

Formulario Elettronica

Francesco Bonistalli

August 2025

Indice

1 Richiami di chimica	6
2 Modello di Drude	6
3 Il Silicio	6
3.1 Il silicio intrinseco	6
3.1.1 Concetto di lacuna	6
3.2 Il silicio drogato	7
3.2.1 Drogaggio con atomi del gruppo V	7
3.2.2 Drogaggio con atomi del gruppo III	7
3.3 Il drogaggio	7
3.4 Calcolo di p ed n	8
3.4.1 Calcolo nel caso di drogaggio N	8
3.4.2 Calcolo nel caso di drogaggio P	8
3.5 Calcolo della conducibilità al variare della temperatura	8
3.5.1 Caso con silicio intrinseco	8
3.5.2 Caso con silicio drogato	8
4 Corrente di diffusione	8
4.1 Calcolo della corrente di diffusione	8
4.1.1 Legame tra le densità	9
4.2 Corrente di diffusione totale	9
5 La Giunzione PN	9
5.1 Analisi senza sollecitazioni esterne	9
5.1.1 Studio del campo elettrico interno alla Giunzione	9
5.1.2 Il potenziale interno	10
5.1.3 La barriera di potenziale	10
5.1.4 Potenziale ai capi del Diodo	10
5.2 Analisi della Giunzione Polarizzata	10
5.2.1 Potenziale positivo	10
5.2.2 Potenziale negativo	10
5.2.3 La giunzione come oggetto rettificante	10
5.2.4 La zona di svuotamento	11
5.2.5 L'equazione di Shockley per la corrente	11
5.3 Zone di funzionamento	11

6 Il fenomeno del Breakdown	11
6.1 Effetto Zener	12
6.1.1 Influenza della temperatura sull'effetto Zener	12
6.2 Effetto a valanga	12
6.2.1 Influenza della temperatura sull'effetto a valanga	12
6.3 Considerazioni in relazione alla generazione termica	12
7 I diodi Zener	12
7.1 Caso di correnti elevate	12
7.2 Simboli circuitali dei diodi di Zener	13
8 Metodi risolutivi per circuiti con diodi	13
8.1 Assunzione della tensione	13
8.2 Il modello matematico	13
8.3 Metodo Grafico	14
8.4 Modelli per grandi segnali	14
8.4.1 Modello a caduta di tensione costante	14
8.4.2 Modello del diodo ideale	14
8.4.3 Modello lineare a tratti	15
8.5 Esempio di analisi di un circuito con diodi	15
8.5.1 Risoluzione con modello a caduta di tensione costante	15
8.5.2 Risoluzione con modello del diodo ideale	15
8.5.3 Risoluzione con modello lineare a tratti	15
8.6 Considerazioni sull'efficacia dei modelli	15
9 Circuiti con diodi	16
9.1 Circuito rettificatore	16
9.2 Il PIV	16
9.3 Rilevatore di picco ideale	16
9.4 Circuito rettificatore con filtro RC	17
10 Circuiti con trasformatori	17
10.1 Raddrizzatore a doppia semi-onda	17
10.1.1 Raddrizzatore a doppia semi-onda con trasformatore a presa centrale	17
Primo semi-periodo	17
Secondo semi-periodo	17
Conclusioni	18
10.1.2 Raddrizzatore a doppia semi-onda con condensatore	18
Funzionamento	18
10.2 Raddrizzatore a ponte di Graetz	18
11 I regolatori di tensione	19
11.1 Regolatori di tensione Zener	19
11.2 Circuito regolatore Zener	19
11.2.1 Limiti di funzionamento di corrente	20
11.2.2 Limiti di funzionamento di Potenza	20

12 La logica a diodi	20
12.1 Circuiti logici	20
12.1.1 Circuito per la porta AND	20
12.1.2 Circuito per la porta OR	21
12.2 Problematiche della logica a diodi	21
13 Il modello per i piccoli segnali	21
13.1 Risoluzione del primo circuito	21
14 I BJT - Transistor a giunzione bipolare	22
14.1 Generatore di corrente controllato in corrente	22
14.1.1 Caratteristiche del circuito	23
14.2 BJT	23
14.2.1 Intro	23
14.2.2 Zona di funzionamento in Zona Attiva Diretta	24
14.2.3 Modello di Ebers-Moll	25
14.2.4 Equazioni di Ebers-Moll	26
14.2.5 Riepilogo	26
14.2.6 Struttura fisica del BJT PNP	26
14.3 BJT NPN	26
14.3.1 Modello di Ebers-Moll per il transistor NPN	27
14.3.2 Caratteristiche di uscita	27
14.3.3 Caratteristiche di ingresso	27
14.4 Effetto Early	28
14.5 Caratteristiche di un BJT PNP	28
15 I MOS - Metal Oxide Semiconductor	28
15.1 Transistori MOSFET	28
15.2 Condensatore MOS	29
15.2.1 Dispositivo in accumulazione	29
15.2.2 Dispositivo in svuotamento	30
15.2.3 Dispositivo di inversione	30
15.3 MOSFET	30
15.3.1 MOSFET in accumulazione	31
15.3.2 MOSFET in svuotamento	31
15.3.3 MOSFET in inversione	31
15.4 Studio del canale di un MOSFET	31
15.4.1 caso $V_{DS} > 0$ e piccola	31
15.4.2 Caso per $V_{DS}>0$ e non trascurabile	32
15.4.3 Strozzamento del canale	32
15.4.4 Conclusioni	32
Zona di Triodo	32
Zona di Saturazione	33
Effetto Early	33
15.4.5 La trans-caratteristica del MOSFET	33
15.5 Transistore MOSFET a canale P	33
15.6 Cenni MOSFET a svuotamento	33
15.7 Simboli circuitali di un MOSFET	33

16 Polarizzazione di transistori BJT	34
16.1 Esempio circuito BJT	34
17 Polarizzazione di un MOSFET	35
18 I dispositivi come quadripoli	35
19 Gli amplificatori	35
19.1 Circuito equivalente	35
19.2 Analisi del circuito di un amplificatore	35
19.3 Amplificatore a emettitore comune	36
19.3.1 Analisi AC	36
19.3.2 Condensatore di bypass	37
19.3.3 Resistenza di uscita	37
19.4 Amplificatore a collettore comune	37
19.4.1 Resistenze di ingresso e uscita	37
19.4.2 Guadagno	37
19.5 Amplificatore a source comune	38
19.5.1 Parametri di guadagno	38
19.5.2 Parametri di resistenza	38
19.5.3 Caso particolare	38
19.6 Amplificatore a drain in comune	38
19.6.1 Parametri di output	39
19.7 Amplificatori multistadio	39
19.7.1 Interazione tra stadi	39
20 Risposta in frequenza	40
20.1 Determinazione della risposta in frequenza	40
20.2 Ruolo dei condensatori	40
20.3 Diagramma di Bode	40
20.4 Utilizzi digitali di amplificatori e elementi attivi	41
20.4.1 Inverter	41
20.4.2 Inverter con BJT	41
20.5 Teoria della reazione semplificata	41
21 Amplificatori Differenziali	41
21.1 Caso reale e caso ideale	42
21.2 Amplificatori operazionali	42
21.3 Circuito sommatore	42
21.4 Circuito sottrattore	43
21.5 Integratore di Miller	43
22 I regolatori	43
22.1 Regolatore di tensione ideale	44
22.2 Regolatore di tensione lineare serie	44
22.2.1 Circuito con diodo Zener	44
22.2.2 Circuito con amplificatore	44
22.3 Limitazioni in frequenza	44
22.4 Regolatori di corrente	45

22.4.1	Componente 78XX	45
	Problemi del circuito	45
22.5	Regolatori switching (a commutazione non lineare)	45
22.5.1	Regolatore forward	45
	Dimensionamento del filtro	46
22.5.2	Regolatore flyback	46
22.5.3	Isolamento galvanico	46
22.6	Regolatori di tensione con trasformatore	46
22.6.1	Regolatore forward con trasformatore in alta frequenza	46
22.6.2	Regolatore flyback con trasformatore in alta frequenza	47
22.7	Regolatore switching flyback completo con circuito di regolazione	47
23	Circuiti digitali	47
23.1	Il segnale digitale	47
23.2	Le tecnologie usate	47
23.2.1	Inverter come esempio di circuito digitale	47
23.3	Caratteristiche dei circuiti digitali	48
23.3.1	Fan-in e fan-out	48
23.4	Inverter CMOS	48
23.4.1	Circuito	48
23.4.2	Caratteristiche di PMOS, NMOS e di uscita	48
23.4.3	La caratteristica di trasferimento	49
24	Circuiti logici	49
24.1	Inverter logico	49
24.2	Schema generale di una porta logica	49
24.3	Regole di progettazione	49
24.4	Porte NAND e NOR	50
24.5	Porte logiche più complesse	50
24.6	Osservazione e regole generali per le reti PUN e PDN	50
24.7	La porta logica XOR	51
24.8	Dualità con variabili non negate o non dirette	51
24.9	Criteri di costo per i circuiti logici	51
24.9.1	Costo in termini di area	51
24.9.2	Costo in termini di tempo di commutazione	51
24.9.3	Stima dei costi per NAND e NOR	52
	NOR	52
	NAND	52
24.9.4	Confronto	53
24.10	Protezione dalle scariche elettrostatiche	53
24.10.1	Circuito di sicurezza	53
24.10.2	Inconvenienti	53
24.11	Logica pass-transistor	53
24.11.1	L'interruttore ideale	54
	Considerazioni finali	54
24.11.2	Il Pass-gate	54
24.11.3	Differenze tra circuiti con CMOS e pass-transistor	54
24.12	Il dispositivo NE555	54

24.12.1 Vista esterna	54
24.12.2 Schema interno	55
24.12.3 Simbolo circuitale	55
24.12.4 Zona di funzionamento	55
24.12.5 Circuito astabile con NE555	55
Introduzione ai multivibratori	55
Circuito astabile	56
24.13 Oscillatore ad anello	56
25 Logica sequenziale	56
25.1 Elementi di memoria statica	56
25.1.1 Latch	56

1 Richiami di chimica

2 Modello di Drude

Definizione 1 - Velocità di drift

Valor medio della velocità degli elettroni in movimento per effetto del campo elettrico all'interno di un materiale conduttore immerso in un campo elettrico E :

$$V_d = \mu \cdot E$$

con μ mobilità degli elettroni.

□

Definizione 2 - Concentrazioni degli elettroni liberi nel materiale

$$n = \frac{N}{Volume}$$

□

Definizione 3 - Densità di corrente

$$J = n \cdot q \cdot \vec{V}_d$$

□

3 Il Silicio

3.1 Il silicio intrinseco

Definizione 4 - Materiale intrinseco

Materiale composto unicamente da atomi dello stesso elemento.

□

Nota: Definiamo n_i la concentrazione di elettroni liberi nel silicio intrinseco.

3.1.1 Concetto di lacuna

Per effetto di un campo elettrico, un elettrone impegnato in un legame può saltare da un legame all'altro, eventualmente per coprire un buco lasciato da un elettrone che è riuscito a liberarsi dal legame.

Definizione 5 - Lacuna

Posso considerare il buco dovuto al legame interrotto come una carica positiva che chiamiamo **lacuna**: avrà una carica uguale ed opposta rispetto a quella dell'elettrone, e si muoverà in direzione concorde al campo elettrico.

Nota : Mobilità della lacuna: *si indica con μ_n e vale, data μ_p la mobilità dell'elettrone, $\mu_n \approx 2.5\mu_p$*

□

Definizione 6 - Concentrazione di lacune

Si indica con p .

□

Definizione 7 - Legge di azione di massa

Valida solo all'equilibrio termodinamico afferma che

$$n \cdot p = n_i^2$$

□

Grazie alla legge di azione di massa possiamo calcolare la conducibilità del silicio che risulta essere $3 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm$, risulta quindi essere un cattivo conduttore. Questo ci porta all'introduzione del **silicio drogato**.

3.2 Il silicio drogato

Definizione 8 - Materiale drogato

Materiale nel quale alcuni suoi atomi del reticolo intrinseco vengono sostituiti con atomi appartenenti a gruppi (colonne) diversi.

Nota: *Nel caso del silicio è possibile effettuare la sostituzione con atomi del gruppo V o III.*

□

3.2.1 Drogaggio con atomi del gruppo V

Comunemente effettuato con Arsenico e Fosforo. Possedendo questi 5 elettroni di valenza si avrà che uno non verrà coinvolto nei legami covalenti: questo avrà poi bisogno di **pochissima** energia per muoversi, si aggiunge quindi agli elettroni liberi generati termicamente. Non generando dunque lacune, gli atomi di questo gruppo sono detti *donatori* e la loro concentrazione si indica con N_D .

3.2.2 Drogaggio con atomi del gruppo III

Comunemente effettuato con il Boro. Avendo 3 elettroni di valenza manca un legame per raggiungere l'ottetto e si genera quindi, artificialmente, una lacuna. Accettando quindi un elettrone nel reticolo gli atomi di questo gruppo sono detti *accettatori*, mentre la loro concentrazione si indica con N_A .

3.3 Il drogaggio

Gli atomi che effettivamente donano o ricevono un elettrone si indicano con:

- N_D^+
- N_A^-

Notare che entrambi sono **concentrazioni**.

Il drogaggio si distingue in:

- **Drogaggio N** se $N_D > N_A$
- **Drogaggio P** se $N_D < N_A$

3.4 Calcolo di p ed n

3.4.1 Calcolo nel caso di drogaggio N

Ipotesi: $N_A = 0$ e $N_D^+ = N_D \approx N_D$. Si ottiene $p = 10^2/cm^3$ e $n = 10^{18}/cm^3$, quindi il drogaggio aiuta molto la generazione termica: ci sono molti più elettroni liberi che possono riempire più facilmente le lacune. In questo caso gli elettroni che prevalgono sono n e vengono detti **maggioritari** mentre p sono **minoritari**, si ha quindi un semiconduttore di tipo N .

3.4.2 Calcolo nel caso di drogaggio P

$$p \approx N_A$$

3.5 Calcolo della conducibilità al variare della temperatura

Formula desiderata $\sigma = nq\mu_n + pq\mu_p = f(T)$

3.5.1 Caso con silicio intrinseco

Abbiamo $n = p = n_i$, l'aumento della temperatura T romperà alcuni legami covalenti e quindi si avrà un incremento esponenziale di n e p che prevale sulle mobilità, la **conducibilità quindi aumenta**.

3.5.2 Caso con silicio drogato

Abbiamo $n \neq p$, nel caso del silicio drogato di tipo P avremo p costante (dipende solo dal drogaggio) e n che aumenta dato l'aumento di n_i per via di T .

Essendo n minoritari avranno impatto trascurabile e con il decremento della mobilità allora σ diminuisce con la temperatura.

4 Corrente di diffusione

Le cariche che si spostano da zone a maggior concentrazione a quelle con concentrazione minore per agitazione termica vanno a formare la **corrente di diffusione** (complementare a quella di drift).

4.1 Calcolo della corrente di diffusione

Indichiamo con D_N la **densità della corrente di diffusione degli elettroni** mentre con D_P quella delle **lacune**.

