	F_S [dB]	G_S [dB]	F_S [dB]
100							
200							
300							
400							
500							
600							
700							
800							
900							
1000							
1100							
1200							
1300							
1400							
1500							
1600							

Izmerjene vrednosti narišemo v graf. Na grafu jasno označimo, za kateri ojačevalnik in katero veličino gre.

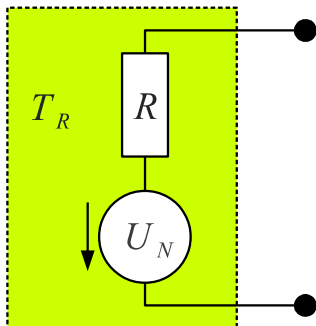


Končno izmerimo šumno število in ojačanje verige dveh ojačevalnikov oziroma ojačevalnika in slabilca. Slednjo meritev opravimo na eni sami frekvenci, kjer preverjeno ni radijskih motenj.

Frekvenca $f =$ MHz		Šum merilnika $F_M =$ dB	
Prvi člen verige	Drugi člen verige	Skupni G [dB]	Skupni F [dB]
Ojačevalnik #1	Ojačevalnik #2		
Ojačevalnik #2	Ojačevalnik #1		
Ojačevalnik #1	Slabilec -10dB		
Slabilec -10dB	Ojačevalnik #1		

11. Umerjanje toplotnega izvora šuma

Vsak električni upor R , ki se nahaja na temperaturi T_R različni od absolutne ničle, se obnaša tudi kot električni izvor, bolj točno kot izvor električnega šuma. Jakost takšnega izvora lahko opišemo z navideznim napetostnim (tokovnim) izvorom šuma U_N (I_N), ki je vezan zaporedno (vzporedno) idealnemu brezšumnemu (mrzlemu) uporu R :



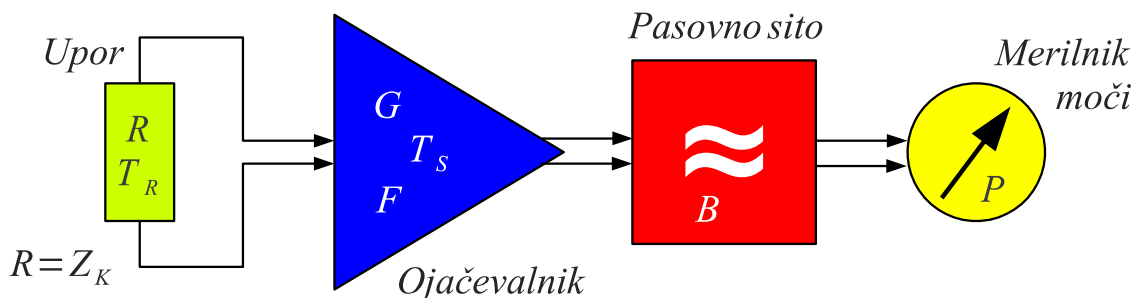
Šum upora na temperaturi T_R

$$U_N [\text{V}_{\text{eff}}] = \sqrt{4 \cdot R \cdot B \cdot k_B \cdot T_R}$$

$$k_B = 1.380649 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} \equiv \text{definicija K v mednarodnem sistemu merskih enot}$$

$$B \equiv \text{pasovna širina [Hz]}$$

$$P_N = B \cdot k_B \cdot T_R \quad (R = R_B)$$



$$P_N = G \cdot B \cdot k_B \cdot (T_R + T_S)$$

Merjenje šuma prilagojenega upora

Jakost izvora toplotnega šuma je v radijskem in mikrovalovnem delu frekvenčnega spektra zelo majhna. V tem delu frekvenčnega spektra je šumna moč enakomerno porazdeljena po frekvenčnem spektru. Izmerjena moč šuma P_N je torej premo-sorazmerna pasovni širini B uporabljenega merilnika moči.

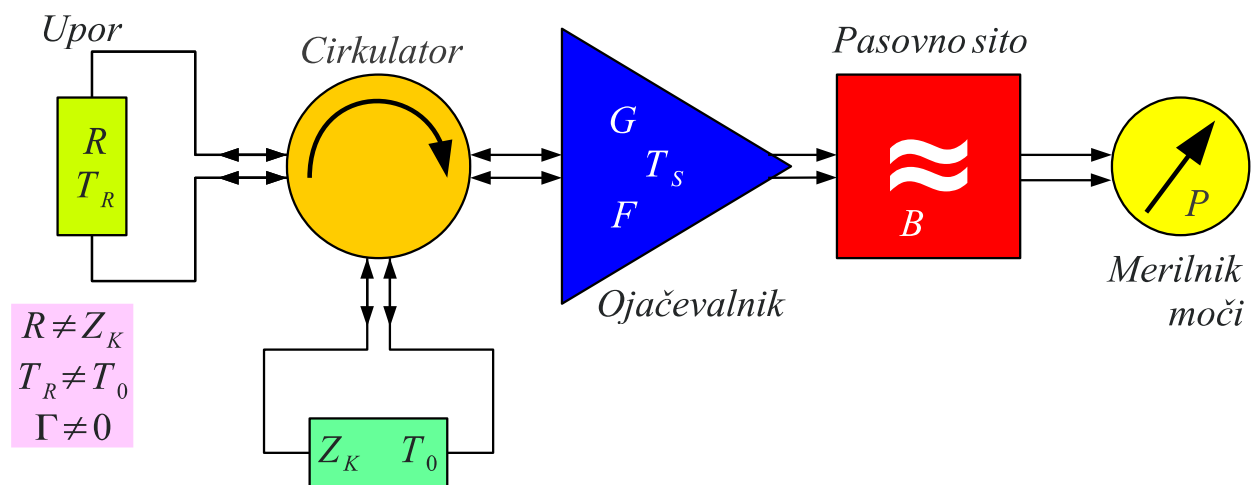
Pri praktični meritvi toplotnega šuma moramo šumno moč najprej ojačati. Ojačevalnik seveda dodaja nekaj lastnega šuma in ta dodatek opišemo s šumno temperaturo ojačevalnika T_S oziroma s šumnim številom F . Končno omejimo izbrani frekvenčni pas s pasovnim sitom B in izhodno moč P_N merimo z merilnikom moči.

Pri merjenju šumne moči se moramo zavedati, da je merjeni signal

povsem naključen. Opletanje meritve je zato odvisno od časa meritve (integracijski čas merilnika) in od pasovne širine sita B . V slučaju uporabe spektralnega analizatorja zato uporabljamo čim širše medfrekvenčno sito (velik B) in čim ožje video sito B_V za dolg čas povprečenja $\tau = 1/B_V$.

Pri merjenju naključnih signalov moramo hkrati paziti, da ne prekrmilimo ojačevalnika oziroma drugih nelinearnih sestavnih delov v merilnem vezju. Jakost naključnih signalov mora biti zato vsaj za -10dB manjša (10-krat manjša moč) od meje nasičenja oziroma največje izhodne moči za sinusne signale. Opisani pogoj zagotavlja relativno napako manjšo od $\Delta P/P < 1\%$ pri merjenju moči naključnih signalov.

Če želimo meriti šum upora $R \neq Z_K$ z vrednostjo različno od karakteristične impedance sistema (običajno $Z_K = 50\ \Omega$), se meritev dodatno zakomplicira. Za večino merilnih ojačevalnikov sploh ne poznamo oziroma ne poznamo dovolj točno vseh šumnih parametrov, kar onemogoča točen izračun izhodnega šuma. V primeru poljubne vrednosti upora R nam meritev poenostavi uporaba cirkulatorja z bremenom oziroma izolatorja:



Prilagojeno breme na referenčni temperaturi $T_0 = 290\text{K}$

$$P_N = G \cdot B \cdot k_B \cdot [T_R(1 - |\Gamma|^2) + T_0|\Gamma|^2 + T_S]$$

$$P_N = G \cdot B \cdot k_B \cdot [T_R(1 - |\Gamma|^2) + T_0(|\Gamma|^2 + F - 1)]$$

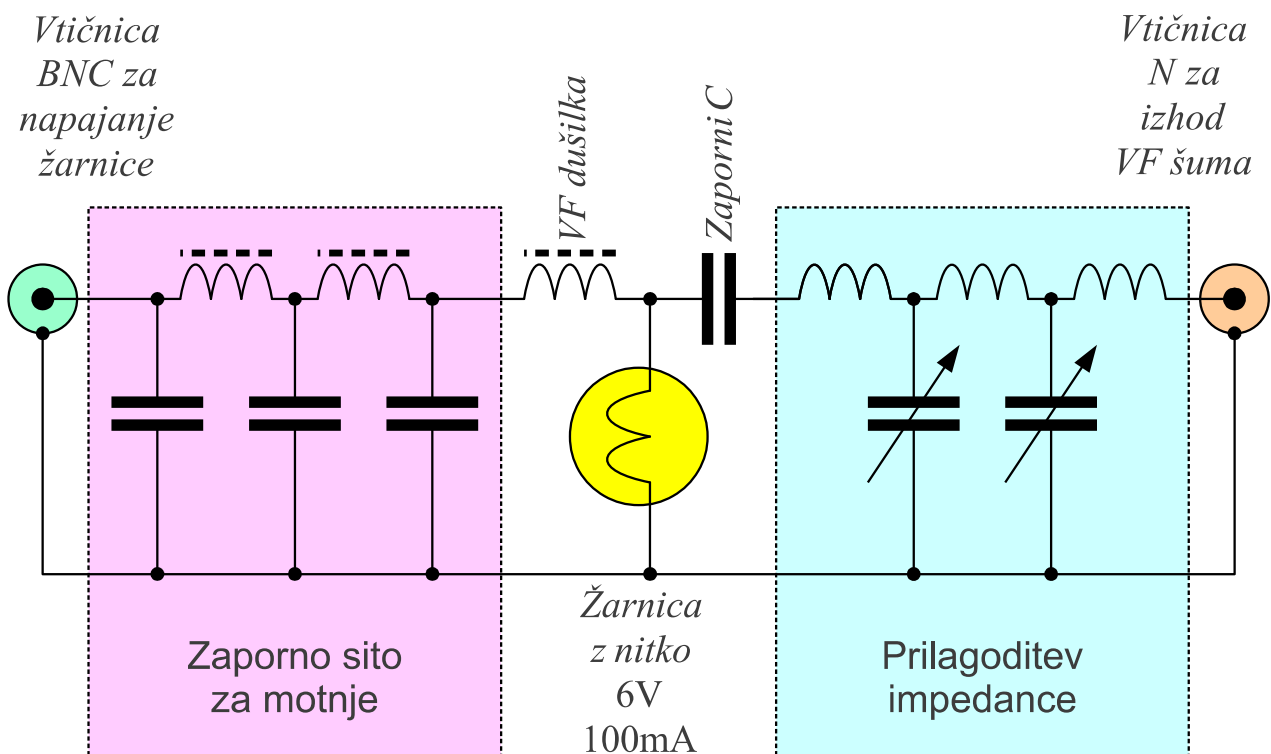
Merjenje šuma neprilagojenega upora

Cirkulator z zaključnim bremenom poskrbi, da ojačevalnik vedno vidi Z_K kot vhodno impedanco. V tem primeru zadošča, da poznamo šumno

število F oziroma šumno temperaturo T_S uporabljenega ojačevalnika, ostali šumni parametri ojačevalnika (Γ_{opt} in R_N) pa so nepomembni.

Pri uporabi cirkulatorja predpostavimo, da je sam cirkulator brezizgubno vezje, ki ne vnaša nobenega šuma. Toplotni šum dobimo v tem slučaju le od obeh uporov: merjenca R in zaključitve Z_K ter od ojačevalnika (G in T_S). Točnost meritve bo seveda tem boljša, čim bližje je vrednost R karakteristični impedanci Z_K oziroma čim manjša je odbojnost Γ bremena R .

Kot izvor toplotnega šuma pogosto uporabljamo žarnico. Upor predstavlja nitka žarnice, ki jo z enosmernim tokom lahko segrejemo od sobne temperature vse do nekaj tisoč stopinj. Pri segrevanju nitke se seveda povečuje njena upornost R . Ker R v splošnem ne bo enak Z_K , uporabimo merilno vezje s cirkulatorjem. Vezava žarnice kot izvora toplotnega šuma je prikazana na spodnji sliki:



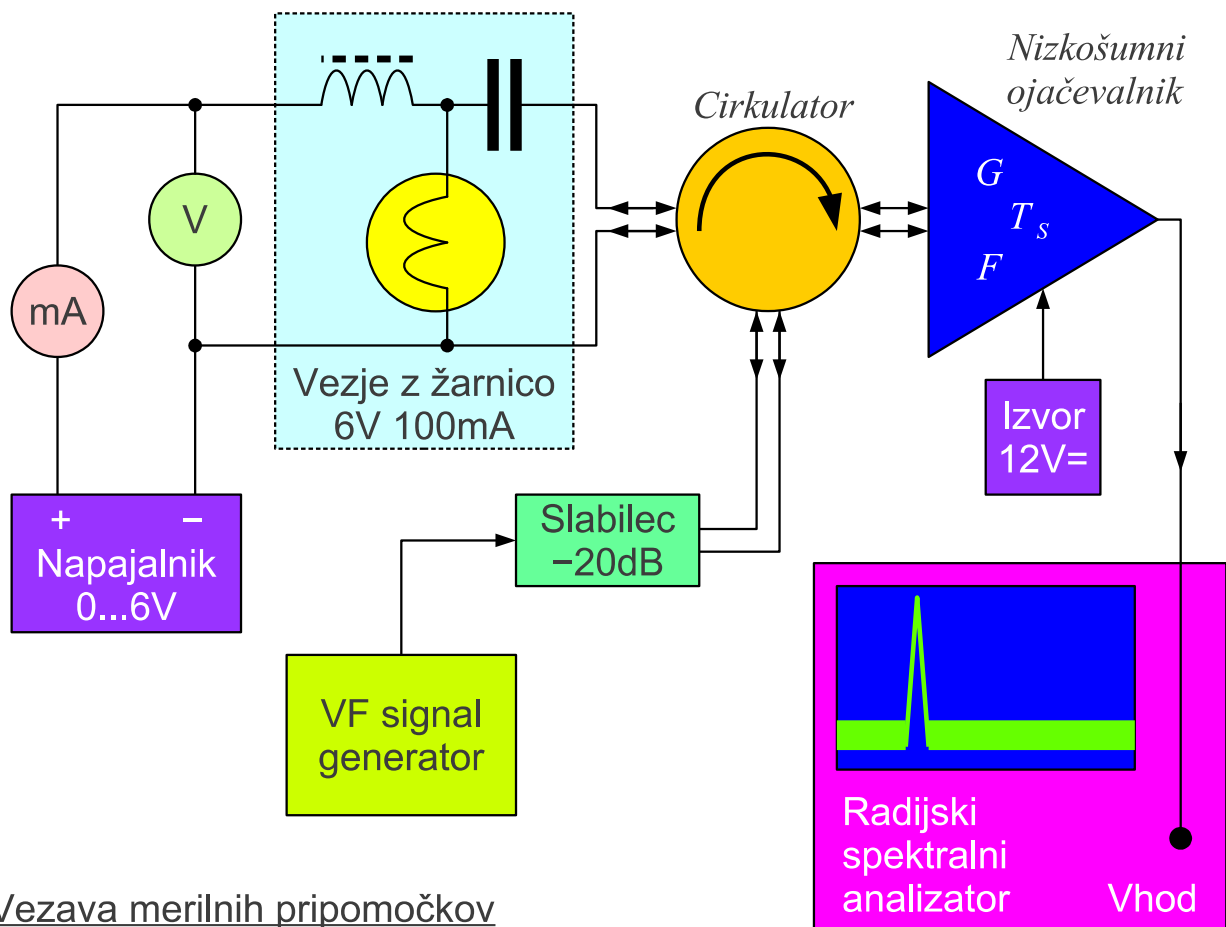
Vezava žarnice kot izvora toplotnega šuma

Enosmerno napetost za segrevanje nitke privedemo preko visokofrekvenčne dušilke, izhodni izmenični šumni signal pa odvezujemo preko zapornega kondenzatorja C . Impedanco nitke v grobem prilagodimo na Z_K s pomočjo LC vezja. Zaporno sito v dovodu enosmerne

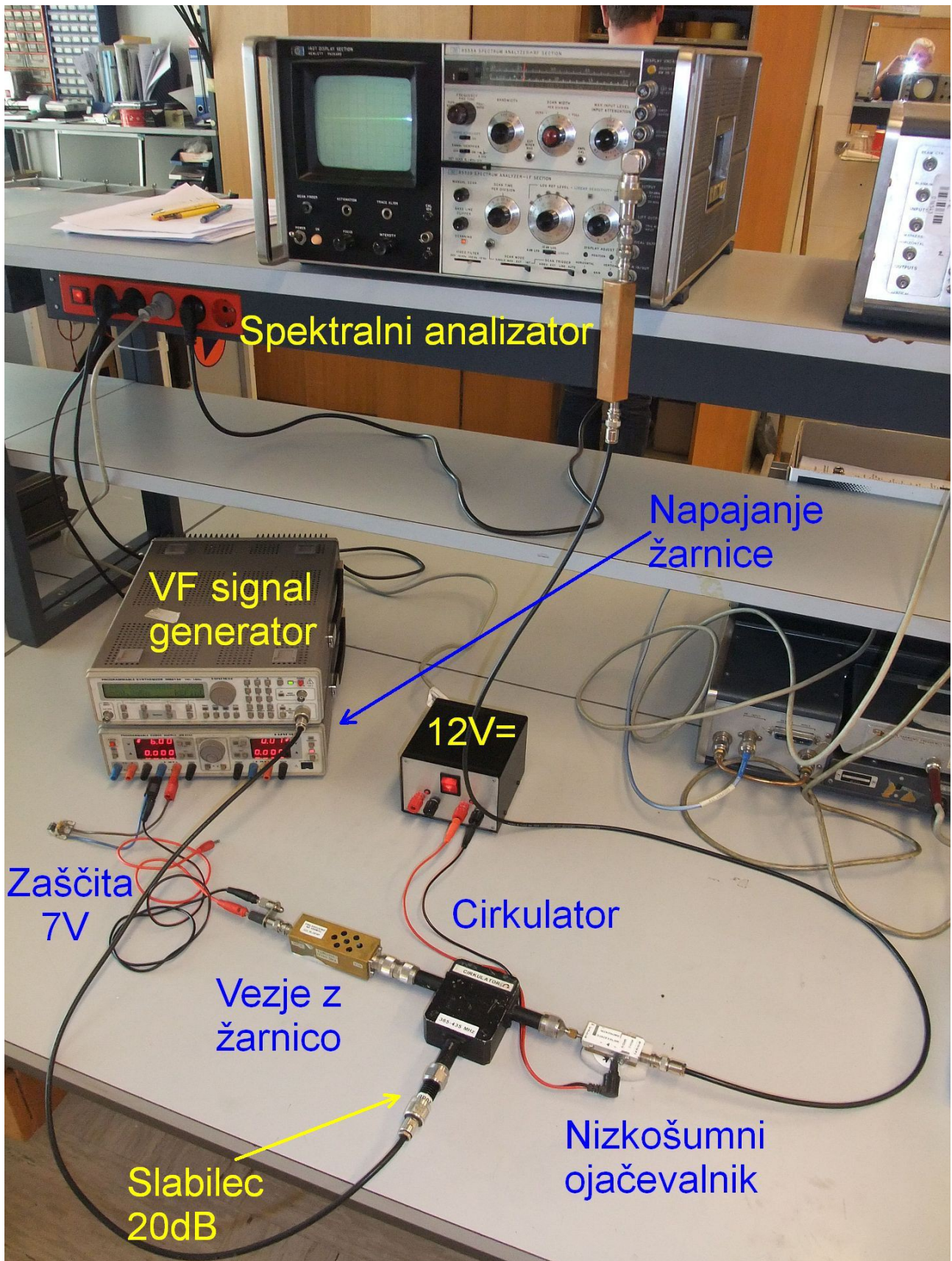
napetosti poskrbi, da motnje različnega izvora ne pridejo do žarnice oziroma naprej do visokofrekvenčnega priključka.



V vaji uporabimo kot občutljiv in selektiven merilnik moči radijski spektralni analizator. Občutljivost dodatno povečuje nizkošumni ojačevalnik, ki s svojim visokim ojačanjem G povsem prekrije šum spektralnega analizatorja:



Vezava merilnih pripomočkov



Pred izvedbo meritev moramo najprej izbrati primerno frekvenco. Frekvenčno področje nam v grobem določa cirkulator, ki je običajno ozkopasoven sestavni del. Točno frekvenco poiščemo na spektralnem analizatorju tam, kjer ne opazimo nikakršnih visokofrekvenčnih signalov razen toplotnega šuma ("trava" na zaslonu). Pri tem poskusu mora biti visokofrekvenčni signal generator ugasnjen!

Spektralni analizator bomo v vaji uporabili na dva načina. V prvem delu vaje moramo izmeriti odbojnost (impedanco) nitke žarnice pri različnih temperaturah, saj upornost nitke narašča skoraj premo-sorazmerno z absolutno temperaturo. V tem slučaju nastavimo na spektralnem analizatorju široko medfrekvenčno sito B ter povsem izključimo video sito. Hkrati vključimo signal generator in ga nastavimo na željeno frekvenco meritve.

Vezje z žarnico najprej odklopimo od cirkulatorja. Odprt visokofrekvenčni konektor nam tedaj daje referenčni signal za odbojnost $\Gamma = 1$. Na spektralnem analizatorju izberemo linearno skalo (če merilnik z njo razpolaga) ter nastavimo jakost VF izvora za polni odklon žarka.

Nato priključimo vezje z žarnico. Signal na spektralnem analizatorju se zmanjša točno v razmerju velikosti odbojnosti $|\Gamma|$ žarnice. Če uporabljamo linearno pokončno skalo na spektralnem analizatorju, lahko neposredno odčitamo velikost odbojnosti $|\Gamma|$. V primeru logaritemske skale je treba seveda preračunati decibele v linearne enote:

$$|\Gamma| = 10^{\frac{\Gamma_{dB}}{20}} \quad \leftrightarrow \quad \Gamma_{dB} = 20 \log_{10} |\Gamma|$$

Odbojnost žarnice $|\Gamma|$ se seveda spreminja z enosmernim tokom I skozi nitko žarnice. Odbojnost moramo zato izmeriti v celotnem območju tokov I in napetosti U na žarnici, ker potrebujemo rezultat kasneje pri preračunavanju temperatur. Pri napetosti na žarnici pazimo, da ne prekoračimo $U_{MAX} = 6V$, ker je zamenjava pregorele žarnice zelo zamudno opravilo! Za zaščito žarnice izhodnim sponkam vira vzporedno vežemo primerno zener diodo. Veličine, ki jih zabeležimo v razpredelnico, so tok I in velikost odbojnosti $|\Gamma|$ oziroma Γ_{dB} .

Ko imamo izmerjeno odbojnost žarnice v celotnem področju delovanja, izključimo VF signal generator. Slabilec $-20dB$ ostane v vezju in deluje kot zaključitev cirkulatorja. Na spektralnem analizatorju še enkrat preverimo, da nimamo nobenih motilnih signalov (uporabimo logaritemsko skalo $10dB/razdelek$).

Pravilno delovanje merilne vezave preverimo še tako, da za trenutek odklopimo napajanje $12V =$ nizkošumnega ojačevalnika. Šum slednjega mora zaradi visokega ojačanja G povsem prekriti šum spektralnega analizatorja. Ob odklopu napajanja ojačevalnika mora jakost šuma na spektralnem analizatorju upasti za vsaj $-20dB$.

Visokofrekvenčni slabilec in medfrekvenčno ojačenje spektralnega analizatorja nato nastavimo tako, da lahko opazujemo toplotni šum tudi na

skali 2dB/razdelek oziroma na linearni skali. Za točno meritev šumnih signalov potrebujemo povprečenje, zato vključimo razmeroma ozko video sito $B_v \ll B$. Po potrebi zožamo tudi področje preletavanja spektralnega analizatorja in podaljšamo čas preleta žarka.

Končno izmerimo in zapišemo jakost šuma P_N v celotnem območju enosmerne napetosti oziroma temperature nitke žarnice.

Frekvenca $f =$ MHz				Temp. sprejemnika $T_S =$ K			
U [V]	$I(U)$ [mA]	$R(U)$ [Ω]	$P_o(U)$ dBm	$ \Gamma(U) $	$P_N(U)$ [dBm]	$T(U)$ [K]	$T_R(U)$ [K]
Odklopljena žarnica				1	XXXXXXXXXXXXXXXXXXXX		
0						290	290
0.5							
1							
1.5							
2							
2.5							
3							
3.5							
4							
4.5							
5							
5.5							
6							

Iz rezultatov meritev na koncu izračunamo zanimive veličine. Iz toka $I(U)$ skozi žarnico izračunamo enosmerno upornost nitke žarnice $R(U)$ v celotnem območju napetosti od 0V do 6V.

Iz izmerjene jakosti šuma $P_N(U)$ izračunamo šumno temperaturo celotnega izvora šuma $T(U)$ s cirkulatorjem vred:

$$P_N(U) = GBk_B [T(U) + T_S] \rightarrow T(U) = \frac{P_N(U)}{GBk_B} - T_S$$

Pri izračunu upoštevamo, da je šumna temperatura izvora enaka

referenčni (sobni) temperaturi $T(0V) = T_0 = 290K$, ko na žarnici ni enosmerne napetosti. Iz meritve $P_N(0V)$ določimo zmnožek GBk_B :

$$P_N(0V) = GBk_B(T_0 + T_S) \rightarrow GBk_B = \frac{P_N(0V)}{T_0 + T_S}$$

Od razmerja odštejemo šumno temperaturo sprejemnika T_S :

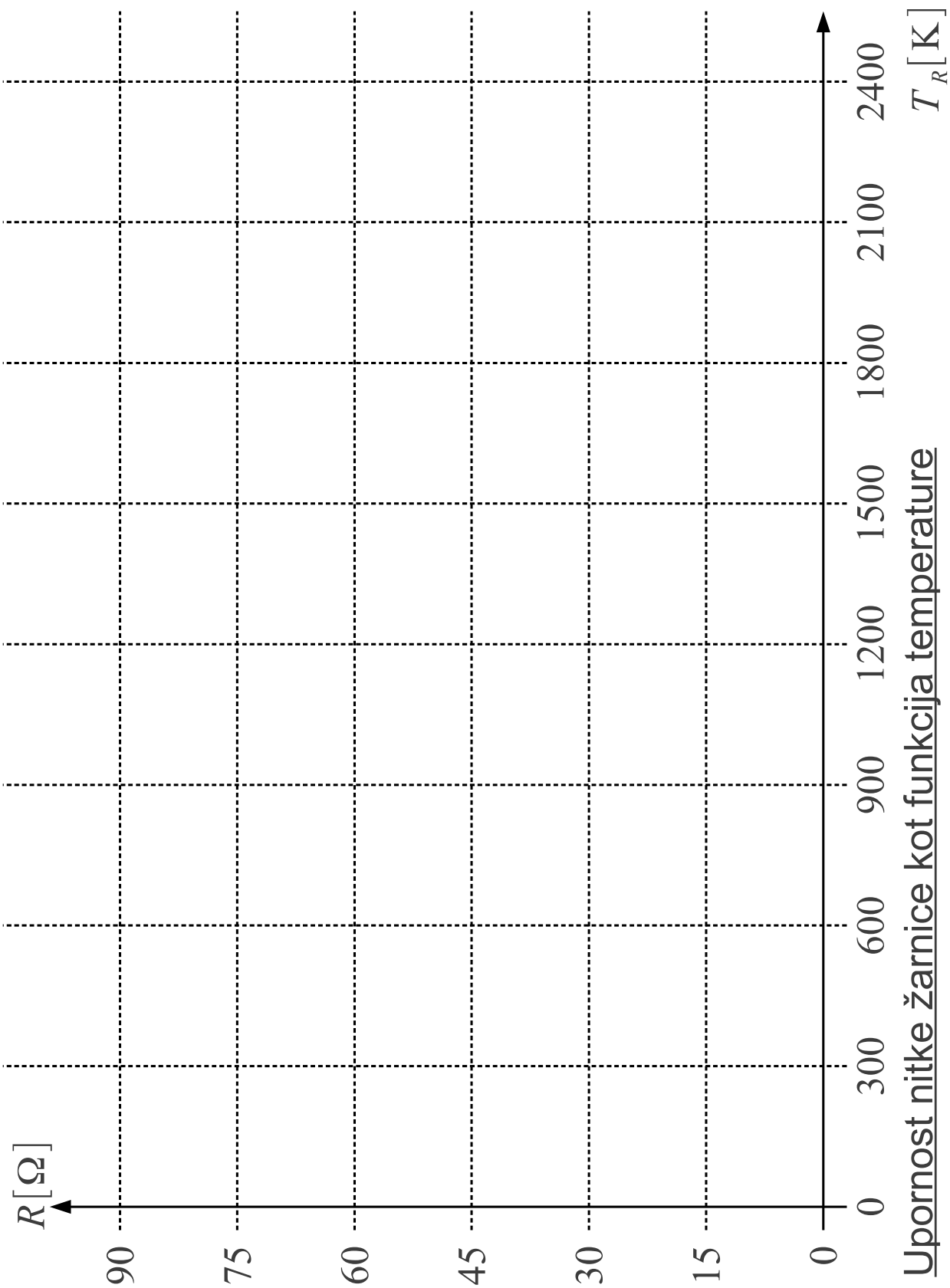
$$T(U) = (T_0 + T_S) \cdot \frac{P_N(U)}{P_N(0V)} - T_S = (T_0 + T_S) \cdot 10^{\frac{P_{NdBm}(U) - P_{NdBm}(0V)}{10}} - T_S$$

Iz izračunane temperature šuma $T(U)$ in izmerjene odbojnosti $|\Gamma(U)|$ končno določimo resnično temperaturo $T_R(U)$ nitke žarnice:

$$T(U) = T_R(U) \cdot (1 - |\Gamma(U)|^2) + T_0 \cdot |\Gamma(U)|^2$$

$$T_R(U) = \frac{T(U) - T_0 \cdot |\Gamma(U)|^2}{1 - |\Gamma(U)|^2}$$

Iz temperature nitke žarnice $T_R(U)$ in njene enosmerne upornosti $R(U)$ narišemo graf, ki nam ponazarja potek upornosti kovine nitke žarnice kot funkcijo temperature $R(T_R)$:

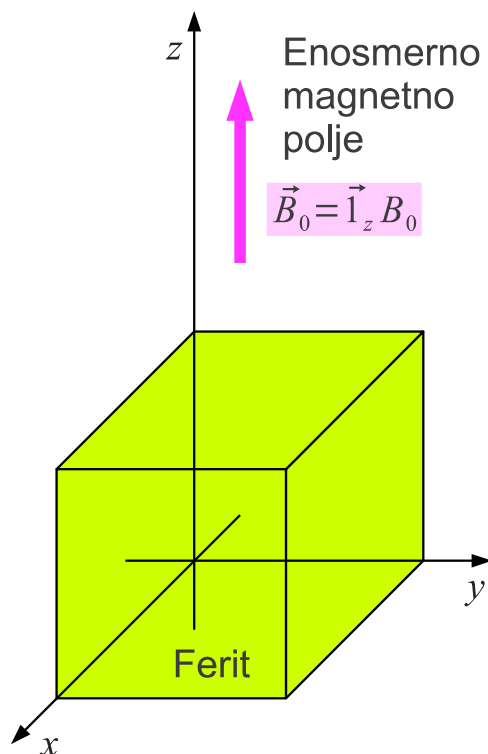


12. Ne-recipročnost cirkulatorjev

Večina elektronskih sestavnih delov je recipročnih, ker so izdelani iz recipročnih snovi. Tudi pri meritvah anten si s pomočjo izreka o recipročnosti lahko poenostavimo marsikatero definicijo oziroma meritev lastnosti antene. Razen recipročnih sestavnih delov poznamo seveda tudi ne-recipročne sestavne dele. Z ustrezno izdelavo sestavnih delov lahko ne-recipročne lastnosti še posebej ojačimo, da jih lažje izkoristimo v željenem vezju.

Ne-recipročnost sestavnih delov ima lahko različen izvor. V aktivnih elektronskih sestavnih delih (elektronke, tranzistorji) dosežemo ne-recipročnost tako, da prevodniški električni tok najprej pretvorimo v drugačno fizikalno veličino, na primer konvektivni tok nosilcev elektrine. Na ta način dosežemo ojačanje aktivnega sestavnega dela v eni sami smeri, ki jo določa konvektivni tok nosilcev elektrine.

Ne-recipročnost lahko dosežemo tudi v nekaterih snoveh tako, da postaneta dielektričnost ali permeabilnost tenzorja. Takšen primer je permeabilnost ferita, ki ga postavimo v enosmerno magnetno polje \vec{B}_0 :



Mehki (mikrovalovni) feriti:
sintrana keramika Fe_2O_3 +
oksidi kovin Al, Ca, Co,
Dy, Gd, Li, Mn, Ni, V, Y

$$\omega \neq 0$$

$$\vec{B}(\omega) = \mu(\omega) \vec{H}(\omega)$$

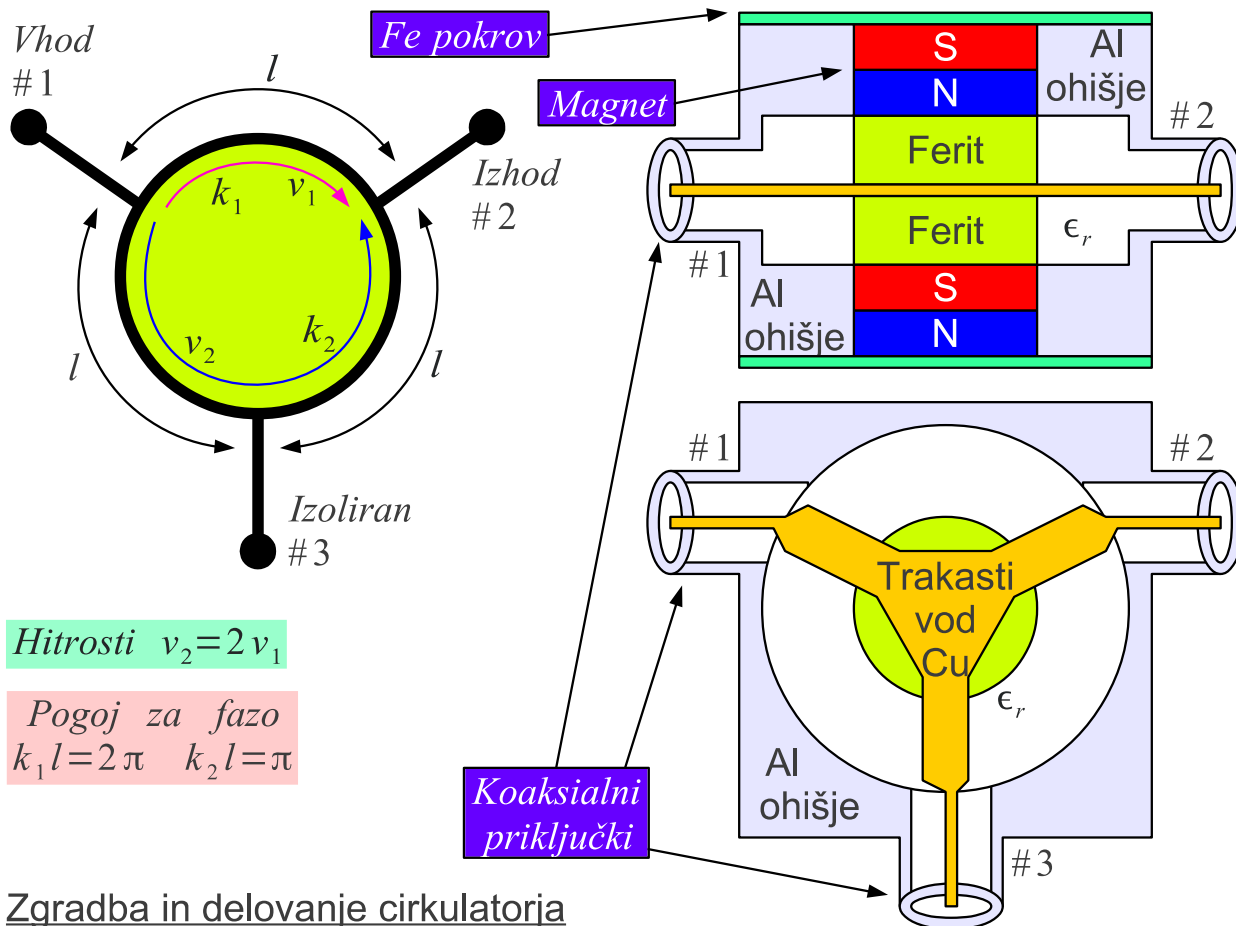
$$\mu(\omega) = \begin{bmatrix} \mu_1 & -j\mu_2 & 0 \\ j\mu_2 & \mu_1 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_3 \end{bmatrix}$$

Snov (ferit) brez izgub $\mu_1, \mu_2, \mu_3 \equiv \text{realni skalarji}$

Tenzor permeabilnosti $[\mu]$ ferita v enosmernem magnetnem polju

Iz ne-recipročne snovi lahko potem izdelamo različne pasivne (ali aktivne) ne-recipročne sestavne dele. V visokofrekvenčni tehniki je najbolj

razširjen pasivni ne-recipročni sestavni del cirkulator. Cirkulator ima tri priključke, ki napajajo krožen trakasti vod med feritnima ploščicama. Feritni ploščici sta vstavljeni med dva stalna magneta, ki poskrbita za ne-recipročnost v feritu:



Zgradba in delovanje cirkulatorja

Osnova delovanja cirkulatorja je različna hitrost razširjanja valovanja v krožni ploščici v smeri urnega kazalca oziroma obratni smeri. Za delovanje cirkulatorja morata biti ti dve hitrosti v točnem razmerju $v_1:v_2=1:2$. Velikost krožnega trakastega voda mora biti nadalje izbrana tako, da ustreza pot l med dvema sosednjima priključkoma eni celi valovni dolžini v eni smeri oziroma polovici valovne dolžine v drugi smeri.

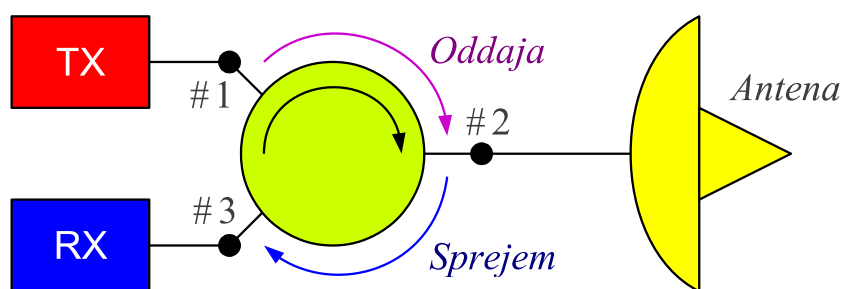
Če pripeljemo na cirkulator vstopni val na vhod #1, se ta val razcepi v dva valova, ki potujeta v obeh smereh po krožnem vodu. Zaradi različnih hitrosti razširjanja se valova seštejeta le na izhodu #2, kjer dobimo izstopni val. Na izoliranem priključku #3 ne dobimo ničesar, ker se tam zaradi različnih hitrosti razširjanja valova natančno odštejeta.

Ne-recipročnost naprave se kaže v tem, da se vstopni val iz priključka #2 ne vrne na priključek #1, pač pa ga dobimo priključku #3. Priključek #1 v tem slučaju ne dobi ničesar, ker se tedaj na njemu valova na krožnem vodu natančno odštejeta. Končno, če pripeljemo valovanje na priključek #3, dobimo izstopni val na priključek #1 in priključek #2 je tedaj izoliran. Matrika S

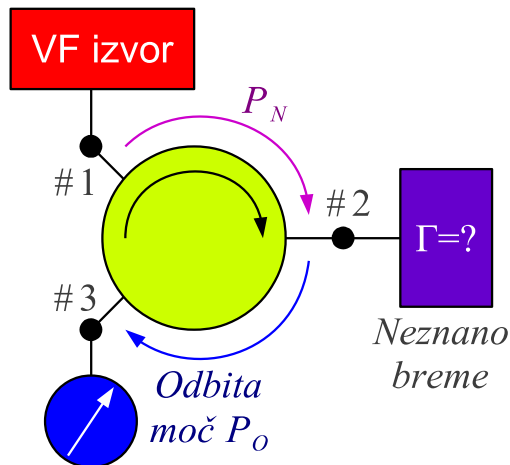
parametrov idealnega cirkulatorja brez izgub se torej glasi:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

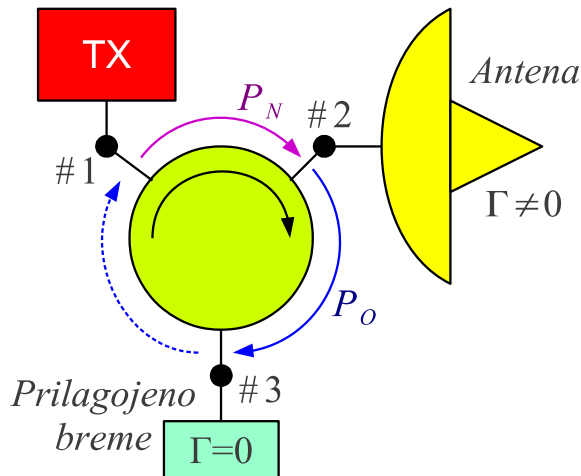
Cirkulator je zelo uporaben visokofrekvenčni sestavni del. S pomočjo cirkulatorja enostavno povežemo na isto anteno sprejemnik in oddajnik, ki lahko delujeta istočasno. S pomočjo cirkulatorja lahko izmerimo odbojnost bremena. Najbolj pogosta je vezava cirkulatorja kot izolator, da škodljivim odbitim valovom preprečimo pot nazaj v izvor (oddajnik):



Vezava oddajnika in sprejemnika na isto skupno anteno

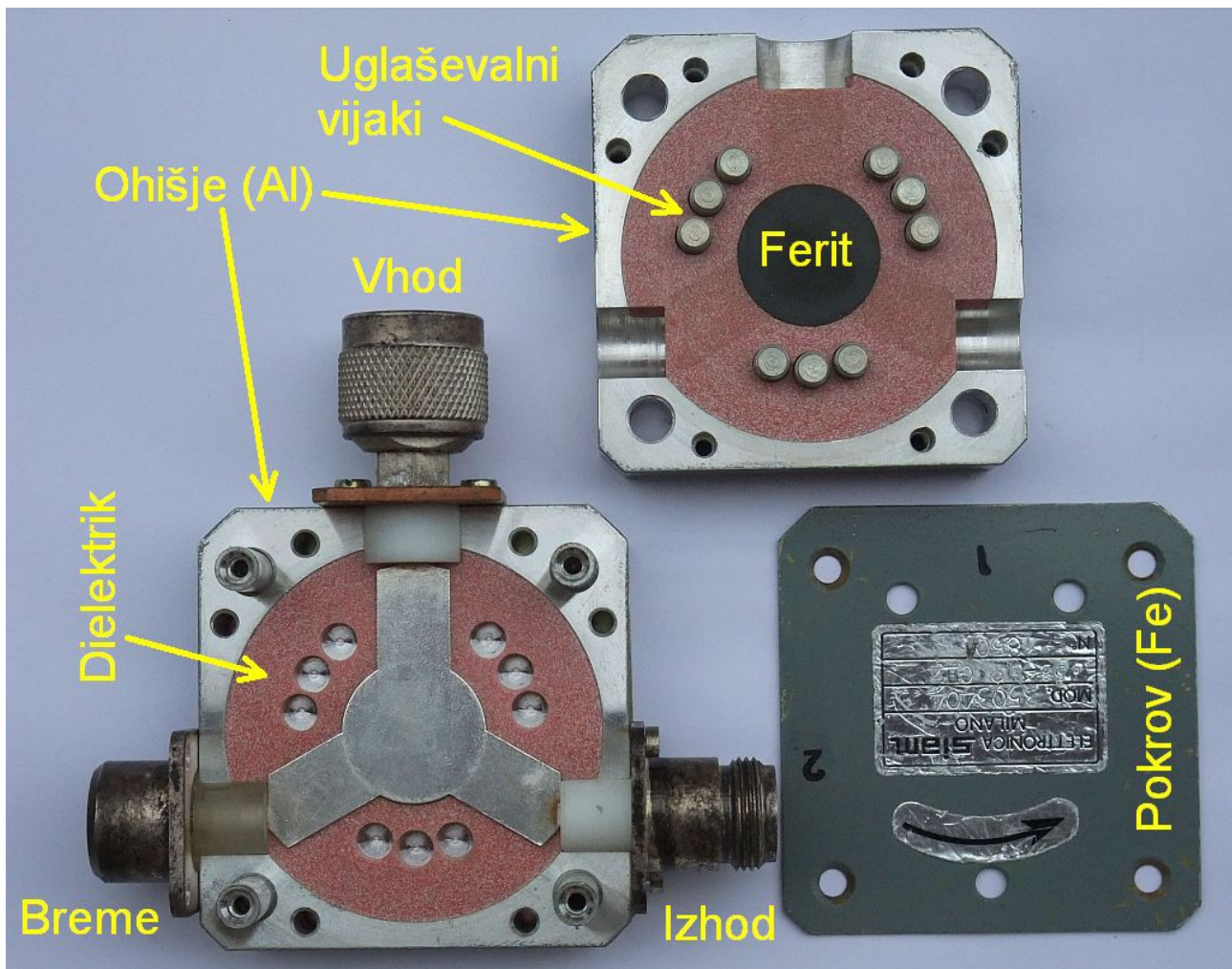


Meritev odbojnosti



Vezava kot izolator

Glavna pomanjkljivost pasivnega feritnega cirkulatorja je v tem, da je njegovo delovanje vezano na frekvenco (valovno dolžino), pri kateri se valova na krožnem vodu natančno seštejeta oziroma odštejeta na ostalih dveh vhidih cirkulatorja. Cirkulator zato zahteva (drago) natančno izdelavo in še bolj natančno prilagoditev impedance na vseh treh vhidih. Delovanje feritnega cirkulatorja je omejeno na razmeroma ozek frekvenčni pas (običajno $\Delta f < 50\% f_0$ osrednje delovne frekvence):



Končno, pasivnega feritnega cirkulatorja niti izolatorja ne moremo vgraditi v monolitna integrirana vezja niti pri frekvencah svetlobe! Z aktivnimi gradniki (ojačevalniki) lahko sicer izdelamo aktivni cirkulator tudi v integriranem vezju. Aktivni cirkulator podeduje lastnosti uporabljenih aktivnih gradnikov, ki dodajajo šum in popačenje, potrebujejo vir napajanja in njihova izhodna moč je zelo omejena.

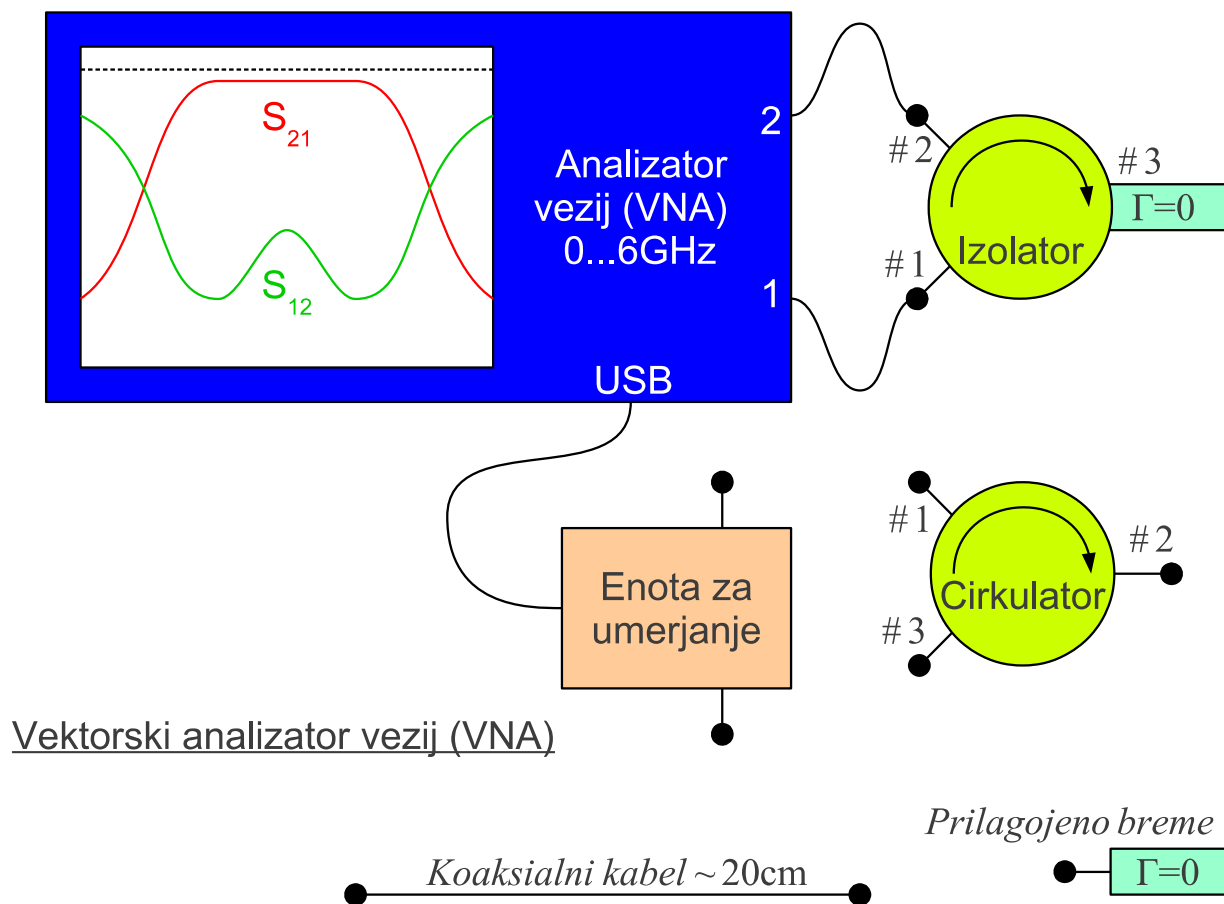
Pasivni feritni cirkulator je gradnik skoraj brez izgub, ki ne dodaja šuma niti popačenja, ne potrebuje napajanja in lahko dela s signali velikih moči. Pasivni feritni cirkulator pogosto uporabljamo kot izolator, da z njim rešujemo pogojno stabilnost aktivnih ojačevalnikov tako v vhodnih stopnjah radijskih sprejemnikov kot v izhodnih stopnjah radijskih oddajnikov.

Električne lastnosti cirkulatorja najenostavneje opišemo takrat, ko ga uporabljamo kot izolator, se pravi, ko je tretji priključek zaključen z dobro prilagojenim bremenom. Električne lastnosti izolatorja so popolnoma opisane s S matriko (matrika odbojnosti) za dvo-vhodno vezje. Matrika S parametrov idealnega izolatorja brez izgub se torej glasi:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Pri tem sta vhodna odbojnost S_{11} in izhodna odbojnost S_{22} manj pomembni veličini. Bolj zanimivo je vstavitveno slabljenje S_{21} in povratno slabljenje S_{12} . Vstavitveno slabljenje S_{21} izolatorja naj bi bilo čim manjše, običajno znaša $20 \log_{10} |S_{21}| = -0.1 \dots -0.3 \text{ dB}$. Povratno slabljenje S_{12} naj bi bilo čim večje, običajno znaša $20 \log_{10} |S_{12}| = -20 \dots -30 \text{ dB}$. Razen samega cirkulatorja povratno slabljenje določa tudi prilagojenost bremena na tretjem priključku cirkulatorja.

V vaji izmerimo S matriko s pomočjo mikrovalovnega analizatorja vezij. Sodobni vektorski analizatorji vezij omogočajo umerjanje amplitude in faze vseh parametrov S na koncu priključnih kablov v izbranem frekvenčnem področju. Ročno umerjanje na kratek stik, odprte sponke, prilagojeno breme in spojko je zelo zamudno. Hitreje gre od rok s samodejno enoto za umerjanje, ki jo osnovni merilnik krmili preko vodila USB:



Pri vaji najprej izmerimo velikost vstavitvenega in povratnega slabljenja za nekaj različnih izolatorjev z vgrajenim bremenom. VNA najprej nastavimo in umerimo za celotno področje pričakovanih frekvenc delovanja izolatorjev. Zaslona nastavimo tako, da nam hkrati prikazuje amplitudo izmerjenih S_{21} in S_{12} v logaritemski skali v širšem razponu. Področje amplitude nato zožamo

od -20dB do 0dB .

Frekvenčno področje nato zožamo za natančnejše opazovanje lastnosti vsakega posameznega izolatorja posebej. V grobem je izolator uporaben v frekvenčnem pasu, kjer vstavitveno slabljenje ne presega

$$20 \log_{10} |S_{21}| > -1\text{dB} \text{ in hkrati povratno slabljenje presega}$$

$20 \log_{10} |S_{12}| < -15\text{dB}$. Frekvenčne meje delovanja posameznih izolatorjev si zabeležimo:

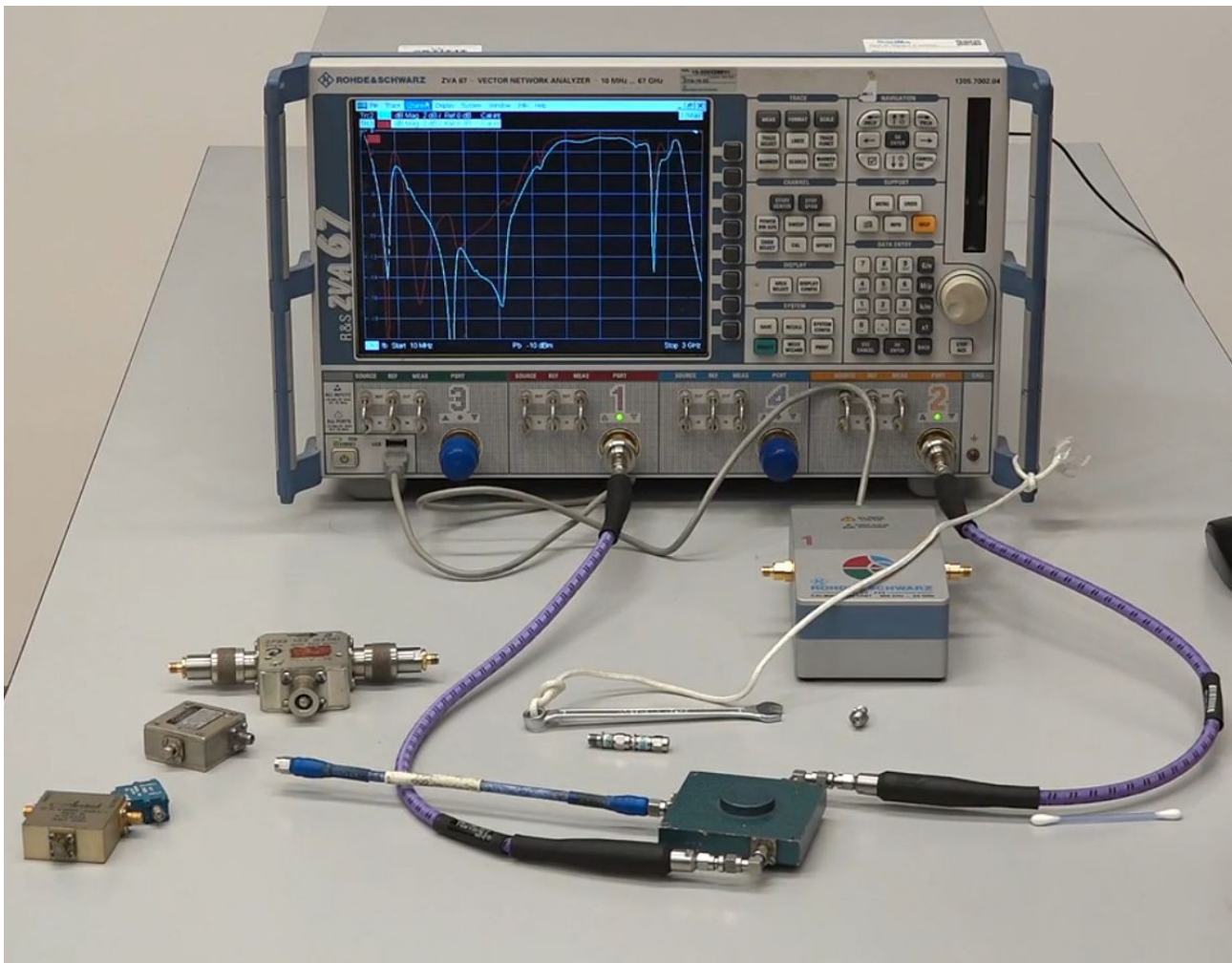
Oznaka (tip) izolatorja	$20 \log_{10} S_{21} > -1\text{dB}$		$20 \log_{10} S_{12} < -15\text{dB}$	
	f_{MIN}	f_{MAX}	f_{MIN}	f_{MAX}

Na povsem enak način določimo frekvenčno področje delovanja cirkulatorja s tremi koaksialnimi priključki, kjer preostali priključek zaključimo na prilagojeno breme.

Rezultati meritev v tabeli imajo praktično uporabno vrednost! Izolatorjev in cirkulatorjev razen za najbolj uporabljana frekvenčna področja mobilne telefonije ne moremo kupiti iz zaloge niti naročiti iz kataloga. Pač pa lahko razpoložljive izolatorje in cirkulatorje pogosto uporabimo na sosednjih frekvencah od načrtovanih za marsikateri poskus oziroma meritev pri razvoju novih naprav v laboratoriju.

S cirkulatorjem, kjer imamo razpoložljive vse tri priključke, lahko naredimo še kakšen zanimiv poskus. Če pustimo tretji priključek nepovezan (odprte sponke), bo amplitudni odziv cirkulatorja v obe smeri enak

$|S_{21}| \approx |S_{12}|$, pripadajoči črti na zaslonu analizatorja vezij se skoraj prekrivata:



Nekoliko večjo razliko med odzivoma v obe smeri dobimo v primeru, ko na tretji priključek cirkulatorja povežemo krajši kos koaksialnega kabla, ki ima na drugem koncu odprte sponke. Razlika je posledica dvakratnega slabljenja kabla, od cirkulatorja do odprtih sponk in nazaj.

Večjo razliko med S_{21} in S_{12} cirkulatorja z nezaključenim tretjim priključkom opazimo pri fazi. Faza v prenosnem vodu s hitrostjo potovanja valovanja v oziroma časovno zakasnitvijo t zaostaja (minus) kot:

$$\Delta \phi = -l \cdot \Delta \beta = -l \cdot \frac{\Delta \omega}{v} = \frac{-2\pi l}{v} \cdot \Delta f = -2\pi t \cdot \Delta f$$

Ko analizator vezij preklapimo na meritev zaostajanja faze v prenosnem vodu, na zaslonu opazimo žago, saj lahko fazo merimo le v razponu

$0 \leq \phi < 2\pi$. Preskok faze za $360^\circ = 2\pi$ opazimo kot zob žage. Iz ene cele periode žage $\phi = -2\pi$ lahko torej določimo časovno zakasnitev voda $t = 1/\Delta f_{\text{žage}}$ oziroma njegovo dolžino $l = v/\Delta f_{\text{žage}}$.

Fazo S_{21} in S_{12} in posledično periodo $\Delta f_{\text{žage}}$ seveda merimo le znotraj frekvenčnega področja delovanja cirkulatorja z nezaključenim tretjim priključkom. Kot rezultat dobimo tri zakasnitve oziroma tri dolžine poti:

Cirkulator	S_{21}	S_{12} + odprtesponke	S_{12} + kabel
Perioda žage $\Delta f_{\text{žage}}$ [MHz]			
Zakasnitev t [ps]			
Dolžina l [cm] v zraku $v = c_0$			

13. Umerjanje izvora šuma s plazovno diodo

Kot izvor šuma lahko uporabimo vsak upor, ki se nahaja na temperaturi, različni od absolutne ničle. Dva različna izvora šuma omogočata bistveno natančnejšo meritev šumnih temperatur in šumnih števil, ker se številne neznanke (ojačanja in pasovne širine gradnikov) natančno krajšajo v razmerju $Y = P_{vroče} / P_{hladno}$. Povsem jasno moramo pri meritvi natančno poznati šumno temperaturo obeh izvorov, vhodne sponke merjenja pa moramo preklapljati med obema izvoroma.

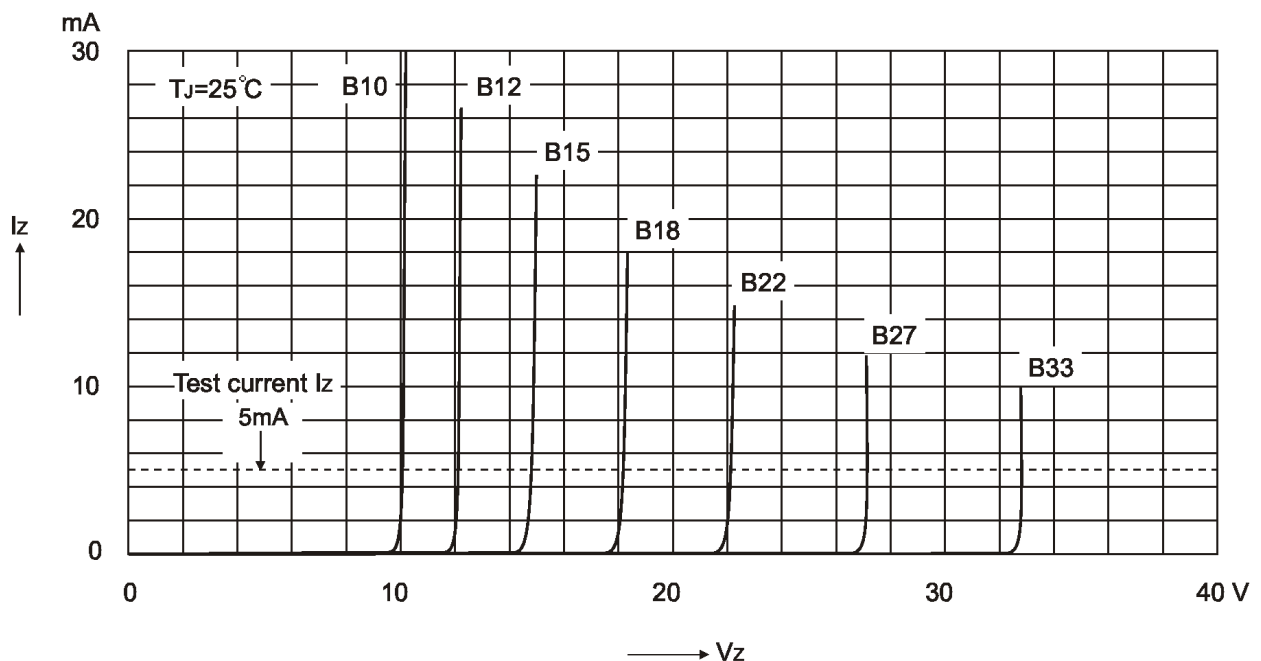
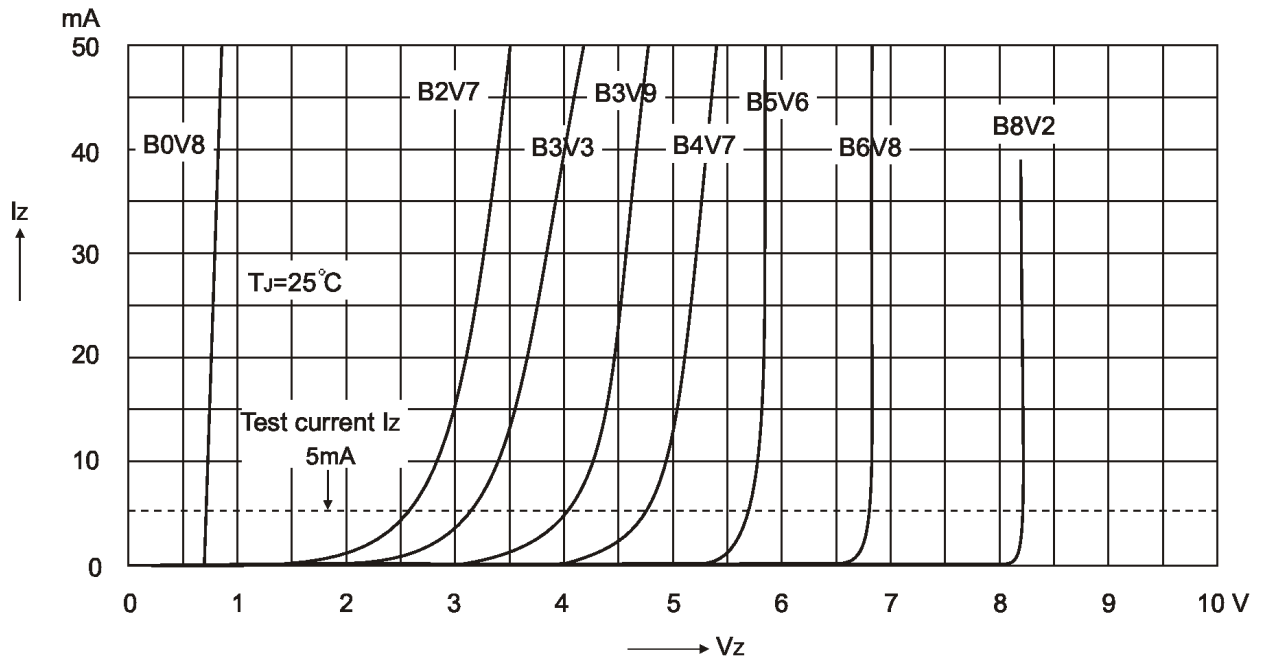
Kot dva različna izvora šuma lahko uporabimo dva upora, od katerih se eden nahaja na sobni temperaturi, drugega pa ohlajamo oziroma segrevamo. Razmerje temperatur šuma T_2/T_1 takšnih izvorov je običajno zelo majhno, ker si ne moremo privoščiti niti zelo visokih niti izredno nizkih absolutnih temperatur. Končno predstavlja tehnično težavo tudi preklapljanje med vročim in hladnim uporom, še posebno pri zelo visokih frekvencah.

Kot merilni izvori šuma se zato pogosto uporabljajo različni elektronski izvori šuma, katerih delovanje običajno ne temelji na toplotnem sevanju. Kot izvor šuma lahko na primer uporabimo vakuumsko diodo (elektronko), kjer vsebuje anodni tok natančno določeno šumno komponento zaradi zrnatosti enosmernega toka, sestavljenega iz posamičnih elektronov. V mikrovalovnem področju uporabljamo kot izvor šuma plinsko diodo, kjer je šumna temperatura točno določena s temperaturo ioniziranega plina.

Večina pojavov v polprevodnikih ne proizvaja bistveno več šuma od toplotnega sevanja na sobni temperaturi. Izjema je plazovni preboj v zaporni smeri PN spoja diode, ki proizvaja zelo močen šum. Žal ne obstaja nobena enostavna fizikalna povezava, iz katere bi lahko izračunali jakost plazovnega šuma. Izvor šuma s plazovno diodo moramo zato pred uporabo vedno najprej umeriti.

V vseh polprevodniških diodah imamo vedno dva fizikalno različna mehanizma preboja: tunelski pojav (Zenerjev preboj) in plazovni preboj. Tunelski pojav prevladuje pri diodah z nižjimi prebojnimi napetostmi, plazovni preboj pa prevladuje pri diodah z višjimi prebojnimi napetostmi. V silicijevih diodah s PN spojem sta oba pojava približno enako močna pri prebojni napetosti okoli $U_Z \approx 5V \dots 6V$, kar je pa močno odvisno tudi od tehnologije izdelave diode. Tunelski pojav daje blago koleno, plazovni preboj pa zelo ostro koleno v odzivu:

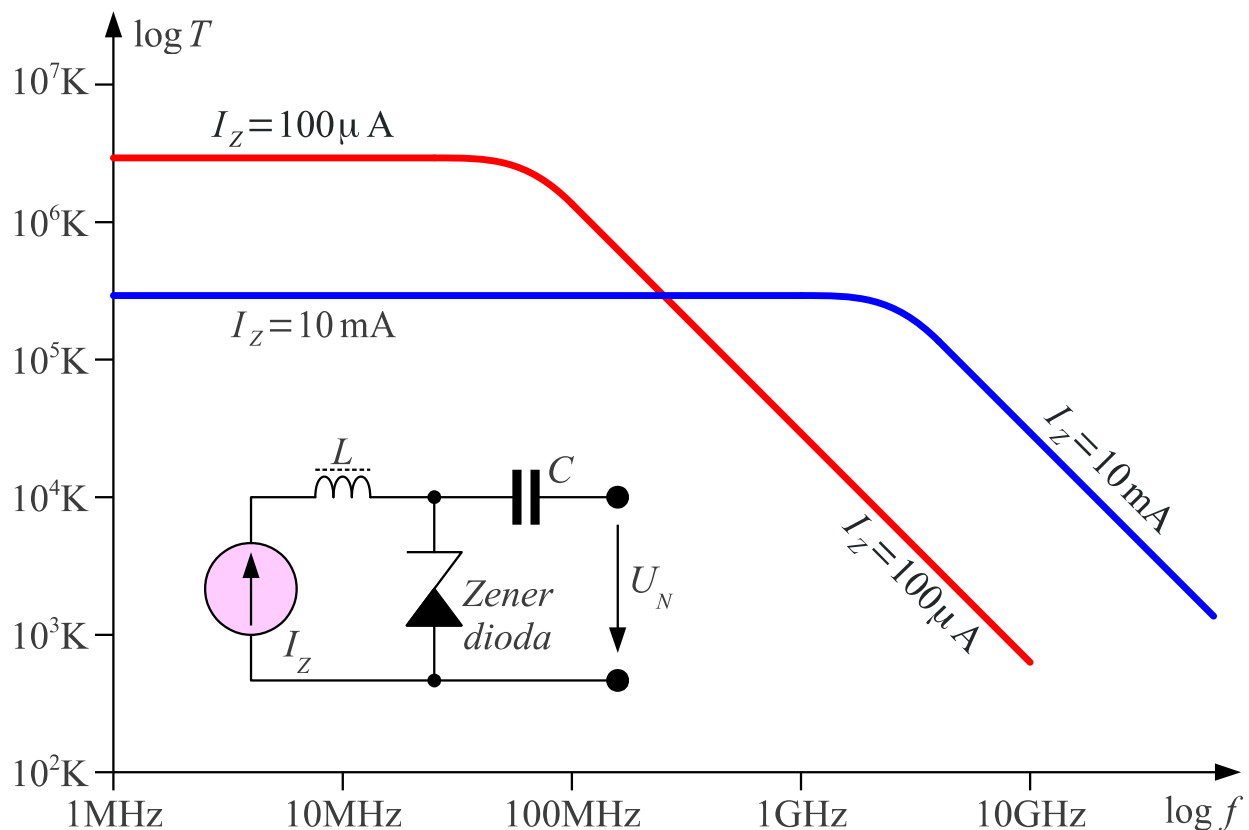
Odzivi zener diod družine BZX55...



Ker imata tunelski pojav in plazovni preboj nasproten predznak temperaturnega koeficienta prebojne napetosti, lahko pojav izkoristimo za izdelavo zelo stabilnih napetostnih virov. Tunelski pojav sicer ne proizvaja kaj dosti več šuma od navadnega upora. Prav tako ne proizvaja kaj dosti šuma dioda v prevodni smeri PN spoja (rdeči + na sliki), kar se izkorišča v stabilizatorskih diodah za nizke napetosti, na primer BZX55 – B0V8 . Dioda proizvaja zelo močen šum le s plazovnim prebojem, a tudi jakost tega

šuma je močno odvisna od tehnologije izdelave diode.

Jakost plazovnega šuma je seveda odvisna tudi od toka I_Z skozi plazovno diodo. Pri večanju toka skozi diodo se širi frekvenčni pas, v katerem dioda proizvaja šum. Pojav dodatno povečuje visoka kapacitivnost spoja Zener diod, v velikostnem razredu med 30pF pri zaporni napetosti 30V vse do 300pF pri zaporni napetosti 3V . Hkrati s širjenjem frekvenčnega pasu upada jakost šuma na zelo nizkih frekvencah. Plazovno diodo zato običajno uporabljamo pri dovolj velikem toku I_Z , da je jakost šuma čimbolj neodvisna od frekvence.



Jakost šuma plazovnega preboja

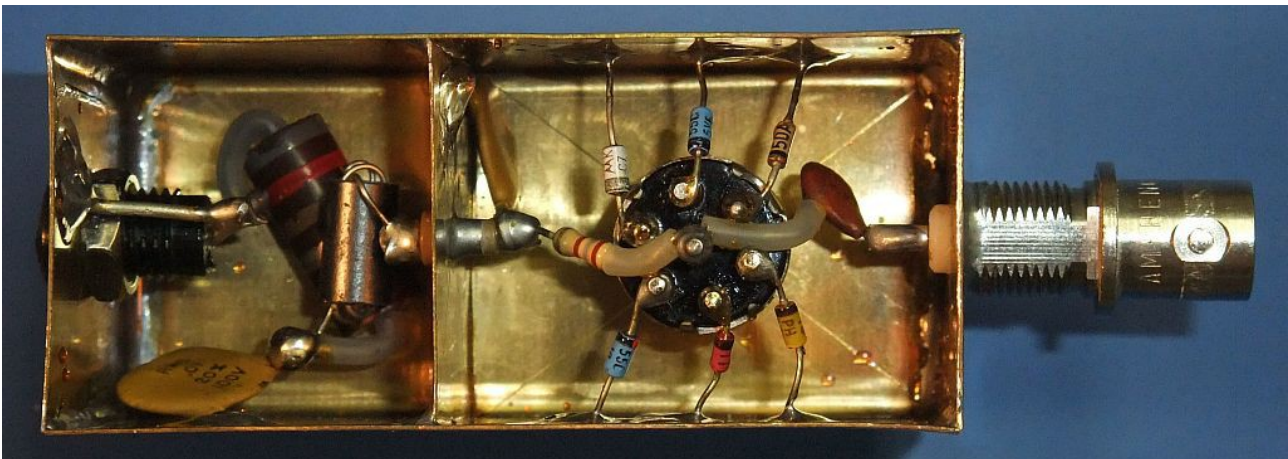
S spreminjanjem toka I_Z skozi diodo se seveda spreminja tudi visokofrekvenčna impedanca diode. Impedanco šumnega izvora lahko popravi cirkulator (vezan kot izolator) kot v slučaju uporabe vročega upora (nitke žarnice). Ker pa je plazovni šum res zelo močen (tudi 40dB močnejši od toplotnega šuma na sobni temperaturi), za prilagoditev impedance šumne glave običajno poskrbi že uporovni slabilec med plazovno diodo in izhodom.

Umerjeni šumni izvori s plazovno diodo imajo zato v notranjosti že vgrajen slabilec -20dB ali več. Na ta način je izhodna impedanca skoraj neodvisna od toka I_Z skozi diodo. Ko tok povsem izključimo $I_Z=0$, je

izhodna šumna moč takšnega izvora seveda enaka toplotnemu sevanju uporov v slabilcu na sobni temperaturi.

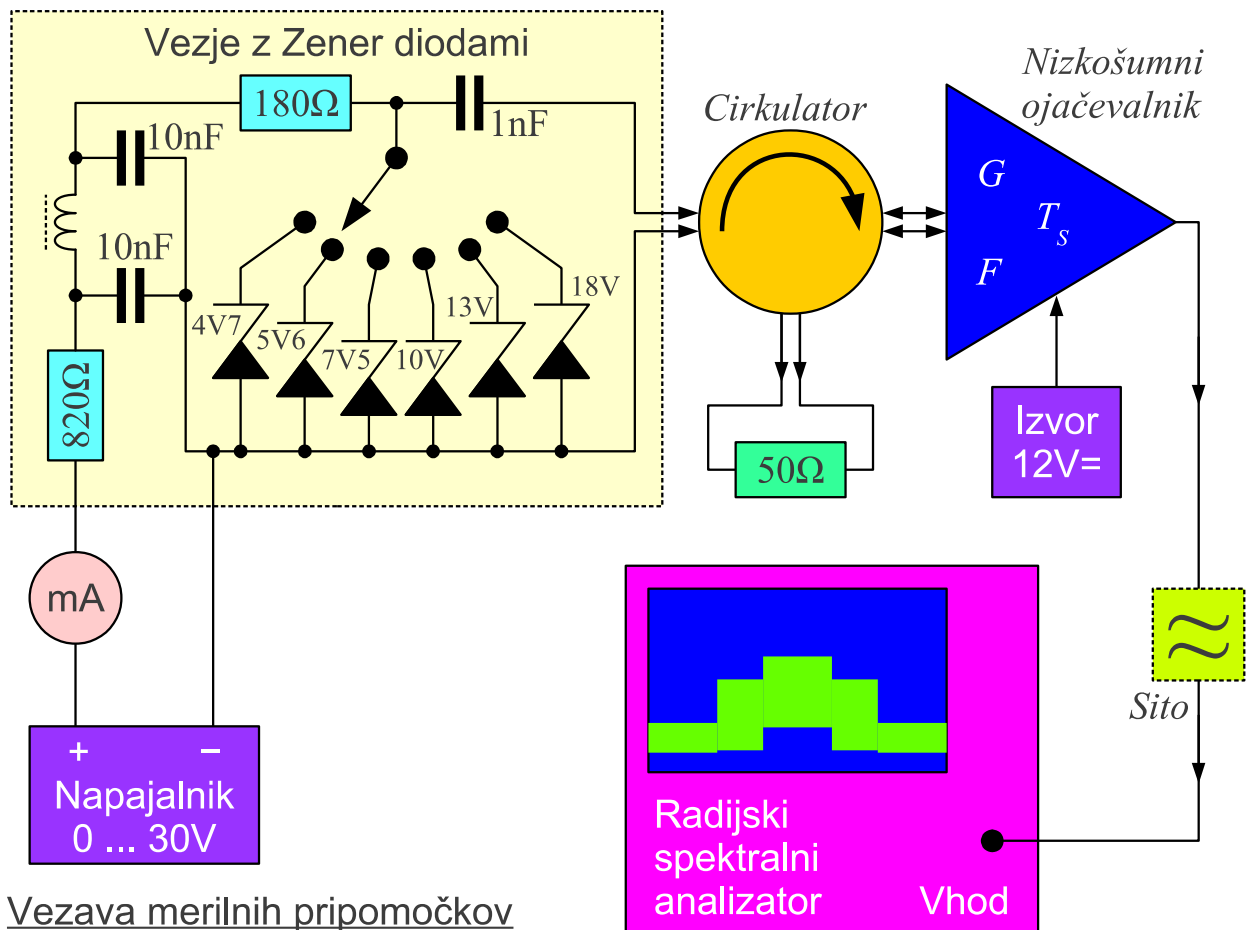
Končno se moramo zavedati, da je plazovni preboj marsikdaj tudi nezaželen pojav v vezju. Plazovni šum iz stabilizatorja napetosti lahko na primer zaide v vhodne stopnje sprejemnika oziroma fazno modulira oscilator, kar predstavlja resne težave za načrtovalca naprave. Marsikdaj je takšen šum zelo težko izločiti, še posebno, če je plazovna dioda sestavni del integriranega vezja, ki opravlja še druge naloge.

Za vajo izmerimo šum, ki ga proizvaja šest različnih Zener diod z nazivnimi prebojnimi napetostmi 4.7V , 5.6V , 7.5V , 10V , 13V in 18V pri različnih zapornih tokovih I_Z . Dioda so vgrajene v oklopljeno ohišje iz medeninaste pločevine, ki preprečuje vdor radijskih motenj. Željeno diodo izbiramo s preklopnikom:



Vezje vsebuje tudi sklopni kondenzator 1nF na izhodu, ki ustavi enosmerno komponento. Vdor motenj preprečuje tudi nizkoprepustno sito z dvema kondenzatorjema 10nF in feritno dušilko na napajanju. Enosmerni tok skozi izbrano diodo je omejen z dvema uporoma 820Ω in 180Ω , ki dajeta v zaporedni vezavi natančno $1\text{k}\Omega$ za lažje preračunavanje tokov in napetosti.

