

Appunti di ELETTRONICA - Capitolo 2

Diodi: analisi statica e di piccolo segnale

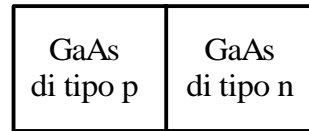
Introduzione	2
Riepilogo sui principi di funzionamento del diodo	3
Descrizione fisica della omogiunzione all'equilibrio	3
Relazione tra drogaggio ed estensione della RCS	4
Polarizzazione di una omogiunzione	4
L'equazione del diodo reale	5
Fenomeno della rottura della giunzione	6
<i>Rottura per effetto tunnel</i>	7
<i>Rottura per moltiplicazione a valanga</i>	8
<i>Influenza della concentrazione di drogante sulla tensione di rottura</i>	9
<i>Influenza della temperatura sulla tensione di rottura</i>	10
Comportamento elettrico di un diodo a giunzione ideale p-n	10
Capacità di transizione e di diffusione	10
Circuito equivalente di un diodo in regime stazionario	11
Comportamento del diodo per piccoli segnali	15
Introduzione	15
Esempio numerico	18
Errore di non-linearità	19
Distorsione armonica	20
Circuiti limitatori di tensione	22
Introduzione	22
Caratteristica di trasferimento di un circuito limitatore di tensione	22
<i>Osservazione</i>	25
Impiego di un circuito limitatore di tensione	26
Perfezionamenti del circuito	26
<i>Caratteristica di un circuito limitatore reale: conduttanza finita del diodo in conduzione</i>	28
Metodo analitico per la determinazione della caratteristica di trasferimento	30
<i>Influenza di R</i>	32
Limitazione di una tensione sinusoidale	32
Impiego di un diodo Zener per un circuito limitatore	34

INTRODUZIONE

Prende il nome di “**diodo p-n**” o “**omogiunzione p-n**” o semplicemente “**diodo**” un dispositivo elettronico realizzato ponendo in contatto due campioni, dello stesso semiconduttore, uno drogato di tipo p e l’altro drogato di tipo n:

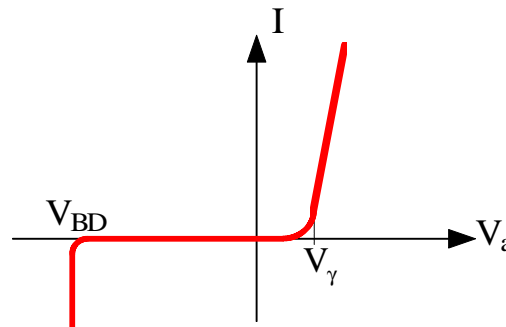


Omogiunzione in Si



Omogiunzione in GaAs

La caratteristica fondamentale di un diodo p-n sta nel fatto che esso consente alla corrente che la attraversa di fluire con facilità in una sola direzione. Questo risulta particolarmente evidente dalla caratteristica REALE tensione-corrente di un diodo, ossia dalla curva che rappresenta l’andamento della corrente che fluisce nel diodo in funzione della tensione applicata ai suoi capi:



Questa caratteristica dice quanto segue:

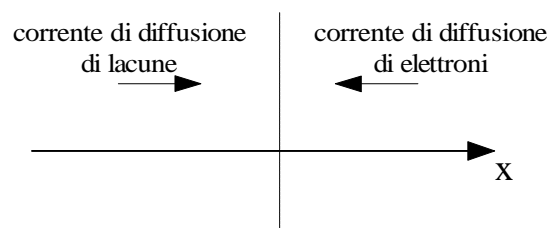
- in condizioni di “**polarizzazione diretta**” della giunzione, cioè quando la tensione applicata è $V_a > 0$, la giunzione lascia passare corrente solo a partire da un valore V_γ di tensione (detta “**tensione di gradino**” o “**tensione di accensione**”) e tale corrente cresce anche molto rapidamente a seguito di aumenti piccoli della tensione applicata;
- al contrario, in condizioni di “**polarizzazione inversa**”, quando cioè $V_a < 0$, la giunzione lascia passare solo un valore piccolissimo (che può ritenersi in prima approssimazione nullo) di corrente, almeno finché la tensione applicata non scende al di sotto di un valore critico V_{BD} (detta “**tensione di break-down**” o “**tensione di rottura**”); al di sotto di questo valore, la corrente aumenta in modo brusco anche per una tensione applicata che rimane costante.

Riepilogo sui principi di funzionamento del diodo

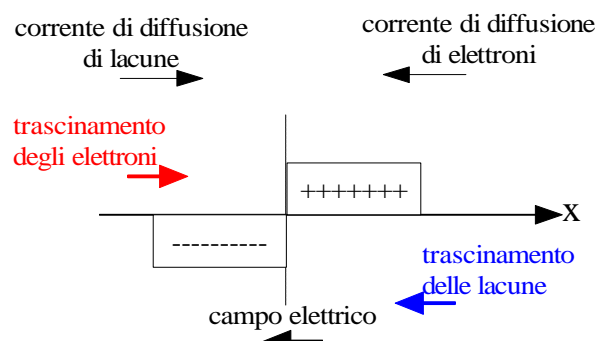
DESCRIZIONE FISICA DELLA OMOGIUNZIONE ALL'EQUILIBRIO

Descriviamo velocemente cosa succede quando vengono posti in contatto il campione di semiconduttore drogato di tipo p e quello drogato di tipo n:

- innanzitutto, a causa della differenza $q\Phi_{s,p} - q\Phi_{s,n} > 0$ tra le funzioni lavoro delle due regioni, sorge spontaneo un flusso di elettroni che si portano dalla regione di tipo n (ad energia maggiore) verso la regione di tipo p;
- inoltre, a causa della presenza di un forte gradiente di concentrazione dei portatori di carica (gli elettroni sono in concentrazione enormemente maggiore nella regione di tipo n, dove si tratta dei portatori maggioritari, mentre, per lo stesso motivo, le lacune sono in concentrazione enormemente maggiore nella regione di tipo p) nascono due correnti di diffusione, una di elettroni diretta verso la regione di tipo p e una di lacune diretta verso la regione di tipo n:



Le lacune che abbandonano la regione p lasciano, in prossimità della giunzione, atomi accettori non più compensati (i quali non possono infatti seguire le lacune nel loro moto essendo fissi nel reticolo cristallino); in modo analogo, mentre gli elettroni prendono a lasciare la regione di tipo n diretti verso la regione di tipo p, restano invece fissi vicino alla giunzione alcuni atomi donori, i quali risultano perciò ionizzati positivamente. La conseguenza di questo è la formazione di una “**regione di carica spaziale**” in prossimità della giunzione:



Questa regione di carica spaziale, di estensione $x_d = x_n + x_p$, sostiene un campo elettrico (chiamato “**campo elettrico di built-in**”), diretto dalla carica positiva verso la carica negativa: tale campo esercita un trascinamento su elettroni e lacune, spingendo i primi nuovamente verso la regione n e le seconde nuovamente verso la regione p. Si arriva in tal modo ad una situazione di equilibrio dinamico, in cui, per una fissata temperatura ed in assenza di un qualunque campo

elettrico applicato dall'esterno, il flusso netto di carica attraverso la giunzione risulta nullo: questo equivale a dire che, per ciascun tipo di portatore, la corrente di deriva deve bilanciare esattamente la corrente di diffusione.

Relazione tra drogaggio ed estensione della RCS

Una fondamentale relazione si ricava facendo considerazioni sul valore massimo del campo elettrico all'interno della RCS (valore massimo che si ottiene in corrispondenza della sezione metallurgica): si trova infatti che $N_A x_p = N_D x_n$, il che significa che *l'estensione della RCS varia in maniera inversamente proporzionale alla concentrazione di drogante*.

Quanto più la concentrazione di drogante è elevata, tanto meno estesa è la RCS. Detta anche in altro modo, la RCS si estende prevalentemente nella regione meno drogata.

POLARIZZAZIONE DI UNA OMOGIUNZIONE

Vediamo adesso qual è il comportamento elettrico di un diodo, ossia quello che succede quando colleghiamo i capi della giunzione con i morsetti di un generatore di tensione continua V_a : vogliamo giustificare a livello qualitativo come è fatta la caratteristica I-V illustrata prima.

Intanto, sono possibili due tipi di polarizzazione, a seconda di come colleghiamo i morsetti del generatore:

- la prima è quella di collegare il morsetto positivo del generatore alla regione di tipo p, realizzando quella che si chiama "**polarizzazione diretta**":
- la seconda è invece quella di collegare il morsetto positivo del generatore alla regione di tipo n e si parla, in questo caso, di "**polarizzazione inversa**":

In accordo alle ipotesi di svuotamento della regione di carica spaziale e di quasi neutralità delle regioni esterne alla RCS, la tensione applicata, sia essa positiva o negativa, si localizza interamente ai bordi della RCS, modificando il potenziale da essa sostenuto e quindi modificandone anche l'estensione: la tensione totale ai bordi della RCS può allora essere espressa mediante la relazione $\Phi'_1 = \Phi_1 - V_a$, con l'accortezza di prendere $V_a > 0$ quando siamo in condizioni di polarizzazione diretta e $V_a < 0$ in condizioni di polarizzazione inversa.

E' ovvio che

- quando $V_a > 0$, la tensione ai bordi della RCS si riduce rispetto all'equilibrio, il che equivale a dire che risulta ridotta la barriera di potenziale che si oppone al movimento di diffusione dei portatori maggioritari, per cui la diffusione ne risulta avvantaggiata e quindi la RCS si restringe;
- viceversa, quando $V_a < 0$, la barriera di potenziale aumenta, ostacolando quindi maggiormente la diffusione e aumentando l'estensione della RCS.

Resta da capire il motivo per cui, nel primo caso la corrente risulta anche notevole, mentre nel secondo caso essa risulta pressoché nulla (almeno fino ad un valore limite di tensione, che abbiamo chiamato "tensione di rottura", oltre la quale la giunzione si "rompe" e la corrente cresce notevolmente). Il motivo è il seguente:

- in caso di polarizzazione diretta, il campo elettrico accelera gli elettroni dalla regione di tipo n verso la regione di tipo p e, viceversa, le lacune dalla regione di tipo p verso la regione di tipo n; gli elettroni sono i portatori maggioritari nella regione di tipo n, come anche le lacune sono i portatori maggioritari nella regione di tipo p, il che significa che ci sono molti elettroni e molte lacune a muoversi sotto l'effetto del campo elettrico e quindi che la corrente è elevata;
- viceversa, in caso di polarizzazione inversa, il campo elettrico spinge gli elettroni dalla regione di tipo p (dove ce ne sono pochissimi) verso la regione di tipo n e spinge le lacune dalla regione di tipo n (dove ce ne sono pochissime) verso la regione di tipo p e sono questi portatori a determinare la corrente attraverso la giunzione; quindi, l'effetto del campo è questa volta limitato ad un numero molto basso di portatori mobili di carica, sia in un senso che nell'altro, il che spiega il bassissimo valore di corrente.

L'EQUAZIONE DEL DIODO REALE

Per trovare l'equazione che lega la corrente in un diodo alla tensione applicata ai suoi capi è possibile procedere in due modi diversi a seconda del grado di accuratezza che si vuole ottenere:

- facendo una analisi approssimata, è possibile fare riferimento al cosiddetto "diodo ideale", dove l'"idealità" deriva dal fatto di considerare la giunzione metallurgica perfettamente piana ed esente da difetti e dal fatto di trascurare ogni effetto esercitato sulla conduzione da parte della regione di carica spaziale; l'equazione che si ottiene in questo modo è la cosiddetta "equazione del diodo ideale":

$$I = I_s \left(e^{\frac{V_a}{V_T}} - 1 \right)$$

dove ricordiamo che $V_T = kT/q$ è la cosiddetta **tensione termica** (pari a circa 25mV quando $T=300K$);

- viceversa, volendo fare una analisi più accurata, è necessario tenere conto dell'influenza della regione di carica spaziale, la quale influisce sulla conduzione a causa della presenza, in essa, dei cosiddetti "**centri di generazione e ricombinazione di elettroni**", ossia di livelli energetici intermedi tra E_C (limite inferiore della banda di conduzione) ed E_V (limite superiore della banda di valenza) costituiti dagli atomi di impurezze oppure da imperfezioni reticolari; questi livelli energetici sono responsabili di una corrente di ricombinazione quando il diodo è polarizzato direttamente e di una corrente di generazione quando il diodo è polarizzato inversamente; a causa di queste correnti, la corrente reale che fluisce nel diodo è sempre maggiore rispetto a quella prevista teoricamente dall'equazione riportata prima, per cui essa viene modificata nel modo seguente:

$$I = I'_s \left(e^{\eta \frac{V_a}{V_T}} - 1 \right)$$

In questa equazione, i coefficienti η (coefficiente di idealità) e I'_s sono entrambi sperimentali e tengono conto rispettivamente della corrente di ricombinazione in polarizzazione diretta e di quella di generazione in polarizzazione inversa.

