

Univerza v Ljubljani
Fakulteta za elektrotehniko

Anton Umek, Sašo Tomažič

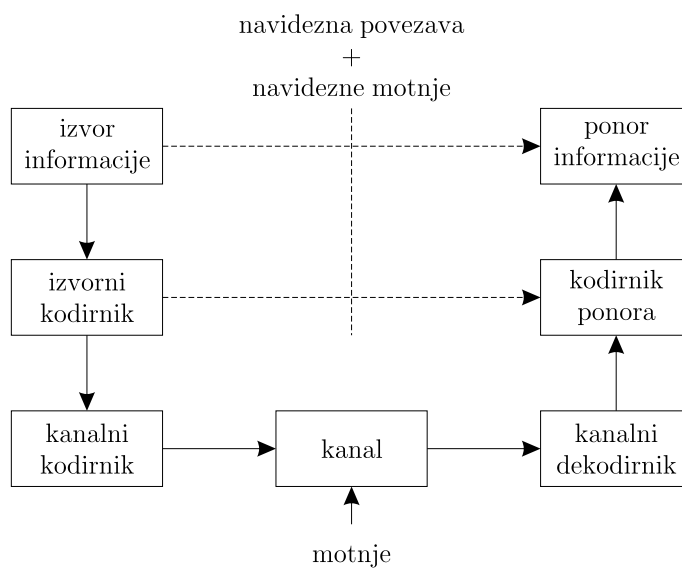
Gradniki telekomunikacijskih sistemov

Predloga za predavanja - 1.del

Vsebina

1. Uvod	3
2. Prenos analognih signalov	5
2.1. Prenos govornega signala v osnovnem pasu	5
2.1.1. Prenos v obeh smereh – dupleks	7
2.1.2. Ločevanje smeri prenosa	8
2.1.3. Zgledi	8
2.2. Prenos analognih signalov v višji frekvenčni legi	10
2.2.1. Osnovni model prenosa	10
2.2.2. Mešanje signalov	11
2.2.3. Amplitudna modulacija	14
2.2.4. Fazna in frekvenčna modulacija	19
2.2.5. Oscilatorji in frekvenčni sintetizatorji	26

1. Uvod



Slika 1.1 – Osnovni telekomunikacijski model

Če pogledamo popolnoma splošno, kot smo to naredili pri osnovah telekomunikacij, gre pri vseh telekomunikacijah za prenos nekega sporočila (informacije) na daljavo. Splošen sistem za prenos med dvema točkama smo ponazorili z osnovnim telekomunikacijskim modelom, ki je prikazan na sliki 1.1. Osnovni telekomunikacijski model pa predstavlja zgolj zelo splošen model enosmernega prenosa med dvema točkama. Telekomunikacijski sistemi se v praksi med seboj močno razlikujejo glede na

- vrsto, količino, pomembnost in časovno kritičnost informacij,
- daljavo prenosa,
- prenosni medij,
- število udeležencev in podobno.

Glede na izvor informacij lahko v grobem opredelimo dva različna tipa:

- prenos informacijskih signalov, ki jih je potrebno prenašati v realnem času (govorni, video in audio signal) in

- prenos podatkov, pri katerih prenos v realnem času ni tako pomemben.

Kot prenos v realnem času razumemo prenos s hitrostjo s katero ti signali nastajajo, z omejeno dopustno zakasnitvijo. Glede na način prenosa pa lahko govorimo o predvsem o dveh osnovnih tipih prenosa:

- analogen prenos in
- digitalen prenos.

Informacijske signale analognega izvora, ki jih želimo prenašati v realnem času, lahko prenašamo analogno, ali pa jih prej pretvorimo v digitalno obliko, kodiramo in prenašamo digitalno. Podatke običajno prenašamo digitalno.

Kljub velikim razlikam, ki jih imajo različni telekomunikacijski sistemi, pa imajo ti tudi mnogo skupnih značilnosti in jih sestavljajo mnogi tipični podsistemi (gradniki), ki opravljajo enake funkcije, čeprav se lahko njihova tehnična izvedba v različnih sistemih močno razlikuje. V nadaljevanju bomo predstavili nekaj tipičnih gradnikov, ki jih potrebuje večina telekomunikacijskih sistemov.

Kot zgled prenosa signalov v realnem času bomo zaradi večje razumljivosti in nazorosti obravnavali predvsem prenos govornega signala. Drugi signali (avdio, video), ki jih prenašamo v realnem času se razlikujejo od govornega signala predvsem po pasovni širini in načinu zapisa, osnovni principa pa ostajajo nespremenjeni.

2. Prenos analognih signalov

Signali, ki jih v telekomunikacijah prenašamo ponavadi niso električnega izvora. Govorni signal, na primer, je v svojem izvoru zvočno valovanje, ki ga ustvarjajo govorni organi. Šele s pomočjo ustreznega pretvornika (mikrofona) pretvorimo to valovanje v električen signal, ki ima enak časovni potek kot izvorno valovanje, je analogen originalnemu signalu. Izraz analogen se je posplošil in se običajno uporablja za vse zvezne signale, čeprav ti lahko niso analogni originalnemu signalu.

2.1. Prenos govornega signala v osnovnem pasu

O prenosu analognega signala v osnovnem pasu govorimo, kadar prenašamo signal nespremenjen, v njegovem originalnem frekvenčnem pasu.

Pri prenosu signala so pomembne lastnosti signala kot tudi kriteriji, s katerimi ocenjujemo kvaliteto prenosa. Lastnosti govornega signala so določene z lastnostmi govornih organov, s katerimi ta signal proizvajamo. Pri analognem prenosu signalov nas predvsem zanima frekvenčni spekter signala, ki določa kako širok frekvenčni pas potrebujemo za prenos signala. Spekter govornega signala je odvisen od govorca in vendar je neodvisno od govorca nekje v frekvenčnem področju med 150 in 7500 Hz, vendar lahko dosežemo zadovoljivo (telefonsko) kvaliteto prenosa s prenosom signala v frekvenčnem pasu med 300 in 3400 Hz.

Poleg lastnosti samega signala je pri prenosu pomemben tudi kriterij, s katerim lahko ocenjujemo kvaliteto prenosa. Ta kriterij je pogojen z lastnostmi slušnih organov in z človeškim dojetjem, zato je subjektiven. Za ocenjevanje kvalitete se zato uporablja subjektivni kriterij, ki temelji na srednji oceni kvalitete večjega števila poslušalcev MOS (Mean Opinion Score). Ocenjujejo se lahko posamezne lastnosti, kot je to razumljivost, naravnost, .. ali pa kvaliteta v celoti. Vsak poslušalec kvaliteto z oceno 1 do 5 nato pa se izračuna povprečna ocena MOS.

Subjektivni kriterij ocene kvalitete iz praktičnih razlogov ni vedno najbolj primeren, zato skušamo najti tudi objektivne kriterije in njihovo povezavo z subjektivnimi kriteriji. Kot objektivna kriterija kvalitete pogosto služita

1. razmerje med močjo koristnega signala in močjo šuma S/N v sprejetem signalu in
2. popačenja.

Popačenje je lahko nelinearno ali linearno. Nelinearno popačenje vnaša v signal nove frekvenčne komponente in lahko daje, kadar je prisotno v manjši meri, bolj poln zvok. Linearno popačenje predstavlja odstopanje od idealne karakteristike prenosnega kanala, to je konstantne amplitudne in linearne fazne karakteristike. Odstopanje od konstantne amplitudne karakteristike imenujemo amplitudno popačenje, odstopanje od linearne fazne karakteristike pa fazno popačenje. Ker človeško uho ni občutljivo na fazna popačenja, je pri govornem signalu pomembno predvsem amplitudno popačenje, ki naj bi bilo čim manjše.

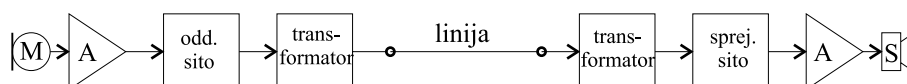
Signali, ki jih prenašamo v osnovnem pasu so običajno širokopasovni. O širokopasovnem prenosu govorimo, kadar je širina prenosnega pasu relativno velika v primerjavi z njegovo centralno frekvenco:

$$\frac{f_c}{B} < 1 \quad (2.1)$$

kjer je B potrebna pasovna širina in f_c centralna frekvenca. Da pa je prenos ozkopasoven pa pravimo, kadar je prenosni pas ozek v primerjavi s centralno frekvenco:

$$\frac{f_c}{B} > 10 \quad (2.2)$$

Pri telefonski kvaliteti prenosa govornega signala med 300 in 3400 Hz velja $B = 3100$ Hz, $f_c = 1850$, torej gre pri prenosu govornega signala v osnovnem pasu za širokopasoven prenos. Govorni signal v osnovnem pasu lahko, zaradi nizke spodnje mejne frekvence, prenašamo le preko kovinskih vodnikov. Običajno so to prepleteni bakreni dvovodi v telefonskih kabljih. Načelna vezava za prenos govornega signala v osnovnem pasu je prikazana na sliki 2.1.



Slika 2.1 – Enosmeren prenos govora v osnovnem pasu

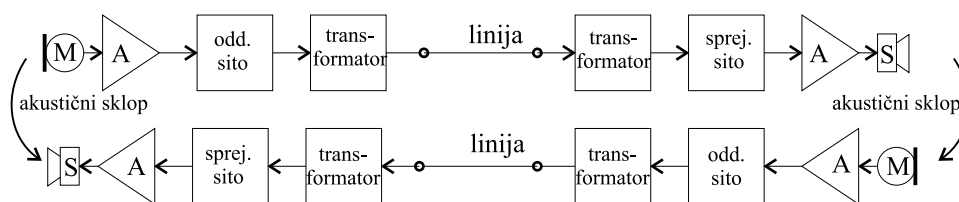
- Mikrofon je elektromehanski pretvornik, ki pretvori zvočno valovanje, v električni signal. Nivo signala je odvisen od vrste telefona.
- Ojačevalnik je potreben, če nivo signala ni dovolj visok za prenos po liniji. V telefonskem omrežju je nivo signal je predpisan.
- Ojačevalniku sledi oddajni filter, ki omeji govorni signal na frekvenčno področje prenosa 300 - 3400 Hz. Kadar le en uporabnik uporablja prenosno linijo, oddajni filter ni potreben
- Transformator galvanško loči vezje od linije. Zaradi feromagnetnega jedra transformator ni linearen, vendar je nelinearnost, ki jo povzroča majhna ($< 1\%$) in ne vpliva na kvaliteto prenosa govornega signala.

