

Simulazione n. 1 della prova scritta di Telecomunicazioni per l'Esame di Stato
(a cura del prof. Onelio Bertazioli)

Tema n° 2

Si progetti un ricetrasmittitore radio modulare operante a modulazione di frequenza in banda UHF, avente sia un ingresso fonia sia un ingresso dati in grado di accettare fino a 9600 bit/s.

Il modulo che realizza il trasmettitore deve essere conforme alle seguenti specifiche di progetto:

- la modulazione avviene a una prima frequenza intermedia (FI) pari a 100 kHz;
- banda disponibile a FI: 25 kHz;
- costante del modulatore: 5 kHz/V;
- l'operatore deve poter scegliere la radiofrequenza (RF) di trasmissione tra 16 frequenze radio (RF) diverse, separate di 100 kHz, che vanno da 433,1 MHz a 434,6 MHz;
- Potenza di uscita del trasmettitore: 10 W.

Il modulo che realizza il ricevitore deve essere conforme alle seguenti specifiche di progetto:

- sensibilità del ricevitore: -105 dBm;
- la demodulazione deve avvenire a una frequenza intermedia pari a 10,7 MHz;
- banda di canale a frequenza intermedia: 25 kHz;

Il candidato, dopo aver illustrato le tematiche inerenti la modulazione di frequenza e il suo campo di utilizzo sia in ambito fonia sia in ambito dati, formulando di volta in volta le necessarie ipotesi aggiuntive, discuta almeno cinque dei seguenti punti.

1. Proponga uno schema a blocchi per il trasmettitore e uno per il ricevitore.
2. Proponga un circuito adatto a operare come modulatore sia per la fonia sia per i dati e ne illustri il principio di funzionamento.
3. Calcoli la massima ampiezza teorica che può assumere un segnale fonico fornito al trasmettitore affinché il segnale modulato a FI abbia una banda non superiore a 25 kHz.
4. Calcoli la massima ampiezza che può assumere un segnale dati a 9600 bit/s fornito al trasmettitore affinché il segnale modulato a FI abbia una banda che rientri in quella a disposizione.
5. Calcoli la deviazione di frequenza che si deve imporre se si desidera ottenere un segnale modulato in frequenza senza salti di fase, di tipo MSK (*Minimum Shift Keying*), evidenziando i vantaggi insiti in tale scelta.
6. Calcoli il valore della frequenza minima e massima che l'oscillatore locale del ricevitore deve poter assumere per una corretta traslazione da radiofrequenza a frequenza intermedia del segnale captato dall'antenna.
7. Proponga un circuito adatto a operare come demodulatore sia per la fonia sia per i dati e ne illustri il principio di funzionamento.
8. Calcoli la massima distanza a cui si può porre (lungo la direzione di massimo irraggiamento) un ricevitore, sapendo che sia il trasmettitore sia il ricevitore impiegano un'antenna Yagi a 3 elementi, con guadagno pari a 6 dBi, a cui sono collegati tramite un cavo coassiale lungo 15 m caratterizzato da una costante di attenuazione pari a 0,2 dB/m. La frequenza radio utilizzata sia pari a 434 MHz e si desidera avere un margine (comprensivo dell'attenuazione supplementare) di 28 dB sull'attenuazione dello spazio libero.

Durata della prova: 6 ore.

E' consentito l'uso di manuali tecnici e calcolatrici scientifiche non programmabili.

Non è consentito l'uso di libri di testo e appunti personali.

Non è consentito l'uso di telefoni cellulari, PDA, notebook e apparecchi simili, che devono essere spenti e posti in luogo adatto.

Soluzione tema n° 2

Per la trattazione dettagliata delle tematiche inerenti la simulazione di tema d'esame proposto si rimanda al libro di testo

Onelio Bertazioli
Telecomunicazioni vol. B (2ª edizione)
Ed. Zanichelli

Per il segnale analogico la modulazione adottata è nota come **FM (Frequency Modulation)**, descritta nell'Unità 4 par. 4.4 (a cui si rimanda per i dettagli), mentre in ambito digitale essa viene denominata **FSK (Frequency Shift Keying)**, descritta nell'Unità 8 par. 8.10. Una forma particolare di modulazione digitale di frequenza è l'**MSK (Minimum Shift Keying)**, descritta nel par. 8.10.2, che può essere considerata come una modulazione FSK in cui si impone un legame tra bit rate (R_s) e deviazione di frequenza (Δf) in modo da garantire l'assenza di salti di fase nel passaggio da una frequenza all'altra. La (8.13) fornisce la relazione da imporre, che è la seguente:

$$\Delta f = 1/4 t_{\text{bit}} = R_s/4.$$

Con la modulazione di frequenza il segnale modulato viene ottenuto variando la frequenza della portante in modo proporzionale all'ampiezza della modulante.

Un modulatore di frequenza effettua quindi una conversione ampiezza-frequenza, traducendo un valore di ampiezza della modulante in una deviazione di frequenza del modulato (4.23):

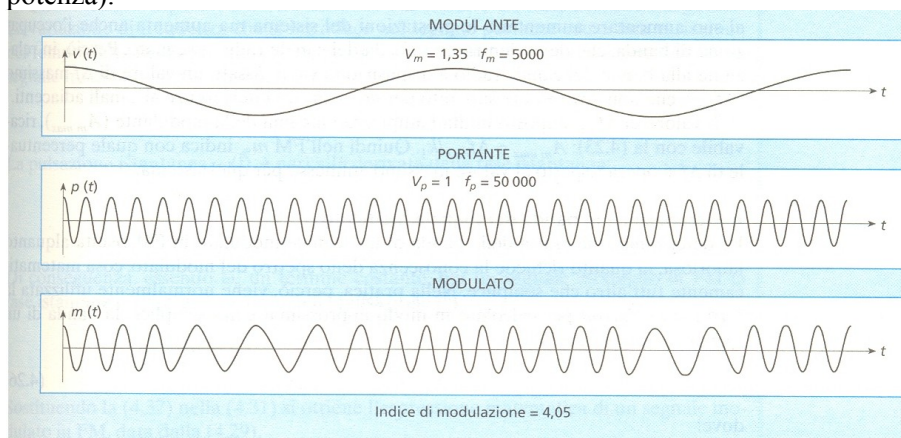
$\Delta f = k_1 [\text{Hz/V}] \cdot A_m [\text{V}]$ **Hz**, dove k_1 è un fattore di conversione (costante del modulatore) il cui valore dipende dal modulatore impiegato.

La banda del segnale modulato si può calcolare con la formula di Carson (4.26):

$B = 2(\Delta f + f_{\text{max}})$, dove f_{max} è la frequenza significativa più elevata (limite superiore della banda di segnale) contenuta nel segnale modulante e Δf è la deviazione di frequenza massima.

Le formule sopra esposte possono essere utilizzate sia per l'FM sia per l'FSK-MSK, così come si possono utilizzare gli stessi circuiti di modulazione e demodulazione.

Infatti un modulatore di frequenza genera una modulazione FM quando riceve in ingresso un segnale analogico, quindi a variazione continua nel tempo e nelle ampiezze, fornendo in uscita un segnale modulato caratterizzato da una frequenza che varia in accordo con l'ampiezza della modulante (si veda l'Unità 4 par. 4.4 per i dettagli e per le espressioni matematiche del segnale modulato, della sua frequenza e della sua potenza).



In figura 4.15 è mostrata una simulazione al calcolatore della modulazione di frequenza.

FIGURA 4.15
Modulazione di frequenza (FM).

Lo stesso modulatore, poi, genera una modulazione FSK o MSK quando gli viene applicato un segnale modulante digitale (si veda l'Unità 8), caratterizzato da un codice d'interfaccia di tipo NRZ (per esempio 0 → -V₀; 1 → +V₀, si veda l'Unità 7).

In questo caso l'ampiezza della modulante resta costante per un tempo di bit, per cui in tale intervallo di tempo la frequenza non cambia. Il segnale modulato è quindi caratterizzato da una deviazione di frequenza, calcolabile nel modo sopra esposto, rispetto alla frequenza portante (a frequenza intermedia o FI), che dà origine a una associazione bit ↔ livello codice NRZ ↔ stato di modulazione (frequenza) del tipo:

$$0 \rightarrow -V_0 \rightarrow f_{\text{zero}} = f_p - \Delta f$$

$$1 \rightarrow +V_0 \rightarrow f_{\text{uno}} = f_p + \Delta f$$

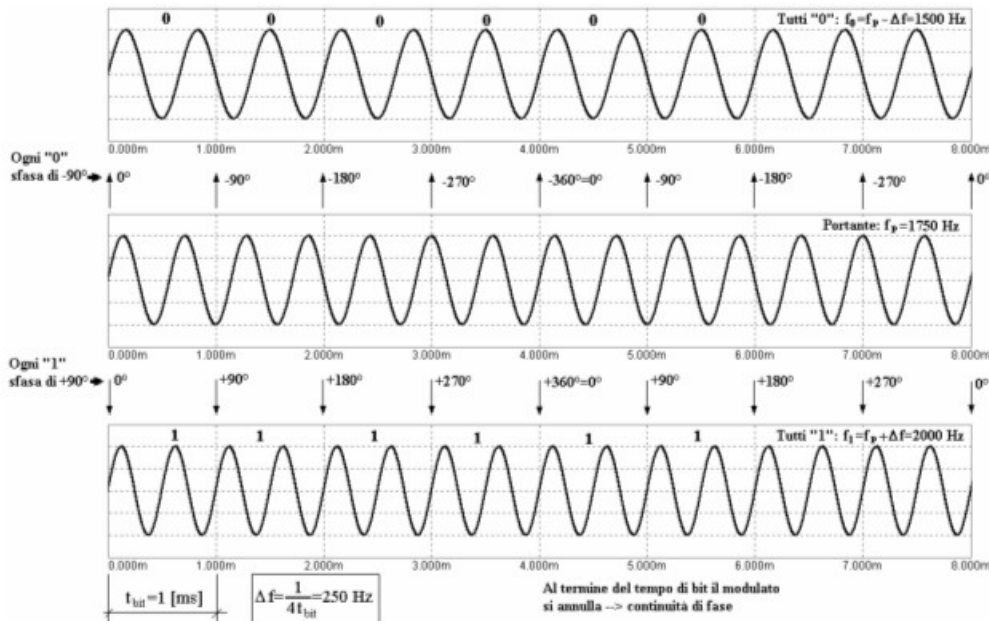


Fig. 8.11 Modulazione MSK: Modulato con tutti "0", portante; modulato con tutti "1".

