

Appunti Di Elettronica

May 31, 2018

Contents

1	Amplificatori	3
2	Filtri	5
3	Circuiti a retroazione positiva	7
4	Semiconduttori	7
5	Giunzione PN	10
6	Diodo	11
7	Transistor a effetto di campo	13
8	Transistor a giunzione bipolare	15
9	Modelli a piccolo segnale	16
10	Esercizi	18
10.1	Esercizio	18
10.2	Esercizio	19
10.3	Esercizio	19
10.4	Esercizio	20
10.5	Esercizio	20
10.6	Esercizio	20
10.7	Esercizio	21
10.8	Esercizio	21
10.9	Esercizio	22
10.10	Esercizio	22
10.11	Esercizio	23
10.12	Esercizio	24
10.13	Esercizio	25
10.14	Esercizio	25
10.15	Esercizio	26
10.16	Esercizio	26
10.17	Esercizio	27
10.18	Esercizio	28
10.19	Esercizio	29
10.20	Esercizio	30

Appunti presi dalle lezioni di A. Bevilacqua e E. Zanoni, dal *Microelettronica* di R.C. Jaeger e T.N. Blalock. I circuiti sono stati disegnati con *Scheme-it*.

Da sapere. Cosa sono i partitori di corrente e di tensione. *Tensione in modo comune o differenziale*, in elettronica, quando un segnale è trasmesso per mezzo di una differenza di potenziale, ovvero si hanno V_+ e V_- ci sono due modi per rappresentarlo, il modo comune e il modo differenziale, rispettivamente:

$$V_{icm} = \frac{V_+ + V_-}{2} \quad \text{e} \quad V_{idm} = V_+ - V_-$$

1 Amplificatori

Riassunto e tabelle sugli amplificatori. Approccio a black box. **Nota.** Gli amplificatori operazionali sono da considerarsi un caso particolare di *amplificatori differenziali*, ossia oggetti che amplificano la differenza di potenziale tra i morsetti di ingresso. Gli amp-diff ideali hanno $R_{id} = \infty$ e $R_o = 0$ mentre gli amp-op ideali ereditano queste caratteristiche e in aggiunta hanno $A = \infty$.

Amplificatore operazionale ideale. Il parametro principale di un amplificatore operazionale ("OpAmp", per gli amici) è il guadagno, dato da:

$$v_o = A v_{id} = A (v_+ - v_-)$$

Con due ipotesi si riesce a rendere il tutto un po' più *ideale* (soprattutto per il conti).

	ipotesi	implica
hp1	$A \rightarrow \infty$	$v_{id} \rightarrow 0$
hp2	$R_{id} \rightarrow \infty$	$i_+ = i_- \rightarrow 0$

La principale conseguenza della prima ipotesi è che, essendo la tensione in ingresso nulla, *è come se i due morsetti fossero collegati* (cosa che è bene sapere ma è meglio non dire), ovvero sono alla stessa tensione. La seconda ipotesi dice invece che *non entra corrente* dai due morsetti.

Sul terminale d'uscita non si fanno particolari assunzioni, in genere può assorbire o erogare corrente.

Tutte le tensioni in un OpAmp devono essere comprese nel range delle tensioni di alimentazione, di solito chiamate V_{CC} e V_{EE} .

Il morsetto indicato con $+$ è chiamato morsetto *non invertente* mentre il morsetto indicato con $-$ è chiamato morsetto *invertente*.

Caratteristiche delle principali configurazioni. Una tabella decisamente molto utile, qui si ha $A_v = v_o/v_s$.

	guadagno	R_{IN}	R_{OUT}
invertente	$A_v = -R_2/R_1$	R_1	0
non invertente	$A_v = 1 + R_2/R_1$	∞	0
transresistenza	$A_{tr} = -R_2$	0	0
buffer a guadagno unitario	$A_v = 1$	∞	0

Come ricavarsi questa tabella? Applicando generatori di tensione o corrente (questi ultimi sono più efficaci per calcolare R_{OUT} perché la corrente fluisce tutta nel terminale di output) e usare le leggi di Kirchhoff (tensioni di maglia). Ricordarsi delle ipotesi e della *massa virtuale*.

Amplificatore invertente. Non ci vuole un genio a capire che si chiama così perché il generatore si attacca al morsetto invertente e il segnale in ingresso è invertito, quindi se all'ingresso ho $\sin \omega t$ all'uscita trovo $-\sin \omega t$ (sfasamento di 180 gradi). Nel caso di guadagno *finito* (quindi $A < \infty$ ma $i_+ = i_- = 0$) abbiamo:

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \frac{A}{AR_1 + R_1 + R_2}$$

Amplificatore non invertente. Non c'è molto da dire a riguardo. Bisogna sapere cosa succede nel caso che il guadagno dell'OpAmp sia *finito*, quindi viene dato il parametro $A = v_{id}/v_o < \infty$ però abbiamo ancora che $R_{id} \rightarrow \infty$ e quindi $i_+ = i_- = 0$.

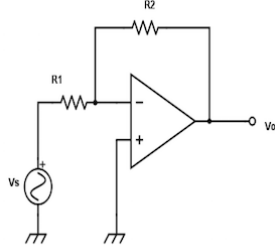
$$A_v = v_o/v_s = \frac{A}{1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_2}} = \frac{A}{1 + A\beta} \text{ con } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ fattore di retroazione}$$

Amplificatore di transresistenza. Detto anche di transconduttanza, con questa configurazione abbiamo un convertitore corrente-tensione, ovvero da i_i a v_o . Si ottiene da un amplificatore invertente senza R_1 . Molto usato per i ricevitori in fibra ottica. Il guadagno ha dimensione di una resistenza.

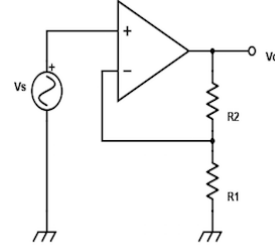
Buffer a guadagno unitario. O inseguitore di tensione, utilizzato per sensori e sistemi di acquisizione dei dati.

	tensione di uscita
sommatore	$-R_3(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2})$
sottrattore	$-\frac{R_1}{R_2}(v_1 - v_2)$
da strumentazione	$v_s \frac{R_4}{R_3}(1 + \frac{2R_2}{R_1})$

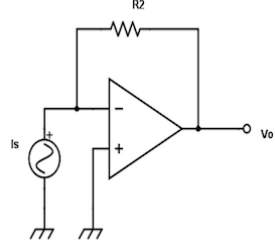
Amplificatore da strumentazione. Questo amplificatore è realizzato con due strati: il primo con due amplificatori non invertenti che ricevono e amplificano due segnali e il secondo con un amplificatore sottrattore che riceve i segnali in uscita dai primi. Si utilizza appunto per amplificare la differenza tra i segnali in ingresso.



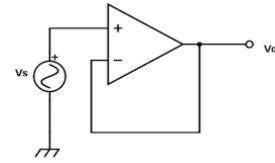
(a) Configurazione invertente



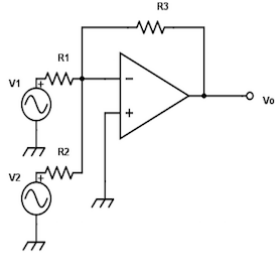
(b) Configurazione non invertente



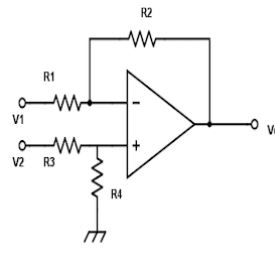
(c) Configurazione in transresistenza



(d) Buffer a guadagno unitario



(e) Configurazione sommatore



(f) Configurazione sottrattore

Figure 1: Configurazioni di amplificatori

2 Filtri

Alcune considerazioni sui filtri che si possono realizzare con un OpAmp, un condensatore e qualche resistore. Ecco le impedenze dei tre principali componenti. La variabile complessa s vale $s = \omega j$.

resistore	$Z_R = R$
condensatore	$Z_C = 1/sC$
induttore	$Z_L = sL$

Le funzioni di trasferimento delle configurazioni non invertente e invertente sono rispettivamente:

$$W(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad W(s) = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

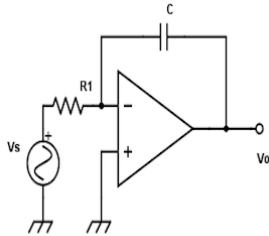
	funzione di trasferimento
integratore	$-\frac{1}{sCR_1}$
derivatore	$-sCR_2$

Integratore. Relazioni da ricordare:

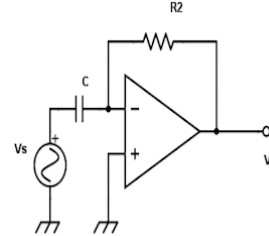
$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_s(\tau) d\tau + v_o(0)$$

Derivatore. Relazioni da ricordare:

$$i_s = C \frac{dv_s}{dt} \quad v_o = -RC \frac{dv_s}{dt}$$



(a) Filtro integratore



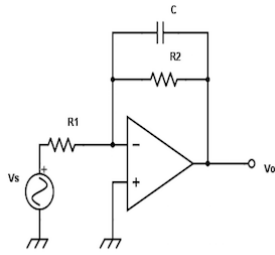
(b) Filtro derivatore

	funzione di trasferimento
passa basso	$-\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1+sCR_2}$
passa alto	$-\frac{R_2}{R_1} \frac{s}{s+\frac{1}{CR_1}}$
passa banda	$-\frac{C_1 R_2}{(1+sC_1 R_1)(1+sC_2 R_2)}$

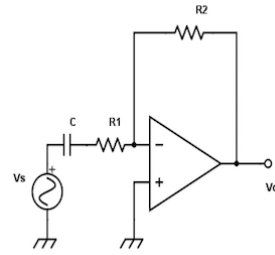
Passa Basso. L'impedenza Z_2 è realizzata con il parallelo di condensatore e resistenza. Caratterizzato da guadagno a bassa frequenza $A_0 = -R_2/R_1$ e frequenza di taglio $\omega_H = \frac{1}{CR_2}$. Amplifica le frequenze al di sotto di ω_H per le quali si comporta come un amplificatore invertente di guadagno A_0 .

Passa Alto. L'impedenza Z_1 è realizzata con la serie di un condensatore e resistenza. Caratterizzato da guadagno ad alta frequenza $A_0 = -R_2/R_1$ e frequenza di taglio $\omega_L = \frac{1}{CR_1}$. Amplifica le frequenze al di sopra di ω_L .

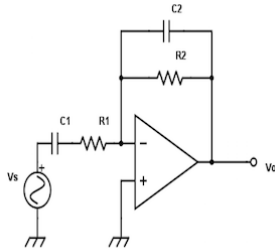
Passa Banda. La fusione del passa basso e del passa alto.



(a) Filtro passa basso



(b) Filtro passa alto

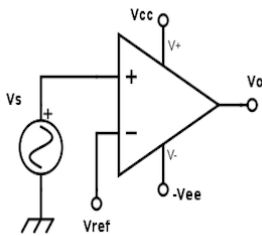


(c) Filtro passa banda

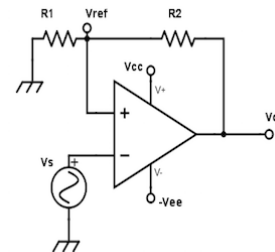
Figure 3: Principali tipi di filtro

3 Circuiti a retroazione positiva

Comparatore. Trigger di Schmitt.



(a) Circuito comparatore



(b) Circuito trigger di Schmitt

4 Semiconduttori

"La struttura atomica del silicio non gli consente di condurre elettricità, ma lui si droga e conduce ugualmente."

Antico detto ingegneristico¹².

¹Taluni sostengono che il detto giunga dai dipartimenti di fisica. Questi "taluni" farebbero meglio a tacere, senza rancore.

²Le citazioni in questa forma vengono sempre inspiegabilmente attribuite ad A. Einstein.

Materiali. In base al parametro della *resistività*, indicato con ρ e misurato in $\Omega \cdot cm$, si possono distinguere tre tipi di materiale: conduttori, semiconduttori e isolanti. Si possono avere semiconduttori elementari (formati da atomi di un solo elemento) oppure semiconduttori composti. I più importanti semiconduttori elementari sono: *Boro* (B), *Silicio* (Si), *Fosforo* (P), *Gallio* (Ga), *Germanio* (Ge), *Arsenico* (As), *Indio* (In). Il Boro, appartenendo al III gruppo della tavola periodica, possiede *3 elettroni di valenza nell'orbitale più esterno*, Silicio e Germanio ne hanno 4 mentre Fosforo e Arsenico 5.

Materiale	Resistività	Energy Gap
Isolanti	$\rho > 10^5$	$E_G > 5 eV$
Semiconduttori	$10^{-3} < \rho < 10^5$	$0,5 eV < E_G < 4 eV$
Conduttori	$\rho < 10^{-3}$	$E_G \ll kT$

Nella forma cristallina, ogni atomo di Silicio forma 4 *legami covalenti* con altrettanti atomi e per temperature prossime allo 0 assoluto gli elettroni del livello più esterno se ne stanno al loro posto. Con l'aumentare della temperatura alcuni legami possono rompersi liberando elettroni. La densità di elettroni liberi è detta *concentrazione intrinseca*, indicata con n_i e misurata in cm^{-3} , segue la relazione

$$n_i^2 = BT^3 \exp \frac{-E_G}{kT}$$

dove abbiamo:

- E_G : *energy gap*, ampiezza della banda proibita del semiconduttore (1,12 eV per il Silicio)
- k : costante di Boltzmann $8,62 \cdot 10^{-5} eV/K$ o $1,38 \cdot 10^{-23} J/K$
- T : temperatura assoluta [K]
- B : parametro caratteristico del materiale ($1,08 \cdot 10^{31} K^{-3} cm^{-6}$ per il Silicio)

L'*ampiezza della banda proibita* E_G rappresenta la quantità di energia necessaria a rompere un legame covalente liberando un elettrone. Per un semiconduttore intrinseco (senza impurità) si ha che la densità di elettroni di conduzione n e la densità di lacune p è uguale a n_i .

Semiconduttori drogati. Se nel reticolo cristallino del Silicio vengono inseriti atomi di Boro oppure Fosforo o Arsenico abbiamo un semiconduttore drogato. Con Fosforo e Arsenico (che hanno 5 elettroni nel livello più esterno) si parla di *donatori* perchè questi forniscono un elettrone e abbiamo un drogaggio di tipo n . Mentre con il Boro (che ha 3 elettroni) si parla di *accettore* perchè fornisce una lacuna (uno spazio dove può stare un elettrone) e abbiamo un drogaggio di tipo p .

A temperatura ambiente $T = 300K$ e con $N_D \gg n_i$ atomi donatori abbiamo $n \cong N_D$, similmente con $N_A \gg n_i$ atomi accettori nel reticolo cristallino abbiamo $p \cong N_A$ dove n e p sono rispettivamente il numero di elettroni liberi (di conduzione) e il numero di lacune.

Sia EHP : electron/hole pair, il tasso di generazione G di EHP è funzione della temperatura quindi $G = f_1(T)$ e il tasso di ricombinazione R è dato da $R = n p f_2(T)$. All'equilibrio termodinamico $R = G$, si ottiene quindi la *legge di azione di massa* e a seguire l'equazione di neutralità della carica:

$$(AM) : n p = n_i^2 \quad (NC) : q(N_D - p + N_A - n) = 0$$

dalle quali si possono ricavare le concentrazioni di elettroni liberi e lacune in presenza di entrambe le specie droganti:

$$\text{Sostituendo } p = \frac{n_i^2}{n} \text{ in (NC) si ha } n = \frac{(N_D - N_A) \pm \sqrt{(N_D - N_A)^2 + 4n_i^2}}{2}$$

Corrente di deriva. In inglese *drift* è la corrente delle cariche mosse da un campo elettrico. Il moto complessivo degli elettroni ha componenti date da agitazione termica e campo elettrico, la velocità termica media è nulla. La velocità oltre una certa soglia tende a saturare, per il silicio $v_{sat} \cong 10^7 \text{ cm/s}$. Alcune formule importanti da Fisica II:

$$v = -\frac{qE}{m}t, \quad \mu_n = \frac{qt}{m} \text{ da cui si ricava } I = -N_D \mu_n E q A = -J_n A$$

Dove abbiamo:

- v : velocità *di deriva* dei portatori di carica (elettroni)
- μ : mobilità dei portatori di carica (nel silicio $\mu_n = 1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ e $\mu_p = 500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$)
- I : corrente attraverso sezione A

Si ottiene quindi la densità di corrente di deriva totale e conducibilità del materiale:

$$j_T^{drift} = j_n + j_p = q(n\mu_n + p\mu_p) E \quad \sigma = q(n\mu_n + p\mu_p) \text{ con } \sigma = 1/\rho$$

Corrente di diffusione. Il drogaggio di solito non è costante (distribuzione non uniforme) e i portatori di carica liberi tendono a diffondere da zone a maggiore concentrazione verso altre dove questa è più bassa. Gli elettroni diffondono infatti dove la carica è maggiore, per le lacune vale il contrario. La corrente di diffusione è data da:

$$j_n^{diff} = +q D_n \frac{\partial n}{\partial x} \quad j_p^{diff} = -q D_p \frac{\partial p}{\partial x}$$

dove D_n è la diffusività degli elettroni. Diffusività e mobilità sono legate dalla *relazione di Einstein*

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{kT}{q} = \frac{D_p}{\mu_p} \text{ con } V_T = \frac{kT}{q}$$

dove V_T è la tensione termica.

Corrente totale. La corrente totale (per lacune e elettroni) è data dalla somma della componente per diffusione e dalla componente di deriva (per le lacune cambia solo il segno $-$):

$$J_n(x) = q(n(x) E(x) + D_n \frac{\partial n(x)}{\partial x})$$

Conclusioni. Consideriamo la variazione nel tempo della concentrazione di elettroni (e similmente anche per le lacune, salvo segni) in un volume di area infinitesimale $A dx$ data dall'equazione

$\frac{dn}{dt} A dx = -\frac{1}{q}(J_n(x) - J_n(x + dx))A + (G - R)A dx$ che porta a $\frac{dn}{dt} = \frac{1}{q} \frac{dJ_n}{dx} + (G - R)$ dalla quale, sostituendo J_n si ottiene l'equazione di continuità

$$\frac{dn}{dt} = \mu_n n \frac{dE}{dx} + \mu_n E \frac{dn}{dx} + D_n \frac{d^2 n}{dx^2} + (G - R)$$

(vedere esempi di risoluzione equazione)

5 Giunzione PN

Cosa accade se si pongono due semiconduttori drogati p e n l'uno accanto all'altro? Per rispondere a questa domanda potrebbe tornare utile pensare a cosa accadrebbe se ci fossero due feste, una del dipartimento di ingegneria e l'altra del dipartimento di psicologia, in due locali adiacenti. Bene, all'ora x si aprono gli accessi che mettono in comunicazione i due locali e *ovviamente* gli elettroni, cioè i ragazzi *liberi*, diffondono da un locale a maggior concentrazione maschile verso il locale con il maggior numero di lacune da colmare (associazione *ragazze* \rightarrow *lacune* è del tutto casuale, non vi è alcun riferimento anatomico in tutto ciò). Allo stesso modo possiamo pensare che anche le ragazze preferiscano fluire dalla loro noiosa festa dipartimentale verso la festa di ingegneria (e così avviene, anche se solo virtualmente).

Cercando di rispondere alla domanda iniziale, ponendo un semiconduttore p accanto ad uno drogato n , si genera una corrente di diffusione: gli elettroni in n finiscono in p e le lacune in p finiscono in n . Questo genera un campo elettrico E , nei pressi della giunzione, che si oppone alla corrente di diffusione. Si raggiunge un equilibrio dinamico: $J^{drift} = J^{diff}$. Il risultato è una regione di carica spaziale (RCS) compresa tra due regioni quasi neutre (RQN). Tuttavia nella RCS si hanno due diverse densità di carica

$$\rho(x) = -qN_A \text{ per } -x_p < x < 0 \quad \text{e} \quad \rho(x) = qN_D \text{ per } 0 < x < x_n.$$

Con l'equazione di Poisson si ottiene

$$(\text{Poisson}) \quad \frac{dE}{dx} = \frac{\rho}{\epsilon_s} \quad \text{e} \quad E = -\frac{dV}{dx}$$

All'equilibrio la corrente totale (paragrafo precedente) è nulla, quindi vale:

$$q \mu_n(x) n E(x) = -q D_n \frac{dn}{dx} \quad (\text{con eq. Einstein}) \quad dV = V_T \frac{1}{n} dn$$

conoscendo le concentrazioni di elettroni e lacune nelle RQN, date da regione p : $n_p = \frac{n_i^2}{N_A}$, regione n : $n_n = N_D$, si ottiene

$$V_2 - V_1 = V_T \ln\left(\frac{n_2}{n_1}\right)$$

La lunghezza della regione di svuotamento si ottiene dall'equazione

$$W_{dep} = x_p + x_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) V_0} \quad \frac{x_n}{x_p} = \frac{N_A}{N_D}$$

Giunzione PN polarizzata. Si collega un generatore di tensione V_A collegando polo $+$ alla regione p e polo $-$ alla regione n . Se $V_A < 0$ si è in regime di polarizzazione inversa e la tensione di sbarramento aumenta. Se $V_A > 0$ si è in polarizzazione diretta e la tensione di sbarramento diminuisce.

6 Diodo

Il diodo é un componente elettronico che funziona come una valvola: se la tensione applicata ai suoi capi è positiva, il diodo fa passare corrente, altrimenti non conduce. Modificando la tensione ai capi di un diodo si modifica infatti il *potenziale di giunzione* indicato con Φ_j , la barriera che limita lo spostamento delle cariche.

Per tensioni inferiori a $-0,1V$ la corrente non è zero ma tende ad un valore costante, la corrente di saturazione $-I_S$. L'equazione che permette di modellizzare questo comportamento è

$$i_D = I_S(\exp(\frac{v_D}{V_T}) - 1)$$

dove:

- I_S : corrente di saturazione inversa del diodo [A]
- v_D : tensione ai capi del diodo [V]

Polarizzazione del diodo. Un diodo può trovarsi in sole due regioni di funzionamento, la *polarizzazione inversa* per $v_D < 0$ e la *polarizzazione diretta* per $v_D > 0$.

- in inversa solo una piccola quantità di corrente (approssimabile a I_S) fluisce attraverso il diodo che viene considerato spento.
- in diretta la corrente attraverso il diodo cresce esponenzialmente rispetto alla tensione e si può assumere $i_D \approx I_S \exp v_D/V_T$.

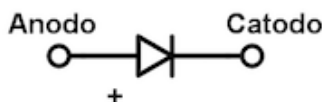


Figure 5: Simbolo circuitale del diodo

Modelli circuitali. Ci sono tre modelli per semplificare il funzionamento di un diodo nei circuiti:

- *diodo ideale*, quando il diodo è in conduzione lo si sostituisce con un cortocircuito;
- *caduta di tensione costante*, quando il diodo è in conduzione lo si sostituisce con un generatore di tensione ideale V_{on} ;
- *caduta di tensione con resistore*, quando il diodo è in conduzione lo si sostituisce con la serie generatore di tensione ideale e resistore.

Il diodo è in conduzione quando $V_D > 0$, in caso contrario in tutti i modelli lo si sostituisce con un circuito aperto.

Circuito raddrizzatore a semionda. Questo semplice circuito è molto diffuso e viene utilizzato negli alimentatori che convertono una tensione ac (sinusoidale) in una dc.

Il diodo "raddrizza" la sinusoide e un filtro capacitivo stabilizza poi la tensione. Il raddrizzatore a semioda è una serie di generatore di tensione $v_S = V_P \sin(\omega t)$, diodo D_1 e resistenza R . Può capitare che la tensione di polarizzazione V_{on} del diodo sia significativa, la tensione di uscita diventa quindi $v_O = V_P \sin(\omega t) - V_{on}$. La tensione in uscita non può essere utilizzata da apparecchi elettronici, serve un condensatore di filtraggio.

Raddrizzatore con filtro capacitivo. Il circuito *rilevatore di picco* è come il precedente, ma al posto del resistore c'è un condensatore C . Una volta che la tensione raggiunge il picco V_P resta costante a questo valore poichè non c'è nulla che scarichi il condensatore (il diodo è sempre in interdizione perché la tensione su C è più elevata di v_S).

Raddrizzatore con carico RC. In questo caso la tensione d'uscita non è costante ma caratterizzata da una tensione di ondulazione, *ripple voltage*, V_r e il diodo conduce per un intervallo di tempo ΔT . Con l'equazione della scarica del condensatore si ha:

$$V_r = (V_P - V_{on})v_O(t') = (V_P - V_{on}) \left(1 - \exp\left(-\frac{T-\Delta T}{RC}\right)\right).$$

Per quanto riguarda l'intervallo di conduzione del diodo ΔT , questo si ricava con l'intersezione delle curve della tensione in entrata (sinusoide, ricordando $\sin(t' + T - \Delta T) = \cos(T - \Delta T)$) e della scarica del condensatore (esponenziale) quindi:

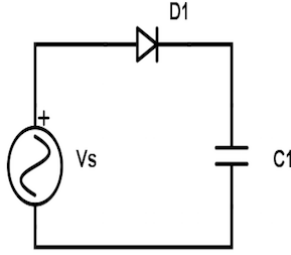
$$(V_P - V_{on}) \exp\left(-\frac{T-\Delta T}{RC}\right) = V_P \cos(\omega(T - \Delta T)) - V_{on}.$$

Con le semplificazioni di Taylor e assumendo $\Delta T \ll T$ la tensione di ondulazione, l'intervallo di e l'angolo di conduzione valgono:

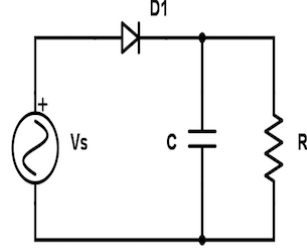
$$V_r \cong \frac{V_P - V_{on}}{R} \frac{T}{C} \quad \Delta T \cong \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{2V_r}{V_P}} \quad \theta_c = \omega \Delta T = \sqrt{\frac{2V_r}{V_P}}.$$

Corrente di picco. Il diodo è attraversato da corrente solamente durante il breve periodo ΔT Il valore massimo che assume (tralasciando il valore iniziale, detto *corrente di spunto*) viene detto *corrente di picco*. Questa ha forma di un triangolo di altezza I_P e base ΔT la cui area corrisponde alla carica $Q = I_{dc}T$ (da $dq = i dt$), quindi

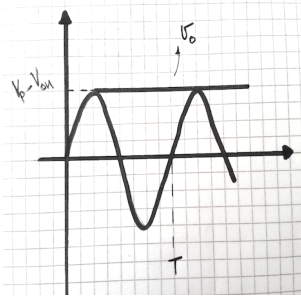
$$I_P = I_{dc} \frac{2T}{\Delta T} \quad \text{dove} \quad I_{dc} = \frac{V_P - V_{on}}{R}.$$



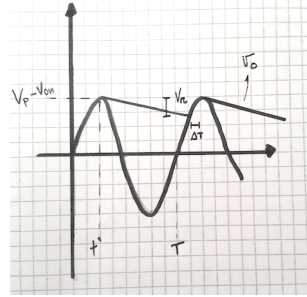
(a) Circuito raddrizzatore con filtraggio



(b) Circuito raddrizzatore con carico RC



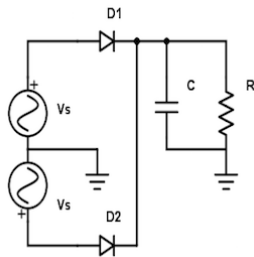
(c) Tensione di uscita raddrizzatore con filtraggio



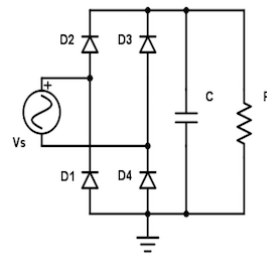
(d) Tensione di uscita raddrizzatore con carico RC

Raddrizzatore a doppia semionda. Utilizzando un trasformatore a presa centrale che genera due sinusoidi sfasate di 180° e due diodi, si può realizzare un circuito che dimezza il tempo di scarica del condensatore. Infatti per $v_S > 0$, D_1 è in conduzione mentre per $v_S < 0$ lo è D_2 . Si ha quindi che $V_r = \frac{V_P - V_{on}}{RC} \frac{T}{2}$.

Raddrizzatore a ponte a doppia semionda. Con l'aggiunta di due diodi allo schema precedente si può ottenere un *ponte di diodi* che consente di utilizzare un trasformatore semplice per ottenere lo stesso effetto. In questo caso per $v_S > 0$, D_1 e D_3 conducono, per $v_S < 0$ conducono D_2 e D_4 .



(a) Circuito raddrizzatore a doppia semionda



(b) Circuito raddrizzatore a ponte a doppia semionda

7 Transistor a effetto di campo

La tecnologia FET (Field Effect Transistor) più diffusa è la MOS (Metal-Oxide Transistor), utilizzata soprattutto per i circuiti VLSI (Very Large Scale Integration). Tuttavia

i tradizionali NMOS e PMOS, dissipano molta potenza e per questo si è passati ad una tecnologia CMOS (ovvero una struttura composta da un NMOS e un PMOS), più costosa e complessa da realizzare ma che porta ad una riduzione della potenza dissipata.

Condensatore MOS. Il condensatore MOS è il cuore della tecnologia: è composto da uno strato isolante, tipicamente diossido di silicio SiO_2 , frapposto ad un elettrodo metallico (di solito alluminio) chiamato *Gate*, ed un supporto drogato p o n , chiamato *Body*.

A seconda di quanto vale la tensione applicata al Gate V_G , in relazione ad una tensione di soglia detta V_{TN} si possono distinguere i seguenti casi (assumendo un substrato p):

- *regione di accumulazione*, quando $V_G \ll V_{TN}$ e V_G negativa rispetto al substrato, allora si forma uno strato di accumulazione di lacune al di sotto dell'isolante;
- *regione di svuotamento*, per $V_G < V_{TN}$, con l'aumentare della tensione V_G si forma una regione di svuotamento;
- *regione di inversione*, per $V_G > V_{TN}$, allora, superata la tensione di soglia, si forma uno strato di elettroni (detto di inversione), al di sotto dell'isolante.

NMOS. Un MOSFET a canale n si realizza aggiungendo ai lati di un condensatore MOS due regioni con forte drogaggio n , quindi n^+ , chiamate *Drain* e *Source*. Due parametri importanti del transistor sono la lunghezza del canale L e la larghezza del Body W .

Allo stesso modo di come funziona il condensatore MOS, così funziona il transistor con l'aggiunta che quando ci si trova in inversione e si applica una tensione v_{DS} positiva si crea una corrente di elettroni dal Source al Drain. Questo dispositivo viene detto transistor NMOS ad *arricchimento* (*Enhancement*).

Regione di triodo del NMOS. La regione di triodo, che viene spesso chiamata regione lineare, è la regione di funzionamento in cui $V_{GS} > V_{TN}$ e $V_{DS} < V_{GS} - V_{TN}$, ovvero si è formato il canale n perché si è superata la tensione di soglia e questo non viene strozzato da un'eccessiva corrente di Drain. In queste condizioni si ha (dalla formula del condensatore)

$$i_S = i_D \quad \text{e} \quad dq(x) = -C''_{OX} W dx (V_{GS} - V(x) - V_{TN})$$

dove

- $C_{OX} = \frac{\epsilon_{OX}}{T_{OX}}$ è la capacità relativa all'ossido per unità di area $[F]/[cm]^2$;
- ϵ_{OX} è la permittività dell'ossido in $[F]/[cm]$;
- T_{OX} è lo spessore dell'ossido;
- W è la larghezza del canale.

Sapendo che il campo elettrico lungo il canale vale $E = -dV(x)/dx$ e che questo induce una velocità di deriva pari a $dx/dt = -\mu_n E(x)$ derivando tutto rispetto al tempo e integrando sulla lunghezza L si ottiene (ponendo $I = -I_D$)

$$I = -\mu_n C_{OX} W (V_{GS} - V(x) - V_{TN} \frac{dV(x)}{dx})$$

$$\int_0^L I_D dx = \int_0^{V_{DS}} \mu_n C_{OX} W (V_{GS} - V(x) - V_{TN}) dV(x).$$

Si ottengono quindi rispettivamente, la relazione valida nella zona di triodo e quella valida in saturazione (ponendo $V_{DS} = V_{GS} - V_{TN}$)

$$I_D = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} \left((V_{GS} - V_{TN}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right).$$

8 Transistor a giunzione bipolare

Struttura. Il transistor a giunzione bipolare (BJT) è costituito da 3 parti: l'emettitore, la base e il collettore. Ognuna di queste regioni è drogata n o p e si possono avere 2 configurazioni: npn e pnp .

Transistor NPN. Dall'analisi delle caratteristiche in funzionamento diretto e inverso si ricavano le seguenti equazioni, che forniscono un buon modello matematico del funzionamento di un transistor (*modello di trasporto*, versione semplificata del modello di Gummel-Poon).

$$i_C = I_s \left[\exp \frac{v_{BE}}{V_T} - \exp \frac{v_{BC}}{V_T} \right] - \frac{I_s}{\beta_R} \left[\exp \frac{v_{BC}}{V_T} - 1 \right]$$

$$i_E = I_s \left[\exp \frac{v_{BE}}{V_T} - \exp \frac{v_{BC}}{V_T} \right] + \frac{I_s}{\beta_F} \left[\exp \frac{v_{BE}}{V_T} - 1 \right]$$

$$i_B = \frac{I_s}{\beta_F} \left[\exp \frac{v_{BE}}{V_T} - 1 \right] + \frac{I_s}{\beta_R} \left[\exp \frac{v_{BC}}{V_T} - 1 \right]$$

dove compaiono i parametri:

- β_F : guadagno di corrente diretto a emettitore comune
- β_R : guadagno di corrente inverso a emettitore comune

Per il BJT pnp le equazioni sono le stesse ma le tensioni v_{BE} e v_{BC} vanno prese in senso opposto e diventano quindi v_{EB} e v_{CB} .

Regioni di funzionamento. Ciascuna delle regioni pn del BJT può essere polarizzata in modo diretto o in modo inverso, questo comporta che un transistor può trovarsi in quattro regioni di funzionamento. Il *punto di lavoro* determina la regione di funzionamento del BJT ed è definito dal valore di due delle quattro possibili tensioni o correnti ai terminali, come ad esempio (I_C, V_{CE}) . Le regioni sono:

- *Interdizione*: entrambe le giunzioni sono polarizzate inversamente, il BJT si comporta come un circuito aperto.

Per semplificare il modello si assumono $v_{BE}, v_{BC} \leq 0$, spariscono tutti i termini con esponenziale e si ottengono

$$i_C = \frac{I_s}{\beta_R} \quad i_E = -\frac{I_s}{\beta_F} \quad i_B = -I_s \left(\frac{1}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$

- *Saturazione*: entrambe le giunzioni sono polarizzate direttamente, il BJT si comporta come un corto circuito. Queste due prime regioni vengono utilizzate nei circuiti digitali TTL (transistor- transistor logic) per rappresentare gli stati della logica binaria.

Per semplificare il modello si assume $v_{BC} \leq 0$ per cui spariscono tutti i termini esponenziali con BC e si ottengono

$$i_C = I_S \exp \frac{v_{BE}}{V_T} + \frac{I_S}{\beta_R} \quad i_E = \frac{I_S}{\alpha_F} \exp \frac{v_{BE}}{V_T} + \frac{I_S}{\beta_F} \quad i_B = \frac{I_S}{\beta_F} \exp \frac{v_{BE}}{V_T} - I_S \left(\frac{1}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R} \right)$$

Semplificando ulteriormente si possono togliere tutti i termini non esponenziali e si hanno le relazioni

$$i_C = \alpha_F i_E \quad i_C = \beta_F i_B \quad i_E = (\beta_F + 1) i_B$$

- *Attiva diretta*: la giunzione BE è polarizzata direttamente mentre BC è in inversa. In questa regione il BJT ha ottimi guadagni in tensione, corrente e potenza e viene quindi polarizzato in questo modo nei circuiti analogici per amplificare.
- *Attiva inversa*: la giunzione BE è in inversa mentre BC è in diretta. Regione raramente utilizzata.

9 Modelli a piccolo segnale

Circuiti equivalenti. Per poter analizzare più facilmente circuiti con molti elementi sia per tensioni costanti che alternate si apportano delle semplificazioni:

- *circuito equivalente in dc*: condensatori \rightarrow circuiti aperti, induttori \rightarrow cortocircuiti;
- *circuito equivalente in ac*: condensatori \rightarrow cortocircuiti, induttori \rightarrow circuiti aperti (si assume $\omega \rightarrow \infty$).

I passi da seguire per analizzare un circuito sono quindi:

1. ottenere il circuito equivalente in dc;
2. determinare il punto di lavoro con il modello amplif per il transistor;
3. ottenere il circuito equivalente in ac;
4. sostituire transistor con modello a piccolo segnale;
5. analizzare caratteristiche ac dell'amplif;
6. combinare risultati in ac e dc per ottenere i valori complessivi della tensione.

Diodo. I parametri di cui bisogna tenere conto per descrivere un diodo al piccolo segnale sono:

- $i_D = I_D + g_d v_d$;
- $i_d = g_d v_d$;
- $g_d = \frac{I_D + I_S}{V_T} \cong \frac{I_D}{V_T} \cong 40 I_D$ essendo V_T la tensione termica.

g_d è la conduttanza per piccoli segnali o conduttanza differenziale. Affiché queste equazioni valgano si deve avere la *condizione di piccolo segnale*

$$v_d < 5mV \quad \text{e} \quad i_d < 0.2 I_D.$$

BJT. I parametri per descrivere un BJT a piccolo segnale sono i seguenti:

- $g_m = \frac{I_C}{V_T} \cong 40 I_C$;
- $g_m v_{be} = \beta_0 i_b$, può tornare utile vederlo in entrambi i modi;
- $r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m}$;
- $r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \cong \frac{V_A}{I_C}$ dove V_A è la tensione di Early.

Spesso r_o può essere trascurata (sostituendola con un circuito aperto) per i calcolo del guadagno in tensione, se risulta $A_v \ll \mu_f$. Le condizioni di piccolo segnale per il BJT sono

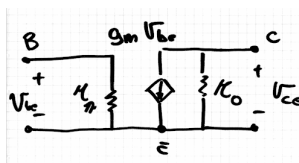
$$v_{be} < 5mV \quad \text{e} \quad i_c < 0.2 I_C.$$

MOSFET. Per quanto riguarda la descrizione a piccolo segnale di un MOSFET abbiamo:

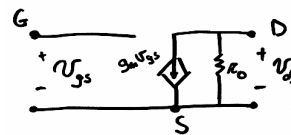
$$\bullet \quad r_o = \frac{1}{\lambda + \frac{1}{I_D \cong \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{TN}}}} g_m = \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{TN}} = \sqrt{2 K_n I_D (1 - \lambda V_{DS})} = \frac{2}{\frac{V_{GS} - V_{TN}}{\sqrt{2 K_n I_D (1 - \lambda V_{DS})}}} \text{essendo } I_D = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2 (1 - \lambda V_{DS})$$

Queste relazioni valgono per

$$\bullet \quad v_{gs} \leq 0.2(V_{GS} - V_{TN}) \quad \text{e} \quad i_d \leq 0.4 I_D.$$



(a) Circuito equivalente BJT a piccolo segnale



(b) Circuito equivalente MOSFET a piccolo segnale

Amplificatore a emettitore comune.

10 Esercizi

Esercizi di elettronica presi dal simulatore.

10.1 Esercizio

Difficoltà: ***

Il circuito di figura 9, che utilizza un diodo considerato ideale, presenta una transcaratteristica $V_o = f(V_i)$ composta da due segmenti, ciascuno di equazione $V_o = mV_i + q$, con un punto di spezzamento in corrispondenza del valore della tensione d'ingresso V_{iTH} .

Determinare:

1. il valore della tensione di spezzamento V_{iTH} ;
2. la pendenza m_1 del segmento della transcaratteristica per $V_i < V_{iTH}$;
3. il termine noto q_1 del segmento della transcaratteristica per $V_i < V_{iTH}$;
4. la pendenza m_2 del segmento della transcaratteristica per $V_i > V_{iTH}$;
5. il termine noto q_2 del segmento della transcaratteristica per $V_i > V_{iTH}$.

Dati

- $R_1 = 0,5 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 0,5 \text{ k}\Omega$
- $I_A = 20 \text{ mA}$

RISPOSTE: $V_{iTH} = -10 \text{ V}$, $m_1 = 0,25$, $q_1 = 2,5 \text{ V}$, $m_2 = 0,5$, $q_2 = 5 \text{ V}$

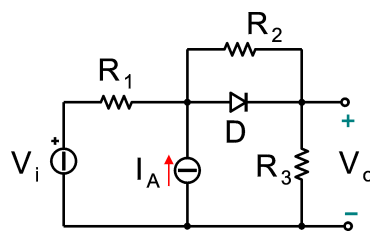


Figure 9: Trovare la transcaratteristica del circuito.

10.2 Esercizio

Difficoltà: **

Il circuito di figura 10 rappresenta un transistor MOSFET a canale n polarizzato in zona di saturazione, con relativa transcaratteristica e retta di carico statica. Determinare, da tale grafico, i valori della resistenza di source R_S e della tensione di alimentazione V_{DD} .

Dati

- $R_1 = 400\text{ k}\Omega$
- $R_2 = 500\text{ k}\Omega$

RISPOSTE: $R_S = 150\text{ }\Omega$, $V_{DD} = 9,9\text{ V}$

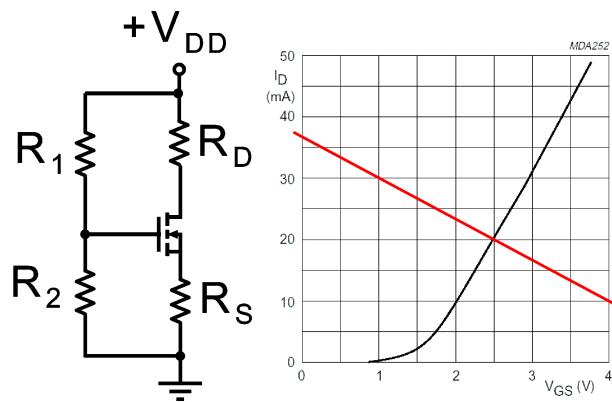


Figure 10: Circuito di polarizzazione con MOSFET e relativa transcaratteristica e retta di carico.

10.3 Esercizio

Difficoltà: **

Dato il circuito di figura 11, determinare il valore della tensione gate-source V_{GS} a riposo.

RISPOSTE: $V_{GS} = 7,85\text{ V}$

Dati

- $R_G = 40\text{ k}\Omega$
- $R_D = 2200\text{ }\Omega$
- $V_{DD} = 15\text{ V}$
- $V_T = 5\text{ V}$
- $I_{DSS} = V_T 2\mu C_{ox} \frac{W}{2L} = 10\text{ mA}$

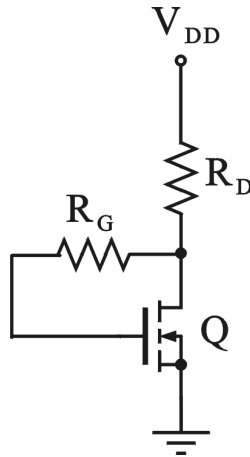


Figure 11: Circuito di polarizzazione con MOSFET.

10.4 Esercizio

Difficoltà: **

Nel circuito di figura 12 $R = 1\text{ k}\Omega$, $C = 1\text{ }\mu\text{F}$. Qual'è il valore in modulo dell'amplificazione di tensione alla frequenza angolare ω_0 di 120 rad/s ?

RISPOSTA: $A_v(\omega_0) = 8,33$

10.5 Esercizio

Difficoltà: **

Nel circuito di figura 12, che usa un amplificatore operazionale ideale, $R = 10\text{ k}\Omega$, $C = 10\text{ nF}$. Determinare il valore (in Volt) cui si porta la tensione di uscita dopo 1 ms , se all'ingresso è applicata una tensione $V_I = 1\text{ V}$. Si supponga la capacità C inizialmente scarica.

RISPOSTA: $v_o(1\text{ ms}) = -10\text{ V}$

10.6 Esercizio

Difficoltà: **

Nel circuito di figura 12, che usa un amplificatore operazionale ideale, $R = 33\text{ k}\Omega$, $C = 10\text{ nF}$. Determinare il tempo t_r (in ms) richiesto affinché l'uscita si porti ad una tensione di 12 V , se all'ingresso è applicata una tensione $V_I = -2\text{ V}$. Si supponga la capacità C inizialmente scarica.

RISPOSTA: $1,98\text{ ms}$.

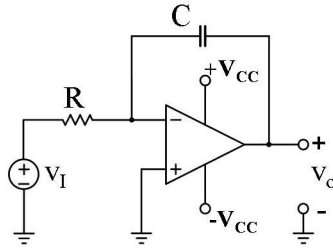


Figure 12: Filtro integratore.

10.7 Esercizio

Difficoltà: ***

Dato il raddrizzatore ad una semionda riportato in figura 13 con carico resistivo e filtro capacitivo, determinare la durata dell'intervallo di conduzione T_c del diodo ed il valore di picco I_{pk} della corrente nel diodo a regime. Si consideri ideale il diodo.

Dati

- $R_L = 100 \Omega$
- $C = 2000 \mu F$
- $V_p = 150 V$
- $\omega = 314 \text{ rad/s}$

RISPOSTE: $T_c = 1,42 \text{ ms}$, $I_{pk} = 42,14 \text{ A}$

10.8 Esercizio

Difficoltà: ***

Dato il raddrizzatore ad una semionda riportato in figura 13 con carico resistivo e filtro capacitivo, determinare il valore della resistenza di carico R_L per avere una tensione di ondulazione (ripple voltage) V_r pari al 30% della tensione a vuoto (cioè, con R_L infinita). Determinare, inoltre, il valore di picco I_{pk} della corrente nel diodo a regime nel caso in cui la resistenza di carico sia di 80Ω .

Dati

- $C = 1200 \mu F$
- $V_p = 50 V$
- $\omega = 314 \text{ rad/s}$

RISPOSTE: $R = 55,58 \Omega$, $I_{pk} = 12,17 \text{ A}$

10.9 Esercizio

Difficoltà: ***

Dato il raddrizzatore ad una semionda riportato in figura 13 con carico resistivo e filtro capacitivo, determinare il valore della capacità di filtro C per avere una tensione media di uscita (definita come media aritmetica dei valori massimo e minimo della tensione sul carico) di 34 V . Determinare, inoltre, la durata dell'intervallo di conduzione T_c del diodo. Si consideri ideale il diodo.

Dati

- $R_L = 200\ \Omega$
- $V_p = 40\text{ V}$
- $\omega = 314\text{ rad/s}$

RISPOSTE: $C = 333,5\ \mu\text{F}$, $T_c = 2,46\text{ ms}$

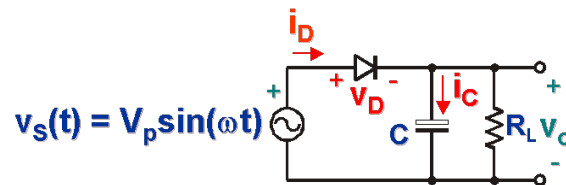


Figure 13: Raddrizzatore a semionda.

10.10 Esercizio

Difficoltà: ***

Il circuito di figura 14, rappresenta un amplificatore a singolo transistor che lavora a temperatura ambiente ($T_A = 25^\circ\text{C}$). Dopo aver disegnato il circuito dinamico equivalente e trascurando l'effetto Early, si determini:

1. la resistenza d'ingresso R_{in} (la resistenza d'ingresso vista dal generatore di sorgente reale cioè a valle della resistenza R_g);
2. il guadagno di tensione complessivo A_v (il rapporto tra la tensione di uscita v_o e la tensione v_g del generatore di segnale);
3. la potenza P_A erogata dal generatore di corrente I_A .

Dati

- $I_A = 1,5\text{ mA}$
- $V_{CC} = -5\text{ V}$
- $V_{EE} = -12\text{ V}$

- $R_1 = 330\text{ k}\Omega$
- $R_g = 20\text{ k}\Omega$
- $R_L = 18\text{ k}\Omega$
- $\beta_F = 100$
- $\beta_0 = 120$

RISPOSTE: $R_{in} = \text{k}\Omega$, $A_v =$, $P_A = \text{mW}$

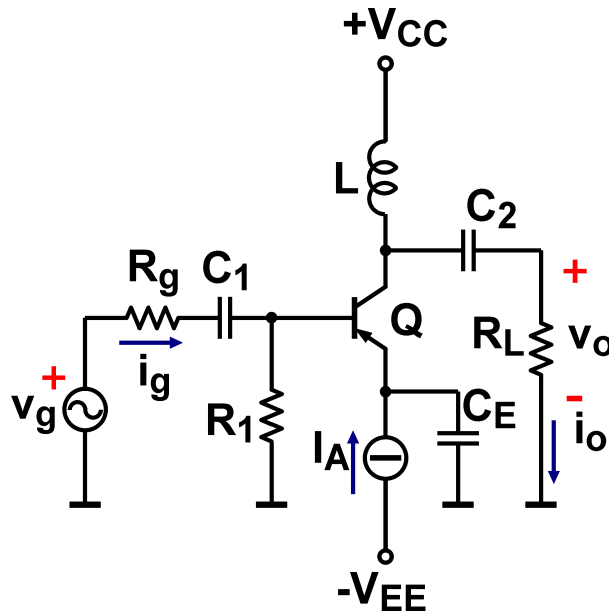


Figure 14: Schema BJT a emettitore comune.

10.11 Esercizio

Difficoltà: ***

Il circuito di figura 15 rappresenta un amplificatore a singolo transistor che lavora a temperatura ambiente ($T_A = 25^\circ\text{C}$). Dopo aver disegnato il circuito dinamico equivalente valido a centro banda, e trascurando l'effetto Early, si determini:

1. la resistenza d'ingresso intrinseca R_i (la resistenza d'ingresso vista tra Base e Massa nel circuito dinamico equivalente);
2. il guadagno di tensione intrinseco A_{vt} (il rapporto tra la tensione di uscita v_o e la tensione tra Base e Massa nel circuito dinamico equivalente);
3. l'attenuazione d'ingresso α (il rapporto tra la tensione tra Base e Massa nel circuito dinamico equivalente e la tensione del generatore di segnale v_g).

Dati

- $R_1 = 330\text{ k}\Omega$
- $R_g = 10\text{ k}\Omega$
- $R_E = 4.7\text{ k}\Omega$
- $R_L = 1\text{ k}\Omega$
- $I_{CQ} = 0.41\text{ mA}$
- $\beta_0 = 200$

RISPOSTE: $R_i = 177,9\text{ k}\Omega$, $A_{vt} = 0,93$, $\alpha = 0,92$

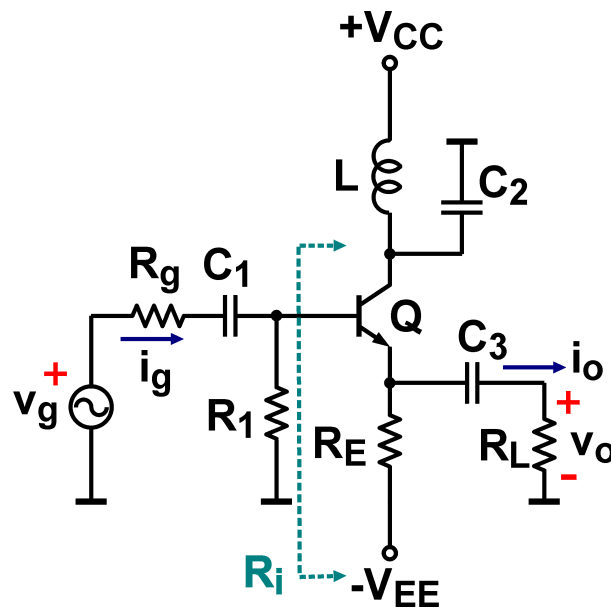


Figure 15: Schema BJT a collettore comune.

10.12 Esercizio

Difficoltà: **

Dato il circuito di figura 16, che utilizza un amplificatore operazionale ideale, determinare la funzione di trasferimento tra V_{in} e V_o scegliendo tra quelle in figura.

RISPOSTA: a

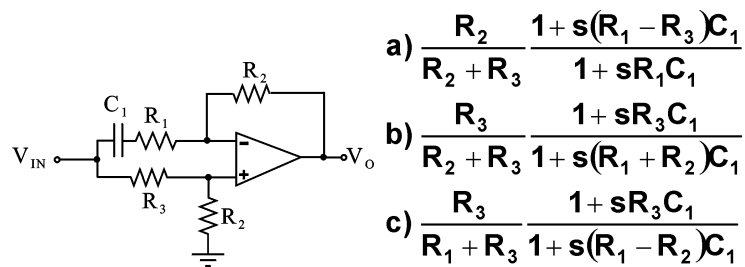


Figure 16: Circuito con amplificatore invertente e possibili funzioni di trasferimento.

10.13 Esercizio

Difficoltà: ***

Dato il circuito di figura 17, determinare il punto di lavoro $Q = (I_C, V_{CE})$ del BJT (si trascuri l'effetto Early).

Dati

- $R_B = 270\text{ k}\Omega$
- $R_C = 1,2\text{ k}\Omega$
- $V_{CC} = 20\text{ V}$
- $V_{BE} = 0,7\text{ V}$
- $\beta_F = 150$

RISPOSTE: $I_C = 6,46\text{ mA}$, $V_{CE} = 12,24\text{ V}$

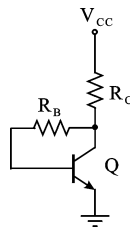


Figure 17: Circuito di polarizzazione con BJT.

10.14 Esercizio

Difficoltà: **

Dato il circuito di figura 18, che rappresenta il modello dinamico equivalente di un amplificatore a transistor MOS polarizzato con una corrente di drain a riposo di 2 mA (a 25°C), determinare il valore della resistenza di ingresso R_{IN} indicata in figura (nel calcolo del g_m si trascuri l'effetto di modulazione della lunghezza di canale).

Dati

- $R_1 = 100\text{ k}\Omega$
- $R_2 = 1\text{ k}\Omega$
- $R_3 = 100\text{ k}\Omega$
- $V_T = 3\text{ V}$
- $I_{DSS} = V_T 2\mu C_{ox} \frac{W}{2L} = 8\text{ mA}$

RISPOSTA: $R_{IN} = 375,8\text{ }\Omega$

10.15 Esercizio

Difficoltà: **

Dato il circuito di figura 18, che rappresenta il modello dinamico equivalente di un amplificatore a transistor MOS polarizzato con una corrente di drain a riposo di 2 mA (a 25°C), determinare il valore della resistenza di ingresso R_{IN} indicata in figura (nel calcolo del g_m si trascuri l'effetto di modulazione della lunghezza di canale).

Dati

- $R_1 = 30\text{ k}\Omega$
- $R_2 = 165\text{ k}\Omega$
- $R_3 = 5\text{ k}\Omega$
- $V_T = 2,5\text{ V}$
- $I_{DSS} = V_T 2\mu C_{ox} \frac{W}{2L} = 8\text{ mA}$

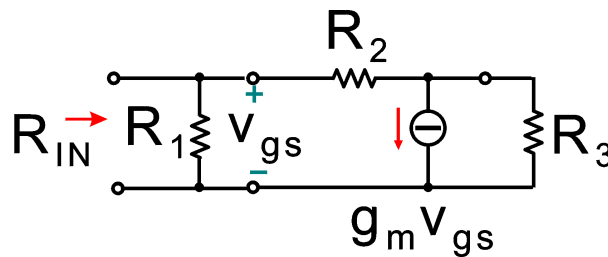


Figure 18: Modello equivalente dinamico per MOSFET.

10.16 Esercizio

Difficoltà: **

Dato il circuito di figura 19, che rappresenta il modello dinamico equivalente di un amplificatore a transistor MOS polarizzato con una corrente di drain a riposo di $0,4\text{ mA}$ (a 25°C), determinare il valore della resistenza equivalente R_{eq} indicata in figura (nel calcolo del g_m si trascuri l'effetto di modulazione della lunghezza di canale).

Dati

- $R_1 = 50\text{ k}\Omega$
- $r_o = 10\text{ k}\Omega$
- $V_T = 6\text{ V}$
- $I_{DSS} = V_T 2\mu C_{ox} \frac{W}{2L} = 6\text{ mA}$

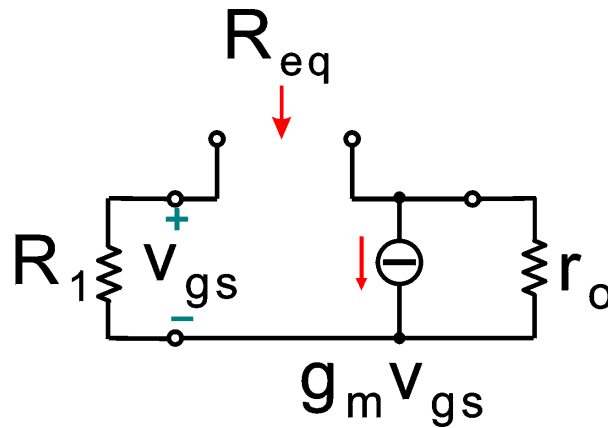


Figure 19: Modello equivalente dinamico per MOSFET.

10.17 Esercizio

Difficoltà: ***

Dato il circuito di figura 20, che impiega un amplificatore operazionale ideale, sapendo che la corrente di drain I_D a riposo del transistor Q_1 vale $0,8\text{ mA}$ e che la tensione di uscita V_o in continua vale 2 V , determinare il valore della tensione V_R al morsetto non invertente dell'amplificatore operazionale ed il valore del generatore di corrente I_A .

Dati

- $R_G = 220\text{ k}\Omega$
- $R_1 = 10\text{ k}\Omega$
- $R_S = 5.6\text{ k}\Omega$
- $R_F = 10\text{ k}\Omega$
- $V_{DD} = V_{SS} = 18\text{ V}$
- Q_1 MOSFET n-channel ad arricchimento
- $V_{TH} = 2,5\text{ V}$
- $I_{DSS} = \frac{1}{2L}\mu C_{ox} V_{TH}^2 W = 6\text{ mA}$

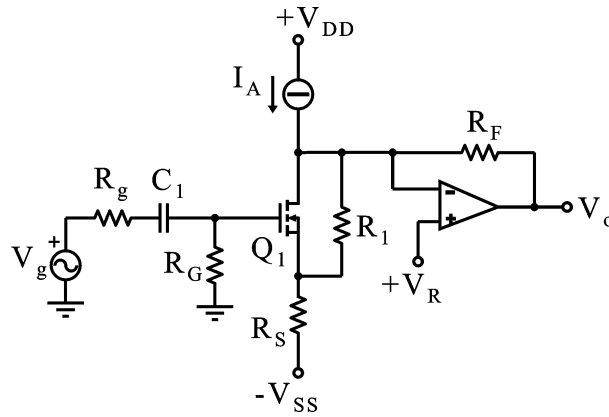


Figure 20: MOSFET con amplificatore operazionale.

10.18 Esercizio

Difficoltà: ***

Il circuito di figura 21, che utilizza un diodo considerato ideale, presenta una transcaratteristica $V_o = f(V_i)$ composta da due segmenti, ciascuno di equazione $V_o = mV_i + q$, con un punto di spezzamento in corrispondenza del valore della tensione d'ingresso V_{iTH} .

Determinare:

1. il valore della tensione di spezzamento V_{iTH} ;
2. la pendenza m_1 del segmento della transcaratteristica per $V_i < V_{iTH}$;
3. il termine noto q_1 del segmento della transcaratteristica per $V_i < V_{iTH}$;
4. la pendenza m_2 del segmento della transcaratteristica per $V_i > V_{iTH}$;
5. il termine noto q_2 del segmento della transcaratteristica per $V_i > V_{iTH}$.

Dati

- $R_1 = 1\text{ k}\Omega$
- $R_2 = 3\text{ k}\Omega$
- $R_3 = 6\text{ k}\Omega$
- $I_A = 2\text{ mA}$

RISPOSTE: $V_{iTH} = 8\text{ V}$, $m_1 =$, $q_1 = 0\text{ V}$, $m_2 =$, $q_2 =$

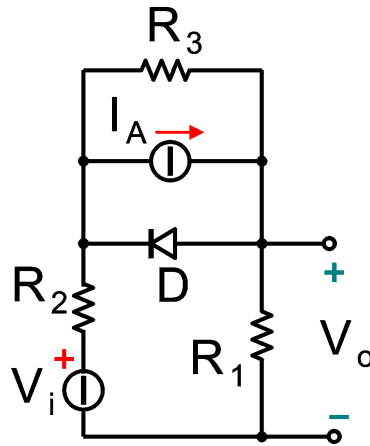


Figure 21: Trovare la transcaratteristica del circuito.

10.19 Esercizio

Difficoltà: ***

Il circuito di figura 22, che utilizza un diodo considerato ideale, presenta una transcaratteristica $V_o = f(V_i)$ composta da due segmenti, ciascuno di equazione $V_o = mV_i + q$, con un punto di spezzamento in corrispondenza del valore della tensione d'ingresso V_{iTH} .

Determinare:

1. il valore della tensione di spezzamento V_{iTH} ;
2. la pendenza m_1 del segmento della transcaratteristica per $V_i < V_{iTH}$;
3. il termine noto q_1 del segmento della transcaratteristica per $V_i < V_{iTH}$;
4. la pendenza m_2 del segmento della transcaratteristica per $V_i > V_{iTH}$;
5. il termine noto q_2 del segmento della transcaratteristica per $V_i > V_{iTH}$.

Dati

- $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$
- $I_A = 2 \text{ mA}$

RISPOSTE: $V_{iTH} = V$, $m_1 = 0,33$, $q_1 = V$, $m_2 = 0$, $q_2 = V$

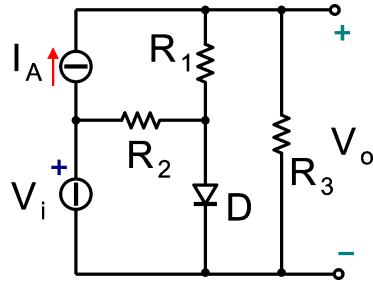


Figure 22: Trovare la transcaratteristica del circuito.

10.20 Esercizio

Difficoltà: **

Nell'amplificatore di figura 23, $R_1 = R_2 = R_4 = 100\text{ k}\Omega$. Qual'è il valore di R_3 da utilizzare per ottenere un guadagno il più vicino possibile a -120 ?

RISPOSTA: $R_3 = 847\Omega$

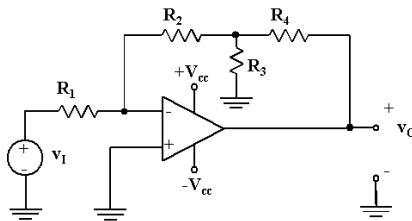


Figure 23: Amplificatore in configurazione invertente con 4 resistenze.