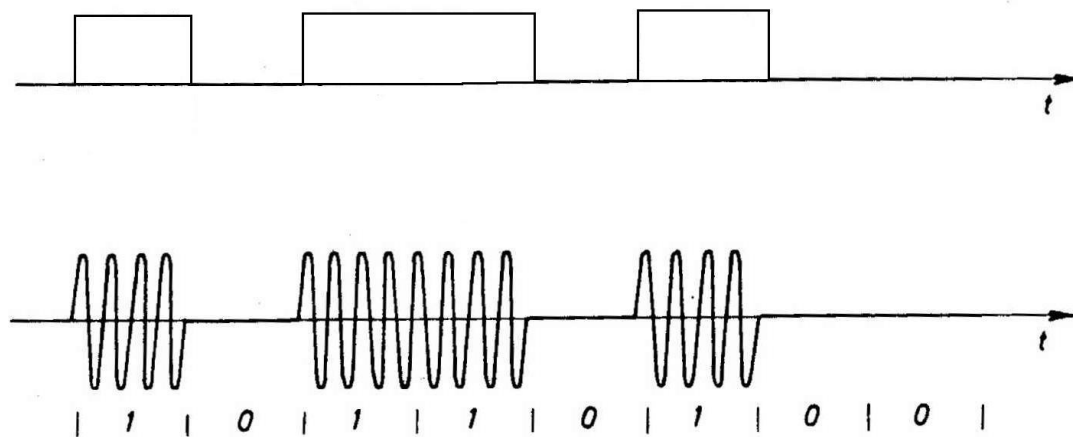
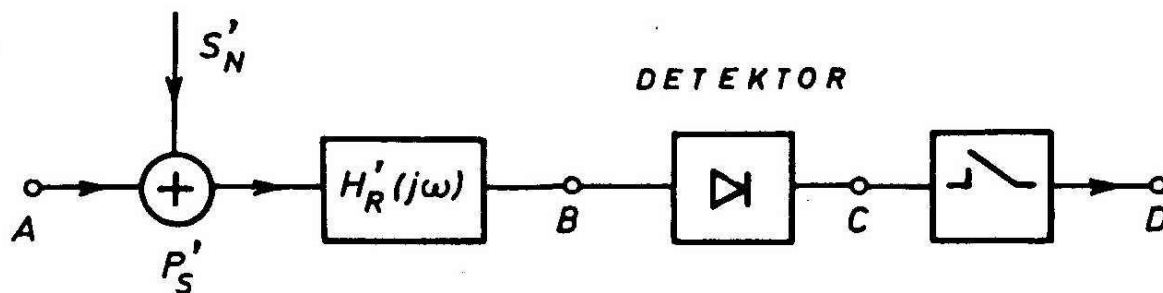


PRENOS DIGITALNIH SIGNALA U SISTEMIMA SA ASK I DETEKCIJOM ANVELOPE (NEKOHERENTNA DEMODULACIJA)

U prenosu digitalnih signala u sistemima sa ASK i detekcijom anvelope treba pomenuti slučaj u kome se prenose **unipolarni** binarni signali. Oblik odgovarajućeg ASK signala prikazan je na slici. Zbog svog oblika ovakav signal se često naziva signalom »sve ili ništa«.



Sam oblik ovog ASK signala ukazuje na to da se signal koji predstavlja poruku iz njega na prijemu može otkriti detektorom anvelope. Blok šema takvog prijemnika prikazana je na slici.



S obzirom na to da detektovani signal ima oblik anvelope ulaznog AM signala, vjerovatnoća greške u ovakvom sistemu biće minimalna kada funkcija prenosa filtra $H_R'(j\omega)$ bude takva da njemu ekvivalentni filter propusnik niskih učestanosti ima funkciju prenosa podešenu detektovanom signalu, tj. anvelopi ulaznog signala. Ako je ta funkcija prenosa ekvivalentnog filtra $H_e(j\omega)$, onda funkcija prenosa treba da bude:

$$H_R'(j\omega) = \frac{1}{2} H_e[j(\omega - \omega_0)] + \frac{1}{2} H_e[j(\omega + \omega_0)]$$

Određivanje izraza za vjerovatnoću greške je dosta složeno i moraju se vršiti određene aproksimacije. U slučaju da je na ulazu u sistem odnos signal/šum velik, vjerovatnoća greške može približno da se izračuna prema izrazu:

$$P_e \cong \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2} A'_N} \quad , \quad A'_N = \frac{P'_S T}{2 S'_N} = \frac{P'_S}{N'_0 B_T}$$

P'_S predstavlja srednju snagu »sve ili ništa« signala. Ako U_0 predstavlja amplitudu sinusoidalnog nosioca u intervalu u kome se šalje znak, onda je snaga P'_S pri jednakim vjerovatnoćama slanja binarnih cifara 0 i 1, na jediničnoj otpornosti jednaka:

$$P'_S = \frac{1}{2} \frac{U_0^2}{2}$$

Da bi se ocijenio kvalitet prenosa signala u sistemu sa ASK i detekcijom anvelope, interesantno je da se on uporedi sa sistemom u kom se prenos obavlja signalom tipa ASK-2BO i koherentnom demodulacijom.

