KONVENCIONALNI AM SIGNAL (KAM)

Signali koji u sebi sadrže dva bočna opsega i nosilac. KAM signal može da se predstavi izrazom:

$$u(t) = \left[U_0 + k_U u_m(t)\right]\cos\omega_0 t$$

Izraz u uglastoj zagradi može se shvatiti kao ***amplituda*** prostoperiodične funkcije cos$\omega_0 t$. Ona se sastoji od konstante U_0 i člana $k_U u_m(t)$ koji je direktno srazmjeran modulišućem signalu.

KAM signal može da se dobije na tri načina:

- modulator se realizuje pomoću nelinearnog sklopa kvadratne karakteristike na čiji ulaz se dovodi suma modulišućeg signala i nosioca
- pomoću poluprovodničkih dioda na čiji ulaz se dovodi suma modulišućeg signala i nosioca
- parametarskom modulacijom

$$u_{KAM}(t) = U_0 \cos\omega_0 t + k_U u_m(t)\cos\omega_0 t = [U_0 + k_U u_m(t)]\cos\omega_0 t$$

Modulišići signal se može napisati i u normalizovanoj formi:

$$u_m(t) = U_m m(t)$$

$$U_m = |u_m(t)|_{\max}$$

$$m(t) \le 1$$

Pa se KAM signal može zapisati:

$$u_{KAM}(t) = U_0\left[1 + \frac{k_U U_m}{U_0} m(t)\right]\cos\omega_0 t$$

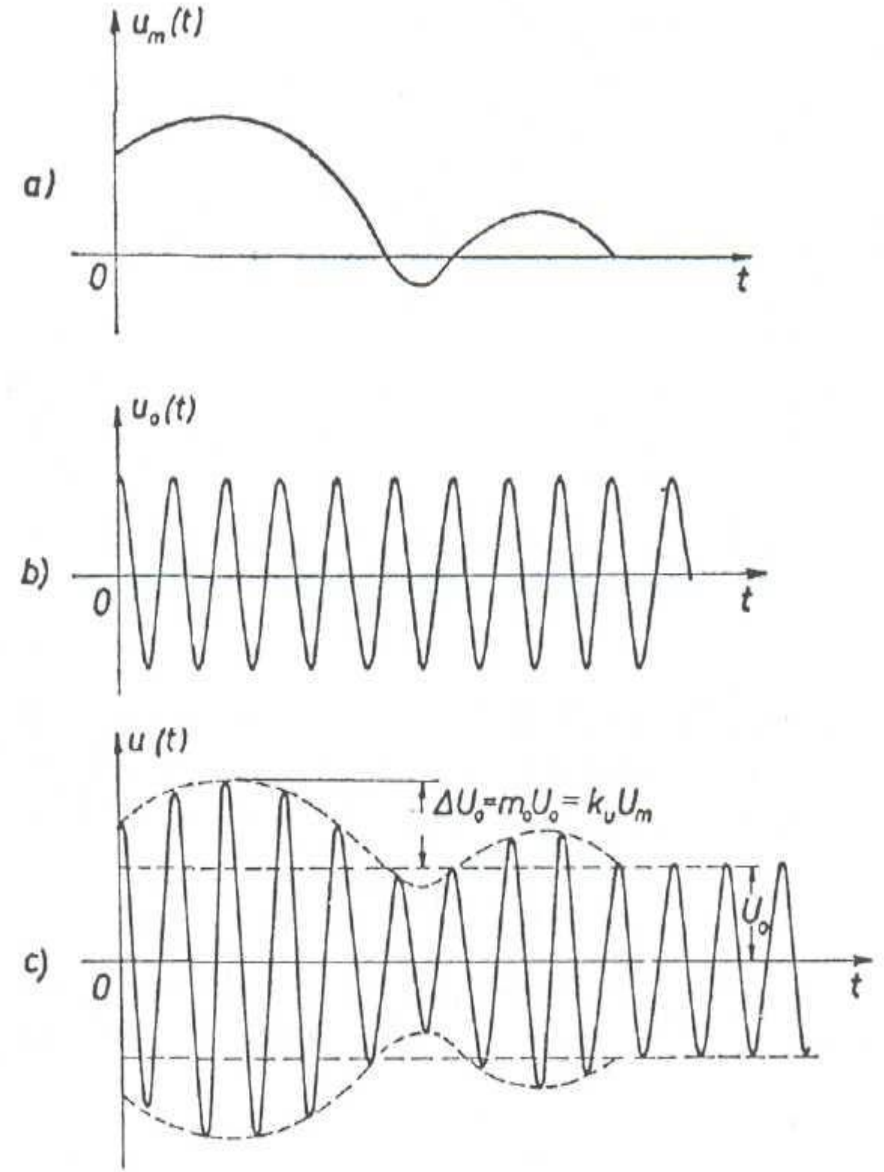
$$k_U U_m = \Delta U_0$$

$$\frac{k_U U_m}{U_0} = \frac{\Delta U_0}{U_0} = m_0$$

tako da je:

$$u_{KAM}(t) = U_0\left[1 + \frac{\Delta U_0}{U_0} m(t)\right]\cos\omega_0 t = U_0[1 + m_0 m(t)]\cos\omega_0 t$$

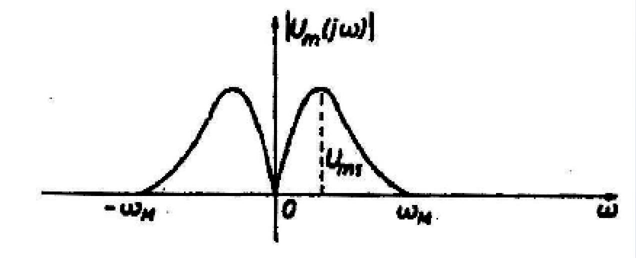
– u_m(t) je modulišući signal
– nosilac je oblika $u_0(t)=U_0\cos\omega_0 t$
– *u*(t) je talasni oblik za KAM signal
– ΔU_0 je maksimalna promjena amplitude modulisanog signala koja je k_U puta veća od maksimalne vrijednosti modulišućeg signala
– m_0 izražava maksimalnu relativnu promjenu amplitude modulisanog signala i naziva se ***stepen (indeks) modulacije*** (m_0 se izražava i u procentima).



Slika: Talasni oblici: a) modulišući signal; b) nosilac; c) amplitudski modulisani signal KAM tipa

Spektar KAM signala:

1. $u_m(t)$ je aperiodičan signal
2. $u_m(t)$ je periodičan signal.



1. $u_m(t)$ je aperiodičan signal čija je jednosmjerna komponenta nula, a spektar je ograničen učestanošću ω_m. Zadovoljen je i uslov:

$$U_0 + k_U u_m(t) \geq 0, \text{ tj. } 1 + m_0 m(t) \geq 0$$

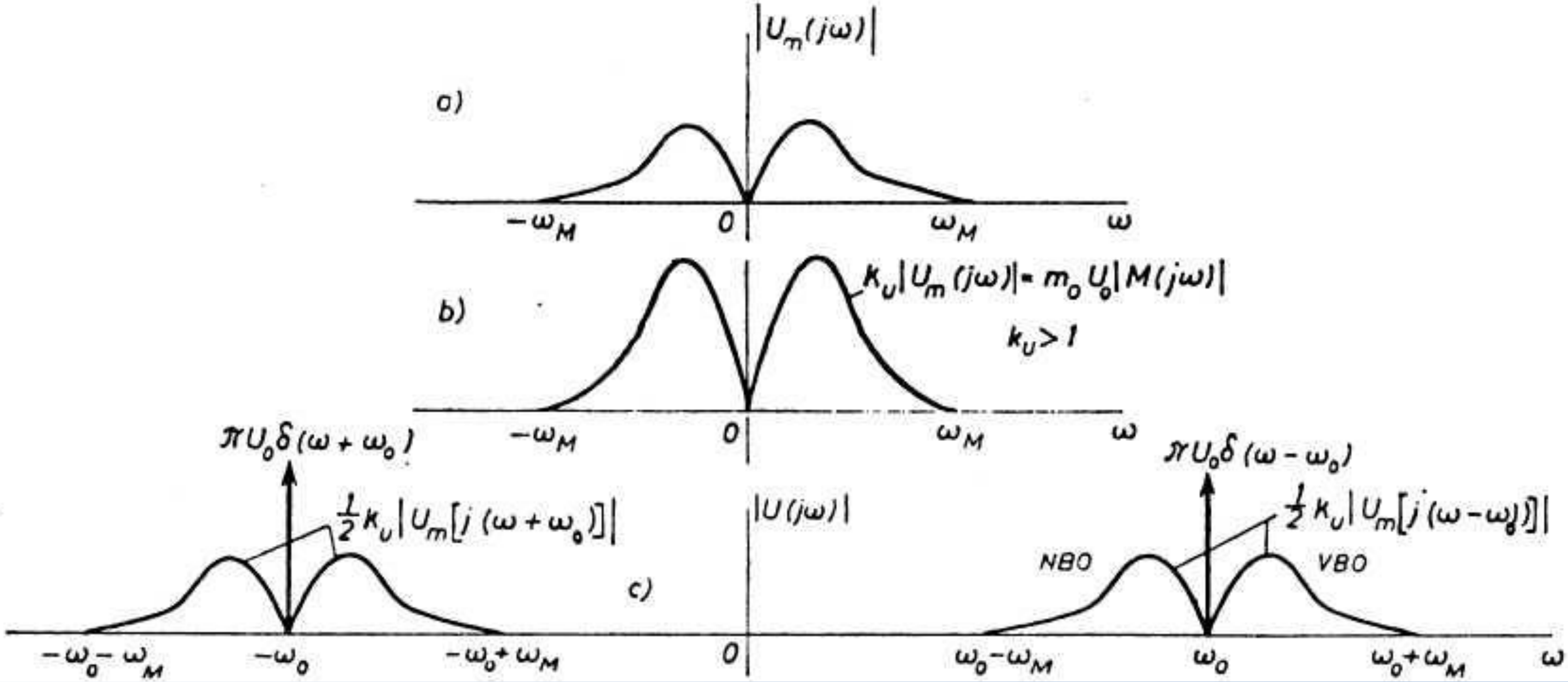
Spektar modulisanog signala $u_{KAM}(t)$ dobiće se Fourierovom transformacijom izraza koji predstavlja KAM signal, pa je:

$$U(j\omega) = \pi U_0 \delta(\omega - \omega_0) + \pi U_0 \delta(\omega + \omega_0) + \frac{1}{2} k_U U_m [j(\omega - \omega_0)] + \frac{1}{2} k_U U_m [j(\omega + \omega_0)]$$

Spektar KAM signala sastoji se od sinusoidalne komponente učestanosti ω_0 i nižeg i višeg bočnog opsega koji su smješteni simetrično u odnosu na $\omega=\omega_0$. Oblik krive spektralnih gustina svakog od bočnih opsega identičan je obliku krive spektralne gustine amplituda modulišućeg signala.

✓ U svakom od bočnih opsega sadržana je prenošena poruka.

✓Za prenos poruka modulisanim signalom tipa KAM potreban je opseg učestanosti dvostruko veći od širine spektra modulišućeg signala f_M.



Slika: Spektralna gustina amplituda: a) modulišućeg signala, b) modulišućeg signala pomnožena sa k_U, c) KAM signala

2. Modulišući signal je periodičan, a amplitudski spektar je ograničen učestanošću ω_M. Funkcija $u_m(t)$, koja opisuje ovakav signal, moći će da se predstavi u obliku Fourierovog reda:

$$u_m(t) = \sum_{n=-M}^{M} U_{mn} e^{jn\omega_1 t} = 2\sum_{n=1}^{M} \left|U_{mn}\right| \cos\left(n\omega_1 t + \theta_n\right)$$

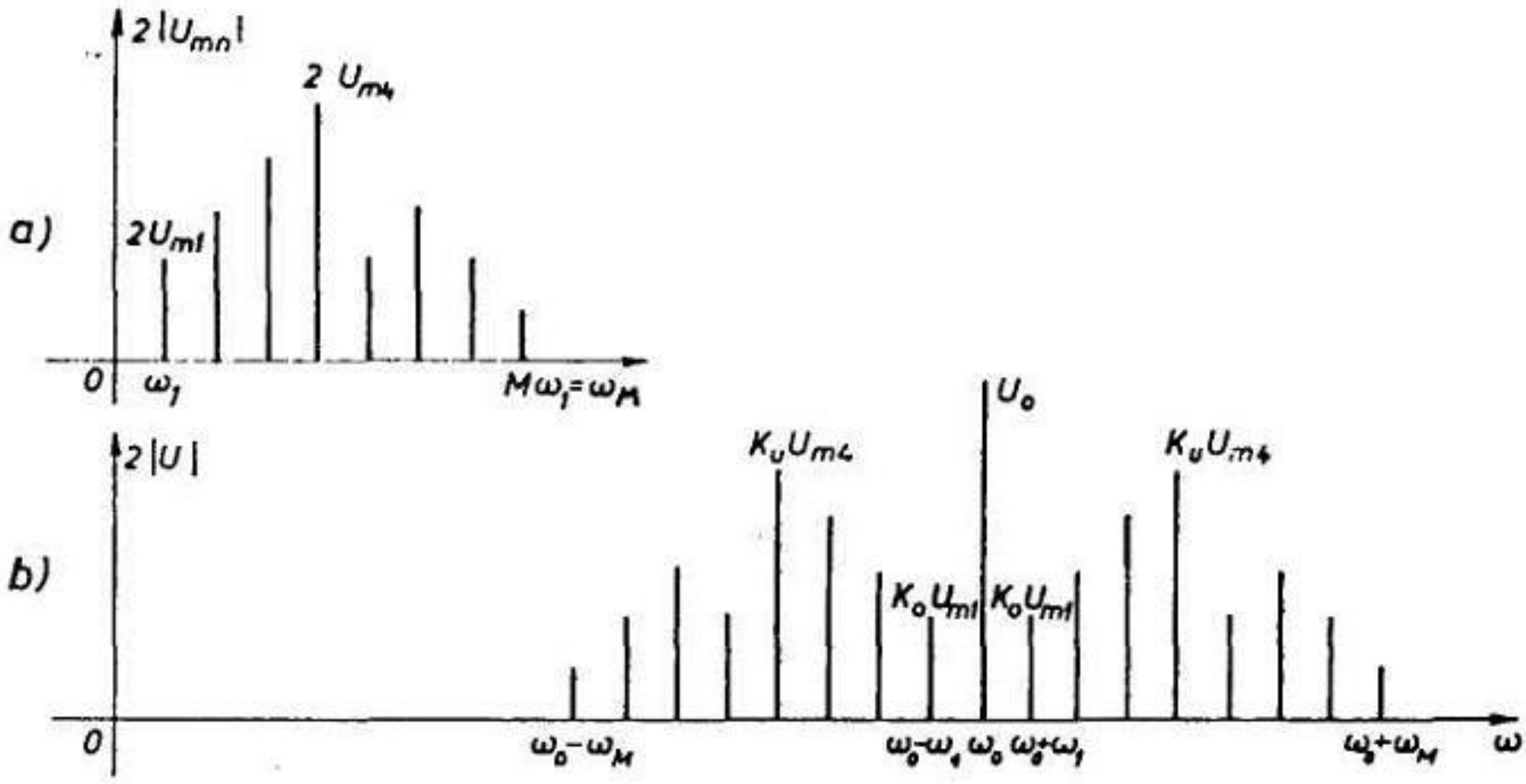
$\omega_1=2\pi f_1=2\pi/T_1$, T_1 je perioda periodične funkcije.

Pošto smo pretpostavili da je spektar funkcije $u_m(t)$ ograničen učestanošću ω_M, to mora biti $\omega_M= M\,\omega_1$, M predstavlja rang najvišeg harmonika u spektru.
Sada je:

$$u_{KAM}(t) = \left[U_0 + k_U\, 2\sum_{n=1}^{M} \left|U_{mn}\right| \cos\left(n\omega_1 t + \theta_n\right)\right] \cos\omega_0 t =$$

$$= U_0 \cos\omega_0 t + k_U \sum_{n=1}^{M} \left|U_{mn}\right| \cos\left[\left(\omega_0 - n\omega_1\right)t - \theta_n\right] + k_U \sum_{n=1}^{M} \left|U_{mn}\right| \cos\left[\left(\omega_0 + n\omega_1\right)t + \theta_n\right]$$

Na osnovu ovog izraza se lako određuje amplitudski spektar.



Slika: Amplitudski spektar: a) modulišućeg signala; b) modulisanog signala KAM tipa

Pošto je modulišući signal periodičan, njegov spektar je ***diskretan***. Amplitudski spektar modulisanog signala takođe je diskretan:

- Svakoj komponenti modulišućeg signala odgovaraju dvije komponente modulisanog signala (dva bočna opsega).
- Amplituda svake komponente iznosi 1/2 amplitude odgovarajuće komponente modulišućeg signala pomnožene koeficijentom k_U.
- Svaki od bočnih opsega u sebi sadrži kompletnu poruku.
- U spektru se javlja i nosilac, koji ***ne nosi nikakvu poruku***.
- Opseg učestanosti potreban za prenos modulisanog signala tipa KAM je dva puta veći od najveće učestanosti u spektru modulišućeg signala.

Postavlja se pitanje: kakvog smisla ima koristiti ovu vrstu modulisanog signala za prenos poruka, kad je jasno da se prenosom nosioca ne prenosi nikakva informacija?
Odgovor na ovo pitanje će uslijediti nakon objašnjenja o demodulaciji ove vrste AM signala (prenos nosioca je opravdan radi vrlo jednostavne demodulacije modulisanog KAM signala).

