

Prof. Informatica
Quaranta

APPUNTI II PARTE

MODULAZIONE E DEMODULAZIONE (MODULAZIONI CONTINUE E DIGITALI)

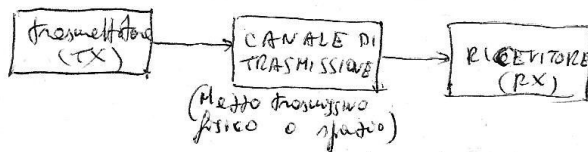
Le tecniche di modulazione e demodulazione sono di fondamentale importanza nel campo della trasmissione e ricezione dell'informazione, sia di tipo analogico (settore Radio-TV), sia di tipo digitale (trasmissione dati).

Concetto di modulazione

La modulazione consiste nel far variare uno dei parametri (ampiezza, frequenza, fase) di un segnale portante (carrier) in funzione di un segnale modulante contenente l'informazione (segnale audio, segnale video, segnale digitale).

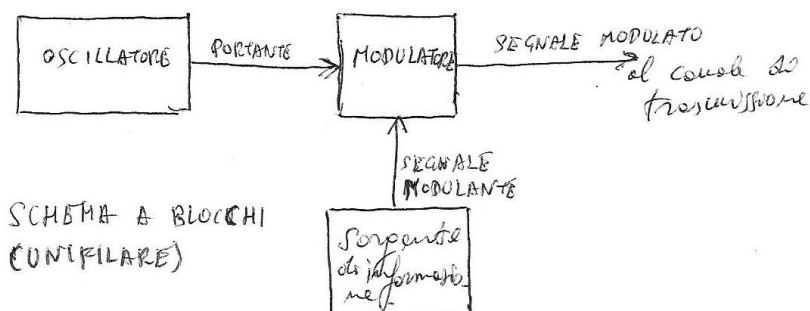
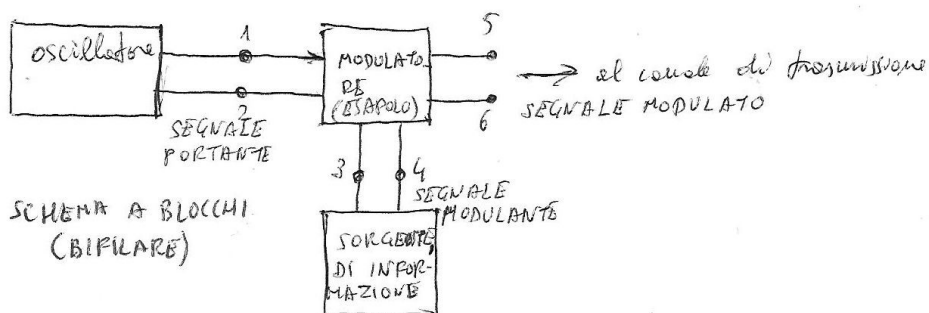
Il risultato della modulazione è il segnale modulato (portante modulata), che può essere irradiato nello spazio sotto forma di onde elettromagnetiche (settore Radio-TV) o, in alternativa, essere convogliato fino al ricevitore attraverso una linea di trasmissione realizzata in cavo (doppino telefonico o cavo coassiale) o in fibra ottica (trasmissione di segnali audio/video di dati mediante impulsi di radiazione luminosa o infrarossa).

Canale di trasmissione nel quale si irradiano le onde elettromagnetiche emesse dall'antenna trasmittente, sia gli altri mezzi trasmissivi considerati (doppino^{telefonico}, cavo coassiale, fibra ottica) costituiscono il canale di trasmissione interposto tra trasmettitore e ricevitore.



Per ottenere il segnale modulato è necessario disporre di un oscillatore (di tipo sinusoidale o ad onda quadrata) per la generazione della portante (definita anche segnale vettore o frequenza portante).

e di un circuito modulatore, che può essere schematizzato come un esapolo (rete a sei poli) al quale vengono applicati il segnale portante ed il segnale modulante.



Tipi di modulazione

Si distinguono diversi tipi di modulazione, a seconda del tipo di segnale portante e del tipo di segnale modulante:

- 1) Modulazione di ampiezza con portante sinusoidale e segnale modulante analogico (AM) (Amplitude Modulation);
- 2) Modulazione di ampiezza con portante impulsiva e segnale modulante analogico (PAM) (Pulse Amplitude Modulation);
- 3) Modulazione di ampiezza con portante sinusoidale o ad ~~impulso~~ ^{coda quadrata} e segnale modulante digitale (ASK) (Amplitude Shift Modulation);

- 4) Modulazione di frequenza con portante sinusoidale e segnale modulante analogico (FM: Frequency Modulation);
- 5) Modulazione di frequenza con portante sinusoidale o ad onde quadre e segnale modulante digitale (FSK: Frequency Shift Keying);
- 6) Modulazione di fase con portante sinusoidale o ad onde quadre e segnale modulante digitale (PSK: Phase Shift Keying);
- 7) Modulazione di fase con portante sinusoidale e segnale modulante analogico (PM: Phase Modulation);
- 8) Modulazione di larghezza ad impulsi, (PWM: Pulse Width Modulation) con portante impulsiva e segnale modulante analogico;

Le modulazioni utilizzando segnali modulanti analogici sono continue, quelle utilizzando segnali modulanti digitali sono digitali.

Concetto di demodulazione.

La demodulazione è il processo inverso rispetto a quello di modulazione, in quanto consiste nell'estrazione, in ricezione, dell'informazione dal segnale modulato. Si considera pertanto, per ogni tipo di modulazione, il corrispondente tipo di demodulazione atto a recuperare il segnale modulante contenente l'informazione (audio, video, dati).

MODULAZIONI CONTINUE (ANALOGICHE)

(AM, FM, PM)

Modulazione di ampiezza con portante sinusoidale e segnale modulante analogico (AM).

La modulazione di ampiezza (AM) è impiegata nelle trasmissioni radio e TV; in particolare nelle bande delle onde medie dei servizi di radiodiffusione ($550 \text{ kHz} \div 1600 \text{ kHz}$) e, nella forma SSB (Single Side Band) (Modulazione di ampiezza con una sola banda laterale) nei sistemi di telefonia a divisione di frequenza (FDM - frequency division multiplex), oltre che nei trasmettitori ad onde corte per radiodiffusione ad amatori (HF - high frequency: $3 \div 30 \text{ MHz}$).

Consideriamo un segnale portante di forma sinusoidale rappresentabile in forma complessa con l'espressione $\bar{V}_p = V_{p\text{MAX}} e^{j\omega_p t}$ (oppure $\bar{V}_p = V_{p\text{MAX}} \sin \omega_p t$), con $\omega_p = 2\pi f_p$ (pulsazione della portante);

consideriamo inoltre un segnale modulante di forma sinusoidale (caso più semplice), rappresentabile con l'espressione

$$\bar{V}_m = V_{m\text{MAX}} e^{j\omega_m t} \quad (\text{oppure } V_m = V_{m\text{MAX}} \sin \omega_m t), \text{ con}$$

$$\omega_m = 2\pi f_m \quad (\text{pulsazione del segnale modulante}),$$

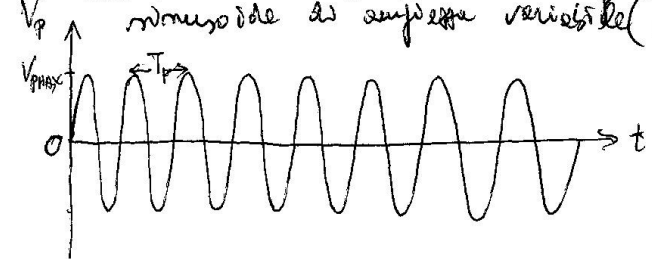
$$\omega_m \ll \omega_p, \quad f_m \ll f_p$$

La modulazione di ampiezza della portante $\bar{V}_p$ è descritta analiticamente dall'espressione:

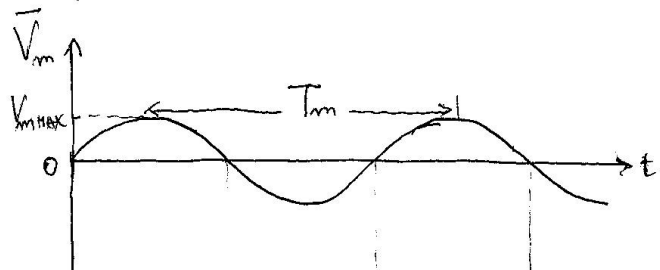
$$\bar{V}_r = \underbrace{\left(\bar{V}_{p\text{MAX}} + \bar{V}_m \right)}_{\substack{\text{(segnale modulato)} \\ \text{di ampiezza}}} \sin \omega_p t = \underbrace{\left(V_{p\text{MAX}} + V_{m\text{MAX}} \sin \omega_m t \right)}_{V_{r\text{picco}}} \sin \omega_p t$$

L'espressione di $\bar{V}_r$ evidenzia che l'ampiezza istantanea $V_{r\text{MAX}}$ del segnale modulato si ottiene sommando all'ampiezza $V_{p\text{MAX}}$ della portante il valore istantaneo V_m del segnale modulante.

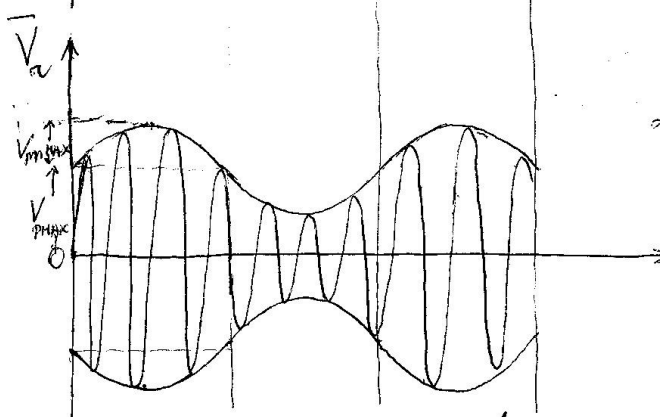
Graficamente la modulazione di ampiezza si può evidenziare sommando istante per istante all'ampiezza del segnale V_p (V_{PMAX}) il valore istantaneo del segnale modulante V_m tracciando una sinusoide di ampiezza variabile (in funzione di V_m) e frequenza f_p .



$$T_p = \frac{1}{f_p} = \frac{\omega_p}{2\pi}$$



$$T_m = \frac{1}{f_m} = \frac{\omega_m}{2\pi}$$



L'inviluppo del segnale modulato (linea pesante per i valori di picco) riproduce, in assenza di distorsione (come modulazione) il segnale modulante.

$V_{PMAX} \neq V_{PMAX}$ è il massimo valore di picco raggiunto dal segnale modulato $V_a = (V_{PMAX} + V_{mMAX} \sin \omega_m t) \sin \omega_p t$. Il segnale

V_a può essere rappresentato analiticamente in una forma molto spursiva che mette in evidenza sia la portante sia le due bande laterali contenute nel segnale modulato. Infatti vale: $V_a = V_{PMAX} \sin \omega_p t + V_{mMAX} \sin \omega_m t \sin \omega_p t$ dove

il termine $V_{mMAX} \sin \omega_p t \sin \omega_m t$, grazie alla formula di Werner $\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$, può essere ridotto nella forma:

$$\frac{V_{mMAX}}{2} \cos(\omega_p t - \omega_m t) - \frac{V_{mMAX}}{2} \cos(\omega_p t + \omega_m t).$$

Pertanto, dopo avere introdotto il parametro m (indice di modulazione), definito dal rapporto tra i valori di picco del segnale modulante V_{mMAX} e del segnale portante V_{pMAX} ,

$$(m = \frac{V_{mMAX}}{V_{pMAX}} \quad 0 \leq m \leq 1) \quad (V_{mMAX} = m V_{pMAX})$$

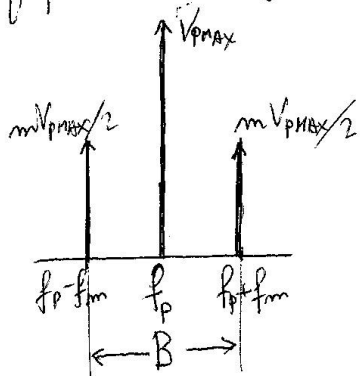
si ha l'espressione definitiva del segnale modulato in ampiezza (portante modulata): $\bar{v}_c = (V_{pMAX} + V_{mMAX} \sin \omega_m t) \sin \omega_p t =$
 $= V_{pMAX} (1 + m \sin \omega_m t) \sin \omega_p t$;

$$\begin{aligned} \bar{v}_c &= V_{pMAX} \sin \omega_p t + \frac{V_{mMAX}}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t - \frac{V_{mMAX}}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t \\ &= V_{pMAX} \sin \omega_p t + \frac{m V_{pMAX}}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t - \frac{m V_{pMAX}}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t \end{aligned}$$

L'espressione $\frac{m V_{pMAX}}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t$ rappresenta la componente laterale inferiore, mentre ~~l'espressione~~ $\frac{m V_{pMAX}}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t$ rappresenta la componente laterale superiore. Da ciò si deduce che un segnale modulato in ampiezza è costituito dalle sovrapposizioni del segnale portante, con frequenza f_p , e delle componenti laterali inferiore e superiore, rispettivamente con frequenze $f_p - f_m$ e con frequenza $f_p + f_m$. X

Lo spettro di un segnale modulato mediante un segnale modulante sinusoidale è costituito pertanto da una rife.

centrale di ampiezza V_{pmax} e frequenza f_p e due riphe laterali con frequenze $f_p - f_m$ ed $f_p + f_m$ ed ampiezza $m V_{pmax}/2$



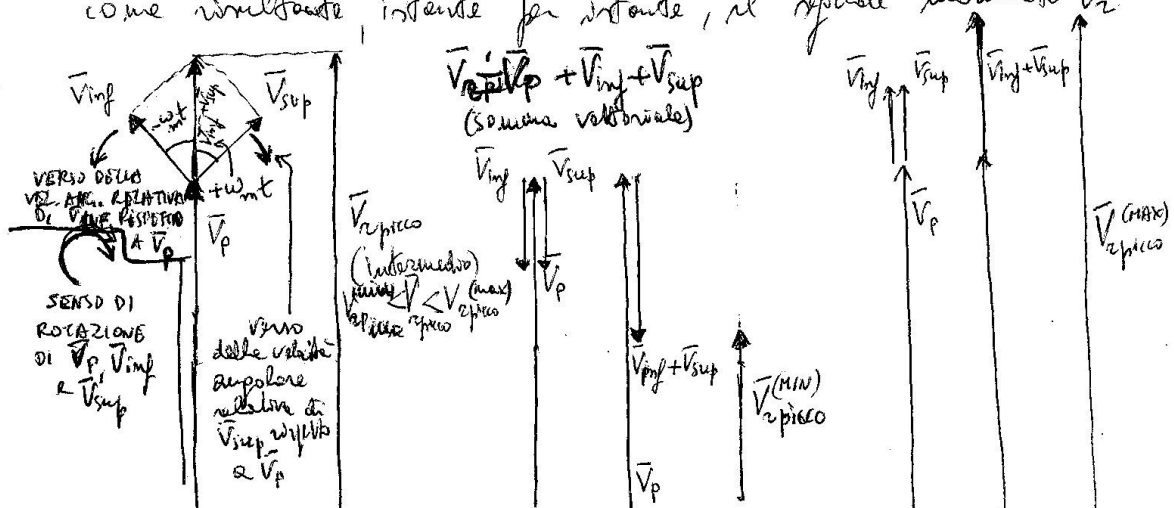
B (larghezza di banda del segnale modulato) $= f_p + f_m - (f_p - f_m) = 2 f_m$ (B viene fissato da convenzioni internazionali al valore di 10 KHz nel caso di trasmissioni radiofoniche)

Vettorialmente il segnale modulato AM è rappresentabile da tre vettori rotanti: $\vec{V}_p$ con velocità angolare ω_p ed ampiezza V_{pmax} ,

$\vec{V}_{sup}$, di ampiezza $\frac{m V_{pmax}}{2}$ e velocità angolare $\omega_p + \omega_m$ e

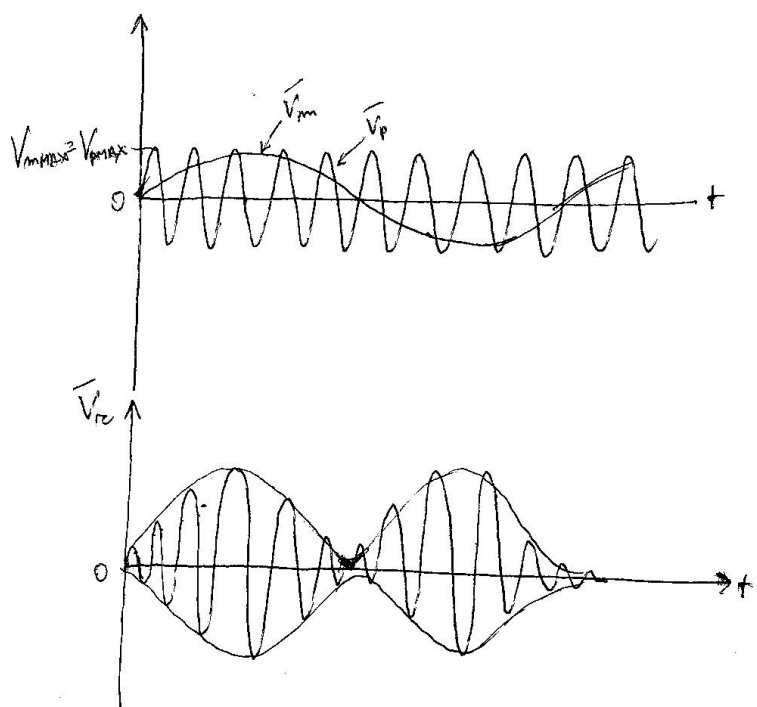
$\vec{V}_{inf}$, di ampiezza $\frac{m V_{pmax}}{2}$ e velocità angolare $\omega_p - \omega_m$.

$\vec{V}_{sup}$ ruota in senso orario rispetto a $\vec{V}_p$, ~~mentre~~ $\vec{V}_{inf}$ ruota in senso antiorario rispetto a $\vec{V}_p$, ~~mentre~~ $\vec{V}_{inf}$ ruota in senso antiorario rispetto a $\vec{V}_p$, ~~mentre~~ $\vec{V}_{inf}$ ruota in senso antiorario rispetto a $\vec{V}_p$. I tre vettori sommati come vettoriali, istante per istante, il segnale modulato $\vec{V}_r$

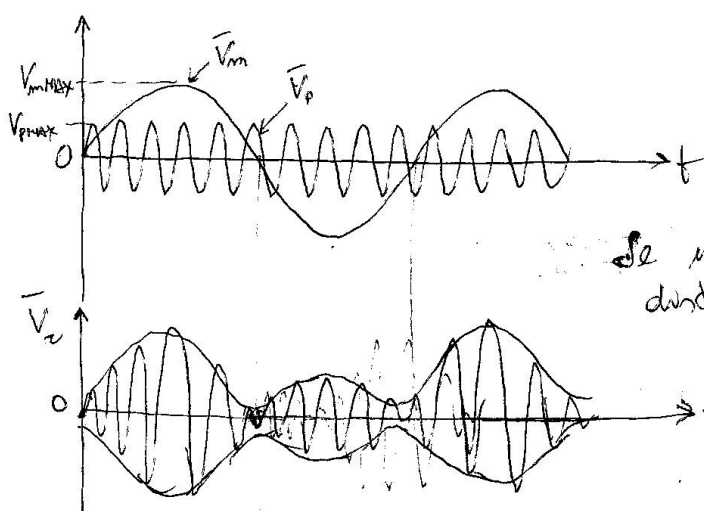


L'indice di modulazione m varia da 0 a 1, vale da 0 al 100%

Se $m = 1$ (100%) $V_{m\text{MAX}} = V_{p\text{MAX}}$

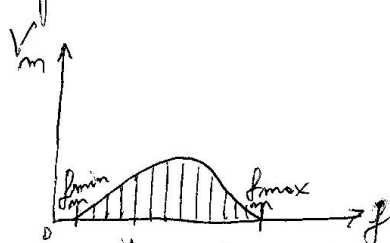


Se $m > 1$ ($> 100\%$) $V_{m\text{MAX}} > V_{p\text{MAX}}$ e si ha sovrasmodulazione del segnale portante, con perdita di informazione e curve delle distorsioni introdotte.



Se $m > 1$ l'inviluppo è distorto.

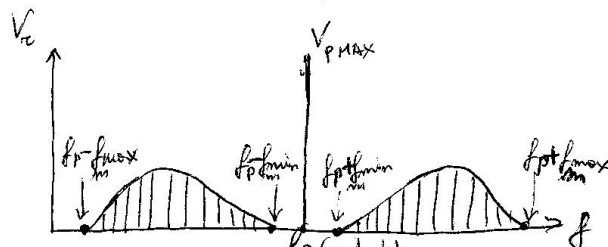
Se il segnale modulante non è sinusoidale, invece di due righe laterali si ottengono due bande laterali (inferiore e superiore).



spettro del segnale modulante

$$B_m = f_{m \max} - f_{m \min}$$

↑
larghezza di
banda del segnale
modulante



Spettro del segnale AM
(segnale modulato)

$$B = f_p + f_{m \max} - (f_p - f_{m \max}) = 2f_{m \max}$$

larghezza di
banda del segnale
modulato

Se, per es., $f_{m \max} = 5 \text{ KHz}$,

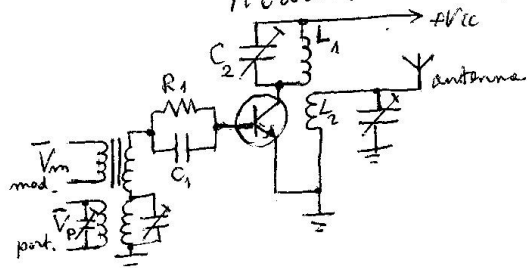
$$B = 10 \text{ KHz}$$

Principali circuiti modulatori di ampiezza con transistori bipolari (BTT)

Il segnale modulante può essere applicato, con efficacia diversa a seconda della connessione, al circuito di collettore, al circuito di base o al circuito di emettitore.

Ripetiamo gli schemi circuitali di tre tipi di modulatori di ampiezza pilotati da un segnale portante di ampiezza adeguata alla potenza da trasmettere. Si tratta di amplificatori funzionanti in classe C con il circuito di autopolarizzazione collegato in serie alla base.

Modulatore di base



In questo caso il segnale modulante viene applicato in serie al circuito di base; pertanto la corrente di base e la corrente di collettore variano in funzione del segnale modulante.

Pertanto la potenza complessiva associata alla portante modulata si ottiene sommando alla potenza associata alla portante quella associata alle 2 righe laterali:

$$P_{TOT} = P_P + 2 P_{\text{righe lat.}} = \frac{V_{PMAX}^2}{2R_c} + 2 \left(\frac{m^2 V_{PMAX}^2}{8R_c} \right) =$$

$$= \frac{V_{PMAX}^2}{2R_c} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

Il rendimento η del processo di modulazione è dato dal rapporto tra la potenza di una delle righe laterali (che trasportano l'informazione) e la potenza totale:

$$\eta = \frac{P_{r.l.}}{P_{TOT}} = \frac{\frac{m^2 V_{PMAX}^2}{8R_c}}{\frac{V_{PMAX}^2}{2R_c} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)} = \frac{m^2 \cdot 2}{8 \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)} = \frac{m^2}{4 \left(\frac{2+m^2}{2} \right)} = \frac{m^2}{2(2+m^2)}$$

$$\text{Se } m=1 \quad \eta = \eta_{\max} = \frac{1}{2(2+1)} = \frac{1}{6} = 0,167 = 16,7\%$$

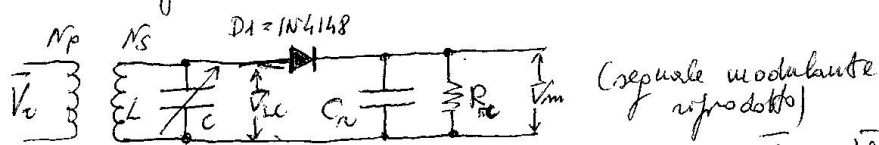
Dall'espressione di P_{TOT} si deduce che, in assenza di segnale modulante ($m=0$), viene irradiata soltanto la potenza a radiofrequenza $\frac{V_{PMAX}^2}{2R_c}$ corrispondente alla portante non modulata.

Demodulazione di ampiezza.

Come si è detto in precedenza, la demodulazione è il processo inverso della modulazione, in quanto consiste nell'estrarre dal segnale modulato l'informazione associata al segnale modulante. Viene riprodotto così in ricezione il segnale modulante impiegato nel trasmettore per caricare sulle portante l'informazione (audio o video) da trasmettere.

Rivelatore a valore di picco

È il tipo più semplice di rivelatore per segnali modulati in ampiezza, in quanto consiste in un circuito raddrizzatore a semionda dotato di filtro capacitivo, per eliminare il segnale portante residuo all'uscita del rivelatore e fornire il solo segnale modulante.



$$\bar{V}_c = V_{p \max} (1 + m \sin \omega_m t) \sin \omega_p t$$

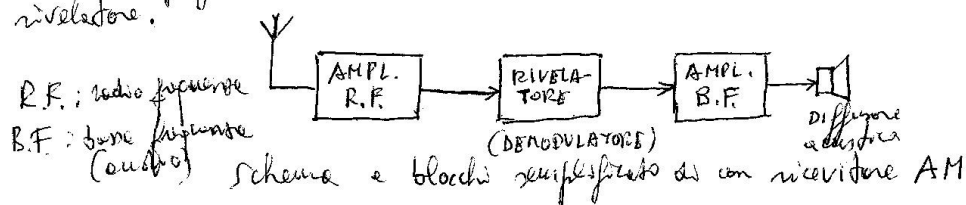
segnale modulato
applicato al rivelatore
(demodulatore) di ampiezza

$$\bar{V}_{ic} = \bar{V}_c \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

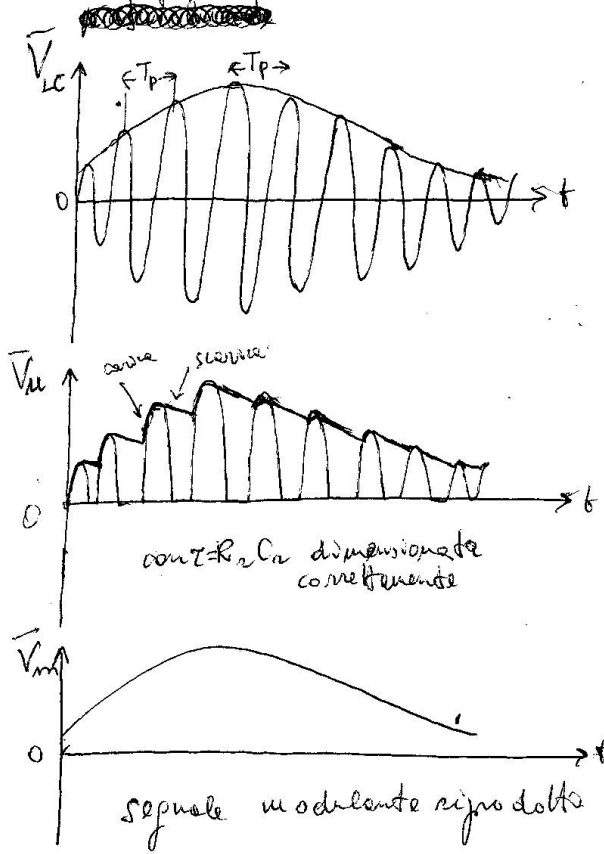
ω_m : pulsazione segnale modulante
 ω_p : pulsazione segnale portante

rapporto
spire del
trasformatore

Il segnale $\bar{V}_c$ è quello disponibile all'uscita dell'amplificatore a radiofrequenza, che riceve il segnale AM captato dall'antenna e lo amplifica convenientemente perché esso possa pilotare il circuito rivelatore.



Il funzionamento del rivelatore a valore di picco e' envelope e quello del circuito raddrizzatore e sintonizzato con filtro capacitivo. Quando $\bar{V}_{LC}$ supera il segnale ai capi del gruppo $R_C C_C$ (R_C : carico resistivo - C_C capacitiv' di filtro), il diodo conduce ed il condensatore C_C si carica al valore di picco istantaneo del segnale modulato; quando invece $\bar{V}_{LC}$ e' inferiore al segnale ai capi di $R_C C_C$, il condensatore C_C si scarica sul carico R_C .



Si nota che l'involuppo degli impulsi sinusoidali forniti dal rivelatore riproduce l'andamento del segnale modulante.

