



SWITCHERCAD III

TUTORIAL

EDIZIONE II

Pietro Salvato



- LICENZA D'USO



Attribuzione - Non commerciale - Condividi allo stesso modo 2.5 Italia

Tu sei libero:

- di riprodurre, distribuire, comunicare al pubblico, esporre in pubblico, rappresentare, eseguire e recitare quest'opera
- di modificare quest'opera

Alle seguenti condizioni:



Attribuzione. Devi attribuire la paternità dell'opera nei modi indicati dall'autore o da chi ti ha dato l'opera in licenza.



Non commerciale. Non puoi usare quest'opera per fini commerciali.




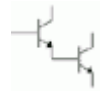
Condividi allo stesso modo. Se alteri o trasformi quest'opera, o se la usi per crearne un'altra, puoi distribuire l'opera risultante solo con una licenza identica a questa.

- Ogni volta che usi o distribuischi quest'opera, devi farlo secondo i termini di questa licenza, che va comunicata con chiarezza.
- In ogni caso, puoi concordare col titolare dei diritti d'autore utilizzi di quest'opera non consentiti da questa licenza.

Le utilizzazioni consentite dalla legge sul diritto d'autore e gli altri diritti non sono in alcun modo limitati da quanto sopra.

Questo è un riassunto in linguaggio accessibile a tutti del Codice Legale (la licenza integrale).
<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/2.5/it/legalcode>

Limitazione di responsabilità  <http://creativecommons.org/licenses/disclaimer-popup?lang=it>

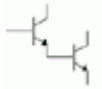


INDICE DEI CONTENUTI

- LICENZA D'USO pag. 2
- PREFAZIONE pag. 4
- TERMINI DI UTILIZZO pag. 4
- IN RETE pag. 4
- INTRODUZIONE pag. 5
- 1.0 MENU, TOOL BAR E PREFERENZE pag. 6
- 2.0 IL NOSTRO PRIMO SCHEMA pag. 7
- 3.0 ANALISI PARAMETRICA E RESISTENZA VARIABILE pag. 10
- 4.0 DOMINIO DEL TEMPO, MISURE DI FASE E ATTENUAZIONE pag. 11
- 5.0 ANALISI DEL TRANSITORIO DI UN CIRCUITO RLC pag. 13
- 6.0 RISPOSTA IN FREQUENZA E RISONANZA pag. 16
- 7.0 FILTRI ELETTRONICI, PASSIVI E ATTIVI pag. 18
- 8.0 CARATTERISTICA ED APPLICAZIONI DEL DIODO pag. 30
- 9.0 SWEEP DI CORRENTE E CARATTERISTICA DI COLLETTORE pag. 35
- 10.0 POTENZIALI STATICI IN UNA RETE pag. 36
- 11.0 VARIAZIONI DI TEMPERATURA E PUNTO DI FUNZIONAMENTO pag. 38
- 12.0 AMPLIFICATORE CON BJT AD EMETTITORE COMUNE pag. 40
- 13.0 IL BJT COME INTERRUOTTORE ON-OFF pag. 42
- 14.0 RILIEVO DELLE CARATTERISTICHE DI MOSFET E JFET pag. 44
- 15.0 AMPLIFICATORE A CON CONTROLLO AUTOMATICO DEL GUADAGNO pag. 46
- 16.0 AMPLIFICATORE OPERAZIONALE pag. 48
- 17.0 CIRCUITI DI CONVERSIONE DEI GENERATORI pag. 52
- 18.0 CIFRA E DENSITÀ DI RUMORE pag. 53
- 19.0 APPLICAZIONI CON GLI OPERAZIONALI pag. 55
- 20.0 GENERATORI DI FORMA D'ONDA pag. 57
- 21.0 I TIRISTORI (SCR, DIAC, TRIAC) pag. 62
- 22.0 CAMPIONAMENTO E TRASFORMATA RAPIDA DI FOURIER (FFT) pag. 64
- 23.0 SIRENA ELETTRONICA E FILE .WAV pag. 66
- 24.0 TRASMETTITORE FM pag. 67
- 25.0 PSICO-MICROFONO pag. 69
- 26.0 MINI EQUALIZZATORE pag. 70
- 27.0 CONTATORE ASINCRONO A 4 BIT CON FLIP FLOP D pag. 71

APPENDICE

- A) CREARE NUOVI MODELLI S.P.I.C.E. pag. 73
- B) NETLIST pag. 74
- C) LETTERE, NUMERI E SUFFISSI pag. 75
- D) COMANDI DI EDITING pag. 76
- E) COMANDI LT/S.P.I.C.E. pag. 76
- F) INSTALLAZIONE E REQUISITI HARDWARE-SOFTWARE pag. 81
- G) BIBLIOGRAFIA pag. 82
- H) CONTENTS (ENGLISH) pag. 83



- PRAFAZIONE

Queste pagine non hanno certamente l'ambizione di voler spiegare in maniera approfondita ed esaustiva tutte le funzioni offerte da quest'interessante programma "freeware" di S.P.I.C.E. (Simulation Program with Integrated Circuit Enphasis) della Linear Technology Corporation. Si tratta invece di un tutorial essenziale sulle sue funzioni basilari: l'editor di uno schema, l'analisi del transitorio, della risposta in frequenza, della FFT, dei potenziali statici e dello "sweep" di varie grandezze fisiche ed elettriche ecc...

Questo lavoro nasce dal fatto che per SwitcherCAD III© in rete esiste davvero poco materiale, in particolare nella nostra lingua, a cui fare riferimento nonostante il programma venga consigliato come software didattico in diversi corsi di laurea in ingegneria. Ho cercato di evitare l'inserimento di cumuli di nozioni teoriche poiché lo scopo che mi sono prefisso non è quello di spiegare l'elettronica attraverso un programma di S.P.I.C.E. ma più modestamente cercare di fornire quegli elementi necessari per "avviare la macchina".

Del resto chi si avvicina ad un software di simulazione elettronica, generalmente, una certa familiarità con l'elettronica e le sue leggi fondamentali già c'è l'ha.

Per eventuali suggerimenti il mio indirizzo e-mail è a vostra disposizione.

Pietro Salvato
pietro1031@interfree.it

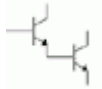
- TERMINI DI UTILIZZO

1. LA VERSIONE DEL PRESENTE TUTORIAL DEVE ESSERE DISTRIBUITA E PRESENTATA NELLA SUA FORMA ORIGINARIA.
2. IL TUTORIAL NON DEVE ESSERE MODIFICATO IN ALCUN MODO.
3. L'AUTORE NON POTRÀ ASSUMERE ALCUNA RESPONSABILITÀ SE ESSO DOVESSE PROVOCARE DANNI DI QUALSIASI GENERE: L'UTENTE UTILIZZA QUESTO TUTORIAL A PROPRIO RISCHIO E PERICOLO. IN NESSUN CASO L'AUTORE POTRÀ ESSERE RITENUTO RESPONSABILE DI EVENTUALI DANNI SIA DIRETTI CHE INDIRETTI.
4. UTILIZZANDO QUESTO TUTORIAL, L'UTENTE ACCETTA IMPLICITAMENTE QUESTE CONDIZIONI.

- IN RETE

<http://www.linear.com/> (il sito da cui scaricare SwCAD III)
<http://telpar.altervista.org/> (altro interessante sito di elettronica in cui trovare SwCAD III)
<http://xoomer.virgilio.it/fysalvat/switchercove.html> (pagina HTML dedicata a questo tutorial)
<http://groups.yahoo.com/group/LTspice> (gruppo di discussione dedicato a LTspice/SwitcherCAD III)

Inoltre sono utili fonti d'informazioni i newsgroup usernet come **it.hobby.elettronica**.



- INTRODUZIONE

L'acronimo S.P.I.C.E. sta per (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) che significa *Simulatore di circuiti con particolare enfasi per quelli integrati*. Serve, dunque, a determinare le tensioni e le correnti nei singoli rami di una rete elettrica oppure ad effettuare prove "sperimentali" su di un circuito senza realizzarlo in laboratorio, ma solo sul computer. Il software fu sviluppato all'Università californiana di Berkeley, e reso disponibile al pubblico già nel 1975.

I programmi di simulazione circuitale costituiscono uno strumento di estrema utilità per chi si occupa di progettazione di circuiti elettronici. Il loro impiego diviene pressoché indispensabile nel caso di progettazione di circuiti integrati. Infatti, sebbene il modo più semplice per verificare la rispondenza alle specifiche di progetto di un circuito elettronico sia quello di costruirne un prototipo ed effettuare misure su di esso, l'avvento della tecnologia dei circuiti integrati ha reso molto problematico questo procedimento. La realizzazione di un prototipo di circuito integrato deve essere effettuata con le stesse tecnologie impiegate per la realizzazione del circuito definitivo, con costi e tempi notevoli per una semplice verifica di progetto.

SwitcherCAD III© consiste in un ottimo simulatore capace di implementare diverse funzioni, tra le quali la creazione di appositi modelli, e di visualizzare graficamente la "risposta". Il software è completamente "freeware" e senza alcuna limitazione nel suo utilizzo (contrariamente ad altri programmi del suo genere...)


SwitcherCAD© nasce come CAD (*Computer Aided Design*) cioè un software dedicato al disegno di regolatori (*switching*) della Linear Technology Corporation. Lo scopo che si è prefisso la LTC (ed in particolare il suo autore Mike Engelhardt) è di aiutare i clienti nell'uso dei loro prodotti e contemporaneamente incoraggiare studenti, hobbisti ecc. a familiarizzare con il "mondo" S.P.I.C.E. mettendo a disposizione un software "generale" per il disegno e la progettazione di circuiti elettronici tanto che già diverse università italiane l'hanno adottato come software didattico.

Tuttavia, almeno nella nostra lingua, nel momento in cui scrivo, manca ancora uno strumento in grado di far superare quel primo, per certi versi ovvio, impaccio che prende l'ignaro utente una volta che ha avviato un programma sconosciuto o quasi.


Perciò ho scritto questo tutorial che non è (ne vuole essere) un trattato esaustivo su LT/SPICE. Dipenderà dalle capacità (e dalla volontà) di ognuno, applicando correttamente le indicazioni che troverete nei numerosi esempi, sviluppare dette capacità per un uso del programma che spazi dalla didattica all'hobby alla professione.



1.0 MENU, TOOL BAR E PREFERENZE

Per creare un nuovo schema circuitale occorre premere sul pulsante **[New Schematic]** . Apparirà una griglia (con fondo solitamente grigio) che può essere però modificata nelle sue varie componenti cromatiche (sfondo, colore dei componenti elettronici, dei fili di connessione, dell'elemento in evidenza, oppure delle parti che compongono il grafico dove apparirà la nostra forma d'onda ecc.) scegliendo dal menù **[Tool]** la voce *Color Preferences*.

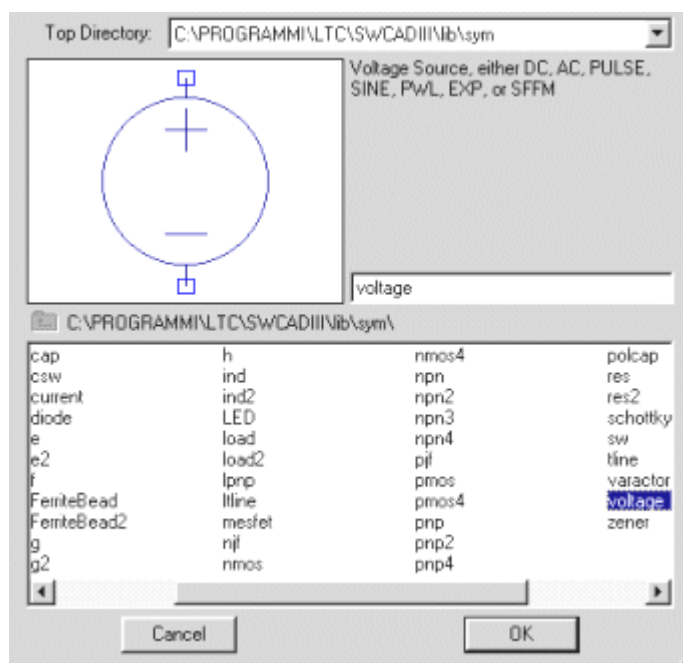
Di default è attivata una *Tool bar* che contiene, tra l'altro, dei pulsanti che raffigurano alcuni dei principali elementi circuitali. Se la *Tool bar* non dovesse essere attiva (o la si volesse disattivare) basta spuntare dal menù **[View]** la voce *Tool bar*.

Vediamo i pulsanti contenuti nella parte destra della *Tool bar* .


Il primo (a partire da sinistra) raffigura una matita. E' lo strumento **[Wire]** il quale permette di collegare tra loro i componenti che compongono lo schema. Segue il pulsante **[Ground]** che permette di inserire la "terra", ovvero il punto con potenziale di riferimento 0, nel circuito.

Il terzo pulsante **[Label Net]** permette invece di identificare in modo più chiaro un qualsiasi nodo che compone il circuito anziché affidarsi alla classificazione progressiva (del tipo N001 - N002 ecc.) che assegna automaticamente il programma. Il quarto pulsante **[Resistor]** inserisce nello schema un resistore che può essere poi editato per cambiargli il nome, inserire il valore in Ohm, la tolleranza %, la potenza dissipata ecc. Segue il pulsante **[Capacitor]** che inserisce, in modo analogo al pulsante precedente, un condensatore nel circuito. A seguire abbiamo il pulsante **[Inductor]** che permette di inserire un'induttanza nel circuito. Il penultimo pulsante raffigura un diodo **[Diode]** il quale, una volta piazzato sulla griglia, può essere modificato (premendo il pulsante destro del mouse sul componente) per sceglierne uno tra quelli proposti nella libreria dei componenti.

Infine abbiamo un ultimo pulsante (raffigurato da una porta logica *and*) chiamato **[Component]** che permette di inserire tutti gli altri componenti elettronici nello schema (*transistor, amp.op. porte logiche, generatori di tensione o di corrente ecc.*) Lo stesso risultato si ottiene premendo il tasto **[F2]**. E' possibile inoltre editare, modificare e creare proprie librerie di componenti.





Per cancellare dallo schema un componente, invece, basta premere il tasto **[F5]**. Comparirà una forbice che, con un clic sul pulsante sinistro del mouse, cancellerà un componente, un ramo o un intero blocco dallo schema.

Per spostare un componente o un intero blocco precedentemente selezionato sullo schema, invece basterà premere il tasto **[F7]** oppure il pulsante **[Move]** .

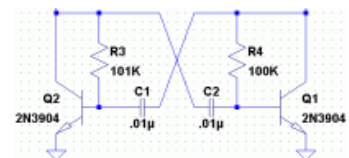



2.0 IL NOSTRO PRIMO SCHEMA

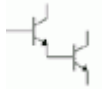
Seguiamo le seguenti istruzioni e realizziamo un semplice circuito ohmico in regime continuo, verificiamone quindi la risposta con l'analisi del transitorio. Successivamente ripetiamo la stessa analisi su un circuito *R-C parallelo* sottoposto ad una tensione impulsiva.

1. Premere **[Ctrl+N]** o il pulsante  **[New Schematic]** nella *Tool bar*, oppure la stessa voce dal menù **[File]**.
2. Premere **[F2]** o il tasto  oppure selezionare la voce **[New Component]** nel menù **[Edit]** per scegliere il simbolo del componente desiderato.
3. Scrivere **"Res"** o selezionare il simbolo del *Resistore* dal menù, quindi premere OK.
4. Trascinare (drag) il simbolo della *Resistenza* sullo schema. Premere il pulsante sinistro del mouse per piazzarlo nello schema.
5. Scrivere **"Voltage"** o selezionare il simbolo del *Generatore di tensione* dal menù e premere OK.
6. Mettere il simbolo del *Generatore di tensione* a sinistra del simbolo del *Resistore*.
7. Premere **[Esc]** per uscire.
8. Premere **[F3]**, il cursore si trasformerà in una sorta di "mirino" tratteggiato a croce.
9. Connettere, premendo il pulsante sinistro del mouse, il terminale superiore del *Resistore* a quello del *Generatore*.

N.B. Premendo il tasto **[Ctrl]** sulla tastiera e spostandosi col mouse sullo schema è possibile creare eventuali collegamenti in diagonale come nell'esempio accanto.




10. Cliccare sul terminale inferiore del *Resistore* e disegnare verso il basso un filo verticale. Cliccare poi sul pulsante destro del mouse (o cliccare, tornando indietro, sullo stesso filo già disegnato) per terminare il collegamento.
11. Aggiungere un segmento di filo al terminale inferiore del *Generatore di tensione*.
12. Premere **[G]** o il pulsante **[Place GND]**  sulla *tool bar* oppure selezionare la stessa voce dal menù **[Edit]** per mettere il simbolo della "terra" (GROUND) sotto entrambi i segmenti di filo.
13. Press **[Esc]** per uscire. Per eventualmente cancellare, invece, premere **[F5]**.
14. Portare il puntatore del mouse sopra al simbolo del *Generatore di tensione*. Apparirà una mano; premere quindi il pulsante destro del mouse.
15. Inserire **"5"** nel campo **[DC value]**. (*Tensione=5V in corrente continua*)




16. Portare il puntatore del mouse sopra al simbolo del *Resistore*, apparirà una mano, quindi cliccare col pulsante destro del mouse.

17. Scrivere “2” nel campo [Resistance(Ω)]. (*Resistenza*= 2Ω)

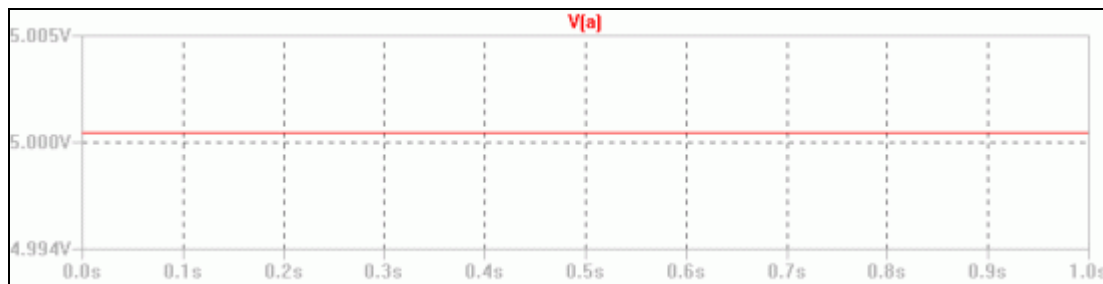
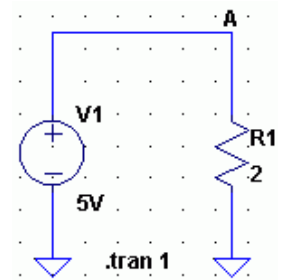
18. Premere  [Label Net] per definire con la lettera “A” il nodo di tra R_1 e terra.

19. Cliccare su [Run] nel menù [Simulate] oppure premere sulla *Tool bar* il pulsante 

20. Scrivere `.TRAN 1` nel campo *Edit Simulation Command* per avviare la simulazione *Is*.

20. Cliccare nuovamente [Run] nel menù [Simulate] oppure il pulsante sulla *Tool bar* 

21. Selezionare la voce $V(a)$ per mostrare il grafico della nostra forma d'onda.



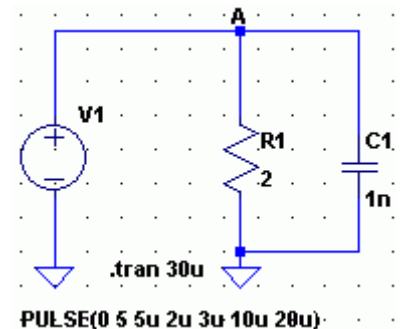
E' la nostra tensione continua di $5V$ generata dal $V1$.

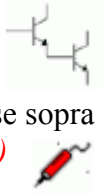
22. Sia la finestra di con lo schema elettrico sia quella con il grafico della forma d'onda dovrebbero essere visibili. Portiamo il mouse sul simbolo del *resistore*, apparirà una *pinza amperometrica* come quella in figura. La freccia *rossa* indica il verso della corrente. Clicchiamo col pulsante sinistro del mouse sul grafico per avere il valore della corrente che attraversa il resistore $I(R1)$. Premendo invece il tasto [Alt] sulla tastiera e facendo clic col pulsante sinistro del mouse potremo poi conoscere il verso della corrente che attraversa un conduttore.



23. Con un singolo clic verrà mostrata un'altra traccia sul display.

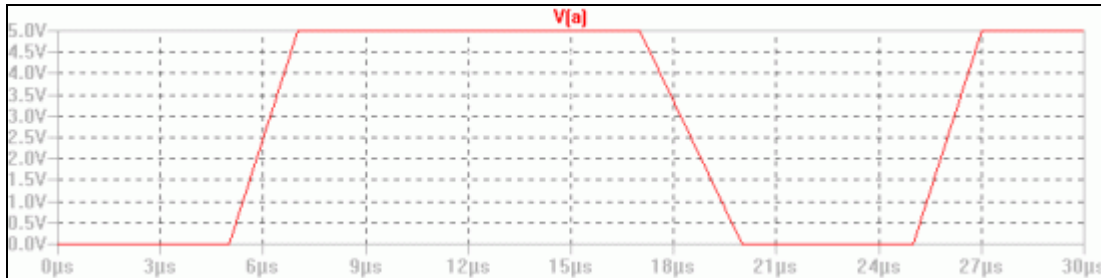
Se aggiungiamo un *condensatore*, p.e. da $1nF$ (analogamente a quanto già fatto con la resistenza) in *parallelo* al *resistore* e modifichiamo il *generatore di tensione* da continua a impulsiva usando la funzione `PULSE 0 5 5u 2u 3u 10u 20u` sarà generata una forma d'onda impulsiva che comincia a $0V$, sale fino a $5V$ dopo un tempo (ritardo iniziale) di $5\mu s$. Il tempo di salita è di $2\mu s$. Il segnale permane nello stato a $5V$ per $10\mu s$ per poi discendere col tempo di discesa di $3\mu s$, al valore $0V$. Il periodo totale dell'oscillazione è di $20\mu s$.





24. Modifichiamo nuovamente il comando `.TRAN` cliccando col pulsante destro del mouse sopra la scritta nello schema ed imponiamo un transitorio di $30\mu s$. Preleviamo la tensione $V(a)$ oppure, portando direttamente il *puntale rosso*, tra C a R sullo schema.

Dovremmo ottenere un grafico con una forma d'onda simile a questa:



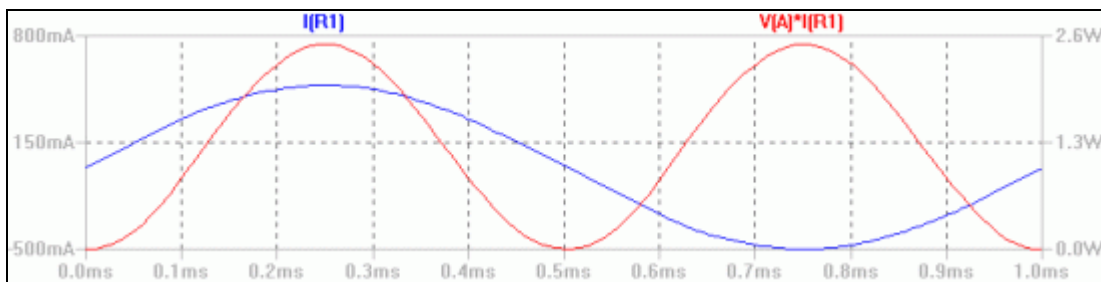
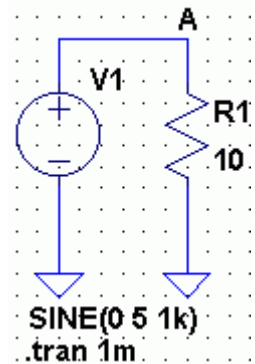
Si tratta della nostra tensione pulsante imposta prima con `PULSE`.

► Misure di potenza

Con *SwitcherCAD III*© è possibile misurare anche la *potenza dissipata*. Alimentiamo il nostro circuito in figura con una tensione alternata di $5V$ e di frequenza $1kHz$. Lanciamo l'analisi nel dominio del tempo (*Transient*) come fatto in precedenza per un periodo di $1ms$.

Preleviamo quindi la corrente sulla resistenza R_1 . Successivamente portiamoci sullo schema, muoviamo il cursore su R_1 e premiamo il tasto `[Alt]` sulla tastiera del computer.

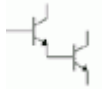
Apparirà un'icona a forma di *termometro*. Clicchiamo col pulsante sinistro del mouse sul componente. Ricaveremo il seguente grafico:



Sono gli andamenti della *corrente* che percorre la resistenza R_1 $I(R1)$ pari a circa $500mA$ 499.767mA e della *potenza* che questa dissipa: $V(A) * I(R1)$ pari a circa $2,5W$ 2.49803W.

Trattandosi di un circuito puramente ohmico, la potenza elettrica risulta sempre positiva (*i* e *v* sono in fase ed hanno lo stesso segno) con andamento sinusoidale pari a $V_M I_M$ e *frequenza doppia* rispetto alla frequenza della corrente *i* e della tensione *v*.

Il valore medio ossia la *potenza reale* è: $P = \frac{V_M I_M}{2} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_M}{\sqrt{2}} = V \cdot I = 3,535 \cdot 0,353 = 1,247W$

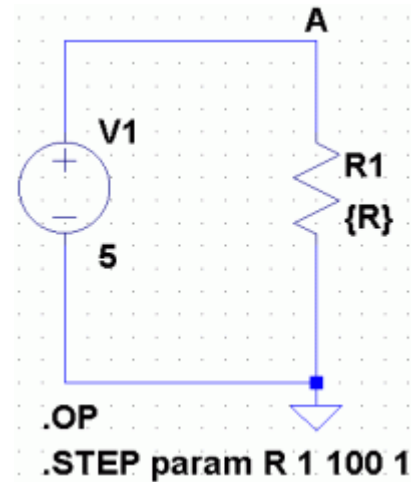


3.0 ANALISI PARAMETRICA E RESISTENZA VARIABILE

In base alla *legge di Ohm* ($V=RI$) mantenendo costante la tensione di alimentazione V , ad un aumento della Resistenza R corrisponde una diminuzione della corrente I (e viceversa).

Con *SwitcherCAD III*© è possibile sfruttare la simulazione parametrica unitamente ai comandi `.OP` e `.STEP` per ottenere l'andamento della corrente I in funzione della resistenza R .


Realizziamo il seguente circuito ohmico. Anziché inserire un valore numerico a R_1 inseriamo $\{R\}$ stando attenti a ricordare che le parentesi graffe si ottengono ricorrendo al loro corrispondente valore in codice *ASCII*, vale a dire premendo il tasto **[Alt]** e scrivendo poi il codice con il tastierino numerico - che va perciò abilitato con il tasto **[Bloc Num]** - che rappresenta i due segni.

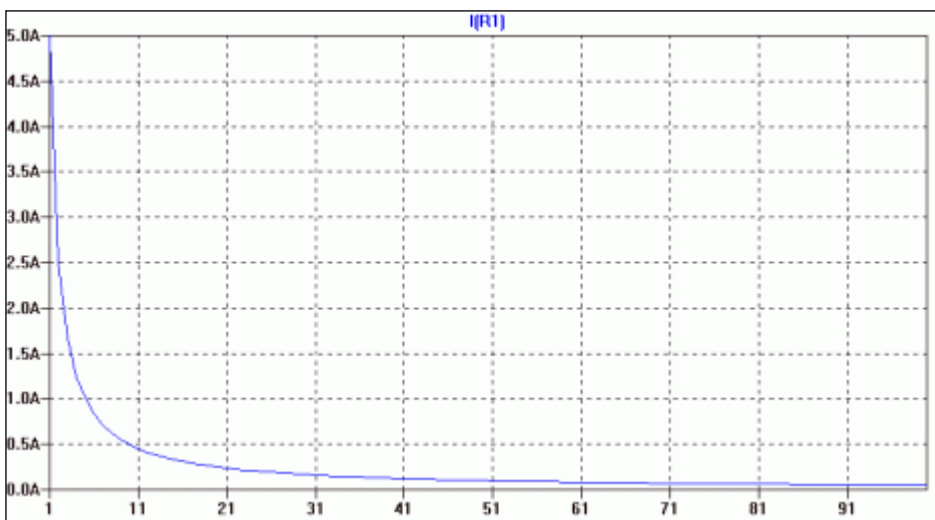


$\{ = [Alt] + 123$; $\} = [Alt] + 125$

$\{R\}$ è la nostra variabile che combinata al comando `.STEP` e all'istruzione *param* ci permette di predisporre un apposito *range* di valori per la nostra resistenza R_1 .

Prima di definire questo passaggio, però, scegliamo la voce **[Run]** nel menù **[Simulate]** ed abilitiamo: **DC Op pnt** poiché operiamo in continua. In seguito premiamo il tasto **[S]** oppure scegliamo la voce **[.op space directive]** dal menù **[Edit]** ed inseriamo la seguente direttiva SPICE: `.STEP param R 1 100 1` In pratica s'impone al programma di simulare tenendo conto dei parametri globali assunti dalla nostra variabile R nell'intervallo $1 \div 100\Omega$ con un incremento di 1Ω .

Premiamo il pulsante **[Run]**  sulla *Tool bar* e verifichiamo la corrente I che attraversa la resistenza R_1 in funzione della nostra variabile $\{R\}$.



Si tratta di un ramo di iperbole equilatera.

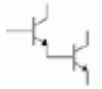
$$\text{Poiché: } I = \frac{V}{R}$$

Se V è costante ($5V$) risulta che R è la nostra variabile indipendente (quindi la X) e I la nostra variabile dipendente (la Y).

Per cui: $Y = f(x) = \frac{1}{X}$ vale a dire proprio l'equazione dell'iperbole equilatera...




Infatti, come indica il *cursore*, per $R=10\Omega$, $I(R1)$ vale $500mA$.

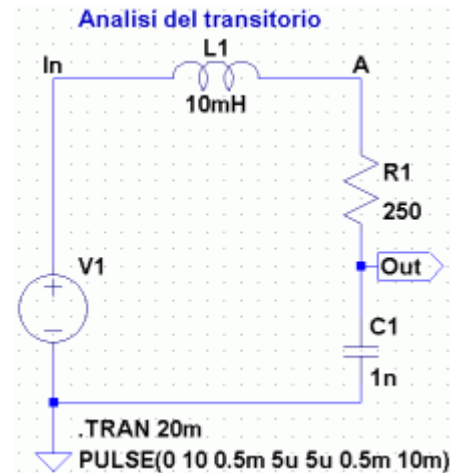


4.0 DOMINIO DEL TEMPO, MISURE DI FASE E ATTENUAZIONE

Proviamo a realizzare il seguente circuito. Scegliamo i 3 componenti passivi ($R-L-C$) selezionandoli dai rispettivi pulsanti sulla *Tool bar*. Collochiamoli poi come in figura sulla griglia, editiamoli ed assegniamo loro i valori come in figura.

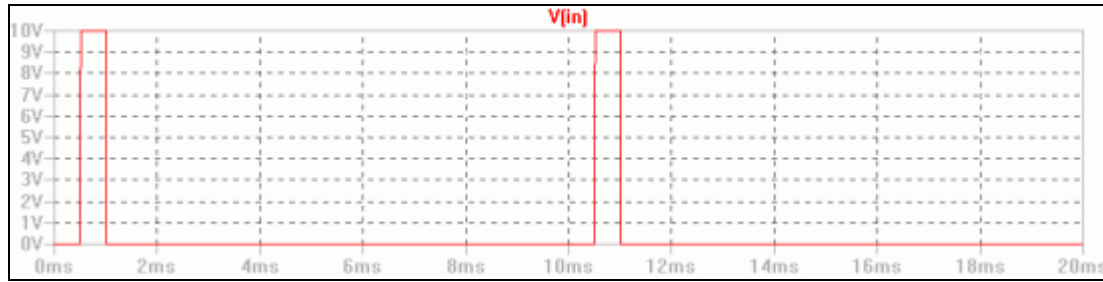
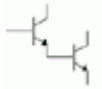
Premiamo, quindi, il pulsante che indica la “terra” che deve essere presente in ogni circuito per indicare il potenziale di riferimento.

Clicchiamo poi sul pulsante **[Component]**  o sul tasto **[F2]** e scegliamo un generatore indipendente di tensione “voltage” ed editiamolo. Apparirà il seguente form:



Per l’analisi del transitorio ci serve un’onda impulsiva, premiamo quindi sul pulsante **[Advanced]**.

Dalla successiva schermata selezioniamo PULSE. Inseriamo il valore iniziale e finale dell’onda (p.e. 0 - 10V), il tempo di ritardo (*tdel*) con cui parte il segnale, il tempo di salita (*tr*) e discesa (*tf*) per passare da 0 a 10V, il tempo in cui il segnale si mantiene al livello più alto (*ton*); il periodo dell’intera oscillazione che deve essere necessariamente più alto della somma dei vari tempi: $T_p = t_{del} + t_r + t_f + t_{on}$, e, eventualmente, il numero di cicli cui il segnale va ripetuto nell’analisi. Settiamo i valori così come riportati nella schermata qui sotto e preleviamo la tensione in ingresso $V(in)$.



Questo sarà l'andamento della nostra tensione impulsiva (*misurata con .TRAN 20ms*).

N.B. Se avessimo adoperato un'onda sinusoidale (SINE) avremmo dovuto invece indicare l'eventuale tensione di offset (Voffset), l'ampiezza del segnale (Vamp), la frequenza (Freq), l'eventuale tempo di ritardo (Td), il fattore Theta (1/s) ovvero il reciproco della costante del tempo di decadimento, la fase del segnale (Phi) e il numero di oscillazioni (Ncycles). Si procede in maniera analoga per gli altri tipi di segnali previsti: esponenziale (EXP), SFFM, PWL ecc.

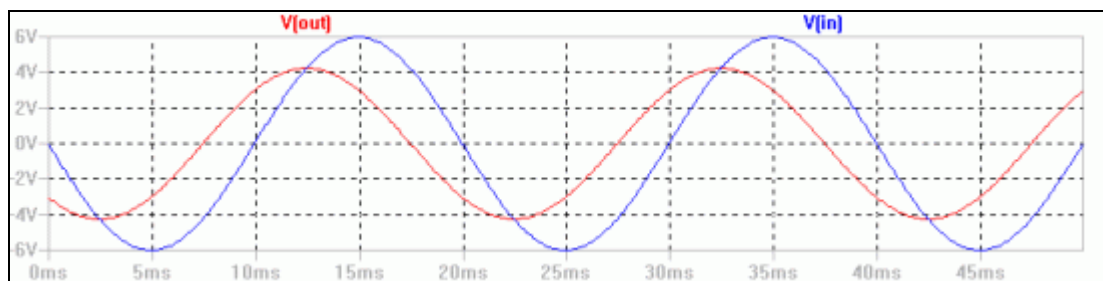
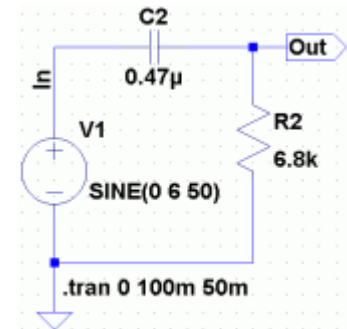
► Misure indirette di Fase e Attenuazione

Con SwitcherCAD III© è possibile effettuare misure indirette di *fase* e *attenuazione* come con l'*oscilloscopio*. Con riferimento al seguente circuito CR (un *filtro passivo Passa Alto*, vedi capitolo 7) possiamo misurare lo *sfasamento* φ e l'*attenuazione* $|A|$ tra uscita e ingresso.

Poniamo $V(in)$ $6V_{ac}$ (50Hz), $C_2=0,47\mu F$ e $R_2= 6,8k\Omega$

Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo la voce *Transient*.

Inseriamo: *100ms 50m* (in pratica saltiamo il transitorio iniziale ed incominciamo l'analisi da *50ms*). Preleviamo quindi $V(in)$ e $V(out)$.



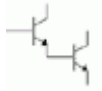
Indicando con n il numero di divisioni compreso tra il passaggio attraverso lo 0 dei due segnali e con N il numero di divisioni corrispondenti ad un periodo, lo *sfasamento* φ , espresso in gradi, può essere ricavato dalla seguente proporzione: $360^\circ : N = \varphi : n$

Dove 360° è l'angolo corrispondente ad un periodo e φ l'angolo di fase incognito.

Si osserva $n=5$ e $N=40$. Perciò: $\varphi = \frac{360 \cdot 5}{40} = 45^\circ$ in accordo al caso teorico (vedi capitolo 7)


L'*attenuazione* è: $|A| = \frac{V(out)_{picco-picco}}{V(in)_{picco-picco}} = \frac{8,5}{12} = 0,708$ rispetto al valore teorico: $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$

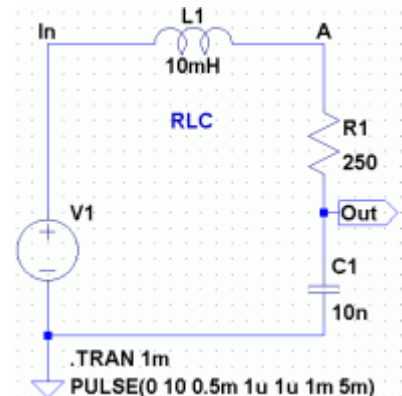
Per l'analisi nel *dominio della frequenza (AC analysis)*, ovvero la *risposta in frequenza*, va invece attivata la voce *Small signal AC analysis* e poi avviata l'opportuna simulazione nel dominio della frequenza (*AC analysis*). Rimando ai capitoli 6 e 7 per un ulteriore approfondimento.



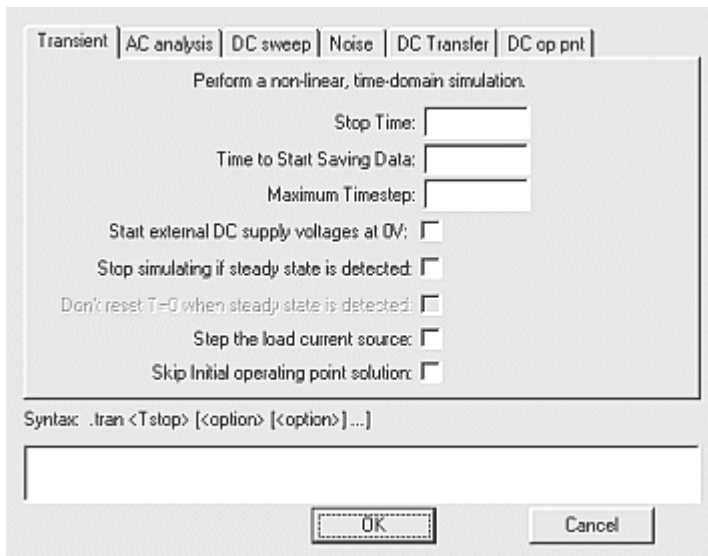
5.0 ANALISI DEL TRANSITORIO DI UN CIRCUITO RLC

Con riferimento al *circuito risonante RLC serie* del precedente capitolo proviamo ad analizzarne il transitorio. Manteniamo sempre il generatore *V1* con *PULSE* (0 10 0.5m 1u 1u 1m 5m) e poniamo $L=10mH$, $R=250\Omega$, $C=10nF$.

Premiamo sul pulsante **[Run]**  che raffigura un omino che corre oppure attiviamo la simulazione dal menù **[Simulate]** e quindi la voce **Run**. Comparirà la seguente finestra:



LE ANALISI DI "DEFAULT" DISPONIBILI



- **Transient** è l'analisi del transitorio.

- **AC analysis** analizza la risposta in frequenza del circuito tramite *diagrammi di Bode*.

- **DC sweep** è un'analisi in continua facendo uno *sweep*, cioè variando la portata di una di della tensione e/o della corrente elettrica.

- **Noise** è l'analisi nel dominio della frequenza che misura il rumore sovrapposto al segnale.


- **DC transfer** analizza la funzione di trasferimento delle tensioni o delle correnti per piccole variazioni di segnali.

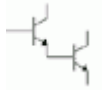
- **DC op pnt** riporta i potenziali statici di tensione e corrente continua permettendo così di ricavare la caratteristica di trasferimento quasi statica del circuito.


Nel nostro caso scegliamo: *Transient*. In fondo alla schermata apparirà la scritta: `.TRAN <tstop>`. Chi ha avuto a che fare con altri simulatori S.P.I.C.E. di tipo testuale con *netlist* troverà certamente familiare questo tipo di inserimento. A questo punto inseriamo il tempo (*tstop*) di durata del transitorio. E' possibile indicare anche in modo diverso la sintassi del comando:

`.TRAN <Tstep> <Tstop> [Tstart [dTmax]]` Dove *TStep* è l'incremento nel grafico della forma d'onda, *Tstart* è uno specifico istante in cui avviare l'analisi; *dTmax*, infine, varia l'intervallo di tempo in cui si calcolano *le equazioni alle differenze finite* che rendono possibile ricavare lo stato successivo in funzione dello stato precedente per ogni intervallo Δt .

Nel nostro esempio poniamo solamente *tstop* pari a *1ms*.


Premiamo ancora il pulsante **[Run]** , comparirà una tabella dove saranno indicate le tensioni (numerata in base ai nodi) e le correnti (che percorrono i singoli componenti circuitali). Abbiamo più possibilità. Possiamo scegliere *V(out)* dalla tabella oppure portarci col mouse direttamente sullo schema nel tratto che collega *R* a *C*.