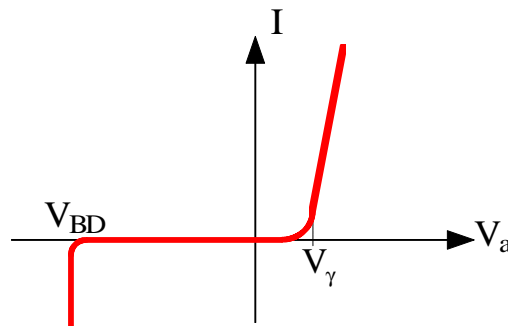
Nei nostri discorsi, useremo sempre l'equazione

$$I = I_S \left(e^{\frac{V_a}{V_T}} - 1 \right)$$

e ricordiamo, a questo proposito, che l'espressione del termine I_S , che prende il nome di "corrente inversa di saturazione"; è diversa a seconda che l'emettitore (regione più drogata) e la base (regione meno drogata) del diodo siano "corti" o "lunghi" (ossia a seconda che l'estensione della loro regione neutra sia confrontabile o meno con la lunghezza di diffusione dei portatori).

FENOMENO DELLA ROTTURA DELLA GIUNZIONE

Riprendiamo ancora una volta la caratteristica I-V di una omogiunzione reale p-n:



Ci concentriamo sul tratto di curva per $V_a < 0$: applicando alla omogiunzione p-n una piccola tensione inversa di polarizzazione, la omogiunzione lascia passare solo un valore piccolissimo di corrente (detta "corrente di perdita" o, in inglese, "**leakage current**"), mentre, quando tale tensione è sufficientemente elevata, cioè almeno pari al valore $|V_{BD}|$ (che è la cosiddetta "**tensione di breakdown**" o "tensione di rottura"), la omogiunzione prende a far circolare una corrente che può risultare anche particolarmente elevata nonostante la tensione rimanga pressoché costante. Dobbiamo vedere perché accade questo.

Il fenomeno che si verifica è quello della "**rottura**" (in inglese "**breakdown**") della giunzione. In verità, il termine "rottura" non è sempre appropriato, in quanto esso lascia presupporre un fenomeno distruttivo o irreversibile, quando invece non è sempre così: è più corretto parlare invece di "**cedimento**".

Il valore della tensione di breakdown dipende essenzialmente dalla struttura della giunzione e dalla concentrazione di drogante: dato che entrambi questi fattori possono essere regolati durante il processo di fabbricazione della giunzione, è ovvio che è possibile realizzare giunzioni con caratteristiche di rottura ben definite.

Ad ogni modo, i valori tipici della tensione di breakdown variano da pochi volt a qualche migliaio di volt: molto dipende dal drogaggio delle due regioni e, in particolare, da quello della regione meno drogata.

Che ci fosse questo fenomeno di rottura era anche abbastanza prevedibile: infatti la larghezza della RCS e l'intensità massima del campo elettrico in una giunzione p-n aumentano quando aumentiamo la tensione di polarizzazione inversa; allora, è intuitivo prevedere l'esistenza di limiti fisici a tali aumenti.

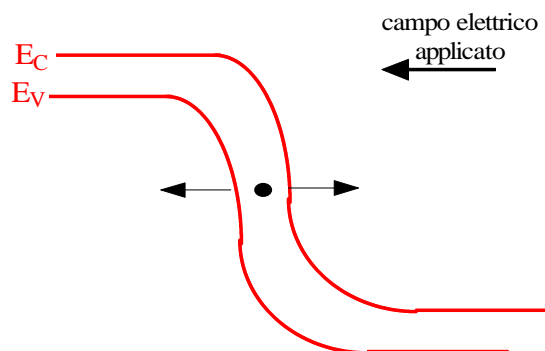
Per tensioni molto elevate, alcuni dei materiali impiegati nella realizzazione fisica del dispositivo, come gli strati isolanti di biossido di silicio oppure i materiali di incapsulamento del dispositivo stesso, possono rompersi, come anche può succedere che le correnti che attraversano la giunzione subiscano aumenti improvvisi e rapidi: nel primo caso, in genere le degradazioni subite dal dispositivo sono irreversibili, mentre nel secondo caso, se le correnti non fondono il dispositivo, è possibile che questo mantenga inalterate le proprie caratteristiche.

I meccanismi principali che comportano la rottura di una giunzione, quando il campo elettrico si fa elevato, sono due: l' "effetto tunnel" e la cosiddetta "moltiplicazione a valanga". In particolare, vedremo tra un attimo che è proprio questo secondo meccanismo ad imporre il limite superiore della polarizzazione inversa per la maggior parte dei diodi.

Rottura per effetto tunnel

Il meccanismo di rottura della omogiunzione p-n che è determinato, nel modo che vedremo, dall'effetto tunnel, prende il nome di "rottura Zener".

Sappiamo che un elettrone all'interno di un semiconduttore si rende disponibile per la conduzione della corrente elettrica quando si svincola dall'atomo cui è legato e passa dalla banda di valenza a quella di conduzione e sappiamo anche che questo passaggio è possibile se all'elettrone in questione viene somministrata una certa quantità di energia (quella necessaria a oltrepassare la barriera di energia costituita da $E_g = E_C - E_V$). Tuttavia, quando viene applicata, ai capi della omogiunzione, una tensione V_a di polarizzazione inversa, piuttosto elevata, il passaggio dalla banda di valenza a quella di conduzione può anche avvenire per "effetto tunnel": ciò significa che l'elettrone, pur non possedendo inizialmente l'energia necessaria a superare la barriera di cui sopra, riesce ugualmente a oltrepassare la barriera stessa, per cui noi lo ritroviamo effettivamente al di là di essa, ossia in banda di conduzione.



La probabilità che si verifichi l'effetto tunnel dipende da due fattori: essa aumenta al diminuire dell'altezza e della larghezza della barriera di energia. Nel nostro caso, la larghezza di questa barriera sappiamo che è l'estensione della regione di carica spaziale: questa estensione è

$$x_d = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (\Phi_I - V_a)}$$

giunzione a gradino

$$x_d = \sqrt[3]{\frac{12\epsilon_s}{aq} (\Phi_I - V_a)}$$

giunzione a gradiente costante

dove Φ_I è la tensione di built-in e V_a la tensione di polarizzazione (da prendere negativa visto che siamo in condizioni di polarizzazione inversa).

Con riferimento alla giunzione a gradino, è dunque evidente che x_d è tanto più piccola quanto maggiori sono i valori di N_A e N_D , ossia quanto maggiore è il drogaggio della due regioni della giunzione. Possiamo perciò affermare, in linea generale, che *il fenomeno della rottura Zener è più probabile per le giunzioni fortemente drogate*: quantitativamente, questa probabilità è consistente per drogaggi maggiori di 10^{18} atomi/cm³, ossia per drogaggi degeneri di entrambe le regioni.

Rottura per moltiplicazione a valanga

L'altro fenomeno che determina la rottura della omogiunzione p-n può essere descritto nel modo seguente: consideriamo la nostra giunzione, con un drogaggio moderato (dell'ordine di 10^{16} o 10^{17} cm³), sottoposta ad una certa tensione di polarizzazione inversa; in particolare, consideriamo un elettrone in banda di conduzione, il quale, a seguito dell'azione del campo elettrico, viene accelerato e quindi acquista una certa energia cinetica; gli elettroni, dato il loro movimento, sono sottoposti a urti continui sia con altri elettroni sia con gli atomi del reticolo cristallino che vibrano attorno alle proprie posizioni di equilibrio (fenomeni di *scattering*). Quando il campo elettrico applicato è particolarmente intenso, è possibile che un elettrone, da esso accelerato, acquisti una energia sufficiente da eccitare un elettrone con il quale urta; a causa di questa eccitazione, è possibile che quest'altro elettrone rompa il legame cui è vincolato, ossia, in definitiva, rompa il legame covalente tra i due atomi che lo dividevano. Rompere un legame covalente tra due atomi significa creare una coppia elettrone-lacuna: l'elettrone è quello eccitato che ha rotto il legame ed è diventato mobile, la lacuna è invece rappresentata dal posto lasciato vuoto dall'elettrone stesso. Quindi, ciascun portatore di carica crea due nuovi portatori (cioè l'elettrone e la lacuna) e tutti e 3 possono successivamente concorrere alla formazione di ulteriori portatori a seguito di ulteriori collisioni. Si genera perciò una improvvisa moltiplicazione dei portatori di carica all'interno della RCS e questo processo prende appunto il nome di "**moltiplicazione a valanga**" dei portatori di carica.

Sottolineiamo il fatto per cui *il fenomeno della moltiplicazione a valanga avviene all'interno della RCS e, in particolare, nella sua parte centrale*. Vediamo bene perché: facciamo riferimento, per comodità, ad una giunzione brusca unilaterale, in cui la regione di tipo n sia molto più fortemente drogata della regione di tipo p; in queste ipotesi, la maggior parte dei portatori di carica che entrano nella RCS, in condizioni di debole polarizzazione inversa, sono elettroni che provengono dalla regione di tipo p, mentre le poche lacune che provengono dalla regione di tipo n possono essere trascurate; in prossimità dei bordi della RCS, il campo elettrico è debole, per cui nessun portatore, prima di perdere la propria energia a seguito di un urto con il reticolo, può acquistare energia sufficiente per generare una coppia elettrone-lacuna. Di conseguenza, l'effetto valanga è comunque confinato nella zona centrale della RCS, ossia nella zona in cui il campo, pur in presenza di debole polarizzazione, è comunque intenso.

Da un punto di vista analitico, il valore della corrente elettrica I che attraversa la giunzione dopo che si è verificata la moltiplicazione a valanga, è esprimibile mediante una formula sperimentale, che prende il nome di "**formula di Miller**": essa dice che

$$I = MI_S$$

In questa formula, I_S è la "**corrente inversa di saturazione**" della giunzione, ossia la corrente che la attraversa in condizioni di polarizzazione inversa (ne parleremo più avanti). Il fattore di proporzionalità M , che lega la corrente I al valore della corrente di saturazione, è il cosiddetto

“**fattore di Miller**”, il quale dipende dal valore della tensione di polarizzazione inversa applicata, dal valore della tensione di rottura, dal tipo di giunzione e, infine, dal tipo di semiconduttore.

Influenza della concentrazione di drogante sulla tensione di rottura

Vediamo ora rapidamente quali parametri determinano il valore della tensione di rottura V_{BD} . Facciamo riferimento alla giunzione a gradino (o giunzione brusca) e facciamo anche l'ipotesi che una delle due regioni della giunzione sia molto più drogata rispetto all'altra: per esempio, supponiamo che sia la regione di tipo n molto più drogata della regione di tipo p, il che significa che $N_D \gg N_A$ (**giunzione unilaterale**).