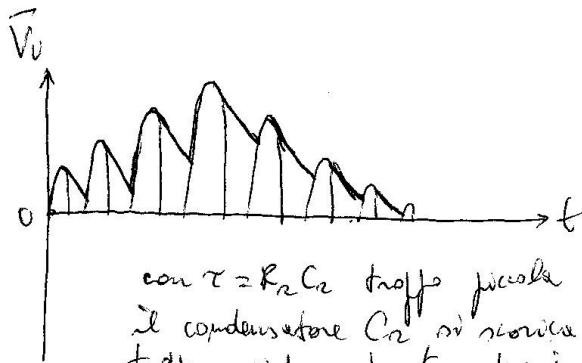
Il rivelatore a valore di picco fornisce un segnale d'uscita fedele al segnale modulante, cioè senza apprezzabile distorsione, purché la costante di tempo $R_C C_C$ sia scelta opportunamente.

$R_C C_C$ deve essere molto maggiore del periodo T_p del segnale portante, ma non deve essere così grande da esercitare un'azione di tipo passa-basso sul segnale modulante:

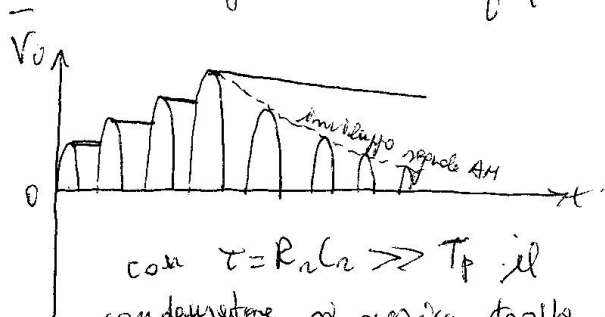
$$T_p \ll R_C C_C \ll \frac{1}{2\pi f_m}$$

In pratica si utilizza la formula:

$$R_C C_C < \frac{1}{2\pi f_m} \frac{\sqrt{1-m^2}}{m}, \text{ dove } m \text{ e' l'indice di modulazione.}$$



con $\tau = R_2 C_2$ troppo piccola
il condensatore C_2 si scarica
troppo rapidamente tra due impulsi
successivi, determinando all'uscita del
rivelatore la presenza di un segnale a medio frequenza
non dovuto al materiale utile, con notevole distorsione
del segnale a basse frequenze riprodotto



con $\tau = R_2 C_2 \gg T_p$ il
condensatore si scarica troppo lentamente, ed il segnale
all'uscita del rivelatore non è in grado di seguire
le variazioni del valore di picco del segnale ad impulsi
sinusoidale fornito dal diodo; pertanto non viene
riprodotto correttamente l'inviluppo delle semionde del
segnale modulato in ampiezza.

Esempio: Se $m = 0,5$ (modulazione del 60%),

$f_m = 3 \text{ KHz}$ (massima frequenza del
segnale modulante)

$f_p = 1 \text{ MHz}$

$$\tau = R_2 C_2 < \frac{1}{6,28 \cdot 10^3} \frac{\sqrt{1-0,5^2}}{0,5} \quad \left| \quad T_p = \frac{1}{f_p} = 10^{-6} \text{ s} \right.$$

$$\tau = R_2 C_2 < \frac{\sqrt{0,75}}{3,14 \cdot 10^3} = 2,758 \cdot 10^{-4} \text{ s}$$

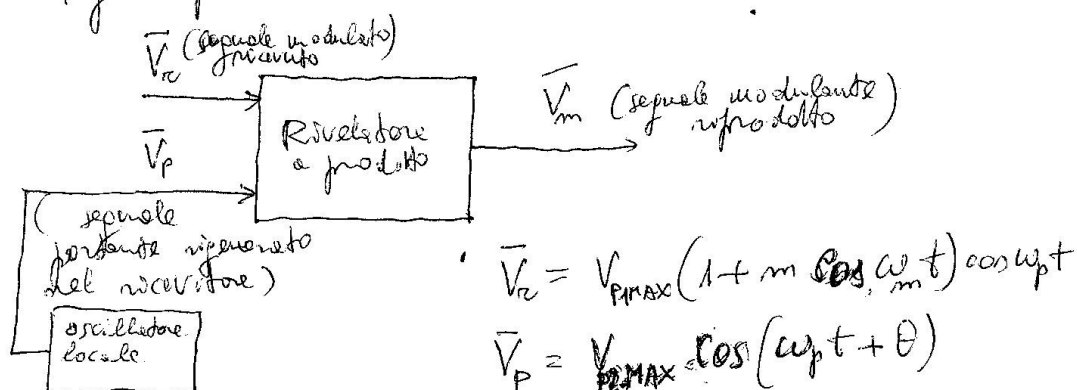
Se $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$, $C_2 < (2,758 \cdot 10^{-4} / 10^3) \text{ F}$; $C_2 < 2,758 \cdot 10^{-7} \text{ F}$;
Si sceglie $C_2 = 220 \text{ nF}$, $C_2 < 225,8 \text{ nF}$

Rivelatore a prodotto

Si tratta di un rivelatore (demodulatore) di tipo sincrono, ~~da~~ quanto necessita della rigenerazione del segnale portante non modulato impiegato nel trasmettitore.

È un rivelatore molto impiegato oltretutto in AM onde nelle demodulazione dei segnali DSB ed SSB (Double Side Band ~~è~~ e Single Side Band), cioè dei segnali modulati costituiti rispettivamente dalle sole bande laterali (Modulazione di ampiezza con portante soppressa) o da una sola banda laterale con portante soppressa (SSB).

Per realizzare un rivelatore a prodotto si può utilizzare un circuito integrato che funziona come moltiplicatore analogico del segnale modulato ricevuto e del segnale portante rigenerato in stazione ^{de dove viene} ~~rappresentato~~ in frequenza e fase al segnale portante usato in trasmissione.



$$\bar{V}_r \bar{V}_p = V_{rMAX}(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_p t \cdot V_{pMAX} \cos(\omega_p t + \theta)$$

$\theta \rightarrow$ sfasamento tra la portante rigenerata e la portante usata in trasmissione

• Tenendo presenti le formule di Werner si ha:

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$$

$$\overline{V_r} \overline{V_p} = V_{p1 \text{ MAX}} (1 + m \cos \omega_m t) \cdot V_{p2 \text{ MAX}}$$

$$= \frac{1}{2} [\cos(\omega_p t + \theta - \omega_p t) + \cos(\omega_p t + \theta + \omega_p t)] =$$

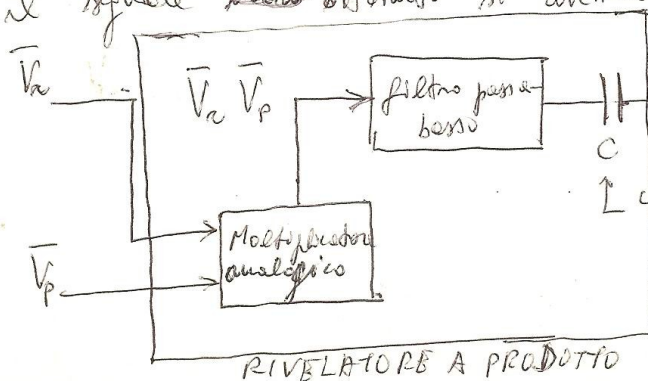
$$= \frac{V_{p1 \text{ MAX}} V_{p2 \text{ MAX}} (1 + m \cos \omega_m t) \cos \theta +$$

$$+ \frac{V_{p1 \text{ MAX}} V_{p2 \text{ MAX}} (1 + m \cos \omega_m t) \cos (2\omega_p t + \theta)}{2}$$

Eliminando con un filtro passa-basso il termine di seconda armonica $\cos(2\omega_p t + \theta)$ ($f_{\text{filtro}} \ll 2f_p$),

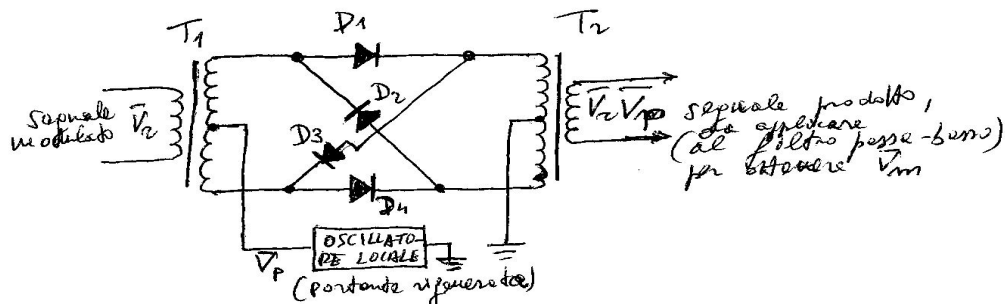
si ottiene il segnale $\underbrace{\frac{V_{p1 \text{ MAX}} V_{p2 \text{ MAX}} \cos \theta}{2}}_{\text{termine costante (cioè componente continua)}} + \underbrace{\frac{V_{p1 \text{ MAX}} V_{p2 \text{ MAX}} m \cos \omega_m t \cos \theta}{2}}_{\text{segnale modulante (riprodotto)}}$

nel quale il 2° termine rappresenta il contributo KV_m proporzionale al segnale modulante e di ampiezza proporzionale a $\cos \theta$, coseno dell'angolo di sfasamento tra la portante rigenerata e la portante modulata. Se $\theta = 90^\circ$, il segnale ~~non~~ ottenuto si annulla.



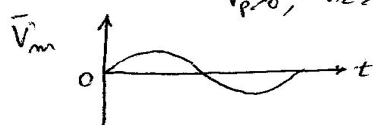
K costante di proporzionalità
 segnale modulante
 riprodotto
 $KV_m = \frac{V_{p1 \text{ MAX}} V_{p2 \text{ MAX}} m \cos \omega_m t \cos \theta}{2}$
 condensatore di blocco delle componenti continue
 $\frac{V_{p1 \text{ MAX}} V_{p2 \text{ MAX}} \cos \theta}{2}$

In sostituzione del circuito integrato moltiplicatore si può utilizzare il demodulatore ad anello, che effettua il prodotto tra il segnale modulato e la portante rigenerata localmente.

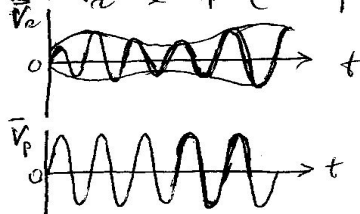


Schema di demodulatore ad anello con trasformatori e presa centrale.

I diodi si comportano da interruttori elettronici comandati dalla portante rigenerata, che deve essere di ampiezza sensibilmente maggiore rispetto al segnale modulato V_m . Durante le semionde positive della portante, conducono i diodi D_1 e D_4 ed i trasformatori T_1 e T_2 vengono collegati direttamente; durante le semionde negative conducono i diodi D_2 e D_3 ed i trasformatori T_1 e T_2 vengono collegati inversamente introducendo uno sfasamento di 180° . Pertanto il circuito effettua istante per istante il prodotto dei segnali V_m e V_p (quattro quadranti).



$$\begin{cases} V_p > 0, & V_m < 0 \\ V_p < 0, & V_m > 0 \\ V_p < 0, & V_m < 0 \\ V_p > 0, & V_m > 0 \end{cases}$$

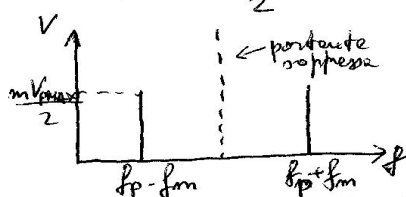


I vantaggi del rivelatore a prodotto sono comuni alle possibilità di rivelare segnali AM, SSB e DSB ed alla linearità delle risposte anche per segnali deboli (qualche μV). Questi vantaggi sono però ottenuti a scapito della semplicità del circuito, in quanto è necessario fornire al rivelatore una segnale portante (riferimento) avente la stessa frequenza e la stessa fase del segnale modulato, il che implica l'utilizzo di un oscillatore di alta qualità agganciato al segnale modulato. In molti casi, per semplificare la realizzazione circuitale dell'oscillatore, si trasmette una portante attenuata che facilita l'aggancio della portante locale al segnale modulato ricevuto. In genere l'oscillatore locale viene realizzato con un circuito PLL (Phase Locked Loop) (maglie ad aggancio di fase).

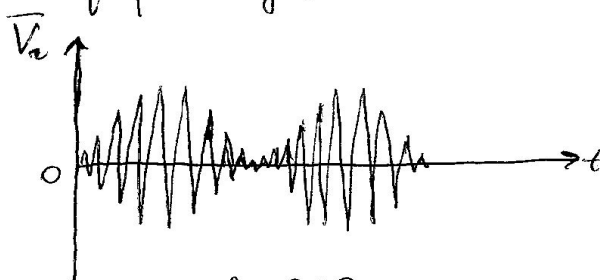
Modulazione di ampiezza con portante soppressa DSB (Double Side Band)

Questo tipo di modulazione di ampiezza consente di economizzare potenza, in quanto non viene irradiata la portante ma soltanto le bande laterali contenenti l'informazione. ~~però~~ ^{con lo svantaggio} infatti aumenta il rendimento della modulazione, ~~a scapito~~ ^{però} della ^{massima} influenza dinamica del ricevitore, che richiede la rigenerazione della portante con la stessa frequenza e la stessa fase della portante soppressa in trasmissione. L'espressione analitica di un segnale DSB è la seguente:

$$\bar{V}_e = \frac{m V_{pmax}}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t + \frac{m V_{pmax}}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t$$



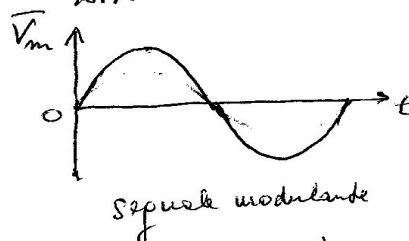
Spettro di un segnale DSB con segnale modulante di frequenza f_m



Segnale DSB

$$= \frac{1}{2} \quad (50\%)$$

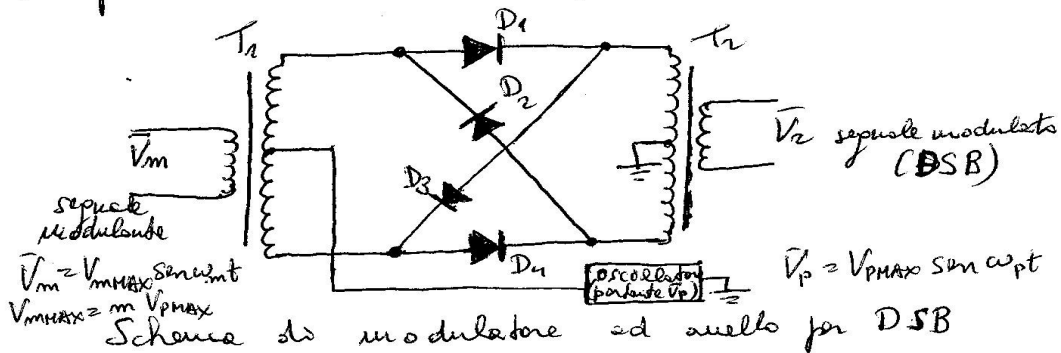
N.B.: L'eliminazione della portante consente di risparmiare la notevole potenza richiesta per irradiarla, e permette di impiegare apparati di dimensioni ridotte rispetto a quelle necessarie per la modulazione AM.



Segnale modulante

$$\eta = \frac{\text{Potenza laterale}}{\text{Potenza totale}} = \frac{\frac{m^2 V_{pmax}^2}{8 R_c}}{\frac{V_{pmax}^2}{2 R_c}} = \frac{m^2 V_{pmax}^2}{8 R_c} \cdot \frac{2 R_c}{V_{pmax}^2} = \frac{m^2}{4}$$

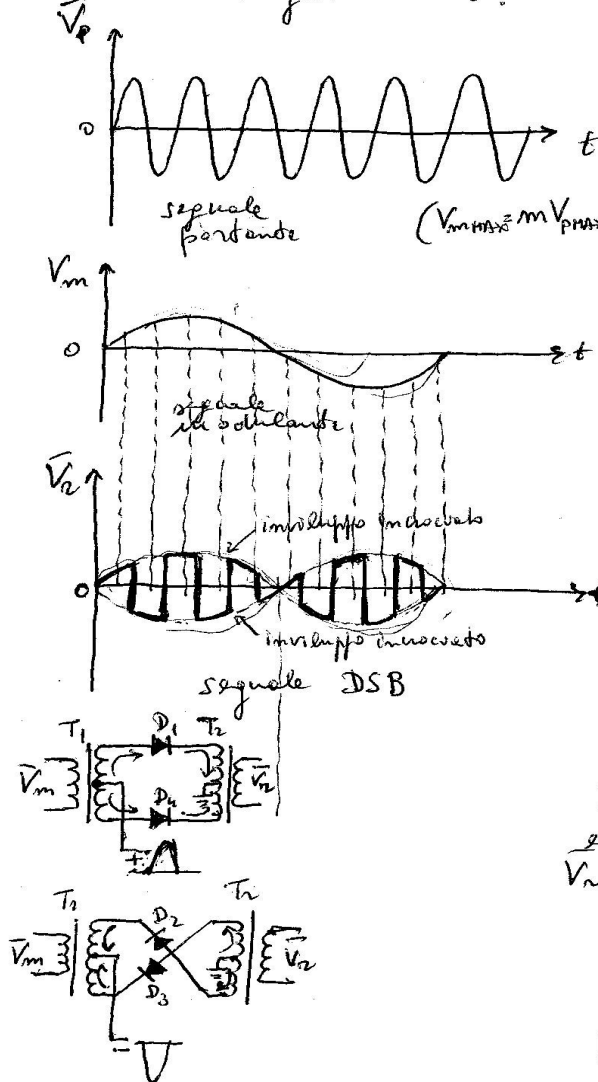
Per ottenere la modulazione DSB occorre impiegare modulatori bilanciati, cioè modulatori in grado di sopprimere la portante. Uno dei modulatori bilanciati più usati è il modulatore ad anello, la cui struttura è identica a quella del demodulatore ad anello esaminato in precedenza nel caso della modulazione AM.



Per il corretto funzionamento del modulatore è necessario che l'ampiezza della portante V_p che determina lo stato di conduzione e di interruzione dei diodi, sia molto maggiore dell'ampiezza del segnale modulante.

Durante le semionde positive della portante i trasformatori T_1 e T_2 vengono collegati direttamente attraverso i diodi D_1 e D_4 che conducono, mentre D_2 e D_3 sono interdetti. Durante le semionde negative della portante, si ha invece il collegamento incrociato dei trasformatori attraverso i diodi D_2 e D_3 che conducono, mentre D_1 e D_4 sono interdetti. Pertanto, ad ogni inversione di polarità della portante si ha un'inversione di fase del segnale modulante applicato al trasformatore T_2 ed il conseguente frazionamento del segnale modulante in tante onde elementari il cui inviluppo riproduce il segnale modulante.

La portante viene soppressa in quanto la relativa corrente, percorrendo in sensi opposti le due metà dell'avvolgimento primario di T_2 , produce flussi magnetici discordi che si elidono nel nucleo magnetico di T_2 .



Tenendo presente che

$$V_{m \text{ MAX}} \sin \omega_m t \sin \omega_p t =$$

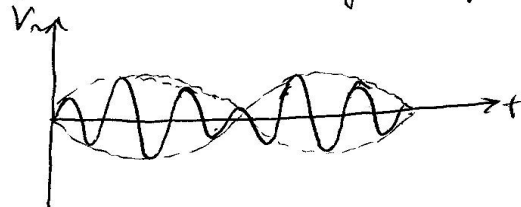
$$\pm \frac{V_{m \text{ MAX}}}{2} \cos(\omega_p t - \omega_m t) +$$

$$\left[-\frac{V_{m \text{ MAX}}}{2} \cos(\omega_p t + \omega_m t) \right], \text{ si}$$

comprende che il modulatore ad anello fornisce le sole bande laterali in quanto effettua il prodotto del segnale portante e del segnale modulante.

~~La causa della riduzione di banda portante dovuta ai trasformatori T_1 e T_2~~

In pratica, ~~il perfetto~~ effetto di soppressione dei diodi e dei ritardi di commutazione che li caratterizzano, il segnale DSB assume la forma approssimata evidenziata dal seguente grafico:



Modulazione di ampiezza a banda laterale unica 22 SSB (Single Side Band)

La trasmissione di una sola banda laterale consente sia di ridurre notevolmente la potenza irradiata, in quanto si risparmia la potenza assorbita dalle portanti e dall'altra banda laterale, sia di dimezzare la banda occupata dal segnale modulato rispetto a quella occupata dai segnali AM e DSB, con un conseguente aumento del numero dei canali allo stato della banda assegnata. L'espressione di un segnale modulato SSB è la seguente:

$$\bar{V}_r = \frac{m V_{pmax}}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t \quad \begin{matrix} \text{(se si trasmette} \\ \text{la banda laterale} \\ \text{superiore)} \end{matrix}$$

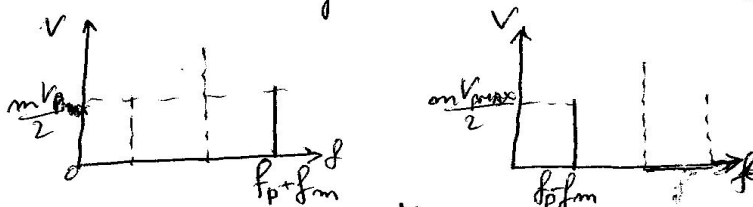
(USB)
(Upper Side Band)

oppure

$$\bar{V}_r = \frac{m V_{pmax}}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t \quad \begin{matrix} \text{(se si trasmette} \\ \text{la banda laterale} \\ \text{inferiore)} \end{matrix}$$

(LSB)
(Lower Side Band)

Lo spettro del segnale SSB è costituito da una sola riga con frequenza $f_p + f_m$ (oppure $f_p - f_m$), nel caso di un segnale modulante sinusoidale con frequenza f_m .



oppure

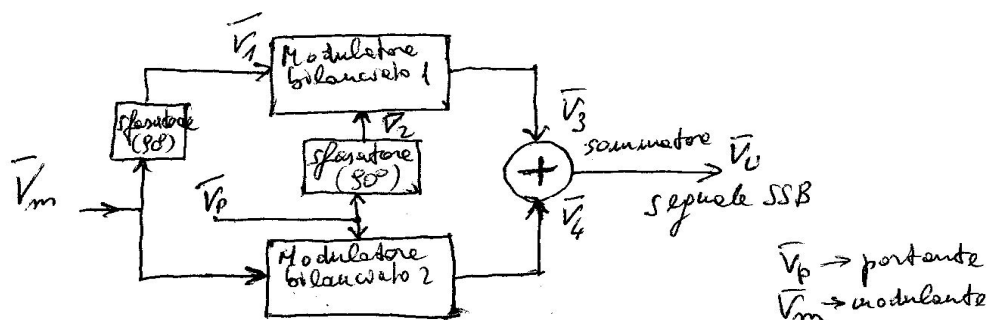
La modulazione SSB si può ottenere applicando il segnale DSB ottenuto con un modulatore bilanciato (ad anello) ad un filtro passa-banda che elimini una delle 2 bande laterali. I filtri impiegati sono di tipo ceramico (o a quarzo o meccanico o di tipo LC).

La demodulazione dei segnali DSB ed SSB ^{può} ottenersi impiegando un rivelatore (demodulatore) a prodotto, per esempio il demodulatore ad anello esaminato nel caso della modulazione AM.

I vantaggi derivanti dal risparmio di potenza si ottengono a riprova delle ampiezze crescenti, come descritto in precedenza, a causa dell'esigenza di ripercuotere la portante in ricezione, ~~aggiungendo~~ in frequenza e fase al segnale modulato ~~modulato~~ DSB o SSB.

Modulatore SSB a sfasamento

La modulazione SSB ottenuta a partire dalla modulazione DSB implica l'impiego di un filtro di banda con caratteristiche molto selettive nei confronti della banda laterale [superiore o inferiore: USB (Upper Side Band) o LSB (Lower Side Band)]. I filtri a radiofrequenza impiegati in questo caso sono del tipo ceramico o a quarzo, ma non sempre garantiscono una soppressione completa della banda indesiderata, soprattutto quando la ^{minima} frequenza del segnale modulante è di qualche decina di Hz e ~~quindi~~ le bande laterali sono molto vicine. Per ovviare a questo inconveniente si ricorre ad altri tipi di modulatori SSB, generalmente al modulatore di sfasamento. Illustreremo brevemente la struttura di un modulatore SSB a sfasamento.



Scheme a blocchi di un modulatore SSB e sfasamento

$$\bar{V}_u = \bar{V}_m \bar{V}_p = V_m (\cos \omega_m t) V_p \cos \omega_p t =$$

segnale fornito dal modulatore bilanciato 2 (modulatore ad quello)

$$= \frac{V_m V_p}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t + \frac{V_m V_p}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t$$

(per la formula di Werner)

Il modulatore bilanciato 1 (modulatore ad quello) riceve i segnali $\bar{V}_1$ e $\bar{V}_2$ ottenuti rispettivamente da $\bar{V}_m$ e da $\bar{V}_p$ attraverso due circuiti sfasatori che determinano uno anticipo di 90° (per esempio due circuiti derivatori)
 ideali non invertenti
 (derivatore invertente + invertitore)

$$\bar{V}_1 = V_m \cos\left(\omega_m t + \frac{\pi}{2}\right) = -V_m \sin \omega_m t$$

$$\bar{V}_2 = V_p \cos\left(\omega_p t + \frac{\pi}{2}\right) = -V_p \sin \omega_p t$$

$$\bar{V}_3 = \bar{V}_1 \bar{V}_2 = V_p V_m \sin \omega_p t \sin \omega_m t = \frac{V_m V_p}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t - \frac{V_m V_p}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t$$

(per la f. di Werner)

$$\bar{V}_u = \bar{V}_3 + \bar{V}_4 = V_m V_p \cos(\omega_p - \omega_m)t$$

segnale SSB

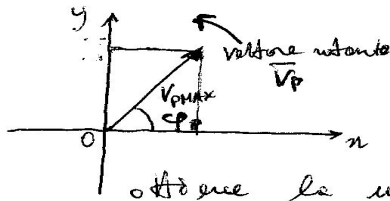
(segnale SSB da amplificare direttamente per ottenere la potenza radiofrequenza richiesta.)

MODULAZIONE DI FREQUENZA E MODULAZIONE DI FASE CON SEGNALE MODULANTE ANALOGICO (FM e PM)

Le modulazioni di frequenza e di fase si definiscono come modulazioni d'angolo, in quanto l'informazione contenuta nel segnale modulante fa variare l'angolo ϕ_p del vettore rotante che rappresenta la portante sinusoidale.

$$\bar{V}_p = V_{pmax} \sin \phi_p = V_{pmax} e^{j\phi_p}$$

$\phi_p = \omega_p t + \theta_p$, dove $\omega_p = 2\pi f_p$ è la pulsazione della portante e θ_p è la ~~costante~~ fase (angolo ϕ_p al tempo $t=0$)



L'angolo ϕ_p può variare o perché varia la frequenza f_p o perché varia la fase θ_p . Nel primo caso si ottiene la modulazione di frequenza (FM), nel secondo la modulazione di fase (PM).

La velocità angolare ω_p del vettore rotante $\bar{V}_p$ si ottiene derivando rispetto al tempo l'angolo ϕ_p descritto dal vettore ~~rotante~~.

$$\omega_p = \frac{d\phi_p}{dt} ; \quad \phi_p = \int \omega_p dt$$

Portanto si può studiare la variazione temporale di una delle grandezze ω_p, ϕ_p in funzione delle modulazioni applicate, ed ottenere l'altra con le relazioni di cui sopra, il che implica una stretta relazione tra la modulazione di frequenza e la modulazione di fase.

MODULAZIONE DI FREQUENZA CON SEGNALE MODULANTE ANALOGICO (FM)

La modulazione di frequenza si ottiene facendo variare la frequenza f_p e quindi la pulsazione $\omega_p = 2\pi f_p$ della portante sinusoidale $\bar{V}_p$ in funzione del segnale modulante $\bar{V}_m = V_{m\max} \sin \omega_m t$.