4.1.1 Legame tra le densità

Per la **Relazione di Einstein** vale

$$\frac{D_P}{\mu_P} = \frac{D_N}{\mu_N} = \frac{K_B T}{q} = V_T$$

dove V_T indica il **Thermal Voltage** ovvero la tensione a una data temperatura.

4.2 Corrente di diffusione totale

Definizione 9 - Corrente di diffusione totale

Somma delle correnti di diffusione degli elettroni e delle lacune. □

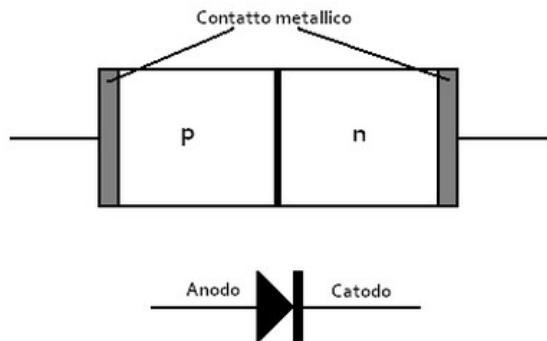
Definizione 10 - Densità di corrente totale

Somma delle correnti di drift e di diffusione. □

5 La Giunzione PN

Definizione 11 - Giunzione PN

Dispositivo formato da due parti di silicio drogato, una di tipo *P* e una di tipo *N*, con agli estremi dei contatti andando a formare un **diodo**¹. In particolare la corrente scorrerà da **anodo** (lato *P*) a **catodo** (lato *N*).



□

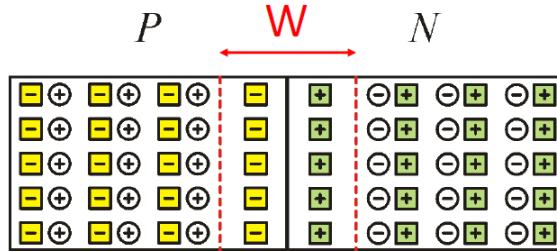
5.1 Analisi senza sollecitazioni esterne

Definiamo V_{AK} e I_{AK} la tensione e la corrente che scorrono tra anodo e catodo senza sollecitazioni esterne, saranno quindi **nulle**.

5.1.1 Studio del campo elettrico interno alla Giunzione

Alla giunzione si avranno elettroni che si spostano da *N* a *P* per via delle differenze di concentrazione di questi e, allo stesso tempo, le lacune da *N* a *P* andando quindi a combinarsi con gli altri e portando a far scomparire gli elettroni liberi intorno alla zona di giunzione. Questa prende il nome di **zona di svuotamento** (*W*) e sarà composta solo da cariche fisse.

¹Componente elettronico a due terminali che agisce come una valvola unidirezionale per la corrente elettrica



La differenza delle cariche nella zona di svuotamento da origine a un campo elettrico e quindi a una differenza di potenziale che si oppone alla diffusione di cariche libere, si ha quindi la formazione di una barriera energetica². La crescita della zona di svuotamento, dal momento della giunzione, è quindi limitata dalla formazione di questa barriera energetica che a un certo punto fermerà altre cariche intente ad attraversarla (contrapposizione tra una piccola corrente di drift e una piccola di diffusione).

5.1.2 Il potenziale interno

Definizione 12 - Potenziale interno (o di built-in)

Potenziale ai capi della zona di svuotamento, si indica con V_0 . È quello che impedisce al processo di diffusione di continuare in modo indefinito. Calcolabile come

$$V_0 = \frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right)$$

□

5.1.3 La barriera di potenziale

5.1.4 Potenziale ai capi del Diodo

5.2 Analisi della Giunzione Polarizzata

5.2.1 Potenziale positivo

5.2.2 Potenziale negativo

5.2.3 La giunzione come oggetto rettificante

La giunzione è un oggetto rettificante in quanto solo quando viene applicata una tensione positiva avrà una corrente da P a N dovuta ai portatori maggioritari, mentre per tensione negativa avrà una corrente da N a P dovuta ai portatori minoritari.

Definizione 13 - Rettificatore

Un circuito è detto tale quando trasforma un segnale alternato in uno unidirezionale. □

²Gli elettroni, in quanto cariche negative, sono respinte dal "polo" positivo verso N, le cariche positive sono spinte indietro verso P dal campo elettrico che va proprio verso P

5.2.4 La zona di svuotamento

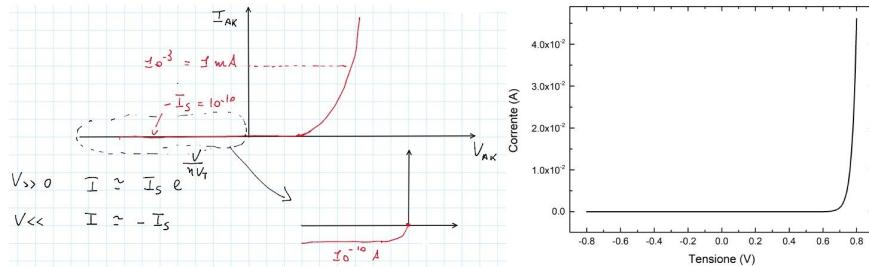
5.2.5 L'equazione di Shockley per la corrente

I_{AK} viene scelta in verso positivo da P verso N ed è data dall'equazione del modello di Shockley

$$I_{AK} = I_S (e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1)$$

con V_T tensione termica ai terminali del diodo, I_S corrente inversa di saturazione e η fattore di idealità dipendente dai materiali.

Concludiamo che la corrente scorre nel dispositivo in quantità non trascurabile solo se viene applicato ad esso un potenziale positivo tra anodo e catodo, tale da far abbassare la barriera energetica. In caso di potenziale negativo la corrente è costante e negativa in valore trascurabile.



5.3 Zone di funzionamento

Individuano valori di tensione e corrente tipici che risultano in componenti differenti del dispositivo. Nella giunzione PN, le principali zone di funzionamento sono ($I_D = I_{AK}$):

- **polarizzazione inversa:** $V_D < 0$, il fattore -1 nell'equazione è predominante rispetto all'esponenziale, che risulta in $I_D \approx -I_S$. La corrente che scorre è dovuta solamente alle componenti di drift e dunque ai minoritari, il che ci fa capire che essa sia molto piccola;
- **polarizzazione nulla:** $V_D = 0$, la corrente è nulla. Grazie a ciò ricordiamo che l'equazione del modello di Shockley passa per lo 0;
- **polarizzazione diretta:** $V_D > 0$, la corrente è data dall'esponenziale, che è predominante rispetto al fattore -1 .

6 Il fenomeno del Breakdown

c'è in realtà una quarta zona: **forte inversione**. Questa si verifica quando $V_D \ll 0$ e la corrente inversa aumenta in modo repentino.

Definizione 14 - Breakdown

Fenomeno che aumenta il passaggio di portatori attraverso la giunzione. Si compone di due fenomeni separati:

- **Zener:** conseguenza della rottura dei legami covalenti nella zona di svuotamento causata dall'elevato campo elettrico.

- **a valanga:** si verifica quando il campo elettrico nella zona di svuotamento può accelerare i portatori minoritari che attraversano la zona stessa fino a una velocità tale da rompere i legami covalenti degli atomi con cui collidono.

□

6.1 Effetto Zener

Si generano nuovi elettroni liberi che trovando campo elettrico favorevole comportano un aumento della corrente.

6.1.1 Influenza della temperatura sull'effetto Zener

Alte temperature lo amplificano, a pari corrente la **tensione di breakdown** (V_{Br}) diminuisce.

6.2 Effetto a valanga

Si generano nuove coppie *elettrone-lacuna* per via degli urti, processo detto **ionizzazione dell'atomo**.

6.2.1 Influenza della temperatura sull'effetto a valanga

A parità di corrente V_{Br} aumenta.

6.3 Considerazioni in relazione alla generazione termica

La generazione termica risulta trascurabile una volta presente il breakdown (anche se i due fenomeni si sommano).

7 I diodi Zener

Definizione 15 - Diodo Zener

Diodi che permettono il verificarsi del fenomeno del breakdown anche a tensioni con modulo molto basso, nell'ordine della decina di Volt.

- nei diodi con $|V_{Br}| > 7V$, predomina la **moltiplicazione a valanga**.
- nei diodi con $|V_{Br}| < 5V$, predomina l'**effetto Zener**.
- nei diodi in cui $5V < |V_{Br}| < 7V$, si verificano **entrambi i fenomeni**.

□

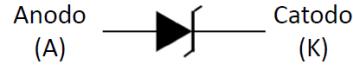
7.1 Caso di correnti elevate

In caso di $V_D \gg$) si hanno correnti **molto elevate**, non si possono più trascurare gli effetti delle resistenze in serie. Non possiamo più quindi trascurare le cadute di potenziale nelle zone neutre (zone comprese tra i contatti e la zona di svuotamento).

Questo comporta che all'aumentare della tensione la corrente aumenta meno di quanto ci aspettassimo, il modello di Shockley non è più vero.

7.2 Simboli circuituali dei diodi di Zener

DIODO ZENER



8 Metodi risolutivi per circuiti con diodi

Modelli che presentano assunzioni e semplificazioni per la risoluzione dei circuiti

8.1 Assunzione della tensione

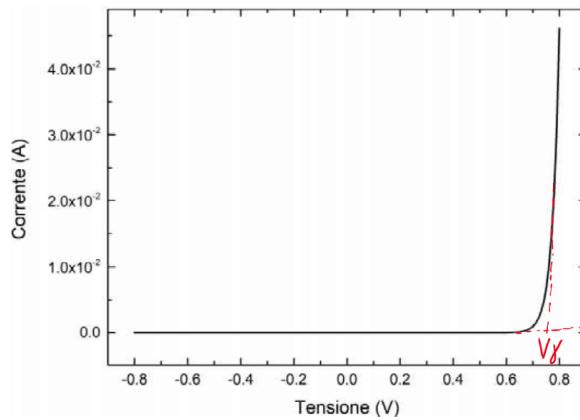
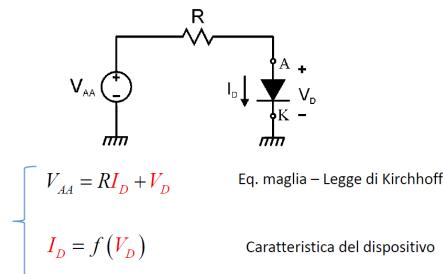


Figura 1: Grafico Tensione-Corrente della caratteristica

dove $V_\gamma = 0.7V$ ed è la tensione che usiamo come riferimento: per valori inferiori consideriamo che non scorre corrente.

Nota: Non consideriamo mai il caso di corrente elevate.

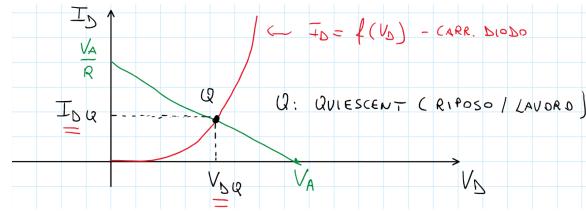
8.2 Il modello matematico



Essendo la corrente passante per il diodo legata all'equazione di Shockley per risolvere il sistema bisogna ricorrere a un metodo iterativo.

8.3 Metodo Grafico

Scrivo I_D in funzione di V_D ottenendo una retta a pendenza negativa (**retta di carico**), e disegniamo in rosso l'equazione trascendente oggetto di studio.



L'intersezione tra queste due curve (**punto Q**) è detta **punto di lavoro** o **punto di riposo**.

- **Vantaggi:** metodo non approssimato che permette di visualizzare come si comporta il diodo al variare di alcuni parametri.
- **Svantaggi:** inattuabile in presenza di più diodi, vale solo per quel diodo con quelle specifiche caratteristiche.

8.4 Modelli per grandi segnali

Metodi che sfruttano un modello approssimato del diodo, rinunciando ad un risultato esatto a fronte di velocità di analisi e piccoli errori.

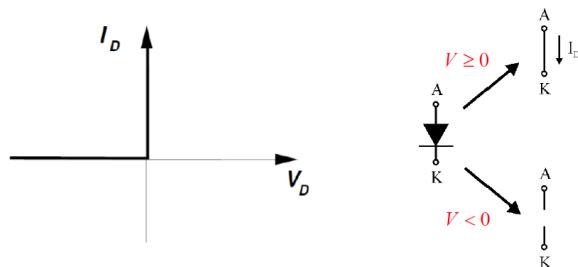
8.4.1 Modello a caduta di tensione costante

Approssima la caratteristica del diodo con una retta verticale, mantenendo $V + \gamma$ e il suo significato. Si può dunque sostituire il diodo con:

- un **generatore di tensione** di valore V_γ , se $V \geq V_\gamma$;
- un **circuito aperto**, se $V < V_\gamma$.

8.4.2 Modello del diodo ideale

Considera trascurabile la tensione del diodo: lo semplifica quindi con un interruttore



Nota: Continua a valere lo scorrimento di corrente unidirezionale da anodo a catodo.

8.4.3 Modello lineare a tratti

Nota: *Modello meno approssimato tra quelli per i grandi segnali.*

- Caratteristica approssimata con una retta di una certa pendenza
- Diodo approssimato con un **circuito aperto** o con una **resistenza in serie a un generatore di tensione**

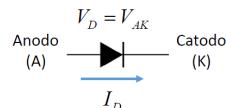
Nota: *Tensione e resistenza della resistenza in serie non noti e approssimati a $R_f = 20\Omega$ e $V_f = 0.65V$*

8.5 Esempio di analisi di un circuito con diodi

Procedura:

- ipotizzo lo stato di ciascun diodo: **conduzione** o **interdizione**
- Sostituisco ciascun diodo con il modello corrispondente;
- Risolvo il circuito semplificato;
- Verifico la correttezza delle ipotesi iniziali per **ciascun diodo**:
 - se tutte sono verificate, allora ho ottenuto una soluzione corretta;
 - se anche solo una delle ipotesi è errata, allora bisogna cambiare l'ipotesi, risolvere nuovamente il circuito e ri-verificare la correttezza della nuova ipotesi, fino ad ottenere un risultato accettabile

STATO DEL DIODO	PARAMETRO FISSATO	VERIFICA
CONDUZIONE	$V_D = V_\gamma$	$I_D > 0$
INTERDIZIONE	$I_D = 0$	$V_D < V_\gamma$

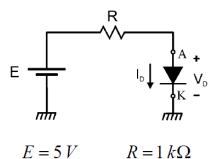


8.5.1 Risoluzione con modello a caduta di tensione costante

8.5.2 Risoluzione con modello del diodo ideale

8.5.3 Risoluzione con modello lineare a tratti

8.6 Considerazioni sull'efficacia dei modelli



MODELLO	I_D (mA)	V_D (V)
Esponenziale	4.237	0.762
Grafico	4.2	0.7
Caduta costante	4.3	0.7
Diodo ideale	5	0
Lineare a tratti	4.265	0.7353

Il modello del diodo a caduta di tensione costante è il miglior compromesso tra semplicità del modello e accuratezza della soluzione ottenuta.
Nei circuiti in cui la caduta di tensione sul diodo può essere considerata trascurabile, si può utilizzare il modello ideale del diodo.