E' possibile effettuare delle simulazioni al computer delle modulazioni FM, FSK e MSK tramite i programmi MODULAZ e MODIGIT contenuti nel CDROM per l'insegnante allegato al libro di testo (si veda l'appendice).

In ricezione, infine, lo stesso circuito di demodulazione è in grado di demodulare sia un segnale FM sia un segnale FSK-MSK.

Per quanto concerne il campo di utilizzo, la modulazione di frequenza è in generale caratterizzata da una buona immunità ai disturbi, per cui viene preferita all'AM nei sistemi analogici che operano a frequenze relativamente elevate, a cui si richiede buona qualità di riproduzione del segnale in ricezione, e nei sistemi digitali che devono operare in ambienti radio particolarmente rumorosi (Eb/No basso, si veda il par. 8.3, Unità 8).

La modulazione FSK-MSK è quindi una modulazione robusta, in grado di sopportare bene rumore e disturbi, è a bassa complessità circuitale, ma è anche una modulazione a bassa efficienza spettrale in quanto opera con due soli stati di modulazione (due frequenze).

Si discutono ora i punti proposti.

1. Si impiega sia nel trasmettitore sia nel ricevitore la tecnica eterodina (Unità 5 e Unità 8 par. 8.12), che consiste nell'effettuare la modulazione e la demodulazione a una frequenza fissa denominata frequenza intermedia (FI), effettuando quindi la traslazione a/da radiofrequenza (RF) tramite dei mixer (moltiplicatori o up/downconverter) a cui si applica, oltre al segnale da traslare, anche il segnale generato da un oscillatore locale. In uscita dal mixer si ottengono le frequenze pari alla somma e differenza di quelle dei segnali al suo ingresso. Variando la frequenza degli oscillatori locali è così possibile variare la RF a cui si opera lato trasmissione, scegliendo una tra le 16 frequenze indicate, mentre lato ricezione è possibile riportare a FI la radiofrequenza (RF) effettivamente impiegata.

Lo schema a blocchi del trasmettitore si può quindi ricavare da quello di un generico trasmettitore FM (si veda l'unità 5 par. 5.7) facendo seguire a esso un mixer¹ pilotato da un oscillatore locale a VCO (Voltage Controlled Oscillator) la cui frequenza può essere impostata da operatore, per esempio tramite interruttori (switch) o comando software da PC. Analogamente come schema a blocchi del ricevitore si può utilizzare quello del ricevitore supereterodina riportato nel par. 5.5 (Unità 5) opportunamente modificato. Anche qui il mixer è pilotato da un oscillatore locale a VCO (Voltage Controlled Oscillator) la cui frequenza può essere impostata da operatore. Gli schemi possono essere maggiormente dettagliati facendo riferimento all'Unità 8 par. 8.12. Nell'impiego come modulatore FSK-MSK è possibile escludere i circuiti di preenfasi, la cui funzione viene illustrata nel par. 4.3.6.

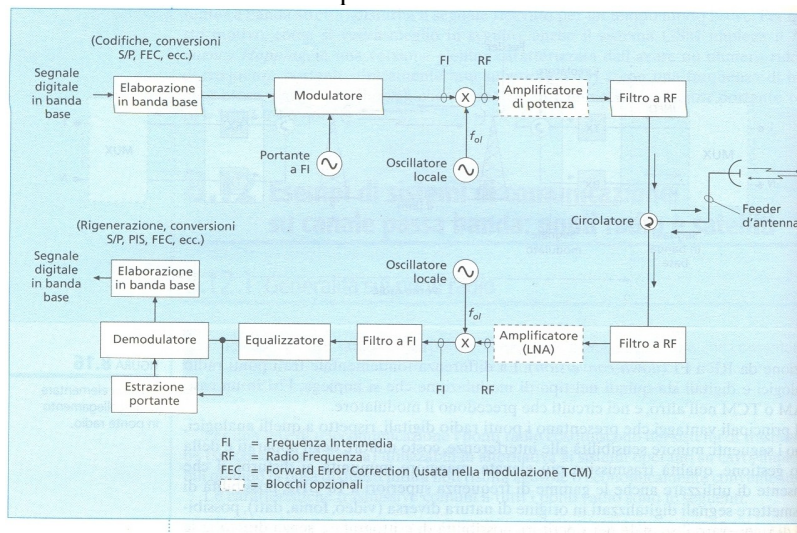


FIGURA 8.17

Schema a blocchi di un ponte radio digitale.

2. Come circuito di modulazione FM-FSK-MSK è possibile utilizzare un VCO (*Voltage Controlled Oscillator*), con una frequenza di oscillazione libera pari a 100 kHz. Il VCO è un circuito costituito da un oscillatore, per esempio di tipo Colpittz², a cui si aggiunge un diodo VARICAP (o VARACTOR), opportunamente accoppiato e polarizzato inversamente (per i dettagli si veda l'Unità 5 par. 5.7), ponendolo in parallelo a una capacità dell'oscillatore stesso.

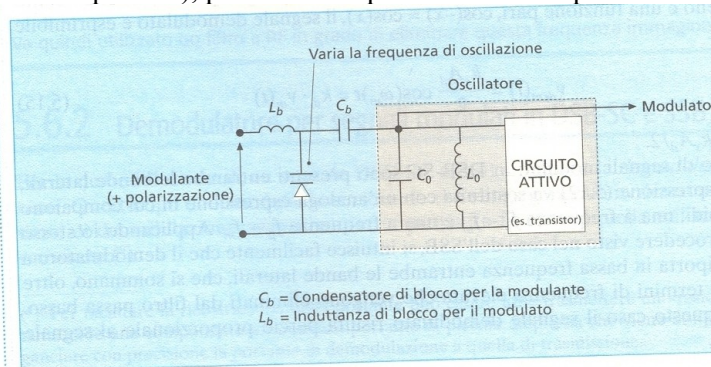


FIGURA 5.12

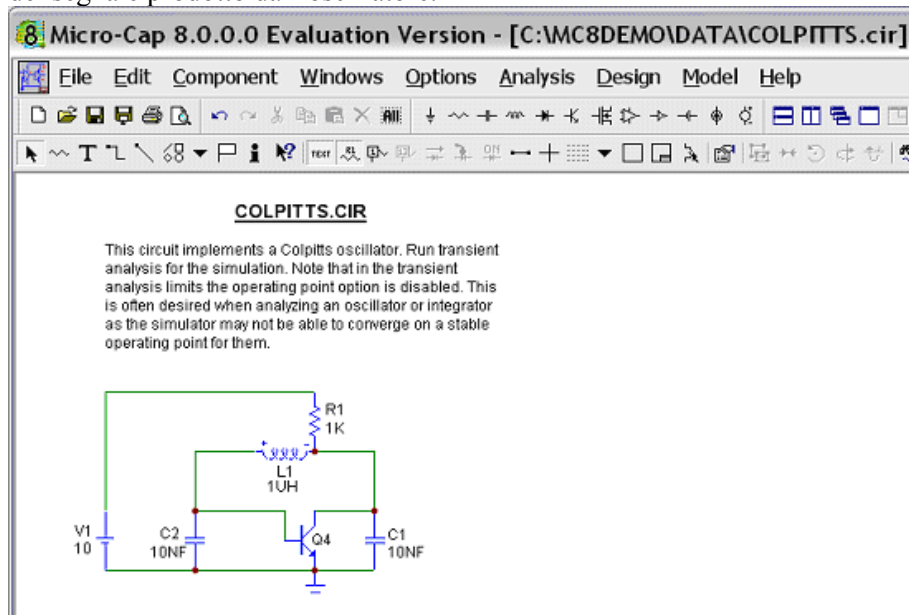
Modulatore FM a variazione di capacità.

Un diodo VARICAP consente di realizzare una capacità variabile il cui valore dipende dalla tensione applicata. La variazione di capacità determina poi una variazione di frequenza nel segnale prodotto dall'oscillatore, realizzando complessivamente una conversione da variazione di ampiezza a variazione di frequenza.

¹ Nel nostro caso poiché per semplicità è stata indicata per la modulazione una frequenza intermedia relativamente bassa (100 kHz), mentre l'RF è relativamente elevata (attorno ai 434 MHz) può risultare conveniente effettuare la conversione a RF con più mixer in cascata (con più salti), pilotandoli con oscillatori locali di frequenza sempre più alta.