Consideriamo, per semplicità, un segnale modulante sinusoidale di ampiezza $V_{m\max}$ e pulsazione $\omega_m = 2\pi f_m$ ed un segnale portante sinusoidale di ampiezza $V_{p\max}$ e pulsazione $\omega_p = 2\pi f_p$.
Si ha:

$$\bar{V}_p = V_{p\max} \sin \omega_p t \quad (\text{portante non modulata})$$

$$\bar{V}_{FM} = V_{p\max} \sin \varphi_p, \quad \bar{V}_m = V_{m\max} \sin \omega_m t$$

(pulsazione della portante modulata in frequenza)

$$\omega = \omega_p + K \frac{V_m}{V_{m\max}} \sin \omega_m t, \quad \text{dove } K \text{ è una costante di proporzionalità che dipende dal modulatore}$$

$$f = \frac{\omega_p}{2\pi} + \frac{K V_{m\max}}{2\pi} \sin \omega_m t = f_p + \Delta f \sin \omega_m t,$$

frequenza della portante modulata

L'angolo φ_p si ottiene integrando ω :
dove Δf è la deviazione di frequenza, cioè la massima differenza tra f ed f_p ($\Delta f = \frac{K V_{m\max}}{2\pi}$).

$$\varphi_p = \int \omega dt = \int (\omega_p + K V_{m\max} \sin \omega_m t) dt =$$

$$= \omega_p t - \frac{K V_{m\max}}{\omega_m} \cos \omega_m t = \omega_p t - \frac{\Delta f}{f_m} \cos \omega_m t$$

Si ottiene così l'espressione della portante modulata in frequenza:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{FM} &= V_{p\max} \sin \left(\omega_p t - \frac{\Delta f}{f_m} \cos \omega_m t \right) = \\ &= V_{p\max} \sin \left(2\pi f_p t - \frac{\Delta f}{f_m} \cos \omega_m t \right) = \\ &= V_{p\max} \sin (2\pi f_p t - m_f \cos \omega_m t), \end{aligned}$$

essendo m_f l'indice di modulazione, definito dal rapporto fra la deviazione di frequenza Δf e la frequenza f_m del segnale modulante. ($m_f = \frac{\Delta f}{f_m}$)

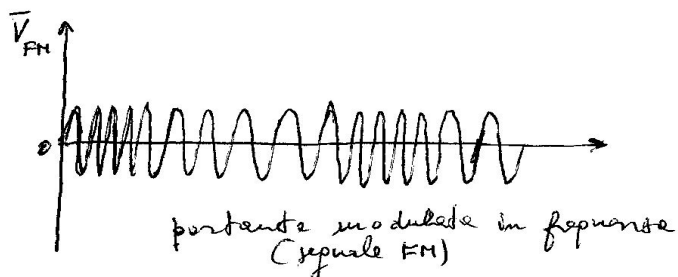
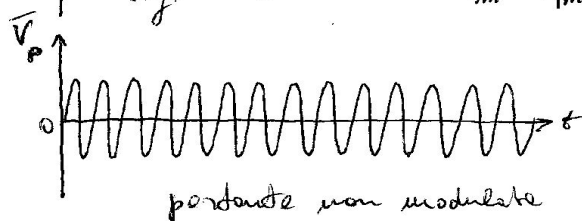
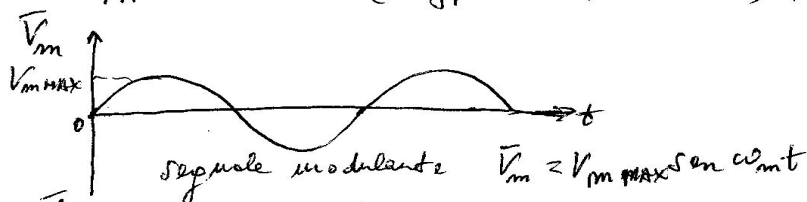
Considerando invece il segnale modulante: $\bar{V}_m = V_{mMAX} \cos \omega_m t$, si ha:

$$\omega = \omega_p + K V_{mMAX} \cos \omega_m t, \quad f = f_p + \frac{K V_{mMAX} \cos \omega_m t}{2\pi} = f_p + \Delta f \cos \omega_m t$$

$$\phi_p = \int \omega dt = \int (\omega_p + K V_{mMAX} \cos \omega_m t) dt =$$

$$= \omega_p t + \frac{K V_{mMAX}}{\omega_m} \sin \omega_m t = \omega_p t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m t$$

$$\bar{V}_{FM} = V_{pMAX} \sin (2\pi f_p t + m_f \sin \omega_m t).$$



Spettro di un segnale modulato in frequenza. 28
 Consideriamo il segnale FM ottenuto precedentemente:

$$\bar{V}_{FM} = V_{PMAX} \sin(2\pi f_p t + m \sin 2\pi f_m t) =$$

Sviluppando si ottiene: $= V_{PMAX} \sin(\omega_p t + m \sin \omega_m t)$

$$\bar{V}_{FM} = V_{PMAX} \left[\sin \omega_p t \cos(m \sin \omega_m t) + \cos \omega_p t \sin(m \sin \omega_m t) \right],$$

I termini $\cos(m \sin \omega_m t)$ e $\sin(m \sin \omega_m t)$ possono essere sviluppati in serie di Fourier dando luogo alle seguenti espressioni:

$$\cos(m \sin \omega_m t) = J_0(m) + 2J_2(m) \cos 2\omega_m t + 2J_4(m) \cos 4\omega_m t + \dots = J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cos 2n\omega_m t;$$

$$\sin(m \sin \omega_m t) = 2J_1(m) \sin \omega_m t + 2J_3(m) \sin 3\omega_m t + \dots = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m) \sin(2n-1)\omega_m t.$$

I coefficienti $J_p(m)$ sono le funzioni di Bessel di ordine p , definite dallo sviluppo in serie $J_p(m) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!(n+p)!} \left(\frac{m}{2}\right)^{2n+p}$
 $p = 0, 1, 2, \dots$

Sostituendo nell'espressione di $\bar{V}_{FM}$ le espressioni ottenute per $\cos(m \sin \omega_m t)$ e $\sin(m \sin \omega_m t)$ si ha:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{FM} = & V_{PMAX} \sin \omega_p t \left[J_0(m) + 2J_2(m) \cos 2\omega_m t + \right. \\ & \left. + 2J_4(m) \cos 4\omega_m t + \dots \right] + V_{PMAX} \cos \omega_p t \left[2J_1(m) \sin \omega_m t + \right. \\ & \left. + 2J_3(m) \sin 3\omega_m t + \dots \right], \end{aligned}$$

Tenendo presenti le formule $2 \sin \alpha \cos \beta = \sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)$

e $2 \cos \alpha \sin \beta = \sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta)$ si

ottiene infine l'espressione:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{FM} = & J_0(m) V_{PMAX} \sin \omega_p t + J_1(m) V_{PMAX} \left[\sin(\omega_p + \omega_m)t + \right. \\ & \left. - \sin(\omega_p - \omega_m)t \right] + J_2(m) V_{PMAX} \left[\sin(\omega_p + 2\omega_m)t + \sin(\omega_p - 2\omega_m)t \right] + \\ & + J_3(m) V_{PMAX} \left[\sin(\omega_p + 3\omega_m)t - \sin(\omega_p - 3\omega_m)t \right] + \dots \end{aligned}$$

Il primo termine rappresenta la portante, gli altri termini rappresentano le componenti laterali dello spettro del segnale FM, le cui ampiezze dipendono dal valore delle funzioni di Bessel di ordine p (p -esima componente laterale). L'argomento delle funzioni di Bessel è l'indice di modulazione $m = \frac{\Delta f}{f_m}$.

Teoricamente la banda occupata da un segnale FM è infinita, essendo infinite le componenti laterali distanziate di ω_m (f_m) nello spettro del segnale;

ultoria, per un dato valore di m , le funzioni di Bessel hanno ampiezze trascurabili oltre un certo ordine.

Pertanto la banda occupata dal segnale FM è $n_{\max}$ l'ordine delle più elevate componenti laterali di valore significativo ($> 1\%$ dell'ampiezza della portante), e data dall'espressione:

$$1) \quad B = 2 n_{\max} f_m$$

Un'altra formula pratica di notevole interesse fa riferimento alla deviazione di frequenza Δf :

$$2) \quad B = 2 (\Delta f + f_m)$$

Nelle trasmissioni FM $\Delta f_{\max} = 75 \text{ KHz}$ e $f_{m, \max} = 15 \text{ KHz}$,

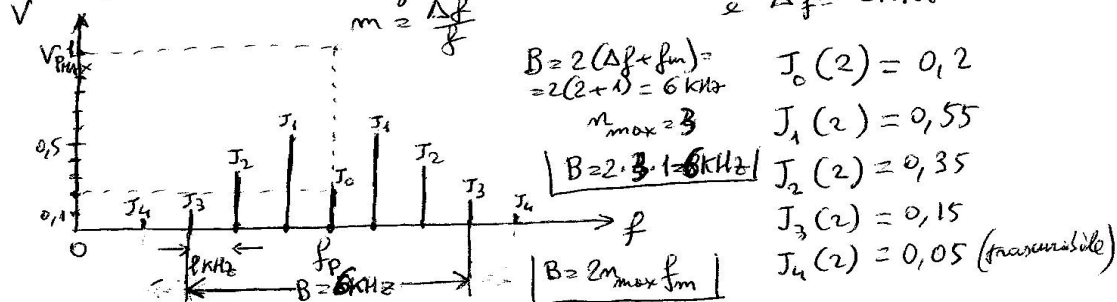
$$\text{quindi } B = 2 (75 + 15) = 180 \text{ KHz.}$$

In base alla formula 1), se $f_m = 15 \text{ KHz}$ e $B = 180 \text{ KHz}$

$$n = \frac{B}{2 f_m} = \frac{180}{2 \cdot 15} = 6; \text{ cioè}$$

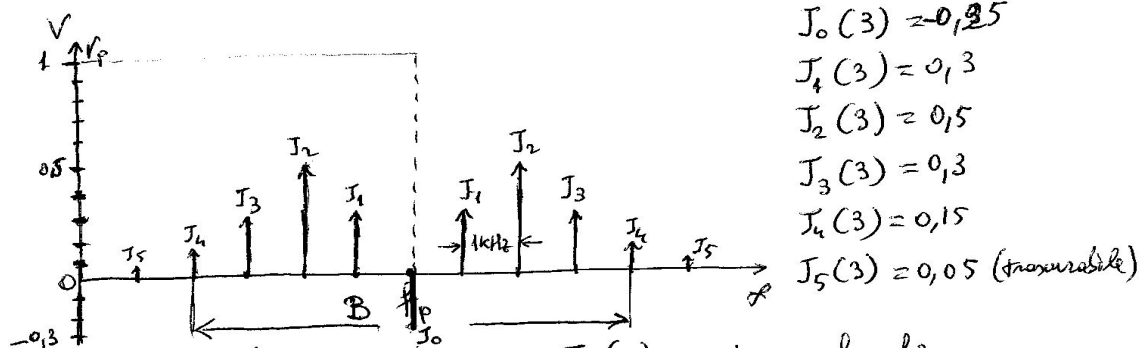
si considerano trascurabili le componenti laterali superiori al sesto ordine.

Spettro di un segnale FM per $m = 2$, $f_m = 1 \text{ KHz}$ e $\Delta f = 2 \text{ KHz}$



Se aumenta l'indice di modulazione m , aumenta la banda occupata dal segnale FM.

Se infatti $m=3$, $f_m=1\text{ kHz}$ e $\Delta f=3\text{ kHz}$



Il valore negativo di $J_0(3)$ indica che la componente con frequenza f_p è sfasata di 180° rispetto alla portante non modulata.

$$B = 2(\Delta f + f_m) = 2(3 + 1) = 8\text{ kHz}$$

$$\text{oppure } B = 2n_{\max} f_m = 2 \cdot 4 \cdot 1 = 8\text{ kHz.}$$

N. B.: A parità di frequenza modulante, al crescere dell'ampiezza del segnale modulante, aumenta $\Delta f = kV_m$ e quindi aumentano l'indice di modulazione $m = \frac{\Delta f}{f_m}$ e la banda B occupata dal segnale FM (aumentando del numero delle componenti significative).

Se invece V_m rimane costante (ampiezza costante del segnale modulante) e varia f_m , diminuiscono m e B ($\Delta f = kV_m = \text{costante}$, $m = \frac{\Delta f}{f_m}$).

Per alcuni valori di m si annulla l'ampiezza della portante (il primo zero si ha per $m \approx 2,40$).

MODULAZIONE DI FASE CON SEGNALE MODULANTE ANALOGICO (PM)

La modulazione di fase (PM) è una modulazione d'angolo che si ottiene facendo variare la fase θ della portante in funzione del segnale modulante.

Consideriamo un segnale portante $\bar{V}_p = V_{p\max} \sin(\omega_p t + \theta)$, dove $\omega_p = 2\pi f_p$ è la pulsazione, f_p è la frequenza e θ è la fase. Se il segnale modulante è sinusoidale, $\bar{V}_m = V_{m\max} \sin \omega_m t$, si ha:

$\theta = \theta_0 + K V_{m\max} \sin \omega_m t$, dove θ_0 è la fase della portante in assenza di modulazione e K è una costante di proporzionalità, caratteristica del modulatore di fase.

Si può scrivere: $\theta = \theta_0 + \Delta\theta \sin \omega_m t$, dove $\Delta\theta = K V_{m\max}$ è la ^{massima} deviazione di fase causata dal valore di picco del segnale modulante.

Se si assume $\theta_0 = 0$, si ha:

$$\bar{V}_{PM} = V_{p\max} \sin(\omega_p t + \Delta\theta \sin \omega_m t)$$

Vettorialmente, la modulazione di fase determina un anticipo o un ritardo del vettore ^{portante} $\bar{V}_{PM}$ che rappresenta la portante ^{modulata} rispetto al vettore ^{portante} $\bar{V}_p$ che rappresenta la portante non modulata, al ritmo imposto dal segnale modulante $\bar{V}_m$.

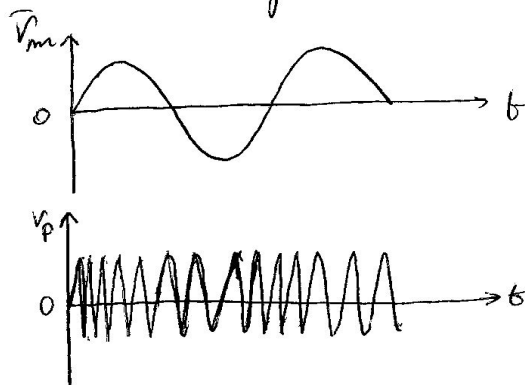
L'anticipo o il ritardo di fase di $\bar{V}_{PM}$ rispetto al vettore $\bar{V}_p$ implicano una modulazione indiretta di frequenza. Infatti la frequenza istantanea dell'oscillazione si determina dividendo per 2π la pulsazione istantanea, che è la derivata dell'argomento (angolo)

$\varphi = \omega_p t + \Delta\theta \sin \omega_m t$ della funzione seno nell'espressione di $\bar{V}_{PM}$.

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_p + \Delta\theta \omega_m \cos \omega_m t$$

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = f_p + \Delta\theta f_m \cos \omega_m t$$

Il prodotto $\Delta\theta f_m$ prende il nome di indice di modulazione di frequenza della modulazione di fase, in quanto indica la massima deviazione di frequenza che la portante subisce per effetto della modulazione di fase. $\Delta\theta$ corrisponde invece all'indice di modulazione di fase.



L'espressione del segnale V_{PM} si può scrivere in modo analogo a quanto fatto per il segnale FM, utilizzando le funzioni di Bessel di ordine p , dell'argomento $\Delta\theta$:

$$\begin{aligned} V_{PM} = & J_0(\Delta\theta) V_{PMAX} \sin \omega_p t + J_1(\Delta\theta) V_{PMAX} [\sin(\omega_p + \omega_m)t + \\ & - \sin(\omega_p - \omega_m)t] + J_2(\Delta\theta) V_{PMAX} [\sin(\omega_p + 2\omega_m)t + \sin(\omega_p - 2\omega_m)t] + \\ & + J_3(\Delta\theta) V_{PMAX} [\sin(\omega_p + 3\omega_m)t - \sin(\omega_p - 3\omega_m)t] + \dots \end{aligned}$$

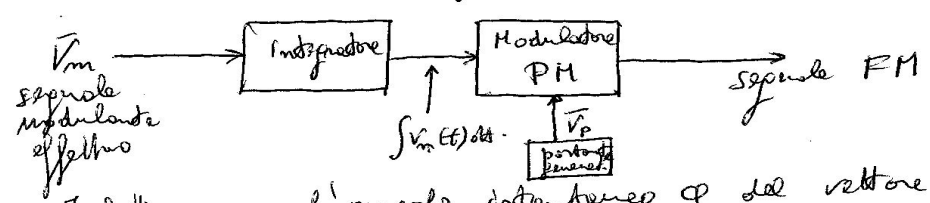
La differenza tra la modulazione di frequenza e quella di fase, per quanto concerne l'indice di modulazione, consiste nel fatto che per il segnale FM $m = \frac{\Delta f}{f_m}$ dipende sia dall'ampiezza del segnale modulante ($\Delta f = K V_{max}$), sia dalla frequenza f_m del segnale modulante; invece nel caso del segnale PM l'indice di modulazione $m = \Delta\theta$ dipende soltanto dall'ampiezza del segnale modulante. Pertanto lo spettro di un segnale PM avente indice di modulazione $m = \Delta\theta$ è identico a quello di un segnale FM avente $\frac{\Delta f}{f_m} = \Delta\theta$.

La larghezza di banda del segnale PM si ottiene in modo analogo a quanto ~~fatto~~ fatto per il segnale FM. Se ~~l'argomento~~ l'argomento ~~superficiale~~ di ordine più elevato corrisponde a n_{max} , si ha:

$$\begin{aligned} B = & 2n_{max} f_m, \\ \text{ovvero } B = & 2(\Delta f + f_m) = 2(\Delta\theta f_m + f_m) = 2f_m(\Delta\theta + 1) \\ & \left[\frac{\Delta f}{f_m} = \Delta\theta \right] \end{aligned}$$

Relazione tra modulazione di frequenza (FM) e modulazione di fase (PM)

1) Per ottenere un segnale modulato in frequenza mediante un modulatore di fase, bisogna applicare al modulatore di fase un segnale modulante corrispondente all'integrale del segnale modulante effettivo.

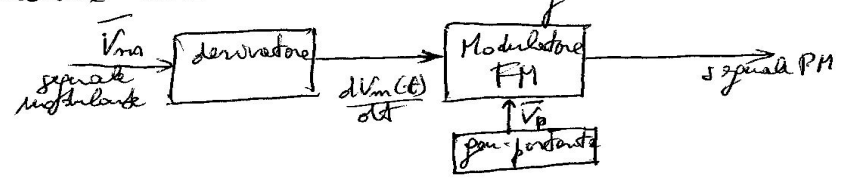


Infatti, se l'angolo istantaneo φ del vettore rotante corrispondente alla portante modulata in fase è dato da $\varphi = \omega_p t + K_p \int V_m(t) dt$, la pulsazione e la frequenza istantanea sono date dalle espressioni:

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_p + K_p V_m(t)$$

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{\omega_p}{2\pi} + \frac{K_p V_m(t)}{2\pi} = f_p + \frac{K_p}{2\pi} V_m(t)$$
 dove $\Delta\omega$ e Δf sono proporzionali a $V_m(t)$

2) Viceversa, per ottenere un segnale modulato in fase con un modulatore di frequenza, bisogna applicare al modulatore di frequenza un segnale modulante corrispondente alla derivata del segnale modulante effettivo.



Infatti, $\omega = \omega_p + K_f \frac{dV_m(t)}{dt}$

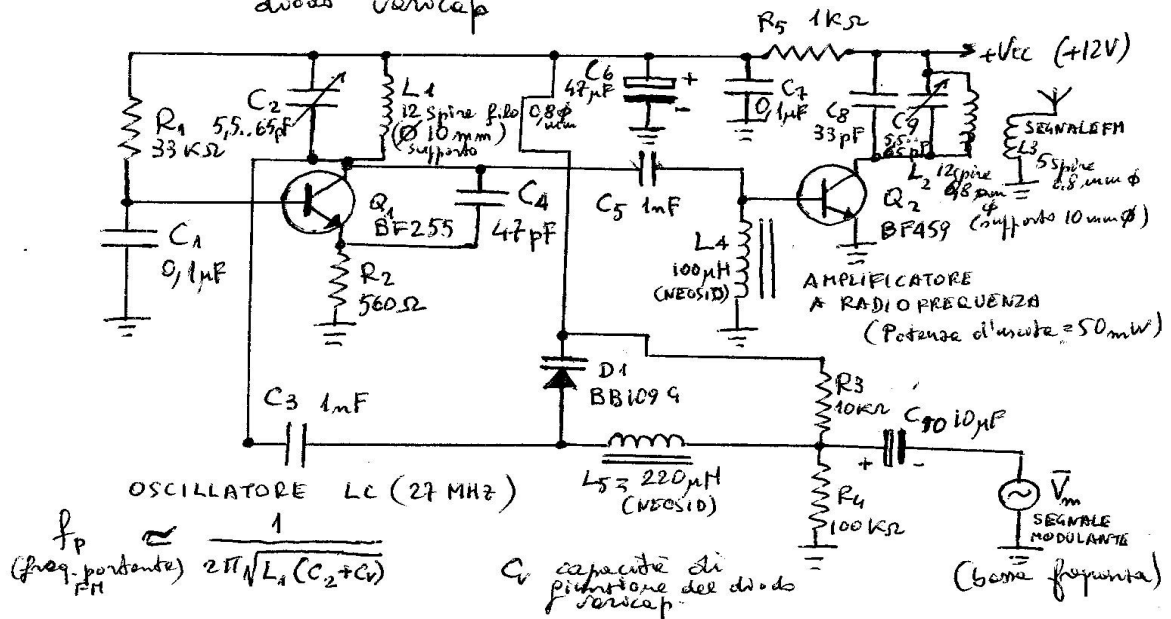
$\varphi = \int \omega dt = \omega_p t + K_f V_m(t) + \theta_0$ (costante di fase)

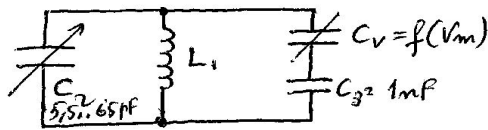
angolo
dellettore
notanda V_{PM}

$\Delta \theta$ è proporzionale a $V_m(t)$
(variazione di fase)

- 1) Modulatore FM a diodo varicap. (Per portanti con frequenze di decine o centinaia di MHz)
 Questo tipo di modulatore consente di ottenere la modulazione diretta di frequenza facendo variare in funzione del segnale modulante V_m la capacità di giunzione di un diodo varicap (Varactor) e conseguentemente ^{varia} la frequenza dell'oscillatore LC nel quale la capacità del circuito risonante è modulata dalla capacità del diodo varicap connesso in parallelo. In tal modo la frequenza del segnale portante generato dall'oscillatore LC ~~varia~~ nel ritmo del segnale modulante con una deviazione di frequenza Δf dipendente dalle caratteristiche del diodo varicap e dalla tensione di polarizzazione inversa ad esso applicata.

Schema elettrico di un modulatore FM a diodo varicap





ciruito risonante
equivalente

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_2 + \frac{C_3 C_v}{C_3 + C_v})}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_2 + C_v)}}$$

$$\frac{C_3 C_v}{C_3 + C_v} \approx C_v$$

avendo $C_3 \gg C_v$

C_v ha il valore di qualche
decina di pF

(L_1 : induttanza
di blocco)

L'induttanza L_1 ~~blocca~~ ^{impedisce} alla ^{corrente a} radiofrequenza di
raggiungere il generatore del segnale modulante.

C_3 ~~blocca~~ consente il passaggio della corrente
a radiofrequenza ed impedisce che la tensione di
polarizzazione applicata a D_1 venga cortocircuitata
dalla bassissima resistenza ohmica di L_1 (C_3 : condensatore
di blocco della
componente continua)
Il modulatore FM realizzato con il diodo vericap è un oscillatore controllato in tensione (VCO)
(Voltage Controlled Oscillator)

2) Modulatore FM con convertitore tensione/frequenza
(VFE per portanti con frequenza di decine o centinaia
di KHz)

La modulazione si ottiene utilizzando un integrato
che svolge la funzione di convertitore tensione/frequenza
- Veds applicata nel convertitore tensione/frequenza.
(Voltage Frequency Converter)

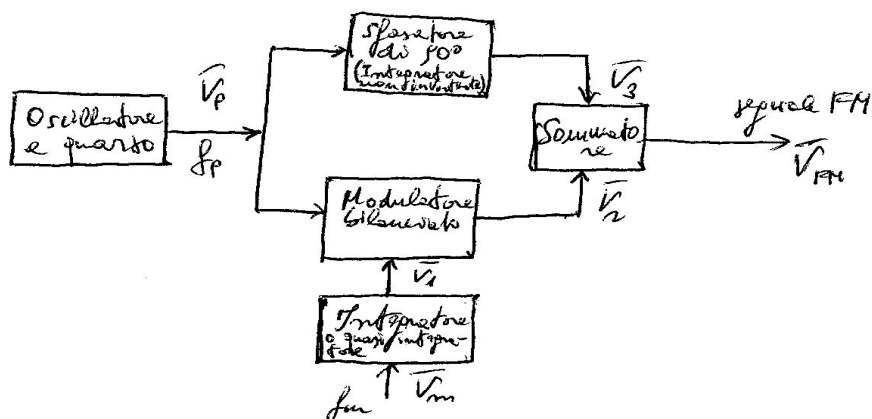
Ci siamo come esempio applicativo un semplice modulatore FM ottenuto variando la tensione di riferimento di un multivibratore astabile 555 in funzione del segnale modulante.

Un'alternativa si può impiegare l'integrato LM331 progettato per funzionare come convertitore tensione/frequenza.

- 2) Modulatore FM di tipo indiretto, utilizzando il modulatore di fase di Armstrong.

Questo tipo di modulatore FM consente di ottenere il segnale FM modulando in fase la portante in funzione dell'integrale del segnale modulante.

Schema a blocchi di un modulatore di fase di Armstrong utilizzato come modulatore FM indiretto.