U sistemu prenosa polarnog binarnog signala postupkom ASK-2BO i koherentnom demodulacijom važi da je minimalna vjerovatnoća greške:

$$P_{e(ASK-2BO)} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{P'_{S(2BO)}}{2S'_N B_T}}$$

Poređenje može da se vrši uz uslov da je odnos srednje snage signala i šuma na ulazu u prijemnik u oba sistema isti, tj. važi:

$$\frac{P'_S}{2S'_N B_T} = \frac{P'_{S(2BO)}}{2S'_N B_T} = A'_N$$

Konačno, u slučaju koherentne demodulacije se dobija:

$$P_{e\min} = P_{e(ASK-2BO)} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{A'_N}$$

Koristeći aproksimaciju:

$$\operatorname{erfc}x \cong \frac{e^{-x^2}}{\sqrt{\pi x}}, \quad x \gg 1$$

Uz uslov da je $A'_N \gg 1$ izraz za vjerovatnoću greške postaje:

$$P_{e(AM-2BO)} \cong \frac{1}{2} \frac{e^{-A'_N}}{\sqrt{\pi} \sqrt{A'_N}}, \quad A'_N \gg 1$$

Odnosno, za sistem sa nekoherentnom demodulacijom važi:

$$P_{e(DA)} \cong \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2}A'_N} \quad \Rightarrow \quad P_{e(DA)} \cong \sqrt{\pi A'_N} e^{\frac{1}{2}A'_N} P_{e(ASK-2BO)}$$

Jasno je da se bolje performanse ostvaruju u sistemima sa koherentnom demodulacijom. To je i razlog što sistemi sa detektorom anvelope dosta, iako dosta jednostavni, nisu našli značajniju primjenu.

KVADRATURNNA AMPLITUDSKA MODULACIJA (QAM)

Spada u grupu višenivooskih postupaka modulacije gdje se odgovarajućom obradom povećava broj mogućih vrijednosti značajnih stanja, čime se povećava brzina prenosa signala, a smanjuje opseg učestanosti koji signal zauzima.

Ako je osnovni signal koji nosi poruku binarni, nakon postupka QAM se dobija digitalni signal sa 4 moguće vrijednosti; 16 QAM signal ima 16 mogućih stanja; 32 QAM, ...

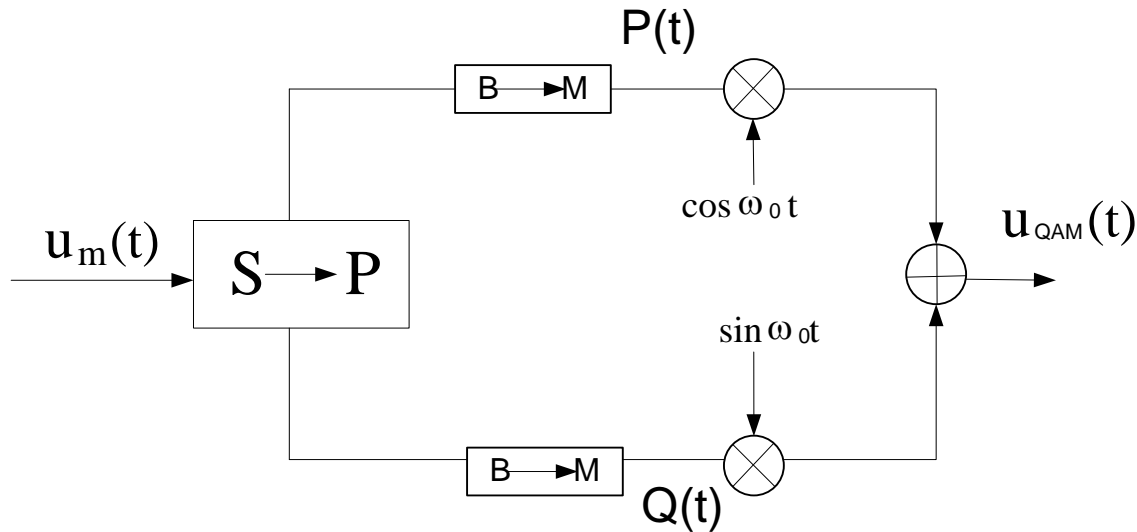
- Postupak dobijanja QAM

QAM signal se dobija sabiranjem dva ASK signala čiji se nosioci nalaze u kadraturi.

$$u_{QAM}(t) = P(t)\cos\omega_0t + Q(t)\sin\omega_0t$$

P(t) i Q(t) su dva statistički različita i nezavisna signala.

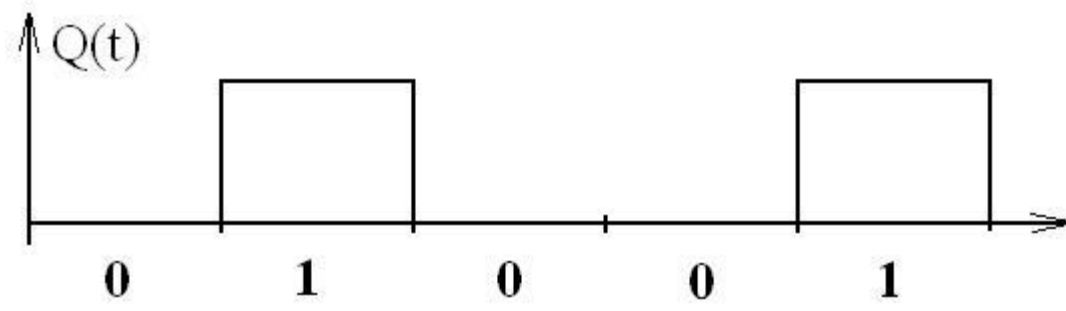
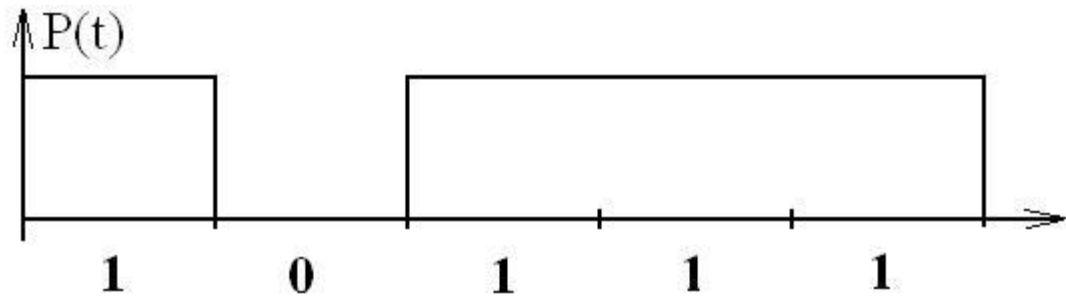
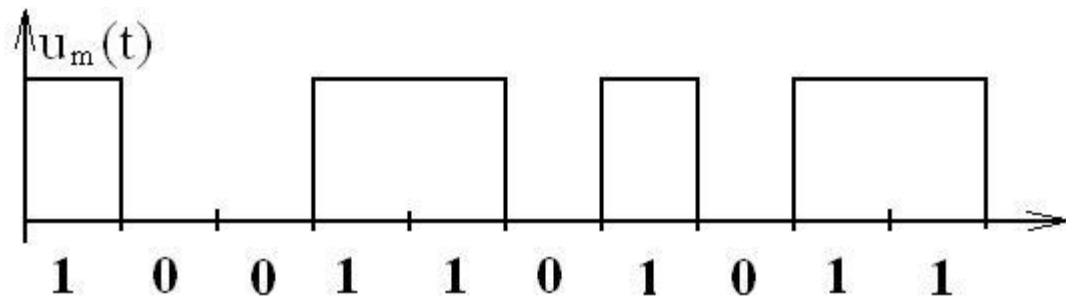
Principijelna šema za dobijanje QAM signala je data na slici:



Sklop $S \rightarrow P$ je konvertor serije u paralelu i ima 2 izlazna stanja.

Princip funkcionisanja ovog sklopa je sledeći:

- Trajanje svakog neparnog simbola iz poruke se produžava dva puta i usmjerava u gornju granu (dobija se signal $P(t)$)
- Trajanje svakog parnog simbola iz poruke se produžava dva puta i usmjerava u donju granu (dobija se signal $Q(t)$)

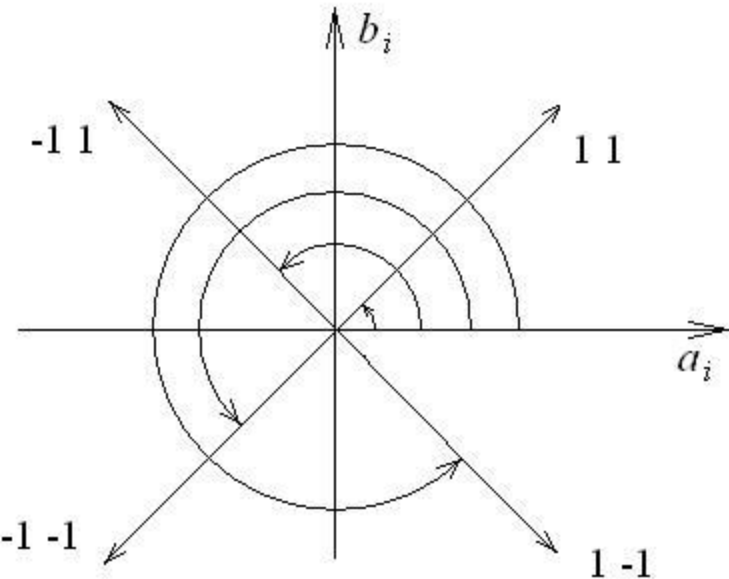


$$u_{\text{QAM}}(t) = V_i \cos(\omega_0 t + Q_i)$$

Neka su $P(t)$ i $Q(t)$ povorke polarnih binarnih signala, postoje 4 moguće kombinacije vrijednosti značajnih parametara a_i i b_i :

a_i	b_i
1	1
1	-1
-1	1
-1	-1

Kod višenivooskih postupaka modulacija uobičajeno je vektorsko predstavljanje signala:



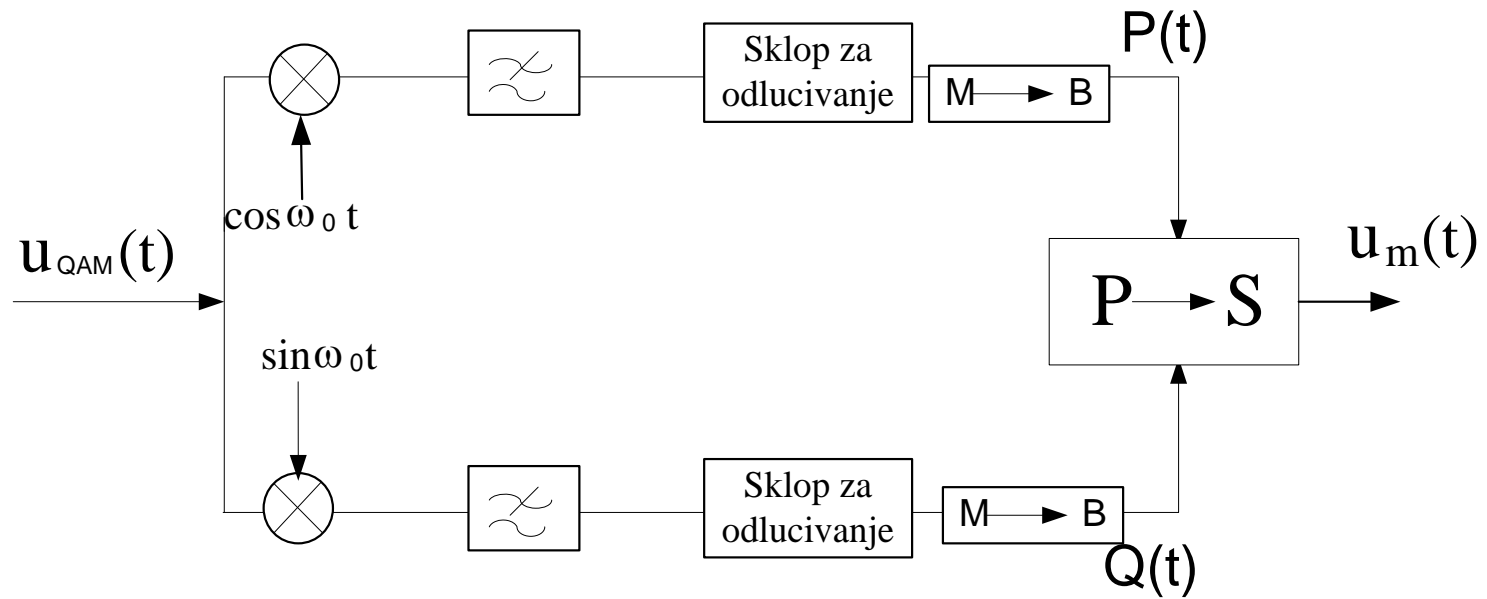
Intenziteti vektora su isti i iznose:

$$V_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2} = U_0 \sqrt{2}$$

a faze vektora su:

$$\theta_i = \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4} \right\}$$

Odgovarajući demodulator QAM signala je dat na slici. Sklop označen sa P→S je komplementaran sklopu S→P.



SISTEMI PRENOSA SA FSK

U sistemima prenosa sa FSK značajan parametar sinusoidalnog nosioca je njegova učestanost. Pošto je riječ o prenosu digitalnih signala, to frekvencijski modulisan signal ima konstantnu amplitudu, a njegova učestanost u nekom signalizacionom intervalu ima jednu diskretnu vrijednost iz konačnog skupa različitih vrijednosti.

Sistemi sa FSK su našli dosta široku primjenu u prenosu digitalnih signala iz više razloga:

-Realizacija sistema je jednostavna. Modulacija se izvodi naglim, skokovitim promjenama učestanosti oscilatora u kome se generiše nosilac. Postupak demodulacije nije komplikovan, jer se primjenjuje nekoherentna demodulacija tako da nema potrebe za lokalnim nosiocem. Zahvaljujući tome, nestabilnost učestanosti i faze nosioca nemaju presudan značaj.

-Zbog svoje konstantne amplitude, FSK signal je dosta neosjetljiv prema uticaju nelinearnosti sklopova kroz koje se prenosi, što naročito dolazi do izražaja u vezama u opsegu mikrotalasa gdje se linearnost pojačavača ne ostvaruje tako lako.

- FSK signal je izuzetno podesan u radio vezama koje su izložene uticaju specifičnih smetnji, jer ne utiče na položaj praga odlučivanja.

Medutim, širina opsega učestanosti potrebna za prenos FSK signala je relativno velika što predstavlja ozbiljan nedostatak, naročito kada su u pitanju veliki digitalni protoci. Tada se pribjegava **M-arnoj** frekvencijskoj modulaciji, ali u tom slučaju se povećava složenost sistema.

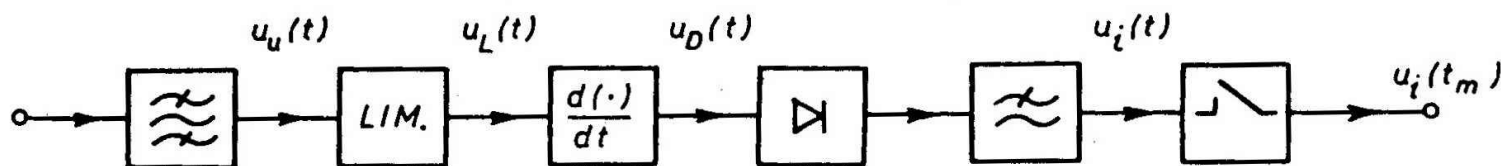
Analiza FSK sistema nije jednostavna. Razlog tome je nelinearna priroda procesa modulacije, odnosno, ne postoji linearan odnos između komponenata modulišućeg signala i komponenata u spektru modulisanog signala. Zato nije moguće, kao što je to moglo u slučaju amplitudske modulacije, napraviti ekvivalentan model u osnovnom opsegu učestanosti.

U zavisnosti od toga kako se obavlja demodulacija, razlikuje se nekoliko FSK sistema. Performanse cijelog sistema zavise od načina demodulacije. Neke od mogućnosti demodulacije FSK signala su:

- FSK sistemi sa limiter-diskriminatorom
- FSK sistemi sa detektorom presjeka sa nulom
- FSK sistemi sa diferencijalnim detektorom
- FSK sistemi sa koherentnim demodulatorom (CFSK)
- FSK sistemi sa DA (nekoherentnim demodulatorom NCFSK)

FSK SISTEMI SA LIMITER-DISKIMINATOROM

Na slici je prikazana je blok šema prijemnika.



- Na ulazu u prijemnik se nalazi filter propusnik opsega učestanosti čija je funkcija da propusti korisni signal, a da šum i sve ostale neželjene signale izvan tog propusnog opsega potisne. Stoga propusni opseg ovog filtra treba da bude što uži, kako bi što manje šuma ušlo u prijemnik i time vjerovatnoća greške bila što manja, a s druge strane, imajući na umu širinu spektra FSK signala, propusni opseg treba da bude što širi kako signal ne bi bio izobličen. Dakle, rješenje treba tražiti u kompromisu.

- Limiter treba da obezbijedi da amplituda FSK signala ima konstantnu vrijednost. Limiter odsijeca pozitivne i negativne trenutne vrijednosti FSK signala tako da signal na njegovom izlazu ima skoro pravougaon oblik. Presjeci ovog signala sa apscisom sadrže prenošenu poruku.