² In figura è riportato il circuito dell'oscillatore Colpittz presente nella versione demo del software di simulazione analogico-digitale Micro-Cap8.

Se la variazione di capacità che si desidera ottenere non è eccessiva è possibile rendere sostanzialmente lineare sia il legame tra variazione di tensione e variazione di capacità del VARICAP sia il legame tra variazione di tensione applicata al VARICAP e variazione di frequenza del segnale prodotto dall'oscillatore.



Sotto questa ipotesi il principio di funzionamento del VCO si può così sintetizzare:

- in assenza di segnale modulante il VCO genera una frequenza fissa (denominata frequenza di oscillazione libera o di *free running*) determinata dal tipo di oscillatore impiegato, per esempio in un oscillatore LC (Colpittz, ecc.) la frequenza è determinata da una relazione del tipo:

$$f_o = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} \text{ Hz}$$

- applicando al VARICAP contenuto nel VCO un segnale costante di livello $\pm V_o$ (rispetto alla tensione di polarizzazione) si viene a determinare una variazione di capacità e quindi una variazione della frequenza prodotta dal VCO a essa proporzionale: $|V_o| \rightarrow \Delta C \rightarrow |\Delta f| = k_f |V_o|$;
 - applicando (per un tempo di bit) al VARICAP contenuto nel VCO un segnale costante di livello opportuno (rispetto alla tensione di polarizzazione) si può far produrre al VCO una frequenza desiderata, realizzando così un **modulatore FSK-MSK**:
 - $1 \rightarrow +V_o \rightarrow f_{VCO} = f_p + \Delta f = f_{Uno}$
 - $0 \rightarrow -V_o \rightarrow f_{VCO} = f_p - \Delta f = f_{Zero}$
 - applicando, invece, al VARICAP del VCO un segnale modulante analogico si ottiene un segnale modulato la cui frequenza varia in accordo con l'ampiezza della modulante, realizzando così un **modulatore FM**.
3. La banda di un segnale fonico analogico può essere limitata a circa 4 kHz (nella telefonia la banda tradizionale va da circa 300 a 3400 Hz), per cui nel caso di ingresso fonica (segnale modulante analogico vocale) si può assumere come frequenza massima del segnale modulante $f_{max} = 4 \text{ kHz}$. Sapendo che la banda a disposizione è di 25 kHz, è possibile utilizzare la formula di Carson per determinare la deviazione di frequenza massima ammessa per il segnale modulato:

$$B = 2(\Delta f + f_{max}) \rightarrow \Delta f = (B/2) - f_{max} \rightarrow \Delta f = 12500 - 4000 = 8500 \text{ Hz}$$

Sapendo che la costante tipica del modulatore è pari a $k_f = 5000 \text{ Hz/V}$ è così possibile determinare l'ampiezza massima che il segnale modulante può assumere:

$$\Delta f = k_f A_m \rightarrow A_m = \Delta f / k_f \rightarrow A_m = 1,7 \text{ V.}$$

4. Per un segnale dati la banda è valutabile qualitativamente come $B \cong 1/t_{bit} = 1/\tau \cong R_s$ (si veda l'Unità 1), per cui essendo la velocità massima pari a 9600 bit/s, si può considerare come frequenza massima della modulante $f_{max} = 9600$ Hz.
Utilizzando ancora la formula di Carson si può determinare la deviazione di frequenza ammessa per il segnale modulato:

$$\Delta f = (B/2) - f_{max} \rightarrow \Delta f = 12500 - 9600 = 2900 \text{ Hz.}$$

Sapendo che la costante tipica del modulatore è pari a $k_1 = 5000$ Hz/V è così possibile determinare l'ampiezza massima che il segnale modulante può assumere:

$$A_m = \Delta f / k_1 \rightarrow A_m = 0,58 \text{ V.}$$

La modulante fornita in ingresso al VCO dovrà quindi essere un segnale digitale di ampiezza pari a $|V_o| = |\Delta f| / k_1 = 0,58$ V.

A uno "0" logico può quindi essere associato un livello di tensione pari a $-V_o = -0,58$ V, che determinerà l'emissione di un segnale modulato avente una frequenza $f_{zero} = f_p - \Delta f = 97,1$ kHz.

A un "1" logico può essere associato un livello di tensione pari a $+V_o = +0,58$ V che determinerà l'emissione di un segnale modulato avente una frequenza $f_{uno} = f_p + \Delta f = 102,9$ kHz.

5. Per evitare che nel segnale modulato si abbiano dei salti di fase è possibile imporre che

$$\Delta f = 1/4t_{bit} = R_s/4 = 2400 \text{ Hz.}$$

Si ottiene così un particolare tipo di modulazione FSK che viene denominato MSK (Minimum Shift Keying, si veda l'Unità 8).

La modulante fornita in ingresso al VCO dovrà quindi essere un segnale digitale NRZ bipolare caratterizzato da un'ampiezza pari a $|V_o| = |\Delta f| / k_1 = 0,48$ V.

A uno "0" logico può quindi essere associato un livello di tensione pari a $-V_o = -0,48$ V, che determinerà l'emissione di un segnale modulato avente una frequenza

$$f_{zero} = f_p - \Delta f = 97,6 \text{ kHz.}$$

A un "1" logico può essere associato un livello di tensione pari a $+V_o = +0,48$ V che determinerà l'emissione di un segnale modulato avente una frequenza

$$f_{uno} = f_p + \Delta f = 102,4 \text{ kHz.}$$

Nelle trasmissioni radio la modulazione MSK risulta più vantaggiosa dell'FSK pura in quanto con quest'ultima si possono avere dei salti di fase nel segnale modulato. I salti di fase costituiscono delle brusche transizioni nel segnale modulato che generano delle componenti spettrali spurie (indesiderate) con frequenza che cade al di fuori della banda assegnata. Tali componenti possono così creare interferenze e disturbi per altri sistemi radio. Con la modulazione MSK si evita che ciò accada.

6. In ricezione il segnale captato può avere una frequenza portante RF compresa tra 433,1 e 434,6 MHz. Il mixer (downconverter) deve convertire la frequenza RF a una frequenza intermedia pari a 10,7 MHz.

L'oscillatore locale del mixer deve poter variare la sua frequenza tra:

$$f_{min} = 422,4 \text{ MHz e } f_{max} = 423,9 \text{ MHz, a passi di } 100 \text{ kHz}$$

Prelevando all'uscita del mixer, con un filtro, il segnale a frequenza differenza si ha così che:

- se in ingresso giunge $f_{in} = 433,1$ MHz, utilizzando la $f_{ol} = 422,4$ MHz si otterrà in uscita dal filtro la frequenza: $f_{FI} = 433,1_{MHz} - 422,4_{MHz} = 10,7$ MHz;
- se in ingresso giunge $f_{in} = 434,6$ MHz, utilizzando la $f_{ol} = 423,9$ MHz si otterrà in uscita dal filtro ancora la frequenza: $f_{FI} = 434,6_{MHz} - 423,9_{MHz} = 10,7$ MHz.

7. Un circuito molto utilizzato nelle telecomunicazioni è il PLL (Phase Locked Loop), descritto nell'Unità 5 par. 5.8. Tra l'altro, il PLL può essere utilizzato:
- come circuito di demodulazione per segnali modulati in frequenza (FM, FSK-MSK);
 - come circuito di ricostruzione di una portante di demodulazione agganciata a quella di trasmissione;
 - come circuito di ricostruzione di un clock di ricezione agganciato a quello di trasmissione.

Il PLL è un circuito retroazionato composto da:

- un rivelatore di fase, schematizzabile come un moltiplicatore (mixer);
- un filtro passa basso, che può essere seguito da un amplificatore in modo da elevare il segnale in ingresso al VCOPLL per aumentarne la sensibilità; il filtro elimina le componenti di alta frequenza prodotte dal moltiplicatore;
- un VCO posto sulla via di retroazione caratterizzato da una frequenza di oscillazione libera di valore opportuno in relazione alla frequenza del segnale applicato in ingresso al PLL;

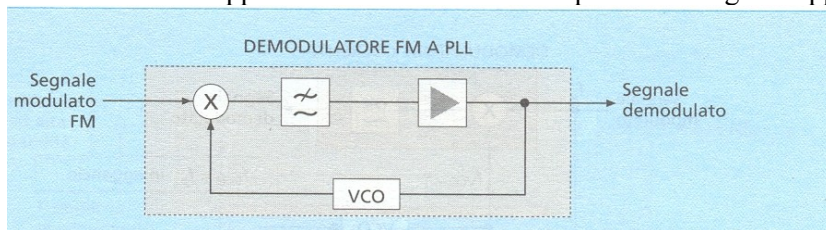


FIGURA 5.16
Demodulatore FM a PLL.

Analizziamo il funzionamento del PLL facendo riferimento al caso in esame.

Lato trasmissione si operi con modulazione MSK e per semplicità si invii al modulatore (VCOTX) una sequenza di "1" fissa, che corrisponde ad applicare al suo ingresso una tensione costante di valore pari a $+V_o=4,8$ V. In questo caso il VCOTX produce una frequenza pari a $f=102,4$ kHz.

Per semplicità tralasciamo tutto il processo di conversione FI \leftrightarrow RF.

Sapendo che la portante di modulazione (a FI) è pari a 100 kHz, fissiamo per il VCOPLL una frequenza di free running pari a tale valore: $f_{free} = 100$ kHz. Il VCOPLL abbia poi una sensibilità elevata.