Per la giunzione a gradino, in condizioni di polarizzazione, il campo elettrico massimo (che si ha proprio in corrispondenza della giunzione) vale

$$E_{MAX} = \sqrt{\frac{2q}{\epsilon_s} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (\Phi_I - V_a)}$$

Se siamo in condizioni di polarizzazione inversa, la tensione V_a va presa negativa: allora, quando questa tensione è pari a quella di breakdown, ossia quando $V_a = -V_{BD}$, il campo elettrico massimo, che viene detto “**campo elettrico critico**”, è

$$E_{MAX} = \sqrt{\frac{2q}{\epsilon_s} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (\Phi_I + V_{BD})} \xrightarrow{N_D \gg N_A} E_C = \sqrt{\frac{2qN_A}{\epsilon_s} (\Phi_I + V_{BD})}$$

Elevando al quadrato ambo i membri ed esplicitando la tensione di break-down, otteniamo

$$V_{BD} = \frac{\epsilon_s}{2qN_A} E_C^2 - \Phi_I$$

Queste relazioni mostrano che *la tensione di breakdown è inversamente proporzionale alla concentrazione delle impurezze della zona meno drogata, ossia essa è tanto maggiore quanto minore è la suddetta concentrazione.*

Allo scopo di ricavare i valori numerici di E_C e di V_{BD} , in funzione di N_A , sono stati tracciati degli opportuni grafici sperimentali che sono proprio i diagrammi delle due relazioni prima ricavate (relativi, però, alle omogiunzioni a gradino unilaterale): quindi, ogni qualvolta sia noto il drogaggio della regione meno drogata della omogiunzione, il campo elettrico critico è univocamente determinato da questi grafici e quindi lo stesso vale anche per la tensione di breakdown V_{BD} .

Nei suddetti grafici sono state riportate, come sempre, le curve relative al silicio ed all'arseniuro di gallio ed è emersa una cosa interessante: *a parità di N_A , l'arseniuro di gallio risulta avere tensioni di rottura più elevate rispetto al silicio.* Il motivo principale sta nella maggiore ampiezza della banda proibita: infatti, quanto più elevato è il valore di E_g , tanto più intenso deve essere il campo elettrico critico necessario perché il portatore di carica acquisti, dopo una collisione, l'energia necessaria a generare una coppia elettrone-lacuna.

Influenza della temperatura sulla tensione di rottura

Abbiamo detto che l'effetto tunnel e l'effetto della moltiplicazione a valanga sono i principali responsabili fisici della rottura della omogiunzione p-n. Viene allora da chiedersi se e come è possibile stabilire quando uno dei due fenomeni è predominante rispetto all'altro e quando, invece, essi hanno uguale importanza.

Il criterio si basa sullo studio della dipendenza della tensione di breakdown V_{BD} dagli aumenti della temperatura. E' chiaro intanto che due soli sono i casi possibili:

- la prima possibilità è che V_{BD} diminuisca all'aumentare della temperatura, la quale quindi ha l'effetto di stimolare i meccanismi di rottura;
- la seconda è invece che V_{BD} diminuisca all'aumentare della temperatura, il che significa che la temperatura rende meno probabili i meccanismi di rottura.

Sono anche evidenti altre due osservazioni:

- quando la temperatura aumenta, certamente l'effetto tunnel risulta più probabile: infatti, sappiamo che, all'aumentare di T , diminuisce l'estensione E_g della banda proibita, il che significa che diminuisce l'altezza della barriera di potenziale che gli elettroni devono oltrepassare per passare dalla banda di valenza a quella di conduzione; ma, se diminuisce questa altezza, aumenta la probabilità che un elettrone attraversi la barriera per effetto tunnel;
- al contrario, l'aumento della temperatura NON favorisce la moltiplicazione a valanga: infatti, all'aumentare della temperatura, aumenta la probabilità di urto per ciascun elettrone e quindi diminuisce il libero cammino medio, con conseguente diminuzione dell'energia che un elettrone può acquistare durante il suo moto.

Allora, è chiaro che

- *se, all'aumentare della temperatura, la tensione di breakdown diminuisce (in valore assoluto), l'effetto predominante è quello tunnel, il quale risulta infatti avvantaggiato dall'aumento di T ;*
- *viceversa, se, all'aumentare della temperatura, la tensione di breakdown aumenta, l'effetto predominante non può che essere quello della moltiplicazione a valanga.*

Comportamento elettrico di un diodo a giunzione ideale p-n

CAPACITÀ DI TRANSIZIONE E DI DIFFUSIONE

Un diodo presenta due diversi effetti capacitivi:

- l'effetto principale è legato al fatto che, essendo l'estensione della RCS legata alla tensione applicata, anche la carica elettrica contenuta nella RCS dipende dalla tensione applicata: questo comportamento capacitivo può essere modellato mediante la cosiddetta "**capacità di transizione**", che vale

$$C_t = A \frac{e_s}{x_d}$$

e corrisponde evidentemente alla capacità di un condensatore piano avente le armature di area A , distanti x_d e separate da un dielettrico di costante ϵ_S ;

- il secondo effetto capacitivo, senz'altro minore rispetto al primo, è dovuto al fatto che, al variare della tensione applicata, varia anche la distribuzione delle cariche elettriche immagazzinate nelle regioni quasi neutre della giunzione; ancora una volta, è possibile modellare questo effetto capacitivo mediante la cosiddetta “**capacità di diffusione**”, che è definita come la somma delle capacità associate alle due regioni quasi neutre:

$$C_d = A \frac{q^2}{kT} \left(p_{n0}(x_n)L_p + n_{p0}(-x_p)L_n \right) e^{\frac{qV_a}{kT}}$$

Questa formula ci consente di fare un paio di osservazioni:

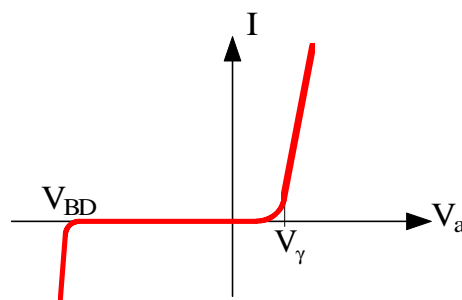
- * quando siamo in condizioni di polarizzazione diretta, il termine esponenziale ha un valore elevato e quindi il valore di C_d risulta confrontabile con quello della capacità di transizione, per cui, in queste condizioni, dobbiamo considerare entrambi i comportamenti capacitivi;
- * al contrario, in condizioni di polarizzazione inversa, il termine esponenziale ha un valore prossimo a 0 e quindi il valore di C_d risulta molto piccolo, per cui è senz'altro lecito trascurarlo rispetto a C_t ;

CIRCUITO EQUIVALENTE DI UN DIODO IN REGIME STAZIONARIO

Riprendiamo ancora una volta la caratteristica tensione-corrente del diodo a giunzione ideale, ossia la relazione

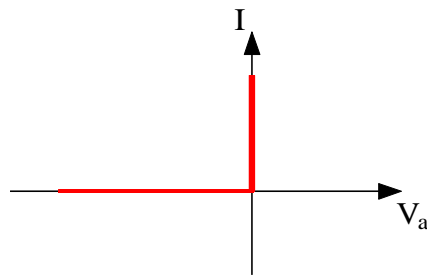
$$I = I_S \left(e^{\frac{V_a}{V_T}} - 1 \right)$$

Sappiamo che, graficamente, questa relazione ha la seguente rappresentazione:



Da un punto di vista dell'analisi circuitale, non è molto comodo utilizzare una caratteristica di funzionamento come questa, per cui ogniqualevolta non sia richiesta una grande precisione si preferisce adottarne una versione semplificata.

Una semplificazione molto “spinta” è la seguente:

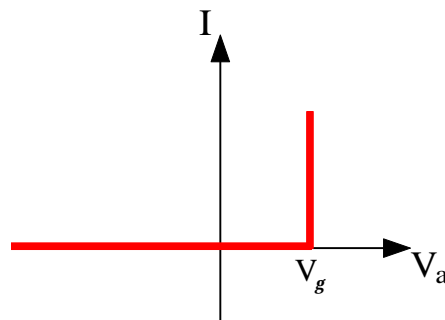


Questa caratteristica suggerisce il seguente comportamento circuitale per il diodo:

- in condizioni di polarizzazione diretta, il diodo si comporta come un cortocircuito;
- in condizioni di polarizzazione inversa, esso si comporta invece come un circuito aperto.

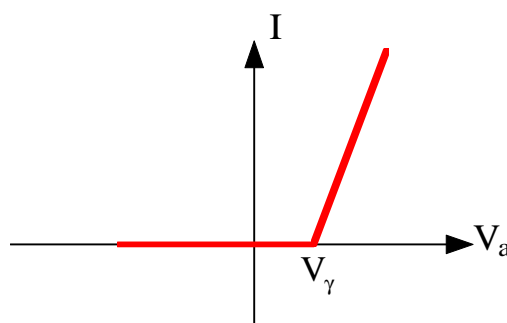
Vengono quindi del tutto trascurate la tensione di accensione V_γ , la tensione di rottura V_{BD} e la conduttanza del diodo in conduzione. Spesso, l'uso di questa semplice caratteristica è di notevole aiuto per la determinazione del punto operativo di un circuito impiegante diodi.

Volendo ridurre leggermente questa approssimazione, si può utilizzare anche quest'altra caratteristica:



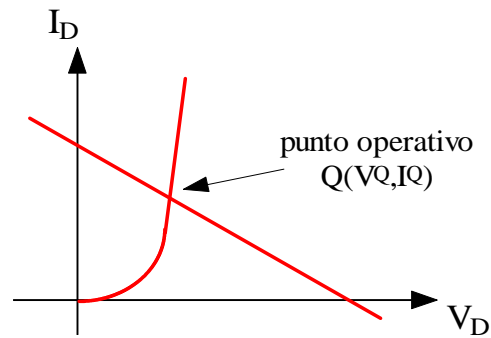
Rispetto al caso precedente, viene cioè introdotta la tensione di accensione.

E' possibile anche andare oltre, usando quest'altra caratteristica:



In questo caso, si introduce una certa "conduttanza" relativamente alla zona in cui il diodo è in conduzione. Bisogna però fare attenzione ad una cosa: questa conduttanza, che corrisponde alla pendenza di quella retta inclinata, in realtà non è costante quale che sia la coppia di valori (V_a, I) , come suggerito da quella caratteristica, ma varia al variare di V_a ed I . Di conseguenza, si tratta di capire come fissare il suo valore.

Il procedimento da seguire è il seguente. Supponiamo che il circuito in cui il diodo è inserito porti il diodo a lavorare in un certo punto operativo $Q(V_D^Q, I_D^Q)$ come illustrato nella figura seguente:



La relazione che lega la corrente alla tensione del diodo nel punto di lavoro è ovviamente

$$I_D^Q = I_S \left(e^{\frac{V_D^Q}{V_T}} - 1 \right)$$

Se il diodo è in conduzione, è facile accorgersi che il termine -1 può essere trascurato rispetto al termine esponenziale: per esempio, se la tensione nel punto di lavoro è $V_D^Q \cong 600\text{mV}$, risulta $e^{\frac{V_D^Q}{V_T}} \cong e^{\frac{600\text{mV}}{25\text{mV}}} \gg 1$.

Possiamo dunque scrivere che la corrente diretta nel diodo vale con ottima approssimazione

$$I_D^Q = I_S e^{\frac{V_D^Q}{V_T}}$$

Allora, si definisce “**conduttanza**” del diodo la quantità $g_D = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_Q$.

Essa corrisponde quindi *alla variazione della corrente, dovuta ad una variazione della tensione, valutata però non in un punto qualsiasi, ma nel punto operativo prescelto*. Detto anche in altre parole, la g_D rappresenta la pendenza della retta che noi otteniamo linearizzando la caratteristica del diodo nell'intorno del punto operativo prescelto. In ogni caso, ciò che importa sapere è che *la g_D è un parametro differenziale del diodo, il cui valore cambia se cambia il punto operativo in cui la stiamo valutando*.