Ako na ulaz limitera dolazi FSK signal oblika:

$$u_u(t) = U_u \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U_u \cos \Phi_i$$

poruka je sadržana u trenutnoj devijaciji učestanosti: $\delta\omega_i = \frac{d\varphi(t)}{dt}$

Ako je ulazni signal u limiter pozitivan, na njegovom izlazu signal ima konstantnu vrijednost U_L , a ako je ulazni signal negativan, izlazni signal će biti $-U_L$, odnosno, za navedeni FSK signal koji pobuđuje limiter, izlazni signal će biti:

$$y(\Phi_i) = \begin{cases} U_L, \cos \Phi_i > 0 \\ -U_L, \cos \Phi_i < 0 \end{cases}$$

Funkcija je periodična, pa je odgovarajući Fourierov red:

$$y(\Phi_i) = U_L C(\pm 1) = \frac{4}{\pi} U_L \left(\cos \Phi_i - \frac{1}{3} \cos 3\Phi_i + \frac{1}{5} \cos 5\Phi_i + \dots \right)$$
$$y(\Phi_i) = y[\omega_0 t + \varphi(t)] = \frac{4}{\pi} U_L \left(\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] - \frac{1}{3} \cos 3[\omega_0 t + \varphi(t)] + \dots \right)$$

Ako je ispunjen uslov da su značajne komponente u spektru signala $\cos 3[\omega_0 t + \varphi(t)]$ dovoljno daleko od opsega u kome se nalazi spektar signala $\cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$, tako da uticaj preklapanja spektara nije velik, onda se filtrom propusnikom opsega može odvojiti fundamental:

$$u_L(t) = \frac{4}{\pi} U_L \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$$

Ovo je ujedno i signal na ulazu u diferencijator, pa će signal na njegovom izlazu biti:

$$u_D(t) = k \frac{4}{\pi} U_L \left[\omega_0 + \dot{\varphi}(t) \right] \sin[\omega_0 t + \varphi(t)]$$

Vidi se da je anvelopa signala direktno srazmjerna signalu $\dot{\varphi}(t)$. Detektorom anvelope dobiće se signal koji nosi poruku. Ako se taj signal propusti kroz niskofrekvencijski filter i ako se izdvoji jednosmerna komponenta, izlazni signal je:

$$u_i(t) = D \dot{\varphi}(t) = D \frac{d\varphi(t)}{dt}, \quad D = \text{const}$$

Ako je nosilac na predaji bio frekvencijski modulisan digitalnim signalom oblika:

$$u_m(t) = \sum_{k=-N}^N a_k x(t - kT)$$

trenutna devijacija učestanosti FSK modulisanog signala iznosi:

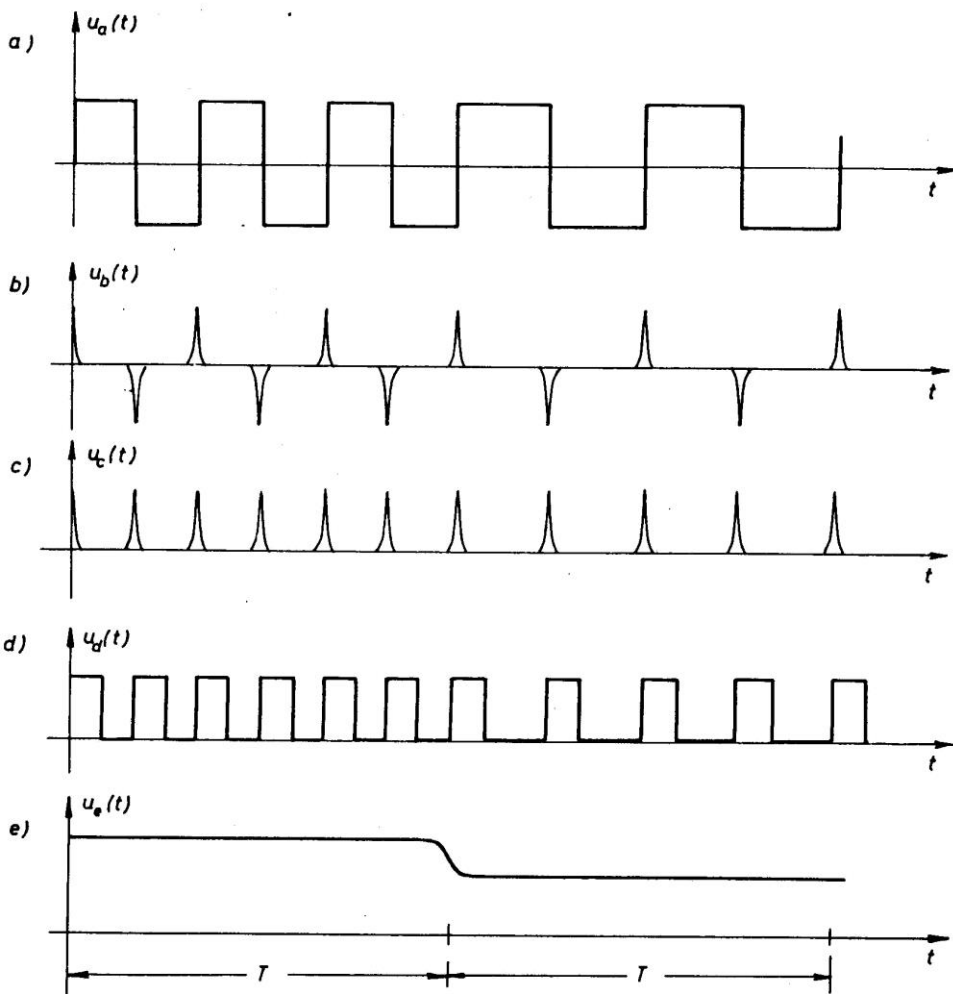
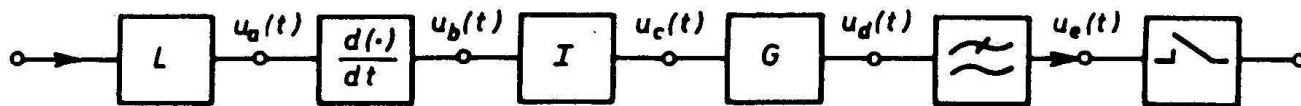
$$\delta\omega_i = \frac{d\varphi(t)}{dt} = k u_m(t)$$

odnosno, signal na izlazu (ulazu u sklop za odlučivanje) je:

$$u_i(t) = D \sum_{k=-N}^N a_k x(t - kT)$$

FSK SISTEMI SA DETEKTOROM PRESJEKA SA NULOM

Na slici je prikazana blok šema detektora presjeka sa nulom kao i oblici signala u naznačenim karakterističnim tačkama ove šeme.



Kada se na ulaz limitera dovede FSK signal, na njegovom izlazu se dobija signal sastavljen od skoro pravougaonih impulsa.

Ovakav signal na izlazu diferencijatora daje povorku naizmjeničnih impulsa.

Kada se impulsi negativnog polariteta isprave ispravljačem I, dobija se povorka impulsa kao na slici c). Ova povorka upravlja radom generatora impulsa G.

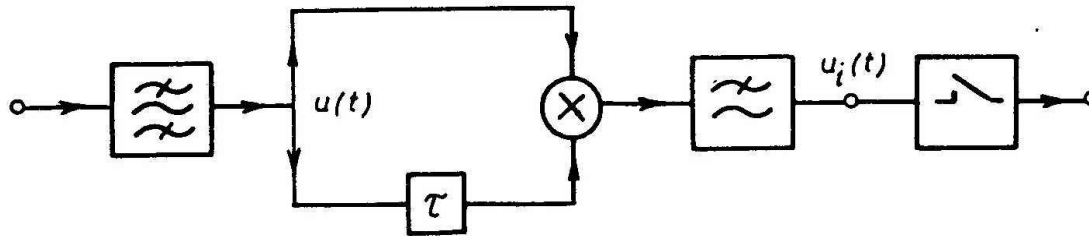
Na njegovom izlazu dobijaju se pravougaoni impulsi jednakih trajanja i jednakih amplituda. Njihov broj po jedinici vremena predstavlja broj presjeka FSK signala sa nulom. Na taj način, taj broj istovremeno predstavlja i trenutnu učestanost FSK signala. Usrednjavanjem ovih impulsa iz povorke sa slike d), što je moguće učiniti propuštanjem kroz NF filter, dobiće se signal kao na slici e).

Ovaj signal se dovodi na sklop za odabiranje i na osnovu uzetih odbiraka se donosi odluka. Detektor presjeka, sa nulom može uspješno da se primijeni i za detekciju analognih signala.

Analiza uticaja šuma i određivanje vjerovatnoće greške je dosta složeno. Pokazuje se da u slučaju kada u jednom signalizacionom intervalu ima veliki broj perioda nosioca, detektor presjeka sa nulom se po svojim performansama približava onima koje pokazuje limiter-diskriminator

FSK SISTEMI SA DIFERENCIJALNIM DETEKTOROM

Principijelna šema prikazana je na slici.



Neka je ulazni FM signal, pošto prođe kroz filter propusnik opsega učestanosti, dat izrazom:

$$u(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$$

Ovaj signal se dijeli u dvije grane. Jednom granom dolazi direktno na jedan ulaz množača, a drugom granom preko sklopa za kašnjenje stiže na njegov drugi ulaz. Ako uneseno kašnjenje iznosi τ , onda se na izlazu množača dobija signal:

$$U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] U_0 \cos[\omega_0 (t - \tau) + \varphi(t - \tau)] =$$
$$\frac{1}{2} U_0^2 \cos[\omega_0 \tau + \varphi(t) - \varphi(t - \tau)] + \frac{1}{2} U_0^2 \cos[2\omega_0 t - \omega_0 \tau + \varphi(t) + \varphi(t - \tau)]$$

Filtar propusnik niskih učestanosti sprečava prolaz komponente signala koja ima učestanost $2\omega_0$, pa se na ulazu u odabirač dobija signal:

$$u_i(t) = \frac{1}{2} U_0^2 \cos[\omega_0 \tau + \varphi(t) - \varphi(t - \tau)]$$

Ako se podesi da je $\omega_0 \tau = \pi/2$, tada je:

$$u_i(t) = -\frac{1}{2} U_0^2 \sin[\varphi(t) - \varphi(t - \tau)]$$

Ako je kašnjenje τ malo, onda je i razlika $\varphi(t) - \varphi(t - \tau)$ mala, pa se približno može pisati:

$$u_i(t) \cong \frac{1}{2} U_0^2 [\varphi(t) - \varphi(t - \tau)]$$

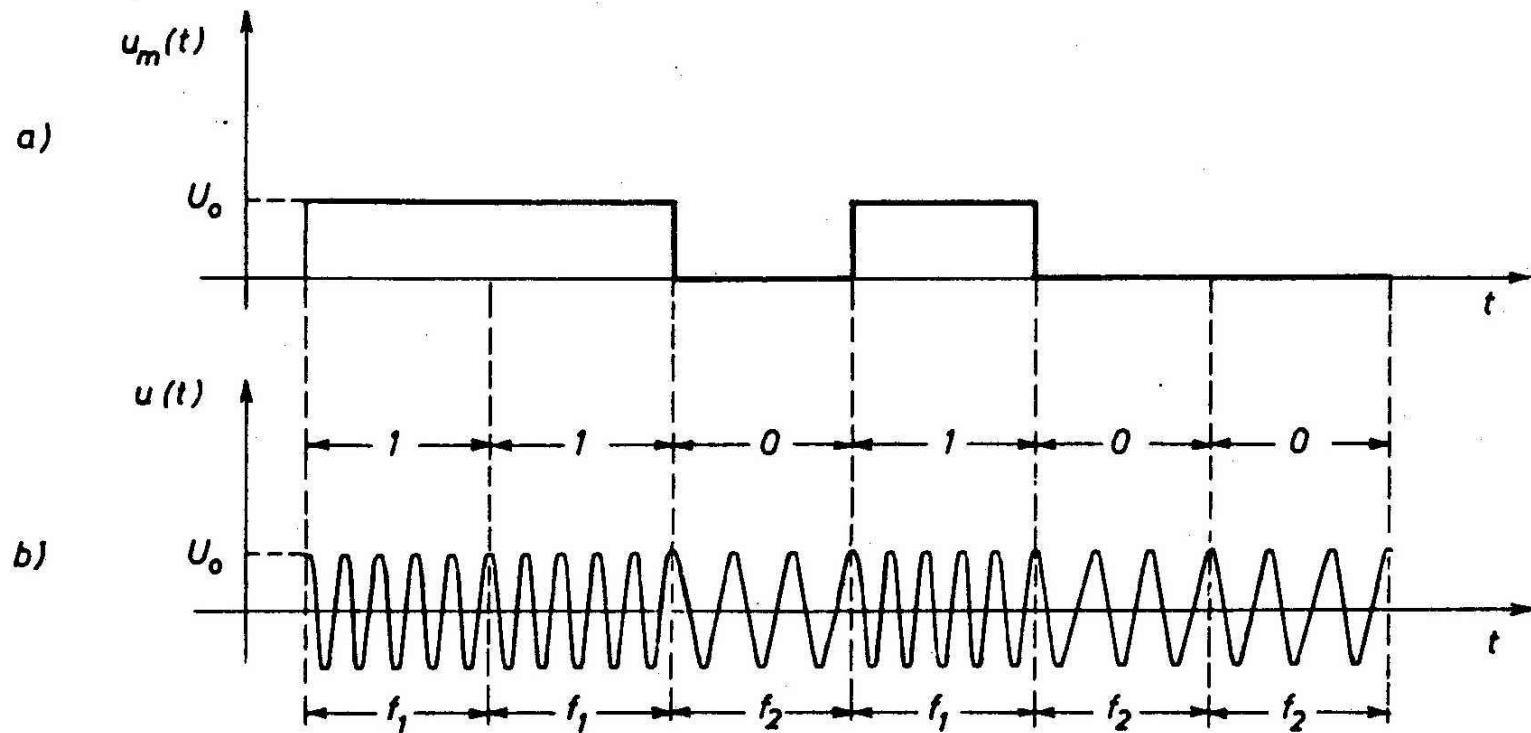
U ovom slučaju priraštaj funkcije $\varphi(t)$ može da se aproksimira priraštajem na tangenti u posmatranoj tački, pa će izlazni signal biti:

$$u_i(t) \cong \frac{1}{2} U_0^2 \dot{\varphi}(t) \tau \propto \dot{\varphi}(t) \tau$$

Izlazni signal srazmjeran je trenutnoj devijaciji učestanosti, tj. poslatom signalu.

FSK SISTEMI SA KOHERENTNIM DEMODULATOROM

Neka je modulišući signal unipolarni binarni $u_m(t)$ i njim frekvencijski modulisan signal $u_{FSK}(t)$. Binarnom digitu 1 odgovara sinusoidalni nosilac učestanosti f_1 , a binarnom digitu 0 nosilac učestanosti f_2 .



FSK signal se može predstaviti kao zbir dva amplitudski modulirana signala (tipa “sve ili ništa”) različitim nosiocima:

- modulišući signalom $u_m(t)$ se amplitudski moduliše nosilac učestanosti f_1 i dobijeni ASK signal biće:

$$u_m(t) \cos \omega_1 t$$

- modulišući signalom, ali takvim da signal postoji u onim vremenskim intervalima u kojima prethodni ASK signal ne postoji i da ne postoji u onim intervalima u kojima prethodni signal postoji, amplitudski se moduliše nosilac učestanosti f_2 . Takav ASK signal je dat izrazom:

$$[U_0 - u_m(t)] \cos \omega_2 t$$

Zbir ova dva signala daje:

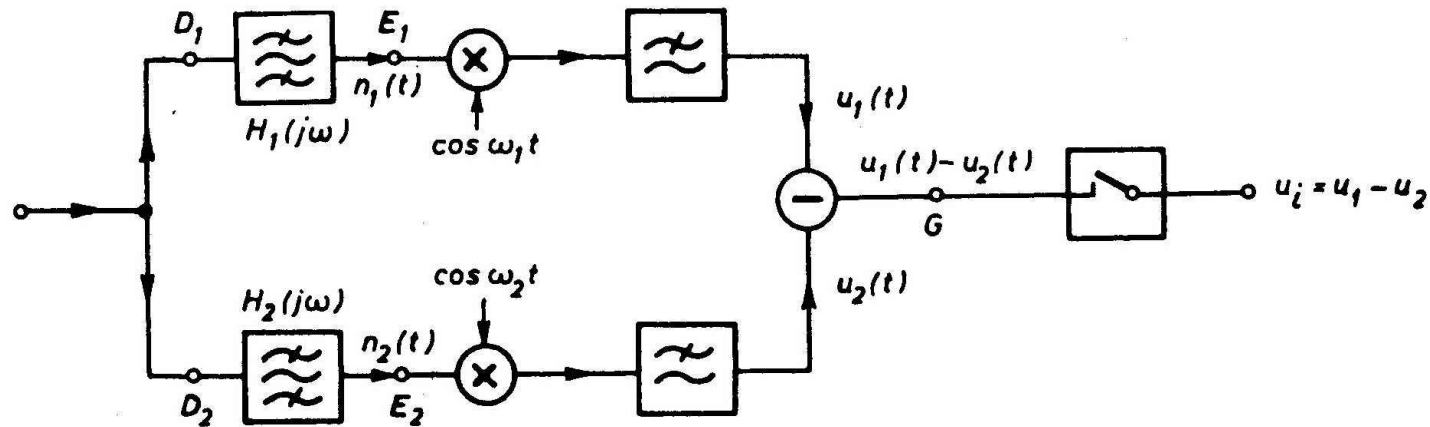
$$u_{FSK}(t) = u_m(t) \cos \omega_1 t + [U_0 - u_m(t)] \cos \omega_2 t$$