Quando si applica il segnale modulato MSK (out VCOTX) in ingresso al PLL si ha che quest'ultimo passa nella fase di cattura. In questa fase il segnale uscente dal moltiplicatore presenta frequenze pari alla somma e alla differenza tra quelle al suo ingresso, il filtro elimina la frequenza somma, il segnale (amplificato) viene applicato al VCOPLL che varia la sua frequenza inseguendo quella d'ingresso.

Se la sensibilità del VCO stesso è sufficientemente elevata, dopo un breve transitorio la frequenza generata dal VCOPLL si porta a un valore esattamente uguale a quella d'ingresso:

$$f_{VCOPLL} = f_{IN} = f_{MSK} = 102,4 \text{ kHz.}$$

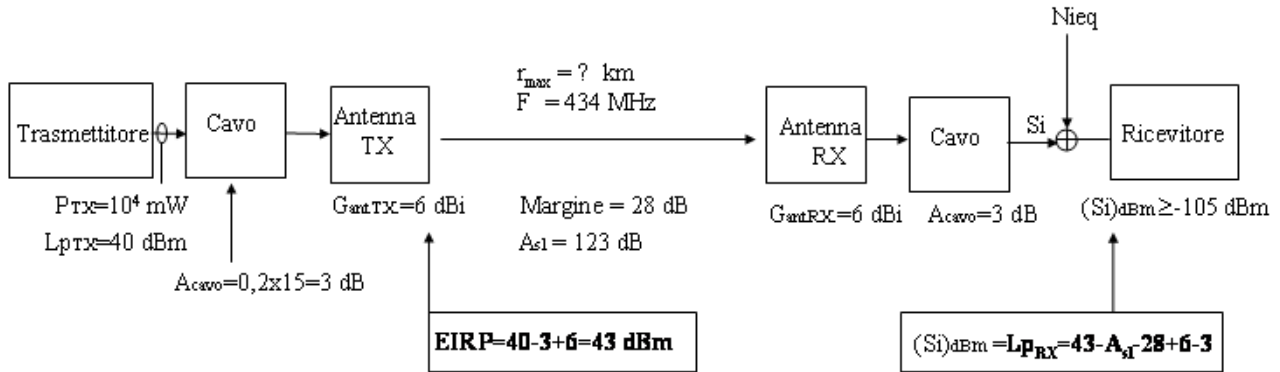
Il PLL è così passato nello stato di aggancio e l'uscita del filtro passa basso è un segnale proporzionale a quello fornito in ingresso al modulatore MSK. Prelevando l'uscita del filtro si recupera il segnale demodulato, costituito nell'esempio fatto da un segnale in continua di valore proporzionale a quella d'ingresso: $V_{DEM} = k \cdot V_o = k \cdot 4,8$ V.

In sostanza quindi, prelevando il segnale presenta all'uscita del filtro (amplificatore) il PLL si comporta come un convertitore frequenza-ampiezza, in quanto traduce una deviazione di frequenza (rispetto a quella di free running del proprio VCOPLL) in un valore di tensione. Se varia la frequenza in ingresso (nel campo di aggancio) varia così anche l'ampiezza in uscita del PLL, per cui il PLL è in grado di demodulare sia segnali modulati FSK-MSK (modulazioni digitali) sia segnali modulati FM (modulazione analogica).

Si noti poi che se la frequenza in ingresso al PLL non varia, in aggancio il segnale prodotto dal VCOPLL ha esattamente la stessa frequenza di quello in ingresso. Prelevando il segnale uscente dal VCOPLL si ha così un segnale utilizzabile come portante di demodulazione in schemi di modulazione coerente, in quanto esso è un segnale agganciato in frequenza (e fase) a quello presente in ingresso. Si ottiene così il funzionamento del PLL come circuito in grado di ricostruire una portante di demodulazione agganciata a quella di trasmissione.

A titolo esemplificativo si allega un'Appendice che riporta una simulazione al computer effettuata con la versione *demo* del programma³ Micro-Cap 8, la quale evidenzia le forme d'onda e gli spettri dei segnali prodotti dal modulatore MSK (VCOTX), dal VCOPLL, dal PLL.

8. Per il calcolo della massima distanza a cui si può porre il ricevitore è consigliabile schematizzare il collegamento nel seguente modo:



La sensibilità del ricevitore si può definire come il minimo livello d'ingresso al ricevitore che consente di ottenere un dato valore di S/N, ritenuto accettabile. Nel caso in esame quindi il minimo livello ammesso in ricezione è pari a $(S_i)_{dBm} = L_{P_{RX}} = -105 \text{ dBm}$.

Noti il livello di potenza emesso dal trasmettitore, espresso in dBm, l'attenuazione del cavo e il guadagno dell'antenna, è quindi possibile calcolare dapprima l'EIRP in trasmissione e quindi la massima attenuazione dello spazio libero ammessa:

$$L_{p_{TX}} = 10 \log_{10} P_{TX[mW]} = 40 \text{ dBm};$$

$$EIRP = L_{p_{TX}} - A_{cavo} + G_{antTX} = 40 - 3 + 6 = +43 \text{ dBm}$$

$$L_{p_{RX}} = EIRP - [A_{sl} + \text{Margine}] + G_{antRX} - A_{cavo} \rightarrow -105 = 43 - A_{sl} - 28 + 6 - 3 \rightarrow A_{sl} = 123 \text{ dB}$$

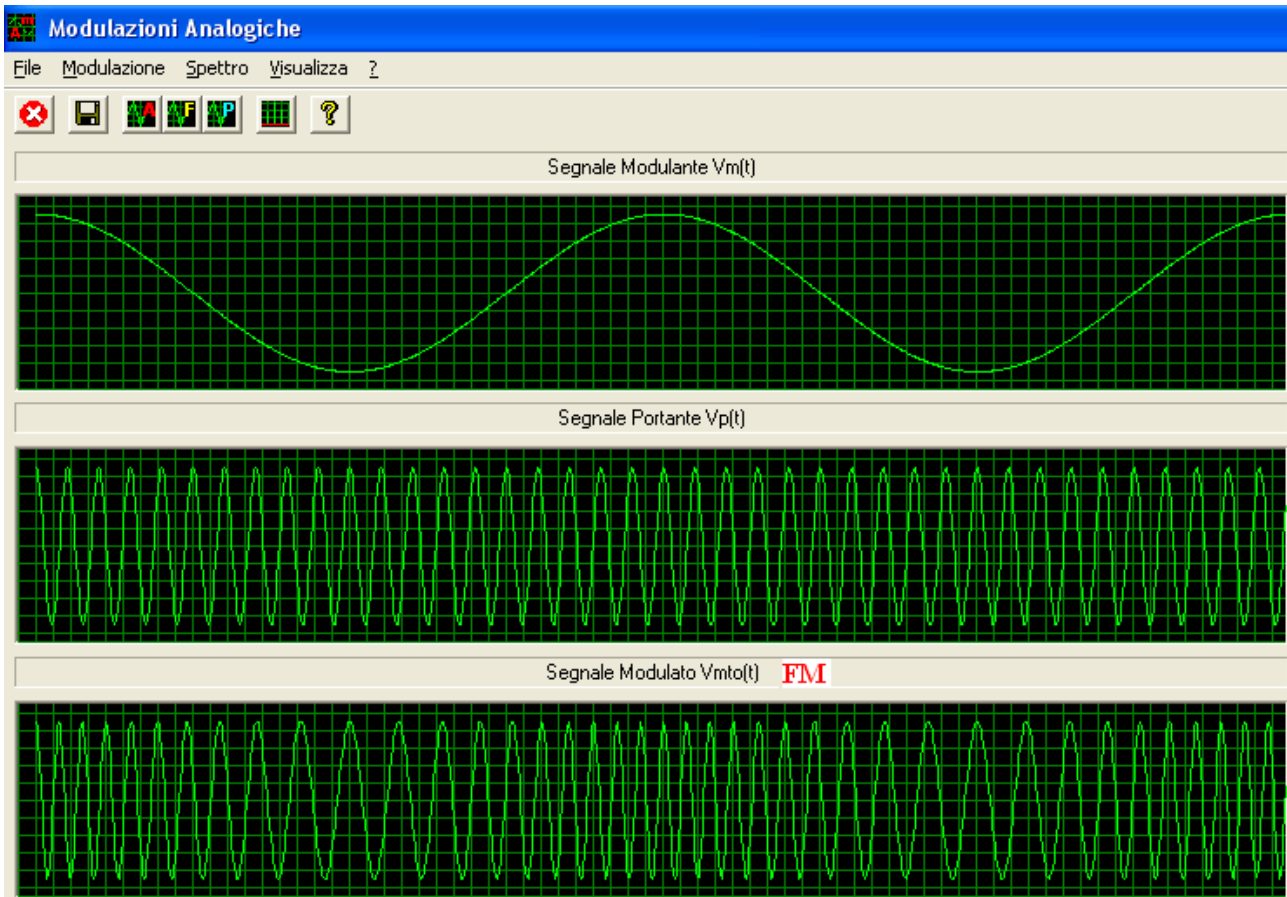
Dalla relazione $A_{sl} = 32,5 + 20 \log_{10} f_{MHz} + 20 \log_{10} r_{km}$ è possibile, infine, determinare la distanza massima teorica a cui può essere posto il ricevitore (lungo la direzione di massimo irraggiamento):

$$20 \log_{10} r_{km} = 123 - 32,5 - 52,7 = 37,8 \rightarrow r = 10^{37,8/20} \approx 77 \text{ km}$$