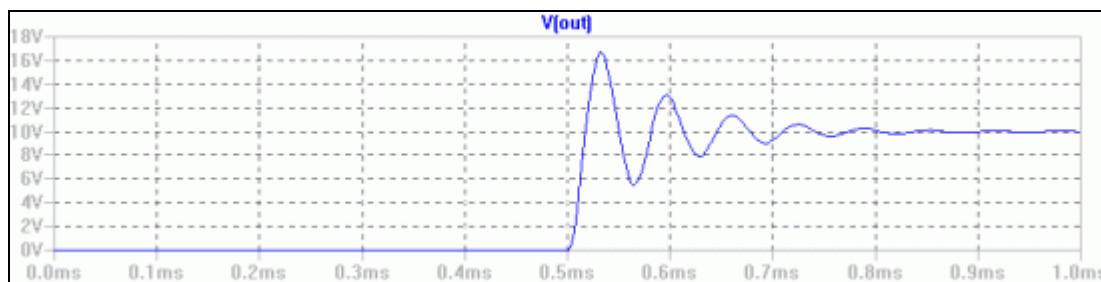
L'indicatore cambierà immediatamente forma trasformandosi in un *puntale rosso*  (*Probe*) che ci permetterà di misurare la *tensione* ai capi di *C*.

N.B. Per misurare una *corrente* bisognerà portare il cursore direttamente su un componente: il cursore, a sua volta, si trasformerà in una *pinza amperometrica*

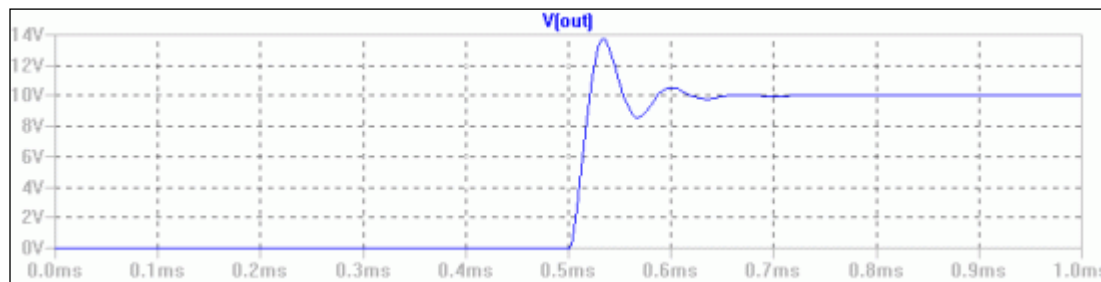


Se premiamo il pulsante **[Alt]** comparirà invece un'icona a forma di *termometro*  per la misura della *potenza dissipata*.

Facciamo clic col pulsante sinistro del mouse, dovremmo ottenere un grafico simile a questo.



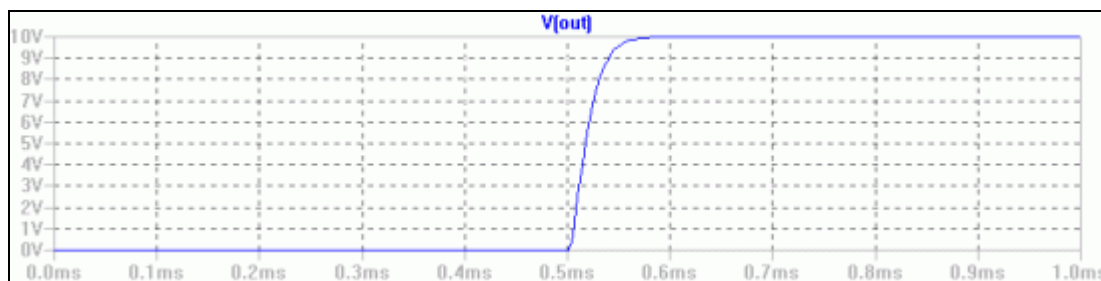
Proviamo a variare il valore della resistenza portandolo p.e. da 250Ω a 600Ω , ripetiamo l'analisi come fatto in precedenza e verifichiamo la nuova forma d'onda.



Aumentando la resistenza l'oscillazione si riduce.

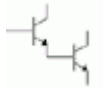
Dalla teoria sappiamo che lo *smorzamento critico* si ha per $\zeta=1$ cioè per $R = 2\sqrt{\frac{L}{C}} = 2k\Omega$

Simuliamo allora per $R=2k\Omega$



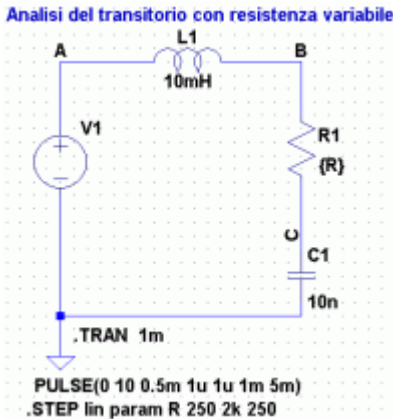
Otterremo un segnale aperiodico e privo di oscillazioni.

Ricordandoci di quanto già visto nel capitolo 3 proviamo ad impostare un'analisi parametrica che ci rappresenti l'andamento delle varie forme d'onda su *C* al variare della resistenza R_1 tra 100 e $2k\Omega$.



Basta inserire la variabile $\{R\}$ al posto del valore resistivo assegnato a R_1 e la seguente direttiva SPICE dopo aver premuto il tasto [S]: `.STEP param R 250 2k 100`

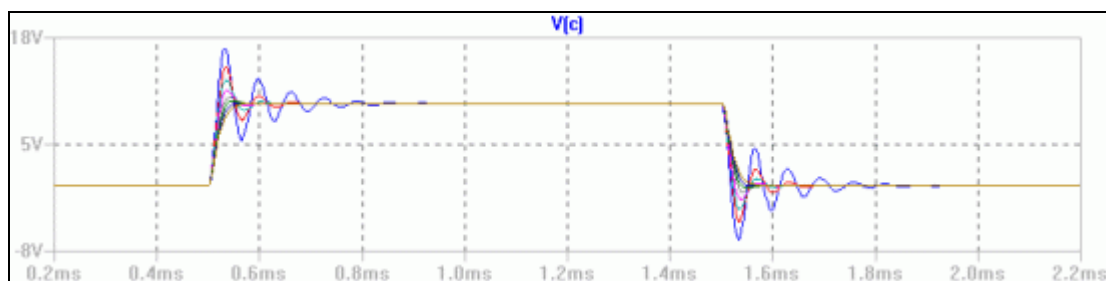
Vale a dire abilitiamo un'analisi parametrica della variabile $\{R\}$ per i valori di resistenza che vanno da 250 a $2k\Omega$ con incremento di 250Ω per simulazione.



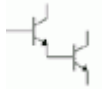
Inseriamo i valori così come riportato nello schema a fianco.



Ecco l'analisi del transitorio della tensione $V(c)$ all'aumentare di R . I diversi colori rappresentano gli andamenti delle differenti forme d'onda al variare di R ($250\div 2k\Omega$).



Nella figura di sopra sono rappresentati i rispettivi *ripple* (ondulazioni) sia sul fronte di salita sia sul fronte di discesa del segnale $V(c)$ sulla capacità C_1 .



6.0 RISPOSTA IN FREQUENZA E RISONANZA

La *risposta in frequenza* è un metodo di analisi particolarmente utile per conoscere il comportamento dinamico di una rete lineare poiché ne studia la risposta a regime per un'eccitazione sinusoidale di ampiezza costante, al variare della frequenza. Del resto dalla *teoria di Fourier* sappiamo che qualsiasi tipo di forma d'onda può essere pensata come la somma d'infinita sinusoidi e di un'eventuale componente continua (vedi cap. 22). Il rilievo sperimentale della risposta in frequenza è riportato graficamente attraverso i cosiddetti *diagrammi di Bode*.

Dopo averne verificato il comportamento nel dominio del tempo (*Transient*) esaminiamo il comportamento in quello della frequenza (*AC analysis*) del nostro ormai familiare circuito *RLC*.

In corrispondenza della *pulsazione di risonanza* ω_0 per cui $\omega L = -\frac{1}{\omega C} = 0$; cioè per

$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ si ha che l'*impedenza* è puramente resistiva $Z(j\omega) = R$. Inoltre per ω_0 il modulo di

$|Z|$ è minimo per cui la corrente I è massima (ed in fase con V_i) e vale $I_o = \frac{V_i}{R}$.

Conoscendo la *pulsazione di risonanza* ω_0 possiamo ricavare la *frequenza di risonanza* f_0 : $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$

Alla risonanza la *reattanza induttiva* $X_L = j\omega_0 L$ coincide con quella *capacitiva* $X_C = j\frac{1}{\omega_0 C}$ perciò le tensioni del circuito valgono:

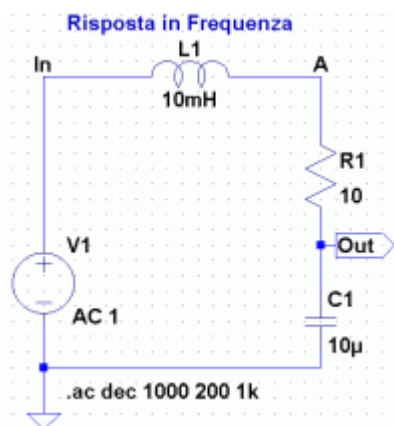
$$V_R = RI = R \frac{V_i}{R} = V_i$$

$$V_L = j\omega_0 LI = j \frac{\omega_0 L}{R} V_i = jQV_i$$

$$V_C = \frac{1}{j\omega_0 C} I = -j \frac{1}{\omega CR} V_i = -jQV_i$$

Il coefficiente Q prende il nome di *Coefficiente di risonanza* e vale $Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$

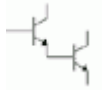
Questo coefficiente esprime il rapporto tra la reattanza di L e di C alla *risonanza* e la resistenza R ; è tanto più alto quanto più l'elemento resistivo (dissipativo) diviene trascurabile rispetto agli elementi reattivi. Inoltre più è alto Q tanto maggiori sono V_L e V_C rispetto a V_R e V_i .




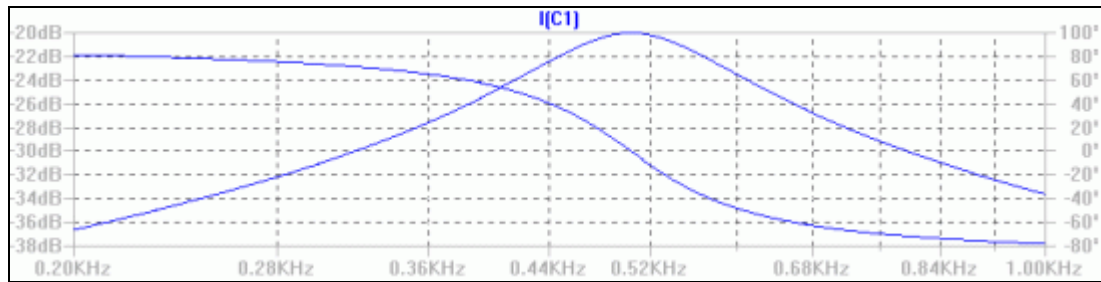
Verifichiamo con *SwitcherCAD III*©.

Realizziamo il circuito assegnando i valori ai vari componenti come in figura. Clicchiamo col pulsante destro del mouse sul generatore $V1$ e premiamo, quindi, il pulsante **[Advanced]**. Poniamo il valore $1V$ in *Small signal Analysis(.AC)*.

Premiamo su **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo *AC analysis*. Inseriamo i seguenti valori *.AC dec 100 200 1000* che abilita l'analisi nel dominio della frequenza *.AC* con risoluzione *1000* per decade tra le frequenze *200Hz* e *1kHz* (*0,2-1kHz*).




Premiamo [Run]  sulla *Tool Bar* e lanciamo la simulazione. Preleviamo la corrente $I(C1)$.



Ecco il diagramma di Bode con la caratteristica curva a “campana”.

Dall’analisi risulta che la *frequenza di risonanza* f_0 (il valore di frequenza dove si raggiunge il picco della corrente I) è: 503.318Hz La fase (*curva tratteggiata*) alla *frequenza di risonanza* risulta: $[0^\circ]$.

 Infatti: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{0,01 \cdot 0,0001}} = 3162,55$

perciò la frequenza centrale $f_0 = \frac{3162,55}{2\pi} = 503,3Hz$

Dal grafico si ricavano rispettivamente a $-3dB$:

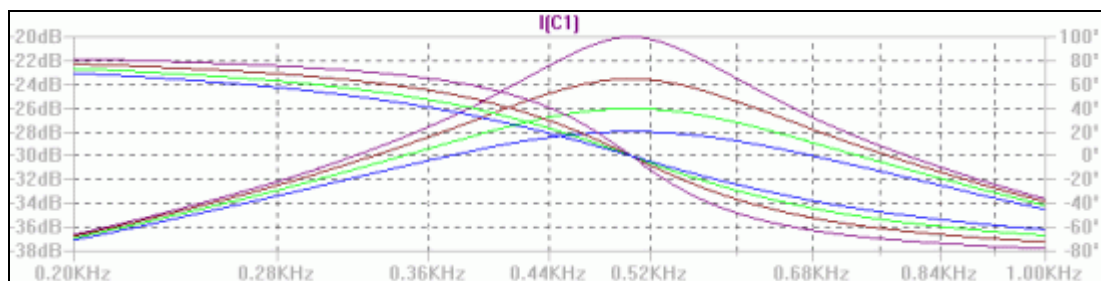
$$f_0 = \text{span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">503.318Hz; $f_L = \text{span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">429.799Hz$; $f_H = \text{span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">588.965Hz$; $B_p = \text{span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">159.166Hz$$$

Calcoliamo il *Coefficiente di Risonanza* Q :

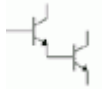
$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{3162,55 \cdot 0,01}{10} = \frac{1}{3162,55 \cdot 0,00001 \cdot 10} = 3,16$$

Si dimostra che la *Banda passante* B_p dipende da Q e più precisamente: $B_p = \frac{f_0}{Q} = \frac{503,3}{3,16} = 159,2Hz$

Adesso verifichiamo mediante analisi parametrica cosa accade variando la nostra resistenza R_I tra 10 e 25Ω (lasciando inalterati L e C). La direttiva SPICE è: `.STEP param R 10 25 5`



Appare evidente anche dal grafico della risposta in frequenza che all’aumentare di R il coefficiente di risonanza Q si riduce, come pure la selettività.



7.0 FILTRI ELETTRONICI, PASSIVI E ATTIVI

A) FILTRI PASSIVI

Si consideri il seguente *Filtro passivo RC*. Un filtro è un quadripolo capace di operare una relazione tra i segnali applicati al suo ingresso. La misura principale su di un filtro è il rilievo dell'andamento dell'Attenuazione (con $V_u < V_i$) in funzione della frequenza.

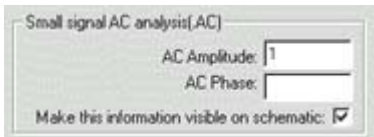
$$|A| = \frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{1 + (\omega RC)^2} \quad \text{con } (\omega = 2\pi f)$$


Il modulo di tale rapporto può essere espresso anche in decibel. $|A|_{dB} = 20 \log \frac{V_u}{V_i}$

In un Filtro passivo **Passa Basso** tutti i segnali aventi frequenza inferiore alla frequenza di taglio f_t sono trasferiti all'uscita senza attenuazione. I segnali a frequenza maggiore di f_t invece non vengono trasferiti all'uscita. La Frequenza di taglio f_t del filtro è quella in corrispondenza della quale il modulo di A assume il valore:


$$|A| = \frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 = -3dB; \quad \text{con } f_t = \frac{1}{2\pi RC}$$

Editiamo lo schema, diamo i valori di R e C come indicato in figura. Assegniamo, cliccandoci sopra col pulsante destro e premendo poi il pulsante **[Advanced]**, un valore all'ampiezza del segnale (p.e. 1V) in *Small signal Analysis(.AC)*, al generatore V1.

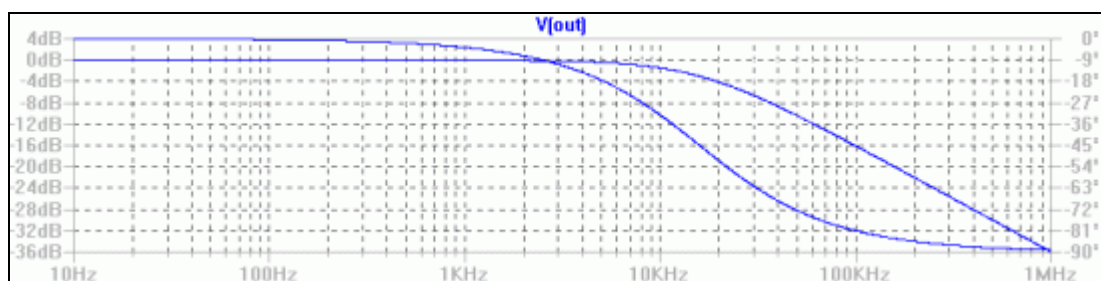


Avviamo la simulazione premendo il pulsante **[Run]**  e attiviamo poi la voce *AC analysis*. Apparirà la seguente direttiva SPICE: `.AC <oct, dec, lin> <Nsteps> <StartFreq> <EndFreq>`

Introduciamo i seguenti valori: `.AC dec 100 10 1Meg` Vale a dire: *analisi .AC con risoluzione 100 per decade tra le frequenze di 10Hz e 1MHz.*

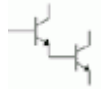
Premiamo nuovamente il pulsante **[Run]** e preleviamo il segnale col *puntale rosso*  per le tensioni sul conduttore identificato dalla scritta **"Out"**.

Otterremo la seguente risposta in frequenza del filtro passivo RC Passa Basso



A -3dB si avrà la frequenza di taglio f_t : 15.9108KHz e fase: -44.9905°

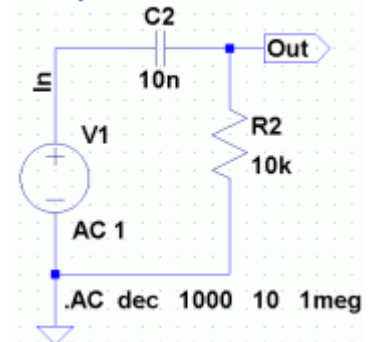
Lo sfasamento (per la curva che parte da 0° , +4dB) fra uscita e ingresso è quasi nullo per basse frequenze, mentre raggiunge -90° a frequenze elevate per via dell'influenza dell'effetto capacitivo.



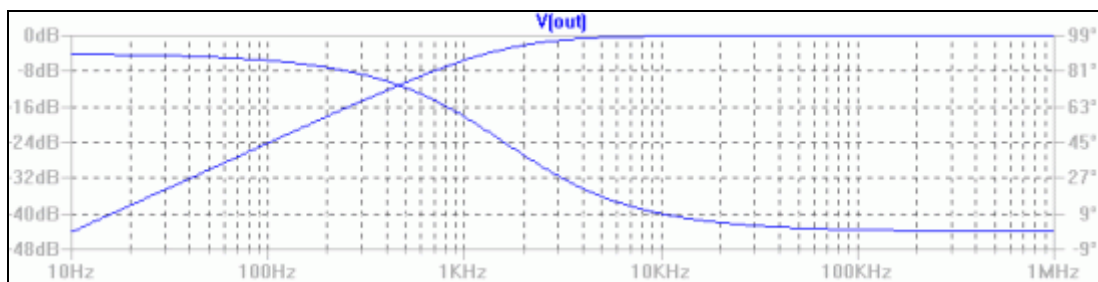
Se scambiamo di posto la resistenza col condensatore dello schema precedente otteniamo un *Filtro passivo Passa Alto*. In questo tipo di filtro i segnali aventi frequenza superiore alla f_t sono trasferiti all'uscita. Invece i segnali aventi frequenza minore della frequenza di taglio f_t vengono "tagliati".

$$|A| = \frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega RC)^2}}}; \text{ con } f_t = \frac{1}{2\pi RC}$$

Filtro passivo RC Passa Alto



La risposta in frequenza del Filtro passivo RC Passa Alto mediante diagramma di Bode

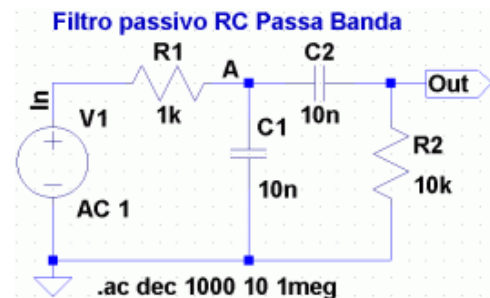


La frequenza di taglio a -3dB risulta: 1.59208KHz e fase: 44.9917°

In questo caso l'effetto capacitivo prevale alle basse frequenze determinando per l'uscita un anticipo di fase di $+90^\circ$, che si riduce poi al crescere della frequenza.

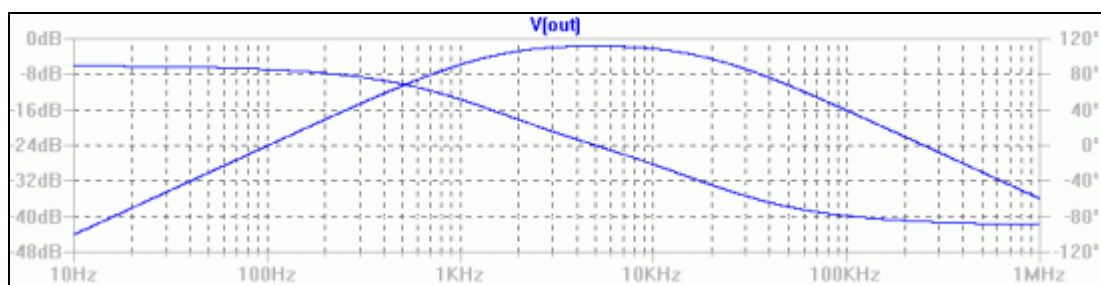
Collegando opportunamente due celle RC e CR (in pratica un filtro Passa Basso ad un altro Passa Alto) in cascata otteniamo un *Filtro passivo Passa Banda*.

In questo tipo di filtro i segnali applicati all'ingresso con frequenza interna alla banda (f_H - f_L) sono trasferiti all'uscita senza subire attenuazione. I segnali aventi frequenza esterna a tale banda, invece, vengono attenuati. Si assume che: $f_H \geq 10f_L$ ed $R_2 \geq 10R_1$.



La frequenza di taglio inferiore risulta: $f_L \cong \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$ mentre quella superiore: $f_H \cong \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$

La risposta in frequenza del Filtro passivo RC a "larga banda" è la seguente



A -3dB f_L risulta: 1.24404KHz mentre f_H è: 20.4287KHz B_p è: 19.1846KHz



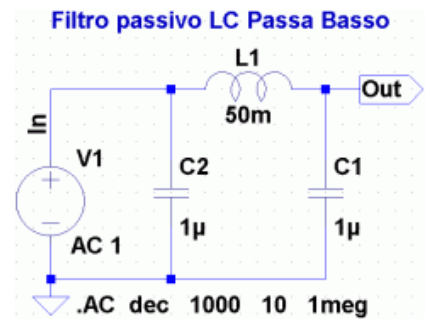
Analogamente è possibile creare *filtri passivi di tipo LC* che, rispetto a quelli di tipo *RC* visti in precedenza, presentano una *selettività* molto migliore e non dissipano *potenza attiva*.

Filtro LC Passa Basso a "pi greco"

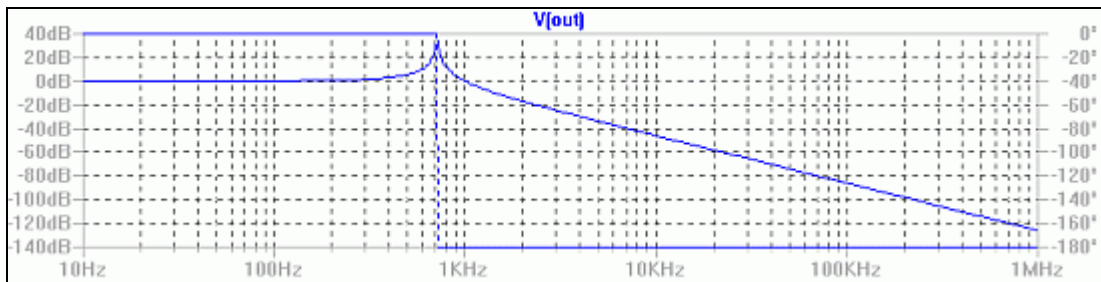
La frequenza di taglio del filtro vale: $f_t = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Si definisce, poi, *resistenza caratteristica*: $R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$

Poiché in ogni quadripolo si ha il massimo trasferimento di potenza dal generatore al carico se la resistenza di tali elementi è uguale alla resistenza caratteristica: $R_0 = R_G = R_L$



Anche nei filtri *LC* è possibile aumentare la pendenza della curva (cioè la selettività) disponendo più elementi filtranti in cascata col ricorso a particolari configurazioni come quelle a π e a T . In figura il filtro è disposto a π con $C_1=C_2=C=1\mu F$ e $L_1=2L=50mH$ ($L=25mH$)



Dal Diagramma di Bode a $-3dB$ f_t risulta: $1.10741KHz$ fase -180° e pendenza $>40dB/dec$

Filtro LC Passa Alto a "T"

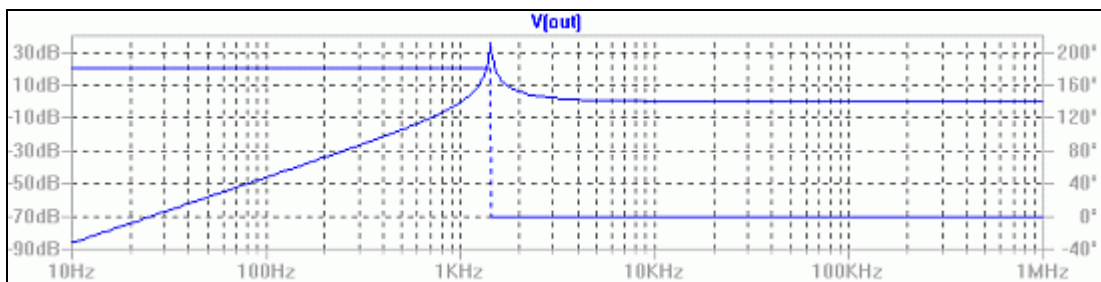
Modificando lo schema circuitale nel seguente modo otteniamo un *filtro LC Passa Alto a T*. La frequenza di taglio del filtro vale:

$$f_t = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Poniamo $C_1=C_2=C=1\mu F$ e $L_1=L/2=12,5mH$ ($L=25mH$)



Il digramma di Bode con la risposta in frequenza del Filtro LC Passa Alto è il seguente



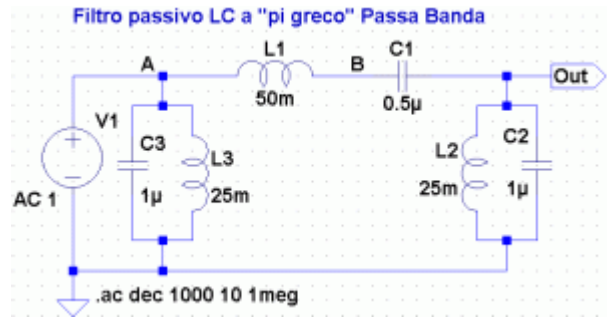
A $-3dB$ f_t è: $915.592Hz$ mentre la fase risulta: 179.999° con pendenza $>40dB/dec$



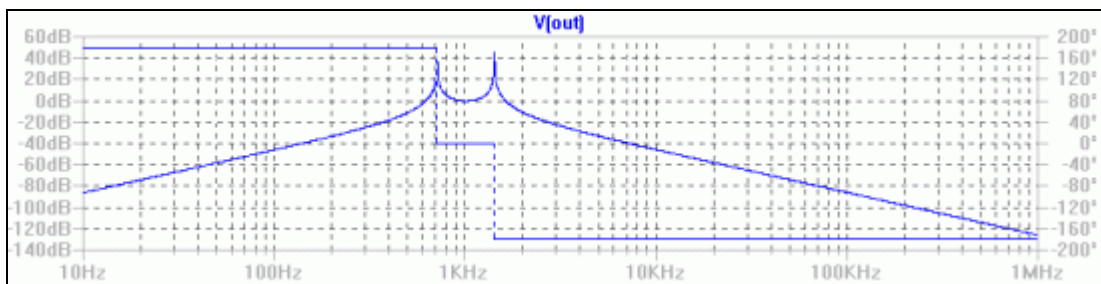
Filtro passivo LC Passa Banda a "pi greco"

Disponendo invece i componenti come nello schema a pi greco della figura accanto otteniamo un *Filtro passivo LC Passa Banda*.

Poniamo: $C_2=C_3=C=1\mu F$ e $C_1=C/2=0,5\mu F$
 $L_2=L_3=L=25mH$ e $L_1=2L=50mH$



A $-3dB$ risulta f_L 595.281Hz e f_H 1.70142KHz con Bp di 1.10614KHz

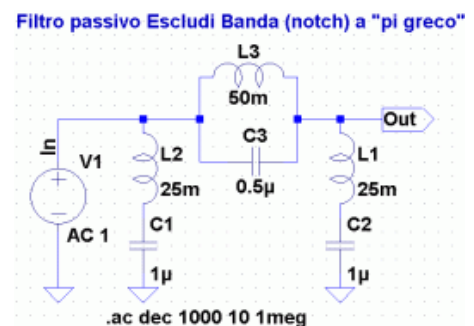


La frequenza centrale è pertanto $f_0 = \sqrt{f_L \cdot f_H} = 1006,3Hz$

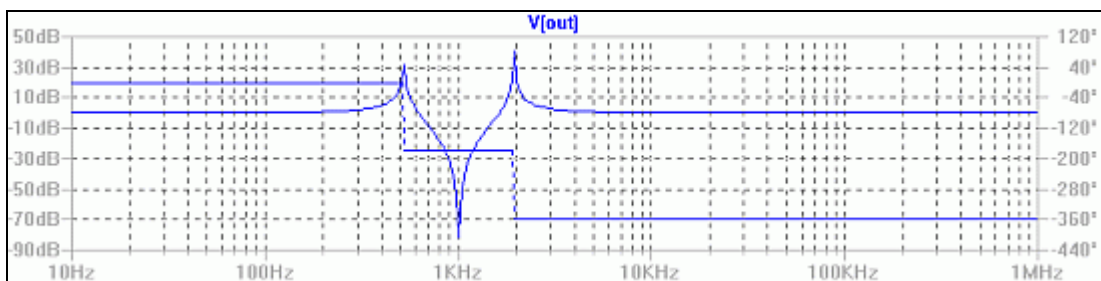
Filtro passivo Escludi Banda (notch) a "pi greco"

Infine esiste un ulteriore tipo di *filtro passivo* detto *Escludi Banda* o *notch*. In un *Filtro passivo Escludi banda* tutti i segnali applicati all'ingresso, aventi frequenza esterna alla banda f_H-f_L , vengono trasferiti all'uscita senza subire attenuazione; i segnali aventi frequenza interna a tale banda, invece, vengono tagliati.

I metodi per realizzare filtri con questa caratteristica sono molti e differiscono l'uno dall'altro in funzione della larghezza di banda e della selettività desiderata.

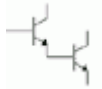


Poniamo $L_1=L_2=L=25mH$ e $L_3=2L=50mH$ e analogamente $C_1=C_2=C=1\mu F$ e $C_3=C/2=0,5\mu F$



Risposta in frequenza del filtro passivo Escludi banda (notch) a π

Le due frequenze di taglio a $-3dB$ risultano rispettivamente: $f_L =$ 648.136Hz e $f_H =$ 1.56307KHz.
In pratica tutti i segnali compresi in questa banda saranno "esclusi". La banda esclusa è 914.929Hz.



B) FILTRI ATTIVI

Un filtro attivo è una rete composta da resistori e condensatori costruita intorno ad un amplificatore operazionale che offre i seguenti vantaggi:

- *Nessuna perdita di inserzione*, dato che un operazionale è un dispositivo attivo dotato di guadagno, il segnale in ingresso non viene attenuato nelle frequenze che vengono lasciate passare.
- *Isolamento*, i filtri attivi come conseguenza dell'impiego di amp. op. hanno un'alta impedenza d'ingresso e una bassa impedenza d'uscita, assicurando praticamente un accoppiamento trascurabile tra il generatore in ingresso o il carico e il filtro stesso.
- *Costo*, generalmente inferiore rispetto a quelli passivi poiché non ci sono costose induttanze.

D'altra parte, l'uso dei filtri attivi comporta anche svantaggi e limitazioni:

- *Risposta in frequenza*, si è alla mercé del tipo di operazionale usato.
- *Alimentazione*, i filtri attivi, a differenza di quelli passivi, richiedono tensione di alimentazione.

Di seguito sono riportati dei *filtri attivi del second'ordine* (ordine determinato dal numero dei poli nella *F.d.T.*) con le relative risposte in frequenza. I filtri sono di tipo *VCVS* cioè controllati in tensione (detti anche *filtri Sallen-Kelly*) a reazione positiva. Con questo tipo di struttura è possibile ottenere celle filtrate *Passa Basso*, *Passa Alto* e *Passa Banda* con soli resistori e condensatori. L'approssimazione delle curve ideali di risposta è di tipo *Butterworth* la quale garantisce massima piattezza in banda passante e pendenza è di oltre *40dB per decade*. Nel seguito useremo il simbolo e la libreria dell'amp.op. ideale che richiameremo con la direttiva SPICE *.include opamp.sub*

Filtro attivo VCVS Passa Basso Butterworth del 2° ordine

Le relazioni di progetto per questo tipo di filtro sono:

$$\omega_t = \frac{1}{RC} \Rightarrow f_t = \frac{1}{2\pi RC} \text{ e } A_0 = 1 + \frac{R_b}{R_a}$$

$$\text{Il Guadagno tipico è di } +4\text{dB (1,586)} \Rightarrow \frac{R_b}{R_a} = 0,586$$

Nei filtri Butterworth i coefficienti di Smorzamento ζ e di Risonanza Q valgono rispettivamente:

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \Rightarrow 2\zeta = \frac{1}{Q} = 1,414$$

La frequenza di taglio corrisponde al punto in cui la risposta del filtro è di 3dB inferiore al guadagno di tensione 1,586 (+4dB).

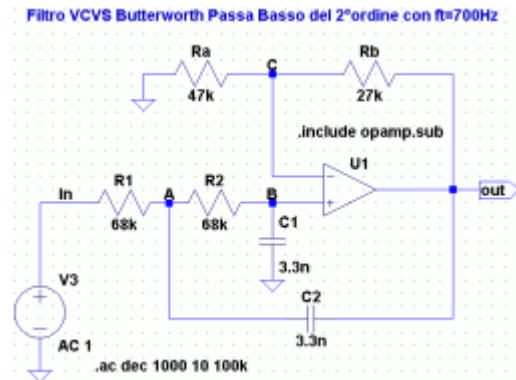
► Progetto di filtro VCVS Butterworth Passa Basso del 2°ordine con $f_t=700\text{Hz}$

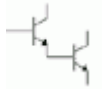
Assumiamo la seguente condizione: $R_1=R_2=R$ e $C_1=C_2=C$. Poniamo quindi $C=3,3\text{nF}$

$$\text{Si ricava: } R = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{6,28 \cdot 700 \cdot 0,0033 \cdot 10^{-6}} = 68,8\text{k}\Omega \text{ [usiamo } 68\text{k}\Omega].$$

$$\text{Per avere } \frac{R_b}{R_a} = 0,586 \text{ valori opportuni risultano } R_a=47\text{k}\Omega \text{ e } R_b=27\text{k}\Omega.$$

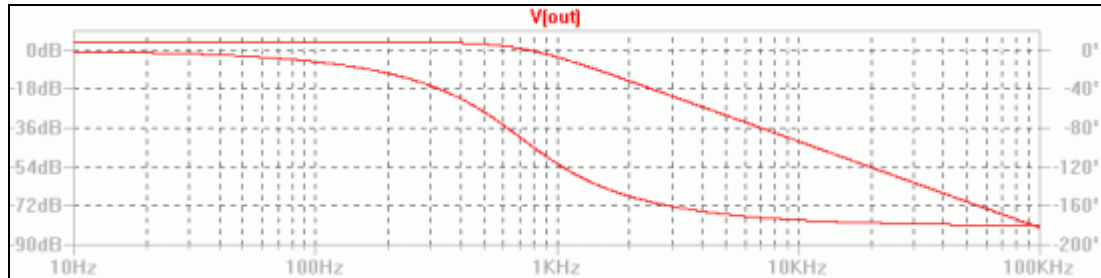
Clicchiamo col pulsante destro del mouse sul generatore indipendente di tensione $V3$, e poi sul pulsante **[Advanced]**. Poniamo il valore $1V$ in *Small signal Analysis(.AC)*. Premiamo quindi su **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo *AC analysis*.





Avviamo l'analisi nel dominio della frequenza con il seguente comando: `.AC dec 1000 10 100k`

La risposta in frequenza del filtro VCVS Passa Basso del secondo ordine è la seguente.



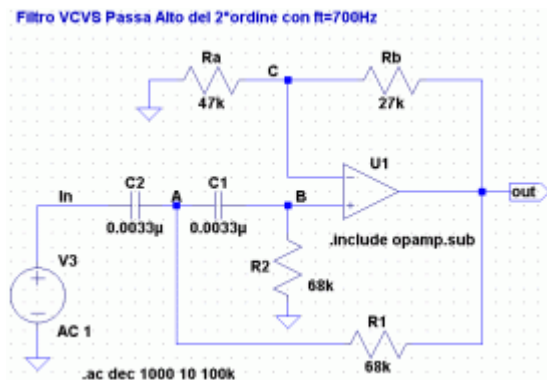
La frequenza di taglio a -3dB è: 707.946Hz mentre la fase vale: -90.02°

Filtro attivo VCVS Passa Alto Butterworth del 2° ordine

Con analoghe direttive di progetto e scambiando semplicemente la posizione dei componenti che definiscono la frequenza di taglio (R_1 - R_2 con C_1 - C_2) otteniamo un filtro VCVS Passa Alto del 2° ordine.

Sia la frequenza di taglio sia il guadagno in banda passante sono dati dalle stesse relazioni già viste per il filtro VCVS Passa Basso del 2°ordine:

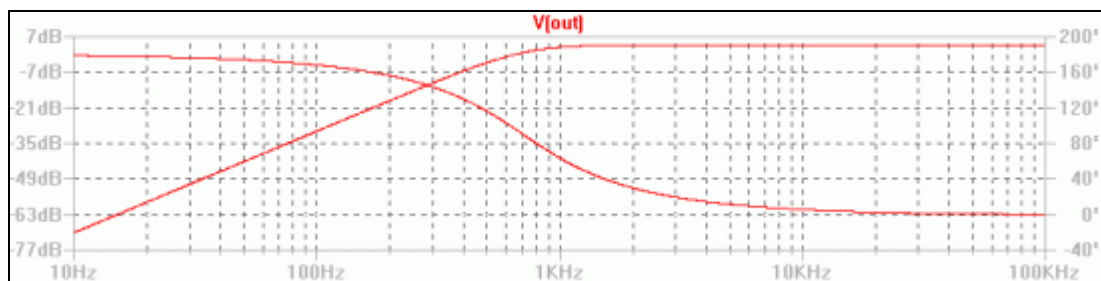
$$\omega_t = \frac{1}{RC} \Rightarrow f_t = \frac{1}{2\pi RC}; A_0 = 1 + \frac{R_b}{R_a} = 1,586(+4dB)$$



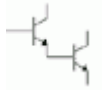
► Progetto di filtro VCVS Butterworth Passa Alto del 2°ordine con $f_t=700Hz$

Teniamo inalterati i valori dei componenti, invertendo semplicemente la posizione delle resistenze R_1 e R_2 con quella dei condensatori C_1 e C_2 . Premiamo quindi **[Run]** per la simulazione.

La risposta in frequenza del filtro VCVS Passa Alto è la seguente



La frequenza di taglio a -3dB è: 707.946Hz ; la fase +90.02°



Filtro attivo VCVS Passa Banda del 2° ordine

I Filtri VCVS Passa Banda del 2°ordine richiedono considerazioni di analisi e di progetto diverse.