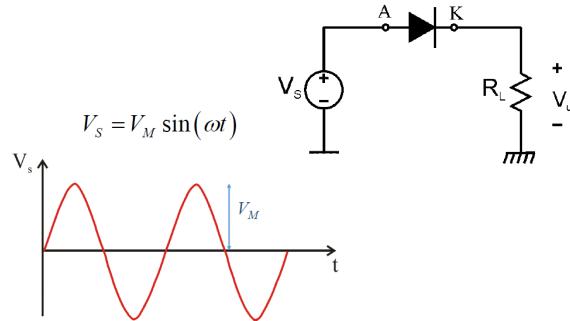
recap

9 Circuiti con diodi

Circuiti che sfruttano i diodi per ottenere una tensione continua partendo da quella alternata.

9.1 Circuito rettificatore

Chiamato anche **circuito a raddrizzatore di singola semi-onda**: blocca la tensione negativa



9.2 Il PIV

Circuito che funziona correttamente solo se il diodo rimane **interdetto** per tutto l'intervallo di non conduzione. **Attenzione** al caso in cui la tensione inversa supera un certo valore e porta il diodo in **breakdown** e quindi a condurre corrente non più trascurabile.

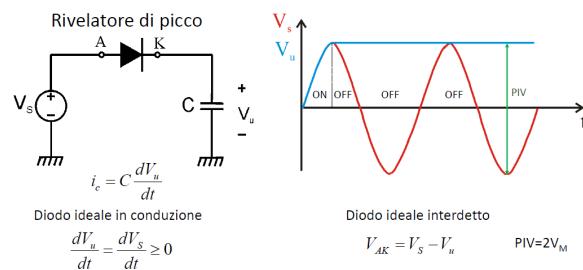
Definizione 16 - PIV

Il Peak Inverse Voltage è il parametro che tiene conto della tensione inversa massima applicata al diodo prima che vada in **breakdown**.

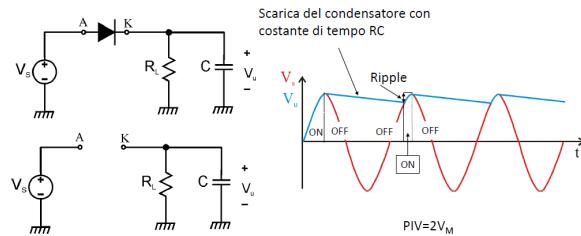
Nota: Nel caso del circuito rettificatore $PIV = V_M$ dove V_M indica la **tensione di picco in ingresso**.

□

9.3 Rilevatore di picco ideale



9.4 Circuito rettificatore con filtro RC



Definizione 17 - Ripple

Oscillazione della tensione del condensatore nel circuito rettificatore con filtro RC, data dalla differenza tra la tensione di picco e quella minima al condensatore

Nota: PIV si può approssimare al valore di $2V_M$

□

10 Circuiti con trasformatore

Definizione 18 - Trasformatore

Dispositivo che permette di trasformare una tensione in un'altra mantenendo la stessa corrente.

□

10.1 Raddrizzatore a doppia semi-onda

Definizione 19 - Raddrizzatore a doppia semi-onda

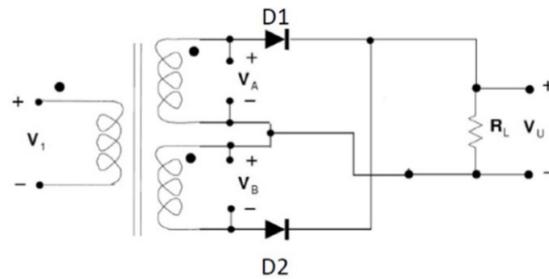
Circuito che permette invertire il lobo negativo della tensione sinusoidale, ottenendone uno positivo.

□

10.1.1 Raddrizzatore a doppia semi-onda con trasformatore a presa centrale

Definizione 20 - Raddrizzatore a doppia semi-onda con trasformatore a presa centrale

Tipologia di raddrizzatore in cui il condensatore è assente.

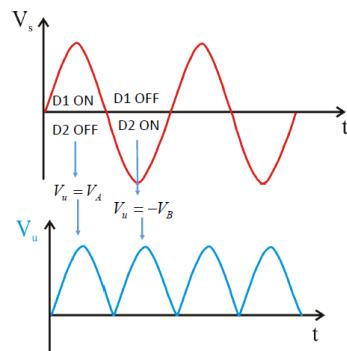


□

Primo semi-periodo

Secondo semi-periodo

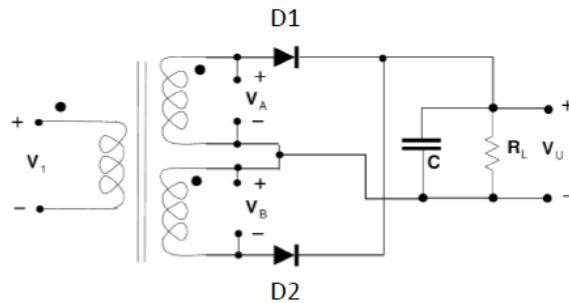
Conclusioni



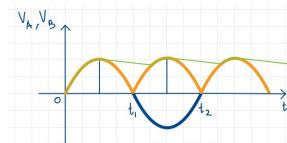
10.1.2 Raddrizzatore a doppia semi-onda con condensatore

Definizione 21 - Raddrizzatore a doppia semi-onda con condensatore

Tipologia di raddrizzatore in cui è presente il condensatore. □



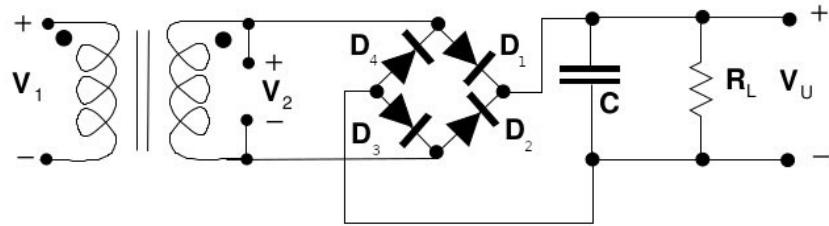
Funzionamento Comportamento del circuito **identico** a quello a presa centrale. Differenza dopo il picco di tensione: il periodo di scarica dura la metà rispetto al circuito rettificatore.



10.2 Raddrizzatore a ponte di Graetz

Definizione 22 - Raddrizzatore a ponte di Graetz

Dispositivo che raddrizza la tensione alternata senza bisogno del doppio circuito secondario: fa in modo che la tensione in uscita abbia sempre lo stesso verso.



□

11 I regolatori di tensione

Definizione 23 - Regolatore di tensione

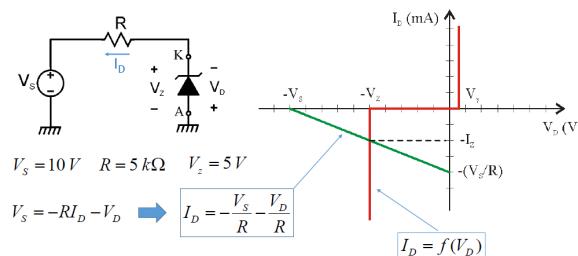
- Dispositivo che rende costante la corrente, eliminando i ripple e permettendo di applicare filtri alla tensione.
- Dispositivo che in ingresso ha una tensione assimilabile ad una costante con qualche variazione, come quella in uscita da un ponte di Graetz, e in uscita ha una tensione costante.

□

11.1 Regolatori di tensione Zener

Definizione 24 - Regolatore di tensione Zener

Circuito che utilizza un diodo Zener per regolare la tensione.



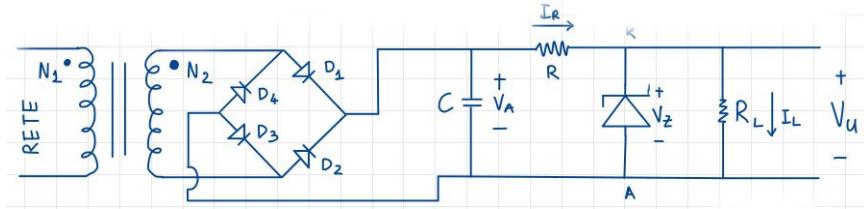
Nota: In questo il diodo è montato al contrario e quindi potrà essere solo spento o in breakdown.

□

11.2 Circuito regolatore Zener

Definizione 25 - Circuito regolatore Zener

Circuito simile al ponte di Graetz ma con in aggiunta un diodo Zener e una resistenza.



In questo circuito il diodo Zener assorbe le variazioni di corrente per mantenere I_L costante.

Nota: Per ottenere questo effetto bisogna fare in modo che I_Z rimanga sempre positiva, si hanno quindi limiti sul carico R_L .

□

11.2.1 Limiti di funzionamento di corrente

Limite per il quale il diodo Zener smette di funzionare:

$$I_Z = 0 \rightarrow I_{LMax} = \frac{V_A - V_Z}{R_L}$$

11.2.2 Limiti di funzionamento di Potenza

Valore massimo di potenza sopportabile

$$P_{ZMax} = I_{ZMax} V_Z = V_Z \frac{V_A - V_Z}{R_L}$$

12 La logica a diodi

La logica a diodi ha come obiettivo il realizzare circuiti digitali tramite i diodi: scegliamo una tensione di riferimento (5V), che indichiamo con V_{DD} , a cui assegniamo il valore logico 1 mentre il valore logico 0 va alla tensione 0.

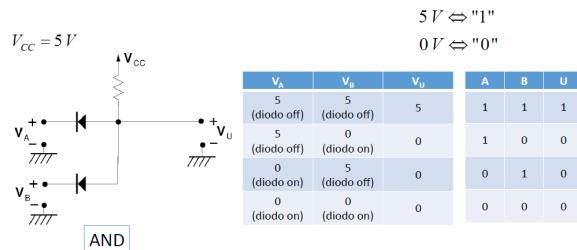
Nota: Per entrambi i valori consideriamo una tolleranza, rispettivamente:

V_{LMin}

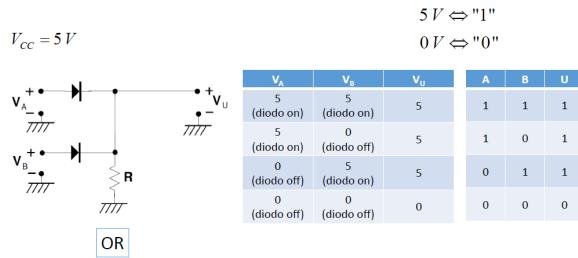
V_{LMax}

12.1 Circuiti logici

12.1.1 Circuito per la porta AND



12.1.2 Circuito per la porta OR



12.2 Problematiche della logica a diodi

Necessità di molta corrente, degradazione dei livelli logici per più circuiti in cascata, impossibilità di costruire circuiti NOT.

13 Il modello per i piccoli segnali

Trattiamo un circuito in presenza di un valore di tensione grande e costante e uno piccolo e variabile. Per farlo introduciamo delle convenzioni:

- Valori **costanti** scritti come: V_{CC}
- Valori **variabili** scritti come: v_{be}
- Valori **istantanei o complessivi** scritti come: v_{BE}

Risolvendo graficamente³ un circuito di questo tipo otteniamo che il punto di riposo varierà lungo la caratteristica e che quindi una piccola variazione del segnale in ingresso può portare a una variazione di esso. Si approssima pertanto l'esponenziale con una retta (quindi come elemento circuitale si sceglie una **resistenza differenziale** e indicata con r_d = valore della pendenza della rette nell'interno di Q).

13.1 Risoluzione del primo circuito

Si dovranno risolvere due circuiti: uno solo con il generatore di tensione e uno in cui, una volta noto Q, calcolo la resistenza differenziale da sostituire al diodo.

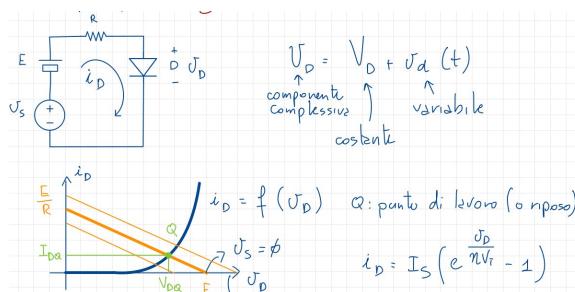
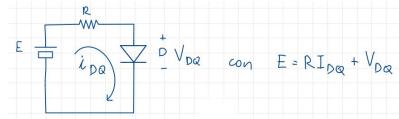


Figura 2: Notare i due generatori di tensione: quello grande e costante (E) e quello piccolo e variabile ($v_s(t)$).

³Gli altri metodi non sono più validi

Primo passo: determinare il punto di riposo. Per farlo utilizziamo il circuito "in continua":



da cui otteniamo $v_s = Ri_d + v_d$ che è un circuito con due generatori di segnali non costanti (v_s e il diodo v_d). Non potendo usare Shockley (non siamo allo zero ma al punto Q) approssimiamo tramite lo sviluppo in serie che, fermandoci al primo ordine ci da

$$i_D = \frac{di_D}{dv_D} \Big|_Q v_d$$

ovvero la relazione tra i_D e v_D cercata.

Definiamo poi la **conduttanza differenziale** come

$$g_d = \frac{di_D}{dv_D} \Big|_Q$$

che ci permette di definire la **resistenza differenziale**

$$r_d = \frac{1}{g_d}$$

quindi in prima approssimazione avremo un circuito lineare, che sappiamo risolvere:

$$\begin{aligned} g_d &= \frac{di_D}{dv_D} \Big|_Q = \left(I_s e^{\frac{v_D}{nV_T}} \right) \frac{1}{nV_T} \Big|_Q = \underbrace{I_s}_{\approx I_{DQ}} \left(e^{\frac{V_{DQ}}{nV_T}} \right) \frac{1}{nV_T} \Big|_Q = \\ &\simeq \frac{I_{DQ}}{nV_T} \quad \text{e quindi abbiamo} \quad \approx I_{DQ} \\ &\quad \left\{ \begin{array}{l} g_d \simeq \frac{I_{DQ}}{nV_T} \\ r_d \simeq \frac{nV_T}{I_{DQ}} \end{array} \right. \end{aligned}$$

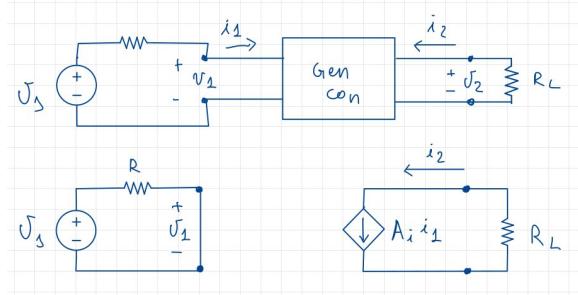
Con ulteriori calcoli vediamo come per applicare il modello dei piccoli segnali è necessario che la tensione ai capi del diodo sia molto inferiore a 52mV.