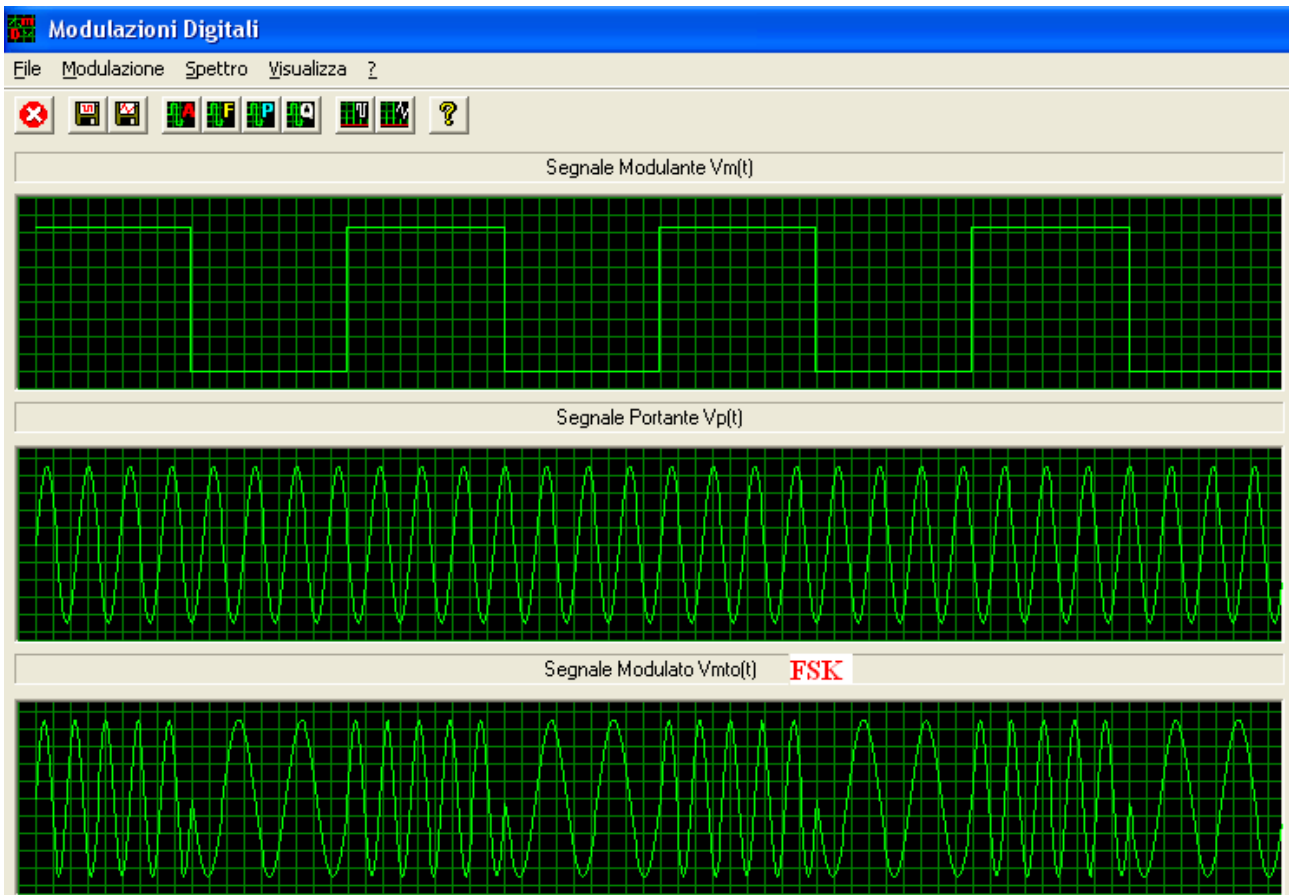
³ La versione demo di Micro-Cap 9 è scaricabile gratuitamente dal sito www.spectrum-soft.com.

Appendice alla simulazione N. 3

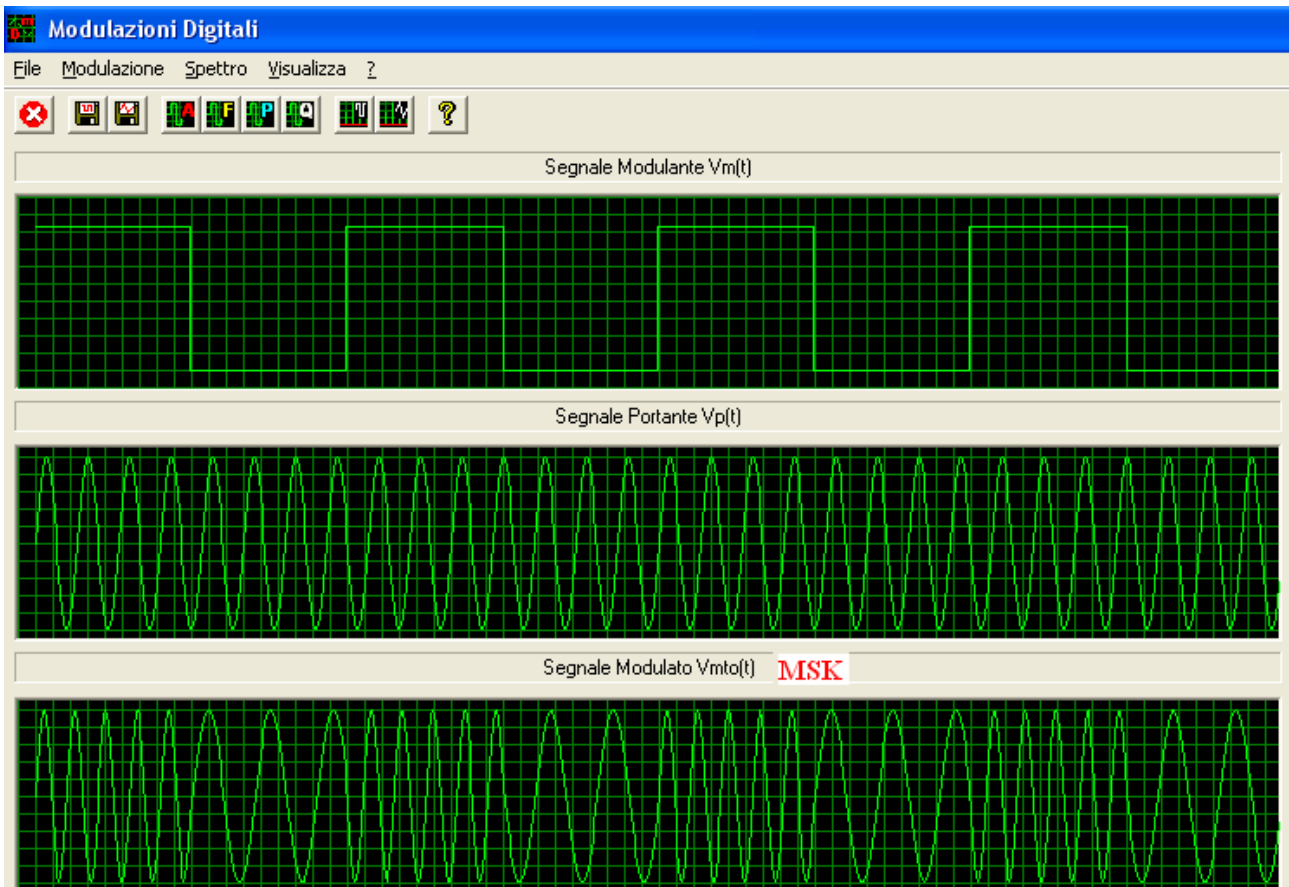
A.1 Simulazione al computer delle modulazioni FM, FSK, MSK effettuata tramite i programmi MODULAZ e MODIGIT contenuto nel CDROM per l'insegnante allegato al testo