Razporeditev in povezava merilnih pripomočkov sta prikazani na spodnjih slikah. Pozor, ko sestavljamo vajo oziroma preklapljam med različnimi Zener diodami mora biti enosmerni vir $0\text{V} \dots 30\text{V}$ nastavljen na najnižjo napetost oziroma izključen, da pojavi ob preklopu ne poškodujejo nizkošumnega ojačevalnika niti spektralnega analizatorja:

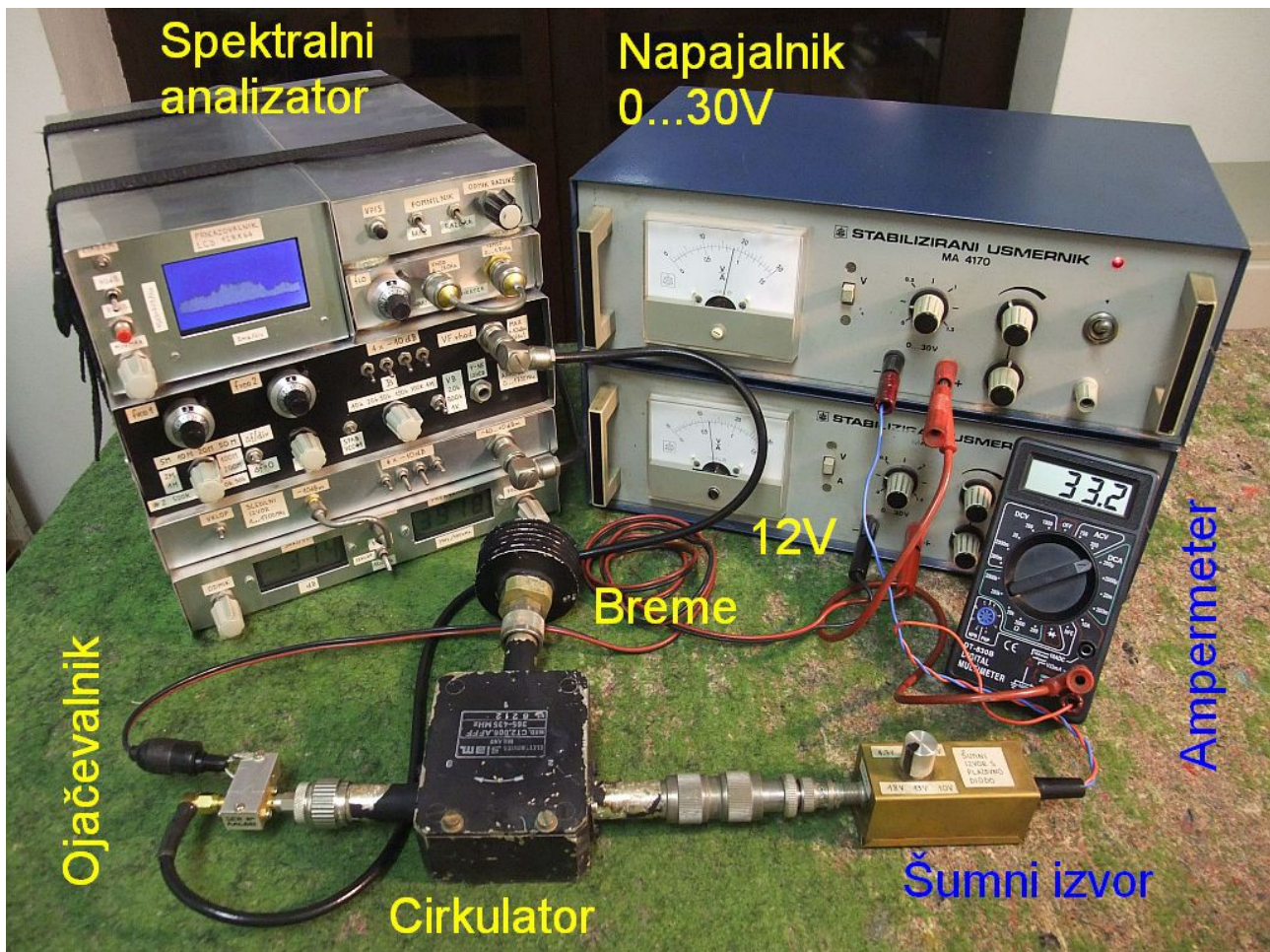


Vezava merilnih pripomočkov

Pri merjenju šuma se moramo zavedati, da je merjeni signal zelo šibek. Kot merilni sprejemnik uporabimo spektralni analizator, ki ima razmeroma visoko šumno število okoli 20dB . Šum sprejemnika znižamo z dodatnim nizkošumnim ojačevalnikom. Ojačanje slednjega naj bo 30dB ali več, da v celoti prekrije šum spektralnega analizatorja. V vsakem slučaju moramo seveda paziti, da sprejemamo le željene šumne signale in ne kakršnihkoli motenj.

Ojačanje in šumne lastnosti kateregakoli sprejemnika so močno odvisne od impedance vira (antene). Impedanca plazovne diode se močno spreminja s tokom skozi diodo. Spremenljiva izhodna impedanca šumnega vira bi vnesla grobo napako v meritev šumnih lastnosti sprejemnika. Merilne šumne glave so zato opremljene s slabilcem, ki sicer omogoča širokopasovno ustalitev impedance, a hkrati slabi šum izvora in znižuje ENR .

Pri meritvi šuma Zener diod namesto slabilca za ustalitev impedance vira uporabimo cirkulator, vezan kot izolator s prilagojenim bremenom na tretjem priključku. Cirkulator vnaša zelo majhne izgube pod -0.5dB , kar omogoča natančnejšo meritev. Žal cirkulator deluje le v ozkem frekvenčnem pasu. Povrhu so cirkulatorji za frekvence pod $f < 1\text{GHz}$ zelo veliki (dragi) oziroma zelo ozkopasovni.



Pri merjenju šumne moči se moramo zavedati, da je merjeni signal povsem naključen. Dosegljiva točnost meritve je zato odvisna od faktorja povprečenja. V primeru uporabe spektralnega analizatorja zato nastavimo čim širše medfrekvenčno sito (velik B) in čim ožje video sito (majhen B_V pomeni dolg čas integracije). Faktor povprečenja je enak razmerju B/B_V .

Pri merjenju naključnih signalov moramo hkrati paziti, da ne prekrmilimo ojačevalnika oziroma drugih nelinearnih sestavnih delov v merilnem vezju. Povprečna moč naključnih signalov mora biti zato vsaj 10-krat manjša $\log \langle P_N \rangle < \log P_{1dB} - 10\text{dB}$ od meje nasičenja oziroma največje izhodne moči za sinusne signale za napako manjšo od 1%.

Glede na visoko temperaturo šuma nekaterih plazovnih diod $T_D > 10^6 \text{K}$ in veliko pasovno širino nizkošumnega ojačevalnika $B > 2\text{GHz}$ lahko celo prekrmilimo slednjega oziroma vhod spektralnega analizatorja. Programska oprema večine radijskih spektralnih analizatorjev takšnega širokopasovnega prekrmiljenja ne prepozna! Protiuukrep je frekvenčno pasovno sito primerne širine sredi ojačevalne verige.

Pred samo meritvijo moramo seveda poznati oziroma izmeriti šumno število uporabljenega ojačevalnika. Če šum ojačevalnika prekrije lastni šum spektralnega analizatorja za 20dB ali več, šumno temperaturo celotnega

I_Z [mA]	Zener 10V			Zener 13V			Zener 18V		
	P_N [dBm]	T_D [K]	ENR [dB]	P_N [dBm]	T_D [K]	ENR [dB]	P_N [dBm]	T_D [K]	ENR [dB]
0.01									
0.02									
0.05									
0.1									
0.2									
0.5									
1									
2									
5									
10									

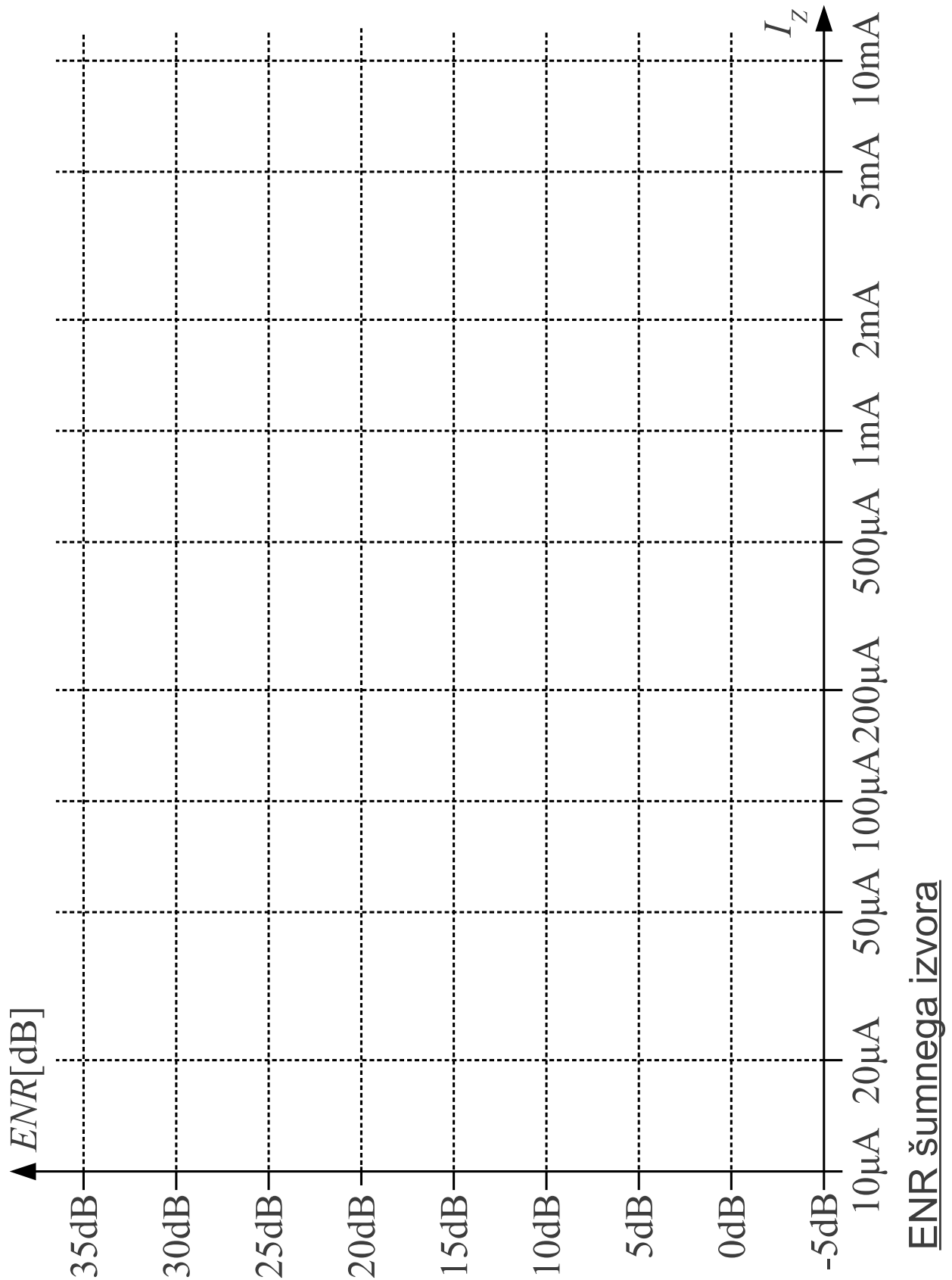
Iz izmerjenih vrednosti moči šuma $P_N(I_Z)$ in P_{N0} najprej izračunamo temperaturo diode:

$$T_D(I_Z) = (T_0 + T_S) \cdot 10^{\frac{(P_N(I_Z)[\text{dBm}] - P_{N0}[\text{dBm}])}{10}} - T_S$$

Iz temperature diode $T_D(I_Z)$ nato izračunamo razmerje $ENR(I_Z)$ (Excess Noise Ratio) ob upoštevanju, da je temperatura izključenega šumnega izvora enaka temperaturi okolice $T_1 = T_0 = 290 \text{ K}$ in temperatura vključenega šumnega izvora enaka temperaturi diode $T_2 = T_D$:

$$ENR_{\text{dB}}(I_Z) = 10 \log_{10} \left[\frac{T_D(I_Z)}{T_0} - 1 \right]$$

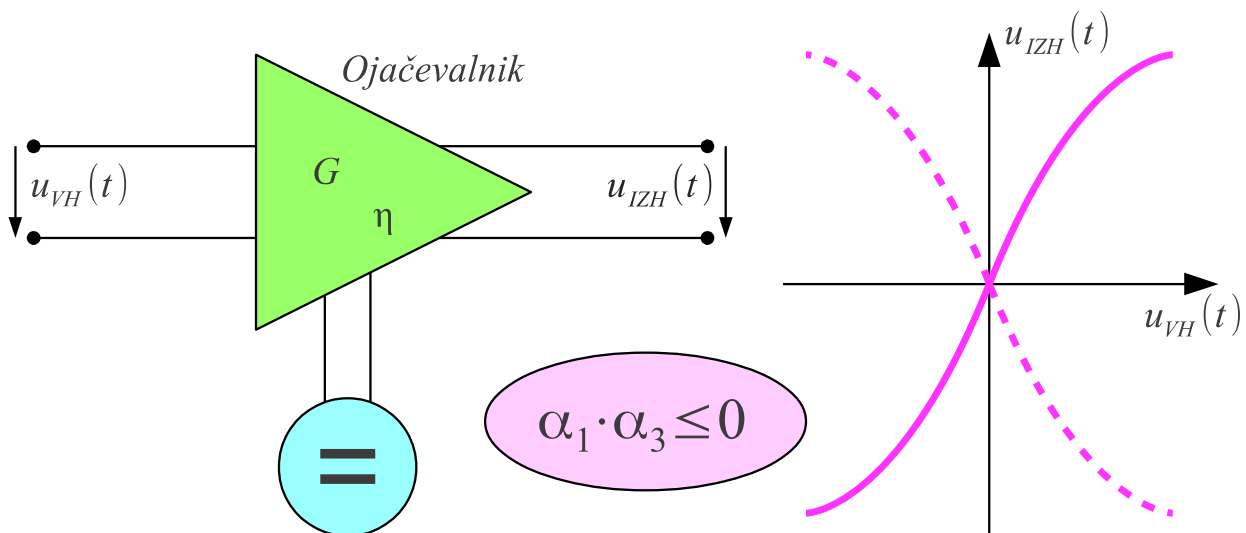
Izračunane T_D in ENR vpišemo v tabelo za vsako diodo in za vsak tok I_Z . ENR v odvisnosti od toka I_Z prikažemo v istem diagramu kot šest krivulj za šest različnih Zener diod:



Vrednosti $ENR < -5dB$ praktično niso uporabne niti jih v prikazani postavitvi vaje ne moremo natančno meriti.

14. Intermodulacijsko popačenje

Vsa električna vezja so do določene mere nelinearna, čeprav nelinearnost običajno opazimo le v polprevodnikih in v feromagnetnih jedrih. V radijskih komunikacijah običajno opazujemo signale v frekvenčnem prostoru. Pri obravnavi popačenja je smiselno zapisati odziv nelinearnega vezja (ojačevalnika) v časovnem prostoru kot polinom:



$$u_{IZH} = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot u_{VH} + \alpha_2 \cdot u_{VH}^2 + \alpha_3 \cdot u_{VH}^3 + \alpha_4 \cdot u_{VH}^4 + \dots$$

Opis nelinearnosti ojačevalnika s polinomom

Vsak člen polinoma ima svoj fizikalni pomen. Člen α_0 pomeni enosmerno komponento, torej delovno točko (bias) aktivnega gradnika v ojačevalniku. Člen α_1 pomeni linearno ojačanje, torej željeno lastnost ojačevalnika. Višji členi α_2 , α_3 , α_4 in naprej pomenijo popačenje ojačevalnika.

Če ojačevalnik uporabljamo za ojačanje izmeničnih signalov, enosmerno komponento delovne točke odstranimo z dušilkami, transformatorji oziroma sklopnimi kondenzatorji. Linearni člen α_1 daje na izhodu isto frekvenco ω_0 , kot smo jo pripeljali na vhod. Kvadratni člen α_2 daje drugi harmonik $2\omega_0$ in hkrati usmerja signal. Kubni člen α_3 daje tretji harmonik $3\omega_0$ in hkrati poskrbi za upad ojačanja v nasičenju. Upad ojačanja pri velikih signalih zahteva, da sta α_1 in α_3 različnih predznakov! Višji členi α_4 in naprej dajejo višje harmonike osnovne

frekvence $4\omega_0$ in naprej. Harmonske frekvence v radijski tehniki običajno niso nadležne, saj jih preprosto izločimo z nizkoprepustnim sitom na izhodu ojačevalnika.

Člen	$u_{vH}(t)=U_0\sin(\omega_0 t)$	$u_{vH}(t)=U_1\sin(\omega_1 t)+U_2\sin(\omega_2 t)$
α_0	=	=(delovna točka)
α_1	ω_0	ω_1, ω_2 (linearno ojačanje)
α_2	=(usmernik), $2\omega_0$	=, $2\omega_1, 2\omega_2, \omega_1 + \omega_2, \omega_2 - \omega_1$ (mešanje)
α_3	ω_0 (nasičenje), $3\omega_0$	$\omega_1, \omega_2, 3\omega_1, 3\omega_2, 2\omega_1 + \omega_2, 2\omega_1 - \omega_2, \omega_1 + 2\omega_2, 2\omega_2 - \omega_1$
α_4	=, $2\omega_0, 4\omega_0$	=, $2\omega_1, 2\omega_2, \omega_1 + \omega_2, \omega_2 - \omega_1, 4\omega_1, 4\omega_2, 3\omega_1 + \omega_2, 2\omega_1 + 2\omega_2, \omega_1 + 3\omega_2, 3\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - 2\omega_1, 3\omega_2 - \omega_1$
α_5	$\omega_0, 3\omega_0, 5\omega_0$	$\omega_1, \omega_2, 3\omega_1, 3\omega_2, 5\omega_1, 5\omega_2 \dots 3\omega_1 - 2\omega_2 \dots 3\omega_2 - 2\omega_1 \dots$
α_6	=, $2\omega_0, 4\omega_0, 6\omega_0$	=, $\dots 6\omega_1, 6\omega_2, 5\omega_1 + \omega_2, 5\omega_1 - \omega_2, 4\omega_1 + 2\omega_2, 4\omega_1 - 2\omega_2 \dots$
α_7	$\omega_0, 3\omega_0, 5\omega_0, 7\omega_0$	$\omega_1, \omega_2 \dots 7\omega_1, 7\omega_2 \dots 4\omega_1 - 3\omega_2 \dots 4\omega_2 - 3\omega_1 \dots$

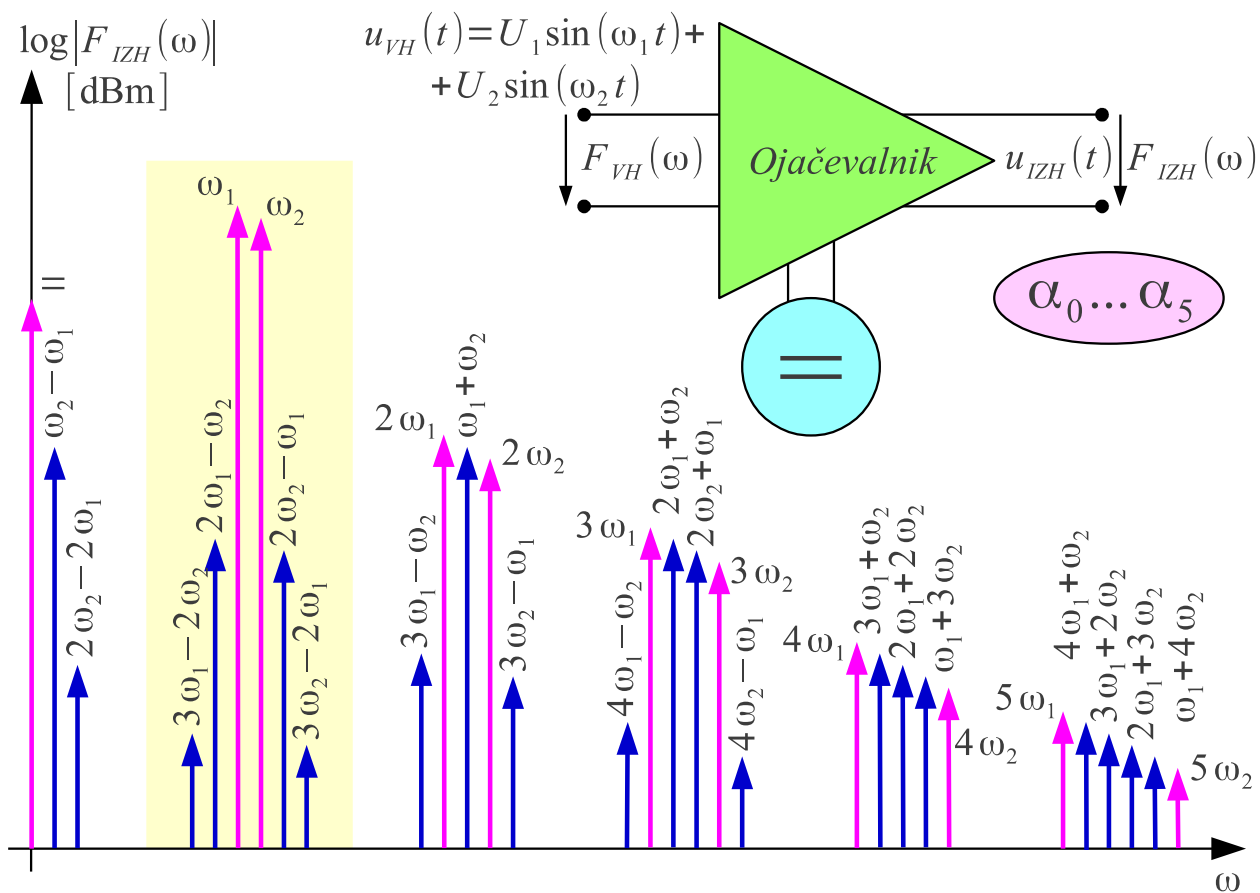
Učinek nelinearnosti na spekter popačenja

Resnični radijski signali imajo neničelno pasovno širino in vsebujejo več kot eno frekvenčno spektralno črto. Najpreprostejši zgled, ki omogoča vpogled v učinke nelinearnosti ter njihovo vrednotenje, je dvotonsko krmiljenje z dvema različnima frekvencama ω_1 in ω_2 . Kvadratni člen α_2 daje poleg drugih harmonikov $2\omega_1$ in $2\omega_2$ in usmerjanja tudi dva mešalna produkta $\omega_1 + \omega_2$ ter $\omega_2 - \omega_1$.

Kubni člen α_3 daje osnovni frekvenci (nasičenje), tretja harmonika $3\omega_1$ in $3\omega_2$ ter štiri različna višja mešanja. Višji členi dajejo še več različnih prispevkov. Četrta potenca α_4 daje poleg usmerjanja in višjih harmonikov kar osem različnih mešalnih produktov.

V radijski tehniki delamo običajno z razmeroma ozkimi frekvenčnimi pasovi. Med posamezne stopnje vezij vgrajujemo frekvenčna pasovno-prepustna sita, ki takoj odstranijo vse harmonske frekvence. Pri krmiljenju vezja s signalom določene pasovne širine pa vseh neželjenih posledic nelinearnosti ne moremo odstraniti s frekvenčnimi pasovnimi siti, na primer nekatere višje produkte mešanja v neposredni bližini izvornih frekvenc ω_1

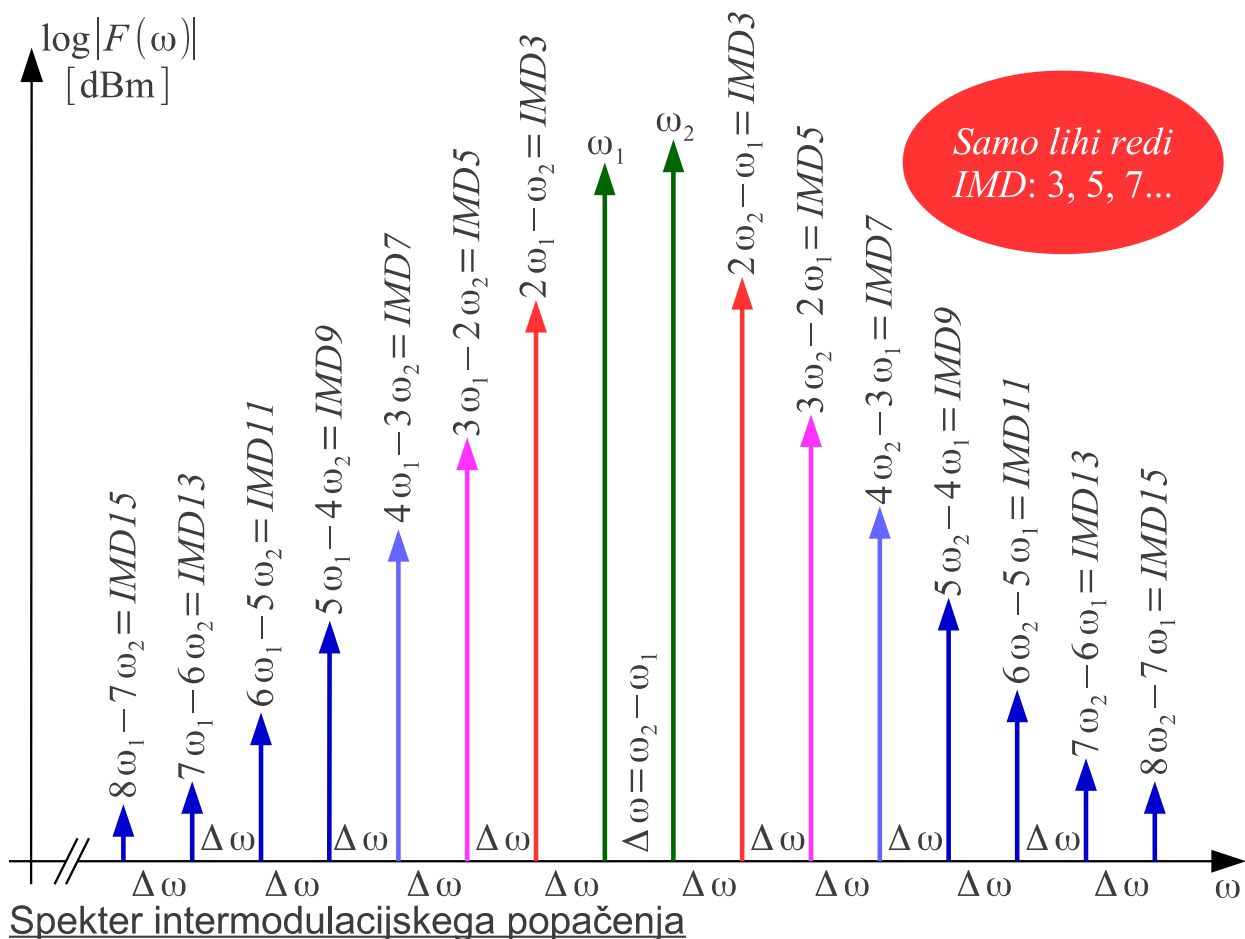
in ω_2 :



Spekter popačenja pri dvotonskem krmiljenju

Neželjena višja produkte mešanja tretjega reda $2\omega_1 - \omega_2$ in $2\omega_2 - \omega_1$, ki se pojavita frekvenčno zelo blizu željenim signalom ω_1 in ω_2 , ne moremo izsejati z nobenim sitom. Ta dva mešalna produkta, ki se lahko pojavita znotraj spektra koristne modulacije signala, imenujemo intermodulacijsko popačenje (InterModulation Distortion ali *IMD*) tretjega reda.

Intermodulacijsko popačenje seveda ni omejeno le na kubni člen prenosne funkcije vezja. Vsi višji členi lihih redov dajejo intermodulacijske produkte pripadajočih redov. Od vseh členov je običajno največji *IMD* produkt tretjega reda, zato kot merilo za nelinearnost vezja pogosto vzamemo le produkte tretjega reda, kvečjemu tretjega in petega reda:

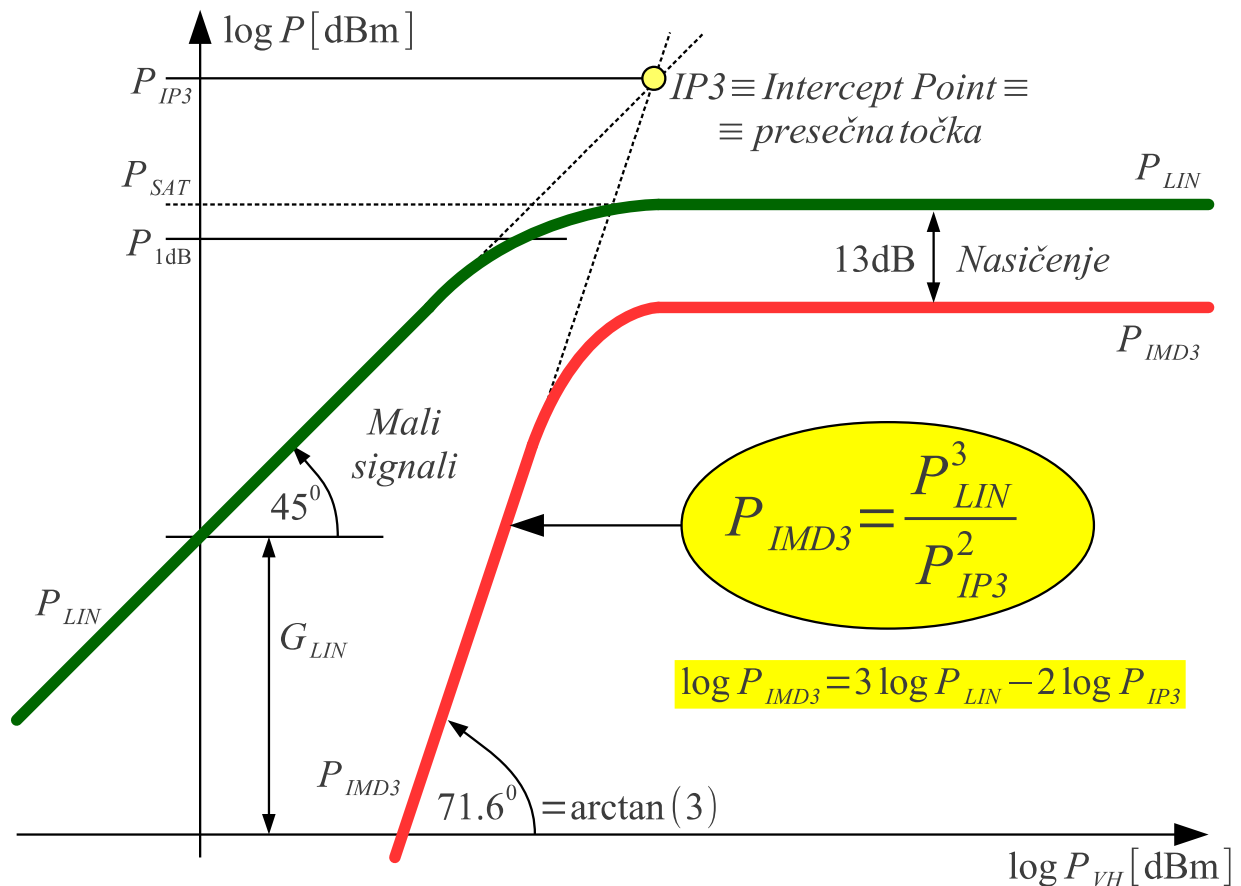


Ker se nelinearnosti pojavljajo v različnih vezjih in jih je nemogoče popolnoma izločiti, je treba uvesti smiselno merilo, ki naj s čimmanj številkami natančno opiše nelinearnosti danega vezja. Takšno merilo je presečna točka nelinearnosti danega reda. Presečna točka predstavlja navidezno izhodno moč vezja, ko bi v odsotnosti nasičenja moč intermodulacijskih produktov dosegla linearno izhodno moč. Navidezno moč zato, ker resnična vezja te točke ne morejo doseči. Moč presečne točke je vsaj 10-krat višja od skupne moči vseh signalov na izhodu vezja.

Presečno točko zelo enostavno poiščemo, če rešimo moči vhodnih in izhodnih signalov v logaritemskem merilu. V tem slučaju so vse krivulje za male signale premice, v podaljških pa dobimo presečne točke. Če je za dano vezje podana tudi moč presečne točke, potem lahko nalogo zelo enostavno rešimo grafično tako, da skozi dano presečno točko potegnemo premice z ustreznimi nakloni.

Na sliki je narisana primer za moči signalov pri popačenju tretjega reda. Za male signale ustreza račun s premicami skozi presečno točko tretjega reda $IP3$. Premica za logaritem moči linearno ojačanih signalov ima naklon $\text{atan } 1 = 45^\circ$, premica za logaritem moči popačenja tretjega reda pa naklon $\text{atan } 3 = 71.6^\circ$. V nasičenju se razmerje med močjo signalov na izvornih frekvencah ω_1 oziroma ω_2 ter močjo intermodulacijskih

produktov tretjega reda $2\omega_1 - \omega_2$ oziroma $2\omega_2 - \omega_1$ ustali na približno 13dB :



Moč intermodulacijskih produktov tretjega reda

Moči intermodulacijskih produktov lahko tudi preprosto številsko izračunamo iz dane moči izhodnega signala, če poznamo moči presečnih točk:

$$P_{IMDN} = \frac{P_{LIN}^N}{P_{IPN}^{N-1}}$$

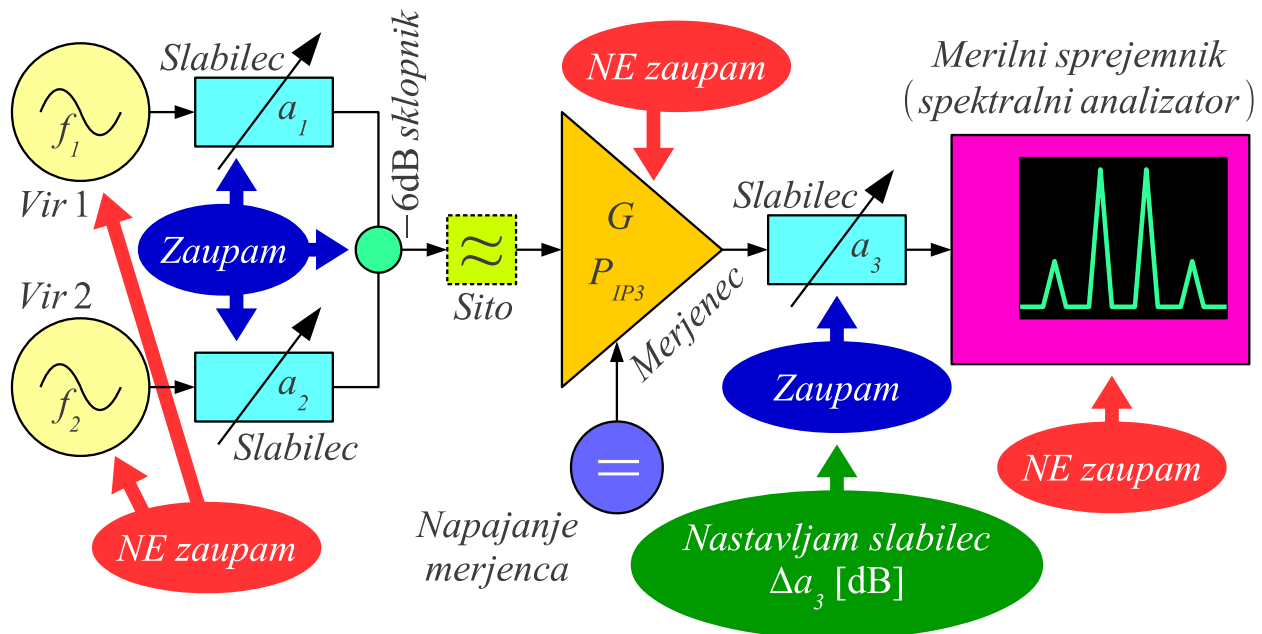
Potenciranja in deljenja v linearnih enotah moči [W] seveda zamenjajo množenja in odštevanja, ko računamo v logaritemskih enotah [dBm] ali [dBW] :

$$\log P_{IMDN} = N \cdot \log P_{LIN} - (N - 1) \cdot \log P_{IPN}$$

Presečna točka se običajno nanaša na moči na izhodu vezja, ker je popačenje običajno strogo odvisno od izhodne moči vezja ter od nastavitve delovne točke aktivnega gradnika.

Pri meritvah intermodulacijskega popačenja in presečnih točk se

moramo zavedati, da lahko pride do popačenja ne samo v merjencu, pač pa v kateremkoli delu merilne opreme. Visokofrekvenčni izvori in spektralni analizator v svoji notranjosti vsebujejo nelinearne sestavne dele, ki lahko prav na enak način popačijo signale. Edini zaupanja vreden gradnik so uporovni slabilci, delilniki in druga pasivna vezja brez polprevodnikov in brez feromagnetnih jeder:



$\Delta \log P_{IMD3} \approx \Delta a_3$ [dB]	Izvor IMD3 je PRED slabilcem (merjenec)
--	---

$\Delta \log P_{IMD3} \approx 3\Delta a_3$ [dB]	Izvor IMD3 je ZA slabilcem (napaka merilnika)
---	---

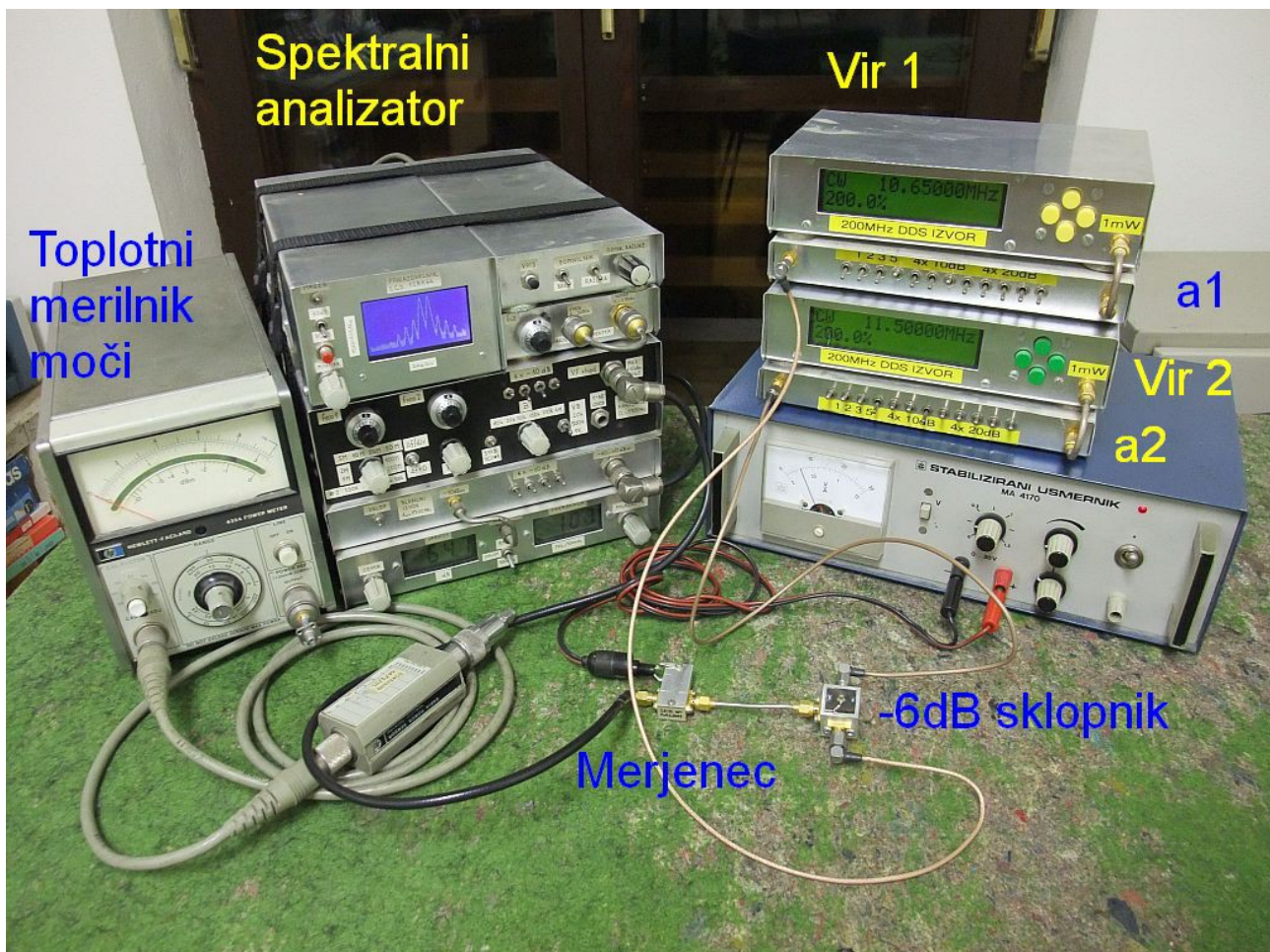
Meritev intermodulacijskega popačenja ojačevalnika

Izvor nelinearnega popačenja poiščemo tako, da v določeni točki vezja inštrumentov in merjencev vstavimo slabilec. Če ob vstavitvi slabilca ostane razmerje med željenimi signali in intermodulacijskimi produkti nespremenjeno, to pomeni, da se nahaja izvor popačenja **pred** slabilcem. Če pa jakost intermodulacijskih produktov upade za večji faktor kot željeni signali, se nahaja izvor popačenja **za** vstavljenim slabilcem.

Merjence običajno preizkušamo tako, da jih krmilimo z dvema frekvencama f_1 in f_2 . Dva signala dobimo iz dveh visokofrekvenčnih izvorov, ki jih pa ne smemo naravnost vezati vzporedno! Pri preprosti vzporedni vezavi bi signal enega izvora zašel nazaj v drugi izvor in tam v nelinearnih sestavnih delih povzročil intermodulacijsko popačenje. Na vsak izvor zato najprej priključimo svoj nastavljivi slabilec in nato sestavljamo oslabiljene signale v prilagojenem uporovnem sklopniku, ki vnaša dodatnih -6dB izgub. Harmonike obeh visokofrekvenčnih virov izloči dodatno frekvenčno sito na vhodu merjenca, če slednji ni ozkopasoven.

Za izvedbo vaje nastavimo izhodni moči obeh izvorov enaki. Moči obeh izvorov nastavimo tako, da so intermodulacijski produkti tretjega reda ravno opazni na zaslonu spektralnega analizatorja. Nato moči obeh izvorov vzporedno večamo in opazujemo sliko na spektralnem analizatorju. Intermodulacijski produkti rastejo, pojavijo se tudi intermodulacijski produkti višjih redov. Pri določeni vhodni moči jakost signalov na izhodu ne narašča več, ker smo dosegli nasičenje merjenca.

Presečno točko tretjega reda ($IP3$) izračunamo iz vrednosti, ki jih izmerimo pri čim manjših signalih. V vsakem slučaju uporabimo rezultate meritev najmanj -10dB pod močjo nasičenja merjenca, da rezultata ne moti popačenje višjih redov. Pred meritvijo ne pozabimo na umerjanje skale spektralnega analizatorja. Pokončno skalo umerimo z znanim izvorom, ki je vgrajen v spektralni analizator ali v toplotni merilnik moči:



Z vzporednim spreminjanjem moči obeh izvorov preizkusimo točnost meritve. Vsak dB spremembe moči obeh izvorov mora prinesiti natančno 1dB spremembe jakosti linearno ojačanih signalov, 3dB spremembe intermodulacijskih produktov tretjega reda, 5dB spremembe intermodulacijskih produktov petega reda in tako naprej.

Linearnost ojačevalnika je odvisna predvsem od enosmerne delovne

točke uporabljenega aktivnega gradnika. Delovno točko izbiramo z zunanjo napetostjo napajanja merjenca U v mejah od 5V do 12V. V razpredelnico si zabeležimo tok merjenca I [mA], linearno ojačanje G [dB], izhodno moč linearne ojačanih signalov P_{LIN} [dBm] in moč intermodulacijskih produktov P_{IMD3} [dBm]:

Merjenec:		$f_1 =$	[MHz]	$f_2 =$	[MHz]
U [V]	I [mA]	G [dB]	P_{LIN} [dBm]	P_{IMD3} [dBm]	P_{IP3} [dBm]
5V					
6V					
7V					
8V					
9V					
10V					
11V					
12V					
Spektralni analizator:		a_3 [dB]			

Vse meritve opravimo pri izhodni moči merjenca, ko približno velja:

$$P_{IMD3} [\text{dBm}] \approx P_{LIN} [\text{dBm}] - 35 \text{ dB}$$

V teh razmerah smo dovolj daleč od moči nasičenja oziroma $P_{1\text{dB}}$ merjenca, da popačenje ne moti rezultata za linearno ojačanje G niti P_{LIN} . Hkrati so intermodulacijski produkti P_{IMD3} dovolj močni, da jih zanesljivo odčitamo na zaslonu spektralnega analizatorja. Iz izmerjenih P_{LIN} in P_{IMD3} izračunamo P_{IP3} merjenca za vsako napajalno napetost posebej:

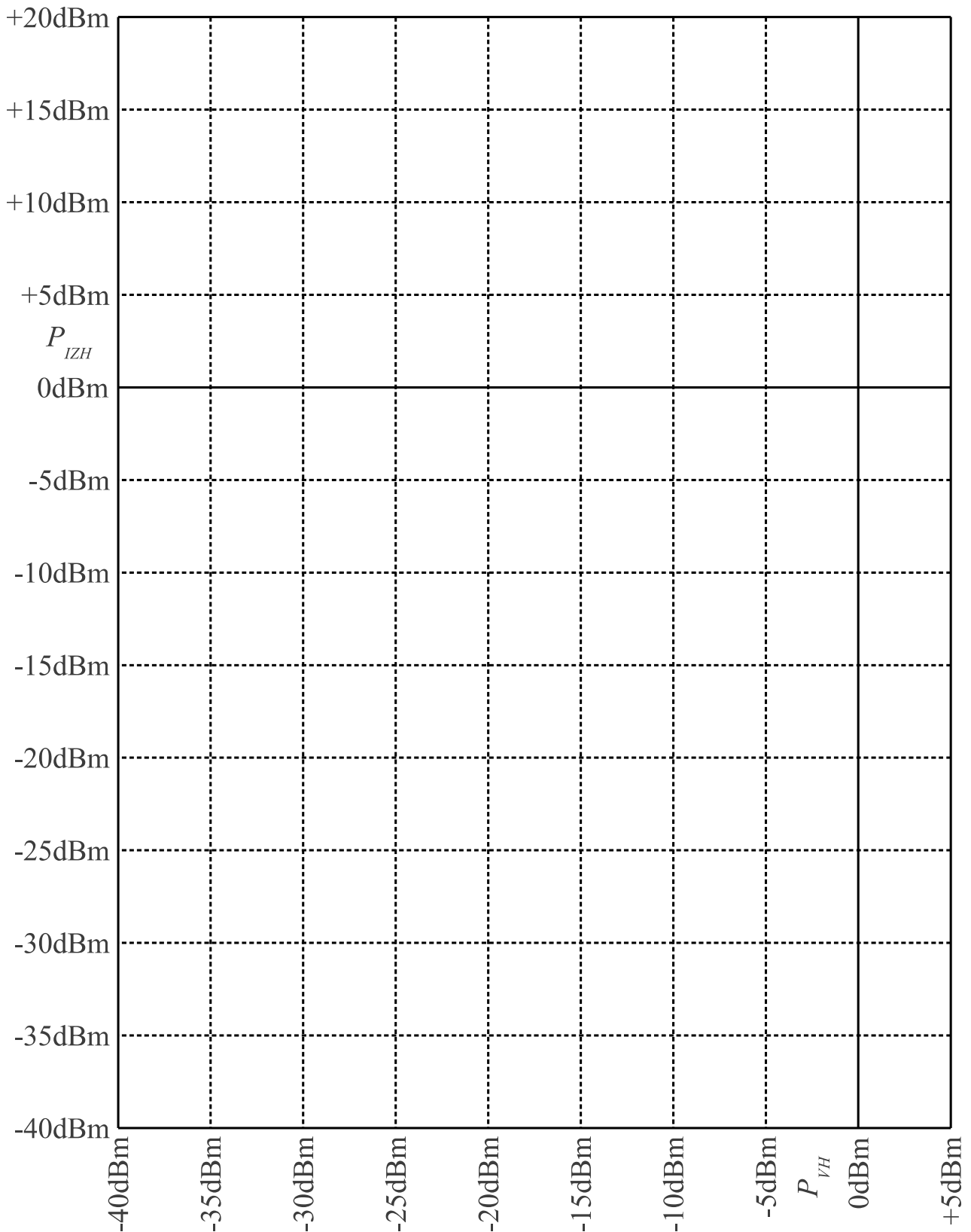
$$P_{IP3} [\text{dBm}] = \frac{3 \cdot P_{LIN} [\text{dBm}] - P_{IMD3} [\text{dBm}]}{2}$$

Za merjenec, MMIC ojačevalnik, nato izmerimo potek moči P_{LIN} in P_{IMD3} kot funkcija vhodne moči P_{VH} pri napajalni napetosti 12V. V tabelo vpišemo samo rezultate za smiselne vrednosti P_{VH} glede na to, kaj

zmoreta visokofrekvenčna vira in merjenec:

Merjenec:			$f_1 =$	[MHz]	$f_2 =$	[MHz]	
P_{VH} [dBm]	P_{LIN} [dBm]	P_{IMD3} [dBm]			P_{VH} [dBm]	P_{LIN} [dBm]	P_{IMD3} [dBm]
-40					-17		
-39					-16		
-38					-15		
-37					-14		
-36					-13		
-35					-12		
-34					-11		
-33					-10		
-32					-9		
-31					-8		
-30					-7		
-29					-6		
-28					-5		
-27					-4		
-26					-3		
-25					-2		
-24					-1		
-23					0		
-22					+1		
-21					+2		
-20					+3		
-19					+4		
-18					+5		

Iz izmerjenih vrednosti izrišemo grafa moči P_{LIN} in P_{IMD3} kot funkciji vhodne moči P_{VH} :



Ojačanje in popačenje MMIC ojačevalnika

Končno poskusimo določiti še P_{IIP3} na vhodnih sponkah mešalnika spektralnega analizatorja. Merjenec odstranimo in previdno znižujemo slabljenje a_3 stabilca, ki je vgrajen v sam spektralni analizator. Pri določanju moči P_{LIN} in P_{IMD3} na vходу moramo seveda upoštevati

slabljenje a_3 ! Pri tej zadnji meritvi zadošča, da so produkti popačenja vidni, čeprav zelo šibki. Hkrati moramo preveriti, da opaženi intermodulacijski produkti v resnici nastanejo v spektralnem analizatorju, nikakor pa v obeh virih zaradi nezadostnega razklopa slabilcev a_1 in a_2 .

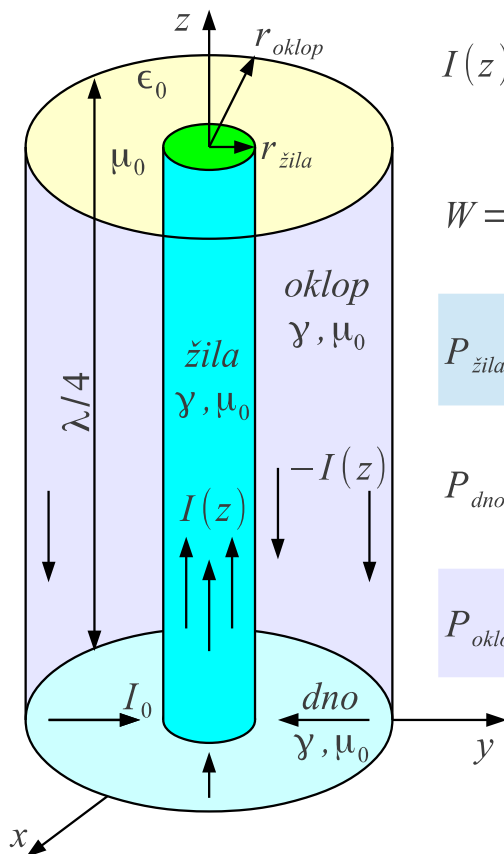
* * * * *

15. Kvaliteta votlinskega rezonatorja

Električni nihajni krog s kondenzatorjem C in tuljavo L z zračnim jedrom dosega kvaliteto okoli $Q \approx 100$. Glavna omejitev kvalitete Q je električna upornost R kovinske žice tuljave, ki jo dodatno povečuje kožni pojav. V primerjavi z upornostjo žice R so izgube v dielektriku kondenzatorja $\tan(\delta)$ zanemarljive. Brez uporabe superprevodnikov in brez primernih feromagnetnih jeder za zelo visoke frekvence, višja kvaliteta Q ni možna.

Ko potrebujemo električni rezonator z višjo kvaliteto Q , izdelamo električno votlino. Votlina ima dosti večje izmere od nihajnega kroga s koncentriranimi kapacitivnostjo C in induktivnostjo L . Izgube v prevodnih stenah votline so 10-krat do 100-krat manjše od izgub tuljave, zato votlina dosega 10-krat do 100-krat višjo kvaliteto $Q \approx 1000 \dots 10000$.

Četrťvalovni koaksialni rezonator je praktično uporabna TEM votlina v frekvenčnem pasu $100\text{MHz} \dots 3\text{GHz}$. Na nižjih frekvencah postane četrťvalovni koaksialni rezonator prevelik, na višjih frekvencah pa drugačne votline omogočajo višjo kvaliteto Q :



$$I(z) = I_0 \cdot \cos kz \quad |\vec{H}| = \frac{I_0 \cdot \cos kz}{2\pi \cdot \rho} \quad R_p = \frac{1}{\gamma \delta} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\gamma}}$$

$$W = \frac{1}{2} \cdot \int_{r_{\text{žila}}}^{r_{\text{oklop}}} \int_0^{2\pi} \int_0^{\lambda/4} \mu_0 |\vec{H}|^2 \rho d\rho d\phi dz = \frac{\mu_0 |I_0|^2 \lambda}{32\pi} \cdot \ln \frac{r_{\text{oklop}}}{r_{\text{žila}}}$$

$$P_{\text{žila}} = \frac{1}{2} \cdot \int_0^{\lambda/4} \frac{|I_0|^2 R_p \cos^2 kz}{2\pi r_{\text{žila}}} dz = \frac{|I_0|^2 R_p \lambda}{32\pi r_{\text{žila}}}$$

$$P_{\text{dno}} = \frac{1}{2} \cdot \int_{r_{\text{žila}}}^{r_{\text{oklop}}} \frac{|I_0|^2 R_p}{2\pi \rho} d\rho = \frac{|I_0|^2 R_p}{4\pi} \cdot \ln \frac{r_{\text{oklop}}}{r_{\text{žila}}}$$

$$P_{\text{oklop}} = \frac{|I_0|^2 R_p \lambda}{32\pi r_{\text{oklop}}}$$

$$Q = \omega \cdot \frac{W}{P_{\text{žila}} + P_{\text{dno}} + P_{\text{oklop}}}$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{4\pi c_0 \mu_0 \gamma}{\lambda}} \cdot \ln \frac{r_{\text{oklop}}}{r_{\text{žila}}}}{\frac{1}{r_{\text{žila}}} + \frac{8}{\lambda} \cdot \ln \frac{r_{\text{oklop}}}{r_{\text{žila}}} + \frac{1}{r_{\text{oklop}}}}$$

Kvaliteta četrťvalovnega rezonatorja

Četrtovalovni koaksialni *TEM* rezonator je odsek koaksialnega kabla dolžine $\lambda/4$, ki je na enem koncu kratko sklenjen, na drugem pa odprt. Največje izgube prinaša upornost osrednje žile. Manj izgub je v oklopu in v kratkostičniku na dnu. Kvaliteto Q izračunamo iz magnetne energije, ko je ta največja ter jo delimo z vsoto vseh izgub.

Koaksialni kabel ima najnižje izgube, ko je razmerje

$r_{oklop}/r_{žila} = 3.591121 \approx 3.6$. Žilo, oklop in kratkostičnik izdelamo iz čim boljšega prevodnika, da so uporovne izgube vključno s kožnim pojavom čim manjše. Majhna vdorna globina dovoljuje razmeroma tanko plast dobrega prevodnika. Notranjost votlin je zato posrebrena (najvišja prevodnost) oziroma pozlatena (izogibanje koroziji) in polirana do sijaja za najnižjo hrapavost, kar skupaj omogoča najnižjo plastno upornost (upornost kvadratka) R_p :

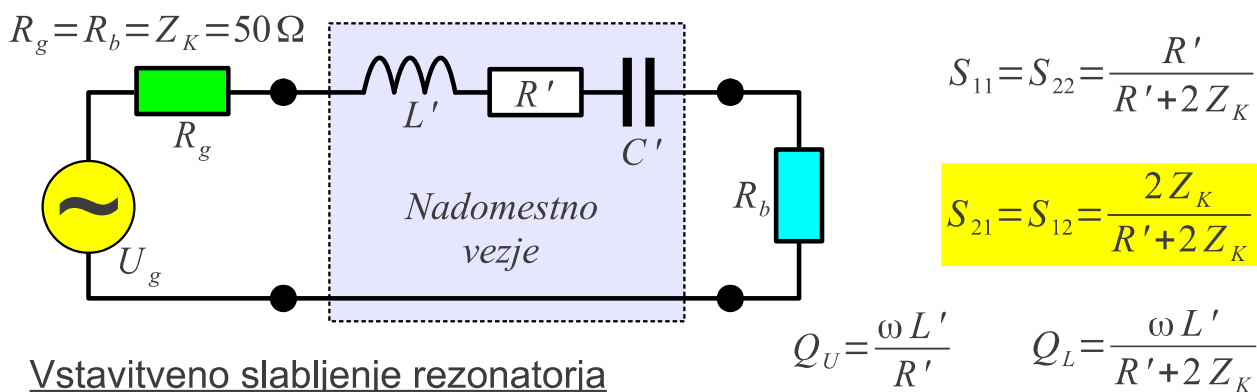
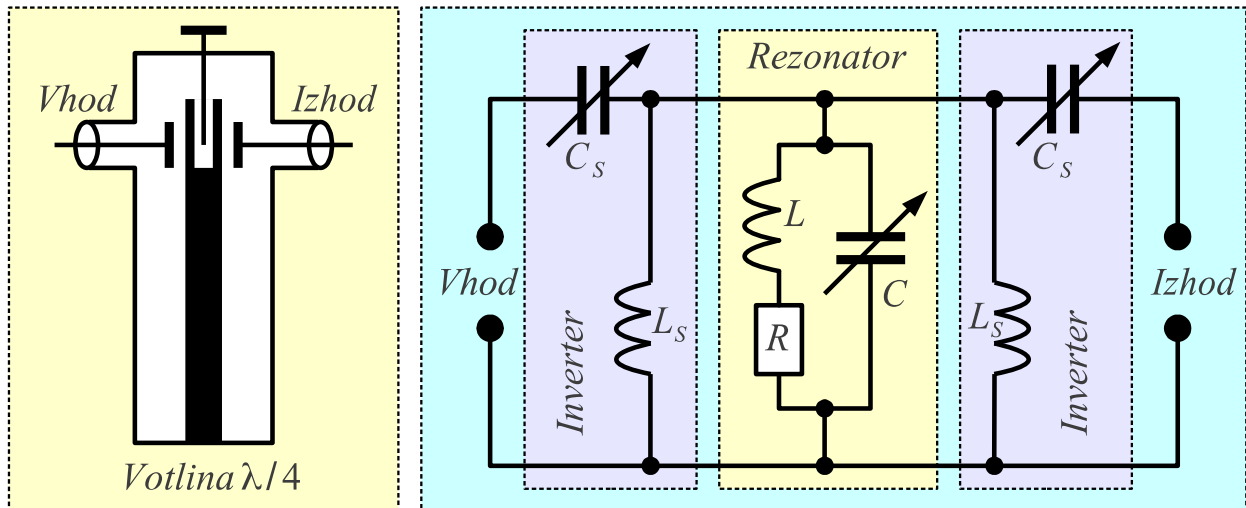
Kovina (obdelava, zlitina)	Prevodnost γ [S/m]	Vdorna globina δ [μ m] @ 1GHz	Plastna upornost R_p [m Ω] @ 1GHz
Baker Cu (μ_0)	$\sim 56 \cdot 10^6$	~ 2.13	~ 8.4
Srebro Ag (μ_0)	$62.9 \cdot 10^6$	2.01	7.92
Zlato Au (μ_0)	$45.7 \cdot 10^6$	2.35	9.29
Aluminij Al (μ_0)	$\sim 36 \cdot 10^6$	~ 2.65	~ 10.5
Cink Zn (μ_0)	$16.7 \cdot 10^6$	3.90	15.38
Medenina CuZn (μ_0)	$\sim 14 \cdot 10^6$	~ 4.25	~ 16.8
Kositer Sn (μ_0)	$8.3 \cdot 10^6$	5.52	21.81
Jeklo Fe ($\mu_r=1000$)	$\sim 7 \cdot 10^6$	~ 0.19	~ 751

V vseh votlinah se moramo izogibati feromagnetikov (železa, jekla ipd), ki imajo zaradi visoke relativne magnetne permeabilnosti μ_r majhno vdorno globino δ in visoko plastno upornost R_p . Srebrjenje površine omogoča izdelavo votline iz zlitine, ki sicer nima dobrih električnih lastnosti, ima pa majhne temperaturne raztezke (invar).

Praktični četrtovalovni rezonator je krajši od četrte valovne dolžine zaradi kapacitivnosti odprtega konca osrednje žile. Rezonator dodatno skrajšamo tako, da na odprti konec žile priključimo kondenzator. Skrajševanje rezonatorja sicer nima večjega učinka na izgube oziroma kvaliteto. Če višino rezonatorja razpolovimo na komaj $\lambda/8$, magnetna energija ter izgube v žili in oklopu upadejo za enak delež, komaj za 18%. Kondenzator na odprtem koncu je skoraj brez izgub, a zahteva še pokrov, ki doprinese 50% izgub dna rezonatorja.

Kvaliteto koaksialnega rezonatorja zvišujemo tako, da večamo polmera žile $r_{žile}$ in oklopa r_{oklopa} . Pri tem se večja tudi kapacitivnost odprtega konca žile in lahko postane tako velika, da potrebna dolžina žile upade na nič. Koaksialni rezonator tedaj preide v valjni votlinski rezonator brez osrednje žile, saj kapacitivnost med dnom in pokrovom zadošča za nihanje na rodu TM_{001} .

V električnem vezju rezonator uporabimo kot pasovno sito. Vhod oziroma izhod sklopimo kapacitivno na odprtem koncu četrtvalovnega rezonatorja, kjer je električno polje največje. Obratno bi bil induktivni sklop najučinkovitejši pri kratkosklenjenem dnu, kjer je magnetno polje rezonatorja največje. Odprti konec ima običajno še nastavljivi kondenzator v obliki ugaševalnega vijaka, s katerim nastavimo natančno frekvenco rezonatorja:

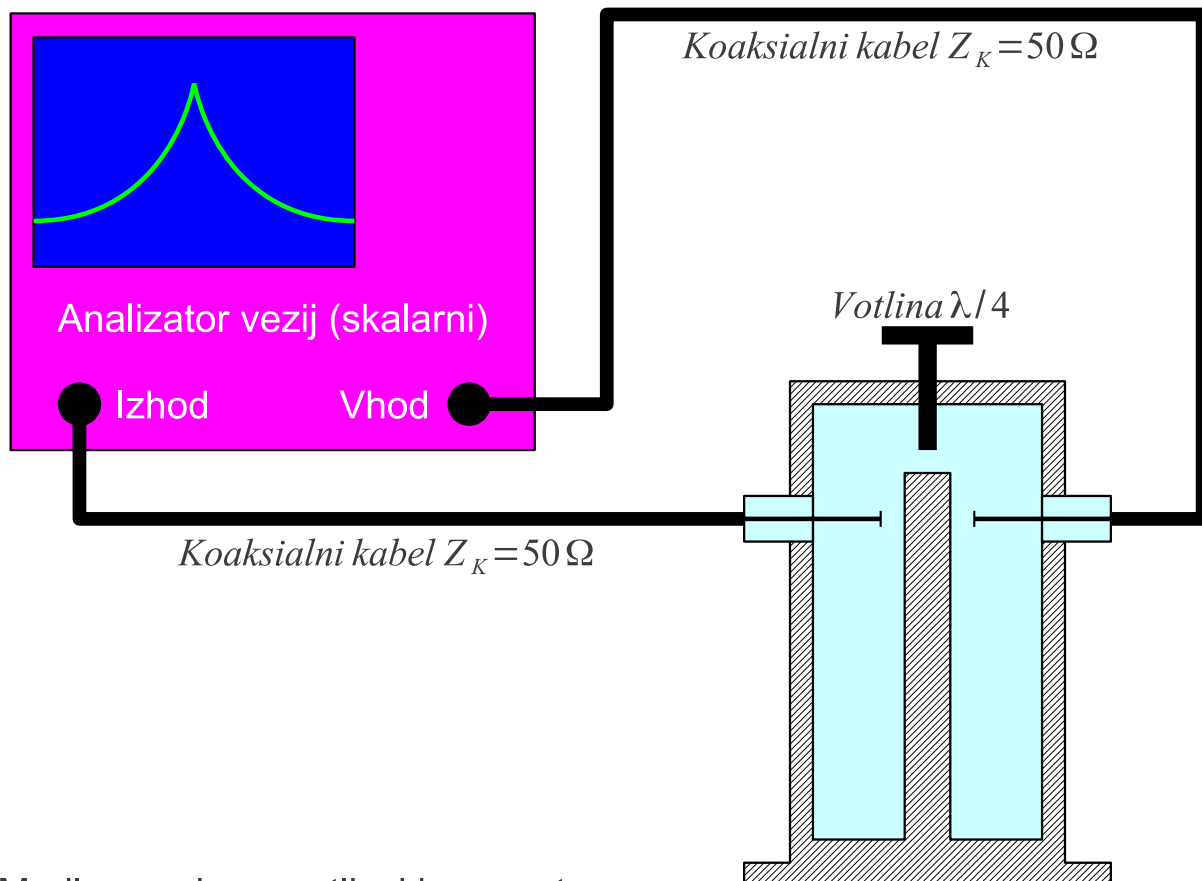


Električno nadomestno vezje sklopljenega rezonatorja vsebuje poleg vzporednega nihajnega kroga RLC še dva enaka inverterja impedance $L_S C_S$ na vhodu in na izhodu. Obe tuljavi $L_S \parallel L \parallel L_S$ sta vezani vzporedno tuljavi rezonatorja, kar je v praksi ena sama induktivnost. Ker je obremenjeni Q inverterjev $L_S C_S$ dosti nižji od obremenjenega Q nihajnega kroga RLC , smemo vzporedni nihajni krog RLC in oba inverterja $L_S C_S$ v ozkopasovnem približku zamenjati z zaporednim nihajnim krogom $R' L' C'$.

Izgube nadomestnega vezja R' vnašajo neprilagoditev $S_{11} \neq 0$ in $S_{22} \neq 0$ ter vstavitveno slabljenje $|S_{21}| < 1$ in $|S_{12}| < 1$ tudi na osrednji frekvenci pasovno-prepustnega sita, kjer je reaktivni del impedance zaporednega nihajnega kroga enak nič $jX = j\omega L' + 1/(j\omega C') = 0$.

Glede na izgube R' in kvaliteto Q je nihajni krog $L'C'$ neposredno neizvedljiv, ker je induktivnost L' približno tisočkrat večja od tistega, kar lahko pri navedeni frekvenci delovanja sploh izdelamo kot koncentriran gradnik. Popolnoma isti postopek, zamenjava zaporednega nihajnega kroga z neizvedljivo induktivnostjo z impedančnima inverterjema in vzporednim nihajnim krogom uporabljamo tudi pri načrtovanju sit s koncentriranimi tuljavami in kondenzatorji.

S parametre sita merimo z analizatorjem vezij. Ker je meritev odbojnosti S_{11} oziroma S_{22} običajno manj točna od meritev prevajalnih funkcij S_{21} oziroma S_{12} , raje merimo amplitudo prevajalne funkcije $|S_{21}|$ oziroma $|S_{12}|$ s skalarnim analizatorjem vezij. V ta namen lahko uporabimo tudi visokofrekvenčni spektralni analizator, ki je opremljen s pripadajočim sledilnim izvorom:



Merilno vezje za votlinski rezonator

Za vajo merimo koaksialni četrtvalovni rezonator na frekvenci $f_0 \approx 450\text{MHz}$. Rezonator je izdelan tako, da ga lahko s primernim orodjem v celoti razstavimo. Oba sklopna kondenzatorja C_S in ugaševalni kondenzator C nastavimo z vijaki, ki jih utrdimo s proti-maticami:



Iz navedenih izmer izračunamo kvaliteto Q_U za neobremenjeni, neskrajšani rezonator dolžine $\lambda/4$ (večja od resnične dolžine žile), ki ima vse površine posrebrene in polirane:

Polmer žile	Dolžina žile	Polmer oklopa	Frekvenca	Izračunani $Q_U(\lambda/4)$
6.35mm	100mm	24.5mm	450MHz	

Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:



Pred začetkom meritev umerimo analizator vezij tako, da brez merjenca kaže točno 0dB vstavitvenega slabljenja v celotnem pričakovanem frekvenčnem področju 400MHz...500MHz .

Oba sklopna kondenzatorja C_S nastavimo na največjo možno vrednost tako, da ju uvijemo v rezonator, kolikor dopuščata protimatici. Z osrednjim ugaševalnim vijakom nastavimo sito na 450MHz . Odčitamo slabljenje na osrednji frekvenci in -3dB pasovno širino. Prva meritev ne bo natančna zaradi majhnega razmaka do osrednjega vodnika votline, ki lahko ima zaradi netočnosti izdelave manjšo ekscentričnost, torej kondenzatorja C_S ne bosta enaka med sabo.

Za naslednjo meritev moramo odklopiti oba kabla s priključki N. Nato izvijemo oba vijaka C_S za 1mm , kar preverimo s kljunastim merilom. Še bolj preprosto vstavimo med protimatico in votlino predmet znane debeline (stržen svedra). Vijaka C_S utrdimo s protimaticama s prosto roko! Ključke uporabljamo kvečjemu za razdiranje rezonatorja. Ponovno privijemo priključka N in ponovimo meritev.

Ker smo znižali oba C_S , bo treba povečati C z uvijanjem osrednjega vijaka, da dobimo največji odziv ponovno na izbrani frekvenci

450MHz . Tudi osrednji vijak utrdimo s protimatico s prosto roko! Umazanija na osrednjem vijaku lahko vnese dodatne izgube v vezje. Da ne uničujemo matic s ključi, iščemo najboljši položaj vijaka za najnižje slabljenje, čeprav frekvenca mogoče odstopa do $\Delta f \leq f_0 \pm 1\% \approx \pm 5\text{MHz}$.

Opisani postopek ponavljamo v korakih po 1mm . Vsakokrat izvijemo oba vijaka C_S , da oba C_S nastavimo enaka. Ker se z nižanjem C_S prepustni pas sita oža, bo treba analizator vezij za natančen odčitek ponovno umeriti za ožje frekvenčno področje, na primer 435MHz...465MHz .

Izmerjene vrednosti pasovne širine $B_{-3\text{dB}}$ in vstavitvenega slabljenja $S_{21\text{dB}} = 20 \log_{10} |S_{21}|$ si zapišemo v razpredelnico:

Odmik vijakov C_S	Pasovna širina $B_{-3\text{dB}}$ [MHz]	Obremenjena kvaliteta Q_L	Vstavitveno slabljenje $S_{21\text{dB}}$	Vstavitveno slabljenje $ S_{21} $	Neobremenjena kvaliteta Q_U
0mm					
1mm					
2mm					
3mm					
4mm					
5mm					
6mm					
7mm					

Iz izmerjene pasovne širine $B_{-3\text{dB}}$ najprej izračunamo obremenjeni Q_L votlinskega rezonatorja pri izbrani osrednji frekvenci $f_0 \approx 450\text{MHz}$:

$$Q_L = \frac{f_0}{B_{-3\text{dB}}}$$

Vstavitveno slabljenje bo glede na uporabljeni merilnik verjetno treba pretvoriti iz logaritemskih enot $S_{21\text{dB}} < 0$ v linearno neimenovano razmerje:

$$|S_{21}| = 10^{\frac{S_{21\text{dB}}}{20}}$$

Nato iz izmerjenega vstavitvenega slabljenja $|S_{21}|$ izračunamo

upornost izgub R' nadomestnega vezja:

$$R' = 2 Z_K \left(\frac{1}{|S_{21}|} - 1 \right)$$

Iz izračunanega R' , znane $Z_K = 50 \Omega$ in obremenjenega Q_L izračunamo $\omega L'$ nadomestnega vezja:

$$\omega L' = Q_L (R' + 2 Z_K)$$

Pri temo bo za vsako nastavitvev C_S velikost nadomestnega $\omega L'$ popolnoma drugačna! Končno iz R' in $\omega L'$ izračunamo neobremenjeni Q_U votlinskega rezonatorja:

$$Q_U = \frac{\omega L'}{R'} = Q_L \left(1 + \frac{2 Z_K}{R'} \right) = Q_L \left(1 + \frac{1}{\frac{1}{|S_{21}|} - 1} \right)$$

Izraz za neobremenjeni Q_U votlinskega rezonatorja lahko poenostavimo v:

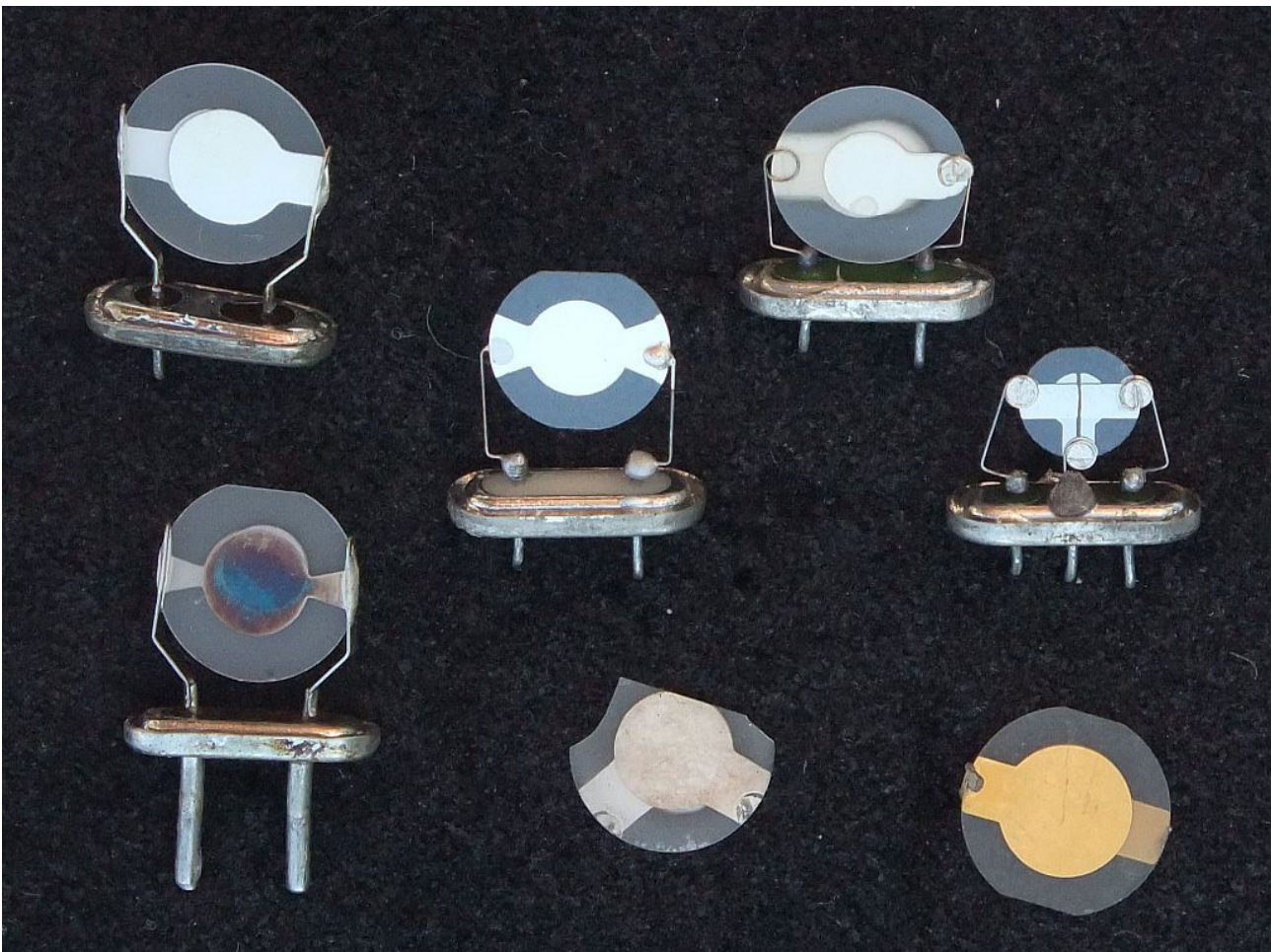
$$Q_U = \frac{Q_L}{1 - |S_{21}|}$$

Povsem jasno se neobremenjeni Q_U votlinskega rezonatorja kaj dosti ne spreminja. Nagajajo kvečjemu slabi stiki zaradi umazanije na vijakih. Pri močnem sklopu in veliki pasovni širini B_{-3dB} kvvari točnost meritve netočnost votline (med sabo različna C_S) in $|S_{21}|$ blizu enote, torej gre imenovalc $1 - |S_{21}| \rightarrow 0$ proti nič. Pri šibkem sklopu in majhni pasovni širini B_{-3dB} moramo slednjo res natančno odčitati, kar zahteva ponovno umerjanje merilnika na ožji frekvenčni pas.

16. Piezoelektrični rezonatorji

Silicij in njegove kemijske spojine so osnova vsaj treh povsem različnih, ampak ključnih tehnologij v telekomunikacijah. Prvič, silicij Si in njegov oksid SiO_2 sta osnovni sestavini CMOS integriranih vezij. Drugič, kremenovo steklo oziroma amorfna oblika silicijevega oksida SiO_2 je osnovna sestavina telekomunikacijskih svetlobnih vlaken. Tretjič, kremen (kvarc) oziroma kristalna oblika α silicijevega oksida SiO_2 je piezoelektrik in vrhunski mehanski rezonator, ki določa frekvenco nihanja oscilatorjev in prevajalno funkcijo sit v telekomunikacijskih napravah.