14 I BJT - Transistor a giunzione bipolare

14.1 Generatore di corrente controllato in corrente

Definizione 26 - Generatore controllato

Dispositivo a due porte, quindi con quattro terminali, che si riducono tuttavia nella maggior parte dei casi a tre, perché due sono in comune tra ingresso e uscita. \square



Dal disegno notiamo che $i_2 = A_i i_1$ e quindi definiamo **guadagno di corrente** $A_i = \frac{i_2}{i_1}$, in particolare:

- **amplificatore di corrente** se $A_i > 1$
- **attenuatore di corrente** se $A_i < 1$

Relazioni tra le tensioni e le correnti generate dal generatore:

$$\begin{cases} v_2 = -R_L i_2 = -R_L A_i i_1 \\ i_1 = \frac{v_s}{R} \end{cases} \rightarrow v_2 = \frac{R_L A_i v_s}{R}$$

Guadagno di tensione: $A_v = \frac{v_2}{v_1}$ per cui possiamo dire:

- **amplificatore di tensione** se $A_v > 1$
- **attenuatore di tensione** se $A_v < 1$

Guadagno di potenza:

$$A_p = \frac{\text{Potenza sul carico}}{\text{Potenza in ingresso}} = -\frac{v_2 i_2}{v_s i_1} = -A_v A_i$$

che, una volta sviluppata la relazione, notiamo essere **sempre positivo**.

14.1.1 Caratteristiche del circuito

- **di ingresso:** rappresentazione del comportamento sul piano i_1, v_1
- **di uscita:** rappresentazione del comportamento sul piano i_2, v_2

Notiamo che la caratteristica in ingresso non ha alcuna dipendenza da quella in uscita mentre quella in uscita è legata all'altra vista la relazione $i_2 = A_i i_1$.

14.2 BJT

14.2.1 Intro

Il transistore bipolare è, dal punto di vista fisico, un dispositivo con due giunzioni PN poste una di seguito all'altra, ma orientate in senso opposto: a seconda di come lo costruiamo, potremo avere dunque due tipi di transistori bipolar: **PNP** e **NPN**.

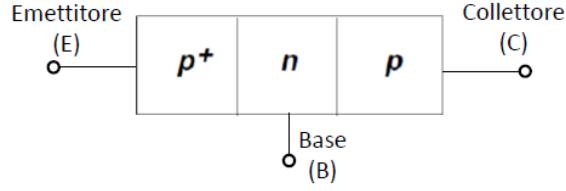


Figura 3: Schema BJT

Il transistor per funzionare necessita che una delle due estremità abbia un drogaggio maggiore dell'altra, indicato con +. Il dispositivo ha poi 3 terminali:

- **emettitore**, che corrisponde all'estremo maggiormente drogato;
- **collettore**, che corrisponde all'estremo meno drogato;
- **base**, che corrisponde all'estremo intermedio, a comune tra i due dispositivi.

Simbolo circuitale (la freccia indica l'emettitore):



14.2.2 Zona di funzionamento in Zona Attiva Diretta

Ci concentriamo sulla zona di funzionamento maggiormente utilizzata in ambito analogico: in questa la giunzione base-emettitore è polarizzata in diretta mentre quella base-collettore in inversa.

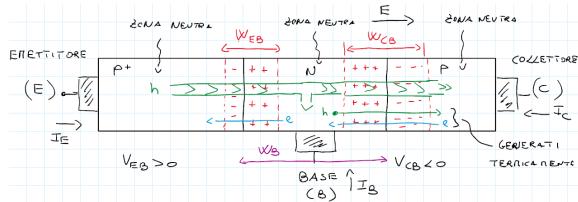


Figura 4: Schema degli spostamenti di lacune ed elettroni

Tra base ed emettitore si ha una grande, per via del maggiore drogaggio dell'emettitore, iniezione di lacune e una trascurabile diffusione di elettroni da N verso P^+ .

Assunzione **importante**: campo elettrico nelle zone neutre piccolo, quindi spostamento di cariche solo per diffusione.

Si nota poi come le lacune iniettate da P^+ verso N si ritrovino in un semiconduttore drogato N e quindi si combinano facilmente con elettroni, se non fosse che la base è molto piccola quindi la maggior parte delle lacune arriverà alla zona W_{CB} dove il campo favorevole trascina le lacune verso il collettore: si ha quindi una transizione di portatori (di lacune) da emettitore a collettore.

Nota: Condizioni di funzionamento del BJT in ZAD: droggaggio base piccola e stretta, giunzione base collettore tale che la corrente in essa sia trascurabile, portatori nella zona neutra mossi solo per diffusione.

Si ottiene che la corrente che scorre dall'emettitore al collettore è **costante** e **controllabile tramite la corrente di base** (questa è infatti la grandezza pilota del sistema). La corrente di base rifornisce la stessa di elettroni che altrimenti verrebbero persi per via della ricombinazione (che porterebbero la base a carica positiva e ostacolerebbe l'iniezione di lacune) e quelli che per diffusione vanno nell'emettitore. Notiamo che: dato che la **percentuale di lacune perse nella ricombinazione è fissa** allora se aumentiamo la corrente di base aumenta anche quella da emettitore a collettore (**flusso principale**).

Nota: la corrente di ricombinazione è piccola quindi quella di base è piccola rispetto a quella controllate quindi **BJT è un amplificatore di corrente**.

14.2.3 Modello di Ebers-Moll

Per evitare la trattazione matematica, utilizzeremo il modello di Ebers-Moll per grandi segnali del transistore.

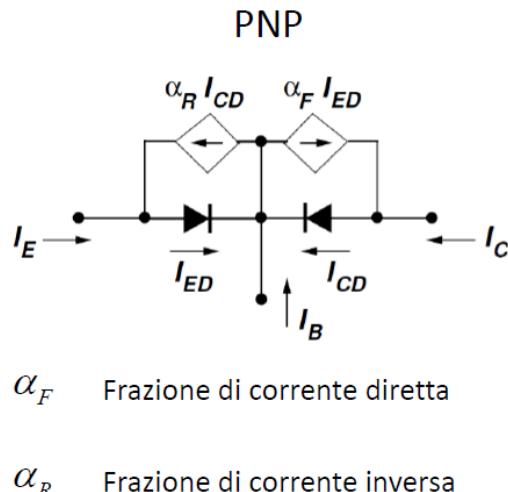


Figura 5: Circuito equivalente di un BJT

In polarizzazione diretta le lacune che riesco a passare dall'emettitore al collettore sono date dal generatore controllato $\alpha_F I_{ED}$. Con α_F (forward) indichiamo la **frazione di corrente diretta**, ovvero la frazione di portatori iniettati dall'emettitore in Base che riescono ad arrivare al Collettore. È un valore tra 0.98 e 0.988, il mancante è dovuto alle ricombinazioni.

Il transistor può lavorare anche in polarizzazione inversa (generatore controllato e corrente I_{CD}). In questo caso α_R (reverse) indica la **frazione di corrente inversa** ed è compresa tra 0.4 e 0.8 (è quindi meno efficace, questo per via dei drogaggi).

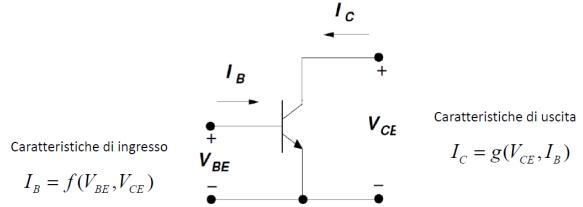
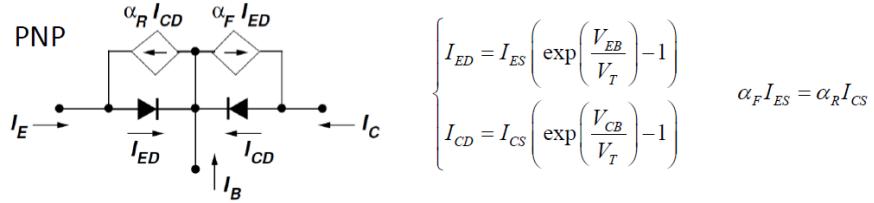


Figura 6: Circuiti di configurazione a emettitore comune

14.2.4 Equazioni di Ebers-Moll



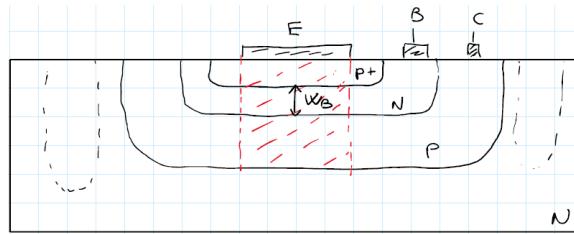
Regola di reciprocità $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$.

14.2.5 Riepilogo

Zona di funzionamento	Polarizzazione giunzioni	Impiego del BJT
Attiva Diretta	Giunzione "BE": diretta Giunzione "BC": inversa	Amplificatore
Attiva Inversa	Giunzione "BE": inversa Giunzione "BC": diretta	Prestazioni molto degradate
Interdizione	Giunzione "BE": inversa Giunzione "BC": inversa	Interruttore aperto
Saturazione	Giunzione "BE": diretta Giunzione "BC": diretta	Interruttore chiuso

14.2.6 Struttura fisica del BJT PNP

Qui possiamo notare come **non sia simmetrico**.



14.3 BJT NPN

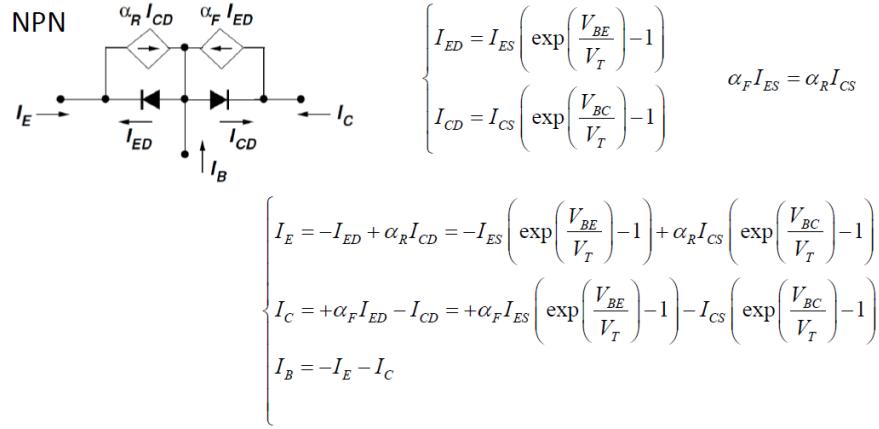
Per rendere il transistor un dispositivo solo con una porta di ingresso e una di uscita collegiamo in comune uno dei tre terminali. Ci concentriamo solo sul caso a emettitore comune: il terminale dell'emettitore è collegato in comune tra ingresso e uscita. Per il nostro studio,

considereremo solo il transistor NPN, in cui gli elettroni si muovono dall'emettitore al collettore e le lacune si muovono dalla base all'emettitore. In questo modo, avremo una corrente che scorre dal collettore all'emettitore e un flusso di lacune nella base.

Specifiche del modello:

- **ingresso:** corrente di base I_B in funzione di V_{BE} e V_{CE}
- **uscita:** corrente di collettore I_C in funzione di I_B e V_{CE}

14.3.1 Modello di Ebers-Moll per il transistor NPN



Siamo nel caso di un generatore di corrente controllato in corrente.

...

Si ottiene infine che la corrente di uscita non dipende dalla tensione ma da β_F detto **guadagno di corrente in cortocircuito a emettitore comune** compreso tra 200 e 300, questi valori alti ci suggeriscono che basta un piccola corrente di base per controllare una grande corrente di collettore.

14.3.2 Caratteristiche di uscita

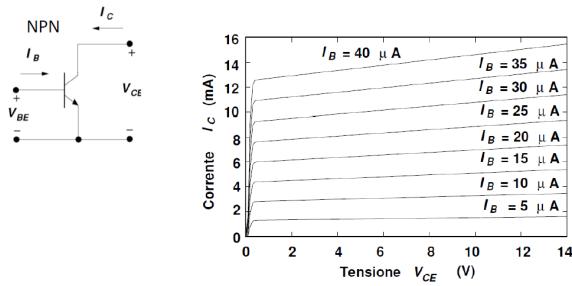
I_B proporzionale alla I_C per un fattore β_F . Questo vale solo per valori di V_{CE} non troppo piccoli, altrimenti le caratteristiche collassano diminuendo la corrente del collettore. Ne concludiamo che V_{CE} influenza la caratteristica di uscita mandando in dispositivo in **saturazione**.

14.3.3 Caratteristiche di ingresso

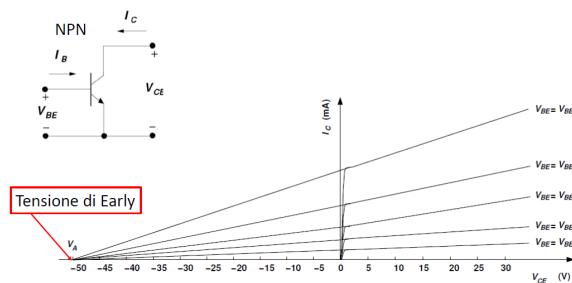
$$I_B = (1 - \alpha_F)I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

La corrente di base è dipendente dalla tensione in ingresso: la caratteristica di uscita avrà un andamento esponenziale.

14.4 Effetto Early

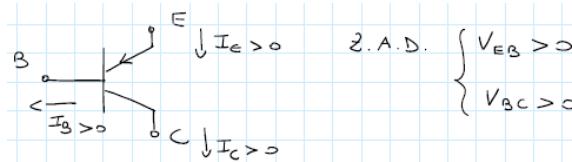


Osservando un BJT a caratteristiche reali osserviamo che queste non sono perfettamente orizzontali, quindi I_C aumenta all'aumentare di V_{CE} , e l'**effetto early**: rappresentando le caratteristiche in funzione di V_{BE} e prolungando idealmente le caratteristiche secondo la loro inclinazione, vedo che si incontrano tutte ad una tensione negativa V_A detta **tensione di Early**.



Valori tipici di V_A sono tra -50V e -100V: le caratteristiche non sono troppo inclinate. L'origine di questo effetto è da ricercarsi nel modello fisico del transistore.

14.5 Caratteristiche di un BJT PNP



15 I MOS - Metal Oxide Semiconductor

15.1 Transistori MOSFET

Questi sono della famiglia dei Transistori a Effetto di Campo, ovvero dispositivi il cui funzionamento dipende da un campo elettrico. Sono assimilabili a generatori di corrente controllati in tensione. A differenza dei BJT⁴ il loro comportamento dipende dai portatori maggioritari. Notiamo come in ingresso abbiamo la tensione V_1 (terminale di controllo) e un'impedenza infinita, la corrente assorbita dal terminale di controllo è infatti nulla. Nel terminale di

⁴Dipendono dai portatori minoritari immessi in base

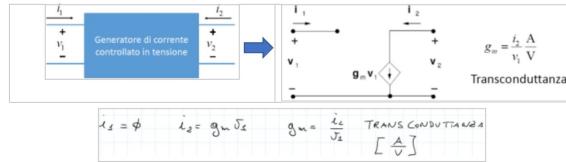
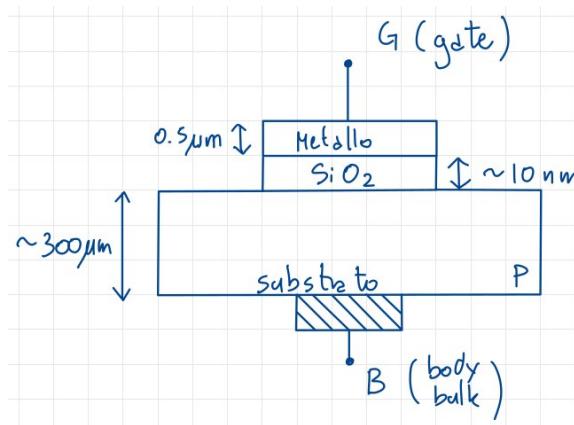


Figura 7: Schema circuitale

uscita c'è $I_2 = g_M V_1$ dove g_M è il rapporto tra corrente di uscita e tensione in ingresso, è quindi una **trans-conduttanza** (rapporto tra grandezze di maglie diverse)

15.2 Condensatore MOS

Dispositivo osservabile come un condensatore con due armature, una di metallo e una di substrato, e il dielettrico con formula chimica SiO_2



- **substrato**: silicio drogato P
- **isolante**: ossido di silicio
- **metallo**: conduttore perfetto detto **gate**, sarà il terminale di controllo della corrente in uscita

A seconda della tensione di gate V_G che entra nel diodo avremo differenti comportamenti.

15.2.1 Dispositivo in accumulazione

$V_G < 0$: il gate inizia a caricarsi negativamente, così il substrato lo fa positivamente, quindi campo elettrico che sposta (**accumulazione**) le lacune libere del substrato sulla zona superficiale (fermate dall'isolante).

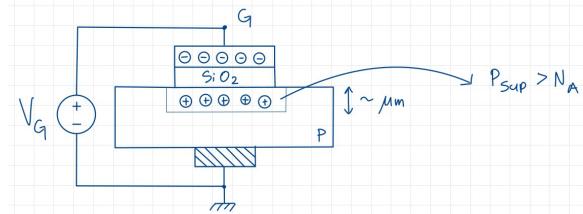
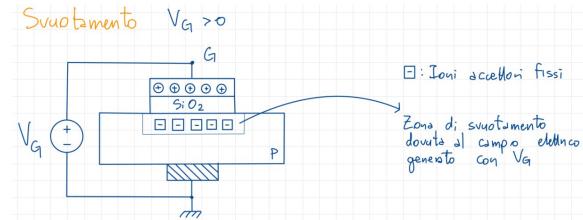


Figura 8: Dispositivo in accumulazione

15.2.2 Dispositivo in svuotamento

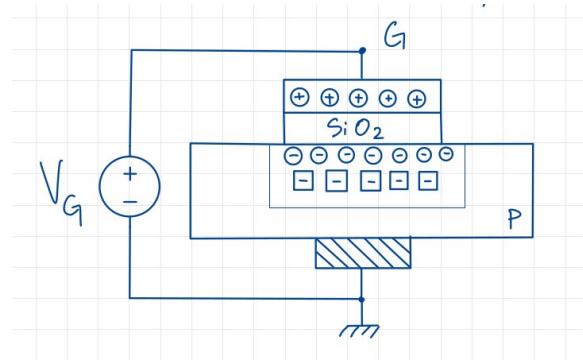
Caso in cui tensione applicata al gate positiva ma minore di tensione di soglia V_T .



In questo caso il campo elettrico che si genera allontana le lacune della superficie del substrato, si ha quindi una **zona di svuotamento**.

15.2.3 Dispositivo di inversione

Per tensioni sopra la soglia il campo elettrico allontana sempre di più le lacune attirando in superficie gli elettroni liberi del substrato P (minoritari, generati termicamente). Questo accumulo andrà a compensare la carica positiva del gate, si ha quindi una **inversione locale**.



15.3 MOSFET

Condensatore MOS affiancato da due zone di semiconduttore con **drogaggio opposto a quello del body** (detto *pozzetti*) i cui terminali sono detti **source** e **drain**. I pozzetti devono essere parzialmente sovrapposti all'ossido, la zona interposta tra i due pozzetti viene detta **regione di canale** (with lenght and width).

Il source è il terminale che fornisce i portatori, mentre drain li riceve; la corrente scorrerà da Source a Drain quando vengono rifornite lacune, mentre se vengono riforniti elettroni, la

corrente scorrerà in senso opposto, e ciò viene regolato dalla tensione applicata su gate, che è il terminale di controllo del dispositivo.

Il terminale di body verrà messo a ground; schematizziamo inoltre le giunzioni $N+$ e P come dei diodi che, per garantire il corretto funzionamento del dispositivo, devono essere in inversa (per garantirlo tensione in body la più piccola di tutto il circuito).

15.3.1 MOSFET in accumulazione

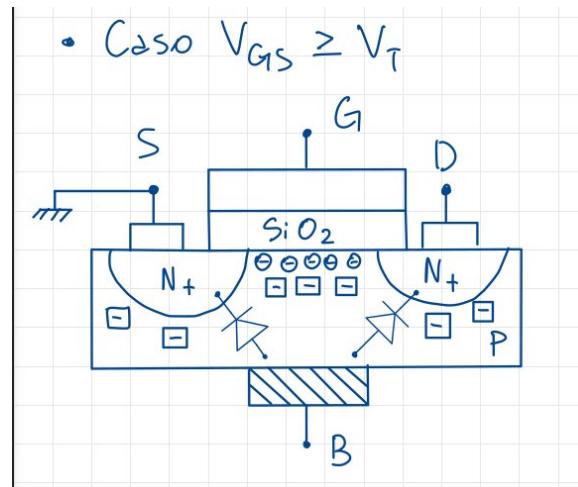
Applicando $V_{GS} < 0$ si accumulano cariche positive nella superficie del substrato impedendo il passaggio di corrente da S a D.

15.3.2 MOSFET in svuotamento

Situazione opposta alla precedente, ci sono cariche fisse (-) che impediscono lo scorrere della corrente per $0 < V_{GS} < V_T$.

15.3.3 MOSFET in inversione

$V_{GS} > V_T$ S e D collegati (prima erano isolati). Si verifica infatti lo stesso fenomeno dell'inversione visto nel MOS. La differenza è che, nelle cariche mobili, gli elettroni generati termicamente sono una minima parte, a fronte delle cariche libere richiamate dalle regioni di S e D che fungono da **serbatoi di cariche**. Sulla superficie del substrato si forma una zona con concentrazione di cariche libere, in questo caso elettroni, maggiore o uguale del droggaggio del substrato. Per effetto dell'inversione avremo che le due regioni N^+ sono unite da un canale conduttivo di cariche mobili, che permettono il passaggio di corrente. dando vita quindi a un MOSFET a canale N.

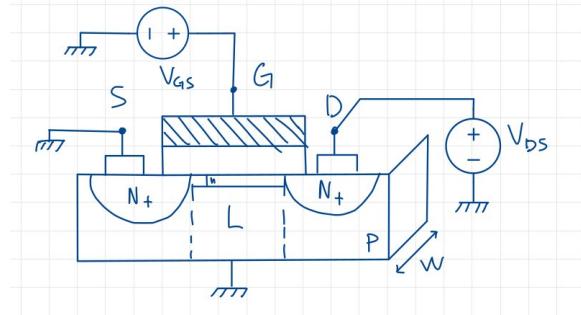


15.4 Studio del canale di un MOSFET

Vediamo il comportamento del canale creato ($V_{GS} > V_T$).

15.4.1 caso $V_{DS} > 0$ e piccola

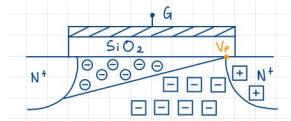
S tensione di riferimento e D tensione positiva.



D inizia ad attrarre elettroni, quindi scorrimento di elettroni tra S e D (come suggerito dai nomi di questi elementi). ...

15.4.2 Caso per $V_{DS} > 0$ e non trascurabile

In questo caso il canale non è più uniforme e cambia forma.



15.4.3 Strozzamento del canale

Aumentando quella tensione il canale si strozza e si chiude: troviamo quindi la **tensione di strozzamento** o di **pinch-off**:

$$V_{gS} = V_{GS} - V_T$$

Se la V_{DS} è maggiore di quella di strozzamento il canale si chiude in un punto precedente a drain.

15.4.4 Conclusioni

La corrente in un MOSFET si suddivide in due principali zone di funzionamento.

Zona di Triodo In questa regione, il canale è sempre **aperto** e la corrente i_{DS} è influenzata sia dalla tensione gate-source (V_{GS}) che dalla tensione drain-source (V_{DS}). L'equazione che descrive la corrente in questa zona è:

$$i_{DS} = \mu_n \cdot C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

dove:

- μ_n è la mobilità dei portatori negativi;
- C_{ox} è la capacità di ossido, data dal rapporto tra la costante dielettrica e lo spessore dell'ossido;
- W è la larghezza del canale;
- L è la lunghezza del canale.

Zona di Saturazione In questa regione, il canale del MOSFET è considerato **chiuso**. La corrente i_{DS} dipende principalmente dalla tensione gate-source (V_{GS}) ed è quasi indipendente dalla tensione drain-source (V_{DS}). L'equazione della corrente diventa:

$$i_{DS} = \mu_n \cdot C_{ox} \frac{W}{L} \cdot \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{Z}$$

Questa equazione è talvolta semplificata come $i_{DS} = k(V_{GS} - V_T)^2$, dove k è una costante di proporzionalità.

Effetto Early Similmente a quanto accade nei transistori bipolari, anche nei MOSFET si manifesta un effetto noto come **Effetto Early**. Questo fenomeno causa una leggera inclinazione nelle curve di corrente in zona di saturazione, rendendo la corrente non perfettamente costante al variare di V_{DS} .

Per tener conto di questo effetto, l'equazione di saturazione viene modificata aggiungendo un fattore che dipende da λ :

$$i_{DS} = \mu_n \cdot C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda v_{ds})$$

Prolungando le caratteristiche di saturazione, si nota che si incontrano in un punto del secondo quadrante chiamato $-\frac{1}{\lambda}$.

15.4.5 La trans-caratteristica del MOSFET

15.5 Transistore MOSFET a canale P

A differenza degli N-MOSFET sono caratterizzati da un substrato di tipo N (le diffusioni di S e D sono di tipo P).

15.6 Cenni MOSFET a svuotamento

I MOSFET visti finora sono detti ad arricchimento perché il canale viene costruito solo dopo l'applicazione di una certa tensione al gate.

In quelli a vuotamento invece il canale viene realizzato direttamente dal costruttore.

15.7 Simboli circuituali di un MOSFET

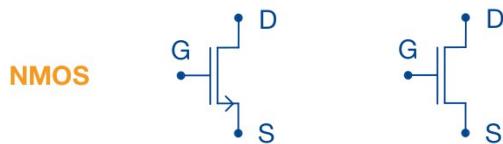


Figura 9: A canale N

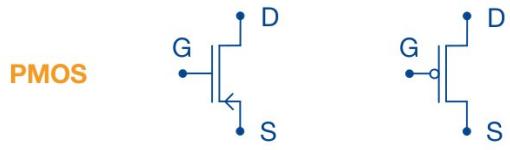


Figura 10: A canale P

16 Polarizzazione di transistori BJT

Definizione 27 - Polarizzare un circuito

La polarizzazione dei circuiti è l'operazione di applicare le opportune tensioni e correnti continue (DC) ai terminali di un componente elettronico attivo (come un transistor BJT o MOSFET) per portarlo in un punto di funzionamento specifico, chiamato anche punto di riposo o punto Q. Questo punto definisce le condizioni di lavoro del dispositivo in assenza di un segnale in ingresso variabile. \square

I transistori BJT hanno zone di funzionamento determinate dalla polarizzazione del dispositivo: per utilizzarli come amplificatore zona attiva diretta ovvero base-emettitore in diretta e base-collettore in inversa.

16.1 Esempio circuito BJT

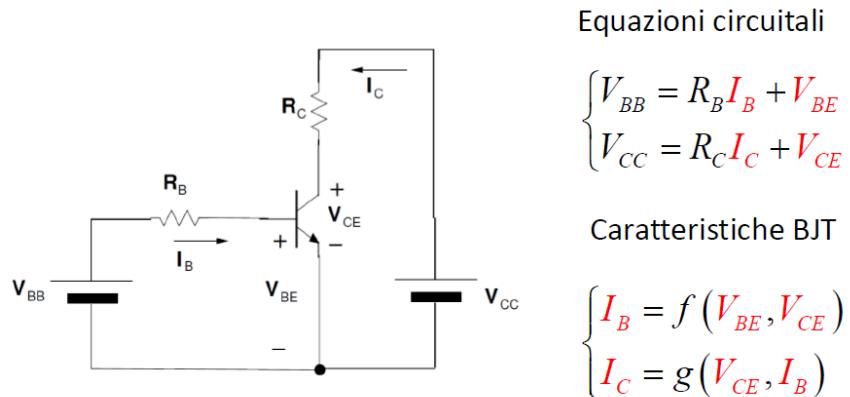


Figura 11: Circuito BJT più semplice

2 porte in ingresso e 2 in uscita

17 Polarizzazione di un MOSFET

18 I dispositivi come quadripoli

19 Gli amplificatori

Definizione 28 - Amplificatore

Dispositivo avente porta di ingresso e porta di uscita. Sono caratterizzati da parametri di merito.

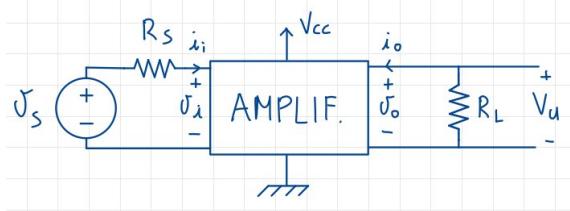


Figura 12: Schema generale di un amplificatore

I parametri di merito sono i seguenti:

Guadagno di corrente Guadagno di tensione

$$A_i = \frac{i_{usc}}{i_{ing}}$$

$$A_v = \frac{v_{usc}}{v_{ing}}$$

Resistenza di ingresso

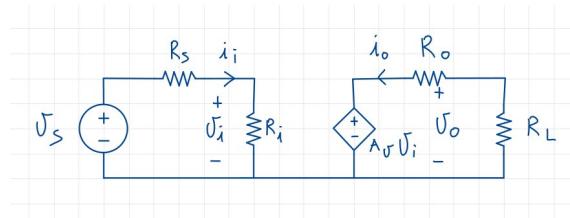
$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}}$$

Resistenza di uscita

$$R_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}}$$

□

19.1 Circuito equivalente



19.2 Analisi del circuito di un amplificatore

L'analisi è divisa in due parti:

1. Determinazione del punto di riposo (**analisi DC**)
 - (a) Disattivazione dei generatori del segnale (cortocircuiti per i generatori di tensione, apertura per i generatori di corrente)

- (b) Sostituzione di condensatori e induttori rispettivamente con circuiti aperti e cortocircuiti
 - (c) Sostituzione dei componenti non lineari con il rispettivo modello per grandi segnali
2. analisi del circuito equivalente sottoposto a segnali variabili nel tempo e con frequenza variabile. (**analisi a medie frequenze o analisi AC**)
- (a) Disattivare i generatori di valore costante
 - (b) sostituire di condensatori e induttori rispettivamente con cortocircuiti e circuiti aperti
 - (c) sostituire i componenti non lineari nel rispettivo modello per piccole segnali, dipendentemente dal punto di riposo Q trovato

Nota: Per l'analisi DC sono fondamentali i manuali delle caratteristiche dei dispositivi, in quanto essi contengono già molti dati utili.