Modulazione FM



Modulazione FSK



Modulazione MSK

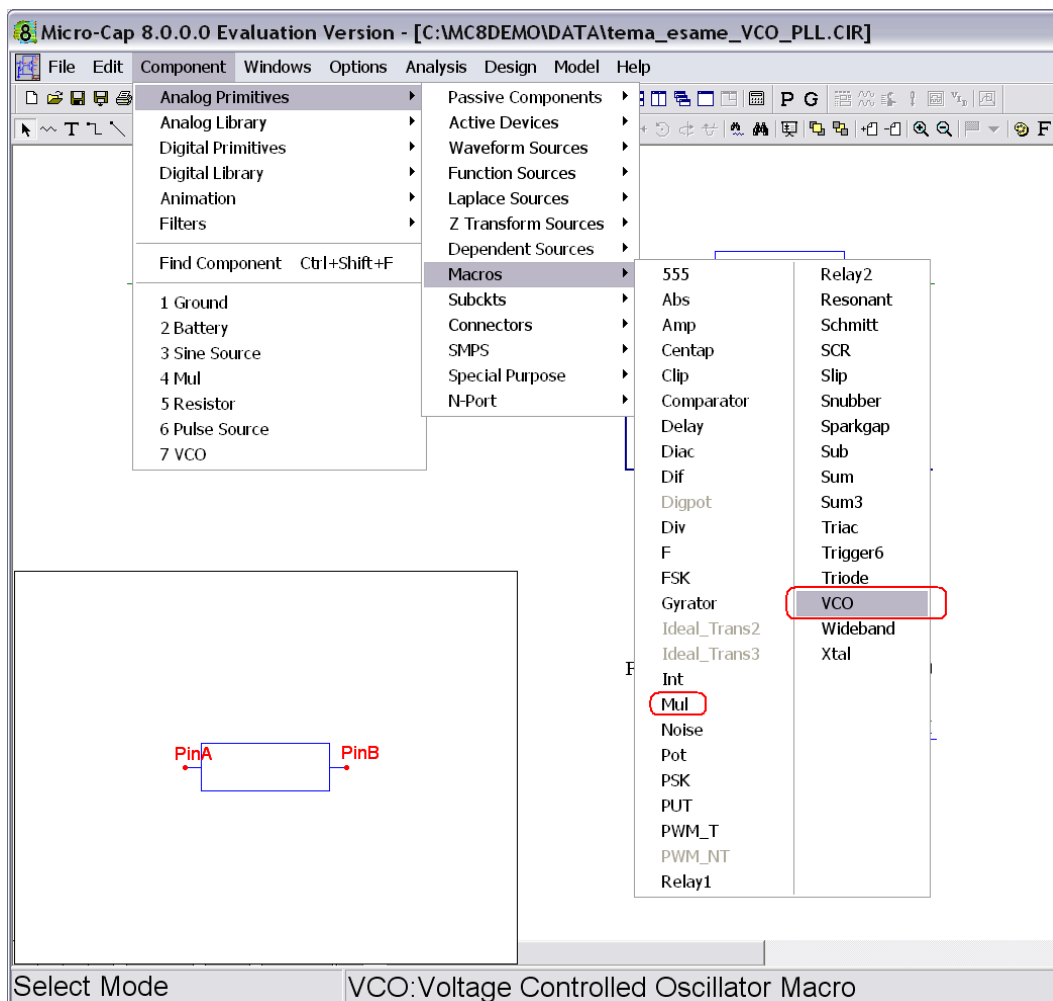
A.2 Simulazione al computer del modulatore di frequenza (FSK-MSK) a VCO e del demodulatore di frequenza (FSK-MSK) a PLL.

(a cura del prof. Onelio Bertazioli)

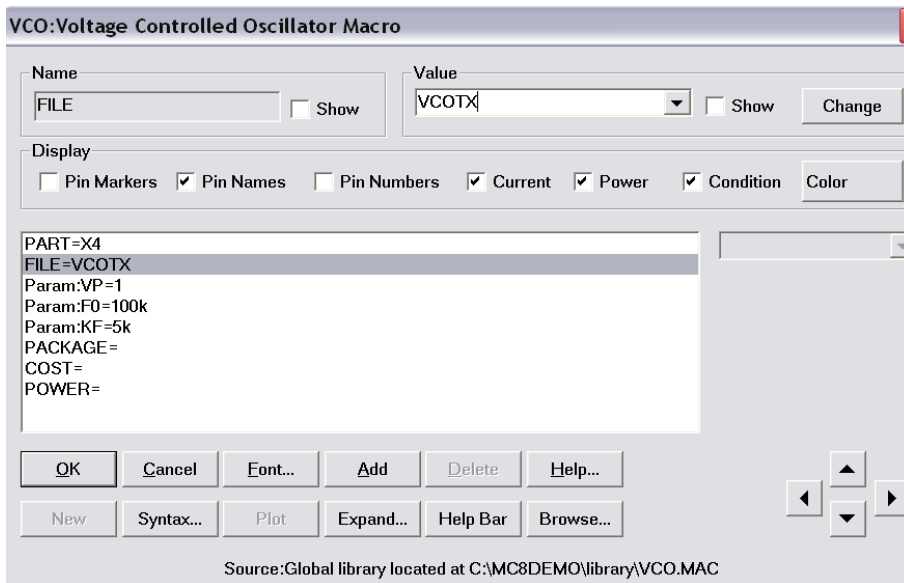
A conferma della teoria si presenta ora una simulazione al computer, effettuata con la versione demo del programma Micro-Cap 8, del modulatore FSK-MSK a VCO e del demodulatore a PLL. Si suppone di realizzare un modulatore MSK a cui si fornisce in ingresso un segnale costituito da una sequenza di "1" continua, corrispondente ad avere un segnale di livello pari a +0,48 V che causa una deviazione di frequenza pari a $\Delta f=2400$ Hz.

Come prima cosa si disegna il circuito che comprende il modulatore, che denominiamo VCOTX, e il PLL che funge da demodulatore.

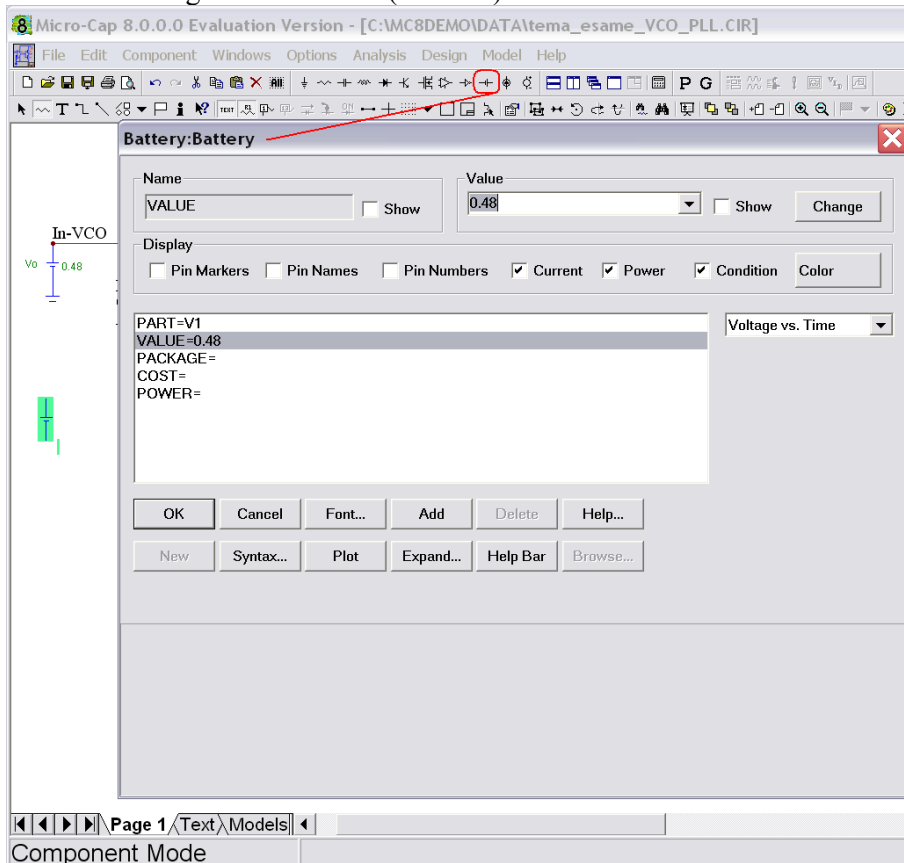
Si seleziona dal menu Component il componenti VCO:



Si impostano i valori di frequenza (free running) e sensibilità (Hz/V) del VCOTX:



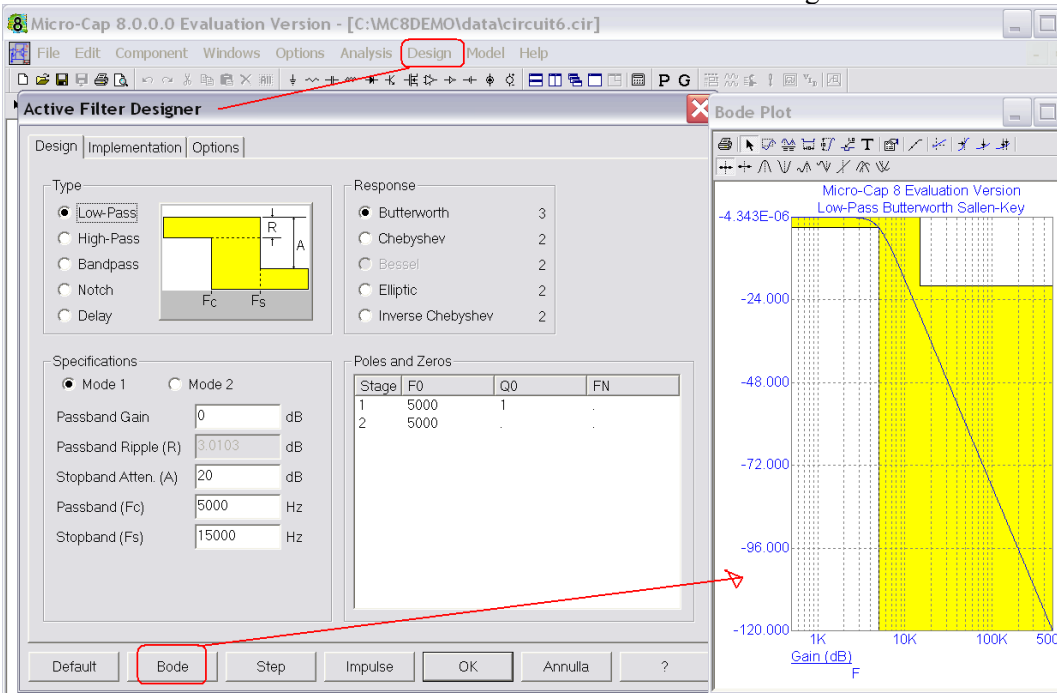
In ingresso al VCOTX si pone il componente Battere (batteria) a cui si assegna il valore +4.8 V, che costituisce il segnale modulante (tutti “1”):