- Linija je v naročniškem telefonskem omrežju prepleten bakren dvovod (prepletena pararica). Več paric je združeno v telefonskih kabljih. V Evropi se uporabljajo se bakreni vodniki premorov 0,4, 0,6 in 0,8 mm. Dolžina vodnika je omejena s predpisanim maksimalnim slabljenjem.
- Transformator na sprejemni strani služi istemu namenu kot transformator na oddajni strani.
- Sprejemno sito omejuje sprejeti signal na frekvenčno območje govornega signala. Sprejemno sito ni nujno, kadar linijo uporablja en sam uporabnik, vendar izboljšuje razmerje med signalom in šumom, ker zaduši šum izven frekvenčnega področja govornega signala.
- Ojačevalnik na sprejemni strani je potreben, kadar nivo sprejetega signala ni dovolj visok, kar je odvisno od slabljenja na liniji in od uporabljene slušalke oziroma zvočnika.
- Slušalka oziroma zvočnik pretvori sprejeti električni signal zopet v akustičnega.

2.1.1. Prenos v obeh smereh – duplex

Pri telefonih želimo prenašati govorni signal v obeh smereh. Kadar prenašamo signal nekaj časa v eni in nekaj časa v drugi smeri govorimo o pol-dupleksnem prenosu, kadar pa prenašamo signal hkrati v obeh smereh, govorimo o polnem dupleksu. V telefoniji se uporablja predvsem polni duplex.

Pri polnem dupleksu lahko uporabljamo za prenos v vsaki smeri svojo linijo. Ker vsako linijo sestavljata dve žici, govorimo o štirizičnem prenosu. Pri štirizičnem prenosu uporabimo v vsaki smeri svoj sistem za enosmerni prenos, kot je to prikazano na sliki 2.2.



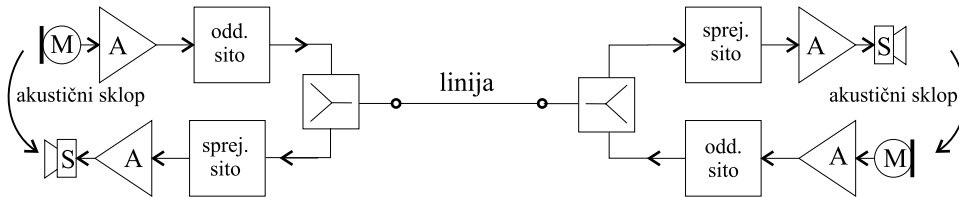
Slika 2.2 – Štirizični polni duplex

Pri polnem dupleksu pride lahko na obeh straneh do akustičnega sklopa. Kadar je signal močno zakasnen (medcelnski klici) lahko slišimo signal, ki pride nazaj preko akustičnega sklopa na nasprotni strani kot neprijeten odmev svojega glasu. Kadar je sklop močan in ojačanje veliko pride zaradi povratne vezavo do nestabilnosti, in sistem zaniha. To imenujemo mikrofonijski in jo slišimo kot pisk.

Problem akustičnega sklopa je prisoten predvsem, kadar uporabljamo zvočnik namesto slušalke. Tudi če uporabljamo usmerjen mikrofonski, ki je obrnjen stran od zvočnika, pride do akustičnega sklopa zaradi odboja zvočnega signala od sten.

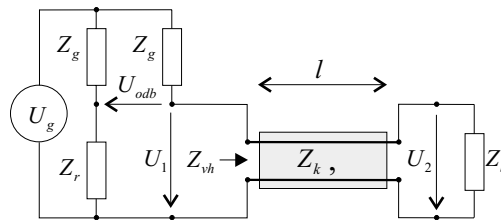
2.1.2. Ločevanje smeri prenosa

Sočasni prenos v obe smeri zveze je mogoč tudi po enem dvožičnem vodu. Brez ločitve smeri prenosa dobimo v sprejemniku poleg želenega signala tujega oddajnika tudi signal lastnega oddajnika. Ločitev smeri prenosa se v analognih prenosnih sistemih izvaja s pomočjo balančnega vezja, ki se v telefoniji imenuje vilice (ang.:hybrid). Načelna vezava prenosnega sistema z balančnega vezjem je prikazana na sliki 2.3.



Slika 2.3 – Dvožični polni dupleks

Preprosto balančno vezje predstavlja mostična vezava na sliki ???. Kvaliteto



Slika 2.4 – Balančno vezje

balančnega vezja določa preslušno slabljenje:

$$a_b = -20 \log \left| \frac{U_s}{U_o} \right| = \left| \frac{Z_T - Z_{vh}}{Z_T + Z_{vh}} \right|. \quad (2.3)$$

Teoretično lahko dosežemo popolno ločitev signalov pri pogoju, da je ravnotežna impedanca enaka vhodni impedanci v linijo. Vhodno impedanco v linijo lahko le približno modeliramo z vezjem, ki vsebuje končno število koncentriranih elementov. V ozkem frekvenčnem pasu že z enostavnim vezjem dosežemo, da je slabljenje presluha vilic vsaj 20dB.

2.1.3. Zgledi

Analogni telefon

Prvi delujoči model telefona sta pred več kot stodvajset leti ¹ prva javno predstavila Alexander Graham Bell in Thomas Watson. Za pretvorbo električnega signala v

¹US pat: 14.2.1876

akustični signal je bila že takrat uporabljena slušalka s permanentnim magnetom, ki se do danes ni bistveno spremenila. Prvi mikrofonski je deloval na principu spremenljive upornosti, vendar je bil zelo nepraktičen. Sprememba upornosti je bila sorazmerna dolžini žice, ki se je potapljala v posodico s prevodno tekočino. Grafitni mikrofonski so izdelali deset let kasneje.

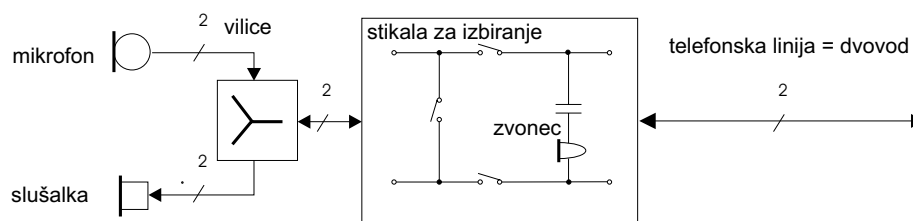
Dve leti po iznajdbi telefona je Watson patentiral prvi elektromehanski zvonček za sprejem poziva. Povezava med dvema telefonskima aparata je potekala preko kovinskih dvovodov in telefonskih central, v katerih so operaterji ročno spajali zahtevane povezave. Našteti izumi so zadoščali, da je uporaba telefona lahko zaživevala.

Prvi generator signalov za izbiranje je bila vgrajena v telefonski aparat šele z iznajdbo avtomatske telefonske centrale. Almon Strowger je leta 1892 izumil prvo avtomatsko elektromehansko stikalno telefonsko centralo. Široka uporaba elektromehanskih telefonskih central se je pričela šele po letu 1919. Leta 1938 je bilo instalirano prvo "crossbar" stikalo in nekaj podobnih central te vrste je v uporabi še danes. Delovanje elektromehanskih avtomatskih telefonskih central temelji na impulznem izbiranju naslova klicanega naročnika. Tudi prvi generatorji signala za izbiranje so bili elektromehanski. Signalizacija za izbiranje je bila prilagojena razmeroma počasnemu krmiljenju elektromehanskih stikal in šele v novejšem času uporablja večina telefonov tonsko izbiranje.

Osnovne funkcije analognega telefonskega aparata so:

- Dvosmerna pretvorba in prenos govornega signala
- Sprejem poziva
- Generacija signalov za izbiranje

Balančno vezje za analogni telefon z induktivnim sklopom je bilo patentirano leta 1918. Načelna električna shema telefona, ki je prikazana na sliki 2.5, je ostala naslednjih šestdeset let skoraj nespremenjena. V sodobnem analognem telefonskem aparatu je transformatorske vilice zamenjalo elektronsko balančno vezje.



Slika 2.5 – Analogni telefon

Telefonske vilice namenoma niso popolnoma uravnotežene, tako da prepuščajo del signala iz mikrofona na slušalko. Pri premajhnem ali prevelikem slabljenju se govorec prilagodi in avtomatsko poveča ali pa zmanjša glasnost. Z idealnim balančnim vezjem dosežemo, da se zaznavanje lastnega glasu govorca po prekritju ušesa z slušalko ne spremeni.

V sodobnem telefonske aparate se vgrajujejo miniaturni elektretski mikrofoni, ki delujejo na principu spremenljive kapacitivnosti. Namesto elektromehanskih zvoncev so vgrajeni piezoelektrični zvonci ali pa majhni zvočniki. Sodobni telefoni imajo poleg generatorja za impulzno izbiranje vgrajen tudi generator za dvotonsko izbiranje DTMF. Z razvojem tehnologije elektronskih vezij se je izboljšala kvaliteta analognega telefonskega aparata, princip delovanja pa je ostal nespremenjen.

V državah EU mora telefonski aparat mora izpolnjevati zahteve, kot jih določa standard ETSI (ETS 300 001). V Sloveniji določa zahteve *Pravilnik o tehničnih zahtevah za opremo, namenjeno za priključevanje na analogni priključek javnega omrežja* [?].

2.2. Prenos analognih signalov v višji frekvenčni legi

Uporaba prenosa v prenešenem pasu se je prvič pojavila v radijskih komunikacijah. Radijski prenos v področju akustičnih frekvenc praktično ni mogoč, saj bi potrebovali kar nekaj kilometrov dolge antene, poleg tega pa bi poslušalci takšnega radia lahko spremljali samo program najbližnjega (najmočnejšega ?) oddajnika! **Modulacija** je postopek pri katerem z vhodnim informacijskim (modulacijskim) signalom spreminjamo parametre nosilnega signala. Nosilni signal je enofrekvenčni sinusni signal. Vrsta modulacije je odvisna od izbire in načina spreminjanja parametra nosilnega signala: amplituda, frekvenca, faza. Ločimo linearne in nelinearne modulacijske postopke. Pri linearnih modulacijah je modulirani signal linearno odvisen od modulacijskega signala.

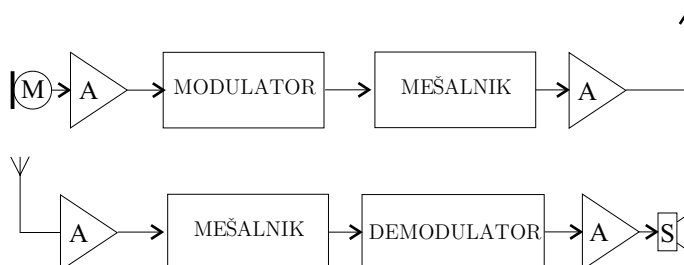
S premikom analognih signalov v različne frekvenčne lege lahko po istem fizičnem mediju prenašamo več signalov hkrati. Postopek imenujemo frekvenčno razvrščanje ali frekvenčno multipleksiranje.