Ovaj signal predstavlja jedan poseban slučaj binarnog FSK signala. Prelaz sa jedne učestanosti na drugu se dešava u onim trenucima u kojima postoji fazni sinhronizam oba nosioca, tj. kada učestanosti nosioca f_1 i f_2 zadovoljavaju uslov:

$$T = \frac{m}{f_1} = \frac{n}{f_2}, \quad m, n \text{ cijeli pozitivni brojevi}$$

Ako je navedeni uslov ispunjen i ako je u početku postignut fazni sinhronizam, u svim ostalim trenucima promjene učestanosti neće doći do diskontinuiteta u fazi.

S obzirom da je ovako dobijeni FSK signal sastavljen od dva ASK signala, demodulacija se može ostvariti na način koji se primjenjuje za demodulaciju ASK signala. Blok šema koherentnog demodultora FSK signala je prikazana na slici:



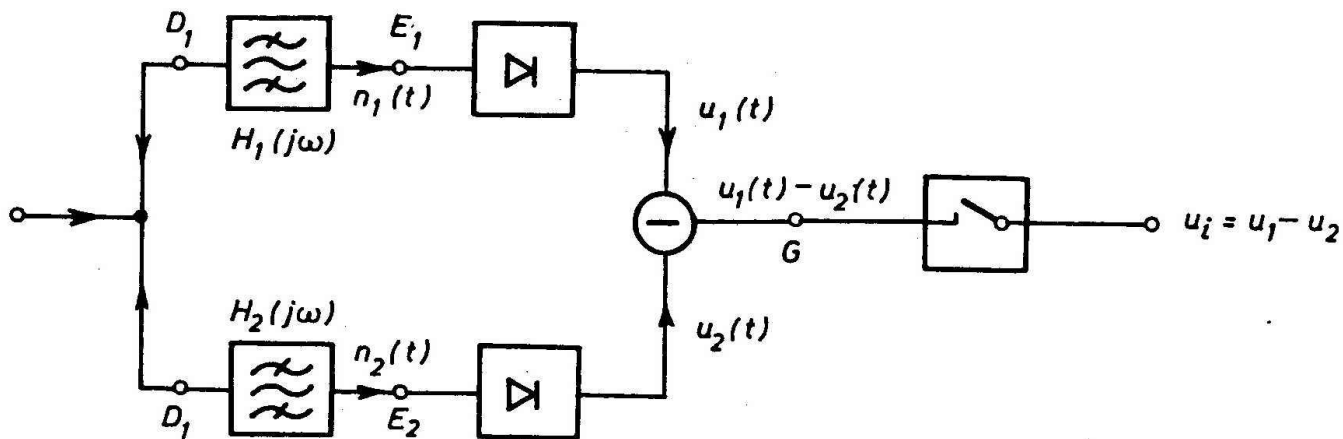
U jednu granu dolazi signal učestanosti f_1 , a u drugu onaj čija je učestanost f_2 , i u njima se obavlja koherentna demodulacija (razdvajanje signala se vrši filtrima propusnicima opsega $H_1(j\omega)$ i $H_2(j\omega)$). Nakon demodulacije, u gornjoj grani, na izlazu iz propusnika niskih učestanosti, dobija se unipolarni binarni signal srazmjeran sa $u_m(t)$, a u donjoj grani binarni unipolarni signal srazmjeran sa $[U_0 - u_m(t)]$ koji je komplementaran signalu $u_m(t)$. Njihova razlika je binarni polarni signal koji nosi poruku i koji se dovodi na sklop za odlučivanje. Koherentna demodulacija binarnih FSK signala, pored svih svojih dobrih strana, ima veliki nedostatak u tome što su na prijemu potrebna dva lokalna nosioca.

FSK SISTEMI SA DETEKTOROM ANVELOPE (NEKOHERENTNIM DEMODULATOROM)

Binarni FSK signal definisan kao u prethodnom slučaju, i dat izrazom:

$$u_{FSK}(t) = u_m(t)\cos\omega_1 t + [U_0 - u_m(t)]\cos\omega_2 t$$

može da se demoduliše pomoću dva detektora anvelope kojima prethode dva filtra. Na slici je prikazan ovakav demodulator:



Pomoću filtra propusnika opsega u gornjoj grani, na ulaz detektora anvelope dolazi signal čiji nosilac ima učestanost f_1 , i on odgovara poslatoj binarnoj 1. Kroz filter u donjoj grani na detektor stiže nosilac čija je učestanost f_2 , i on odgovara binarnoj 0. Na izlazu iz detektora u gornjoj grani dobija se binarni signal koji odgovara anvelopi signala u tački E_1 , a na izlazu iz detektora u donjoj grani njegov komplementarni unipolarni signal jednak anvelopi signala u tački E_2 . Njihova razlika predstavlja binarni polarni signal koji se dovodi na sklop za odlučivanje. Na osnovu odbiraka tog signala uzetih u tački G, donosi se odluka tako što će se smatrati da je poslata brojka bila 1 ako je napon ovog odbirka pozitivan, a ako je taj napon negativan, primljeni signal je 0.

Opisani demodulator sa dva filtra i dva detektora anvelope je nekoherentni demodulator. Njemu nisu potrebni lokalni nosioci (kao u prethodnom slučaju), pa je ovaj demodulator našao veoma široku primjenu.