19.3 Amplificatore a emettitore comune

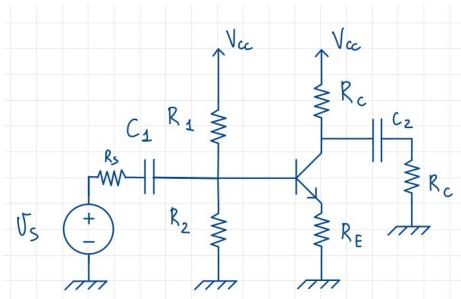
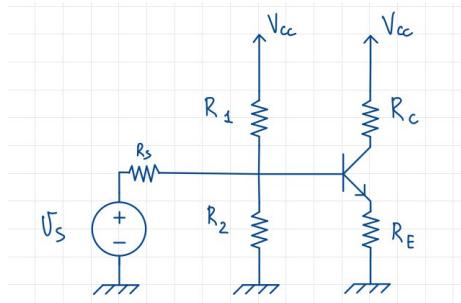


Figura 13: Circuito modificato in modo da evitare che il punto di riposo dipenda direttamente da R_S

19.3.1 Analisi AC

Si ricava infine:

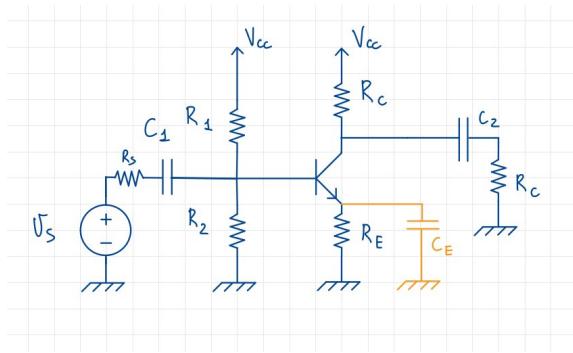
$$A_v = \frac{v_u}{v_s} = -\frac{(R_C \parallel R_L)h_{fe}}{h_{ic} + R_E(h_{fe} + 1)}$$

Considerazioni

1. $A_v < 0$ **configurazione invertente** (es. come uno sfasamento di 180 di una sinusoida)
2. Se $R_E = 0 \rightarrow A_v = -\frac{(R_C||R_L)h_{fe}}{h_{ie}} \gg A_v$ con $R_E \neq 0$ ovvero l'aggiunta di R_E (**resistenza di degenerazione di emettitore**) per la stabilizzazione del circuito fa diminuire il guadagno
3. Se $R_E(h_{fe} + 1) \gg h_{ie}$, allora $A_v = -\frac{R_C||R_L}{R_E}$ l'amplificazione non dipende più dalle caratteristiche del transistore ma solo dalle resistenze, dato che si possono scegliere il circuito è molto stabile

19.3.2 Condensatore di bypass

Inseribile per aumentare il guadagno



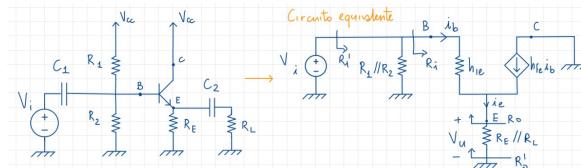
19.3.3 Resistenza di uscita

Rapporta tra tensione di uscita e corrente di uscita:

$$R_0 = \left. \frac{v_u}{i_o} \right|_{v_i=0} = 0$$

infatti si ha $i_b = 0$.

19.4 Amplificatore a collettore comune



19.4.1 Resistenze di ingresso e uscita

La resistenza di ingresso è identica a quello ad emettitore comune. In uscita ho $R_o = \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1}$

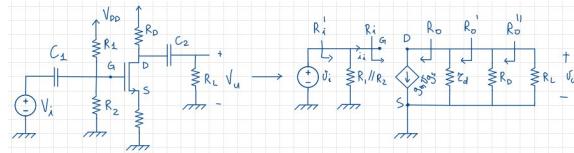
19.4.2 Guadagno

$$A_v = \frac{v_u}{v_i} = \frac{(R_E||R_L)(h_{fe} + 1)}{h_{ie} + (R_E||R_L)(h_{fe} + 1)}$$

Osservazioni:

1. A_v è positiva, per cui i segnali in ingresso ed uscita avranno lo stesso segno, ed è ciò che ci aspettiamo da una configurazione **non invertente**;
2. $A_v < 1$ sempre, per costruzione;
3. Se $h_{ie} \ll (R_E||R_L)(h_{fe} + 1)$, allora $A_v \approx 1$. Questo caso è chiamato configurazione a **inseguitore di emettitore**, in quanto l'amplificazione è fatta con un fattore quasi unitario, grazie al quale l'uscita segue l'ingresso.

19.5 Amplificatore a source comune



19.5.1 Parametri di guadagno

$$A_v = \frac{v_u}{v_i} = -(r_d || R_D || R_L) g_m$$

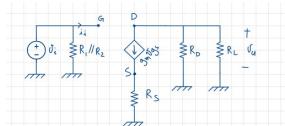
Negativa quindi invertente.

19.5.2 Parametri di resistenza

In ingresso accade come visto prima, quindi $R_i = \frac{v_i}{i_i} \rightarrow \infty$. In uscita si ha una situazione più complicata:

19.5.3 Caso particolare

Caso in cui $R_S \neq 0$ e $r_d \rightarrow \infty$:



Si ottiene il ricavo:

$$A_v = \frac{v_u}{v_i} = -(R_D || R_L) g_m \frac{1}{1 + R_S g_m}$$

La **resistenza di degenerazione di source** (R_S) porta una stabilizzazione del punto di riposo e una riduzione del guadagno.

19.6 Amplificatore a drain in comune

Qui il drain è utilizzato come terminale di riferimento, al contrario il terminale di entrata sarà il gate.

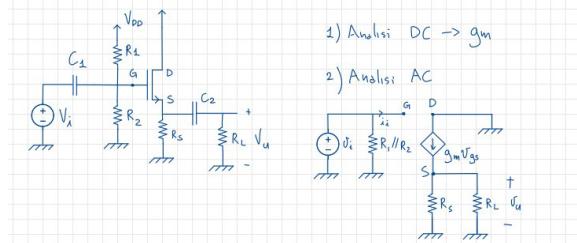


Figura 14: Circuito simile al precedente, rimuoviamo R_D

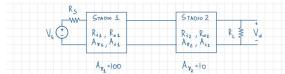
19.6.1 Parametri di output

$$A_v = \frac{v_u}{v_i} = \frac{g_m((R_S||R_L))}{1 + g_m((R_S||R_L))}$$

Configurazione in esame sia **non invertente**, cioè è ravvisabile dal segno positivo di A_v ; sempre osservando la relazione appena trovata ci accorgiamo che $|A_v| < 1$ per costruzione e che, nel caso particolare in cui $g_m((R_S||R_L)) \gg 1$, $A_v \approx 1$, configurazione che prende il nome di **inseguitore di source**.

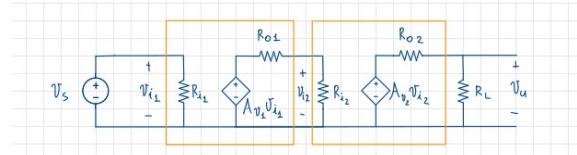
19.7 Amplificatori multistadio

Combinare in cascata più amplificatori in modo da **combinare le loro caratteristiche** per soddisfare tutti i requisiti di un progetto.



19.7.1 Interazione tra stadi

Per capire come gli stadi interagiscono tra di loro esplicitiamo i loro circuiti equivalenti.



Guadagno dato da

$$A_v = A_{v1} A_{v2} \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}}$$

dove $\frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}}$ è detto fattore di attenuazione e per costruzione non può essere negativo o maggiore di 1.

Vale 1 solo quando $R_{i2} \rightarrow \infty$ o $R_{o1} = 0$: in questo caso si dice che lo stadio a valle **insegue** lo stadio a monte.

20 Risposta in frequenza

Essendo un segnale, in genere, composto da più componenti frequenziali (spesso in forma sinusoidale) bisogna stare attenti, con gli amplificatori, ad amplificare tutte le componenti allo stesso modo per evitare **distorsione** del segnale originale.

20.1 Determinazione della risposta in frequenza

Definizione 29 - Elementi reattivi

Elementi che determinano la risposta in frequenza.

Nota: Ad esempio elementi che dipendono dalla frequenza come induttori o condensatori.

□

Per determinare la risposta in frequenza ad esempio di A_v , dovrei calcolare tutti i poli e gli zeri del circuito per poi passare effettivamente alla risposta in frequenza. Devo quindi prima portare il circuito nel dominio della frequenza: ogni condensatore inserisce uno zero nell'origine (a frequenze nulle sono assimilabili a dei circuiti aperti). In un circuito, in genere, il numero di poli è pari al numero di **elementi reattivi indipendenti**.

20.2 Ruolo dei condensatori

Nell'analisi **DC** li considero **sempre** come **aperti**.

In **AC**:

- a **basse frequenze** considero i condensatori interni come circuiti aperti;
- a **medie frequenze** considero i condensatori interni come circuiti aperti, e quelli esterni come cortocircuiti;
- ad **alte frequenze** considero i condensatori esterni come cortocircuiti.

20.3 Diagramma di Bode

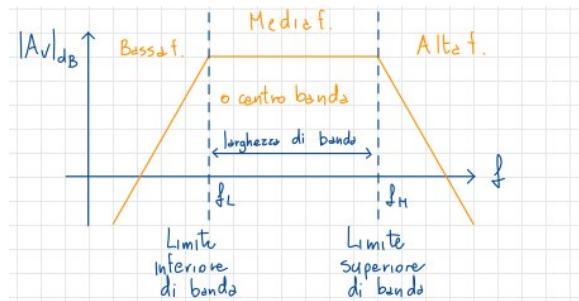


Figura 15: Diagramma di Bode generale per gli amplificatori

Notare inoltre f_T ovvero frequenza di **transizione**, valore per il quale il guadagno di corrente in cortocircuito, nella configurazione ad emettitore comune, diventa unitaria.

20.4 Utilizzi digitali di amplificatori e elementi attivi

Definizione 30 - Elemento attivo

Elemento che ha bisogno di alimentazione. □

20.4.1 Inverter

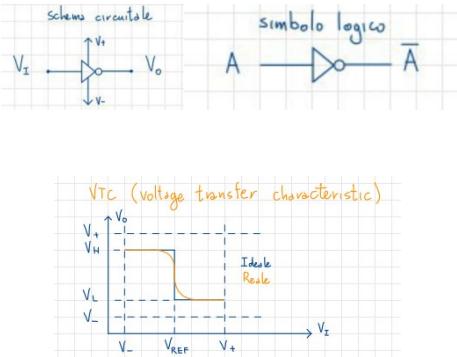
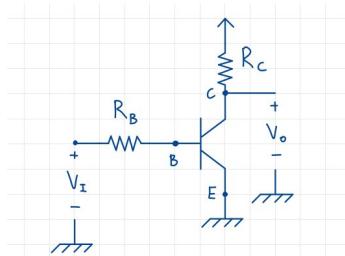


Figura 16: Caratteristica di trasferimento dell'inverter

20.4.2 Inverter con BJT



20.5 Teoria della reazione semplificata

Definizione 31 - Principio della reazione

Consiste nel riportare all'ingresso di un sistema una porzione del segnale in uscita dallo stesso, in modo da modificare le proprietà del sistema stesso. Generalmente, nei casi nei quali è necessario mantenere una grandezza in uscita costante, si parla, e si realizza, una reazione negativa, ovvero che il segnale riportato in ingresso ha segno inverso rispetto al segnale che lo ha prodotto: così facendo ogni variazione determina un effetto in senso opposto, che tende a contrastare la variazione stessa. Questo tipo di reazione è quella che viene maggiormente utilizzata in campo elettronico, visto il bisogno di generare tensioni e correnti stabili. □

21 Amplificatori Differenziali

Definizione 32 - Amplificazione differenziale

Tipo di amplificatore che, dati due segnali tramite due porte di ingresso, produce in uscita un segnale che è l'amplificazione della differenza tra i due segnali in ingresso moltiplicata per un fattore di amplificazione.

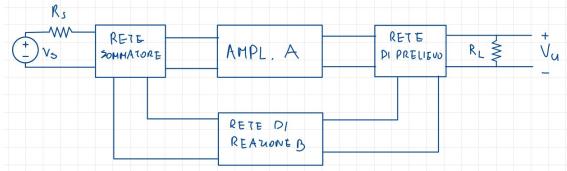
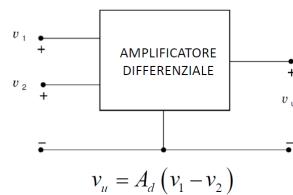
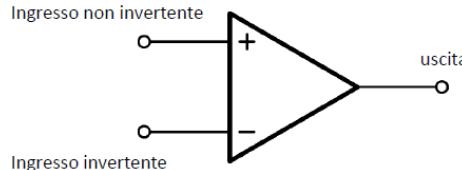


Figura 17: Schema generale di un sistema retroazionato



□

Definizione 33 - Segnale a modo differenziale

Il segnale a modo **differenziale** v_d è quel segnale dato dalla **differenza** tra i due segnali in ingresso v_1 e v_2 . □

Definizione 34 - Segnale a modo comune

Il segnale a modo **comune** v_c è la **semisomma** dei due segnali in ingresso v_1 e v_2 . □

Definizione 35 - Guadagno del modo differenziale

Il **guadagno del modo differenziale** A_d è il rapporto tra il segnale a modo differenziale v_d e il segnale in uscita v_u , ovvero: $A_d = \frac{v_u}{v_d}$. □

Definizione 36 - Guadagno del modo comune

Il **guadagno del modo comune** A_c è il rapporto tra il segnale in uscita v_u e il segnale a modo comune v_c , ovvero: $A_c = \frac{v_u}{v_c}$. □

21.1 Caso reale e caso ideale

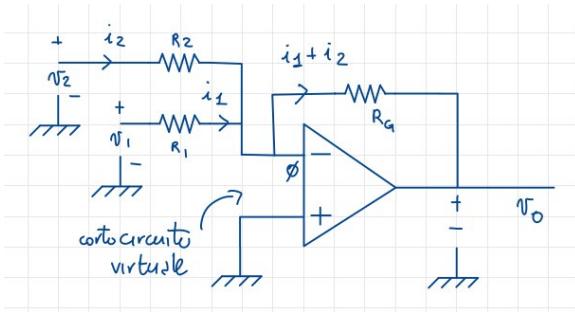
Se abbiamo dei disturbi sui segnali in ingresso all'amplificatore, essi tenderanno ad eliminarsi se questi sono uguali. In caso reale, tuttavia, è impossibile che i due disturbi siano identici.

21.2 Amplificatori operazionali

Sono una tipologia di amplificatori differenziali, inizialmente utilizzati per fare operazioni tra segnali, dove i segni + e - indicano l'ingresso **non invertente** e quello **invertente**.