Se il segnale modulante è $\bar{v}_m = V_{m\max} \cos \omega_m t$,
 l'integrazione fornisce il segnale $\bar{v}_1 = \frac{1}{RC} \int v_m dt =$

$$= \frac{1}{RC} \int V_{m\max} \cos \omega_m t dt = \frac{V_{m\max}}{RC \omega_m} \sin \omega_m t$$

$V_{m\max}$ = valore di picco dell'integrale del segnale modulante
 All'uscita del modulatore bilanciato si ha il
 segnale $\bar{v}_2 = \frac{m V_{P\max}}{2} \cos(\omega_p t - \omega_m t) = \frac{m V_{P\max}}{2} \cos(\omega_p t + \omega_m t) =$

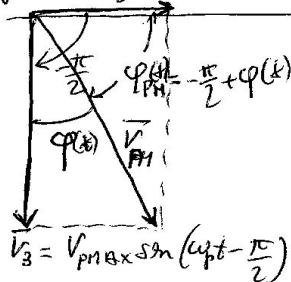
$$m = \frac{V_{m\max}}{V_{P\max}} \left| \begin{aligned} &= m V_{P\max} \sin \omega_m t \cdot \sin \omega_p t = V_{m\max} \sin \omega_m t \cdot \sin \omega_p t = \\ &\quad \text{L'ampiezza del segnale modulante} = V_{m\max} \\ &= \frac{V_{m\max}}{V_{P\max}} \end{aligned} \right. = V_{1\max} \sin \omega_m t \sin \omega_p t = \left(\frac{V_{m\max}}{RC \omega_m} \sin \omega_m t \right) \sin \omega_p t$$

$$\bar{v}_3 = V_{P\max} \sin\left(\omega_p t - \frac{\pi}{2}\right) = -V_{P\max} \cos \omega_p t$$

segnale sfasato di 90° rispetto a $\bar{v}_p$

$$\bar{v}_{PM} = \bar{v}_2 + \bar{v}_3 = \left(\frac{V_{m\max}}{RC \omega_m} \sin \omega_m t \right) \sin \omega_p t - V_{P\max} \cos \omega_p t$$

(segnale modulato in fase dell'integrale $\bar{v}_m$)
 rappresentazione vettoriale di $\bar{v}_2$ di $\bar{v}_3$ e di $\bar{v}_{PM}$



$$\begin{aligned} \text{coefficiente } \frac{V_{2\max}}{V_{3\max}} &= \text{arctg. } \frac{V_{m\max} \sin \omega_m t}{RC \omega_m V_{P\max}} \\ &= \text{arctg. } \left(\frac{V_{m\max}}{RC \omega_m V_{P\max}} \sin \omega_m t \right) \end{aligned}$$

$$\text{Se } \frac{V_{m\max}}{RC \omega_m V_{P\max}} \ll 1$$

l'angolo coincide in pratica con l'angolo e si ha:
 $\varphi(t) \approx \frac{V_{m\max}}{RC \omega_m V_{P\max}} \sin \omega_m t$
 cioè la fase $\varphi(t)$ varia proporzionalmente al segnale modulante $\bar{v}_m$.

$$|\bar{V}_{PM}| \approx \sqrt{\bar{V}_2^2 + \bar{V}_3^2} = \sqrt{\left(\frac{V_{mMAX}}{RC\omega_m} \sin \omega_m t\right)^2 + V_{pMAX}^2}$$

ampiezze istantanee
del segnale PM

$$\begin{aligned} \bar{V}_{PM} &= \left[\sqrt{\left(\frac{V_{mMAX}}{RC\omega_m} \sin \omega_m t\right)^2 + V_{pMAX}^2} \right] \sin \left(\omega_p t - \frac{\pi}{2} + \phi(t) \right) \approx \\ &\approx V_{pMAX} \sin \left(\omega_p t - \frac{\pi}{2} + \frac{V_{mMAX}}{RC\omega_m V_{pMAX}} \sin \omega_m t \right) \\ &\left(\text{se } \frac{V_{mMAX}}{RC\omega_m} \ll V_{pMAX} \right) \end{aligned}$$

La fase istantanea del segnale $\bar{V}_{PM}$ è

$$\phi(t) = \omega_p t - \frac{\pi}{2} + \frac{V_{mMAX}}{RC\omega_m V_{pMAX}} \sin \omega_m t$$

e la frequenza istantanea del segnale PM è

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{\omega_p}{2\pi} + \frac{V_{mMAX} \omega_m}{2\pi RC \omega_m V_{pMAX}} \cos \omega_m t \\ &= f_p + \frac{V_{mMAX}}{2\pi RC V_{pMAX}} \cos \omega_m t \end{aligned}$$

Si ottiene pertanto, indirettamente, una modulazione di frequenza in quanto a f_p (frequenza delle portanti) viene sommato la deviazione di frequenza

$$\Delta f \cos \omega_m t, \text{ con } \Delta f = \frac{V_{mMAX}}{2\pi RC V_{pMAX}}$$

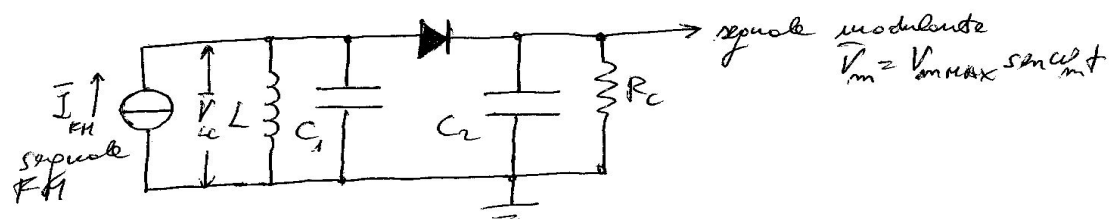
ed indice di modulazione

$$m = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{V_{mMAX}}{2\pi f_m RC V_{pMAX}}$$

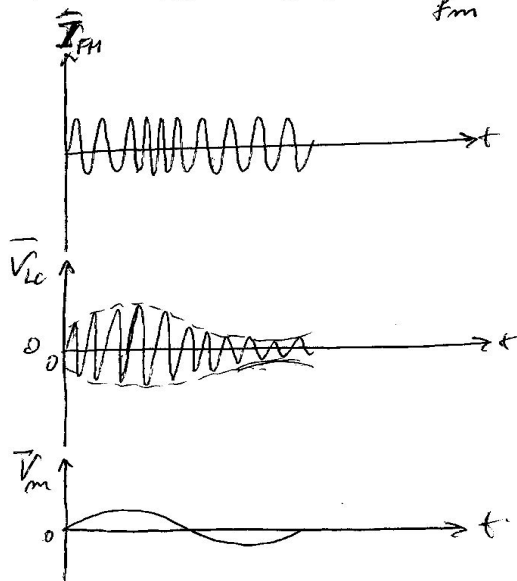
DEMODULAZIONE DI UN SEGNALE FM E DI UN SEGNALE PM

La demodulazione di un segnale modulato in frequenza si può ottenere in diversi modi:

- 1) Il più semplice consiste nell'utilizzare un circuito risonante LC accordato sulla frequenza f_p della portante in assenza di modulazione. La variazione di frequenza della portante genera ai capi del circuito un segnale modulato in ampiezza che viene demodulato con un rivelatore a diodo per modulazione di ampiezza.



$$I_{FM} = I_{FMmax} \sin(\omega_p t + \Delta f \sin \omega_m t)$$



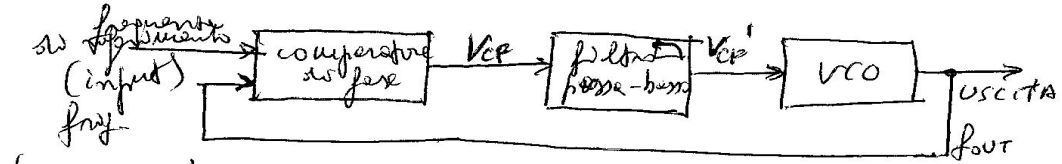
2) Con un circuito PLL (Phase Locked Loop) (Maglia ad aggancio di fase)

Il circuito PLL è di fondamentale importanza negli attuali sistemi di ricezione.

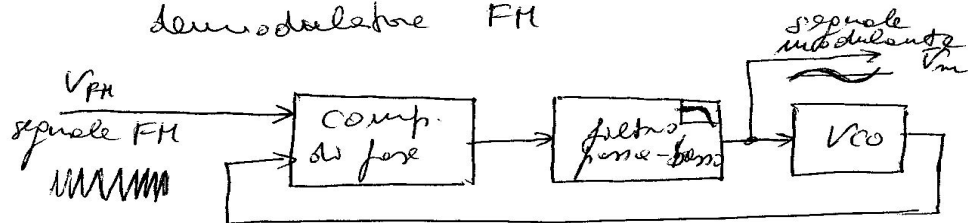
Il circuito PLL è costituito da un VCO (Voltage Controlled Oscillator), cioè da un oscillatore la cui frequenza varia in funzione di una tensione di controllo. Il segnale fornito dal VCO, che nel circuito a base frequenza (fuso e centrale di kHz) è costituito da un convertitore tensione/frequenza ($f = kV$) mentre nel circuito a radiofrequenza (decine o centinaia di MHz) è costituito da un oscillatore accoppiato con un diodo varicap (varactor), viene inviato ad un circuito comparatore di fase che fornisce, per confronto con una frequenza di riferimento, una tensione di controllo che viene applicata all'ingresso del VCO attraverso un filtro passa-basso, che filtra le componenti ad alta frequenza presenti all'uscita del comparatore di fase. Se la frequenza di riferimento è fornita da un oscillatore a frequenza fissa (oscillatore a quarzo), si ottiene dal VCO un segnale stabilizzato in frequenza. Se invece la frequenza di riferimento è un segnale modulato in frequenza, il circuito PLL funziona come demodulatore FM, in quanto il VCO tende ad inseguire le variazioni di frequenza determinando...

all'uscita del filtro passa-basso la presenza del segnale modulante. 44

Scheme e blocchi del circuito PLL



[$f_{ref} = f_{out}$] Schema di principio del Circuito PLL utilizzato come demodulatore FM



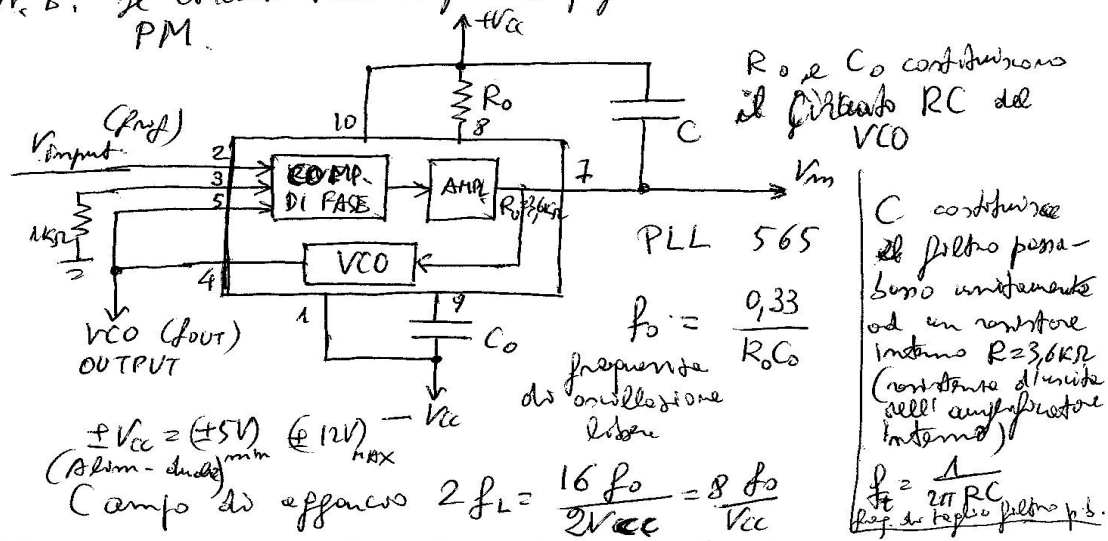
Per ogni circuito PLL si definiscono l'intervallo di cattura $2f_c$ e l'intervallo di aggancio $2f_L$ (lock).

Se f_0 è la frequenza di oscillazione libera del VCO e f_{ref} la frequenza di riferimento (input) f_{ref} vera in più o in meno rispetto a f_0 , $2f_c$ è l'escursione di frequenza f_{ref} tale che il circuito VCO possa seguire la variazione di frequenza di f_{ref} (cattura).
Una volta ottenuto l'aggancio del VCO a f_{ref} , f_{ref} può variare rispetto a f_0 con un'escursione massima $2f_L \geq 2f_c$ (intervallo di aggancio) senza che il circuito PLL abbandoni lo stato di aggancio.

Il funzionamento del Circuito PLL è basato sulla retroazione presente nell'anello ad aggancio di fase: Se infatti la frequenza di riferimento (f_{ref}) aumenta (o diminuisce), entro l'intervallo $2f_L$ di aggancio (LOCK), la tensione di controllo V_{CF} fornita dal comparatore di fase aumenta (o diminuisce) determinando una variazione lineare della frequenza f_{out} del segnale prodotto dal VCO, la cui uscita è collegata all'altro ingresso del comparatore di fase, in modo che, a regime, f_{out} sia uguale a f_{ref} e V_{CF} rimanga costante. ~~(il punto di aggancio in frequenza è f_{ref} e f_{out})~~

Uno dei circuiti integrati più comuni è il PLL 565 avente le seguenti caratteristiche:

A.B: Il circuito PLL può essere anche come demodulatore PM.



Il comparatore di fase è costituito, generalmente, da una porta EXOR.

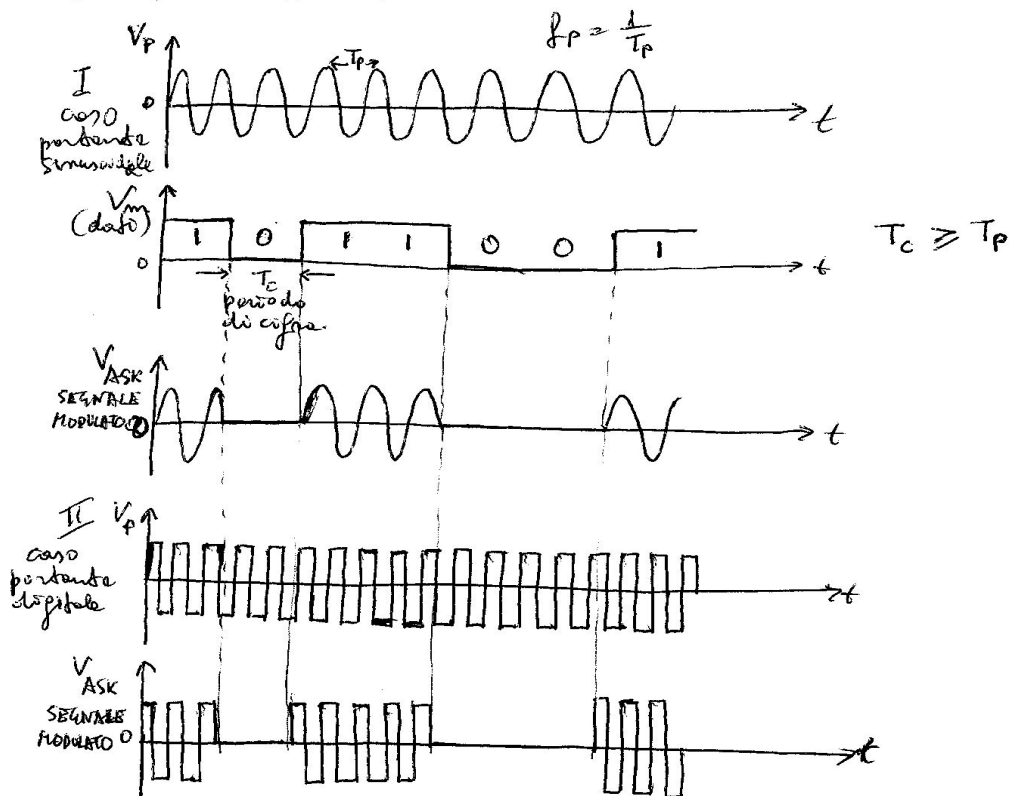
MODULAZIONI DIGITALI

(ASK, FSK, PSK, DPSK)

QPSK, QAM, MODULAZIONE IN BANDA BASE

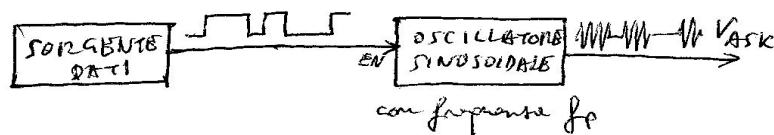
Modulazione ASK (Amplitude Shift Keying)

La modulazione ASK, a spostamento di ampiezza, consiste nel sopprimere la portante analogica (sinusoidale) o la portante digitale (onda quadra) in corrispondenza degli zeri del segnale digitale contenente l'informazione da trasmettere.

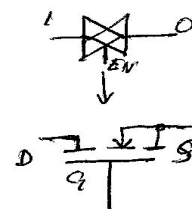
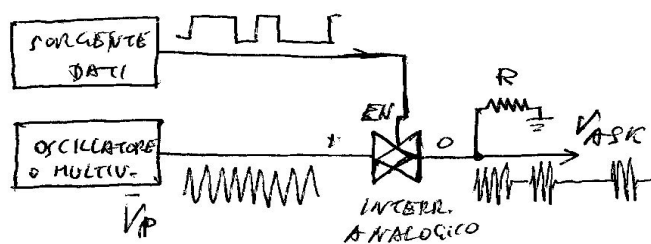


Un modulatore ASK (con portante analogica) si può realizzare in vari modi:

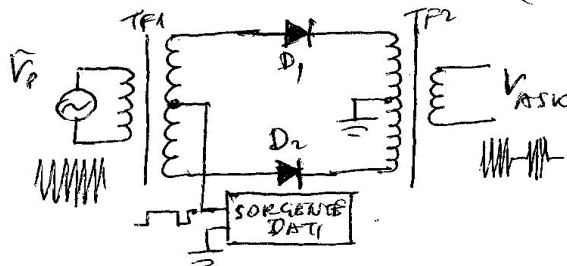
- 1) Con un oscillatore sinusoidale (o con un multivibratore) dotato di un ingresso di abilitazione pilotato dalla sorgente dei dati da trasmettere.



- 2) Con un oscillatore sinusoidale (o con un multivibratore) alla cui uscita si collega un interruttore analogico (analog switch) a BJT o a MOSFET pilotato dalla sorgente dati.



- 3) Con un modulatore a diodi (di tipo bilanciato)

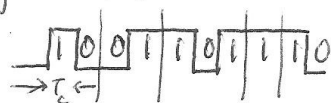


Se il livello logico è alto, i diodi D_1 e D_2 conducono consentendo il passaggio della portante; se invece il livello logico è basso, viene bloccato il passaggio della portante.

Lo spettro di un segnale ASK si ottiene dallo sviluppo in serie di Fourier.

Si ottengono in questo caso tante linee spettrali di ampiezze decrescenti disposte simmetricamente rispetto alla frequenza f_p della portante, in modo analogo a quanto si ottiene per la modulazione di ampiezza analogica.

La distanza di ciascuna linea spettrale $\frac{f_p}{2}$ è pari ad un multiplo dispari della frequenza di cifra F_c del segnale digitale.

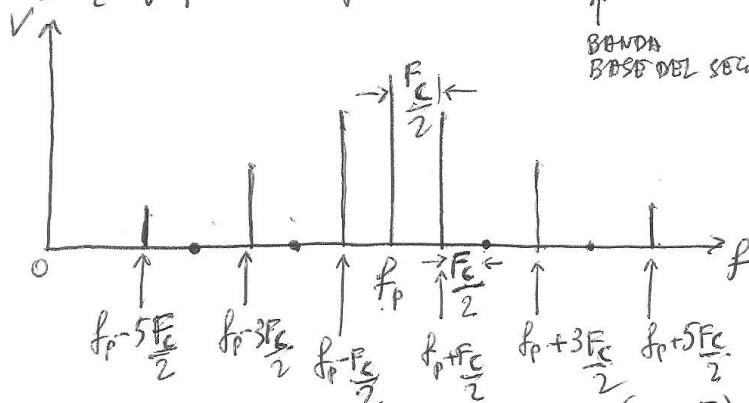


T_c : periodo di cifra (durata di un bit)

$F_c = \frac{1}{T_c}$ = frequenza di cifra (baud)

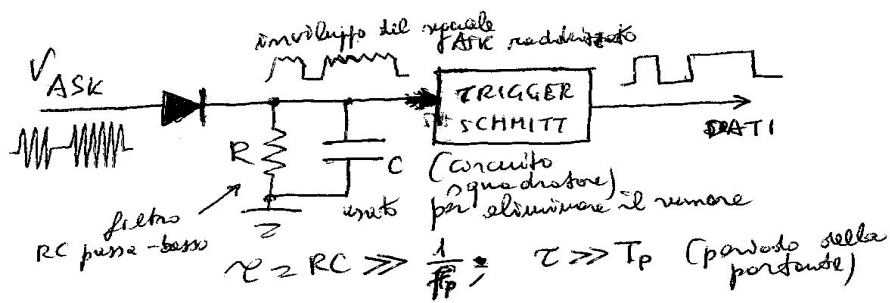
$B = F_0 = \frac{1}{2T_c}$ F_0 è la freq. fondamentale del segnale dati.

BANDA BASE DEL SEGNALE DATI



Larghezza di banda $B = f_p + \frac{5F_c}{2} - (f_p - \frac{5F_c}{2}) = 10 \frac{F_c}{2} = 5F_c$
 (Se si considerano soltanto le prime 5 armoniche della frequenza di cifra)
 $B_{ASK} = n_{max} F_c$

La demodulazione di un segnale ASK si può ottenere semplicemente con un rivelatore a diodo, del tipo a raddrizzamento, come quello impiegato per demodulare segnali AM.



Alternativamente, si può impiegare un rivelatore coerente, basato su un demodulatore ~~co~~ prodotto, che richiede però la rigenerazione della portante ASK ~~usando~~ un circuito PLL, agganciata in frequenza e fase al segnale V_{ASK} .

La modulazione ASK è poco utilizzata a causa del suo basso rapporto segnale/disturbo (S/N) e quindi delle difficoltà di eliminare il rumore elettrico sovrapposto al segnale utile; in compenso richiede una minore larghezza di banda rispetto alle modulazioni FSK e PSK.

Modulazione FSK (Frequency Shift Keying) 50

(Modulazione a spostamento di frequenza)

È una delle modulazioni digitali più utilizzate nei modem commerciali per rete commutata (half duplex) fino a 1200 bit/s.

La modulazione FSK consiste nel far variare discontinuamente la frequenza della portante tra due valori f_s ed f_i : la frequenza inferiore f_i corrisponde al livello logico 1, la frequenza superiore f_s corrisponde al livello logico 0.

Esempio: f_p (frequenza della portante in assenza di dati)
 $\approx 1500 \text{ Hz}$

$f_s = 1700 \text{ Hz} \rightarrow 0$, $f_i = 1300 \text{ Hz} \rightarrow 1$

$$\Delta f = f_s - f_i = 400 \text{ Hz}$$

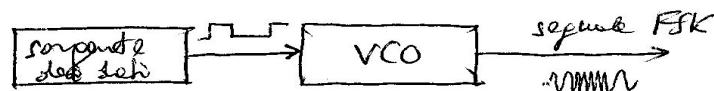
deviazione di frequenza $\Delta f = f_s - f_i$
 $T_c = T_b$

$$f_p = \frac{f_s + f_i}{2} = 1500 \text{ Hz}$$

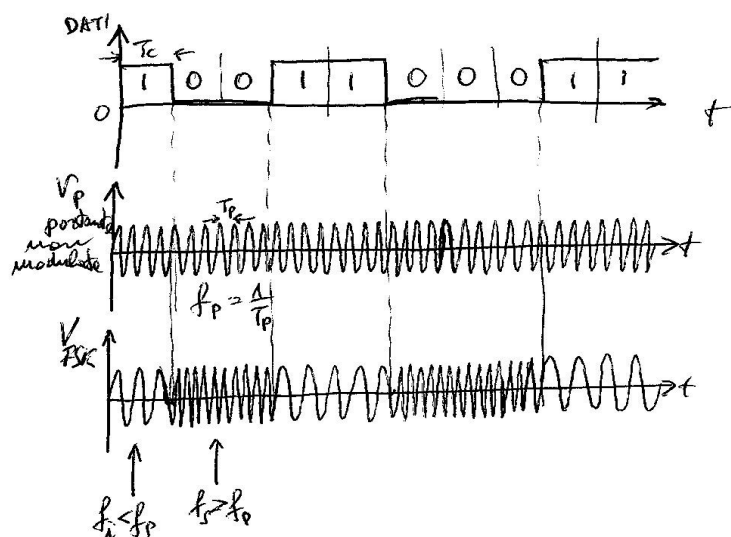
$$V_b = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{T_c} \approx 2f_0$$

f_p deve essere scelta in modo che sia $f_p > \frac{1}{T_c}$, dove T_c è la durata di 1 bit (tempo di cifra).

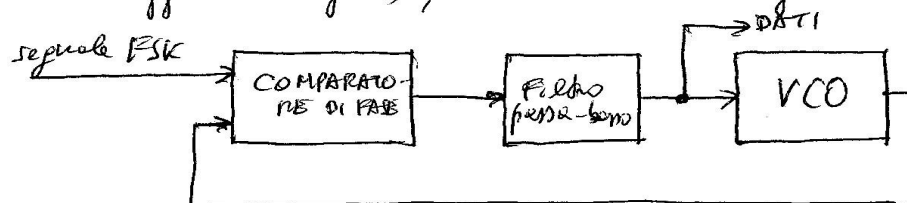
La modulazione FSK si può ottenere nel modo più semplice utilizzando un oscillatore controllato in tensione (VCO), pilotato dalla sorgente dei dati da trasmettere.



È importante che nella modulazione FSK non si introducano discontinuità di fase durante le variazioni della frequenza della portante.

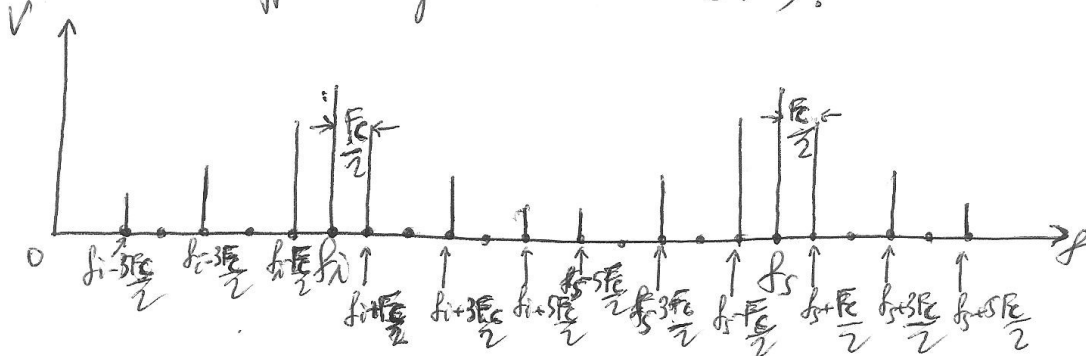


La demodulazione di un segnale FSK si può ottenere, nel modo più semplice, utilizzando un circuito PLL (Phase Locked Loop) (Meglio ed apparso di fare), come nel caso dei segnali FM



Infatti il VCO del circuito PLL tende a seguire, nella condizione di aggancio, la variazione di frequenza del segnale FSK, ~~il~~ il comparatore di fase fornisce al circuito VCO, attraverso il filtro passa-basso, una funzione di controllo che agisce in modo da annullare, per effetto della retroazione della maglia, la differenza fra le frequenze presenti all'ingresso del comparatore di fase. Il segnale di controllo, filtrato da una cella RC passa-basso, fornisce il segnale digitale.

Lo spettro di un segnale FSK è costituito da due spettri ASK corrispondenti alle frequenze f_1 ed f_s ; pertanto la larghezza di banda è maggiore rispetto alla modulazione ASK; in compenso si ottiene un elevato rapporto segnale disturbo (S/N).



F_c : frequenza di cifra = $\frac{1}{T_c}$

Es. $f_s = 1700 \text{ Hz}$ e $f_1 = 1300 \text{ Hz}$ ed $m = 5$ si ha:

$$B_{\text{ASK}} = f_s + 5 \frac{F_c}{2} - \left(f_1 - 5 \frac{F_c}{2} \right) = f_s - f_1 + 10 \frac{F_c}{2} = 400 \text{ Hz} + 5 F_c$$

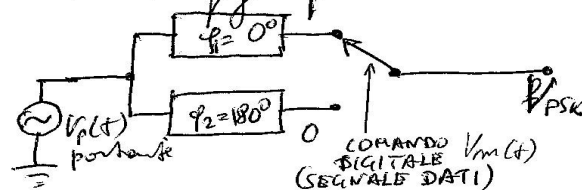
MODULAZIONI $\rightarrow$ PSK, DPSK, QPSK (PHASE SHIFT KEYING)

53

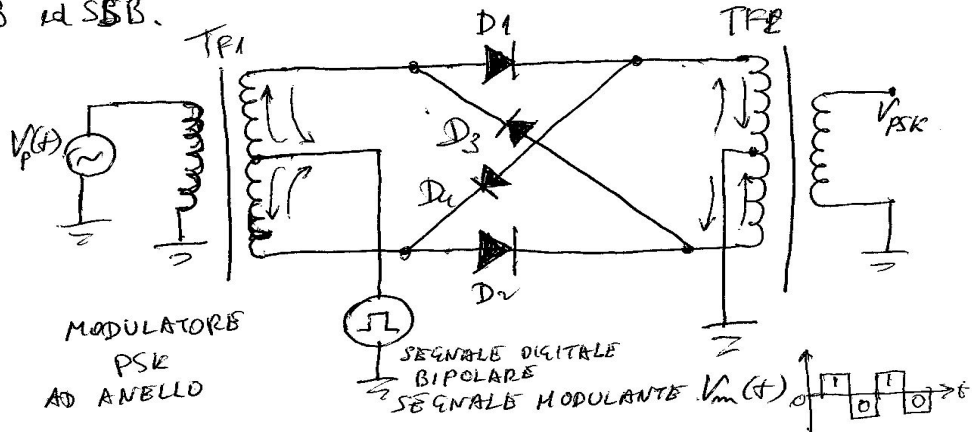
La modulazione PSK e spostamento di fase si impiega nelle diverse versioni (PSK, DPSK, QPSK) per trasmettere dati con elevata velocità (~~da~~ 200 bit/s fino a 9600 bit/s), e consente nell'encoder a ciascun bit da trasmettere, nel caso più semplice della PSK, un determinato valore della fase della portante o una determinata variazione di fase della portante (DPSK: modulazione differenziale).
La modulazione QPSK consente invece nell'encoder ~~con~~ determinato valore della fase a ciascuna possibile coppia di bit (dabit: 00, 01, 10, 11), e consente pertanto, a parità di lunghezza di banda del canale di trasmissione e quindi di velocità di modulazione (band), di ottenere una velocità di trasmissione doppia (bit/s).

Modulazione PSK.

La modulazione PSK si ottiene assegnando la fase $\varphi = 0^\circ$ della portante al bit 1 e la fase $\varphi = 180^\circ$ al bit 0, (o viceversa). È utilizzata nei sistemi telefonici di trasmissione dati a 200 bit/s e nei ponti radio per trasmissione dati a $2-8 \text{ Mbit/s}$.
Lo schema di principio di un modulatore PSK è rappresentato in figura:



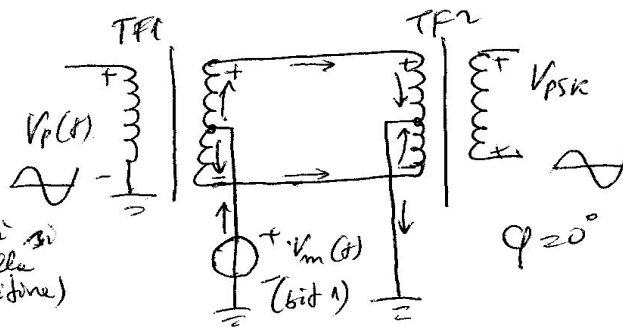
Il tipo più semplice di modulatore PSK utilizza un modulatore bilanciato del tipo ad anello, come quello utilizzato per ottenere le modulazioni continue DSB ed SSB.