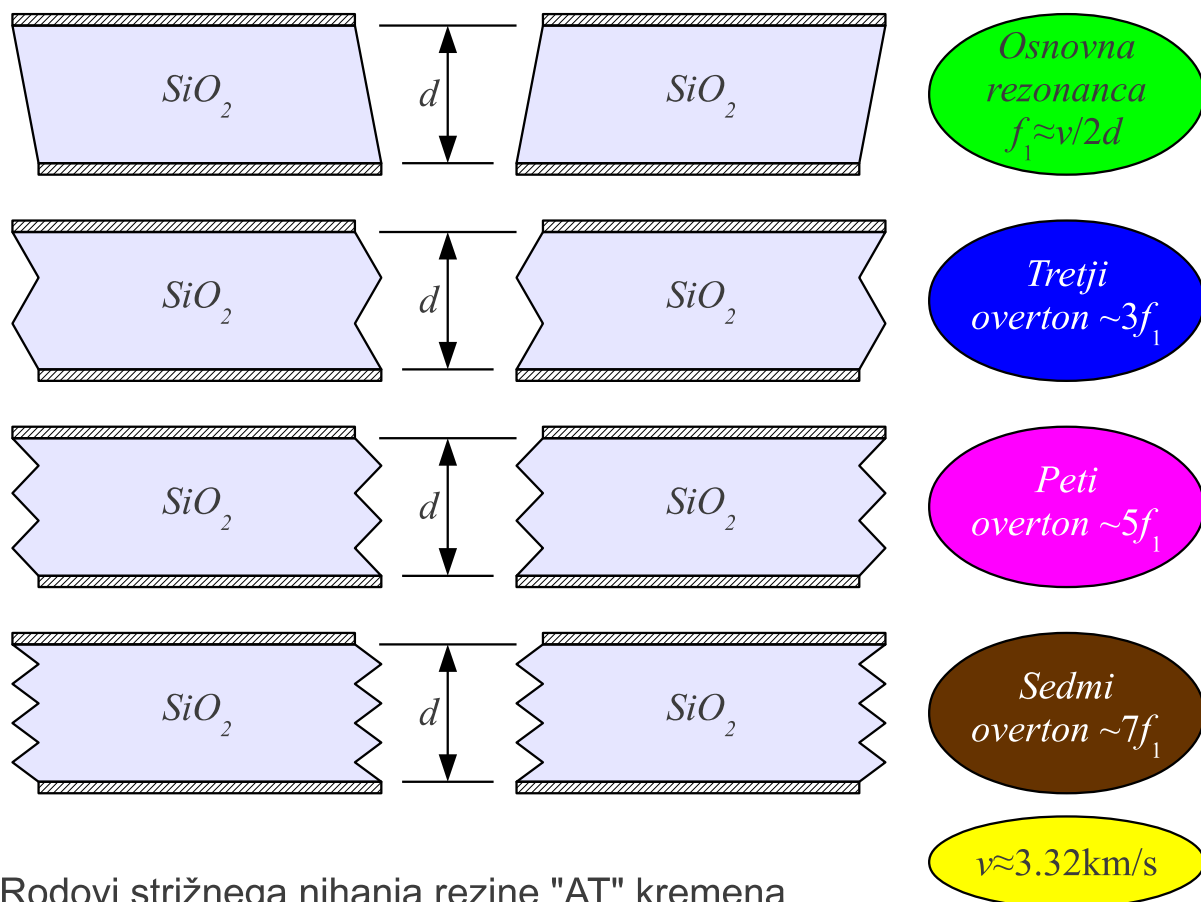
Iz kristala kremena lahko izrežemo mehanski rezonator različnih oblik, ki niha na različnih mehanskih rodovih. Najpogostejši je rez "AT", ki omogoča gradnjo vrhunskih rezonatorjev BAW (Bulk Acoustic Wave) v frekvenčnem področju med 1MHz...300MHz s kvaliteto $Q \approx 10000 \dots 100000$ ter relativno točnostjo frekvence v razredu 10^{-6} . Piezoelektrične lastnosti kremena omogočajo preprost obojesmerni in recipročni sklop med mehanskim stojnim valom in zunanjim električnim vezjem.



Rezina "AT" kremena ima najpogosteje obliko tankega diska debeline okoli $d \approx 0.1\text{mm}$ in premera okoli $2r \approx 10\text{mm}$. Na obe strani diska sta

naparjeni elektrodi iz obstojne kovine: srebro *Ag*, zlato *Au* ipd. Piezoelektrični sklop z mehanskim nihanjem dobimo sredi diska, bolj točno tam, kjer se naparjeni elektrodi prekrivata.

V rezini "AT" kremena kristalne oblike α želimo izkoriščati mehanski strižni val (thickness shear wave), ki se širi v smeri debeline diska d s hitrostjo $v=3320\text{m/s}$. Debelina diska d torej določa frekvence rodov nihanja. Enodimenzijski stojni val dobimo takrat, ko debelina diska $d=m\cdot\Lambda/2$ ustreza celoštevilskemu mnogokratniku m polovice mehanske valovne dolžine $\Lambda=v/f$. Piezoelektrični sklop dobimo samo takrat, ko je $m=1,3,5,7,9,11,13,15\dots$ liho število:

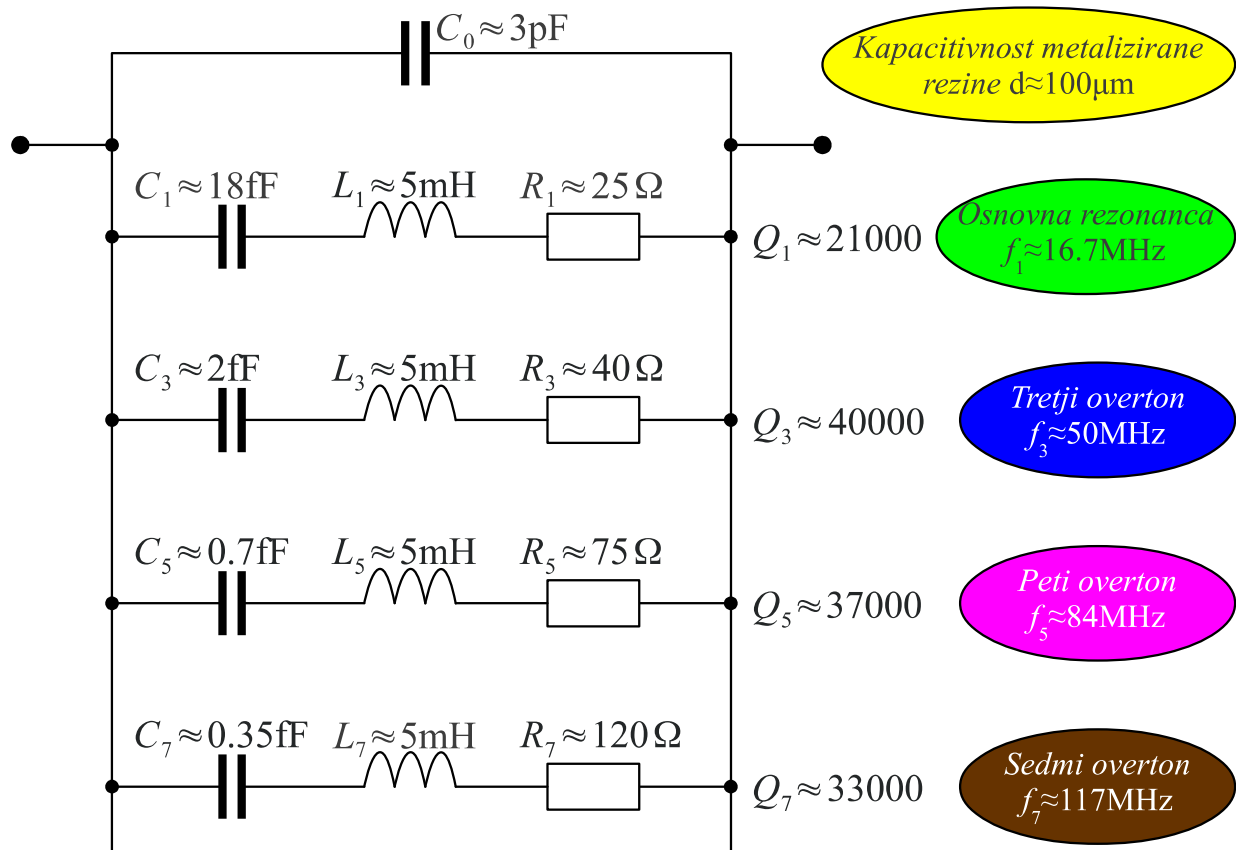


Rodovi strižnega nihanja rezine "AT" kremena

Mehanske rezonance s piezoelektričnim sklopom imenujemo overtoni. Overtoni NISO v točnem harmonskem razmerju, ker stojni val ni zaključen niti na kratek stik (togo vpetje) niti na odprte sponke (prosto vpetje), pač pa na kovinski elektrodi določene debeline, mase in prožnosti. Relativna razlika med lihim harmonikom in frekvenco overtona je v velikostnem razredu 0.1% oziroma 10^{-3} , odvisno od debeline naparjenih kovinskih elektrod.

Ker je piezoelektrični sklop obojesmeren in recipročen, lahko mehanski rezonator popolnoma opišemo z nadomestnim električnim vezjem. Poleg kapacitivnosti elektrod C_0 vsak mehanski rod nihanja m opisuje en

zaporedni električni nihajni krog $R_m L_m C_m$:



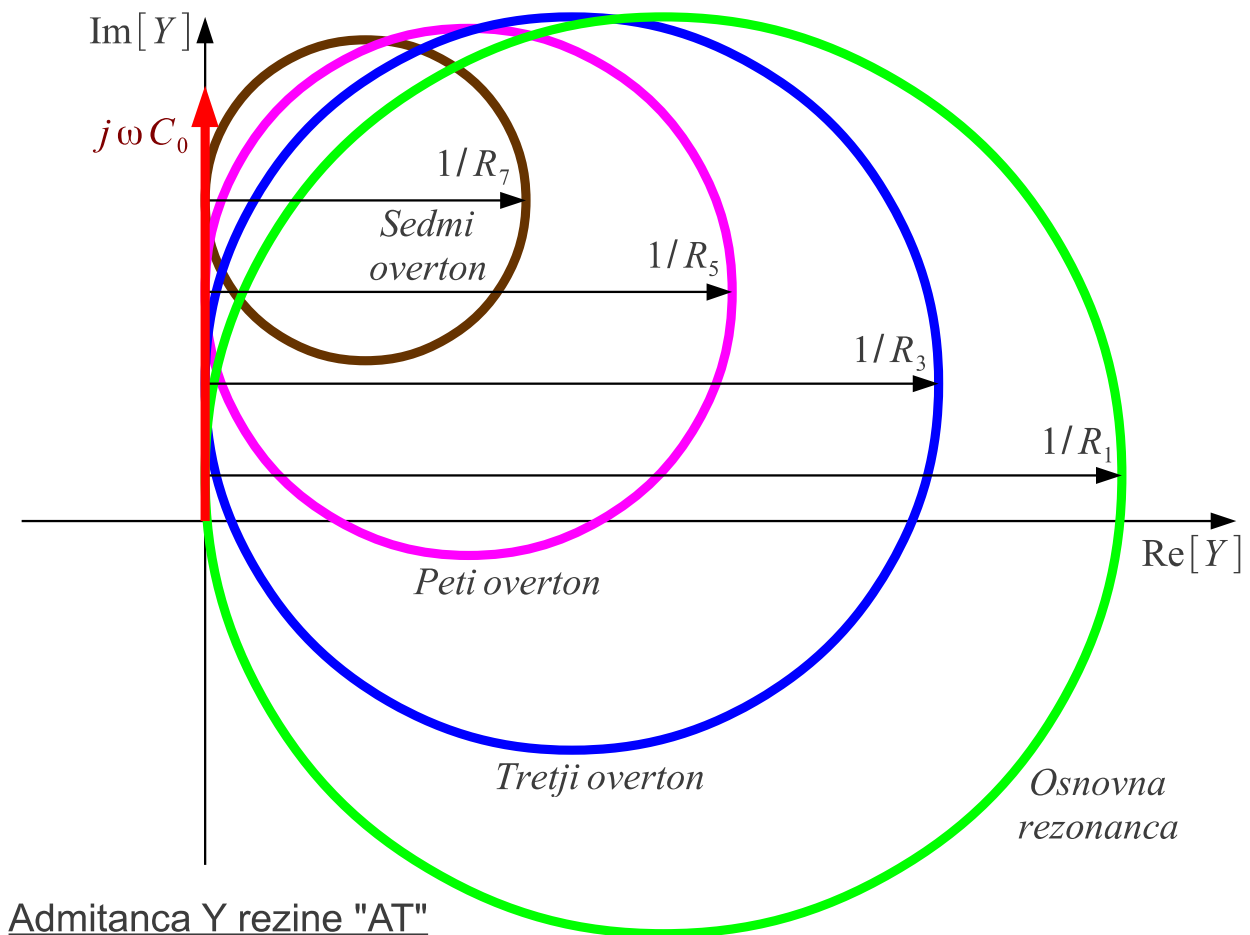
Nadomestno vezje rezine "AT"

Kvaliteta posameznih rodov nihanja je zelo visoka $Q \approx 10^4 \dots 10^5$, torej do tisočkrat višja od električnega LC nihajnega kroga in najmanj desetkrat več od tistega, kar omogoča velik električni votliniski rezonator. Rezina "AT" kremena torej omogoča gradnjo zelo ozkopasovnih električnih sit in zelo stabilnih električnih kristalnih oscilatorjev z izredno nizkim faznim šumom.

Frekvence so omejene z izvedljivimi debelinami d rezine "AT" kremena. Disk mora biti zadosti debel $d > 50\mu\text{m}$, da se ne razbije, kar pomeni osnovno rezonanco $f_1 < 33\text{MHz}$. Nekateri proizvajalci rezonatorjev znajo rezino jedkati v osrednjem delu na komaj $d \approx 10\mu\text{m}$ in dosežejo $f_1 \approx 165\text{MHz}$. Z uporabo overtonskih rezonanc višjih redov $m > 1$ se da doseči $f_m > 300\text{MHz}$. Na frekvencah nad $f > 100\text{MHz}$ pogosto uporabljamo piezoelektrične rezonatorje s površinskim zvočnim valom SAW (Surface Acoustic Wave), kjer frekvence ne določajo več izmere piezoelektrika, pač pa ločljivost fotolitografije za izdelavo prstov naporjenih kovinskih elektrod.

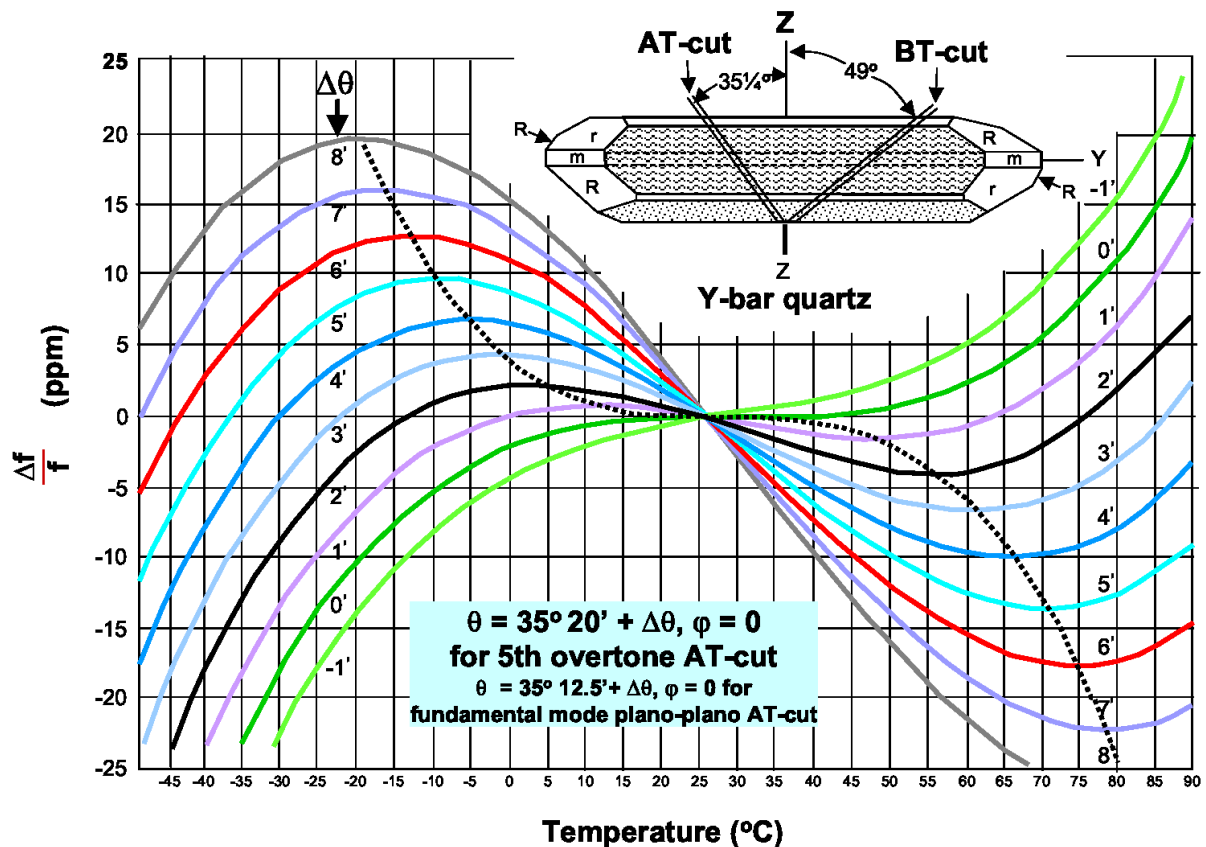
V admitančnem diagramu Y vidimo pri večini frekvenc le

kapacitivnost elektrod $j\omega C_0$. Le v ozkem frekvenčnem pasu v neposredni bližini frekvence rodu $f \approx f_m$ se admitanca Y zapelje po krogu s premerom $1/R_m$. Presečišča kroga z realno osjo dajejo zaporedno rezonanco (velik $\text{Re}[Y]$) in vzporedno rezonanco (majhen $\text{Re}[Y]$). Z višanjem reda overtona m postaja piezoelektrični sklop čedalje šibkejši, pri določenem m rezonančni krog nima več presečišč z realno osjo in uporaba takšnega rezonatorja v električnem vezju postane neugodna:



Rezine "AT" kremena zato večinoma uporabljamo na osnovni rezonanci in na tretjem overtonu, bolj poredko pa na petem overtonu. Sedmega, devetega in višjih overtonov običajno ne izkoriščamo kljub višji kvaliteti Q v primerjavi z osnovno rezonanco in mogoče nižjimi overtoni.

Če želimo sploh izkoristiti visoko kvaliteto Q rezonatorja, moramo v praktični napravi zagotoviti pripadajočo stabilnost frekvence. Vse snovi izkazujejo določeno odvisnost mehanskih in električnih lastnosti od temperature. Kremen je kristal in ima različne električne in mehanske lastnosti kot tudi različne temperaturne odvisnosti v različnih kristalnih oseh. S skrbno izbiro kota rezine "AT" lahko dosežemo, da se v določenem območju temperaturne odvisnosti med sabo izničujejo:



Temperaturna odvisnost frekvence od kota reza "AT"

Relativna odvisnost frekvence je prikazana v ppm (parts-per-million) oziroma merskih enotah 10^{-6} . Pri tem velja opozoriti, da je kot reza Θ odvisen tudi od rodu nihanja rezine "AT" kremena. Overtonske rezonance zahtevajo malenkost drugačen Θ od osnovne rezonance za doseganje najboljše temperaturne stabilnosti.

Prvi visokofrekvenčni resonatorji so uporabljali majhne kristale naravnega kremena vprašljive čistoče in ponovljivosti. Izbira kota reza Θ naravnih kristalov je bila vprašljiva. Natančna izbira kota reza Θ je postala možna šele z vzgojo velikih sintetičnih kristalov kremena, ki rastejo v pečeh več mesecev pri temperaturi $T \approx 400^\circ\text{C}$ in tlaku $p \approx 1000\text{bar}$.

Rezino kremena moramo obvezno zaščititi pred zunanjimi vplivi z vgradnjo v hermetično ohišje. Kakršnakoli umazanija, ki se nabere na površinah rezine, zniža rezonančne frekvence f_m vseh rodov nihanja in močno duši mehansko nihanje, torej poveča izgube R_m vseh rodov.

Strižno valovanje se ne razširja v plinih niti v tekočinah. Okoliški zrak oziroma drugačen plin v ohišju zato ne vpliva na delovanje rezine "AT" kremena. Težave nastopijo pri nizkih temperaturah, ko vlaga iz zraka oziroma druge nečistoče kondenzirajo v trdno snov na površini rezine. Kristalni oscilatorji zato nehajo nihati pri nizkih temperaturah. Še huje, obnašanje

kristalnega oscilatorja izkazuje pri nizkih temperaturah slabo ponovljivo histerezo, ko strižno nihanje rezine določene jakosti odtrga kondenzirano umazanijo z njene površine.

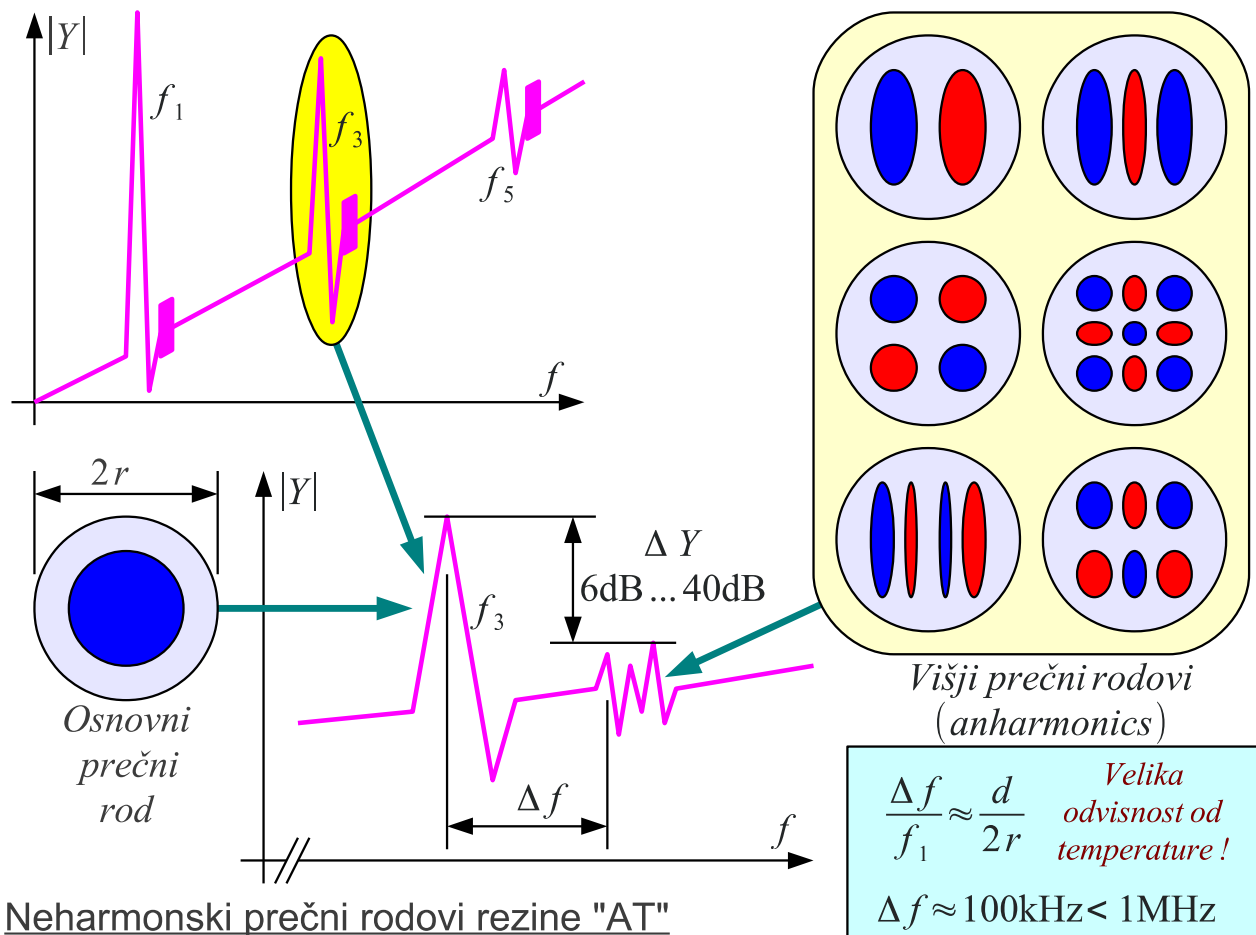


Poleg kremenca lahko izdelamo piezoelektrične rezonatorje tudi iz drugih snovi. Piezokeramika je danes najpogosteje PZT oziroma svinec-cirkonijev titanat $PbZr_{r(x)}Ti_{i(1-x)}O_3$. PZT izkazuje močnejši piezoelektrični pojav od kremenca, žal ima tudi večje mehanske izgube in dosega kvaliteto komaj $Q \approx 1000$. Iz tankih plasti $d \approx 3 \mu m$ piezoelektrikov cinkov oksid ZnO in aluminijev nitrid AlN lahko integriramo rezonatorje za frekvence okoli $f \approx 2GHz$ s kvaliteto $Q \approx 1000$ neposredno na površino čipov iz silicija Si ali galijevega arzenida $GaAs$.

Vsi omenjeni piezoelektrični rezonatorji so vrste BAW (Bulk Acoustic Wave) z mehanskim stojnim valom v celotni prostornini rezonatorja. Vsem je skupno to, da je debelina diska ali ploščice $d \ll 2r$ dosti manjša od premera diska oziroma prečne izmere ploščice. Enodimenzijski mehanski stojni val v smeri debeline d diska ali ploščice drugačne oblike je samo eden od številnih možnih mehanskih stojnih valov.

Stojni valovi se lahko načeloma vzpostavijo v vseh treh dimenzijah

rezonatorja. Tanek diska reza "AT" lahko poleg enodimenzijskega osnovnega prečnega rodu (overtona) niha še na številnih dvodimenzijskih in tridimenzijskih višjih prečnih rodovih. Višji prečni rodovi povzročajo neharmonske rezonance (angleško "anharmonics" oziroma "inharmonics"). Neharmonske rezonance se vedno pojavijo na frekvencah, ki so le malenkost višje od enodimenzijskih overtonov $f_1, f_3, f_5, f_7 \dots$ diska reza "AT":



Neharmonske rezonance so s stališča uporabe skrajno nezaželen pojav. Prvi protiukrep je oblika rezine "AT": disk je vsekakor boljši od pravokotne ploščice. Drugi protiukrep je rahlo izbočenje diska na sredini. Nekaj v tej smeri naredijo že naparjene elektrode. Še več lahko dosežemo s plan-konveksnim ali celo bi-konveksnim brušenjem diska "AT" namesto plan-paralelne ploščice.

Oblika in ekscentričnost elektrod vplivata na to, katere višje prečne rodove sploh vzbudimo. Višji prečni rodovi imajo večjo amplitudo nihanja na robu, kjer učinkuje dušenje z zvočnim absorberjem. Keramični rezonatorji iz PZT so zaliti v smolo, ki deluje kot mehanski absorber povsod razen v osrednjem delu, kjer je aktivni del rezonatorja zavarovan pred smolo z votlinama na obeh straneh keramične ploščice.

Zunanja električna vezja imajo zelo različne zahteve za neželjene višje prečne rodove. V preprostem kristalnem oscilatorju za fiksno frekvenco

zadošča, da so več-dimenzijske prečne rezonance dušene za $a \approx -6\text{dB}$ glede na željeni eno-dimenzijski overton. V takšnem oscilatorju lahko uporabimo pravokotno, plan-paralelno brušeno rezino "AT" s pravokotnima kovinskima elektrodama v majhnem ohišju SMD. Površina elektrod naj bo čim večja, torej velik $C_0 \approx 10\text{pF}$, da je upornost izgub R_m čim manjša.

Kristalno frekvenčno sito ima dosti strožje zahteve za neželjene višje prečne rodove, ki neposredno kazijo prevajalno funkcijo sita $H(\omega)$. Primerno brušen disk "AT" s skrbno izdelanima elektrodama brez ekscentričnosti lahko duši neželjene večdimenzijske prečne rezonance za $a \approx -40\text{dB}$ pri osnovni enodimenzijski rezonanci $f_1 \approx 10\text{MHz}$. Manjši in skrbno oblikovani elektrodi pomenita tudi nižjo kapacitivnost $C_0 \approx 3\text{pF}$.

Najstrožje zahteve za neželjene višje prečne rodove imajo modulirani oziroma napetostno krmiljeni kristalni oscilatorji (VCXO). Večdimenzijske prečne rezonance popačijo modulacijo oziroma vnašajo nepredvidljive zakasnitve, kar v skrajnem primeru povzroči nestabilnost fazno-sklenjene zanke. Neželjene večdimenzijske rezonance imajo med sabo zelo različne temperaturne odvisnosti. Slednje niti med navidez enakimi izdelki istega proizvajalca niso ponovljive, kar vse zelo otežuje načrtovanje zanesljivega končnega izdelka.

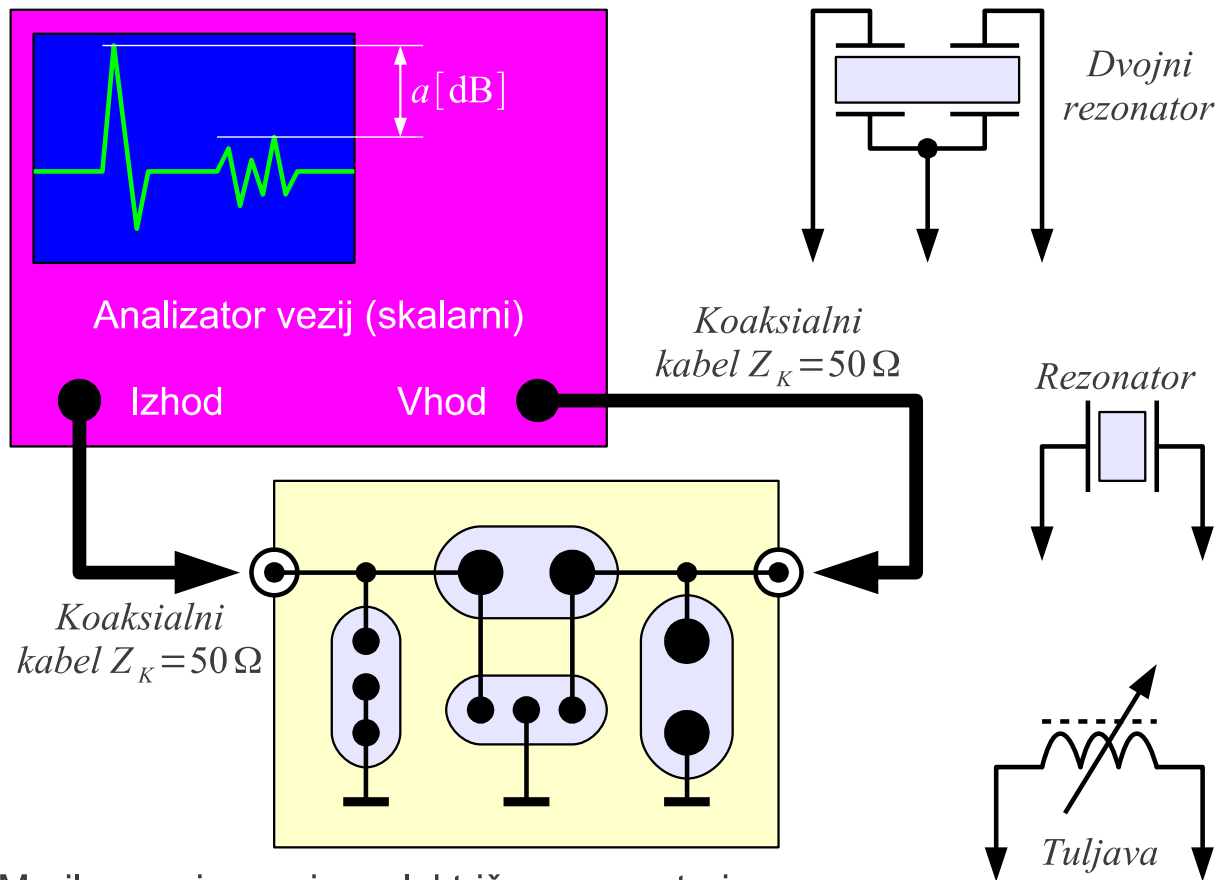
Piezoelektrični rezonatorji so torej kompliciran in zahteven gradnik. Rezina "AT" kremena zaenkrat nima tehnološke zamenjave. V nobeni drugi tehnologiji zaenkrat ne znamo izdelati rezonatorja s tako visokim Q , tako dobro temperaturno stabilnostjo in tako majhnimi fizičnimi izmerami. Povrhu dobimo vse te odlične lastnosti skupaj za razmeroma nizko proizvodno ceno. Kremenčev rezonator "AT" je eden ključnih gradnikov vseh sodobnih radijskih in visokofrekvenčnih naprav nasploh.

Za vajo izmerimo električne lastnosti nekaj različnih piezoelektričnih rezonatorjev iz kremena in iz *PZT*. Rezonatorji so lahko enojni, dvojni ali celo večkratni v enem samem ohišju. Dvojni in večkratni lahko vsebujejo mehansko ali električno sklopljene posamezne rezonatorje kot tudi nesklopljene rezonatorje.

Z rezonatorji izdelamo preprosto frekvenčno sito in pomerimo njegovo prevajalno funkcijo $H(\omega)$. Rezonator vežemo zaporedno v koaksialni vod in z vektorskim analizatorjem vezij pomerimo prevajalno funkcijo S_{21} oziroma S_{12} . Za določitev štirih neznank R_m , L_m , C_m in C_0 zadošča meritev kompleksnega S_{21} v dveh čimbolj različnih točkah na admitančnem krogu rezonance m .

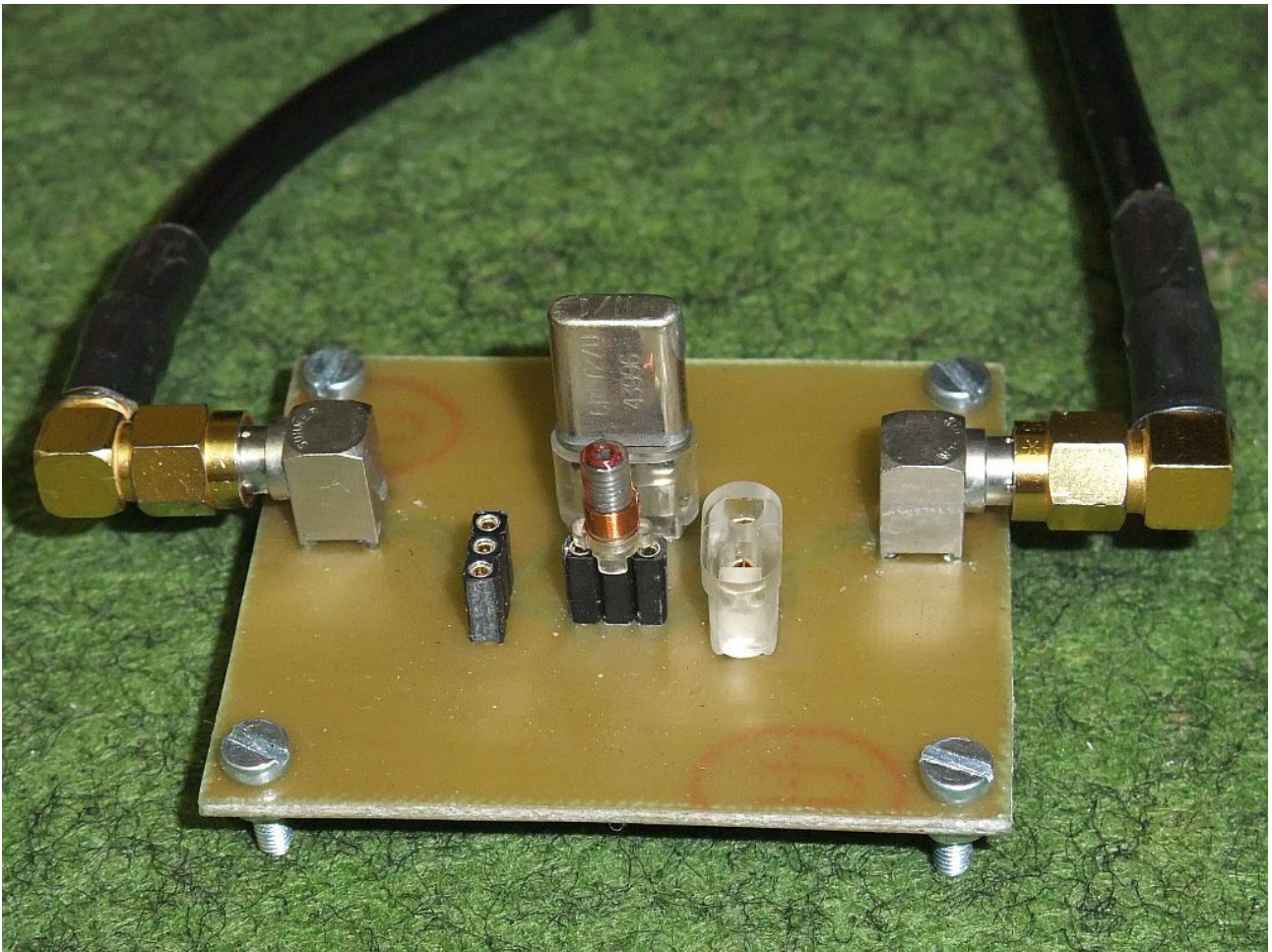
Preprostejša meritev s skalarnim analizatorjem vezij nam daje

amplitudo prevajalne funkcije $|S_{21}|$ oziroma $|S_{12}|$. V ta namen lahko uporabimo tudi visokofrekvenčni spektralni analizator, ki je opremljen s pripadajočim sledilnim izvorom:

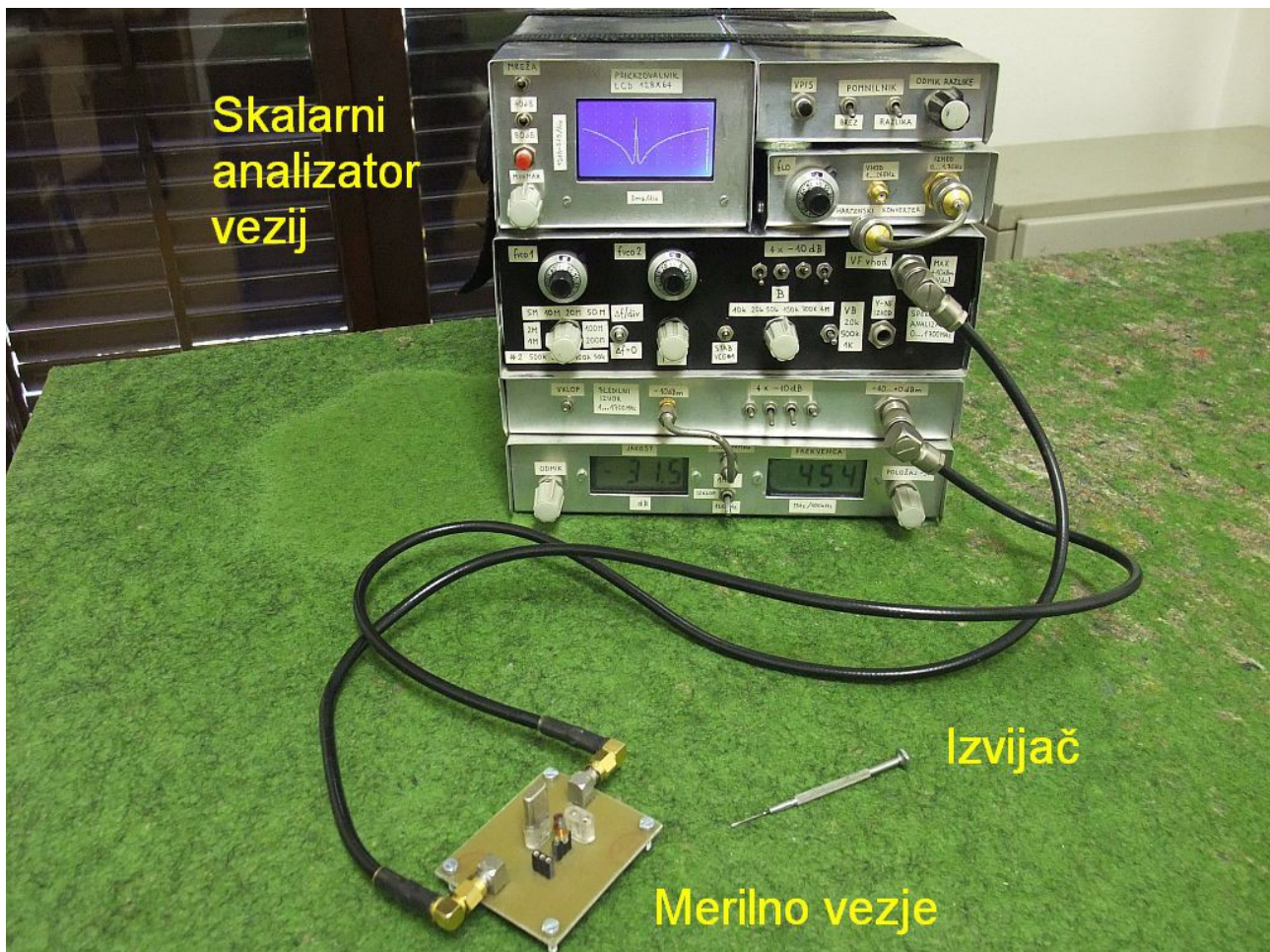


Merilno vezje za piezoelektrične rezonatorje

Merilno vezje ima štiri vtičnice za rezonatorje: za zaporedno vezavo in za vzporedno vezavo ter za žične priključke in za ohišja z debelejšimi kovinskimi nogicami. Vzporedno vezavo uporabimo le v primeru, ko ima rezonator zelo nizko upornost R_m , na primer keramični rezonatorji iz *PZT* z zelo močnim piezoelektričnim sklopom. Ko začne nagajati kapacitivnost elektrod C_0 pri višjih frekvencah, jo lahko kompenziramo z vzporedno tuljavo, nastavljeno z malim izvijačem na izbrani overton:



Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:

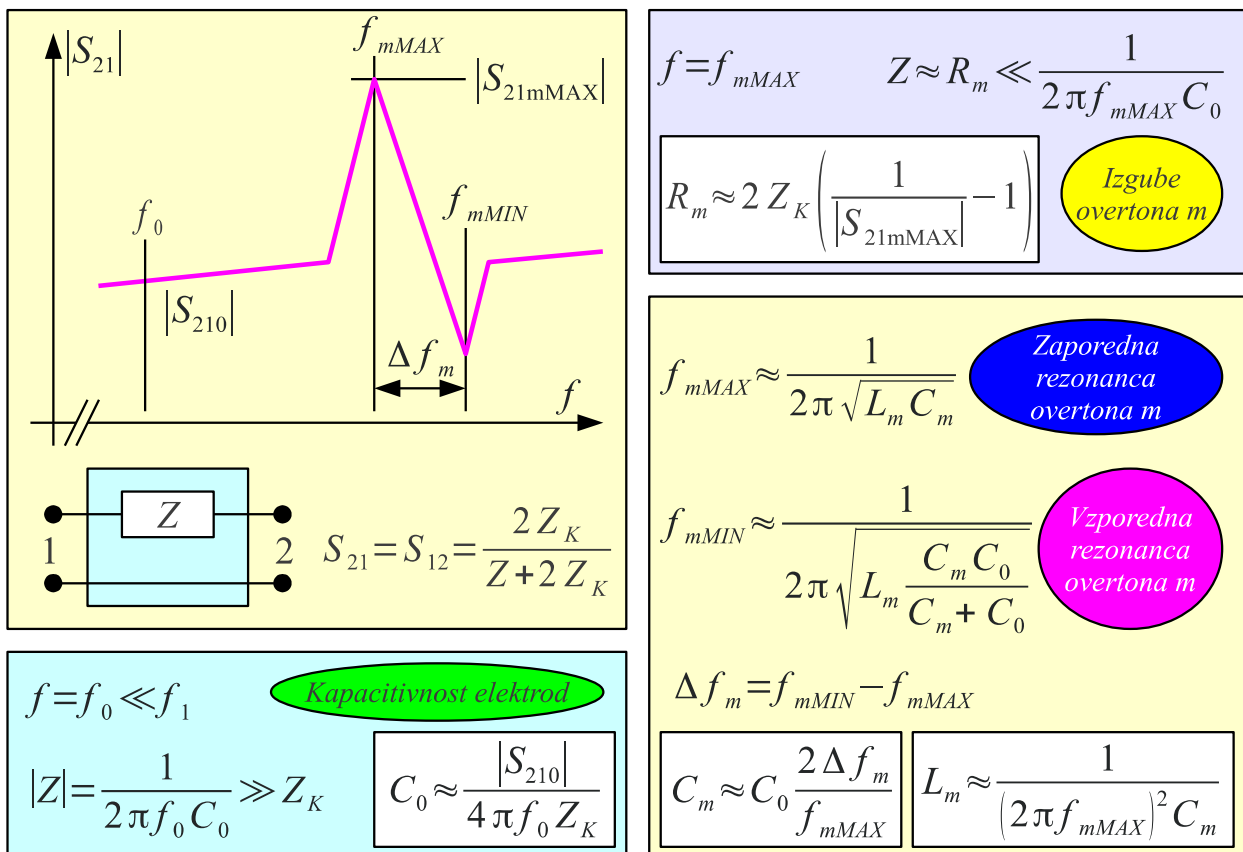


Meritev vsakega posameznega rezonatorja začnemo tako, da preiščemo celotno področje frekvenc, kjer pričakujemo rezonance. Pri tem si lahko pomagamo z napisom na ohišju rezonatorja. Na ohišju žal ne piše, ali napis pomeni osnovno rezonanco, tretji overton, peti overton ali nekaj drugega. Napis na ohišju si takoj zabeležimo v razpredelnico, da različnih rezonatorjev ne pomešamo med sabo!

Pri vsakem rezonatorju najprej izmerimo kapacitivnost elektrod C_0 . V ta namen izmerimo $|S_{210}|$ na čim nižji frekvenci f_0 , ki naj bo manjša od polovice frekvence f_1 osnovne rezonance, torej daleč proč od mehanskega dogajanja v kristalu. Pri nizkih frekvencah je reaktivna impedanca C_0 dosti večja od karakteristične impedance $Z_K = 50 \Omega$, kar poenostavlja račun. Izmerjeni $|S_{210}|$ vpišemo v tabelo in iz njega izračunamo C_0 .

Nato poiščemo osnovno rezonanco kristala f_1 . Frekvenčno skalo analizatorja vezij razširimo, da lahko natančno opazujemo dogajanje v okolici f_1 v razponu $\sim 500 \text{ kHz}$. Glede na pasovno širino rezonanc merjenja moramo tudi upočasniti frekvenčni prelet analizatorja vezij. Odčitamo $f_{1\text{MAX}}$ in pripadajoči $|S_{211\text{MAX}}|$ ter iz njiju izračunamo R_1 . Glede na točnost naših meritev lahko vpliv C_0 vsaj na osnovni frekvenci f_1

zanemarimo:



Izračun električnih parametrov rezonatorja

Dosti bolj kot vrednost frekvence minimuma f_{1MIN} je pomembna točna vrednost razlike frekvenc $\Delta f_1 = f_{1MIN} - f_{1MAX}$. Iz razlike frekvenc lahko izračunamo kapacitivnost C_1 in induktivnost L_1 nadomestnega nihajnega kroga osnovne rezonance kristala. Iz L_1 in R_1 izračunamo še kvaliteto $Q_1 = \omega L_1 / R_1$ osnovne rezonance.

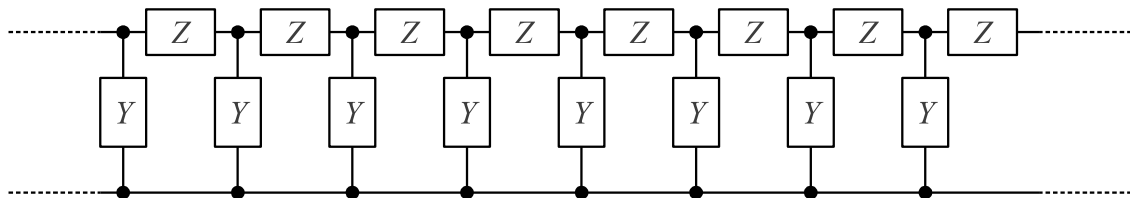
Končno poiščemo še pripadajoči neželjeni odziv višjih prečnih rodov tik nad f_1 . Tu so med različnimi kristali in keramičnimi rezonatorji velike razlike. Pri nekaterih rezonatorjih višji prečni rodovi sploh niso vidni. Če so vidni, si v razpredelnico zabeležimo razmerje $a_1[\text{dB}]$ med željenim osnovnim odzivom in neželjenimi odzivi prečnih rodov.

Celoten opisani postopek v okolici osnovne frekvence f_1 ponovimo za tretji overtone f_3 in za peti overtone f_5 . Če imamo možnost, pri meritvi $|S_{21mMAX}|$ izničimo vpliv C_0 z nastavljivo vzporedno tuljavo, kar nam da točnejši rezultat za R_m in posledično za Q_m overtone. Tudi pri overtoneh poiščemo slabljenje neželjenih prečnih rodov $a_3[\text{dB}]$ oziroma $a_5[\text{dB}]$.

Napis na ohišju					
f_0 [MHz]					
$ S_{210} $					
C_0 [pF]					
f_{1MAX} [MHz]					
$ S_{211MAX} $					
R_1 [Ω]					
Δf_1 [kHz]					
C_1 [fF]					
L_1 [mH]					
Q_1					
a_1 [dB]					
f_{3MAX} [MHz]					
$ S_{213MAX} $					
R_3 [Ω]					
Δf_3 [kHz]					
C_3 [fF]					
L_3 [mH]					
Q_3					
a_3 [dB]					
f_{5MAX} [MHz]					
$ S_{215MAX} $					
R_5 [Ω]					
Δf_5 [kHz]					
C_5 [fF]					
L_5 [mH]					
Q_5					
a_5 [dB]					

17. Karakteristična impedanca LC sita

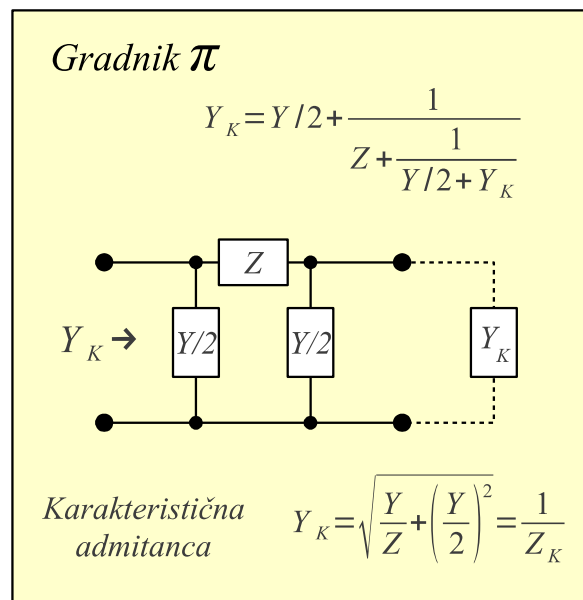
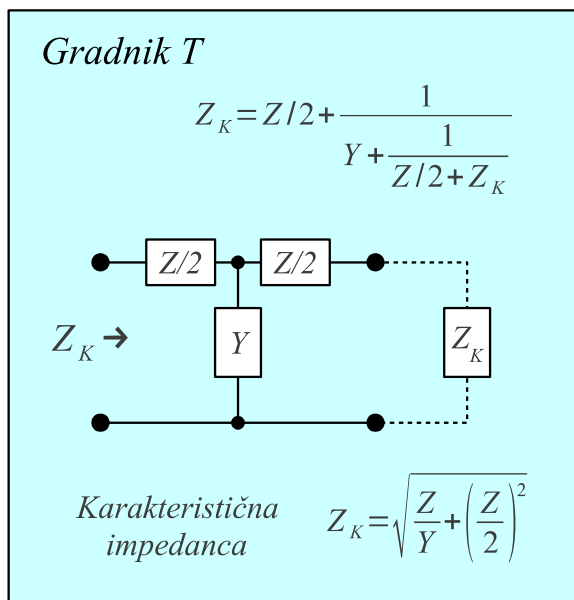
Eden osnovnih gradnikov visokofrekvenčnih vezij so frekvenčna sita: nizko-prepustna, visoko-prepustna, pasovno-prepustna in pasovno-zaporna. Frekvenčna sita gradimo iz koncentriranih oziroma porazdeljenih reaktivnih gradnikov na različne načine. Najpreprostejša oblika frekvenčnega sita je lestvica reaktivnih (čisto jalovih) zaporednih Z in vzporednih Y :



$Z, Y \equiv$ reaktivni gradniki

$Z_K \equiv$ realen \rightarrow prepust

$Z_K \equiv$ imaginaren \rightarrow zapora



Lestvičasto sito

Obnašanje lestvice zaporednih Z in vzporednih Y najbolj opisuje karakteristična impedanca Z_K . V prepustnem pasu ima lestvica reaktivnih gradnikov Z in Y povsem realno karakteristično impedanco Z_K , kar pomeni prenos delovne moči. V zapornem pasu je karakteristična impedanca Z_K povsem jalova, kar pomeni nihanje energije brez vsakršnega prenosa moči.

Karakteristično impedanco lestvice Z_K poiščemo tako, da si ogledamo obnašanje osnovnih gradnikov lestvice, to se pravi gradnika T oziroma dualnega gradnika π . Slednji nam daje dualno karakteristično admitanco Y_K . Osnovni gradnik T lestvice vsebuje polovično impedanco $Z/2$, da pri zaporedni vezavi enakih gradnikov dobimo zaporedne Z . Podobno osnovni gradnik π vsebuje polovično admitanco

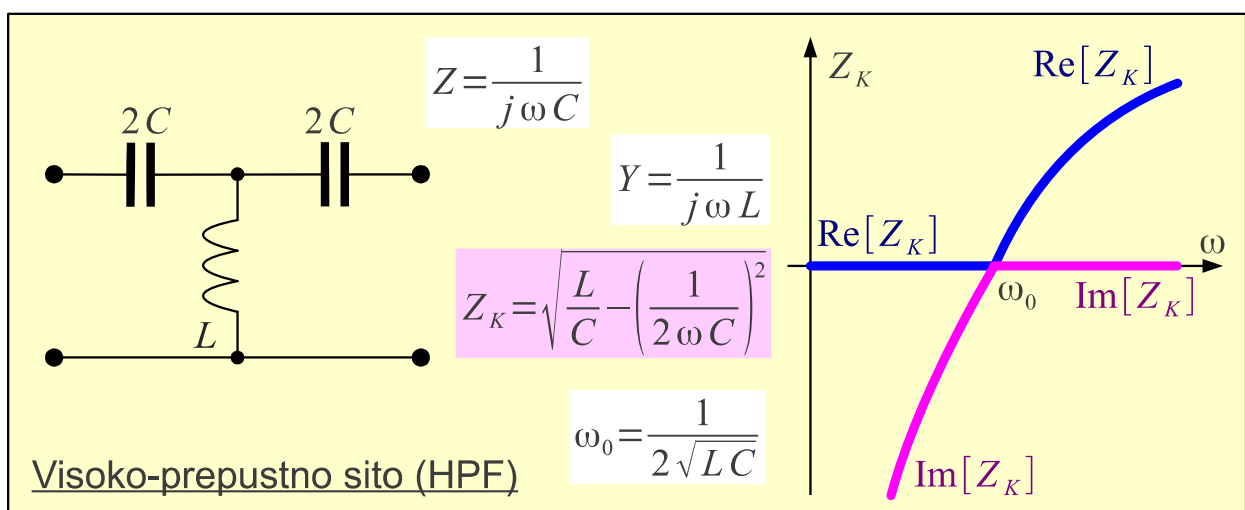
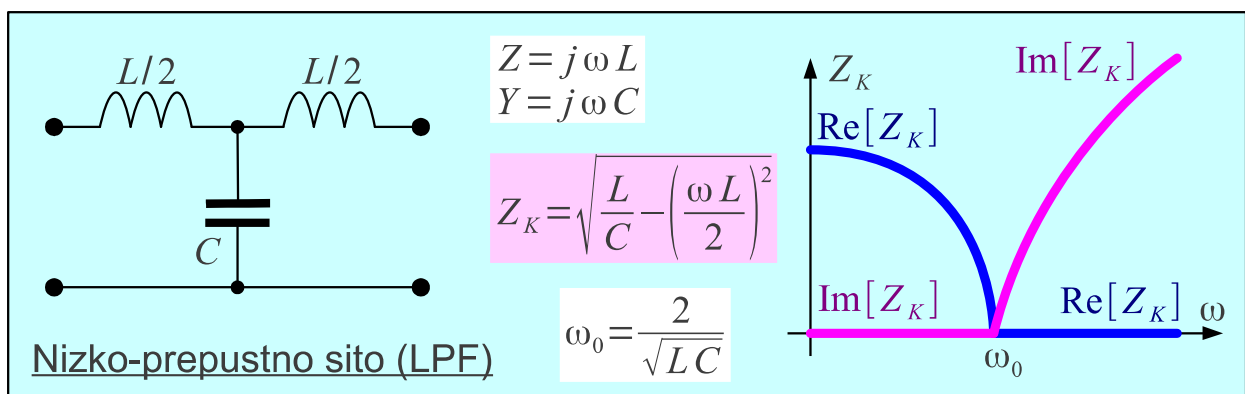
$Y/2$, da pri zaporedni vezavi enakih gradnikov dobimo vzporedne Y v lestvici.

Definicija karakteristične impedanace Z_K ali admitanace Y_K je silno preprosta: osnovni gradnik T (ali π) preslika Z_K ali Y_K iz izhodnih sponk nazaj v popolnoma enako Z_K ali Y_K na vhodnih sponkah.

Verižna vezava številnih enakih gradnikov torej ohranja Z_K ali Y_K .

Z_K ali Y_K je načeloma kompleksno število. Delovni Z_K ali Y_K omogoča prenos delovne moči, jalovi Z_K ali Y_K pomeni nihanje energije.

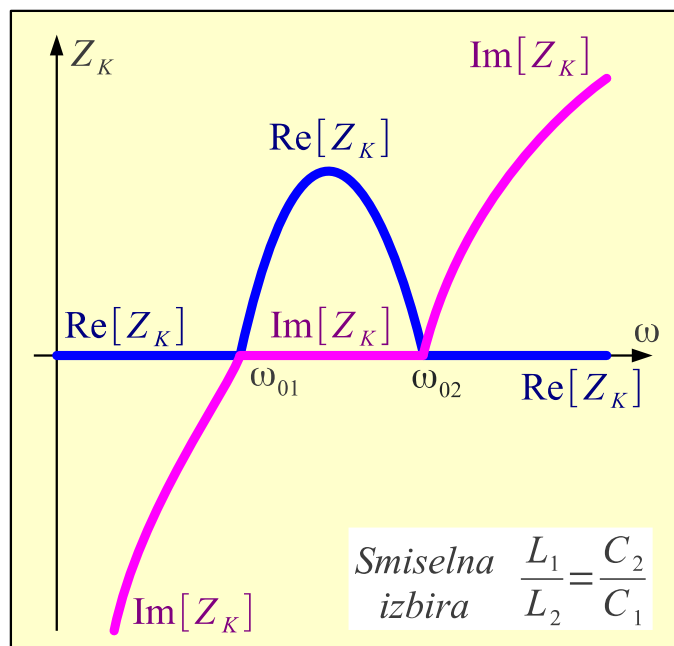
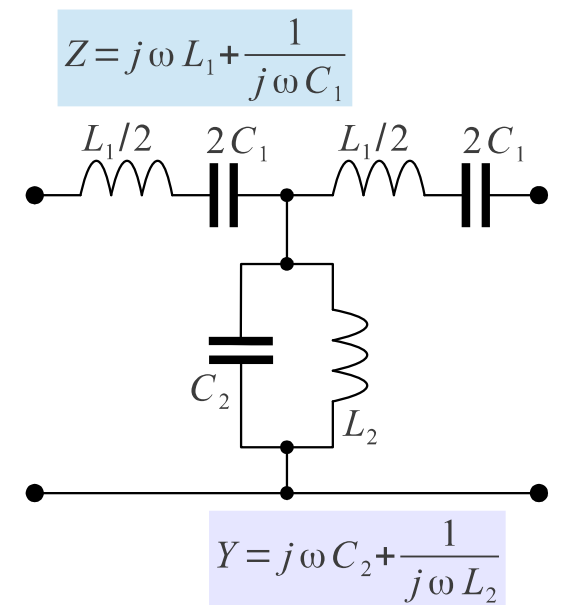
Najpreprostejše lestvičasto sito je nizko-prepustno LC sito (LPF oziroma Low-Pass Filter). Zaporednim tuljavam L se s frekvenco povečuje jalova impedanca $j\omega L$. Vzporednim kondenzatorjem C se s frekvenco povečuje jalova admitanca $j\omega C$. Oboji zaporedni L in vzporedni C torej predstavljajo prepreko za višje frekvence. Karakteristična impedanca Z_K je povsem delovna pri nižjih frekvencah $\omega < \omega_0$ in povsem jalova pri višjih frekvencah $\omega > \omega_0$:



Dualni zglede je lestvičasto visoko-prepustno LC sito (HPF oziroma High-Pass Filter). Zaporednim kondenzatorjem C se s frekvenco znižuje

jalova impedanca $1/j\omega C$. Vzporednim tuljavam L se s frekvenco znižuje jalova admitanca $1/j\omega L$. Oboji zaporedni C in vzporedni L torej predstavljajo prepreko za nižje frekvence. Karakteristična impedanca Z_K je povsem jalova pri nižjih frekvencah $\omega < \omega_0$ in povsem delovna pri višjih frekvencah $\omega > \omega_0$.

Pasovno-prepustno frekvenčno sito (BPF oziroma Band-Pass Filter) izdelamo tako, da kot zaporedne gradnike Z izberemo zaporedne nihajne kroge $L_1 C_1$, kot vzporedne gradnike Y pa vzporedne nihajne kroge $L_2 C_2$. V bližini zaporedne rezonance $L_1 C_1$ je impedanca Z zelo nizka. V bližini vzporedne rezonance $L_2 C_2$ je admitanca Y zelo nizka. Karakteristična impedanca Z_K je povsem delovna v frekvenčnem pasu $\omega_{01} < \omega < \omega_{02}$, kar predstavlja prepustni pas sita. Z_K je povsem jalova pri frekvencah pod $\omega < \omega_{01}$ in pri frekvencah nad $\omega > \omega_{02}$ v zapornih pasovih sita:



$$Z_K = \sqrt{\frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{\omega C_2 - \frac{1}{\omega L_2}} - \left(\frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{2}\right)^2}$$

Pasovno-prepustno sito (BPF)

$$\omega_{01}, \omega_{02} = \sqrt{\frac{\left(\frac{L_1}{L_2} + \frac{C_2}{C_1} + 4\right) \pm \sqrt{\left(\frac{L_1}{L_2} + \frac{C_2}{C_1} + 4\right)^2 - 4 \frac{L_1 C_2}{L_2 C_1}}}{2 L_1 C_2}}$$

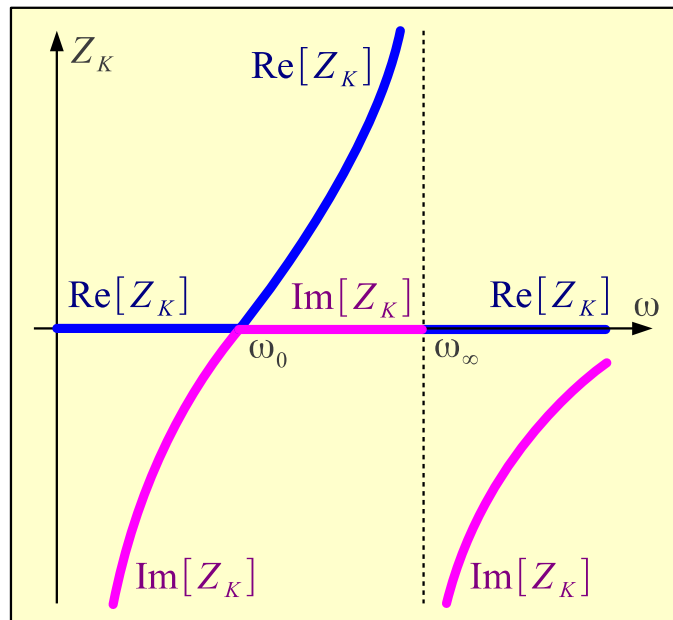
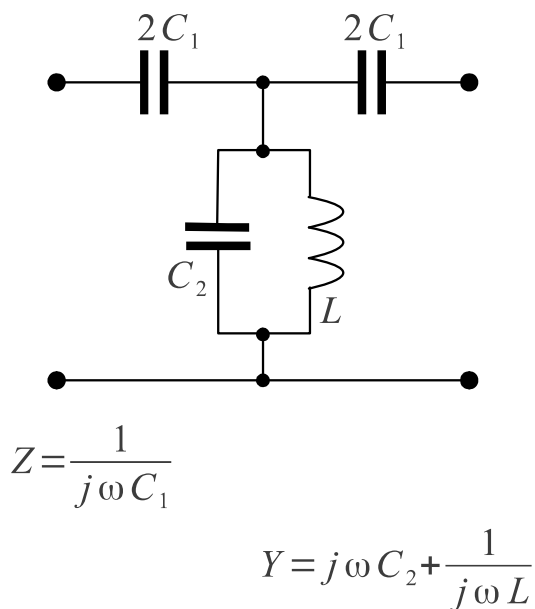
V visokofrekvenčnih vezjih pogosto potrebujemo razmeroma ozkopasovna sita, kjer širina prepustnega pasu $\Delta\omega = \omega_{02} - \omega_{01} \ll \omega_{01}, \omega_{02}$ dosti manjša od delovnih frekvenc sita. Ozkopasovno sito zahteva zelo veliko induktivnost tuljave L_1 v zaporednem nihajnem krogu Z , ki je običajno ne moremo praktično izdelati.

Pri visokih frekvencah ni dobrih feromagnetikov z majhnimi izgubami in visoko permeabilnostjo μ_r za jedro tuljave. Pri izdelavi tuljave z visoko induktivnostjo zagotovo nagaja porazdeljena kapacitivnost med ovoji tuljave, ko dolžina žice tuljave $l_{\text{žice}} > \lambda/8$ preseže osmino valovne dolžine.

Praktična meja za izvedljivo tuljavo z zračnim jedrom je

$\omega L < Z_{Kmax} \approx 500 \Omega$, kjer je Z_{Kmax} karakteristična impedanca izvedljivega dvovoda z enako žico.

Ozkopasovno sito lahko gradimo samo z vzporednimi nihajnimi krogi oziroma enakovrednimi votlinskimi rezonatorji. Nihajne kroge LC_2 sklopimo z manjšimi kondenzatorji C_1 oziroma s četrtvalovnimi vodi. Obe rešitvi se obnašata kot invertni impedanci, ki vzporedno vezan vzporedni nihajni krog preslika v zaporedno vezan zaporedni nihajni krog:



$$Z_K = \sqrt{\frac{1}{\omega C_1 \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C_2 \right)} - \left(\frac{1}{2\omega C_1} \right)^2}$$

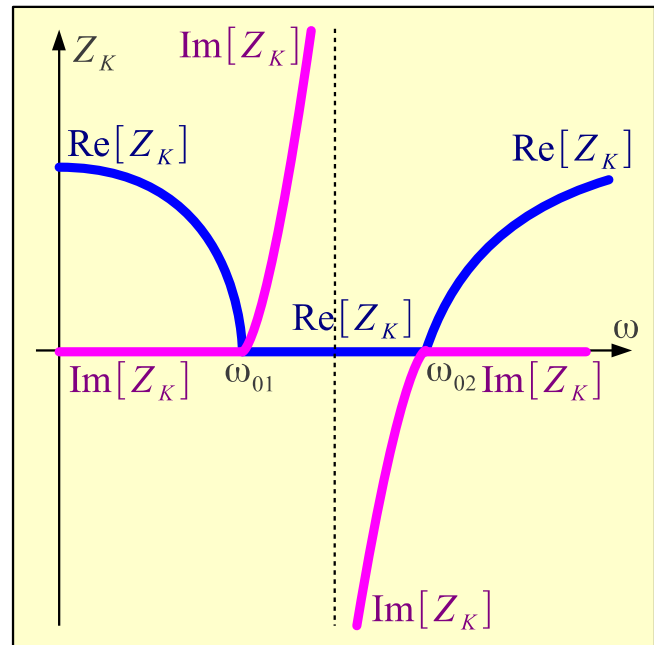
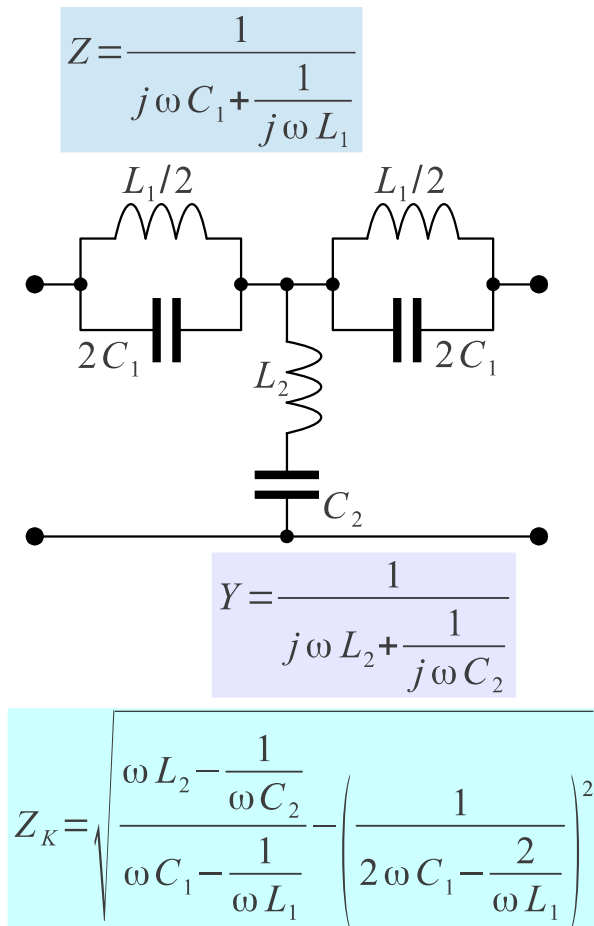
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(4C_1 + C_2)}}$$

$$\omega_\infty = \frac{1}{\sqrt{LC_2}}$$

Pasovno-prepustno sito (BPF) brez prevelikih, neizvedljivih tuljav

Dualnost invertiranja je razvidna v grafu karakteristične impedance Z_K , ki v prepustnem pasu $\omega_0 < \omega < \omega_\infty$ narašča od nič do neskončnosti. Karakteristična impedanca Z_K sita s sklopnimi kondenzatorji C_1 je povsem jalova, kapacitivna v obeh zapornih pasovih $0 \leq \omega < \omega_0$ in $\omega_\infty < \omega < \infty$.

Pasovno-zaporno frekvenčno sito (BSF oziroma Band-Stop Filter) izdelamo tako, da kot zaporedne gradnike Z izberemo vzporedne nihajne kroge $L_1 C_1$, kot vzporedne gradnike Y pa zaporedne nihajne kroge $L_2 C_2$. V bližini vzporedne rezonance $L_1 C_1$ je impedanca Z zelo visoka. V bližini zaporedne rezonance $L_2 C_2$ je admitanca Y zelo visoka:



Pasovno-zaporno sito (BSF)

Smiselna izbira $\frac{L_1}{L_2} = \frac{C_2}{C_1}$

$$\omega_{01}, \omega_{02} = \sqrt{\frac{\left(4 \frac{C_1}{C_2} + 4 \frac{L_2}{L_1} + 1\right) \pm \sqrt{\left(4 \frac{C_1}{C_2} + 4 \frac{L_2}{L_1} + 1\right)^2 - 64 \frac{L_2 C_1}{L_1 C_2}}}{8 L_2 C_1}}$$

Karakteristična impedanca Z_K je povsem jalova v frekvenčnem pasu $\omega_{01} < \omega < \omega_{02}$, kar predstavlja zaporni pas sita. Zaporno sito ima dva prepustna pasova $0 \leq \omega < \omega_{01}$ ter $\omega_{02} < \omega < \infty$. V obeh prepustnih pasovih je karakteristična impedanca Z_K povsem delovna.

Podobno kot v ozkopasovnih pasovno-prepustnih sitih tudi v ozkopasovnih pasovno-zapornih sitih naletimo na težko izvedljive gradnike, predvsem tuljave. V pasovno-zapornem situ mora biti induktivnost L_2 v zaporednem nihajnem krogu Y zelo visoka. Induktivnost L_1 v vzporednem nihajnem krogu Z ima oba priključka "vroča", to se pravi na

potencialu različnem od mase. Obe težavi reši invertiranje ipd.

Iz opisa delovanja preprostih lestvičastih sit iz samih enakih gradnikov T ali π je razvidno, da se karakteristična impedanca Z_K spreminja tudi znotraj prepustnih pasov sit. Neprilagoditev impedance na vhodu in izhodu sita pomeni stojni val v notranjosti sita in valovit odziv. Stojni val in valovitost ublažimo tako, da sito gradimo iz neenakih gradnikov T ali π . Gradnike T ali π z najmanjšim sklopom oziroma najožjim prepustnim pasom postavimo v sredino lestvice. Sklop oziroma pasovno širino gradnikov T ali π povečujemo proti obema koncema lestvice.

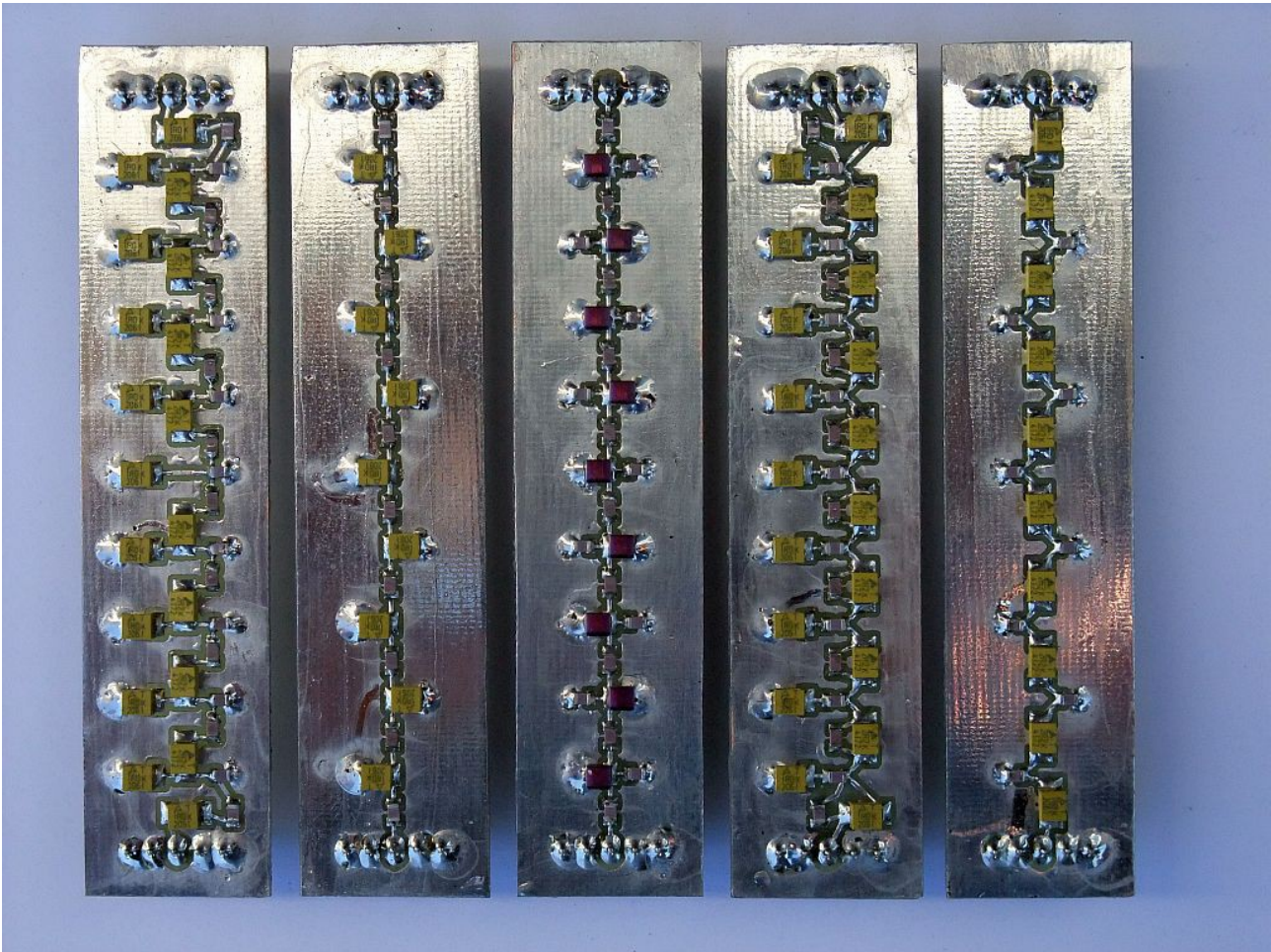
Matematiki so nalogo načrtovanja sita rešili za različne primere: določena valovitost amplitudnega odziva, določena valovitost skupinske zakasnitve sita itd. Svoje izsledke so objavili v tablicah za načrtovanje sit. Tablice so napisane za nizkoprepustna sita z normirano frekvenco $\omega_0 = 1 \text{ rd/s}$ in normirano karakteristično impedanco $Z_K = 1 \Omega$. V knjigah s tablicami najdemo tudi napotke, kako preračunati vrednosti za drugačno vrsto sita (visoko-prepustno, pasovno ali zaporno) pri drugačnih frekvencah in drugačni Z_K .

Dosti težji zalogaj je upoštevanje neželenih pojavov v frekvenčnem situ: izgube v kondenzatorjih in tuljavah, porazdeljene kapacitivnosti in induktivnosti zaradi končnih izmer gradnikov ter neželjeni električni in magnetni sklopi med različnimi gradniki. Brezizgubno teorijo načrtovanja sit lahko uporabljamo le v primerih, ko je obremenjeni Q_L sita dosti manjši od neobremenjenega Q_U uporabljenih gradnikov: $Q_L \ll Q_U$.

Največje izgube vnaša ohmska upornost tuljav zaradi končne prevodnosti kovin. Zaradi končne kvalitete Q tuljav bo imelo frekvenčno sito določene električne izgube in bo vnašalo dodatno vstavitevno slabljenje znotraj prepustnega pasu. Po drugi strani električne izgube gradnikov blažijo nihanje karakteristične impedance Z_K in slabijo stojni val v situ, kar oboje znižuje valovitost prepustnega pasu.

Končno kvaliteto Q tuljav in kondenzatorjev je razmeroma enostavno upoštevati v programih za simulacijo električnih vezij. Simulacija porazdeljenih kapacitivnosti in induktivnosti zaradi končnih izmer gradnikov ter neželenih električnih in magnetnih sklopov med različnimi gradniki je pogosto neuspešna, ker ne razpolagamo z dovolj natančnim opisom našega vezja. Do manjkajočih podatkov je pogosto edina pot izdelava in natančna meritev prototipa vezja.

Za vajo izmerimo električne lastnosti petih različnih lestvičastih frekvenčnih sit:

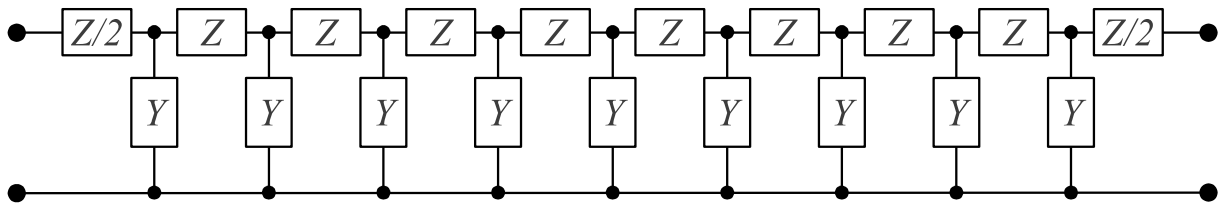


Osnovni načrt vseh petih sit je enak, vsa sita vsebujejo enako letvico z enakim številom zaporednih gradnikov Z in enakim številom vzporednih gradnikov Y . Razlika med siti je v gradnikih, ki so lahko posamični kondenzatorji, posamične tuljave, zaporedni nihajni krogi oziroma vzporedni nihajni krogi. Vsa sita so načrtovana kot sita z majhnimi izgubami

$$Q_L \ll Q_U .$$

Osnovni načrt vseh petih sit je prikazan na spodnji sliki. Pri vrednostih gradnikov pomeni znak $+$ zaporedno vezavo tuljave in kondenzatorja v zaporedni nihajni krog. Obratno pomeni znak $||$ vzporedno vezavo tuljave in kondenzatorja v vzporedni nihajni krog.