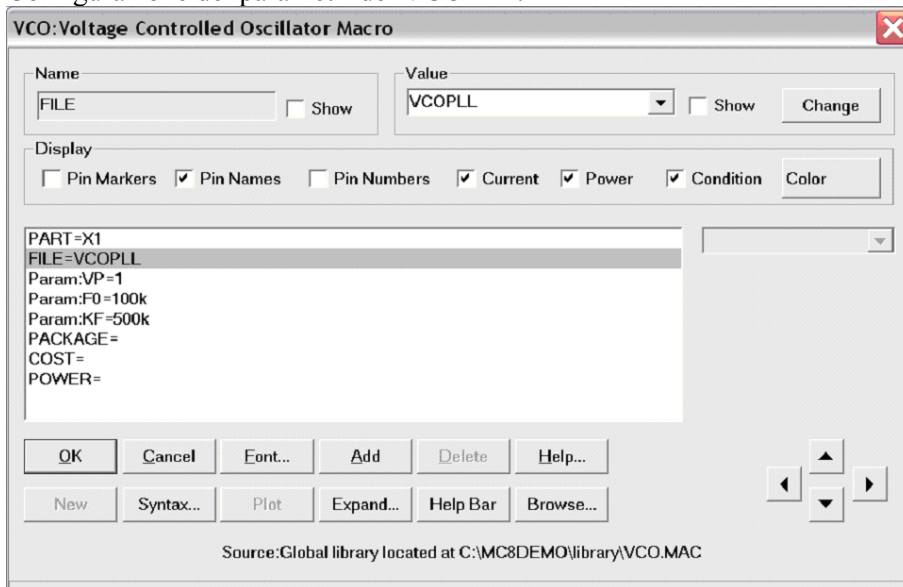
Si prosegue inserendo i componenti che realizzano il PLL:

- moltiplicatore (Macro “MUL”);
- filtro passa basso, realizzato con il tool Design di Micro-Cap 8;
- VCOPLL (macro VCO), in cui si definisce una frequenza di free running $f_0=100$ kHz e una sensibilità molto elevata: $kF=500$ kHz.

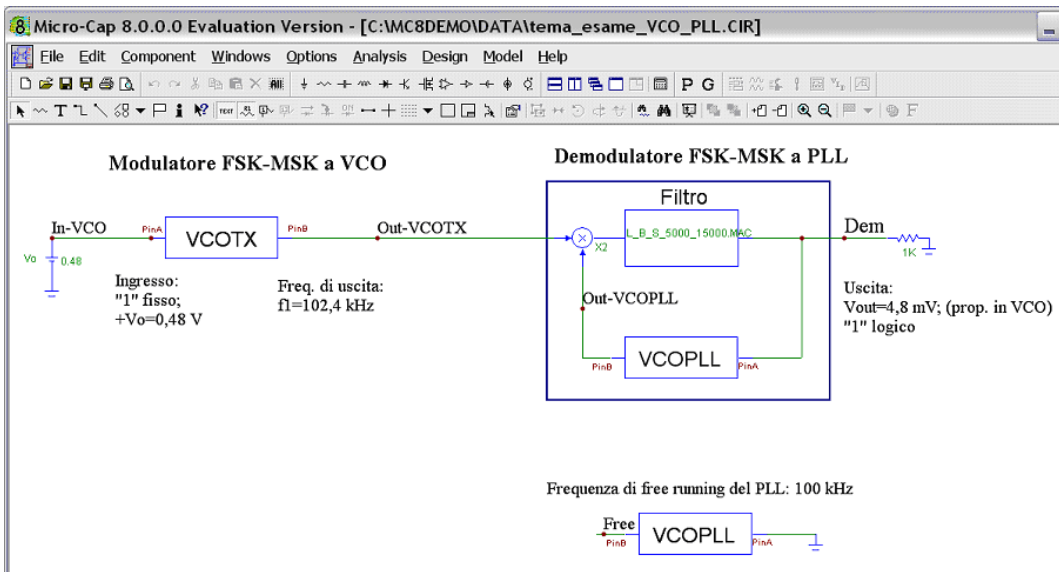
Definizione del filtro attivo da inserire nel PLL tramite il menu Design:



Configurazione dei parametri del VCOPLL:



Si completa il disegno del circuito collegando i vari componenti e inserendo il testo desiderato:



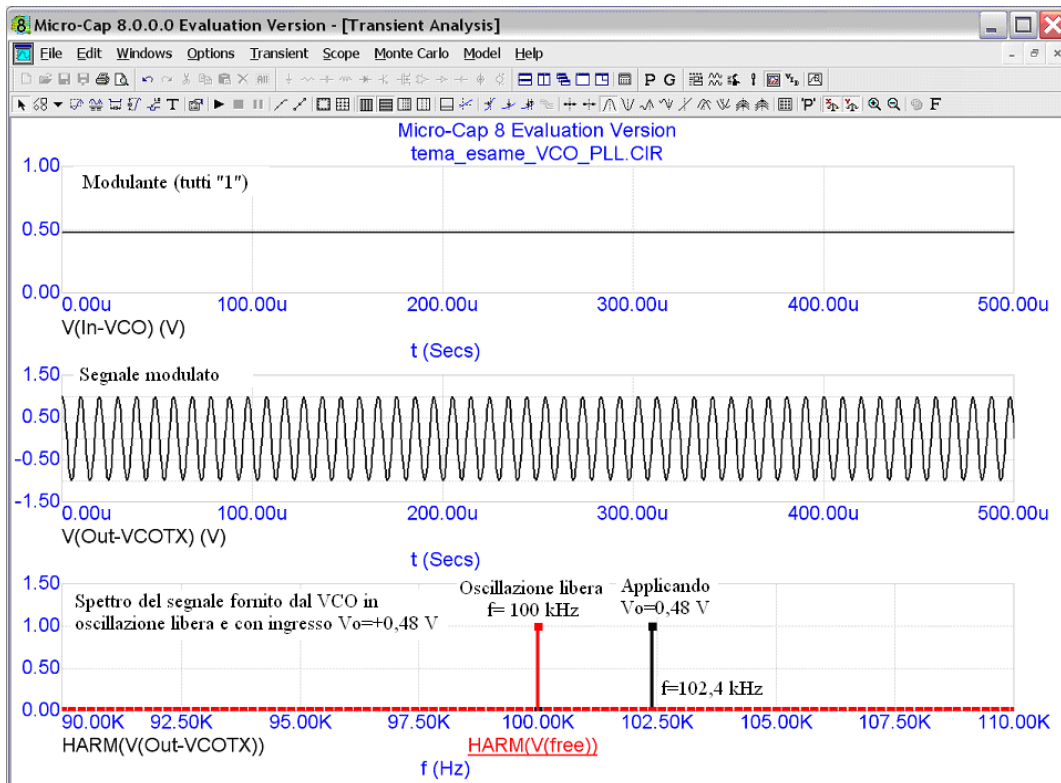
Terminato il disegno del circuito si passa all'analisi dei segnali nel dominio del tempo e in quello della frequenza tramite il menu Analysis – Transient.

- **Analisi del modulatore FSK-MSK a VCO.**

Si impostano i Limits dell'analisi Transient per la visualizzazione dei segnali e degli spettri in ingresso e in uscita dal modulatore (VCOTX):

P	X Expression	Y Expression	X Range	Y Range
1	t	V(In-VCO)	0.5m,0,0.1m	1,0,0.5
2	t	V(Out-VCOTX)	0.5m,0,0.1m	1.5,-1.5,0.5
3	f	HARM(V(Out-VCOTX))	110k,90k,2.5k	1.5,0,0.5
	t	V(free)	0.25m,0,0.1m	1.5,-1.5,0.5
3	f	HARM(V(free))	110k,90k,2.5k	1.5,0,0.5
	f	HARM(V(Out-VCOPLL))	110k,50k,10k	1.5,0,0.5
	T	V(Out-VCOPLL)	0.25m,0m,0.125m	1.5,-1.5,0.5
	T	V(Out-VCOTX)	0.25m,0m,0.125m	1.5,-1.5,0.5
	T	V(dem)	2m,0,0.5m	10m,0,2.5m
	t	V(Out-VCOPLL)	2m,1.75m,0.125m	1.5,-1.5,0.5
	t	V(Out-VCOTX)	2m,1.75m,0.125m	1.5,-1.5,0.5

L'analisi mostra come in oscillazione libera (ingresso nullo) i VCOTX e VCOPLL producono un segnale sinusoidale di frequenza 100 kHz, il cui spettro (Harm(Free)) è costituito da una riga centrata a 100 kHz, mentre applicando in ingresso al VCOTX, con $f_o=100$ kHz e sensibilità di $KF=5$ kHz/V, una tensione pari a 0,48 V si ottiene in uscita un segnale con frequenza pari a $f_{Out-VCOTX}=f_1=100_{kHz}+(0,48 \cdot 5000)=102,4$ kHz, il cui spettro (Harm(Out-VCOTX)) è costituito da una riga centrata a 102,4 kHz.