Energetski bilans KAM signala:

Pretpostavimo da je modulišući signal oblika $u_m(t)=U_m\cos\omega_m t$. Tada je odgovarajući KAM signal oblika:

$$u_{KAM}(t)=U_0[1+m_0m(t)]\cos\omega_0 t=U_0[1+m_0\cos\omega_m t]\cos\omega_0 t=$$

$$=U_0\cos\omega_0 t+\frac{U_0m_0}{2}\cos(\omega_0+\omega_m)t+\frac{U_0m_0}{2}\cos(\omega_0-\omega_m)t$$

Srednja snaga na otporniku otpornosti R je:

$$P=\frac{U_0^2}{2R}\left[1+\left(\frac{m_0}{2}\right)^2+\left(\frac{m_0}{2}\right)^2\right]=\frac{U_0^2}{2R}\left(1+\frac{m_0^2}{2}\right)=P_0\left(1+\frac{m_0^2}{2}\right)$$

Sa $P_0=U_0^2/2R$ označena je snaga nosioca.

Srednja snaga u jednom bočnom opsegu u kom je sadržana prenošena poruka je:

$$P_{1BO}=\frac{1}{2R}\left(\frac{m_0U_0}{2}\right)^2=\frac{m_0^2}{4}P_0$$

Stoga je stepen iskorišćenja:

$$\eta=\frac{P_{1BO}}{P}=\frac{1}{2}\,\frac{m_0^2}{2+m_0^2}$$

Stepen iskorišćenja je najveći onda kada je indeks modulacije m_0=1, i on iznosi 1/6. Znači, 5/6 snage predajnika emituje se samo da bi demodulacija, odnosno prijemnik bili jednostavniji.

Za ispravnu demodulaciju KAM signala mora biti zadovoljen uslov da je:

$$\omega_0 \geq \omega_M$$

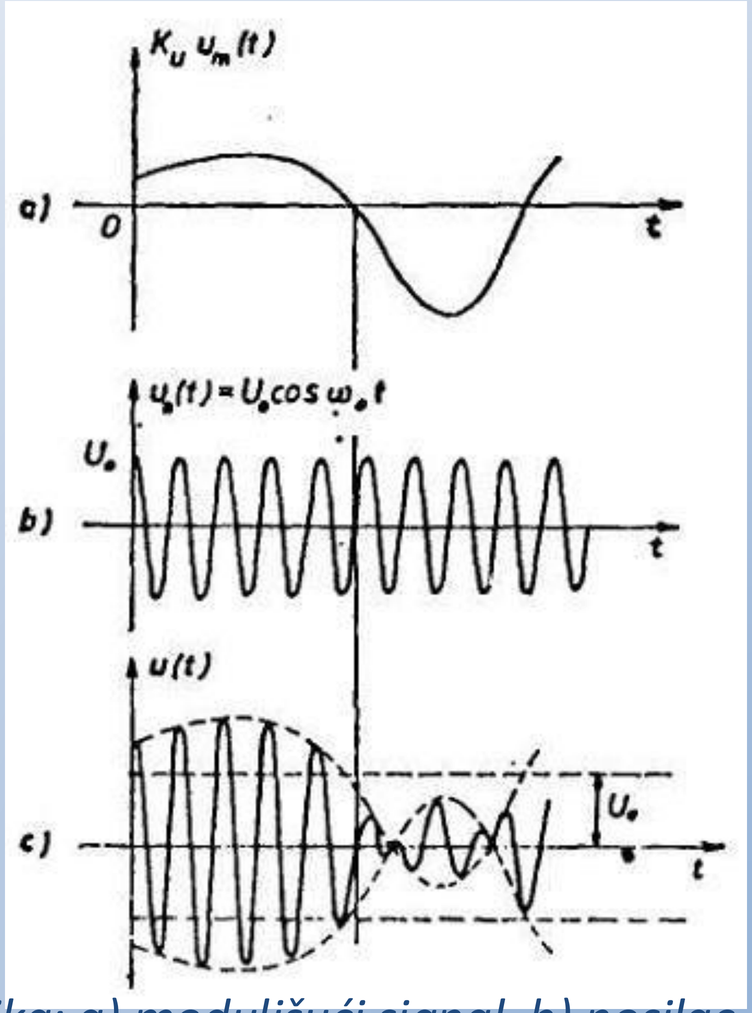
Postoji još jedan uslov:

$$U_0 + k_U u_m(t) \geq 0$$

U slučaju da nije ispunjen, talasni oblik modulisanog signala je kao na slici. Anvelopa modulisanog signala više nije srazmjerna modulišućem signalu. Za takav modulisani signal se kaže da je ***premodulisan***.

KAM modulatori:

1. Pomoću nelinearnog sklopa, a KAM signal se izdvaja pomoću filtra koji propušta opseg učestanosti od ω_0-ω_M do ω_0+ ω_M.
2. Pomoću linearnog prekidača
3. Pomoću parametarske modulacije



Slika: a) modulišući signal, b) nosilac, c) premodulisani KAM signal

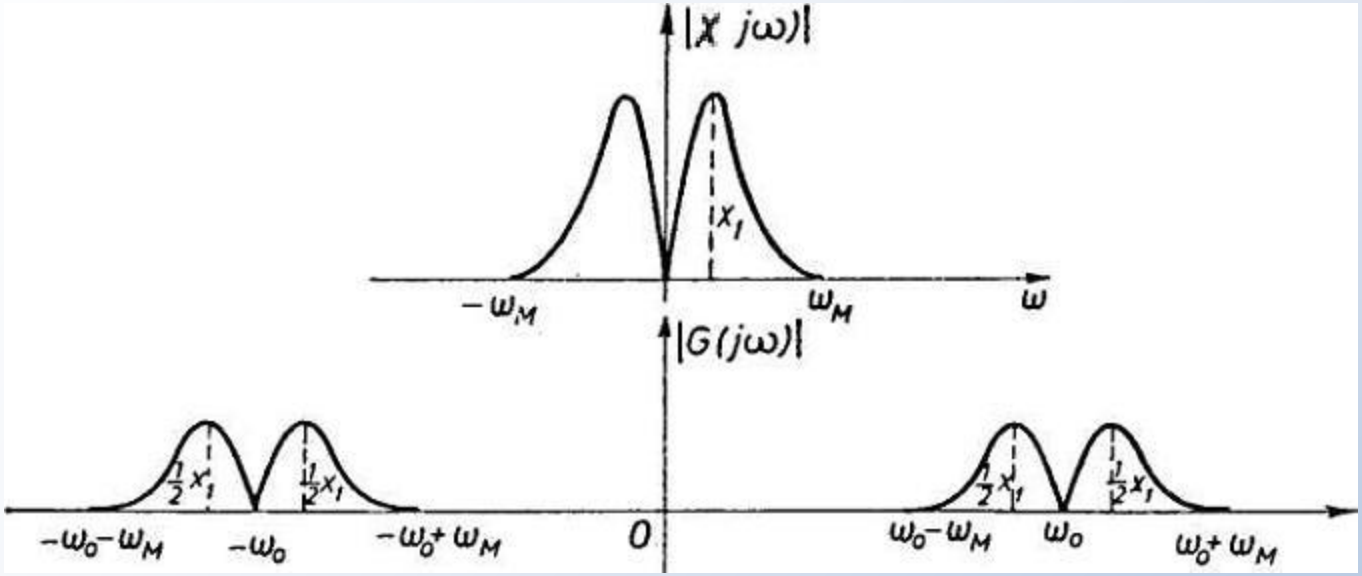
AM SIGNALI SA JEDNIM BOČNIM OPSEGOM AM-1BO

AM-2BO signali u svakom od dva dobijena bočna opsega sadrže prenošenu poruku, a nosilac ne nosi poruku. Dakle, jasno je da se prenos poruke može realizovati i samo jednim bočnim opsegom. Prednosti:

- Sistem za prenos može da ima propusni opseg dva puta uži od opsega koji zahtijeva AM-2BO i KAM signal
- Snaga izlaznog stepena predajnika se ne troši na pojačanje nosioca i drugog bočnog opsega.