I caso:

$V_m(t)$ positivo (bit 1)

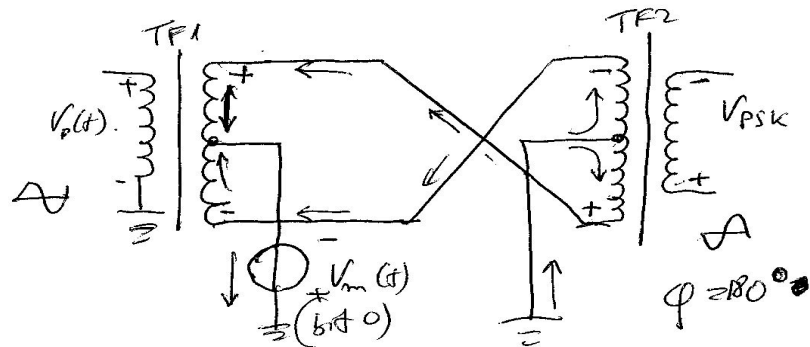
(le polarità si riferiscono alla seconda positive)



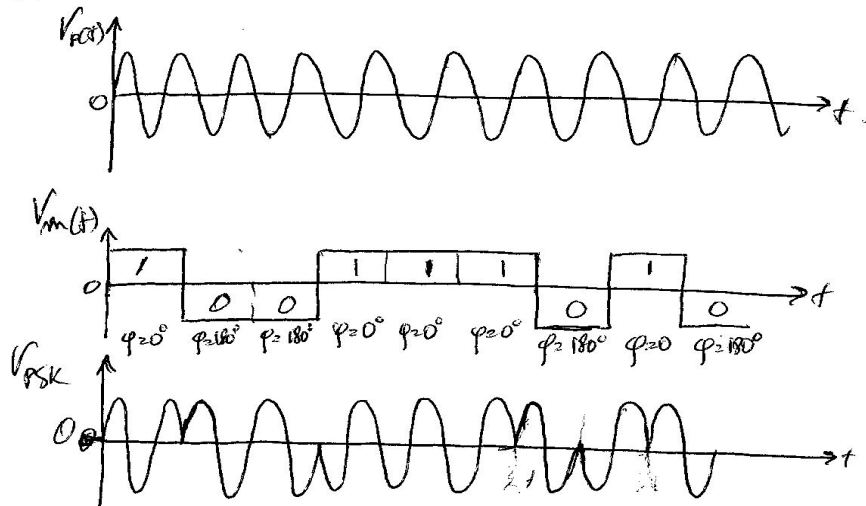
In questo caso conducono i diodi D_1 e D_2 e sono bloccati i diodi D_3 e D_4 ; pertanto si ottiene all'uscita un segnale in fase con quello d'ingresso $V_p(t)$, avvenendo il collegamento diretto fra i trasformatori $TF1$ e $TF2$.

II caso:

$V_m(t)$ negativo (bit 0)



In questo caso conducono i diodi D_3 e D_4 e sono bloccati i diodi D_1 e D_2 ; pertanto si ottiene all'uscita un segnale in opposizione di fase rispetto a $V_p(t)$, avendo il collegamento inverso fra i trasformatori TF1 e TF2.



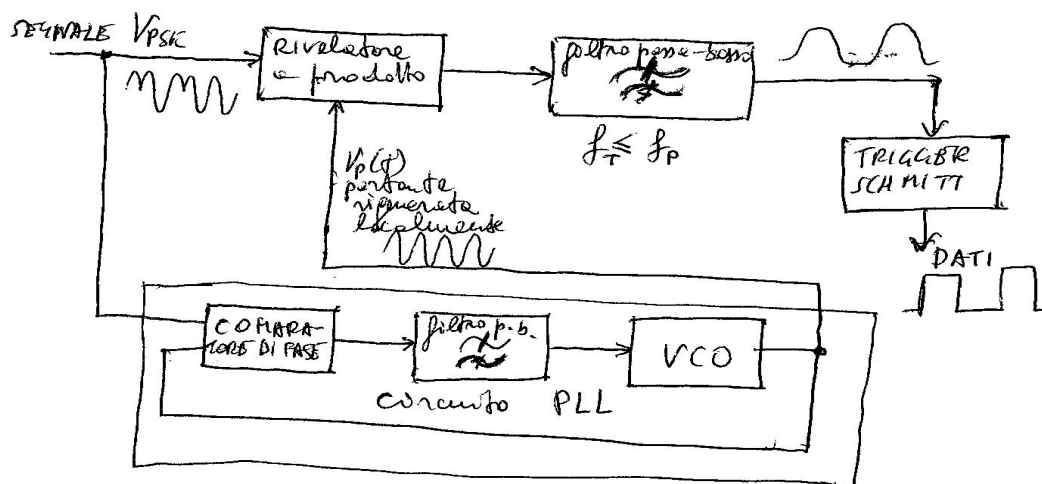
Se $V_p(t) = A_p \sin \omega_p t$ $\omega_p = 2\pi f_p$ f_p = frequenza della portante.

$$V_{PSK} = A_p \sin(\omega_p t + \phi(V_m))$$

$$\phi(V_m) = \begin{cases} 0^\circ & \text{se } V_m(t) > 0 \text{ (bit 1)} \\ 180^\circ & \text{se } V_m(t) < 0 \text{ (bit 0)} \end{cases}$$

La demodulazione di fase si ottiene utilizzando un rivelatore a prodotto (demodulatore ed quello) seguito da un filtro passa-basso per la ricostruzione del segnale modulante (dati). Bisogna tenere presente che occorre rigenerare nel ricevitore il segnale portante sintonizzato in frequenza e fase alla portante impiegata in trasmissione. Si utilizza pertanto un circuito PLL (Phase Locked Loop) (cui si è dedicato un capitolo).

Schema a blocchi di un
sintodolettore PSK.



Modulationen differenziale DPSK

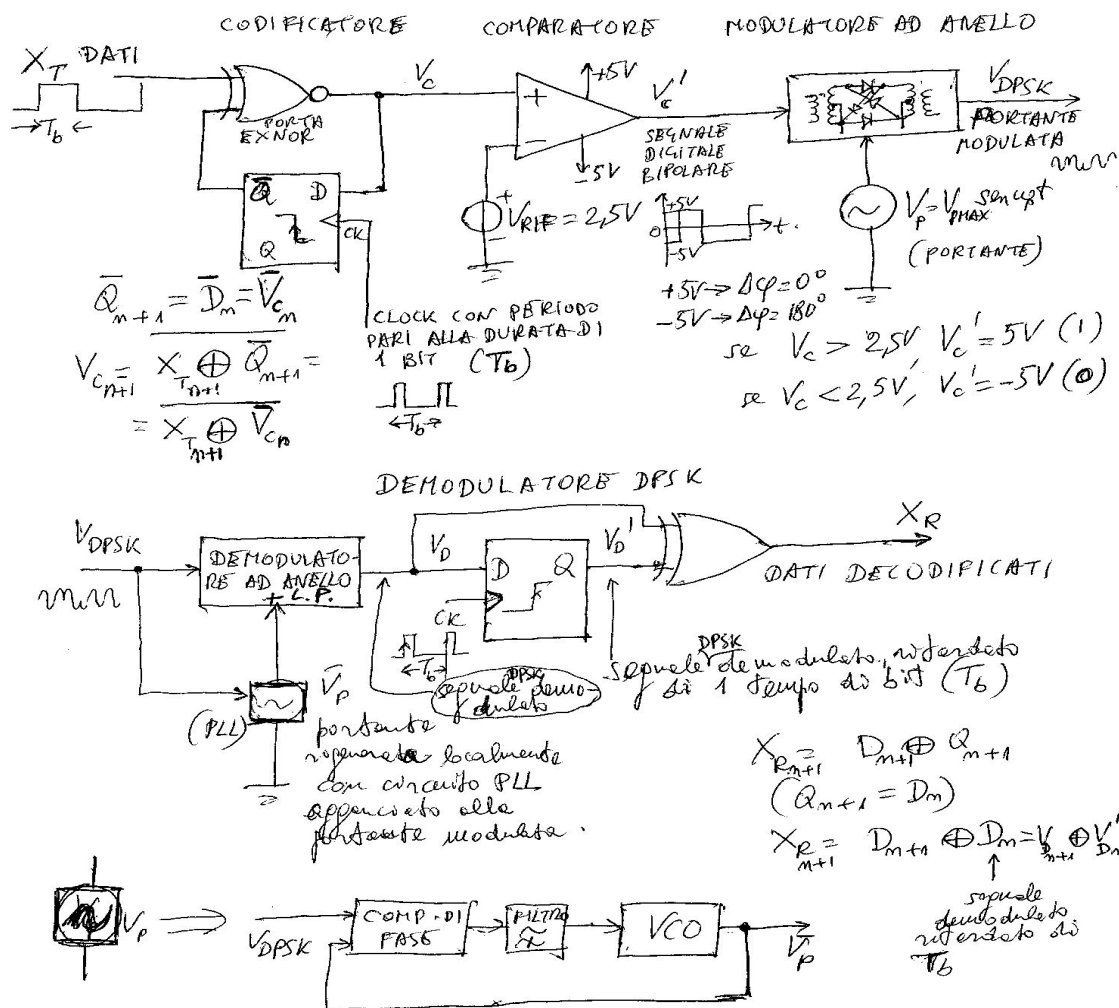
In pratica la semplice modulazione PSK, detta anche CPSK cioè Coherent Phase Shift Keying, viene raramente utilizzata per il fatto che la portante viene generata localmente più essere agganciata via il canale ~~portante~~, in ~~un~~ quale ~~non~~ ~~esiste~~ ~~portante~~ ~~fase~~ di 180° .

L'indeterminazione ($\pm 180^\circ$) da cui è affetta la fase della portante rigenerata nel ricevitore si traduce in un'indeterminazione della cifra binaria ottenuta. Per ovviare a questo inconveniente si impiega la modulazione DPSK (Differential PSK), che si ottiene anzitutto ad ogni bit non una fase determinata come nelle modulazioni PSK, ma una variazione di fase rispetto alla fase relativa al bit precedente.

La modulazione di fase DPSK si ottiene pilotando un modulatore a prodotto (ad anello) con un segnale digitale ottenuto dai dati con un codificatore che determina una variazione di fase di 180° (da 0° a 180° o da 180° a 0°) in presenza di un bit $= 1$ e nessuna variazione di fase in presenza di un bit $= 0$. In tal modo la cifra binaria (assoluta) ottenuta non dipende dal valore ~~assoluto~~ della fase della portante rigenerata nel ricevitore, ma soltanto dalle variazioni di fase, che sono univoche, della portante modulata rispetto alla portante non modulata.

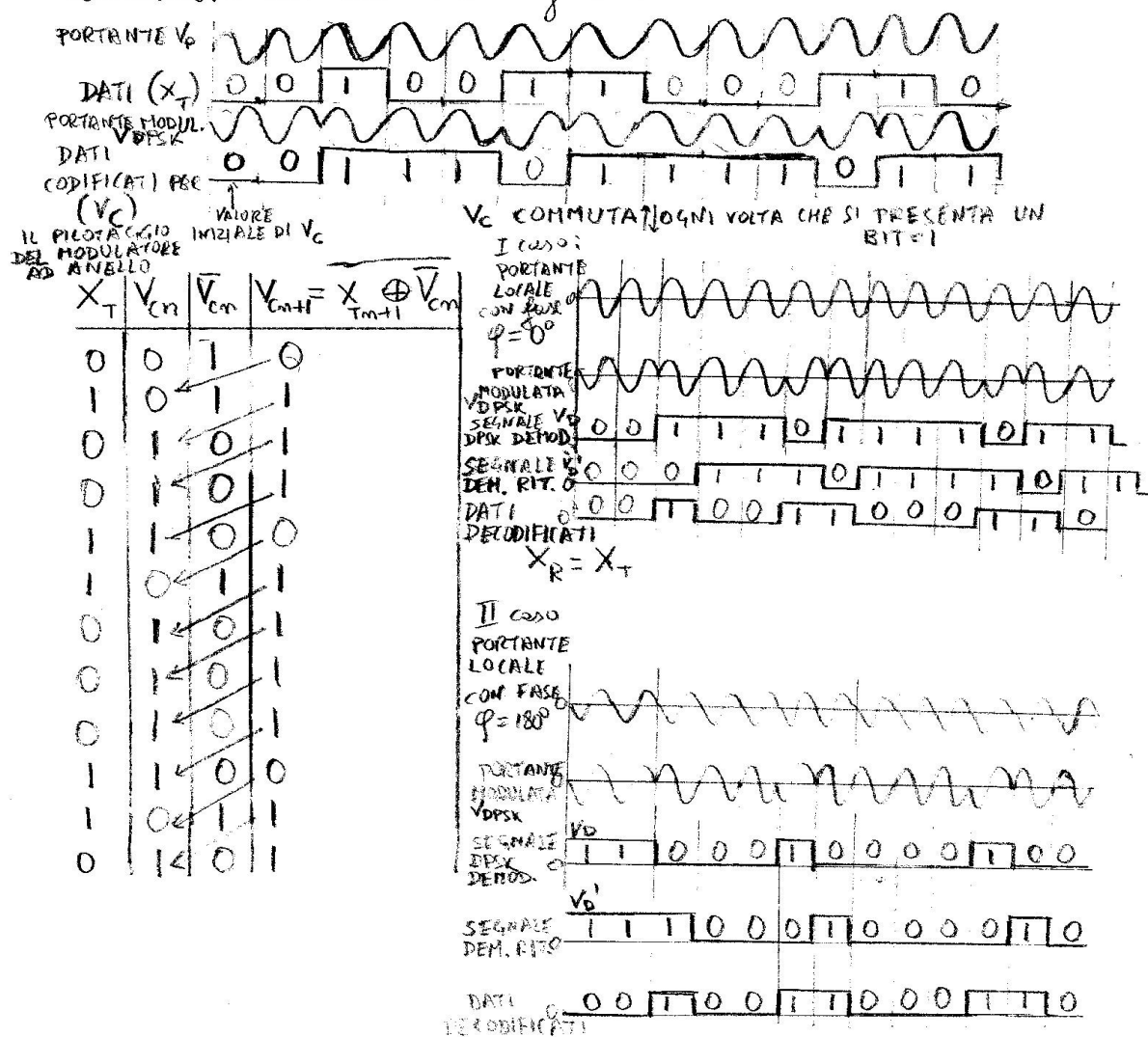
Modulatore DPSK

Un semplice circuito modulatore DPSK è costituito da un codificatore, da un comparatore (rivelatore di segno) e da un modulatore ad anello.



La demodulazione DPSK si ottiene impiegando un demodulatore ed un altro (invertitore e prodotto) ed una rete di sincronizzazione con flip flop D e porte EXOR.

Si può verificare facilmente che l'indeterminazione di $\pm 180^\circ$ della fase della portante rigenerata non influisce sulla correttezza dei dati decodificati.



nel I caso la portante rigenerata si aggancia in fase ($\phi = 0^\circ$) alla portante utilizzata in trasmissione; (nel II caso si aggancia in opposizione di fase ($\phi = 180^\circ$))

Modulazione QPSK (o 4PSK)

La modulazione QPSK è una modulazione di fase quadrataria (a 4 fasi) e trova largo impiego nei sistemi telefonici di trasmissione dati a 2400 bit/s e nei ponti radio numerici a 34 Mbit/s. Ad ogni valore della fase vengono associati 2 bit (1 bit per ciascun valore della fase); pertanto, potendo disporre di 4 combinazioni binarie

Dibit	Modulazione tipo A	Modulazione tipo B
00	0°	$+45^\circ$
01	$+90^\circ$	$+135^\circ$
11	$+180^\circ$	$+225^\circ$
10	$+270^\circ$	$+315^\circ$

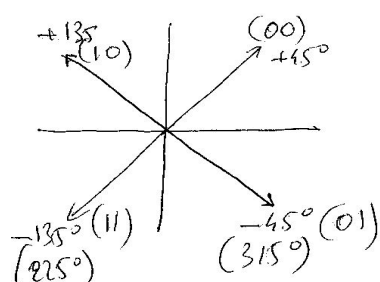
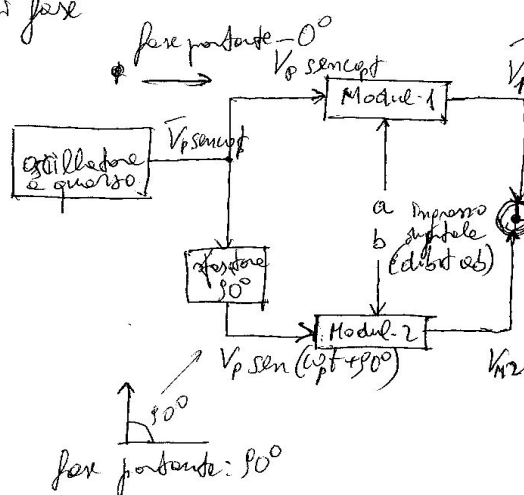
ottenere, a parità di banda passante del canale di trasmissione e quindi di velocità di modulazione (in band), una velocità di trasmissione doppia. $V_{trasmissione} = \left(\frac{V_{band}}{2} \right) \cdot 2$ (bit/s)

In generale, nelle modulazioni di fase con più livelli di fase (modulazioni polifasi), la velocità di trasmissione è pari a N volte la velocità in band, essendo N il numero dei bit associati ad ogni valore della fase.

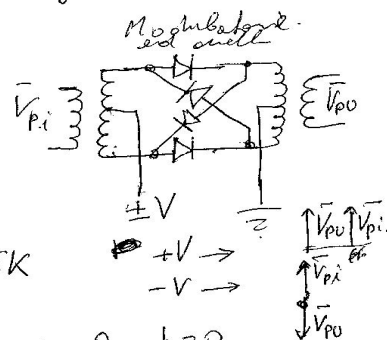
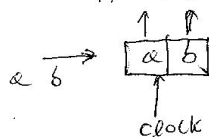
Esempio: Per $N=2$ si ha le modulazioni 4PSK (QPSK) (2 bit) (a 4 livelli)

Per $N=3$ " " " " 8PSK (3 bit) (a 8 livelli)
con $V_{tr} = 3 V_{band}$

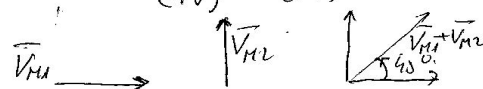
Per ottenere la modulazione QPSK si possono utilizzare 2 modulatori ad anello collegati in pushout, con due ventole da 2 portanti sfasate di 90° , in modo da generare i 4 valori di fase



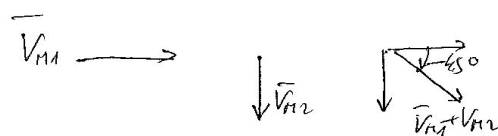
Il dato ab viene fornito ai modulatori da un registro con ingresso seriale ed uscite parallele



Per $a=0, b=0$
(+V) (+V)



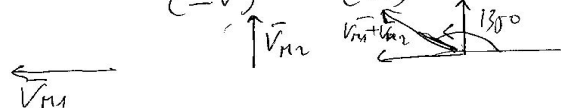
Per $a=0, b=1$
(+V) (-V)



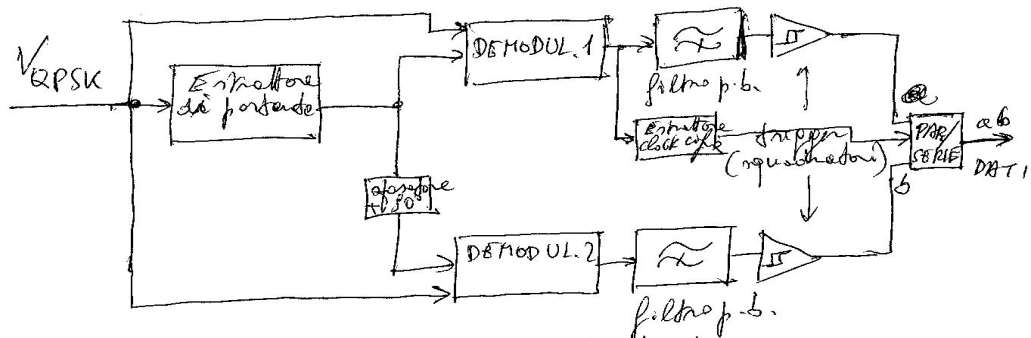
Per $a=1, b=1$
(-V) (-V)



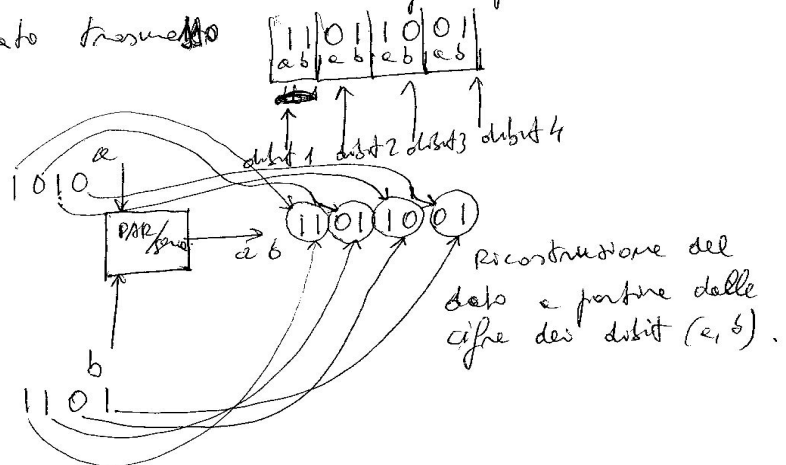
Per $a=1, b=0$
(-V) (+V)



La demodulazione QPSK si ottiene facendo uso di 2 demodulatori collegati in quadratura rispetto alla portante recuperata localmente, le cui uscite, opportunamente filtrate e squadrate, convergono verso un circuito digitale che compone i bit del dato ricevuto e li emette serialmente mediante un registro pilotato dal clock di temporizzazione (clock di cifre) estratto dai dati.



Esempio: dato trasmesso



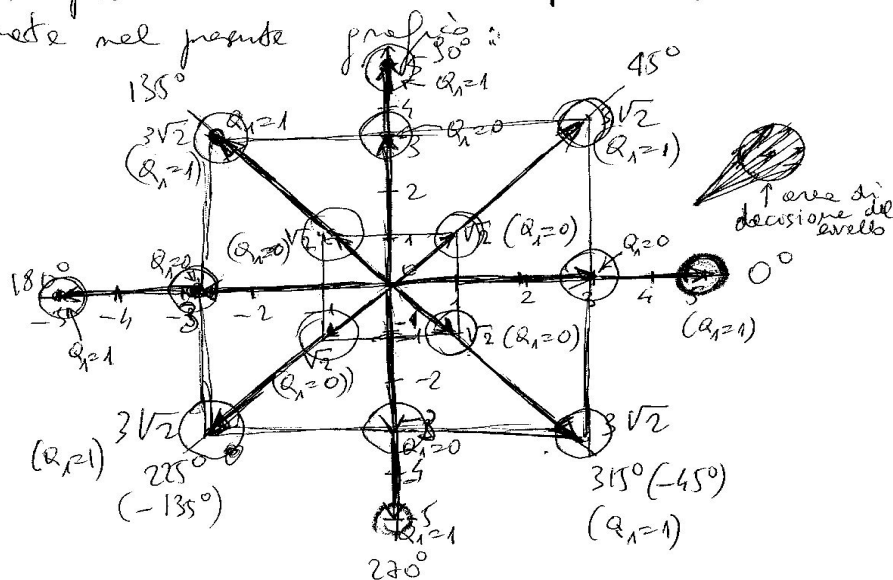
Modulazione QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

La modulazione QAM è una modulazione combinata di ampiezza e fase, ed è impiegata ~~per~~ nella trasmissione dati ad alta velocità (5600 bps) in quanto, grazie ai suoi livelli di correzione, consente di ottenere una velocità di trasmissione quadrupla della velocità di modulazione (band).

$$V_{tr} = 4 V_{mod}$$

(bit/s) (band)

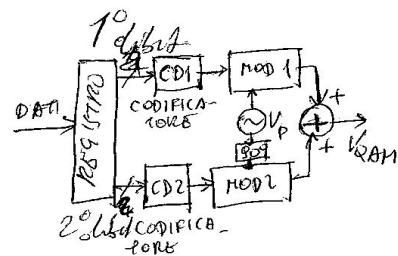
La rappresentazione dei dati da trasmettere è costituita da gruppi di 4 bit (quadrabit): il bit meno significativo (LSB) Q_1 determina l'ampiezza, gli altri 3 bit Q_2, Q_3, Q_4 la ~~variazione~~ variazione di fase rispetto alla fase di riferimento (0°). Tutte le possibili combinazioni di ampiezza e fase sono illustrate nel seguente grafico:



Modema a 9600 bit/s

Progetto delle combinazioni di ampiezza
bit di fase bit di ampiezza e fase per la modulazione QAM

Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	Fase	Ampiezza
0	0	1	0	0°	3
0	0	1	1	0°	5
0	0	0	0	45°	$\sqrt{2}$
0	0	0	1	45°	$3\sqrt{2}$
0	1	0	0	90°	3
0	1	0	1	90°	5
0	1	1	0	135°	$\sqrt{2}$
0	1	1	1	135°	$3\sqrt{2}$
1	1	1	0	180°	3
1	1	1	1	180°	5
1	1	0	0	225°	$\sqrt{2}$
1	1	0	1	225°	$3\sqrt{2}$
1	0	0	0	270°	3
1	0	0	1	270°	5
1	0	1	0	315°	$\sqrt{2}$
1	0	1	1	315°	$3\sqrt{2}$

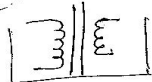


La modulazione QAM si ottiene sommando le uscite di due modulatori QPSK (4PSK) collegati in quadratura. Occorre disporre all'ingresso di un registro parallelizzatore da 4 bit, che fornisce 2 bit a 2 modulatori QPSK.

Modulazione impiegata nei modem in banda base.

Nei modem in banda base, cioè in questi modem che non impiegano i veri tipi di modulazione utilizzati dai modem ~~FSK~~ PSK, ASK, QAM (Modem in banda traslate), il segnale digitale contenente l'informazione viene immesso in linea previa opportuna codifica, necessaria per due motivi:

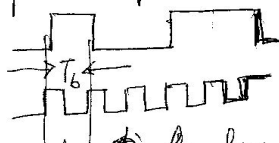
- 1) Garantire l'estrazione del clock dei dati anche in presenza di lunghe sequenze di 1 e di 0.
- 2) Eliminazione delle componenti ^{e le componenti continue} a ^o basse frequenze del segnale digitale, che non possono attraversare attraverso i trasformatori di accoppiamento fra i modem e la linea (traslatori),



Co-decodifica in banda base.

Per modem da 1200, 2400, 4800, 9600, 19200, 24000, 48000, 96000 bit/s.

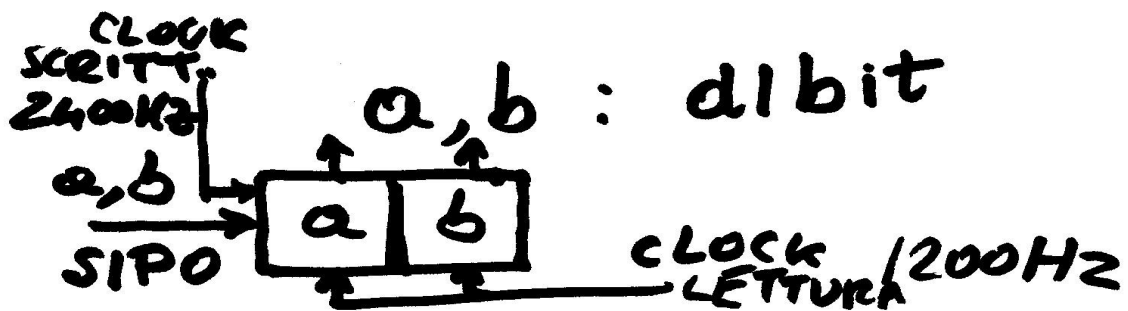
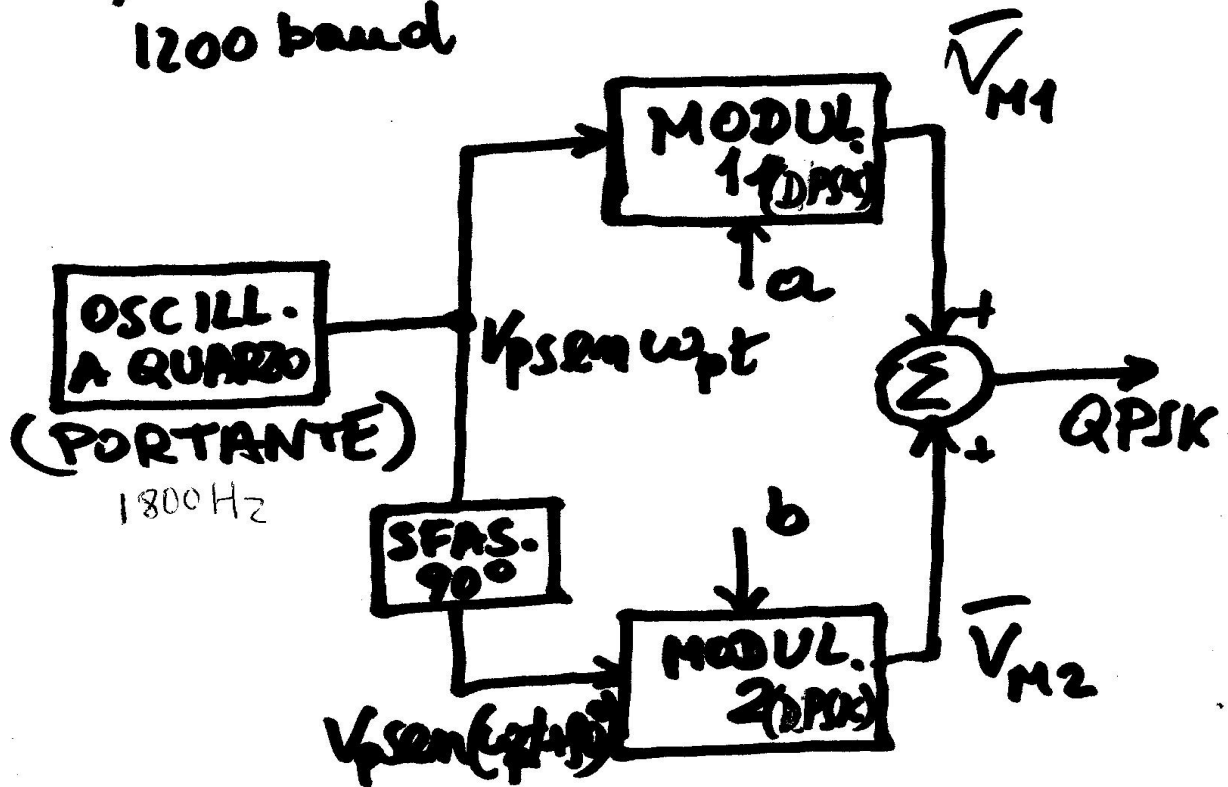
La codifica di linea viene effettuata mediante una modulazione differenziale di fase su portante ad onda quadra con frequenza pari alla frequenza di cifre $f_{cifre} = \frac{1}{T_b}$.