Vrednosti vseh gradnikov so izbrane iz standardne eksponentne lestvice. Impedanca gradnika $Z/2$ na začetku in koncu lestvice zato ni povsem natančna polovica zaporedne impedance Z povsod drugod v lestvici. Za vseh pet različnih sit še pred meritvami izračunamo eno oziroma dve značilni frekvenci, kjer karakteristična impedanca sita Z_K menja značaj: delovni ali jalov. Značilne frekvence izračunamo iz vrednosti Z in Y , saj sta nenatančna gradnika $Z/2$ v vsakem situ samo dva:

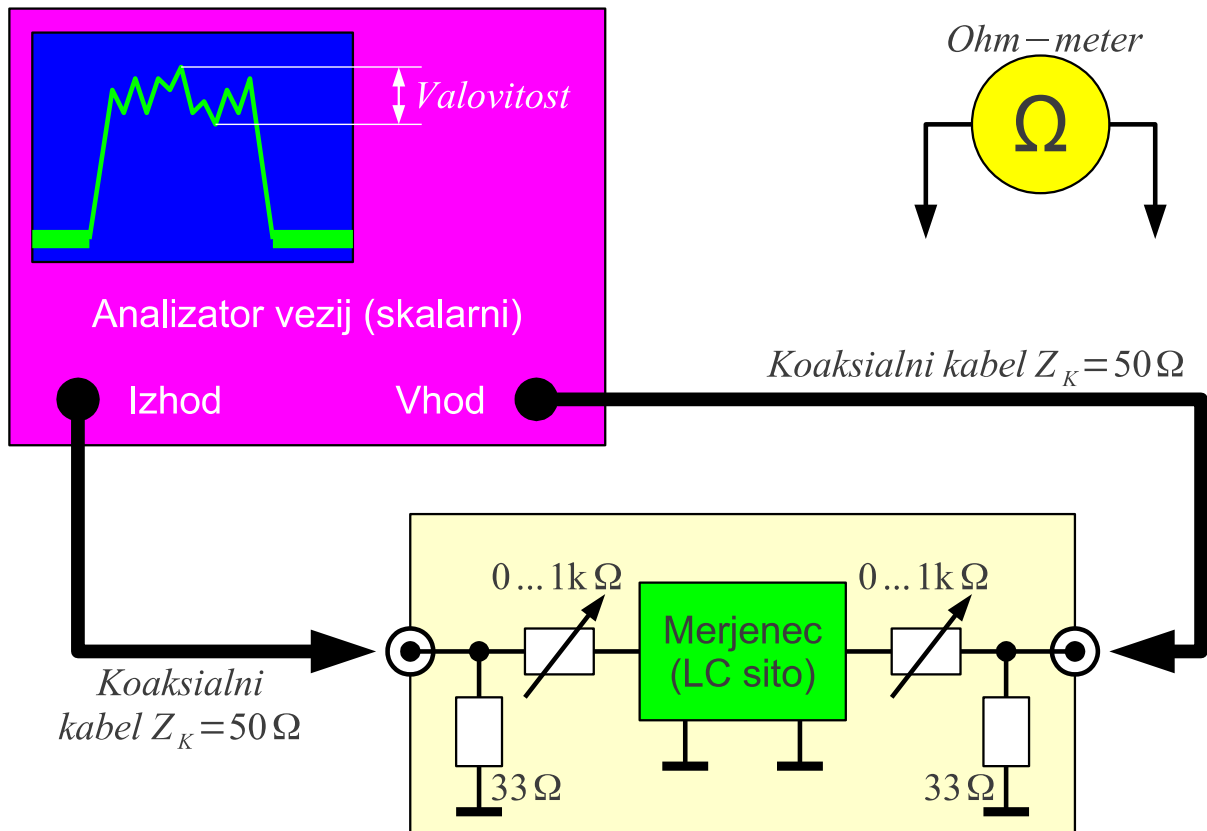


SITO	Z	$Z/2$	Y	Izračunana f_1 [MHz]	Izračunana f_2 [MHz]
LC LPF	$2.2\mu\text{H}$	$1\mu\text{H}$	100pF		
LCLC BPF	$47\text{pF}+2.2\mu\text{H}$	$100\text{pF}+1\mu\text{H}$	$100\text{pF}\ 1\mu\text{H}$		
CLC BPF	47pF	100pF	$100\text{pF}\ 270\text{nH}$		
LC HPF	47pF	100pF	$1\mu\text{H}$		
LCLC BSF	$47\text{pF}\ 2.2\mu\text{H}$	$100\text{pF}\ 1\mu\text{H}$	$100\text{pF}+1\mu\text{H}$		

Načrt in podatki LC sit

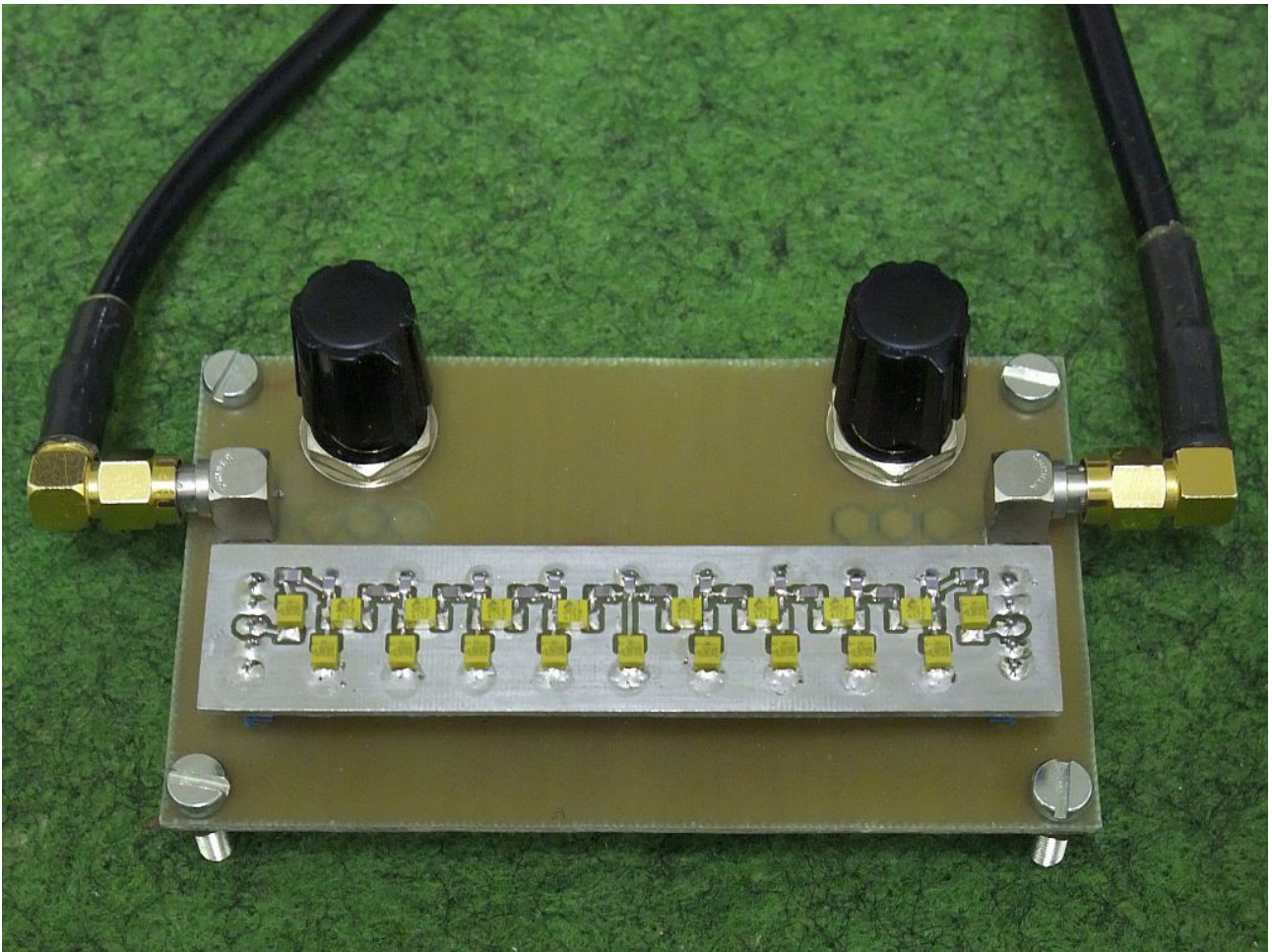
Namen vaje je, da ovrednotimo delovanje vseh petih različnih sit pri različnih zaključitvenih impedancah vhoda in izhoda sita. Ker so vsi merilni inštrumenti izdelani za karakteristično impedanco $Z_K = 50\Omega$, si pomagamo z dodatnim merilnim vezjem. Obema priključkoma zunanjega merilnika sta vzporedno vezana upora 33Ω , kar zniža karakteristično impedanco priključkov merilnika na samo 20Ω .

Sledita zaporedna potenciometra, ki jima lahko nastavljamo upornost med $R = 0 \dots 1\text{k}\Omega$. S pomočjo obeh potenciometrov lahko nastavljamo zaključitveno impedanco sit v območju $Z_K = 20\Omega \dots 1020\Omega$ in to neodvisno na vhodu in izhodu sita. Nastavljeno vhodno in izhodno impedanco izmerimo z enosmernim ohm-metrom tako, da merjenec odstranimo iz vezja:

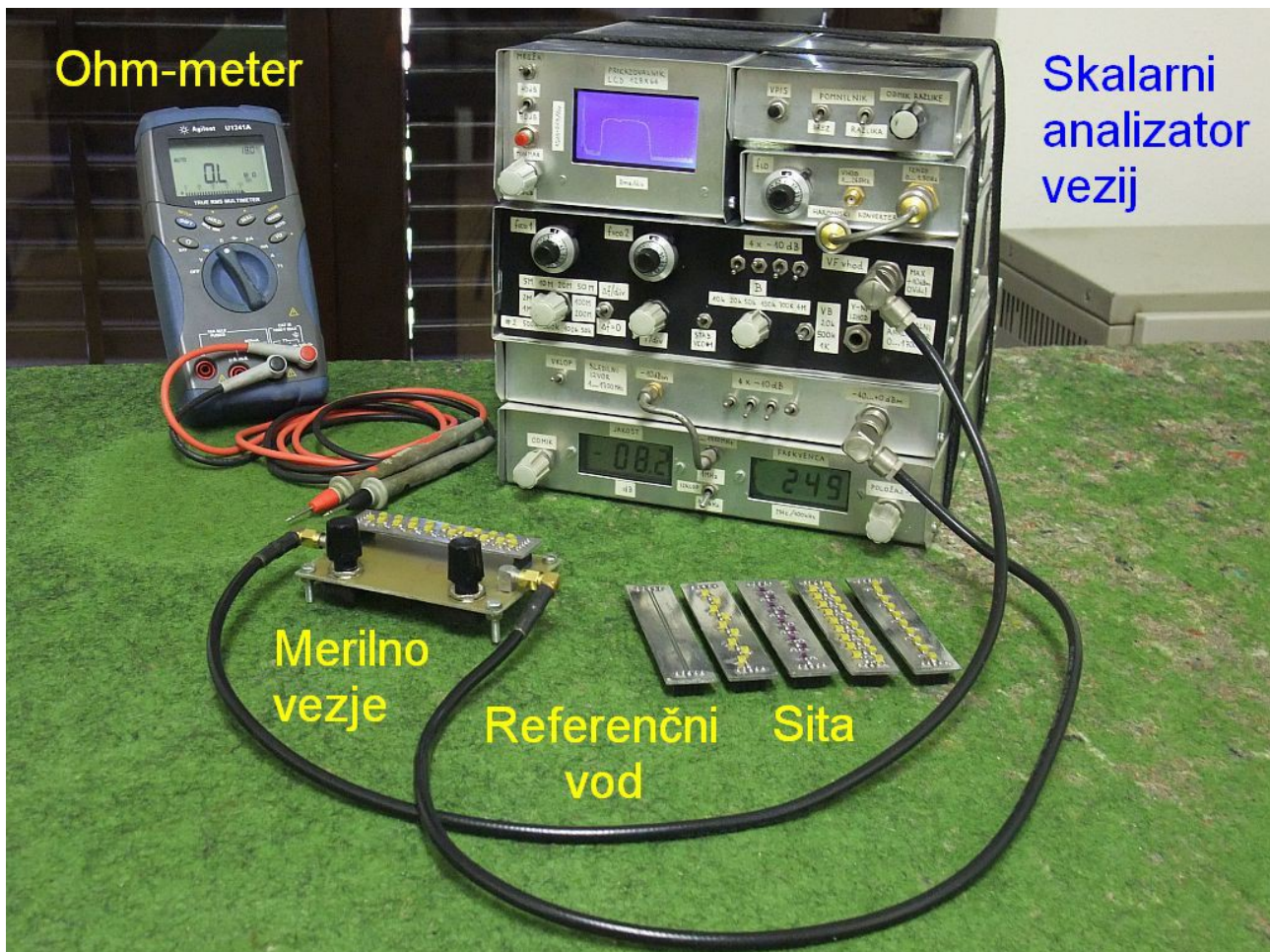


Merilno vezje za LC sita

Z nastavljanjem potenciometrov seveda spreminjamo vstavitveno slabljenje merilne postavitve brez sita. Za umerjanje namesto merjenca vstavimo kratkostičnik (referenčni vod) z enakimi priključki kot sita. Referenčni vod oziroma različna sita nataknejo na osnovno ploščo, ki nosi oba potenciometra in koaksialna priključka za analizator vezij:



Velikost prevajalne funkcije $|H(\omega)|$ merimo kot $|S_{21}|$ oziroma $|S_{12}|$ z vektorskim ali skalarnim analizatorjem vezij. V ta namen lahko uporabimo tudi visokofrekvenčni spektralni analizator, ki je opremljen s pripadajočim sledilnim izvorom. Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:



Vseh pet sit merimo v frekvenčnem pasu $f = 0 \dots 50\text{MHz}$. Najprej zasukamo oba potenciometra skrajno levo za najnižjo upornost. Oglemdamo si odziv vseh petih sit in si zabeležimo valovitost $\rho_{20}[\text{dB}]$ v prvi stolpec razpredelnice za zaključitveno impedanco $Z = 20\ \Omega$. Nato obrnemo oba potenciometra skrajno desno in si zabeležimo valovitost $\rho_{1020}[\text{dB}]$ v drugi stolpec razpredelnice za zaključitveno impedanco $Z = 1020\ \Omega$. Ker višja upornost potenciometrov poveča vstavitveno slabljenje merilne opreme, po potrebi slabilce analizatorja vezij.

V tretjem koraku skušamo poiskati tisto zaključitveno impedanco $Z_{OPT} = ?$, ki daje najnižjo valovitost v prepustnem pasu. Pri tem pazimo, da sta oba potenciometra vsaj približno v istem položaju. Sito odstranimo in izmerimo nastavljeni impedanci $Z_{OPT}[\Omega]$ z ohm-metrom. Vstavimo kratkostičnik in umerimo analizator vezij za najdeno nastavitvev potenciometrov.

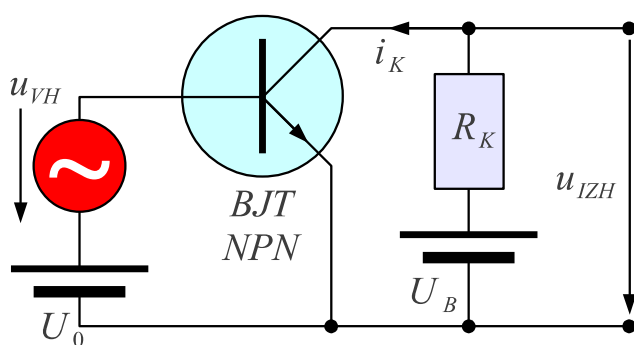
Kratkostičnik ponovno zamenjamo s sitom. Pri nastavljeni $Z_{OPT}[\Omega]$ odčitamo valovitost $\rho[\text{dB}]$, najmanjše vstavitveno slabljenje $a[\text{dB}]$ in eno oziroma obe značilni frekvenci $f_1[\text{MHz}]$ in $f_2[\text{MHz}]$. Značilni frekvenci odčitamo v točkah, kjer odziv sita upade za -10dB , da se izognemo manjšim zobcem valovitosti na meji prepustnega pasu sita.

SITO	Valovitost ρ_{20} [dB] @Z=20Ω	Valovitost ρ_{1020} [dB] @Z=1020Ω	Optimalna impedanca Z_{OPT} [Ω]	Najmanjša valovitost ρ [dB] @Z _{OPT}	Vstavitveno slabljenje a [dB] @Z _{OPT}	Izmerjena f_1 [MHz] @Z _{OPT}	Izmerjena f_2 [MHz] @Z _{OPT}
LC LPF							
LCLC BPF							
CLC BPF							
LC HPF							
LCLC BSF							

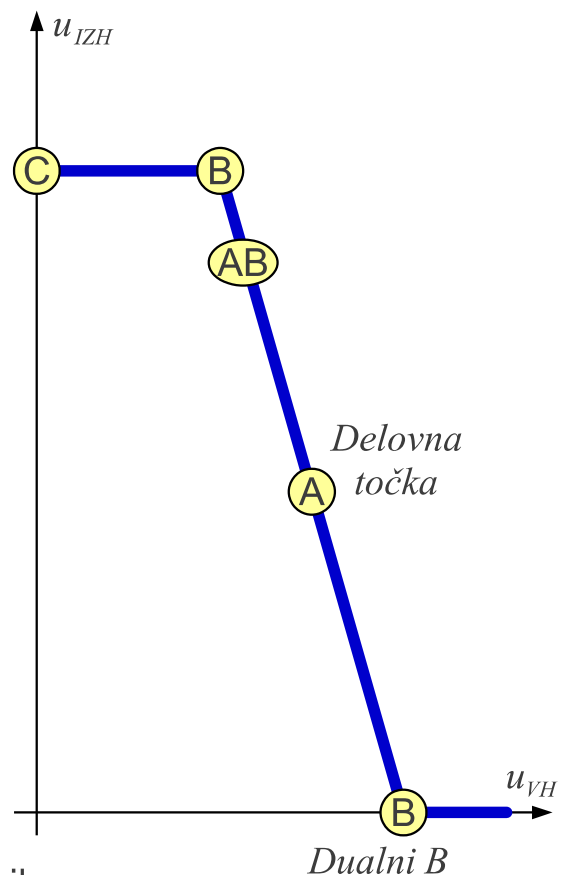
18. Popačenje ojačevalnika v razredu B

Pri načrtovanju močnostnih ojačevalnikov za izhodne stopnje radijskih oddajnikov je zelo pomemben podatek električni izkoristek, to je razmerje med izhodno visokofrekvenčno močjo in vhodno enosmerno močjo. Električni izkoristek neposredno pogojuje porabo energije, ki je lahko omejena (baterijsko napajanje) oziroma zelo draga (oddajniki velikih moči). Izkoristek tudi določa količino toplote, ki se sprošča v izhodni stopnji oddajnika in s tem pogojuje izbiro in življenjsko dobo sestavnih delov močnostnega ojačevalnika.

Izkoristek je odvisen od fizikalne osnove delovanja ojačevalnika. V nekaterih ojačevalnikih izkoristka ne moremo spreminjati z različnimi pogoji delovanja, na primer v elektronkah s hitrostno modulacijo snopa (klistron, TWT) oziroma v laserskih ojačevalnikih za svetlobne frekvence. Vsi ti ojačevalniki se na zunaj obnašajo kot ojačevalniki v razredu A, intermodulacijska popačenja pa preprosto opišemo s presečnimi točkami.



Razred	Popačenje	$R_K \rightarrow L_K$	
		Teorija η	Izvedljiv η_{1dB}
A	nizko	50%	~30%
B	zmerno	78.5%	~50%
C	visoko	100%	~70%



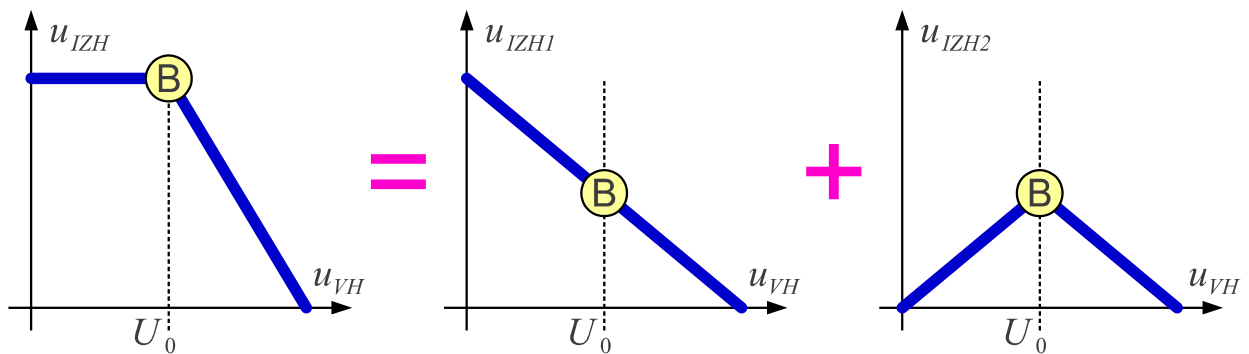
Razredi delovanja in izkoristki ojačevalnikov

V aktivnih sestavnih delih, ki ojačujejo tudi enosmerne signale (vse vrste tranzistorjev, elektronke s krmilnimi mrežicami) imamo možnost izbire med majhnim popačenjem in dobrim električnim izkoristkom z nastavitvijo delovne točke. Podoben diagram kot za bipolarni tranzistor bi lahko narisali tudi za poljske tranzistorje (*JFET* , *MOSFET* , *HEMT*) in za

elektronke s krmilnimi mrežicami.

Izkoristek ojačevalnika v razredu A običajno doseže okoli $\eta \approx 30\%$ pri vršni izhodni moči in upada sorazmerno s trenutno izhodno močjo, saj je poraba ojačevalnika v razredu A nespremenljiva. Po drugi strani doseže ojačevalnik v razredu C izkoristek okoli $\eta \approx 70\%$, vendar je zaradi visokega popačenja uporaben samo za ojačevanje signalov s konstantno ovojnico (na primer v FM ali PSK oddajniku).

Delovno točko ojačevalnika v razredu B poskušamo postaviti v samo koleno odziva. V takšnih razmerah je popačenje signala sicer še vedno veliko, vendar lahko prenosno funkcijo razvijemo na linearni člen in sode člene višjih redov. Lihni členi tretjega in višjih redov, ki so odgovorni za intermodulacijsko popačenje, so v dobro načrtovanem ojačevalniku v razredu B razmeroma majhni:



$U_0 \equiv$ delovna točka

$$u_{IZH1} = \alpha_0' + \alpha_1 \cdot (u_{VH} - U_0) \equiv \text{premica}$$

$$U_{IZH2}(u_{VH} - U_0) \equiv \text{soda funkcija}$$

$$u_{IZH2} = \alpha_0'' + \alpha_2 \cdot (u_{VH} - U_0)^2 + \alpha_4 \cdot (u_{VH} - U_0)^4 + \alpha_6 \cdot (u_{VH} - U_0)^6 + \alpha_8 \cdot (u_{VH} - U_0)^8 + \dots$$

$$u_{IZH} = u_{IZH1} + u_{IZH2}$$

Idealni ojačevalnik v razredu B nima lihih členov 3, 5, 7, 9... \equiv nima IMD:

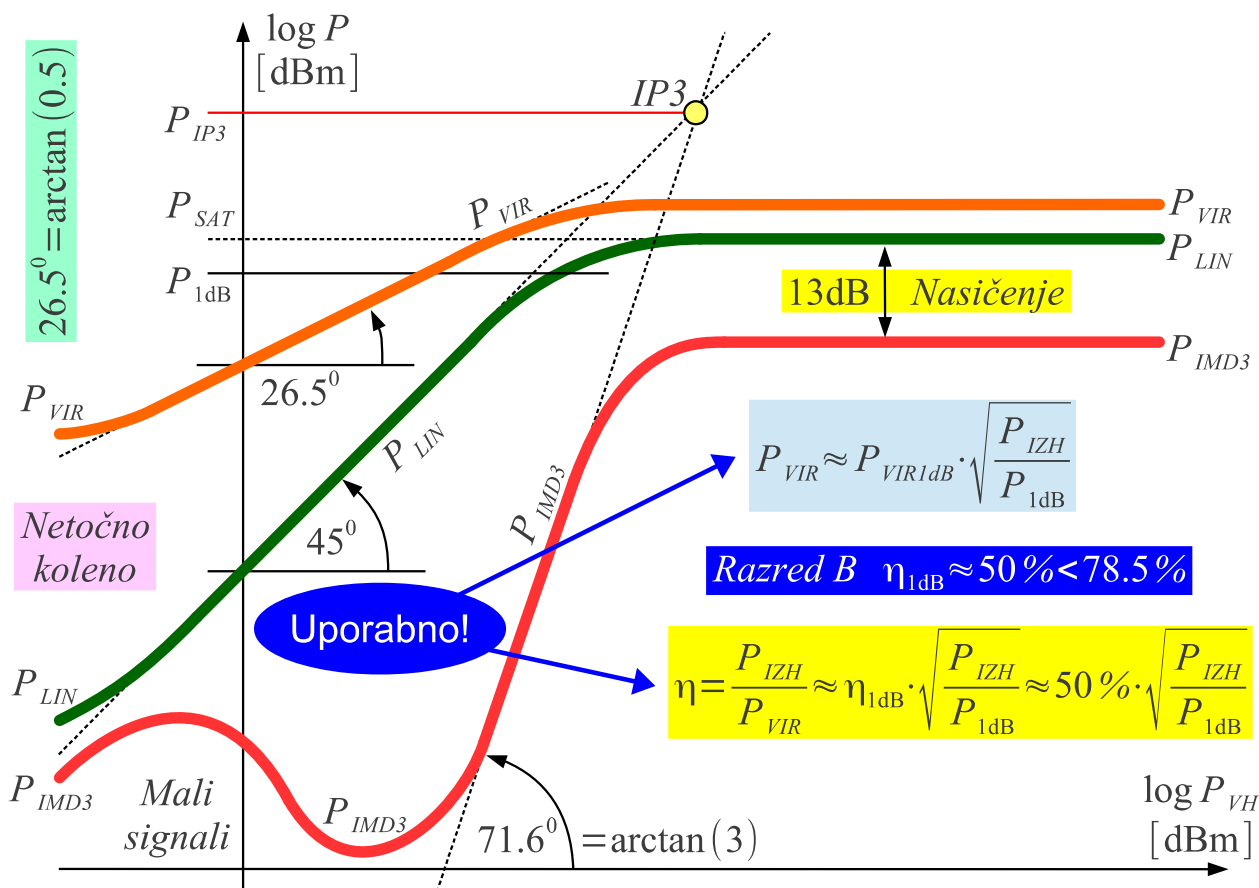
$$u_{IZH} = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot (u_{VH} - U_0) + \alpha_2 \cdot (u_{VH} - U_0)^2 + \alpha_4 \cdot (u_{VH} - U_0)^4 + \alpha_6 \cdot (u_{VH} - U_0)^6 + \dots$$

Popačenje idealnega ojačevalnika v razredu B

Izkoristek ojačevalnika v B razredu dosega okoli $\eta \approx 50\%$ pri polni izhodni moči in pri nižjih močeh upada počasneje, saj pri nižjem krmiljenju upada tudi poraba enosmerne moči. Večji izkoristek in manjša poraba energije pomenita daljšo življenjsko dobo baterij, nižjo ceno porabljene energije, manj proizvedene toplote in uporabo manjših sestavnih delov v izhodni stopnji oddajnika. Ojačevalnik v razredu B lahko torej uspešno nadomesti ojačevalnik v razredu A, če le moremo pravilno izbrati delovno

točko, da omejimo intermodulacijska popačenja.

Potek moči intermodulacijskega popačenja ojačevalnika v razredu B ni enostavna funkcija moči vhodnega signala. Ojačevalnik v razredu B se obnaša "linearno" le v omejenem območju krmilne moči. Pri preveliki krmilni moči gre ojačevalnik v nasičenje podobno kot ojačevalnik v razredu A. Delovanje ojačevalnika v razredu B se poruši tudi pri prenizki vhodni moči, ko deluje ojačevalnik v "netočnem" kolenu prenosne funkcije:



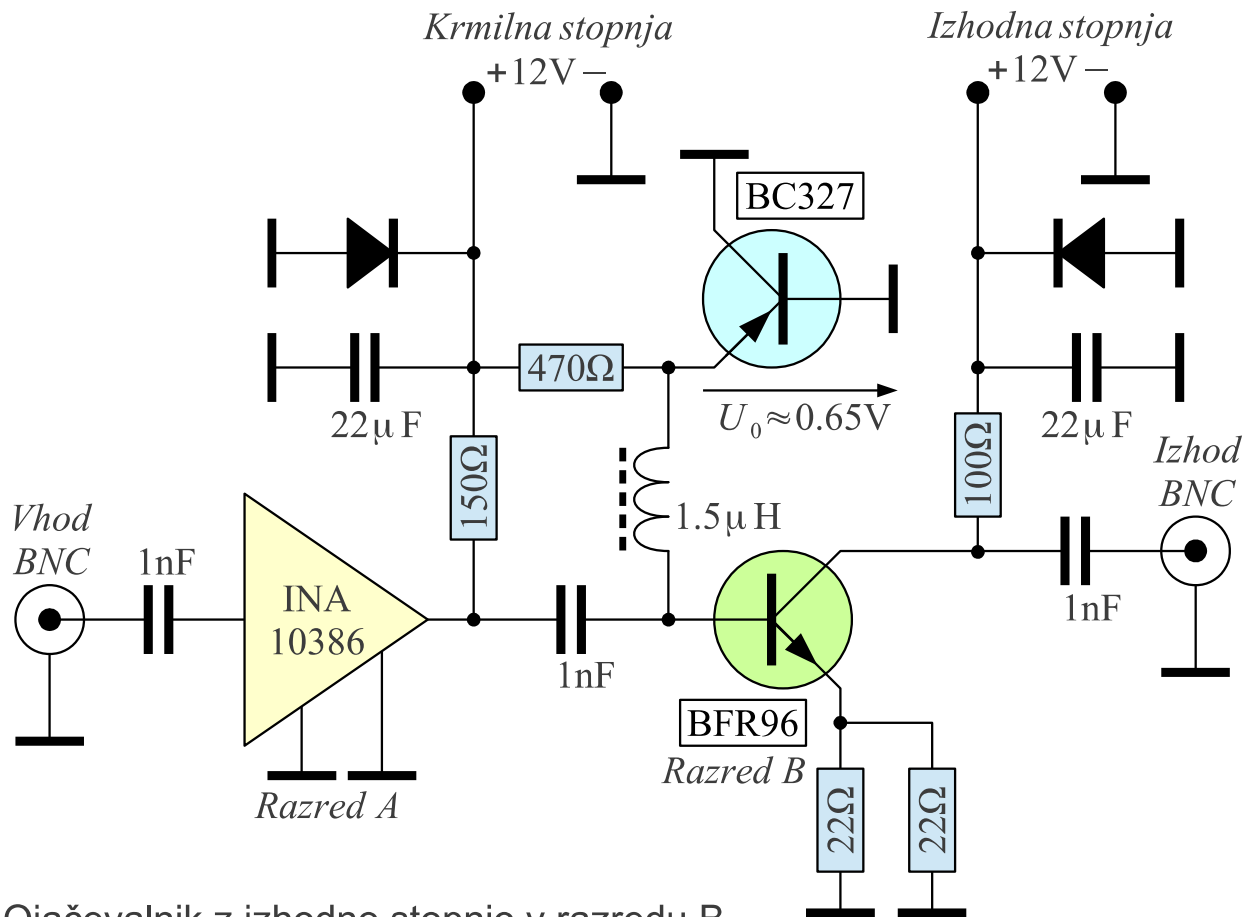
Popačenje in izkoristek resničnega ojačevalnika v razredu B

V ojačevalniku v razredu B doseže razmerje med intermodulacijskim popačenjem in izhodno močjo najugodnejše vrednosti v omejenem pasu vhodne moči. V tem območju je srednja vrednost toka napajalnega vira sorazmerna amplitudi izhodne napetosti. Poraba ojačevalnika

$P_{VIR} \approx \alpha \sqrt{P_{LIN}}$ je zato sorazmerna kvadratnemu korenu izhodne moči!

Glavna prednost ojačevalnika v razredu B torej ni nekoliko boljši izkoristek pri P_{1dB} oziroma v nasičenju, pač pa počasnejše upadanje izkoristka pri zniževanju moči v primerjavi z ojačevalnikom v razredu A.

V vaji merimo popačenje dvostopenjskega ojačevalnika. Prva, krmilna stopnja ojačevalnika deluje v razredu A, saj tu izkoristek še ni tako pomemben. Krmilna stopnja omogoča nizko vhodno moč, kar zmorejo laboratorijski visokofrekvenčni viri:

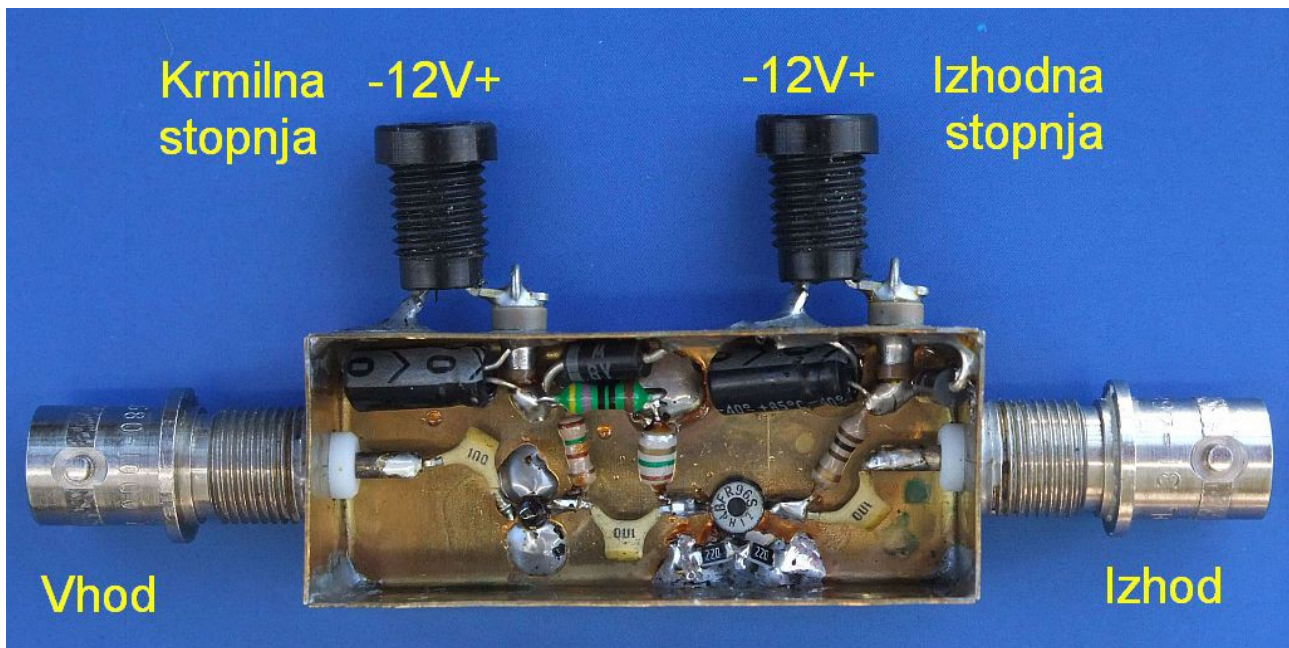


Ojačevalnik z izhodno stopnjo v razredu B

Druga, izhodna stopnja ojačevalnika deluje v razredu B. Napetost delovne točke U_0 izhodnega NPN tranzistorja BFR96S nastavlja vezje s PNP tranzistorjem BC327. Slednji je vezan kot vzporedna (shunt) stabilizatorska dioda z velikim I_S in zagotavlja primerno, temperaturno-kompenzirano napetost $U_0 \approx 0.65V$ preko visokofrekvenčne dušilke $1.5\mu H$.

Izkoristek prikazanega šolskega ojačevalnika je kljub razredu B razmeroma slab zaradi napajanja izhodne stopnje preko upora 100Ω . V pravem oddajniku bi bila namesto tega upora dušilka, vendar je takšna izhodna stopnja zelo občutljiva na napačno krmiljenje, ki lahko povzroči uničenje izhodnega tranzistorja. Namen šolskega vezja je varna simulacija pravega radijskega oddajnika z izhodno stopnjo v zahtevnem razredu B.

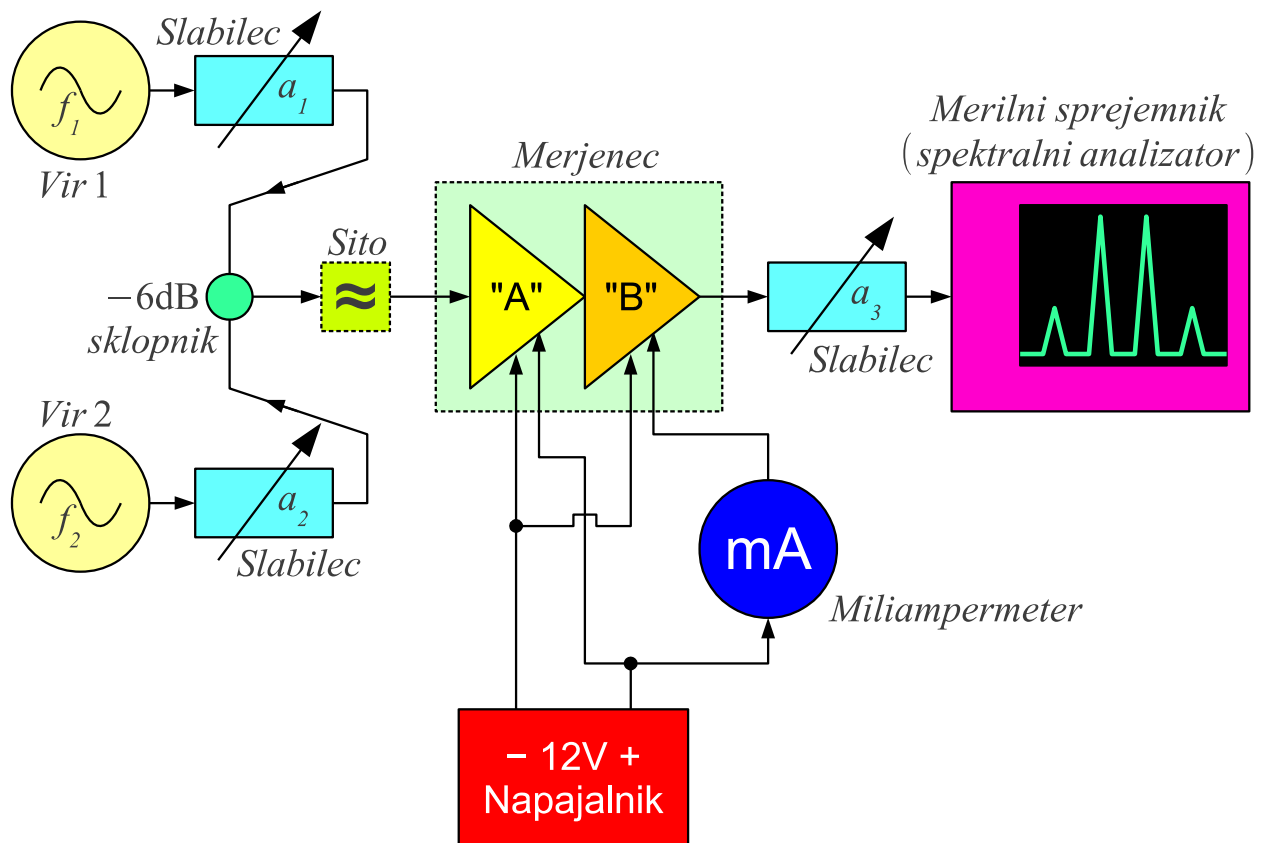
Podoben namen ima tudi vzporedna vezava (čim nižja induktivnost!) dveh uporov 22Ω v emitorju tranzistorja BFR96S. Negativna povratna vezava izboljšuje obliko kolena. V pravem močnostnem visokofrekvenčnem tranzistorju isto vlogo prevzamejo izenačevalni upori, ki preprečujejo sekundarni preboj zaradi toplotnega pobega.



Dodaten pojav, ki ga opisano šolsko vezje (skoraj) ne simulira, je odvisnost jakosti intermodulacijskih popačenj od razlike krmilnih frekvenc. Vzrok za to je v tokovih baze in kolektorja močnostnega tranzistorja, ki vsebujejo tudi komponente z razliko obeh frekvenc. Dušilke in nizkoprepustna sita v napajalnih vodih morajo biti zato načrtovani ne samo za enosmerne in visokofrekvenčne tokove, pač pa tudi za razlike frekvenc, ki se lahko tu pojavijo!

Merjenec, dvostopenjski ojačevalnik preizkušamo tako, da ga krmilimo z dvema frekvencama f_1 in f_2 . Dva signala dobimo iz dveh visokofrekvenčnih virov, ki jih pa ne smemo naravnost vezati vzporedno. Pri preprosti vzporedni vezavi bi signal enega izvora zašel nazaj v drugi izvor in tam v nelinearnih sestavnih delih povzročil intermodulacijsko popačenje. Na vsak izvor zato najprej priključimo svoj slabilec in nato sestavljamo oslabiljene signale v prilagojenem -6dB uporovnem sklopniku. Harmonike obeh virov izloči dodatno frekvenčno sito na vhodu merjenca.

Izhodni signal merjenca opazujemo na spektralnem analizatorju, kjer preprosto odčitamo jakosti posameznih spektralnih črt. Zanimiv podatek ojačevalnika v razredu B je tudi poraba izhodne stopnje, ki jo merimo z miliampermetrom. Za opisani dvostopenjski ojačevalnik zadošča en sam enosmerni vir napajanja 12V :

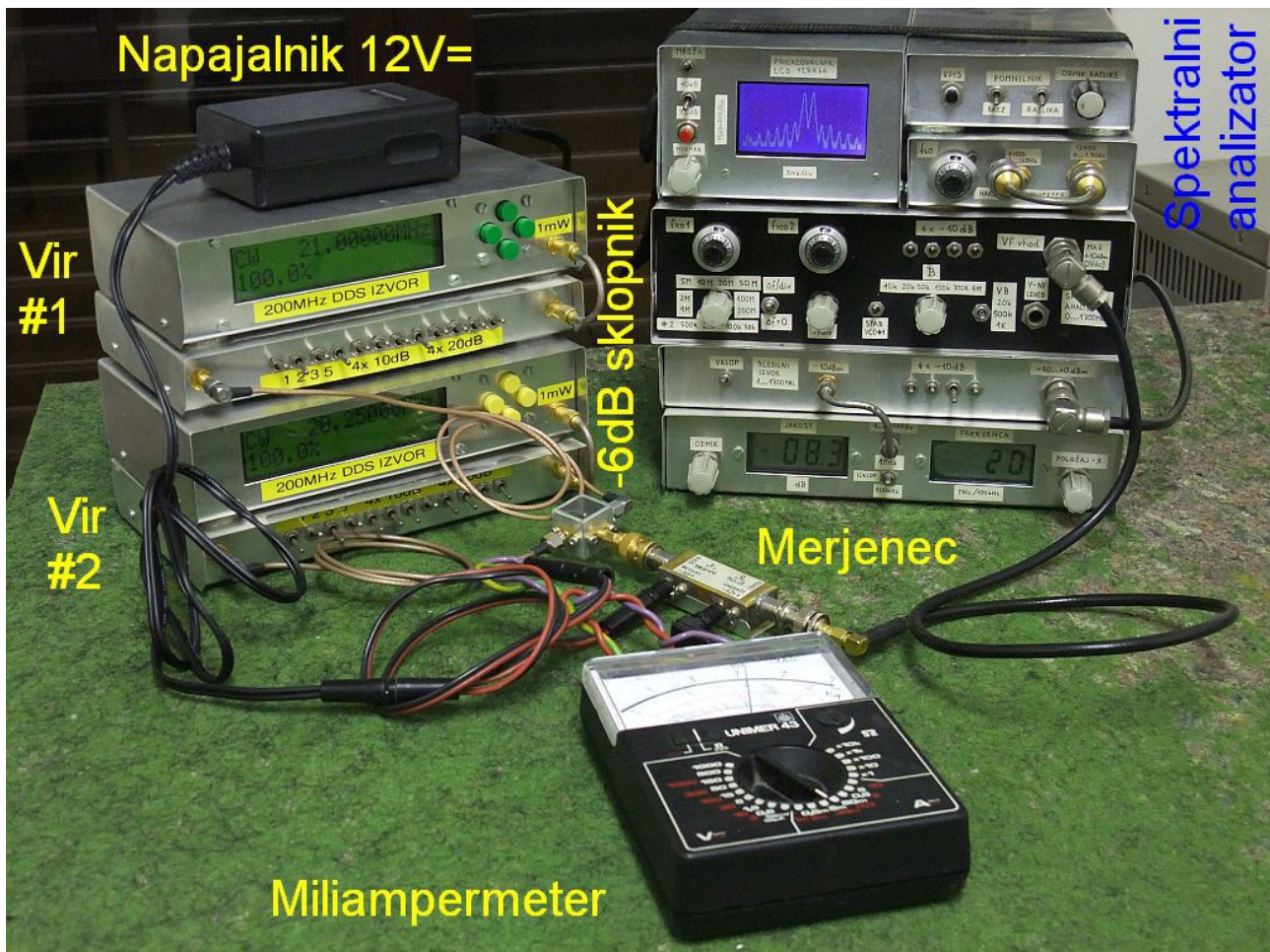


Meritev popačenja ojačevalnika v razredu B

Pri meritvah intermodulacijskega popačenja in presečnih točk se moramo zavedati, da lahko pride do popačenja ne samo v merjencu, pač pa v kateremkoli delu merilne opreme. Visokofrekvenčni izvori in spektralni analizator v svoji notranjosti vsebujejo nelinearne sestavne dele, ki lahko prav na enak način popačijo signale. Edini "zanesljiv" sestavni del so uporovni slabilci in druga pasivna vezja brez polprevodnikov in feromagnetnih jeder.

Izvor nelinearnega popačenja poiščemo tako, da v določeni točki vezja inštrumentov in merjencev vstavimo slabilec. Če ob vstavitvi slabilca ostane razmerje med željenimi signali in intermodulacijskimi produkti nespremenjeno, to pomeni, da se nahaja izvor popačenja pred slabilcem. Če pa jakost intermodulacijskih produktov upade za večji faktor kot željeni signali, se nahaja izvor popačenja za vstavljenim slabilcem.

Dodatna krmilna stopnja v dvostopenjskem merjencu omogoča razmeroma visoki slabljenji a_1 in a_2 . V tem primeru smemo zanemariti medsebojni vpliv med viroma, ki bi lahko bil vzrok dodatnega intermodulacijskega popačenja.



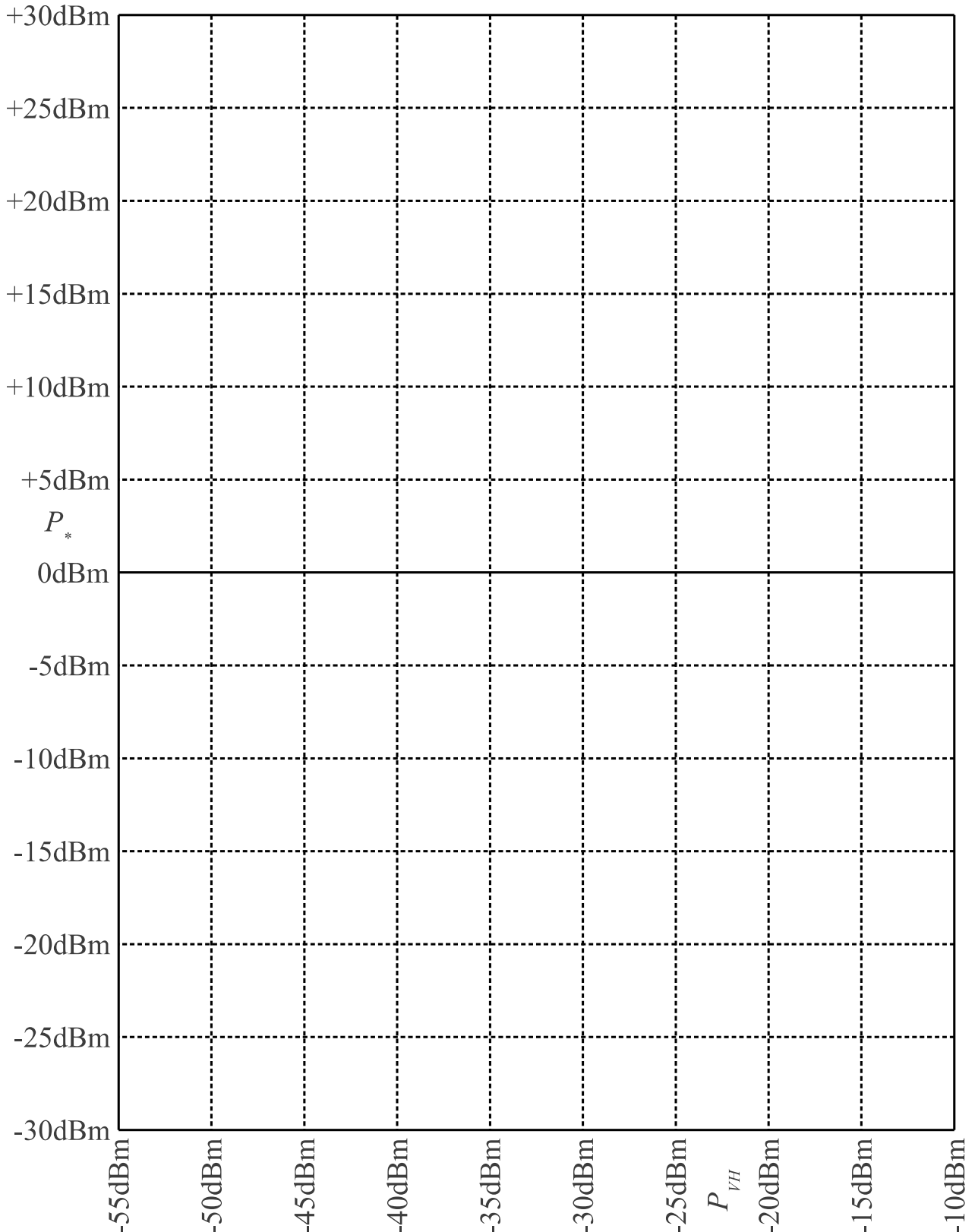
Opisani dvostopenjski ojačevalnik je namenjen delovanju v frekvenčnem pasu $10\text{MHz} < f < 500\text{MHz}$ kar pogojuje izbiro frekvenc f_1 in f_2 . Za izvedbo vaje nastavimo izhodni moči obeh izvorov enaki $P_{VH1} = P_{VH2} = P_{VH}$. Nato obe moči P_{VH1} in P_{VH2} vzporedno povečujemo in hkrati opazujemo pet veličin: porabo izhodne stopnje I_{VIR} z miliampermetrom, linearni izhodni moči P_{LINf1} in P_{LINf2} ter intermodulacijski popačenji P_{2f1-f2} in P_{2f2-f1} na spektralnem analizatorju.

Rezultate meritev vpišemo v razpredelnico. Pri P_{VH} ne smemo pozabiti na -6dB izgub sklopnika! Moči obeh linearno-ojačanih črt P_{LINf1} in P_{LINf2} nista nujno enaki med sabo zaradi frekvenčne odvisnosti merjenca. Prav tako moči obeh intermodulacijskih produktov tretjega reda P_{2f1-f2} in P_{2f2-f1} nista nujno enaki med sabo zaradi frekvenčne odvisnosti merjenca. Končno iz izmerjene porabe I_{VIR} izračunamo porabo enosmerne moči P_{VIR} in jo pretvorimo v $[\text{dBm}]$:

$U = 12V$	$f_1 =$ MHz			$f_2 =$ MHz		
P_{VH} [dBm]	I_{VIR} [mA]	P_{VIR} [dBm]	P_{LINf1} [dBm]	P_{LINf2} [dBm]	P_{2f1-f2} [dBm]	P_{2f2-f1} [dBm]

Končni rezultat vaje predstavimo z diagramom. V diagram vrišemo povprečno linearno moč $P_{LIN} = (P_{LINf1} + P_{LINf2}) / 2$, povprečno moč

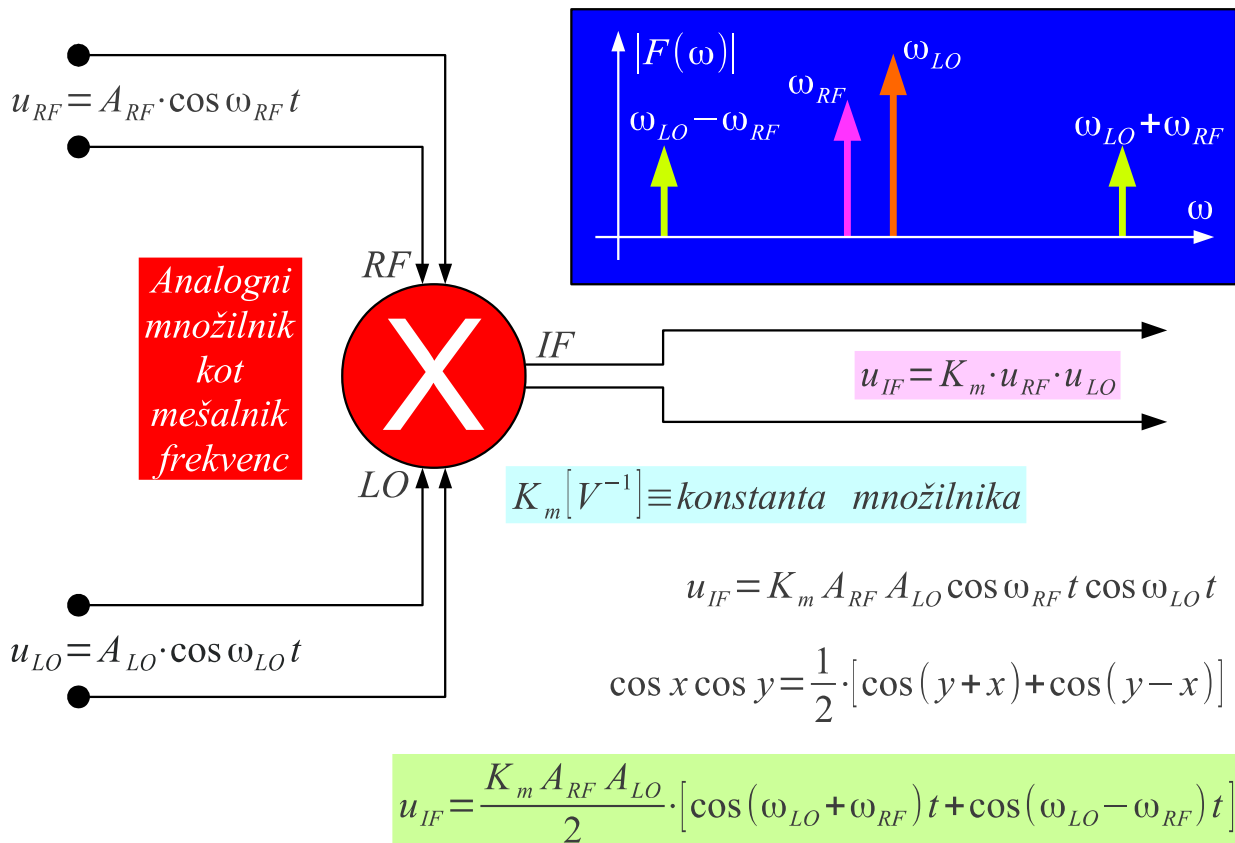
intermodulacijskih produktov $P_{IMD} = (P_{2f_1 - f_2} + P_{2f_2 - f_1}) / 2$ ter porabo enosmerne moči P_{VIR} . Vse tri moči rišemo v isti skali v [dBm]. Končno skušamo določiti moč presečne točke P_{IP3} iz krivulj za P_{LIN} in P_{IMD} v bližini P_{1dB} :



Moč, popačenje in poraba ojačevalnika v razredu B

19. Diodni mešalnik

Med najpomembnejšimi nelinearnimi gradniki analognih vezij je zagotovo množilnik. Zmnožek trenutnih vrednosti dveh harmonskih signalov v časovnem prostoru vsebuje vsoto in razliko frekvenc v frekvenčnem prostoru. V radijski tehniki in visokofrekvenčni elektroniki se je za napravo, ki proizvaja vsoto in razliko frekvenc vhodnih signalov, oprijel ne najbolj posrečen pojem mešalnik frekvenc (angleško: frequency mixer):



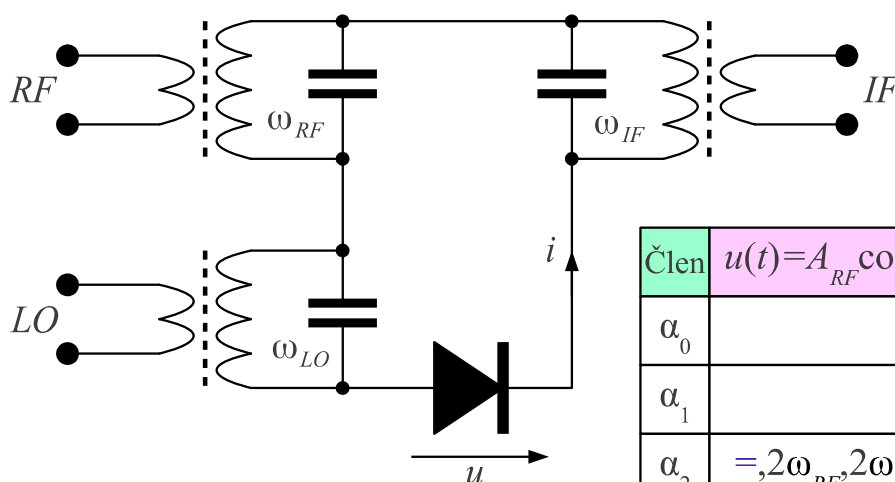
Množilnik kot mešalnik v frekvenčnem prostoru

Množilnik v časovnem prostoru oziroma mešalnik v frekvenčnem prostoru lahko uporabimo na različne načine: kot modulator, kot frekvenčni pretvornik, kot fazni detektor itd. Priključki množilnika se označujejo skladno z njegovo najpogostejšo uporabo v heterodinskih radijskih sprejemnikih (Edwin Armstrong 1918): radio-frekvenčni vhod RF frekvence ω_{RF} , lokalni oscilator LO frekvence ω_{LO} in medfrekvenčni izhod IF (angleško: intermediate frequency), ki vsebuje vsoto $\omega_{LO} + \omega_{RF}$ in razliko $\omega_{LO} - \omega_{RF}$ vhodnih frekvenc.

Množenje trenutnih vrednosti oziroma mešanje frekvenc omogoča katerikoli nelinearen gradnik, ki v svojem odzivu vsebuje kvadratni člen α_2 : vakuumaska elektronka, katerakoli dovolj hitra dioda, bipolarni ali poljski tranzistor. Celo fotodioda deluje kot mešalnik dveh svetlobnih frekvenc. Tok

fotodiode je običajno premo-sorazmeren vpadni svetlobni moči, torej je sorazmeren kvadratu električne poljske jakosti vpadne svetlobe.

V učinkovitem mešalniku moramo poskrbeti, da do nelinearnega gradnika ločeno pripeljemo signala RF in LO ter odpeljemo signal IF . Če uporabljamo en sam nelinearni gradnik, deluje množilnik samo v enem kvadrantu. Signale RF , LO in IF razdvojimo s frekvenčnimi pasovno-prepustnimi siti, na primer z vzporednimi LC nihajnimi krogi, ki so uglaseni na frekvence ω_{RF} , ω_{LO} in ω_{IF} :



$$i = I_S \left(e^{\frac{u}{nU_T}} - 1 \right)$$

$$i = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot u + \alpha_2 \cdot u^2 + \alpha_3 \cdot u^3 + \alpha_4 \cdot u^4 + \alpha_5 \cdot u^5 + \alpha_6 \cdot u^6 + \alpha_7 \cdot u^7 + \dots$$

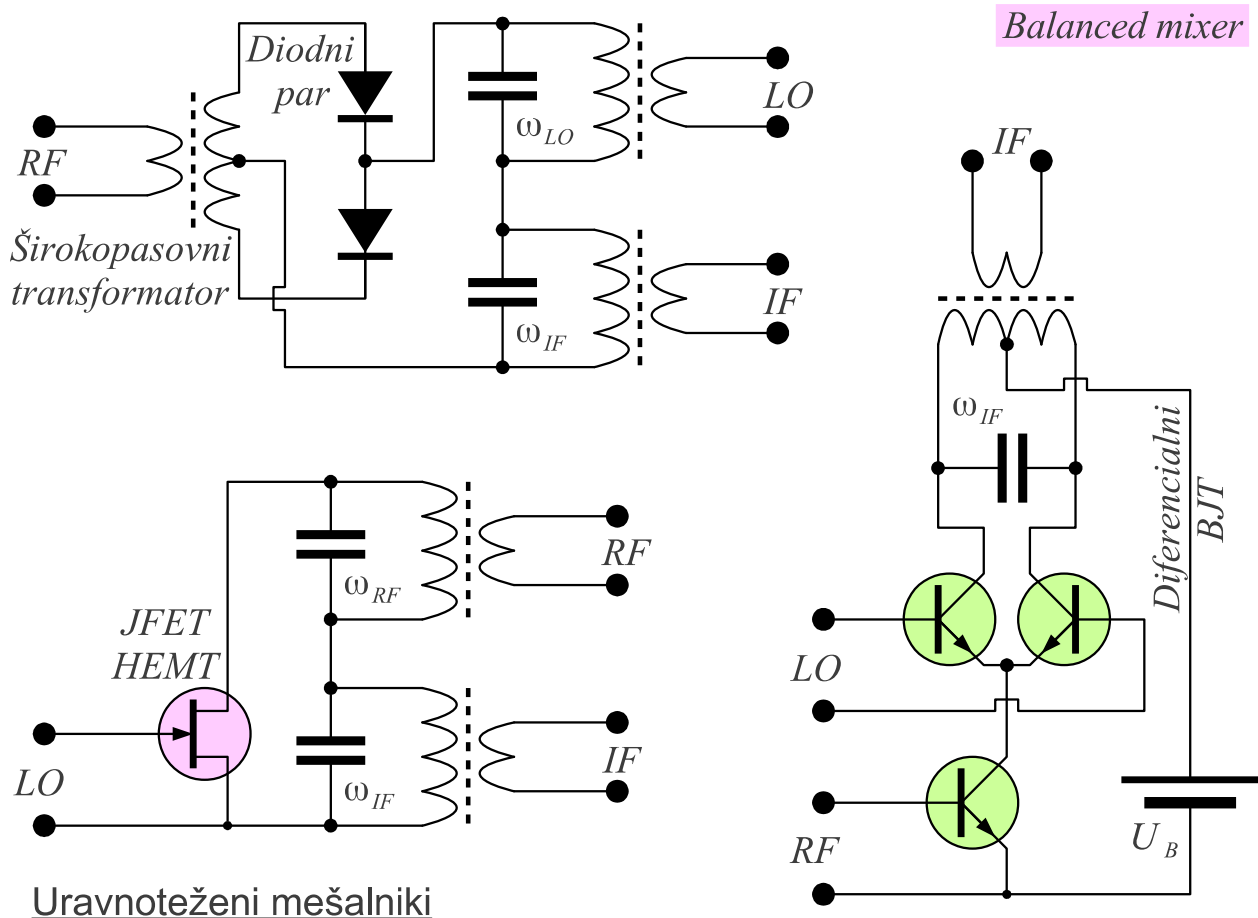
Člen	$u(t) = A_{RF} \cos(\omega_{RF} t) + A_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$
α_0	=
α_1	ω_{RF}, ω_{LO}
α_2	$=, 2\omega_{RF}, 2\omega_{LO}, \omega_{RF} + \omega_{LO}, \omega_{LO} - \omega_{RF}$
α_3	$\omega_{RF}, \omega_{LO}, 3\omega_{RF}, 3\omega_{LO}, 2\omega_{RF} + \omega_{LO}, 2\omega_{RF} - \omega_{LO}, \omega_{RF} + 2\omega_{LO}, 2\omega_{LO} - \omega_{RF}$
α_4	$=, 2\omega_{RF}, 2\omega_{LO}, \omega_{RF} + \omega_{LO}, \omega_{LO} - \omega_{RF}, 4\omega_{RF}, 4\omega_{LO}, 3\omega_{RF} + \omega_{LO}, 2\omega_{RF} + 2\omega_{LO}, \omega_{RF} + 3\omega_{LO}, 3\omega_{RF} - \omega_{LO}, 2\omega_{LO} - 2\omega_{RF}, 3\omega_{LO} - \omega_{RF}$
α_5	$\dots 5\omega_{RF}, 5\omega_{LO} \dots$

Mešalnik z eno diodo

Ista frekvenčna sita morajo poskrbeti za primerno zaključitev impedance tudi na vseh drugih frekvencah neželenih mešanj osnovnega in višjih redov ter enosmerne komponente, ki lahko nastanejo v nelinearnem gradniku. En sam nelinearni gradnik prav nič ne duši presluha vhodnih signalov ω_{RF} in ω_{LO} niti njihovih harmonikov na izhod IF .

Uporabi številnih frekvenčnih sit se lahko izognemo z uravnoteženo (balančno) vezavo dveh nelinearnih gradnikov v mešalniku, ki deluje kot množilnik v dveh kvadrantih. Uravnoteženi mešalnik (angleško: balanced mixer) z dvema enakima diodama in širokopasovnim simetričnim transformatorjem zaduši presluh med priključkom RF na eni strani in priključkoma LO in IF na drugi strani. Priključka LO in IF

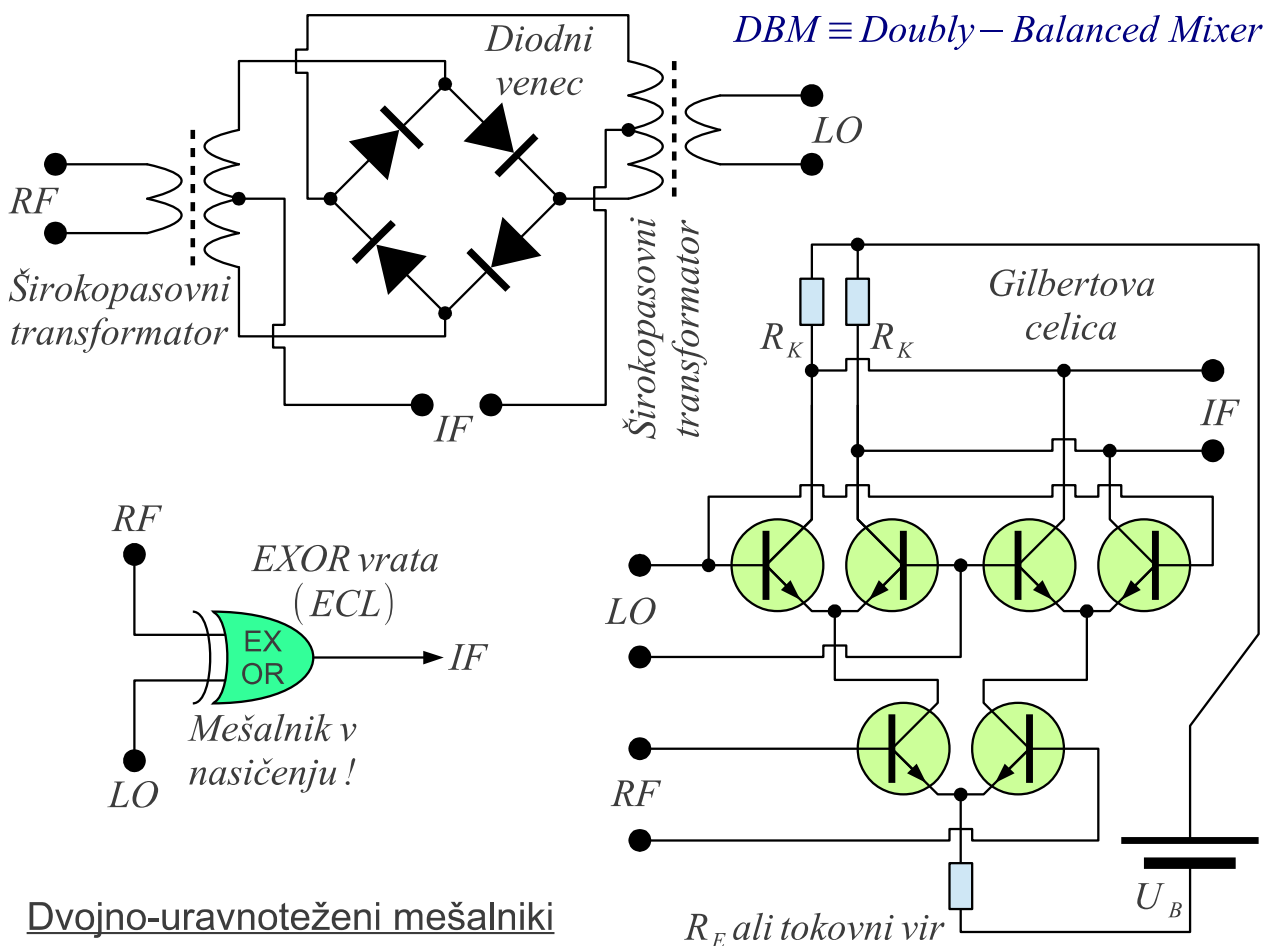
oziroma RF in IF moramo še vedno razdvojiti s frekvenčnimi pasovno-prepustnimi siti:



Uravnoveženi mešalniki

Simetričnemu transformatorju se izognemo v pasivnem mešalniku (brez baterije!) s poljskim tranzistorjem ($JFET$, $GaAs FET$ ali $HEMT$), kjer se slednji obnaša kot upor, moduliran s signalom LO . Uravnovežen mešalnik lahko izdelamo tudi z diferencialno vezavo tranzistorjev, kjer je izhodni simetrični transformator hkrati frekvenčno pasovno sito za ω_{IF} , ki mora dušiti predvsem ω_{LO} .

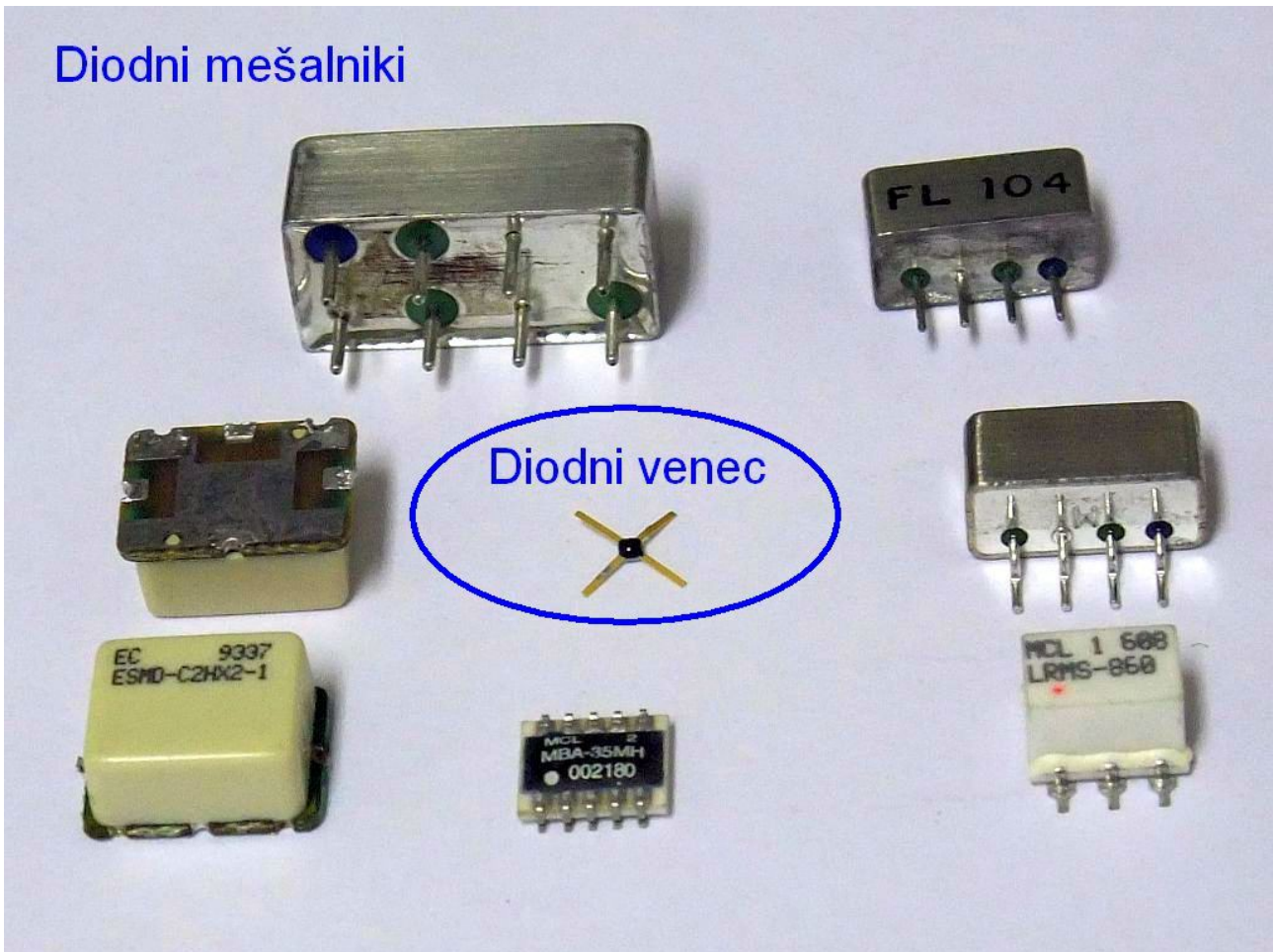
Frekvenčnim sitom se lahko popolnoma izognemo v dvojno-uravnoveženem mešalniku, ki deluje kot množilnik v vseh štirih kvadrantih vhodnih signalov. Dvojno-uravnoveženi mešalnik (angleško: doubly-balanced mixer ali DBM) z vencem štirih diod oziroma Gilbertovo celico iz bipolarnih ali poljskih tranzistorjev duši presluh med poljubnim parom priključkov mešalnika, $RF \leftrightarrow IF$, $LO \leftrightarrow IF$ in $RF \leftrightarrow LO$:



Dvojno-uravnoveženi mešalnik z diodnim vencem (angleško: diode ring mixer ali ring modulator) potrebuje dva širokopasovna simetrična transformatorja. Sodobna feritna jedra sicer omogočajo gradnjo transformatorjev, ki hkrati pokrijejo frekvenčni pas v relativnem razponu 1:1000 (od 1MHz do 1GHz). Frekvenčni pas priključkov *RF* in *LO* je omejen tudi navzdol. Edino priključek *IF* deluje vse do enosmerne.

Dvojno-uravnoveženi mešalniki z diodnim vencem in feritnimi transformatorji so danes zelo pogost gradnik visokofrekvenčnih vezij. Diodni venci večinoma vsebujejo silicijeve Schottky diode, da se izognejo zakasnitvam in hudemu popačenju visokofrekvenčnih signalov manjšinskih nosilcev v *PN* spojnih diodah. Mešalnik s štirimi Schottky diodami s srednjim pragom $U_{1mA} \approx 250mV$ potrebuje za svoje delovanje moč lokalnega oscilatorja $P_{LO} \approx 5mW = 7dBm$. Mešalniki za višje moči vsebujejo zaporedno vezavo več diod oziroma vezavo več diodnih vencev:

Diodni mešalniki



Uravnovežena vezava duši nekatere neželjene produkte mešanja. Dvojno-uravnovežena vezava duši še več neželjenih produktov mešanja. Žal nobena uravnovežena vezava ne more dušiti nekaterih zelo zoprnih mešalnih produktov sodih redov, na primer $3\omega_{LO} \pm \omega_{RF}$ ali $3\omega_{RF} \pm \omega_{LO}$, ki opisujejo popačenje velikih signalov v mešalniku.

Obnašanje kateregakoli mešalnika pri velikih signalih opišemo podobno kot obnašanje ojačevalnikov, le da P_{1dB} in P_{IIP3} vedno navajamo na vhodnih sponkah (običajno RF) mešalnika pri nazivni moči lokalnega oscilatorja P_{LO} . Za diodne mešalnike veljata približni oceni:

$$\log P_{1dB} \approx \log P_{LO} - 6dB \quad \text{in} \quad \log P_{IIP3} \approx \log P_{1dB} + 15dB$$

Ker so diodni mešalniki pasivna vezja, je izhodni signal P_{IF} oslavljen glede na vhodni signal P_{RF} . Ker mešalnik tvori najmanj dva izhodna signala dveh različnih frekvenc, uporabljamo pa samo enega, znaša vstavitveno slabljenje pasivnega mešalnika najmanj $-3dB$. Vstavitveno slabljenje dvojno-uravnoveženih mešalnikov z diodnim vencem je v velikostnem razredu $\log P_{IF} - \log P_{RF} \approx -5dB \dots -10dB$.

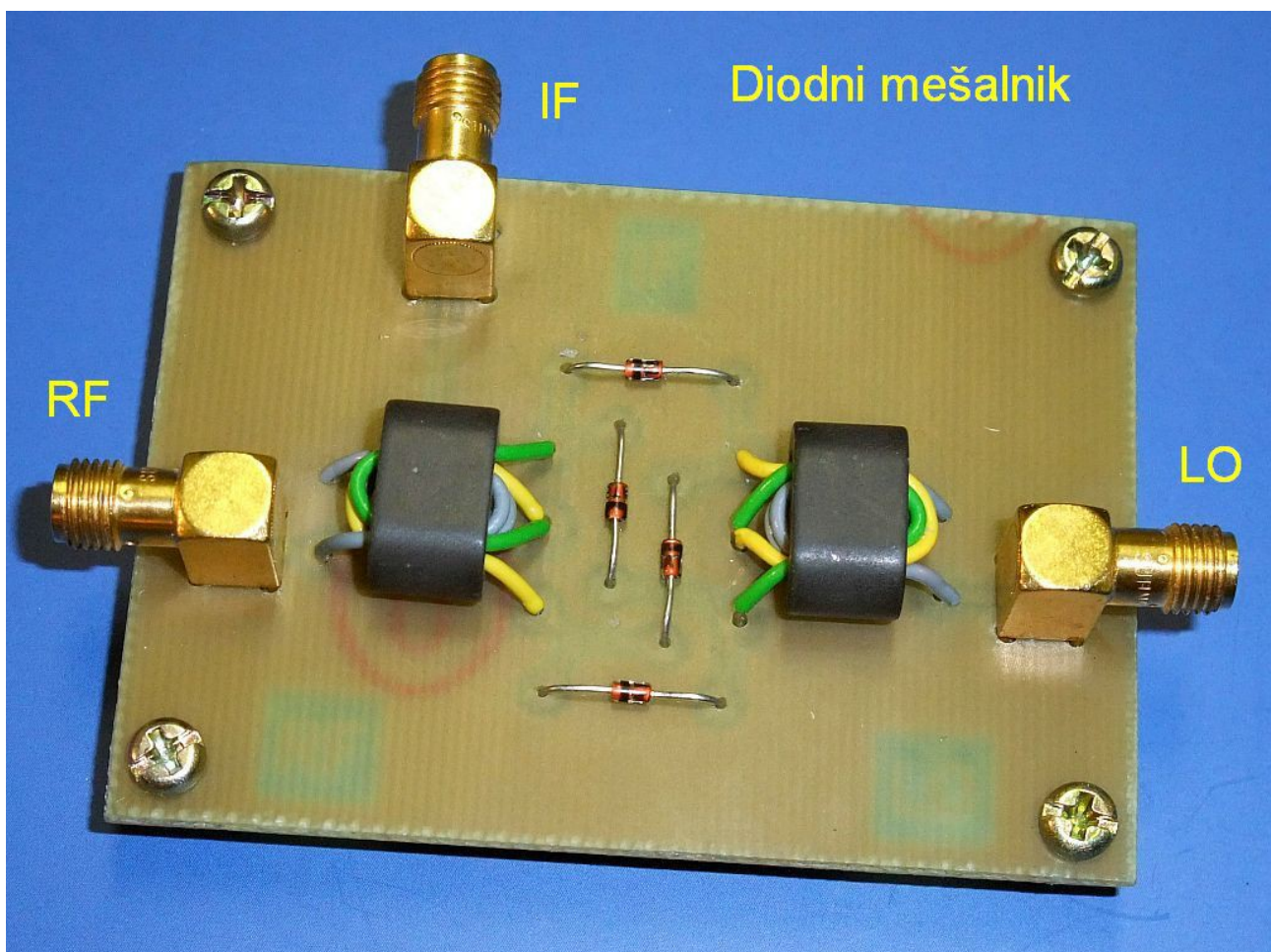
Z bipolarnimi oziroma poljskimi tranzistorji lahko izdelamo aktiven

mešalnik, ki poleg prestavljanja frekvenčnih pasov signale tudi ojača. Najbolj znano vezje dvojno-uravnoveženega mešalnika je Gilbertova celica (Barrie Gilbert 1968). Isto vezje s tranzistorji je izumil in patentiral že Howard Jones 1963. Enakovredne naprave so se izdelovale še prej v obliki vakuumskih elektronk z eno samo katodo in številnimi krmilnimi mrežicami oziroma odklonskimi elektrodami.