Possiamo anche calcolare quanto vale la g_D nel punto operativo prescelto: infatti, sostituendo l'espressione della corrente e calcolandone la derivata rispetto alla tensione, abbiamo che

$$g_D = \left. \frac{\partial}{\partial V_D} \left(I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} \right) \right|_Q = \frac{q}{kT} I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} \Big|_Q = \frac{I_D^Q}{V_T}$$

Abbiamo dunque trovato che

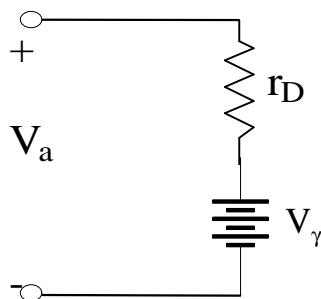
$$\boxed{g_D = \frac{I_D^Q}{V_T}}$$

ossia che la conduttanza nel diodo, nell'intorno del punto operativo prescelto, è pari al rapporto tra la corrente (costante) corrispondente al punto operativo e la tensione termica

Questa conclusione è molto importante, in quanto mostra la possibilità di valutare un parametro differenziale quale è g_D attraverso il valore di una grandezza costante quale è la corrente nel punto di lavoro.

Fatta questa premessa, osserviamo adesso che la caratteristica del diodo linearizzata a tratti suggerisce, per questo dispositivo, il seguente comportamento circuitale:

- quando $V_a \leq V_\gamma$, il diodo si comporta ancora una volta come un circuito aperto, ossia non lascia passare alcuna corrente;
- quando $V > V_\gamma$, invece, il diodo si comporta come un collegamento in serie tra un resistore ed una batteria: il resistore è lineare ed ha resistenza $r_D = 1/g_D$ pari al reciproco della pendenza della retta; la batteria genera una tensione costante pari proprio a V_γ :

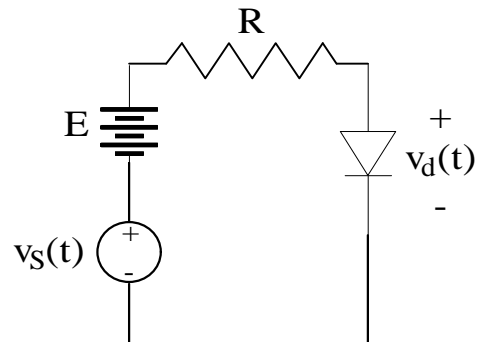


Quest'ultimo circuito prende il nome di “**circuito equivalente statico, per grandi segnali, di un diodo a giunzione**” e, come detto, è relativo solo a situazioni in cui il diodo è in conduzione.

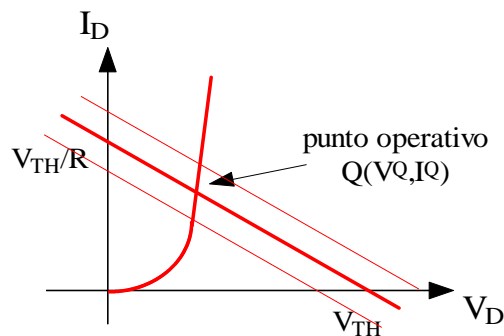
Comportamento del diodo per piccoli segnali

INTRODUZIONE

Facciamo riferimento al seguente circuito:

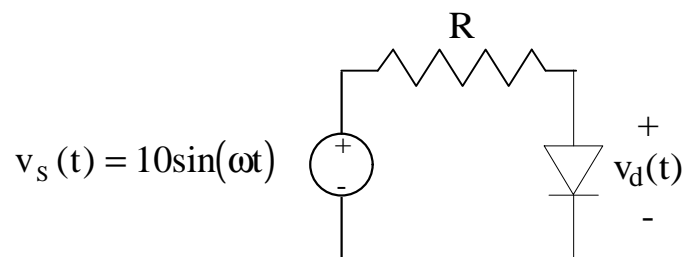


Abbiamo un generatore di tensione costante E , dotato di resistenza serie R , che serve a polarizzare il diodo nel punto operativo desiderato:

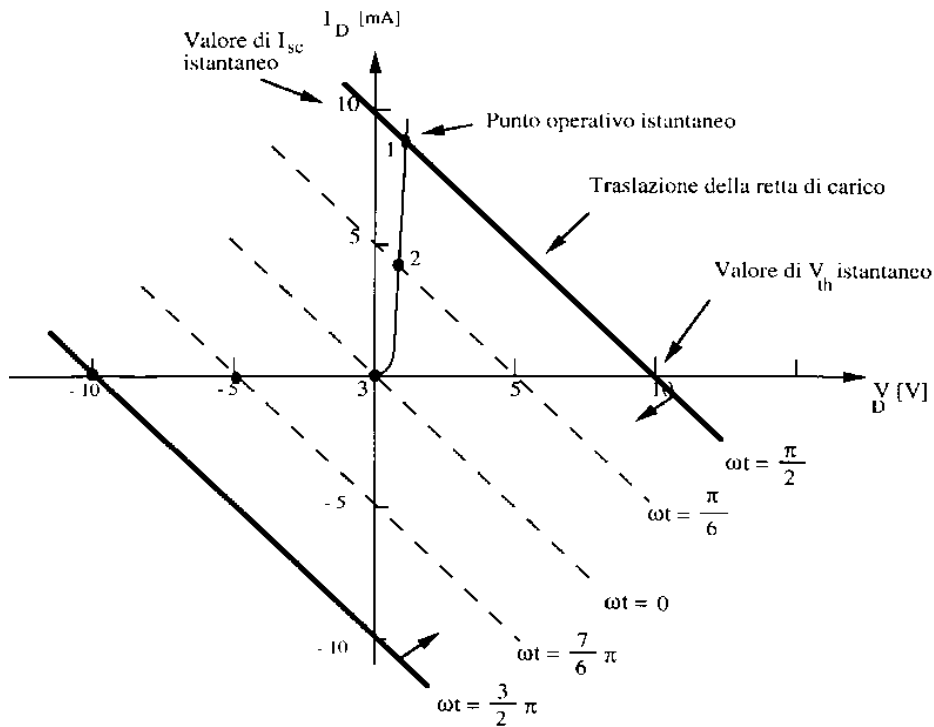


Al segnale costante di polarizzazione si sovrappone un piccolo segnale $v_S(t)$ (ad esempio un segnale sinusoidale), il quale determina delle fluttuazioni del punto di lavoro rispetto alla posizione (V_D^q, I_D^q) assunta in presenza di soli segnali costanti: graficamente, queste fluttuazioni sono dovute al movimento continuo, causato appunto da $v_S(t)$, della retta di carico, la quale, mantenendo costante la propria pendenza (che vale sempre $1/R$), sale e scende in conseguenza del fatto che aumenta e diminuisce il valore di V_{TH} .

Tanto per fare un esempio numerico, consideriamo il circuito precedente, privo però della sorgente di tensione costante:



Supponendo $R=1k\Omega$, la figura seguente mostra come si sposta la retta di carico, e quindi il punto operativo, al variare del termine ωt :



Nella tabella seguente sono riassunti i dati forniti dal diagramma:

Punto Operativo	Tempo (ωt)	$\sin(\omega t)$	$V_{th}(t)$ [V]	V_D [V]	I_D [mA]
3	0	0	0	0	0
2	$\pi/6$	1/2	5	0.7	4.3
1	$\pi/2$	1	10	0.7	9.3
2	$5\pi/6$	1/2	5	0.7	4.3
3	π	0	0	0	0
4	$7\pi/6$	-1/2	-5	-5	$-I_0$
5	$3\pi/2$	-1	-10	-10	$-I_0$
4	$11\pi/6$	-1/2	-5	-5	$-I_0$
3	2π	0	0	0	0

Le fluttuazioni del punto di lavoro producono dunque delle variazioni della corrente nel diodo, ossia della corrente nell'intero circuito, rispetto al valore che essa assume in presenza del solo segnale di polarizzazione. Siamo interessati a valutare queste variazioni per un segnale $v_S(t)$ generico.

Per fare questo, possiamo applicare il principio di sovrapposizione degli effetti: quando l'unico ingresso attivo è la tensione continua E, la tensione ai capi del diodo è $V_D = V_{TH}$ e il diodo lascia passare nel circuito una corrente continua I_D ; quando l'unico ingresso attivo è la tensione di segnale $v_S(t)$, la tensione ai capi del diodo è $v_d(t)$ e la corrente nel circuito è $i_d(t)$; applicando la

sovrapposizione, in presenza della tensione $V_d(t) = V_D + v_d$ ai capi del diodo, la corrente nel circuito è $I_d(t) = I_D + i_d$.

Ovviamente, questa corrente $I_d(t)$ deve soddisfare l'equazione del diodo, per cui possiamo scrivere che

$$I_d(t) = I_D + i_d = I_S e^{\frac{V_d}{V_T}}$$

Sostituendo al posto di $V_d(t)$ la sua espressione, abbiamo che

$$I_d(t) = I_D + i_d = I_S e^{\frac{V_D + v_d}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

Ma è chiaro che anche i valori I_D e V_D soddisfano alla condizione $I_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}}$, per cui possiamo anche scrivere che

$$I_d(t) = I_D e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

A questo punto, possiamo sviluppare in serie di Taylor quel termine esponenziale, armandoci però al secondo termine: otteniamo

$$I_d(t) = I_D \left(1 + \frac{v_d(t)}{V_T} \right) = I_D + \frac{v_d(t)}{V_T} I_D$$

Da questa relazione, ricordando che $I_d(t) = I_D + i_d$, deduciamo che

$$i_d(t) = \frac{v_d(t)}{V_T} I_D$$

Ma abbiamo trovato prima che il rapporto tra la corrente di polarizzazione e la tensione termica è pari alla conduttanza g_D del diodo nell'intorno del punto di lavoro, per cui concludiamo che la **“corrente di segnale”** del diodo, ossia la corrente dovuta SOLO al segnale $v_s(t)$, è

$$\boxed{i_d(t) = g_D v_d(t)}$$

Questa relazione mostra una *dipendenza lineare*, secondo il coefficiente g_D , della corrente di segnale $i_d(t)$ dalla tensione di segnale $v_d(t)$: questo deriva appunto dal fatto di aver approssimato il termine esponenziale (che è non lineare) mediante un termine lineare.

Se volessimo anche la corrente totale, ci basterebbe sommare, istante per istante, $i_d(t)$ con la corrente I_D dovuta alla sola polarizzazione:

$$I_d(t) = g_D v_d(t) + I_D$$

Esempio numerico

Nel procedimento teorico appena esposto ci siamo riferiti solo alla tensione ai capi del diodo. Vediamo adesso di estendere il discorso, in modo da legare la corrente di segnale nel circuito direttamente alla tensione di segnale $v_s(t)$. Supponiamo, in particolare, che il segnale variabile applicato dal generatore sia $v_s(t) = V_s \sin(\omega t)$.

Supponiamo inoltre che sia I_D^Q la corrente che scorre nel diodo (e quindi nel circuito) in presenza del solo generatore di polarizzazione. Vogliamo calcolare la corrente di segnale $i_d(t)$, ossia la variazione di corrente nel diodo rispetto al valore nel punto di lavoro.

Intanto, supponendo di metterci in un intorno del punto di lavoro e di linearizzare il comportamento del circuito, possiamo applicare la sovrapposizione (che vale solo per circuiti lineari), il che ci consente di scrivere che

$$V_d(t) = V_D^Q + v_d(t)$$

dove V_D^Q è la tensione ai capi del diodo in presenza del solo segnale E di polarizzazione, mentre $v_d(t)$ è la variazione di tensione ai capi del diodo rispetto al valore nel punto di lavoro (variazione dovuta alla presenza di $v_s(t)$). Applicando le leggi di Kirchoff e la relazione di lato del resistore, abbiamo evidentemente che

$$\begin{aligned} V_D^Q &= E - RI_D^Q \\ v_d(t) &= V_s \sin(\omega t) - Ri_d(t) \end{aligned}$$

Da qui, deduciamo che la tensione complessiva ai capi del diodo vale

$$V_d(t) = V_D^Q + v_d(t) = (E - RI_D^Q) + (V_s \sin(\omega t) - Ri_d(t))$$

Per quanto riguarda, invece, solo il segnale $v_s(t)$, avendo detto che esso vale $v_d(t) = V_s \sin(\omega t) - Ri_d(t)$ e sapendo che $i_D(t) = \frac{v_D(t)}{V_T} I_D^Q$ deduciamo che sussiste la relazione

$$i_d(t) = \frac{I_D^Q}{V_T} [V_s \sin(\omega t) - Ri_d(t)]$$

dove $i_d(t)$ è appunto la corrente di segnale. Facendo un po' di passaggi su questa relazione, è immediato ricavarsi l'espressione di tale corrente:

$$i_d(t) = \frac{V_s}{\frac{V_T}{I_D^Q} + R} \sin(\omega t)$$

Si tratta, evidentemente, di una sinusoide, avente la stessa pulsazione e la stessa fase di quella alimentazione, in accordo al fatto che si è scelto per il diodo un comportamento lineare.

ERRORE DI NON-LINEARITÀ

Il ragionamento fatto nel paragrafo precedente per valutare la corrente di segnale $i_d(t) = g_D v_d(t)$ è un ragionamento approssimato: questa approssimazione viene evidentemente dal fatto di considerare lo sviluppo in serie di Taylor dell'esponenziale arrestato al secondo termine. In pratica, mentre la legge esponenziale è una legge del tutto generale, nel senso che include una legge lineare, una quadratica, una cubica e così via, noi abbiamo considerato solo la legge lineare: questo ci ha mostrato un comportamento lineare del diodo, ma ha comportato inevitabilmente una approssimazione. L'entità di questa approssimazione può essere valutata facendo ricorso al cosiddetto “**errore di non-linearità**”, definito mediante la seguente relazione:

$$\varepsilon_{nl}(\%) = \frac{\Delta I_D - \Delta I'_D}{\Delta I_D} * 100$$

In questa definizione, ΔI_D e $\Delta I'_D$ rappresentano entrambe la variazione della corrente nel diodo, dovuta al segnale alternato, rispetto al valore che essa assume in continua; tuttavia, mentre ΔI_D è la variazione reale, cioè calcolata usando l'equazione del diodo, $\Delta I'_D$ rappresenta la variazione approssimata, ossia calcolata usando lo sviluppo in serie di Taylor arrestato al secondo termine:

$$\Delta I_D = I_d - I_D^Q = I_S e^{\frac{V_D + v_d}{V_T}} - I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} \left(e^{\frac{v_d}{V_T}} - 1 \right) = I_D^Q \left(e^{\frac{v_d}{V_T}} - 1 \right)$$

$$\Delta I'_D = I_d - I_D^Q = I_D^Q \left(1 + \frac{v_d}{V_T} \right) - I_D^Q = I_D^Q \frac{v_d}{V_T}$$

Andando allora a sostituire nella definizione dell'errore di non linearità, abbiamo quanto segue:

$$\varepsilon_{nl}(\%) = \frac{I_D^Q \left(e^{\frac{v_d}{V_T}} - 1 \right) - I_D^Q \frac{v_d}{V_T}}{I_D^Q \left(e^{\frac{v_d}{V_T}} - 1 \right)} * 100 = \frac{e^{\frac{v_d}{V_T}} - 1 - \frac{v_d}{V_T}}{e^{\frac{v_d}{V_T}} - 1} * 100$$

A questo punto, usiamo nuovamente lo sviluppo in serie di Taylor per esprimere il termine $e^{\frac{v_d}{V_T}}$ presente sia al numeratore sia al denominatore; in particolare, a denominatore usiamo lo sviluppo arrestato al secondo termine, mentre al numeratore usiamo quello arrestato al terzo termine: così facendo, otteniamo evidentemente

$$\varepsilon_{nl}(\%) \cong \frac{\left(1 + \frac{v_d}{V_T} + \frac{1}{2} \frac{v_d^2}{V_T^2} \right) - 1 - \frac{v_d}{V_T}}{\left(1 + \frac{v_d}{V_T} \right) - 1} * 100$$

e quindi possiamo concludere che

$$\boxed{\varepsilon_{nl}(\%) = \frac{1}{2} \frac{v_d}{V_T} * 100}$$

Questa relazione può dunque essere usata per capire se il segnale variabile $v_S(t)$ applicato al diodo è tale da poter impiegare la linearizzazione del comportamento del diodo o meno: *se l'errore di non linearità non supera un certo valore limite, l'analisi lineare è accettabile; in caso contrario, è invece necessario tenere conto della non-linearità del dispositivo.*

*Il valore limite dell'errore di non linearità che noi possiamo tollerare è quello che si ottiene quando il segnale $v_S(t)$ ha una ampiezza pari alla tensione termica $v_T=26(mV)$: in questo caso, ponendo cioè $v_d=26(mV)$, si ottiene un valore dell'errore di non linearità pari al 50%. Quindi, quando noi parliamo di "**comportamento del diodo in regime di piccolo segnale**" intendiamo riferirci ad una condizione in cui la tensione di segnale ai capi del diodo ha una ampiezza che non supera la tensione termica.*

DISTORSIONE ARMONICA

In base a quanto visto nel paragrafo precedente, vogliamo adesso vedere più nei dettagli quali conseguenze derivano dal fatto che il diodo è un elemento non lineare.

Indichiamo ancora una volta con $v_d(t)$ la tensione di segnale che risulta applicata ai capi del diodo; in particolare, supponiamo che si tratti di una tensione sinusoidale del tipo $v_d(t) = V_m \sin(\omega t)$. Se assumiamo per il diodo un comportamento lineare, ci basta applicare la relazione $i_d(t) = g_D v_d(t)$ per affermare che la corrente di segnale nel circuito vale

$$i_d(t) = g_D V_m \sin(\omega t)$$

Otteniamo dunque che la corrente di segnale ha la stessa frequenza di quella della tensione in ingresso.

Vediamo, invece, che cosa succede se il segnale è tale che il diodo presenti, oltre ad un comportamento lineare, anche uno quadratico: questo significa che, nel fare lo sviluppo in serie di Taylor del termine esponenziale $e^{\frac{q v_d}{k T}}$, ci dobbiamo arrestare al terzo termine (quello appunto quadratico), per cui, ripetendo lo stesso ragionamento di prima, risulta

$$i_d(t) = g_D v_d(t) + k v_d^2(t)$$

Andiamo allora a sostituire l'espressione della tensione di segnale, al fine di ricavare la corrente di segnale:

$$i_d(t) = g_D V_m \sin(\omega t) + k V_m^2 \sin^2(\omega t)$$

Applicando adesso una nota formula trigonometrica, possiamo anche scrivere che

$$\begin{aligned} i_d(t) &= g_D V_m \sin(\omega t) + k V_m^2 \left(\frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \right) = g_D V_m \sin(\omega t) + \frac{k}{2} V_m^2 - \frac{k}{2} V_m^2 \cos(2\omega t) = \\ &= g_D v_d(t) + \frac{k}{2} V_m^2 - \frac{k}{2} V_m^2 \cos(2\omega t) \end{aligned}$$

La cosa fondamentale che ricaviamo da questa relazione è che, oltre al termine $g_D v_d(t)$, il quale ha la stessa frequenza dell'ingresso, la corrente di segnale presenta un termine costante $\frac{k}{2} V_m^2$ ed

anche un termine $\frac{k}{2} V_m^2 \cos(2\omega t)$ a frequenza doppia rispetto a quella in ingresso. Questo ci mostra, dunque, che *andando oltre i limiti della linearità, otteniamo delle armoniche a frequenza multipla rispetto a quella di alimentazione.*

Se, per esempio, noi considerassimo, oltre al termine quadratico, anche quello cubico, avremmo sia l'armonica a frequenza doppia sia una armonica a frequenza tripla e così via per leggi via via più complesse.

Questo fatto a volte è deleterio, ma a volte viene anche sfruttato: il caso più classico è quello della "moltiplicazione di frequenza", ossia di quelle tecniche in cui è necessario, dato un segnale ad una certa frequenza, produrre un identico segnale, ma con frequenza diversa.

Adesso ripetiamo lo stesso discorso nell'ipotesi che la tensione di segnale $v_d(t)$ ai capi del diodo sia la somma di due distinti segnali sinusoidali: poniamo perciò

$$v_d(t) = V_{m1} \sin(\omega_1 t) + V_{m2} \sin(\omega_2 t)$$

La corrispondente corrente di segnale, ottenuta considerando sempre il contributo lineare e quello quadratico, è allora

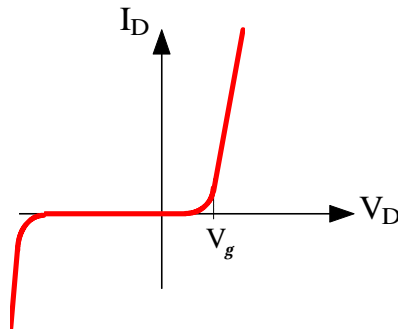
$$\begin{aligned} i_d(t) &= g_D v_d(t) + k v_d^2(t) = g_D (V_{m1} \sin(\omega_1 t) + V_{m2} \sin(\omega_2 t)) + k (V_{m1} \sin(\omega_1 t) + V_{m2} \sin(\omega_2 t))^2 = \\ &= g_D v_{d1}(t) + g_D v_{d2}(t) + k (V_{m1}^2 \sin^2(\omega_1 t) + V_{m2}^2 \sin^2(\omega_2 t) + 2V_{m1} V_{m2} \sin(\omega_1 t) \sin(\omega_2 t)) = \\ &= g_D v_{d1}(t) + g_D v_{d2}(t) + k V_{m1}^2 \sin^2(\omega_1 t) + k V_{m2}^2 \sin^2(\omega_2 t) + V_{m1} V_{m2} [\cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t)] \end{aligned}$$

In questo caso, abbiamo ottenuto un risultato ancora diverso rispetto al caso precedente: infatti, oltre ai termini aventi la stessa frequenza dei segnali in ingresso, oltre ai termini aventi frequenza doppia rispetto ai segnali in ingresso, compaiono anche altri due termini $\cos((\omega_1 - \omega_2)t)$ e $\cos((\omega_1 + \omega_2)t)$ aventi frequenze ancora diverse. Questi termini prendono il nome di "**prodotti di intermodulazione**" e vengono anch'essi spesso sfruttati nelle tecniche di modulazione in frequenza.

Circuiti limitatori di tensione

INTRODUZIONE

Consideriamo la caratteristica corrente-tensione di un normale diodo pn:



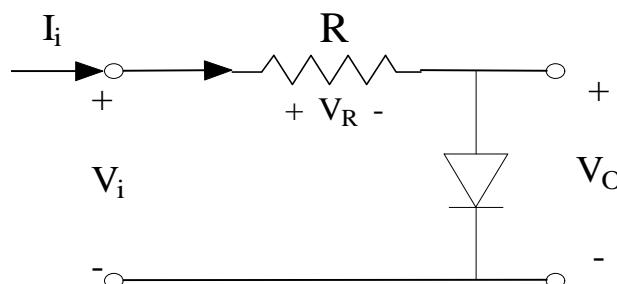
Siamo in particolare interessati alla zona di “conduzione diretta”, ossia a condizioni di funzionamento in cui la tensione V_D applicata ai capi del diodo è positiva, per cui il diodo è polarizzato direttamente. Questa caratteristica I-V presenta essenzialmente due importanti peculiarità:

- la prima è che la corrente che attraversa il diodo è molto bassa (praticamente nulla) quando la tensione V_D è inferiore ad un certo valore V_γ , caratteristico di ciascun diodo, che prende il nome di “tensione di accensione”;
- la seconda è invece che, una volta “acceso” il diodo, ossia una volta superata la tensione di accensione ai capi dell’elemento, la corrente prende a crescere molto rapidamente, anche in conseguenza di aumenti ridotti della tensione applicata; possiamo esprimerci dicendo che, quando è in conduzione (ossia è acceso), il diodo presenta una “conduttanza incrementale” $g_D = \partial I_D / \partial V_D$ abbastanza elevata (o, ciò che è lo stesso, una “resistenza incrementale” abbastanza bassa).

Queste due peculiarità di questo dispositivo vengono sfruttate in una serie di applicazioni pratiche. L’applicazione di cui ci occupiamo adesso è quella nei cosiddetti “**circuiti limitatori di tensione**”, mentre vedremo in seguito quella nei cosiddetti “circuiti raddrizzatori” o nei “circuiti alimentatori”.

CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO DI UN CIRCUITO LIMITATORE DI TENSIONE

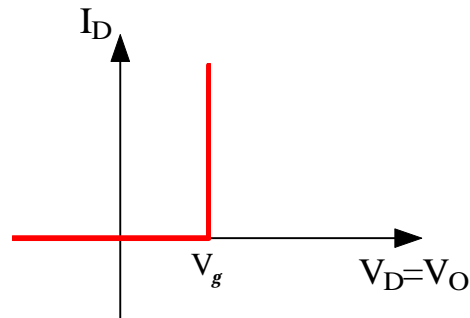
Un semplice circuito limitatore di tensione è fatto nel modo seguente:



Abbiamo cioè una tensione di ingresso V_i applicata ai capi di una serie tra un resistore ed un diodo; la tensione di uscita V_O viene prelevata ai capi del diodo. Il problema che ci poniamo è quello di osservare come varia la tensione V_O di uscita del circuito in funzione della tensione in ingresso V_i .

Possiamo rispondere a questa domanda sia a livello intuitivo, sia anche in modo più rigoroso.

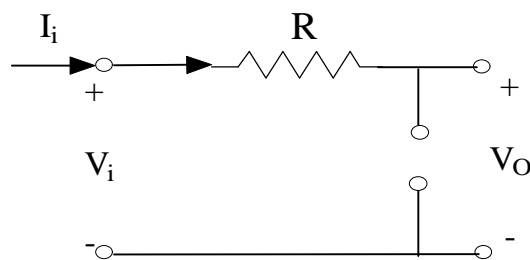
Vediamo intanto cosa possiamo dire a livello intuitivo. Innanzitutto, se vogliamo fare una analisi più qualitativa che quantitativa, possiamo supporre che la caratteristica del diodo non sia quella reale riportata in precedenza, bensì una sua “linearizzazione a tratti” fatta nel modo seguente:



Questa caratteristica indica per il diodo un comportamento ideale così caratterizzato: esso si comporta come un circuito aperto (ossia non lascia passare corrente) per tensioni inferiori alla tensione di accensione V_g , mentre invece si comporta come un cortocircuito (cioè lascia passare, senza esercitare alcuna modifica, una qualsiasi corrente) per tensioni superiori alla tensione di accensione. Detto anche in altri termini, possiamo dire che il diodo presenta una conduttanza infinita (cioè una resistenza nulla) quando è acceso ed una conduttanza nulla (cioè una resistenza infinita) quando è spento.

Sulla base di questa approssimazione, possiamo individuare quale sia la variazione della tensione ai capi del diodo, che è appunto la tensione di uscita che ci interessa, in funzione delle variazioni della tensione di ingresso V_i .

Supponiamo che la tensione V_i parta inizialmente dal valore 0V e inizi via via a crescere; fino a quando la tensione ai capi del diodo non raggiunge il valore V_g , il diodo rimane spento, per cui si comporta come un circuito aperto:

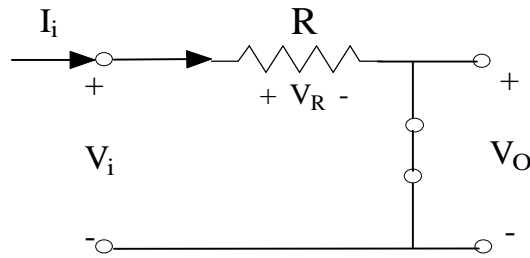


Questo fa sì che non scorra corrente nel resistore e che quindi non ci sia caduta di tensione ai capi di tale elemento; di conseguenza, la tensione ai capi del diodo risulta esattamente uguale alla tensione di ingresso.

Possiamo dunque cominciare a scrivere che

$$\text{per } V_i < V_g \quad \longrightarrow \quad V_O = V_i$$

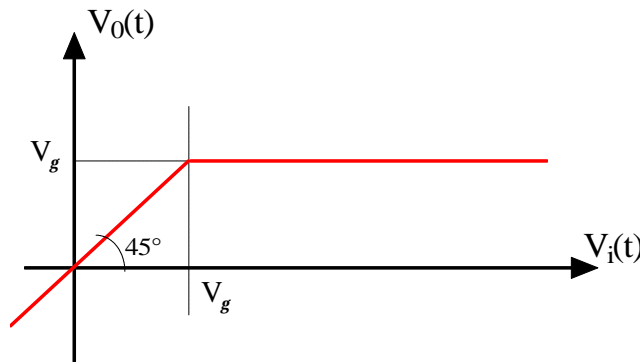
Viceversa, nel momento in cui la tensione ai capi del diodo eguaglia la tensione di accensione V_g , il diodo passa in conduzione e lascia passare corrente nel circuito:



In base alla caratteristica ideale tracciata prima, a prescindere da quale sia il valore della corrente nel circuito e quindi nel diodo, la tensione ai capi del diodo, ossia la tensione di uscita, rimane costante sul valore V_g : possiamo perciò scrivere che

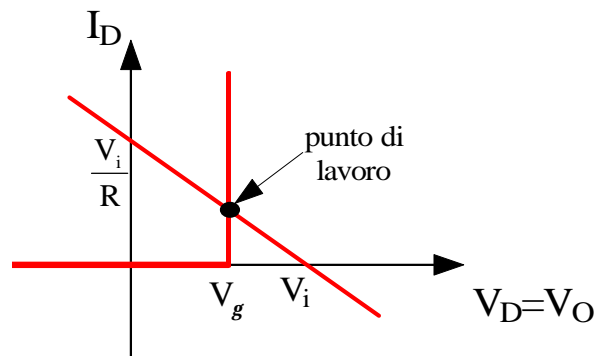
$$\text{per } V_i \geq V_g \quad \longrightarrow \quad V_O = V_g$$

Sulla base di queste due conclusioni possiamo dunque tracciare l'andamento della tensione di uscita in funzione di quella di ingresso:



Questa curva prende il nome di **“caratteristica di trasferimento in tensione”** o anche di **“caratteristica ingresso-uscita in tensione”** del circuito in esame. Essa mostra chiaramente la funzione di “limitazione della tensione” svolta dal circuito: *se la tensione applicata in ingresso è inferiore al valore V_g , la tensione in uscita riproduce esattamente (almeno in teoria, date le approssimazioni fatte sul diodo) la tensione in ingresso; se, invece, la tensione in ingresso supera il valore V_g , la tensione in uscita si mantiene comunque costante sul valore V_g .*

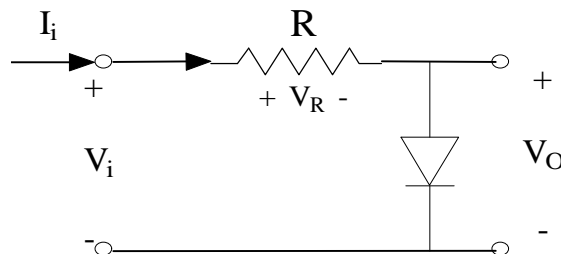
Possiamo giustificare questo risultato anche in termini più formali, servendoci del concetto di “punto operativo” del circuito in esame. Sappiamo infatti che, per tale circuito, il punto operativo, ossia la coppia (corrente,tensione) ai capi del diodo, si può ricavare, graficamente, come intersezione tra la caratteristica del diodo e quella della restante parte del circuito; questa “restante parte” del circuito non è altro che un equivalente di Thevenin dove la forma d’onda del generatore corrisponde alla tensione in ingresso V_i e dove la resistenza equivalente corrisponde ad R ; di conseguenza, l’intersezione tra le due caratteristiche fornisce quanto illustrato nella figura seguente:



Questo grafico conferma quanto detto prima: quando $V_i=0$, la retta si riduce semplicemente ad un punto coincidente con l'origine, per cui non ci sono né tensioni né correnti nel diodo; aumentando il valore di V_i , la retta si va spostando verso destra e lo stesso fa il punto di lavoro: tale punto di lavoro, almeno finché $V_i < V_g$, corrisponde sempre alla coppia $(V_i, 0)$, la quale indica che la tensione in uscita è pari a quella di ingresso e che il diodo è spento, per cui né esso né il resistore sono percorsi da corrente. Nel momento in cui la V_i uguaglia e supera la V_g , il punto di lavoro non si sposta più lungo l'asse delle ascisse, ma lungo il tratto verticale della caratteristica del diodo relativa alla zona di conduzione: all'aumentare della tensione in ingresso, il punto di lavoro sale dunque verticalmente, il che corrisponde a dire che la tensione si mantiene costante su V_g , mentre la corrente aumenta.

Osservazione

Spesso il circuito limitatore descritto poco fa presenta anche un resistore di carico R_L ai capi del quale viene posta proprio la tensione di uscita V_O del circuito, ossia la tensione ai capi del carico:



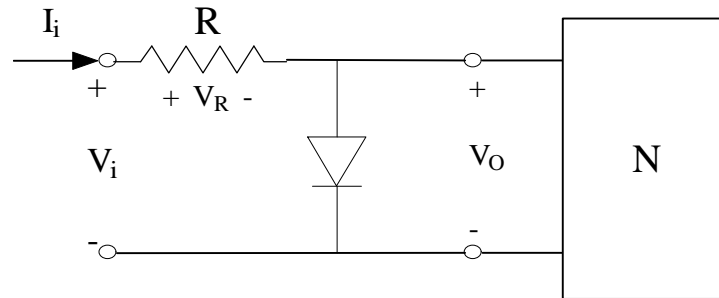
La presenza di questo resistore R_L non modifica in modo apprezzabile il funzionamento descritto prima, specialmente quando R_L ha un valore sufficientemente elevato:

- quando il diodo non è in conduzione, la tensione di uscita non è più proprio quella di ingresso V_i , ma la sua partizione $\frac{R_L}{R + R_L} V_i$;
- quando, invece, il diodo è in conduzione, la sua resistenza è senz'altro minore di quella di R_L , per cui la gran parte della corrente I_i continua a fluire nel diodo.

Un eventuale simulazione al calcolatore tramite Spice può rendere ancora più evidenti queste considerazioni.

IMPIEGO DI UN CIRCUITO LIMITATORE DI TENSIONE

L'impiego più classico che si può fare di questo tipo di circuito è quello di effettuare una protezione da tensioni superiori alla V_γ . Tanto per essere chiari, si può pensare ad un collegamento del tipo seguente:



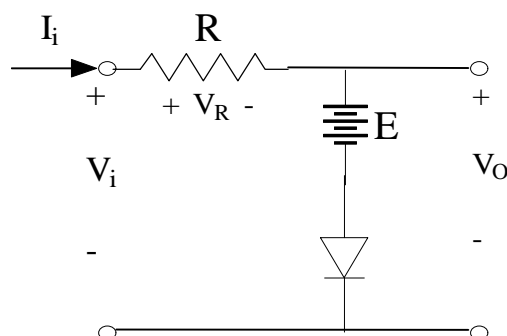
Abbiamo cioè la tensione di alimentazione V_i che, anziché essere applicata direttamente ai morsetti del circuito monoporta N, che rappresenta l'utente, passa prima per un limitatore del tipo visto prima: lo scopo del limitatore è quello di impedire che ai capi di N giunga una tensione superiore al valore di V_γ . Per esempio, questo è quello che si fa negli strumenti di misura quando si vuole evitare che essi siano soggetti ad una tensione che supera una certa soglia di tolleranza da parte del dispositivo.

PERFEZIONAMENTI DEL CIRCUITO

A questo punto, possiamo fare una serie di osservazioni importanti. La prima è la seguente: *non necessariamente la "tensione di soglia", ossia la tensione oltre la quale non vogliamo fare andare la V_o , deve essere pari alla tensione di accensione V_g del diodo.*

Al contrario, è possibile dimensionare il circuito in modo tale che esso limiti una tensione prefissata: basta porre in serie al diodo un generatore di tensione la cui tensione applicata E sia tale che, sommata (il collegamento è in serie) alla V_g , dia proprio il valore della tensione di soglia voluta.

La configurazione circuitale da adottare diventa dunque la seguente:



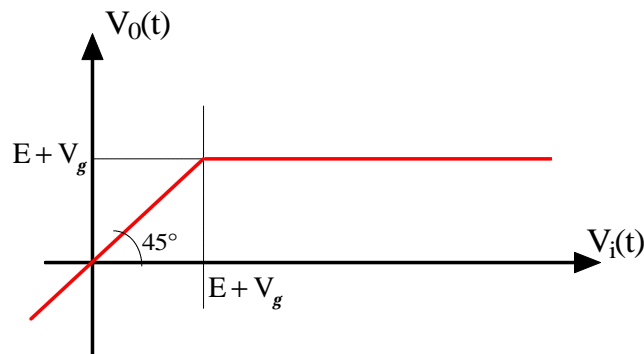
Il principio di funzionamento di questo circuito è ovviamente identico al precedente, salvo per il fatto che la tensione necessaria per accendere il diodo, e quindi per innescare la limitazione della tensione di uscita, non è più solo V_γ , ma $V_\gamma + E$: applicando la LKT osserviamo infatti che

$$V_i = V_D + E + V_R \cong V_D + E$$

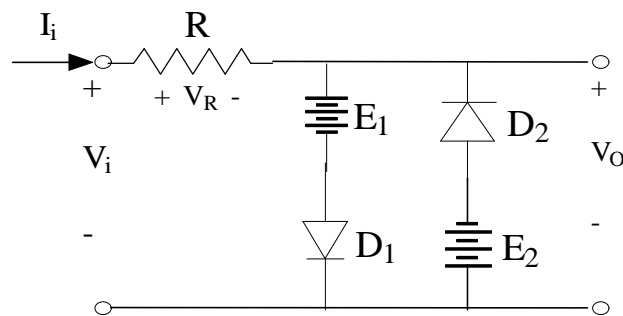
per cui la tensione applicata ai capi del diodo, ossia la tensione di uscita, risulta essere $V_D \cong V_i - E$.

Di conseguenza, perché il diodo vada in conduzione, la tensione di ingresso V_i da applicare è $E + V_\gamma$ ed è quindi questa la tensione che viene limitata.

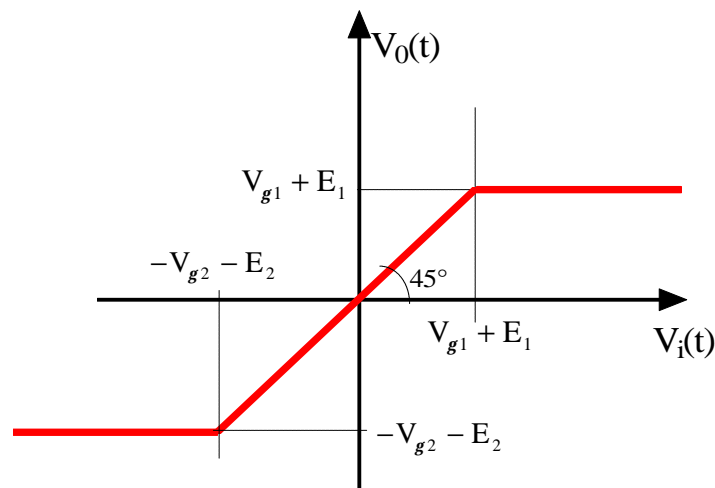
La caratteristica di trasferimento diventa dunque la seguente:



La seconda osservazione riguarda un ulteriore perfezionamento del circuito limitatore: infatti, si nota che, nel circuito fino ad ora considerato, la limitazione della tensione avviene solo per valori positivi della V_i , mentre invece non ci sono (almeno teoricamente) limiti per valori negativi della V_i . Allora, se vogliamo effettuare una limitazione della tensione anche sui valori negativi, ci basta utilizzare un altro diodo, magari con in serie un altro generatore di tensione, secondo la seguente configurazione circuitale:

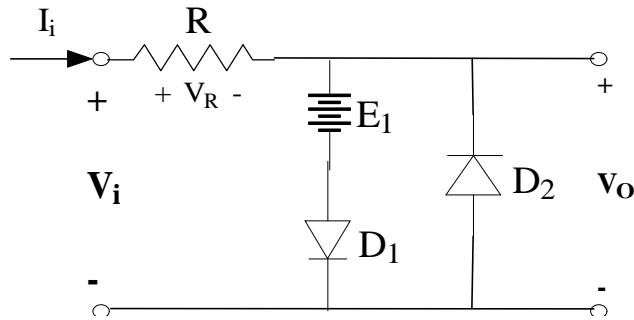


In base agli stessi principi descritti prima, appare ovvio che questo circuito limita la tensione nell'intervallo $[-V_{\gamma 2} - E_2, V_{\gamma 1} + E_1]$, ed ha perciò una caratteristica di trasferimento fatta nel modo seguente:

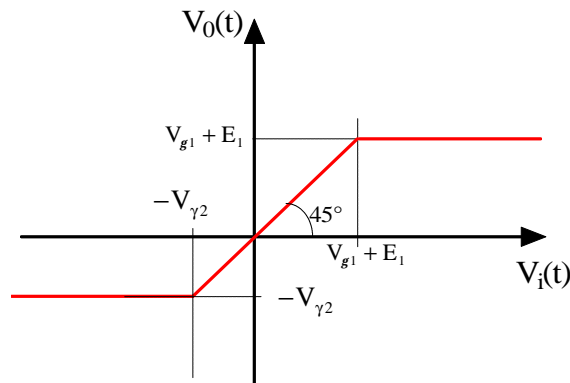


Chiaramente, questa caratteristica sarà simmetrica rispetto all'origine solo se i due diodi sono uguali e se le batterie forniscono la stessa tensione.

Ovviamente, è anche possibile realizzare una configurazione circuitale del tipo seguente:



In questo caso, la caratteristica di trasferimento in tensione è la seguente:



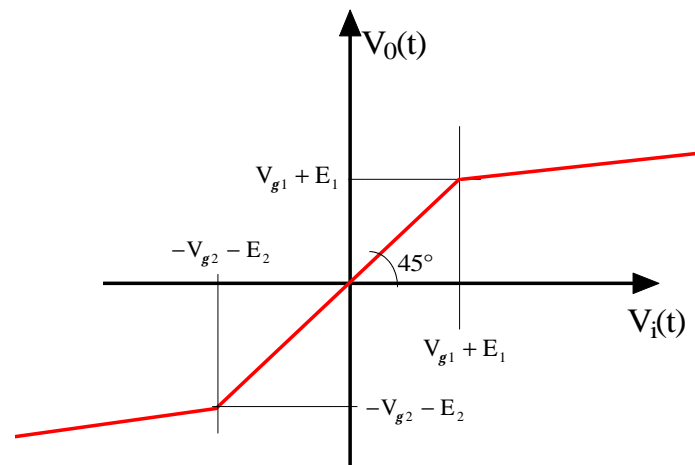
Caratteristica di un circuito limitatore reale: conduttanza finita del diodo in conduzione

La terza ed ultima osservazione da fare riguarda il comportamento “reale” di un circuito limitatore come quello appena descritto. Infatti, la descrizione qualitativa fatta fino ad ora si è basata essenzialmente su due ipotesi di fondo:

- la prima è quella per cui il diodo presenta una conduttanza infinita quando è in conduzione ed una conduttanza nulla quando è spento;
- la seconda è quella di ignorare la possibilità che, polarizzando in inversa uno diodo, esso può incorrere nel fenomeno della cosiddetta “rottura”.

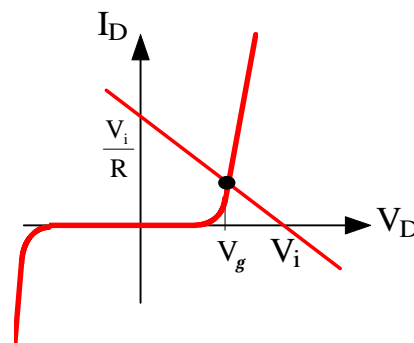
Vediamo allora come questi fattori modifichino in qualche modo i discorsi fatti fino ad ora.

Cominciamo dal fatto di trascurare gli effetti della conduttanza del diodo: ritenere che la g_D sia ∞ quando il diodo è in conduzione e che sia nulla quando è spento, fa sì che, nella curva di trasferimento disegnata prima, i due tratti orizzontali siano effettivamente orizzontali ed il tratto obliquo sia esattamente a 45° . Al contrario, in un circuito reale, le cose sono diverse, non fosse altro che per il fatto che la conduttanza del diodo, mentre può essere effettivamente ritenuta praticamente nulla quando esso è spento, non è senz'altro infinita quando esso è in conduzione. Questo fatto comporta che la caratteristica di trasferimento di un circuito reale come quello disegnato prima sia fatta nel modo seguente:



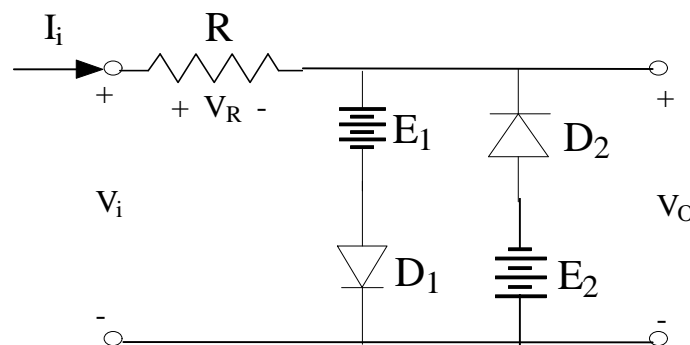
La pendenza del “tratto intermedio” è ancora approssimativamente di 45° (specialmente per bassi valori della tensione V_i , come confermato dai grafici ottenuti con P-Spice), mentre la pendenza degli altri due tratti non è più nulla. Ciò comporta che l'effetto limitante, nella realtà, non sia così drastico come quello descritto prima a livello puramente teorico.

Ancora una volta, questo può essere confermato per via grafica osservando le variazioni del punto di lavoro del circuito per diversi valori della tensione di ingresso:



Si nota, infatti, che, all'aumentare della V_i , ossia allo spostarsi della “retta di Thevenin” verso destra, il punto di lavoro non si sposta più verticalmente (cioè mantenendo costante la tensione sul valore V_γ), ma si sposta anche leggermente verso destra: ciò comporta che, all'aumentare della V_i , ci sia comunque anche un aumento di $V_D = V_O$. Ovviamente, questo aumento è tanto minore quanto maggiore è la pendenza della curva della corrente I_D , ossia appunto quanto maggiore è la conduttanza del diodo in conduzione.

Per quanto riguarda, infine, la possibilità della rottura di un diodo, le considerazioni da fare sono le seguenti. Consideriamo sempre il circuito seguente:



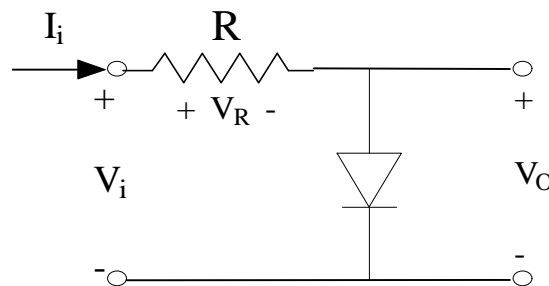
Abbiamo detto che circuito limita l'escursione della tensione di uscita nell'intervallo $[-V_{g2} - E_2, V_{g1} + E_1]$. Allora, è possibile che il valore di tensione $V_{g1} + E_1$, che è una tensione inversa per il diodo D_2 , sia superiore al valore di tensione di breakdown V_{BD2} di tale diodo; questo fa' sì che tale diodo si rompa e che quindi il limitatore perda completamente di efficacia. Stesso discorso, ovviamente, per il valore $V_{g2} + E_2$, che è una tensione inversa per il diodo D_1 e potrebbe superare la tensione di breakdown di tale diodo.

Tutto ciò per dire che, nel dimensionare un circuito limitatore di questo tipo, è necessario che l'intervallo entro cui la tensione di uscita viene limitata sia comunque tale che nessuno dei due diodi venga portato oltre la tensione di rottura.

METODO ANALITICO PER LA DETERMINAZIONE DELLA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO

I discorsi che abbiamo fatto fino ad ora per ricavare la caratteristica di trasferimento del circuito limitatore di tensione sono stati essenzialmente di tipo qualitativo. E', invece, possibile ricavare la stessa caratteristica, sia pure facendo comunque qualche approssimazione, mediante metodi più rigorosi.

Consideriamo per semplicità il circuito seguente:

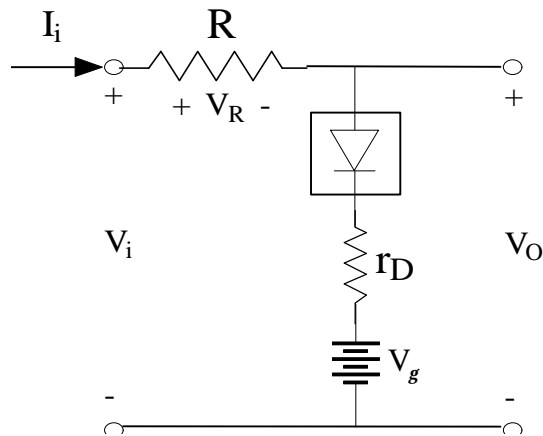


Vogliamo ricavarne la caratteristica reale di trasferimento, dove l'aggettivo "reale", come detto in precedenza, corrisponde alla nostra volontà di includere la conduttanza g_D non nulla del diodo in conduzione.

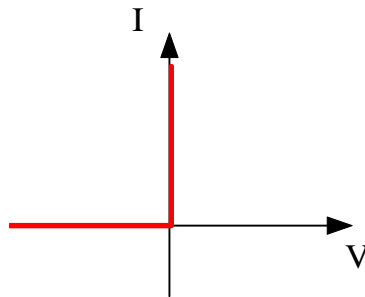
La prima cosa che possiamo fare è quella di "modellare" in modo opportuno l'elemento non lineare rappresentato dal diodo; per fare questo, dobbiamo considerare essenzialmente 2 caratteristiche del diodo:

- in primo luogo, il fatto che esso conduca una corrente approssimativamente nulla (ossia non conduca) per tensioni inferiori alla tensione di accensione V_γ ;
- in secondo luogo, il fatto che esso, quando è acceso, non si comporta come un cortocircuito, ossia come un resistore di conduttanza infinita, ma presenta una certa conduttanza finita, per quanto alta.

Queste due caratteristiche possono essere efficacemente modellate nel modo seguente:



Abbiamo cioè sostituito il diodo con un collegamento in serie di tre elementi: il resistore r_D tiene conto, evidentemente, della resistenza di drain in conduzione; il diodo ideale, ossia un elemento la cui caratteristica è



e la batteria di tensione V_γ tengono conto del fatto che il diodo lascia passare corrente (il cui valore è regolato dalla r_D e, in misura minore, da R) quando è acceso e non lascia passare corrente quando è spento.

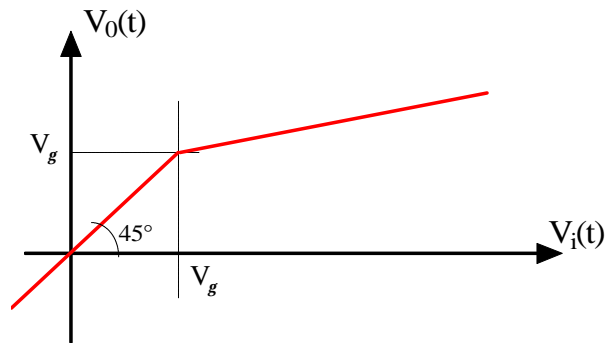
A questo punto, per ricavare la tensione di uscita V_O in funzione di quella di ingresso V_i , possiamo applicare il principio della sovrapposizione degli effetti:

- quando la batteria di tensione V_γ è passivata, la tensione di uscita vale $V'_O = \frac{r_D}{R+r_D} V_i$.
- quando, invece, la tensione V_i è assente, la tensione in uscita vale $V''_O = \frac{r_D}{R+r_D} V_g$.

Sommando questi due contributi, otteniamo

$$V_O = \frac{r_D}{R+r_D} V_i + \frac{r_D}{R+r_D} V_g$$

Questa relazione, unita all'approssimazione per cui il diodo non lascia passare corrente quando è spento, ossia quando $V_i < V_\gamma$, consente di tracciare la curva di trasferimento seguente:



Ovviamente, dall'equazione trovata prima, si deduce che la pendenza della retta per $V_i > V_\gamma$ è pari a $\frac{r_D}{R+r_D}$ (si tratta del coefficiente della V_i): questo mostra che l'effetto di limitazione ottenuto con il circuito considerato è tanto migliore quanto minore è il valore della r_D (o, ciò che è lo stesso, quanto maggiore è il valore di g_D).

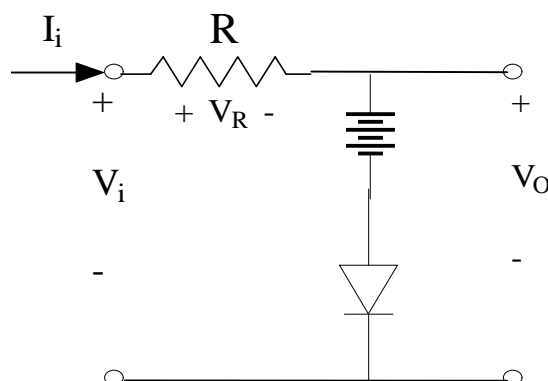
Il caso ideale, considerato all'inizio, è quello in cui $r_D=0$, mentre ci si allontana dalla idealità tanto più quanto più r_D cresce.

Influenza di R

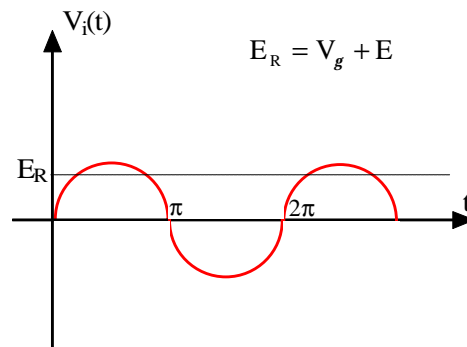
(simulazioni) Si può anche osservare che, non potendo agire sulla r_D , che è un parametro praticamente costante del diodo, è possibile agire sul valore di R: infatti, aumentando R, quel rapporto si riduce e quindi l'effetto limitante migliora. Tuttavia, è facile verificare (anche se è abbastanza intuitivo) che, aumentando R, cioè, in definitiva, aumentando la caduta di tensione sul resistore, varia anche l'inclinazione del tratto di curva di trasferimento compreso tra $-V_\gamma$ e $+V_\gamma$: in particolare, tale inclinazione aumenta all'aumentare di R, il che comporta che la tensione di uscita, in questa regione di funzionamento, non sia più uguale alla tensione di ingresso. Tuttavia, dato che il valore di R è sotto il nostro diretto controllo, possiamo tenere conto della sua influenza sulla tensione in uscita prevedendo opportuni trattamenti di tale tensioni che recuperino, in qualche modo, gli effetti di R.

LIMITAZIONE DI UNA TENSIONE SINUSOIDALE

Vediamo ora di chiarire ancora meglio, con un esempio concreto, quale effetto possa avere un circuito limitatore di tensione del tipo seguente:

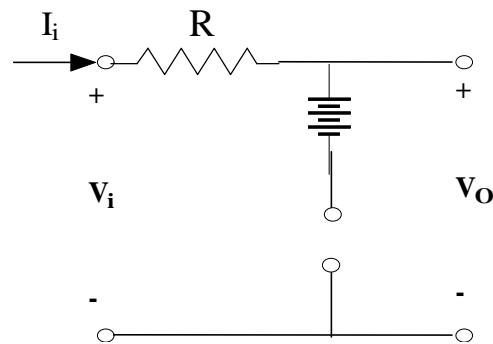


Supponiamo che la forma d'onda della tensione in ingresso V_i sia una sinusoide fatta nel modo seguente:

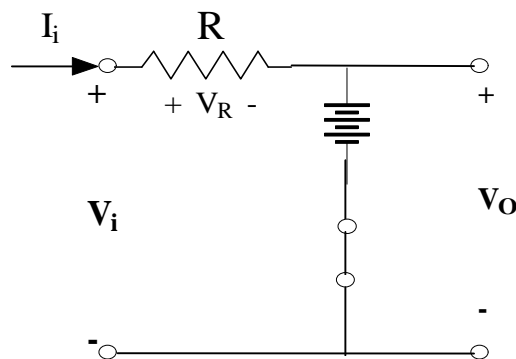


In base ai discorsi fatti, possiamo affermare quanto segue:

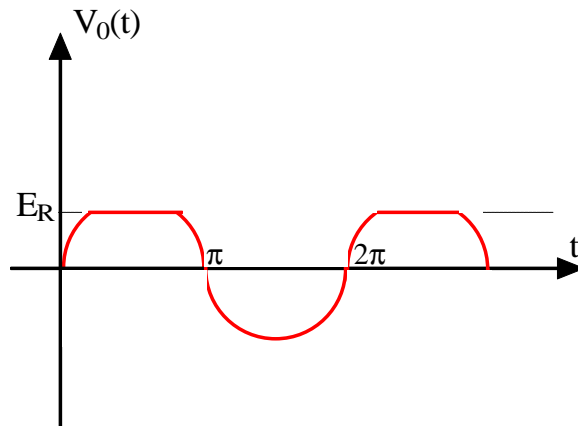
- quando $V_i(t) \leq E_R$, il diodo è sottoposto ad una tensione inferiore a quella di accensione, di conseguenza, esso risulta spento, non c'è corrente attraverso R e le due forme d'onda, di ingresso e di uscita, sono le stesse;



- quando invece $V_i(t) > E_R$, il diodo è acceso e, nell'ipotesi di ritenere infinita la sua conduttanza in fase di conduzione, la tensione in uscita rimane costante e pari a E_R .



Graficamente, abbiamo dunque l'andamento seguente per la tensione di uscita:

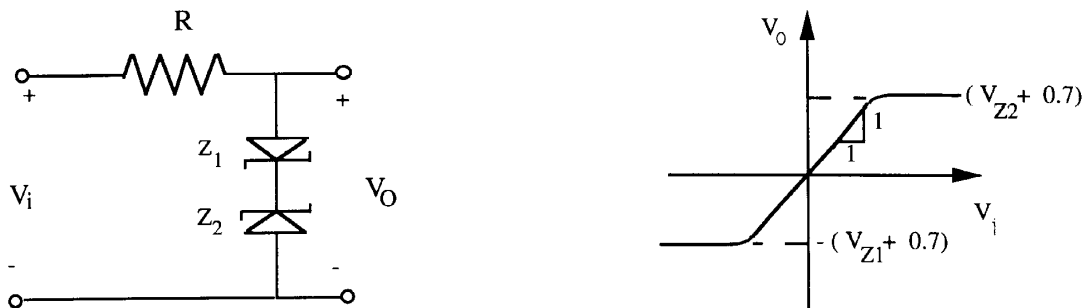


Da questa figura, risulta evidente l' "effetto limitante" o anche "tosante" del diodo sulla tensione in ingresso.

Naturalmente, nel caso reale, ossia in presenza di una conduttanza del diodo elevata ma non infinita in fase di conduzione, i tratti che lì sono stati disegnati orizzontali, in effetti sono leggermente curvilinei.

IMPIEGO DI UN DIODO ZENER PER UN CIRCUITO LIMITATORE

Un circuito limitatore è anche realizzabile utilizzando uno o due diodi Zener, a seconda che si voglia limitare la tensione di ingresso su una sola polarità o su entrambe. Nella figura seguente è indicata la configurazione circuitale di un circuito di questo tipo e la corrispondente caratteristica di trasferimento in tensione:



In questo caso, anziché sfruttare la tensione di accensione del diodo e l'elevata conduttanza in fase di conduzione, viene sfruttata la stabilità della tensione di breakdown e l'elevata conduttanza in fase di breakdown.

Autore: **SANDRO PETRIZZELLI**
 e-mail: sandry@iol.it
 sito personale: <http://users.iol.it/sandry>
 succursale: <http://digilander.iol.it/sandry1>