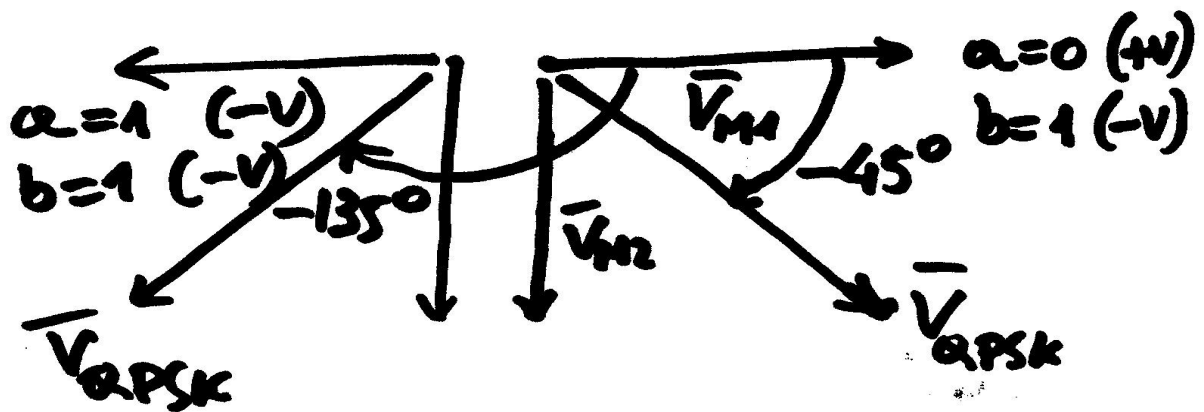
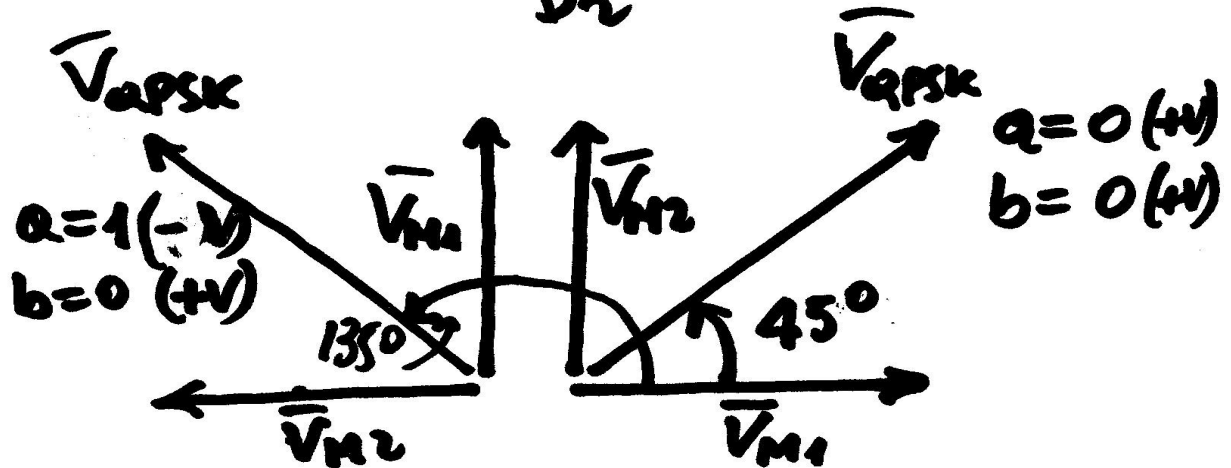
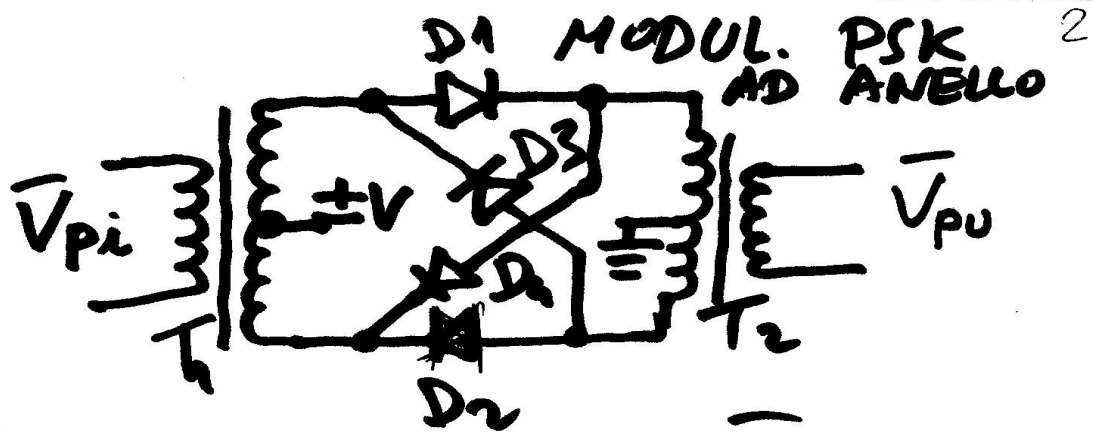


In pratica si inverte ~~la~~ la fase della portante in presenza dei bit = 0 e la si lascia inalterata in presenza dei bit = 1.

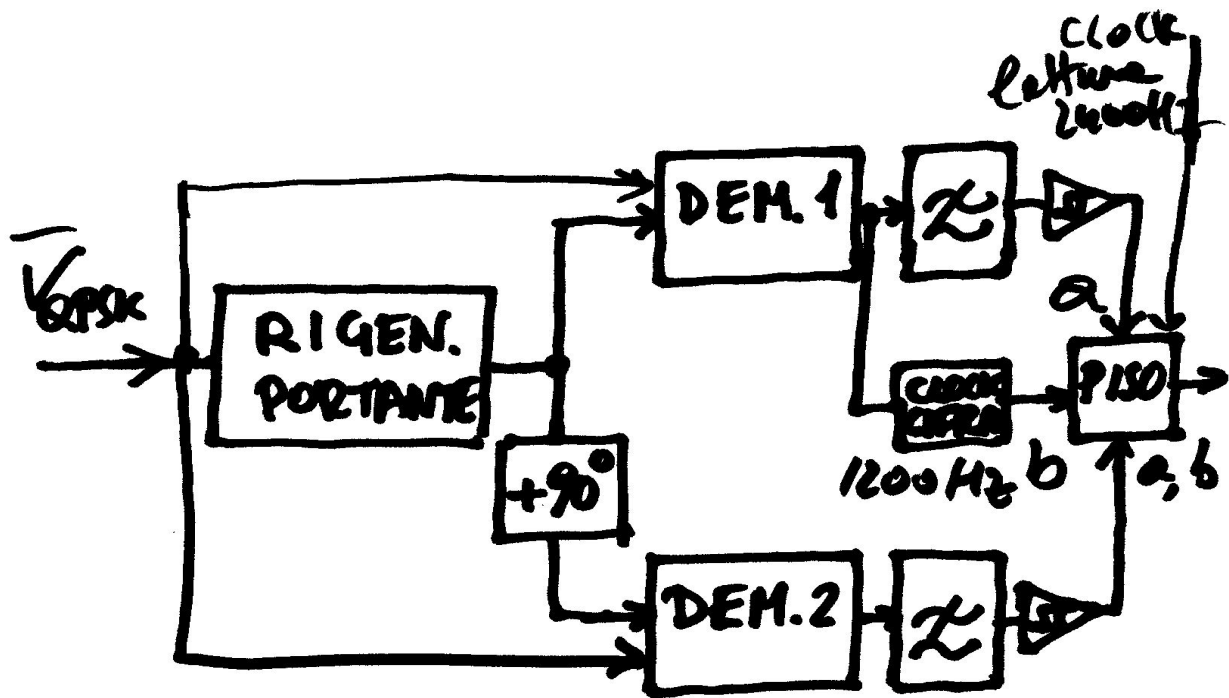
MODULAZIONE QPSK ¹ $\sqrt{2}$ BIS (0 4PSK)

~~1000~~/2400 BIT/S
 1200 baud





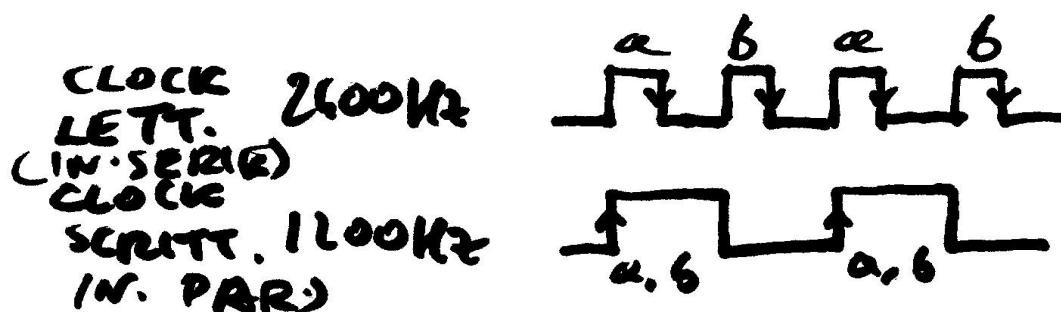
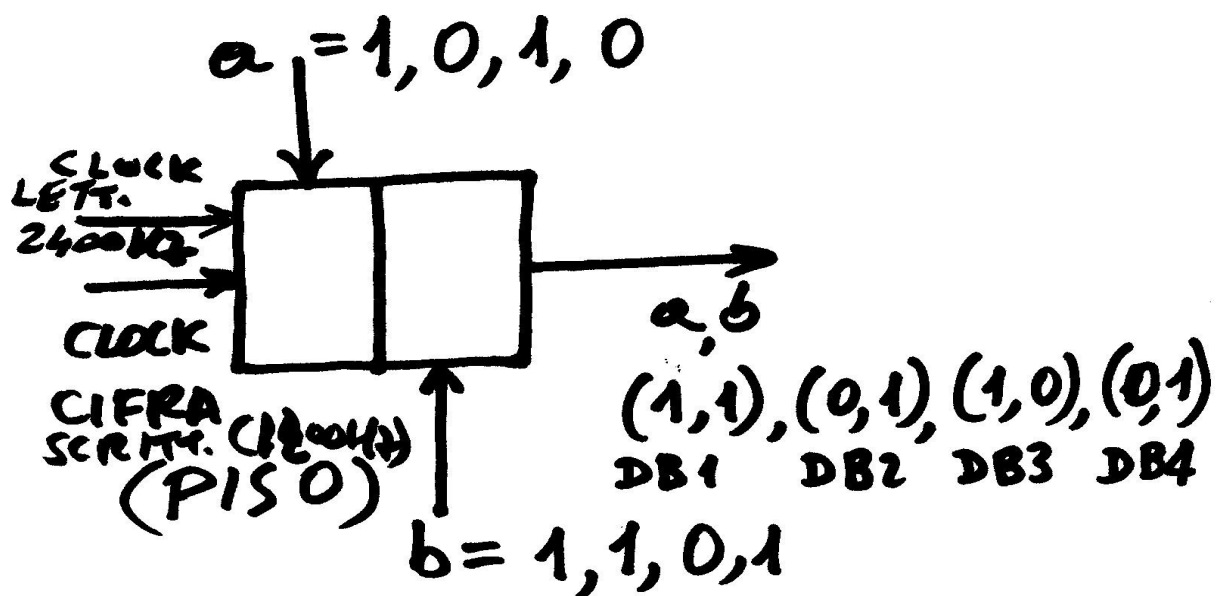
DEMODULAZIONE QPSK³ (o 4PSK)



ESEMPIO:

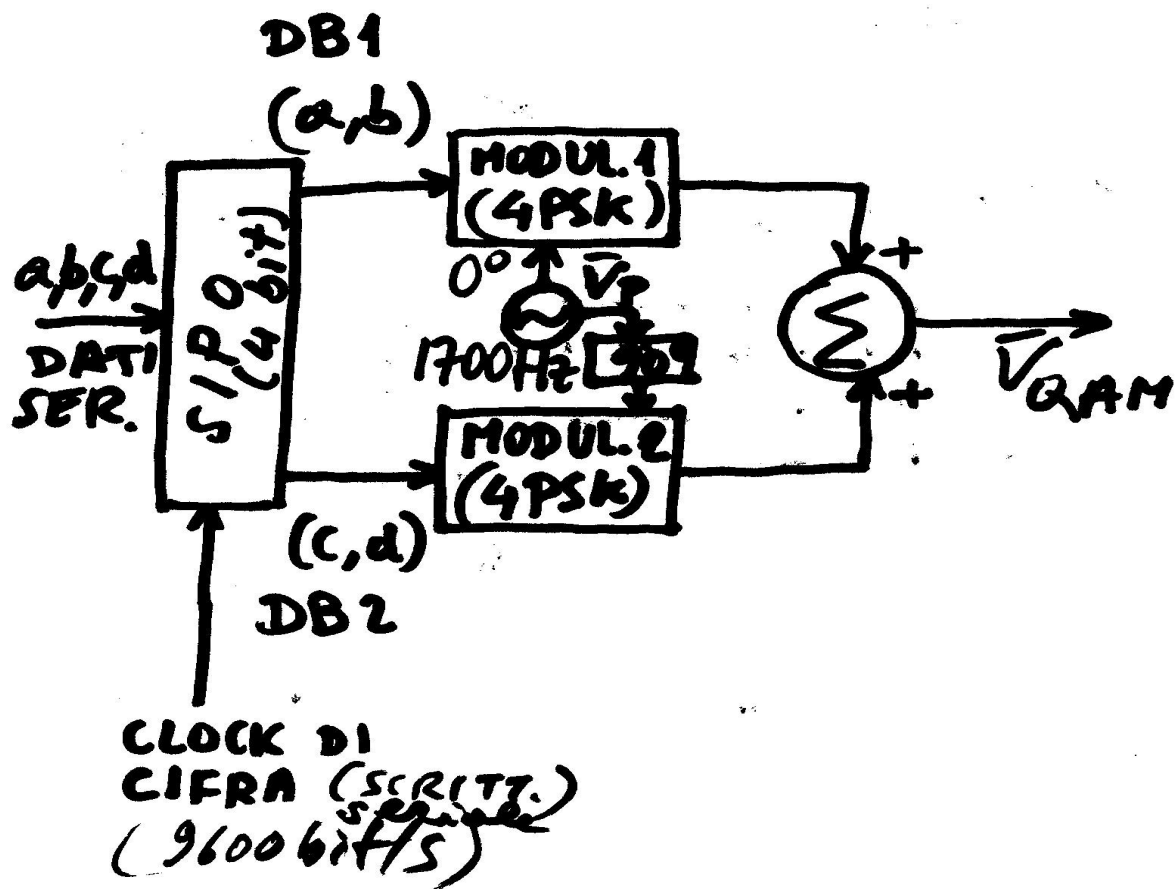
DATO RICEVUTO

1 1 0 1 1 0 0 1
 a b a b a b a b
 DB1 DB2 DB3 DB4



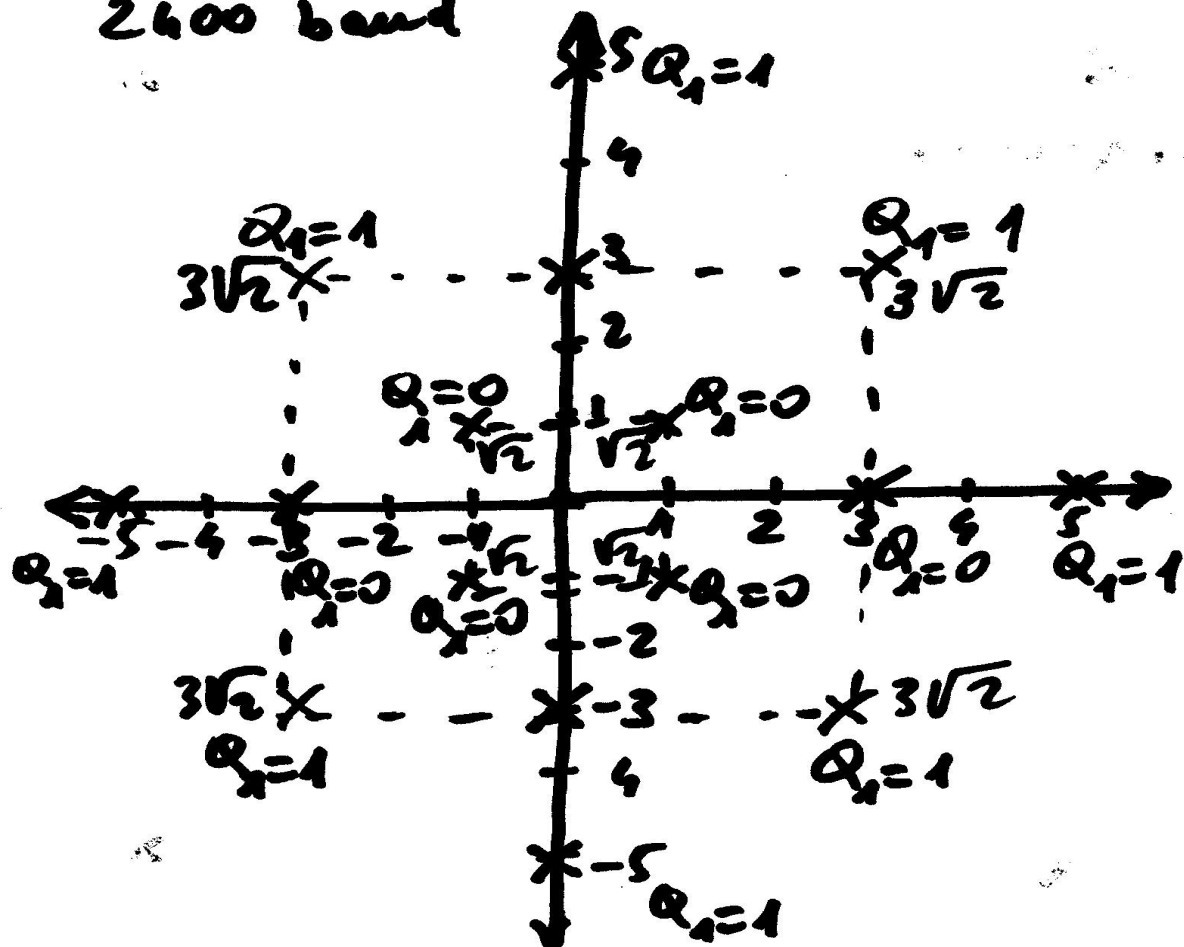
MODULAZIONE QAM (SU LINEA DEDICATA) (QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION)

V.29 $V_{tr} \text{ (bit/s)} = 4 V_{MOD.} \text{ (band)}$
(9600 bit/s) (2400 baud)



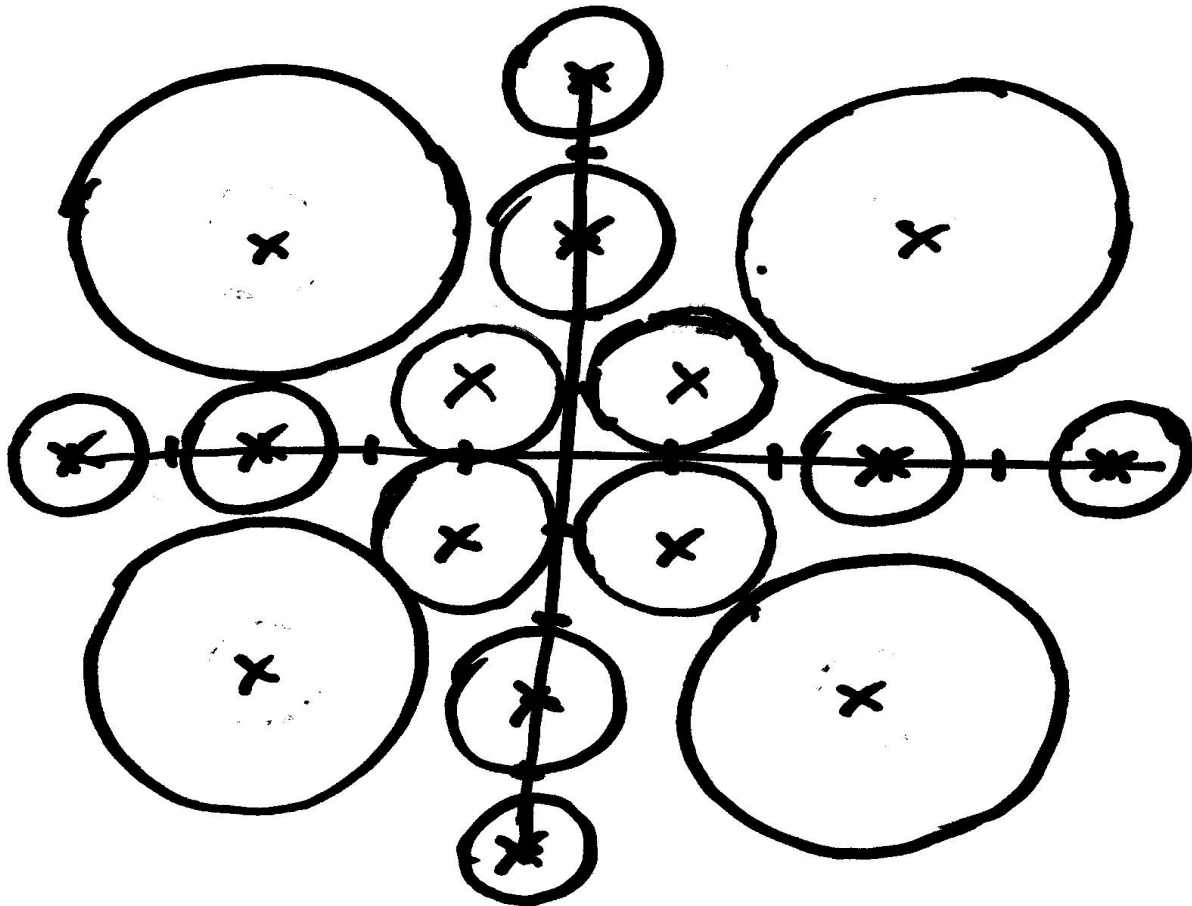
6

COSTELLAZIONE QAM
V.29 - 9600 bit/s
2400 baud (16 STATI)



STATI DELLA MODULAZIONE				QAM	
QUADRI BIT				FASE	AMPIEZZA
Q_4	Q_3	Q_2	Q_1		
0	0	1	0	0°	3
0	0	1	1	0°	5
0	0	0	0	45°	$\sqrt{2}$
0	0	0	1	45°	$3\sqrt{2}$
0	1	0	0	90°	3
0	1	0	1	90°	5
0	1	1	0	135°	$\sqrt{2}$
0	1	1	1	135°	$3\sqrt{2}$
1	1	1	0	180°	3
1	1	1	1	180°	5
1	1	0	0	225°	$\sqrt{2}$
1	1	0	1	225°	$3\sqrt{2}$
1	0	0	0	270°	3
1	0	0	1	270°	5
1	0	1	0	315°	$\sqrt{2}$
1	0	1	1	315°	$3\sqrt{2}$

MODULAZIONE QAM AREE DI DECISIONE DEI SINGOLI STATI



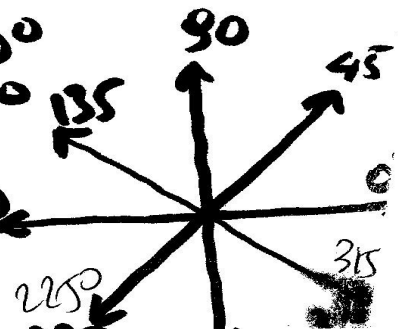
Modulation 8PSK (V.27)

4800 bit/s $\rightarrow$ 1600 baud
 4 bit

fréquence 1800 Hz

Q_3	Q_2	Q_1	$\Delta\varphi$
0	0	1	0
0	0	0	45°
0	1	0	90°
0	1	1	135°
1	1	1	180°
1	1	0	225°
1	0	0	270°
1	0	1	315°

32 bits 14400 b/s
 24 28800 b/s



SPETTRI DI AMPIEZZA DELLE MODULAZIONI DIGITALI

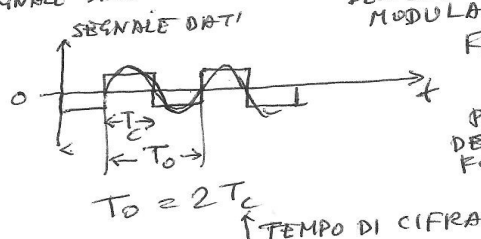
L : numero di livelli
 B : BANDA BASE DEL SEGNALE DATI
 $B = F_0$: FREQUENZA FONDAMENTALE DEL SEGNALE MODULANTE (DATI)

$V_M = 2B$ (IN ASSENZA DI RUMORE)
 BAUDRATE
 (VELOCITA' DI MODULAZIONE O FREQ. DI SIMBOLI)

$$f_c = \frac{1}{T_c} = (\log_2 L) V_M = (\log_2 L) \cdot 2B$$

FREQ. DI CIFRA (BITRATE)

$$B = \frac{f_c}{2 \log_2 L}$$



$$F_0 = \frac{1}{T_0}$$

PERIODO DELL'ARMONICA FONDAMENTALE

SE $L = 2$
 (ASK, FSK)
 2PSK

$$B = \frac{f_c}{2 \log_2 2} = \frac{f_c}{2}$$

SE $L = 4$
 (QPSK)

$$B = \frac{f_c}{2 \log_2 4} = \frac{f_c}{4}$$

SE $L = 8$
 (8PSK)

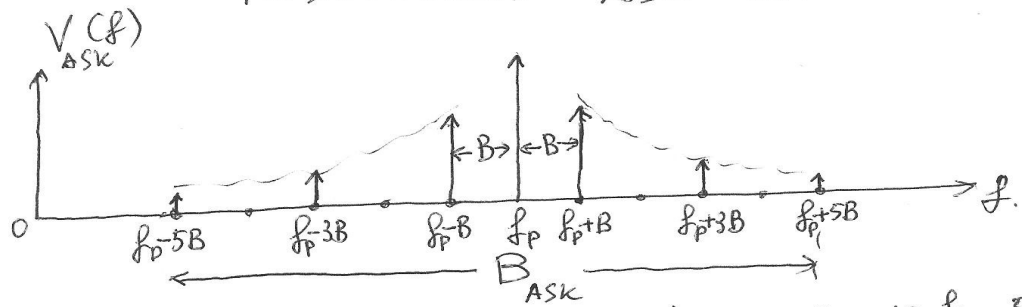
$$B = \frac{f_c}{2 \log_2 8} = \frac{f_c}{2 \cdot 3} = \frac{f_c}{6}$$

SE $L = 16$
 (QAM)

$$B = \frac{f_c}{2 \log_2 16} = \frac{f_c}{2 \cdot 4} = \frac{f_c}{8}$$

A PARITA' DI VELOCITA' DI TRASMISSIONE f_c (BITRATE)
 la banda del canale trasmissivo e' inversamente
 proporzionale al numero dei bit associati a
 ciascun livello ($\log_2 L$)