Gilbertova celica ne potrebuje simetričnih transformatorjev, oba vhoda in izhod delujejo od enosmerne naprej v vseh štirih kvadrantih vhodnih signalov! Gilbertovo celico iz bipolarnih oziroma *MOS* tranzistorjev z lahko integriramo v monolitna vezja. Oba vhoda in izhod Gilbertove celice so diferencialni, kar izgleda na prvi pogled nerodno, ampak pri monolitni integraciji kompliciranih analognih vezij na skupno podlago pomaga zmanjševati neželjene presluhe.

Gilbertova celica se uporablja kot *EXOR* vrata v nekaterih družinah logičnih vezij. Seveda gre tudi obratno, marsikatera *EXOR* vrata lahko uporabimo kot mešalnik v nasičenju:

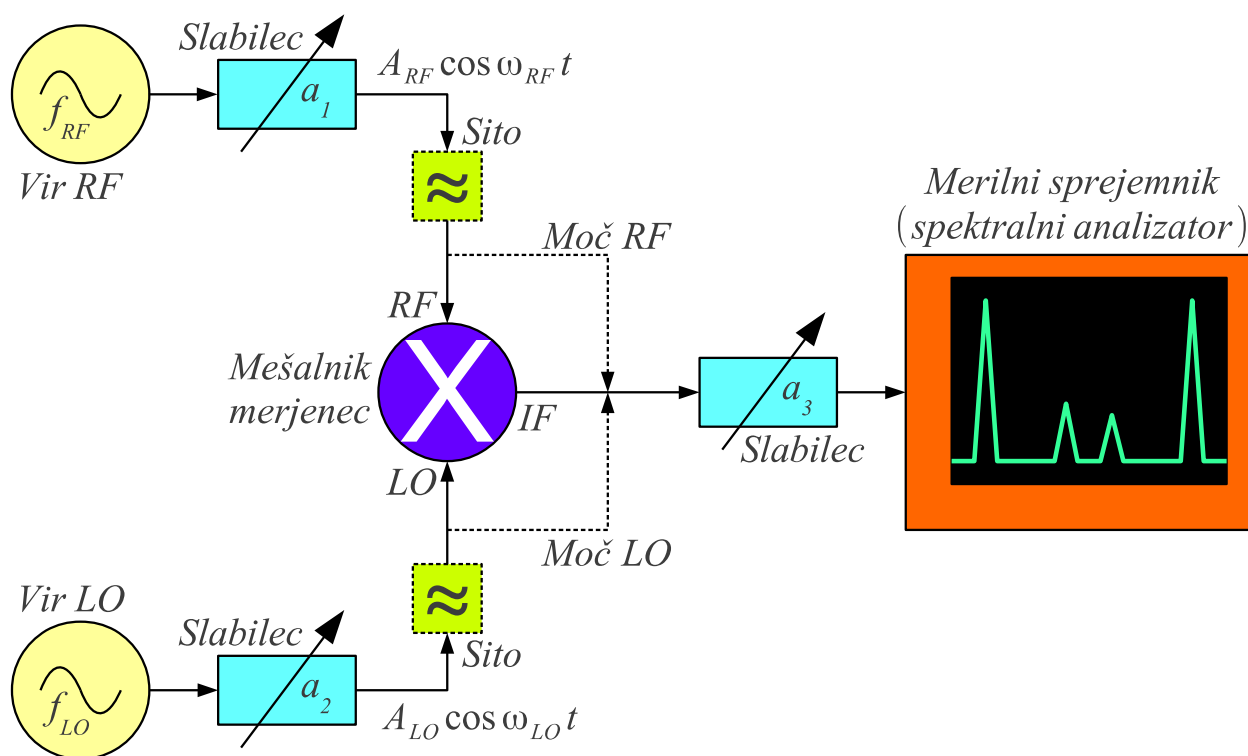
Za vajo merimo preprost dvojno-uravnovežen diodni mešalnik. Vgrajeni transformatorji omejujejo frekvenčni pas na $f_{RF}, f_{LO} \approx 1\text{MHz} \dots 200\text{MHz}$:



Mešalnik je naprava, v kateri želimo določene nelinearne pojave,

tvorjenje vsote in razlike frekvenc. Hkrati v isti napravi ne želimo drugih nelinearnih pojavov, mešalnih produktov višjih redov. Obnašanje mešalnika je zato odvisno predvsem od jakosti obeh vhodnih signalov RF in LO . Dodatna lastnost resničnih uravnoveženih mešalnikov so odstopanja od brezhibnega uravnoveženja, ki povzročijo neželjene presluhe iz obeh vhodov na izhod niti povsem ne zadušijo nekaterih neželenih produktov mešanja.

Mešalnik merjenec krmilimo z dvema sinusnima izvoroma različnih frekvenc ω_{RF} in ω_{LO} . Jakosti obeh izvorov neodvisno nastavljamo s slabilcema a_1 in a_2 . Izhodni signal opazujemo na merilnem sprejemniku, spektralnem analizatorju, ki je na vhodu opremljen z lastnim slabilcem a_3 . S slednjim preverimo, da je določen mešalni produkt v resnici nastal v mešalniku merjencu, ne pa v mešalniku spektralnega analizatorja:

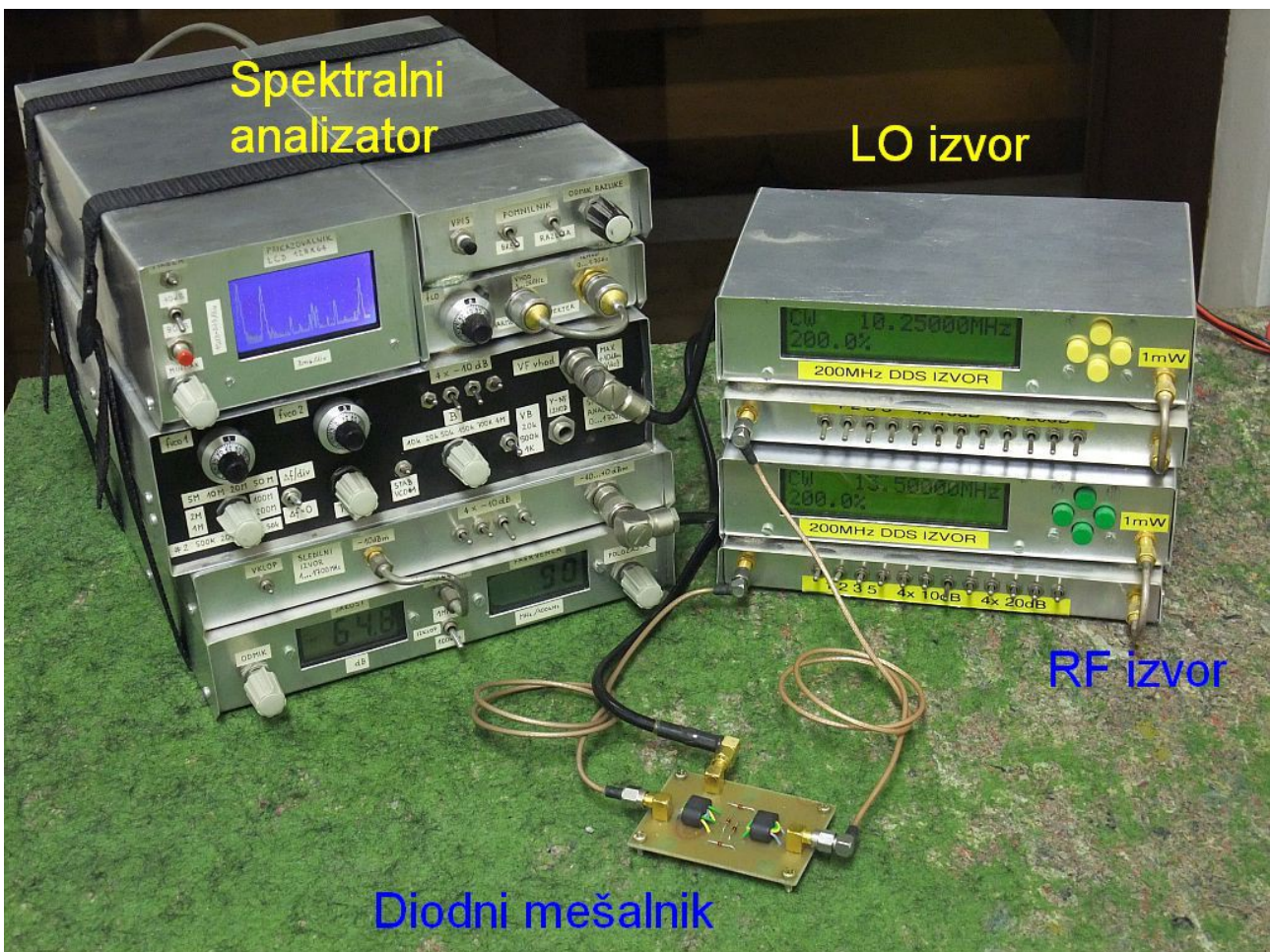


Določanje lastnosti diodnega mešalnika

Vsi trije priključki RF , LO in IF dvojno-uravnoveženega mešalnika z diodnim vencem so lahko vhodi ali pa izhodi. Priključka RF in LO sta si popolnoma enakovredna. Priključek IF ima še dodatno lastnost, da ni omejen frekvenčno navzdol s transformatorji. Priključek IF običajno uporabljamo za signal najnižje frekvence ne glede na to, v katero smer uporabljamo mešalnik. Pri frekvenčnem premiku navzdol (angleško: down-conversion) je priključek IF izhod. Pri frekvenčnem premiku navzgor (angleško: up-conversion) je pa priključek IF vhod!

Od vseh signalov je lokalni oscilator najmočnejši. V večini primerov se neželjenim mešalnim produktom najbolj izognemo tako, da izberemo frekvenco lokalnega oscilatorja višjo $\omega_{LO} > \omega_{RF} > \omega_{IF}$ od vseh ostalih frekvenc. Signal LO je v praktični uporabi tako močen, da v mešalniku tvori lastne višje harmonske frekvence $2\omega_{LO}$, $3\omega_{LO}$ itd nezanemarljive amplitude.

V vaji lahko izberemo tudi $\omega_{RF} > \omega_{LO} > \omega_{IF}$. Mešalne produkte vseh redov in različne presluhe bomo najlažje ločili med sabo, ko frekvenci ω_{RF} in ω_{LO} nista v celoštevilskem razmerju oziroma nimata majhnega skupnega mnogokratnika. Željena medfrekvenca $\omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_{RF}$ naj bo večkrat nižja od ω_{RF} ali ω_{LO} , da najlažje opazujemo vse mešalne produkte:



V vaji izmerimo tri pomembne veličine diodnega mešalnika kot funkcijo moči lokalnega oscilatorja P_{LO} . Najpomembnejši podatek pasivnega mešalnika je mešalno slabljenje $a_m [\text{dB}] = \log P_{IF} - \log P_{RF}$, ki navsezadnje določa tudi šumno število celotnega sprejemnika. Moč mešalnega produkta P_{IF} merimo samo na razliki frekvenc $\omega_{IF} = |\omega_{LO} - \omega_{RF}|$, saj na vsoti frekvenc $\omega_{LO} + \omega_{RF}$ pričakujemo podoben rezultat.

Pred začetkom meritev izberemo smiselni frekvenci f_{LO} in f_{RF} . Moči virov P_{LO} in P_{RF} preverimo tako, da vsakega posebej neposredno priključimo na spektralni analizator, nato pa se med številnimi meritvami zanašamo na stabilca a_1 in a_2 . Moč lokalnega oscilatorja P_{LO} povečujemo v korakih po 1dB.

Moč signala P_{RF} držimo vsaj 10-krat nižjo (-10dB) od moči P_{LO} . Med meritvijo jo lahko povečujemo vzporedno s P_{LO} , da opazimo čim več mešalnih produktov in presluhov. Pri najnižji P_{LO} vsi opisani mešalni produkti ne bodo vidni. Pri visokih močeh P_{LO} in P_{RF} obvezno s stabilcem a_3 preverimo, da nismo prekrmilili spektralnega analizatorja!

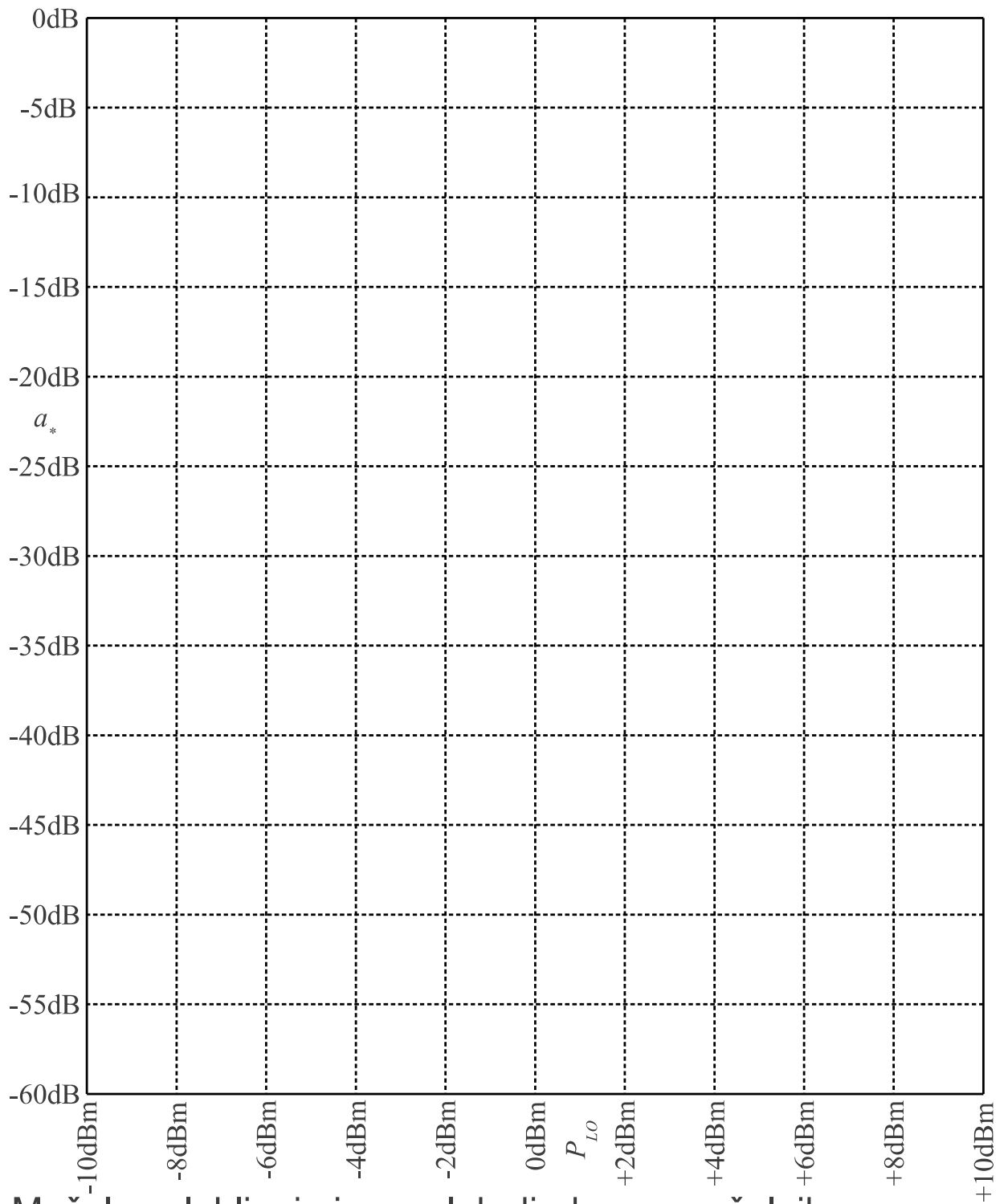
Vhodnih signalov LO in RF običajno ne želimo na izhodu mešalnika, kjer sta ta dva signala moteča. Vhodna signala lahko dušimo s frekvenčnimi siti oziroma z uravnoteženo izvedbo mešalnika. Pomemben podatek uravnoteženega mešalnika sta presluha iz vhodov RF in LO na izhod IF $a_{RF}[\text{dB}] = \log P_{RF}(IF) - \log P_{RF}(RF)$ in $a_{LO}[\text{dB}] = \log P_{LO}(IF) - \log P_{LO}(LO)$. Velikost presluhov je sorazmerna nesimetriji mešalnika zaradi odstopanja gradnikov, ki niso popolnoma enaki med sabo. Presluha se z močmi signalov kaj dosti ne spreminjata.

Končno, mešalni produkti višjih redov se zelo hitro spreminjajo z močmi signalov. Najmočnejša neželjena produkta mešanja v dvojno-uravnoteženem mešalniku pričakujemo na frekvencah $3\omega_{LO} \pm \omega_{RF}$. Tudi ta dva produkta mešanja sta približno enake moči, zato merimo moč P_{IF3} le na razliki frekvenc $3\omega_{LO} - \omega_{RF}$. Iz nje izračunamo pripadajoče mešalno slabljenje višjega reda $a_{m3}[\text{dB}] = \log P_{IF3} - \log P_{RF}$. Pozor, višji harmoniki LO in RF lahko izvirajo tudi iz obeh visokofrekvenčnih virov. V tem primeru jih moramo odstraniti s primernimi frekvenčnimi siti.

Vse izmerjene podatke vpisujemo v razpredelnico in sproti preračunavamo manjkajoče veličine:

$f_{LO} =$	$f_{RF} =$	Mešalno slabljenje		Presluh		Višje mešanje $3\omega_{LO} - \omega_{RF}$	
P_{LO} [dBm]	P_{RF} [dBm]	P_{IF} [dBm]	a_m [dB]	a_{LO} [dB]	a_{RF} [dB]	P_{IF3} [dBm]	a_{IF3} [dB]
-10							
-9							
-8							
-7							
-6							
-5							
-4							
-3							
-2							
-1							
0							
1							
2							
3							
4							
5							
6							
7							
8							
9							
10							

Mešalno slabljenje a_m , presluha a_{LO} in a_{RF} ter slabljenje mešanja višjega reda a_{m3} nato vrišemo v graf kot funkcijo moči lokalnega oscilatorja P_{LO} :

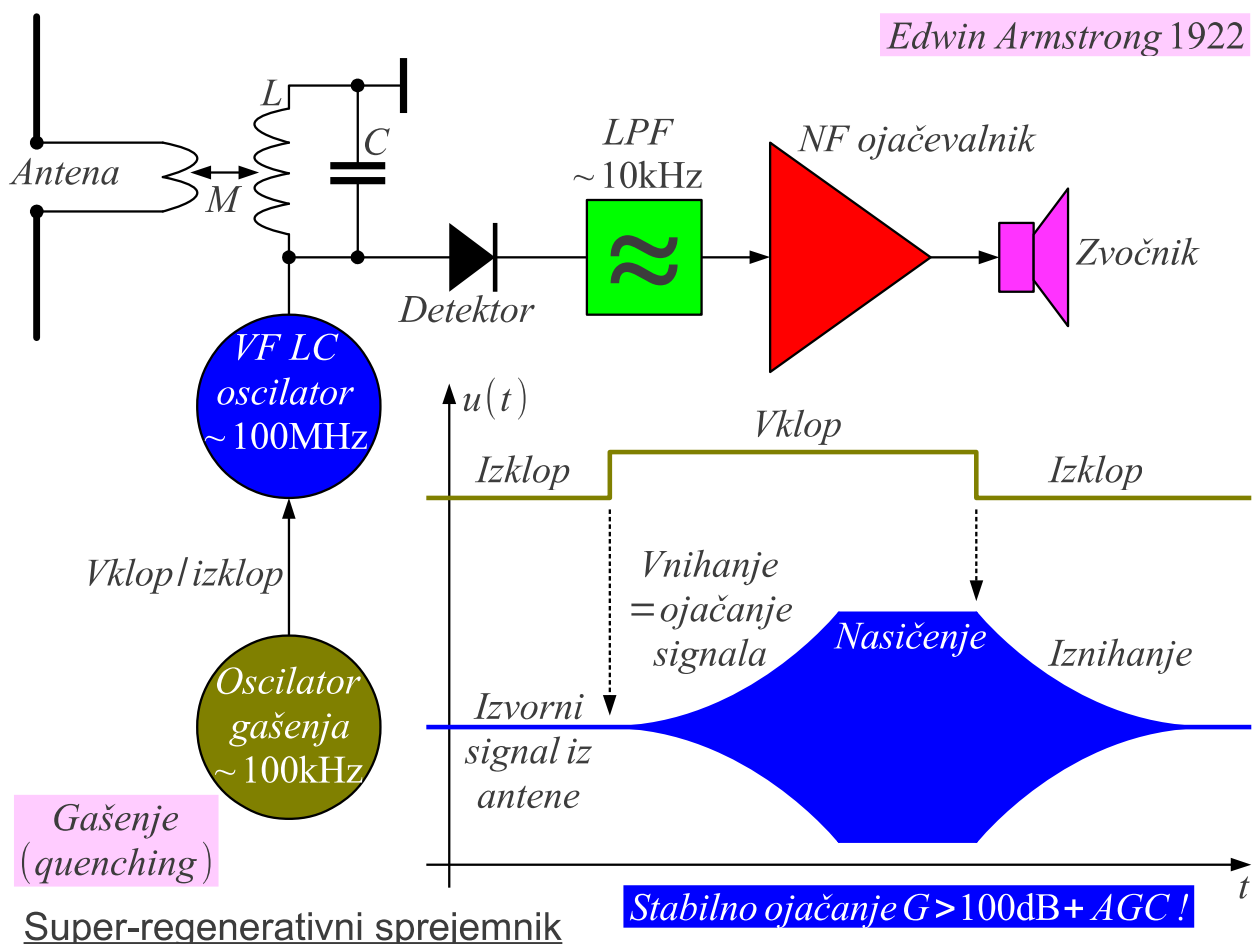


Mešalno slabljenje in presluh diodnega mešalnika

20. Super-regenerativni sprejemnik

Američan Edwin Armstrong je zagotovo bil najplodnejši izumitelj na področju radijskih sprejemnikov in visokofrekvenčne tehnike nasploh v prvi polovici dvajsetega stoletja. Leta 1912 je sočasno z Meissnerjem izdelal prvi elektronski oscilator. Leta 1918 je izumil heterodinski sprejemnik z mešanjem. Kot njegov najpomembnejši izum šteje frekvenčna modulacija leta 1935.

Danes manj znan in še manj razumljen Armstrongov izum je super-regenerativni sprejemnik iz leta 1922, imenovan tudi super-reakcijski sprejemnik ali ultra-audion. Super-regenerativni sprejemnik vsebuje dva oscilatorja: visokofrekvenčni LC oscilator v frekvenčnem pasu $\sim 100\text{MHz}$ in oscilator za gašenje (quenching) na približno tisočkrat nižji frekvenci $\sim 100\text{kHz}$:



Oscilator za gašenje poskrbi zato, da se visokofrekvenčni oscilator periodično zaganja in ugaša. Zagon visokofrekvenčnega oscilatorja gre iz najmanjše motnje v vezju, šibkega signala na vhodnih sponkah sprejemnika oziroma toplotnega šuma. Amplituda nihanja zatem sicer eksponentno narašča, a nihanje visokofrekvenčnega oscilatorja ostaja sinhronizirano na začetno

stanje šibkega vhodnega signala. Na ta način super-regenerativni sprejemnik doseže ogromno ojačanje v eni sami, preprosti stopnji. Signal amplitude samo $\sim 1\mu\text{V}$ se ojača v nihanje amplitude $\sim 10\text{V}$, kar pomeni stabilno ojačanje moči $\sim 140\text{dB}$!

Postopek ojačanja signala se zaključi, ko zaide aktivni gradnik (elektronka ali tranzistor) visokofrekvenčnega oscilatorja v nasičenje in se amplituda nihanja ustali. Oscilator za gašenje tedaj ugasne visokofrekvenčni oscilator za dovolj dolg čas, da se vskladiščena energija v LC nihajnem krogu povsem izniha. Šele po popolnem iznihanju LC kroga se postopek ojačanja lahko ponovi. Visokofrekvenčni oscilator se ponovno vključi in začne nihati iz kakršnekoli motnje, signala iz antene ali šuma, ki je prisoten v vezju.

Čas vnihanja visokofrekvenčnega oscilatorja je odvisen od jakosti vhodnega signala iz antene. Ob močnejšem vhodnem signalu se visokofrekvenčni oscilator prej vniha in povprečna moč visokofrekvenčnega oscilatorja se poveča. Super-regenerativni sprejemnik je torej primeren za amplitudno modulacijo, analogno (govorno) oziroma številsko ASK (ON/OFF). Zaradi eksponentnega vnihanja oscilatorja je odziv super-regenerativnega sprejemnika sorazmeren logaritmu jakosti vhodnega signala.

Moč visokofrekvenčnega oscilatorja izmerimo z diodnim detektorjem. Detektorju sledi nizko-prepustno sito (LPF) z mejno frekvenco približno $\sim 10\text{kHz}$, ki izloči ostanke visoke frekvence $\sim 100\text{MHz}$ kot tudi ostanke frekvence gašenja $\sim 100\text{kHz}$. Na izhod nizko-prepustnega sita lahko neposredno priključimo slušalke. Bolj običajna rešitev je nizkofrekvenčni ojačevalnik, ki krmili zvočnik.

Armstrong je leta 1922 povsem pravilno razložil opisano delovanje super-regenerativnega sprejemnika. Česar si Armstrong ni znal razložiti, zakaj se visokofrekvenčni oscilator zažene tudi v popolni odsotnosti kakršnegakoli signala na vhodu sprejemnika? Armstrong je tedaj domneval, da električni tok v elektronkah ni povsem enakomeren. V resnici je Armstrong takrat izdelal prvi radijski sprejemnik, ki je bil zadosti občutljiv, da je opazil toplotni šum v radijskem frekvenčnem področju!

Super-regenerativni sprejemnik je izjemno preprost. V času druge svetovne vojne je omogočil prve ročne vojaške sprejemno-oddajne radijske postaje imenovane walkie-talkie. Uporabljal se je tudi v radijskih postajah v tankih in v letalih. Ostanek zgodovine

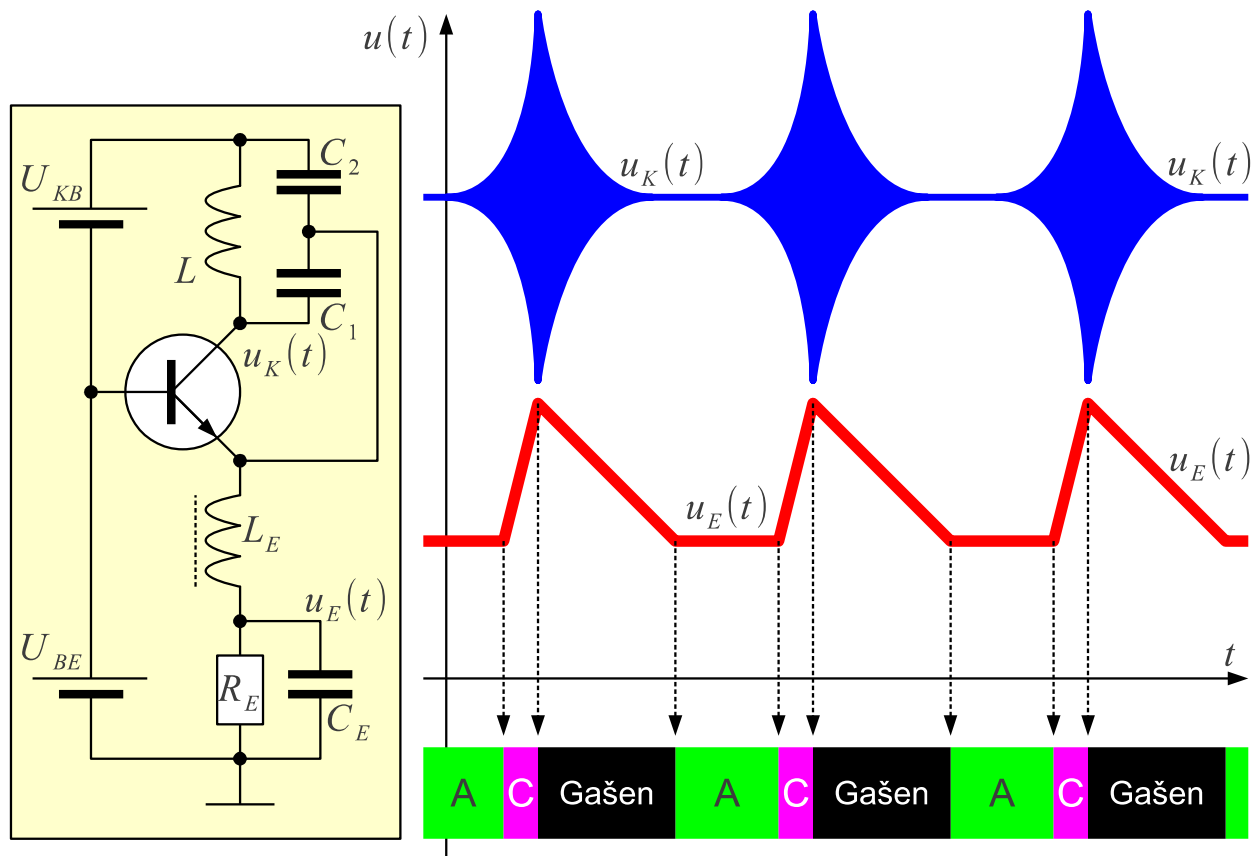
super-regenerativnega sprejemnika je uporaba amplitudne govorne modulacije v civilnem in vojaškem letalstvu še danes.

Super-regenerativni sprejemnik ima številne slabe lastnosti:

- (1) Vhodni visokofrekvenčni signal je časovno slabo izkoriščen, v opisanem primeru samo $\sim 0.3 \mu s$ v vsaki periodi gašenja $\sim 10 \mu s$. Večji del periode gašenja potrebuje sprejemnik za vnihanje (ojačanje) in iznihanje. Temu primerno je frekvenčni pas sprejemnika dosti širši od pasovne širine koristne modulacije signala.
- (2) Super-regenerativni sprejemnik seva šibke radijske motnje drugim sprejemnikom v njegovi okolici. Sevanje motenj sicer močno zmanjša dodaten visokofrekvenčni ločilni ojačevalnik na vhodu, ki žal hkrati poveča ceno in porabo energije sprejemnika.
- (3) Odziv sprejemnika je logaritemski, kar popači analogno amplitudno modulacijo (govor). Po drugi strani logaritemski odziv ni omejujoč za številsko ASK (ON/OFF).
- (4) Super-regenerativni sprejemnik ni primeren za analogno frekvenčno modulacijo niti druge učinkovitejše številске modulacije (PSK, QAM).

Navkljub vsem slabim lastnostim se super-regenerativni sprejemnik danes še vedno uporablja povsod tam, kjer ne zahtevamo vrhunskih lastnosti sprejemnika pač pa enostavnost, nizko ceno in zelo nizko porabo energije. Na primer, sodoben super-regenerativni ASK (ON/OFF) sprejemnik za ISM pas 433 MHz porabi precej manj kot 1 mW enosmerne moči za delovanje, kar je stokrat manj od FSK sprejemnika (Bluetooth) oziroma tisočkrat manj od OFDM sprejemnika (WiFi). Preprosti daljinci za odklepanje ključavnic, odpiranje garažnih vrat, brezžične vremenske postaje in druge naprave majhnega dometa z baterijskim napajanjem bojo verjetno še vrsto let uporabljale super-regenerativne sprejemnike.

Sodobni super-regenerativni sprejemniki nimajo posebnega oscilatorja za gašenje, pač pa uporabljajo samo-ugašanje (self-quenching) primerno načrtovanega visokofrekvenčnega oscilatorja. Colpitts-ov oscilator na spodnji sliki uporablja visokofrekvenčno povratno vezavo z nihajnim krogom s tuljavo L in kapacitivnim delilnikom C_1 ter C_2 :



Samo-ugašanje visokofrekvenčnega oscilatorja

Samo-ugašanje dosežemo s primernim načrtovanjem vezja, ki določa delovno točko tranzistorja. Emitorski upor R_E določa enosmerni tok skozi tranzistor in postavi ojačevalnik v razred A. Ko oscilator zaniha in amplituda nihanja eksponentno narašča, začne spoj BE usmerjati pritisnjeno visokofrekvenčno napetost. Poleg toka skozi upor R_E usmerjeni signal hkrati polni kondenzator C_E . Tok polnjenja kondenzatorja se prišteva, torej skupni tok skozi tranzistor narašča. Visokofrekvenčna dušilka L_E preprečuje, da kondenzator C_E kratkosklene visokofrekvenčno napetost na emitorju.

Z naraščanjem napetosti na kondenzatorju C_E se delovna točka preseli iz razreda A najprej v razred B in še naprej v zelo nelinearen razred C. Ko ojačevalnik doseže nasičenje, visokofrekvenčna napetost ne narašča več in kondenzator C_E se ne more več polniti naprej. Tok skozi tranzistor upade na vrednost, ki jo določa upor R_E , zato začne upadati tudi visokofrekvenčna energija v nihajnem krogu L , C_1 ter C_2 . Brez kondenzatorja C_E bi se visokofrekvenčno nihanje oscilatorja ustalilo v tem stanju.

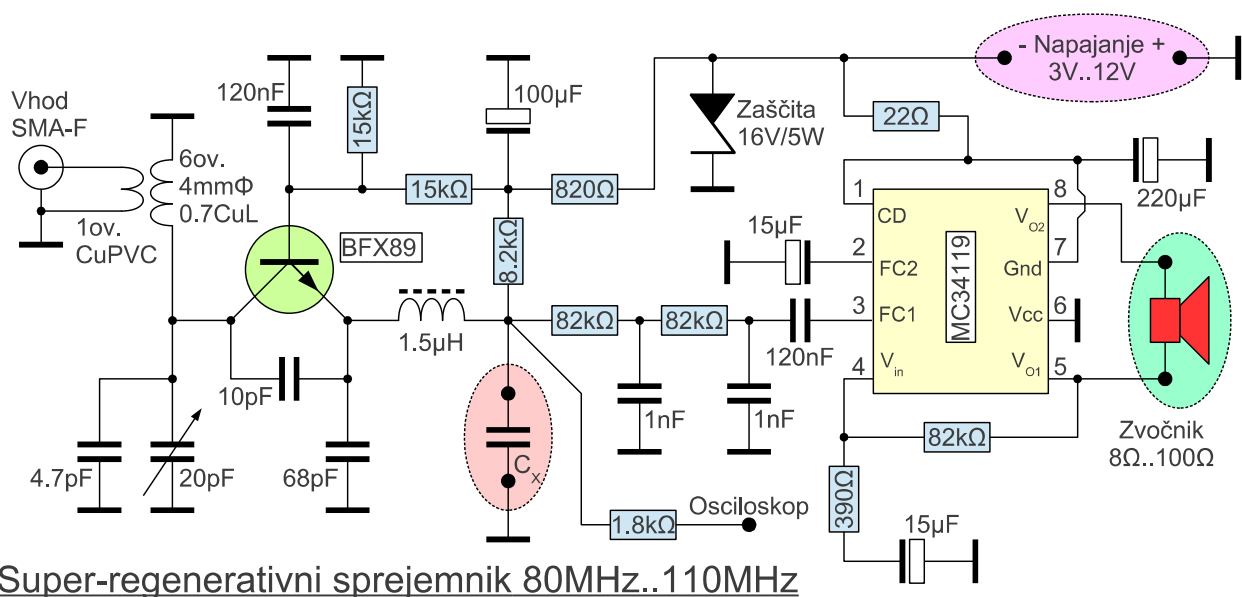
Visokofrekvenčno nihanje se ne ustali, če je časovna konstanta

$R_E C_E$ večja od časovne konstante iznihanja nihajnega kroga L , C_1 , C_2 . V tem primeru tok skozi tranzistor v močno nelinearnem razredu C hitro upade na nič. Oscilator tedaj ugasne. Nato se izniha nihajni krog. Kondenzator C_E se počasneje prazni preko upora R_E .

Celoten krog zagona in ugašanja visokofrekvenčnega oscilatorja se ponovi, ko napetost na kondenzatorju C_E doseže delovno točko A tranzistorja. Nihanje visokofrekvenčnega oscilatorja se ne ustali, pač pa utripa pod naslednjimi pogoji: dve neodvisni zakasnitvi v verigi povratne vezave, energiji v nihajnem krogu L , C_1 , C_2 in v kondenzatorju C_E ter nelinearnost tranzistorja v razredu C.

Samo-ugašanje je lahko koristen ali pa izredno škodljiv pojav, odvisno od namena vezja. Isti pojav samo-ugašanja omogoča gradnjo preprostih super-regenerativnih sprejemnikov ali pa povsem pokvari lastnosti oscilatorja tam, kjer samo-ugašanja ne želimo. Ker se pojavu samo-ugašanja ne moremo izogniti, ga moramo dobro poznati. Najzahrbtnejši je mejni primer, ko oscilator sicer še ne utripa, ampak nerodna nastavitve delovne točke tranzistorja strahotno pokvari amplitudno stabilnost in fazni šum oscilatorja.

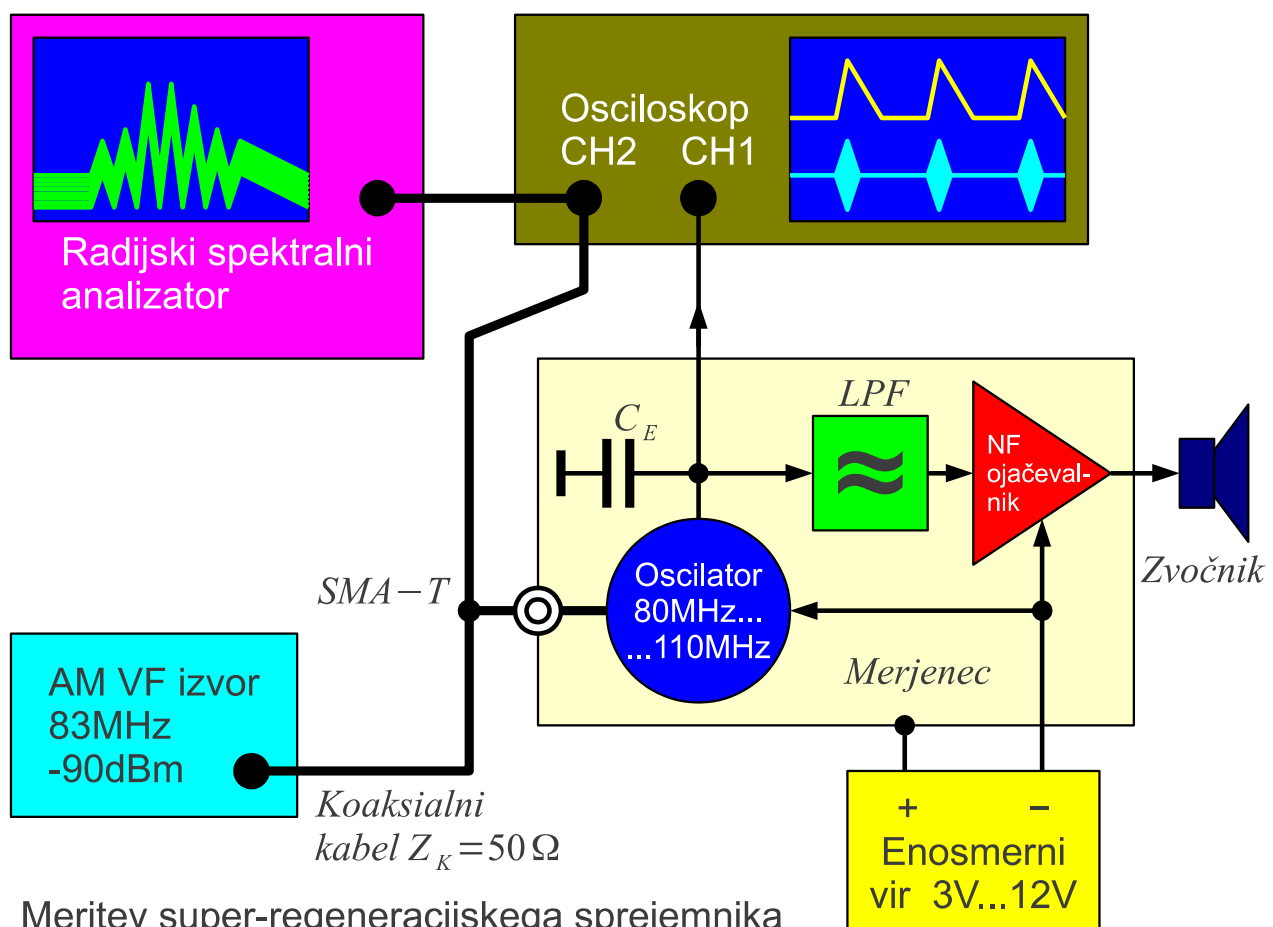
Za vajo si oglejmo preprost super-regenerativni sprejemnik za frekvenčni pas 80MHz...110MHz :



Vezje preprostega sprejemnika je načrtovano tako, da si lahko ogledamo zagon visokofrekvenčnega oscilatorja iz šuma, samo-ugašanje visokofrekvenčnega oscilatorja, radijske motnje, ki jih seva

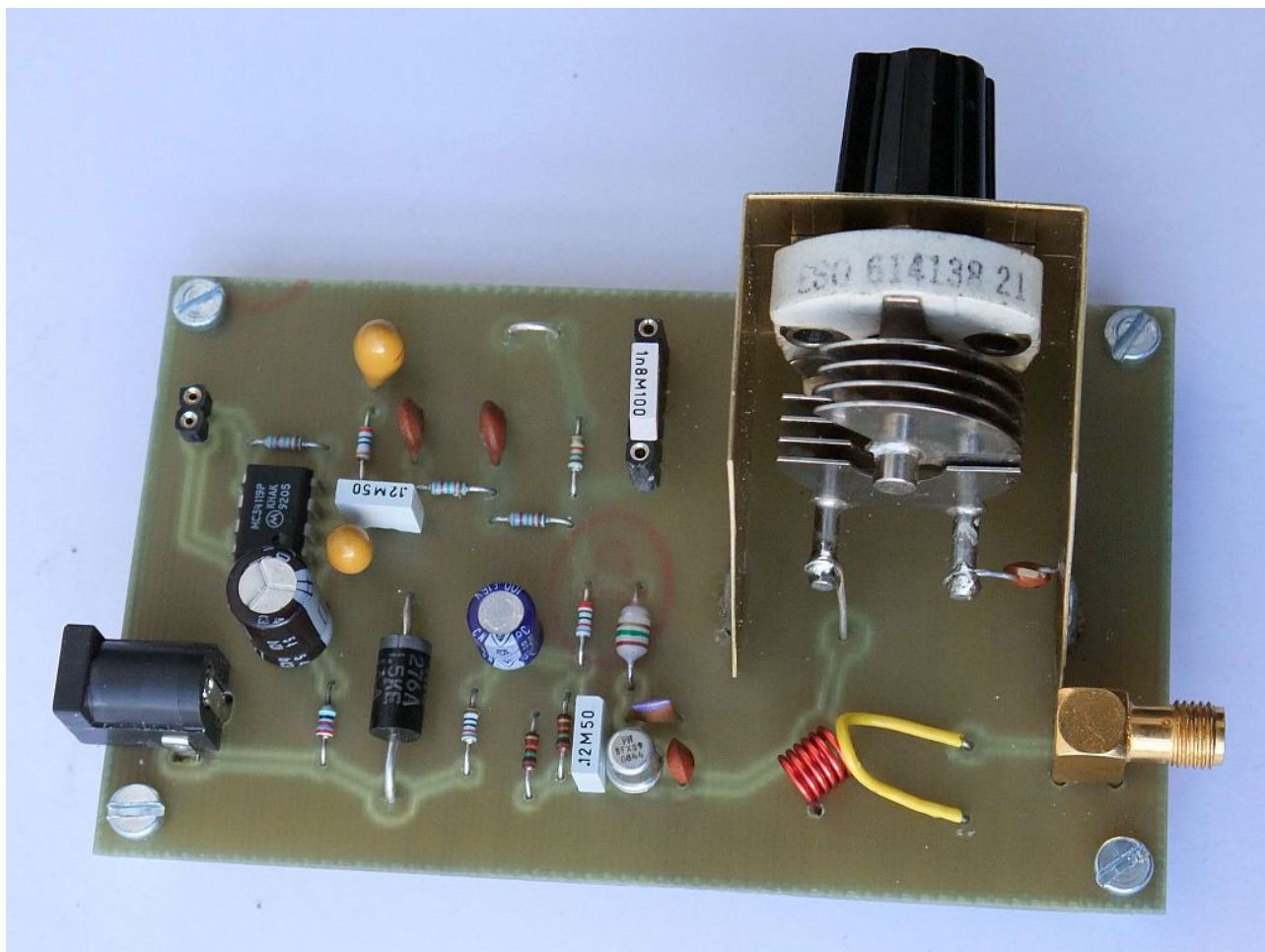
super-regenerativni sprejemnik in uporabne lastnosti super-regenerativnega sprejemnika. V sprejemniku lahko nastavljamo tri veličine: radijsko frekvenco delovanja z vrtljivim kondenzatorjem v pasu $80\text{MHz} \dots 110\text{MHz}$, ojačanje oscilatorja z napetostjo napajanja v mejah $3\text{V} \dots 12\text{V}$ in frekvenco ugašanja z izbiro kondenzatorja C_E v mejah $\sim 1\text{kHz} \dots \sim 1\text{MHz}$.

Dogajanje v super-regeneracijskem sprejemniku opazujemo z dvokanalnim osciloskopom in z radijskim spektralnim analizatorjem. V veliko pomoč je tudi zvočnik samega sprejemnika. Občutljivost sprejemnika določimo z moduliranim VF izvorom, ki je opremljen z nastavljivim izhodnim slabilcem do -90dBm ali manj.

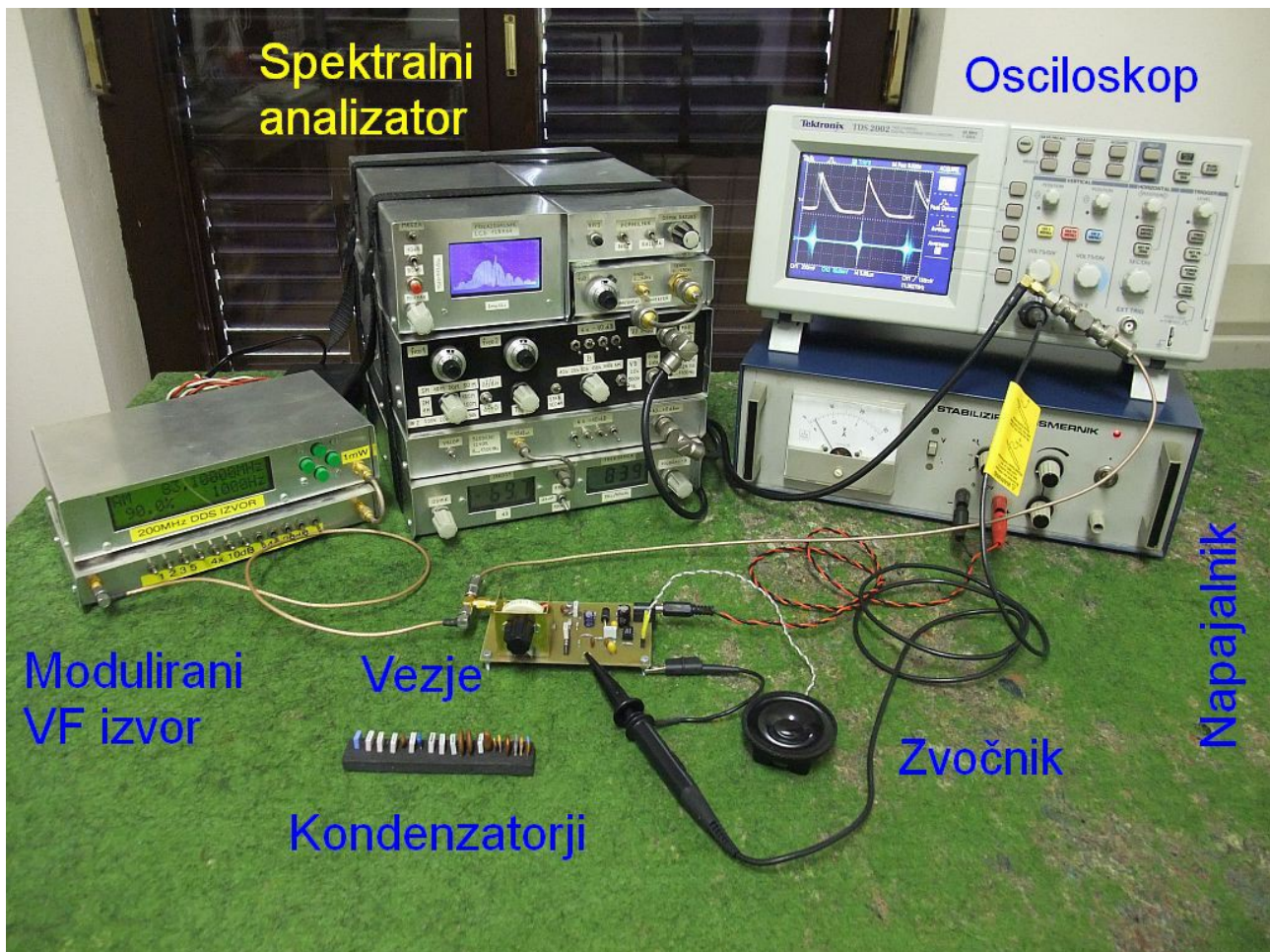


Meritev super-regeneracijskega sprejemnika

Super-regenerativni sprejemnik je izdelan na enostranskem tiskanem vezju, ki poleg visokofrekvenčnega oscilatorja vsebuje še nizkoprepustno sito in nizkofrekvenčni ojačevalnik. Kot diodni detektor je uporabljen kar spoj BE tranzistorja BFX89 v oscilatorju. Kondenzator C_E je vgrajen na vtičnico, da ga lahko preprosto zamenjamo ali povsem izločimo. Pozor na napajanje, sprejemnik ima ozemljen pozitivni pol vira:



Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:



Vajo začnemo brez kondenzatorja $C_E=0$. Modulirani VF izvor naj ostane ugasnjen. Frekvenco nastavimo z vrtljivim kondenzatorjem na približno 83MHz . S spreminjanjem napajalne napetosti preverimo, ali daje oscilator ozko in čisto črto na spektralnem analizatorju v celotnem razponu napajalnih napetosti $3\text{V} \dots 12\text{V}$. Zvočnik je pri tem tiho, na osciloskopu opazimo samo nihanje na 83MHz . Nihanje prekinemo tako, da se s prstom dotaknemo statorja vrtljivega kondenzatorja. Koliko in v katero smer se takrat spremeni enosmerna napetost na emitorju?

Nato nastavimo napajalno napetost na 6V in preverimo delovanje vezja z različnimi kondenzatorji C_E . Rezultate poskusov si vpišemo v razpredelnico. Frekvenco utripanja in periodo utripanja jasno zapišemo samo v primerih, ko oscilator začne utripati. Kot širino spektra vzamemo celoten spekter okoli osnovne frekvence oscilatorja (83MHz) brez harmonikov. V katerih primerih se spekter razširi, čeprav oscilator ne utripa?

Hitro utripanje ($\sim 100\text{kHz}$) slišimo v zvočniku kot šum, super-regenerativni sprejem takrat deluje! Počasno utripanje ($< 10\text{kHz}$) bomo slišali kot močen pisk. Tišina pomeni brez utripanja oziroma preplitvo utripanje, ko se oscilator popolnoma ne ugasne.

Kapacitnost kondenzatorja C_E	Frekvenca utripanja [kHz]	Perioda utripanja [μ s]	Širina spektra [MHz]	Amplituda žage U_E [V _{VRH-VRH}]
220pF				
330pF				
470pF				
680pF				
1nF				
1.5nF				
2.2nF				
3.3nF				
4.7nF				
6.8nF				
10nF				
33nF				
100nF				
330nF				

Končno poskusimo nastaviti sprejemnik za najboljšo občutljivost. Izberemo C_E za čim močnejši šum in nato vključimo modulirani visokofrekvenčni izvor. Občutljivost sprejemnika skušamo izboljšati z ugaševanjem vrtljivega kondenzatorja, z iskanjem najprimernejše napajalne napetosti in končno še z iskanjem najugodnejšega C_E . Najugodnejše razmere si zapišemo v razpredelnico:

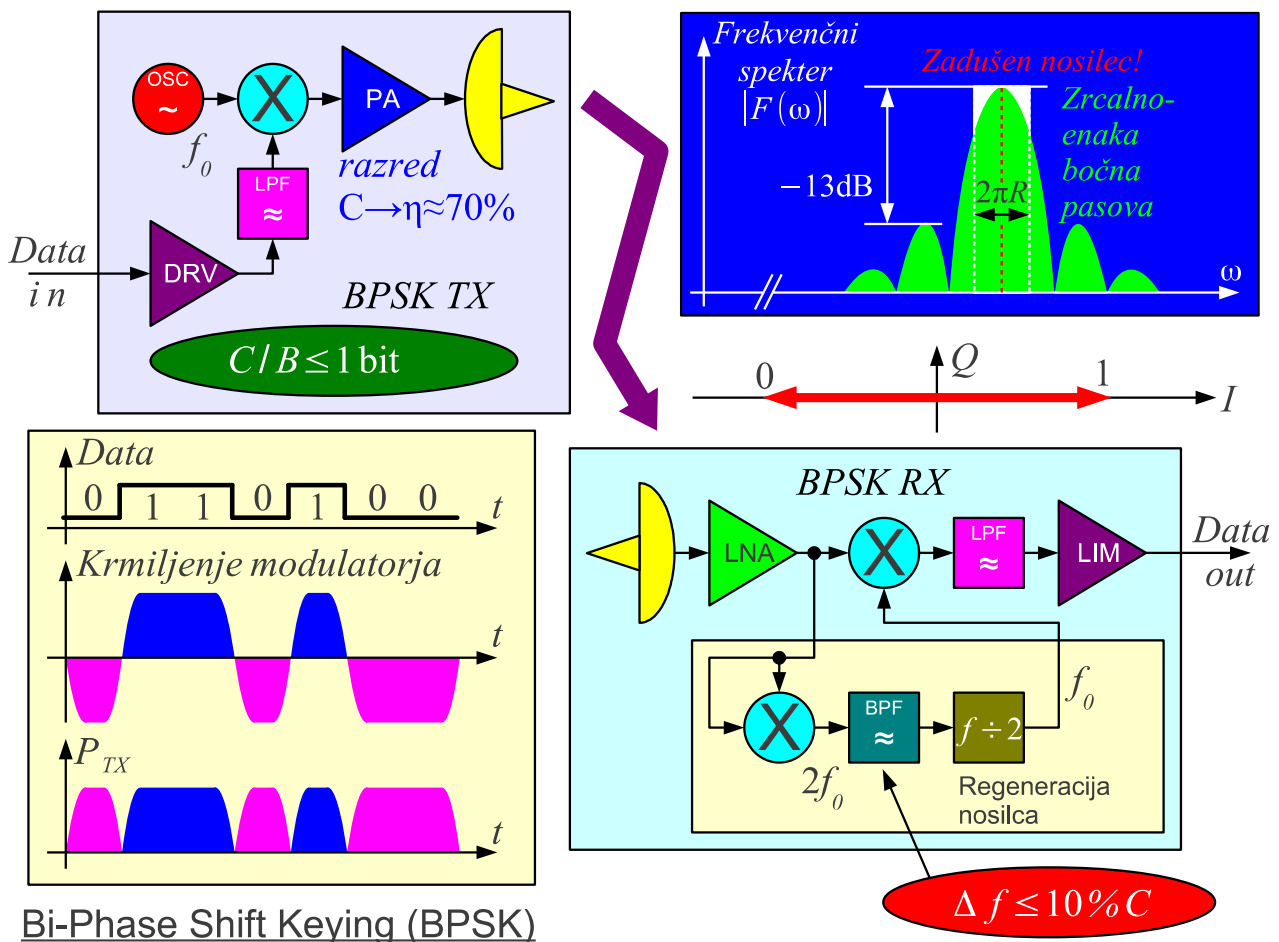
Frekvenca sprejema [MHz]	Kapacitivnost kondenzatorja C_E [nF]	Frekvenca utripanja [kHz]	Napajalna napetost [V]	Občutljivost sprejemnika [dBm]

Ostane še nekaj nazornih poskusov. Kaj se zgodi z utripanjem, ko povečujemo moč moduliranega VF izvora? Kaj se zgodi, če z vrtljivim kondenzatorjem nastavimo višjo frekvenco v pasu 88MHz... 108MHz ?

21. Izguba BPSK demodulatorja

Odpornost radijske zveze na šum in motnje je odvisna od vrste uporabljenega kodiranja in modulacije, kot tudi od tehnične izvedbe uporabljenih oddajnikov in sprejemnikov. V primeru analognega prenosa je merilo kakovosti zveze razpoložljivo razmerje signal/šum in popačenje željenega izhodnega signala. Oboje lahko izboljšamo s primerno predelavo signala v oddajniku in sprejemniku, na račun povečane pasovne širine B visokofrekvenčnega signala.

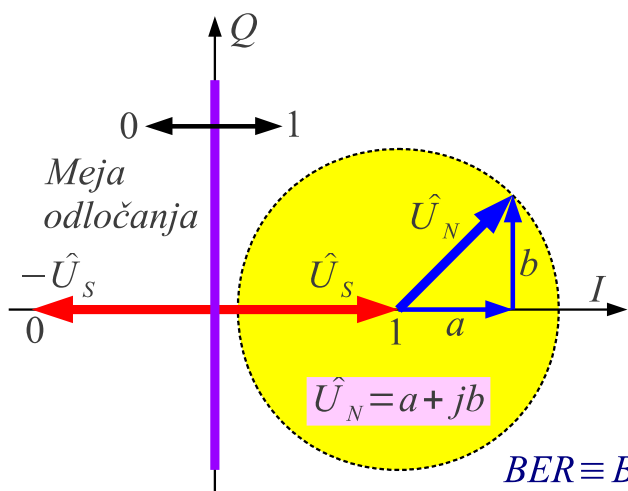
V primeru številskega (digitalnega) prenosa nas zanima predvsem pogostnost pojavljanja napak BER (Bit-Error Rate). Pogostnost napak je odvisna od razpoložljivega razmerja signal/šum oziroma signal/motnja, od vrste uporabljenega kodiranja in modulacije, od popačenja signala (nasičenje, večpotje) ter od tehnične izvedbe oddajnika in sprejemnika. Najpreprostejši zgled številskega prenosa je simetrična dvofazna modulacija $BPSK$ (Bi-Phase Shift Keying), ki v vsakem simbolu prenaša en bit informacije ($C=R$):



Frekvenčni spekter $BPSK$ ima zrcalno enaka bočna pasova in popolnoma zadušen nosilec. Prvi stranski list spektra nefiltrirane

BPSK je zadušen za komaj -13dB , nadalje pa jakost spektra upada -6dB na oktavo z oddaljevanjem od frekvence nosilca. S primernim nizkoprepustnim sitom pred modulatorjem oddajnika lahko spekter *BPSK* zožamo vse do Nyquistove meje. Širina spektra tedaj ustreza $B=R$ simbolni hitrosti, spektralna učinkovitost doseže vrednost $C/B=1\text{bit/s/Hz}=1\text{bit}$.

Pogostnost napak *BPSK* izračunamo za primer belega šuma znotraj pasovne širine $B=R$ opazovanega signala v primeru idealnega sprejemnika brez vsakršnega dodatnega kodiranja *FEC* (Forward-Error Correction):



$$P_{1 \rightarrow 0} = \int_{-\infty}^{-|\hat{U}_s|} p(a) da \quad P_{0 \rightarrow 1} = \int_{|\hat{U}_s|}^{\infty} p(a) da$$

Simetrična meja: $P_{1 \rightarrow 0} = P_{0 \rightarrow 1} = BER$

$$BER = \int_{|\hat{U}_s|}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi} \langle |\hat{U}_N|^2 \rangle} e^{-\frac{a^2}{\langle |\hat{U}_N|^2 \rangle}} da$$

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du$$

$BER \equiv \text{Bit - Error Rate}$

Gaussova porazdelitev gostote verjetnosti sofazne a ter kvadraturene jb komponente šuma

$$p(a) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}}$$

$$p(b) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{b^2}{2\sigma^2}}$$

$$BER = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{|\hat{U}_s|}{\sqrt{\langle |\hat{U}_N|^2 \rangle}} \right)$$

$$P_S = \alpha |\hat{U}_s|^2 \quad P_N = \alpha \langle |\hat{U}_N|^2 \rangle$$

$$\langle |\hat{U}_N|^2 \rangle = \langle a^2 \rangle + \langle b^2 \rangle = 2\sigma^2$$

$$BER = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_S}{P_N}} \right)$$

Izračun pogostnosti napak BPSK

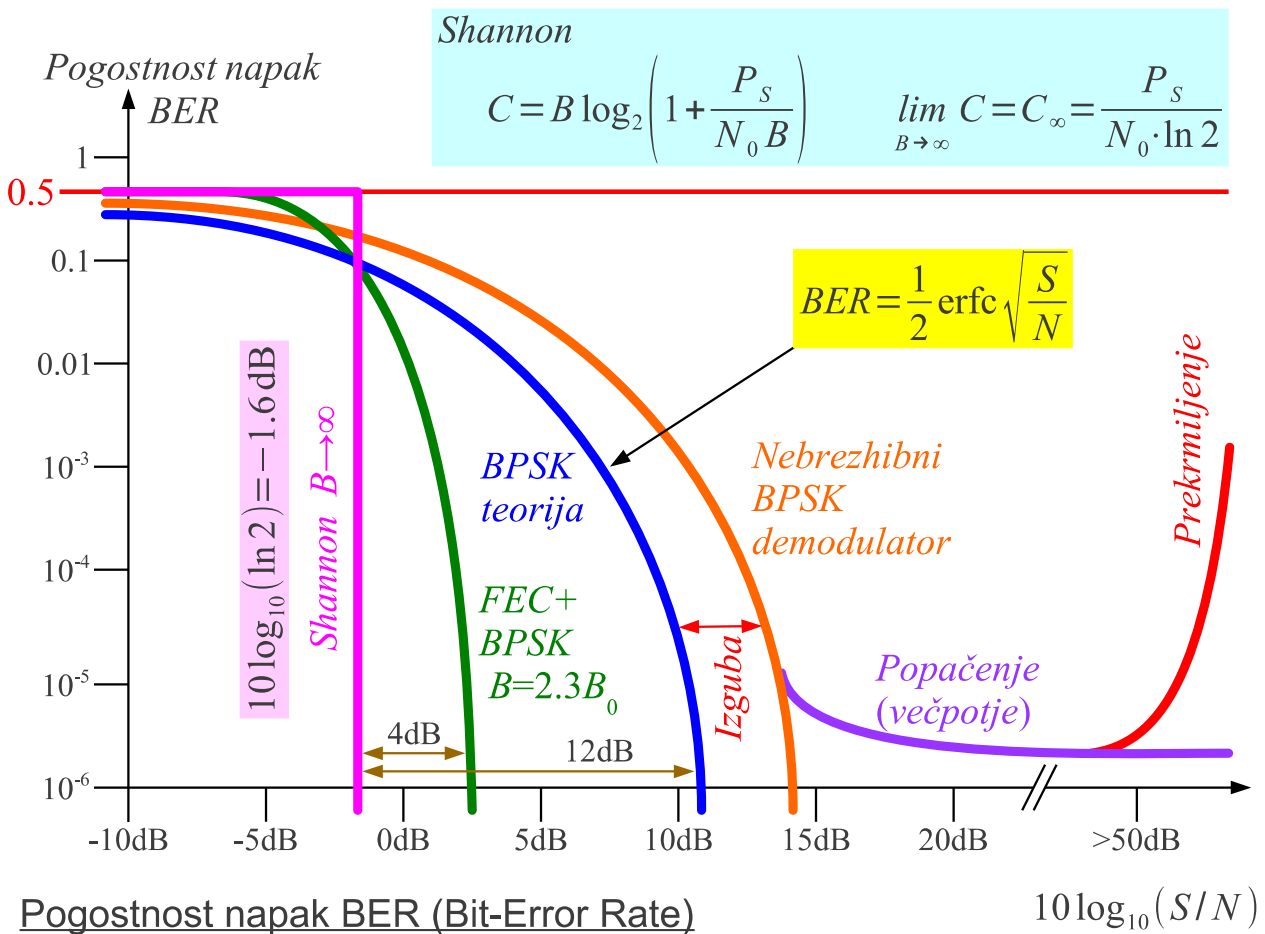
V primerjavi z nekodirano *BPSK* daje teorija (Shannon) znatno nižjo spodnjo mejo razmerja signal/šum za željeno zmogljivost. Shannonove meje praktično ne moremo doseči, saj zahteva neskončno pasovno širino $B \rightarrow \infty$ ter neskončno komplicirano kodiranje in obdelavo signalov.

Nekodirana *BPSK* zahteva razmerje signal/šum v velikostnem razredu $S/N \approx 10\text{dB}$ za uporabno pogostnost napak BER . Celó pri nekodirani *BPSK* je pogostnost napak BER zelo strma funkcija razmerja signal/šum, pri $S/N > 20\text{dB}$ napake

praktično izginejo:

$10 \log_{10}(S/N)$	BER	$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{S}{N}} \sqrt{\frac{W_{BIT}}{k_B T}}$	BER	$10 \log_{10}(S/N)$	
-5dB	23.6%			30%	-8.6dB
-4dB	18.6%			10%	-0.8dB
-3dB	15.9%			3%	2.5dB
-2dB	13.1%			1%	4.3dB
-1dB	10.4%			0.3%	5.8dB
0dB	7.9%			10^{-3}	6.8dB
1dB	5.7%			$3 \cdot 10^{-4}$	7.7dB
2dB	3.8%			10^{-4}	8.4dB
3dB	2.3%			$3 \cdot 10^{-5}$	9.1dB
4dB	1.3%			10^{-5}	9.6dB
5dB	0.6%			$3 \cdot 10^{-6}$	10.1dB
6dB	0.24%			10^{-6}	10.5dB
7dB	$7.7 \cdot 10^{-4}$			$3 \cdot 10^{-7}$	11dB
8dB	$1.9 \cdot 10^{-4}$			10^{-7}	11.3dB
9dB	$3.4 \cdot 10^{-5}$			$3 \cdot 10^{-8}$	11.7dB
10dB	$3.9 \cdot 10^{-6}$			10^{-8}	12dB
11dB	$2.6 \cdot 10^{-7}$			$3 \cdot 10^{-9}$	12.3dB
12dB	$9 \cdot 10^{-9}$			10^{-9}	12.6dB
13dB	$1.3 \cdot 10^{-10}$			10^{-10}	13.1dB
14dB	$6.8 \cdot 10^{-13}$			10^{-11}	13.5dB
15dB	$9.2 \cdot 10^{-16}$			10^{-12}	13.9dB
16dB	$2.3 \cdot 10^{-19}$			10^{-13}	14.3dB
17dB	$6.8 \cdot 10^{-24}$			10^{-14}	14.7dB
18dB	$1.4 \cdot 10^{-29}$		10^{-15}	15dB	
19dB	10^{-36}		10^{-16}	15.3dB	
20dB	10^{-45}		10^{-17}	15.6dB	

S primernim kodiranjem FEC , na primer NASA Deep-Space Standard, ki vsebuje konvolucijsko in blokovno (Reed-Solomon) kodiranje, lahko glede na zahtevano mejo za pogostnost pojavljanja napak dosežemo prihranek moči oddajnika tudi za faktor do +8dB v primerjavi z nekodiranim $BPSK$ ali $QPSK$ prenosom:

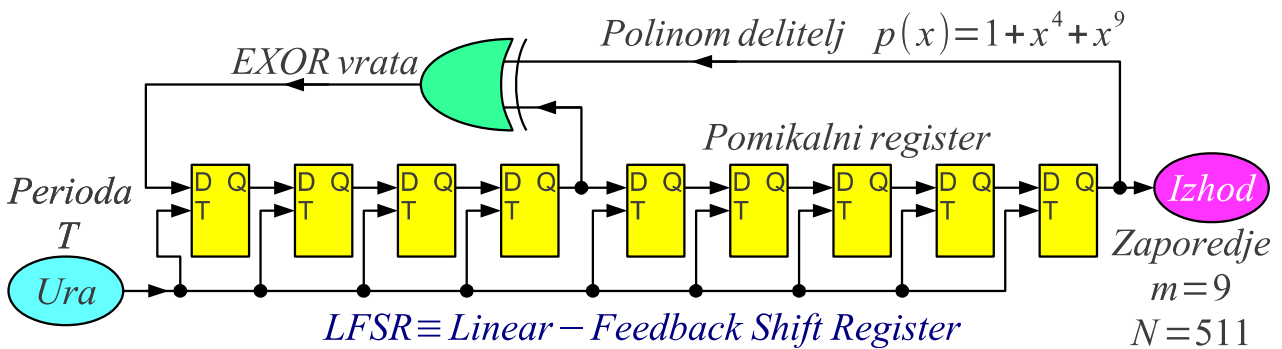


Bolj pogost pojav je poslabšanje kakovosti zveze zaradi popačenj v oddajniku, prenosni poti in sprejemniku. Že samo omejevanje signala v sprejemniku oziroma trdo odločanje v demodulatorju prinese izgubo -2dB glede na idealni slučaj. Povrhu šum moti delovanje regeneracije nosilca v sprejemniku, česar opisana izpeljava pogostnosti napak ne upošteva. Resnični *BPSK* sprejemnik zato ne more doseči niti krivulje pogostnosti napak za idealni *BPSK* demodulator.

Krivulja resničnega sprejemnika se približa idealni krivulji na nekaj dB. Merilo za kakovost demodulatorja je torej odstopanje izmerjene krivulje BER od idealne krivulje, kar imenujemo izguba demodulatorja. V primeru popačenja (večpotje ipd) kljub naraščajoči jakosti vhodnega signala pogostnost pojavljanja napak nikoli ne upade pod določeno mejo ("BER floor"). Izredno močen vhodni signal lahko prekrmlji določene stopnje sprejemnika in povzroči celo povečanje pogostnosti napak.

Sprejemnik oziroma njegov demodulator preizkusimo tako, da po radijski zvezi pošljemo primerno dolgo sporočilo s skrbno izbrano vsebino. Matematična rešitev naloge iskanja primerne

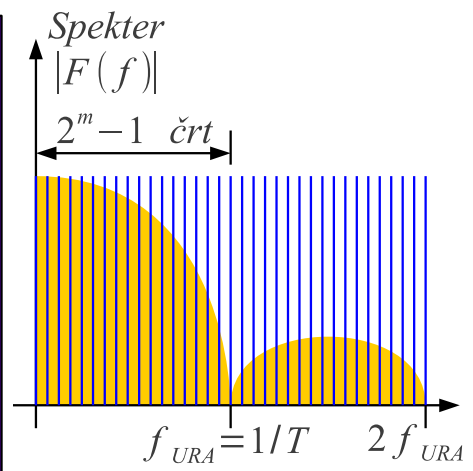
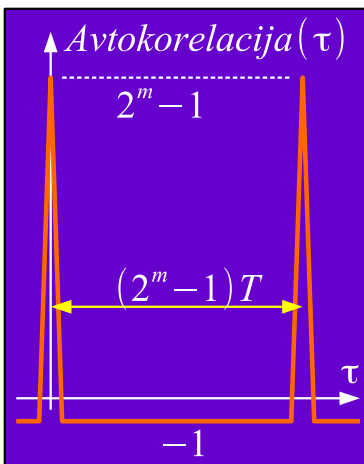
preizkusnega sporočila je zaporedje maksimalne dolžine, ki ga proizvaja pomikalni register z linearno povratno vezavo. V slučaju dvojiškega (binarnega) pomikalnega registra dajo linearno povratno vezavo *EXOR* logična vrata (dvojiško seštevanje). Nekateri skrbno izbrani nerazcepni polinomi delitelji pri tem dajejo zaporedje maksimalne dolžine $N=2^m-1$, kjer je m število stopenj dvojiškega pomikalnega registra:



Nerazcepni polinom $p(x)=1+x^l+x^m \rightarrow$ zaporedje dolžine max $N=2^m-1$

2^{m-1} enic in $2^{m-1}-1$ ničel
 razporejenih v skupine
 1X m enic, m-1 ničel
 1X m-2 enic in ničel
 2X m-3 enic in ničel
 4X m-4 enic in ničel

 2^{m-5} trojk 111 in 000
 2^{m-4} parov 11 in 00
 2^{m-3} posamičnih 1 in 0



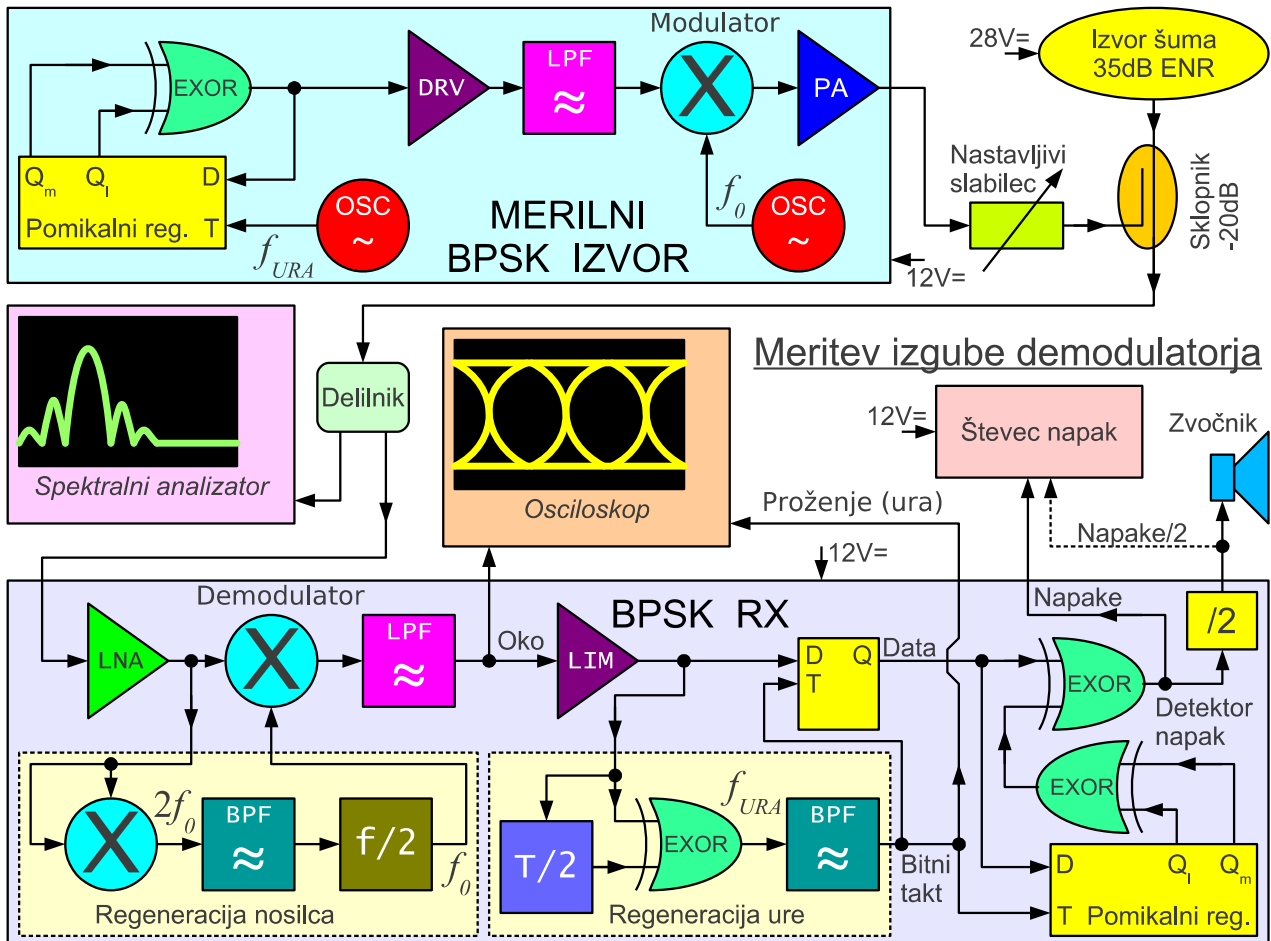
Psevdonaključna zaporedja LFSR

Sliši in vidi se kot beli šum!

Ker delovanje pomikalnega registra z linearno povratno vezavo *LFSR* ustreza algoritmu verižnega deljenja polinomov z dvojiškimi koeficienti, napravo imenujemo polinomski generator ter jo popolnoma opišemo s pripadajočim polinomom. Maksimalno zaporedje dajo le nerazcepni polinomi in še to ne vsi, zato je treba povratno vezavo pomikalnega registra skrbno izbrati. Matematična odlika maksimalnega zaporedja je v tem, da vsebuje prav vse možne bitne vzorce dolžine enake dolžini registra (razen stanja samih ničel), kar hkrati daje frekvenčni spekter s samimi enako visokimi spektralnimi črtami.

S poskusnim zaporedjem krmilimo oddajnik, radijska zveza pa vnaša slabljenje in različna popačenja. Razen željenega signala dobi sprejemnik na vhod tudi šum in motnje. Pri meritvi izgube

demodulatorja namenoma dodajamo na vhod sprejemnika umetno ustvarjen šum. Pripadajoče razmerje signal/šum odčitamo na spektralnem analizatorju. Grobe napake v zvezi opazimo že iz "očesnega vzorca" (eye pattern) na osciloskopu. Osciloskop prožimo z regenerirano uro podatkov, ki jo v slučaju radijske zveze izlušči že sam sprejemnik:

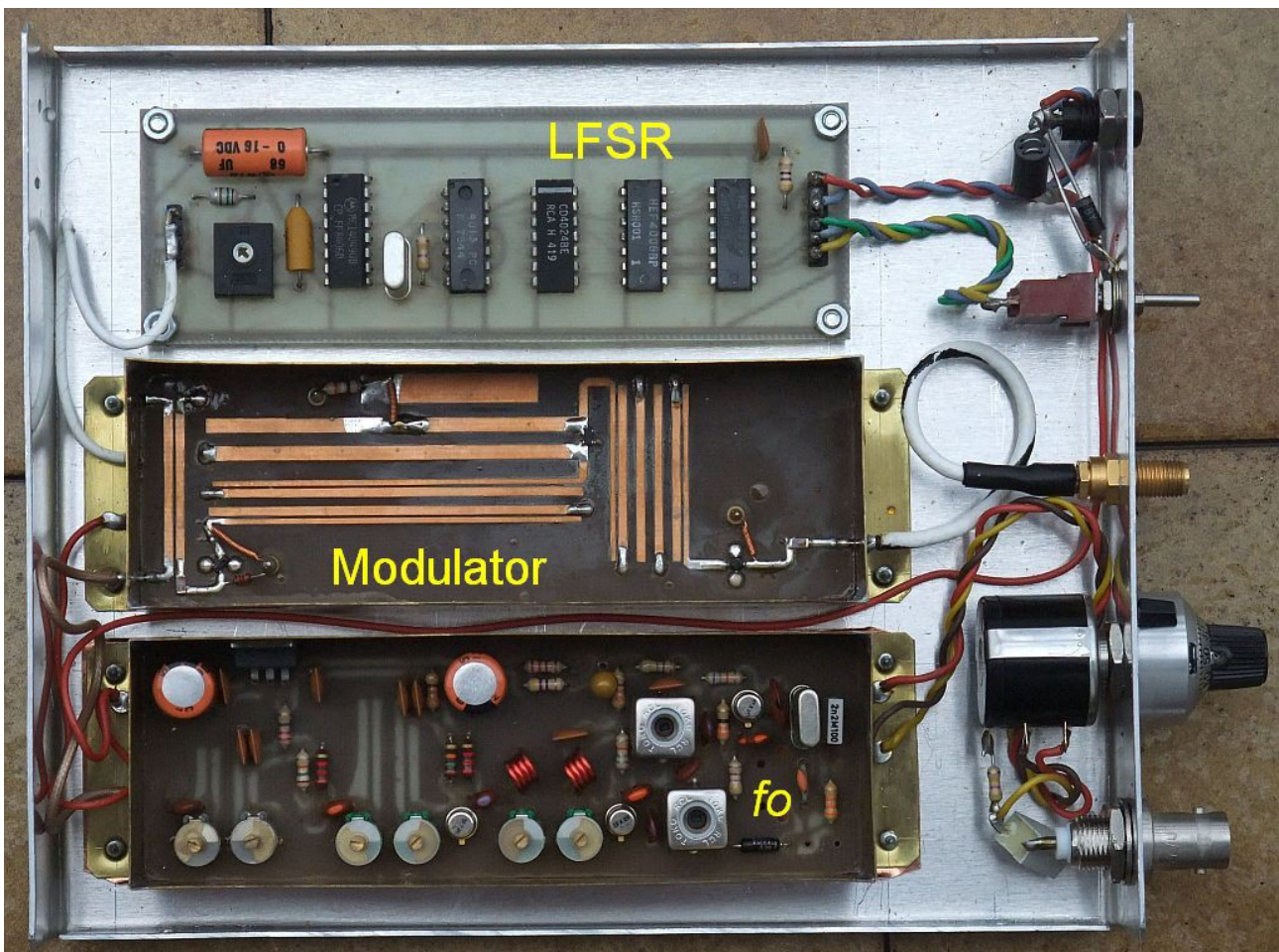


Na drugem koncu merjene zveze preverjamo sprejeto zaporedje z vnaprej znanim vzorcem. V ta namen potrebujemo povsem enak generator zaporedja s pomikalnim registrom, ki ga moramo sinhronizirati z enakim registrom v oddajniku. Najenostavnejša rešitev je uporaba polinomskega delilca, ki se sam sinhronizira na vstopne podatke. Na izhodu polinomskega delilca sicer dobimo za vsako napako tri ali več impulzov, ustrezno številu od nič različnih členov polinoma oziroma odcefov pomikalnega registra.

Pri simetrični *BPSK* (*QPSK*) modulaciji brez preostalega nosilca moramo upoštevati tudi nedoločenost faze v sprejemniku. Pri simetrični *BPSK* modulaciji se lahko vezje regeneracije nosilca uklene na pravilno fazo oziroma na 180° zamaknjeno fazo. Pri simetrični *QPSK* so možni fazni odmiki 0° , 90° , 180° in 270° .

Kodiranje resničnih podatkov mora zato upoštevati nedoločenost faze v sprejemniku. Pri meritvi pogostnosti napak moramo seveda upoštevati vse možne faze sprejemnika kot tudi nove vrste napak, ki se pojavijo takrat, ko regeneracija nosilca preskoči na drugačno fazo (carrier-cycle slip).

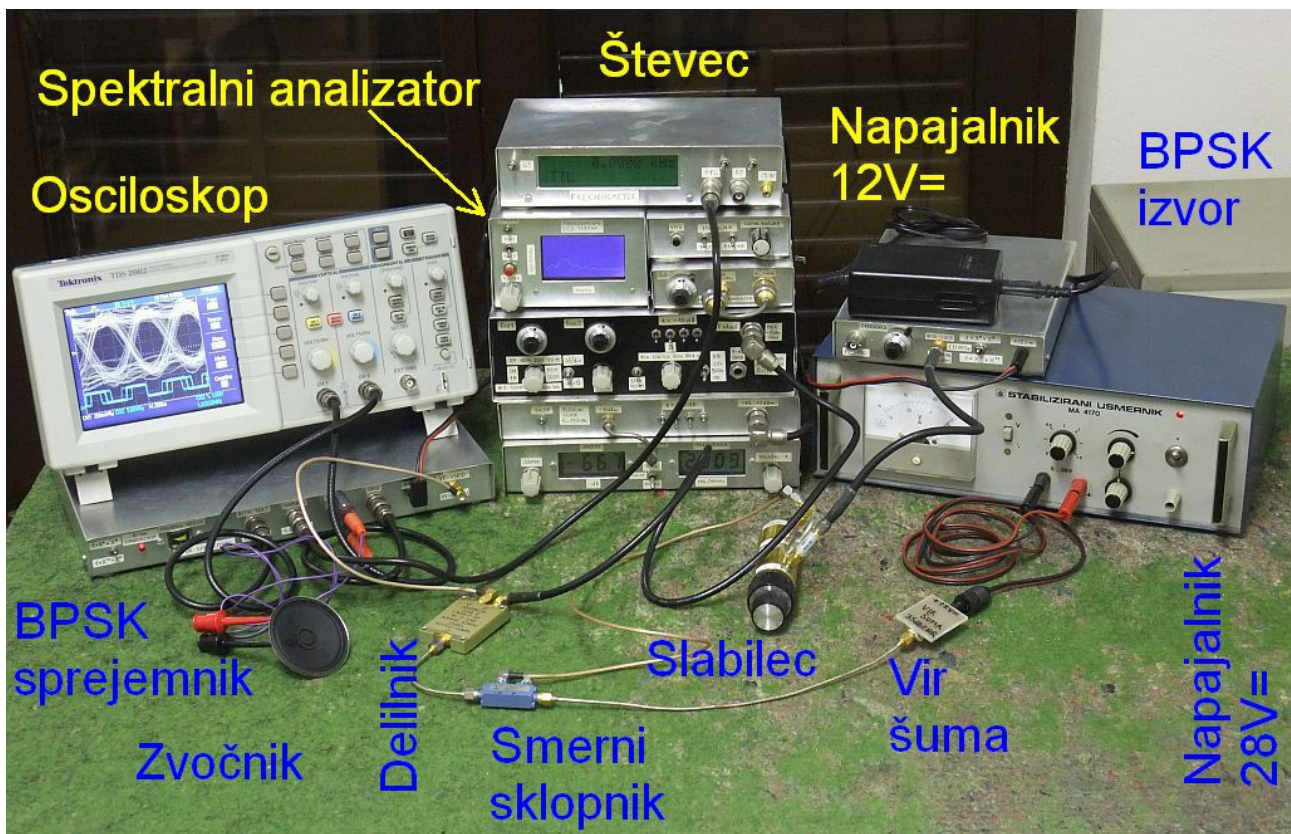
Meritev pogostnosti napak v številski (digitalni) radijski zvezi je v bistvu meritev občutljivosti sprejemnika. Ker je domet radijske zveze, to je razmerje med močjo oddajnika in občutljivostjo sprejemnika, zelo visoko število, tudi do 150dB in več, moramo pri meritvah v laboratoriju poskrbeti za primerno oklapanje oddajnika in sprejemnika. V ta namen uporabimo merilni BPSK oddajnik majhne moči (+10dBm do +15dBm), ki mu izhod še dodatno oslabimo z nastavljivim slabilcem in sklopnikom -20dB :



Občutljivost sprejemnika umetno poslabšamo s šumnim izvorom $ENR \approx 35\text{dB}$ s plazovno diodo, saj pri tej vaji ne merimo občutljivosti sprejemnika pač pa kakovost demodulatorja. Šumni izvor hkrati prekrije lastni šum spektralnega analizatorja in lastni šum merjenega demodulatorja, da obe napravi krmilimo z istim razmerjem signal/šum.

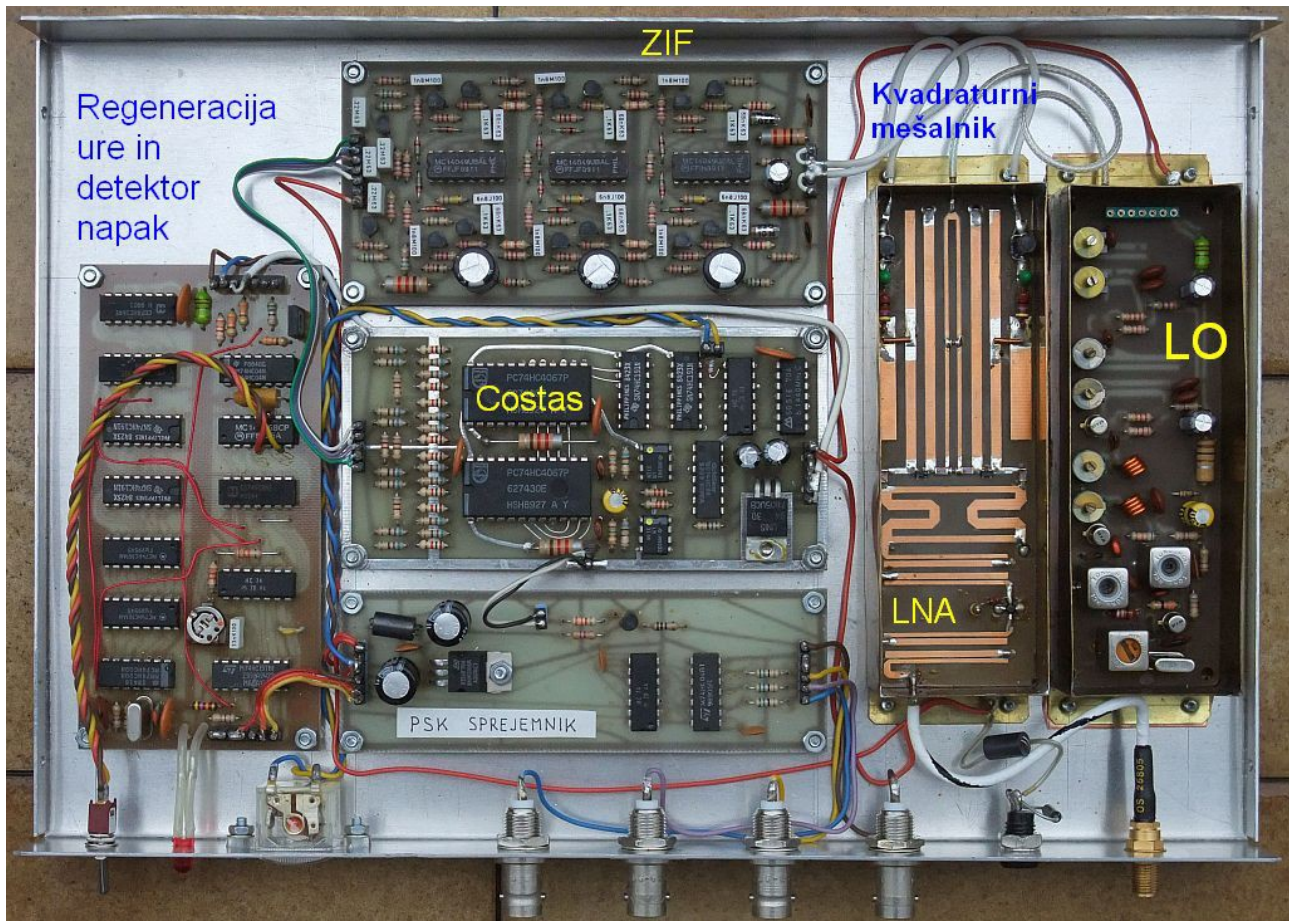
Merilni BPSK izvor vsebuje dva različna polinomska generatorja

zaporedij: $1+X^4+X^9$ s periodo 511 taktov in $1+X^{12}+X^{17}$ s periodo 131071 taktov, kar izbiramo s stikalom na prednji plošči izvora. Na sprejemni strani zaporedje preverjamo s polinomskim delilcem. Tudi tu izberemo željeni polinom s stikalom na prednji plošči sprejemnika. Ker imata polinoma po tri člene, dobimo za vsako napako po tri impulze na izhodu. V sprejemnik je vgrajen še delilnik impulzov z $\div 2$, da odstranimo enosmerno komponento v primeru uporabe števca z izmeničnim vhodom. Izhod delilnika sicer uporabimo za krmiljenje zvočnika, na katerem slišimo prasketanje ob pojavu napak pri prenosu:



Vhodno razmerje signal/šum odčitamo na spektralnem analizatorju. Pri tem nastavimo širino medfrekvenčnega sita spektralnega analizatorja vsaj 10-krat ožjo od glavnega lista spektra *BPSK* modulacije. Na ta način opazujemo tudi *BPSK* signal kot šum in velja za signal in za šum isti faktor povprečenja (običajno približno 2.5dB), ki se v merjenem razmerju signal/šum natančno krajša, ko vključimo video sito na spektralnem analizatorju. Pozor! Spektralni analizator mora imeti zadostno občutljivost, da merjeni šum za najmanj +10dB prekrije lastni šum spektralnega analizatorja (vključen predojačevalnik?)

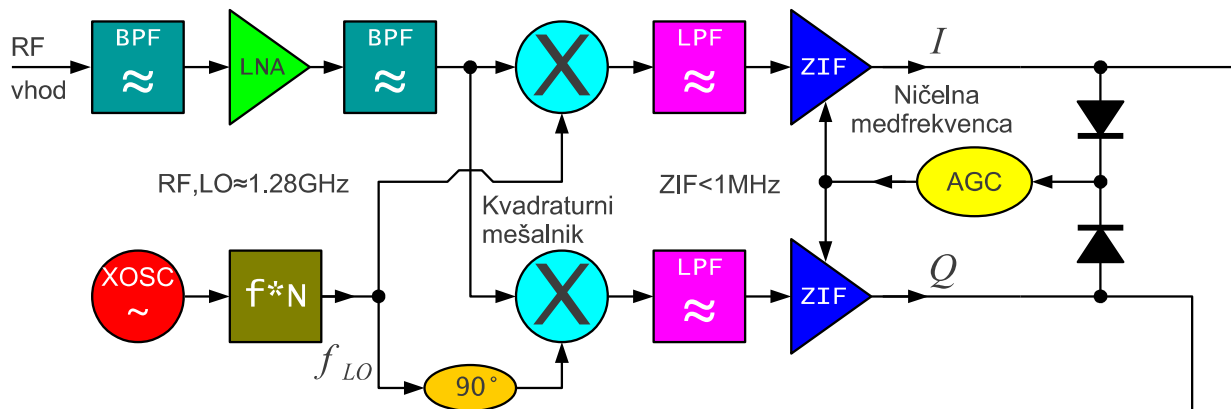
Pri točni meritvi razmerja signal/šum moramo paziti na motnjo iz sprejemnika z ničelno medfrekvenco, ki lahko popači sliko na zaslonu spektralnega analizatorja:



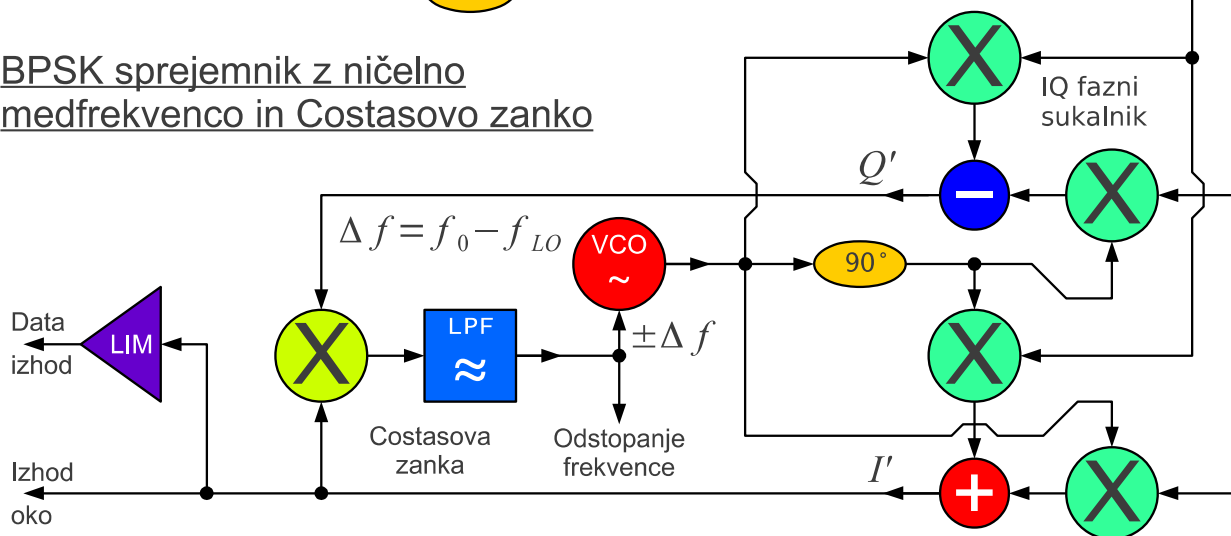
Med meritvijo razmerja signal/šum zato izključimo NAPAJANJE sprejemnika in nikakor ne VF vhod, ker bi s tem pokvarili prilagoditve impedanc. Za vse meritve sicer zadošča ena sama meritev razmerja signal/šum pri razmeroma visokih vrednostih (okoli $S/N \approx 20\text{dB}$), saj lahko ostala razmerja preprosto določimo z umerjenim nastavljivim slabilcem signala.

Če upoštevamo pasovno širino sprejemnika in BPSK signala, potem je iskano razmerje signal/šum kar enako razmerju med temensko vrednostjo glavnega lista spektra modulacije in povprečno vrednostjo šuma. Bolj enostavno, odčitano razmerje teme glavnega lista spektra proti šumu je kar $S/N = W_{bit}/k_B T$, ki ga pretvorimo iz dB v neimenovano razmerje moči, korenimo in vstavimo v $\text{erfc}(x)$.

BPSK sprejemnik je izveden z ničelno medfrekvenco (Zero Intermediate Frequency ali *ZIF*) in *BPSK* demodulatorjem s Costasovo zanko. V takšnem sprejemniku je frekvenca lokalnega oscilatorja f_{LO} sicer podobna frekvenci zadušenega nosilca BPSK oddaje f_0 , vendar oscilatorja sprejemnika in oddajnika med sabo nista sinhronizirana. Signala I in Q sicer vsebujeta vso informacijo v osnovnem pasu, ampak signal še ni demoduliran!



BPSK sprejemnik z ničelno medfrekvenco in Costasovo zanko



Demodulirana signala I' in Q' proizvede šele kvadraturni fazni sukalnik, ki se vrti z natančno sinhronizirano razliko frekvenc $\Delta f = f_0 - f_{LO}$ v eno ali v drugo smer glede na predznak razlike. Glavna prednost ZIF so nezahtevna sita in odsotnost zrcalnih odzivov visokofrekvenčnega dela sprejemnika. Slaba lastnost ZIF je zahteva po linearnem ojačanju signalov I in Q v zelo širokem razponu frekvenc vse do enosmerne komponente navzdol.

Ničelna medfrekvenca (ZIF) torej zahteva samodejno nastavljanje ojačanja AGC (Automatic Gain Control) v medfrekvenčnem delu kljub temu, da vhodni visokofrekvenčni $BPSK$ nosi informacijo le v fazi in njegovo amplitudo smemo omejevati. Premočen vhodni signal lahko vodi ZIF sprejemnik v nasičenje, kar pomeni dodatne napake pri prenosu podatkov. Resnična ničelna medfrekvenca ne more vsebovati enosmerne sklopljenih ojačevalnikov, kar pomeni dodatno popačenje signala in dodatno povečanje BER .

Sprejemnik z ničelno medfrekvenco torej omogoča opazovanje vseh opisanih pojavov: ne-brezhibna sita in demodulator, dodatno popačenje signalov zaradi ne-idealne obdelave v sprejemniku in

pojav nasičenja pri premočnem vhodnem signalu. Preden začnemo s pravo meritvijo, preverimo delovanje vseh naprav, predvsem pa ne smemo pozabiti nastaviti točno frekvenco nosilca oddajnika. Sprejemnik ima v ta namen vgrajen inštrument z vrtljivo tuljavico za prikaz odstopanja frekvence nosilca $\pm \Delta f$. Vajo nato začnemo z meritvijo razmerja signal/šum s spektralnim analizatorjem, da umerimo skalo nastavljivega slabilca signala.

Pri vaji nato izmerimo pogostnost napak pri različnih razmerjih signal/šum. Pri pogostnosti napak nad $BER > 1\% = 10^{-2}$ vnaša pogreške prekrivanje posameznih impulzov na izhodu polinomskega delilca, zato pri nizkih razmerjih $S/N < 5\text{dB}$ nima smisla meriti z opisanimi pripomočki. Pri tako nizkih razmerjih signal/šum odpovesta tudi regeneracija nosilca in regeneracija ure v sprejemniku.

Na drugi strani predstavlja omejitev čakanje na pojav napake pri zelo nizkih BER . Zmogljivost $C = 1.2288\text{Mbit/s}$ pomeni oddajo 10^6 oziroma milijon bitov v 0.8s , 10^7 bitov v 8s sekundah oziroma 10^8 bitov v $81\text{s} = 1\text{min}21\text{s}$. Meritve pogostnosti napak $BER < 10^{-8}$ si glede na omejeni čas izvajanja vaje ne moremo privoščiti.

Pri pogostnosti napak nad $BER > 10^{-5}$ smemo nastaviti vrata števca na $\Delta t = 1\text{s}$. Pri vseh ostalih meritvah nastavimo vrata števca na $\Delta t = 10\text{s}$. Pri zelo nizkih pogostnostih napak pod $BER < 10^{-6}$ opazujemo štetje napak v več zaporednih periodah vrat števca in rezultat povprečimo.

Izmerjeno število napak (odčitki števca N) vnesemo v razpredelnico za oba različna polinoma $1 + X^4 + X^9$ in $1 + X^{12} + X^{17}$. Polinoma se razlikujeta v frekvenčnem spektru. Daljši polinom ima bogatejši spekter z več črtami in je zato bolj občutljiv na neidealno ničelno medfrekvenco z izmenično-sklopljenimi ojačevalniki, ki ne morejo prenašati enosmerne niti zelo nizkih frekvenčnih komponent spektra.

Odčitke števca N moramo najprej deliti s $\div 3$, ker daje polinomski delilec po tri impulze za vsako detektirano napako. Če števec z izmeničnim vhom zahteva uporabo deljenega izhoda Napake/2, moramo rezultat pomnožiti $\times 2$. Pogostnost napak torej izračunamo po izrazu:

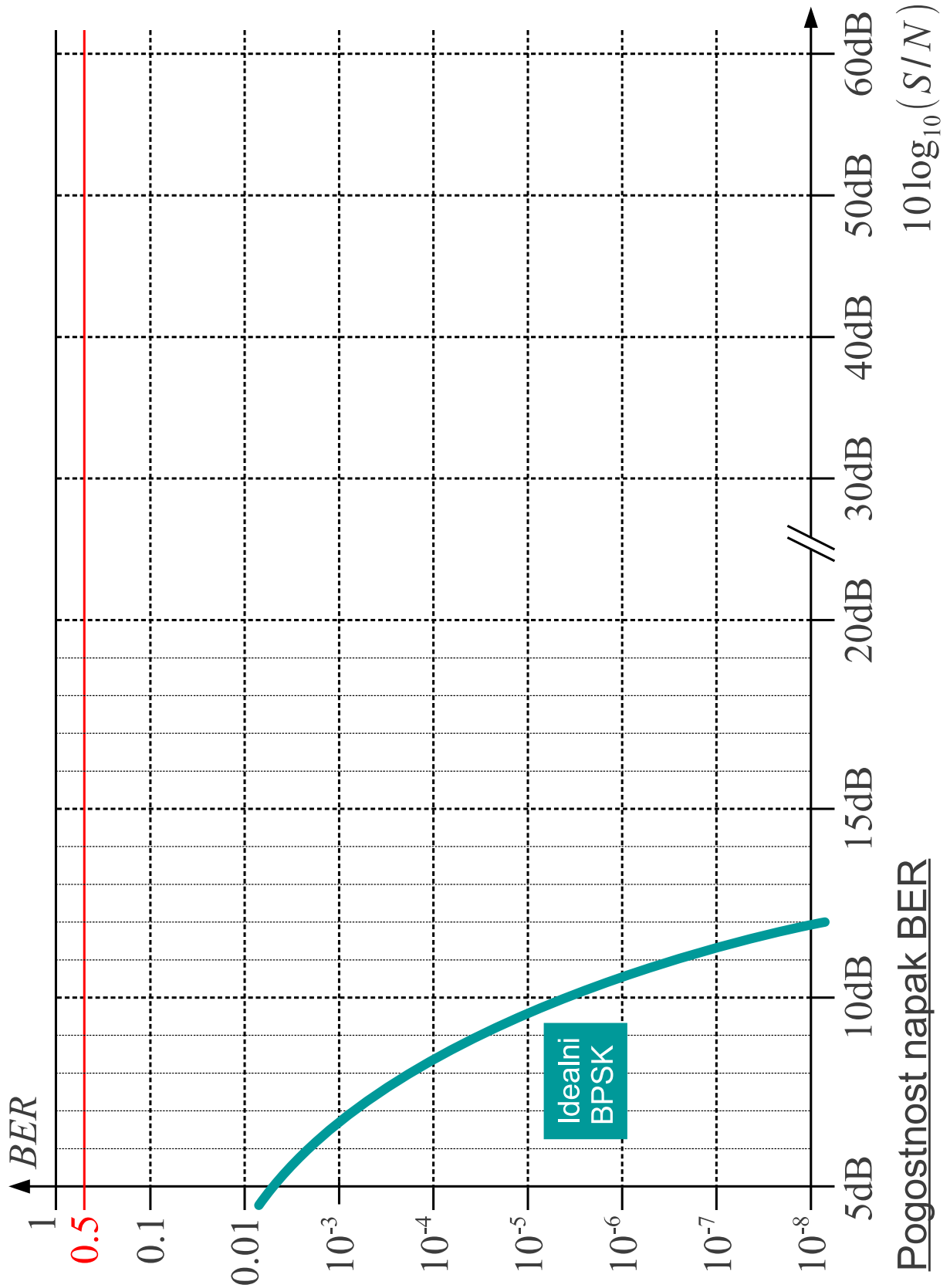
$$BER = \frac{N/3}{C \cdot \Delta t} \quad \text{oziroma} \quad BER = \frac{N \cdot 2/3}{C \cdot \Delta t}$$

$10 \log_{10}(S/N)$	$1 + X^4 + X^9$		$1 + X^{12} + X^{17}$	
	N	BER	N	BER
5dB				
6dB				
7dB				
8dB				
9dB				
10dB				
11dB				
12dB				
13dB				
14dB				
15dB				
16dB				
17dB				
18dB				
19dB				
20dB				
30dB				
40dB				
50dB				
60dB				
Izguba @ $BER = 10^{-6}$	dB		dB	

Pri visokih razmerjih signal/šum nad $S/N > 20\text{dB}$ bi morale napake brezhibnega BPSK demodulatorja povsem izginiti. Žal pri marsikaterem resničnem demodulatorju napake nikoli povsem ne izginejo. Še več, pri zelo močnih vhodnih signalih lahko pride do nasičenja ene ali več stopenj sprejemnika, kar prinese celo povečanje pogostnosti napak BER .

Delovanje $BPSK$ demodulatorja zato preverimo vse do

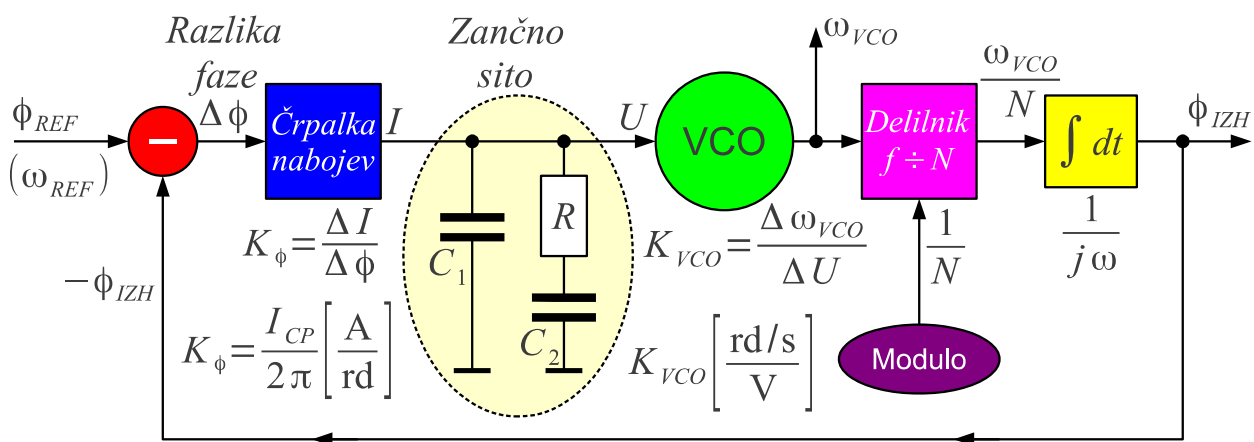
$S/N \approx 60\text{dB}$. Iz izmerjenih vrednosti BER izrišemo dva grafa za oba različna polinoma $1+X^4+X^9$ in $1+X^{12}+X^{17}$. Končno za oba polinoma določimo izgubo demodulatorja pri pogostnosti napak $BER=10^{-6}$ glede na idealni $BPSK$ demodulator.



22. Stabilnost fazno-sklenjene zanke

Radijski sprejemniki in oddajniki kot tudi številna druga vezja potrebujejo izvor visokofrekvenčnega signala, ki se ga med delovanjem da nastaviti oziroma prestaviti med različnimi izbranimi frekvencami. LC oscilatorji z nastavljivo tuljavo, z nastavljivim kondenzatorjem oziroma VCO z varikap diodo ne dosegajo zahtevane točnosti, dolgoročne stabilnosti niti faznega šuma. Frekvence kristalnega oscilatorja ne moremo spreminjati za več kot 0.1% brez ponovnega brušenja oziroma zamenjave kristala.

Sklop, ki skuša čim bolje izpolnjevati zgoraj navedene zahteve, imenujemo frekvenčni sintetizator. Frekvenčni sintetizator je lahko povsem analogno vezje, nabor kristalnih oscilatorjev. Nabor razpoložljivih frekvenc še dodatno razširimo z mešalniki, ki seštevajo oziroma odštevajo frekvence. Frekvenčni sintetizator je lahko povsem številsko vezje oziroma DDS z D/A pretvornikom na izhodu. Danes daleč najbolj uporabljeni frekvenčni sintetizator je fazno-sklenjena zanka oziroma PLL (Phase-Locked Loop), ki združuje odlične lastnosti analogne črpalke nabojev in nizek fazni šum analognega VCOja z učinkovitostjo številskih delilnikov frekvence in številskega frekvenčno/faznega primerjalnika:



$$H(\omega) = \frac{\phi_{IZH}}{\Delta\phi} = K_{\phi} \cdot \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C_2}}} \cdot K_{VCO} \cdot \frac{1}{N} \cdot \frac{1}{j\omega}$$

Harmonska motnja

$$\phi_{REF} = A \cdot e^{j\omega t}$$

$$\omega \ll \omega_{REF} \approx \frac{\omega_{VCO}}{N}$$

$$H(\omega) = \frac{-K_{\phi} K_{VCO}}{\omega^2 N (C_1 + C_2)} \cdot \frac{1 + j\omega \tau_2}{1 + j\omega \tau_1}$$

Ničla: $\tau_2 = RC_2$

Pol: $\tau_1 = R \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

$$\Delta\phi = \frac{\phi_{REF}}{1 + H(\omega)}$$

$$\phi_{IZH} = \phi_{REF} \cdot \frac{H(\omega)}{1 + H(\omega)}$$

Enačba fazno-sklenjene zanke

Fazno-sklenjena zanka skuša narediti isto, kar je v začetku radijske

tehnike moral početi sam uporabnik naprave z nestabilnimi LC oscilatorji. Fazno-sklenjena zanka meri fazo in stalno popravlja frekvenco nastavljivega LC oscilatorja glede na visoko stabilno referenco kristalnega oscilatorja. V obe veji uklenitve faze in frekvence, merilno in referenčno, lahko vstavimo delilnike frekvence z nastavljivim modulom in na ta način izredno povečamo nabor razpoložljivih frekvenc na izhodu naprave.

Fazno-sklenjena zanka oziroma PLL je vezje s povratno vezavo. Povratna vezava odpira številna vprašanja. Se zanka sploh uklene iz kakršnegakoli začetnega stanja? Koliko časa za to potrebuje? Kakšna je stabilnost zanke, torej odziv na kakršnokoli motnjo v uklenjenem stanju? Kako se številski izhod frekvenčno/faznega primerjalnika preslika v fazni šum na izhodu sklopa? Kako hitro se zanka odziva na zunanje motnje: spremembe bremena, napajanja in temperature ter na notranje motnje: fazni šum in lezenje VCOja? Končno, kako zaznamo in javimo napako, če se zanka sploh ne uklene oziroma je napaka faze večja od dopustne?

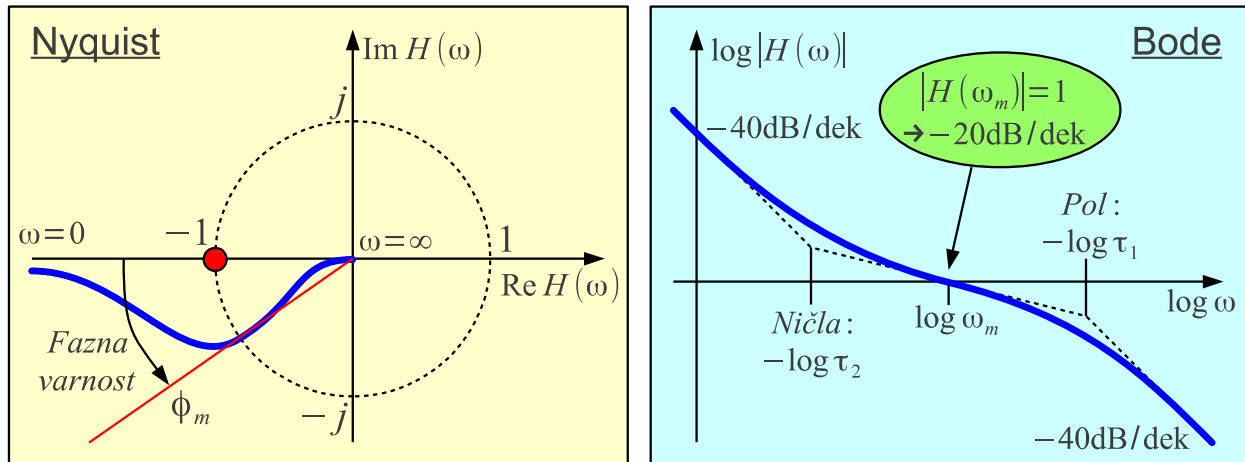
Primerjava faze ni možna, če je razlika frekvenc višja od tistega, kar zmoremo obdelati. Začetna uklenitev zanke torej zahteva na prvem mestu primerjavo frekvenc. Šele ko sta si frekvenci merjenca in reference zadosti blizu, lahko primerjamo fazo. Obema zahtevama zadosti vezje z imenom frekvenčno/fazni primerjalnik. Najenostavnejša izvedba frekvenčno/faznega primerjalnika je z dvema D flip-flopoma, ki ju prožita takta merjenca (deljeni VCO) in reference, torej silno preprosto številsko vezje. Ko se sprožita oba flip-flopa, povratna vezava z IN vrati resetira oba flip-flopa.

Izhoda flip-flopov neposredno kažeta, kaj storiti s frekvenco VCOja. Frekvenco zvišati, ko se proži referenčni flip-flop. Frekvenco znižati, ko se proži flip-flop merjenca. Frekvence ne spreminjati, ko se noben flip-flop ne proži. Z izhodoma obeh flip-flopov krmilimo črpalko nabojev, ki polni ali prazni kondenzator C_1 . Napetost na kondenzatorju C_1 določa frekvenco VCOja.

Vse skupaj se sliši silno preprosto, razumljivo in povsem smiselno. Žal oboji, teoretske enačbe in laboratorijski poskusi pokažejo, da takšna povratna vezava ni stabilna! Krmilimo frekvenco VCOja, faza nastane z integracijo frekvence, torej 90-stopinjski fazni zasuk za motnjo. Črpalka nabojev polni kondenzator C_1 , torej še ena integracija oziroma še en 90-stopinjski zasuk faze motnje. Skupni fazni zasuk povratne vezave znaša torej 180-stopinj, kar pomeni zanesljivo nestabilnost!

Nestabilnosti fazno-sklenjene zanke se lahko izognemo edino tako, da v prevajalno funkcijo $H(\omega)$ dodamo ničlo in pol z dodatnimi gradniki R in C_2 . Učinek dodatnih gradnikov je najbolje razviden na Nyquistovem diagramu prevajalne funkcije $H(\omega)$. Samo s kondenzatorjem C_1 , torej

brez R in brez C_2 gre krivulja $H(\omega)$ točno preko nevarne točke -1 , torej nestabilna zanka, ki zanesljivo zaniha! Z dodatno ničlo in polom R in C_2 se krivulja $H(\omega)$ spretno izogne nevarni točki -1 :



$$\phi_m = \arctan \frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{1 + \omega^2 \tau_1 \tau_2}$$

$$\frac{d\phi_m}{d\omega} = 0 \rightarrow \omega_m = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}$$

$$\tau_2 = m \tau_1 \rightarrow \phi_m = \arctan \frac{m-1}{2\sqrt{m}}$$

Izberemo m in B_{ZANKE}

$$1 = |H(\omega_m)| = \frac{K_\phi K_{VCO}}{\omega_m^2 N m C_1} \cdot \sqrt{\frac{1+m}{1+\frac{1}{m}}} = \frac{K_\phi K_{VCO}}{\omega_m^2 N C_1 \sqrt{m}} \rightarrow \omega_m = \sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{N C_1 \sqrt{m}}}$$

Izračun povratne vezave

$$\omega_m \approx 2\pi B_{ZANKE}$$

$$C_1 = \frac{K_\phi K_{VCO}}{\omega_m^2 N \sqrt{m}}$$

$$C_2 = (m-1)C_1$$

$$R = \frac{\sqrt{m}}{\omega_m C_2}$$

Preprosto in zanesljivo merilo za stabilnost povratne vezave je fazna varnost (phase margin) ϕ_m oziroma fazni kot, ko krivulja $H(\omega)$ seka enotni krog v Nyquistovem diagramu. Odvajanje ϕ_m daje natančno isti rezultat kot Bodejev diagram: največjo fazno varnost ϕ_m oziroma najnižjo strmino $\log|H(\omega)|$ dosežemo pri frekvenci motnje ω_m , ki je geometrijska sredina dodatne ničle in pola prevajalne funkcije $H(\omega)$.

Iz enačb hitro ugotovimo, da je dosegljiva fazna varnost ϕ_m odvisna edino od razmerja m med frekvencama pola in ničle. Najvišjo stabilnost zanke dosežemo takrat, ko se nevarni točki -1 v Nyquistovem diagramu najdlje izognemo. Najvišjo dosegljivo fazno varnost ϕ_m želimo torej takrat, ko prevajalna funkcija seka enotni krog $|H(\omega_m)|=1$. Ta zadnja zahteva povezuje parametre načrtovanja zanke K_ϕ , K_{VCO} , N , m in ω_m z gradniki zančnega sita C_1 , C_2 in R .

Kaj praktično pomeni izbira m pri pogoju $|H(\omega_m)|=1$, je najbolje

razvidno v spodnji tabeli. Za stabilnost zanke je merodajno neželjeno ojačanje motnje $a[\text{dB}]$ pri frekvenci ω_m :

m	C_2/C_1	$\phi_m[^\circ]$	$a \approx -20 \log(\phi_m[\text{rd}])$
1	0	0^0	∞dB
1.1	0.1	2.7^0	26.4dB
1.2	0.2	5.2^0	20.8dB
1.5	0.5	11.5^0	13.9dB
2	1	19.5^0	9.4dB
3	2	30.0^0	5.6dB
5	4	41.8^0	2.7dB
10	9	54.9^0	0.4dB
20	19	64.8^0	—
50	49	73.9^0	—
100	99	78.6^0	—
200	199	81.9^0	—

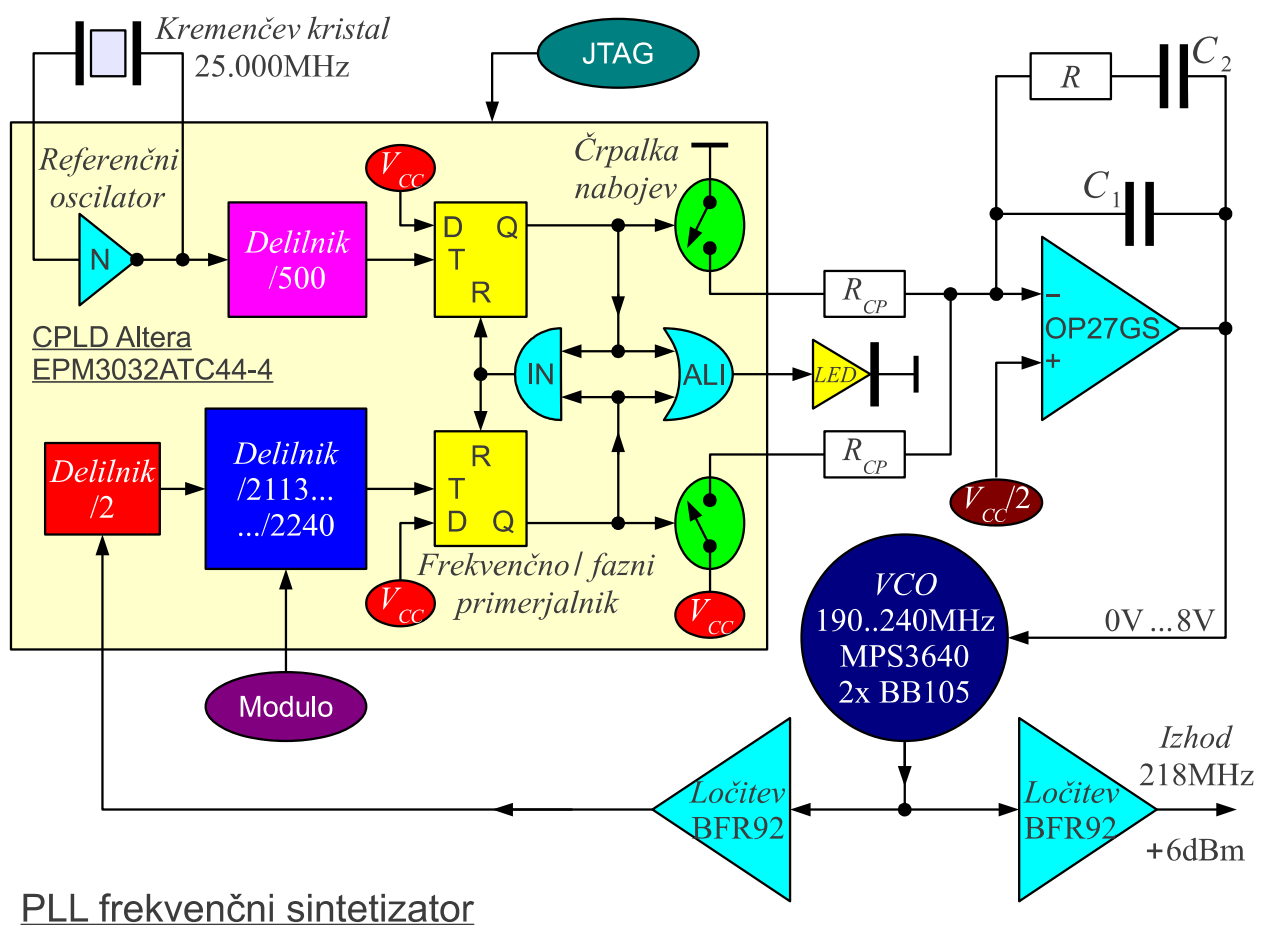
Kako se lotiti načrtovanja frekvenčnega sintetizatorja s fazno-sklenjeno zanko? K_ϕ in K_{VCO} sta določena z razpoložljivimi gradniki in tehnologijo. Modulo deljenja N določa frekvenčni korak sintetizatorja. V frekvenčnih sintetizatorjih je običajno $N \gg 1$. Razmerje frekvenc pola in ničle običajno izbiramo med $3 < m < 20$. Spodnja meja $m=3$ daje hitrejšo zanko. Gornja meja $m=20$ zagotavlja visoko stabilnost tudi, ko se N , K_ϕ in K_{VCO} spreminjajo.

Izbira $C_1=0$ in pripadajoči $m \rightarrow \infty$ bi dala odlično stabilnost zanke. Žal je takšna izbira popolnoma neuporabna pri $N \gg 1$, ker bi izhod črpalke nabojev neposredno moduliral vhod VCO z neželjenimi signali in bi na ta način strahotno razširil frekvenčni spekter ter pokvaril fazni šum sintetizatorja. Da enačba povratne vezave sploh velja, mora biti frekvenca motnje $\omega \ll \omega_{REF}$ dosti manjša od frekvence, pri kateri dela frekvenčno/fazni primerjalnik.

Primerna izbira $C_1 > 0$ omogoča, da je delovanje črpalke nabojev sploh smiselno in velja enačba fazno-sklenjene zanke. Hitrost zanke tedaj opisuje pasovna širina zanke B_{ZANKE} , ki je v velikostnem razredu

$B_{ZANKE} \approx \omega_m / (2\pi)$, možnih pa je več natančnih definicij. Pri majhnih frekvenčnih odkikih $\Delta f < B_{ZANKE}$ se kakršnakoli motnja, fazni šum oziroma modulacija reference prenaša na izhodni signal sintetizatorja. Povratna vezava tedaj zaduši lastni fazni šum VCOja. Pri velikih frekvenčnih odkikih $\Delta f > B_{ZANKE}$ referenca na izhod nima vpliva, pač pa na izhodu dobimo neokrnjen fazni šum, motnjo ali namerno neposredno modulacijo VCOja.

Za vajo si oglejmo načrtovanje zančnega sita in obnašanje PLL frekvenčnega sintetizatorja, ki zmore 128 kanalov s korakom 100kHz v frekvenčnem pasu 211.3MHz ... 224.0MHz :

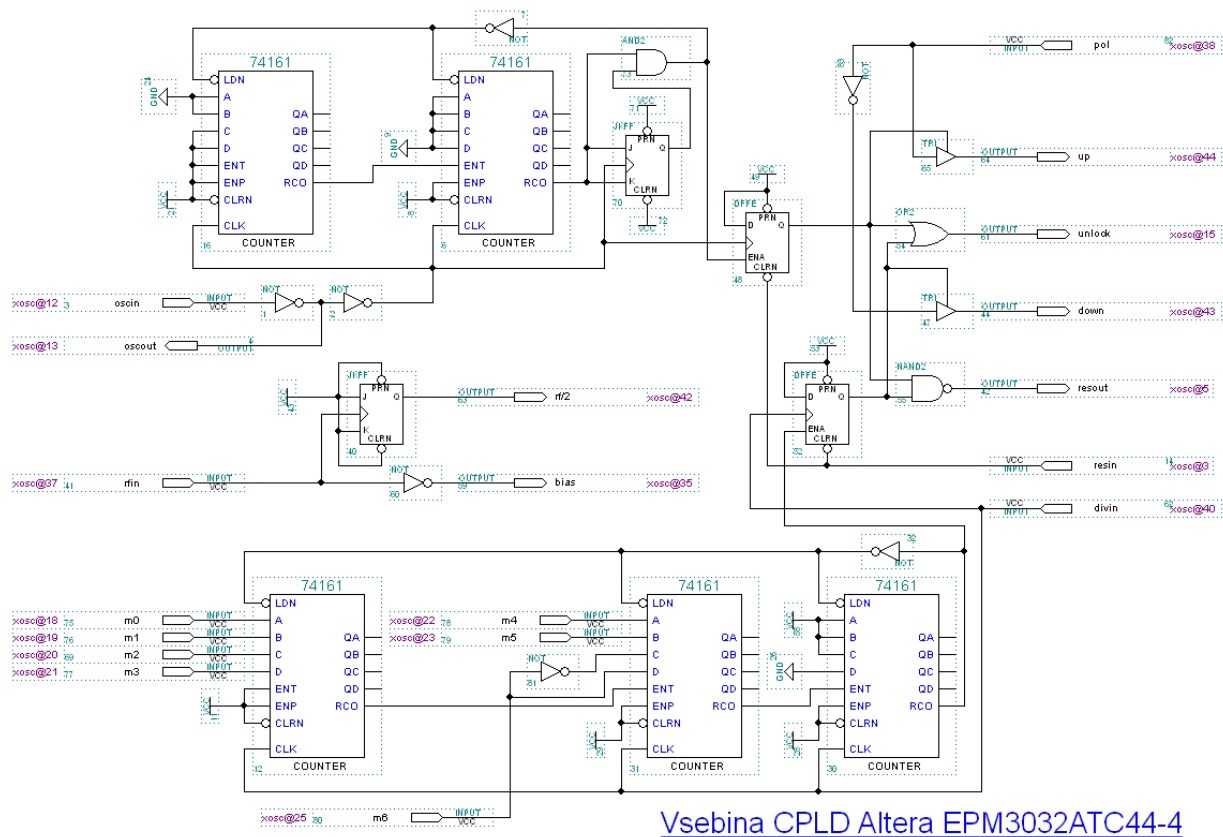


Številski del PLL sintetizatorja je izveden v programirljivi logiki (CPLD) Altera EPM3032ATC44-4. Frekvenca referenčnega oscilatorja 25MHz se deli s fiksnim modulom 500, kar daje primerjalno frekvenco 50kHz . Frekvenca VCOja se najprej deli s fiksnim modulom 2, ker sledeči delilnik z nastavljivim modulom ne zmore tako visokih frekvenc na vhodu. Primerjalna frekvenca 50kHz in fiksno deljenje VCOja z 2 daje končni kanalski korak 100kHz .

Frekvenčno/fazni primerjalnik vsebuje dva D flip-flopa in IN vrata. Dodatna ALI vrata krmilijo svetlečo diodo vsakokrat, ko frekvenčno/fazni

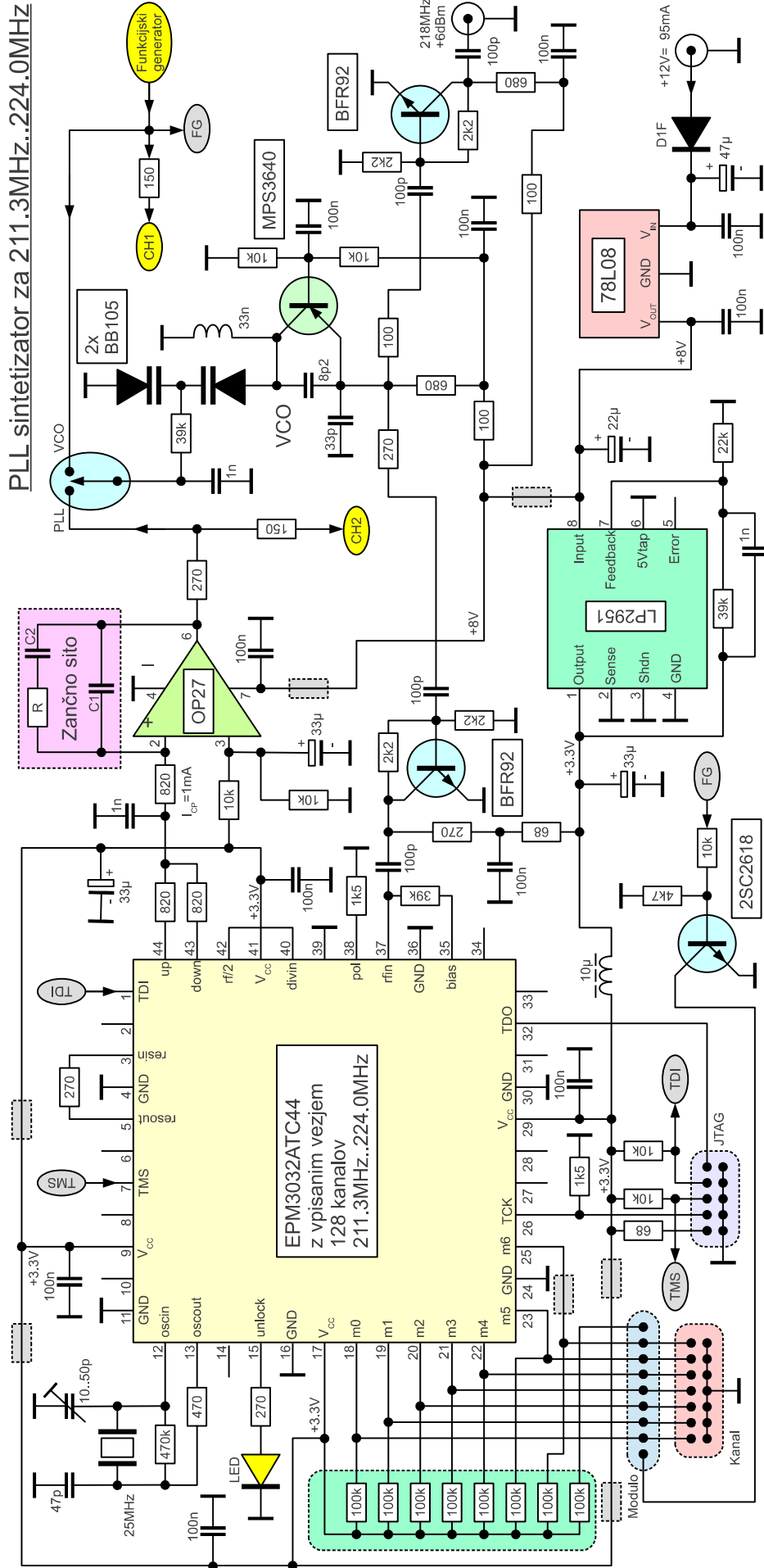
primerjalnik zahteva popravek frekvence VCOja. Svetlikanje LED nas torej opozarja, kdaj zanka ni uklenjena (UNLOCK) oziroma so napake faze zelo velike.

Številsko vezje narišemo, prevedemo in vpišemo v pomnilnik FLASH CPLD vezja Altera EPM3032ATC44-4 preko vmesnika JTAG "ByteBlaster" (LPT priključek PC računalnika) s pripadajočim programskim orodjem proizvajalca "MAX+plus II 10.2 BASELINE":

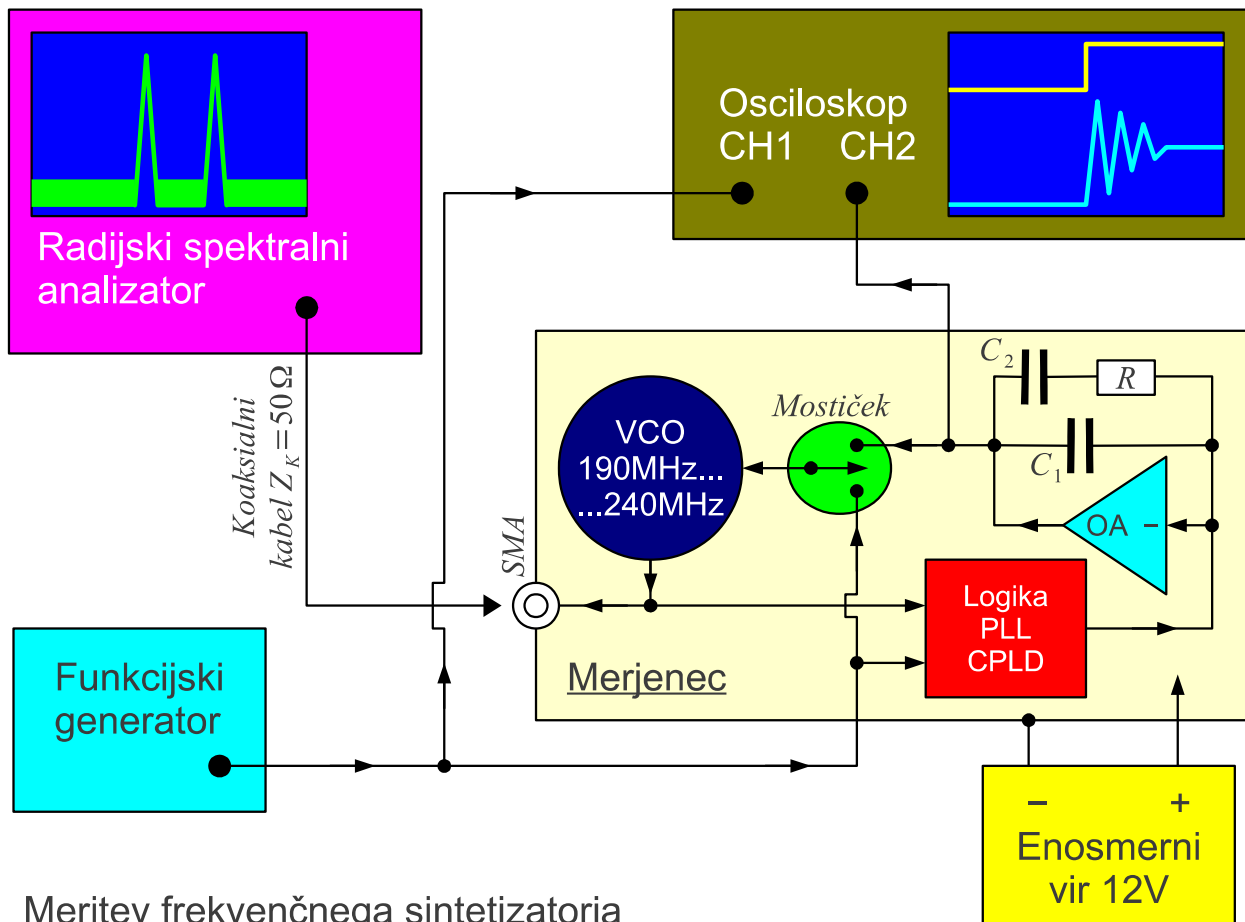


Črpalka nabojev vsebuje le dve krmiljeni stikali v vezju CPLD. Tokovna vira sta izdelana z dvema uporoma R_{CP} , ki v spojišče virtualne mase na vходу operacijskega ojačevalnika OP27GS dajeta tok $I_{CP} = \pm 1\text{mA}$. Zančno sito sestavljajo izmenljivi C_1 , C_2 in R v povratni vezani OP27GS.

VCO je Colpittsov oscilator s PNP tranzistorjem MPS3640 in dvema varikap diodama BB105. Izhod VCOja je opremljen z dvema ločilnima ojačevalnikoma s tranzistorjema BFR92. Na istem tiskanem vezju sta nameščena še dva regulatorja napajanja: 78L08 za $+8\text{V}$ za analogni del sintetizatorja in LP2951 za $+3.3\text{V}$ za CPLD, da celoten sintetizator potrebuje samo eno zunanje napajanje $+12\text{V}$:

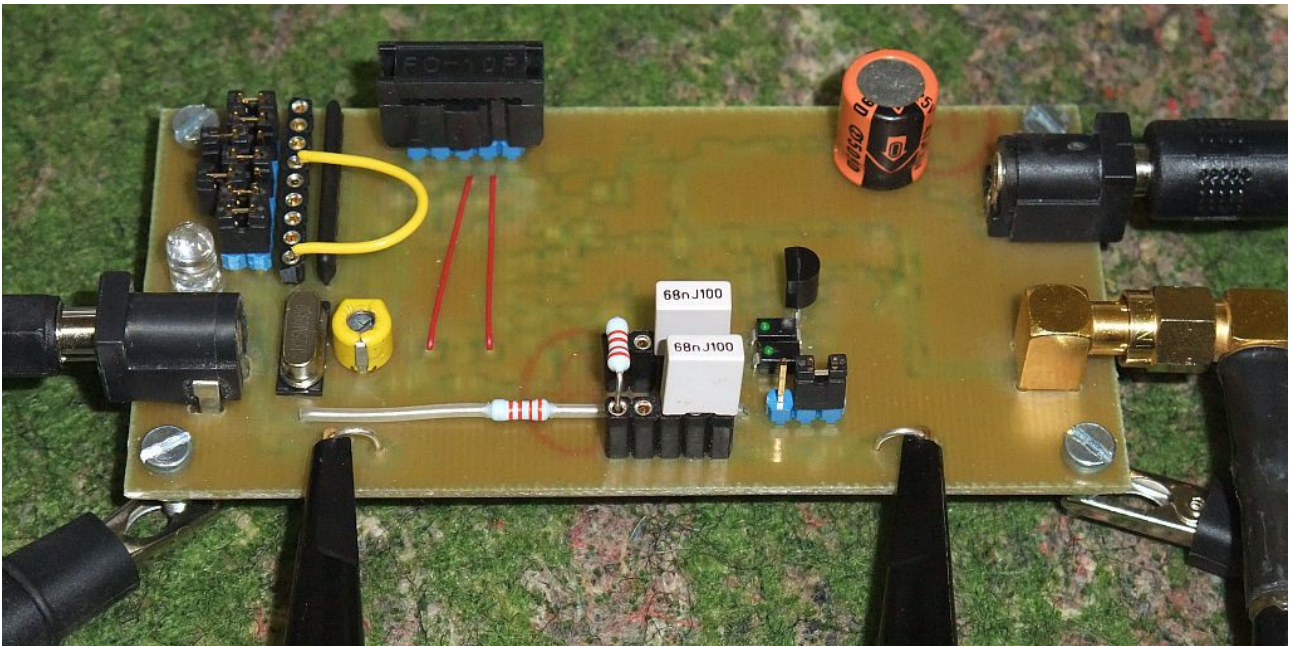


osciloskopom in z radijskim spektralnim analizatorjem. Funkcijski generator uporabimo kot nastavljiv izvor za določanje krivulje K_{VCO} kot tudi za vnos motnje za preverjanje stabilnosti fazno-sklenjene zanke:

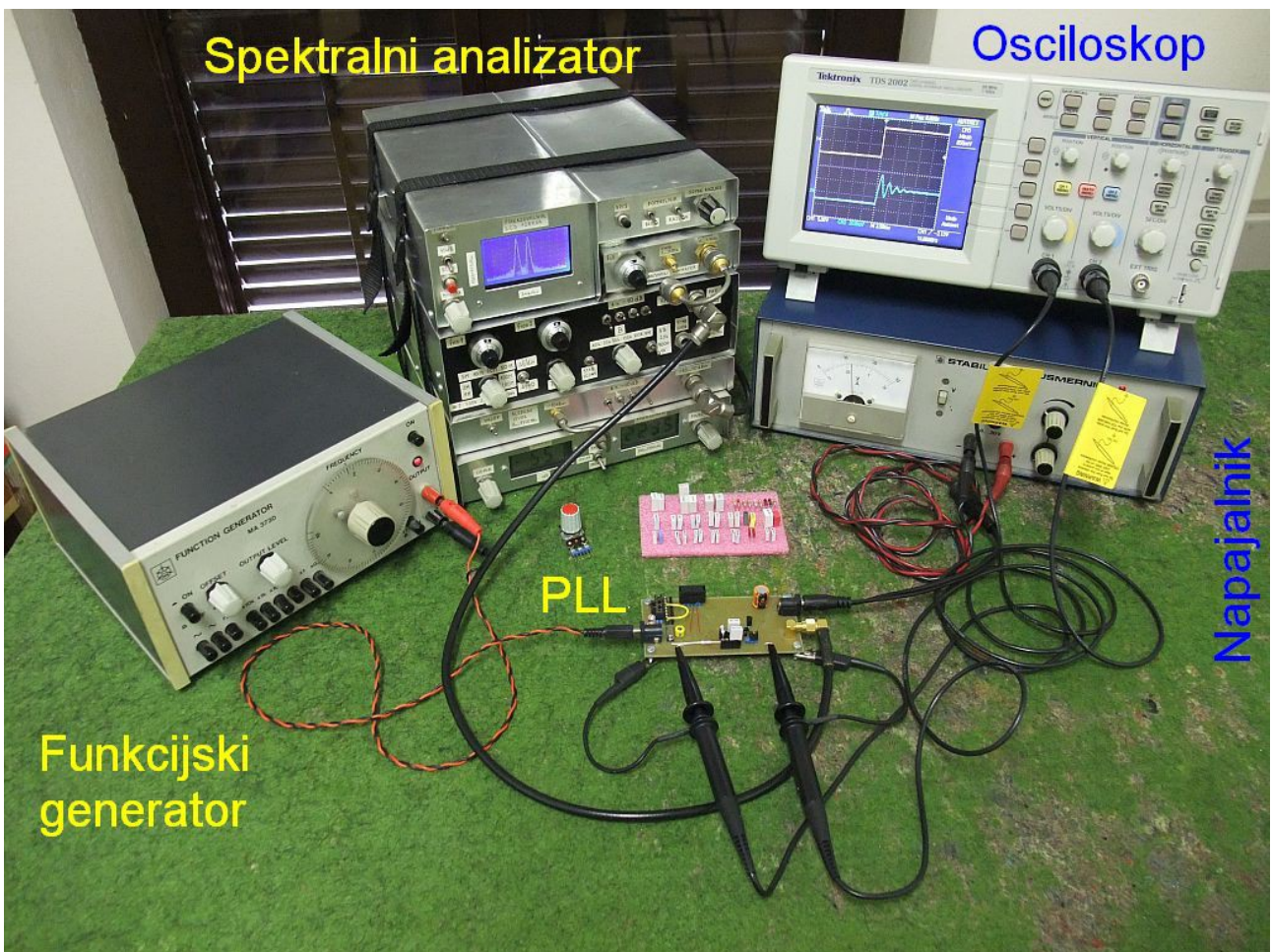


Meritev frekvenčnega sintetizatorja

PLL frekvenčni sintetizator je izdelan na enostranskem tiskanem vezju, večji del s SMD gradniki. Na gornji strani tiskanega vezja so poleg redkih gradnikov (kristal, trimer, en upor, LED UNLOCK, tranzistor in varikap diode VCOja, elektrolitski kondenzator) napeljeni vsi zunanji električni priključki, mostički za izbiro modula deljenja in načina delovanja ter vtičnice za gradnike zankega sira C_1 , C_2 in R :

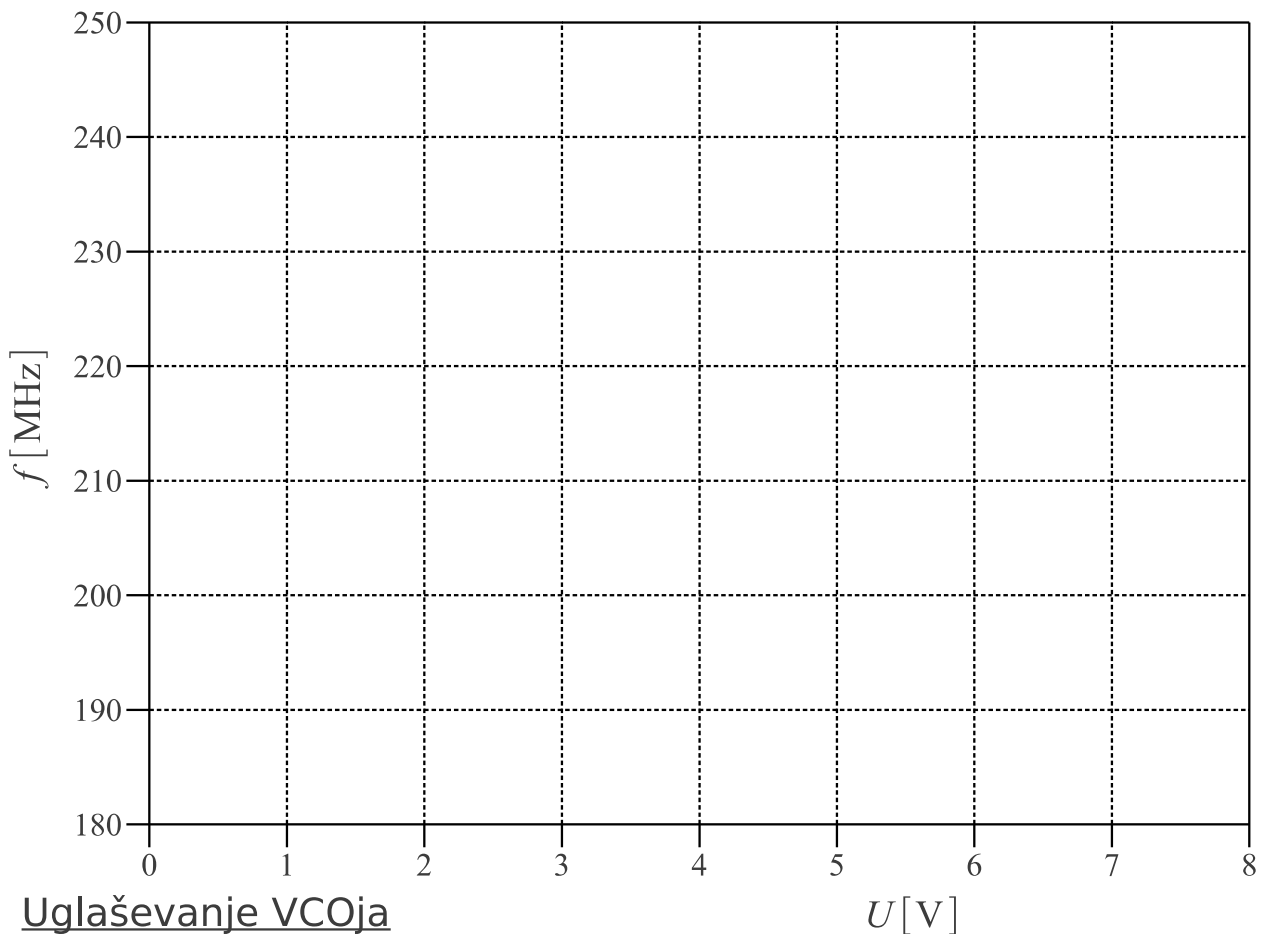


Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:



Vajo začnemo z odprto zanko, da izmerimo odziv VCOja in določimo K_{VCO} pri željeni frekvenci delovanja. V ta namen zanko povratne vezave razklenemo. Vhod VCOja prestavimo z mostičkom na izhod funkcijskega generatorja, ki ga uporabimo kot nastavljiv napetostni vir (nastavitev "offset").

Točno napetost odčitamo na CH1 osciloskopa. Frekvenco merimo s spektralnim analizatorjem. Krivuljo ugaševanja VCOja $f(U)$ vrišemo v spodnji graf:



Nato se lotimo načrtovanja fazno-sklenjene zanke z zahtevami iz spodnje razpredelnice:

Frekvenca f [MHz]	Razmerje pol/ničla m	Pasovna širina B_{ZANKE}

Iz načrta sintetizatorja odčitamo K_ϕ in iz izmerjenega grafa dobimo K_{VCO} pri zahtevani frekvenci f . Pri tem pazimo na skladnost merskih enot: [rd/s] ali [cikli/s]=[Hz] ? V končnem zmnožku $K_\phi K_{VCO}$ se morajo kotne merske enote pravilno krajšati med sabo!]

Iz gornjih zahtev določimo nastavitve mostičkov in izračunamo gradnike zančnega sira C_1 , C_2 in R v predzadnjo vrstico razpredelnice. V spodnjo vrstico razpredelnice zapišemo zaokrožene vrednosti gradnikov C_1 , C_2 in R glede na razpoložljivo eksponentno lestvico E6, E12 oziroma E24:

$K_{\phi} [\text{mA/cikel}] = I_{CP}$	$K_{VCO}(f) [\text{MHz/V}]$	$K_{\phi} K_{VCO} [\text{A/Vs}]$
Skupni modulo N	Nastavitev mostičkov	$\omega_m [\text{rd/s}]$
Kondenzator $C_1 [\text{nF}]$	Kondenzator $C_2 [\text{nF}]$	Upor $R [\Omega]$

Zanko sklenemo, vhod VCOja s pripadajočim mostičkom prestavimo na izhod OP27GS. Funkcijski generator izključimo. Mostičke za modulo deljenja nastavimo za zahtevano frekvenco. Vezje sintetizatorja ponovno vključimo in na spektralnem analizatorju preverimo frekvenco in spekter.

POZOR! Vezje PLL sintetizatorja vsebuje občutljive gradnike, ki jih lahko uničijo statične razelektritve. Pred prestavljanjem mostičkov se z drugo roko primemo in držimo mase vezja (SMA vtičnica ipd).

Končno vstavimo motnjo, da preverimo vnihanje in stabilnost fazno-sklenjene zanke na osciloskopu. Funkcijski generator nastavimo za pravokotni izhod okoli 10Hz primerne amplitude, da vklaplja tranzistor 2SC2618 v sintetizatorju. Kolektor 2SC2618 napeljemo na prost vhod za modulo deljenja fazno-sklenjene zanke preko žičnega mostička, kot je to razvidno na slikah.

Osciloskop prožimo z izhodom funkcijskega generatorja na CH1. Prehodni pojav v fazno-sklenjeni zanki opazujemo na izhodu OP27GS preko CH2 osciloskopa. Ob vsakem preklopu modula deljenja moramo opaziti večji ali manjši prenehaj na osciloskopu.

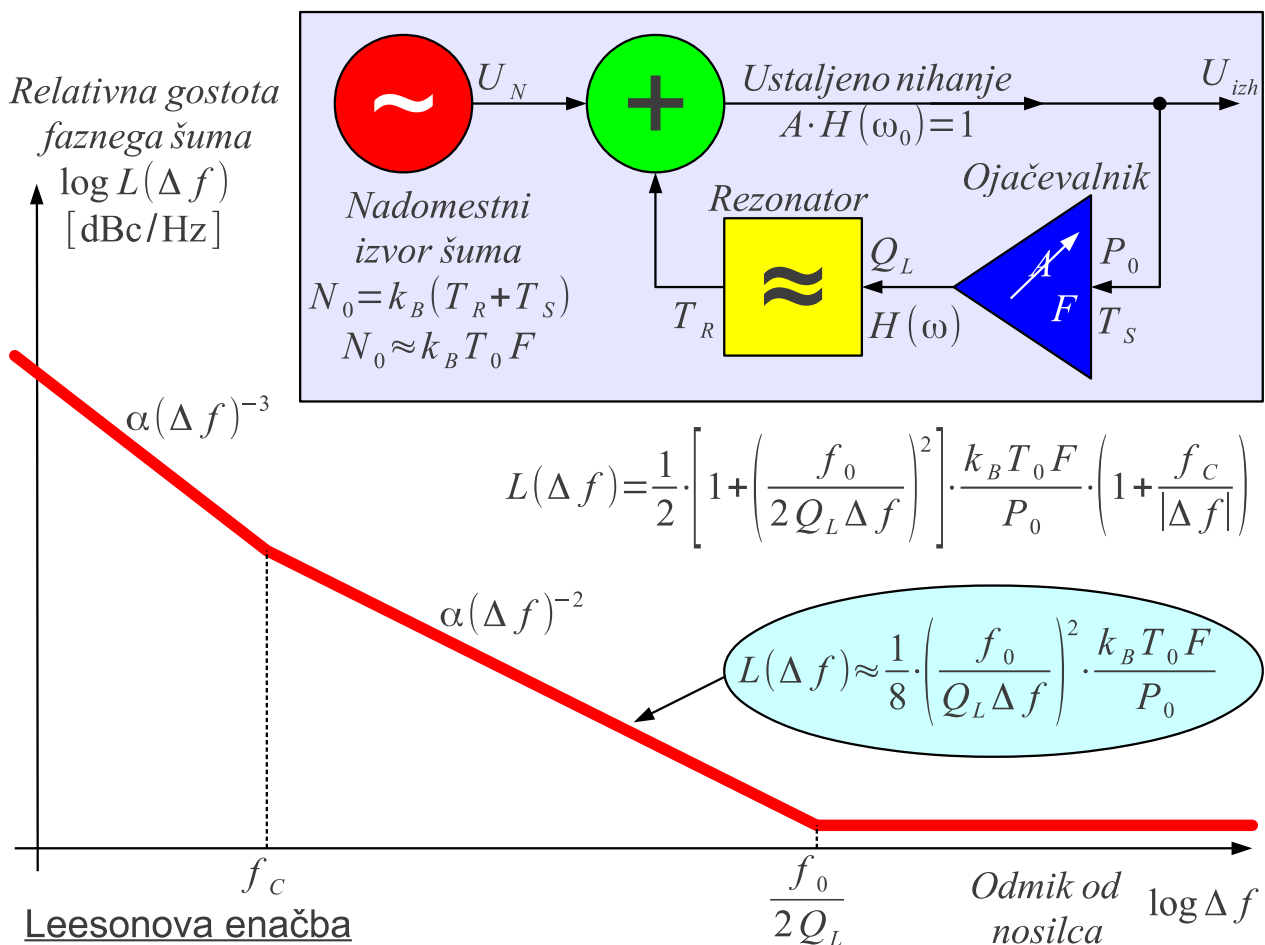
Točnost naših računov preverimo tako, da izračunani upor R nadomestimo s potenciometrom. S potenciometrom poiščemo vrednost, ko je iznihanje na osciloskopu najkrajše. Dobljeno vrednost potenciometra izmerimo z ohm-metrom $R_p = \quad \Omega$ in primerjamo z izračunano oziroma izbrano vrednostjo R .

Končno preizkusimo še obnašanje zanke z odstranjenim $C_1 = 0$. Zanka se vniha brez prenehajev, ampak kakšen visokofrekvenčni spekter dobimo?

23. Fazni šum VF oscilatorja

Osnovni visokofrekvenčni gradnik je oscilator, ki pretvarja enosmerno moč napajalnega vira v visokofrekvenčni signal. Frekvenčni spekter oscilatorja v veliki meri določa pasovno sito oziroma rezonator v povratni vezavi iz izhoda ojačevalnika nazaj na njegov vhod. Dolgoročno opletanje frekvence oscilatorja povzroča staranje gradnikov in zunanji vplivi: napajalna napetost, temperatura, spremembe bremena. Kratkoročne pojave v spektru oscilatorja imenujemo fazni šum.