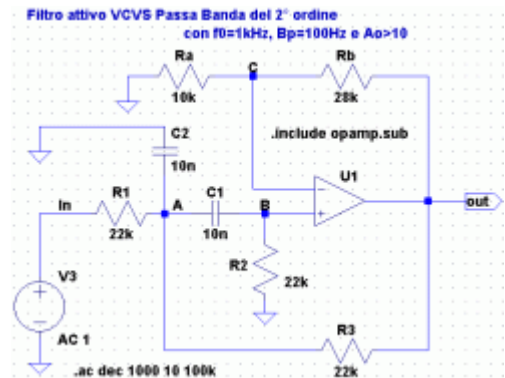
Si ricava: $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{\sqrt{2}}{RC}$; perciò risulta che:

La frequenza centrale del filtro $f_0 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi RC}$;

La banda passante: $B = f_H - f_L = \frac{f_0}{Q} = 2\zeta \cdot f_0$;

Il guadagno in banda passante è: $A_0 = 2\sqrt{2} \cdot Q - 1$;

Il Coefficiente $K = 1 + \frac{R_b}{R_a} = 4 - \frac{\sqrt{2}}{Q}$



► Progetto di filtro VCVS Passa Banda del 2° ordine con $f_0=1\text{kHz}$, $B_p=100\text{Hz}$ e $A_0>10$

📊 Poniamo $R_1=R_2=R_3=R$ e $C_1=C_2=C=10\text{nF}$. Si ricava: $R = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_0 C} = 22,5\text{k}\Omega$; [22kΩ]

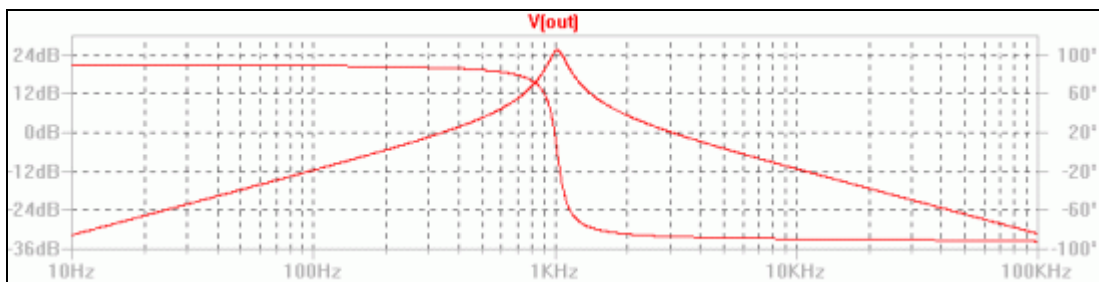
Il Coefficiente di Risonanza $Q = \frac{f_0}{B_p} = \frac{1000}{100} = 10$; da cui si ricava il guadagno A_0 in Banda passante

$A_0 = \{2\sqrt{2} \cdot Q - 1\} = 2 \cdot 1,414 \cdot 10 - 1 = 27,3 > (10)$ Inoltre: $K = 1 + \frac{R_b}{R_a} = 4 - \frac{\sqrt{2}}{Q} = 4 - \frac{1,414}{10} = 3,858$

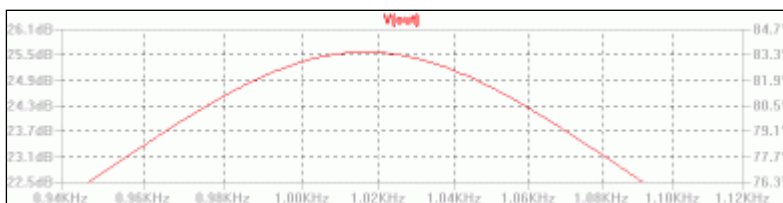
Perciò $\frac{R_b}{R_a} = 2,858 \Rightarrow R_b \cong 2,8 \cdot R_a$; [p.e. $R_a=10\text{k}\Omega$ e $R_b=28\text{k}\Omega$]

Premiamo su [Run] nel menù [Simulate] e scegliamo AC analysis: .AC dec 1000 10 100k

Ricaveremo il seguente Diagramma di Bode con la risposta in frequenza del Filtro Passa Banda

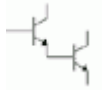


La frequenza centrale f_0 risulta: [1.01625KHz] con guadagno a centro banda di: [25.5dB] con fase 0°



◀ Accanto zoom della banda passante a -3dB del filtro attivo Passa banda da cui si può apprezzare la selettività del filtro.

$Bp_{(-3dB)} = f_H - f_L = [1.09125\text{KHz}] - [946.757\text{Hz}] = [144,493\text{Hz}]$ mentre $f_0 = \sqrt{f_L \cdot f_H} = 1016,43\text{Hz}$



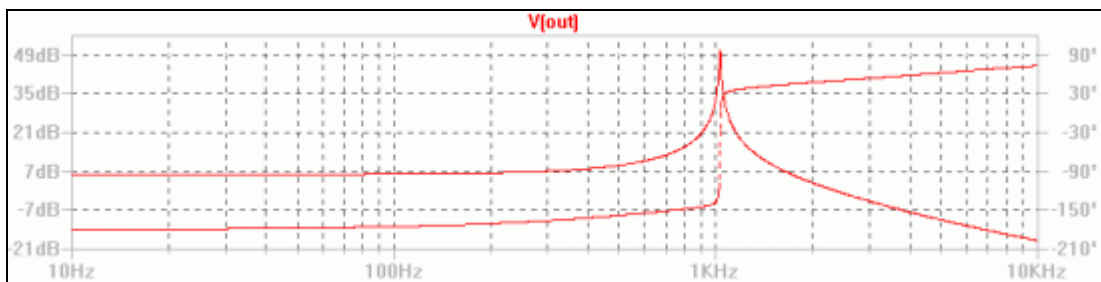
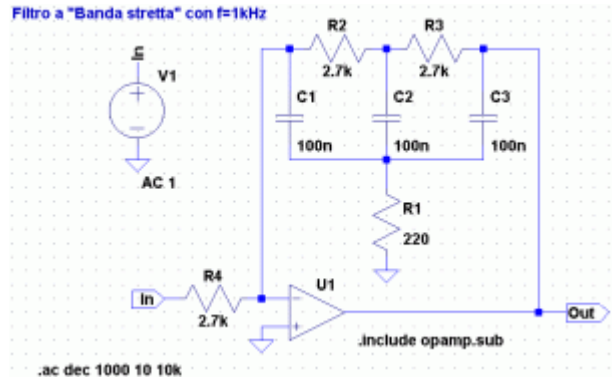
► Progetto di filtro a "Banda stretta" con $f_0=1\text{kHz}$

Ancora più selettivo risulta il seguente *filtro attivo a Banda stretta* con elevato *roll-off* ossia notevole attenuazione già poco oltre la frequenza di frontiera. In questo filtro la *frequenza centrale* è data dalla seguente relazione:

$$f_0 = \frac{\sqrt{3}}{2\pi RC}; \text{ Poniamo p.e. } C_1=C_2=C_3=C=100\text{nF}$$

Si ricava: $R = \frac{\sqrt{3}}{2\pi f_0 C}$; con $R_2=R_3=R_4=R=2,7\text{k}\Omega$

R_1 deve essere pari a $R/12=220\Omega$



f_0 risulta: 1.02565KHz mentre la $Bp_{(-3\text{dB})} = f_H - f_L = 1.02253\text{KHz} - 1.02922\text{KHz} = 6.69829\text{Hz}$

Filtro attivo Escludi banda (Notch)

I filtri *Escludi Banda* (o anche a reiezione di banda) con banda oscura molto stretta sono detti *notch*. Non è possibile realizzare *filtri notch* di tipo *VCVS*. Per realizzare filtri attivi *Escludi Banda* si ricorre a soluzioni più complesse tra le quali la *reazione multipla*, le *reti a doppio T* e a *giratori*.

Specie nelle radiocomunicazioni la soluzione preferita rimane quella *passiva a reti LC* oppure con quarzi. Di seguito propongo tre soluzioni. *La prima è un progetto di filtro notch del 2° ordine a doppio T con frequenza centrale 1kHz. La seconda prevede il ricorso ad un "giratore" mentre la terza soluzione sfrutta un potenziometro per variare la banda esclusa.*

► Progetto di un filtro notch del 2° ordine a doppio T con $f_0=1\text{kHz}$, $Q=1$ e $A_0=1,5$

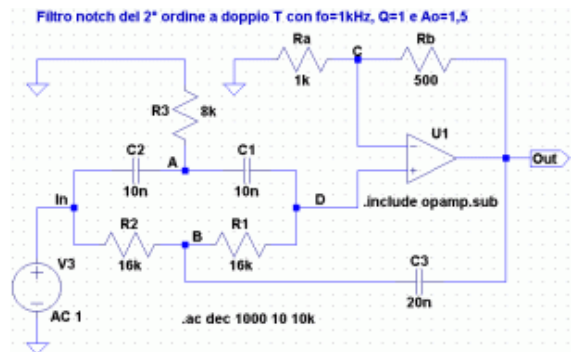
Poniamo: $\omega_0 = 2\pi f_0 = 6283,2 \text{ rad/s}$;

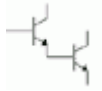
Essendo: $A_0 = 1 + \frac{R_b}{R_a}$ si ha: $1,5 = 1 + \frac{R_b}{R_a}$

Perciò: $\frac{R_b}{R_a} = 0,5 \Rightarrow R_b = 0,5R_a$ [$R_a=1\text{k}\Omega$, $R_b=500\Omega$]

Mettiamo: $C=10\text{nF}$ (e quindi $2C=20\text{nF}$).

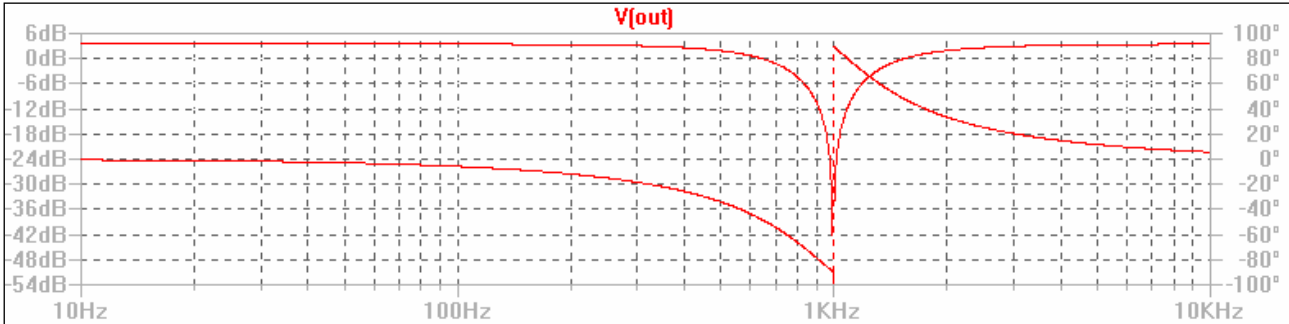
Siccome $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ si ricava che: $R = \frac{1}{\omega_0 C} \cong 16\text{k}\Omega$; (con $R_1=R_2=R$; $C_1=C_2=C$; $R_3=R/2$; $C_3=2C$)





Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo *AC analysis: .AC dec 1000 10 10k*

La risposta in frequenza del Filtro notch a doppio T



La banda esclusa risulta: $B_{(-3dB)} = (f_H - f_L) = \frac{f_0}{Q} = \frac{1000}{1} = 1000Hz$

Dall'analisi svolta con *SwitcherCAD III©* sul *Diagramma di Bode* ricavato a *-3dB* si ha:

$f_H = \boxed{1,61808KHz} - f_L = \boxed{615,177Hz} = B_{p(-3dB)} \boxed{1,002,903Hz}$

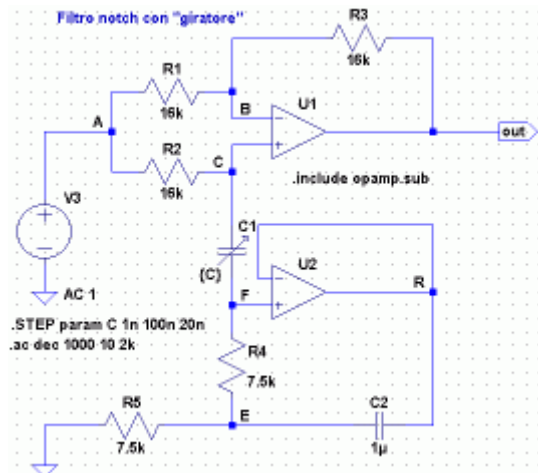
► Progetto di filtro notch con "giratore"

Questo metodo conserva i pregi delle reti *RLC passive* eliminandone gli inconvenienti poiché le induttanze vengono "simulate" con reti *attive RC*, dette "giratori", in grado di convertire elettronicamente una capacità in una bobina.

La *frequenza centrale* è: $f_0 = \frac{1}{2\pi R_4 \sqrt{C_1 C_2}}$;

con $R_1=R_2=R_3 \geq 2R_4$ (e con $R_5=R_4$)

Il *Coefficiente di risonanza* è: $Q = 0,25 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$

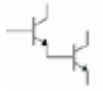


La sintonizzazione del filtro risulta più agevole se C_1 è una capacità variabile (*compensatore*). Agendo però su C_1 , si varia oltre ad f_0 anche Q e di conseguenza la banda passante.

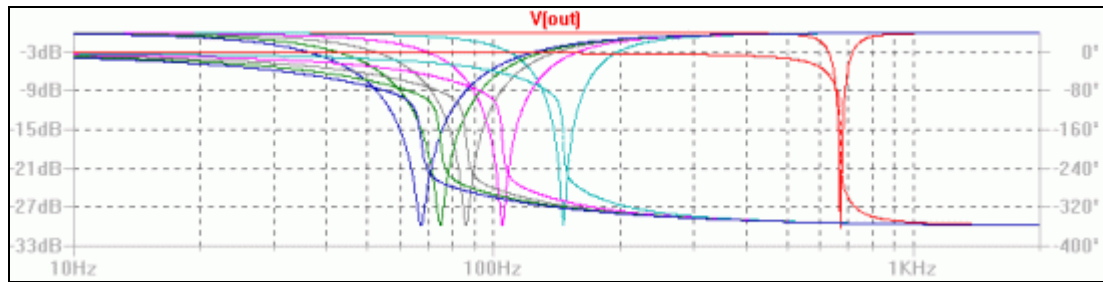
In *SwitcherCAD III©* possiamo variare la capacità C_1 ricorrendo all'istruzione *.STEP* del parametro {C} in modo analogo a quanto già visto nel capitolo 3 con *l'analisi parametrica di una resistenza variabile*.

Realizziamo il filtro usando gli stessi valori riportati nello schema ed imponiamo uno *step* per il condensatore C_1 , tramite la variabile {C}, tra *1 e 100nF* con *passo di 20nF* per simulazione.

Premiamo il tasto **[S]** ed inseriamo il comando *.Step param C 1n 100n 20n*. Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo *AC analysis: .AC dec 1000 10 2k* Preleviamo quindi la tensione d'uscita *V(out)*.



Otterremo la seguente risposta in frequenza



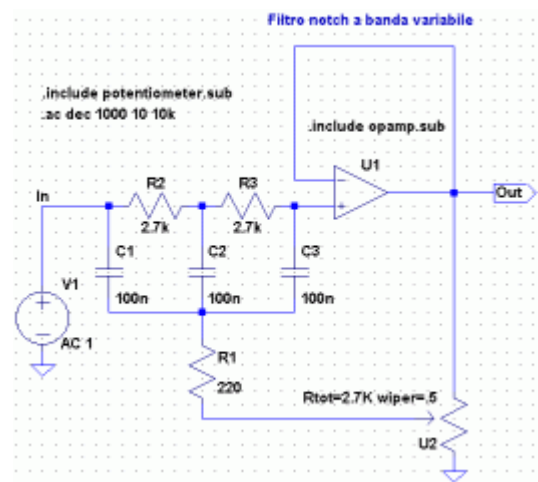
Anche dal grafico appare evidente che aumentando il valore di C_1 , varia anche f_0 (che si riduce, le curve si spostano sempre più verso sinistra) e Q ; inoltre aumenta anche la banda esclusa.

► Progetto di filtro notch a banda variabile

Questo filtro, concettualmente, deriva da quello a “Banda stretta” visto in precedenza. Infatti ai componenti RC si è lasciato gli stessi valori; è stato però aggiunto un potenziometro ($U2$) mediante il quale è possibile variare la banda oscurata.

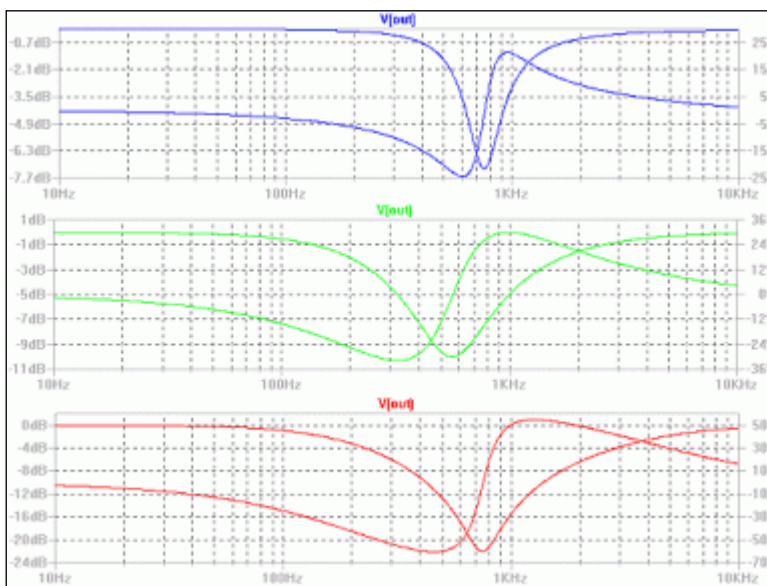
Prima, però, scarichiamo questi due file denominati *potentiometer.sub* e *potentiometer.asy* da uno di questi indirizzi web.

- <http://groups.yahoo.com/group/LTspice>
- <http://xoomer.virgilio.it/fysalvat/switchercove.html>



I file vanno inseriti nella stessa directory dello schema e richiamati col comando SPICE: *.include potentiometer.sub*. Assegniamo poi al potenziometro un valore di $2,7k\Omega$ e variamo la corsa del cursore “wiper” prima a $1/10$ “.1” poi a metà “.5” e successivamente a quasi fine corsa “.9”.

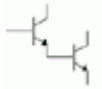
Poniamo *.AC dec 1000 10 10k* e preleviamo la $V(out)$



◀ Con cursore a “.1” la banda “oscurata” a $-3dB$ è di 412.264Hz

◀ Portando il cursore del potenziometro a metà corsa “.5” la banda esclusa a $-3dB$ cresce a 1.08416KHz

◀ Infine, col cursore posto quasi a fine corsa “.9”, la banda esclusa risulta di 3.36879KHz



C) Tecniche di approssimazione

Le tecniche di approssimazione differiscono tra loro sostanzialmente per la scelta dei valori di ζ e di ω_0 nelle forme quadratiche presenti a denominatore della FdT del filtro.

Queste approssimazioni consentono di privilegiare, in sede di progetto, requisiti specifici come la *piattezza della curva di risposta in banda passante*, la *sua ripidità nell'intorno della frequenza di taglio (roll-off iniziale)*, la *qualità di risposta al transitorio* ecc. Per sintetici facciamo riferimento al solo *filtro VCVS Passa Basso del secondo ordine*.

Esistono tabelle in cui vengono rappresentati le forme quadratiche dei *polinomi di Butterworth*, *Chebyshev* e *Bessel* (le approssimazioni più usate) normalizzate in funzione dell'ordine del filtro.

| Ordine n. | Butterworth (2ζ) | Chebyshev ($F_1 2\zeta$) | Bessel ($F_1 2\zeta$) |
|-----------|--------------------------|------------------------------|---------------------------|
| 2° | 1,414 | 0,907 | 1,274 |

Con approssimazione di Butterworth si ha:

$$A_0 = 1 + \frac{R_b}{R_a} = 3 - 2\zeta = 3 - 1,414 = 1,586 \Rightarrow \frac{R_b}{R_a} = 0,586 \text{ e } f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Con approssimazione di Chebyshev si ha:

$$A_0 = 1 + \frac{R_b}{R_a} = 3 - 2\zeta = 3 - 0,886 = 2,114 \Rightarrow \frac{R_b}{R_a} = 1,114 \text{ e } f_0 = F_1 \times f_c = 0,907 \cdot f_c \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Con approssimazione di Bessel si ha:

$$A_0 = 1 + \frac{R_b}{R_a} = 3 - 2\zeta = 3 - 1,733 = 1,267 \Rightarrow \frac{R_b}{R_a} = 0,267 \text{ e } f_0 = F_1 \times f_c = 1,274 \cdot f_c \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

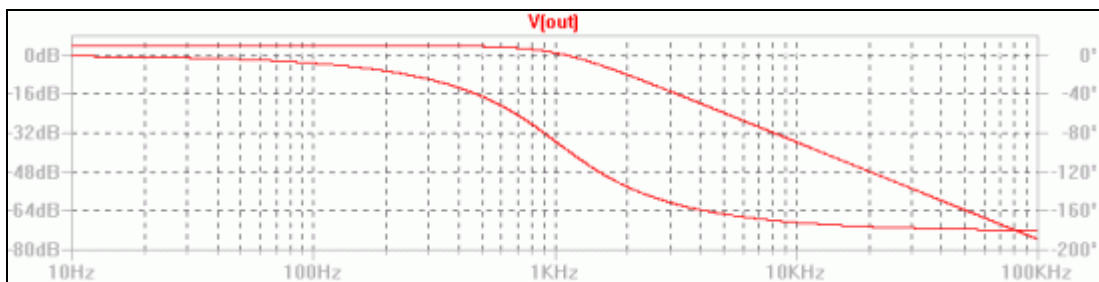
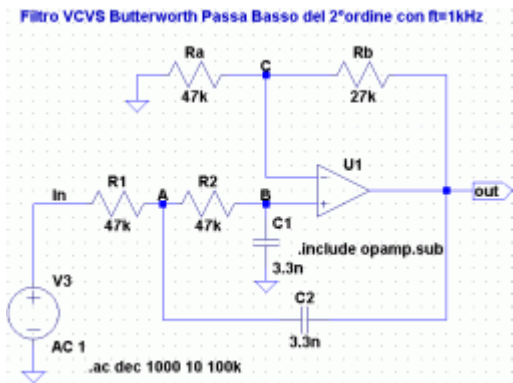
► Progetto di filtro VCVS Butterworth, Passa Basso del 2°ordine con $f_0=1\text{kHz}$

Essendo $\frac{R_b}{R_a} = 0,586$ poniamo p.e. $R_a=47\text{k}\Omega$ e $R_b=27\text{k}\Omega$

Con $f_0=1\text{kHz}$ e usando $C_1=C_2=C=3,3\text{nF}$ si ricava:

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = 48262\Omega \quad R_1=R_2=R=[47\text{k}\Omega]$$

Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo *AC analysis: .AC dec 100 10 100k* Preleviamo quindi $V(out)$.



Risposta in frequenza del filtro VCVS Butterworth Passa Basso del 2° ordine



► **Progetto di filtro VCVS Chebyshev, Passa Basso del 2° ordine con $f_0=1\text{kHz}$**

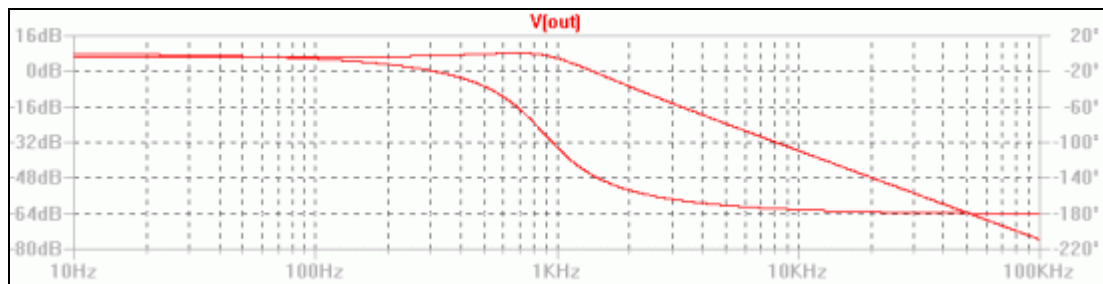
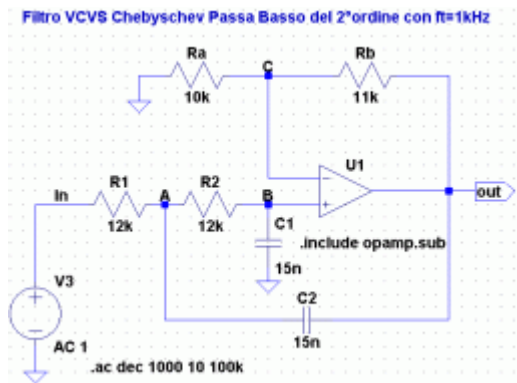
Essendo $\frac{R_b}{R_a} = 1,114$ poniamo p.e. $R_a=10\text{ k}\Omega$ e $R_b=11\text{ k}\Omega$

$f_0 = F_1 \times f_c = 0,907 \cdot 1000 = 907\text{ Hz}$

Poniamo poi $C_1=C_2=C=15\text{ nF}$ e ricaviamo:

$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = 11704\text{ k}\Omega \Rightarrow R_1=R_2=R=[12\text{ k}\Omega]$

Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo **AC analysis: .AC dec 100 10 100k** Preleviamo poi **V(out)**.



Risposta in frequenza del filtro VCVS Chebyshev Passa Basso del 2° ordine

► **Progetto di filtro VCVS Bessel, Passa Basso del 2° ordine con $f_0=1\text{kHz}$**

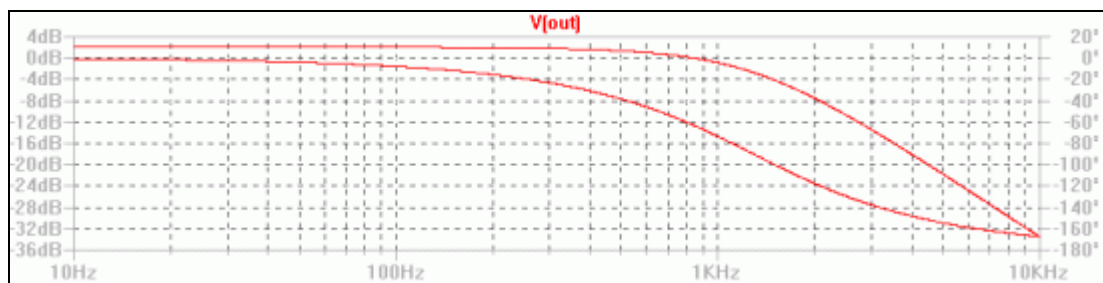
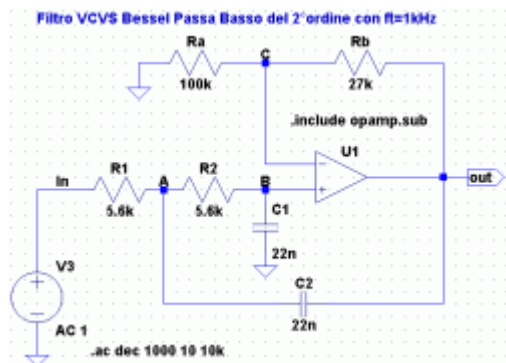
Essendo $\frac{R_b}{R_a} = 0,267$ poniamo p.e. $R_a=100\text{ k}\Omega$ e $R_b=27\text{ k}\Omega$

$f_0 = F_1 \times f_c = 1,274 \cdot 1000 = 1274\text{ Hz}$

Usiamo $C_1=C_2=C=22\text{ nF}$ si ricava

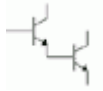
$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = 5681\text{ k}\Omega \Rightarrow R_1=R_2=R=[5,6\text{ k}\Omega]$

Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo **AC analysis: .AC dec 100 10 100k** Preleviamo la **V(out)**.



Risposta in frequenza del filtro VCVS Bessel Passa Basso del 2° ordine

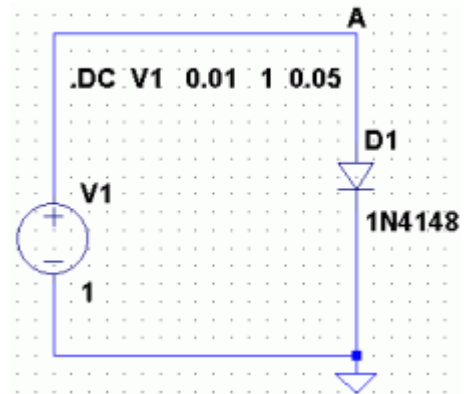
Analizzando la *curva del modulo* si nota una maggior piatezza in banda passante nel filtro *Butterworth* rispetto agli altri due. Viceversa il grado di linearità della *curva di fase* è migliore nel filtro *Bessel* mentre la peggiore si ha in quello di *Chebyshev*. Quest'ultimo, però, presenta un guadagno maggiore **6.44914dB** rispetto a quello *Butterworth* **3.94261dB** e a quello *Bessel* **2.07574dB**



8.0 CARATTERISTICA ED APPLICAZIONI DEL DIODO


Attraverso l'analisi *DC sweep analysis* simuleremo il comportamento di un diodo al silicio, p.e. un comune *1N4148*, e ricaveremo la curva caratteristica *tensione-corrente* variando la portata (*sweep*) della tensione applicata tra anodo e catodo. Lo schema del circuito è il seguente.

Disponiamo i componenti come nello schema, facciamo clic col pulsante destro del mouse sul generatore indipendente di tensione *V1* e attribuiamogli un valore (nel nostro caso *5V*). Analogamente portiamoci sul simbolo del diodo e clicchiamo col pulsante destro. Apparirà una tabella.




Facciamo clic sul pulsante [**Pick new Diode**] e scegliamo la sigla *1N4148* dalla libreria. Il diodo presenta le seguenti proprietà:

| Diode Properties | |
|-----------------------------|----------|
| diode: | 1N4148 |
| Manufacturer: | Motorola |
| type: | silicon |
| Average Forward Current[A]: | 0.2 |
| Breakdown Voltage[V]: | 75 |

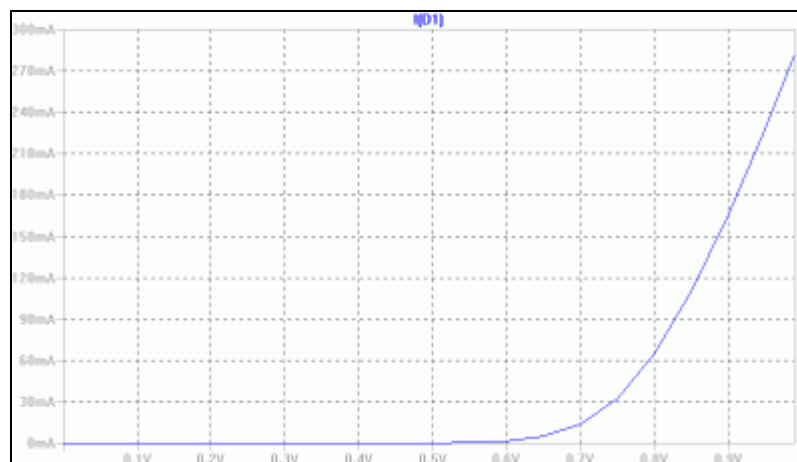
Avviamo l'analisi premendo sul pulsante [**Run**]  Scegliamo, quindi, *DC sweep*.

Inseriamo i seguenti valori: `.DC V1 0.01 1 0.05`
Che "tradotto" significa: *abilitiamo l'analisi .DC per fare uno sweep sul generatore indipendente di tensione V1 variando la tensione tra 0.01V e 1V con un incremento di 0.05V per volta.*

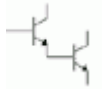
Premiamo nuovamente [**Run**]  ed avviamo la simulazione.

Portiamoci col puntale a forma di *pinza amperometrica*  sul diodo in modo da poter ricavare il valore della variazione della corrente diretta in funzione della variazione della tensione diretta.

Otterremo il seguente grafico che rappresenta la curva *Caratteristica del diodo 1N4148*



Il diodo entra in conduzione appena supera la tensione di soglia V_γ

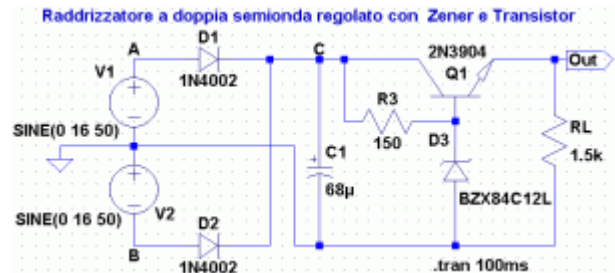


A) Rettificatori

La maggior parte dei circuiti elettronici, per poter funzionare, necessitano di un'alimentazione continua. Questa alimentazione può essere fornita o da batterie o da alimentatori. In genere, quando la potenza è assai ridotta si ricorre alle pile o agli accumulatori. In tutti gli altri casi, si ricorre alla tensione alternata di rete che, mediante gli *alimentatori*, viene trasformata in continua.

► Progetto di raddrizzatore a doppia semionda stabilizzato a 12V

Lo schema del circuito è riportato nella figura accanto. Il carico R_L è di $1,5k\Omega$ e i due diodi sono del tipo $1N4002$ (vedi l'appendice A per come inserire il modello). L'uscita deve fornire una tensione di circa $12V$ continui e stabilizzati mediante regolatore con diodo *Zener* e *Transistor*. Verifichiamo infine il fattore di *ripple* $r\%$.



La massima corrente sul carico non deve superare $I_{o_{dc}} = \frac{V_{O_{dc}}}{R_L} = \frac{12}{1500} = 0,008A$ [8mA]

Essendo la frequenza della tensione di rete $50Hz$, possiamo ricavare il valore della capacità C_1 con

la seguente formula pratica: $C_1 \geq \frac{2,5}{fR_L} = \frac{1}{50 \cdot 1000} = 50\mu F$

[Usiamo un condensatore elettrolitico da $68\mu F$, $50V$]

Inoltre, nota la *tensione diretta* del diodo $V_F \approx 0,7V$, si dimostra che:

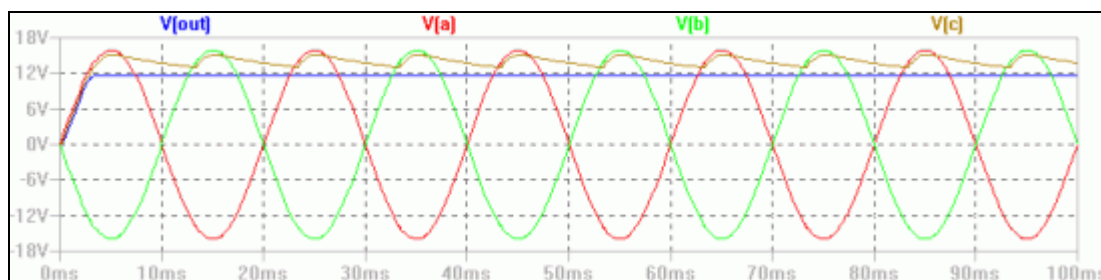
$$V_{i_M} = V_{O_{dc}} \left(1 + \frac{1}{4fC_1R_L} \right) + 2V_F (\pm 10\%) = 12 \left(1 + \frac{1}{4 \cdot 50 \cdot 0,000068 \cdot 1500} \right) + 1,4 \approx 13,98V (\pm 10\%)$$
 [16V]

Pertanto $V1$ e $V2$ sono due tensioni in opposizione di fase di $16V$ e $50Hz$ di frequenza (simulano il secondario di un trasformatore a presa centrale). Il diodo *Zener* è un $BZX84C12L$ (voce *zener* della libreria) che stabilizza la tensione a $12V$. La resistenza R_3 (150Ω) serve a proteggerlo.

Inoltre per evitare che un'eventuale riduzione della corrente d'uscita determini un conseguente aumento della corrente dello *Zener* (o viceversa) separiamo la corrente dello *Zener* da quella del carico con un *transistore* di controllo $2N3904$ (voce *nnp* della libreria). In questo modo lo *Zener* è interessato solo dalle variazioni (assai più limitate) della *corrente di Base del transistor*.

La tensione d'uscita risulterà più stabile (il *ripple* si riduce) anche se risulta leggermente più bassa: $V(out) = V_Z - V_{BE} = 12 - 0,7 = 11,3V$ (valore teorico).

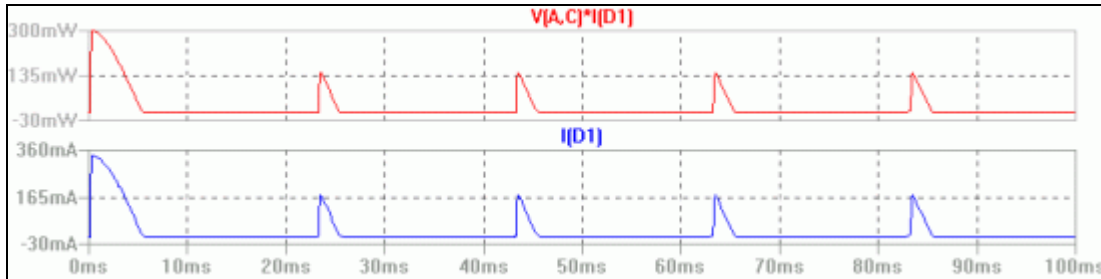
Premiamo [Run] nel menù [Simulate] e scegliamo la voce *Transient*. Poniamo $100ms$. Preleviamo quindi $V(out)$, $V(a)$, $V(b)$ e $V(c)$.





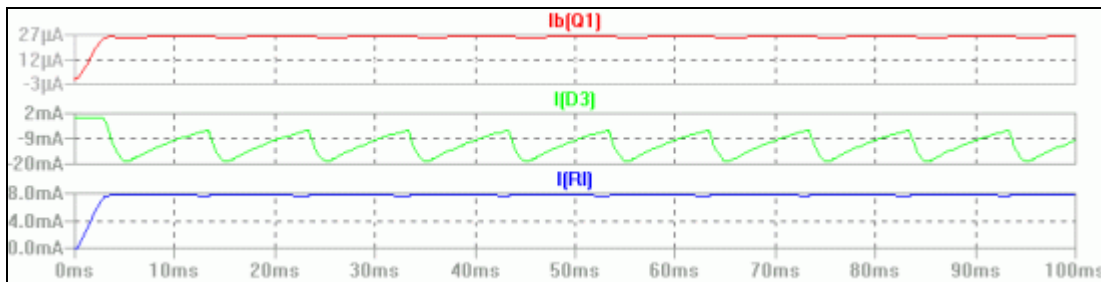
La $V(out)_m = \frac{11,6804V + 11,5107V}{2} = 11,59555V$; l'ondulazione picco-picco Vr_{pp} è $\boxed{169.641mV}$

$$\text{Perciò: } r_{\%} = \frac{Vr_{pp}}{2\sqrt{3} \cdot V(out)_m} \% = \frac{0,169841}{3,46 \cdot 11,59555} \% = 0,42\%$$



La corrente sul diodo D_1 $I(D1)$ (ma è la stessa anche su D_2) raggiunge un picco iniziale di $\boxed{339.4mA}$ per poi fissarsi nei picchi successivi a $\boxed{171.235mA}$. Analogamente la potenza dissipata $V(B,D1)*I(D1)$ risulta nel picco iniziale di ben $\boxed{299.833mW}$ per poi “stabilizzarsi” a $\boxed{144.275mW}$.

N.B. I due segnali sono stati riportati su due differenti *Plot*. Basta cliccare sul grafico col pulsante destro del mouse e scegliere dal menù a comparsa la voce *Add Plot Pane*. Poi, portandosi sullo schema, si sceglie il nodo e quindi la tensione (o la corrente) che si vuole tracciare.

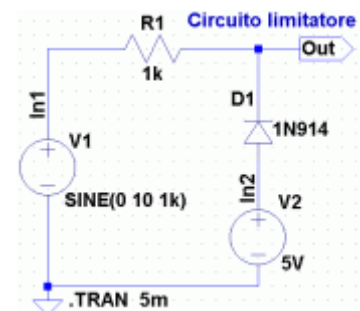


La corrente sul carico $I(R1)$ è $\boxed{7.78669mA}$ mentre sullo Zener è $I(D3)$ $\boxed{18.8531mA}$ e sulla base del transistor $Ib(Q1)$ è $\boxed{25.7859uA}$

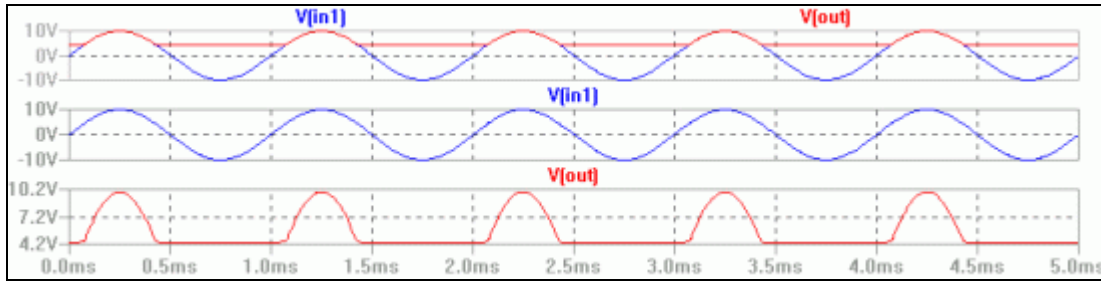
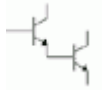
B) Limitatori

Un'altra tipica applicazione del diodo è nei cosiddetti *circuiti limitatori*. Si tratta di circuiti che *limitano* le forme d'onda permettendo l'attraversamento del circuito solo ai segnali che superano un livello prefissato di riferimento. Nello schema a fianco la tensione d'uscita $V(out)$ è prelevata in parallelo al ramo contenente il diodo al silicio *1N914* e il generatore di tensione $V2$.