MODULAZIONE ASK - OOK

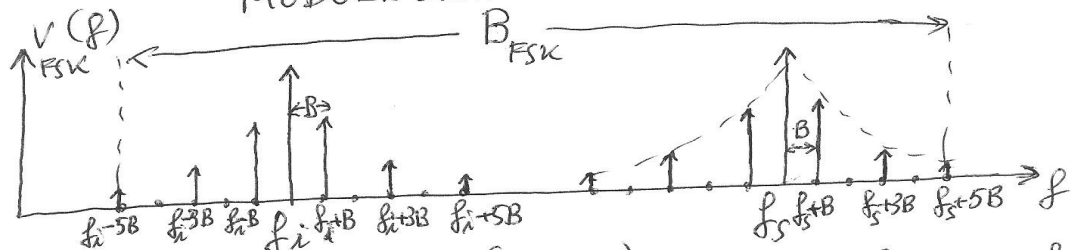


$$B_{ASK} = f_p + 5B - (f_p - 5B) = 10B = 10 \frac{f_c}{2} = 5f_c$$

LARGHEZZA DEL CANALE ASK

$$B = \frac{f_c}{2}$$

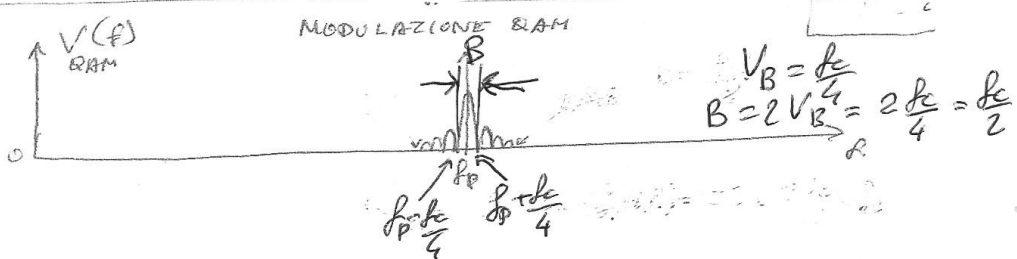
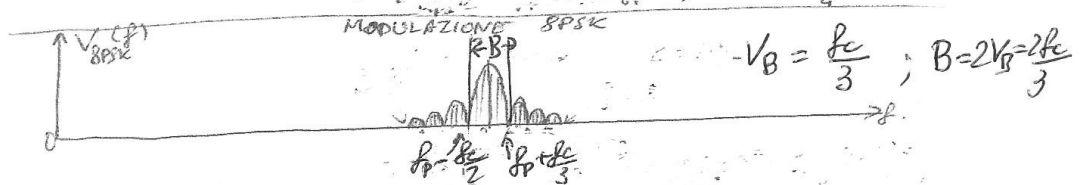
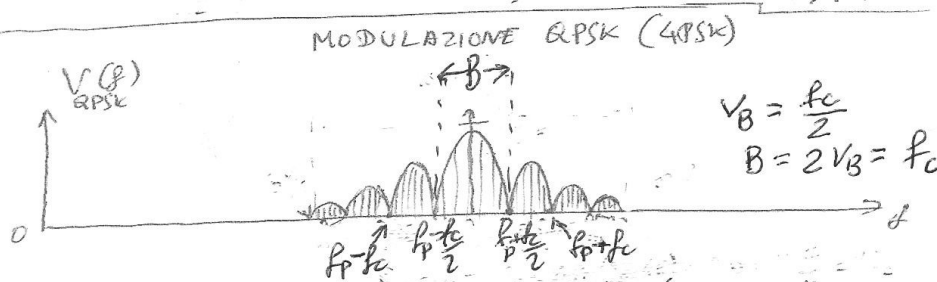
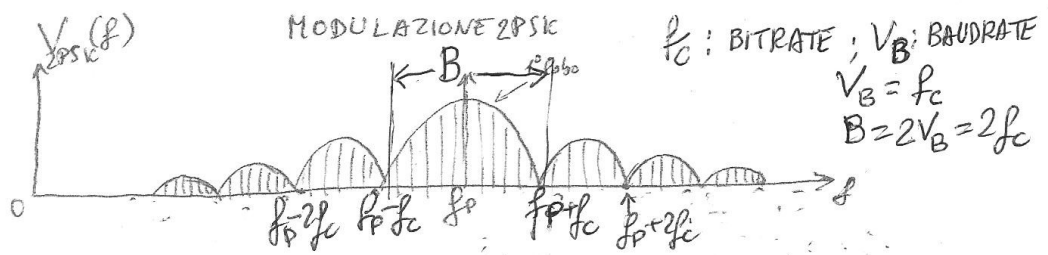
MODULAZIONE FSK

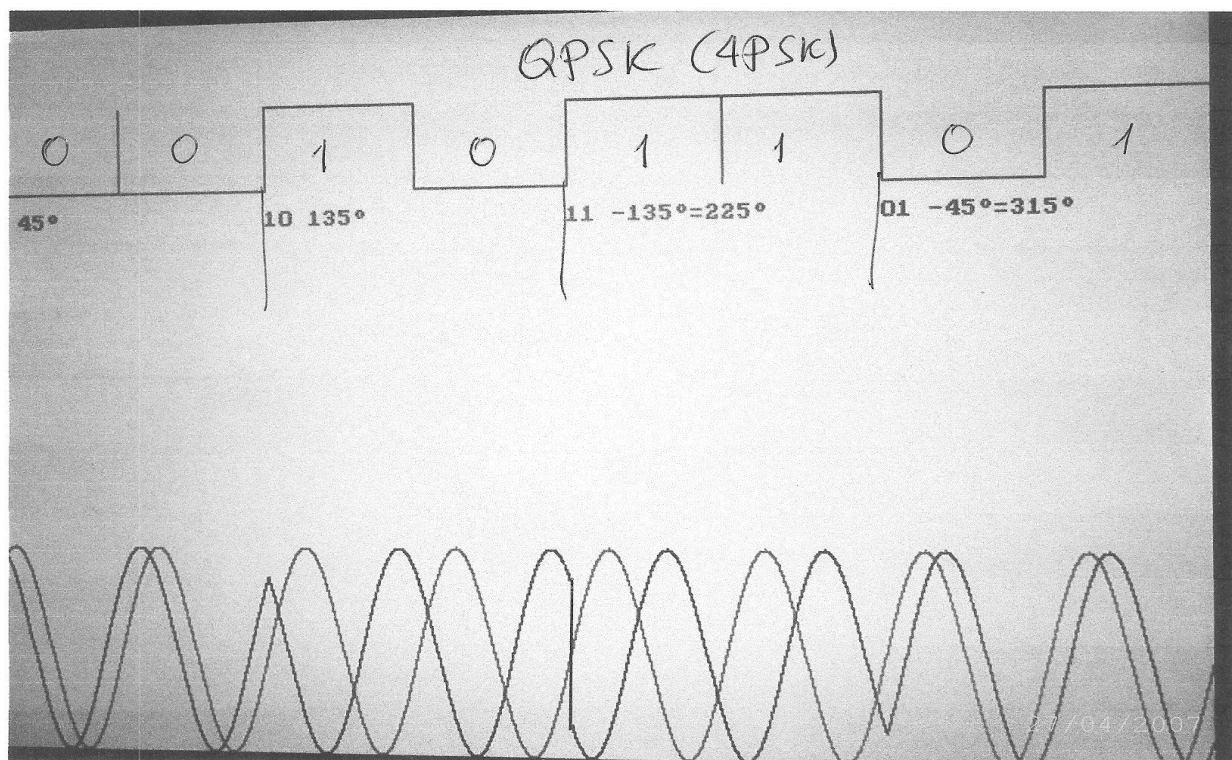


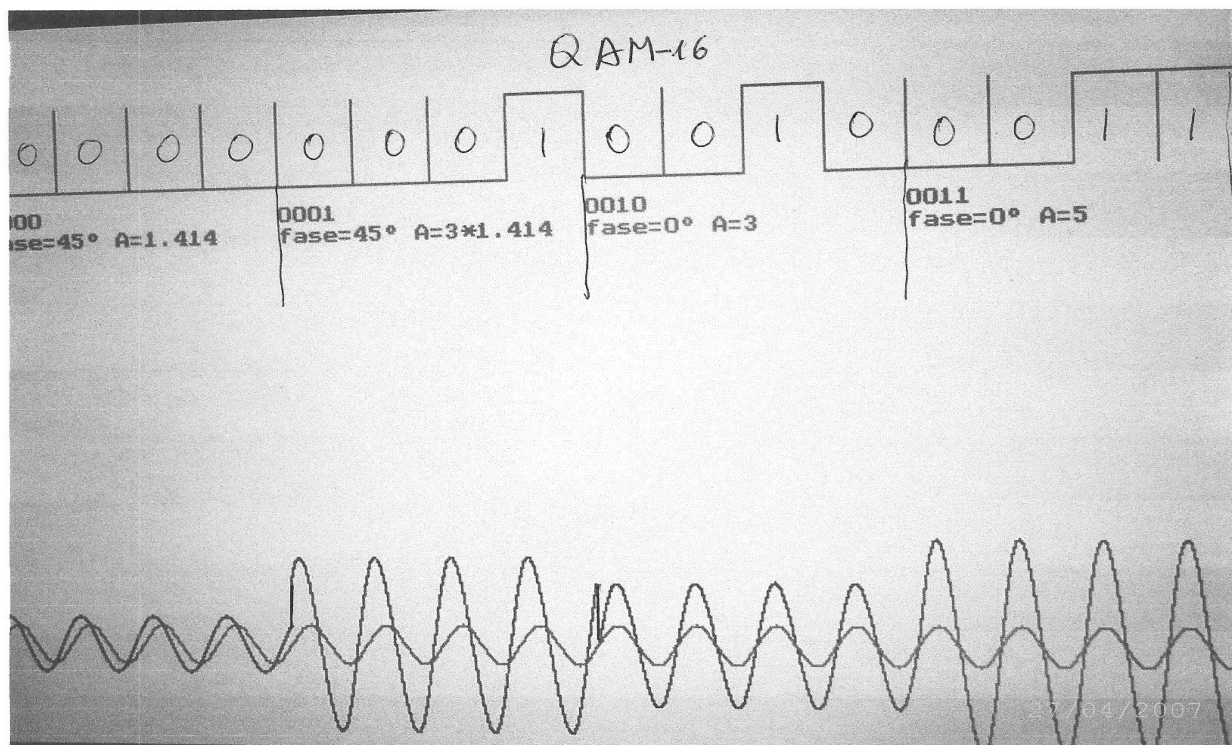
$$B_{FSK} = f_s + 5B - (f_i - 5B) = f_s - f_i + 10B = f_s - f_i + 10 \frac{f_c}{2} = f_s - f_i + 5f_c$$

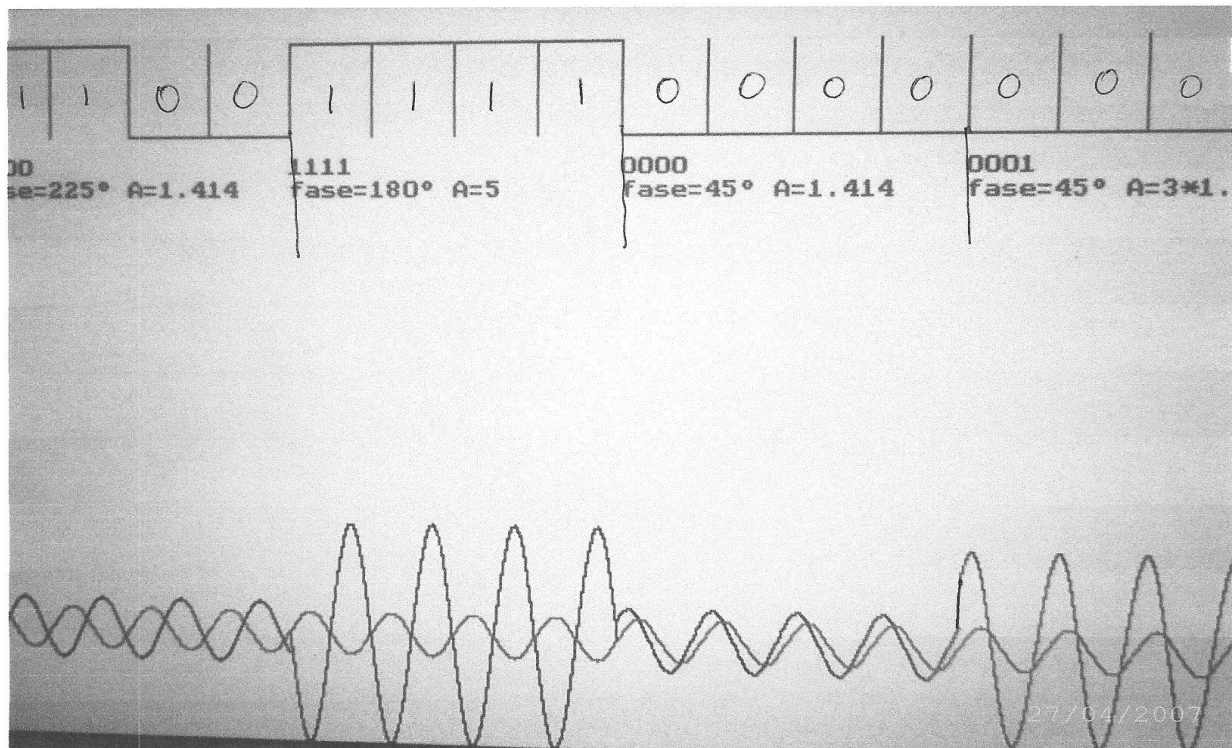
LARGHEZZA DEL CANALE FSK

$$B = \frac{f_c}{2}$$

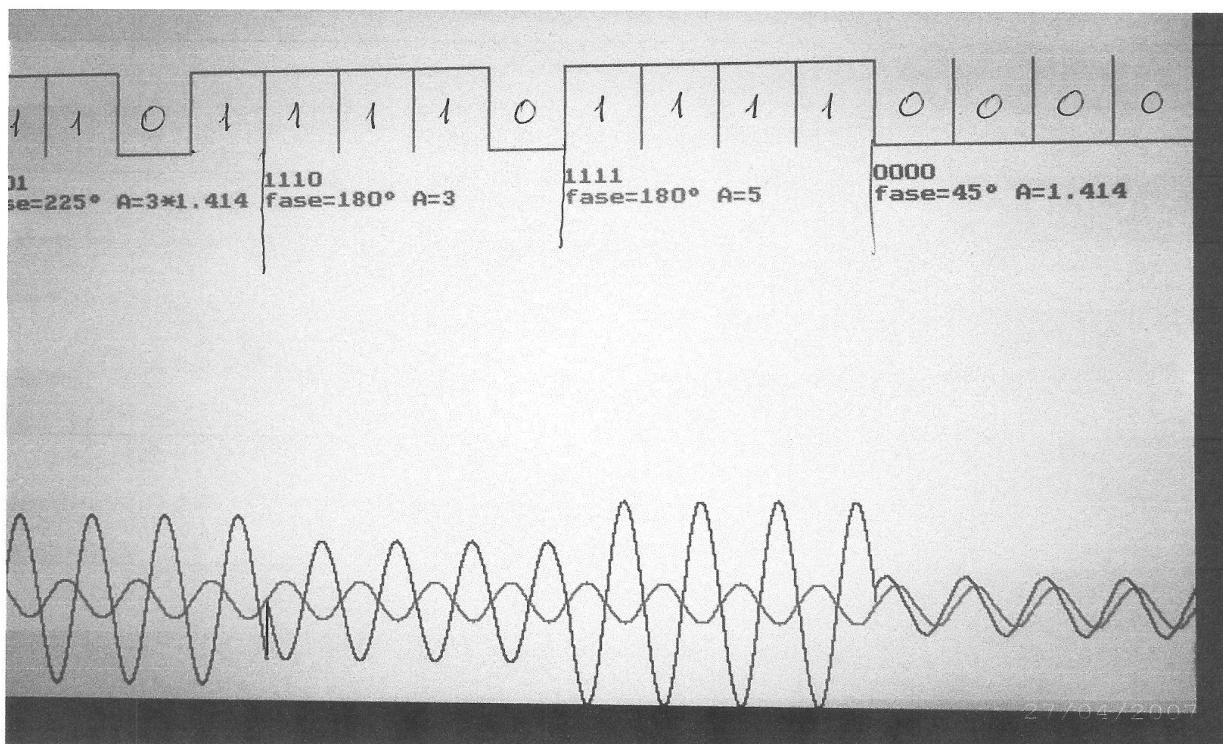




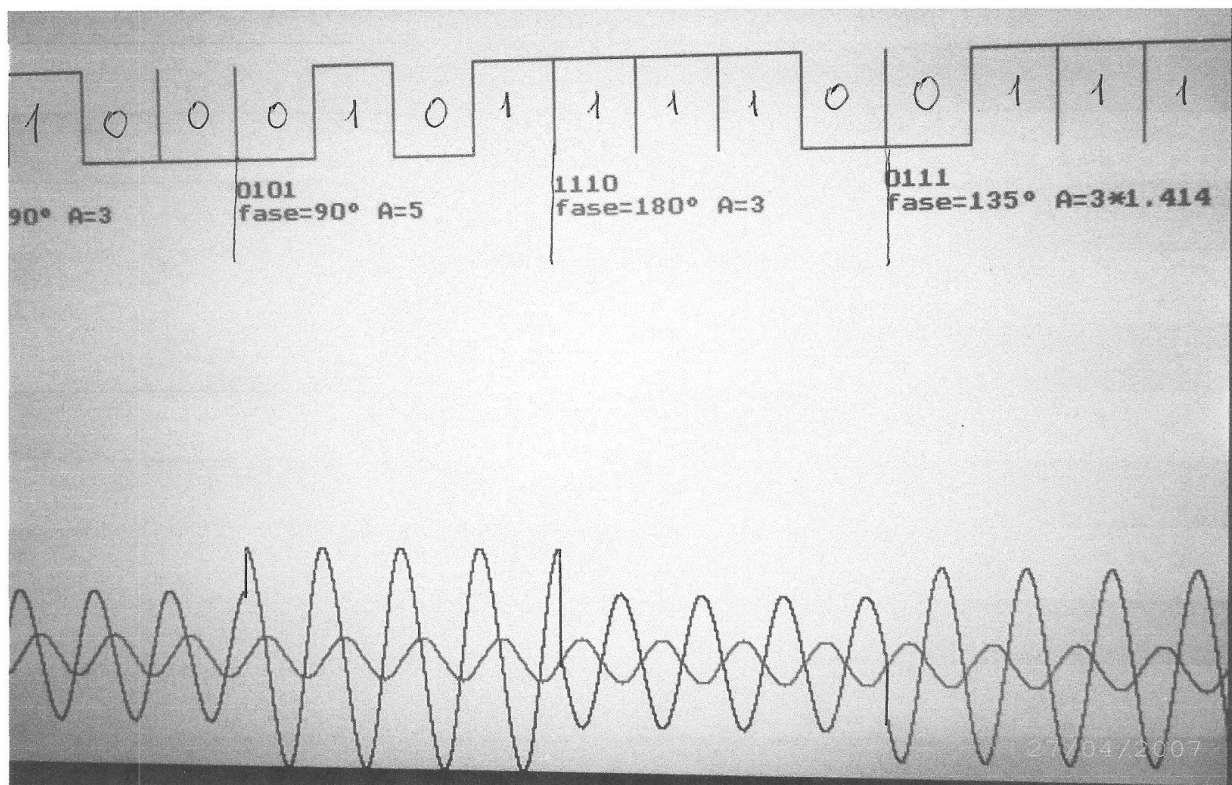




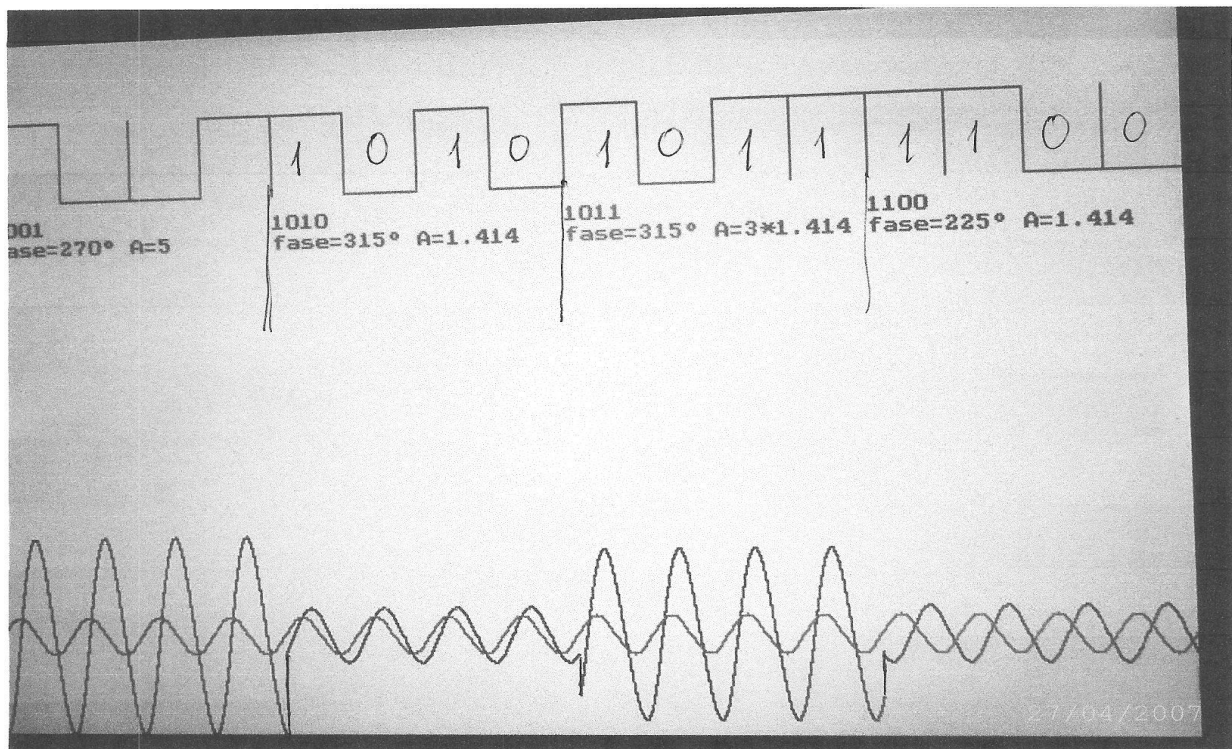
QAM-16



QAM-16

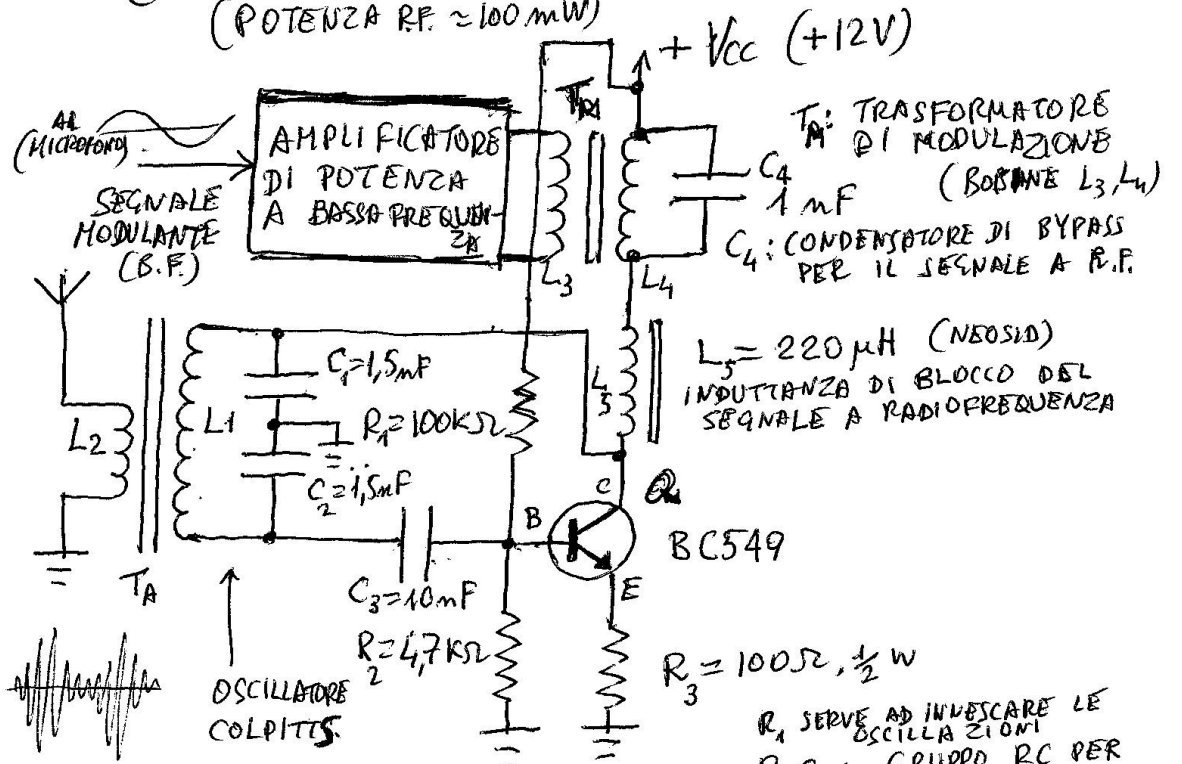


QAM-16



RAM-16

MODULATORE AM CON TRANSISTOR BIPOLARE (MODULATORE DI COLLETTORE) (POTENZA RF. $\approx 100 \text{ mW}$)



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{1,2}}}$$

FREQUENZA
DI OSCILLAZIONE
($\approx 1000 \text{ kHz}$)
 $\lambda = 300 \text{ m}$

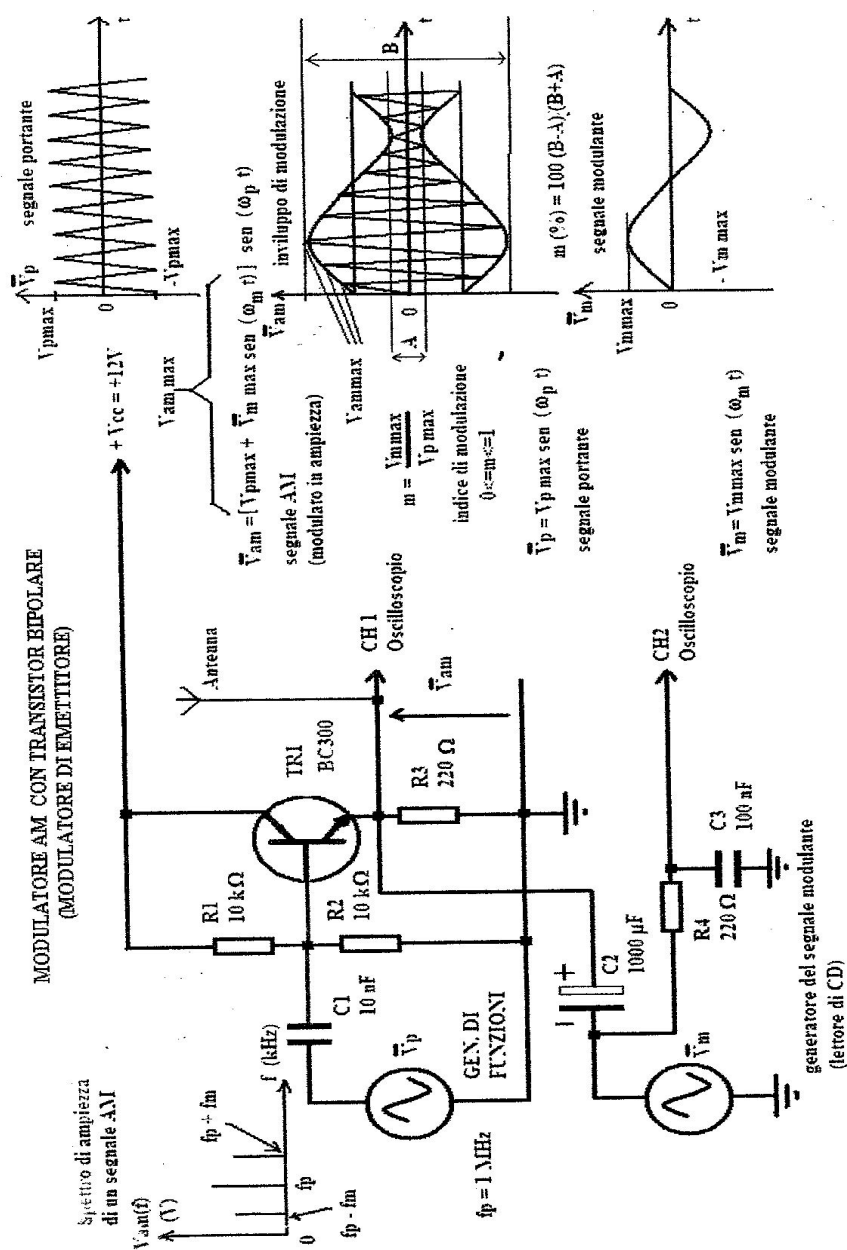
$$C_{1,2} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