Presežek ojačanja A ojačevalnika omogoča eksponentno rast nihanja oscilatorja iz toplotnega šuma. Nihanje se ustali pri frekvenci ω_0 , ko je fazni zasuk zanke enak nič oziroma celoštevilskemu mnogokratniku polnega kota in nasičenje ojačevalnika zniža ojačanje A do takšne mere, da velja $A \cdot H(\omega_0) = 1$. Amplituda izhodnega signala oscilatorja se pri ustaljenem nihanju ne spreminja. Toplotni šum se pri ustaljenem nihanju preslika v fazni šum izhodnega signala oscilatorja, kot to opisuje Leesonova enačba:



Leesonova enačba daje spektralno gostoto faznega šuma $L(\Delta f)$ na odmiku Δf od frekvence nihanja oscilatorja f_0 , normirano na

izhodno moč oscilatorja $P_o \cdot L(\Delta f)$ običajno navajamo v logaritemskih enotah [dBc/Hz], kjer črka "c" pomeni "carrier", to se pravi normirano na moč P_o čistega nosilca na frekvenci f_o . Spektralna gostota faznega šuma $L(\Delta f)$ je zrcalno simetrična okoli osrednje frekvence f_o . Leesonova enačba velja, ko je fazni šum majhen $L(\Delta f) \cdot \Delta f \ll 1$.

Poleg toplotnega šuma gradnikov določa fazni šum oscilatorja obremenjena kvaliteta rezonatorja Q_L . Fazni šum oscilatorja se poveča nad raven toplotnega šuma šele pri majhnih odstopanjih $\Delta f < f_o / (2Q_L)$ od osrednje frekvence f_o . V najzanimivejšem področju odmikov Δf , ko je relativna gostota faznega šuma $L(\Delta f)$ obratno sorazmerna kvadratu odmika Δf , pogosto uporabljamo poenostavljeno Leesonovo enačbo.

Spektralna gostota šuma aktivnih gradnikov (tranzistorjev) je pri visokih frekvencah skoraj frekvenčno neodvisna. Pri zelo nizkih frekvencah se šum tranzistorjev začne večati kot šum $1/f$. Mejna frekvenca f_c (kjer oznaka "C" pomeni "corner" oziroma prelom $1/f$) je v velikostnem razredu $f_c \approx 1\text{kHz}$ za globinske gradnike (*Si* BJT ali JFET) oziroma $f_c \approx 1\text{MHz}$ za površinske gradnike (*GaAs* HEMT ali *Si* MOSFET).

Nasičenje ojačevalnika pri ustaljenem nihanju oscilatorja je nelinearen pojav, ki nizkofrekvenčni šum aktivnega polprevodnika preslika v neposredno okolico osrednje frekvence nihanja oscilatorja f_o in dodatno poveča fazni šum oscilatorja. V neposredni okolici $|\Delta f| < f_c$ osrednje frekvence f_o postane fazni šum obratno sorazmeren kubi (tretji potenci) odmika Δf . Ker je šum $1/f$ večji pri površinskih tranzistorjih, visokofrekvenčne oscilatorje običajno gradimo z bipolarnimi tranzistorji.

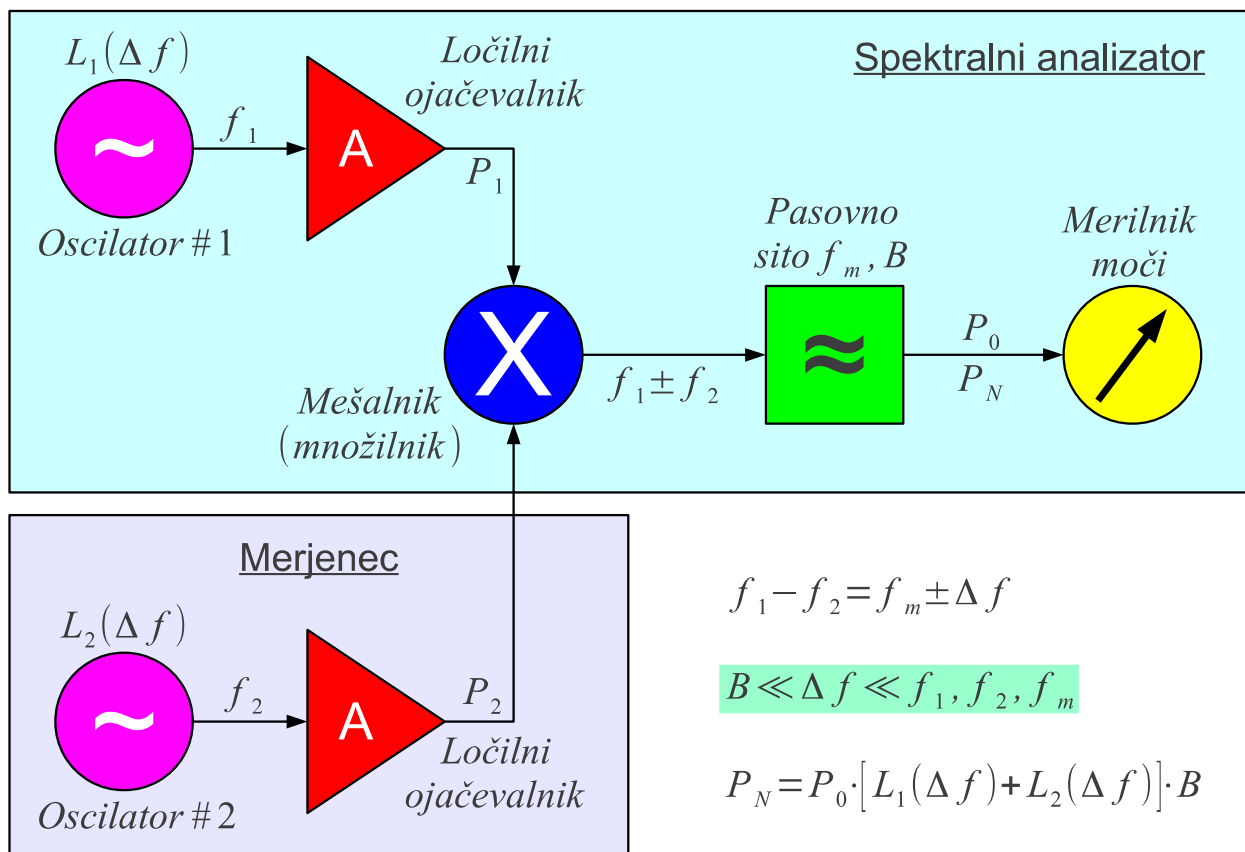
Leesonova enačba velja za dobro načrtovan oscilator, kjer nasičenje ojačevalnika povsem pravilno ustali nihanje oscilatorja. Nasičenje lahko obravnavamo tudi kot amplitudno povratno vezavo in vsaka povratna vezava lahko postane nestabilna. Nestabilna delovna točka tranzistorja pomeni spreminjanje impedanc v vezju, torej dodatno fazno modulacijo in močno povečan fazni šum. Skrajni primer je super-regenerativni sprejemnik, kjer nasičenje ojačevalnika oziroma nastavitev delovne točke tranzistorja namenoma naredimo nestabilno tako, da se oscilator periodično ugaša (quenching) in ponovno zaganja iz toplotnega šuma.

Ker so impedance bipolarnega tranzistorja odvisne predvsem od enosmernih tokov skozi tranzistor, uporablja dobro načrtovan oscilator za majhen fazni šum takšno nastavitev delovne točke, da se enosmerni tokovi skozi tranzistor tudi v nasičenju čim manj spreminjajo. V napetostno nastavljenem oscilatorju (VCO) dodajajo fazni šum varikap diode, ki toplotni

šum preslikajo v frekvenčno modulacijo oscilatorja. Kakršnekoli motnje na napajanju oscilatorja, na njegovem izhodu oziroma kakorkoli sklopljene v vezje oscilatorja prav tako poslabšajo fazni šum nad Leesonovo teoretsko mejo.

Meritev faznega šuma oscilatorja je svojevrstna in pravzaprav zelo zahtevna meritev jakosti frekvenčnega spektra. Jakost spektra lahko načeloma izmerimo s primernim frekvenčnim sitom in merilnikom moči. Za meritev faznega šuma bi potrebovali sito, ki ima tri do šest velikostnih razredov višjo kvaliteto $Q_{sita} \gg Q_L$ od kvalitete rezonatorja v oscilatorju. Takšno sito tehnično ni izvedljivo, saj že sam oscilator izdelamo z najboljšim rezonatorjem, ki nam je na voljo.

V visokofrekvenčnem spektralnem analizatorju si pomagamo z mešanjem (oziroma več mešanji) na primernejšo medfrekvenco f_m , kjer lahko izdelamo sito z zahtevanimi lastnostmi. Visokofrekvenčni spektralni analizator povsem jasno meri vsoto moči faznih šumov obeh (vseh) oscilatorjev $L_1(\Delta f) + L_2(\Delta f)$ v merilniku in v merjencu:



Meritev faznega šuma s spektralnim analizatorjem

Meritev faznega šuma s spektralnim analizatorjem je lahko povsem smiselna ali tudi povsem nesmiselna, odvisno od merjenca in postavitve meritve. Sodoben visokofrekvenčni spektralni analizator vsebuje frekvenčno

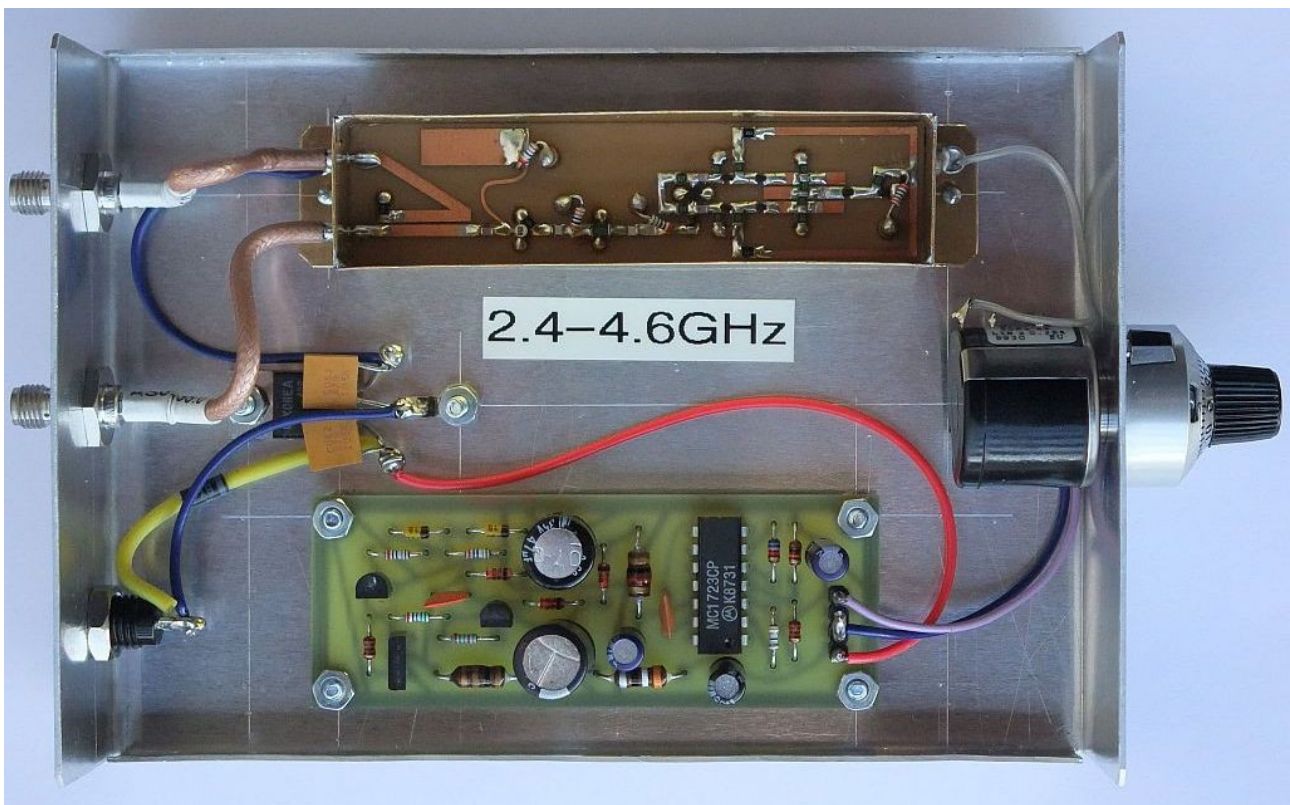
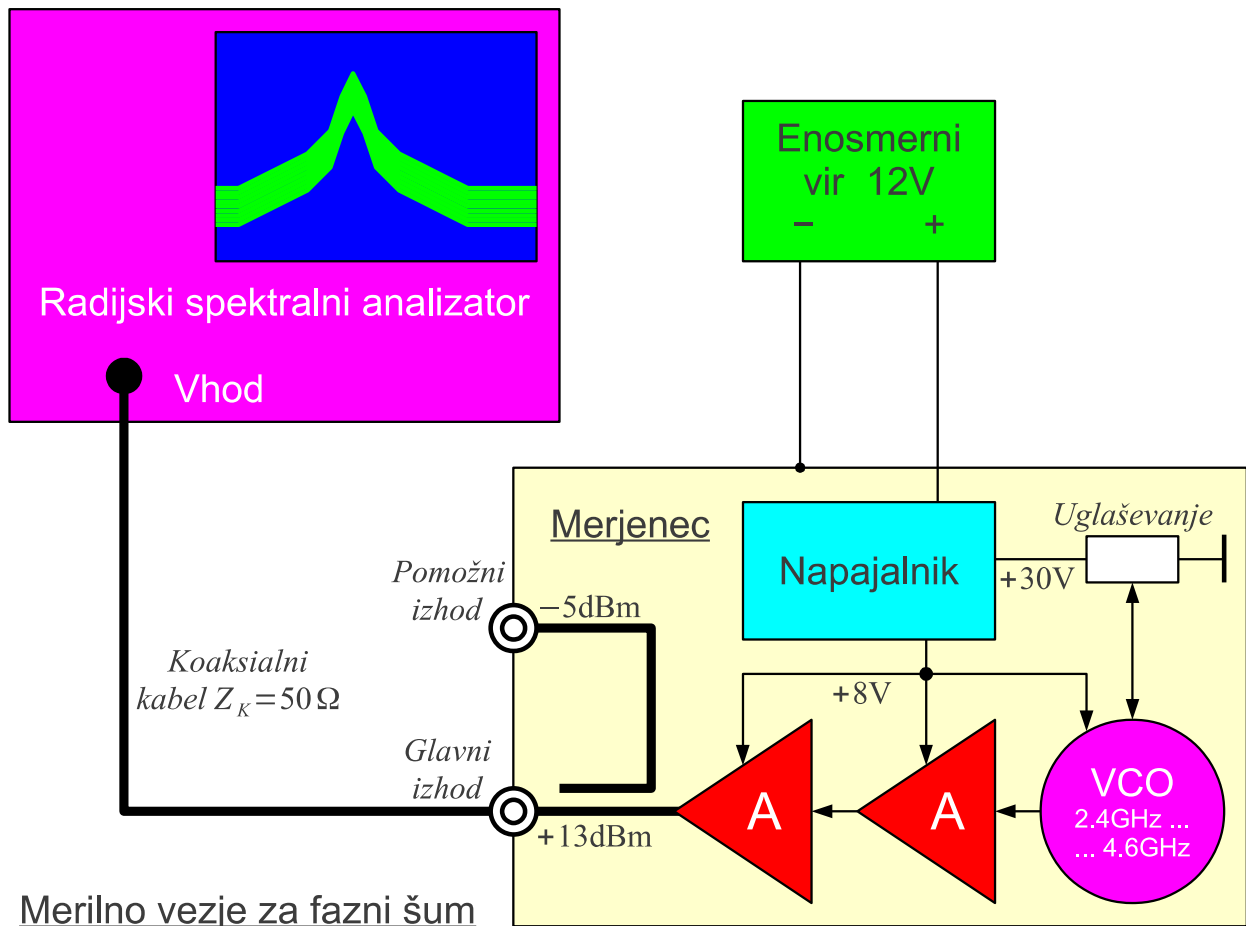
nastavljiv YIG rezonator (Yttrium-Iron Garnet oziroma $Y_3Fe_5O_{12}$), ki na frekvenci $f_1 \approx 3\text{GHz}$ dosega kvaliteto $Q_{L1} \approx 300$. Če s spektralnim analizatorjem merimo LC oscilator, ki na podobni frekvenci $f_2 \approx 3\text{GHz}$ dosega kvaliteto komaj $Q_{L2} \approx 30$, bo pričakovani fazni šum merjenca stokrat večji od faznega šuma merilnika in je rezultat meritve povsem smiseln: $L_1(\Delta f) \ll L_2(\Delta f)$.

Obratno je fazni šum LC oscilatorja merjenca pri znatno nižji frekvenci $f_2 \approx 30\text{MHz}$ in podobnem $Q_{L2} \approx 30$ stokrat manjši od faznega šuma navedenega merilnika, torej bi bila takšna meritev povsem nesmiselna: $L_1(\Delta f) \gg L_2(\Delta f)$. Vse, kar lahko storimo, je to, da frekvenco merjenca najprej pomnožimo v gigaherčno področje. Vsako podvojevanje frekvence pomeni tudi podvojevanje faze, torej vsakokrat +6dB močnejši fazni šum.

Faznega šuma kristalnih oscilatorjev s $Q_L > 3000$ z običajnim spektralnim analizatorjem ne moremo meriti! Za zahtevnejše meritve faznega šuma potrebujemo opremo, ki vsebuje oscilator, pasivni rezonator ali kasnilni vod z dosti višjo ali kvečjemu podobno kvaliteto Q_L kot merjenec. Če sta kvaliteti merilnika in merjenca $Q_{L1} \approx Q_{L2}$ oziroma fazna šuma $L_1(\Delta f) \approx L_2(\Delta f)$ v istem velikostnem razredu, mora merilni postopek vključevati določanje lastnega faznega šuma merilnika.

Ne glede na merilni postopek moramo pri meritvah faznega šuma vedno zagotoviti, da med posameznimi oscilatorji, pasivnimi rezonatorji oziroma kasnilnimi vodi ni medsebojnih vplivov. Če se merjeni oscilator uklene na referenčni oscilator, na pasivni rezonator ali na kasnilni vod merilnika, je rezultat meritve popolnoma nesmiseln, običajno bistveno boljši od resničnega faznega šuma. Medsebojne vplive izločimo z ločilnimi ojačevalniki, slabilci, cirkulatorji in seveda primernim oklapljanjem merilnika in merjenca, da ne pride do sklopa preko sevanja.

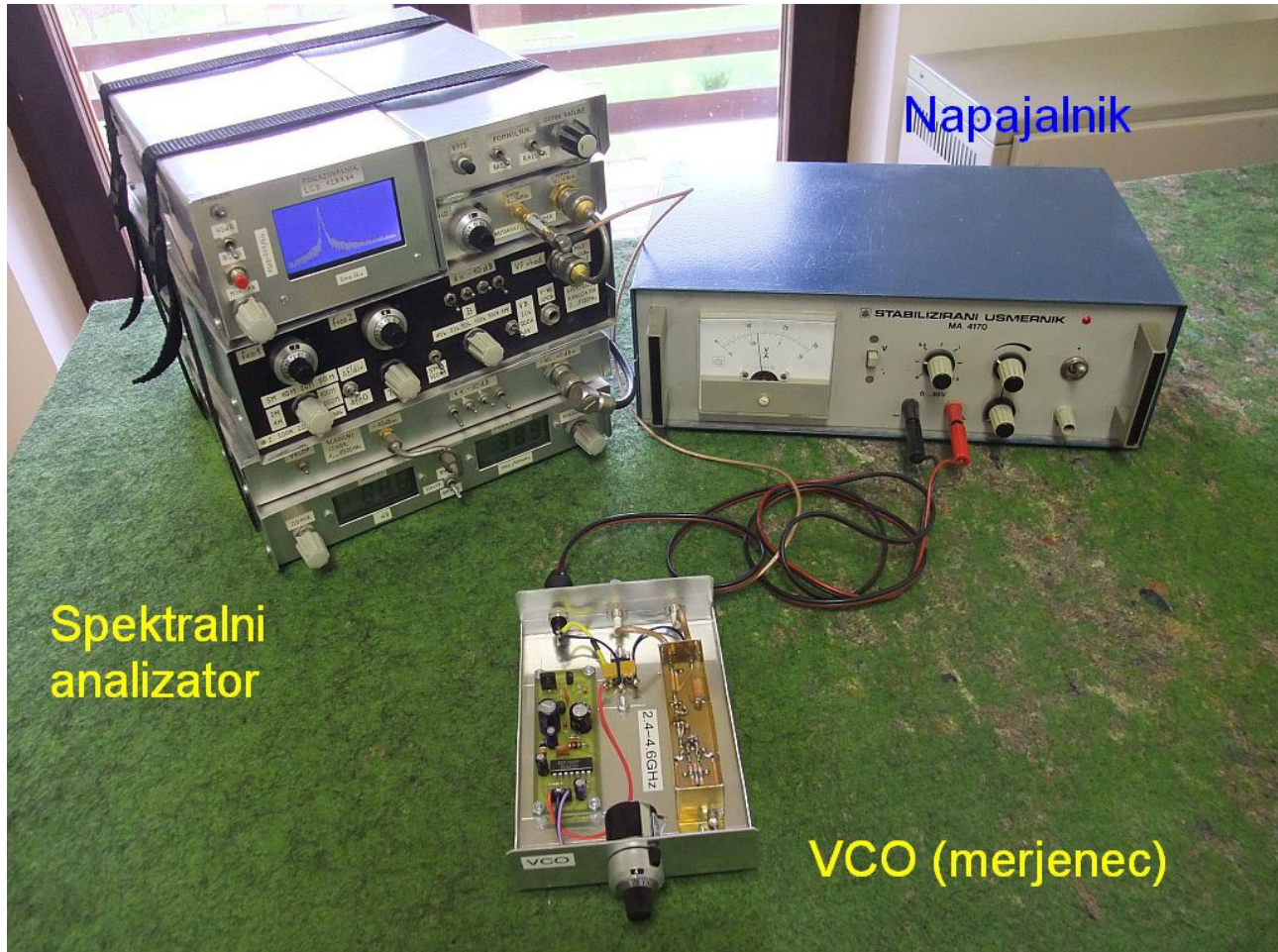
Za vajo izmerimo fazni šum visokofrekvenčnega oscilatorja. Merjenec je VCO s silicijevim bipolarnim tranzistorjem BFP420 in rezonatorjem v tehniki mikrotrakastih vodov, ki se uglasuje s šestimi varikap diodami. Obremenjena kvaliteta takšnega rezonatorja je v velikostnem razredu $Q_L \approx 10$. VCO pokriva frekvenčni pas $2.4\text{GHz} \dots 4.6\text{GHz}$, podobno kot YIG oscilator v spektralnem analizatorju. Ker delujeta oba oscilatorja v istem frekvenčnem pasu in je kvaliteta YIG oscilatorja bistveno višja od kvalitete mikrotrakastega oscilatorja, je v tem primeru meritev faznega šuma z visokofrekvenčnim spektralnim analizatorjem povsem upravičena.



VCO merjenec je že opremljen z dvema ločilnima stopnjama. VCO je tudi primerno oklopljen pred motnjami iz okolice. V isto ohišje sta vgrajena tudi napajalnika za +8V (VCO in ločilne stopnje) ter +30V za varikap

diode, da je motenj iz okolice čim manj. Napetost na varikap diodah nastavimo z natančnim potenciometrom Helipot na 10 obratov.

Razporeditev in vezava vseh merilnih pripomočkov je prikazana na spodnji sliki:



Pri meritvi faznega šuma pazimo, da je ločljivost spektralnega analizatorja B vsaj desetkrat (boljše tridesetkrat) manjša od frekvenčnega odmika Δf . Pri premajhnem odmiku Δf oziroma preveliki pasovni širini B bomo namesto faznega šuma merili odziv pasovnega sita v spektralnem analizatorju!

Ker je šum naključen signal, moramo meritev jakosti šuma povprečiti. V spektralnem analizatorju nastavimo video sito tako, da je $B_{video} \ll B$. V analognem spektralnem analizatorju nizkoprepustno video sito sledi logaritemskemu detektorju moči. Očitnemu povprečju logaritmov v [dBm] moramo prišteti faktor povprečenja logaritma moči za Rayleighjevo porazdelitev $\log \langle P \rangle = \langle \log P \rangle + 2.5068 \dots \text{dB} \approx \langle \log P \rangle + 2.5 \text{dB}$. Pozor, sodobni spektralni analizatorji s številsko obdelavo signalov lahko računajo povprečje moči $\langle P \rangle$ tudi na drugačne načine!

Primer: na analognem spektralnem analizatorju odčitamo jakost nosilca

$P_0 = +9\text{dBm}$ in jakost povprečenega logaritma faznega šuma
 $P_N = -64\text{dBm}$. Razmerje moči nosilec/šum znaša:

$$\log(P_0/P_N) = +9\text{dBm} - (-64\text{dBm} + 2.5\text{dB}) = 70.5\text{dB}$$

Rezultat preračunamo v $[\text{dBc/Hz}]$ z upoštevanjem pasovne širine B spektralnega analizatorja. Primer $B = 10\text{kHz} \rightarrow \log B = 40\text{dB} \cdot \text{Hz}$:

$$\begin{aligned} \log L(\Delta f) &= -\log(P_0/P_N) - \log B = \\ &= -70.5\text{dB} - 40\text{dB} \cdot \text{Hz} = -110.5\text{dBc/Hz} \end{aligned}$$

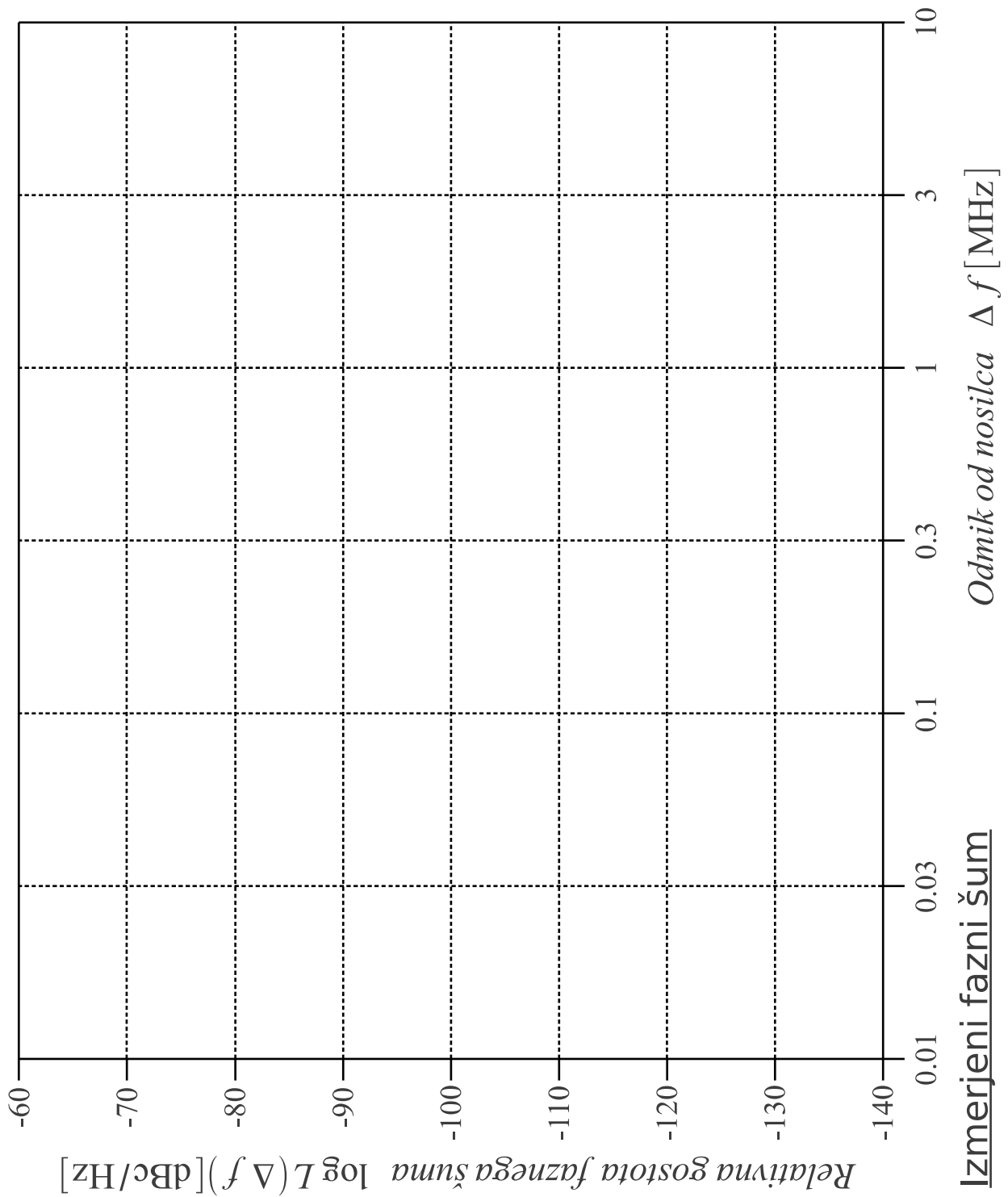
Končno spektralni analizator omogoča, da ocenimo njegov lastni fazni šum. Pri enosmerni dobimo na zaslonu spektralnega analizatorja visok enosmerni špič, ki ga obdaja le fazni šum oscilatorja (oziroma oscilatorjev) znotraj spektralnega analizatorja.

Fazni šum VCOja merimo pri frekvenčnih odmikih od $\Delta f = 10\text{kHz}$ do $\Delta f = 10\text{MHz}$. V tem področju frekvenčnih odmikov velja poenostavljena Leesonova enačba: fazni šum je obratno sorazmeren kvadratu odmika frekvence $L(\Delta f) = \alpha(\Delta f)^{-2}$. Bližje od $\Delta f < 10\text{kHz}$ je toplotno drsenje frekvence merjenca že hitrejše od preleta spektralnega analizatorja. Dlje od $\Delta f > 10\text{MHz}$ prevlada toplotni šum ločilnih stopenj oziroma spektralnega analizatorja.

Meritve opravimo tako, da VCO nastavimo na željeno frekvenco in najprej merimo pri največjem odkliku $\Delta f = 10\text{MHz}$. Odmik nato znižujemo hkrati s preletom in ločljivostjo spektralnega analizatorja. Izmerjene vrednosti faznega šuma si zapišemo v tabelo:

Odmik Δf	VCO 2.5GHz [dBc/Hz]	VCO 3.5GHz [dBc/Hz]	VCO 4.5GHz [dBc/Hz]	Samo SA [dBc/Hz]
10MHz				
3MHz				
1MHz				
300kHz				
100kHz				
30kHz				
10kHz				

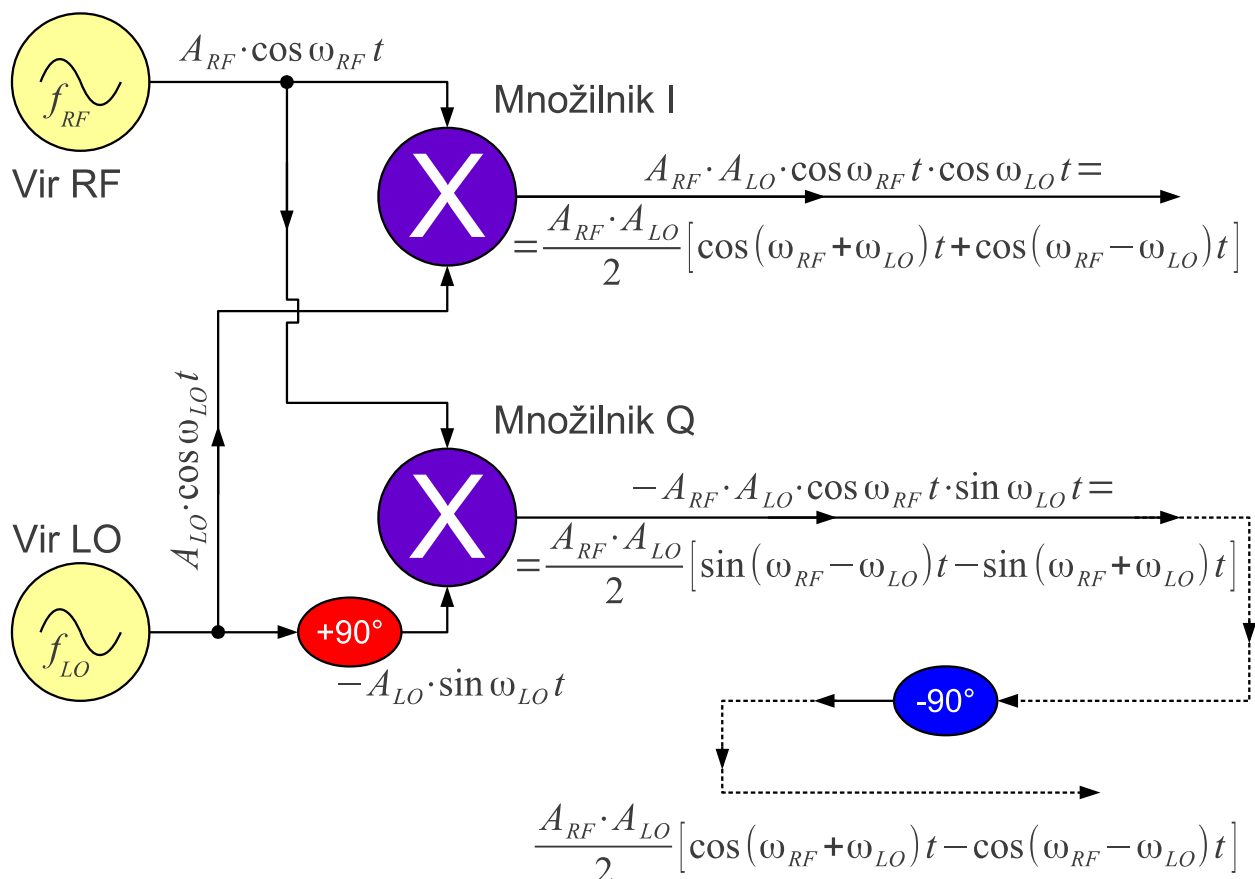
Končno narišemo vse štiri krivulje faznega šuma v graf in pri vsaki krivulji natančno označimo, kateri meritvi pripada:



24. Kvadrturni mešalnik

Množilnik oziroma preprost mešalnik proizvaja na svojem izhodu poleg številnih neželenih produktov mešanja in presluhov najmanj vsoto $\omega_{RF} + \omega_{LO}$ in razliko $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ vhodnih frekvenc. V napravah pogosto uporabljamo samo en rezultat, samo vsoto ali pa samo razliko frekvenc. Drugi rezultat množenja (preprostega enofaznega mešanja) je ponavadi skrajno nezaželen in bi ga radi čim prej odstranili.

Opisano vprašanje ima širši fizikalni pomen: kaj pomeni predznak frekvence? Pri eno-dimenzijskem nihanju predznak frekvence nima pomena, pri kroženju pa predznak frekvence pomeni vrtenje v levo oziroma v desno. Mehansko vrtenje nadomešča v elektrotehniko kvadrturni (dvofazni) mešalnik, kjer dva množilnika I in Q proizvajata dva neodvisna signala s faznim zamikom četrte periode:

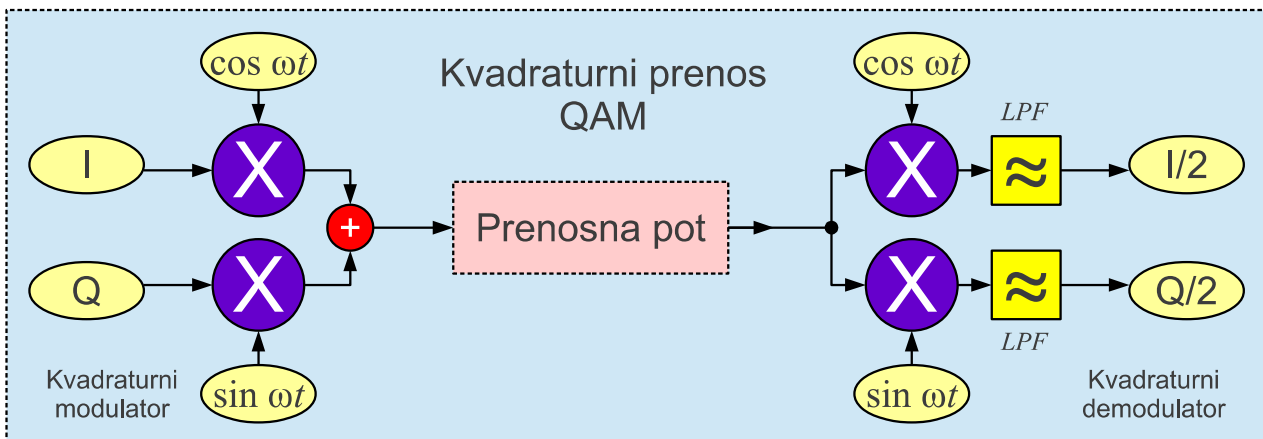
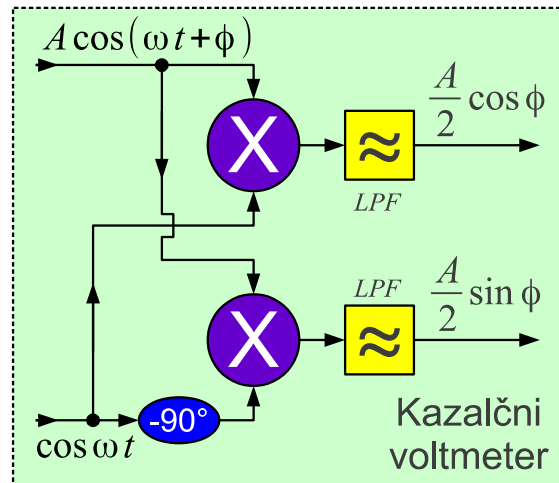
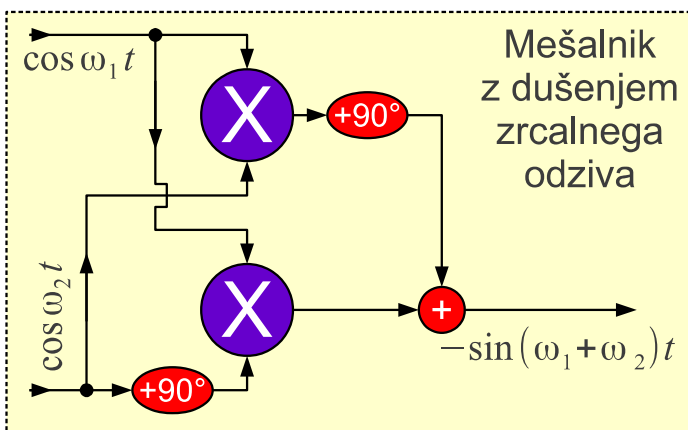


Kvadrturni mešalnik

Pri tem množilnik I deluje brez faznega zasuca (In-phase), množilnik Q pa ima enega od vhodnih signalov pospešenega ali zakasnjjenega za četrte periode (Quadrature). Izhodna signala obeh množilnikov I in Q vsak zase še vedno hkrati vsebujeta vsoto in

razliko frekvenc. Razlika med množilnikoma I in Q je v fazah izhodnih signalov vsote in razlike frekvenc. Če enega od izhodnih signalov zakasnimo ali pa pospešimo za četrto periodo, bo vsota obeh signalov I in Q vsebovala samo vsoto ali pa samo razliko obeh vhodnih frekvenc. Pogosta uporaba kvadraturnega mešalnika je mešalnik, ki zna dušiti neželjeni zrcalni odziv (Image-Reject Mixer):

Uporaba kvadraturnih mešalnikov



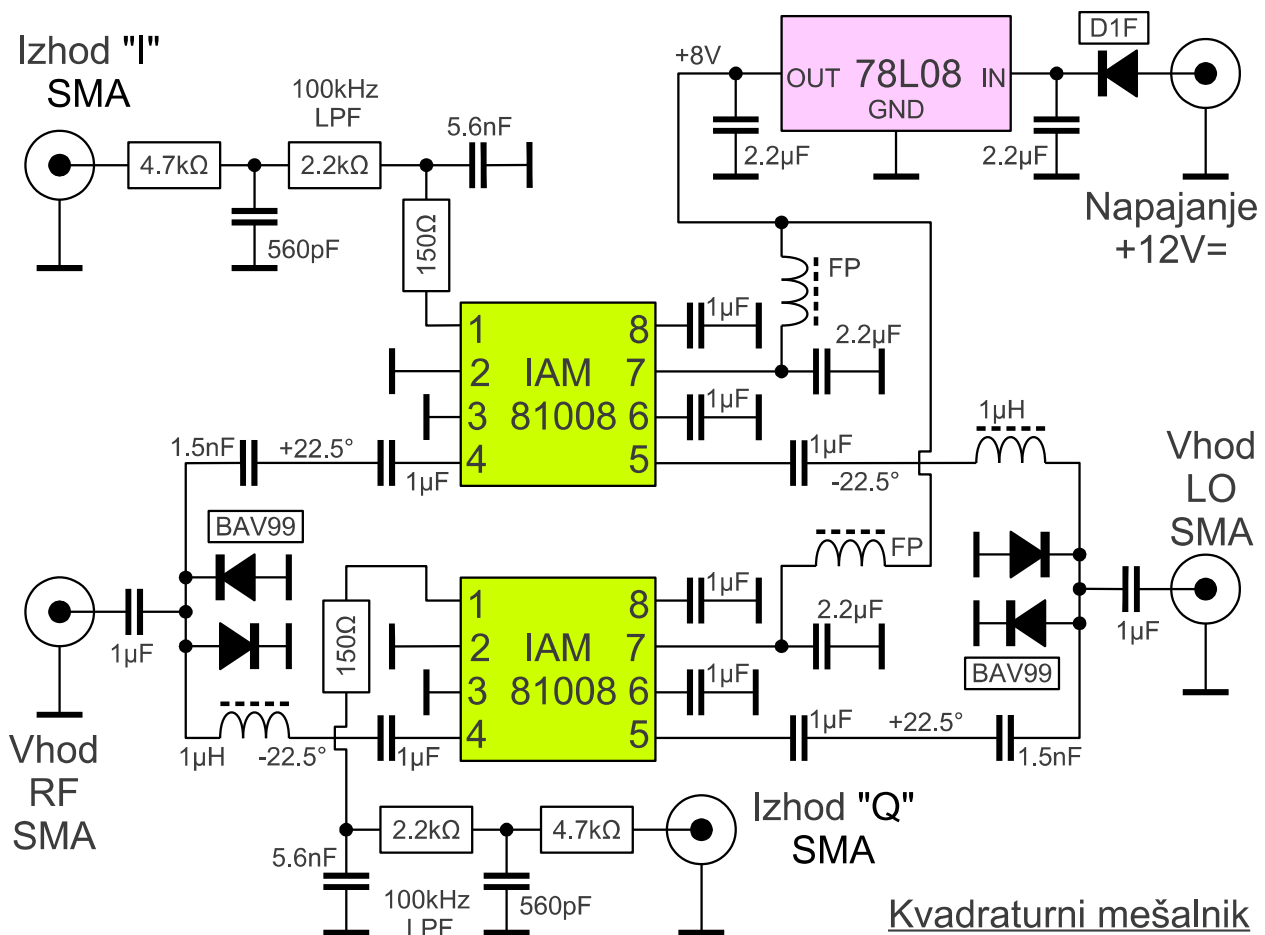
Če je razlika vhodnih frekvenc v množilnik

$|\omega_{RF} - \omega_{LO}| \ll \omega_{RF}, \omega_{LO}$ razmeroma majhna oziroma enaka nič, razliko oziroma enosmerno preprosto izsejemo z nizkoprepustnim sitom. Kvadraturni mešalnik z dvema nizkoprepustnima sitoma na izhodih I in Q tedaj deluje kot kazalčni (vektorski) voltmetr, ki meri komponenti kazalca vhodne napetosti. Povsem enako vezje uporablja tudi radijski sprejemnik z ničelno medfrekvenco ZIF (Zero Intermediate Frequency).

V telekomunikacijah pogosto uporabljamo kvadraturni prenos QAM (Quadrature Amplitude Modulation). S pomočjo kvadraturnega modulatorja (prvi kvadraturni mešalnik) oddajnik vstavi dva neodvisna signala I in Q na isti nosilec ω . Kvadraturni modulator tvori neodvisna bočna pasova ter tako podvoji spektralno učinkovitost v primerjavi s preprostim modulatorjem z enim samim množilnikom in zrcalno enakima bočnima pasovoma.

V sprejemniku kvadraturni demodulator (drugi kvadraturni mešalnik) iz moduliranega nosilca frekvence ω ponovno izlušči oba neodvisna signala I in Q. Dodatni faktor $1/2$ preprosto popravimo z ojačevalnikom, ki je lahko kar del prenosne poti. Vsi neželjeni produkti mešanja v kvadraturnem sprejemniku imajo dvojno frekvenco nosilca 2ω . Slednje preprosto izločita nizkoprepustni siti na izhodu kvadraturnega demodulatorja.

Kvadraturne mešalnike najpogosteje izdelamo v integriranih vezjih. Osnovni gradnik je množilnik, izdelan kot Gilbertova celica z bipolarnimi oziroma poljskimi tranzistorji. Primerno integrirano vezje visokofrekvenčnega analognega množilnika, ki vsebuje eno samo Gilbertovo celico, je IAM-81008. Slednje vsebuje simetrična vezja na obeh vloh RF in LO ter na izhodu IF.



Kvadraturni mešalnik vsebuje dva IAM-81008. Fazni zasuk četrte periode je razdeljen v štiri vezja na vloh RF in LO, ki s kondenzatorji in tuljavami dajejo vsako zase fазne zasuke $\pm 22.5^\circ$ oziroma šestnajstino periode. Dvojni diodi BAV99 ščitita oba vhoda pred prekrmljenjem. Regulator 78L08 poskrbi za stabilizacijo napajanja +8V za oba IAM-81008. Na izhodih I in Q sta dve preprosti RC nizkoprepustni siti (100kHz) za krmiljenje osciloskopa XY.



Silicon Bipolar MMIC 5 GHz Active Double Balanced Mixer/IF Amp

Technical Data

IAM-81008

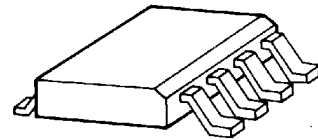
Features

- **RF-IF Conversion Gain From 0.05 – 5 GHz**
- **IF Conversion Gain From DC to 1 GHz**
- **Low Power Dissipation:**
65 mW at $V_{CC} = 5$ V Typical
- **Single Polarity Bias Supply:**
 $V_{CC} = 4$ to 8 V
- **Load-insensitive Performance**
- **Conversion Gain Flat Over Temperature**
- **Low LO Power Requirements:**
-5 dBm Typical
- **Low Cost Plastic Surface Mount Package**

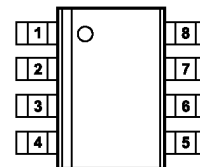
Typical applications include frequency down conversion, modulation, demodulation and phase detection. Markets include fiber-optics, GPS satellite navigation, mobile radio, and battery powered communications receivers.

The IAM series of Gilbert multiplier-based frequency converters is fabricated using Agilent's 10 GHz, f_T , 25 GHz f_{MAX} ISOSAT™-I silicon bipolar process. This process uses nitride self alignment, submicrometer lithography, trench isolation, ion implantation, gold metallization and polyimide inter-metal dielectric and scratch protection to achieve excellent performance, uniformity and reliability.

Plastic SO-8 Package



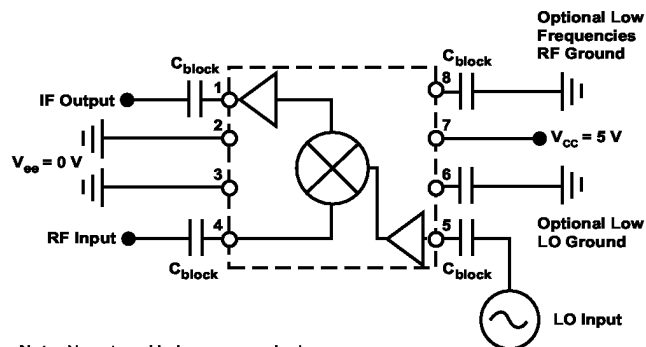
Pin Configuration



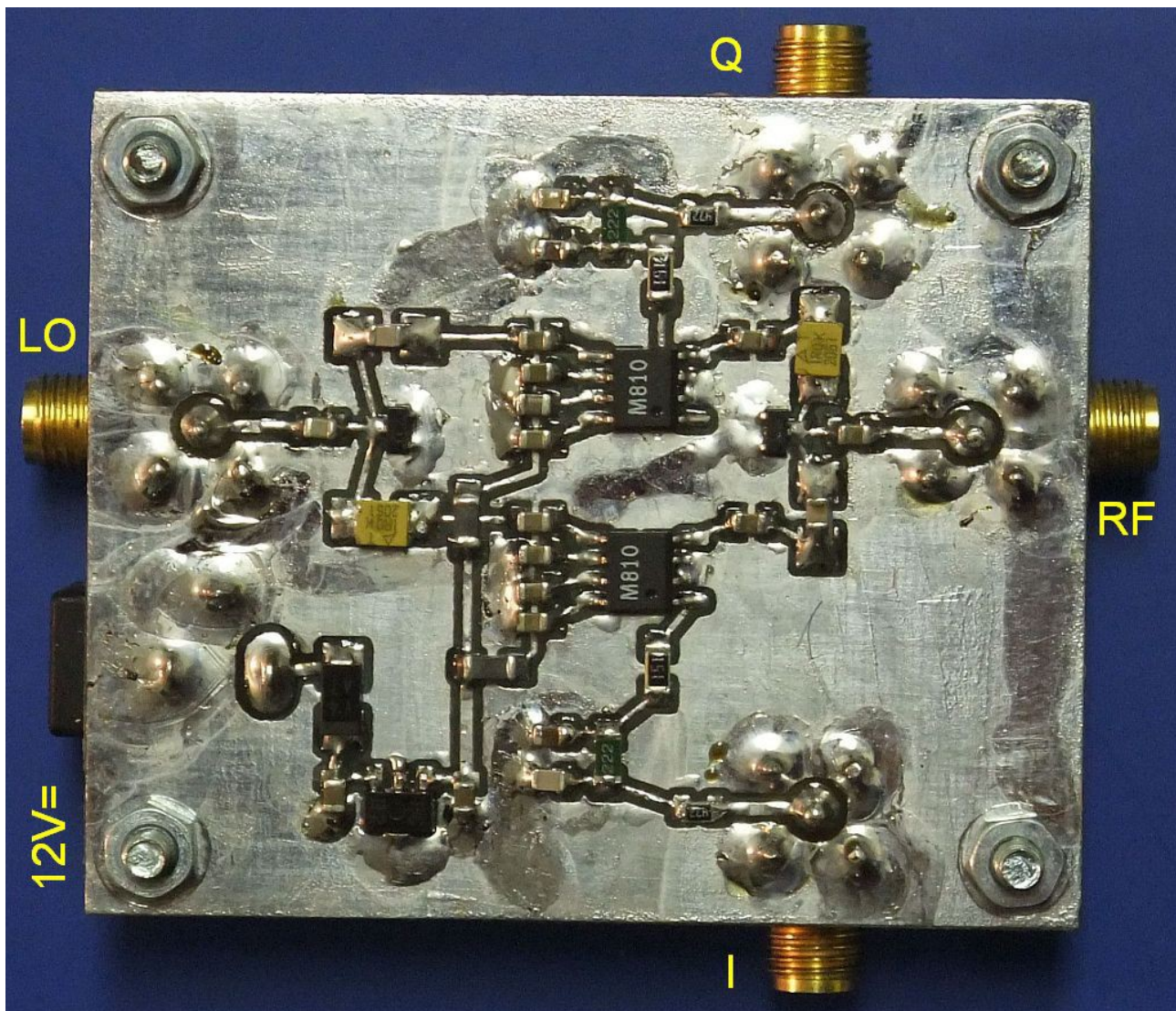
Description

The IAM-81008 is a complete low power consumption, double balanced active mixer housed in a miniature low cost plastic surface mount package. It is designed for narrow or wide bandwidth commercial and industrial applications having RF inputs up to 5 GHz. Operation at RF and LO frequencies less than 50 MHz can be achieved using optional external capacitors to ground. The IAM-81008 is particularly well suited for applications that require load-insensitive conversion and good spurious signal suppression with minimum LO and bias power consumption.

Typical Biasing Configuration and Functional Block Diagram

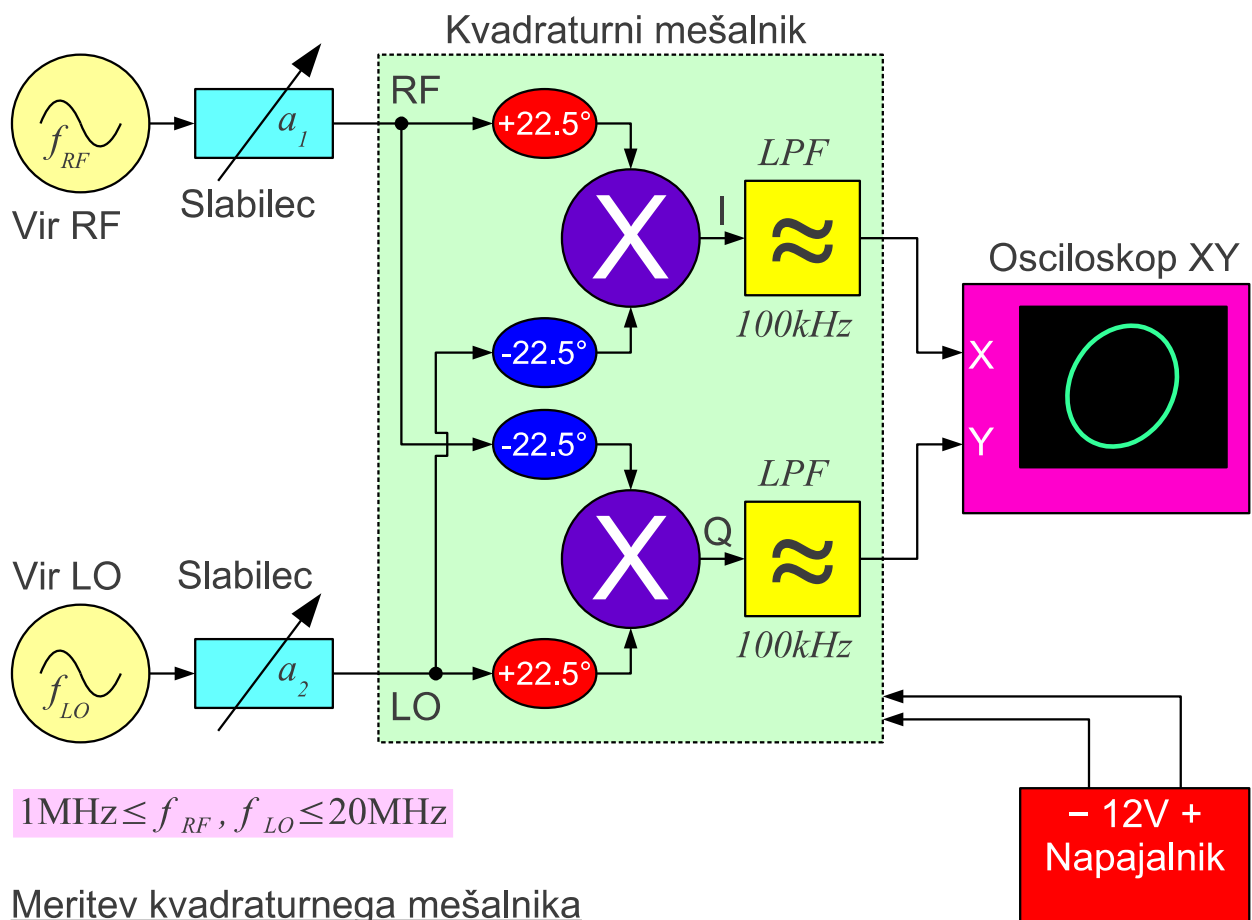
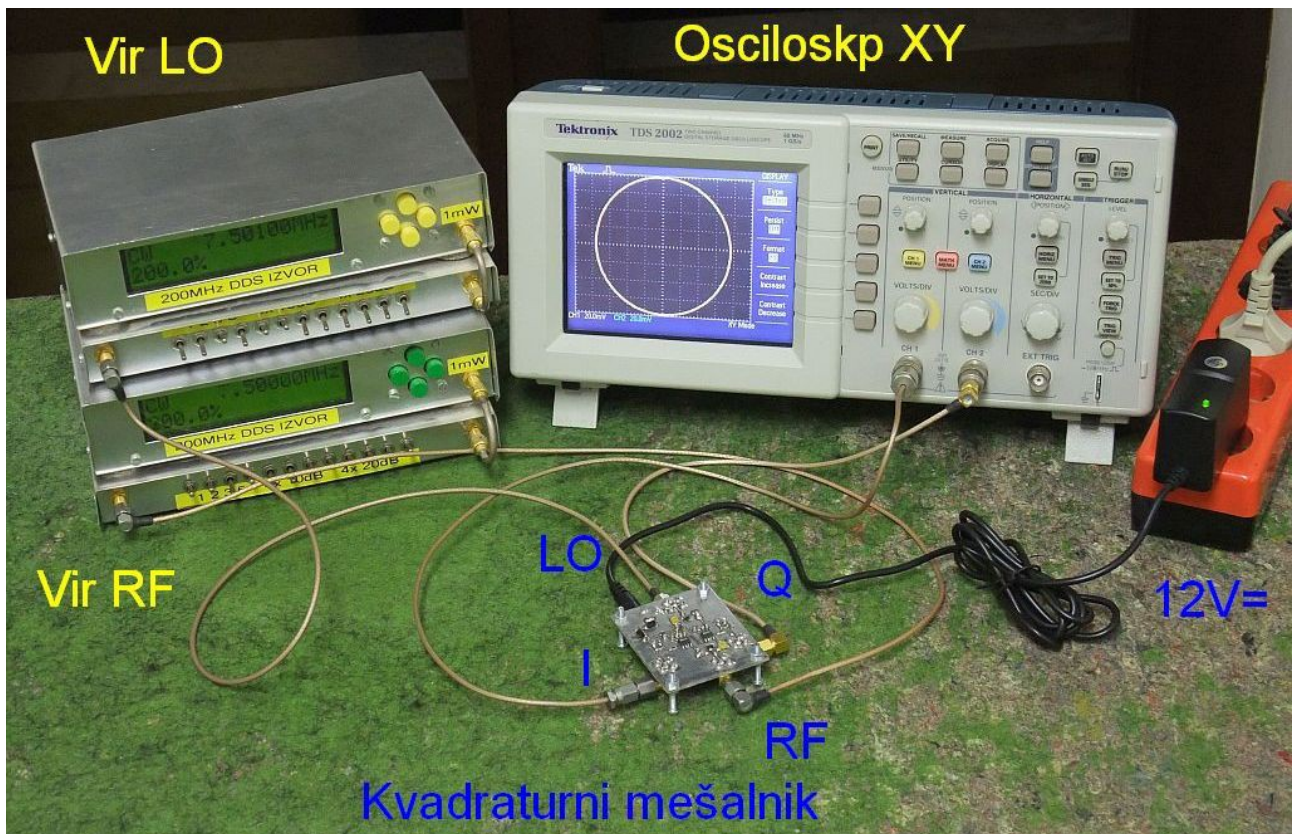


Note: No external baluns are required.



Ključna lastnost kvadraturnega mešalnika je točnost kvadrature. Torej fazni zasuk natančno četrta periode in popolnoma enaka amplituda odziva obeh mešalnikov I in Q. Netočnost kvadrature pomeni, da neželjeni produkt mešanja na izhodu kvadraturnega mešalnika ne bo popolnoma zadušen. Netočnost kvadrature pomeni tudi neželjeni presluh med vejama I in Q pri kvadraturnem prenosu QAM.

Številne pojave v kvadraturnem mešalniku najlažje opazujemo tako, da izhoda I in Q peljemo preko nizkoprepustnih sit na osciloskop XY. Na vhoda RF in LO pripeljemo dva sinusna signala majhne razlike frekvenc $|f_{RF} - f_{LO}| \ll 100\text{kHz}$. Brezhiben kvadraturni mešalnik bo tedaj narisal na osciloskopu krog. Če je razlika frekvenc nižja od $|f_{RF} - f_{LO}| < 10\text{Hz}$, na osciloskopu s prostim očesom vidimo krožečo svetlečo piko:



Človeško oko zelo dobro loči brezhiben krog od drugih geometrijskih oblik. Če je krog oglat oziroma postaja pravokotnik, so jakosti vhodnih signalov previsoke in oba množilnika delujeta v

nasičenju. Če namesto kroga vidimo elipso, kvadratura ni brezhibna! Vodoravna oziroma pokončna elipsa pri tem pomeni, da amplitudi odziva obeh množilnikov nista enaki. Nagnjena elipsa pod 45° ali pa 135° pomeni, da fazni zasuk ni enak četrtini periode.

Napake kvadraturenega mešalnika, ki NE deluje v nasičenju, lahko izračunamo iz lastnosti opazovane elipse na osciloskopu: velika polos a , mala polos b ter kot nagiba elipse α :

$$R = \frac{a}{b} \equiv \text{osno razmerje}$$

$$1 \leq R \leq \infty$$

$$R_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{a}{b} \right)$$

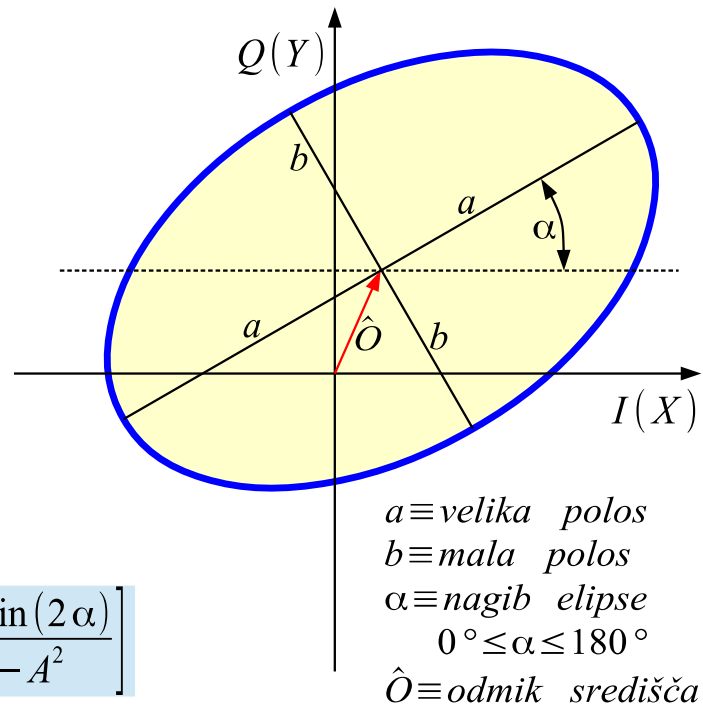
Slabljenje zrcalnega odziva

$$A = \frac{R-1}{R+1} = \frac{a-b}{a+b}$$

$$A_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{a-b}{a+b} \right)$$

$$\text{Napaka faze} \equiv \Delta \phi = \arctan \left[\frac{2 A \sin(2 \alpha)}{1 - A^2} \right]$$

$$\text{Napaka ojačanja} \equiv \Delta G_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left[\frac{1 + A^2 - 2 A \cos(2 \alpha)}{1 + A^2 + 2 A \cos(2 \alpha)} \right]$$



Elipsa odziva mešalnika

Za vajo izmerimo lastnosti kvadraturenega mešalnika v frekvenčnem pasu od 1MHz do 20MHz. V tako širokem frekvenčnem pasu je še posebno zahtevno držati natančen fazni zasuk četrt periode. Vezja za fazni zasuk sicer imajo tudi amplituden odziv, ki ni konstanten. Končno igrajo vlogo odstopanja vseh gradnikov, ki kazijo natančno kvadraturu. Učinkovit protiukrep za vse opisane težave je delitev skupnega zasuka četrt periode na štiri manjše zasuke $\pm 22.5^\circ$.

Pred začetkom meritev moramo izbrati primerno jakost obeh signalov RF in LO, da množilniki ne pridejo v nasičenje na osrednji frekvenci 5MHz. Razlika frekvenc mora biti manjša od

$$|f_{\text{RF}} - f_{\text{LO}}| < 100 \text{ kHz}, \text{ da na osciloskopu sploh kaj vidimo. Za}$$

čimbolj točno meritev izberemo $|f_{RF} - f_{LO}| < 1\text{kHz}$. Pri tem morata biti krog oziroma elipsa na osciloskopu brezhibna in dobro vidna, torej uporabiti čim večji del zaslona. Jasno, občutljivost osciloskopa mora biti enaka v obeh oseh X in Y. V razpredelnico si zabeležimo izbrane vrednosti jakosti RF in LO ter občutljivost XY osciloskopa.

Nato pomerimo kvadrturni mešalnik na frekvencah, ki so že vpisane v razpredelnico. Pri tem držimo razliko frekvenc

$|f_{RF} - f_{LO}| < 1\text{kHz}$ zadosti majhno. Na zaslonu osciloskopa izmerimo dolžino velike osi elipse $2a$, dolžino male osi elipse $2b$ ter kot nagiba elipse α . Iz teh podatkov nato izračunamo osno razmerje R , slabljenje zrcalne A_{dB} , napako faze $\Delta\phi$ in napako ojačanja ΔG_{dB} kvadrturnega mešalnika.

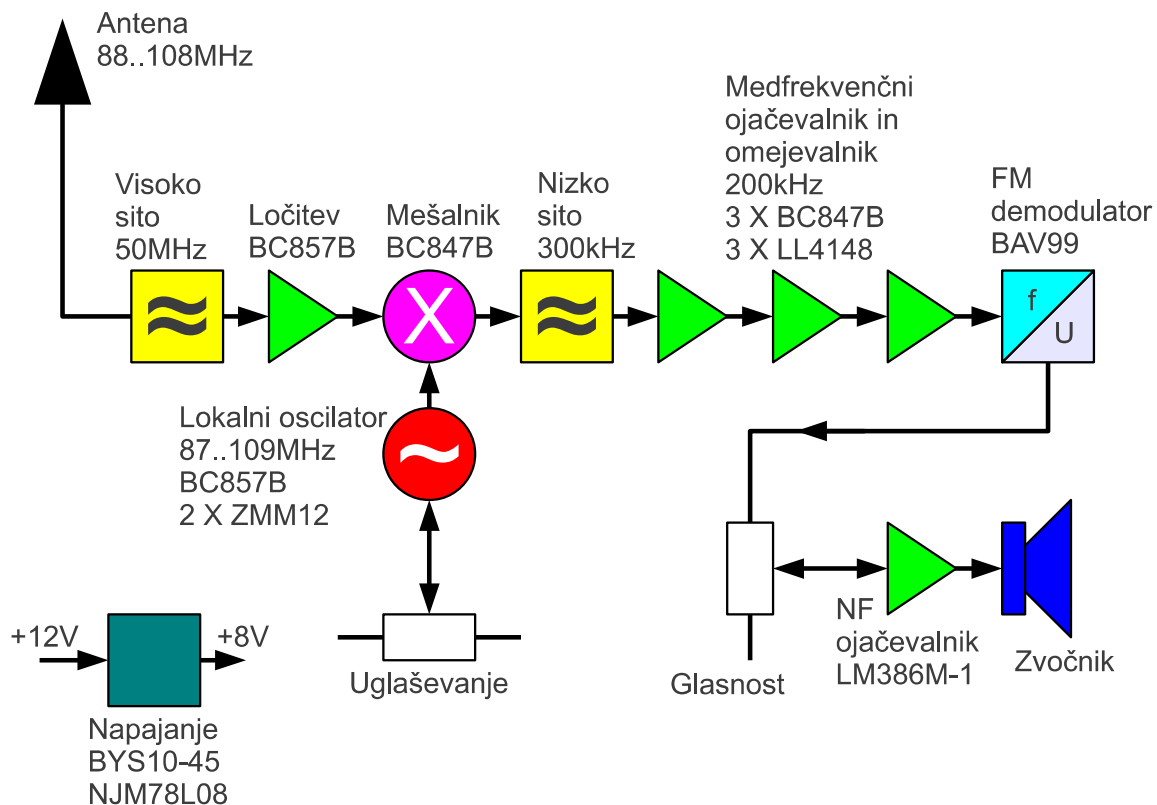
Jakost RF, LO: dBm				Občutljivost XY: mV/razdelek			
Frekvenca f [MHz]	Velika os $2a$ [mm]	Mala os $2b$ [mm]	Nagib α [°]	Osno razmerje R	Dušenje zrcalne A_{dB}	Napaka faze $\Delta\phi$ [°]	Napaka ojačanja ΔG_{dB}
1							
1.5							
2							
2.5							
3							
3.5							
4							
5							
6							
7							
8							
10							
12							
14							
17							
20							

25. Preprost UKV FM radijski sprejemnik

Matjaž Vidmar, S53MV

1. Načrt sprejemnika

Radijski sprejemnik za frekvenčno modulacijo visokofrekvenčni signal najprej obdela z omejevalnikom in temu sledi frekvenčna demodulacija. Oboje je smiselno izvesti na izbrani medfrekveni. Iz slednjega razloga je FM sprejemnik običajno heterodinski sprejemnik. Medfrekvenco dobimo v mešalniku, ki ga krmilimo s primernim lokalnim oscilatorjem. FM demodulatorju sledi vsaj še nizkofrekvenčni ojačevalnik, v radiodifuznem sprejemniku še stereo in RDS dekodler.



Osnovni načrt preprostega UKV FM sprejemnika

Radiodifuzni FM sprejemnik za UKV frekvenčni pas

88MHz ... 108MHz običajno uporablja medfrekvenco $f_{MF} = 10.7\text{MHz}$. Takšna izbira medfrekvenca zahteva več nastavljivih gradnikov tako v medfrekvenčni verigi kot v visokofrekvenčni glavi sprejemnika. Preprost UKV FM sprejemnik uporablja dosti nižjo medfrekvenco komaj $f_{MF} = 200\text{kHz}$ z namenom, da se izognemo zahtevnim gradnikom in pripadajočemu uglaševanju. Slaba lastnost zelo nizke medfrekvenca je zrcalni odziv, ki ga ni

možno zadušiti.

Takšen preprost UKV FM sprejemnik se izdeluje že vrsto let v obliki integriranega vezja TDA7000 (tovarna Philips) in njegovih naslednikov. Takšna integrirana vezja se danes uporabljajo v najcenejših sprejemnikih, ker ne zahtevajo dragih gradnikov niti še dražjega uglaševanja. Slaba stran integriranega vezja je, da njegova notranjost ni dostopna našim merilnim pripomočkom.

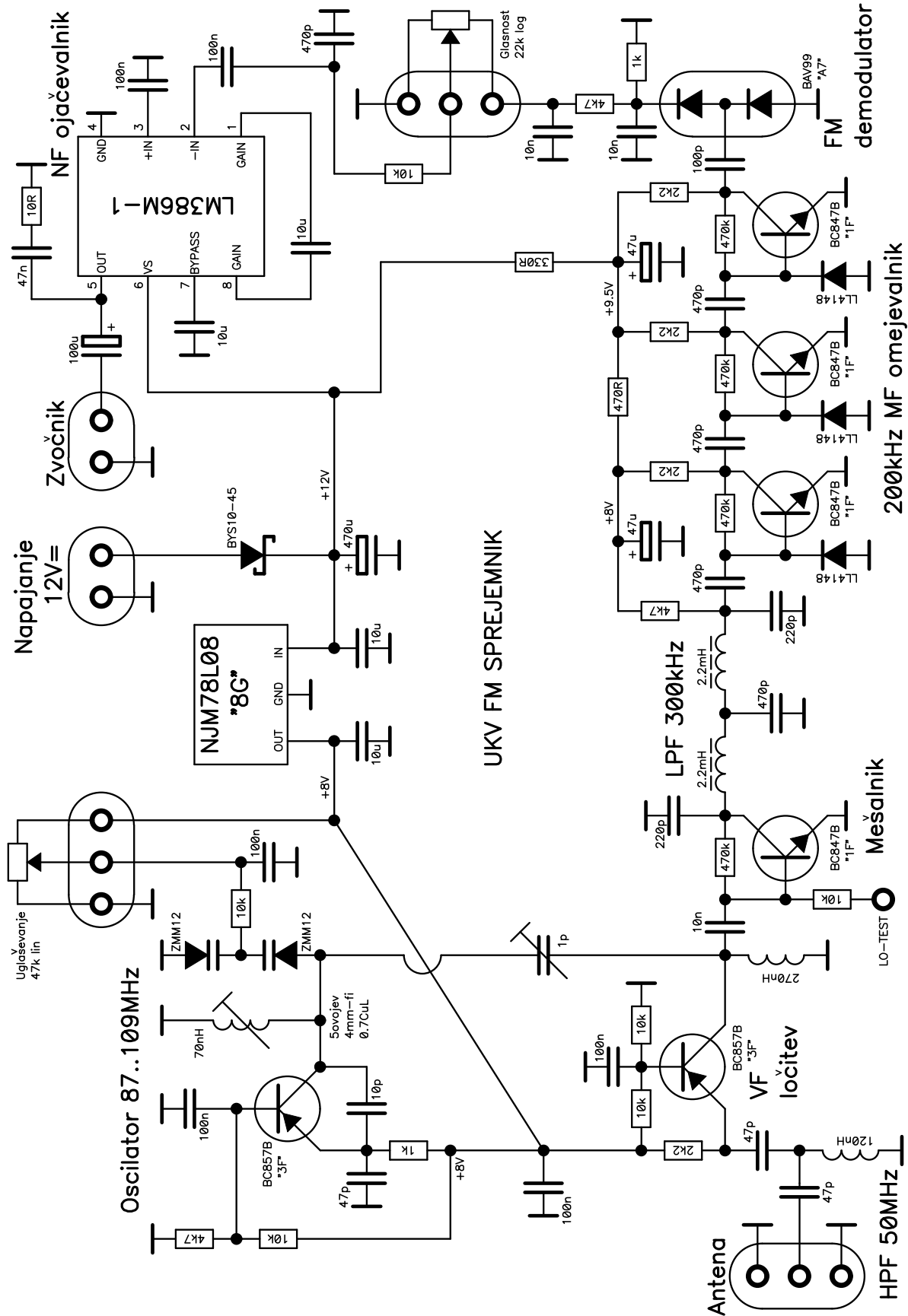
V učne namene zato izdelamo podoben, preprost UKV FM sprejemnik iz posameznih tranzistorjev in diod. Vse visokofrekvenčne in medfrekvenčne naloge preprostega UKV sprejemnika lahko izvedemo z nizkofrekvenčnimi silicijevimi bipolarnimi tranzistorji BC847B (NPN) oziroma BC857B (PNP). Oba imata tokovno ojačanje $\beta \approx 300$ in dosežata mejno frekvenco $f_T \approx 250\text{MHz}$. Integrirani nizkofrekvenčni ojačevalnik LM386M-1 nam prihrani nekaj dela. Podobno nam prihrani delo integrirani stabilizator napetosti NJM78L08.

Visokofrekvenčni signal iz antene peljemo najprej skozi visokoprepustno LC sito (High-Pass Filter ali HPF $47\text{pF} - 120\text{nH} - 47\text{pF}$) z mejno frekvenco okoli $f > 50\text{MHz}$. Sito odreže motnje na nižjih frekvencah, predvsem na medfrekvenci $f_{MF} = 200\text{kHz}$. Sledi ojačevalnik s PNP tranzistorjem BC857B v spoju z ozemljeno bazo. V takšnem spoju je ojačanje tranzistorja le napetostno in še to zelo majhno.

Osnovna naloga stopnje z BC857B je ločitev mešalnika in lokalnega oscilatorja od antene. V spoju z ozemljeno bazo je povratni vpliv (S_{12}) zelo majhen! Ločilna stopnja preprečuje, da bi sprejemnik seval lasten lokalni oscilator skozi anteno. Hkrati ločilna stopnja omejuje vpliv impedance antene (primer dotik antene z roko) na frekvenco lokalnega oscilatorja.

Mešalnik izkorišča eksponentno nelinearnost spoja BE NPN tranzistorja BC847B. Načrt mešalnika in nastavitve delovne točke izgledajo sicer povsem enaki ojačevalniku z ozemljenim emitorjem. Visokofrekvenčni signal in lokalni oscilator sta oba pripeljana na bazo tranzistorja. Ojačani produkti mešanja so na voljo na kolektorju.

Tuljava 270nH in kondenzator 10nF kratko-skleneta medfrekvenco na vhodu mešalnika. Nizkoprepustno LC sito (Low-Pass Filter ali LPF $220\text{pH} - 2.2\text{mH} - 470\text{pF} - 2.2\text{mH} - 220\text{pF}$) zaustavi neželjene ostanke vhodnega visokofrekvenčnega signala in lokalnega oscilatorja na izhodu mešalnika.



Lokalni oscilator uporablja PNP tranzistor BC857B v spoju z ozemljeno bazo kot ojačevalnik. Frekvenco nihanja določa nihajni krog z nastavljivo tuljavo 70nH in številnimi kondenzatorji v vezju. Povratno vezavo

oscilatorja določa kapacitivni delilnik $10\text{pF}/47\text{pF}$ iz kolektorja BC857B na emitor.

Nihajni krog oscilatorja ugašujemo z zaporedno vezavo dveh varikap diod. V preprostem sprejemniku sta kot varikap diodi uporabljeni kar dve Zener diodi ZMM12, ki se jima z zaporno napetostjo da nastavljeni kapacitivnost v območju od približno 40pF do približno 80pF . Zener diode imajo sicer podoben profil dopiranja in podobno površino PN spoja kot silicijeve stopničaste (abrupt) varikap diode. Enosmerno ugaševalno napetost pripeljemo iz potenciometra preko upora $10\text{k}\Omega$, ki je v tem vezju uporabljen kot visokofrekvenčna dušilka.

Manjši del signala lokalnega oscilatorja peljemo preko (nastavljivega) kondenzatorja komaj 1pF na bazo mešalnega tranzistorja. Pravilno krmiljenje mešalnika ugotovimo preko enosmerne napetosti na bazi tranzistorja BC847B. Mešanje zagotavlja kvadratni člen odziva spoja BE. Isti člen odziva hkrati usmerja signal lokalnega oscilatorja, kar lahko izmerimo kot znižanje enosmerne napetosti na točki LO-TEST.

UKV FM radiodifuzni oddajniki uporabljajo frekvenčni koleb (deviacijo) $\Delta f = \pm 75\text{kHz}$. Če k kolebu prištejemo še stereo zvok (frekvence do 15kHz in pas okoli 38kHz), pripadajoči pilot 19kHz in RDS podatke (podnosilec 57kHz), znaša skupna pasovna širina UKV FM signala $B \approx 200\text{kHz}$. Pri medfrekvenci $f_{MF} = 200\text{kHz}$ to pomeni frekvenčni pas $f_{MF} = 100\text{kHz} \dots 300\text{kHz}$. Spodnjo mejo 100kHz določajo kar sklopni kondenzatorji 470pF med stopnjami medfrekvenčnega ojačevalnika/omejevalnika. Gornjo mejo 300kHz določa nizkoprepustno LC sito (LPF $220\text{pH} - 2.2\text{mH} - 470\text{pF} - 2.2\text{mH} - 220\text{pF}$).

200kHz medfrekvenčni ojačevalnik/omejevalnik vsebuje tri enake stopnje z NPN tranzistorji BC847B. Upor $470\text{k}\Omega$ med bazo in kolektorjem nastavlja delovno točko ojačevalnika in zagotavlja šibko povratno vezavo. Silicijeva PN dioda LL4148 med bazo in emitorjem BC847B v obratni smeri spoja BE zagotavlja simetrično delovanje omejevalnika. Boljše lastnosti omejevalnika bi tu omogočala Schottky dioda, ker ima nižji prag.