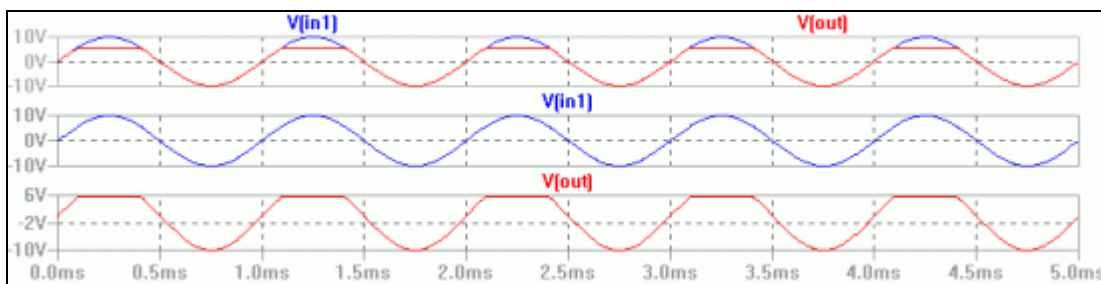
Disegniamo lo schema inserendo gli stessi valori riportati in figura. $V2$ è un generatore di tensione continua di valore $5V$ mentre $V1$ è un generatore di tensione alternata del valore $V_{iM} = 10sen\omega t$ con frequenza $1kHz$.



Con *SwitcherCAD III*© attraverso l'analisi *Transient* (p.e. *.TRAN 5ms*) è possibile vedere che, finché la tensione $V(in1)$ non supererà il valore della tensione $V2 - V\gamma$ (cioè la differenza tra la tensione del generatore $V2 = 5V$ e la tensione di soglia necessaria per mandare il diodo in conduzione è di circa $0,7V$), non potrà attraversare il circuito e all'uscita avremo una tensione $V(out)$ pari alla tensione $V2 - V\gamma$.



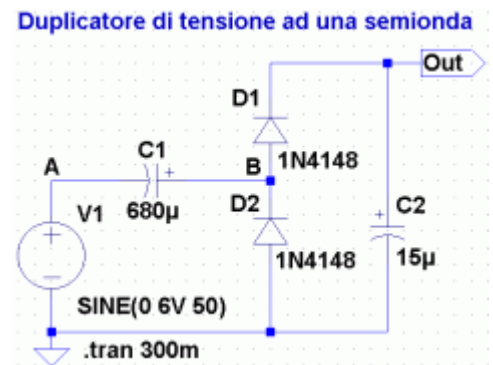
Solo superando questo valore il diodo non sarà più in conduzione e la tensione d'ingresso $V(in1)$ potrà ritrovarsi all'uscita del circuito, poiché la resistenza inversa presentata dal diodo potrà essere considerata praticamente infinita. Se modifichiamo il circuito, capovolgendo il diodo, possiamo vedere che esso è in conduzione proprio quando, nel caso precedente, era interdetto.



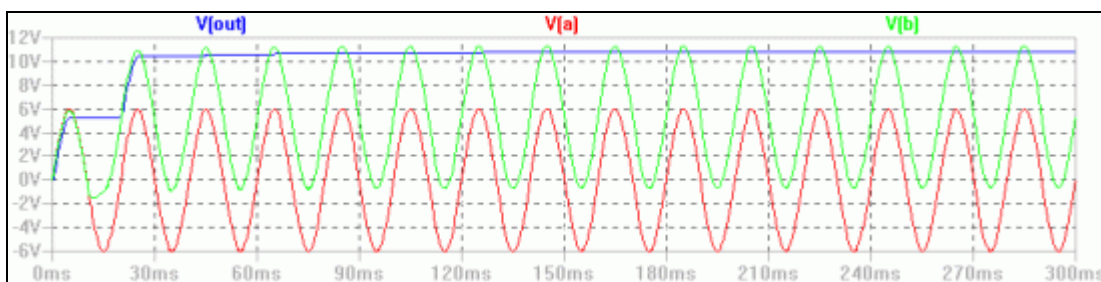
C) Duplicatore di tensione ad una semionda

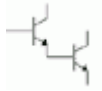
Vengono usati quando, disponendo di una tensione alternata di una certa ampiezza, si vuole ottenere una tensione continua di valore più elevato, purché sia richiesta una corrente modesta e la regolazione non sia un parametro importante.

Durante la semionda negativa della tensione d'ingresso, C_1 si carica attraverso D_2 al valore di V_1 ; durante la semionda positiva, C_1 , in serie a V_1 , carica C_2 attraverso D_1 ad una tensione pari a circa $2V_1$, se $C_1 \gg C_2$ e il carico è sufficientemente elevato. I limiti per C_1 e C_2 devono essere, rispettivamente, V_1 e $2V_1$. Analogamente la tensione inversa dei diodi deve essere maggiore di $2V_1$. Inoltre C_1 e C_2 devono essere condensatori elettrolitici di valore elevato.



Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** scegliamo *Transient* ed inseriamo in *Stop time*: 300ms. Preleviamo quindi $V(out)$, $V(a)$, $V(b)$.

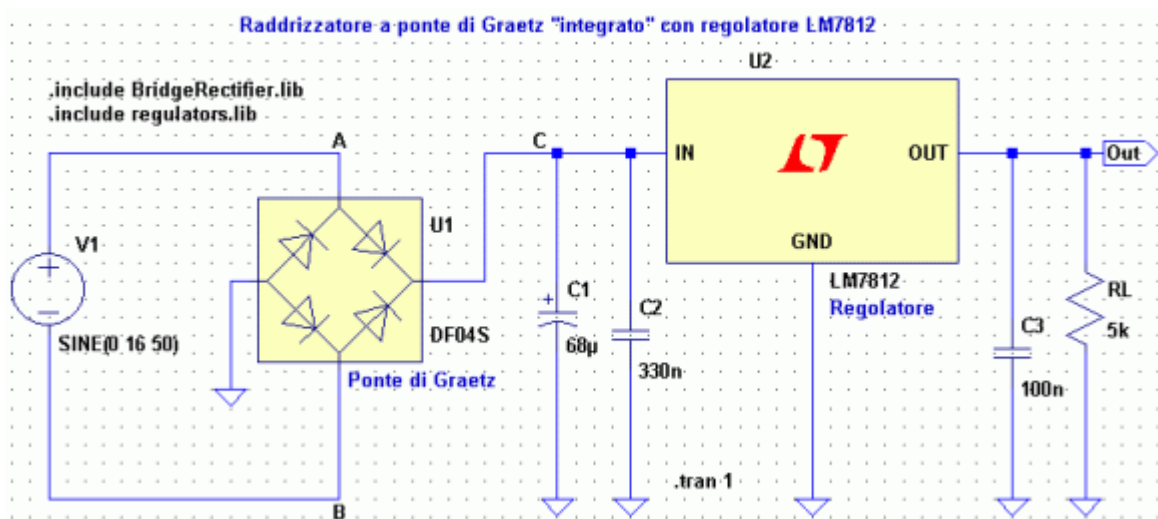




D) Regolatori lineari

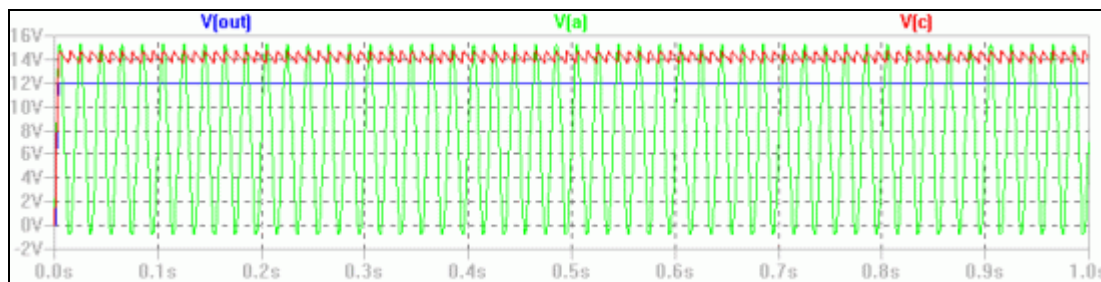
Data l'ampia diffusione di questo tipo di dispositivo integrato in grado di fornire tensioni in uscita fisse o variabili, positive o negative si riporta la simulazione SPICE di un *raddrizzatore regolato a 12V*. Fra i regolatori con tensioni d'uscita fissa particolarmente usata è la serie 78XX, con tensioni di 5,6,8,10,12,15,18 e 24V e correnti di 1,5A; la serie 79XX è analoga ma per tensioni negative. Altrettanto diffuse sono le serie LM140/240/340 per tensioni positive e LM120/220/320 per quelle negative. Fra i regolatori variabili molto noti sono gli LM117/217/317 con $V_o = 1,2 \div 37V$ e LM137/237/337 con $V_o = -1,2 \div -37V$.

Il circuito in esame presenta un *raddrizzatore integrato a ponte di Graetz* ed è stabilizzato mediante un regolatore 7812. I file dei simboli e le rispettive librerie sono scaricabili alla voce *diodi* all'indirizzo: <http://xoomer.virgilio.it/fysalvat/switchercove.html> oppure <http://groups.yahoo.com/group/LTspice>

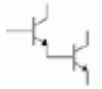


Avviamo l'analisi del transitorio *.tran* per 1s e preleviamo rispettivamente: $V(out)$, $V(a)$ e $V(c)$

Si è misurata su un carico di $5k\Omega$ una tensione d'uscita stabilizzata di 12.0017V



Risposta al transitorio del raddrizzatore regolato con 7812



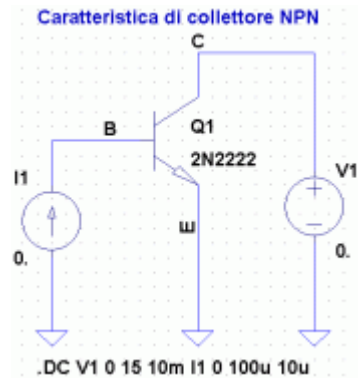
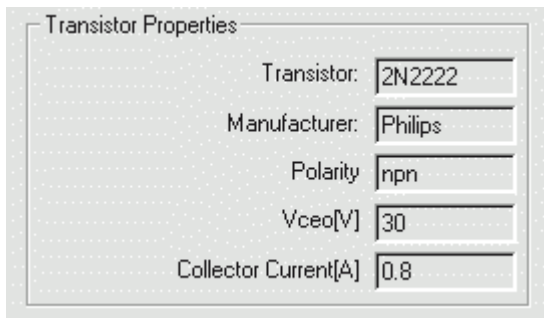
9.0 SWEEP DI CORRENTE E CARATTERISTICA DI COLLETTORE

Per ricavare la nota caratteristica (*di collettore*) d'uscita del transistor. Lo schema del circuito è il seguente.

Premiamo il pulsante **[Component]** sulla *Tool bar* (quello che raffigura la porta *and*) oppure il tasto **[F2]** e scegliamo dal menù la voce *npn*.

Piazziamo il transistor sullo schema, clicchiamo il pulsante destro del mouse e alla schermata successiva premiamo **[Pick new Transistor]**.

Scegliamo nella libreria quello identificato dalla sigla *2N2222*. Questo *BJT* presenta, tra le altre, le seguenti caratteristiche.

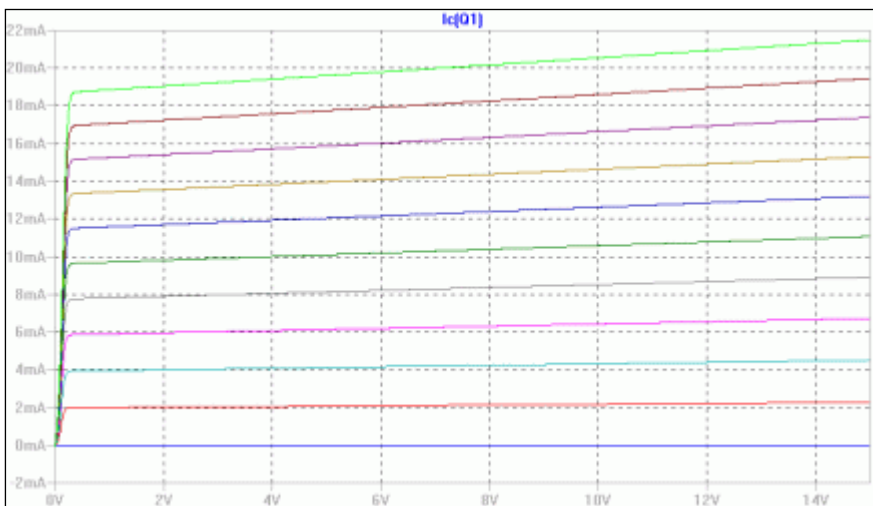


Avviamo l'analisi premendo sul pulsante **[Run]**. Scegliamo quindi *DC sweep* ed inseriamo i seguenti valori: `.DC V1 0 15 10m I1 0 100u 10u`

In pratica si fa variare la tensione di alimentazione V_1 (e di conseguenza varia anche la V_{CE}) tra 0 e 15V con un incremento di 10mV. Inoltre è fatto variare il valore della corrente fornita dal generatore I_1 (in pratica la I_B) tra 0 e 100μA con un aumento di 10μA per volta. Si faccia attenzione al verso del generatore di corrente che deve essere lo stesso di quello in figura.

Clicchiamo su **[Run]** ed avviamo la simulazione. Misuriamo la $I_c(Q1)$.

Otterremo la nota *curva caratteristica di collettore*.

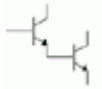


I diversi colori indicano i diversi valori assunti da I_C per corrispondenti incrementi di I_B e V_{CE} .

E' così possibile ricavare il *Punto di funzionamento Q* per un determinato valore di I_{CQ} (in ordinata) e di V_{CEQ} (in ascissa) al variare della corrente di Base I_B .

Per esempio, si ponga: $V_{CC} = 12V$; $V_{CEQ} = V_{CC}/2$ e $I_{CQ} = 10mA$.

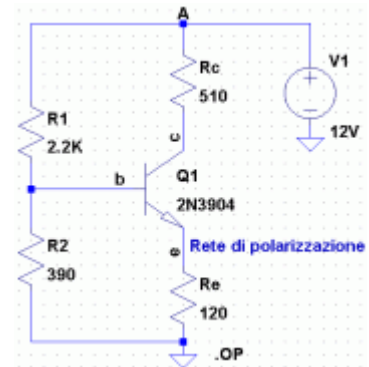
Si ricavi quindi il *Punto di funzionamento a riposo Q* nel precedente grafico.



10.0 POTENZIALI STATICI IN UNA RETE

Prendiamo in considerazione la seguente rete di polarizzazione con il transistor 2N3904.

Vogliamo conoscere i valori “statici” delle varie tensioni e correnti che percorrono la rete. In questo modo, conoscendo il valore della I_{CQ} e della V_{CEQ} , possiamo ricavare con precisione il *Punto di funzionamento a riposo* Q . Conoscendo I_E , I_B , I_C possiamo ricavare rispettivamente α e β (h_{FE}) reale, ecc.



► Dimensioniamo la rete con queste direttive di progetto

- Si fissano I_{CQ} e V_{CC} e si pone $V_{RE} = \frac{1}{10}V_{CC}$;
- Essendo $I_E \cong I_C$ si ricava $R_E = \frac{V_{RE}}{I_{CQ}}$;
- Si ricava $I_B = \frac{I_{CQ}}{h_{FE(tip)}}$ con $h_{FE(tip)} = \frac{h_{FE(min)} + h_{FE(max)}}{2}$; si pone $I_{R1} \cong I_{R2}$ con $I_{R1} = (10 \div 100)I_B$;
- Si ricava quindi $V_B = V_{BE} + V_{RE}$ con $V_{BE} = 0,7V$;
- Si ricavano poi R_1 e R_2 : $R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{R1}}$; $R_2 = \frac{V_B}{I_{R2}}$;
- Si stabilisce infine $V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2}$ e si ricava $R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ} - V_{RE}}{I_{CQ}}$;

Rendendo trascurabile I_B rispetto alla corrente del partitore si stabilizza I_{CQ} ad un valore praticamente costante, infatti: $I_{CQ} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$ con $V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$;

Nel nostro caso si è posto: $V_{CC} = 12V$, $I_{CQ} = 10mA$ e $h_{FE(tip)} = 200$.

Per avere una simulazione abbastanza realistica si è assegnato alle resistenze i valori commerciali (*serie E24* con tolleranza del 5% e dissipazione di potenza $0,5W$, dati che vanno inseriti cliccando col pulsante destro del mouse su ogni singola resistenza) immediatamente più grandi rispetto al valore ricavato dai calcoli. Scegliamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e la voce *DC op. pnt.* Sotto, sullo schema, apparirà la scritta *.OP (Operating Point)*.

```

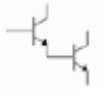
--- Operating Point ---
V(cc) :      12          voltage
V(b) :      1.79733     voltage
V(c) :      7.40473     voltage
V(e) :      1.08473     voltage
Ic(Q1) :     0.00901034  device_current
Ib(Q1) :     2.90463e-005 device_current
Ie(Q1) :    -0.00903938  device_current
I(Re) :     0.00903938  device_current
I(Rc) :     0.00901034  device_current
I(R2) :     0.00460853  device_current
I(R1) :     0.00463758  device_current
I(Vcc) :    -0.0136479  device_current
    
```

Clicchiamo **Ok**, Ci apparirà una finestra testuale con i valori riportati a fianco.

Con riferimento a $I_b(Q1)$, cioè la *corrente di Base*, può risultare non immediata l'interpretazione del valore: 2.90463e-005

Portiamo il puntatore del mouse sulla Base del *BJT*. Guardiamo in basso a sinistra sulla *Status Bar* e leggiamo: DC operating point: $I_b(Q1) = 29.0463\mu A$. Si tratta del valore assunto dalla nostra corrente di Base I_B pari a circa $29\mu A$.

N.B. Se fossero stati presenti nel circuito delle capacità e delle induttanze l'analisi avrebbe considerato i condensatori circuiti aperti mentre gli induttori dei cortocircuiti.



Portiamoci poi col mouse sul Collettore del nostro transistor e leggiamo in basso sulla *Status bar* il valore di (I_C): DC operating point: Ic(Q1)=9.01034mA. Ovvero la corrente di Collettore vale circa $9mA$ (in accordo col valore riportato dalla tabella 0.00901034A). La corrente sull'Emettitore (I_E) risulta invece: DC operating point: Ie(Q1)=9.03938mA ($I_E = I_C + I_B$).

Pertanto il *Rapporto di trasferimento* α tra l'ingresso e l'uscita del transistor risulta:

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \frac{9,01034 \cdot 10^{-3}}{9,03938 \cdot 10^{-3}} = 0,99$$

Il *guadagno di corrente* tra il Collettore e la Base β o h_{FE} è: $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \cong 310$

La V_{CEQ} si ricava portando il puntatore del mouse nei pressi del Collettore. La tensione V_C risulta DC operating point: V(c) = 7.40473V e, analogamente portando il puntatore del mouse nei pressi dell'Emettitore, la tensione V_E è DC operating point: V(e) = 1.08473V

$$\text{Essendo: } V_{CE} = V_C - V_E = 7,40473 - 1,08473 = 6,32V$$

► **Per le correnti abbiamo:**



Nel nodo "A": $I_{(V_{CC})} = I_{R1} + I_{RC} = 4,63mA + 9,01mA = 13,64mA$ DC operating point: I(Vcc)=13.6479mA

Nel nodo "B": $I_B = I_{R1} - I_{R2} = 4,63758mA - 4,60853mA = 29,05\mu A$ DC operating point: Ib(Q1)=29.0463μA

In accordo col 1° principio di Kirchhoff (legge dei nodi) $\left[\sum_{k=1}^n I_k = 0 \right]$

► **Per le tensioni abbiamo:**



Nella maglia individuata tra: $V_{CC} = R_1 I_{R1} + V_B$ risulta:
 $12 = 2,2 \cdot 10^3 \cdot 4,64 \cdot 10^{-3} + 1,79733 = 10,208 + 1,79733 = 12,005 \cong (12V)$

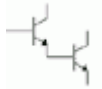
Invece nella maglia: $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + V_{RE}$ risulta:
 $12 = 510 \cdot 9,01 \cdot 10^{-3} + 6,32 + 1,08473 = 11,999V \cong (12V)$

In accordo col 2° principio di Kirchhoff (legge delle maglie) $\left[\sum_{k=1}^m I_k \cdot R_k = \sum_{k=1}^m f_{em_k} \right]$

► **La potenza dissipata risulta:**



Il transistor dissipa complessivamente una potenza di: Dissipation=56.966mW (57mW).



11.0 VARIAZIONI DI TEMPERATURA E PUNTO DI FUNZIONAMENTO

Abbiamo visto che in *SwitcherCAD III*© si hanno a disposizione una serie di analisi di *default* (vedi cap. 5.0).

E' però possibile aggiungere nuovi tipi di simulazione attraverso altri comandi SPICE (presentati, con relativa sintassi, nell'appendice E di questo tutorial). Tra questi assume notevole importanza il comando che permette di simulare la risposta di un dispositivo (o di un'intera rete) in funzione di una variazione di temperatura ΔT .

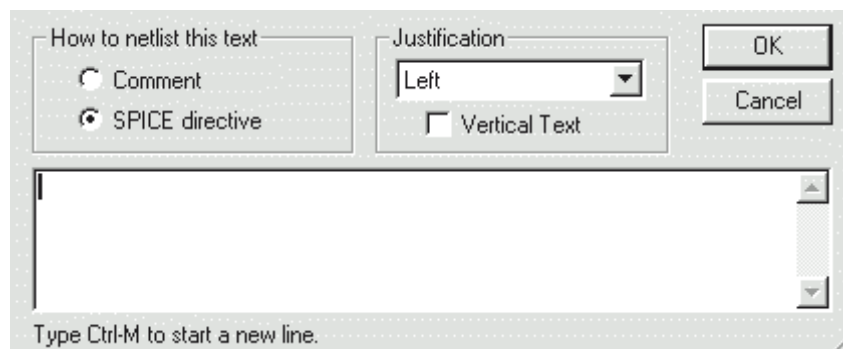
Dalla teoria sappiamo che *in un transistor bipolare (BJT) la corrente di dispersione del collettore I_{CEO} (porzione minore della I_C) aumenta rapidamente con la temperatura. Se la temperatura aumenta eccessivamente, la corrente di dispersione diventerà così alta da limitare l'utilizzo del transistor, poiché questa corrente di collettore circolerà indipendentemente dalle condizioni di ingresso.* Per i transistor al germanio, la temperatura limite è di circa 85°C , per quelli al silicio è di circa 220°C .

Prendiamo la stessa rete di polarizzazione già vista nel capitolo precedente. Per ricavare i soli potenziali statici di tensione e corrente presenti nella rete si è attivata l'analisi *.DC op pnt* (comando SPICE: *.OP*).

Dalla simulazione risulta che: *DC operating point: Ic(Q1)=9.01034mA*. Vale a dire che la corrente di Collettore I_C è circa *9mA*. Questo valore è ottenuto considerando una temperatura ambiente di 27°C .

Ma cosa succede se eseguiamo la misura ad un'altra temperatura?

Scegliamo **Edit** dal menù in alto e la voce [*.op SPICE Directive*] oppure semplicemente premiamo il tasto **[S]** sulla tastiera. Ci apparirà la seguente schermata *Edit Text on the Schematic*.



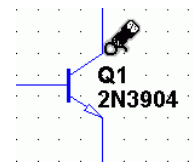
Inseriamo il seguente comando: *.STEP temp -55 125 5*

Questa direttiva SPICE predispose l'analisi di una tensione o di una corrente in funzione della variazione di temperatura nell'intervallo $-55^{\circ}\text{C} \div 125^{\circ}\text{C}$. La grandezza elettrica sarà riportata in ordinata. In ascissa avremo invece la temperatura espressa in gradi centigradi $^{\circ}\text{C}$ nell'intervallo considerato $-55^{\circ}\text{C} \div 125^{\circ}\text{C}$.

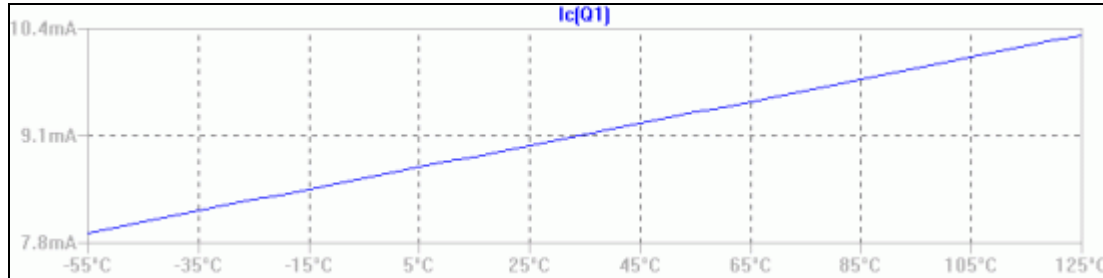
Disponiamo il comando SPICE (*.STEP temp -55 125 5*) sullo schema e avviamo finalmente la simulazione premendo il pulsante **[Run]**.



Portiamoci col puntatore del mouse all'altezza del *Collettore* del transistor, ci apparirà la *pinza amperometrica* come in figura. Facciamo clic col pulsante sinistro del mouse.

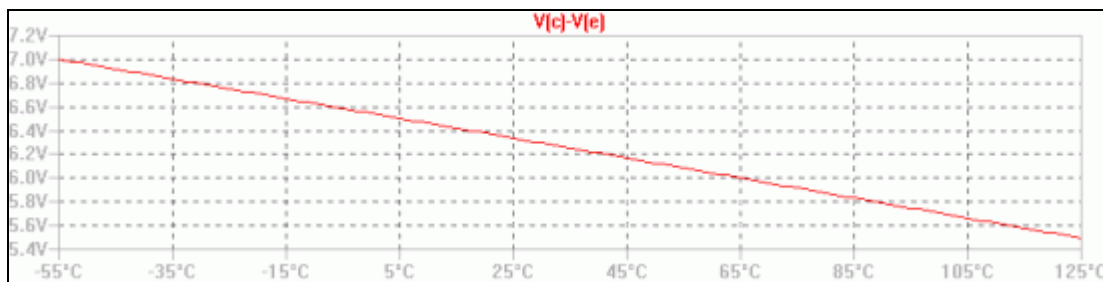


La simulazione mostrerà il seguente grafico:



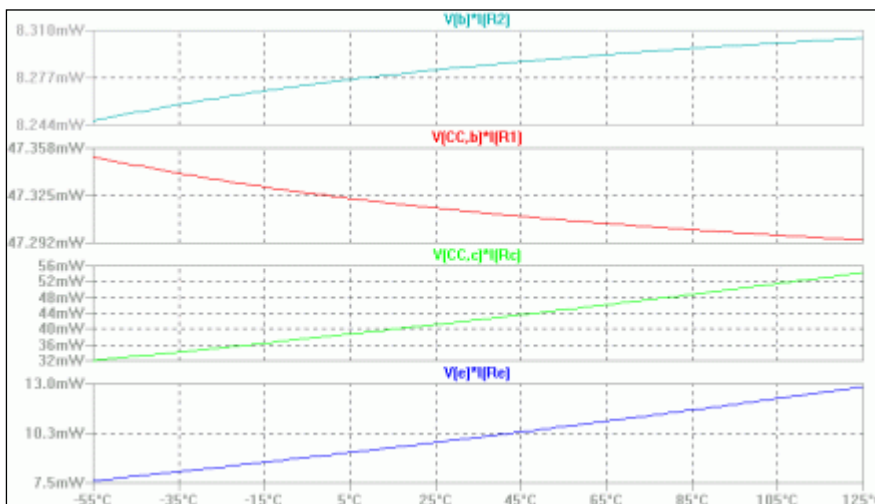
All'aumentare della temperatura si ha, effettivamente, un corrispondente aumento della corrente di collettore I_C (dovuta alla quota di I_{CEO}). A 27°C anche dal grafico risulta che: $x = 27.00^\circ\text{C}$ $y = 9.014\text{mA}$ mentre per i due valori estremi vediamo che per $x = -55.00^\circ\text{C}$ $y = 7.920\text{mA}$ e che per $x = 125.00^\circ\text{C}$ $y = 10.322\text{mA}$. Vale a dire che per una variazione di temperatura di 180°C ($-55^\circ\text{C} \div 125^\circ\text{C}$) si ha una corrispondente variazione di corrente di Collettore ΔI_C di $2,40\text{mA}$.

Cosa accade invece per le tensioni?



La V_{CE} [$V_{(c)} - V_{(e)}$] con l'aumento della temperatura diminuisce (poiché aumenta la I_C). Se a 27°C vale circa $x = 26.93^\circ\text{C}$ $y = 6.315\text{V}$, ai due estremi vale: $x = -55.00^\circ\text{C}$ $y = 7.000\text{V}$ e $x = 125.00^\circ\text{C}$ $y = 5.496\text{V}$.

Infine ecco il grafico delle *potenze dissipate* sulle quattro resistenze della rete in funzione di ΔT :



Su R_C e R_E l'aumento della temperatura determina un aumento della potenza dissipata mentre su R_1 e R_2 e la potenza consumata, è in sostanza stabile ($\pm 0,1\text{mW}$).



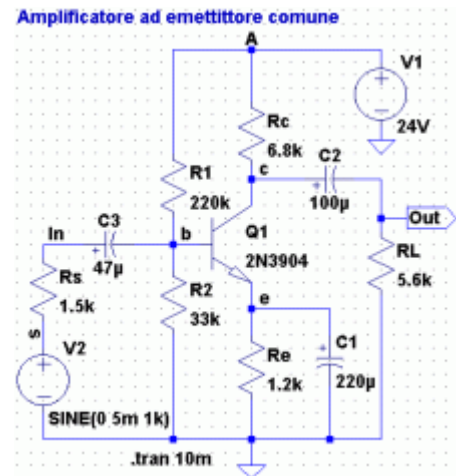
12.0 AMPLIFICATORE CON BJT AD EMTTITTORE COMUNE

Nella configurazione ad *emettitore comune* il BJT 2N3904 viene inserito tra una sorgente di segnale V_S con resistenza R_S e la resistenza di carico R_L . Vi sono, poi, due condensatori C_{a1} e C_{a3} dette capacità di accoppiamento che fanno in modo di evitare che la sorgente del segnale ed il carico siano percossi dalla corrente continua (con la c.c. i condensatori si comportano come circuiti aperti) presente nella rete. C_e è la capacità di *by-pass* che serve a porre dinamicamente a massa l'emettitore.

Realizziamo il circuito riportato nella figura accanto.

► Analisi statica

La prima analisi riguarda la misura dei livelli in continua nei vari punti del circuito e confrontarli con i seguenti valori di progetto:



```

--- Operating Point ---
V(cc) :      24      voltage
V(b) :      2.96127  voltage
V(c) :      11.0572  voltage
V(e) :      2.29109  voltage
V(s) :      0        voltage
V(in) :     2.08769e-013 voltage
V(out) :    6.19205e-012 voltage
Ic(Q1) :    0.00190335 device_current
Ib(Q1) :    5.89516e-006 device_current
Ie(Q1) :   -0.00190924 device_current
I(Ca3) :   -1.10572e-015 device_current
I(Ce) :    5.04041e-016 device_current
I(Ca1) :    1.3918e-016 device_current
I(Rs) :    1.3918e-016 device_current
I(RL) :    1.10572e-015 device_current
I(Re) :    0.00190924 device_current
I(Rc) :    0.00190335 device_current
I(R2) :    8.97354e-005 device_current
I(R1) :    9.56306e-005 device_current
I(V2) :    1.3918e-016 device_current
I(V1) :   -0.00199898 device_current
    
```

$$V_{cc}=24V; V_{Re} \cong \frac{1}{10}V_{CC}; V_{Rc} \cong V_{CE} \cong 10,8V;$$

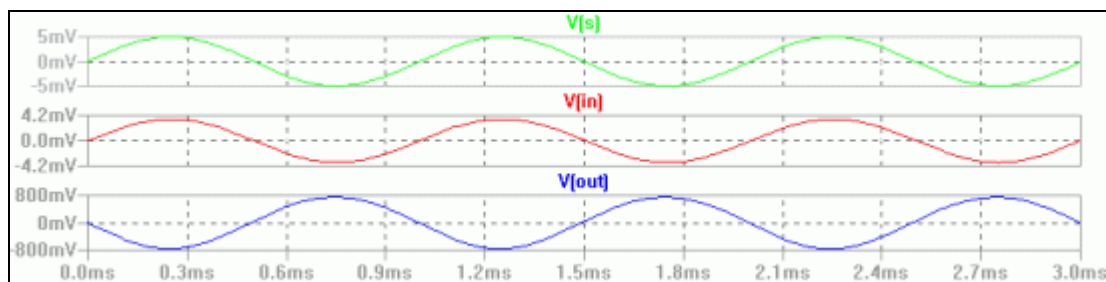
$$V_B \cong 0,7 + V_{Re} \cong 3V; I_C = \frac{V_{Rc}}{R_c} = 1,6mA$$

Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e quindi *DC op. pnt.* Sotto, sullo schema, apparirà la scritta *.OP (Operating Point)*. Premiamo nuovamente **[Run]** apparirà la tabella accanto. Verifichiamo i dati e lo scostamento da quelli teorici.

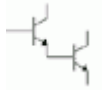
► Analisi dinamica

Applichiamo all'amplificatore un segnale d'ingresso di $5mV$ e di frequenza $1kHz$ e di forma sinusoidale. Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo la voce *Transient*. Poniamo $3ms$.

Preleviamo poi $V(out)$, $V(in)$ e $V(s)$.



Il segnale d'uscita $V(out)$ risulta: $748.235mV$; il segnale della sorgente $V(s)$ è: $4.99097mV$; il segnale d'ingresso $V(in)$ è: $3.57642mV$



Sappiamo che: $A_T = \frac{V_u}{V_s} = \left[\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot R_p \cdot \frac{R_g}{R_s + R_g} \right]$ con $R_p = R_C // R_L$ e $R_g = \frac{R_B \cdot R_i}{R_B + R_i}$ con $R_B = R_1 // R_2$ e $R_i = h_{ie}$

L'amplificazione totale di tensione dello stadio CE è: $A_T = \frac{V(out)}{V(s)} = \frac{748.235}{4.99097} = 149,1$ [43,5dB]

L'amplificazione parziale di tensione del solo transistor è: $A_p = \frac{V(out)}{V(in)} = \frac{748.235}{3.57642} = 209,2$ [46,4dB]

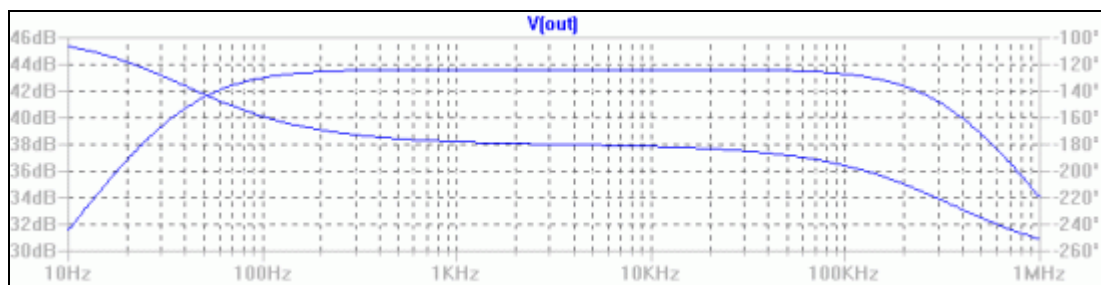
Si noti lo "sfasamento" di 180° tra il segnale d'uscita $V(out)$ e i segnali in ingresso $V(in)$ e $V(s)$

► Risposta in frequenza

Il guadagno di un amplificatore non è costante al variare della frequenza per la presenza di elementi reattivi. Perciò il guadagno è definito da un modulo e un argomento in funzione della frequenza.

Clicchiamo col pulsante destro del mouse sul generatore di tensione $V2$, premiamo, poi, il pulsante **[Advanced]** e mettiamo il valore $1V$ in *Small signal Analysis(.AC)*. Premiamo su **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo *AC analysis*. Si ponga *.AC dec 100 10 1meg*

Analizziamo la banda di frequenze che vanno da 10 a $1MHz$. Preleviamo, quindi, il segnale $V(out)$.



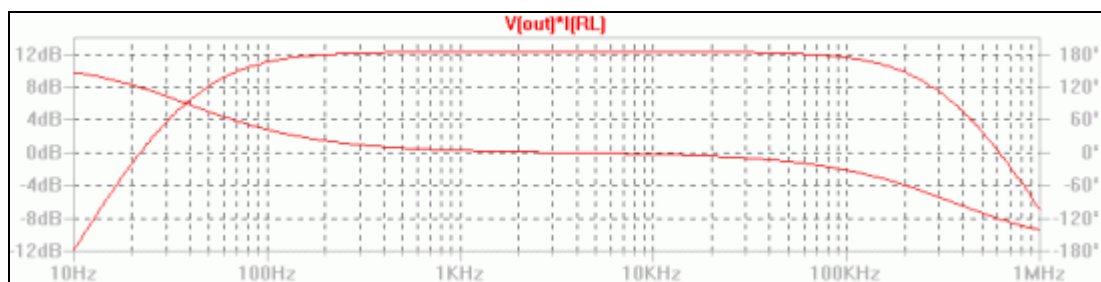
La Banda passante a $-3dB$ è: $B_p = f_H - f_L = 346.737KHz - 38.9045Hz = 346.698KHz$

La frequenza centrale f_0 è $3.13656KHz$ pertanto il guadagno a centro banda risulta: A_0 $43.6228dB$

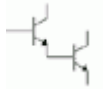
Il guadagno normalizzato risulta: $\overline{A_n} = \frac{A_T}{A_0} \% = \frac{43,5}{43,6} \% = 99\%$

► Misura della potenza d'uscita

L'andamento della *Potenza d'uscita* in funzione della frequenza può essere ricavato in modo analogo, moltiplicando semplicemente $V(out) * I(RL)$. Otterremo il seguente diagramma.



L'amplificatore presenta una potenza d'uscita di $12dB$ a centro banda.

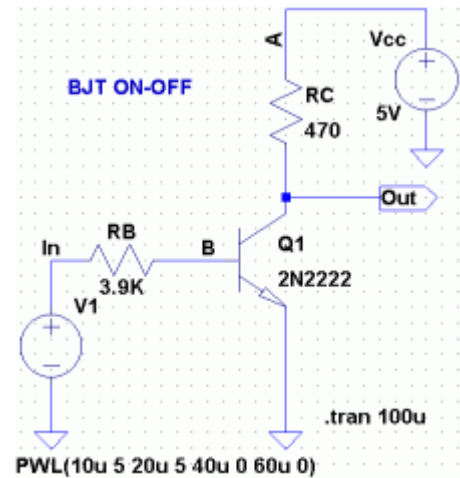


13.0 IL BJT COME INTERRUTTORE ON-OFF

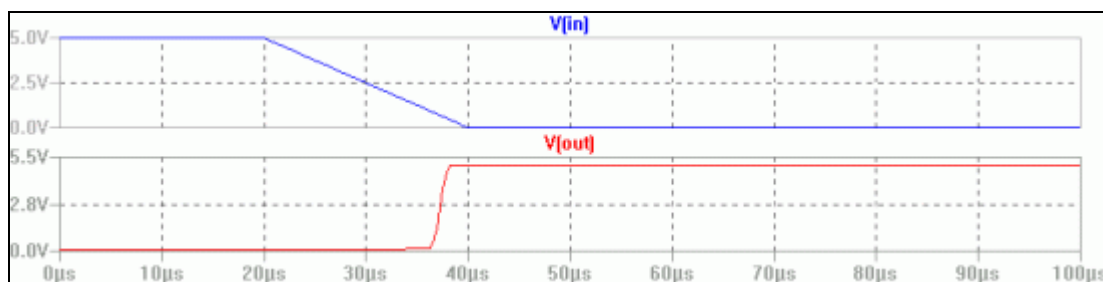
Limitandoci al caso del *transistor BJT*, con riferimento alla *Caratteristica di Collettore* sappiamo che lo *stato di interdizione* indica, sostanzialmente, assenza di corrente ($I_B = 0$, $I_C \cong 0$) perciò funziona come un interruttore *aperto (OFF)*.

Lo *stato di saturazione* invece lo si raggiunge quando la caduta di tensione tra *Collettore ed Emettore* V_{CEsat} è molto piccola $0,1 \div 0,3V$ ($I_B > I_{Bmin}$ ed $R_C I_C \cong V_{CC}$) per cui può essere associato ad un *interruttore chiuso (ON)*.

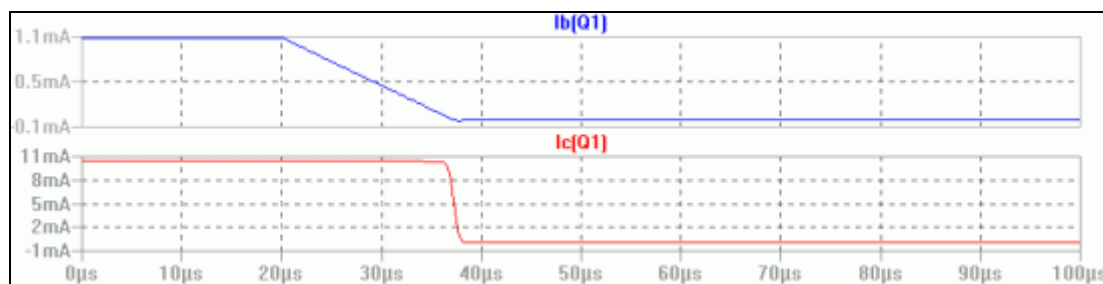
Dimostriamolo applicando una simulazione a questo semplice circuito. Sistemiamo i componenti come riportato sullo schema in figura. Premiamo [F2] scegliamo la voce *npn* dal menù e mettiamo il transistor sullo schema. Premiamo poi col pulsante destro del mouse sul simbolo del transistor e successivamente sul tasto [Pick new Transistor], scegliamo il “classico” 2N2222. V_{cc} è un generatore indipendente di tensione continua di 5V, mentre $V1$ è un generatore di tensione “pulsante” tra -5V e +5V alla frequenza di 1kHz ($T = 1\mu s$).



Scegliamo su [Run] nel menù [Simulate] ed abilitiamo: *Transient*, inseriamo poi nel campo sottostante il comando *.TRAN 5u* (analisi per un transitorio di 5μs). Premiamo nuovamente [Run] e preleviamo le tensioni di ingresso (V_{in}) e d’uscita (V_{out}). Dovremmo ottenere il seguente grafico.

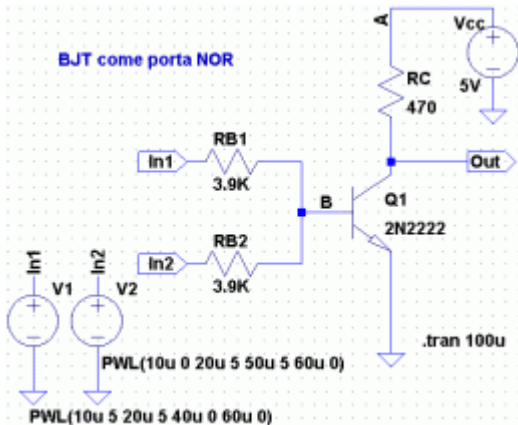
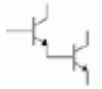


Ripetiamo l’analisi e preleviamo pure $I_b(Q1)$ e $I_c(Q1)$.



Quando V_{in} è alta (5V) si avrà $I_B > I_{Bmin}$ e quindi il *BJT* è in saturazione per cui l’uscita V_{out} sarà bassa $x = 0.832\mu s$ $y = 0.11V$ (al valore di V_{CEsat}). V_{CEsat} è piccola perché è pari alla differenza $V_{CEsat} = V_{cc} - R_C I_C$ (dove $R_C I_C$ è grande). Quando V_{in} è bassa si ha $I_b = 0$ e quindi $I_c \cong 0$ perciò non essendoci caduta su R_C si avrà: $V_{CE} \cong V_{cc}$ il *BJT* è in interdizione: $V_{in} = 0 \Rightarrow V_{CE} \cong V_{cc} \Rightarrow V_{out} = 5V$

Il circuito precedente è la più semplice *porta NOT (inverter)*. Con l’ingresso in tensione alto (H) l’uscita risulta bassa (L) e viceversa.

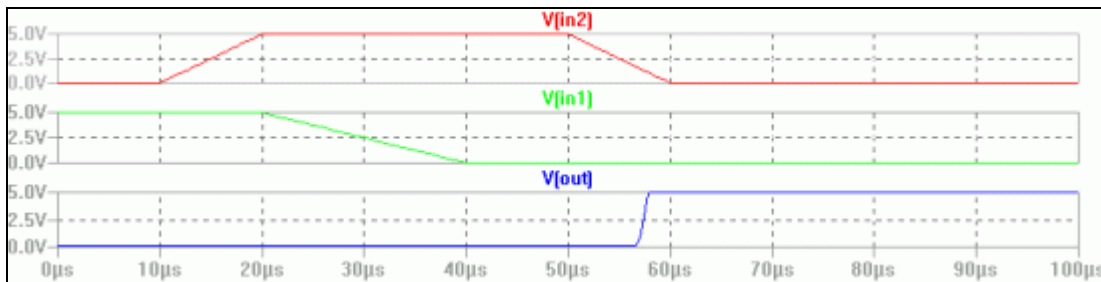


Modifichiamo poi il circuito come nello schema.

Anziché la funzione PULSE assegniamo ai nostri due generatori la funzione *PWL* (un segnale variabile nel tempo) con i valori indicati nella figura accanto.

In pratica si fa variare i due segnali tra 0 e 5V in modo diverso nel periodo di 60μs.

Eseguiamo l'analisi nel dominio del tempo (*Transient*) in modo analogo a quanto fatto per il precedente circuito per un periodo di 100μs. Preleviamo, quindi, le tensioni su *In1* e *In2* e sull'uscita *Out*.

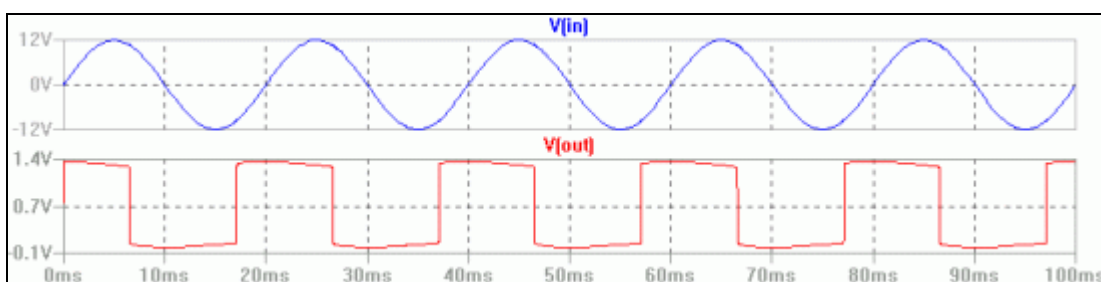
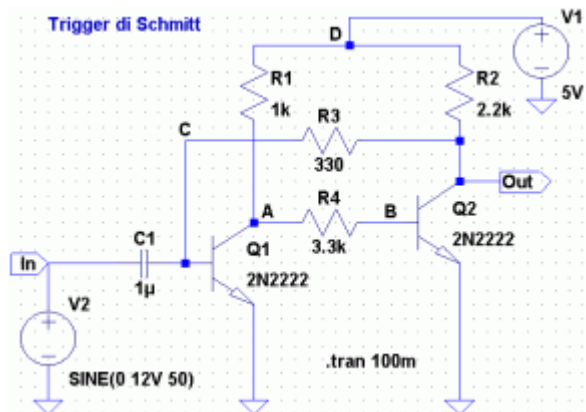


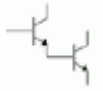
Se $V(in1)$ o $V(in2)$ oppure entrambe sono alte (*H*) si avrà $I_B > I_{Bmin}$, il BJT è in saturazione per questo V_{CEsat} vale (0,1-0,3V) perciò $V(out)$ sarà bassa (*L*). Se invece $V(in1)$ e $V(in2)$ sono entrambe basse (*L-L*) si avrà $I_B=0$, $I_C \cong 0$ il BJT è in interdizione perciò $V_{CE} \cong V_{CC}$ e $V(out)$ sarà alta (*H*). Il circuito rappresenta una semplice porta logica *NOR*.

Ritocchiamo ancora il circuito come nello schema accanto e aggiungiamo un altro transistor *Q2*. Questo circuito è detto *Trigger di Schmitt* a componenti discreti. Ad una qualsiasi eccitazione risponde con un'onda quadra.

E', quindi, un dispositivo che trasforma una forma d'onda analogica in una digitale. E' anche usato come "discriminatore di ampiezza", applicando cioè segnali in ingresso di varia ampiezza esso lascia passare solo impulsi la cui ampiezza supera un dato livello o soglia. L'uscita commuta ad alto quando la forma d'onda in ingresso raggiunge un determinato valore che viene definito "soglia superiore".

L'uscita ritorna bassa quando l'ingresso raggiunge il valore della "soglia inferiore". Avviamo l'analisi *Transient* per un tempo di 100ms e preleviamo $V(in)$ e $V(out)$.



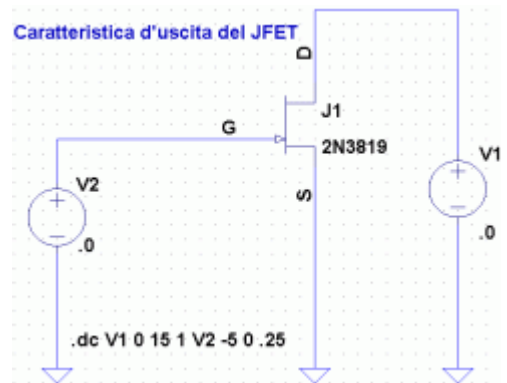


14.0 CARATTERISTICHE DI FET E MOSFET

► Curve caratteristiche del JFET

Il *transistore ad effetto di campo FET (field effect transistor)* è un dispositivo a semiconduttore in cui la corrente viene controllata tramite un campo elettrico. Particolarmente importanti sono i *FET a giunzione* o *JFET*. La corrente scorre in un *canale* fra un terminale di *Source* ed uno di *Drain*. Il campo elettrico, trasversale al *canale*, è generato da una tensione negativa applicata ad un terzo terminale, il *Gate*. Il *JFET* è quindi un componente attivo a comando di tensione e le curve utili per il progetto del circuito di polarizzazione e stabilizzazione termica sono:

- La caratteristica d'uscita (o di Drain): $I_D = f(V_{ds})$ con V_{gs} cost.
- La caratteristica mutua: $I_D = f(V_{gs})$ con V_{ds} cost.

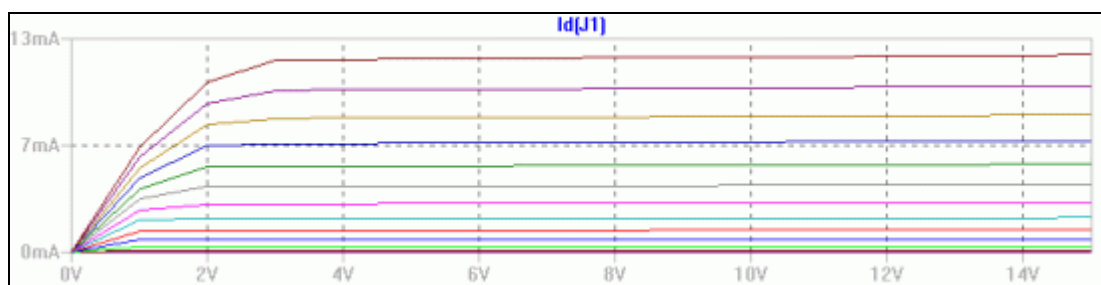


Premiamo il tasto **[F2] Component** e scegliamo la voce **“njf”** dal menù. Facciamo clic col pulsante destro del mouse sul componente e quindi premiamo **[Pick new JFET]**. Optiamo per quello identificato dalla sigla **2N3819**. Assegniamo il valore **.0** ai due generatori indipendenti di tensione **V1** e **V2** che rappresentano rispettivamente la V_{ds} e la V_{gs} del *JFET*.

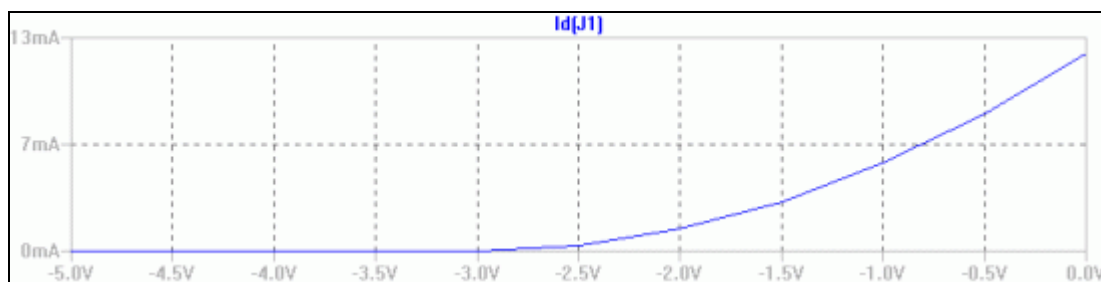
Scegliamo **[Run]** dal menù **[Simulate]** e quindi *DC sweep* impostando i seguenti valori: **.DC V1 0 25 1 V2 -5 0 .25** (il gate va polarizzato inversamente) In pratica facciamo lo “sweep” per valori di V_{ds} (**V1**) compresi tra 0 e 25V e di V_{gs} (**V2**) tra -5 e 0V con incrementi di 0.25V.

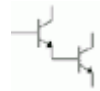
Avviamo la simulazione premendo **[Run]**  e preleviamo la corrente di Drain $I_D(J1)$.

Otterremo il seguente grafico con la *Caratteristica d'uscita del JFET*



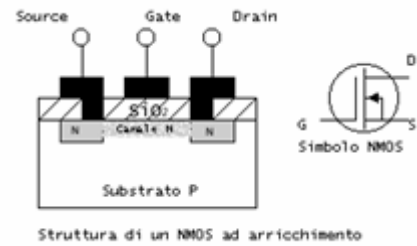
Assegniamo poi un valore costante a **V1** (la V_{ds}) p.e. **15V**, facciamo variare **V2** (la tensione di Gate) tra -5 e 0V e preleviamo la corrente di Drain $I_D(J1)$. Ricaveremo la seguente *Caratteristica mutua*





► **Curva caratteristica d'uscita del NMOS (ad arricchimento) e impiego come Inverter**

La sigla *MOSFET* sta ad indicare dei particolari *transistori FET* che presentano un'altissima resistenza d'ingresso ($10^{12} \div 10^{14} \Omega$) che, in aggiunta alla peculiarità del loro processo costruttivo, li ha resi fondamentali nei circuiti integrati a larga scala di integrazione (*LSI*). Esistono due tipi di *MOS* (*Metallo, Ossido, Semiconduttore*, ossia i suoi tre elementi costitutivi): i *MOSFET* ad arricchimento (*enhancement*) e quelli a svuotamento (*depletion*); per entrambi il canale può essere di tipo *N* (*nmos*) oppure *P* (*pmos*).



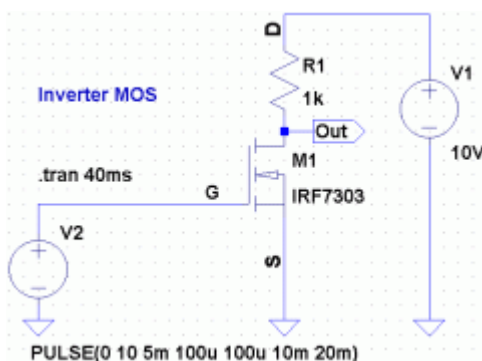
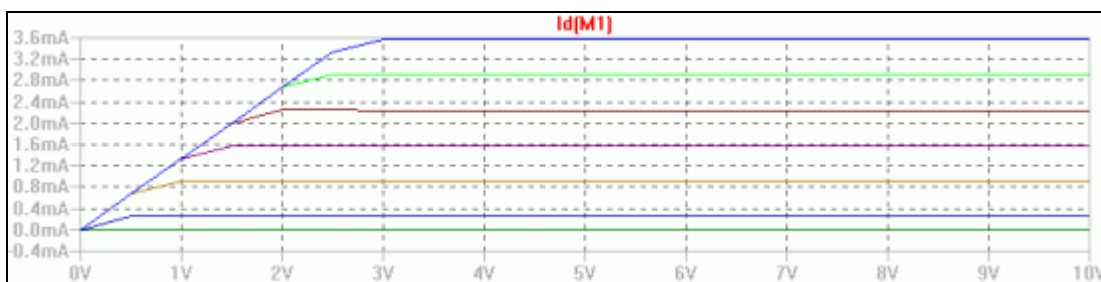
Applicando al *Gate* una tensione positiva (V_{gs}) si creerà un campo elettrico tra *Gate* e *Substrato* che attirerà elettroni dalle vicine regioni *Source* e *Drain* e dallo stesso *Substrato*. Si viene a formare così una sorta di condensatore che vede il gate come armatura positiva e il substrato come armatura negativa; l'ossido di silicio SiO_2 forma il dielettrico. Quando la tensione V_{gs} supera la tensione di soglia V_{tr} lo strato di elettroni avrà costituito un *Canale* di tipo *N* fra *Source* e *Drain*. Sicché applicando una tensione positiva tra *D* e *S* (V_{ds}) nel transistor scorrerà una corrente I_d .

Realizziamo il seguente schema con la resistenza di *Source* R_1 da 750Ω per stabilizzare il guadagno. Premiamo il tasto **[F2] Component** e scegliamo la voce "*nmos*" dal menù. Facciamo clic col pulsante destro del mouse sul componente e quindi premiamo **[Pick new MOSFET]**. Scegliamo *IRF7303*. Premiamo **[Run]** dal menù **[Simulate]** e quindi *DC sweep* impostando: `.dc V1 0 10 .5 V2 0 5 .5`

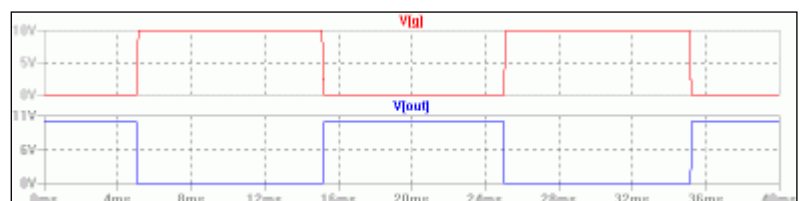


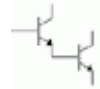
Premiamo **[Run]**  e preleviamo la corrente $I_d(M1)$.

Otterremo il seguente grafico con la *Caratteristica d'uscita del MOSFET di tipo N*



La figura accanto riporta lo schema di un *inverter (NOT)* realizzato con *NMOS*. Fornendo all'ingresso un livello basso (0 logico), cioè ponendo $V_2 = V_{gs} = 0V$ il MOS va in interdizione e l'uscita $V(out) = V_{ds} = V_1 = 10V$ va alta (1 logico). Viceversa dando in ingresso una tensione alta, cioè $V_2 = V_{gs} = V_1 = 10V$, il MOS va in conduzione e la tensione di uscita $V(out) = V_{ds}$ risulta bassa (0 logico).

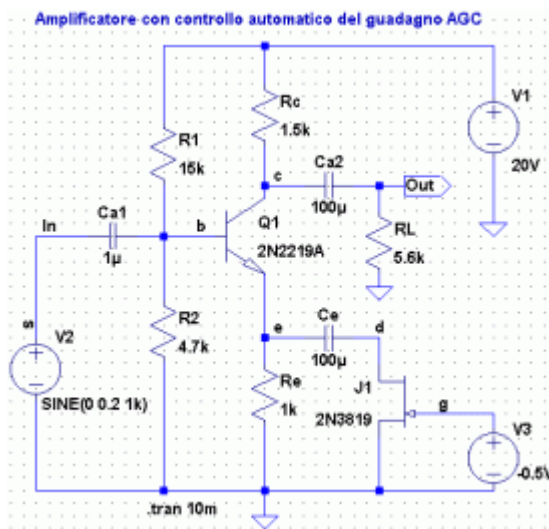
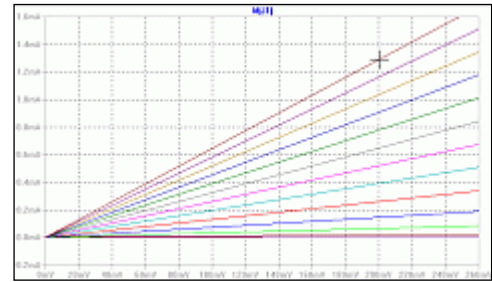




15.0 AMPLIFICATORE CON CONTROLLO AUTOMATICO DEL GUADAGNO

Il *JFET* nella parte iniziale delle sue *caratteristiche d'uscita*, per valori di V_{ds} molto piccoli ($0 \div 2V$), si comporta come un *VCR (Voltage Controlled Resistor)* ossia un resistore variabile a tre terminali il cui valore dipende dalla tensione di controllo applicata al terzo terminale.

Nella figura accanto sono riportate le caratteristiche d'uscita del *JFET 2N3819* (le stesse già viste nel capitolo precedente) per piccoli valori di V_{ds} .



Un'interessante applicazione del *VCR* con *JFET* è quella in un circuito per il *Controllo Automatico del Guadagno (CAG o ACG)* di un amplificatore.

Con $V_3 = V_{gs} = 0V$, dal grafico di sopra si ricava che il *JFET* ha resistenza (zona evidenziata dal mirino) $R_{ds(on)} = x = 200.35mV \quad y = 1.305mA; \quad V/I = 153,5\Omega [150\Omega]$
 R_{ds} è in parallelo ad R_E per cui la resistenza complessiva R_E' risulta più piccola della minore (R_{ds}).
 L'amplificazione dello stadio è: $A_v \approx R_C / R_E'$.

Al diminuire di V_3 la resistenza tra *Drain* e *Source* aumenta (e quindi anche quella di R_E') e pertanto l'amplificazione dello stadio diminuisce.

Si vede così come il segnale di controllo V_3 applicato al *Gate* del *JFET* sia in grado di controllare il guadagno dell'amplificatore. Realizziamo lo schema del circuito utilizzando due transistori particolarmente versatili come il *BJT 2N2219A* ed il *JFET 2N3819* con carico $R_L = 5,6k\Omega$

Poniamo $V_1 = V_{CC} = 20V$, $V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$, $R_E = 1k\Omega$ e $I_C \cong I_E = 4mA$ da cui si ricava: $V_{RE} = 4V$.

Se, poi, $I_R \cong I_{R1} \cong I_{R2} \geq 100I_B = 1mA$, I_B può essere trascurata; possiamo ricavare quindi:

$$R_2 = \frac{V_{RE} + V_{BE}}{I_R} = \frac{4 + 0,7}{0,001} = 4,7k\Omega [4,7k\Omega]; \quad R_1 = \frac{V_{CC} - (V_{RE} + V_{BE})}{I_R} = \frac{20 - 4,7}{0,001} = 15,3k\Omega [15k\Omega]$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - (V_{CE} + V_{RE})}{I_C} = \frac{20 - (10 + 4)}{0,004} = 1,5k\Omega [1,5k\Omega]$$

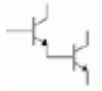
Per i condensatori poiché la frequenza del segnale in ingresso non è critica ($1kHz$), basandoci sull'esperienza, si è scelto valori piuttosto comuni: $C_1 = 100\mu F$, $C_{a1} = 1\mu F$ e $C_e = 100\mu F$

Con $V_3 = V_{gs} < V_{gs(off)} [-3V]$ il *JFET* è *OFF* e $A_v = -\frac{R_C}{R_E} = -1,5$

Con $V_3 = V_{gs} = 0$, il *JFET* è *ON* e $A_v = -\frac{R_C}{R_E'} = -13,5$; con $R_E' = \frac{R_E \cdot R_{ds}}{R_E + R_{ds}}$

Verifichiamo questi valori teorici con quelli della simulazione svolta con *SwitcherCAD III*©. Poniamo $V_2 = V(in) = 200mV$ ($1kHz$) in modo che il segnale $V(d) \cong V(in) = 200mV$.

Premiamo quindi **[Run]** dal menù **[Simulate]** e scegliamo *Transient* ponendo: **.TRAN 10ms**.



Avviamo la simulazione e preleviamo rispettivamente le tensioni $V(out)$, $V(in)$ e $V(g)$.
Variamo, poi, $V(g)$ tra $0V$ e $-4V$ con aumenti di $-\frac{1}{2}V$ per volta e riportiamo in tabella i valori misurati:

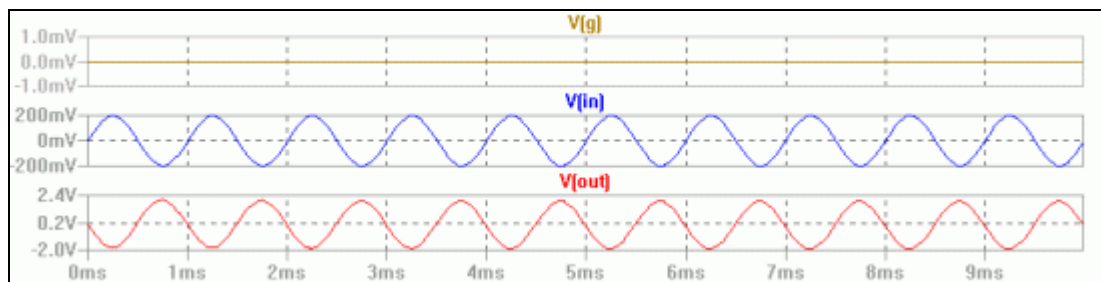
| | | | | | | | | |
|---------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|---------------------|----------|
| $V(in)$ | $0.2V$ | $0.2V$ | $0.2V$ | $0.2V$ | $0.2V$ | $0.2V$ | $0.2V$ | $0.2V$ |
| $V(gs)$ | $0V$ | $-0.5V$ | $-1V$ | $-1.5V$ | $-2V$ | $-2.5V$ | $-3V$ $V_{gs(off)}$ | $-4V$ |
| $V(out)$ | $1.955V$ | $1.699V$ | $1.434V$ | $1.161V$ | $0.880V$ | $0.591V$ | $0.294V$ | $0.294V$ |
| $ Av $ | 9.775 | 8.495 | 7.170 | 5.805 | 4.40 | 2.955 | 1.470 | 1.470 |
| $ Av _{(dB)}$ | 19.8dB | 18.58dB | 17.11dB | 15.28dB | 12.87dB | 9.41dB | 3.35dB | 3.35dB |

Si vede che $|Av|$ passa da $1,470$ ($3,35dB$), quando il JFET è OFF, a $9,775$ ($19,8dB$) quando è in piena conduzione ON, in sufficiente accordo con quanto previsto teoricamente.

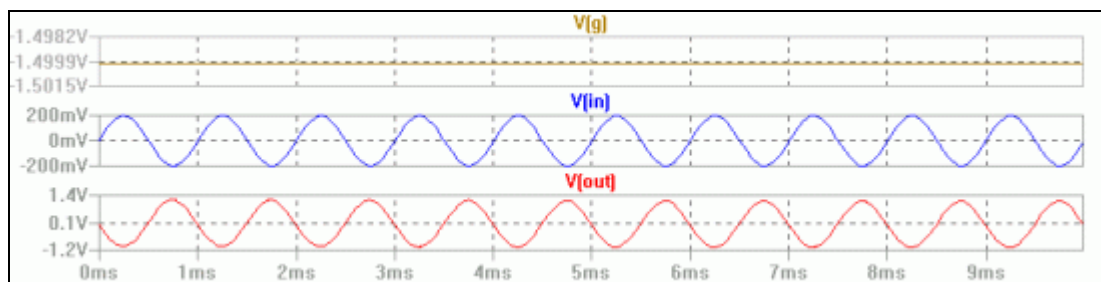
Ciò è essenzialmente dovuto all'approssimazione della formula: $Av \cong -\frac{R_C}{R_E}$ questa, come è noto,

deriva da: $Av \cong -\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E}$; se però R_E è troppo piccola h_{ie} non può essere trascurata.

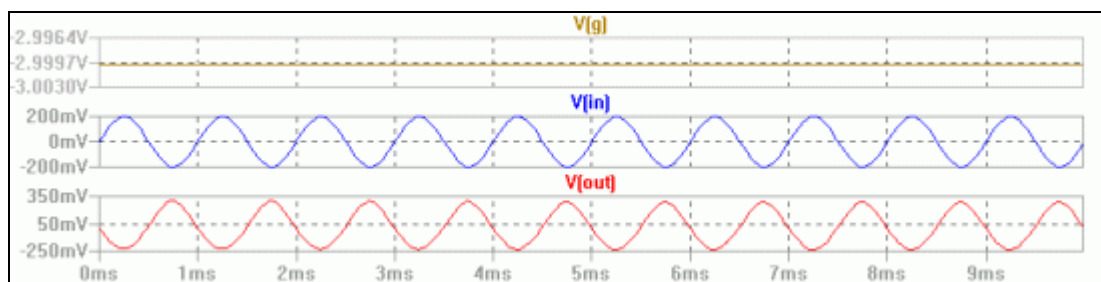
Con $V(g)=0V$ e $V(in)=k=200mV$ si ricava $V(out)=\boxed{1,955V}$



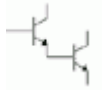
Con $V(g)=-1,5V$ e $V(in)=k=200mV$ otteniamo $V(out)=\boxed{1,161V}$



Con $V(g)=-3V=V_{gs(off)}$ ($\rightarrow 3.5, 4, 4.5\dots$) e $V(in)=k=200mV$ si ha $V(out)=\boxed{294mV}$



L'amplificatore, essendo ad emettitore comune, sfasa di 180° l'uscita rispetto all'ingresso.



16.0 AMPLIFICATORE OPERAZIONALE

L' *amplificatore operazionale*, grazie alla sua versatilità, è forse il circuito integrato lineare d'uso più comune. In questo capitolo mostreremo diversi circuiti che "operano" funzioni di tipo matematico grazie all'utilizzo di una semplice rete (di reazione) resistiva esterna.

► Amp. Op. invertente


Poniamo in ingresso una tensione sinusoidale di $100mV$ e $1kHz$ di frequenza. La tensione d'uscita è:

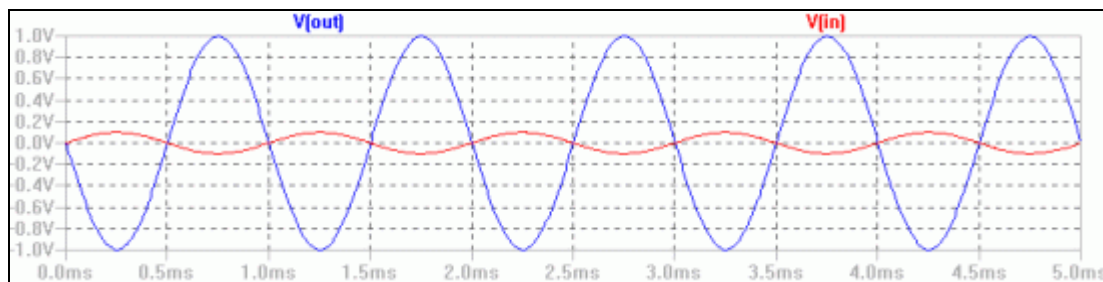
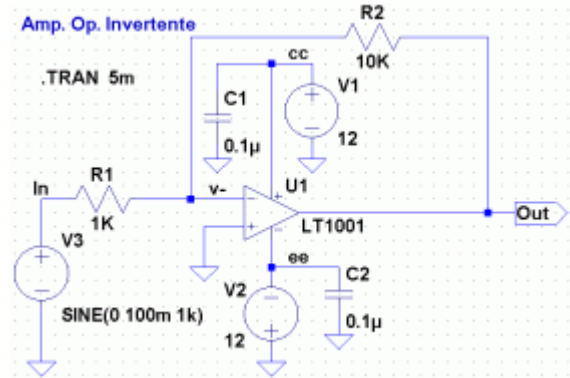
$$V_{Out} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{In}$$

Il segno $-$ (meno) indica che quando il segnale d'ingresso è positivo, la tensione d'uscita è negativa e viceversa. L'uscita è sfasata rispetto all'ingresso sempre di 180° . Il guadagno di tensione è:

$$|A_c| = \frac{|V_{Out}|}{|V_{In}|} = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) = \frac{10k}{1k} = 10$$

Pertanto il guadagno in tensione di un *amp. op. invertente* dipende solo dal rapporto tra R_2 e R_1 . Scegliamo l'operazionale di precisione *LT1001* dalla libreria e verifichiamo $V(out)$.

Clicchiamo su **[Run]** , e scegliamo *Transient: .TRAN 5ms*.



Il segnale d'uscita $V(out)$ è effettivamente amplificato di un fattore $|A|=10$ ed invertito in fase di 180° rispetto al segnale in ingresso $V(in)$.

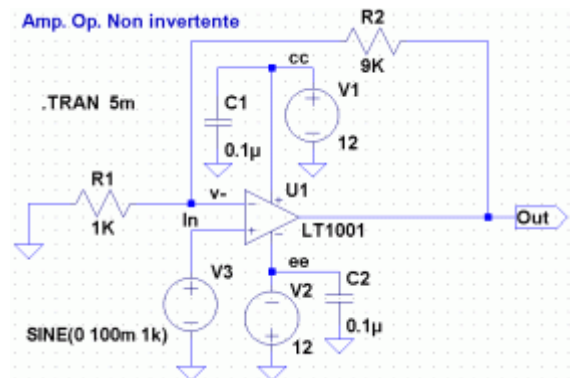
► Amp. Op. Non invertente

Applichiamo adesso il segnale all'ingresso *non invertente (+)*. La tensione d'uscita risulta:

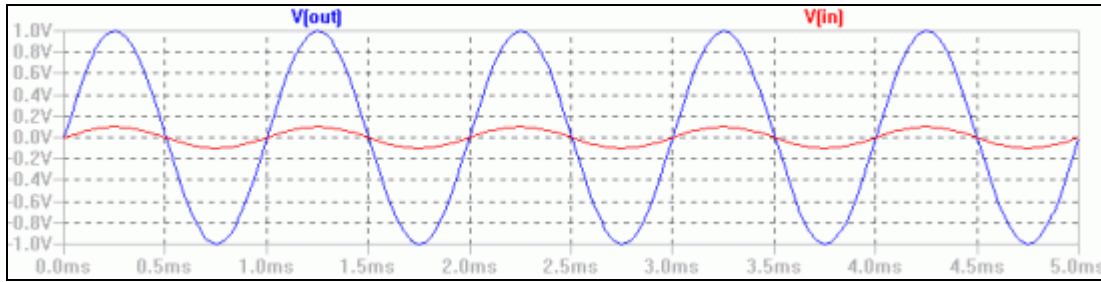
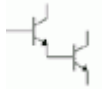
$$V_{Out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{In}$$

Il guadagno di tensione risulta:

$$|A_c| = \frac{|V_{Out}|}{|V_{In}|} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1 + \frac{9k}{1k} = 10$$



Avviamo la simulazione e preleviamo nuovamente $V(out)$ e $V(in)$



Il segnale d'uscita $V(out)$ è questa volta in fase con l'ingresso ed amplificato di un fattore $|A|=10$

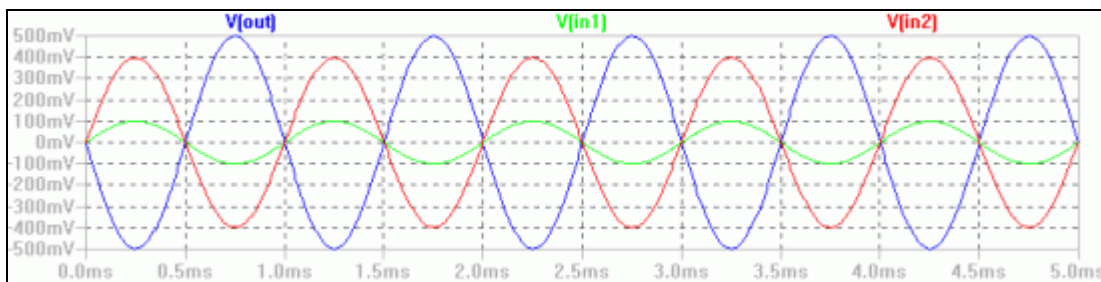
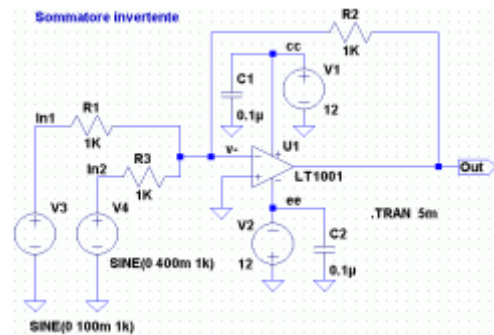
► Amp. Op. Sommatore invertente

Questo circuito effettua la somma algebrica dei segnali presenti al morsetto non invertente (-)

Con $R_2=R_1=R_3=1k\Omega$, la tensione d'uscita vale:

$$V_O = -(V_{In1} + V_{In2}) = -(100m + 400m) = -500mV$$

$V(out) = V(in1) + V(in2)$ con sfasamento di 180°



► Amp. Op. Differenziale

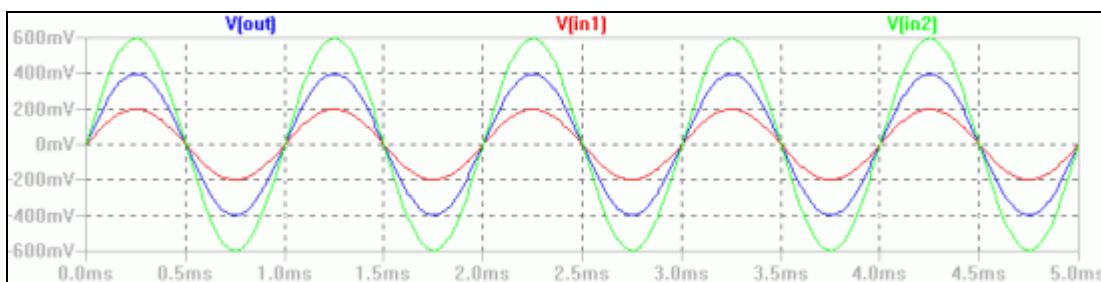
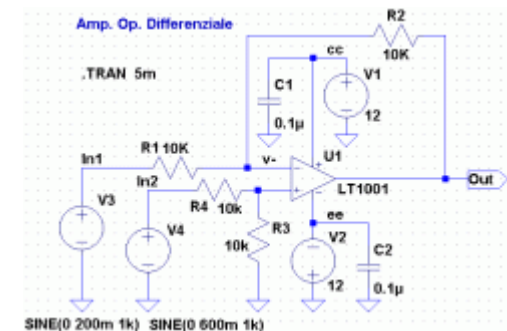
Il seguente circuito opera la differenza tra due segnali presenti agli ingressi (+) e (-). Se $R_3/R_4=R_2/R_1$ si ha:

$$V_{Out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_{In2} - V_{In1}) \text{ se } R_2/R_1=1 \text{ si ha:}$$

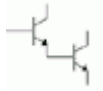
$$V_{Out} = (600m - 200m) = 400mV$$

Poniamo .TRAN 5ms.

Avviamo la simulazione e preleviamo $V(out)$, $V(in1)$ e $V(in2)$.



$$V(out) = V(in2) - V(in1)$$



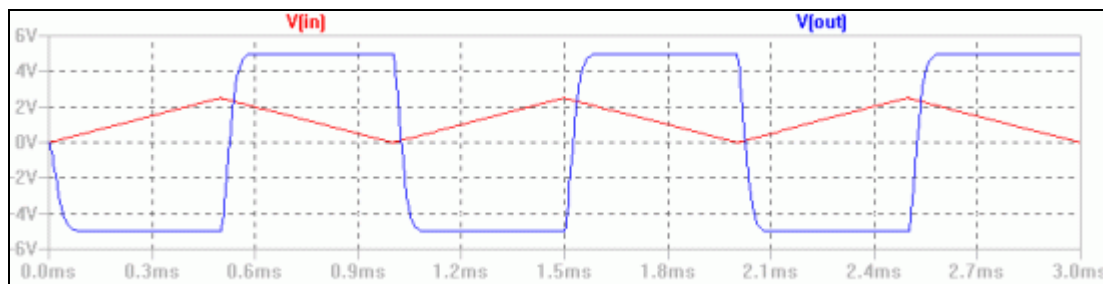
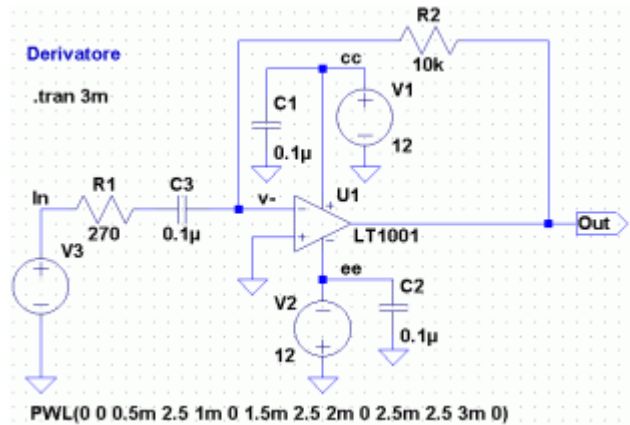
► Amp. Op. Derivatore

E' simile al circuito dell'amplificatore *invertente* con la differenza che l'elemento d'ingresso è un condensatore.

$$V_{Out} = -R_2 C_3 \frac{dV_{in}}{dt}$$

$V(in)$ è un onda triangolare di $2,5V$ e $1kHz$ di frequenza ($T=1ms$). Poniamo $C_3=0,1\mu F$, essendo $T=1ms=R_2 C_3$ si ricava: $R_2=10k\Omega$. Se mettiamo $R_1=270\Omega$ si ricava: $\tau=R_1 C_3=27\mu s \ll T/2 (500\mu s)$

$$V_{Out(max)} = -10000 \cdot 0,0000001 \left(-\frac{2,5}{0,0005} \right) = 5V$$



$V(out)$ passa da un max. di $+5V$ durante la rampa negativa ad un min. di $-5V$ durante quella positiva.

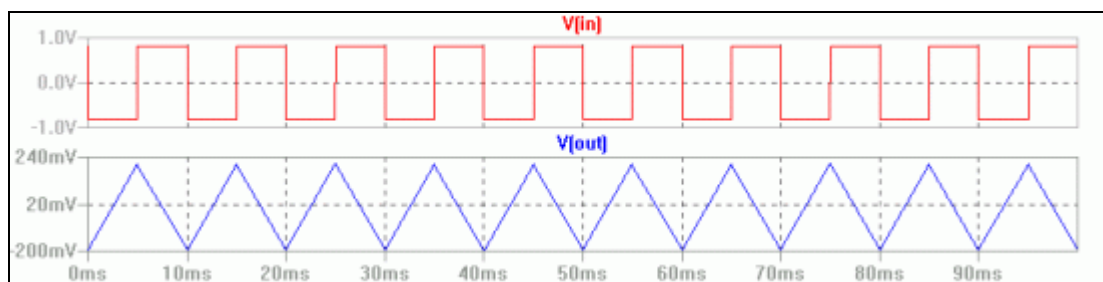
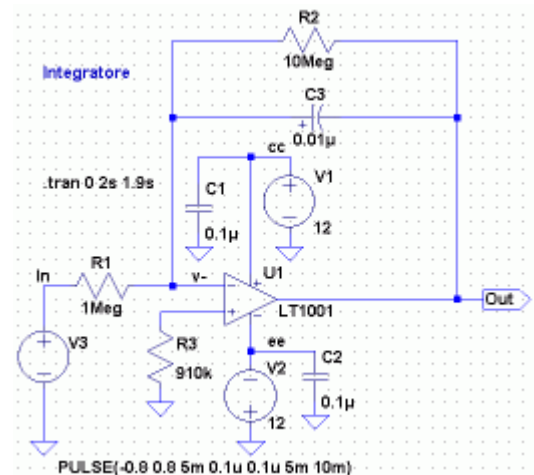
► Amp. Op. Integratore

$$V_{Out} = -\frac{1}{R_1 C_3} \int_0^{t_1} V_{in} dt$$

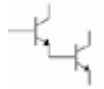
$V(in)$ è un'onda quadra a valor medio 0 che varia tra $\pm 0,8V$ con frequenza $100Hz$. Essendo $f_0 = \frac{1}{R_1 C_3}$ se $C_3=0,01\mu F$ si ricava $R_1=1M\Omega$.

Ponendo poi $R_2=10M\Omega$ si ricava R_3 dalla formula:

$$R_3 = R_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 910k\Omega$$

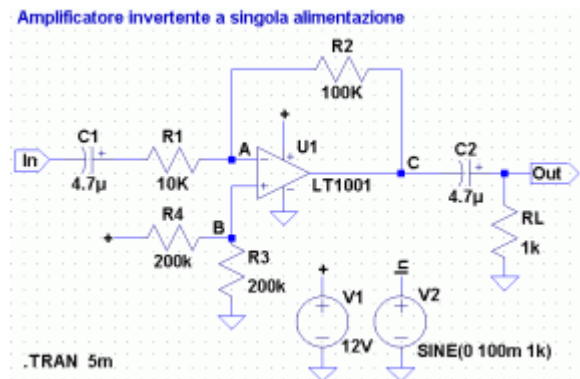


Il circuito ha un comportamento opposto a quello del circuito derivatore in analogia a quanto avviene con le operazioni matematiche di derivazione ed integrazione.



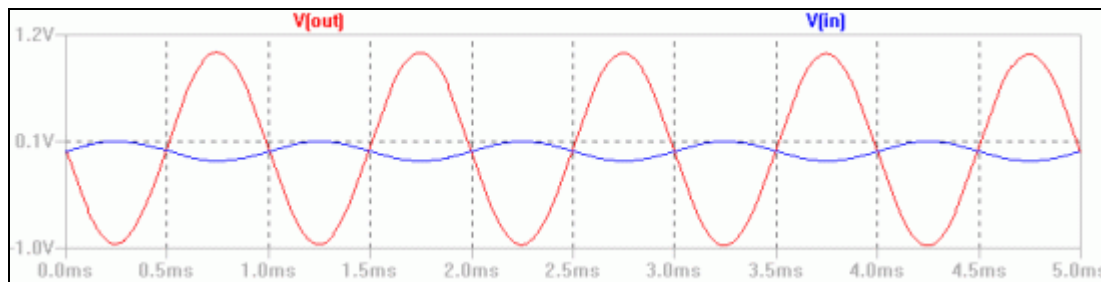
► Amp. Op. a singola alimentazione

I circuiti visti finora in questo capitolo funzionano con alimentazione bipolare. Con opportuni accorgimenti però anche gli amp. op. possono funzionare a singola alimentazione, fissando la tensione d'uscita in c.c. del circuito pari alla metà della tensione di alimentazione quando non ci sia alcun segnale in ingresso. Con riferimento al circuito accanto si nota la presenza di una sola alimentazione positiva. Inoltre, invece di collegare a massa il terminale non invertente, il partitore R_3 - R_4 (le resistenze sono di uguale valore) fornisce una tensione che fissa l'uscita a $V^+/2$ in assenza di segnale d'ingresso. I condensatori elettrolitici C_1 e C_3 quindi accoppiano i segnali d'ingresso e d'uscita ed eliminano l'offset in c.c. di output.



Il guadagno in tensione come per l'invertente a doppia alimentazione vale: $|A| = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$

Posto $R_1=10k\Omega$, $R_2=100k\Omega$, $C_1=C_2=4.7\mu F$ e $V(in)=100mV$ si ricava la seguente tensione d'uscita.

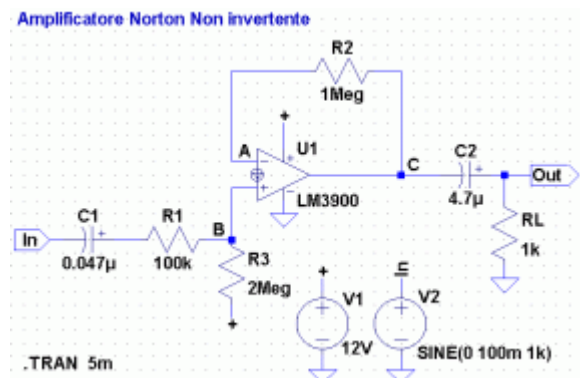


$V(out) = 10V(in)$ con sfasamento di 180° (amp. op. invertente)

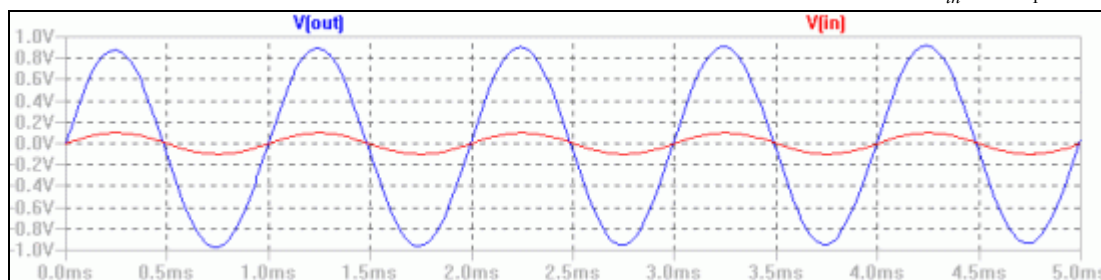
► Amp. Op. Norton non invertente

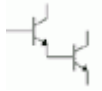
Si tratta di un amp. op. con ingresso in corrente funzionante a singola alimentazione.

Dato che l'amplificatore Norton (LM3900) è a singola alimentazione, se si vogliono amplificare segnali in ingresso sia positivi che negativi il dispositivo va polarizzato. I due condensatori elettrolitici C_1 e C_2 vengono usati per eliminare la componente continua dei segnali in ingresso e in uscita. La tensione d'uscita a riposo vale: $V_{o_{cc}} = R_2/R_3(V^+ - 0,7)$.



Per cui si pone $R_3 = 2R_2$. Il guadagno in tensione è pertanto: $|A| = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_1}$





17.0 CIRCUITI DI CONVERSIONE DEI GENERATORI

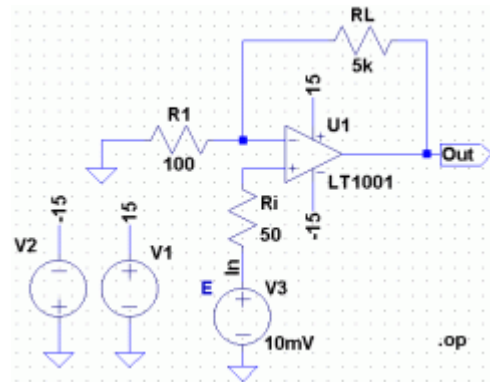
► Conversione di un generatore di tensione reale in uno ideale

Come è noto, un *generatore di tensione reale*, avente quindi una propria resistenza interna, presenta l'inconveniente di produrre una tensione ai morsetti che risente della corrente di carico, e che diminuisce all'aumentare di questa. Perciò: $V = E - R_i I$.

Si realizzi il circuito in figura. Poiché al terminale (+) non vi può essere alcuna corrente, non si avrà nemmeno alcuna caduta di potenziale sulla resistenza interna del generatore R_i . L'intera *fem* E (10mV) si troverà applicata al morsetto (+). Avremo quindi la classica connessione "non invertente" che produce in uscita una tensione:

$$V(out) = E \left(1 + \frac{R_L}{R_1} \right); \text{ ponendo } R_L \text{ in cortocircuito } (0\Omega) \text{ si ha proprio } V_{out} \cong E \text{ (inseguitore di tensione)}$$

Dall'analisi *Dc op pnt (.op)* di SwitcherCAD III© si ricava: DC operating point: $V(out) = 10.0204mV$



► Conversione di un generatore di tensione reale in uno di corrente ideale

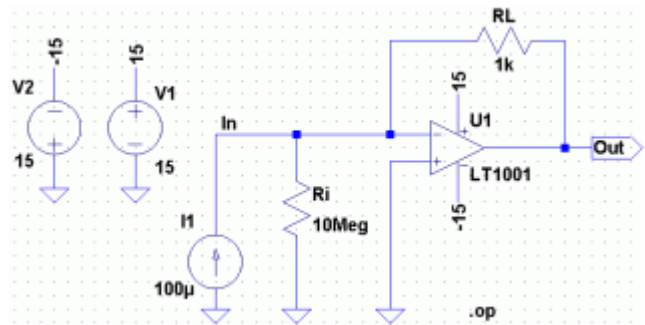
Con riferimento al circuito di sopra vediamo che al morsetto (+) opera l'intera *fem* E del generatore di tensione, di conseguenza sul morsetto invertente (-) agirà come tensione su R_i che produrrà una corrente: $I_{R_i} = E/R_i$. Questa corrente fluirà anche sul *carico fluttuante* R_L risultando indipendente dal valore di questi. $I_{R_i} \cong I_{R_L}$. DC operating point: $I(R_1) = 100.198\mu A$ e DC operating point: $I(R_L) = 100.199\mu A$. In pratica su R_L agisce un *generatore ideale di corrente*.

► Conversione di un generatore di corrente reale in uno di tensione ideale

Un *generatore di corrente reale*, avente una propria resistenza interna R_i (in parallelo) presenta l'inconveniente di produrre una corrente che risente della tensione e che diminuisce con l'aumentare di questa: $I = I_0 - (V/R_i)$

Realizziamo lo schema del seguente circuito. Dato che il terminale invertente (-) è a *massa virtuale* la resistenza R_i non è soggetta a tensione e quindi non assorbe corrente, sicché tutta la corrente generata da I_1 scorre sul *carico* R_L ($I_{R_L} \cong I_1$) producendo una tensione

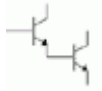
$V_u = -R_L \cdot I_1 = 1000(-0,0001) = -1000mV$. Si è ottenuto un *generatore ideale di tensione* il cui valore dipenderà dalla corrente del generatore I_1 e dalla resistenza R_L . DC operating point: $V(out) = -99.9785mV$



► Conversione di un generatore di corrente reale in uno di corrente ideale

L'analisi si può svolgere sul circuito di prima; poiché su R_i non vi è alcuna caduta di tensione la corrente I_1 fluisce anche su R_L che si trova quindi alimentata da una corrente costante indipendente dal carico R_L . Risultato: DC operating point: $I(I_1) = 100\mu A$ e DC operating point: $I(R_L) = 99.9991\mu A$

Ora si provi a cambiare il valore del carico fluttuante R_L p.e. a $10k\Omega$. Si avrà sempre: DC operating point: $I(R_L) = 99.9991\mu A$



18.0 CIFRA E DENSITÀ DI RUMORE

Adoperando l'amplificatore operazionale di precisione LT1001 in connessione invertente proviamo a misurare il rumore del dispositivo grazie alla *Noise analysis*.

Il rumore può essere definito come un segnale non desiderato, sempre presente, che altera il segnale utile. Per una valutazione quantitativa si considera la cosiddetta **Cifra di rumore** (*Noise Figure*) data dal rapporto segnale/rumore all'ingresso diviso per il rapporto segnale/rumore all'uscita del dispositivo. In pratica è la misura di quanto si è deteriorato il rapporto segnale/rumore nell'attraversare il dispositivo.

$$NF = 10 \log \frac{S_i N_o}{S_o N_i}$$

Altrettanto importante si rivela determinare la **Densità spettrale del rumore in funzione della frequenza**, ricavabile col seguente procedimento analitico.

Si definisce **Densità spettrale di potenza** $G(f)$, la derivata della potenza media di rumore rispetto alla frequenza:

$$G_{(f)} = \frac{dP_n}{df} [W / Hz];$$

La **Potenza media di rumore** in una data banda di frequenza (f_2-f_1) risulta:

$$P_{(media)} = \int_{f_1}^{f_2} G_{(f)} df [W];$$

Poiché la potenza è proporzionale al quadrato del valore efficace della tensione (o della corrente), si può rappresentare la **Densità spettrale della tensione (o della corrente) di rumore** come:

$$V_{(f)} = \sqrt{G_{(f)}} = \sqrt{\frac{dEn^2}{df}} [V / \sqrt{Hz}];$$

Per la corrente I avremo In^2 e si misurerà in $[A / \sqrt{Hz}]$. Dove En e In rappresentano i valori di **tensione e corrente di rumore in funzione della frequenza**.

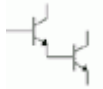
SwitcherCAD III© compie l'analisi nel dominio della frequenza calcolando la quota di rumore dovuta al **rumore di Johnson** o *rumore termico provocato dal moto degli elettroni*, e il **rumore flicker** o *rumore di tremolio (detto anche rumore rosa) dovuto a fluttuazioni casuali nel numero di ricombinazioni superficiali*; quest'ultimo è inversamente proporzionale alla frequenza.

Applicando alcune considerazioni termodinamiche (*formula di Nyquist*) il **rumore Johnson** risulta:

$$en^2 = 4KTBR$$

K = Costante di Boltzmann $[1,38 \cdot 10^{-23} J/K]$; T = Temperatura assoluta in $[K]$

B = Banda passante in $[Hz]$; R = Resistenza in $[\Omega]$



Il **rumore Flicker**, invece, è caratterizzato da basse frequenze ($0 \div 100\text{Hz}$); la sua *densità spettrale* è perciò inversamente proporzionale alla frequenza:

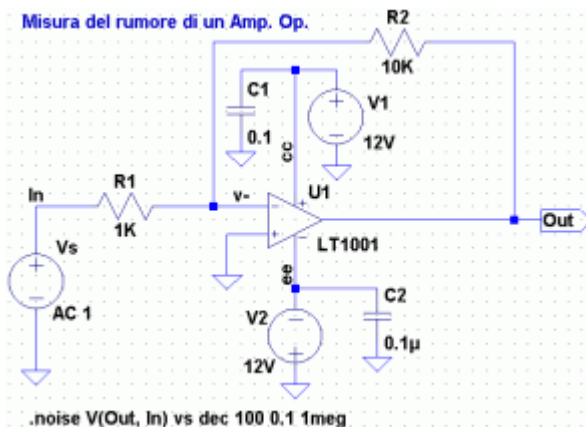
$$en = k \cdot \frac{1}{\sqrt{f}}; \text{ (dove } k \text{ è il valore di } en \text{ per } f = 1\text{Hz).}$$

In una banda limitata di frequenze risulta: $en = k \cdot \sqrt{\ln \frac{f_2}{f_1}}$

La sintassi del comando SPICE è la seguente:

`.NOISE V(<out>[,<ref>]) <src> <oct, dec, lin> <Nsteps> + <StartFreq> <EndFreq>`

`V(<out>[,<ref>])` è il nodo rispetto al quale il rumore totale in uscita viene calcolato. Può essere espresso con riferimento rispetto alla massa (`Vo, 0`) e rappresenta la tensione tra i due nodi; `<src>` invece indica il nome di una sorgente indipendente alla quale il rumore in ingresso è riferito. I parametri `<oct, dec, lin>`, `<Nsteps>`, `<StartFreq>`, and `<EndFreq>` infine definiscono l'intervallo di frequenza e la risoluzione da considerare nell'analisi (come avviene col comando `.AC`).

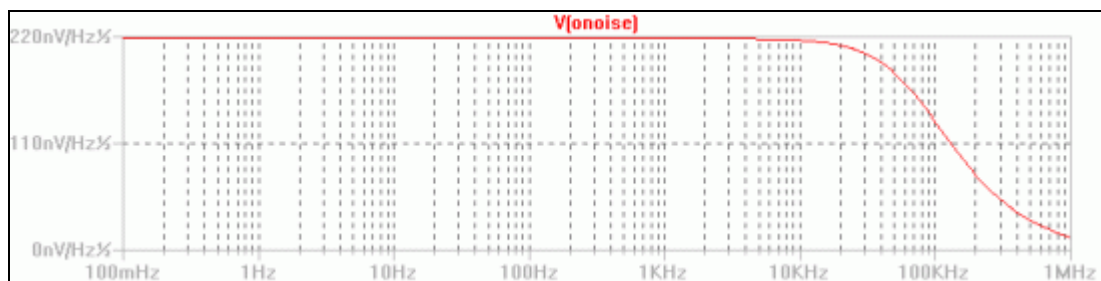


Una volta realizzato il circuito clicchiamo col pulsante destro del mouse sul generatore `Vs`. Scegliamo **[Advanced]** e immettiamo il valore "1" nel riquadro *Small signal Analysis(.AC)*. Premiamo poi il tasto **[S]** ed inseriamo nel specifico campo la seguente direttiva SPICE:

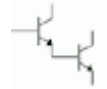
`.NOISE V(Out,In) vs dec 100 0.1 1Meg`
Vale a dire analizziamo la densità di rumore tra uscita e ingresso, riferita al segnale `Vs`. La risoluzione è di 100 per decade nell'intervallo di frequenza $0,1 \div 1\text{MHz}$.

Avviamo l'analisi cliccando sul pulsante **Run**  e preleviamo il segnale di rumore `V(noise)`.

Otterremo il seguente grafico della *Densità spettrale della tensione di rumore*



Si noti l'effetto dovuto al rumore flicker inversamente proporzionale alla frequenza.



19.0 APPLICAZIONI CON GLI OPERAZIONALI

► Comparatore a finestra

Un sensore di livello fornisce una tensione fra 0 e 10V proporzionale al livello di un liquido contenuto in un serbatoio.

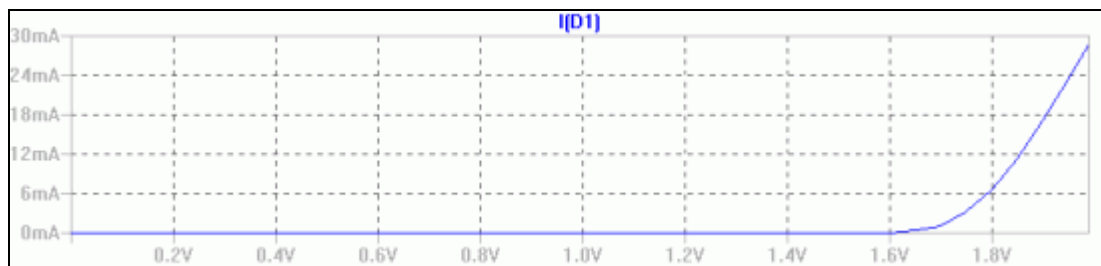
Con un circuito formato da un partitore resistivo e da due comparatori si provi a simulare uno specifico sistema di controllo che segnali con due LED, uno rosso e l'altro verde, quando si presentano situazioni anomale di *livello insufficiente* (1/3 del livello massimo) o di *livello eccedente* (2/3 del livello massimo) di liquido nel serbatoio. Si realizzi lo schema in figura.

I comparatori sono due operazionali di precisione *LT1013*. In questo caso particolare, poiché le soglie di comparazione e il segnale d'ingresso sono positivi (la differenza fra le tensioni applicate agli ingressi di ciascun *amp. op.* risulta: $V^+ - V^- < 10V$) e le uscite devono pilotare solo dei LED, si è optato per una singola alimentazione $V_{cc}=10V$. Per limitare la corrente nei LED (dei *QTLP690C*) ad un valore tipico di $I_F < 20mA$ si dimensionano delle opportune resistenze di protezione (R_4 e R_5). Quando l'uscita del comparatore è alta questa assume il valore di V_{sat} (circa 9V) perciò in serie ai LED sono stati inseriti dei diodi (*1N914*) contro valori eccessivi della tensione inversa ($V_{sat} > V_{BR}$).

Per dimensionare le due resistenze si ricorre alla formula: $R_{4-5} = \frac{V_{sat} - V_F}{I_F} = \frac{9 - V_F}{0,02}$

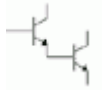
V_F può essere ricavata, per esempio, dal circuito di rilievo della caratteristica del diodo già visto nel capitolo 8. Basta sostituire il diodo con il LED ed impostare uno *sweep* tra 0.1 e 2V.

Ricaveremo la seguente *Curva caratteristica del LED*.

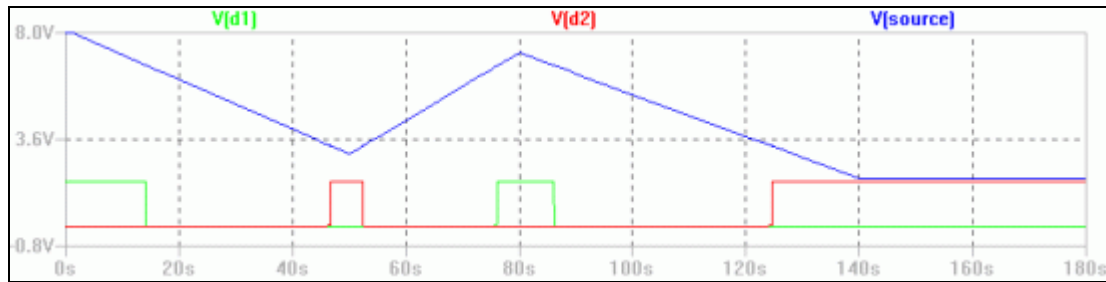


Per $x = 1.935V$ $y = 20.00mA$, ossia per un valore di corrente I_F di $20mA$ si ha un corrispondente valore di tensione diretta V_F di $1,93V$. Sostituendo il valore di V_F nella formula precedente si ricava $R_4=R_5=353,5\Omega$ (optiamo per 360Ω). Analizziamo lo schema. Il partitore resistivo permette di prelevare le due tensioni di riferimento: V_{R1} pari a $2/3V_{cc}$ $6.66673V$ e V_{R2} pari a $1/3V_{cc}$ $3.3334V$, valori che si possono ricavare anche con l'analisi dei potenziali statici *.OP*.

Simuliamo il nostro sensore di livello con un generatore V_s di tipo *PWL* (in pratica una tensione descrivibile nel tempo come una linea spezzata) di periodo di 180 secondi. Inseriamo infine tutti gli altri i valori come riportato nello schema. A questo punto premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scriviamo *.TRAN 180* dopo aver abilitato l'analisi *Transient*. Premiamo nuovamente **[Run]** ed avviamo la simulazione.



Preleviamo le tensioni $V(d1)$ e $V(d2)$ e quella proveniente dal nostro sensore $V(source)$.



$V(source)$ rappresenta l'andamento della tensione fornita dal sensore proporzionale al livello raggiunto dal liquido nel serbatoio. Come si vede varia tra gli 8 e i 2V.

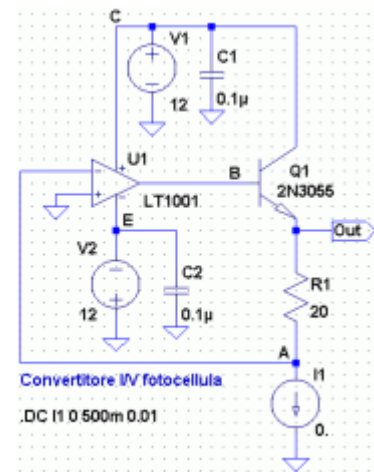
Ogni qualvolta la tensione supera i $2/3 V_{cc}$ 6.66673V L'uscita $V(d1)$ del comparatore commuta e va alta per cui il LED verde si accende e ci avvisa di un eccesso del livello raggiunto dal liquido. Ovviamente l'uscita dell'altro comparatore $V(d2)$ continua a rimanere bassa (tratto tra 0 e circa 14s). Nel tratto tra 14 e circa 47s entrambi i comparatori danno uscita bassa (assenza di situazioni anomale, nessun LED si accende) poiché il segnale $V(source)$ è compreso tra la soglia superiore ($2/3 V_{cc}$) e quell'inferiore ($1/3 V_{cc}$). Nel tratto di ascissa tra 47 e 52s la tensione proveniente dal sensore $V(source)$ scende sotto i 3.3334V, l'uscita del comparatore $V(d2)$ commuta ad alta, perciò il LED rosso si accende - mentre $V(d1)$ permane bassa - e ci avvisa della situazione anomale di *livello insufficiente* di liquido nel serbatoio.

► Convertitore (I/V) corrente/tensione

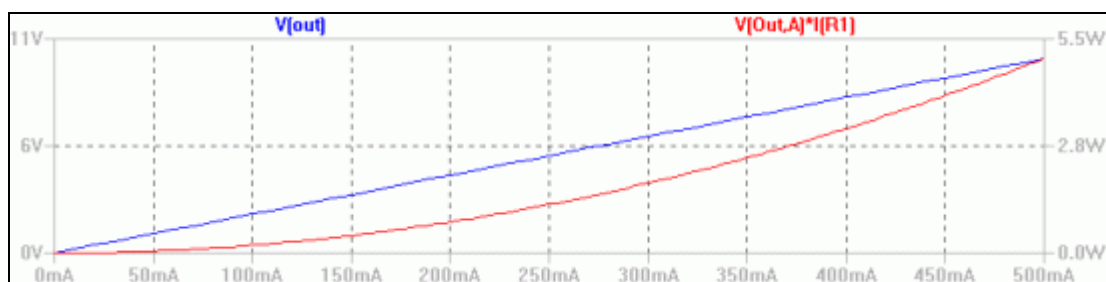
Il circuito in figura, grazie all'operazionale $LT1001$, consente di misurare una tensione d'uscita proporzionale alla corrente fornita da una cella solare (in questo caso simulata da un generatore di corrente) che varia tra 0 e 500mA al variare della luce solare incidente. Si tratta quindi di circuito di conversione *corrente/tensione*.

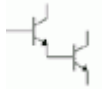
Poiché la corrente di cortocircuito fornita dalla cella è troppo elevata per essere trattata dall'operazionale si ricorre ad un transistor di potenza npn 2N3055 che fornisce la corrente necessaria, così l'amp. op. deve solamente fornire la *corrente di Base* pari a $I_B = I_1 / h_{FE}$.

Utilizzando una resistenza di 20Ω (ma da almeno 10W di potenza visto che può essere attraversata da una corrente di 0,5A), la tensione in uscita, sull'emettitore, varia tra 0 e 10V. Si esegue l'analisi DC sweep al generatore di corrente I_1 (cioè la nostra cella solare) tra 0 e 500mA con incrementi di 10mA per volta. La direttiva SPICE è: `.DC I1 0 500m 0.01`.



Clicchiamo su **[Run]** e preleviamo la tensione d'uscita $V(out)$ e la *potenza dissipata* su R_1





20.0 GENERATORI DI FORMA D'ONDA

A) Oscillatore a ponte di Wien con $f_0=100\text{Hz}$

Un oscillatore sinusoidale è un circuito elettronico in grado di generare un segnale sinusoidale di frequenza predeterminata, senza l'intervento di alcuna eccitazione esterna che non sia l'alimentazione in continua. Consideriamo il seguente schema di oscillatore a ponte di Wien con amplificatore operazionale LT1001.

La parte di circuito che va dal morsetto *non invertente* (+) all'uscita (Out) passando per i due blocchi serie/parallelo RC determina la reazione positiva (r^+) della rete.

Il blocco in serie presenta Impedenza $Z = R + \frac{1}{j\omega C}$;

quello in parallelo invece ha Ammettenza $Y = \frac{1}{R} + j\omega C$; con $Y = \frac{1}{Z}$ (è il reciproco di Z).

Applicando la regola del partitore di tensione al ramo in parallelo e chiamata V_f la tensione presente su questo (e quindi all'ingresso *non invertente dell'operazionale*) abbiamo:

$$V_f = V_{out} \cdot \frac{\frac{1}{Y}}{\frac{1}{Y} + Z} = \frac{1}{1 + ZY} V_{out}; \text{ sostituendo si ha: } V_f = V_{out} \cdot \frac{1}{1 + \left(R + \frac{1}{j\omega C}\right) \left(\frac{1}{R} + j\omega C\right)};$$

da cui: $V_f = V_{out} \cdot \frac{1}{3 + \left(j\omega RC + \frac{1}{j\omega RC}\right)}$; siccome la reazione è: $\beta = \frac{V_f}{V_{out}} = \frac{1}{3 + \left(j\omega RC + \frac{1}{j\omega RC}\right)}$;

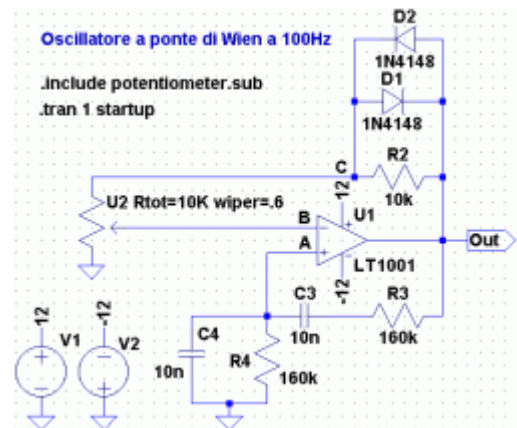
se poniamo $\left(j\omega RC + \frac{1}{j\omega RC}\right) = 0$; ossia $\omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$; si ricava: $\beta = \frac{1}{3}$ (reale e positivo).

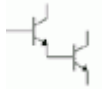
Consideriamo adesso la parte di schema che va dal morsetto *invertente* (-) all'uscita (Out) passando per il blocco di contro-reazione (r^-) formato da R_2 e dal potenziometro U_2 . Si tratta dello schema tipico di un *amp. op. non invertente*. Se poniamo: $R_2 = 2U_2$, ricordandoci che il guadagno di un operazionale non invertente è $A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, si ha: $A = 3$. Infatti, se ad una determinata frequenza f_0 risulta la condizione: $A\beta = 1$ (criterio di Barkhausen) la FdT complessiva è reale e pari all'unità; il nostro circuito "oscilla" e genera un segnale sinusoidale di frequenza $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$; dove R e C sono le due resistenze e le due capacità (uguali tra loro) del blocco di reazione positiva.

► Direttive di progetto:

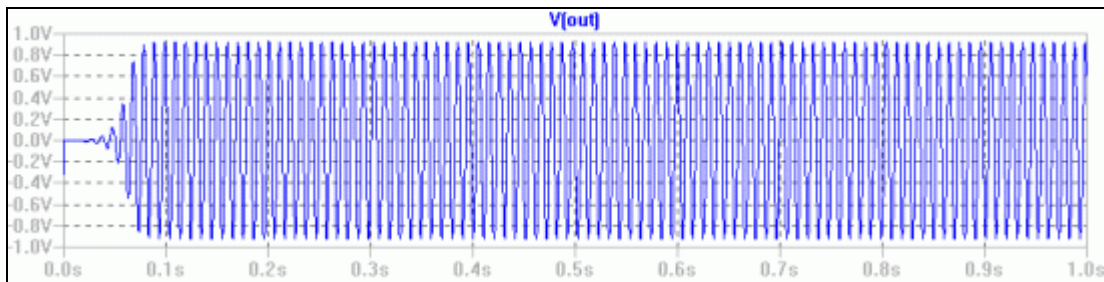
Per avere $f_0 = 100\text{Hz}$ poniamo p.e. $C_1 = C_2 = C = 10\text{nF}$ e ricaviamo: $R_2 = R_3 = R = \frac{1}{2\pi f_0 C} \cong 160\text{k}\Omega$

Per l'innescio occorre che sia prima $A\beta > 1$ per poi stabilizzarsi a $A\beta = 1$. Perciò si rendono necessari circuiti di stabilizzazione non lineari che all'avvio permettano le oscillazioni e che poi le mantengano stabili. Una possibile soluzione è l'uso di un potenziometro U_2 regolato in maniera da innescare le oscillazioni, poi quando queste aumenteranno in ampiezza, la conduzione dei due diodi 1N4148 farà diminuire la resistenza effettiva vista tra l'uscita (Out) e il nodo C per cui diminuirà il





guadagno e si instaurerà un equilibrio. Per il *potenziometro* è necessario creare un opportuno sub-circuito o scaricarlo da uno di questi indirizzi: <http://groups.yahoo.com/group/LTspice> oppure da <http://xoomer.virgilio.it/fysalvat/switchercove.html> Si tratta dei due file denominati *potentiometer.sub* e *potentiometer.asy* che vanno inclusi nella stessa directory dello schema e richiamati col comando SPICE: `.include potentiometer.sub`. Assegniamo $R_2=U_2=10k\Omega$ tenendo quest'ultimo con *wiper*=.6. Scegliamo **[Run]** dal menù **[Simulate]** e avviamo l'analisi *Transient* ponendo `.tran 1s startup` che ci evita il transitorio iniziale d'innescio privo di oscillazioni. Premiamo **[Run]** e preleviamo *V(out)*.

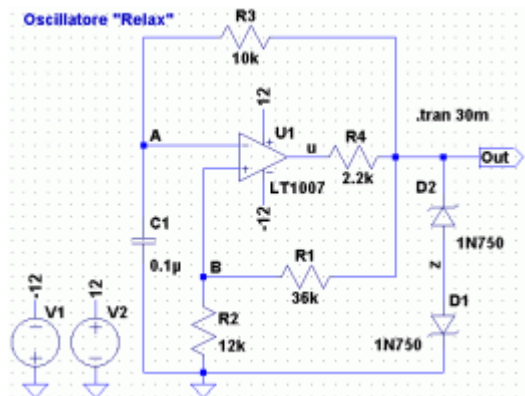


Con *wiper* a .6 si è osservato una sinusoide di circa $918.145mV$ con $f_0 = 97.7901Hz$

B) Oscillatore a rilassamento (astabile con amp. op.) con $f_0=1kHz$

Il generatore d'onda quadra (*multivibratore astabile*) di cui accanto è riportato lo schema è chiamato anche *oscillatore a rilassamento* con *LT1007*, dato che il circuito oscilla senza l'intervento di un segnale esterno.

L'uscita viene riportata ad ambedue gli ingressi in modo che la frequenza di uscita sia determinata dal tempo di carica e di scarica del condensatore C_1 attraverso R_3 .



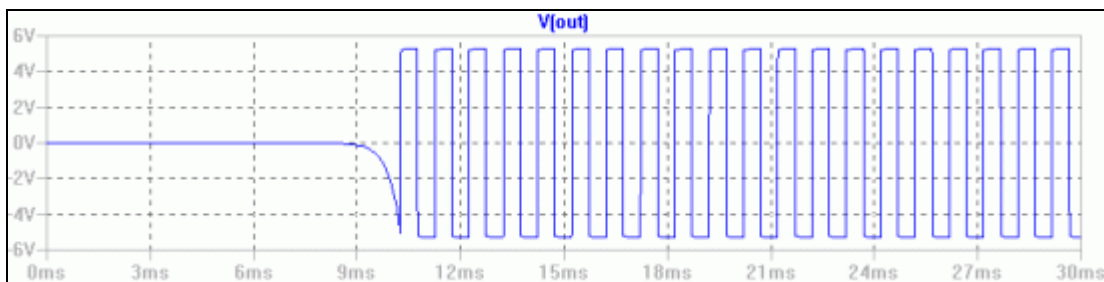
► Direttive di progetto:

Se si pone $R_2 = \frac{R_1}{3}$ ed essendo $T = \tau = R_3 C_1$ si ricava:

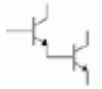
$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1000} = 0,001s \Rightarrow R_3 = \frac{T}{C_1} = \frac{0,001}{0,0000001} = 10k\Omega$$

Se p.e. $R_1=36k\Omega$ si ricava $R_2=12k\Omega$ inoltre deve essere: $R_3 \cong \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 9k\Omega \cong [10k\Omega]$

Inseriamo, infine, $R_4=2,2k\Omega$ per limitare la corrente nei diodi *Zener 1N750* che squadrano la *V(out)*. Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e avviamo l'analisi nel dominio del tempo (*Transient*) ponendo `.tran 30ms`. Premiamo nuovamente **[Run]** e preleviamo *V(out)*.

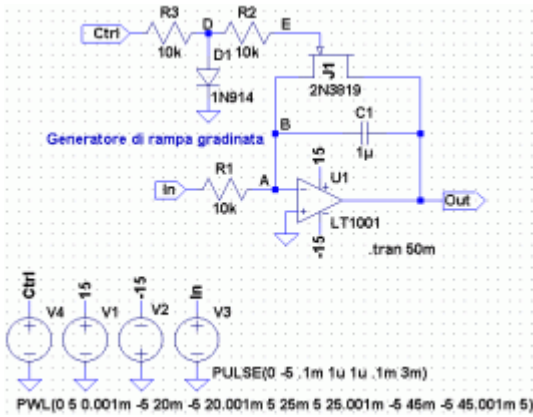


Si ricava la frequenza degli impulsi misurando il periodo. T risulta: $994.647\mu s$ per cui f è: $1.00538KHz$



C) Generatore di gradinata o di step

Il seguente circuito permette di ottenere forme d'onda a gradinata. L'operazionale *LT1001* lavora come *integratore*. Al suo ingresso invertente vengono inviati degli impulsi negativi di ampiezza $\Delta V(in) = -5V$, durata $\Delta t = 0,1ms$ e periodo $T = 3ms$. Il *JFET* *2N3819* in parallelo a C_1 funge da interruttore e in questa fase è mantenuto *Off* dal segnale di controllo *Ctrl* a livello basso.

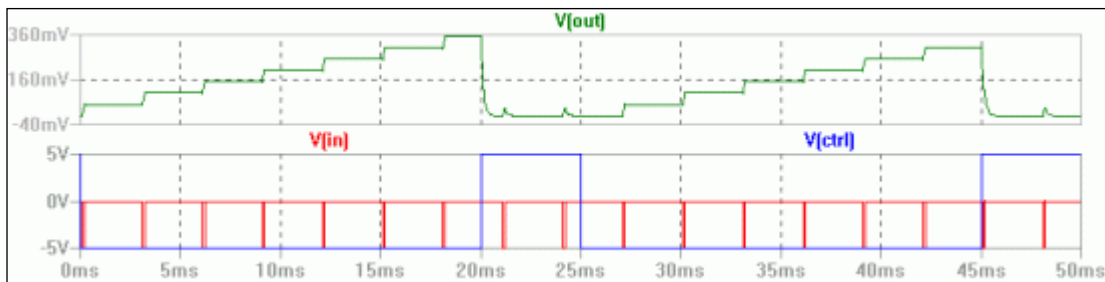


Per la durata dell'impulso in C_1 scorre una corrente $I = \frac{\Delta V(in)}{R_1}$ che fa salire $V(out)$ di un gradino:

$$\Delta V(out) = \frac{I}{C_1} \Delta t = \frac{\Delta V(in)}{R_1 C_1} \Delta t$$

Quando $V(in)$ dopo l'impulso torna a 0, la corrente in C_1 cessa e $V(out)$ rimane costante finché un successivo impulso $\Delta V(in)$ lo farà salire di un altro gradino $\Delta V(out)$. Per ottenere una buona forma d'onda con i fronti dei gradini ripidi, deve essere $\Delta t \ll T$. Per azzerare $V(out)$ è sufficiente scaricare il condensatore con un interruttore.

Il nostro *JFET* si comporta analogamente in quanto passa a condurre appena il segnale $V(ctrl)$ diviene alto. Il diodo D_1 e le resistenze R_2 ed R_3 servono da protezione per il *JFET*.



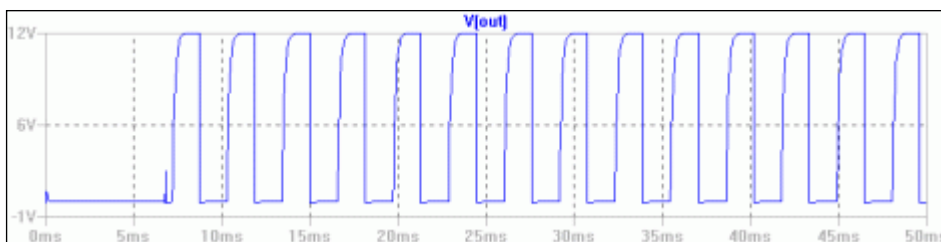
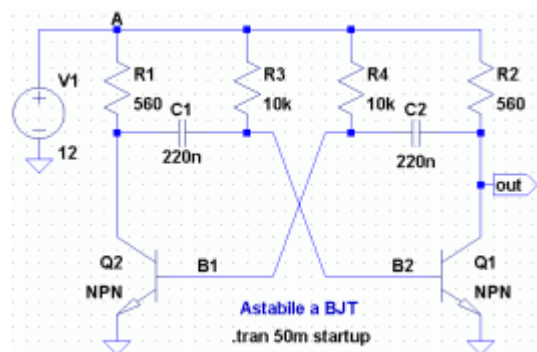
Si noti la breve durata degli impulsi negativi del segnale d'ingresso $V(in)$

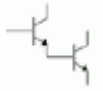
D) Astabile con BJT NPN

Il circuito accanto genera un'onda quadra di periodo:

$$T = \frac{1}{f} = 0,7(R_3 C_1 + R_4 C_2)$$

R_1 e R_2 invece contribuiscono, assieme alle capacità del rispettivo ramo, a definire la costante di tempo τ di carica e scarica (cioè l'andamento dei fronti di salita e di discesa dell'onda quadra). Con $R_1 = R_2 = R_a$, $R_3 = R_4 = R_b$ e $C_1 = C_2 = C$ i due semiperiodi sono uguali, ossia il *duty cycle* è del 50%, pertanto il periodo vale: $T = 1,4R_b C$





E) Il 555 come multivibratore astabile con T=1s

Il timer integrato 555 per la versatilità e la facilità d'uso è diventato in breve tempo il più diffuso fra gli integrati del suo tipo e le sue applicazioni sono innumerevoli.

Il seguente schema circuitale permette di utilizzare il 555 come *multivibratore astabile*, cioè come generatore di onda quadra. Per calcolare il periodo e quindi anche la frequenza ($f=1/T$) dell'oscillazione si fa riferimento all'andamento esponenziale di V sul condensatore C_1 escludendo il primo periodo del transitorio.

Usando la nota equazione: $t = \tau \cdot \ln \frac{V_f - V_i}{V_f - V_{c1}}$, si ricava:

$$t_1 = \tau \cdot \ln \frac{V_{cc} - \frac{1}{3}V_{cc}}{V_{cc} - \frac{2}{3}V_{cc}} = 0,693 \cdot (R_a + R_b) \cdot C_1; \text{ vale a dire il tempo di carica del condensatore (il}$$

semiperiodo con massima ampiezza del segnale) e poi $t_2 = \tau \cdot \ln \frac{0 - \frac{2}{3}V_{cc}}{0 - \frac{1}{3}V_{cc}} = 0,693 \cdot R_b \cdot C_1$ ossia il tempo in cui si scarica il condensatore (il semiperiodo con ampiezza nulla del segnale).

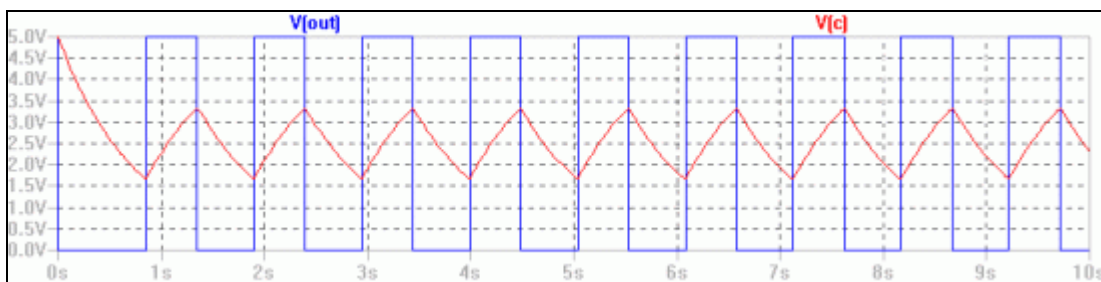
► Direttive di progetto:

Volendo $T=t_1+t_2=1s$, se $t_1 \cong 0,5s$ si ha pure: $t_2 \cong 0,5s$; Poniamo $C_1=10\mu F$ ed $R_b \gg R_a$:

$$0,5s = 0,693(R_a + R_b)C_1 \Rightarrow (R_a + R_b) = \frac{0,5}{0,693 \cdot 0,00001} = 72150 \Rightarrow [p.e. R_b=72k\Omega \text{ e } R_a=150\Omega]$$

Realizziamo il circuito come nello schema, quindi premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scriviamo: `.tran 10s` dopo aver abilitato l'analisi *Transient*. Premiamo nuovamente **[Run]**.

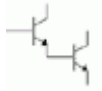
Preleviamo la $V(out)$ e la $V(c)$ ossia la tensione ai capi del condensatore C_1 .



Il periodo T risulta: $\boxed{1.05615s}$ [946.835mHz] mentre il semiperiodo t_1 è pari a: $\boxed{508.021ms}$ [1.96842Hz]

Si definisce *Duty cycle* o *ciclo utile* il rapporto e fra il semiperiodo t_1 e il periodo T (con $T = t_1+t_2$).

$$\left[d = \frac{t_1}{T} \% = \frac{0,508s}{1,056s} \% = 48\% \right] \text{ Con semiperiodi perfettamente uguali } (t_1=t_2) \text{ il } \textit{duty cycle} \text{ è } 50\%$$



F) Generatore di funzioni a frequenza variabile

Nello schema è riportato un semplice generatore di funzioni capace di generare onde quadre, triangolari e sinusoidali con la possibilità di variarne, mediante l'uso di un potenziometro, la frequenza.

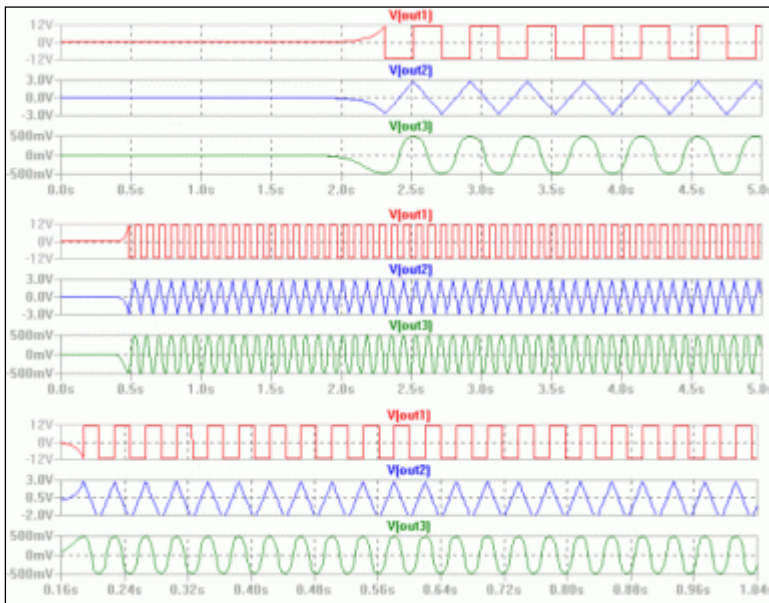
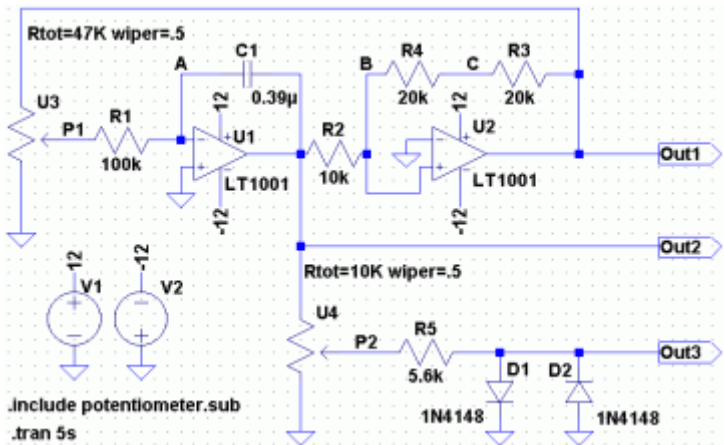
Ricordiamoci sempre di inserire i due file *potentiometer.sub* e *potentiometer.asy* nella stessa directory dello schema e di richiamarli col comando SPICE: *.include potentiometer.sub*.

► Direttive di progetto:

Realizziamo lo schema assegnando al potenziometro *P1* un valore di $47k\Omega$ e al potenziometro *P2* un valore di $10k\Omega$. Portiamo il cursore "wiper" di *P1* prima a $1/10$ della sua corsa "1" poi a metà "5" e successivamente a fine corsa "1". Manteniamo invece il cursore di *P2* sempre a $1/2$ corsa "5". *P1* infatti, serve a variare la frequenza di tutte le onde generate. *P2* invece, insieme alla resistenza R_5 , "affina" l'onda sinusoidale (ricavata mediante i due diodi *1N4148* dall'onda triangolare). Poniamo poi $(R_3 + R_4) = R_f \geq 4R_2$ [p.e. $R_3=20k\Omega$, $R_4=20k\Omega$ e $R_2=10k\Omega$] e la capacità $C_1=0,39\mu F$. Col potenziometro *P1* a fine corsa la frequenza teorica risulta:

$$f = \frac{1}{4R_1C_1} \cdot \frac{R_f}{R_2} = \frac{1}{4 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,39 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{40 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 25,64\text{Hz}$$

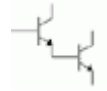
Premiamo [Run] nel menù [Simulate], scegliamo l'analisi *Transient* e scriviamo: *.tran 5s*
Premiamo nuovamente [Run] e verifichiamo le tre uscite $V(out1)$, $V(out2)$ e $V(out3)$.



◀ Dall'analisi risulta che col potenziometro *P1* a $1/10$ della sua corsa "1" la frequenza è: 2.45945Hz

◀ Agiamo ancora sul potenziometro *P1*, portiamolo a metà corsa "5" e ripetiamo la simulazione. La frequenza risulta: 11.4719Hz

◀ Portiamo il potenziometro *P1* a fine corsa "1". Dall'analisi del grafico (con transitorio, in questo plot, di circa 1s) si ricava che la frequenza è aumentata a: 25.4388Hz



21.0 I TIRISTORI

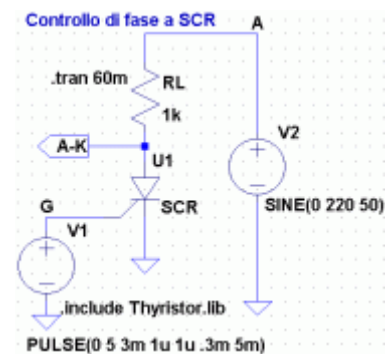
I *tiristori* sono dei dispositivi a semiconduttore comprendente numerosi componenti caratterizzati da una struttura a quattro zone *pnpn* e da un funzionamento in commutazione. Vengono largamente usati per il controllo di correnti e tensioni elevate. I più diffusi tiristori sono il diodo controllato o *SCR*, il *TRIAC* che presenta funzionamento bi-direzionale, il *GTO*, il *DIAC* e l'*UJT*.

Vediamo come rappresentare con *SwitcherCAD III*© il controllo di fase con l'*SCR* e un variatore di luminosità per lampada ad incandescenza con *DIAC* e *TRIAC*.

A) Controllo di fase a SCR

Il dispositivo in figura lavora da interruttore. Viene inserito in serie al carico R_L ed alimentato dalla tensione alternata di rete $V(a)$.

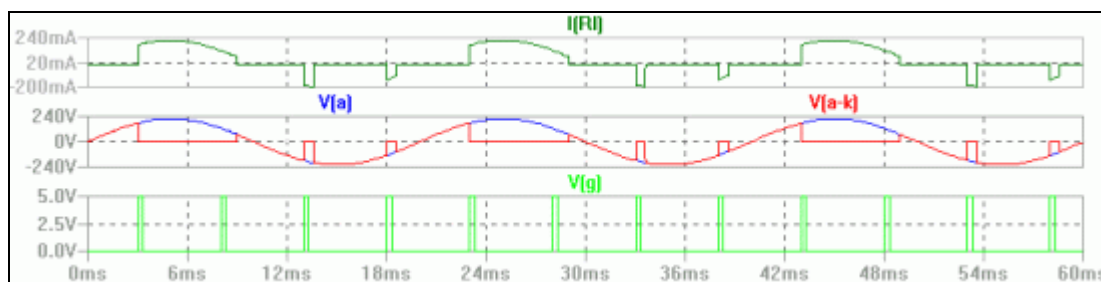
Finché sul *gate* non arriva l'impulso di comando $V(g)$ prodotto da generatore $V1$ l'*SCR* rimane *OFF* e la tensione sul carico è nulla. All'arrivo dell'impulso di comando, l'*SCR* commuta ad *ON*, la tensione tra anodo e catodo $V(a-k)$ si abbassa rapidamente a circa $1,5V$ e sul carico viene a cadere sostanzialmente tutta la tensione di alimentazione. Lo stato di conduzione permane praticamente per tutta la semionda positiva. Durante la semionda negativa l'*SCR* invece rimane interdetto anche se giungono eventuali impulsi sul *gate*.



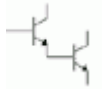
Dalla forma d'onda presente sul carico si ricava un *angolo di innesco* φ ed un *angolo di conduzione* α complementare al primo. Variando l'angolo di innesco, varia la porzione di tensione (e quindi di potenza) fornita al carico. Per $\varphi=0^\circ$ la potenza è massima, per $\varphi=180^\circ$ la potenza è nulla.

Scarichiamo la libreria *Thyristor.lib* da <http://xoomer.virgilio.it/fysalvat/switchercove.html> con i modelli di *TRIAC*, *DIAC* ed *SCR* usati negli esempi seguenti. Anche in questo caso occorre richiamare la libreria con il comando SPICE: `.include Thyristor.lib`.

Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]**, scegliamo l'analisi *Transient* e scriviamo: `.tran 60ms`
Premiamo ancora **[Run]** e verifichiamo l'andamento rispettivamente di $V(g)$, $V(a-k)$, $V(a)$ e $I(Rl)$



Si noti l'angolo d'innesco φ (dalla curva in rosso) e quello di conduzione α (dalla curva in blu)

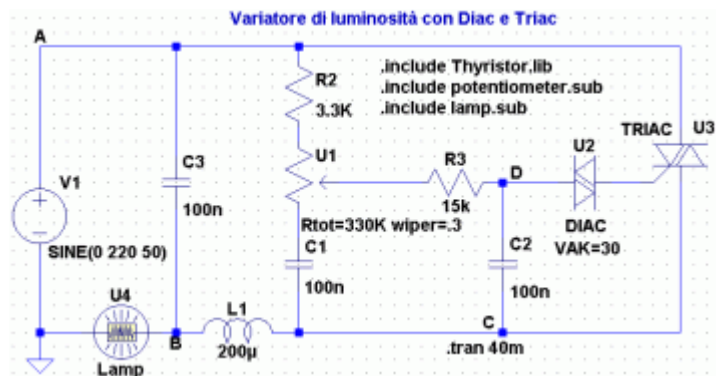


B) Variatore di luminosità per lampade ad incandescenza con DIAC e TRIAC

Il funzionamento del *TRIAC* è analogo a quello del *SCR* con la differenza che può condurre in entrambi i versi.

Il *DIAC*, invece, è un tiristore bi-direzionale privo di *gate* usato quasi esclusivamente per l'innesco del *TRIAC*.

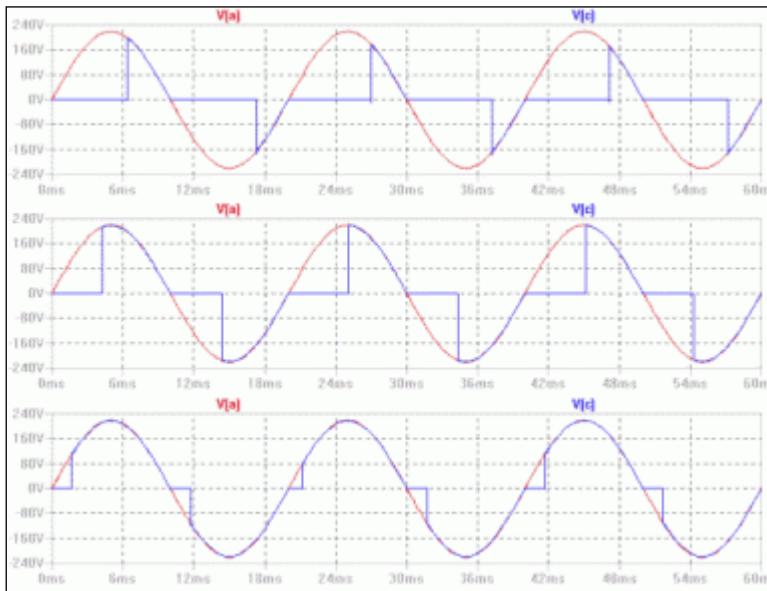
Il circuito accanto, detto a *doppia costante di tempo*, permette di controllare e variare la luminosità prodotta da una comune lampada ad incandescenza.



Prima di disegnare lo schema ricordiamoci di inserire i due file *potentiometer.sub* e *potentiometer.asy* nella stessa directory e il comando SPICE sullo schema: *.include potentiometer.sub*. Analogamente inseriamo le librerie *Thyristor.lib* e *lamp.sub* e le direttive: *.include Thyristor.lib* e *.include lamp.sub*. (i file possono essere scaricati dal sito <http://xoomer.virgilio.it/fysalvat/switchercove.html>).

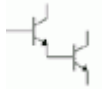
Allorché C_2 (un condensatore ceramico da $100nF$, $100V$) subito dopo l'innesco, si è scaricato parzialmente, la tensione viene rialzata da C_1 ($100nF$, $400V$) attraverso R_3 ($15k\Omega$) sicché i successivi punti d'innesco risultano solo di poco anticipati rispetto al primo. Nello schema il potenziometro U_1 ($330k\Omega$) è protetto da una resistenza fissa R_2 ($3,3k\Omega$, $1W$). Infine il filtro antidisturbo formato da L_1 ($200\mu H$) e C_3 ($100nF$, $400V$) sopprime eventuali radiofrequenze spurie.

Preleviamo $V(a)$ e $V(c)$



◀ Aumentando la resistenza del potenziometro U_1 (aumentando cioè il valore “*wiper*”) il condensatore C_2 raggiunge sempre più in ritardo la tensione d'innesco, *l'angolo di conduzione α* (curva in *rosso*) pertanto si riduce fino al completo spegnimento della lampada.

I tre plot (dall'alto verso il basso) sono stati ricavati assegnando al *wiper* rispettivamente i valori: *.35*, *.60* e *.95*.

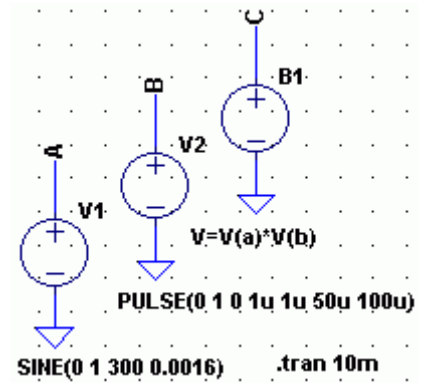


22.0 CAMPIONAMENTO E TRASFORMATA RAPIDA DI FOURIER (FFT)

Consideriamo i tre generatori in figura. $V1$ è un generatore sinusoidale di ampiezza $1V$ e frequenza $300Hz$ (con tempo di ritardo $1600\mu s$). $V2$ invece genera un treno d'impulsi di ampiezza unitaria e frequenza $f_c 10kHz$. $B1$, infine, è un generatore di tensione caratteristico di SwitcherCAD III©.

Infatti è possibile associare a questo tipo di generatore una funzione matematica che correli, per esempio, i segnali generati da $V1$ e $V2$. Nel nostro caso la tensione generata da $B1$ è il prodotto della tensione del nodo A per quella del nodo B.

Premiamo sul tasto [F2] **Component** e scegliamo la voce "bv" (behavioral voltage source), mettiamolo sullo schema e clicchiamo col pulsante destro del mouse sul componente. Comparirà una tabella. Alla voce *Value* assegniamo la formula: $V=V(a)*V(b)$. I tre generatori, in realtà, possono rappresentare circuiti indipendenti ben più complessi: $V1$ potrebbe essere un *oscillatore sinusoidale* mentre $V2$ un *astabile* come si visto nel capitolo precedente. $B1$, infine, potrebbe essere un dispositivo non lineare come un *mixer*.



Dalla **teoria di Fourier** sappiamo che una funzione periodica $f(t)$ di periodo T è esprimibile

con una serie matematica del tipo: $f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n\omega t) + B_n \cdot \sin(n\omega t)$

Analogamente grazie al **teorema del campionamento** sappiamo che: se un segnale analogico a banda limitata contiene componenti la cui frequenza più alta è minore di un valore f_{max} , il segnale può essere ricostruito senza distorsioni se la frequenza di campionamento è (almeno) $f_c > 2f_{max}$

Il **Campionamento** è un processo indispensabile per convertire un segnale analogico in uno digitale. Proviamo a dimostrare il **teorema del campionamento**, che si basa sul concetto di **modulazione**, con SwitcherCAD III©. Il segnale prelevato dal nodo C può essere visto come un segnale *modulato* ottenuto mediante il prodotto del segnale sinusoidale $V(A)$ con un segnale formato da un treno d'impulsi $V(B)$, a frequenza f_c e periodo T , che possiamo definire *campionante*. Essendo $V(B)$ un segnale periodico lo si può rappresentare mediante la *serie di Fourier*, la cui espressione generale è:

$$f(t) = A_0 + \sum_1^{\infty} A_n \cdot \cos(n\omega_c t) + \sum_1^{\infty} B_n \cdot \sin(n\omega_c t) ; \text{dove } \omega_c = 2\pi f_c$$

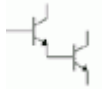
Viceversa il segnale sinusoidale $V(A)$ è dato dall'espressione: $v(t) = A_{max} \sin \omega t$; dove $\omega = 2\pi f$.

Operando il prodotto tra le due funzioni: $v(t) \cdot f(t)$ uno dei due termini del prodotto, in particolare quello con $n=1$, sarà: $A_{max} \cdot A_n \cdot \sin \omega t \cdot \cos \omega_c t$ da cui, applicando note formule trigonometriche:

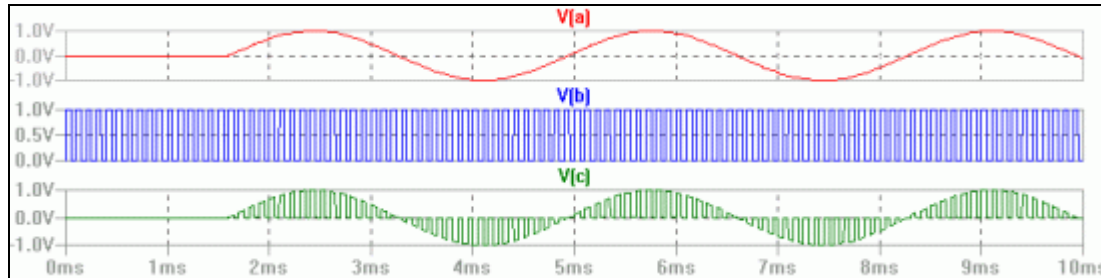
$$\sin 2\pi f \cdot \cos 2\pi f_c t = \sqrt{\sin 2\pi (f_c - f)t + \sin 2\pi (f_c + f)t}$$

Ripetendo lo stesso ragionamento per tutti i termini si trova che il segnale campionato contiene:

- Un termine a frequenza f dovuto ad $A_0 \cdot A_{max} \sin 2\pi f t$;
- I termini dovuti alle frequenze laterali di campionamento: $(f_c - f)$ e $(f_c + f)$, $(2f_c - f)$ e $(2f_c + f)$, $(3f_c - f)$ e $(3f_c + f)$, $(4f_c - f)$ e $(4f_c + f)$ [...]

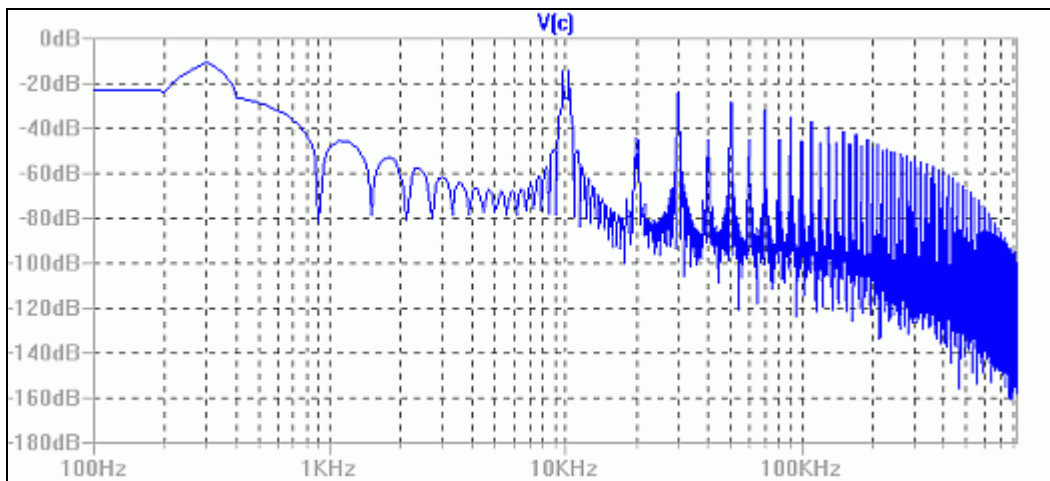


Clicchiamo su **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo l'analisi nel dominio del tempo (*Transient*) per *10ms*. Premiamo nuovamente su **[Run]** e preleviamo, per maggior chiarezza su differenti plot, rispettivamente $V(a)$, $V(b)$ e $V(c)$. Otterremo il seguente grafico.



$V(c)$ è il segnale campionato (modulato) ottenuto dal prodotto $V(a) \cdot V(b)$

Lo spettro del segnale campionato può essere riprodotto mediante la *FFT (Fast Fourier Transform)* in modo assai semplice. Una volta svolta l'analisi del transitorio basta portarsi col mouse sul suo grafico di $V(c)$, fare clic col pulsante destro e scegliere la voce **FFT**. Comparirà una finestra nella quale potremo scegliere eventualmente se effettuare la *FFT* anche alle altre forme d'onda. Scegliamo solo $V(c)$. Inoltre possiamo variare altri parametri tra i quali il numero dei punti di campionamento (nel nostro caso si è optato per 16384 punti) ecc.



Spettro delle ampiezze di $V(c)$ ricavato con la Fast Fourier Transform

Dallo spettro si può notare che pure essendo infiniti i termini della serie, le armoniche di frequenza elevata rispetto alla 1^a (detta *fondamentale*) presentano ampiezze sempre più ridotte e quindi il loro contributo può essere trascurato. Naturalmente, maggiore è il numero delle armoniche considerato, maggiore è la precisione con cui la somma delle componenti approssimerà il segnale $V(c)$. Dallo spettro delle ampiezze in figura è possibile riconoscere la *1^a armonica fondamentale* a **300Hz** e di ampiezza **-8.87218dB**. I termini dovuti alle *frequenze laterali di campionamento* ($fc-f$) a **9.7kHz** e di ampiezza **-14.8935dB** e ($fc+f$) a **10.3kHz** con ampiezza di **-15.1214dB** ecc.



23.0 SIRENA ELETTRONICA

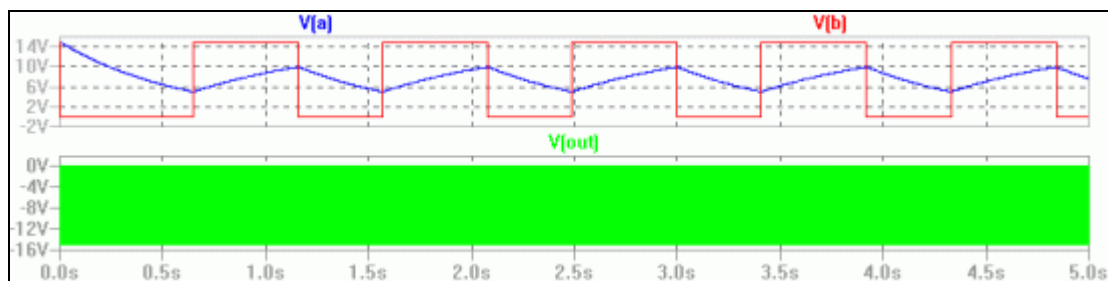
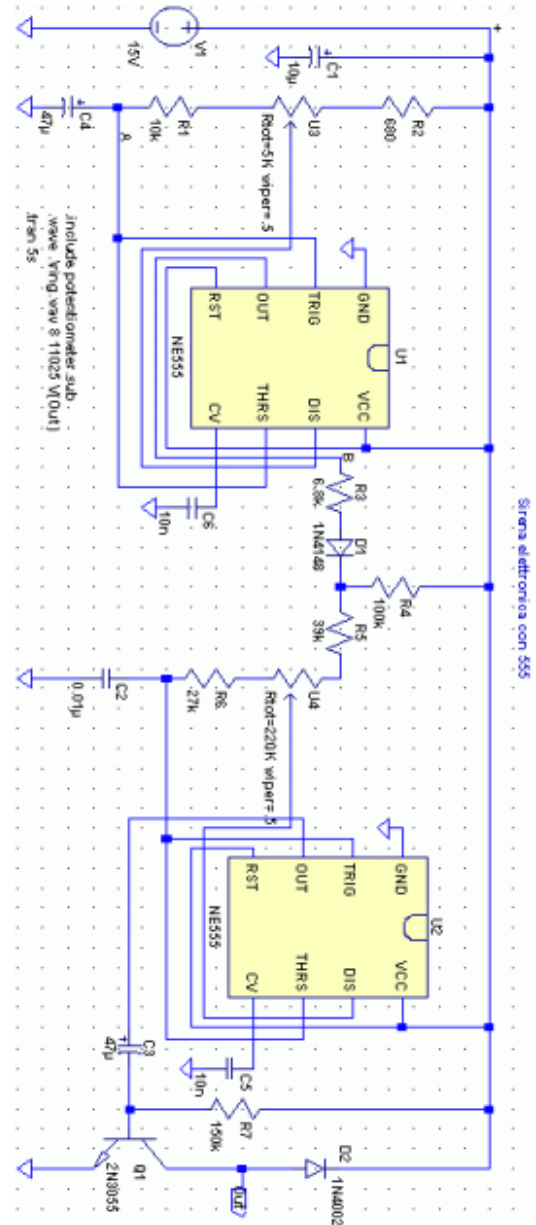
Lo schema accanto è quello di una *sirena bitonale* con due *timer NE555*. Il primo integrato U_1 è un'astabile che determina la durata dei due toni (mediante il potenziometro U_3 da $5k\Omega$).

Il secondo integrato U_2 produce invece i toni di frequenza variabile mediante l'altro potenziometro U_4 da $220k\Omega$. Quando l'uscita di U_1 è bassa, il diodo D_1 ($1N4148$) è interdetto e il ramo di temporizzazione di U_2 è costituito da $R_4R_5U_4R_6$ e C_2 . Viceversa, quando l'uscita di U_1 è alta, il diodo D_1 conduce e la resistenza R_3 si pone in parallelo a R_4 , aumentando la corrente di carica di C_2 e, di conseguenza, la frequenza di oscillazione (tono più acuto). In uscita si può collegare tra $V+$ e il Collettore del transistor di potenza Q_1 $2N3055$ un altoparlante con impedenza da 8 o 4Ω .

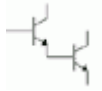
Ricordiamoci di inserire nella stessa cartella i due file *potentiometer.sub* e *potentiometer.asy* e sullo schema il comando SPICE `.include potentiometer.sub` (si vedano i capitoli 7 e 20 di questo tutorial).

Con *SwitcherCAD III*© possiamo anche "ascoltare" il suono prodotto. Basta inserire il seguente comando SPICE: `.wave .ring.wav 8 11025 V(Out)`. Verrà generato (nella stessa cartella del file con lo schema) un file denominato p.e. *ring.wav* del segnale prelevato in uscita $V(Out)$. 8 è il numero dei bit di campionamento (tipicamente 8 , 16 o 32) mentre 11025 è il numero di campioni per secondo (tipicamente 11025 , 22050 o 44100). Una volta creato il file, per ascoltarlo, sarà sufficiente aprirlo con un qualsiasi lettore multimediale capace di leggere file *.wav*.

Clicchiamo su **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo (*Transient*) per $5s$. Premiamo nuovamente su **[Run]** e preleviamo $V(out)$. Ricaveremo il seguente plot.



Nel grafico sono state riportate le forme d'onda sul condensatore C_4 $V(a)$ e $V(b)$ all'uscita del primo astabile U_1 . E' poi stata riportata l'uscita $V(out)$ che, dato la sua frequenza, appare come una spessa linea verde. Infine si ricorda che con il comando `wavefile=.\\wavefile.wav chan 0` possiamo invece mostrare il segnale elettrico da un file *.wav* e abbinarlo ad un generatore di tensione "bv" (*behavioral voltage source*) per poi verificarne il transitorio.



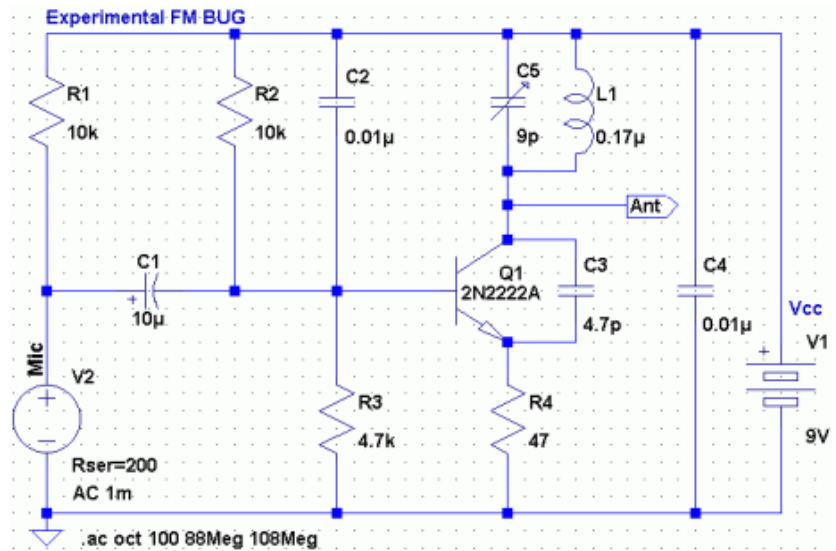
24.0 μTRASMETTITORE FM

Questo circuito è un semplice trasmettitore con modulazione FM che, opportunamente tarato, opera sulla banda 88-108MHz e quindi può essere ricevuto, nel raggio di 50÷100m, da una normale radiolina FM.

Il microfono è una normale capsula eletret; nel nostro caso simulato dal generatore di tensione V_2 con resistenza interna da 200÷600Ω.

Il segnale proveniente dal microfono giunge alla base del transistor Q_1 (un classico 2N2222A) e viene amplificato.

Allo stesso tempo il transistor Q_1 funge pure da oscillatore ad alta frequenza e fornisce la portante che verrà modulata in frequenza dal segnale audio a BF in ingresso. L'antenna può essere formata da uno spezzone di filo isolato di lunghezza 75cm ($\lambda/4$) oppure, volendo, un'antenna telescopica per radioline. L'induttanza L_1 dal valore di $0.17\mu H$ è ottenuta costruendo una bobina con del filo di rame smaltato (va bene anche il comune filo per doppino telefonico) avvolta in aria e formata da 6 spire di diametro 0.265 pollici cioè 6.73mm (l'autore l'ha montata su una cannuccia per bibite del fast food che presenta appunto questo diametro...) e lunga $\frac{1}{4}$ di pollice (6.35mm). Per la taratura occorre alimentare il circuito con una tensione continua di 9V e quindi ruotare il compensatore C_5 da 4÷20pF con un cacciavite plastico antinduttivo fino a captare il segnale trasmesso sul ricevitore FM sintonizzato su una frequenza libera.



► ANALISI DEL CIRCUITO

Il calcolo della frequenza generata è determinata dall'oscillatore LC parallelo sul collettore del transistor è ricavabile dalla formula:

$$- f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} [Hz]$$

Una formula pratica, assai utile, per determinare l'induttanza della bobina in aria è la seguente:

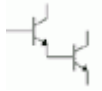
$$- L = \frac{n^2 \cdot r^2}{9r + 10x} [\mu H]$$

dove n è il numero di spire; r è il raggio della spira in pollici; x la lunghezza della spira in pollici

La lunghezza dell'antenna del trasmettitore, invece, può essere calcolata con le seguenti relazioni:

$$- \lambda = \frac{C}{f} = [m]$$

λ = lunghezza d'onda in m; C = velocità della luce (300.000 Km/s); f = frequenza in MHz



$$\text{e quindi: } -\lambda = \frac{300.000 \text{ Km/s}}{108 \text{ MHz}} = 2.78 \text{ m da cui } \lambda/4 = 0.69 \text{ m}$$

Tornando allo schema del nostro μTx notiamo la presenza di due condensatori C_2 e C_4 dal valore di $0.01 \mu F$. Sono due condensatori ceramici detti di *accoppiamento*. C_4 , in particolare, serve a mantenere costante la tensione nell'intero circuito anche quando la batteria da $9V$ comincia a scaricarsi. C_1 , invece, modula la corrente che va nella base del transistor. Usando un valore più alto (p.e. $220 \mu F$) di rinforzano le frequenze acustiche basse. Con valori più bassi, invece, si incrementano le frequenze più alte. C_3 , infine, posto tra l'emettitore e il collettore di Q_1 permette di stabilizzare l'oscillazione. Il datasheet del $2N2222A$ suggerisce un valore tra 4 e $10 pF$.

L'analisi statica del circuito non presenta soverchie difficoltà. Consideriamo in continua i condensatori circuiti aperti e l'induttore un cortocircuito.

Posto $V_{cc} = 9V$ otteniamo: $V_{ce} = V_c - V_e = 9 - V_e$ ed essendo la differenza $V_b - V_e$ (V_{be}) pari a $0,7V$ ricaviamo V_b attraverso il partitore R_1, R_2, V_{cc}, V_b :

$$- V_b = \frac{V_{cc} \cdot R_3}{R_2 + R_3} = \frac{9 \cdot 4,7}{10 + 4,7} = 2.88V \text{ pertanto } V_e = 2.88 - 0.7 = 2.18V$$

$$\text{e quindi: } V_{ce} = V_c - V_e = 9 - 2.18 = 6.82V \text{ essendo poi } I_c \approx I_e \text{ ricaviamo: } - I_e = \frac{V_e}{R_4} = \frac{2.18}{47} = 46.4mA$$

$$\text{La potenza trasmessa è quindi: } - P_t = V_{ce} \cdot I_c = 46.4mA \cdot 6.82V = 0.316W \text{ (316mW)}$$

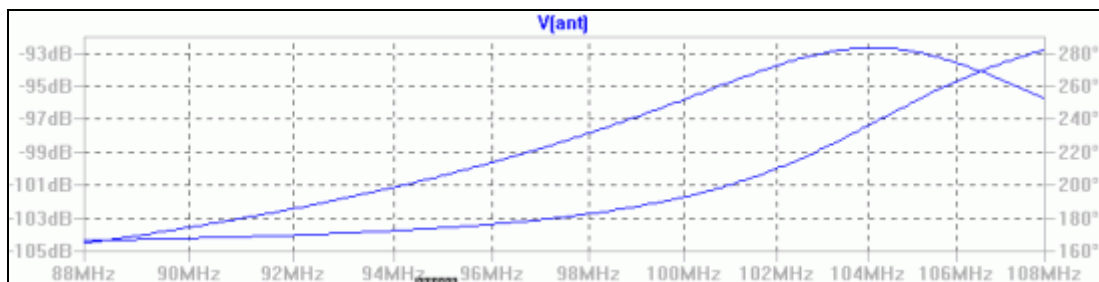
Il rapporto di potenza tra quella trasmessa e quella ricevuta è data da campo di trasmissione:

$$d = \sqrt{\frac{P_t}{P_r}} \text{ [m]} \text{ Per le radio di piccola dimensioni } P_r \text{ varia tra un } min. \text{ e un } max. \text{ di } 0.1 \text{ e } 0.01 \text{ mW.}$$

$$d_{min} = \sqrt{\frac{316mW}{0.1mW}} = 56.2m \text{ e } d_{max} = \sqrt{\frac{316mW}{0.01mW}} = 177.8m$$

Il tipo di antenna, la frequenza portante e le condizioni ambientali ecc. hanno effetto sulla distanza di trasmissione d . Il campo di efficienza di radiazione viene normalmente considerato tra il 10 e 30% e quindi: $[d_{10\%}] 5.62 < d < 17.78m$ e $[d_{30\%}] 16.86 < d < 53.34m$

La risposta in frequenza .AC oct 1000 88Meg 108Meg (ponendo $C_5=9pF$) risulta:



Il valore della frequenza centrale f_0 è di circa $104MHz$. Variando il valore del compensatore C_5 o della bobina L_1 noteremo che varierà anche il valore della frequenza centrale.



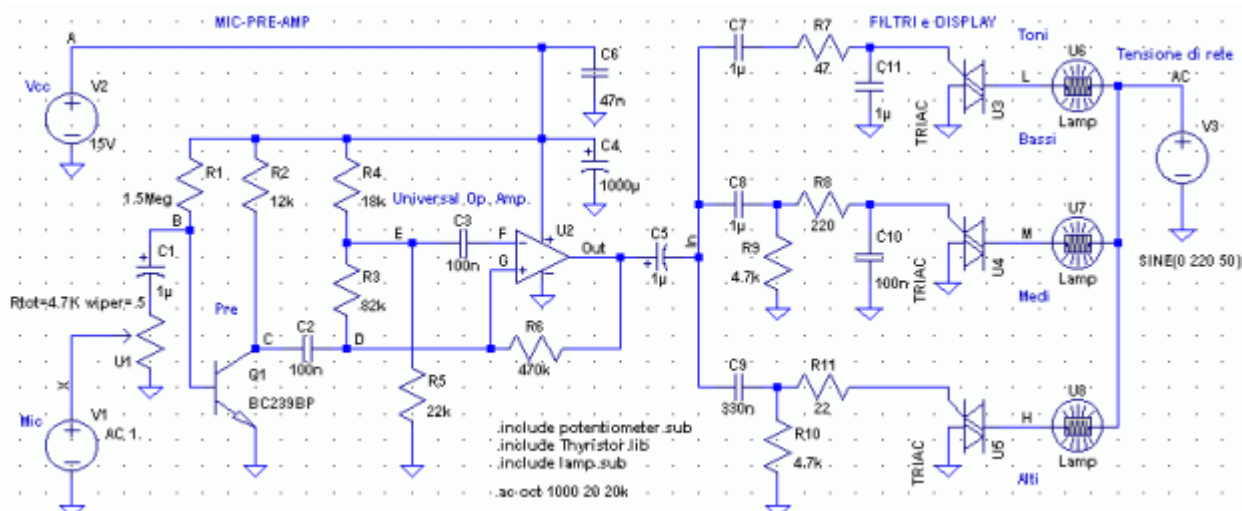
25.0 PSICO MICROFONO

Questo circuito è estremamente semplice. Il microfono, simulato dal generatore di tensione $V1$, capta i suoni dall'ambiente i quali, dopo essere stati amplificati e filtrati vanno a pilotare tre lampade. La ripartizione del segnale avviene, quindi, automaticamente per mezzo dei filtri e non necessita di alcuna ulteriore regolazione.

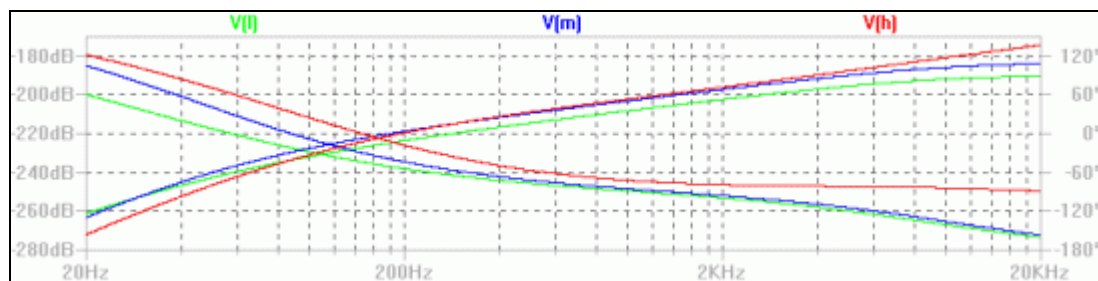
Il segnale proveniente dal microfono (p.e. di tipo *magnetodinamico*) viene parzializzato dal potenziometro $U1$, preamplificato dal transistor $Q1$ (un *BC239*) e quindi trattato dall'operazionale $U2$ (un comune $\mu A741$ o un *LT1001*) per ottenere gli impulsi che vanno a pilotare i *Triac*.

Al gate di ciascun Triac, i segnali impulsivi giungono dopo aver attraversato i tre filtri passa banda per frequenze *basse* $V(l)$, *medie* $V(m)$ ed *alte* $V(h)$. In base al tipo di Triac usato possiamo pilotare carichi di varie decine (o centinaia) di watt. I file dei simboli e delle librerie sono scaricabili alla voce *Opto audio wave* all'indirizzo: <http://xoomer.virgilio.it/fysalvat/switchercove.html>

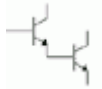
Volendo, per avere un effetto più "semplificato", si può fare a meno dell'alimentazione di rete, dei Triac e delle lampade e provare a sostituire a queste dei Led di diverso colore.



La risposta in frequenza in banda acustica (20÷20.000Hz) è data da *.AC oct 1000 20 20k* misurando rispettivamente: $V(l)$, $V(m)$ e $V(h)$.

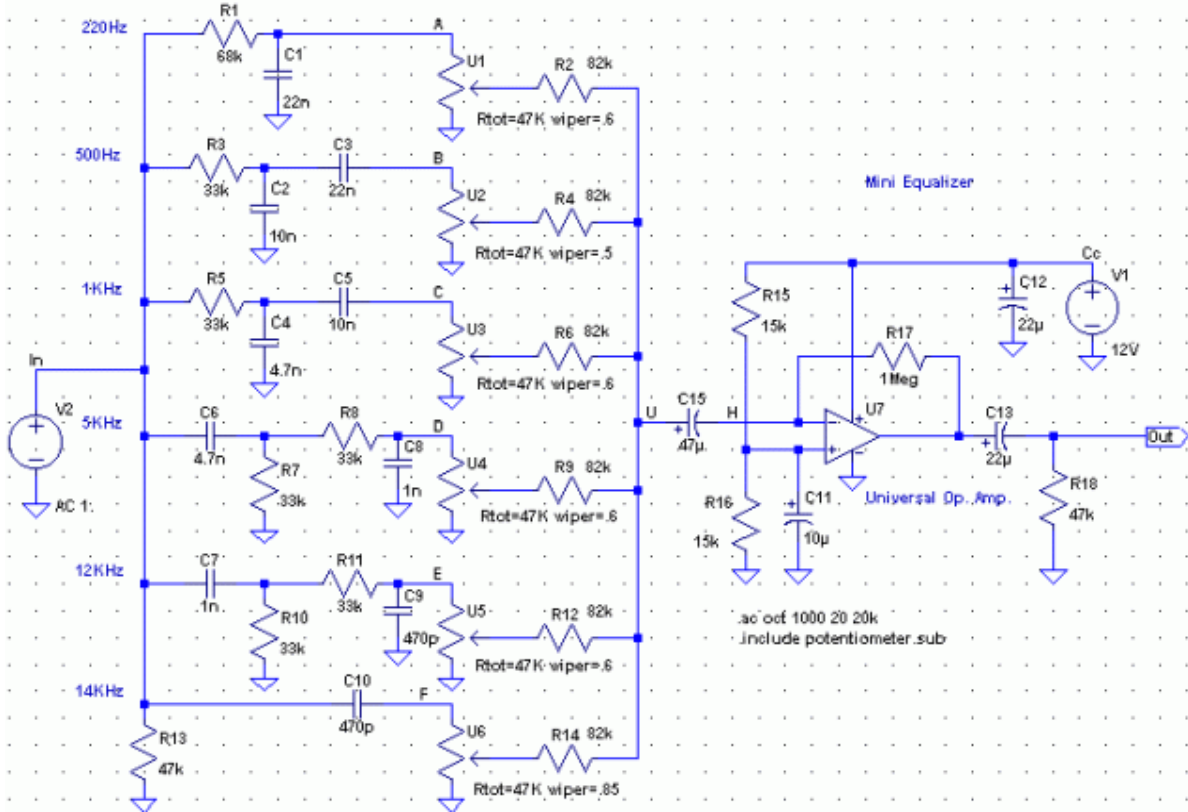


Effettivamente i tre segnali vengono discriminati in base alla frequenza. Per esempio, la lampada $U6$ si accenderà per le componenti a BF, mentre la lampada $U7$ si accenderà per le componenti a MF. Infine, la lampada $U8$ sarà più "sensibile" per le componenti ad AF. Basta assegnare a ciascuna lampada un colore diverso ed il gioco è fatto...

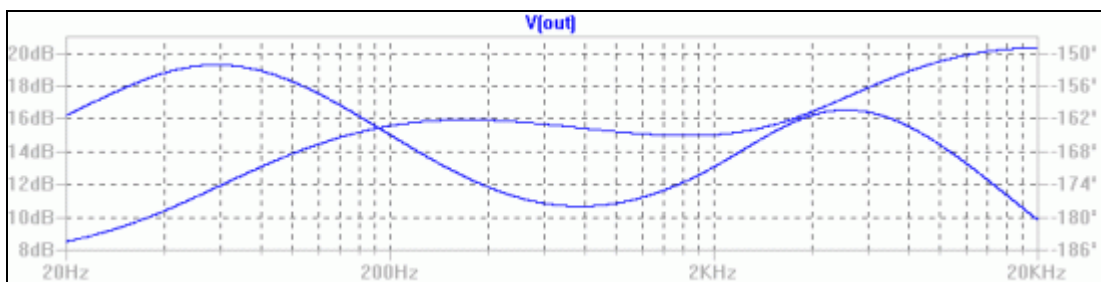


26.0 MINI EQUALIZZATORE

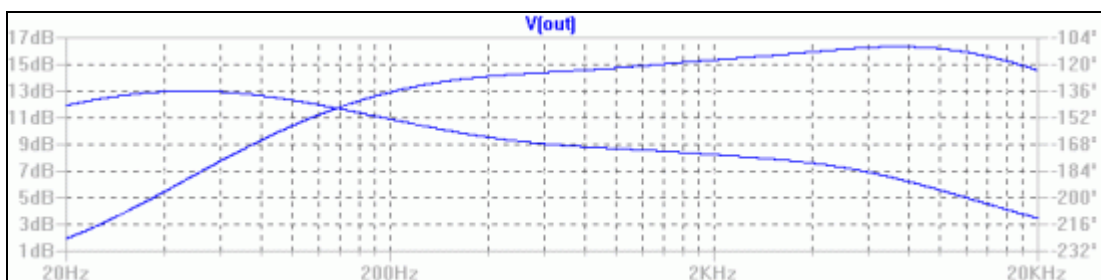
Questo equalizzatore “sperimentale” è costituito da sei filtri passivi seguiti da un amplificatore operazionale a basso rumore che ha il compito di compensare l’attenuazione del segnale d’ingresso. I filtri coprono quasi l’intera banda acustica (20÷20kHz). Rispettivamente abbiamo: un filtro passa basso con frequenza di taglio di 220Hz, quattro passa banda centrati a 500Hz, 1kHz, 5kHz, 12kHz e infine un filtro passa alto che taglia i segnali con frequenze inferiori ai 14kHz. Ogni filtro, grazie ad un potenziometro da 47kΩ, permette di “dosare” i rispettivi segnali.

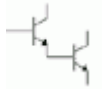


La curva di risposta in frequenza risulta .AC oct 1000 20 20k



Agendo sui potenziometri (variando il valore wiper tra .1 e .99) la curva potrà essere modificata





27.0 CONTATORE ASINCRONO A 4 BIT CON FLIP FLOP D

I programmi di S.P.I.C.E. trovano larga applicazione nella simulazione di circuiti e reti lineari; è possibile, comunque, ricorrere a questi programmi anche per simulare il comportamento di reti digitali e, in particolare, rappresentare l'andamento temporale dei segnali in ingresso e in uscita.

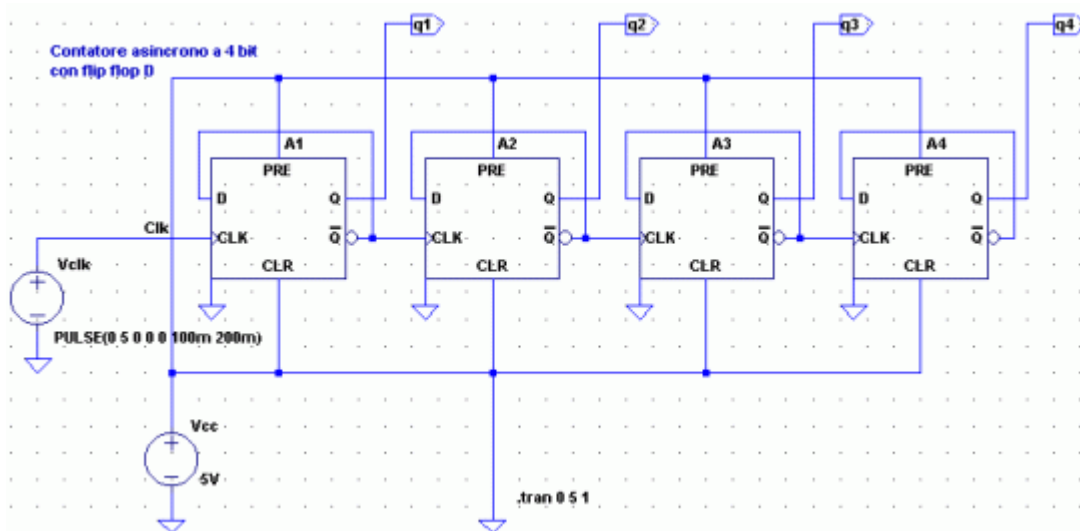
Rimando, tuttavia, ad un testo di elettronica digitale per un più approfondito studio di tutti quegli argomenti propedeutici e comunque correlati allo studio di questa fondamentale branca dell'elettronica – sistemi di numerazione binario, ottale ed esadecimale, algebra ed operatori booleani, porte e famiglie logiche, reti combinatorie e sequenziali, registri, memorie, microprocessori ecc.

In questo ultimo capitolo simuleremo con *SwitcherCAD III*© un semplice contatore asincrono a 4 bit, cioè capace di fornire in uscita 16 combinazioni binarie che esprimono il numero di impulsi applicati in ingresso, realizzato con 4 *flip flop di tipo D* (delay, cioè con ritardo).

Un *flip flop* (conosciuto anche col nome di bistabile) è un circuito che possiede due stadi stabili (livelli di uscita alto H e basso L) e che può passare da uno stato all'altro a seconda dei segnali d'ingresso, ma che rimane stabile se non è presente in ingresso alcun segnale.

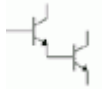
In realtà, un contatore asincrono dovrebbe essere costituito da *flip flop di tipo T* (toggle, cioè a commutazione) connessi in cascata. Possiamo ottenere un *flip flop T* (fatto con tecnologia più costoso di quello di tipo D) collegando l'uscita \bar{Q} con l'ingresso *D* ed applicando gli impulsi di conteggio all'ingresso *CLK* (clock). Per esempio l'integrato *TTL 7474* contiene due *flip flop D* che commutano sul fronte di salita [↑] del segnale di clock; saranno pertanto necessari due di questi integrati per la realizzazione del contatore.

Nella figura qui sotto è riportato lo schema del circuito contatore.



Con *SwitcherCAD III*© simuleremo questo circuito e confronteremo lo stato delle uscite *q1*, *q2*, *q3* e *q4* (rispettivamente dal bit meno significativo *LSB* a quello più significativo *MSB*) in funzione degli impulsi di clock applicati in ingresso, con la *Tabella di verità* riportata nella pagina successiva.

Il segnale di clock (o di temporizzazione) è, in questo caso, un onda quadra di *5V* e di periodo *200ms* che, per il semiperiodo ($T/2=100ms$) assume il valore alto H e per i restanti *100ms* quello basso L. Per ottenere questo andrà imposta al generatore di tensione *Vclk* la voce *Pulse* ed inseriti i seguenti valori: *PULSE (0 5 0 0 100m 200m)*



La *Tabella di verità* del contatore asincrono a 4 bit è la seguente:

| Decimale | (V)clk | (V)q4 | (V)q3 | (V)q2 | (V)q1 |
|----------|--------|-------|-------|-------|-------|
| 0 | ↑ | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | ↑ | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | ↑ | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | ↑ | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | ↑ | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | ↑ | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 6 | ↑ | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 7 | ↑ | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 8 | ↑ | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 9 | ↑ | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 10 | ↑ | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 11 | ↑ | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 12 | ↑ | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 13 | ↑ | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 14 | ↑ | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 15 | ↑ | 1 | 1 | 1 | 1 |

Premiamo **[Run]** nel menù **[Simulate]** e scegliamo *Transient*. Avviamo l'analisi imponendo 5s alla voce *Stop Time* ed *Is* alla voce *Time to Start Saving Data* (in tal modo il conteggio salterà il transitorio iniziale simulando, in sostanza, il comando *CLR* del flip flop ed avviando, quindi, il conteggio da 0-0-0-0).

Ricordo che il livello logico basso L equivale allo 0 mentre quello alto H equivale a 1. Nel nostro caso per le uscite *q1*, *q2*, *q3* e *q4* si ha, rispettivamente $0=L=0V$ e $1=H=1V$.

Inizialmente tutti i flip flop sono nello stato logico basso L ($q1=q2=q3=q4=0$).

Applicando un impulso all'ingresso di clock del *flip flop A1* si provoca il passaggio di *q1* dallo stato logico 0 ad 1 mentre i *flip flop A2*, *A3*, *A4* non cambiano stato in quanto non si è presentato al loro

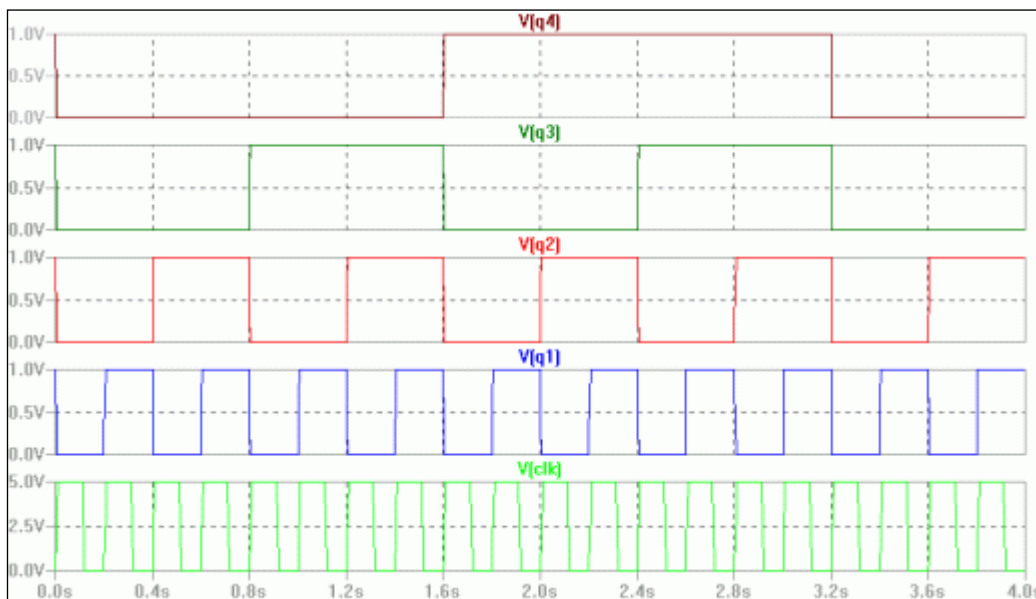
ingresso di *CLK* un fronte positivo. Si ha perciò: $q4=0$; $q3=0$; $q2=0$ e $q1=1$

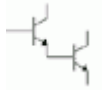
Con l'arrivo del secondo impulso sul *flip flop A1*, *q1* subisce una variazione negativa da 1 a 0. Questa variazione si trasmette all'ingresso *CLK* del *flip flop A2* provocando una variazione da 0 ad 1 di *q2*. I *flip flop A3* e *A4* non cambiano stato. Si ha quindi: $q4=0$; $q3=0$; $q2=1$ e $q1=0$

Al terzo impulso *q1* diventa 1, *q2* persiste nel suo stato alto (1) mentre i rimanenti flip flop non subiscono variazioni. Il contatore visualizza allora: $q4=0$; $q3=0$; $q2=1$ e $q1=1$

Continuando ad analizzare gli stati che si succedono si verifica che le configurazioni assunte in sequenza dal contatore sono quelle del sistema binario. All'arrivo del 15° impulso il contatore presenta la seguente configurazione: $q4=1$; $q3=1$; $q2=1$ e $q1=1$ Al 16° impulso, su *q1* si ha una variazione negativa da 1 a 0 che fa commutare il *flip flop A2* per cui anche *q2* presenta una variazione negativa. Lo stesso accade per i *flip flop A3* e *A4* che si resettano. Le uscite del contatore diventano nuovamente: $q4=0$; $q3=0$; $q2=0$ e $q1=0$

Ecco il plot su più piani della simulazione





APPENDICE

A) CREARE NUOVI MODELLI S.P.I.C.E.

Fondamentalmente esistono tre metodi. Supponiamo di voler inserire il modello di un *diode al silicio* come *1N4002* non previsto nella libreria *standard.dio*

Soluzione n. 1

1. Richiamiamo il simbolo del diodo sullo schema.
2. Editiamo la lettera “D” sullo schema e chiamiamo p.e. il diodo *1N4002*
3. Andiamo sullo schema e premiamo il tasto [S] ed inseriamo il modello come comando SPICE:

```
.model 1N4002 D(Is=14.11E-9 Rs=33.89E-3 N=1.984 Ikf=94.81 XTI=3 Eg=1.110 Cjo=51.17E-12 M=.2762 Vj=.3905 Fc=.5 Isr=100.0E-12 Nr=2 Bv=100.1 Ibv=10 Tt=4.761E-6 Iave=1 Vpk=100 mfg=Motorola type=silicon)
```

Soluzione n. 2

Si può anche realizzare un’apposita libreria p.e. *diodi2.lib* da inserire nella stessa cartella dello schema, e usare il comando di SPICE “.INCLUDE *diodi2.lib*” (nel tutorial è stato fatto così, per esempio, con il potenziometro; ovviamente è stato anche creato il simbolo *potentiometer.asy*).

Soluzione n. 3

Infine si può aggiungere il nuovo modello ad una libreria esistente. Andiamo in C:\Programmi\LTC\SwCADIII\lib\cmp e apriamo il file *standard.dio* con *Notepad*. Inseriamo il testo del modello e salviamo il file libreria. Avviamo (o riavviamo) *SwitcherCAD III*© Troveremo il nuovo (o i nuovi) modello nella libreria dei diodi.

Per gli altri componenti il discorso è analogo. Basta aprire l’apposita libreria: *standard.bjt* (per i BJT), *standard.mos* (per i MOS), *standard.jft* (per i JFET) ecc... e seguire i passi precedenti.

N.B. Sono presenti in rete dei motori di ricerca espressamente dedicati alla caratterizzazione di componenti elettrici, come quello disponibile sul sito <http://www.datasheetlocator.com> dove, tra l’altro, sono disponibili anche i collegamenti ai siti dei maggiori produttori di semiconduttori; spesso essi forniscono il modello S.P.I.C.E. dei componenti di loro produzione.

- AMD (Advanced Micro Devices) <http://www.amd.com/>
- Burr-Brown <http://www.burr-brown.com/>
- Eupec GmbH <http://www.eupec.de/>
- Fairchild Semiconductors <http://www.fairchildsemi.com/>
- IBM <http://www.chips.ibm.com/>
- Littelfuse Co. <http://www.littelfuse.com/>
- LTC (Linear Technology Corporation) <http://www.linear.com/>
- National Semiconductor <http://www.national.com/>
- Philips Semiconductors <http://www.semiconductors.philips.com/>
- ST Microelectronics <http://us.st.com/stonline/index.shtml>
- Siemens <http://www.siemens.de/>
- Texas Instruments <http://www.ti.com/sc/docs/products/index.htm>
- Toshiba Semiconductor <http://doc.semicon.toshiba.co.jp>



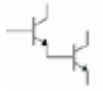
B) NETLIST

Una volta creato il circuito questo verrà descritto da un file di testo chiamato *netlist*. La prima linea in una *netlist* viene ignorata, poiché assume il valore di un commento. L'ultima linea di una *netlist* è generalmente identificata dal valore .END, che tuttavia può essere omesso. Ogni linea, dopo la linea di comando .END verrà ignorata.

L'ordine delle linee tra i commenti e la fine è irrilevante. Le linee possono contenere commenti, elementi circuitali o direttive di simulazione. Ad esempio:

```
* Questa prima linea è ignorata
* Il seguente circuito è un classico RC con segnale d'ingresso
* formato da un onda quadre di 1MHz
R1 n1 n2 1K ; Una resistenza da 1kOhm tra i nodi n1 e n2
C1 n2 0 100p ; Una capacità da 100pF tra i nodi n2 and la terra (potenziale 0)
V1 n1 0 PULSE(0 1 0 0 0 .5μ 1μ) ; Un'onda quadra di 1MHz
.tran 3μ ; Analisi del transitorio per un periodo pari a 3μs
.end
```

Le prime due linee sono commenti. Ogni linea comincia con "*"; essendo commenti saranno ignorati dal simulatore. La linea che comincia con "R1" definisce un resistore di valore 1K connesso tra il nodo n1 e il nodo n2. Si noti che il segno ";" può essere usato per iniziare un commento a fianco della linea di comando. La linea che comincia con "C1" dichiara, invece, che c'è un condensatore del valore di 100pF tra il nodo n2 e il potenziale 0 (la terra).



C) LETTERE, NUMERI E SUFFISSI

A - Z: Un elemento circuitale è riconosciuto innanzitutto da una lettera, p.e. "R" per un *resistore*, "C" per un *condensatore*, "L" per un *induttore*. Ogni elemento in un circuito è specificato da un nome, altrettanto viene fatto per i nodi ai quali gli elementi circuitali sono connessi e per il valore dei parametri che determinano le caratteristiche elettriche dei singoli elementi. La prima lettera che compone il nome di un elemento ne specifica il tipo. Così R, R1, RL, ROUT, and R3AC2ZY sono nomi validi per un resistore. Il nome di un elemento circuitale deve essere unico; per esempio, ci può essere un solo valore R1 in un circuito. Alcuni elementi circuitali richiedono modelli che devono essere chiaramente definiti.

I numeri possono essere espressi non solo con la notazione scientifica; p.e. $1e12$; ma anche usando i suffissi moltiplicativi letterali. Così, 1000.0 o $1e3$ può scriversi anche come 1K.

| SUFFISSO | FATTORE MOLTIPLICATIVO | TERMINE |
|-----------|------------------------|---------|
| T | $1e12$ | Tera |
| G | $1e9$ | Giga |
| Meg | $1e6$ | Mega |
| k | $1e3$ | Kilo |
| m | $1e-3$ | Milli |
| u o μ | $1e-6$ | Micro |
| n | $1e-9$ | Nano |
| p | $1e-12$ | Pico |
| f | $1e-15$ | Femto |

I nomi dei nodi possono essere arbitrari e formati da semplici stringhe di caratteri. In generale in un circuito il nodo a potenziale comune (0) è chiamato GND (ground, la terra). Da notare che le stringhe, "0" e "00" indicano nodi distinti.



D) COMANDI DI EDITING

Comando [Tasto] Descrizione

Undo (*annullare*) [F9] Annulla i comandi precedenti.

Redo (*indietro*) [Shift+F9] Torna all'ultimo comando.

Text (*testo*) [T] Inserisce del testo di commento sullo schema.

SPICE directive (*comando SPICE*) [S] Inserisce una nuova direttiva SPICE.

Resistor (*resistore*) [R] Inserisce una resistenza nello schema.

Capacitor (*condensatore*) [C] Inserisce un condensatore.

Inductor (*induttore*) [L] Inserisce un induttore (induttanza).

Diode (*diodo*) [D] Inserisce un diodo.

Component (*componente*) [F2] Inserisce il simbolo di un componente elettrico.

Rotate (*ruota*) [Ctrl+R] Ruota un componente o un blocco selezionato.

Mirror (*specchio*) [Ctrl+E] Inverte (specchia) ruotandolo rispetto all'asse y un componente.

Draw Wire (*disegna un filo*) [F3] Connette i componenti tra loro.

Label Net (*etichetta*) [F4] Identifica la "terra" o altri nodi, le uscite, gli ingressi ecc.

Place GND (*terra*) [G] Pone il simbolo del potenziale di "terra" (Groud) 0 nello schema.

Delete (*cancella*) [F5] Cancella l'oggetto o un'intera porzione di schema selezionato.

Duplicate (*duplica*) [F6] Copia un oggetto o una porzione di schema.

Move (*muovi*) [F7] Muove un oggetto o una porzione di schema.

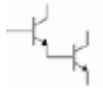
Paste (*incolla*) [CTRL+V] Copia un oggetto o intera porzione di schema o tra più schemi.

Drag (*sposta*) [F8] Attiva il "drag 'n' drop" ovvero sposta un oggetto o interi blocchi.

Draw (disegna) [solo dal menù **Edit**] Disegna sullo schema rispettivamente:

Line (*linea*), **Rectangle** (*rettangolo*), **Circle** (*cerchio*), **Arc** (*arco*); elementi però che non vengono considerati dalla *netlist* dello schema elettrico.

I comandi sono riferiti alla versione 2.19w



E) COMANDI LT/S.P.I.C.E.

.AC - Analisi in alternata AC. Questo tipo di analisi è utilizzata per verificare la risposta in frequenza di filtri, reti, analisi di stabilità e rumore.

Sintassi: `.ac <oct, dec, lin> <Nsteps> <StartFreq> <EndFreq>`

La frequenza è definita tra un valore iniziale (StartFreq) ed uno finale (EndFreq). La risoluzione è definita dai parametri "oct", "dec", o "lin" e dal numero di steps secondo la seguente tabella:

| | |
|-----|--|
| oct | No. di step per ottave |
| dec | No. di step per decade |
| lin | Numero totale, in scala lineare, di step tra StartFreq e EndFreq |

.DC - Analisi in continua DC con variazione di portata (sweep)

Sintassi: `.dc <srcnam> <Vstart> <Vstop> <Vincr> + [<srcnam2> <Vstart2> <Vstop2> <Vincr2>]`

<srcnam> Nome del generatore indipendente (V/I)
<Vstart> Valore iniziale
<Vstop> Valore finale
<Vincr> Incremento

.Ferret - Esegue il download di un file dal web assegnando l'URL

* esempio
`.ferret http://ltspice.linear.com/software/scad3.pdf`
`.end`

.FOUR - Misura la componente di Fourier dopo l'analisi del transitorio

Sintassi: `.four <frequency> [Number of Harmonics] <data trace1> [<data trace2> ...]`

<frequency> frequenza
[Number of Harmonics] il numero di armoniche che compongono il segnale
<data trace1> dati della prima traccia
<data trace2> dati della seconda traccia...

.FUNC - funzione definita dall'utente

Sintassi: `.func myfunc(x,y) {sqrt(x*x+y*y)}`

```
.param u=100 v=600
V1 a 0 pulse(0 1 0 1n 1n .5µ 1µ)
R1 a b {myfunc(u,v/3)}
C1 b 0 100p
.tran 3µ
.end
```



.IC - assegna le condizioni iniziali di un componente (p.e. induttori o condensatori)

Sintassi: `.ic [V(<n1>)=<voltage>] [I(<inductor>)=<current>]`

Esempio: `.ic V(in)=2 V(out)=5 V(vc)=1.8 I(L1)=300m`

.INCLUDE - include un file che può essere una libreria o un sub-circuito nello schema

Sintassi: `.include <nome file>`

Esempio: `.include potentiometer.sub`

Include il sub-circuito del potenziometro (scaricabile p.e. da <http://groups.yahoo.com/group/LTspice>) nello schema. I file `potentiometer.sub` e `potentiometer.asy` dovranno essere "inclusi" nella stessa directory dello schema.

.MEAS - misura parametri elettrici definiti dall'utente.

Sintassi: `.MEAS[SURE] [AC|DC|OP|TRAN|TF|NOISE]<name>+ [<FIND|DERIV|PARAM>`

Esempio: `.MEAS TRAN res1 FIND V(out) AT=5m`

Stampa il valore di $V(out)$ a $t=5ms$ ed etichettato come `res1`.

.MODEL - definisce un modello per un diodo, transistor, interruttore, ecc.

Sintassi: `.model <modname> <type>[(<parameter list>)]`

.NODESET - stabilisce le condizioni iniziali (DC)

Sintassi: `.NODESET V(node1)=<voltage> [V(node2)=<voltage> [...]]`

Si usa per far variare lo stato di un circuito, si pensi alla variazione che si determina un flip-flop.

.NOISE - analisi del rumore in una rete

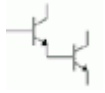
Sintassi: `.noise V(<out>[,<ref>]) <src> <oct, dec, lin> <Nsteps> + <StartFreq> <EndFreq>`

`(<out>[,<ref>])` è il nodo d'uscita dove viene calcolato il rumore. Può essere espresso come funzione di $V(n1, n2)$ per rappresentare il voltaggio tra 2 nodi. `<src>` è il nome del generatore indipendente di segnale a cui è riferito il rumore in ingresso. I parametri `<oct, dec, lin>`, `<Nsteps>`, `<StartFreq>`, and `<EndFreq>` definiscono il campo di frequenza e la risoluzione come nell'analisi `.ac`

.OP - Trova i potenziali statici di una rete alimenta in continua

Sintassi: `.OP`

.PARAM - Parametri definiti direttamente dall'utente



Esempio:

```
* Questa è la definizione del circuito
.params x=y y=z z=1k*tan(pi/4+.1)
X1 a b 0 divider top=x bot=z
V1 a 0 pulse(0 1 0 .5µ .5µ 0 1µ)
* Questa è la definizione del sub-circuito
.subckt divider n1 n2 n3
r1 n1 n2 {top}
r2 n2 n3 {bot}
.ends
*
.tran 3µ
.end
```

.SAVE - Limita la quantità dei dati da salvare di un'analisi

Sintassi: `.save V(out) [V(in) [I(L1) [I(S2)]]]`

Ad esempio: `.save I(Q2)` Salverà la corrente di base, collettore e di emettitore di un BJT(Q2) tralasciando gli altri elementi. Poiché certe analisi possono richiedere molto spazio (in termini di mega occupati sull'HD) questa opzione permette di restringere la quantità dei dati salvati.

.STEP - Sweep sui parametri

Esempio: `.step temp -55 125 10`

Step di temperatura tra i -55°C e i +125°C con incremento di 10 gradi.

.TEMP - sweep di temperatura

Sintassi: `TEMP <T1> <T2> ...`

Un'altra forma per definire un'analisi per un dato intervallo di temperatura...

.TF - Calcola la funzione di trasferimento per segnali in continua

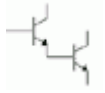
Sintassi: `.TF V(<node>[, <ref>]) <source>` Oppure `.TF I(<voltage source>) <source>`

.TRAN - analisi del transitorio

Sintassi: `.TRAN <Tstep> <Tstop> [Tstart [dTmax]] [modifiers]` oppure
`.TRAN <Tstop> [modifiers]`

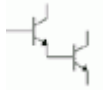
.WAVE - Trasforma una tensione (o corrente) presente in un nodo in un file .wav

Sintassi: `.WAVE <filename.wav> <Nbits> <SampleRate> V(out)`



Esempio: .wave C:\output.wav 16 44.1K V(left) V(right)

Scrivi il file output.wav in C:\ a 16bit con frequenza di campionamento di 44100Hz, stereo. Il file se presenta frequenze nel campo 20÷20kHz è riprodotto dalla scheda audio.



F) INSTALLAZIONE E REQUISITI HARDWARE-SOFTWARE

SwitcherCAD III© può essere scaricato direttamente dal sito della Linear Technology Co. <http://www.linear.com/software/>. Il file di installazione **swcadiii.exe** è di tipo auto-estraente. SwitcherCAD III© viene spesso aggiornato. Appena conclusa l'installazione può essere effettuato l'auto-update per il necessario aggiornamento direttamente dal menù Tools, scegliendo la voce [Sync Release].

LTspice/SwitcherCAD III© gira su computer con sistema operativo Windows© 95, 98, 2000, NT4.0, Me, o XP. non funziona invece sotto Windows 3.1 o DOS. Poiché certe simulazione possono generare molti megabyte di dati in poco tempo, lo spazio libero richiesto sul hard disk deve essere almeno (>200MB). Si raccomanda, inoltre, almeno 128MB di memoria RAM.

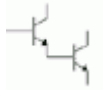
LTspice/SwitcherCAD III© gira anche su Linux. Il programma è stato testato su Linux RedHat 8.0 con la versione di WINE 20030219.

-
- **Windows** è un marchio registrato® da *Microsoft Corporation*.
 - **SwitcherCAD III** è un marchio registrato® da *Linear Technology Corporation*.

Tutti gli altri prodotti, marchi, loghi ecc. eventualmente citati in questo Tutorial sono dei rispettivi proprietari.

Per ulteriori spiegazioni si rimanda all'HELP e alle FAQs del programma (che appaiono sufficientemente chiare). Inoltre può tornare utile un manuale sulla modellazione SPICE.

Versione pubblicata nel Febbraio 2007 ☺.



G) BIBLIOGRAFIA

- *Elettronica, componenti e tecniche circuitali*

E. Cuniberti, L. De Lucchi, B. De Stefano – Petrini editore, Torino (1992)

- *Elettronica, dispositivi e sistemi*

E. Cuniberti, L. De Lucchi, B. De Stefano – Petrini editore, Torino (1992)

- *Manuale per il laboratorio di misure elettroniche*

R. Giometti, F. Frascari – Calderini editore, Bologna (1989)

- *Sistemi automatici*

D. Fuselli e AA.VV. – Zanichelli editore, Bologna (1993)

- *Enciclopedia di elettronica ed informatica*

Gruppo editoriale Jackson, Milano (1984)

- *Manuale di elettronica e telecomunicazioni*

G. Biondo, E. Sacchi – Hoepli editore, Milano (1993)

- *Electrical engineering and electronics*

E. H. Glendinning – Oxford University Press, Oxford UK (1990)

- *Manuale di elettronica*

E. Pasahow – McGraw-Hill e Gruppo editoriale Jackson, Milano (1988)

- *Introduzione a Spice*

D. Davino, L. Verolino – Liguori editore, Napoli (2000)

- *Tecnologia, disegno e progettazione*

W. Antuono – Italtibri editore, Napoli (1990)

- *L'elettronica digitale*

A. D'Orta – Italtibri editore, Napoli (1988)

- *The ARRL handbook for radio amateurs*

P. Y. Oh – American Radio Relay League (2002)

- RIVISTE

- *Fare Elettronica - Milano*

- *Nuova Elettronica - Bologna*

- DATA BOOK

- Vari Data book delle seguenti case costruttrici: *Fairchild, National, Linear Technology, Philips, Texas Instruments, ST Microelectronics, Signetics.*



H) CONTENTS (IN ENGLISH)

- License Creative Commons.....pag. 2
- Preface.....pag. 4
- Agreement/Disclaimer.....pag. 4
- In the Net.....pag. 4
- Introduction.....pag.5

UNITS

- 1.0 Menu, tool bar and preference.....pag. 6
- 2.0 The first scheme (with voltage, current and power measures).....pag. 7
- 3.0 Parametric analysis and a variable resistor.....pag. 10
- 4.0 Phase and attenuation measures with the transient analysis.....pag. 11
- 5.0 Transient analysis with RLC series.....pag. 13
- 6.0 Frequency response and resonance pulsation.....pag. 16
- 7.0 Passive and active filters.....pag. 18
- 8.0 Characteristic curve and applications of the diode.....pag. 30
- 9.0 Current sweeps and the characteristics curve of collector.....pag. 35
- 10.0 Operating point in a electrical network.....pag. 36
- 11.0 Temperature sweeps and operating point.....pag. 38
- 12.0 Common emitter BJT amplifier.....pag. 40
- 13.0 Switch on-off and NOR gate with the BJT.....pag. 42
- 14.0 Characteristics curve of JFET and MOSFET.....pag. 44
- 15.0 Automatic Gain Control (AGC) amplifier with BJT and JFET.....pag. 46
- 16.0 Operational Amplifiers.....pag. 48
- 17.0 Conversion of the generators with Op. Amp.pag. 52
- 18.0 Noise figure and noise density measures.....pag. 53
- 19.0 Applications with Op. Amp. (window comparator and current/voltage converter).....pag. 55
- 20.0 Wave generators.....pag. 57
- 21.0 The thyristors (SCR, DIAC, TRIAC).....pag. 62
- 22.0 Sampling theorem (Shannon's theorem) and Fast Fourier Transform (FFT).....pag. 64
- 23.0 Electronic hooter (and .wav files).....pag. 66
- 24.0 FM microtransmitter.....pag. 67
- 25.0 Psycho-microphone.....pag. 68
- 26.0 Mini equalizer.....pag. 69
- 27.0 Four bit asynchronous counter with flip flop D.....pag. 70

APPENDIX

- A) Create New Models.....pag. 72
- B) The Netlist.....pag. 73
- C) The Letters, Numbers and Suffixes.....pag. 74
- D) Editing Commands.....pag. 75
- E) LT/SPICE Commands.....pag. 76
- F) Software Installation and Hardware Requirements.....pag. 80
- G) Bibliografy.....pag. 81
- H) Contents (in english).....pag. 82