L1: 20 SPIRE AVVOLTE SU
(BOBINA) UN TOROIDE IN FERRITE
(OSCILLATRICE) ϕ 2 cm

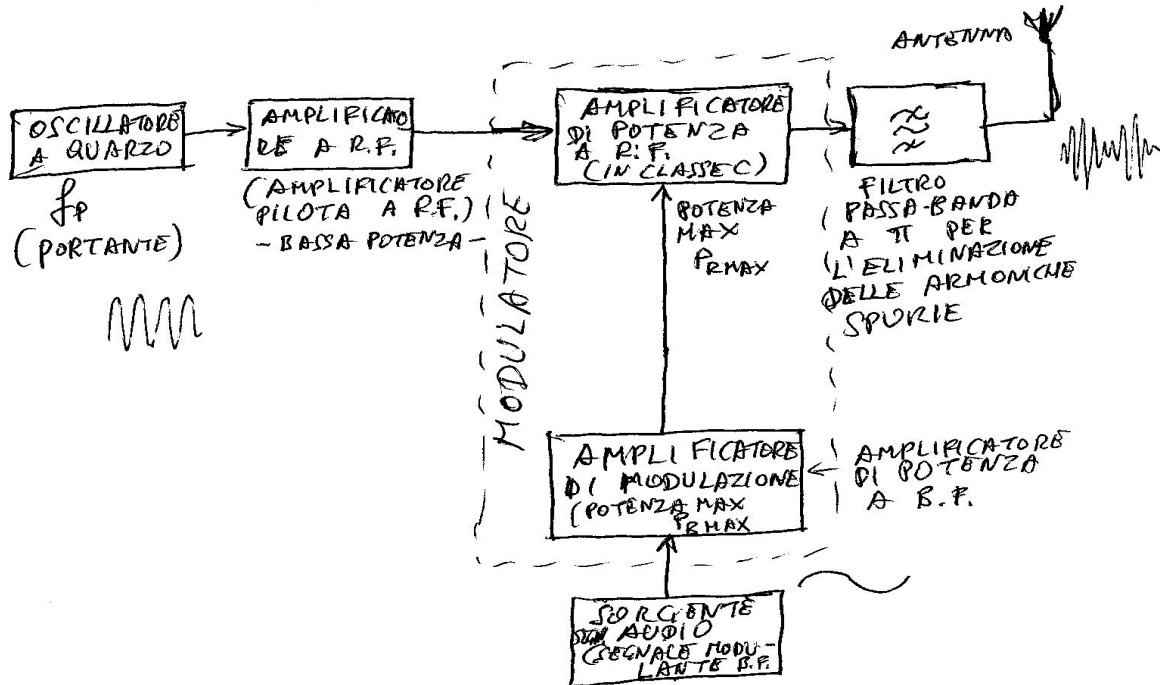
L2: 5 SPIRE

AVVOLGIMENTO DI ACCOPPIAMENTO
AL CARICO (ANTENNA MARCONIANA $\lambda/4$)

TA: TRASFORMATORE
A RADIOFREQUENZA
(BOBINE L_1, L_2)



SCHEMA A BLOCCHI DI UN TRASMETTITORE AM



$$P_{BMAX} = \frac{1}{2} P_{RMAX}$$

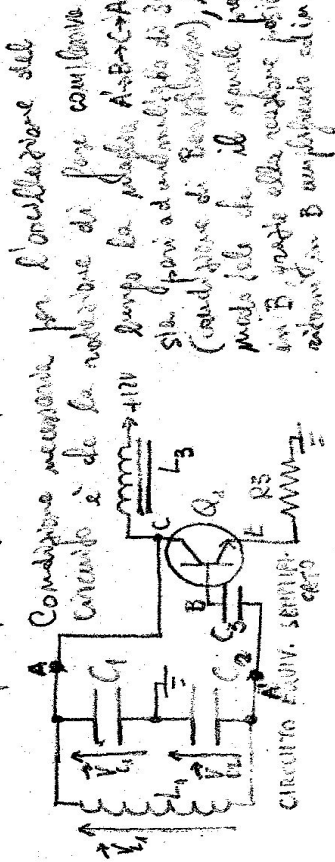
OSCILLATORE A RADIOFREQUENZA REALIZZATO CON CIRCUITO LC

E COMPONENTI DISCRETI

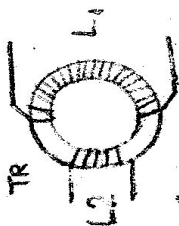
L'oscillatore impiega il classico circuito COLPITTS nella configurazione ad autotrafo collettore.

La frequenza di oscillazione è determinata con la frequenza di risonanza del circuito LC, formato dal primario L_1 del trasformatore TR e dai condensatori C_1 e C_2 , dei quali bisogna considerare la capacità C_{eq} relativa al loro collegamento in serie:

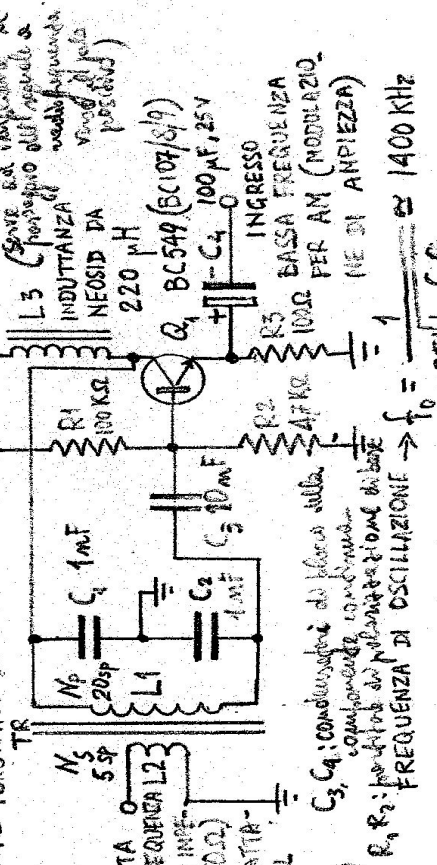
$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}; C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$



CIRCUITO RADIO. SENTIERO



TRASFORMATORE TOROIDALE CON NUCLEO DI FERRO

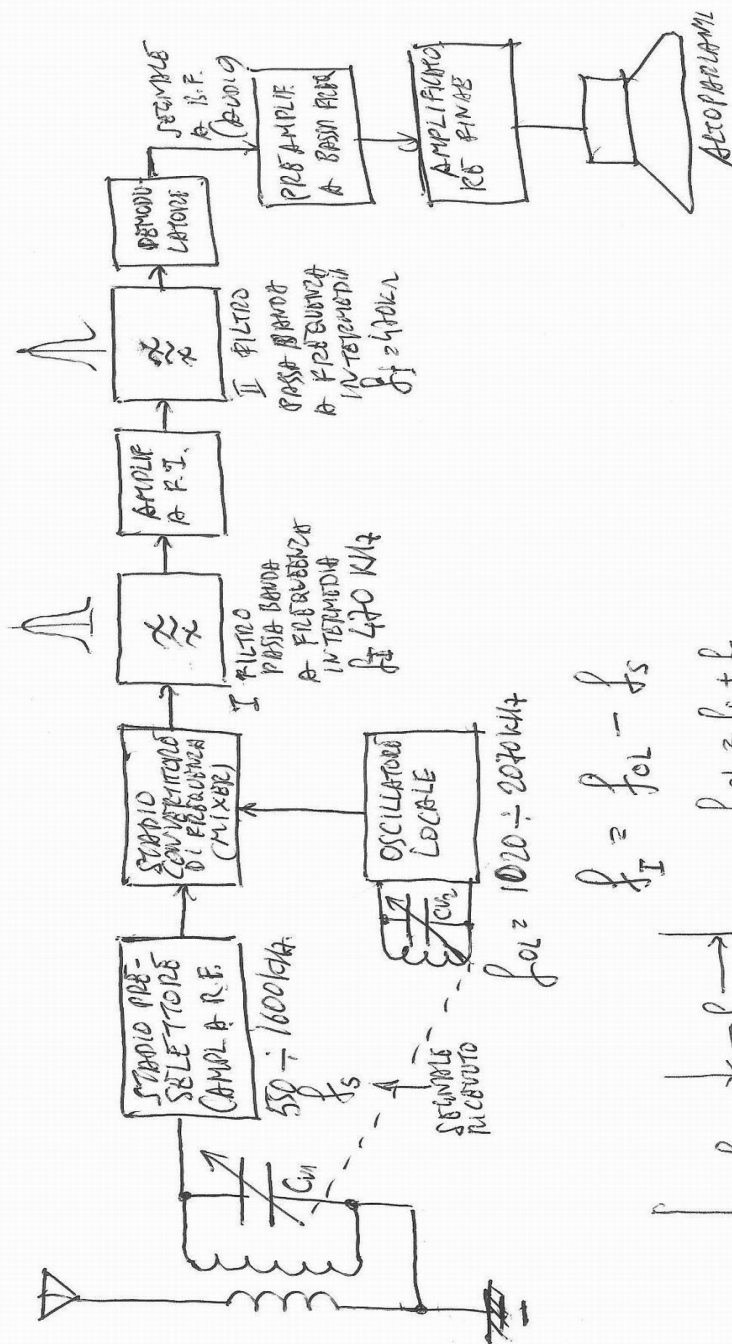


C_1, C_2, C_3 : condensatori convenzionali a discreto

N.B.: Il transistor planare al quarzo di 180 (planare a collettore) ed il circuito oscillante introducono un ulteriore sfasamento di 180° e a d'A'

con il segnale inverte.

SCHEMA A BLOCCHI DI UN RICEVITORE SUPERETERODINA

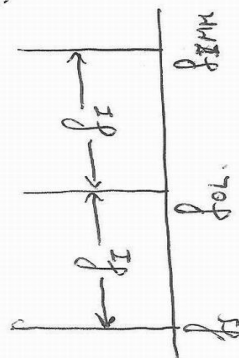


$$f_I = f_{OL} - f_s$$

$$f_{OL} = f_s + f_I$$

$$f_{ANN} - f_{OL} = f_{OL} - f_s$$

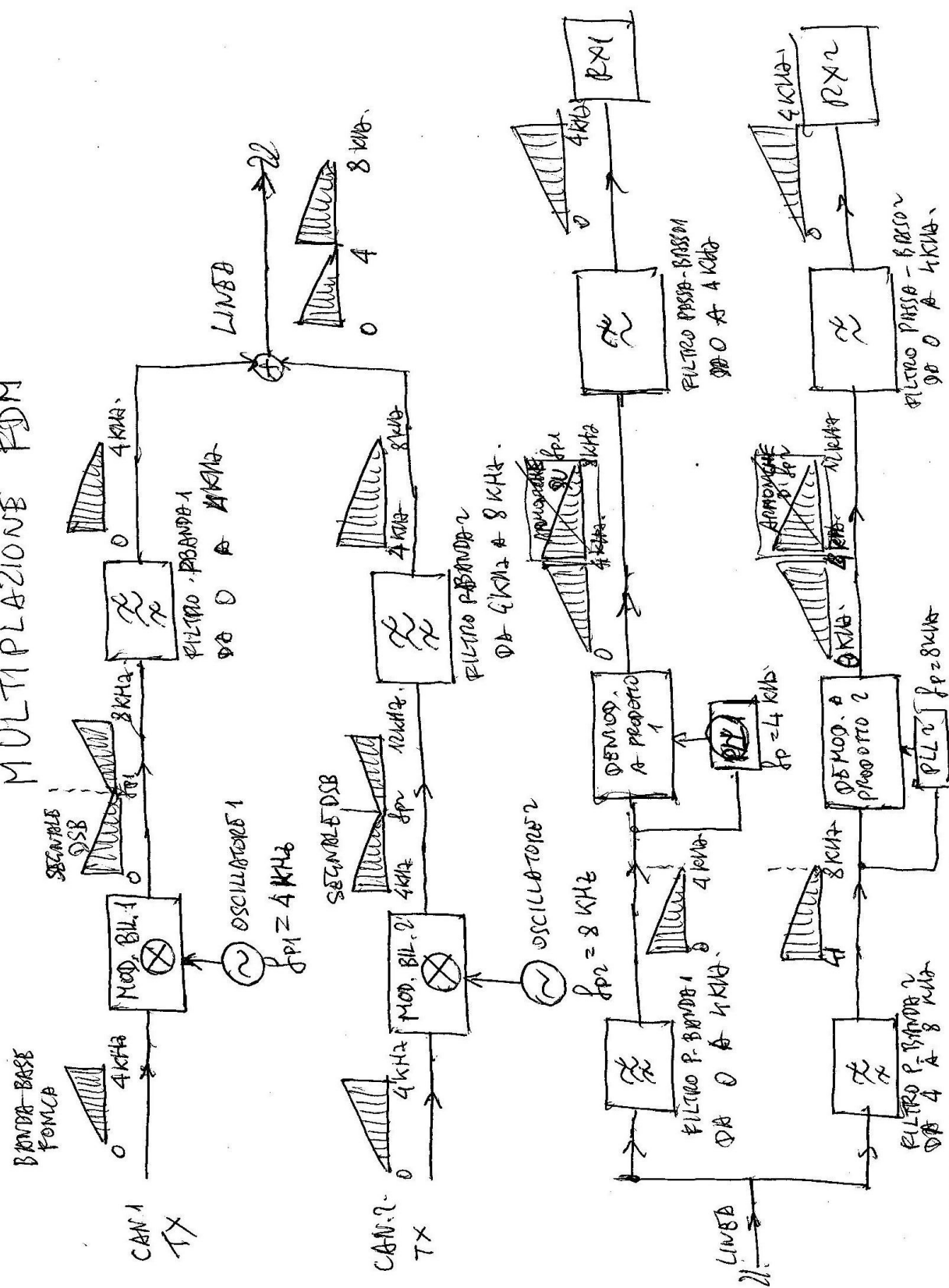
$$f_{ANN} = 2f_{OL} - f_s = 2f_s + 2f_I - f_s = 2f_s + f_s$$



$$f_s = 1000 \text{ kHz}, f_{OL} = 1020 \text{ kHz}, f_{ANN} = 1940 \text{ kHz}$$

$$f_{ANN} = 2 \cdot 1020 + 1000 = 1940 \text{ kHz}$$

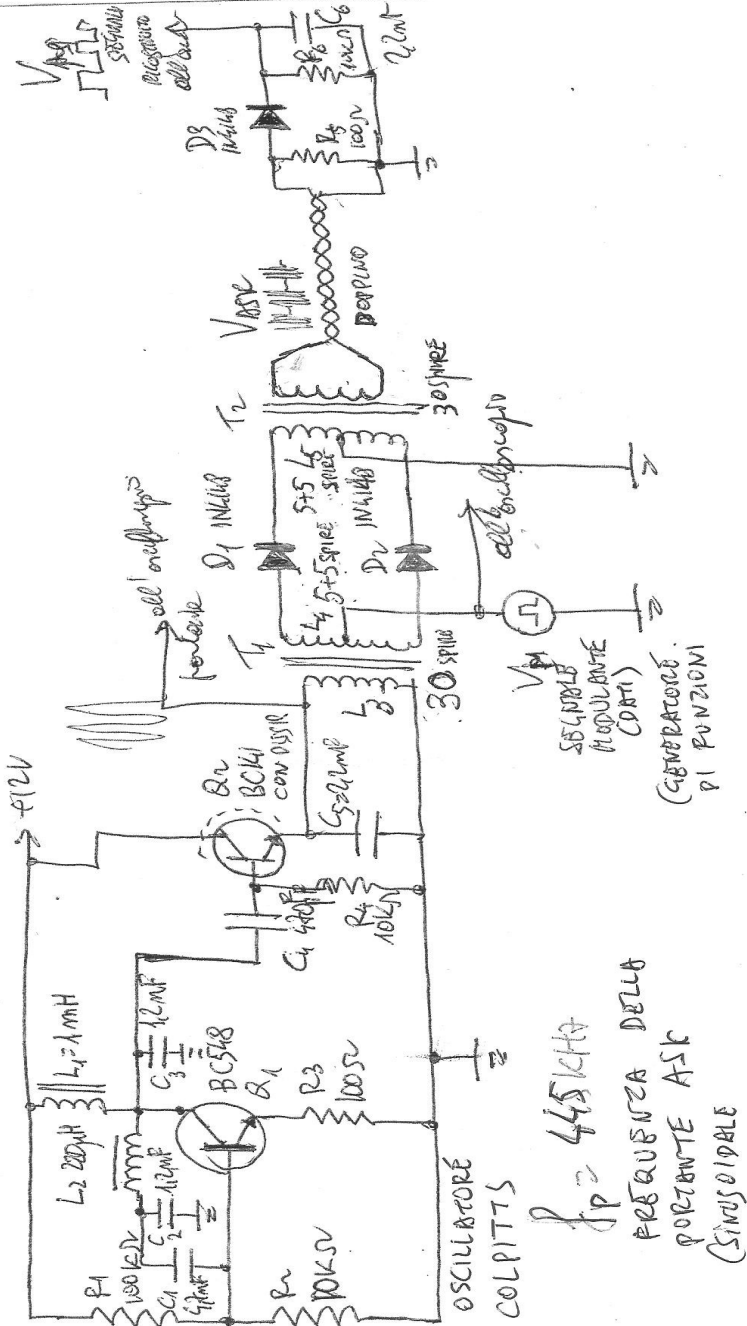
MULTIPLAZIONE FDM

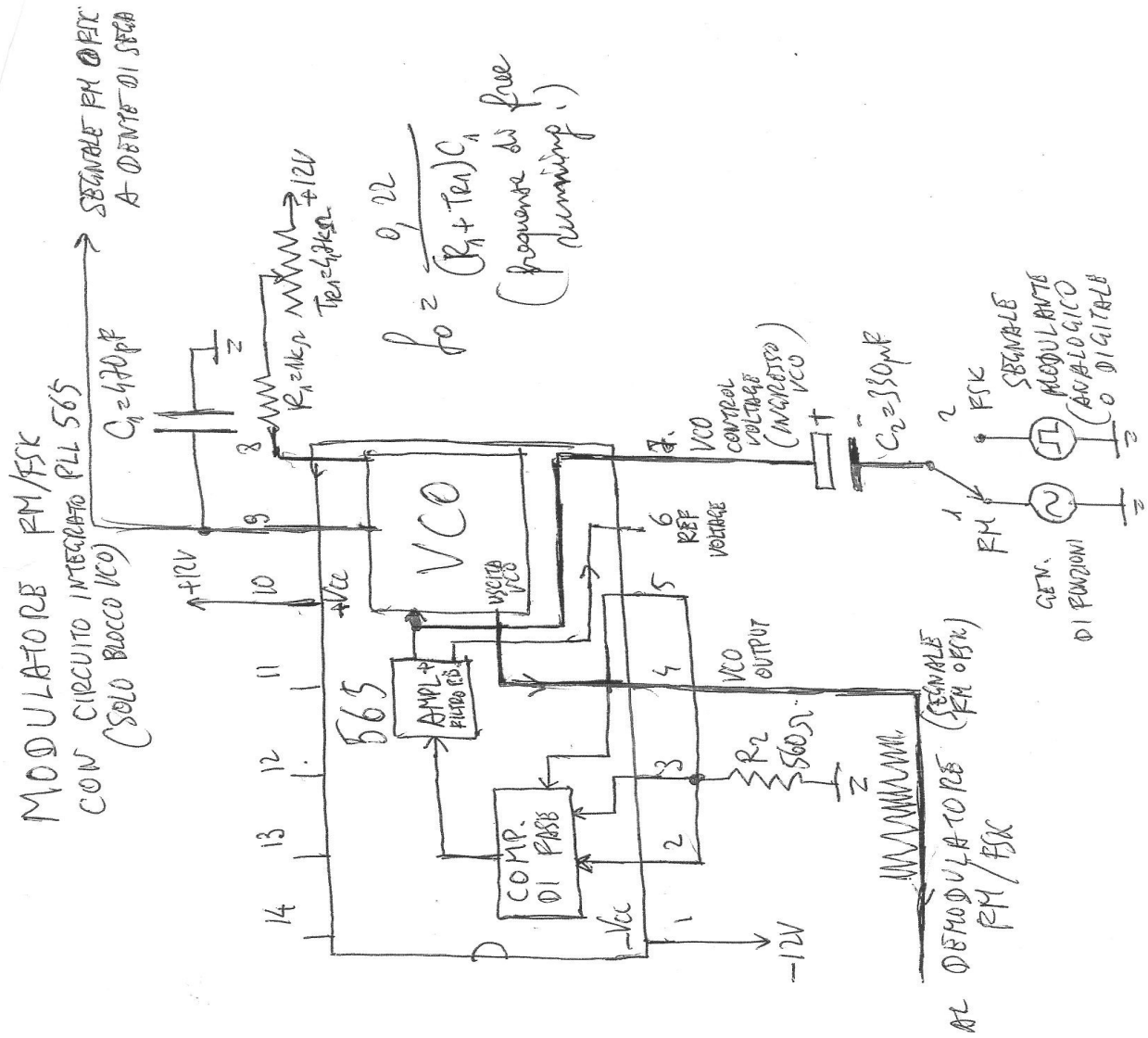


DEMODULATORE ASK (OOK)

MODULATORE ASK (OOK)
[MODULATORE (BILANCIATO) A DIODI]

SPETTIVA IL PRODOTTO TRA LA
PORTANTE ED IL SEGNALE MODULANTE DIGITALE





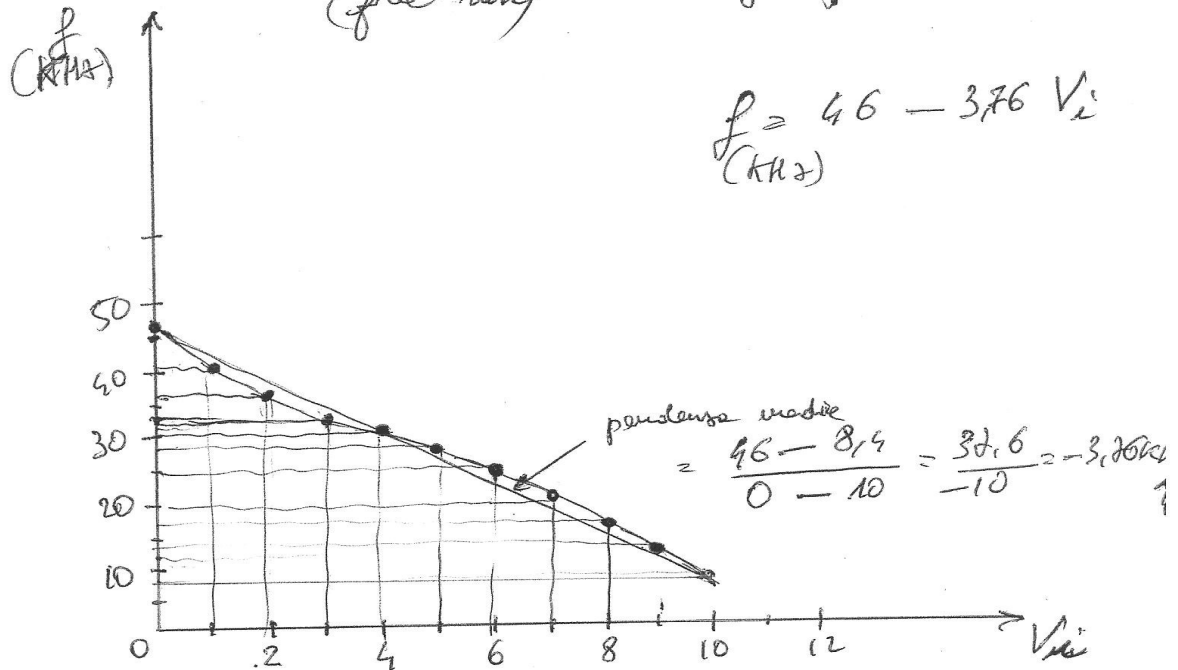
Relativo alla
Caratteristica del VCO del PLL 565-

$f_0 = 46 \text{ KHz}$
(free run)

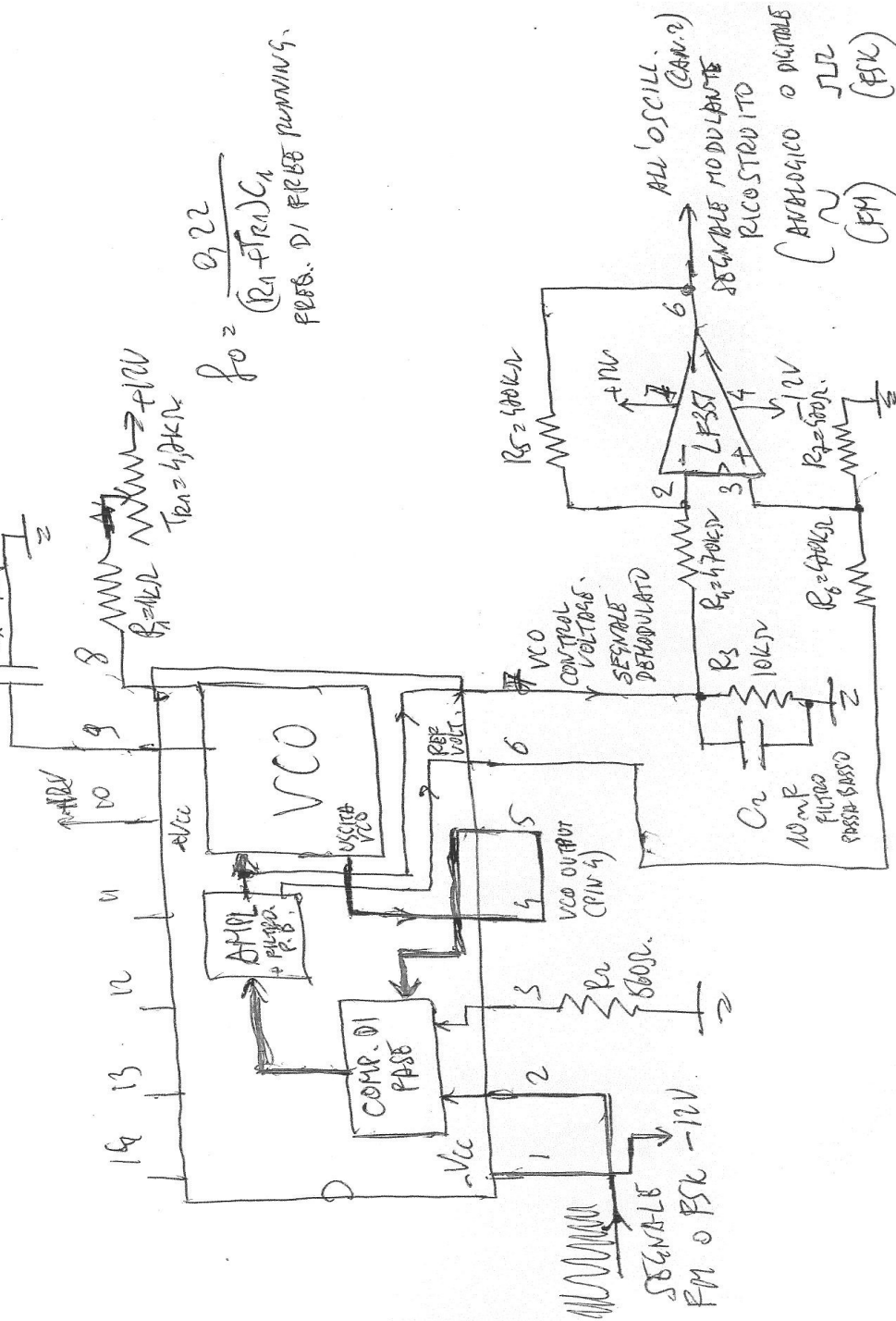
$\pm V_{cc} = \pm 12V$

$f = F(V_i)$

$$f = 46 - 3.76 V_i$$



DEMODULATORE FM/FSK CON CIRCUITO INTEGRATO PLL ADESOS



[illegible]

Formule di addizione e sottrazione

- 1) $\sin(\alpha + \beta) = \sin \alpha \cos \beta + \cos \alpha \sin \beta$
- 2) $\sin(\alpha - \beta) = \sin \alpha \cos \beta - \cos \alpha \sin \beta$
- 3) $\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta$
- 4) $\cos(\alpha - \beta) = \cos \alpha \cos \beta + \sin \alpha \sin \beta$

Formule di Werner

$$\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta) = 2 \sin \alpha \cos \beta$$

$$1) \quad \sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)]$$

$$\sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta) = 2 \cos \alpha \sin \beta$$

$$2) \quad \cos \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} [\sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta)]$$

$$\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta) = 2 \cos \alpha \cos \beta$$

$$3) \quad \cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$$

$$\cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha - \beta) = -2 \sin \alpha \sin \beta$$

$$4) \quad \sin \alpha \sin \beta = -\frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha - \beta)] = \\ = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$$