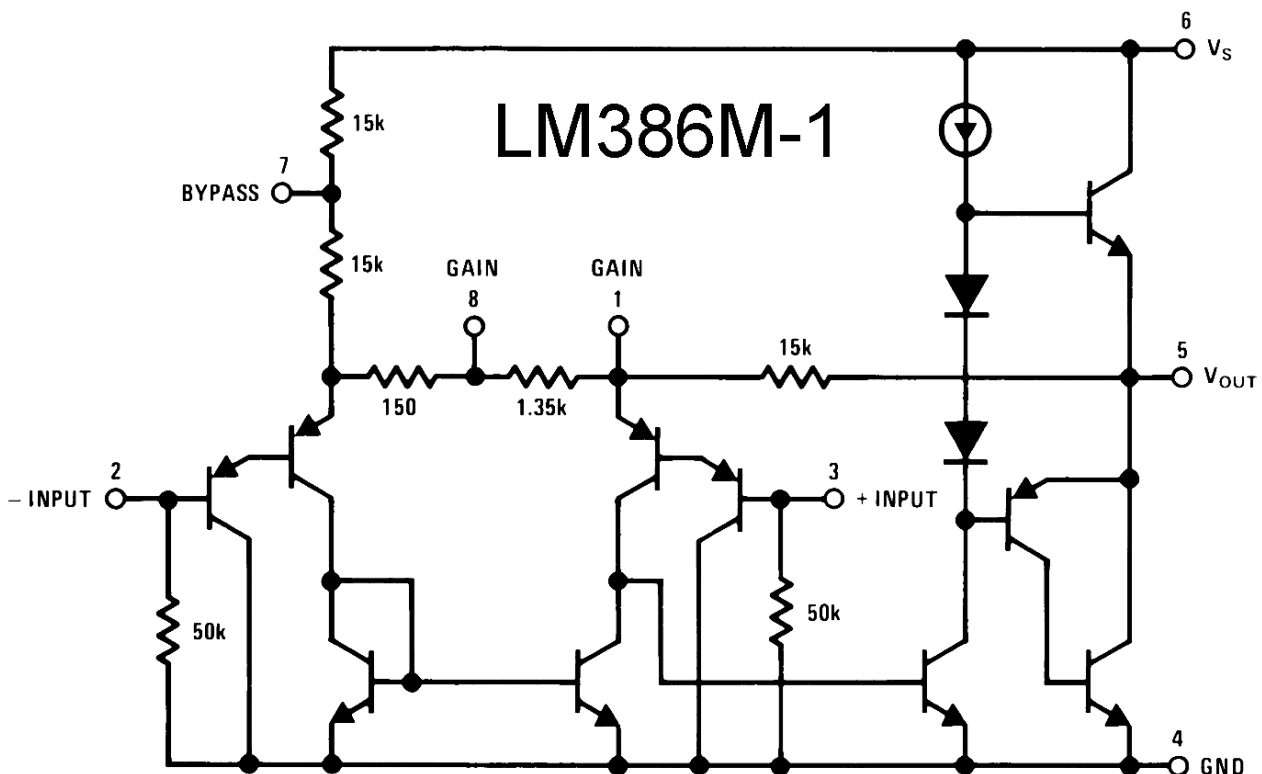
Ojačanje verige treh stopenj je tako visoko, da toplotni šum v vsakem primeru izkrmili zadnjo stopnjo do polne amplitude signala, kolikor omogoča napajanje. Pri krmiljenju s kakršnimkoli FM signalom lahko pride do omejevanja že v drugi ali celo prvi stopnji medfrekvenčne verige. Omejevalnik na ta način izloči vsakršne spremembe amplitude vhodnega signala, ki so pri sprejemu FM oddajnika izključno motnje in šum.

FM demodulator pretvarja frekvenco signala v sorazmerno napetost. Usmernik z dvojno silicijevo PN diodo BAV99 je zaključen na breme komaj

$1\text{k}\Omega$ zato, da je njegova vhodna impedanca dosti manjša od impedance kondenzatorja 100pF za medfrekvenčni signal $f_{MF}=200\text{kHz}$. Ker impedanca kondenzatorja upada obratno-sorazmerno frekvenci, bo izhodna napetost usmernika premo-sorazmerna frekvenci.

UKV FM oddajniki uporabljajo tako imenovani preemphasis: visoki toni analogne modulacije so na oddaji namenoma poudarjeni. Sprejemnik temu primerno duši visoke tone, kar v končnem računu omogoča bistveno boljše razmerje signal/šum. Obratno nalogo v sprejemniku imenujemo deemphasis. Deemphasis zahteva nizkoprepustno RC vezje s časovno konstanto $\tau=75\mu\text{s}$ (Evropa) oziroma $\tau=50\mu\text{s}$ (ZDA).

V opisanem sprejemniku vnaša večji del deemphasisa RC člen $4.7\text{k}\Omega/10\text{nF}$ tik pred potenciometrom za glasnost. Skupno z ostalimi RC členi $1\text{k}\Omega/10\text{nF}$ v usmerniku FM demodulatorja in $10\text{k}\Omega/470\text{pF}$ na vходу nizkofrekvenčnega ojačevalnika vsi trije RC členi poskrbijo tudi za izločanje ostankov medfrekvenčne $f_{MF}=200\text{kHz}$.



Nizkofrekvenčni ojačevalnik je izdelan s silicijevim integriranim vezjem LM386M-1. LM386M-1 vsebuje ojačevalnik z vgrajeno povratno vezavo, nastavitvijo delovne točke in komplementarno izhodno stopnjo (PNP/NPN) v razredu B.

LM386M-1 ima dva enakovredna vhoda +INPUT in -INPUT, jasno lahko uporabimo samo enega od njih. Sklopni kondenzator $10\mu\text{F}$ med

priključkoma GAIN nastavlja napetostno ojačanje na vrednost 200. Kondenzator $10\mu\text{F}$ na priključku BYPASS omejuje širjenje motenj z napajanja na izhod ojačevalnika.

Nizkofrekvenčni ojačevalnik LM386M-1 lahko krmili zvočnik z impedanco $Z \geq 8\Omega$ ali več. Enosmerna delovna točka izhodne stopnje zahteva sklopni kondenzator $100\mu\text{F}$ do zvočnika. Ker impedanca zvočnika s frekvenco narašča, stabilnost ojačevalnika pri visokih frekvencah izboljšuje dodatno RC breme $47\text{nF} + 10\Omega$, vezano vzporedno z zvočnikom na izhod ojačevalnika.

Radijski sprejemnik je naprava z zelo visokim ojačanjem. Preprosti UKV FM sprejemnik deluje s signalom jakosti $P_s = 1\text{pW} = -90\text{dBm}$ na antenskem priključku in pri tem krmili zvočnik z močjo do

$P_z = 1\text{W} = +30\text{dBm}$. Skupno ojačanje sprejemnika od antene do zvočnika je torej celih 120dB , kar pomeni razmerje moči 10^{12} ! Poleg brezhibnega delovanja posameznih stopenj moramo pri načrtovanju sprejemnika zagotoviti tudi to, da se posamezne stopnje ne motijo med sabo, ko jih povežemo v verigo sprejemnika.

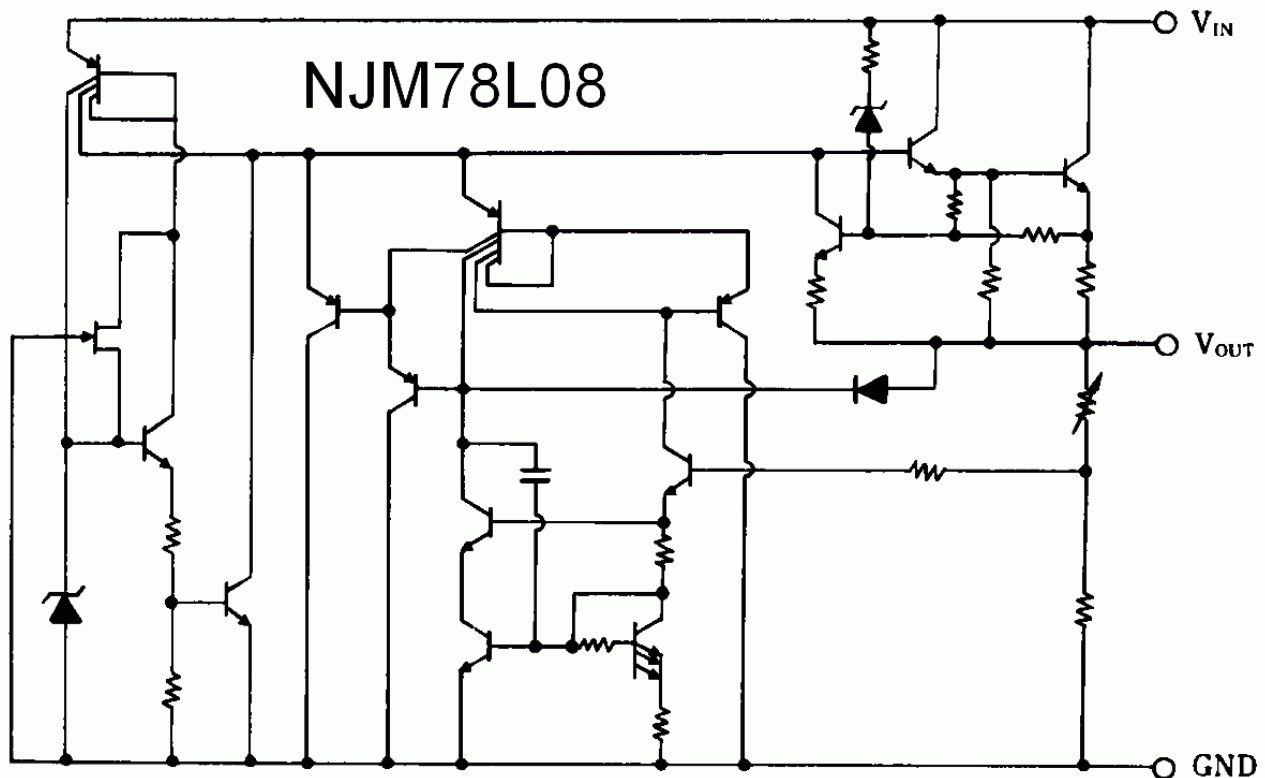
Pri preprečevanju medsebojnih motenj v opisanem sprejemniku največ pomaga dejstvo, da visokofrekvenčni, medfrekvenčni in nizkofrekvenčni deli sprejemnika delajo v treh različnih frekvenčnih pasovih. Kljub temu moramo skrbno izvesti razvod in razklop napajanja posameznih stopenj sprejemnika. Napajanje celotnega sprejemnika je nazivno $12\text{V} =$. Poraba narašča od 25mA navzgor na več 100mA glede na jakost zvoka.

Prvi gradnik v razvodu napajanja je silicijeva Schottky dioda BYS10-45, ki naj bi ščitila vezja sprejemnika pred napačno polariteto vira napajanja. Sledi elektrolitski kondenzator $470\mu\text{F}$, namenjen predvsem čiščenju motenj iz vira napajanja, na primer nezadostnemu glajenju usmernika. Isti kondenzator zagotavlja nizko impedanco vira napajanja za ojačevalnik LM386M-1. Najvišja dopustna vrednost napajalne napetosti LM386M-1 je samo 15V !

Največje ojačanje daje medfrekvenčna veriga sprejemnika, ki zahteva učinkovit razklop napajanja. Grobo pravilo pravi, da ne smemo nikoli vezati več kot dve zaporedni ojačevalni stopnji na isto točko napajanja. Mešalnik in prva stopnja omejevalnika sta vezana na svoj elektrolitski kondenzator $47\mu\text{F}$, ki ga od ostalih stopenj razklopi upor 470Ω . Druga in tretja stopnja omejevalnika imata spet lasten elektrolitski kondenzator $47\mu\text{F}$, ki je od napajanja sprejemnika razklopljen z uporom 330Ω .

Lokalni oscilator ima najbolj stroge zahteve, kar se tiče napajanja.

Napajanje oscilatorja mora biti ne samo dobro razklopljeno od ostalih stopenj, pač pa tudi dolgoročno stabilizirano, da se frekvenca oscilatorja ne spreminja. Za napajanje lokalnega oscilatorja poskrbi silicijevo integrirano vezje NJM78L08. Ta v svoji notranjosti vsebuje napetostno referenco z Zener diodo in močnostni ojačevalnik, ki daje na izhodu stabilizirano napetost $+8V$:



Močnostni ojačevalnik v NJM78L08 omogoča izhodni tok bremena do $100mA$. Žal isti ojačevalnik vnaša padec napetosti skoraj $2V$, kar zahteva napajalno napetost celotnega sprejemnika vsaj $10V$ ali več, da NJM78L08 sploh lahko opravlja svojo nalogo. Proizvajalec integriranega vezja zahteva dva razklopna kondenzatorja na vhodu in izhodu za stabilno delovanje NJM78L08. V opisanem sprejemniku sta to dva keramična večslojna kondenzatorja $10\mu F$.

Poleg oscilatorja NJM78L08 napaja s stabilizirano napetostjo $+8V$ še potenciometer za uglasovanje in vhodno visokofrekvenčno ločilno stopnjo. Napetost za varikap diode je pravzaprav tista, ki mora biti v opisanem sprejemniku najbolje stabilizirana in očiščena vseh motenj.

2. SMD gradniki

Opisani UKV FM sprejemnik je izdelan z gradniki (upori, kondenzatorji, tuljave, polprevodniki), ki so večinoma prirejeni za površinsko vgradnjo ali SMD (Surface-Mount Device). Na prelomu tisočletja je vsa elektronska industrija prešla na gradnike SMD, ker omogočajo prihranke pri vrtnanju lukenj in porabi prostora na običajnih tiskanih vezjih.

SMD upori, kondenzatorji in tuljave imajo večinoma obliko kvadra. Višina kvadra za vgradnjo ni tako pomembna kot dolžina in širina. Dolžina in širina gradnika se navajata v stotinkah col. Opisani sprejemnik uporablja upore in večino kondenzatorjev velikosti 0805, kar pomeni 0.08" X 0.05" ali v metričnih enotah približno 2mm X 1.3mm. Večslojni kondenzatorji $10\mu\text{F}$ so velikosti 1206 ali 3mm X 1.5mm. Še večji sta tuljavi 120nH ter 270nH .

Vrednosti gradnikov so na prvi pogled čudna števila 22, 47, 120, 270 itd. S stališča proizvajalcev sestavnih delov so ta števila skrbno izbrana tako, da prav noben izdelan upor, kondenzator ali tuljava ne konča v izmetu.

EkspONENTNA lestvica ima v vsaki dekadi 6, 12 ali 24 vrednosti glede na dopustno odstopanje vrednosti gradnika 20%, 10% ali 5%. Sosednje vrednosti lestvice se razlikujejo za dvakratno dovoljeno odstopanje, jasno zaokrožene na najbližje dvomestno število. Ko z vrednostmi dosežemo 10, se desetkratna lestvica ponovi v naslednji višji dekadi.

Glede na izbrano odstopanje bo prav vsak izdelan upor, kondenzator ali tuljava našel svoj predalček v pripadajoči eksponentni lestvici. Primer 10% lestvice E12, vrednosti 1.8 in 2.2: $1.8\text{k}\Omega + 10\% = 1980\Omega$ in $2.2\text{k}\Omega - 10\% = 1980\Omega$. Vrednost 1980Ω je meja: manjši upori padejo v predalček $1.8\text{k}\Omega$, večji upori pa v predalček $2.2\text{k}\Omega$. Podobno za vse ostale vrednosti lestvice. Prav noben upor ne gre v smetnjak, ne glede na njegovo točno vrednost upornosti.

Poznavanje lestvic nam pomaga pri iskanju napak v načrtih. Upor 77Ω ne obstaja v nobeni lestvici, kondenzator 29pF prav tako ne, torej gre v obeh primerih za napako... Ena dekada lestvic E6, E12 in E24 je nazorno prikazana v spodnji tabeli:

Lestvica E6 20%	Lestvica E12 10%	Lestvica E24 5%	Koda kondenzatorja
1.0	1.0	1.0	A
-	-	1.1	B
-	1.2	1.2	C
-	-	1.3	D
1.5	1.5	1.5	E
-	-	1.6	F
-	1.8	1.8	G
-	-	2.0	H
2.2	2.2	2.2	J
-	-	2.4	K
-	2.7	2.7	L
-	-	3.0	M
3.3	3.3	3.3	N
-	-	3.6	P
-	3.9	3.9	Q
-	-	4.3	R
4.7	4.7	4.7	S
-	-	5.1	T
-	5.6	5.6	U
-	-	6.2	V
6.8	6.8	6.8	W
-	-	7.5	X
-	8.2	8.2	Y
-	-	9.1	Z
10.0	10.0	10.0	A (naslednji)

Oznake SMD uporov sestavljajo tri ali štiri številke. Pri tem je zadnja številka desetiški eksponent ali bolj preprosto, koliko ničel moramo dopisati prvim dvema ali trem številkam. Vrednost upora je izražena v $\Omega(\text{ohm})$.

V opisanem radijskem sprejemniku so uporabljene naslednje vrednosti SMD uporov:

Vrednost	Oznaka na načrtu	Trištevilčna koda	Štirištevilčna koda
10Ω	10R	100 ali 10R	-
470Ω	470R	471	4700
1kΩ	1k	102	1001
2.2kΩ	2k2	222	2201
4.7kΩ	4k7	472	4701
10kΩ	10k	103	1002
470kΩ	470k	474	4703

SMD kondenzatorji pogosto sploh niso označeni. Pri delu s SMD kondenzatorji moramo torej zelo paziti, da jih ne pomešamo med sabo! Edino, kar opazimo na kondenzatorju brez oznak, male vrednosti do 10pF so iz bele keramike, srednje vrednosti do 1nF so iz vijolične keramike (stabilna keramika CG ali NP0) in nad 1nF je keramika običajno rjava (ferokeramika).

Če SMD kondenzatorji imajo oznako, je to običajno dvoznakovna koda, pred njo je lahko še znak proizvajalca. Vsi znaki so tako majhni, da brez mikroskopa ne gre! Prvi znak je črka in daje kodirano vrednost iz lestvice E24. Drugi znak je desetiški eksponent, ki se računa od decimalne pike v lestvici E24, torej drugače kot pri uporih! Vrednost kondenzatorja je izražena v pF (*pikofarad*).




V opisanem radijskem sprejemniku so uporabljene naslednje vrednosti SMD kondenzatorjev, kjer koda ni vedno prisotna:

Vrednost	Oznaka na načrtu	Koda kondenzatorja
10pF	10p	A1
47pF	47p	S1
100pF	100p	A2
220pF	220p	J2
470pF	470p	S2
10nF	10n	A4
47nF	47n	S4
100nF	100n	A5
10μF	10u	A7

SMD tuljave imajo številsko oznako kot SMD upori. Pozor, pri tem je

vrednost tuljave lahko izražena v nH (*nanohenry*) ali pa v μH (*mikrohenry*) za večje tuljave! SMD tuljave imajo lahko tudi barvne oznake kot upori in drugi gradniki z žičnimi izvodi za vgradnjo skozi luknjice na tiskanih vezjih.

Barvna koda vsebuje tri, štiri ali pet barvnih obročkov, pikic ali lis. Običajna barvna lestvica v elektrotehniki je naslednja:

Barva	Izgled	Pomen
Črna		0
Rjava		1
Rdeča		2
Oranžna		3
Rumena		4
Zelena		5
Modra		6
Vijolična		7
Siva		8
Bela		9
Srebrna		10%
Zlata		5%

V opisanem sprejemniku so uporabljeni naslednji gradniki z barvnimi oznakami:

Gradnik	Oznaka	Pomen
Upor 330Ω	Obročki oranžna-oranžna-rjava-zlata	330Ω 5%
SMD tuljava $120nH$	Pikice rjava-rdeča-rjava	$120nH$
SMD tuljava $270nH$	Pikice rdeča-vijolična-rjava	$270nH$
Tuljava $2.2mH$	Obročki rdeča-rdeča-rdeča-zlata	$2200\mu H$ 5%

Edino elektrolitski kondenzatorji imajo polno izpisano celotno oznako: kapacitivnost v μF (*mikrofarad*), delovno napetost v V (*volt*) in temperaturo vrelišča elektrolita v $^{\circ}C$ (*stopinja Celzija*). Pri elektrolitskih kondenzatorjih moramo paziti na pravilno polariteto pri vgradnji, da se sloj aluminijevega oksida Al_2O_3 na pozitivni elektrodi obnavlja. Pri napačni polariteti se sloj oksida začne elektrolitsko razgrajevati, tok skozi kondenzator se povečuje, kondenzator se začne močno segreti, tlak v ohišju narašča in

varnostni ventil izpusti elektrolit na tiskano vezje.

Večji SMD polprevodniki imajo na ohišju izpisano celotno oznako, manjši polprevodniki pa enočrkovno ali dvočrkovno kodo. Kratke črkovne kode niso enoveljavne, ker splošnega dogovora med proizvajalci ni. Ista koda je pogosto dodeljena dvema ali trem povsem različnim polprevodnikom v povsem enakem ohišju. Poleg kode, ki označuje vrsto polprevodnika, so na ohišju lahko še oznaka proizvajalca in koda datuma proizvodnje.

Oznake SMD polprevodnikov v opisanem radijskem sprejemniku so naslednje:

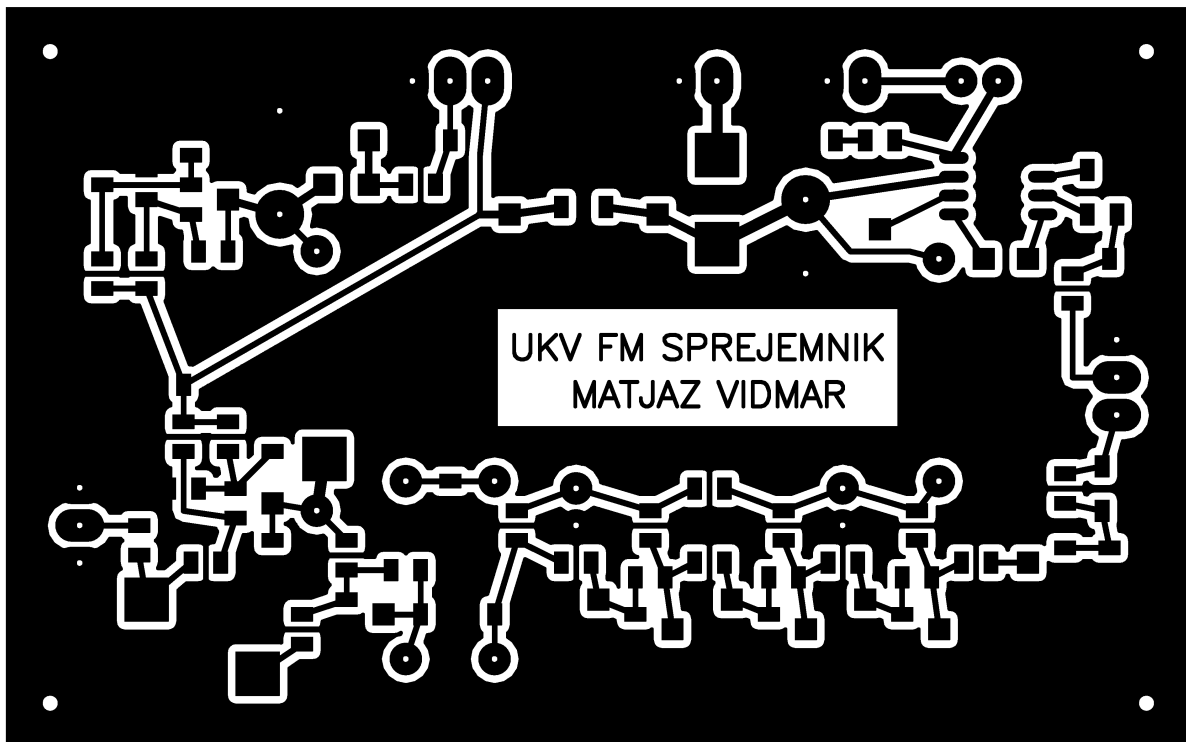
Polprevodnik	Opis	SMD ohišje	SMD oznaka
LL4148	Si PN dioda 100V 200mA	Mini-MELF	črn obroček
ZMM12	Zener 12V 0.5W (varikap)	Mini-MELF	moder obroček
BAV99	Dvojna Si PN dioda 70V 200mA	SOT-23	A7
BYS10-45	Si Schottky dioda 45V 1.5A	DO-214AC	BYS 10 45
BC847B	Si NPN $\beta \approx 300$ $f_T = 250\text{MHz}$	SOT-23	1F
BC857B	Si PNP $\beta \approx 300$ $f_T = 250\text{MHz}$	SOT-23	3F
LM386M-1	Si NF ojačevalnik 0.5W	SOIC-8	LM386M-1
NJM78L08	Si stabilizator 8V 100mA	SOT-89	8G

Pri vseh diodah obroček ali črtica vedno označuje katodo. Pozor, črna barva obročka na diodi LL4148 je električno prevodna! Tranzistorska ohišja SOT-23 in SOT-89 je nemogoče obrniti.

Integrirana vezja z več priključki imajo vedno nogico 1 v spodnjem levem vogalu, ko se napis na ohišju pravilno bere. Nogica 1 je lahko še dodatno označena s piko, vdolbino ali zarezo. Ostale priključke štejemo v obratni smeri urinega kazalca, ko se napis na ohišju pravilno bere.

3. Izdelava sprejemnika

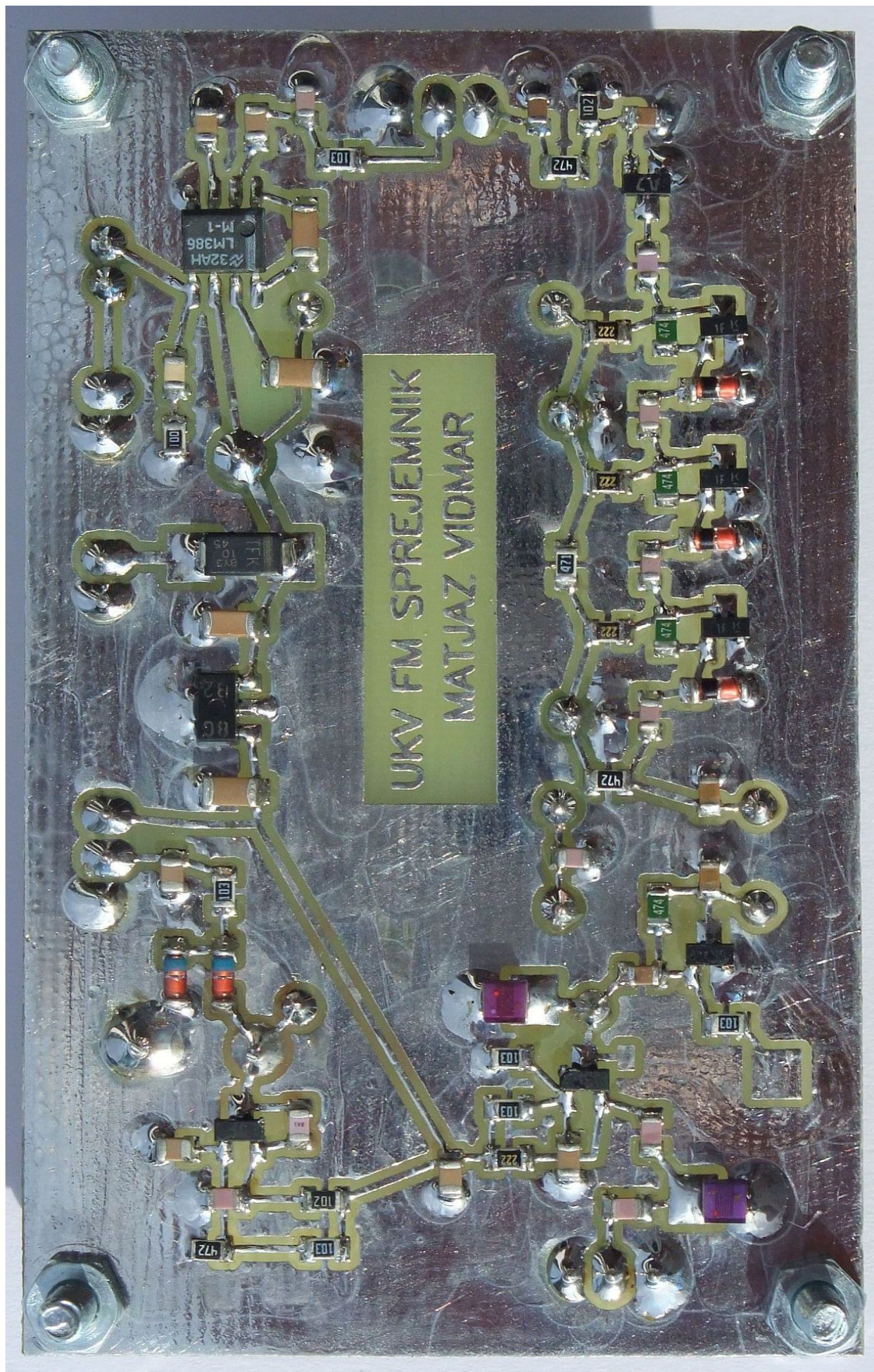
Preprost UKV FM sprejemnik je izdelan na enostranskem tiskanem vezju z izmeram $50\text{mm} \times 80\text{mm}$. Na sliko vezja jasno napišemo svoje ime in priimek namesto MATJAZ VIDMAR. Sliko vezja prenesemo na vitroplast debeline 1.6mm z neposrednim prenosom tonerja laserskega tiskalnika oziroma s fotopostopkom. Bakreno folijo debeline $35\mu\text{m}$ nato izjedkamo z mešanico solne kisline (HCl) in vodikovega peroksida (H_2O_2).



Po jedkanju ploščico natančno obrežemo. Potem odstanimo zaščitni sloj: zapečeni toner oziroma fololak. Ploščico nato vrtamo. Vse luknjice za električne priključke gradnikov je smiselno vrtati s svedrom premera 0.8mm . Vogalne štiri luknje je smiselno vrtati s svedrom premera 3.2mm za pritrditev z vijaki M3. Po vrtanju površino tiskanega vezja zravnamo s fino pilo in skrbno očistimo s primerno radirko ali finim brusnim papirjem.

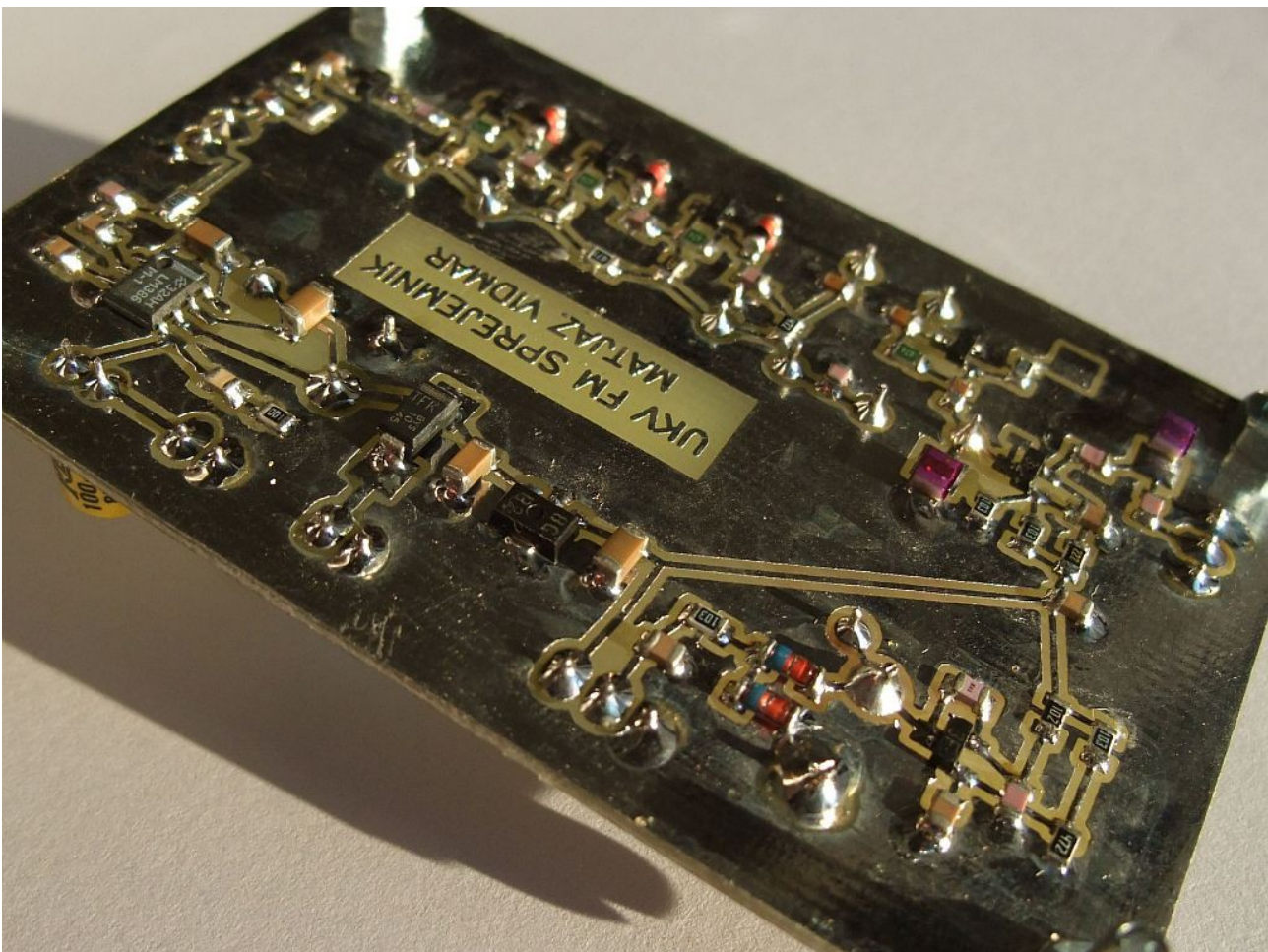
Spajkanje SMD gradnikov zahteva, da je celotna površina tiskanega vezja vnaprej pocinjena. Na dobro očiščeno, svetlečo bakreno površino naneseemo tanek sloj stearina (stearinska kislina). Stearin je vosek, ki ga zlahka stalimo in razmažemo z manj ogretim spajkalnikom. Pri spajkanju se stearin obnaša kot fluks, ki dodatno očisti površino, da jo spajka lažje omoči.

Ploščico nato pocinimo s spajko iz evtektične zlitine kositra (Sn) 63 %



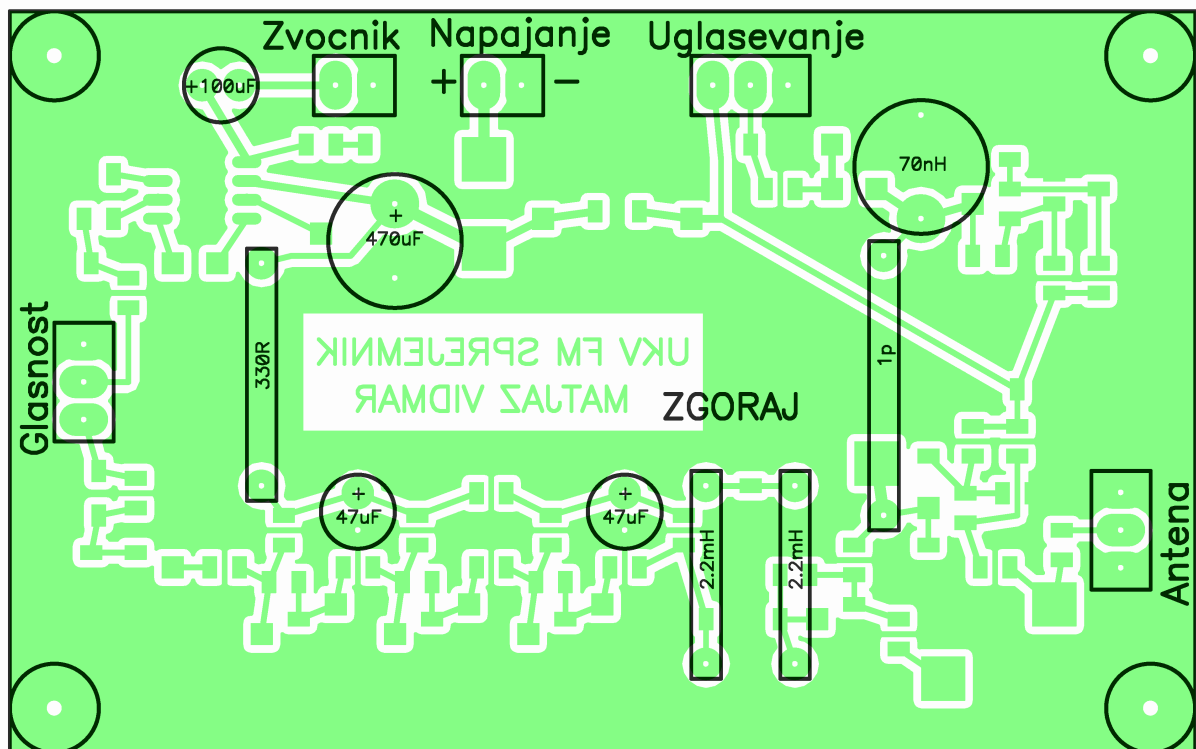
Pri ročnem spajkanju vgrajujemo vsak SMD del posebej. Pred vgradnjo naneseemo na eno od očesc majhno kapljo spajke. Nato s pinceto pritisnemo SMD gradnik ob tiskano vezje in s spajkalnikom raztalimo kapljo. Kaplja nam zdaj drži gradnik na mestu, čeprav spoj niti zdaleč ni zanesljiv niti dokončen.

S spajkalnikom in primerno tanko spajkalno žico premera med 0.3mm in 0.5mm nato zacimimo ostale priključke SMD gradnika. Končno popravimo še spoj prvega priključka na začetni kaplji spajke. Spajkalna žica vsebuje sredico iz fluksa, običajno je to kolofonija (rosin core), ki nam olajša spajkanje. S konico spajkalnika se vedno najprej dotaknemo tiskanega vezja in šele nato dodamo spajkalno žico, da fluks pravilno učinkuje.

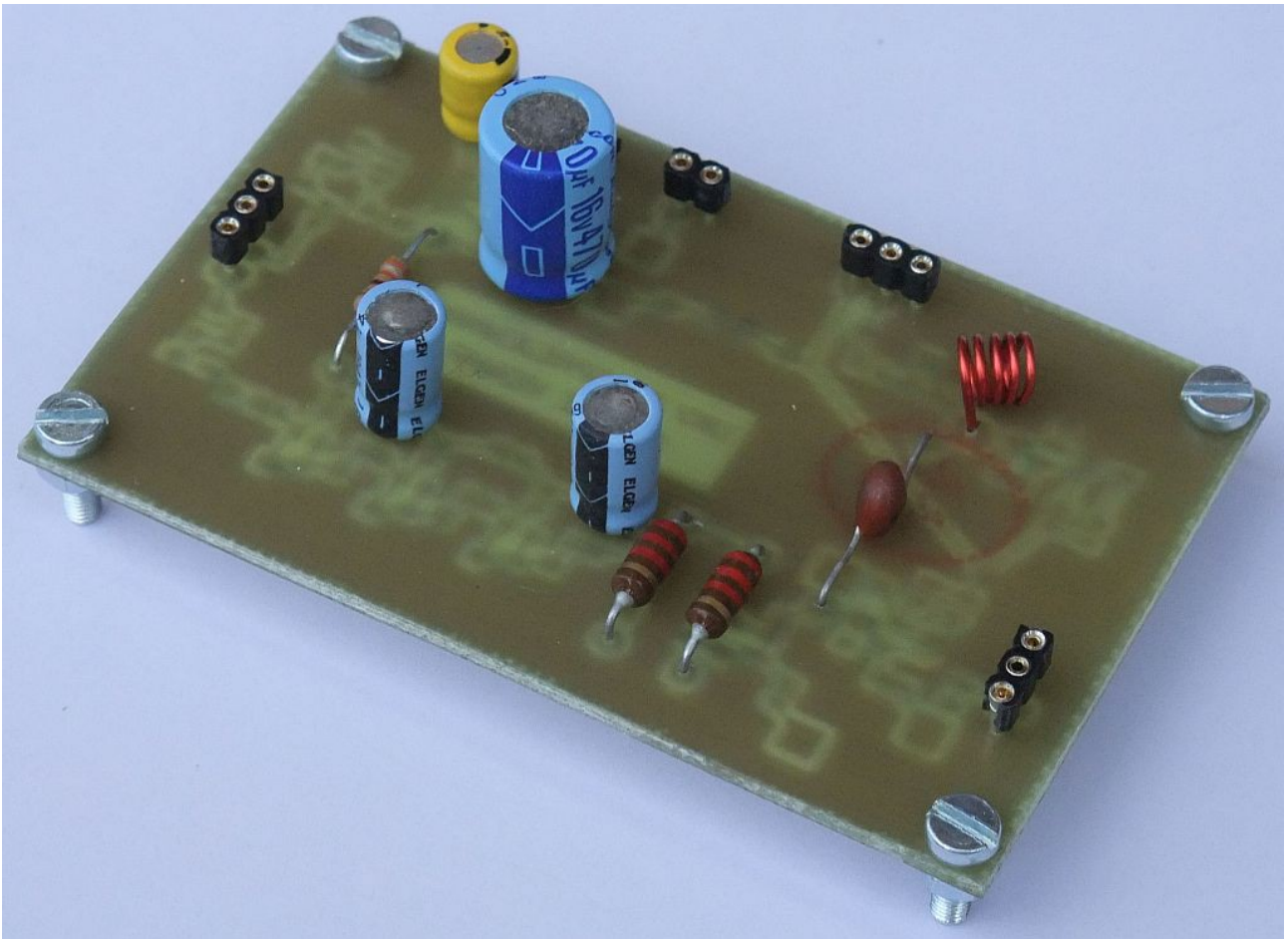


Spajke ne smemo dodati niti preveč niti premalo. V vsakem primeru mora površina spajke ostati sijajno gladka, kar pomeni, da je fluks pravilno opravil svoje delo. Hrapava ali mat površina spajke pomeni nezanesljiv, običajno pregret spoj brez fluksa oziroma z izrabljenim fluksom. Spajka mora omočiti vse spajkane dele, sicer preti nevarnost hladnih spojev.

Pri spajkanju se moramo tudi naučiti popravljati lastne napake. Na primer, kako odstranimo odvečno spajko? Kdaj dodajamo fluks? Katere vrste fluksov moramo po spajkanju očistiti, ker so preveč korozivni oziroma električno prevodni?

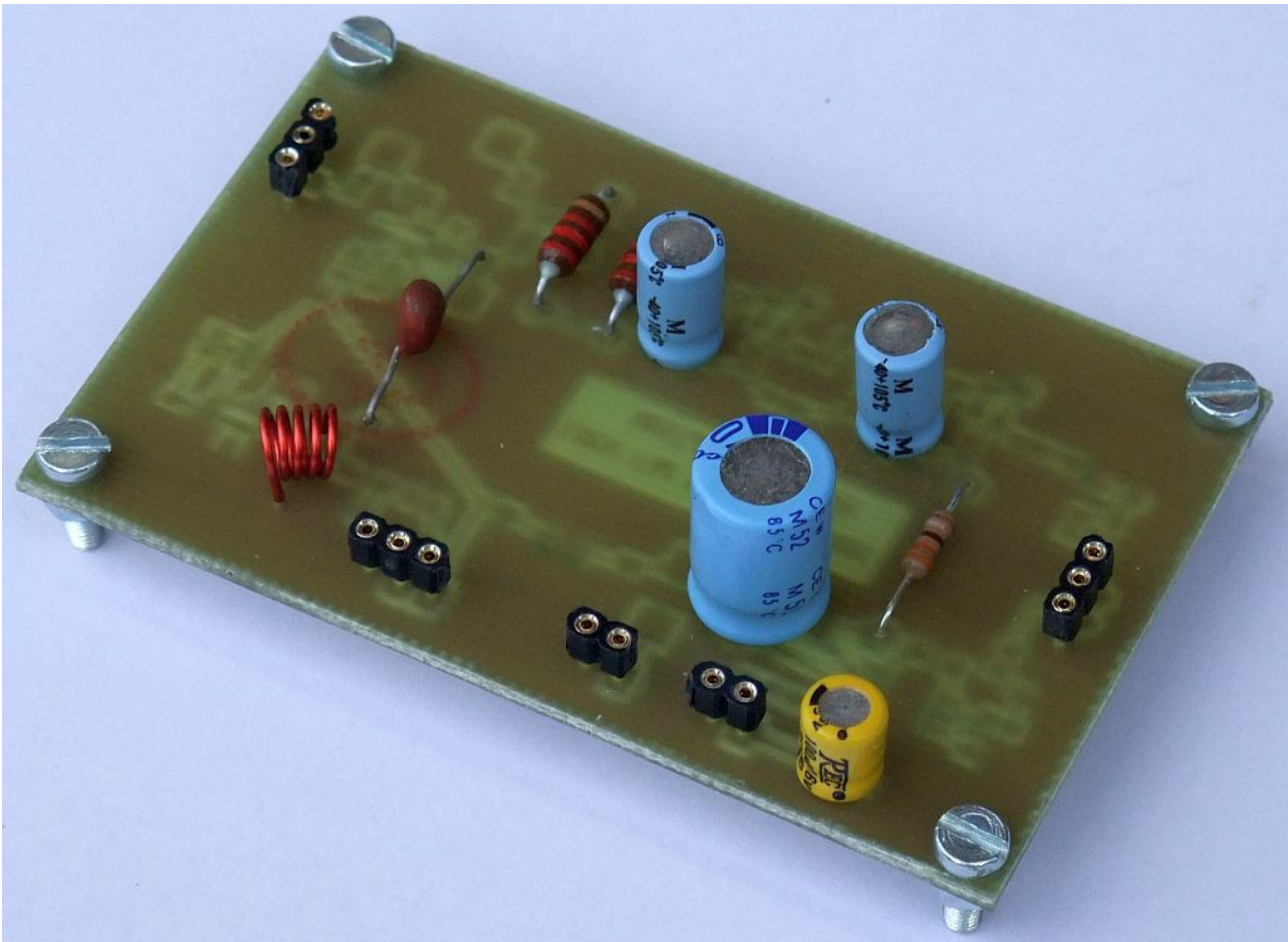


Ko so vsi SMD gradniki prispajkani, lahko začnemo s spajkanjem gradnikov na drugi strani tiskanega vezja. Upor 330Ω , tuljavi 2.2mH in vsi štiri elektrolitski kondenzatorji imajo žične priključke, ki jih pretaknemo skozi pripadajoče luknje na tiskanem vezju. Žične priključke nato s ščipalkami skrajšamo toliko, da na drugi strani tiskanega vezja štrlijo najmanj 2mm nad površino. V nobenem primeru ne smemo priključkov toliko skrajšati, da bi jih spajka v celoti zalila!



Tuljavo lokalnega oscilatorja 70nH izdelamo sami iz lakirane bakrene žice premera 0.7mm ($\text{CuL} 0.7$). Ta tuljava ima 5 ovojev z notranjim premerom 4mm . Priročno pomagalo za izdelavo takšne tuljave je palčka premera 4mm . Običajno je to držalo spiralnega svedra, kar najdemo v vsaki delavnici.

Pri izdelani tuljavi pustimo žična priključka dolžine približno 1cm . Z ostrim nožičkom previdno odstranimo lak izolacijo in priključka pocinimo z obilico fluksa. Tuljavo nato vtaknemo v tiskano vezje. Na drugi strani priključka primerno skrajšamo in zacinimo. Natančno induktivnost bomo nastavili pri uglaševanju z raztegovanjem tuljave.



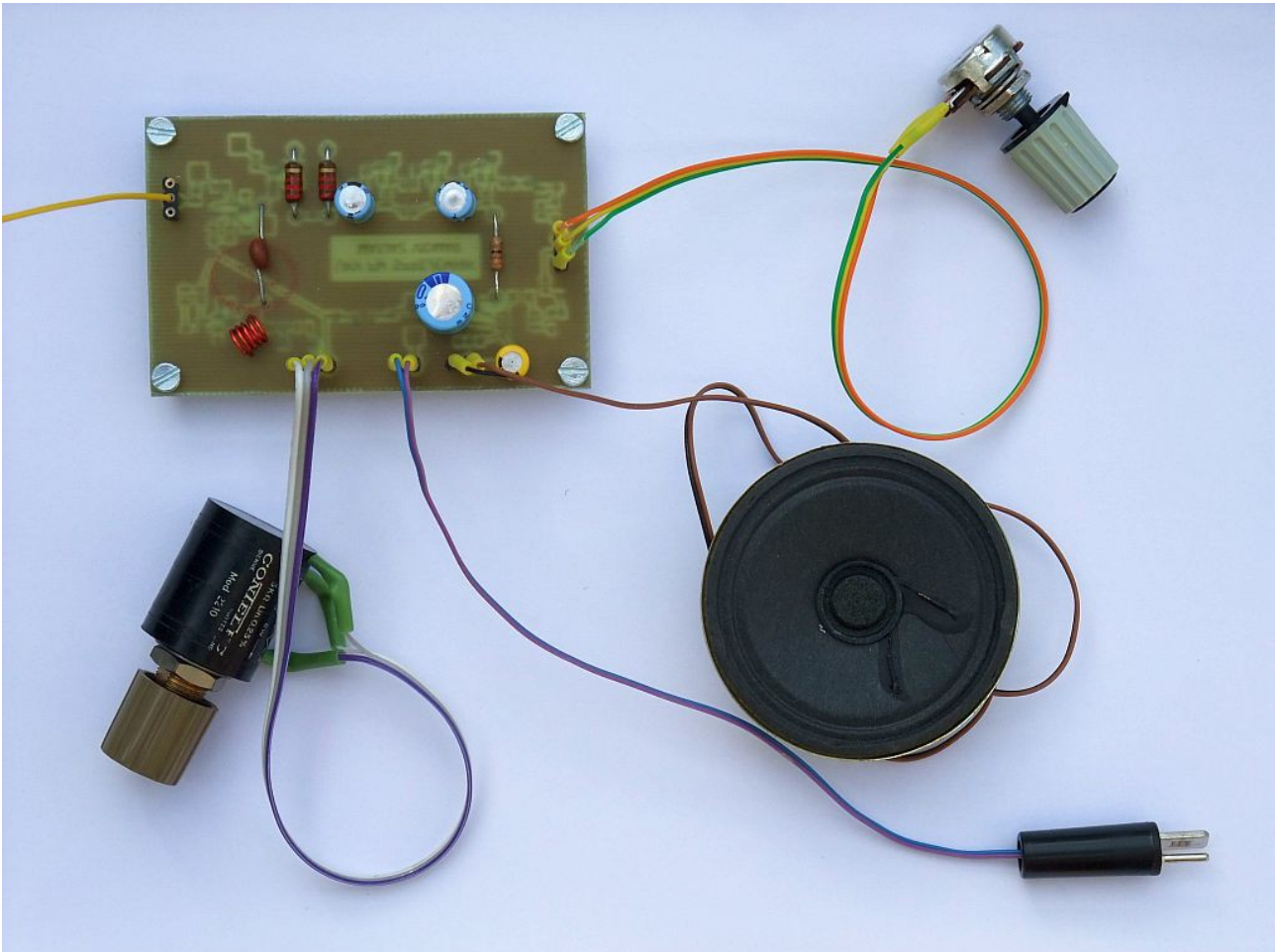
Kot sklopni kondenzator 1pF lahko vgradimo keramični kondenzator 1pF z žičnimi izvodi, kot je to prikazano na slikah. Kondenzator male vrednosti lahko izdelamo tudi sami iz dveh izoliranih žic, ki jih prepletemo na dolžini približno 1cm . Kapacitivnost takega kondenzatorja lahko natančno nastavimo z dolžino prepletene odseka.

Anteno, zvočnik, napajanje in oba potenciometra priključimo preko preprostih vtičnic, izdelanih iz letvic oziroma podnožij za integrirana vezja v DIL ohišjih. Tiskano vezje sicer dopušča vgradnjo skoraj katerekoli vtičnice s priključki v razmaku 2.54mm . Potenciometer za glasnost naj ima logaritemski potek. Celotna upornost potenciometra naj bo med $10\text{k}\Omega$ in $47\text{k}\Omega$.

Potenciometer za uglaševanje naj ima linearni potek. Celotna upornost potenciometra za uglaševanje ni pomembna, karkoli med $4.7\text{k}\Omega$ in $220\text{k}\Omega$ je uporabno. Potenciometri nižjih vrednosti sicer delujejo, a po nepotrebnem večajo električno porabo sprejemnika. Potenciometer za uglaševanje naj bo kakovosten, ker je od njega odvisna stabilnost frekvence. Žal visoko kakovosten potenciometer na 10 obratov (Helipot) stane danes več kot vsi ostali gradniki sprejemnika skupaj!

4. Oživljanje sprejemnika

Če gre pri sestavljanju vse po sreči, bo sprejemnik takoj po priklopu napajanja, zvočnika, antene in potenciometrov oživel. V zvočniku zaslišimo šum, s potenciometrom za ugaševanje hitro najdemo bližnjo močno radijsko postajo.



Običajno stvari ne grejo prav vse po sreči. Zvočnik po priklopu napajanja in vrtenju obeh potenciometrov ostane tiho. Kaj zdaj? Popraviti moramo sprejemnik, ki smo ga sami sestavili. Niti v industrijski proizvodnji ne gre vedno vse po sreči in tudi tam se vsaj zahtevnejši in dražji nedelujoči izdelki popravljajo.

Kako se lotiti popravila? Vezje najprej pregledamo s prostimi očmi. So res vgrajeni vsi deli, ne manjka nobeden? So pravilno prispajkani vsi priključki gradnikov? Opazimo kje kakšen kratek stik, na primer kaplja spajke na napačnem mestu? Sumljiv ali napačen gradnik obvezno odspajkamo s spajkalno postajo z vročim zrakom, da ne poškodujemo tiskanega vezja in s tem ne uničimo celotnega sprejemnika.

Če s prostimi očmi ne opazimo nič sumljivega, priključimo napajanje in pomerimo enosmerne napetosti z voltmetrom. Vsi aktivni polprevodniki

morajo imeti smiselno delovno točko. Enosmerna napetost na kolektorju mora biti približno polovica napajanja pri uporovnem bremenu. Prav tako mora biti enosmerna napetost na izhodu LM386M-1 (nogica 5) polovica napetosti napajanja na nogici 6. Pri stopnjah z induktivnim bremenom (VF ločitev in oscilator) pomerimo napetosti na bazah in emitorjih, ali so smiselne?

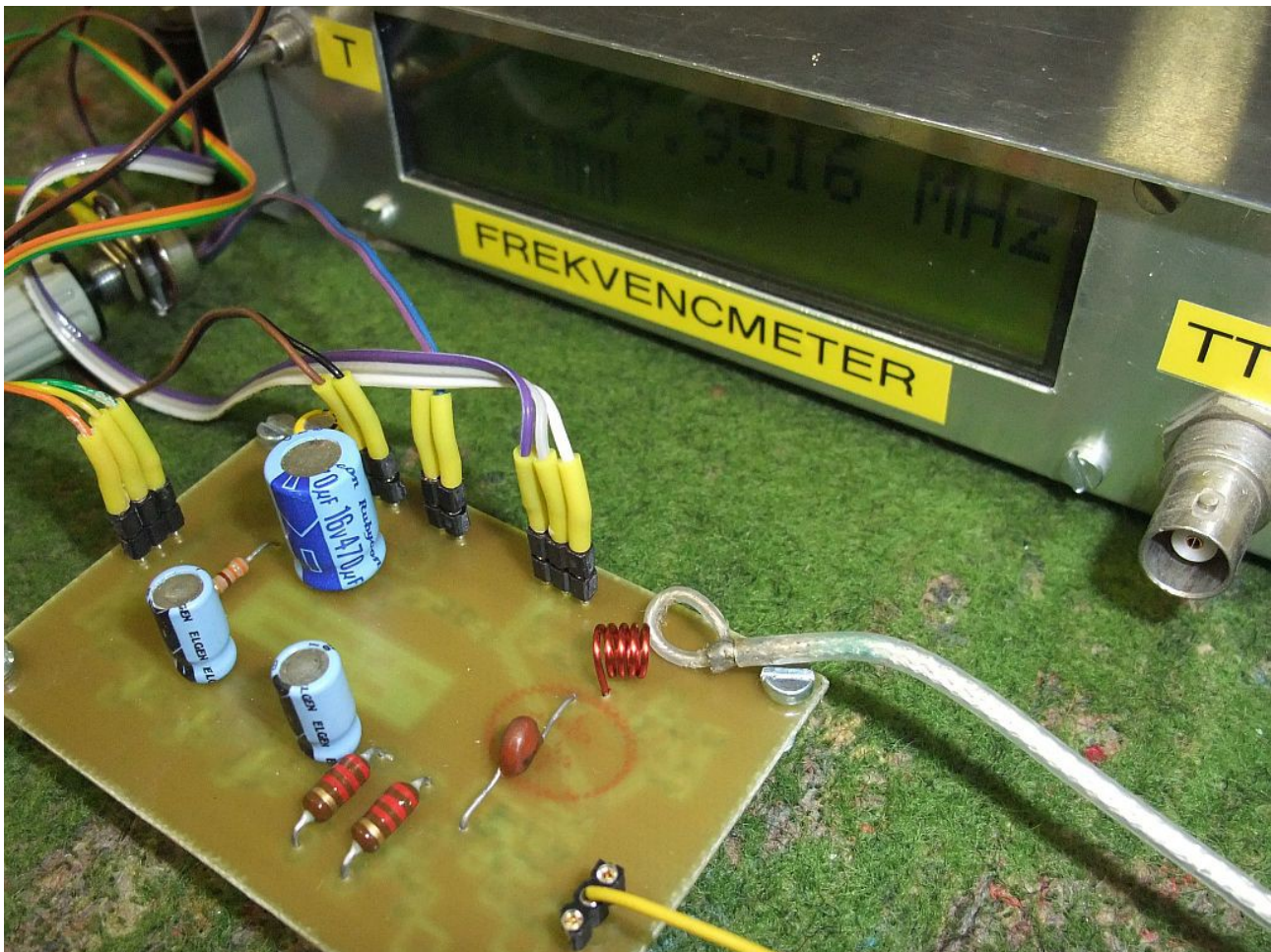
Če so delovne točke smiselno nastavljene, se lotimo še preizkusa z vnosom signala. Če se v laboratoriju dotaknemo s prstom vhoda nizkofrekvenčnega ojačevalnika, moramo v zvočniku zaslišati brnenje omrežne frekvence 50Hz , ki se zagotovo od nekod priklati preko kapacitivnih sklopov iz električne inštalacije.

Medfrekvenčna ojačevalna veriga ima tako visoko ojačanje, da moramo slišati šum, ki ga proizvaja na izhodu. Če se dotaknemo katerekoli signalne točke v verigi, se mora šum spremeniti. Pri dotiku začetka verige najpogosteje vnesemo signal močnega lokalnega srednjevalovnega ali dolgovalovnega oddajnika, kar slišimo v zvočniku.

Lokalni oscilator preverimo s primerno sondo, majhno žično zanko premera približno 7mm , ki jo približamo tuljavi oscilatorja. Zanko povežemo s koaksialnim kablom na vhod spektralnega analizatorja, frekvenčnega števca ali osciloskopa. Zanko previdno približamo tuljavi 70nH na takšno razdaljo, ki omogoča delovanje merilnega inštrumenta. Premočno sklopljena zanka spremeni induktivnost tuljave, premakne frekvenco oscilatorja in v skrajnem primeru lahko popolnoma zaduši nihanje oscilatorja.

Če oscilator noče nihati oziroma ne zaniha zanesljivo v celotnem frekvenčnem pasu, se pravi v celotnem razponu napetosti na varikap diodah, so lahko vzrok tudi vgrajeni polprevodniki. Nizkofrekvenčni tranzistor BC857 ni načrtovan za delovanje v visokofrekvenčnem oscilatorju. Podobno zener diode ZMM12 niso načrtovane za delovanje kot varikap diode.

Protiukrep je preprost: zvišanje enosmernega toka skozi tranzistor, kar poveča ojačanje. Tok skozi tranzistor zvišamo tako, da SMD uporu $1\text{k}\Omega$ v emitorju BC857 vežemo vzporedno upor $2.2\text{k}\Omega$ ali manj. Dodatni SMD upor velikosti 0805 preprosto zacimimo na vrh obstoječega SMD upora $1\text{k}\Omega$. S pravimi varikap diodami, na primer BB640, in pravim visokofrekvenčnim PNP tranzistorjem bo takšnih težav manj.



Pri izdelavi tuljavo oscilatorja navijemo ovoj do ovoja brez razmaka, saj za izolacijo med ovoji poskrbi lak na površini žice. Takšna tuljava ima induktivnost okoli 80nH . Frekvenca lokalnega oscilatorja bo zato prenizka. Z najvišjo napetostjo $+8\text{V}$ na varikap diodah pridemo komaj do približno 100MHz .

Tuljavo oscilatorja uglasimo tako, da ovoje razvlečemo. Pot silnic magnetnega polja se tedaj podaljša, zato se induktivnost tuljave zniža. Učinek raztegovanja tuljave nadziramo s frekvenčnim števcem. Tuljavo raztegujemo vse dotlej, da lokalni oscilator pokrije željeno področje od 87MHz do 109MHz pri vrtenju potenciometra iz ene skrajne lege v drugo.

Delovanje lokalnega oscilatorja preverimo tudi v mešalniku kot znižanje enosmerne napetosti na točki LO-TEST. Če delovanje oscilatorja prekinemo, na primer kratko sklenemo tuljavo 70nH se mora enosmerna napetost na točki LO-TEST povzpeti za okoli 100mV , običajno iz 0.55V na 0.65V . Razlika enosmerne napetosti na LO-TEST naj ne bo manjša od 50mV niti večja od 200mV v celotnem frekvenčnem področju delovanja lokalnega oscilatorja.

Enosmerno napetost na točki LO-TEST merimo z voltmetrom z notranjo

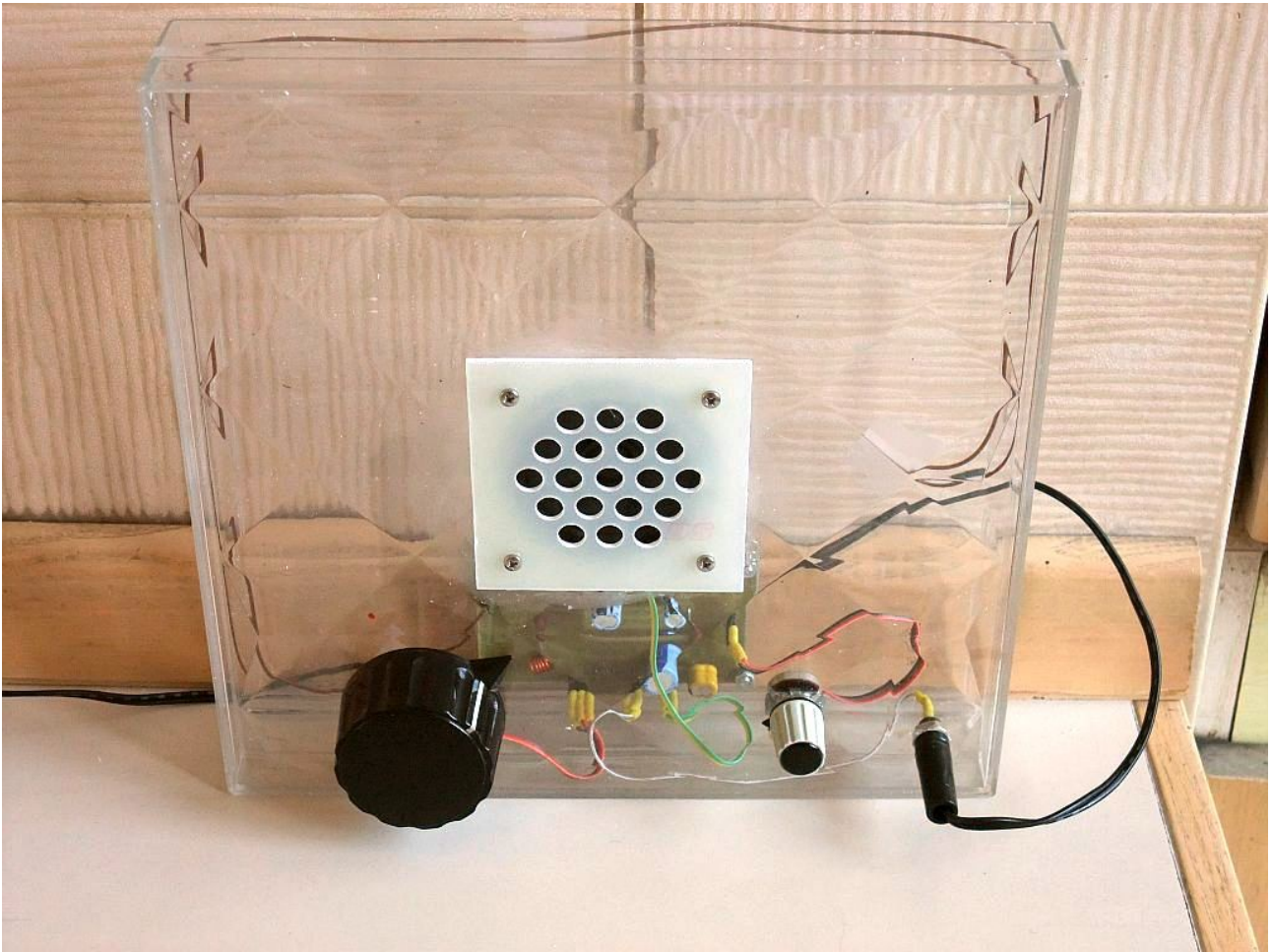
upornostjo vsaj $1\text{M}\Omega$, da ne obremenjujemo vezja mešalnika. Upor $10\text{k}\Omega$ pri tem deluje kot visokofrekvenčna dušilka, da kapacitivnost tipalke voltmetra ne moti visokofrekvenčnih signalov.

Jakost krmiljenja mešalnika z lokalnim oscilatorjem lahko natančno nastavimo tako, da sklopni kondenzator (nazivno 1pF) izdelamo sami iz dveh prepletenih izoliranih žic. Jakost krmiljenja oziroma padec enosmerne napetosti na bazi mešalnika natančno nastavimo z dolžino prepletenega odseka.

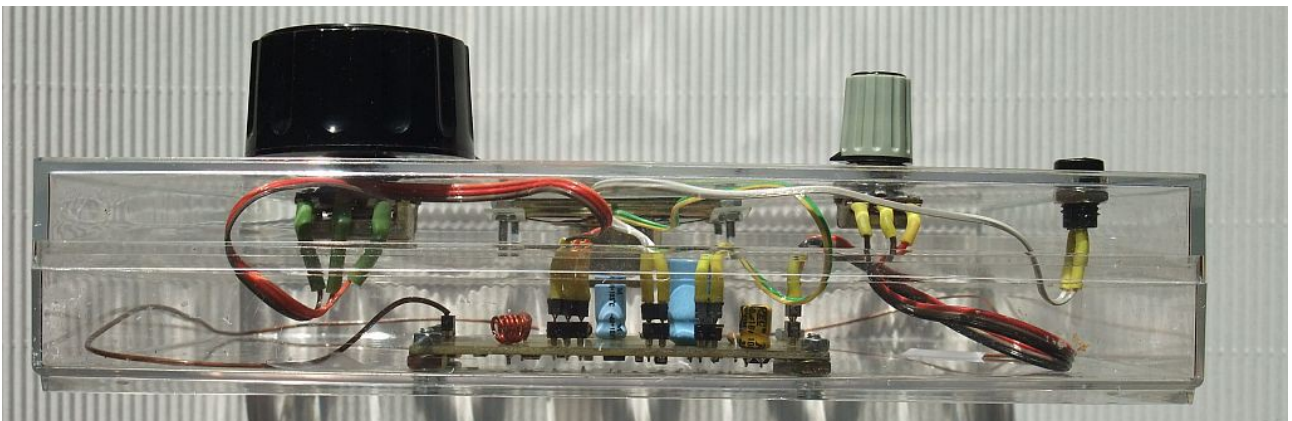
Ko lokalni oscilator, mešalnik in medfrekvenčna veriga delujejo, mora sprejemnik slišati vsaj nekaj močnih UKV radijskih postaj. Lokalni UKV radijski oddajniki so tako močni, da se jih da sprejemati brez antene. Za končni preizkus sprejemnika namesto antene priključimo laboratorijski izvor frekvenčno moduliranega signala. Sprejemnik in merilni nastavimo na nezaseden radiofrekvenčni kanal. V sprejemniku bi morali razločno slišati signal jakosti $-90\text{dBm}(1\text{pW})$ ali manj.

Končno sprejemnik priključimo na anteno. Za prvi poskus je to lahko kos žice dolžine 70cm. Ker preprost UKV FM sprejemnik ne duši zrcalnega odziva, vsak radijski oddajnik slišimo pri dveh nastavitvah frekvence lokalnega oscilatorja, ki se razlikujeta točno za dvojno vrednost medfrekvence oziroma 400kHz . Če je oddajnikov več in se motijo med sabo, lahko ena od dveh možnih nastavitv frekvence daje manj moten sprejem od druge.

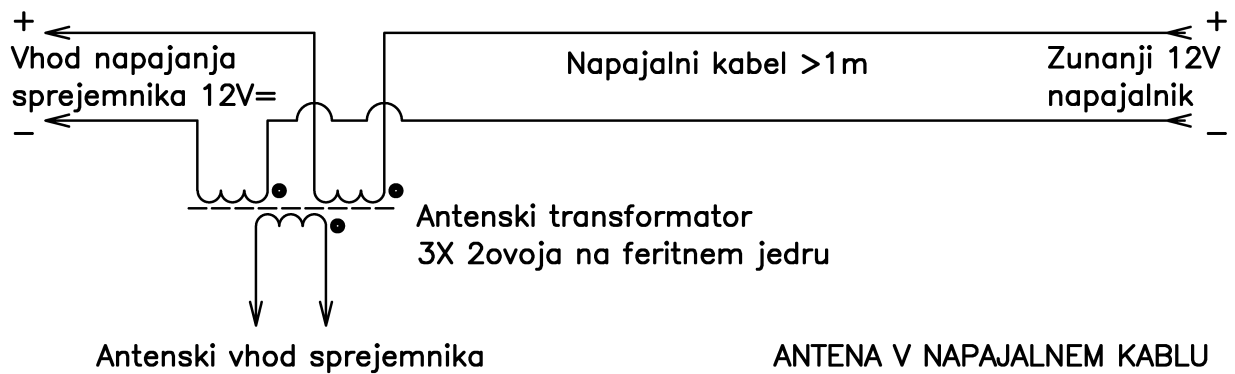
5. Ohišje in napajalnik



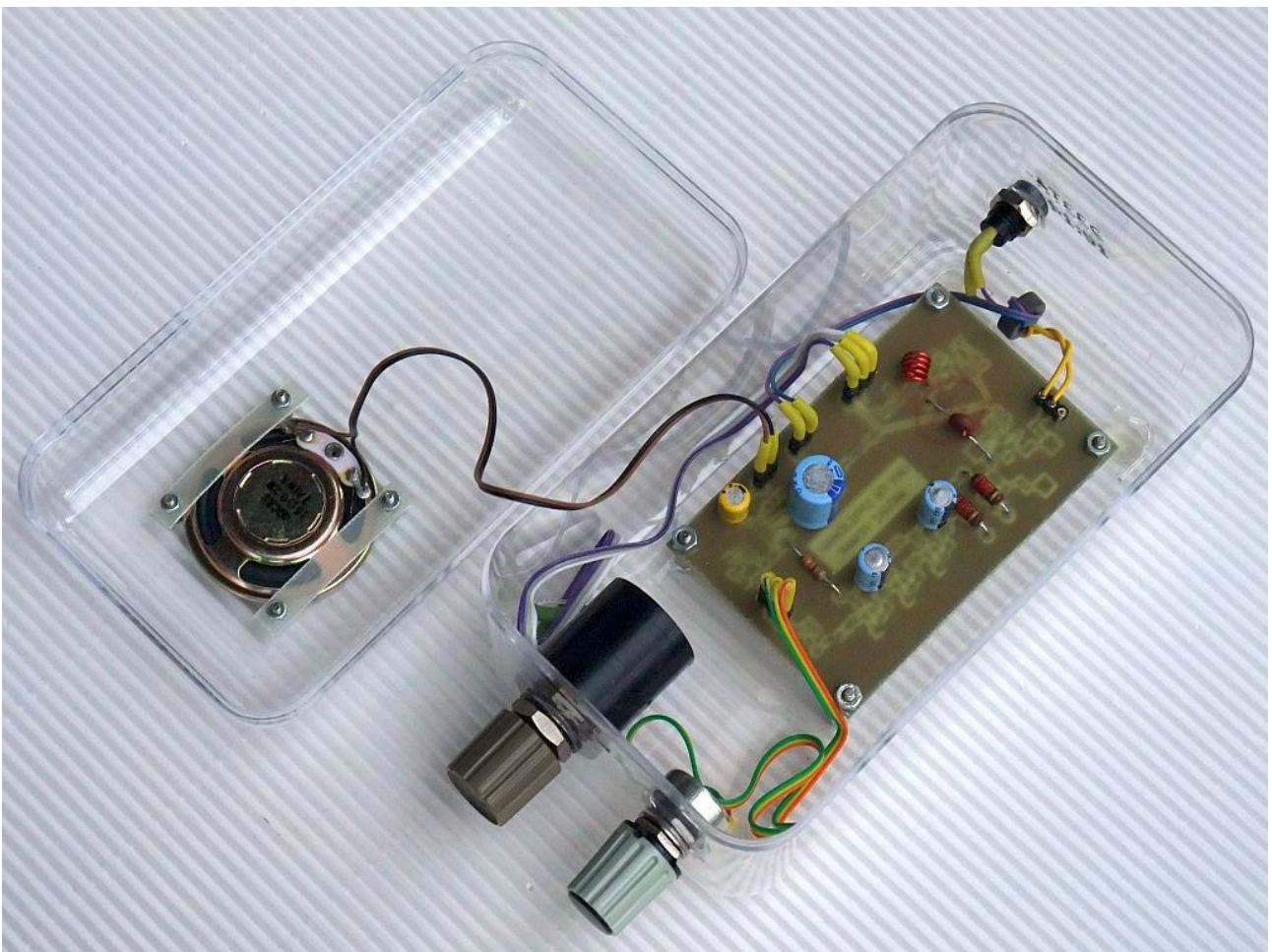
Izdelani sprejemnik potrebuje še ohišje in napajalnik. Zvočnik ima dosti lepši glas, ko je vgrajen v primerno veliko škatlo. Pozor, tresljaji zvočnika lahko motijo sprejemnik, predvsem tuljavo lokalnega oscilatorja! Primerno velika škatla iz izolirne snovi (prozorna plastika, škatla od večje čokolade) omogoča tudi vgradnjo žice za anteno.



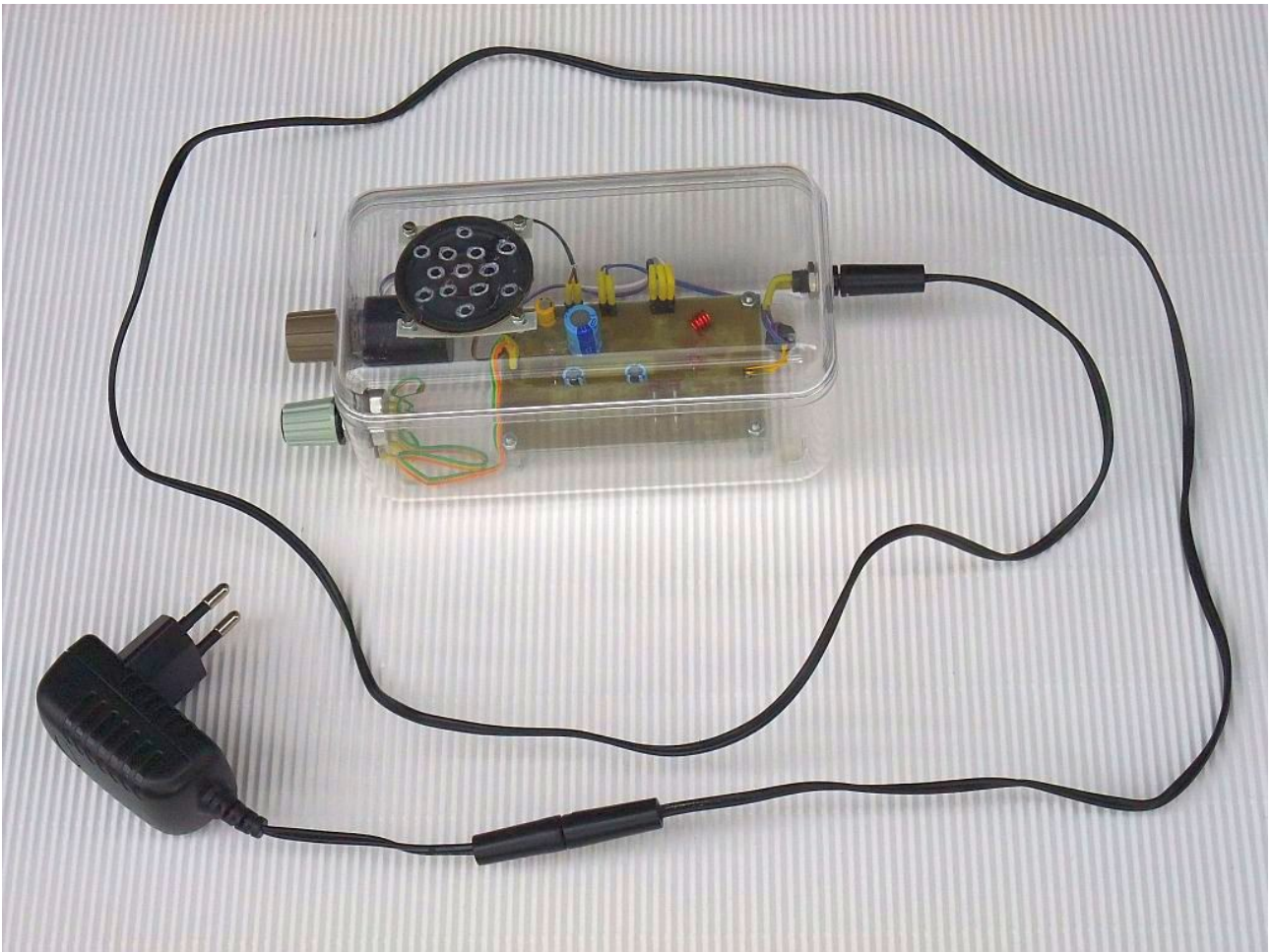
Ker so UKV radiodifuzni oddajniki zelo močni, lahko kot anteno uporabimo kar kabel do napajalnika. Antenski vhod priključimo na napajalni kabel preko primerne transformatorja na feritnem obročku:



Antena v napajalnem kablu se obnese predvsem pri manjših ohišjih (manjša čokolada...), ki ne dovoljujejo vgradnje notranje antenske žice:



Napetost napajanja je omejena navzdol na dobrih 10V s stabilizatorjem NJM78L08, ki zahteva najmanj 2V padca do izhodne napetosti 8V. Napetost napajanja je omejena navzgor z integriranim vezjem LM386M-1 na 15V. Primeren je kakršenkoli napajalnik oziroma baterija za 12V in tok 500mA.



Pozor, starejši 12V napajalniki za računalniške dodatke vsebujejo samo omrežni transformator (50Hz), mostiček in včasih kondenzator za glajenje. Takšni napajalniki nimajo stabilizirane izhodne napetosti in lahko dajo na izhodu brez obremenitve tudi dosti več kot 15V !

Novejši napajalniki so stabilizirani na 12V s stikalnim vezjem, so manjši in lažji. Žal stikalni napajalniki lahko motijo medfrekvenco (200kHz) preprostega UKV FM sprejemnika, če so preblizu sprejemnika! Tudi če smo vgradili ločeno anteno, napajalni kabel še vedno predstavlja vsaj del antene, njegov položaj in dolžina zato vplivata na kakovost sprejema UKV FM postaj.

* * * * *