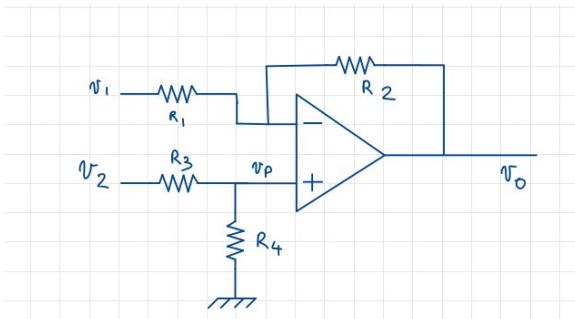
21.3 Circuito sommatore

Si tratta di un amplificatore operazionale invertente



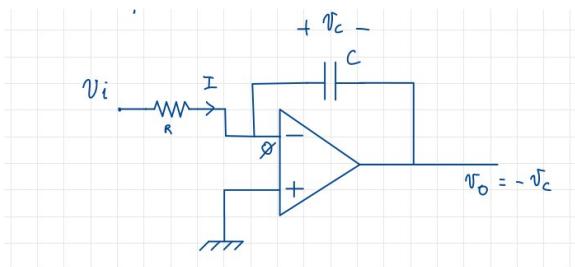
21.4 Circuito sottrattore

Questo circuito possiede una novità: ha una configurazione che è un mix tra una invertente e una non invertente. L'obiettivo è quello di amplificare tensioni anche quando esse non sono piccole (ricordiamo il caso reale del differenziale). Vorremo dunque che l'uscita di questo circuito sia uguale, a meno di una costante moltiplicativa, alla differenza tra i due segnali in ingresso.



21.5 Integratore di Miller

Questo circuito è un amplificatore operazionale invertente, con un condensatore in retroazione.



22 I regolatori

Riaffrontiamo i regolatori **di tensione** avvalendoci però degli amplificatori di tensione. Introduciamo anche regolatori **di corrente** e altri.

Nota : Reminder sui regolatori di tensione: *dispositivo che, dato in ingresso una certa tensione sinusoidale (o comunque non costante), restituisce in uscita una tensione costante, indipendente dal carico.*

Nota : Limiti dei dispositivi con diodo zener:

- corrente in uscita non perfettamente costante
- limite di potenza

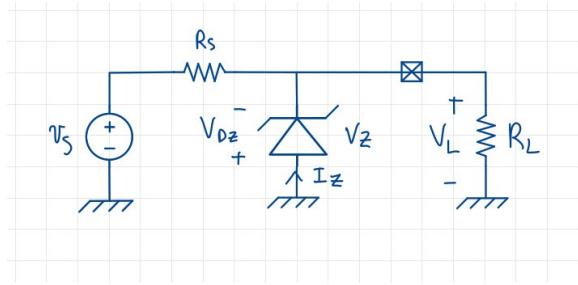
22.1 Regolatore di tensione ideale

Circuito elettronico che produce in uscita una tensione continua e indipendente da:

1. la corrente di carico I_L ;
2. la tensione di ingresso V_{in} ;
3. la temperatura T .

22.2 Regolatore di tensione lineare serie

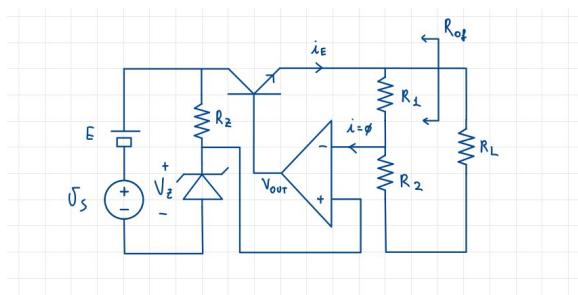
22.2.1 Circuito con diodo Zener



Nota: R_S deve essere molto grande per evitare la rottura del diodo Zener.

22.2.2 Circuito con amplificatore

Qui si ha una reazione in tensione grazie all'amplificatore.

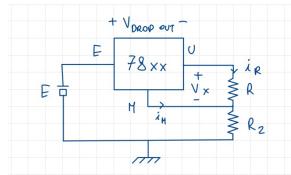


22.3 Limitazioni in frequenza

Osservando l'equivalente di Tevenin del circuito si ha che bisogna aggiungere un condensatore: questo funge da filtro passa basso.

22.4 Regolatori di corrente

22.4.1 Componente 78XX



Problemi del circuito Ci sono due problemi principali che si possono incontrare:

- sono **poco flessibili**, per cui se voglio cambiare alcuni valori o parametri devo **riprogettare tutto il sistema**;
- viene dissipata **molta tensione** sotto forma di calore, che porta ad un **basso rendimento**.

Per questo motivo si preferisce utilizzare un **regolatore switching**.

22.5 Regolatori switching (a commutazione non lineare)

Dato che il problema precedente era la dissipazione di energia si parte dall'elemento circuituale che per definizione non dissipava energia: l'interruttore (o switch).

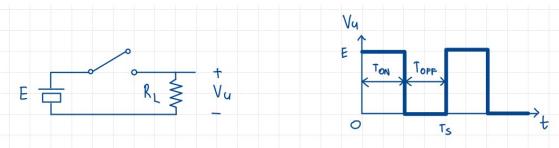


Figura 18: Circuito con interruttore e tensione di uscita

Definizione 37 - Duty cycle

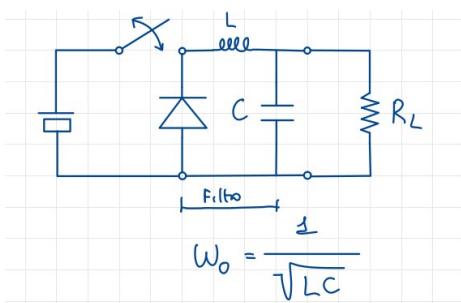
Rapporto tra il tempo in cui l'interruttore è chiuso e il periodo di commutazione.

$$D = \frac{T_{ON}}{T_S}$$

□

Il valore medio dell'uscita è proporzionale al duty cycle.

22.5.1 Regolatore forward

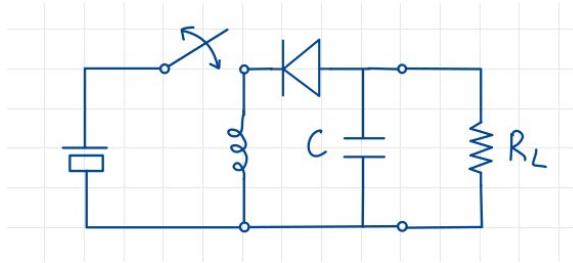


Nota: Filtro passa basso necessario per estrarre il valor medio del segnale senza dissipare energia.

Dimensionamento del filtro Il corretto funzionamento del circuito dipende dal corretto funzionamento e dimensionamento del filtro. Dal diagramma di Bode notiamo che il filtro scende di 40dB per decade e che l'interruttore ha frequenza f_S : è dunque necessario che $f_O \ll f_S$ dove f_O è la frequenza di taglio (dove il guadagno nel grafico inizia a scendere).

22.5.2 Regolatore flyback

Permette di ottenere in uscita una tensione che sia maggiore, minore o uguale a quella in ingresso.



22.5.3 Isolamento galvanico

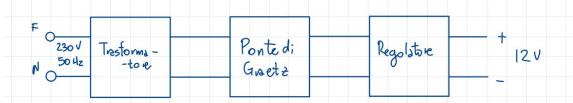


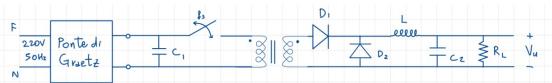
Figura 19: Schema ideale impianto casalingo

Essendo il trasformatore ingombrante e pesante, potremmo pensare di rimuoverlo e alimentare i dispositivi a tensione di rete; questo è però pericoloso in quanto viene a mancare l'**isolamento galvanico**, ovvero la connessione diretta tra rete e circuito interno (ciò che ci protegge dalla scossa).

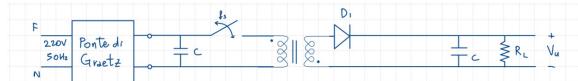
22.6 Regolatori di tensione con trasformatore

Analizziamo alcuni circuiti che fungono da regolatori di tensione.

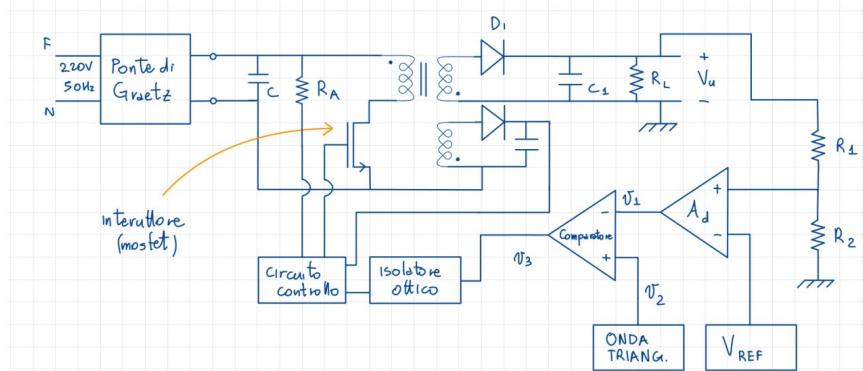
22.6.1 Regolatore forward con trasformatore in alta frequenza



22.6.2 Regolatore flyback con trasformatore in alta frequenza



22.7 Regolatore switching flyback completo con circuito di regolazione



23 Circuiti digitali

Introduciamo ora la parte di elettronica digitale, ovvero quella parte di elettronica che si occupa di circuiti che operano con segnali digitali.

23.1 Il segnale digitale

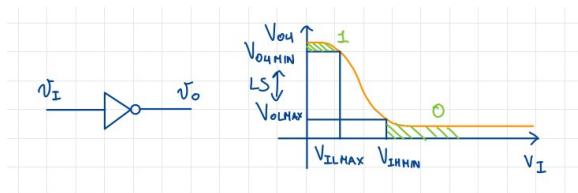
Un segnale digitale è una sequenza finita di numeri, dove ognuno di essi rappresenta l'ampiezza del segnale in un dato istante temporale. È quindi necessario individuare un sistema numerico per rappresentare i valori del segnale: nel caso dei circuiti digitali viene in aiuto in sistema binario, in quanto è possibile rappresentare i valori del segnale con due soli numeri, 0 e 1: associamo al valore 0 il valore di tensione più basso, e al valore 1 il valore di tensione più alto.

- $0 \equiv [V_{LMAX} \div V_{LMIN}]$ (Voltage Low)
- $1 \equiv [V_{HMAX} \div V_{HMIN}]$ (Voltage High)

Nota: In realtà associamo un insieme di valori per far fronte a rumori e disturbi.

23.2 Le tecnologie usate

23.2.1 Inverter come esempio di circuito digitale



- $V_{O\text{HMIN}}$ è il valore minimo per avere in uscita 1 (Output High), $V_{I\text{HMIN}}$ corrispondente tensione in ingresso
- $V_{I\text{HMIN}}$ corrispondente tensione in ingresso
- $V_{O\text{LMAX}}$ è il valore massimo per avere in uscita 0 (Output Low),
- $V_{I\text{LMIN}}$ corrispondente tensione in ingresso

Questi sono i punti in cui $|\frac{\partial v_O}{\partial v_I}| = 1$.

23.3 Caratteristiche dei circuiti digitali

23.3.1 Fan-in e fan-out

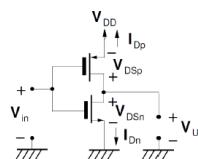
- **fan in**: numero massimo di porte identiche in ingresso a una porta logica
- **fan out**: numero massimo di porte identiche in uscita a una porta logica

Questi due valori sono limitati dalla potenza dissipata dal circuito che è proporzionale al numero di porte in ingresso e in uscita.

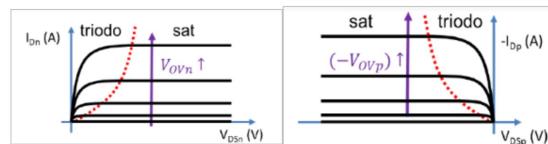
23.4 Inverter CMOS

Questa innovativa configurazione prevede l'uso di un PMOS e di un NMOS, utilizzati rispettivamente per gli ingressi alti e bassi. L'idea di base è realizzare un circuito che abbia due interruttori in controfase, ovvero interruttori mai attivi contemporaneamente, in modo da avere una potenza statica dissipata nulla.

23.4.1 Circuito



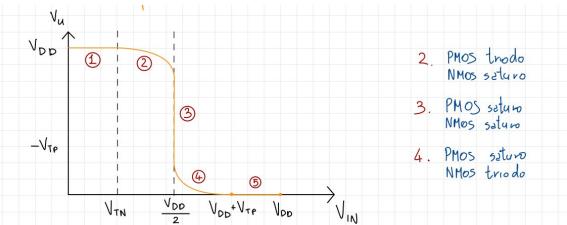
23.4.2 Caratteristiche di PMOS, NMOS e di uscita



Il nostro obiettivo è quello di avere una caratteristica nella forma $\frac{V_u}{V_{in}}$. Per questo andremo a tracciare i grafici delle caratteristiche di uscita per i vari casi di V_{in} e trovare i punti in cui le due caratteristiche si intersecano.

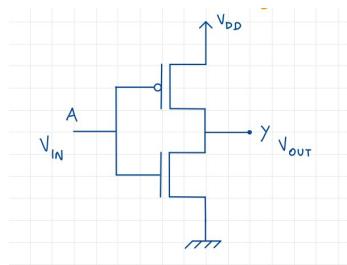
23.4.3 La caratteristica di trasferimento

La caratteristica di uscita si divide quindi in 5 zone, in ognuna delle quali i MOS assumo un comportamento diverso.



24 Circuiti logici

24.1 Inverter logico



24.2 Schema generale di una porta logica

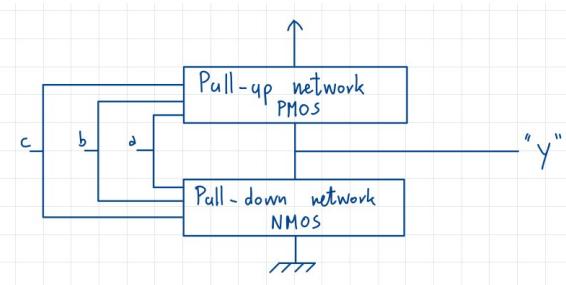


Figura 20: Schema di una porta logica con 3 ingressi

La Pull Up Network è la rete, composta da transistori PMOS, è responsabile del portare l'uscita y al valore logico 1, mentre la Pull Down Network è la rete, formata dai transistori NMOS, che si occupa del portare l'uscita y al valore logico 0: da questa descrizione è deducibile il fatto che queste reti non sono mai contemporaneamente attive.

24.3 Regole di progettazione

La regola fondamentale da seguire nella costruzione delle porte logiche con tecnologia CMOS è che mettere in serie due CMOS equivale ad un'operazione di AND, mentre mettere in parallelo due CMOS equivale ad un'operazione di OR.

Esempi...

24.4 Porte NAND e NOR

Sono universali, ovvero permettono di realizzare qualsiasi altra porta logica.