2.2.1. Osnovni model prenosa

Osnovni model prenosnega sistema s selektivnim oddajnikom in selektivnim sprejemnikom ponazarja slika 2.6. Par oddajnik-sprejemnik je uglasen tako, da sočasno oddaja in sprejema v istem frekvenčnem pasu. Prenos signalov na sliki 2.6 je enosmeren in za sočasni prenos v obe smeri zveze (polni dupleks) potrebujemo še en frekvenčni kanal. Ker je radijski frekvenčni prostor dragocen, je razdeljevanje pravic za uporabo v pristojnost telekomunikacijskih uprav držav. V radijskih komunikacijah se zaradi varčevanja s frekvenčnim prostorom mnogokrat uporablja prenos s časovo ločitvijo smeri zveze ali pol-dupleks.

Analogni informacijski signal (npr. govorni signal) vodimo na modulator z izbrano nosilno frekvenco. Signal na izhodu modulatorja je v višji frekvenčni legi, pasovna širina signala na izhodu je v splošnem večja od pasovne širine vhodnega signala. Modulirani ozkopasovni signal z mešalnikom prestavimo v zeleno frekvenčno področje. Signal na izhodu mešalnika, ki je modulirani analogni signal v pravi frekvenčni legi ojačimo in vodimo na prenosni medij.

Postopek obdelave signalov v sprejemniku poteka v obratnem vrstnem redu: signal

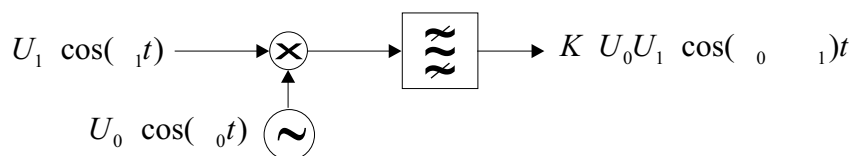


Slika 2.6 – Osnovni model prenosa analognih signalov v prenešenem pasu

na vходу sprejemnika je šibak in onesnažen z motnjami, zato ga vodimo najprej na selektivni ojačevalnik. Mešalnik prestavi signal v izbrano frekvenčno lego ki jo določa t.i. medfrekvenca. Demodulator je prilagojen na izbrano nosilno frekvenco f_m . Sprejemnik z mešalnikom imenujemo tudi superheterodinski sprejemnik.

2.2.2. Mešanje signalov

Mešalnik uporabljamo kadar želimo prestaviti signal v drugo frekvenčno lego. Premik signala po frekvenci dobimo pri množenju s pomožnim signalom sinusne oblike. Idealni



Slika 2.7 – Mešanje signalov

mešalnik je linearni množilnik signalov, kot ponazarja slika 2.7.

Na izhodu množilnika dobimo par mešalnih produktov:

$$u_1(t)u_0(t) = \frac{1}{2}U_1U_0(\cos(\omega_0 + \omega_1)t + \cos(\omega_0 - \omega_1)t), \quad (2.4)$$

potrebujemo pa samo eno komponento signala. Oba mešalna produkta vsebujeta enako informacijo o signalu na vходу mešalnika. Izbira mešalnega produkta je odvisna od tega v katero smer želimo po frekvenci premakniti signal. Izbrano komponento signala prepušča sito za množilnikom. V oddajniku prestavljamo z mešalnikom že modulirani signal v višjo frekvenčno lego, v sprejemniku pa signal pred demodulacijo prestavimo v nižjo frekvenčno lego.

V sprejemniku imenujemo frekvenco izbrane komponente signala vmesna frekvenca ali medfrekvenca:

$$\omega_{vm} = \omega_0 - \omega_1. \quad (2.5)$$

Poleg želenega signala s frekvenco ω_1 medfrekvenčno sito prepušča tudi neželeni signal

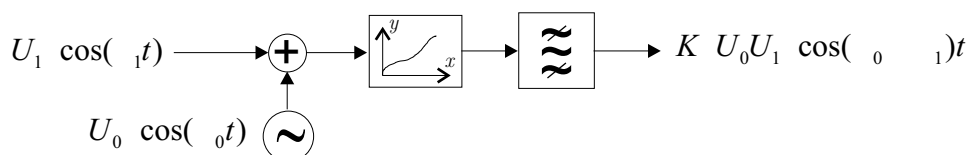
na vhodu, ki ima zrcalno frekvenco glede na ω_1 preko ω_0 :

$$\begin{aligned}\omega_1 &= \omega_0^+ \omega_{vm} \\ \omega_1^z &= \omega_0^- \omega_{vm}\end{aligned}\quad (2.6)$$

Razmik med frekvenco zelenega signala in zrcalno frekvenco ustreza dvakratni vmesni frekvenci. Motnjo z zrcalno frekvenco izločimo s sitom na vhodu mešalnika. Izločanje zrcalne frekvence je preprostejše, če izberemo višjo vmesno frekvenco. Glede na praktično izvedbo operacije množenja ločimo mešalnike z nelinearnim elementom in mešalnike z množilnikom.

Mešalnik z nelinearnim elementom

Množilnik signalov lahko nadomestimo z nelinearnim elementom. Signalu prištejemo pomožni signal in vsoto vodimo na nelinearni element, kot ponazarja slika 2.8



Slika 2.8 – Mešalnik z nelinearnim elementom

$$y(x) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n x^n = \sum_{n=0}^{\infty} y_n \quad (2.7)$$

Postopek mešanja s seštevalnikom in nelinearnim elementom imenujemo aditivno mešanje. Želena mešalna produkta daje samo kvadratični člen nelinearne karakteristike:

$$y_2 = a_2(x_1 + x_2)^2 = a_2 x_1^2 + \underline{2a_2 x_0 x_1} + a_2 x_2^2, \quad (2.8)$$

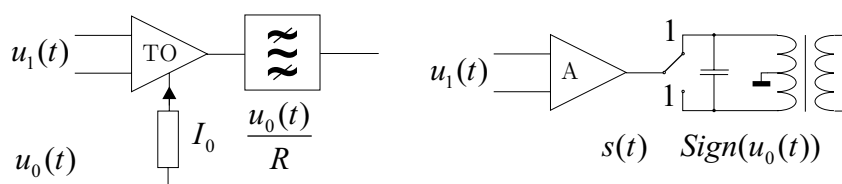
zato želimo, da je a_2 čim večji. Poleg zelenega para mešalnih produktov dobimo še množico neželenih mešalnih produktov višjega reda. Večino neželenih komponent izloči medfrekvenčno sito. Zaradi nelinearnosti višjega reda lahko nastopijo tudi mešalni produkti, katerih frekvenca se ujema z medfrekvenco:

$$p\omega_m^+ - q\omega_0 = \omega_{vm}. \quad (2.9)$$

Motnjo v takšnem primeru predstavljajo signali na vhodu, ki imajo frekvenco

$$\omega_m = \frac{q\omega_0 + \omega_{vm}}{p}. \quad (2.10)$$

Neželene signale s frekvenco ω_m moramo izločiti na vhodu mešalnika.



Slika 2.9 – Množilni mešalnik

Mešalnik z množilnikom signalov

Mešalnik na osnovi množenja signalov lahko predstavimo kot ojačevalnik z nastavljivim ojačenjem. Mešalniki te vrste so običajno izdelani s tokovnim ojačevalnikom. Na levi sliki 2.9 je podano preprosto vezje, kjer s pomožnim signalom u_0 spreminjamo ojačenje transkonduktančnega ojačevalnika. Če je pomožni signal pravokotne oblike, dobimo poleg zelenih mešalnih produktov še produkte višjih redov $n\omega_0 - \omega_1$, katere pa lahko zaduši medfrekvenčno sito. Enak učinek nastopi pri stikalnem mešalniku, kjer vsake polperiode pomožnega signala spremenimo strmino ojačevalnika. Načelno vezavo stikalnega mešalnika podaja desna slika 2.9.

Motilni vplivi pri mešalniku

Zaradi različnih pojavov se neželeni signali na vhodu sprejemnika preslikajo na vmesno frekvenco. Na izhodu vmesnofrekvenčnega sita z ojačevalnikom zato nastopajo neželeni mešalni produkti.

1. Signal ki ima zrcalno frekvenco se prenese na izhod vmesnofrekvenčnega ojačevalnika z enako mešalno strmino kot zeleni signal. Motnja nastopa tudi pri idealnem mešalniku in jo lahko izločimo s sitom na vhodu mešalnika.
2. Pri mešalniku s nelinearnim elementom nastopajo neželeni mešalni produkti. Najbolj kritični motilni signali na vhodu imajo frekvenco enako: $\frac{\omega_1}{2}$, $\frac{\omega_1}{3}$, $\frac{\omega_1^2}{2}$, $\frac{\omega_1^2}{2}$, .
3. Vhodni signal lahko zaradi nelinearnosti mešalnika ustvari mešalne produkte z mnogokratniki frekvence pomožnega signala. Najbližja motnja na vhodu ima frekvenco $f_0 + f_1$.
4. Do sedaj naštetih primeri motenj nastopajo pri enofrekvenčnem signalu na vhodu mešalnika. Če imamo na vhodu mešalnika množico po frekvenci enako razmaknjenih signalov nastopi intermodulacijsko popačenje. Problem lahko osvetlimo za primer dveh motilnih signalov:

$$\begin{aligned} u_{m1}(t) &= U_{m1} \cos(\omega_1 + \Delta\omega)t \\ u_{m2}(t) &= U_{m1} \cos(\omega_1 + 2\Delta\omega)t \end{aligned} \quad (2.11)$$

Neželeni mešalni produkt osnovne harmonske komponente pomožnega signala, osnovne komponente motnje $u_{m2}(t)$ in druge komponente motnje $u_{m1}(t)$ daje

signal s frekvenco:

$$\omega_0 - 2(\omega_1 + \Delta\omega) + (\omega_1 + 2\Delta\omega) = \omega_{vm} \quad (2.12)$$

Intermodulacijsko popačenje nastopi zaradi nelinearnosti množilnega ojačevalnika, pri mešalniku z nelinearnim elementom pa zaradi nelinearnosti višjih redov. Pri mešalniku z nelinearnim elementom nastopi obravnavani primer intermodulacije zaradi nelinearnosti četrtega reda.

5. Popačenje zaradi križne modulacije nastopi neodvisno od frekvence motilnega signala. Posledica je neželena amplitudna modulacija signala na izhodu med-frekvenčnega sita. Križna modulacija nastopi pri mešalniku z nelinearnim elementom zaradi nelinearnosti četrtega reda. Motnjo povzroča le zapisani člen na desni strani:

$$(u_m(t) + u_1(t) + u_0(t))^4 = \dots + 12u_m(t)^2u_1(t)u_0(t) + \dots \quad (2.13)$$

Kvadrat motilnega signala daje nizkofrekvenčno komponento, ki je enaka modulationskemu signalu motnje. Mešalni produkt je zato dodatno amplitudno moduliran. Enak pojav nastopi pri mešalniku z množilnikom zaradi nelinearnosti tretjega reda. Učinek križne modulacije zmanjšamo s filtriranjem signala na vhodu mešalnika.

Glede popačenj so ugodni mešalniki z nelinearnim elementom, ki ima popolnoma kvadratično karakteristiko. Takšno karakteristiko sicer teoretično pripisujemo poljskemu transistorju (FET), praktično pa se eksponent vedno nekoliko razlikuje od 2. Popačenja preprostih mešalnikov s poljskimi transistorji so manjša od popačenj preprostih vezav mešalnikov z bipolarnimi transistorji. Mešalniki z majhnim popačenjem so izvedeni z množilniki.

2.2.3. Amplitudna modulacija

Pri amplitudni modulaciji spreminjamo amplitudo nosilnega signala sorazmerno analognemu modulationskemu signalu. Postopek amplitudne modulacije ustreza množenju signala nosilca s funkcijo $A(t)$:

$$\begin{aligned} U_{KAM}(t) &= A(t)U_0 \cos(\omega_0 t), \\ A(t) &= 1 + m \frac{u_m(t)}{|u_m|_{max}}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Za modulationski signal $u_m(t)$ predpostavimo, da ne vsebuje enosmerne komponente. Izraz m imenujemo stopnja modulacije in lahko zavzame vrednosti med nič in ena. Enačba 2.2.3. določa konvencionalni amplitudno modulirani signal (KAM). Prednost dvobočno moduliranega signala z nosilcem je v tem, da je vsa informacija o moduliranem signalu vsebovana v ovojnici signala. Za demodulacijo signala v sprejemniku zadošča preprosti in ceneni detektor ovojnice, kar je odločalo pri izbiri vrste modulacije za prvi radijski prenos. Podobno kot se ohranja preprosti analogni telefon je tehnologija tudi že zdavnaj preseгла zahtevnost sprejemnika za AM radijski prenos.

Spekter amplitudno moduliranega signala pogosto določamo za testni enofrekvenčni modulatorski signal:

$$u_m(t) = U_m \cos \omega_m t. \quad (2.15)$$

Spekter moduliranega signala za izbrani testni signal lahko prepoznamo iz zapisa moduliranega signala:

$$\begin{aligned} U_{KAM}(t) &= U_0 \cos \omega_0 t (1 + m \cos \omega_m t) = \\ &= U_0 \cos \omega_0 t + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_m + \omega_0)t + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_m - \omega_0)t. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Slaba stran dvobočno amplitudno moduliranega signala z nosilcem je slab izkoristek, če upoštevamo da za vso informacijo o modulatorskem signalu zadošča že en bočni pas. Moč ene bočne komponente je v najboljšem primeru ($m = 1$) samo 16.6% oddane moči signala. Dvobočno amplitudno modulirani signal (AM-DSB-SC) dobimo, če funkcija $A(t)$ nima enosmerne komponente. Prednost je v 66% prihranku moči. Ker je oblika ovojnice sorazmerna absolutni vrednosti modulatorskega signala, ni več možna demodulacija z detektorjem ovojnice.

Če želimo prihraniti na pasovni širini in še več prihraniti na oddajni moči uporabimo enobočno amplitudno modulacijo (AM-SSB). Potrebna pasovna širina prenosnega kanala je v tem primeru teoretično minimalna in je enaka pasovni širini modulatorskega signala. Enobočni signal lahko generiramo iz KAM signala s preprosto zadušitvijo drugega bočnega pasu in nosilca. Drugi način je generacija po enačbi za časovno funkcijo, ki jo dobimo, če izračunamo inverzni Fourierov transform spektra enobočno moduliranega signala:

$$\begin{aligned} U_{SSB}(\omega) &= \frac{1}{2}(G(\omega_0 + \omega_m) - G(\omega_0 - \omega_m)), \\ u_{SSB}(t) &= \frac{1}{2}(g(t) \cos(\omega_0 t) + \hat{g}(t) \sin(\omega_0 t)). \end{aligned} \quad (2.17)$$

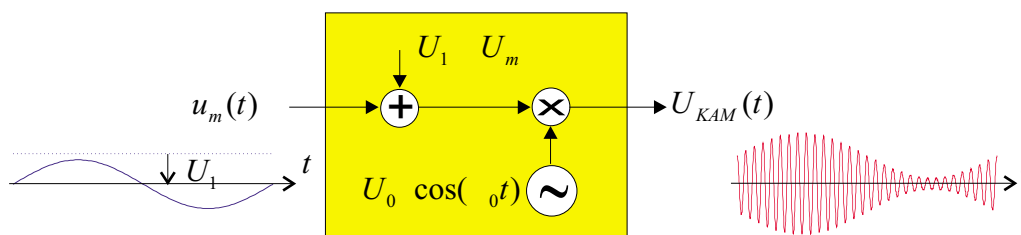
Poleg naštetih vrst amplitudne modulacije se uporablja tudi modulacija z nesimetrično zadušnim bočnim pasom (AM-VSB). Poleg zgornjega bočnega pasu prenašamo le nizkofrekvenčni del spodnjega bočnega pasu. Na takšen način je moduliran signal slike pri televizijskem signalu.

Modulatorji AM signalov

Amplitudno modulirani signal lahko generiramo z množilnikom po enačbi , kot ponazarja leva slika 2.10. Vezava preprostega modulatorja z enim transistorjem, ki deluje na osnovi množenja signalov je prikazana an sliki 2.10 desno. V integriranih vezjih sodobnih modulatorjev se uporabljajo analogni polprevodniški množilniki, ki se odlikujejo z veliko linearnostjo množenja. Pogosto se za množenje signalov uporablja transkonduktančni ojačevalnik (TO), ki je na voljo v integriranem vezju.

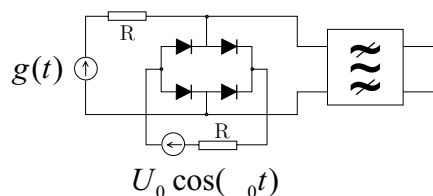
Namesto harmoničnega nosilnega signala lahko pri modulaciji uporabimo pravokotni signal:

$$\text{Sign}(\cos \omega_0 t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cos(2k-1)\omega_0 t \quad (2.18)$$



Slika 2.10 – Modulator AM signala z množilnikom

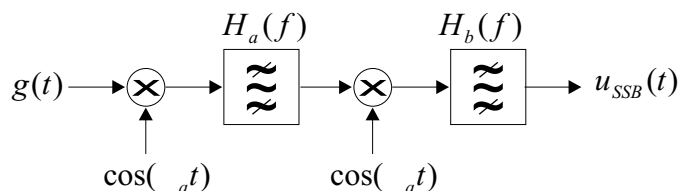
Na tem principu delujejo modulatorji s krmiljenimi stikali. Na izhodu stikalnega modulatorja dobimo poleg želenega moduliranega signala še neželene modulirane signal z mnogokratniki nosilne frekvence. Neželene komponente signala na izhodu modulatorja izločimo s filtrom. Načelno vezavo modulatorja z diodnimi stikali podaja slika 2.11.



Slika 2.11 – Modulator AM signala s stikali

Funkcijo množenja lahko izvedemo posredno s seštevanjem in kvadriranjem. Za izvedbo takšne operacije potrebujemo seštevalnik in element z nelinearnostjo drugega reda. Neželene komponente na izhodu nelinearnega elementa pa moramo izločiti s sitom. Zaradi nelinearnosti višjih redov nastopi popačenje moduliranega signala. Z modulatorjem na osnovi nelinearnosti ne moremo doseči sto procentne stopnje modulacije.

Enobočno modulirani signal lahko preprosto generiramo s filtriranjem dvobočnega signala, za kar potrebujemo pasovno propustno sito zelo visoke kvalitete. Zahtevo po kvaliteti sita lahko močno zmanjšamo, če uporabimo dvostopenjski modulator kot ga prikazuje slika 2.12. V prvi stopnji moduliramo signal z nižjo frekvenco ω_a , zato



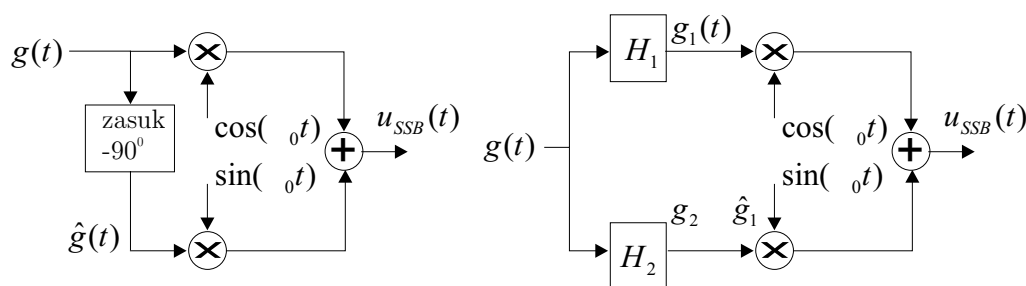
Slika 2.12 – Generacija enobočnega signala z dvema modulatorjema

za ločitev bočnih pasov potrebujemo manj zahtevno sito. V drugi stopnji mešamo

enobočno modulirani signal s pomožnim nosilcem ω_b , tako da dobimo AM-SSB signal na frekvenci ω_0 :

$$\omega_0 = \omega_a + \omega_b \quad (2.19)$$

Obstaja več postopkov, pri katerih s pomočjo analognih vezij generiramo enobočno modulirani signal po enačbi 2.17. Postopek zahteva generacijo Hilbertovega transformata modulatorskega signala, kar dosežemo s faznim sukalsnikom. Več načinov modulacije enobočnega signala s fazno ločitvijo kaže slika 2.13. Popolno izločitev ene bočne komponente dosežemo le v idealnem primeru konstantnega faznega zasuk 90 stopinj v celotnem frekvenčnem področju modulatorskega signala. Poleg tega zahtevamo popolno ortogonalnost nosilcev in seveda uravnotežen seštevalnik.



Slika 2.13 – Generacija enobočnega signala s faznim ločevanjem bočnih komponent

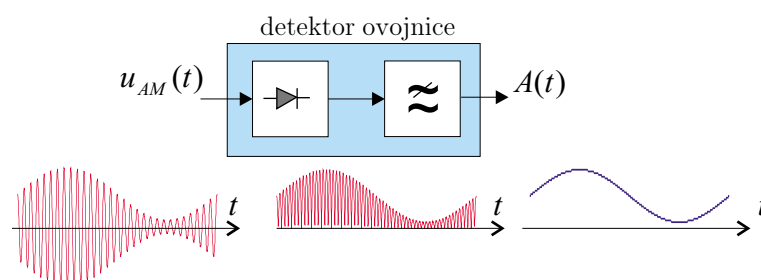
Popolnost pri generaciji enobočnega signala brez problemov dosežemo z uporabo digitalnih signalnih procesorjev. Uporaba digitalnega signalnega procesiranja se je v zadnjem času razširila do medfrekvenčne stopnje v prenosnem sistemu.

Demodulatorji AM signalov

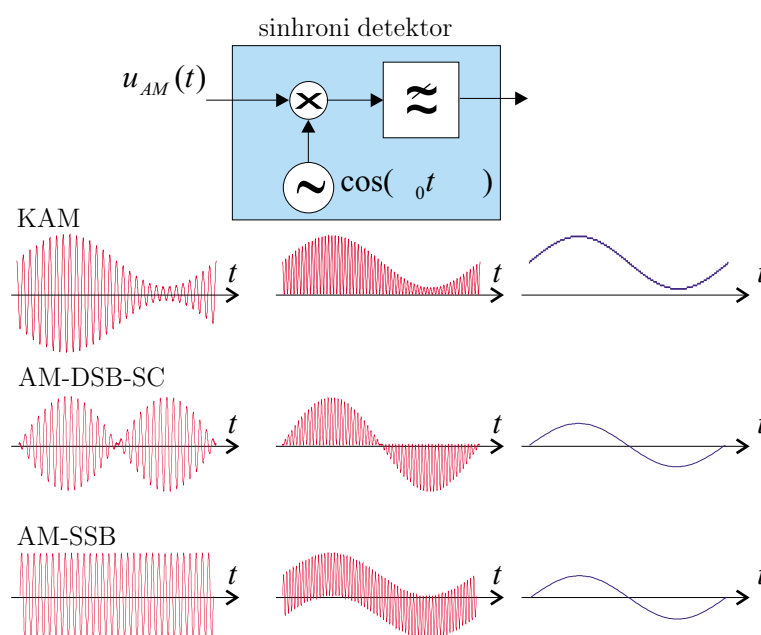
Izbira postopka demodulacije je odvisna od vrste amplitudno moduliranega signala. Dvobočni amplitudno modulirani signal z nosilcem (KAM) ima vso informacijo o modulatorskem signalu vsebovano v ovojnici. Funkcijo ovojnice dobimo s preprostim usmerjanjem moduliranega signala. Amplituda usmerjenega signala je sorazmerna modulatornemu signalu. Načelna vezava demodulatorja z detekcijo ovojnice je podana na sliki 2.14. Usmerjanje s povprečenjem je lahko polvalno ali polnovalno. Namesto usmernika s povprečenjem lahko uporabimo tudi temenski usmernik. Detektorja ovojnice ne moremo uporabiti za demodulacijo enobočnega ali dvobočnega signala brez nosilca.

Vse vrste amplitudno moduliranih signalov lahko demoduliramo s sinhronim demodulatorjem. Načelna vezava demodulatorja je podana na sliki 2.15. Za sinhrono detekcijo potrebujemo signal, ki je koherenten signalu nosilca pri modulaciji. Nizko sito za množilnikom mora zadušiti neželeno komponento pri dvojni nosilni frekvenci.

Če signal s katerim množimo modulirani signal odstopa po fazi ali celo po frekvenci od signala nosilca nastopi popačenje pri demodulaciji. Pri enobočno moduliranem signalu nastopi zaradi razlike v fazi fazno popačenje signala po demodulaciji. Fazno



Slika 2.14 – Demodulator z detektorjem ovojnice



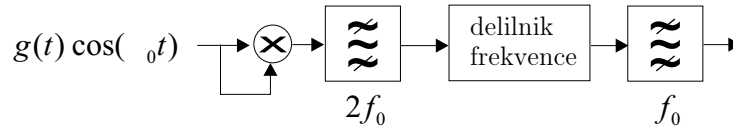
Slika 2.15 – Sinhroni AM demodulator

popačenje ne vpliva na kvaliteto govornega signala. Pri dvobočno moduliranem signalu z nosilcem ali brez nosilca nastopi zaradi neujemanja faze dodatno konstantno slabljenje. Odstopanje v frekvenci od signala nosilca povzroči pri vseh vrstah AM premik spektra demoduliranega signala. Majhnih premikov po frekvenci (pod 5Hz) pri poslušanju govornega signala ne zaznamo kot popačenje. Pri prenosu slike so kritična vsa naštetá popačenja.

Glavni problem pri sinhroni demodulaciji predstavlja generacija signala, ki je mora biti koherenten nosilcu. Koherentni signal za demodulacijo lahko generiramo iz moduliranega signala ali pa iz pomožnih "pilotskih" signalov, ki so za ta namen dodani pri modulaciji. Razlike v fazi med pomožnim nosilnim signalom in nosilnim signalom kompenziramo z nastavljivim faznim sukalnikom.

Pri dvobočno moduliranem signalu lahko generiramo pomožni nosilec s kvadriranjem signala, kot prikazuje slika 2.16. Na izhodu množilnika dobimo močno drugo har-

monsko komponento, ki jo izsejemo s sitom. Za generacijo pomožnega nosilca potrebujemo še delilnik frekvence.



Slika 2.16 – Primer generacije pomožnega nosilca

Pilotski signal se postavi izven pasu moduliranega signala. Iz pilotskih signalov lahko za različne kombinacije frekvenc generiramo pomožni nosilec. Razširjeni primer uporabe pilotskega signala je stereofonski prenos na UKV področju, kjer je pilotski signal enak polovici signala nosilca modulirane razlike levega in desnega kanala.

2.2.4. Fazna in frekvenčna modulacija

Frekvenčna in fazna modulacija sta sorodni, in jih v splošni obravnavi imenujemo kotna modulacija. Pri obeh modulacijah je amplituda moduliranega signala stalna, spreminjamo pa kot v argumentu kosinusne funkcije nosilca:

$$U_{FMFM}(t) = U_0 \cos \phi(t). \quad (2.20)$$

Pri fazni modulaciji je trenutna faza linearno odvisna od modulatorskega signala:

$$\phi(t) = \omega_0 t + \Delta \phi m(t), \quad (2.21)$$

$$U_{PM}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \Delta \phi m(t)). \quad (2.22)$$

Pri frekvenčni modulaciji spreminjamo odvisno od amplitude modulatorskega signala trenutno frekvenco nosilnega signala:

$$f(t) = f_0 + \Delta f m(t). \quad (2.23)$$

Frekvenco f_0 imenujemo centralna frekvenca, Δf pa imenujemo frekvenčna deviacija ali frekvenčni razmak. Frekvenčni razmak določa najmanjšo in največjo trenutno frekvenco. Razmerje med frekvenčno deviacijo in frekvenco nosilca imenujemo deviacijsko razmerje:

$$D = \frac{\Delta f}{f_0}. \quad (2.24)$$

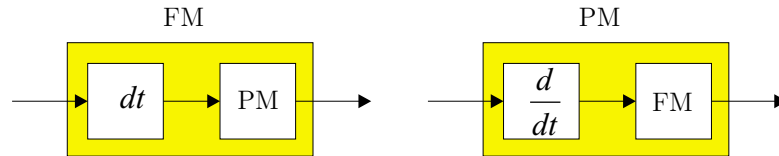
Trenutno fazo moduliranega signala določa integral funkcije frekvence:

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^t 2\pi f(\tau) d\tau = \phi(t=0) + 2\pi f_0 t + 2\pi \Delta f \int_0^t m(\tau) d\tau. \quad (2.25)$$

Zaradi poenostavitve izrazov vzemimo, da je faza v trenutku $t = 0$ enaka nič. Frekvenčno modulirani signal določa izraz:

$$U_{FM}(t) = U_0 \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \Delta f \int_0^t m(\tau) d\tau). \quad (2.26)$$

Frekvenčna modulacija in fazna modulacija se razlikujeta le v modulatorski funkciji: frekvenčni modulator je ekvivalenten kaskadni vezavi integratorja in faznega modulatorja. Razmere ponazarja slika 2.17. Modulirani signal je pri kotnih modulacijah



Slika 2.17 – Frekvenčni in fazni modulator

v nelinearni povezavi z modulatorskim signalom, kar onemogoča preprosto povezavo spektra moduliranega signala s spektrom modulatorskega signala. Spekter frekvenčno moduliranega signala običajno podajamo za harmonični testni signal ²:

$$\begin{aligned} u_m(t) &= U_m \cos \omega_m t \\ m(t) &= \cos \omega_m t \\ \int m(t) dt &= \frac{\sin \omega_m t}{\omega_m} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Modulirani signal za dani testni signal je enak:

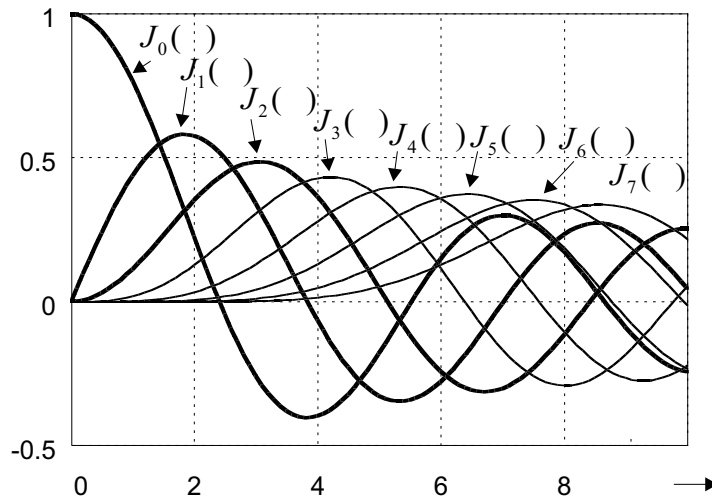
$$\begin{aligned} U_{FM}(t) &= U_0 \cos(\omega_0 t + \beta \sin \omega_m t) \\ \beta &= \frac{\Delta \omega}{\omega_m}. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Razmerje med frekvenčno deviacijo in frekvenco modulatorskega signala β imenujemo modulatorski indeks. Če izberemo deviacijo frekvence nosilca mnogo večjo od frekvence modulatorskega signala $\beta \gg 1$, govorimo o širokopasovnem FM. Pri ozkopasovnem FM velja $\beta \ll 1$. Oblika spektra moduliranega signala je za oba primera bistveno različna. Frekvenčno modulirani signal 2.28 je neskončna vsota za f_m razmaknjenih komponent, ki ležijo simetrično okrog frekvence signala nosilca f_0 . Velikost posameznih komponent lahko matematično izrazimo z Besselovimi funkcijami:

$$U_{FM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\omega_m)t \quad (2.29)$$

Na sliki 2.18 so narisani poteki funkcij $J_n(\beta)$, ki določajo amplitudo n -te spektralne komponente. Potek močnostnega spektra za različne modulatorske indekse je prikazan na sliki 2.19. Pasovna širina FM signala je teoretično neomejena. Praktično podajamo širino, v kateri je zajeta večina (običajno 99%) moči signala. Število komponent, ki jih moramo upoštevati narašča z modulatorskim indeksom. Pri zelo ozkopasovnem FM zadošča, če upoštevamo en par bočnih komponent. Pasovna širina je v takšnem primeru enaka kot pri AM signalu. Spekter frekvenčno moduliranega signala z zelo velikim modulatorskim indeksom je po obliki podoben amplitudni verjetnostni porazdelitvi modulatorskega signala, pasovna širina pa je približno enaka $2\Delta f$. Širino spektra frekvenčno

²Za radijske naprave je to 400Hz in 1000Hz.



Slika 2.18 – Besselove funkcije

moduliranega signala je med prvimi obravnaval John Carson, ki je leta 1922 predlagal približno formulo:

$$B \approx 2(f_m + \beta f_m). \quad (2.30)$$

Zaradi nelinearnosti postopka modulacije nam poznavanje spektra za enotonski modulacijski signal ne pomaga pri računanju spektrov za večtonske ali celo naključne modulacijske signale (npr. govor). Kotna modulacija ni linearen proces in če frekvenčno moduliranemu signalu del spektra odrežemo, dobimo po demodulaciji nelinearno popačen signal.

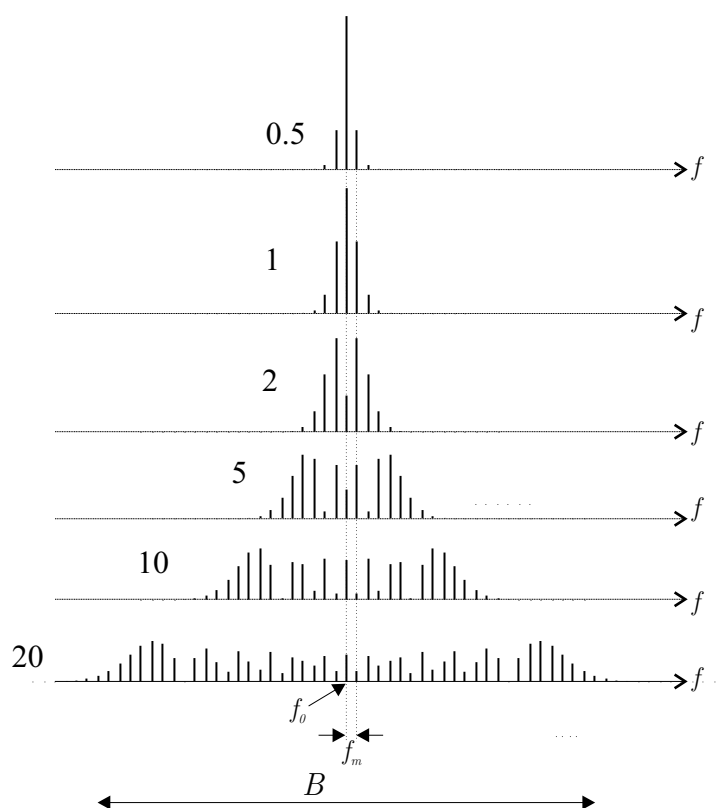
Modulacijski signal ima vedno omejen frekvenčni spekter. Če pri oceni spektra FM signala vzamemo najvišjo frekvenco modulacijskega signala, dobimo kot rezultat mnogo večjo potrebno pasovno kot jo dejansko potrebujemo.

Modulatorji FM in PM signalov

Ozkopasovni FM signal lahko generiramo posredno s faznim modulatorjem na osnovi približka, ki velja za majhen fazni zasuk:

$$U_{PM}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \Phi(t)) \approx U_0 \cos \omega_0 t - \Phi(t) U_0 \sin \omega_0 t. \quad (2.31)$$

Na opisani osnovi deluje eden prvih postopkov, ki ga uporablja Armstrongov modulator. Sprejemljivo popačenje dobimo le za majhen modulacijski indeks $\beta < 0.2$. Širokopasovni FM signal dobimo s frekvenčnim množenjem ozkopasovnega FM signala. Frekvenčni razmak in frekvenca nosilca sta množena z istim faktorjem. Načelna vezava modulatorja je prikazana na sliki 2.20. Za širokopasovni FM signal potrebujemo faktor množenja frekvenc nekaj tisoč, zato je bila včasih v UKV oddajnikih uporabljena kaskadna vezava množice dvojninkov in trojninkov frekvenc. Množilnik frekvence ses-



Slika 2.19 – Amplitudni spektri frekvenčno moduliranih signalov

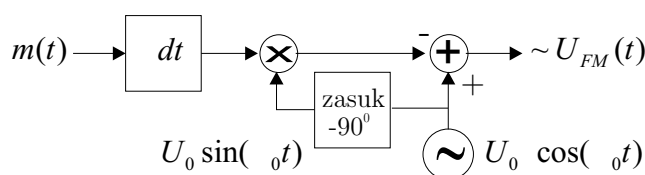
tavljata nelinearni element in pasovno propustno sito. Opisani postopek se v sodobnih oddajnikih ne uporablja več.

Frekvenčno modulirani signal lahko generiramo direktno, če uporabimo napetostno krmiljeni oscilator (VCO³). Sprememba frekvence na izhodu idealnega napetostno krmiljenega oscilatorja je linearno odvisna od spremembe napetosti na krmilnem vhodu:

$$\omega_{VCO} = \omega_0 + K_{VCO} U_{VCO} \quad (2.32)$$

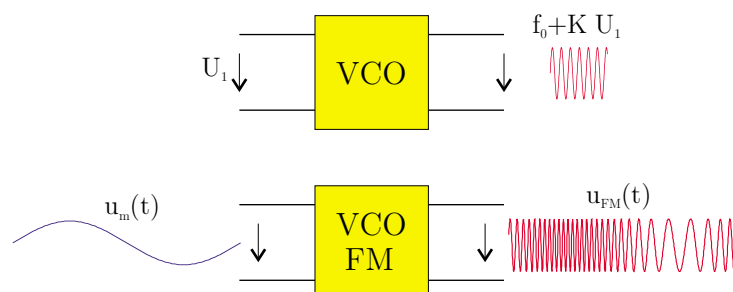
Napetostno krmiljeni oscilator deluje na principu variacije reaktance v krogu oscilatorja. Običajno se v preprostih vezjih uporablja v nihajnem krogu oscilatorja varaktorska

³ang.: Voltage-Controlled Oscillator



Slika 2.20 – Indirektni postopek modulacije

dioda. Načelna vezava modulatorja z napetostno krmiljenim oscilatorjem je prikazana na sliki 2.21. Na trgu integriranih vezij so razpoložljivi kvalitetni oscilatorji, ki imajo



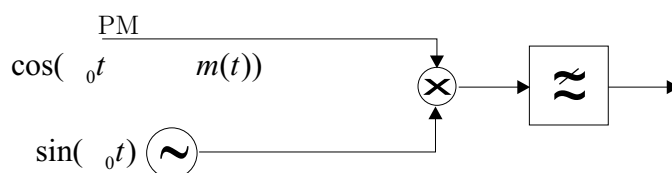
Slika 2.21 – Modulator z napetostno krmiljenim oscilatorjem

zelo linearen potek v širokem frekvenčnem območju.

V kvalitetnih sodobnih oddajnikih [?] je postopek modulacije izveden v digitalno. V digitalnem modulatorju generira vzorce frekvenčno moduliranega signala numerično krmiljeni oscilator.

Demodulatorji PM in FM signalov

Demodulator PM signala je fazni detektor, ki detektira razliko faze med signalom nosilca in moduliranim signalom. Slika 2.22 podaja načelno vezavo faznega detektorja z množilnikom. Nizko sito prepušča samo nizkofrekvenčno komponento produkta,



Slika 2.22 – Nelinearni fazni detektor

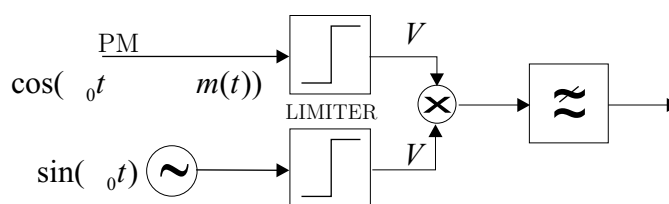
ki je sorazmerna sinusu fazne razlike:

$$x_d(t) = K_1 \sin(\Delta\phi m(t)) \quad (2.33)$$

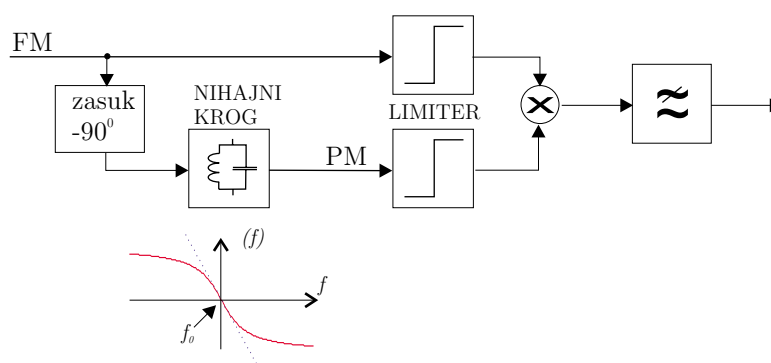
Nelinearni detektor faze povzroči nelinearno popačenje demoduliranega signala. Linearni detektor faze dobimo z množenjem nelinearno preoblikovanih signalov, kot ponazarja slika 2.23. Srednja vrednost signala na izhodu množilnika je linearno odvisna od fazne razlike:

$$x_d(t) = K_2 \Delta\phi m(t) \quad (2.34)$$

Fazni detektor lahko uporabimo tudi za demodulacijo FM signala, posredno preko FM-PM pretvorbe. Načelno vezavo FM-PM demodulatorja podaja slika 2.24.



Slika 2.23 – Linearni fazni detektor



Slika 2.24 – FM demodulator z nihajnim krogom in faznim detektorjem

Večina demodulacijskih FM postopkov temelji na odvajanju moduliranega signala. Postopek podaja matematična enačba:

$$\frac{d}{dt}U_{FM}(t) = U_0(\omega_0 + \Delta\omega f_m(t)) \sin(\omega_0 t + \Delta\omega \int f_m(t) dt) \quad (2.35)$$

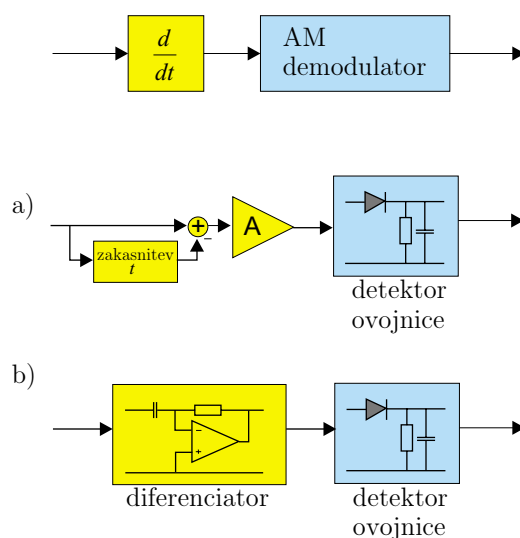
Z odvajanjem dobimo amplitudno modulirani signal, ki ga lahko demoduliramo z detektorjem ovojnice ali pa s sinhronim detektorjem. Na izhodu odvajalnika želimo čim večjo stopnjo amplitudne modulacije. Postopek demodulacije ponazarja bločna vezava na sliki 2.25. Odvajanje signala lahko dosežemo v frekvenčnem ali pa v časovnem prostoru.

Frekvenčno moduliranemu signalu dodatno moduliramo amplitudo, če signal vodimo na vezje ki ima linearno padajoč ali pa linearno naraščajoč amplitudni potek prevajalne karakteristike. Preprosti demodulator dobimo, če uporabimo linearni del na boku karakteristike paralelnega nihajnega kroga. Linearnost in občutljivost demodulatorja povečamo, če uporabimo balansno vezavo dveh demodulatorjev, ki je prikazana na sliki 2.26. Nihajna kroga imata enaki kvaliteti in različni resonančni frekvenci, ki ležita simetrično okrog centralne frekvence moduliranega signala.

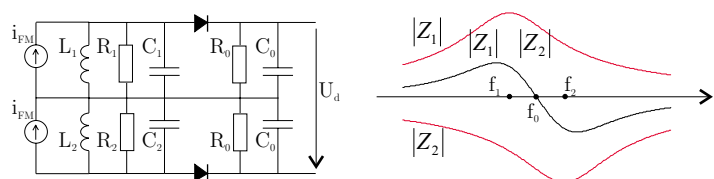
$$f_{1,2} = f_0 \pm \Delta f_0 \quad (2.36)$$

Maksimalno linearnost demodulacije dobimo, če izberemo $\Delta f_0 = 0.612B$ [?].

Pri odvajanju signala v časovnem prostoru uporabimo zakasnilni element, ki ga pri visokih frekvencah predstavlja kratka zakasnilna linija. Poleg zakasnilne linije lahko



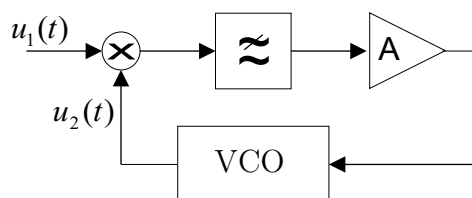
Slika 2.25 – Demodulator na osnovi odvajanja signala v časovnem prostoru a) in v frekvenčnem prostoru b).



Slika 2.26 – Balansni demodulator z nihajnim krogom

uporabimo nihajni krog v območju najbolj linearne fazne karakteristike. Primer modulatorja z odvajanjem signala v časovnem prostoru je prikazan na sliki 2.25. Lastnosti demodulatorja izboljšamo, če uporabimo balansno vezavo dveh demodulatorjev. Povečata se linearnost in strmino demodulacije.

Fazno ujeta zanka je povratni sistem, ki ga uporabljamo tudi za demodulacijo FM signala. Načelna vezava fazno ujete zanke je podaja slika 2.27. Kot fazni primerjalnik lahko uporabimo množilnik ali pa množilnik predznakov.



Slika 2.27 – Fazno ujeta zanka

Delovanje fazno ujete zanke najprej pogledimo za primer, če je frekvenca signala na vhodu enaka frekvenci prostotekočega oscilatorja f_0 . Na izhodu množilnika do-

bimo enosmerno komponento, ki je sorazmerna fazni razliki in komponento z dvojno frekvenco:

$$u_b(t) = u_0(t)u_1(t) = \frac{1}{2} U_0 U_1 (\cos \phi + \cos(2\omega_0 t + \phi)) \quad (2.37)$$

Signal fazne razlike na izhodu faznega primerjalnika vodimo na nizko sito, ki izloči komponento z dvojno frekvenco. Napetost na vhodu napetostno krmiljenega oscilatorja je tako sorazmerna fazni razliki med signalom oscilatorja in signalom na vhodu. Sprememba enosmerne napetosti na vhodu VCO nastopi le za kratek čas dokler se faza oscilatorja ne prilagodi fazi referenčnega signala $u_1(t)$. Če frekvenco signala na vhodu počasi spreminjamo, se bo frekvenca oscilatorja prilagajala in v omejenem območju sledila frekvenci signala na vhodu. Enosmerna napetost na vhodu VCO je sorazmerna frekvenčni razliki $f_0 - f_1$. Zaradi konstantne napetosti na vhodu, ki vzdržuje enakost frekvenc oscilatorja in signala na vhodu nastopa konstantna fazna razlika signalov. Območje frekvenc v katerem zanka ostane ujeta imenujemo sledilno območje⁴. Če z vhodnim signalom presežemo sledilno območje, se fazno ravnovesje poruši in frekvenca VCO ni več enaka vhodni frekvenci. Da dosežemo zopet enakost frekvenc, moramo frekvenco vhodnega signala premakniti v lovilno območje⁵. Lovilno območje zanke je manjše od sledilnega območja.

Frekvenca oscilatorja stalno sledi spremembam frekvence na vhodu, napetost na vhodu VCO pa je sorazmerna razliki med frekvenco na vhodu in frekvenco prostotekočega VCO. Če na vhod fazno ujete zanke pripeljemo FM signal, dobimo na vhodu napetostno krmiljenega oscilatorja demoduliran signal. Trenutna frekvenca signala na vhodu demodulatorja se mora nahajati v lovilnem območju fazno ujete zanke.

2.2.5. Oscilatorji in frekvenčni sintetizatorji

V sistemih za prenos signalov potrebujemo oscilatorje sinusnih signalov. Idealni oscilator daje signal konstantne amplitude in konstante frekvence. Kvaliteto harmoničnega oscilatorja določajo popačenje signala in stabilnost amplitude in frekvence:

$$u_g(t) = U_1 \cos(2\pi ft) + \sum_{n=2}^{\infty} U_n \cos(2\pi nft). \quad (2.38)$$

Harmonično popačenje signala izražamo z razmerjem efektivne napetosti vseh višjeharmonskih komponent proti moči signala:

$$K = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2}} \quad (2.39)$$

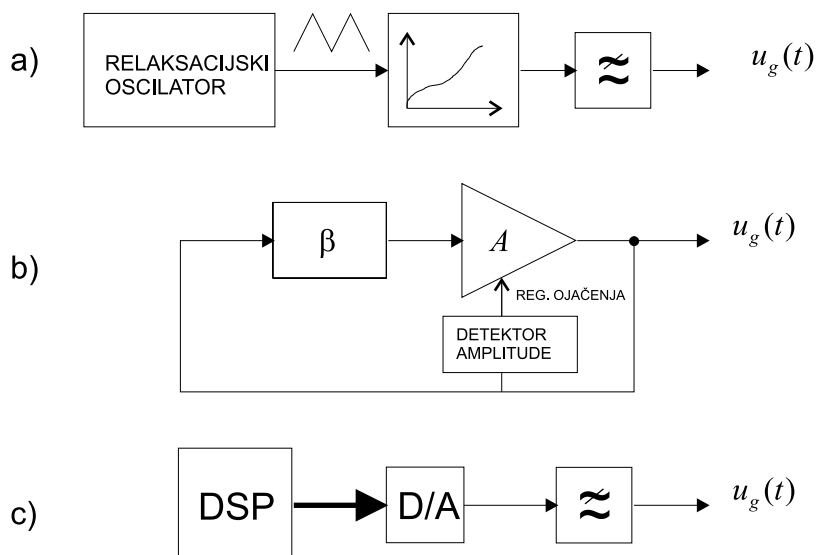
Običajno velja $K < 0.1$, zato lahko uporabimo približno formulo:

$$K \approx \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_n}{U_1}\right)^2}. \quad (2.40)$$

⁴ang. lock range

⁵ang. capture range

Na amplitudo in frekvenco harmoničnega oscilatorja vpliva več dejavnikov. Glavni vplivi so temperatura, napajalna napetost in staranje elektronskih komponent oscilatorja. Glede na postopek generacije harmoničnega signala ločimo:



Slika 2.28 – Postopki generacije harmoničnega signala

- oscilatorje z nelinearnim preoblikovanjem in filtriranjem pravokotnih ali trikotnih signalov (slika 2.28-a),
- oscilatorje s povratno vezavo (slika 2.28-b) in
- digitalne generatorje harmoničnega signala (slika 2.28-c).

Generatorji sinusnega signala s preoblikovanjem trikotnega signala se uporabljajo predvsem v funkcijskih generatorjih. Osnovni signal je trikotne oblike in ga dobimo iz preprostega relaksacijskega oscilatorja. Iz simetričnega trikotnega signala aproksimiramo sinusni signal z nelinearnim vezjem, kot ponazarja slika 2.28-a. Signal je pri simetričnem vezju popačen le z lihimi harmonskimi komponentami in upada s številom segmentov približka. Višje harmonske komponente lahko izločimo tudi z nizkim sitom. Linearno preoblikovanje signala postane nepraktično, če želimo izvor s spremenljivo frekvenco.

Oscilatorje s povratno vezavo sestavlja vsaj en aktivni element, frekvenčno selektivni element in element ki omejuje amplitudo oscilacij. Načelno bločno vezavo osnovnih gradnikov ponazarja slika 2.28-b. Pogoji za delovanje oscilatorja (nihanje) je nestabilnost sistema s povratno vezavo:

$$1 - A(s)\beta(s) = 0. \quad (2.41)$$

Pogoj 2.41 lahko dosežemo z različnimi vezji. Zadošča da ima funkcija $\beta(s)$ par konjugiranih kompleksnih polov v desni polravnini s in ničlo v izhodišču. Vezje s takšno

karakteristiko imenujemo resonator in ga lahko nadomestimo s paralelnim nihajnim krogom. Frekvenčna stabilnost oscilatorja narašča s kvaliteto resonatorja. Časovno nespremenljiv linearni sistem zaniha z naraščujočo amplitudo, zato potrebujemo meh-anizem za omejevanje amplitude oscilacij. Omejevanje ojačenja lahko dosežemo s temperaturno občutljivim uporom, ki ga uporabimo v atenuatorju, ki je vključen v zanki. Ker želimo, da temperatura okolice čim manj vpliva na amplitudo oscilacij mora element delovati pri čim višji temperaturi. Zelo preprost element je žarnica z wolframsko nitko. Ustanovitelja danes vsem znane firme Hewlet-Packard sta prvotni kapital zaslužila s patentom za oscilatorje z žarnico, ki so se vgrajevali v igralne avtomate. Boljšo stabilizacijo amplitude oscilatorja dosežemo, če uporabimo detektor amplitude in regulacijo ojačenja. Drugi način stabilizacije amplitude oscilatorja je izkoriščanje nelinearnosti aktivnega elementa. Posledica je popačenje signala, ki se kaže v neželenih višjih harmonskih komponentah. Pri oscilatorjih z nihajnim krogom v povratni vezavi je frekvenca oscilacij enaka resonančni frekvenci kroga:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.42)$$

Poleg parazitnih reaktanc vpliva na spremembo frekvence oscilatorja že sama sprememba reaktanc v krogu. Ker sta reaktanci tuljeve in kondenztorja odvisni od temperature, se bo spreminjala tudi frekvenca oscilatorja. Za majhne relativne spremembe induktivnosti in kapacitivnosti velja:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C}\right). \quad (2.43)$$

V zadnjem času se vse več uporablja digitalna generacija harmoničnega signala. Generator z digitalnim signalnim procesorjem ponazarja slika 2.28-c. Digitalni signalni procesor generira niz vzorcev harmoničnega signala, ki se preko digitalno analognega pretvornika in nizkega sita pretvori v časovno zvezni signal sinusne oblike. Frekvenca takšnega oscilatorja je omejena z vzorčno frekvenco signalnega procesorja in D/A pretvornika. Postopek generacije vzorcev harmoničnega signala v signalnem procesorju lahko poteka na več načinov. Za digitalni oscilator zadošča že IIR sito z dvema koeficientoma. Drugi način generacije je branje tabele z N vzorci na periodo funkcije sinus ali kosinus. Frekvenco oscilatorja lahko nastavljamo le v korakih:

$$f_{min} = \frac{f_{vz}}{N} \quad (2.44)$$

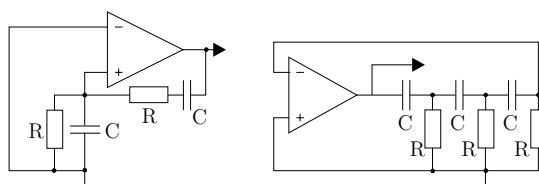
Frekvenco generatorja lahko nastavljamo tudi bolj gosto v primeru, če vrednosti sinusne funkcije za fazo med tabeliranimi vrednostmi (α_i, α_{i+1}) izračunamo s približno formulo:

$$\sin(\alpha_i + \beta) \approx \sin \alpha_i + \beta \cos \alpha_i. \quad (2.45)$$

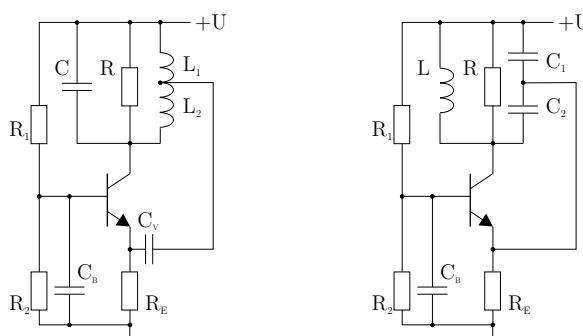
Ker se oscilatorji s povratno vezavo še vedno najpogosteje uporabljajo v komunikacijskih prenosnih sistemih, si bomo v naslednjem razdelku ogledali nekaj preprostih praktičnih vezav.

Nekaj preprostih vezav oscilatorjev s povratno vezavo

Oscilatorje s povratno vezavo delimo na RC in LC oscilatorje. Značilna primera RC oscilatorjev sta oscilator z Wienovim mostičem in oscilator z lestvičastim RC vezjem. Pri obeh dosežemo potrebni fazni zasuk nič oziroma 180 stopinj pri željeni frekvenci oscilacije. Vezavi obeh oscilatorjev podaja slika 2.29. Oscilatorji te vrste so primerni za frekvence do nekaj MHz.



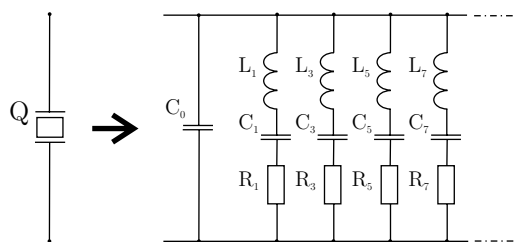
Slika 2.29 – Oscilator z Wienovim mostičem in oscilator z lestvičastim RC vezjem



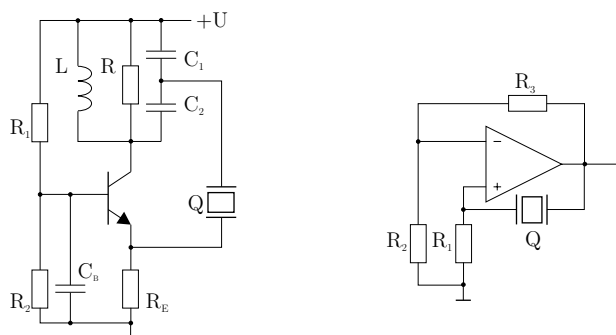
Slika 2.30 – Hartleyeva in Colpittsova vezava LC oscilatorja

Oscilatorji z LC elementi v povratni vezavi izkoriščajo strmo fazno karakteristiko okrog resonančne frekvence nihajnega kroga. Na sliki 2.30 sta narisani dve vezavi LC oscilatorja z bipolarnim transistorjem v orientaciji s skupno bazo in nihajnim krogom v kolektorju. Razlika je v načinu impedančne transformacije v povratni vezavi iz nihajnega kroga na emitor. Stabilnost frekvence oscilatorja narašča s kvaliteto nihajnega kroga. Kvaliteten oscilator dobimo, če nihajni krog nadomestimo s piezoelektričnim resonatorjem, ki ima nekaj tisočkrat večjo kvaliteto od LC nihajnega kroga.

Piezoelektrični resonator je narejen iz kremenčevega kristala. Izkorišča lastnost kristalov, ki mehanske deformacije spremenijo v površinski naboj in obratno. Električne lastnosti so določene z dimenzijami in vrsto reza kristala. Poleg osnovne resonančne frekvence ima kristal množico višjih resonančnih frekvenc. Električni model kristala je prikazan na sliki 2.31. V vezavah oscilatorjev uporabljamo kristal kot reaktanco v nihajnem krogu ali pa kot frekvenčno odvisni povratni sklop. Oba načina uporabe kristala v oscilatorju s povratno vezavo sta prikazana na sliki 2.32. Primer na levi sliki je Colpittsov oscilator s kristalom v povratni vezavi. Resonančna frekvenca kroga naravnoma blizu serijske resonančne frekvence kristala. Zaradi razglasitve kroga glede na



Slika 2.31 – Električni model kristala



Slika 2.32 – Dva primera vezav oscilatorja s kristalom

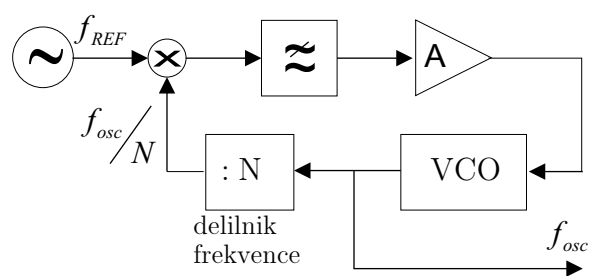
resonančno frekvenco kristala se frekvenca oscilatorja odmakne od resonančne frekvence kristala. Ker je razmerje kvalitete kristala proti kvaliteti kroga zelo veliko, je frekvenca osciliranja zelo blizu resonančne frekvence kristala. Primer preprostega oscilatorja z operacijskim ojačevalnikom, ki izkorišča serijsko rezonanco kristala podaja desna slika 2.32.

Frekvenčni sintetizator

V telekomunikacijskih sistemih mnogokrat uporabljamo skupine frekvenc, ki se navadno nahajajo v točno določenem rastru. Nabor frekvenc z določenim korakom lahko generiramo na osnovi ene same frekvenčne normale in ne potrebujemo množice stabilnih oscilatorjev. Generatorje, pri katerih postopek generacije harmoničnega signala temelji na frekvenčni sintezi imenujemo frekvenčni sintetizatorji. Stabilnost tako generiranega signala je enaka stabilnosti frekvenčne normale. V praktičnih sintetizatorjih se navadno uporablja več frekvenčnih normal, kar omogoča nastavitve večjega števila frekvenc. Preprosti frekvenčni sintetizator z eno frekvenčno referenco ponazarja slika 2.33. Osnovni gradniki preprostega frekvenčnega sintetizatorja so visokostabilni oscilator, napetostno krmiljeni oscilator, fazni primerjalnik in delilnik frekvence. Frekvenco na izhodu sintetizatorja nastavimo z delilnikom frekvence:

$$f_1 = N f_{ref} \quad (2.46)$$

Za frekvenčno normalo navadno zadoščajo oscilatorji s kristalom.



Slika 2.33 – Frekvenčni sintetizator z eno referenco