Pretpostavimo da imamo vremensku funkciju *x*(t) čija je *Fourier*-ova transformacija X(jω). Neka je spektar odgovarajućeg signala ograničen učestanošću ω_M. Posmatrajmo sada jednu drugu funkciju definisanu na sledeći način:

$$\mathcal{F}[g(t)] = G(j\omega) = \frac{1}{2}X[j(\omega-\omega_0)] + \frac{1}{2}X[j(\omega+\omega_0)]$$



Slika: Spektralne gustine amplituda funkcije x(t) i funkcije g(t)=x(t)cosω$_0$t

Pretpostavimo sada da signal *x*(t) pobuđuje neki linearan četvoropol koji u svaku njegovu spektralnu komponentu unosi konstantan fazni pomeraj od -π/2, a pri tome intenzitet komponente ostaje nepromijenjen. Funkcija prenosa takvog sklopa je:

$$H(j\omega) = A(\omega)e^{j\chi(\omega)} = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j & \text{za} \quad \omega > 0 \\ e^{j\frac{\pi}{2}} = j & \text{za} \quad \omega < 0 \end{cases}$$

$$H(j\omega) = -j\,\mathrm{sgn}\,\omega$$

Ako na ulaz ovakvog sklopa dovedemo signal $x(\mathrm{t})$, na njegovom izlazu će se dobiti izlazni signal $x_q(\mathrm{t})$, čija je Fourier-ova transformacija:

$$X_q(j\omega) = X(j\omega)H(j\omega) = -jX(j\omega)\operatorname{sgn}\omega$$

Posmatrajmo sada drugi signal oblika:

$$g_q(\mathrm{t}) = x_q(\mathrm{t})\sin\omega_0\mathrm{t}$$

Njegov spektar je:

$$\mathcal{F}[g_q(t)] = G_q(j\omega) = \frac{1}{2j}X_q[j(\omega-\omega_0)] - \frac{1}{2j}X_q[j(\omega+\omega_0)]$$

Odnosno:

$$G_q(j\omega) = -\frac{1}{2}X[j(\omega-\omega_0)]\operatorname{sgn}(\omega-\omega_0) + \frac{1}{2}X[j(\omega+\omega_0)]\operatorname{sgn}(\omega+\omega_0)$$

Obrazuje li se sada razlika signala g(t) i g_q (t), dobija se signal:

$$u(t) = \frac{1}{2}g(t) - \frac{1}{2}g_q(t) = \frac{1}{2}x(t)\cos\omega_0 t - \frac{1}{2}x_q(t)\sin\omega_0 t$$

Spektar signala $u(\mathrm{t})$ biće:

$$\mathcal{F}[u(t)] = U(j\omega) = \frac{1}{2}\mathcal{F}[g(t)] - \frac{1}{2}\mathcal{F}[g_q(t)] = \frac{1}{2}G(j\omega) - \frac{1}{2}G_q(j\omega)$$

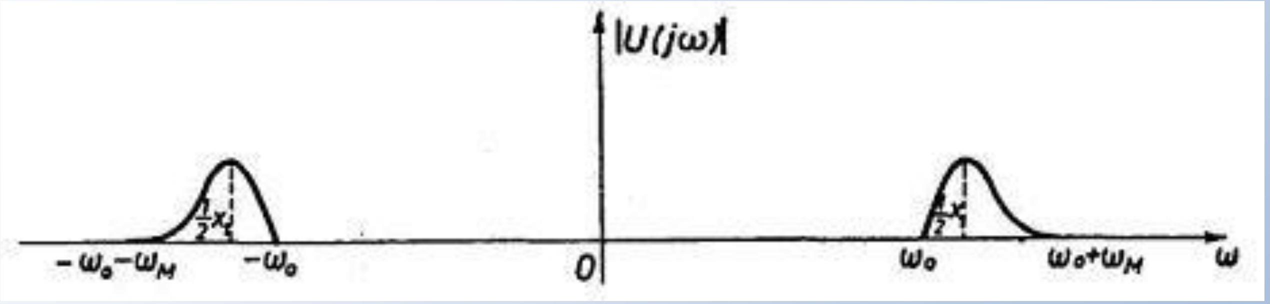
$$U(j\omega)=\frac{1}{4}X[j(\omega-\omega_0)][1+\mathrm{sgn}(\omega-\omega_0)]+\frac{1}{4}X[j(\omega+\omega_0)][1-\mathrm{sgn}(\omega+\omega_0)]$$

Kako je:

$$\mathrm{sgn}(\omega-\omega_0)=\begin{cases}1 & \text{za} \quad \omega>\omega_0\\ -1 & \text{za} \quad \omega<\omega_0\end{cases}$$

$$\mathrm{sgn}(\omega+\omega_0)=\begin{cases}1 & \text{za} \quad \omega>-\omega_0\\ -1 & \text{za} \quad \omega<-\omega_0\end{cases}$$

to U(jω) predstavlja spektar signala koji ima samo viši bočni opseg.



Slika: Spektralna gustina amplituda signala koji ima samo viši bočni opseg

Signal *u*(t) je vremenski oblik signala čiji spektar sadrži samo viši bočni opseg, tj. signal tipa AM-1BO.

$$u(t)=\frac{1}{2}x(t)\cos\omega_0 t-\frac{1}{2}x_q(t)\sin\,\omega_0 t$$

Potrebno je odrediti analitičku vezu između x(t) i x_q(t):

Ako je x_q(t) odziv linearnog četvoropola na pobudu x(t), onda će taj odziv biti jednak konvoluciji pobudne funkcije x(t) i odziva h(t) tog istog sistema na pobudu u vidu delta funkcije.

$$x_q(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t-\tau) d\tau$$

Ako se uzme u obzir funkcija prenosa onako kako je definisana, dobija se:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{j}{2\pi}\int_{-\infty}^{0} e^{j\omega t} d\omega - \frac{j}{2\pi}\int_{0}^{\infty} e^{j\omega t} d\omega = \frac{j}{2\pi}\left(-\int_{-\infty}^{0} e^{-j\omega t} d\omega + \int_{0}^{\infty} e^{-j\omega t} d\omega\right)$$

$$h(t) = \frac{j}{2\pi}\cdot\frac{2}{jt} = \frac{1}{\pi t}$$

Konačno se dobija da je:

$$x_q(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau$$

x_q(t) predstavlja ***Hilbertovu transformaciju*** funkcije *x*(t). Ona se označava:

$$\hat{x}(t) \equiv x_q(t)$$

Znači, analitički izraz koji jednoznačno u vremenskom domenu predstavlja amplitudski modulisani signal kojim se prenosi poruka opisana funkcijom *x(t)* i čiji spektar ima samo viši bočni opseg, je:

$$u(t) = \frac{1}{2} x(t) \cos \omega_0 t - \frac{1}{2} \hat{x}(t) \sin \omega_0 t$$

Slično, izraz koji predstavlja niži bočni opseg je:

$$u(t) = \frac{1}{2} x(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} \hat{x}(t) \sin \omega_0 t$$

Modulišući signal možemo predstaviti i u obliku:

$$x(t) = 2\,\alpha(t)\cos\varphi(t)$$

$$\hat{x}(t) = 2\,\alpha(t)\sin\varphi(t)$$

AM-1BO sada može da se opiše na sledeći način:

$$u(t) = \alpha(t)\cos\left[\omega_0 t \mp \varphi(t)\right]$$

$$\alpha(t) = \frac{1}{2}\sqrt{x^2(t) + \hat{x}^2(t)}$$

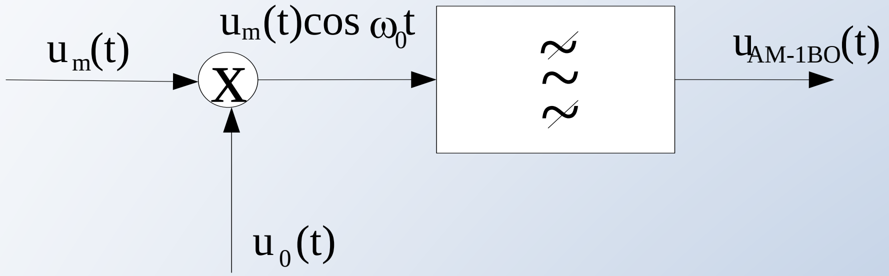
$$\varphi(t) = \tan^{-1}\frac{\hat{x}(t)}{x(t)}$$

✓ **Zaključak**:

- anvelopa α(t) nije proporcionalna modulišućem signalu *x*(t)
- AM-1BO je istovremeno modulisan i po amplitudi i po fazi, tj. riječ je o hibridnoj amplitudsko-faznoj modulaciji

PRINCIPI REALIZACIJE MODULATORA ZA AM-1BO SIGNALE

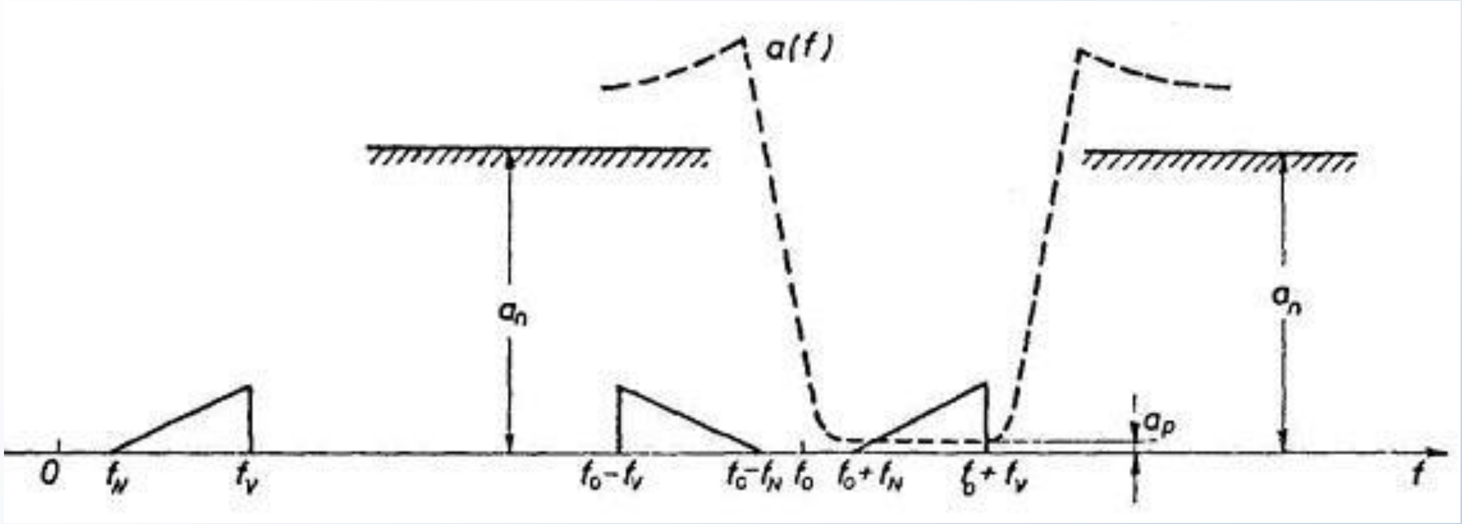
1. BALANSNI MODULATOR SA FILTROM ZA IZDVAJANJE BOČNOG OPSEGA



Princip rada: iz spektra AM-2BO signala na izlazu modulatora filtar treba da propusti izabrani bočni opseg i da oslabi sve ostale dijelove spektra.

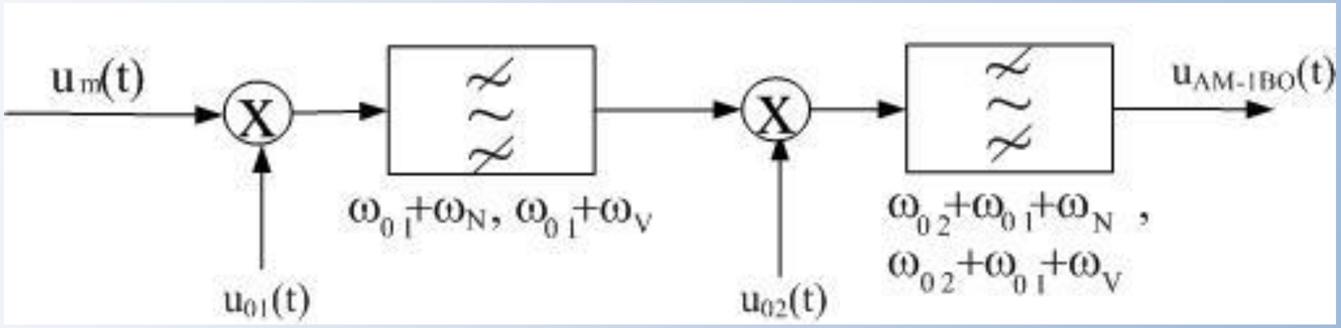
Međutim, postoji problem u realizaciji ove jednostavne ideje- filtar mora da zadovolji određene uslove.

Neka spektar modulišućeg signala zauzima opseg učestanosti od f_N do f_V, a učestanost nosioca je f_0. Ako želimo da izdvojimo viši bočni opseg, granične učestanosti filtra će biti f_0+f_N i f_0+f_V. Karakteristika slabljenja filtra je takva da maksimalno slabi komponente u neželjenom dijelu spektra, a minimalno slabi one u željenom dijelu. Problem je realizovati takvu karakteristiku na uskom opsegu (f_0-f_N, f_0+f_N). Ako je $f_N=0$ potrebno je realizovati filtar čija karakteristika slabljenja ima trenutni prelaz sa maksimalne na minimalnu vrijednost.

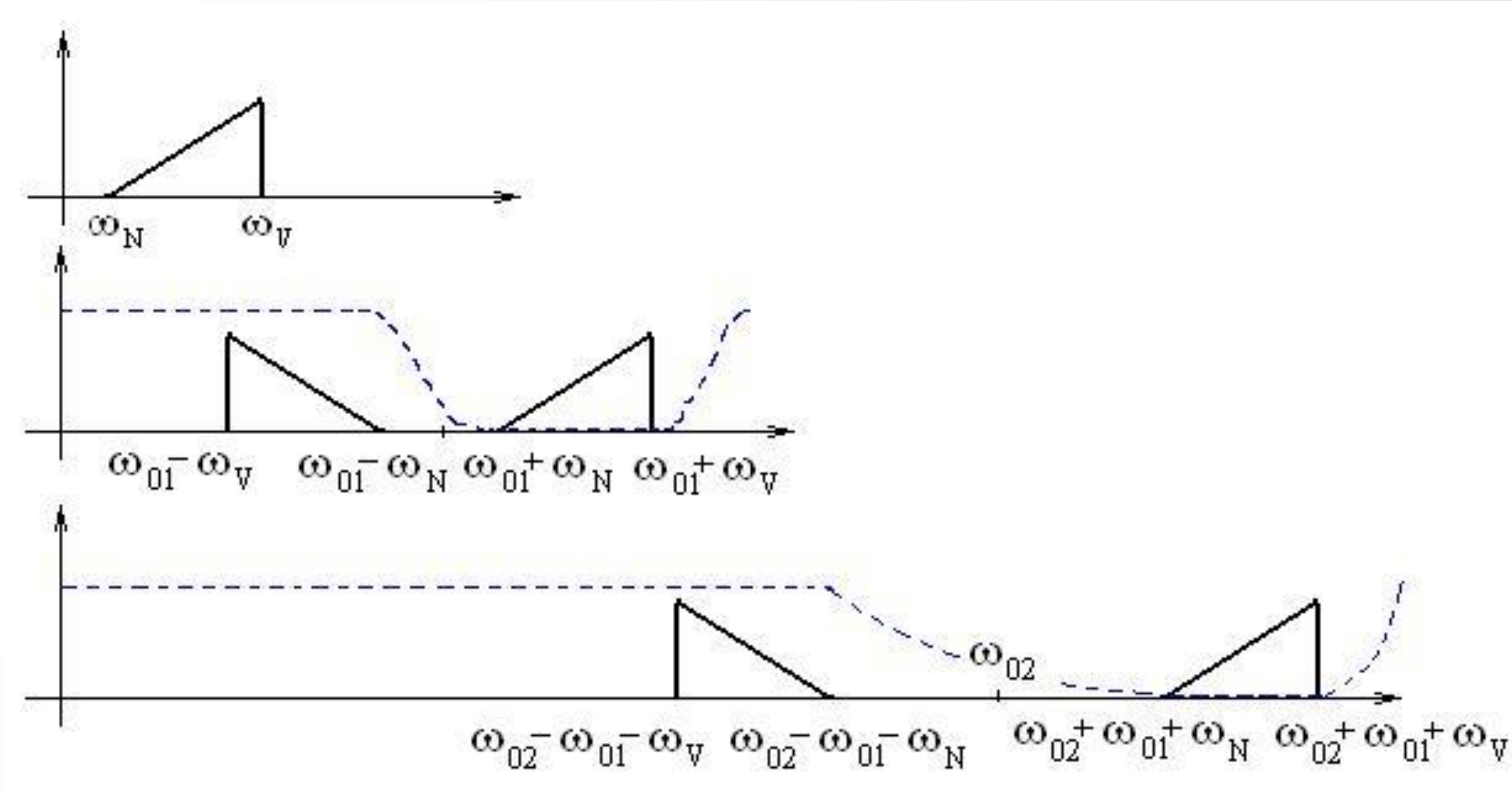


Slika: Spektar modulišućeg signala (f_N , f_V), spektar modulisanog signala u okolini f_0 i karakteristika slabljenja filtra kojim se izdvaja viši bočni opseg

2. VIŠESTRUKA MODULACIJA (POMOĆU BALANSNIH MODULATORA I FILTARA ZA IZDVAJANJE BOČNOG OPSEGA)



$u_{01}(t)$ i $u_{02}(t)$ su nosioci na učestanostima ω_{01} i ω_{02}.

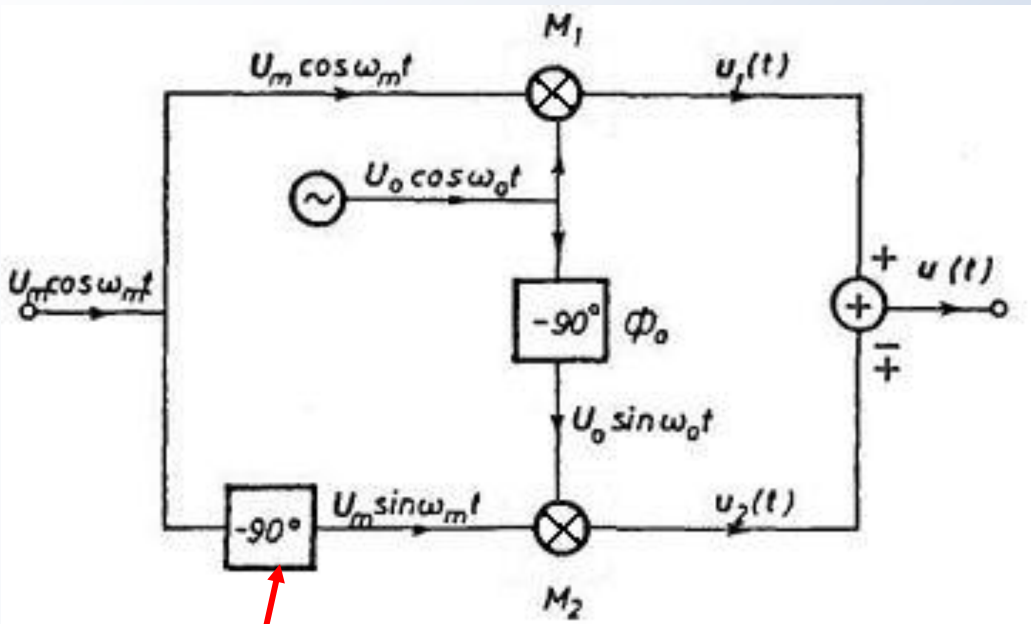


Modulišući signal moduliše jedan pomoćni nosilac na učestanosti ω_{01} koja je relativno niska i filtrom se izdvaja jedan bočni opseg. Sada se ovim signalom, čiji se spektar nalazi u opsegu $(\omega_{01}+\omega_N,\ \omega_{01}+\ \omega_V)$, moduliše drugi nosilac na učestanosti ω_{02}. Odgovarajućim filtrom izdvaja se jedan bočni opseg čije su granice $(\omega_{02}+\omega_{01}+\omega_N,\ \omega_{02}+\omega_{01}+\omega_V)$.

Opseg u kome treba izvršiti diskriminaciju je $2(\omega_{01}+\omega_N)$ što je znatno šire od $2\omega_N$.

3. MODULATOR ZA DOBIJANJE AM-1BO SIGNALA METODOM FAZNOG POMJERAJA

Modulator je sastavljen od dva identična balansna modulatora M_l i M_2. Modulišući signal u_m(t) se dovodi direktno na ulaz modulatora M_1, a preko sklopa koji unosi fazni pomeraj od —90° na ulaz modulatora M_2. Nosilac $u_0(t)$ direktno napaja modulator M_1, a fazno pomjereni za 90° napaja modulator M_2.



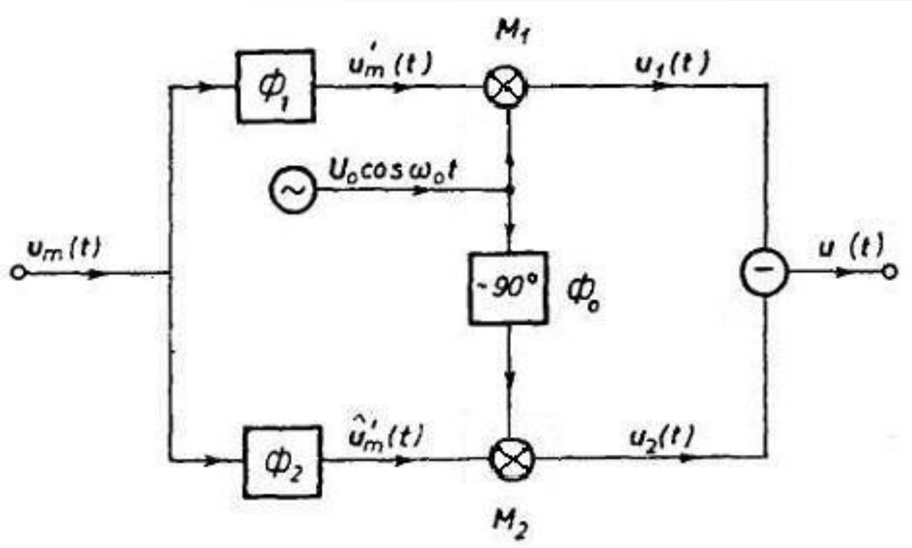
$$u_1(t) = k_U U_m \cos \omega_m t \cdot \cos \omega_0 t$$

$$u_2(t) = k_U U_m \sin \omega_m t \cdot \sin \omega_0 t$$

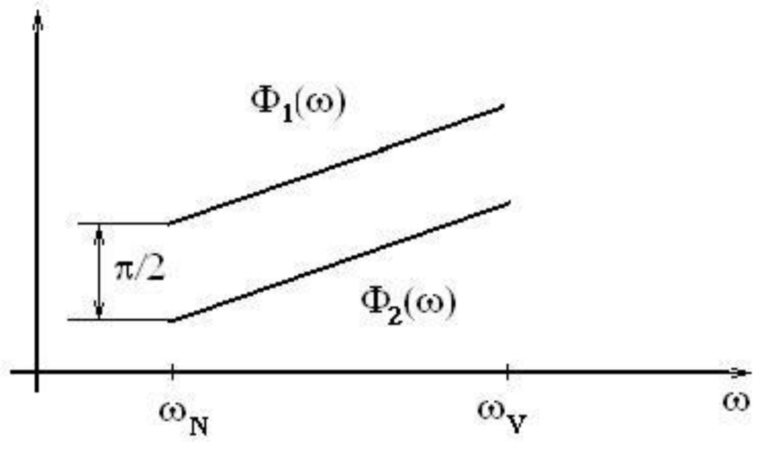
AM-1BO sa gornjim bočnim opsegom se dobija sabiranjem ova dva signala, a AM-1BO sa donjim bočnim opsegom se dobija njihovim oduzimanjem.

Prednost: u konstrukciji ovakvog modulatora ne koriste se filtri i ne postavljaju se nikakvi uslovi u pogledu donje granične učestanosti u spektru modulišućeg signala.
Problem: konstrukcija sklopa koji treba da unese konstantan fazni pomeraj od —90° na čitavom opsegu učestanosti modulišućeg signala.

Navedena šema se modifikuje na sledeći način:



Mreže $\Phi_1(\omega)$ i $\Phi_2(\omega)$ imaju fazne karakteristike koje su linearne funkcije učestanosti ω, tj. one unose kašnjenje u modulišući signal i jednog i drugog modulatora, a pri tom intenzitet spektralnih komponenti ulaznog modulišućeg signala ostaje nepromijenjen. Ove mreže fizički mogu da se realizuju i biraju se tako da u opsegu učestanosti koji zauzima spektar modulišućeg signala, razlika faza $\Phi_1(\omega)-\Phi_2(\omega)=90^\circ$.



Za ovako definisane parametre mreže, izlazni signal je oblika:

$$u_1(t) = k_U\, u'_m(t) \cos \omega_0 t$$

$$u_2(t) = k_U\, \hat{u}'_m(t) \sin \omega_0 t$$

$$u(t) = u_1(t) - u_2(t) = k_U\, u'_m(t) \cos \omega_0 t - k_U\, \hat{u}'_m(t) \sin \omega_0 t$$

Dakle, dobija se amplitudski modulisan signal koji ima samo viši bočni opseg. Sabiranjem signala u_1(t) i u_2(t), na izlazu modulatora se dobija AM signal koji ima samo niži bočni opseg.

AMPLITUDSKI MODULISAN SIGNAL SA NESIMETRIČNIM BOČNIM OPSEZIMA (AM—NBO)

Spektar KAM signala sastavljen je od dva bočna opsega i nosioca. Ovakav signal može da se obradi tako da sadrži jedan bočni opseg, nosilac i dio drugog bočnog opsega. Takav signal naziva se ***AM signal sa nesimetričnim bočnim opsezima*** ili ***AM signal sa djelimično potisnutim bočnim opsegom***. Pošto sadrži jedan bočni opseg, sadrži i prenošenu poruku.

Prednosti ovakvog prenosa poruka:

- širina propusnog opsega sistema za prenos je manja nego u slučaju kada se prenose oba bočna opsega (obično se uzima proširenje od 25%)
- zahvaljujući ne tako velikom povećanju opsega, izgradnja filtra nije kritična.
- prenos nosioca ima smisla ako je u pitanju veliki broj prijemnika, jer se demodulacija može izvesti na prost način.
- ovakav sistem prenosa je naročito zastupljen u radio-difuznim telekomunikacijama, pri analognom prenosu televizijskog signala.

DEMODULACIJA AMPLITUDSKI MODULISANIH SIGNALA

Demodulacija je proces inverzan modulaciji.
Cilj demodulacije je da se amplitudski modulisani signal tako obradi da se iz njega dobije originalan modulišući signal.
Pošto amplitudska modulacija predstavlja operaciju množenja, demodulacija treba da predstavlja operaciju dijeljenja (ako se modulisani signal dobija u »produktnom« modulatoru kao proizvod modulišućeg signala i nosioca, onda dijeljenjem modulisanog signala nosiocem u »kvocijentnom« demodulatoru treba da se dobije modulišući signal, nosilac poruke).

Opšti oblik AM signala:

$$u_{AM}(t) = \left(U_0 + U_N m(t) + U_V m(t)\right)\cos\omega_0 t + \left(U_N \hat{m}(t) - U_V \hat{m}(t)\right)\sin\omega_0 t$$

AM-2BO: za $U_0=0$ i $U_N=U_V$
KAM: za $U_0\neq 0$ i $U_N=U_V$
AM-1BO (GBO): za $U_0=0$ i $U_N=0$
AM-1BO (DBO): za $U_0=0$ i $U_V=0$
AM-NBO: za $U_0\neq 0$ i $U_N\neq U_V$

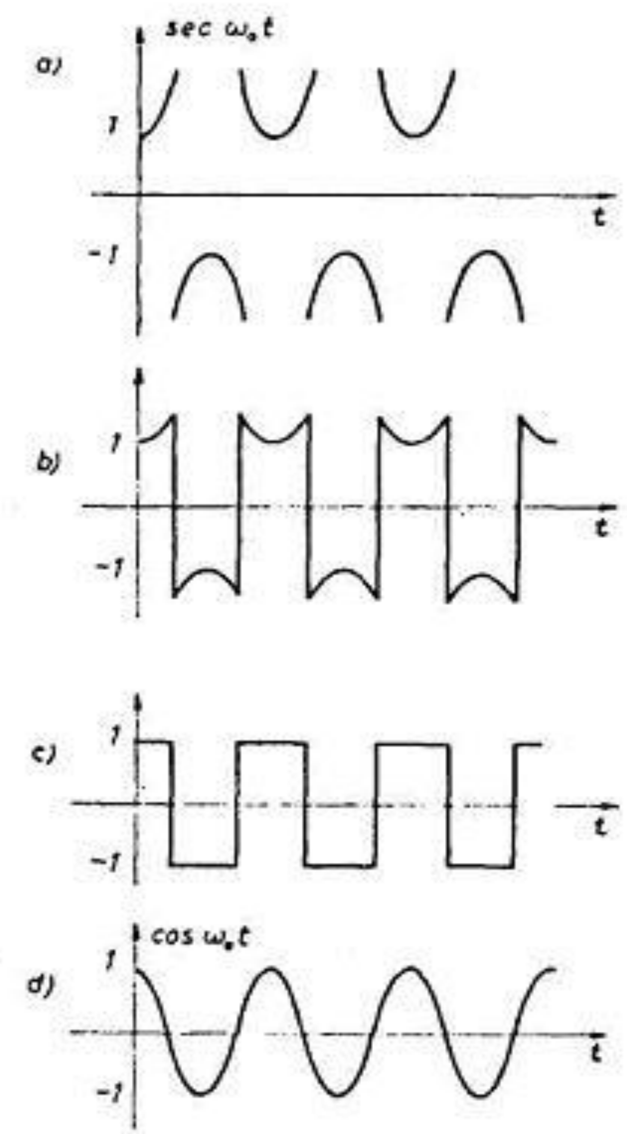
Ako se na ulaz idealnog kvocijentnog demodulatora dovede AM signal:

$$u(t)=u_m(t)\cos\omega_0 t$$

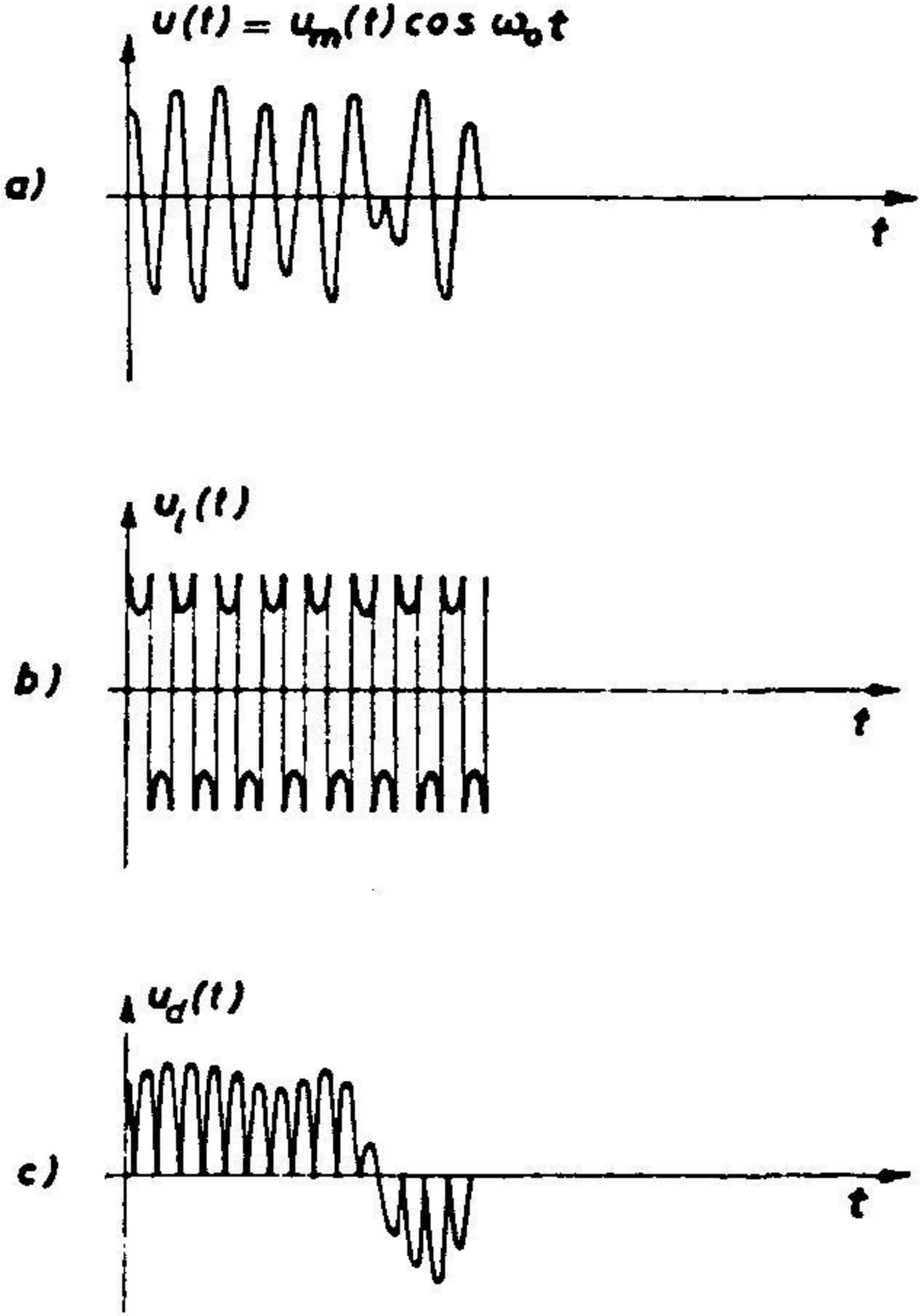
onda bi se "dijeljenjem" ovog signala sa $\cos\omega_0 t$ dobio originalan modulišući signal $u_m(t)$. Isti efekat se dobija ako se izvrši množenje funkcijom $1/\cos\omega_0 t$,koja je prikazana na slici a).

Vrijednosti amplituda ove funkcije u određenim tačkama su beskonačne, što se ne može fizički realizovati. Dakle, idealni kvocijentni demodulator nije moguće konstruisati, ali su moguće izvjesne aproksimacije.

Ako kao nosilac pri demodulaciji koristimo aproksimaciju idealnog slučaja, prikazanu na slici b) (takav signal može da se realizuje), dobija se demodulisani signal koji odstupa od originalnog, ali postavljanjem filtra propusnika niskih učestanosti iza demodulatora obezbjedilo bi se da se na izlazu iz filtra dobije originalan modulišući signal.



Slika: Odstupanja od idealne demodulacije:
a) idealan talasni oblik nosioca u produktnom demodulatoru; b) aproksimacija funkcije $\sec\omega_0 t$ *; c) komutaciona funkcija; d) kosinusna funkcija.*



Slika: Ostvarljiva aproksimacija idealne demodulacije

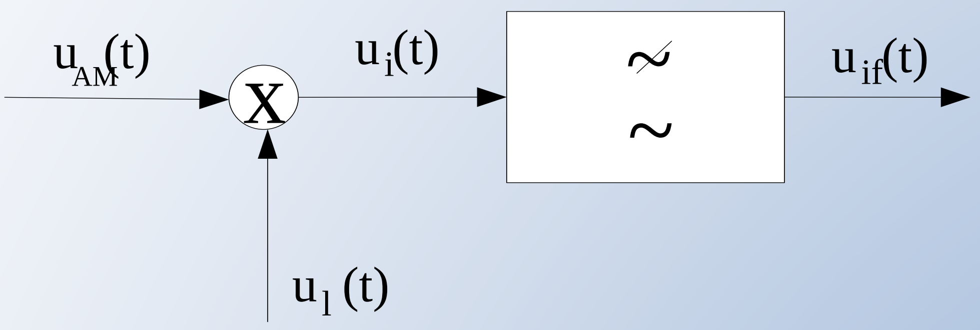
Pored ovakvog oblika nosioca (aproksimacije funkcije secω_0t) mogu se koristiti i drugi oblici (npr. signal pravougaonog oblika ili signal oblika cosω_0t). Oni su bliži praksi, jer se sasvim lako realizuju.

✓ Zaključak:

Produktni modulator može da bude i produktni demodulator. To je aproksimacija kvocijentnom demodulatoru. Demodulisani signal će imati više neželjenih komponenti (paraziti) ali se one mogu eliminisati filtrom.

PRODUKTNA DEMODULACIJA
SINHRONA ILI KOHERENTNA DEMODULACIJA

Postupak demodulacije u kojoj se pomoćni signal generiše iz lokalnog oscilatora naziva se ***sinhrona, koherentna*** ili ***homodinska*** demodulacija.



$u_l(t)$ je pomoćni signal koji aproksimira funkciju $1/\cos\omega_0 t$. Neka je $u_l(t)$ oblika:

$$u_l(t) = U_l \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

Ako se na ulaz demodulatora dovodi AM signal, opšteg oblika, na izlazu će se dobiti signal oblika:

$$u_i(t) = u_{AM}(t)\, u_l(t)$$

$$u_i(t)=u(t)\,u_l(t)=\frac{1}{2}U_0U_l\cos\varphi+\frac{1}{2}U_0U_l\cos(2\omega_0t+\varphi)+$$
$$+\left(\frac{1}{2}U_NU_l\cos\varphi\right)m(t)+\frac{1}{2}U_NU_lm(t)\cos(2\omega_0t+\varphi)+$$
$$+\left[\frac{1}{2}U_NU_l\sin(-\varphi)\right]\hat{m}(t)+\frac{1}{2}U_NU_l\hat{m}(t)\sin(2\omega_0t+\varphi)+$$
$$+\left(\frac{1}{2}U_VU_l\cos\varphi\right)m(t)+\frac{1}{2}U_VU_lm(t)\cos(2\omega_0t+\varphi)-$$
$$-\left[\frac{1}{2}U_VU_l\sin(-\varphi)\right]\hat{m}(t)-\frac{1}{2}U_VU_l\hat{m}(t)\sin(2\omega_0t+\varphi)$$

Filtar eliminiše komponente na učestanosti $2\omega_0$, pa je filtrirani signal:

$$u_i(t)=u(t)\,u_l(t)=\frac{1}{2}U_0U_l\cos\varphi+\left(\frac{1}{2}U_NU_l\cos\varphi\right)m(t)+$$
$$+\left[\frac{1}{2}U_NU_l\sin(-\varphi)\right]\hat{m}(t)+\left(\frac{1}{2}U_VU_l\cos\varphi\right)m(t)-\left[\frac{1}{2}U_VU_l\sin(-\varphi)\right]\hat{m}(t)$$

Konačan oblik izlaznog signala zavisi od tipa izvršene modulacije.

KAM:

$$u_i(t)=\frac{1}{2}U_0U_l\cos\varphi+\frac{1}{2}U_0U_l\cos(2\omega_0t+\varphi)+\left(\frac{1}{2}m_0U_0U_l\cos\varphi\right)m(t)+\frac{1}{2}m_0U_0U_lm(t)\cos(2\omega_0t+\varphi)$$

Prvi član - komponenta konstantnog intenziteta nezavisna od vremena;
Drugi član - drugi harmonik napona iz lokalnog oscilatora;
Treći član - signal koji je srazmjeran modulišućem signalu;
Četvrti član - AM signal čija je učestanost dvostruko veća od učestanosti nosioca Nakon filtriranja viših harmonika i blokiranja jednosmjerne komponente dobija se:

$$u_F(t)=\left(\frac{1}{2}m_0U_0U_l\cos\varphi\right)m(t)$$

Dakle, dobija se signal koji je proporcionalan modulišućem signalu, tj. nosiocu poruke. Konstanta proporcionalnosti zavisi od faznog stava između nosioca $U_0\cos\omega_0t$ kojim se napaja modulator na strani predaje i napona $U_l\cos(\omega_0t+\phi)$ kojim se napaja demodulator na strani prijema. Ako su ta dva napona u fazi ($\phi=0$) demodulisani signal biće najveći mogući, a ako je $\phi=\pi/2$, demodulisani signal biće stalno jednak nuli i prenos neće moći da se obavi.

✓ **Zaključak:**

Pri sinhronoj demodulaciji KAM signala neophodno je da nosilac na strani predaje i lokalni pomoćni nosilac na strani prijema imaju iste učestanosti i da budu strogo u fazi.

AM-2BO:

$U_0=0$ i $U_N=U_V$, pa je signal na izlazu iz demodulatora:

$$u_d(t)=(U_m U_l \cos\varphi)\, m(t)+U_m U_l\, m(t)\cos(2\omega_0 t+\varphi)$$

Prvi član može da se izdvoji filtrom propusnikom niskih učestanosti, pa će se na njegovom izlazu dobiti signal:

$$u_F(t)=(U_m U_l \cos\varphi)\, m(t)$$

Dobijeni signal je direktno srazmjeran modulišućem signalu. Konstanta proporcionalnosti zavisi od faznog stava ϕ.

Kao i u prethodnom slučaju, demodulisani signal će biti najveći ako je $\phi=0$.

✓ **Zaključak:**

Za demodulaciju signala AM-2BO potrebno je da nosilac na strani predaje i napon lokalnog oscilatora u prijemniku imaju istu učestanost i da budu u fazi.

AM-1BO:

Za signal sa gornjim bočnim opsegom ($U_0=0$ i $U_N=0$), izlaz iz demodulatora je:

$$u_d(t)=\left(\frac{1}{2}U_V U_l \cos\varphi\right)m(t)+\frac{1}{2}(U_V U_l \sin\varphi)\hat{m}(t)+$$

$$+\frac{1}{2}U_V U_l m(t)\cos(2\omega_0 t+\varphi)-\frac{1}{2}U_V U_l \hat{m}(t)\sin(2\omega_0 t+\varphi)$$

Prva dva člana predstavljaju signal *m*(t) i njegovu Hilbertovu transformaciju čiji je spektar ograničen učestanošću ω_M. Druga dva člana predstavljaju viši bočni opseg transliran za $2\omega_0$. Uz uslov $\omega_0>\omega_M$, filtrom se može izdvojiti signal opisan sa prva dva člana, tj. na izlazu filtra biće:

$$u_F(t)=\frac{1}{2}U_V U_l[m(t)\cos\varphi+\hat{m}(t)\sin\varphi]$$

Ovaj signal ne predstavlja poslati modulišući signal. Uz ispunjen uslov $\phi=0$ demodulisani signal biće proporcionalan modulišućem signalu :

$$u_F(t)=\frac{1}{2}U_V U_l m(t)$$

✓ **Zaključak:**

Obavezan uslov za prenos poruka AM-1BO signalom je identičnost učestanosti nosioca i lokalnog oscilatora i njihova sinfaznost (uslov da demodulisani signal ne bude izobličen)

AM-NBO:

Kod njega je $U_0 \neq 0$ i $U_N \neq U_V$.

Sinhronom demodulacijom, uz neke određene uslove, moguće je demodulisati amplitudski modulisani signal sa nesimetričnim bočnim opsezima.

$$u_F(t) = \frac{1}{2} U_l \left(U_0 + U_N m(t) + U_V m(t)\right) \cos\varphi - \frac{1}{2} U_l \left(U_N \hat{m}(t) + U_V \hat{m}(t) \right) \sin\varphi$$

✓ **Zaključak:**

Za demodulaciju AM-NBO signala potrebno je obezbijediti identičnost učestanosti nosioca i lokalnog oscilatorau prijemniku, kao i njihovu sinfaznost (ϕ=0)