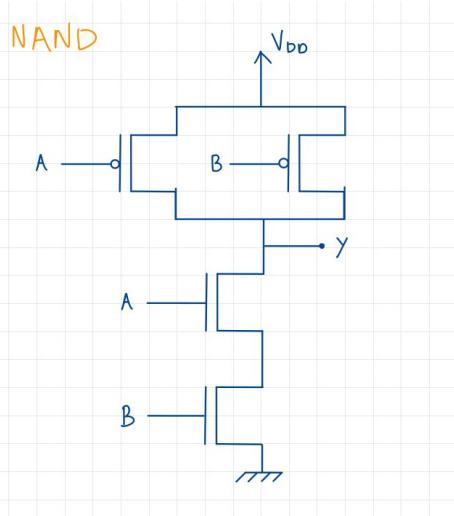


Figura 21: Porta NAND

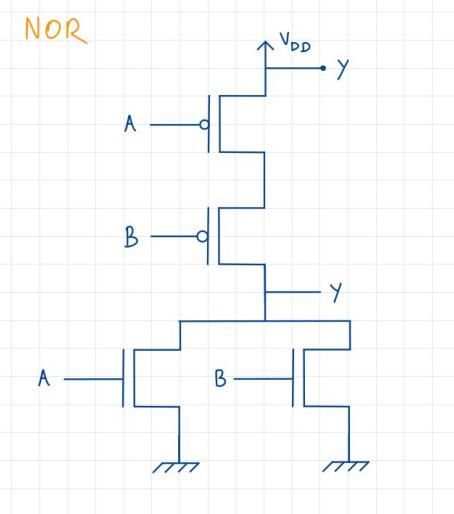


Figura 22: Porta NOR

24.5 Porte logiche più complesse

Sfruttiamo le leggi di De Morgan per ridurre le espressioni.

24.6 Osservazione e regole generali per le reti PUN e PDN

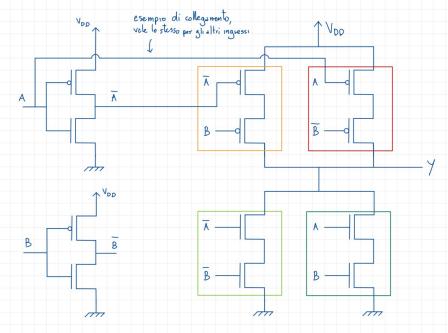
Esiste quindi una dualità tra la PUN (Pull Up Network) e la PDN (Pull Down Network): se è rispettata l'ipotesi degli ingressi tutti diretti, o tutti negati, allora la rete PUN è la dualità della PDN. Ciò vuol dire che se in una rete ho una serie, nella sua duale avrò un parallelo,

e viceversa. È comunque necessario specificare che questa è una condizione sufficiente, ma non necessaria, per la dualità tra PUN e PDN.

24.7 La porta logica XOR

Nota: Possiamo subito mettere in pratica il principio di dualità appena introdotto, in questa porta non è infatti rispettata la condizione di avere tutti gli ingressi tutti diretti o tutti negati.

Tramite le leggi di De Morgan semplifichiamo l'espressione e realizziamo il circuito:



Per costruire questa porta logica ho bisogno di 2 MOS per ogni variabile e 2 ulteriori MOS per ogni variabile negata, in totale si avranno quindi:

$$\#MOS = (2 \cdot 4) + (2 \cdot 2) = 12$$

24.8 Dualità con variabili non negate o non dirette

$$\begin{cases} y = f(\bar{a}, b, \bar{c}) \rightarrow \text{sintesi diretta PUN} \\ u = f(\bar{a}, b, c) \rightarrow \text{sintesi dir. PUN + inverter } b, c \end{cases} \quad \begin{cases} \bar{y} = f(a, b, c) \rightarrow \text{sintesi diretta PDN} \\ \bar{y} = f(\bar{a}, b, c) \rightarrow \text{sintesi dir. PDN + inverter } b, c \end{cases}$$

24.9 Criteri di costo per i circuiti logici

Definizione 38 - Formula generale per il numero di MOS di una rete

$$\#MOS = 2 \cdot (\text{numero di variabili} + \text{numero di variabili non negate})$$

□

Il costo non dipende però unicamente dal numero di MOS ma anche dalla loro dimensione, infatti il produttore fornisce valori minimi per W (width del canale) e L (length del canale).

24.9.1 Costo in termini di area

24.9.2 Costo in termini di tempo di commutazione

Nel caso peggiore le nostre porte **devono** avere tempo di commutazione uguale o inferiore a quello dell'inverter.

24.9.3 Stima dei costi per NAND e NOR

NOR

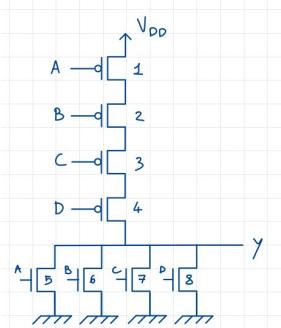


Figura 23: Schema rete NOR

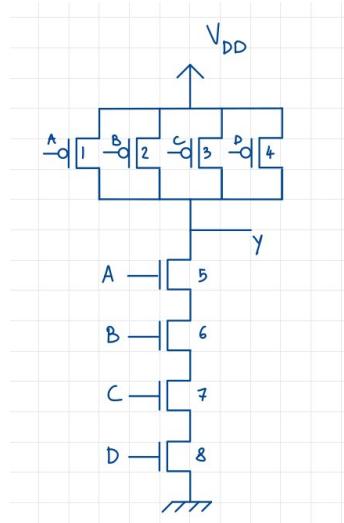
Per quanto riguarda la PUN, dove c'è una serie, abbiamo $(\frac{W}{L})_{1,2,3,4} = x$, per cui:

$$\frac{1}{x} + \frac{1}{x} + \frac{1}{x} + \frac{1}{x} = \frac{1}{p} \rightarrow 4p = 20$$

Per quanto riguarda la PDN, dove c'è un parallelo, abbiamo $(\frac{W}{L})_{5,6,7,8} = y$, per cui:

$$\frac{1}{y} = \frac{1}{n} \rightarrow y = n = 2$$

NAND



Per la PUN troviamo facilmente che:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{1,2,3,4} = p = 5$$

Per la PDN abbiamo $(\frac{W}{L})_{5,6,7,8} = x$, per cui:

$$\frac{1}{x} + \frac{1}{x} + \frac{1}{x} + \frac{1}{x} = \frac{1}{n} \rightarrow x = 4n = 8$$

24.9.4 Confronto

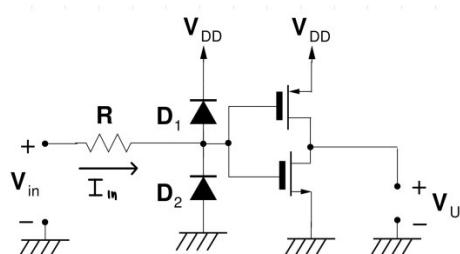
Avendo più configurazioni disponibili per una stessa porta logica, si sceglie sempre quella ad area minore.

24.10 Protezione dalle scariche elettrostatiche

È importante proteggere il MOS da scariche elettrostatiche (piccole cariche e grandi tensioni).

24.10.1 Circuito di sicurezza

È formato da una resistenza e 2 diodi



Durante il normale funzionamento del circuito i diodi non entrano in funzione (non modificano quindi il comportamento del circuito), quando entrano in conduzione invece si ha:

- se D_1 è ON, allora $V_G = V_{DD} + V_\gamma$, quindi blocca le tensioni elevate;
- se D_2 è ON, allora $V_G = -V_\gamma$, quindi blocca le tensioni troppo basse.

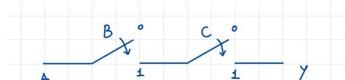
i diodi hanno quindi l'effetto di limitatori di tensione, mentre R serve a limitare le correnti che scorrono nei diodi, evitando che si danneggino.

24.10.2 Inconvenienti

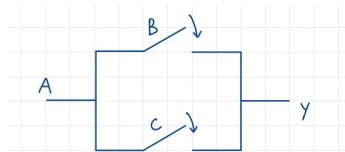
L'utilizzo dei circuiti di protezione diminuisce il fan-out.

24.11 Logica pass-transistor

Logica che sfrutta i MOS come interruttori. Ad esempio una rete che implementa la logica $y = A \cdot B \cdot C$ è



mentre la rete per $y = A \cdot (B + C)$



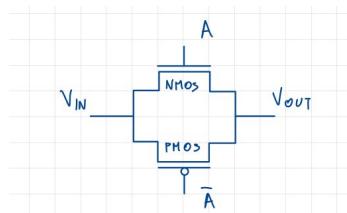
Nota: In circuiti di questo tipo deve essere **sempre** presente un collegamento tra ground e l'uscita.

24.11.1 L'interruttore ideale

Considerazioni finali Né il PMOS che l'NMOS sono in grado di trasmettere correttamente sia valori logici alti che bassi.

24.11.2 Il Pass-gate

Dispositivo che effettivamente si comporta da interruttore ideale, composto da un NMOS e un PMOS in parallelo.



Il dispositivo è comandato sia dal segnale diretto che quello negato, risolvendo la problematica della trasmissione non ottimale dei valori logici, poiché il segnale alto viene trasmesso dal PMOS, mentre il segnale basso dal NMOS.

24.11.3 Differenze tra circuiti con CMOS e pass-transistor

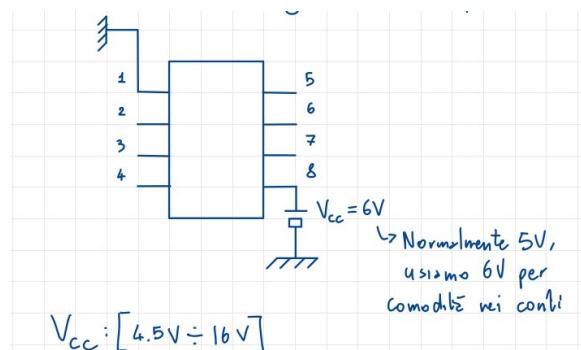
Nel circuito con pass transistor si utilizzano molti meno MOS rispetto all'equivalente circuito con CMOS.

24.12 Il dispositivo NE555

È un circuito discreto che si presta a diversi utilizzi, vista la sua versatilità. Tra i possibili usi abbiamo il generare onde quadre, funzione di timer, generatore di impulso.

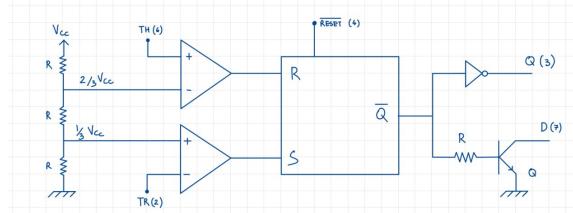
24.12.1 Vista esterna

Il circuito dall'esterno appare come un circuito integrato a 8 pin.



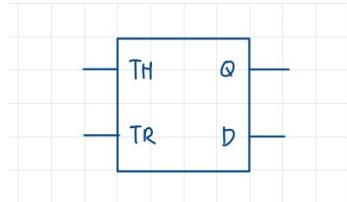
Nota: 1 e 8 sono di alimentazione.

24.12.2 Schema interno

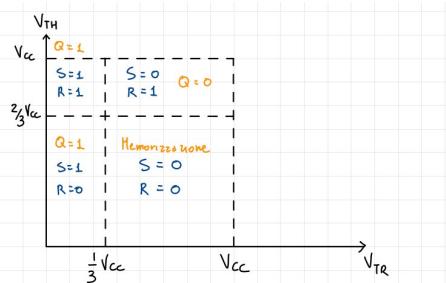


- V_{CC} posta per semplicità di calcolo a 6V
- TH e TR entranti rispettivamente dai pin 6 e 2
- reset è variabile attiva bassa dal piedino 4
- Q e D uscite ai piedini 3 e 7

24.12.3 Simbolo circuituale



24.12.4 Zona di funzionamento

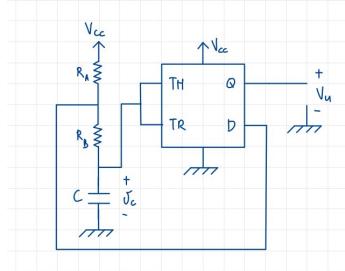


24.12.5 Circuito astabile con NE555

Introduzione ai multivibratori Circuiti che, a seconda della funzione, si dividono in:

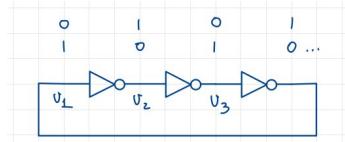
1. **Monostabile**: ha un solo stato stabile, e l'altro è instabile. Il circuito, portato sullo stato instabile, tende a tornare allo stato stabile. Il circuito è utilizzato per generare impulsi di durata variabile, e per questo motivo è utilizzato come timer;
2. **Astabile**: ha due stati instabili, e il circuito tende a passare da uno all'altro. Il circuito è utilizzato per generare onde quadre, come **il clock**;
3. **Bistabile**: ha due stati stabili, e passa da uno all'altro solo se viene comandato. Il circuito è utilizzato per memorizzare un valore, come **i flip-flop**.

Circuito astabile Un esempio costruito con il NE555 è:



24.13 Oscillatore ad anello

Semplice circuito logico in cui vengono inseriti in cascata un numero dispari di inverter.



Nota: Tutta la successiva analisi ha come ipotesi che il tempo di propagazione sia uguale per tutti gli inverter.

25 Logica sequenziale

Definizione 39 - Circuito sequenziale

Circuito in cui l'uscita non dipende soltanto dagli ingressi ma anche dallo stato interno (quindi dalla storia degli eventi). \square

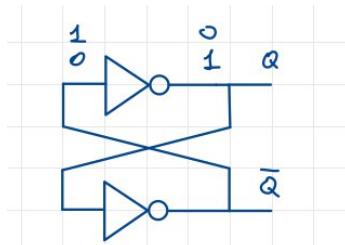
Questa loro caratteristica implica la presenza di elementi di memoria all'interno del circuito, di questi, in particolare, ne esistono due tipologie.

25.1 Elementi di memoria statica

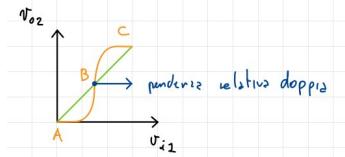
Implementata tramite circuiti **bistabili** ovvero caratterizzati da due stati stabili detti, *stati di memoria*, che vengono mantenuti fintanto non viene applicato un segnale di *set* o di *reset*. I circuiti bistabili sono implementati tramite latch e flip-flop. Ogni circuito bistabile è quindi in grado di memorizzare un bit di informazione.

25.1.1 Latch

Il latch è un circuito multivibratore bistabile, che accetta gli stati 0 - 1 e 1 - 0. Un possibile latch, realizzato con due inverter in reazione, è il seguente:



Per studiare gli stati interni rompiamo però la retroazione del circuito, imponiamo la condizione di $V_{O2} = V_{I1}$ e intersechiamo la retta così trovata applicando due volte quella di un inverter: otteniamo 3 punti di lavoro.



A e C sono gli stati stabili già noti, B è considerato come uno stato **metastabile**: raggiungibile teoricamente quando $V_{O2} = V_{I1} = \frac{V_{DD}}{2}$ ma collasserà sempre in uno stato stabile.