• **Analisi del demodulatore a PLL.**

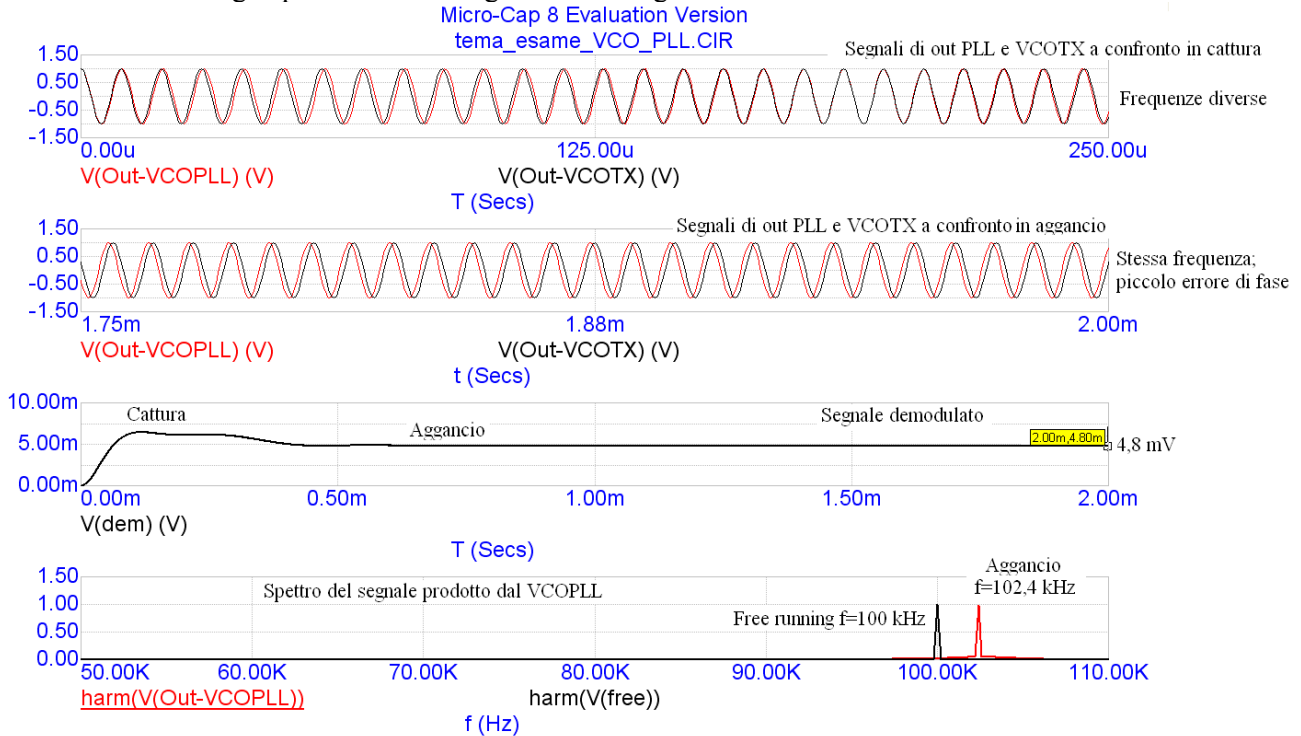
Si riporta ora l'impostazione dei limiti dell'analisi Transient per la visualizzazione dei segnali in ingresso (Out-VCOTX) e in uscita (Dem) dal PLL, del segnale prodotto dal VCOPLL in cattura e aggancio (Out-VCOPLL), dello spettro (Harm(.)) del segnale prodotto dal VCOPLL in free running (FREE) e in aggancio (Out-VCOPLL).

The "Transient Analysis Limits" dialog box shows the following settings:

- Time Range: 5E-3
- Maximum Time Step: 1e-8
- Number of Points: 20
- Temperature: Linear, 27
- Retrace Runs: 1
- Run Options: Normal
- State Variables: Zero
- Operating Point
- Operating Point Only
- Auto Scale Ranges

P	X Expression	Y Expression	X Range	Y Range
1	t	V(In-VCO)	0.5m,0,0.1m	1,0,0.5
1	t	V(Out-VCOTX)	0.5m,0,0.1m	1.5,-1.5,0.5
1	f	HARM(V(Out-VCOTX))	110k,90k,2.5k	1.5,0,0.5
1	t	V(free)	0.25m,0,0.1m	1.5,-1.5,0.5
4	f	HARM(V(free))	110k,90k,2.5k	1.5,0,0.5
4	f	HARM(V(Out-VCOPLL))	110k,50k,10k	1.5,0,0.5
1	T	V(Out-VCOPLL)	0.25m,0m,0.125m	1.5,-1.5,0.5
1	T	V(Out-VCOTX)	0.25m,0m,0.125m	1.5,-1.5,0.5
2	t	V(Out-VCOPLL)	2m,1.75m,0.125m	1.5,-1.5,0.5
2	t	V(Out-VCOTX)	2m,1.75m,0.125m	1.5,-1.5,0.5
3	t	V(dem)	2m,0,0.5m	10m,0,2.5m

Le forme d'onda e gli spettri che si ottengono sono i seguenti:

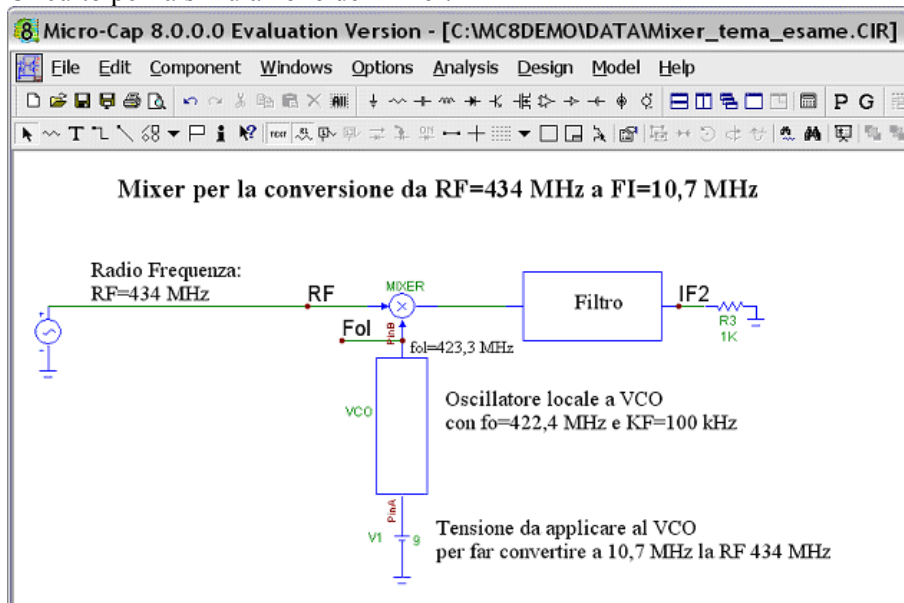


L'analisi mostra chiaramente il funzionamento del PLL:

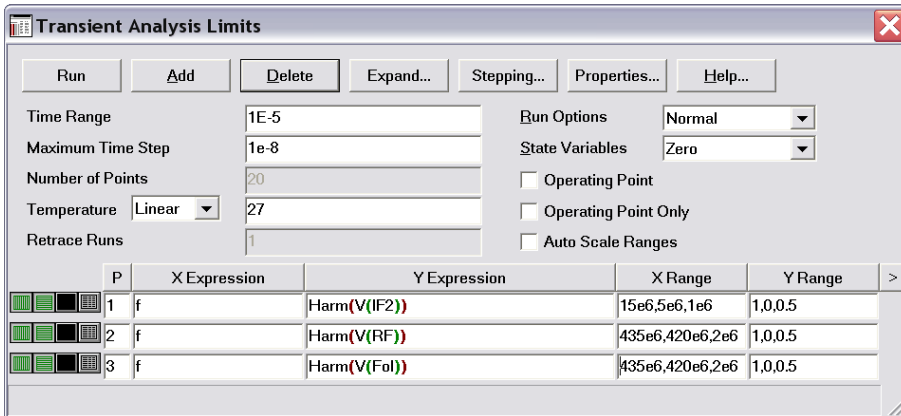
- nello stato di cattura il segnale prodotto dal VCOPLL ha frequenza diversa da quello di ingresso;
- dopo il breve transitorio dovuto allo stato di cattura, il PLL va nello stato di aggancio; in questo stato all'uscita del filtro si ritrova un segnale demodolato proporzionale al segnale modulante;
- nello stato di aggancio il segnale prodotto dal VCOPLL ha esattamente la stessa frequenza di quello in ingresso e si ha un piccolo sfasamento costante (errore di fase che mantiene agganciato il PLL);
- la frequenza di oscillazione libera (free running) del VCOPLL è 100 kHz, mentre in aggancio la frequenza da esso prodotta si porta a 102,4 kHz.

Infine qui di seguito si riporta la simulazione del funzionamento del mixer di ricezione che effettua la traslazione da $RF=434$ MHz a $FI=10,7$ MHz. L'oscillatore locale è costituito da un VCO avente $f_0=422,4$ MHz e $KF=100$ kHz, che viene forzato a produrre una frequenza $F_{ol}=423,3$ MHz, tale per cui $FI=RF-F_{ol}=434_{MHz}-423,3_{MHz}=10,7$ MHz, applicando al suo ingresso una tensione di 9 V.

Circuito per la simulazione del mixer:



Limiti dell'analisi Transient:



Spettri del segnale a FI e dei segnali a RF e a Fol:

