ale-cci

Elettronica 1

Diodo a giunzione PN

Diodo

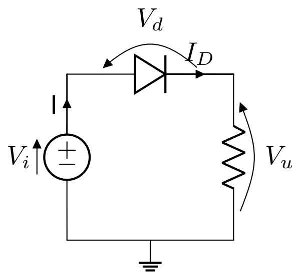


Figure 1: Raddrizzatore a singola semionda

La dipendenza Corrente-Tensione per il diodo è un circuito esponenziale.
La formula $I_s\left(e^{V/V_T}-1\right)V$ è valida solo per piccoli spostamenti dall'origine.

$$\lim_{V\to\infty} I_s\left(e^{V/V_T}-1\right)V = -I_S$$

La corrente di Saturazione I_S assume un valore trascurabile ($\approx 10^{-15}$) rispetto al resto delle correnti misurabili in polarizzazione diretta, per questo diremo che il diodo è spento (D-OFF) in polarizzazione inversa, ed acceso (D-ON) in polarizzazione diretta.

Analizzando il circuito in figura 1, otteniamo le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} V_i = V_d + V_u \\ I_D = I_s\left(e^{V/V_T}-1\right)V_d \\ I = I_D \end{cases}$$

Con V_T viene indicata la tensione termica $V_T = K\frac{T}{q}$, dove con K è indicata la costante di Boltzmann, q è la carica elettronica, e T è la temperatura. Misurata con $T = 300K$ (Temperatura ambiente), $V_T \approx 26mV$.

Modello a soglia

Dato che lavorare con equazioni esponenziali non è così pratico, si preferisce utilizzare un modello più semplice da utilizzare, ma che rispetti sempre il comportamento del diodo.

Tralasciando la regione di breakdown, trattiamo le zone di polarizzazione diretta ed inversa come due tratti lineari, validi rispettivamente per i valori di V: $V < V_\gamma$ e $V > V_\gamma$.

P. INVERSA (off)

$$\begin{cases} I = 0 \\ V < V_\gamma \end{cases}$$

P. DIRETTA (on)

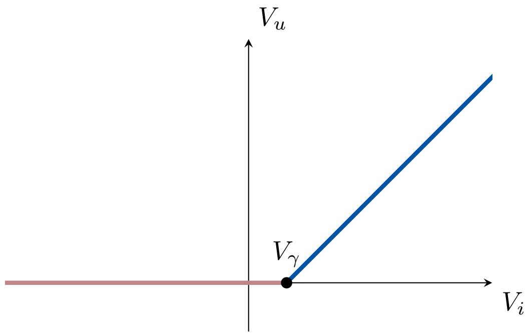
$$\begin{cases} V = V_\gamma \\ I > 0 \end{cases}$$

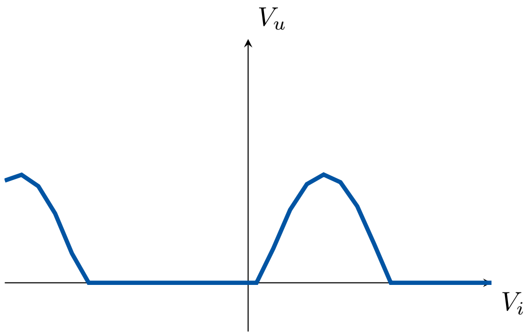
Per poter utilizzare questo modello è necessario risolvere il circuito per tutti i possibili stati in cui i diodi si possono trovare, indicando anche le relative ipotesi di funzionamento.
Il seguenti calcoli riguardano il circuito in figura 1, utilizzando il modello di approssimazione.

Partendo dall'ipotesi che il diodo sia spento, avremo che $I = 0$, quindi $V_u = 0$, per $V_u = R \cdot I$. Il modello inoltre richiede che $V_d < V_\gamma$, e, utilizzando la prima equazione di Kirchoff alla maglia, otteniamo $V_d = V_i - V_u = V_i$. Quindi il diodo è spento per $V_i < V_\gamma$.

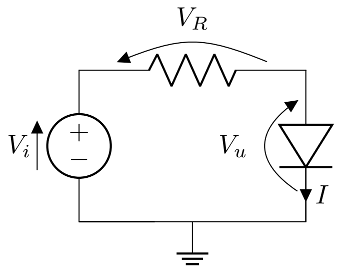
Studiando ora la seconda ed ultima ipotesi per questo circuito, diodo acceso, abbiamo che: $V_u = V_i - V_d = V_i - V_\gamma$. E come condizioni di validità:

$$\begin{cases} V_u = R \cdot I \\ I \cdot R > 0 \\ V_u = V_i - V_d \end{cases} \quad \Rightarrow \quad V_i - V_d > 0 \quad \Rightarrow V_i > V_d$$



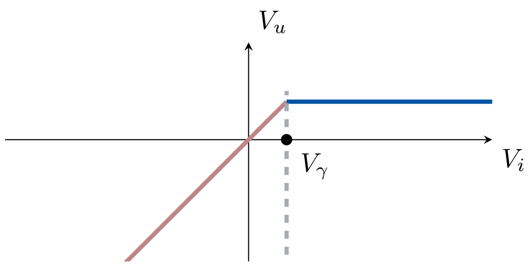


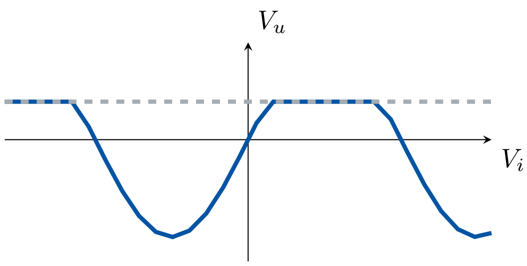
Circuito limitatore di tensione



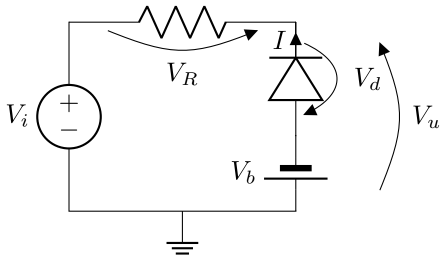
Diodo OFF		**Diodo ON**	
$I = 0$	$\Rightarrow V_R = 0$	$V_d = V_\gamma$	$\Rightarrow V_u = V_\gamma$
$V_i - \cancel{V_R} - V_u = 0$	$\Rightarrow V_u = V_i$	$I \cdot R > 0$	$\Rightarrow V_i - V_d > 0$
$V_u < V_\gamma$	$\Rightarrow V_i < V_\gamma$		$V_i > V_\gamma$

Se il segnale in ingresso eccede il valore V_γ, viene limitato a V_γ, da questo il nome limitatore di tensione.





Circuito limitatore inferiore



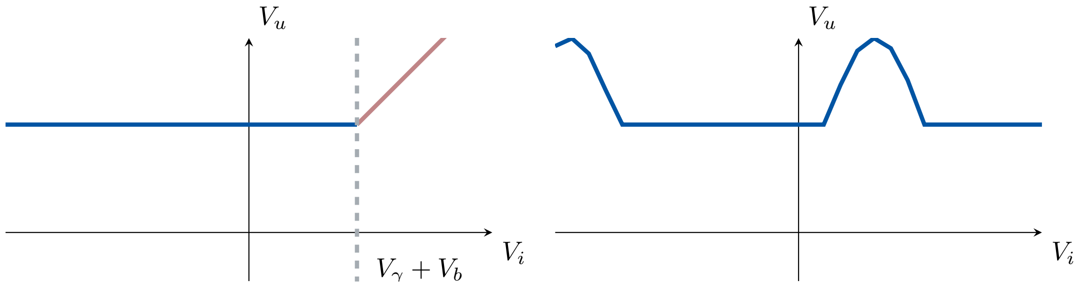
Diodo OFF

$$\begin{cases} I = 0 \\ V_d < V_\gamma \end{cases} \cup \begin{cases} V_i = V_u - V_R \\ V_u = V_b - V_d \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_i = V_u \\ V_i > V_b - V_\gamma \end{cases}$$

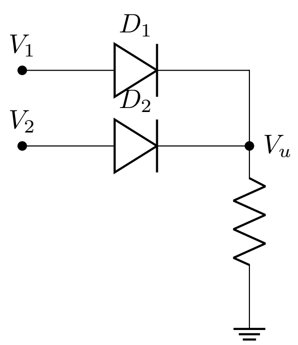
Diodo ON

$$\begin{cases} V_d = V_\gamma \\ I > 0 \end{cases} \cup \begin{cases} V_i = V_u - V_R \\ V_u = V_b - V_d \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_u = V_b - V_\gamma \\ V_i < V_b - V_\gamma \end{cases}$$

Il circuito effettua una limitazione sui valori bassi, e la soglia di intervento è regolabile dal parametro V_b.



Circuito rivelatore di massimo



In questo caso, avendo due diodi, ciascuno descritto da un modello lineare a tratti, caratterizzato da due regioni distinte, abbiamo quattro regimi di funzionamento differenti.

Relazioni fondamentali

$$V_{d1} = V_1 - V_u$$
$$V_{d2} = V_2 - V_u$$
$$V_u = R \cdot I$$
$$I_1 + I_2 = I$$

D1 e D2 OFF

$$\begin{cases} V_u = 0 \\ V_1 < V_\gamma \\ V_2 < V_\gamma \end{cases}$$

D1 ON e D2 OFF

$$\begin{cases} V_u = V_1 - V_\gamma \\ V_1 > V_\gamma \\ V_1 > V_2 \end{cases}$$

D1 OFF e D2 ON

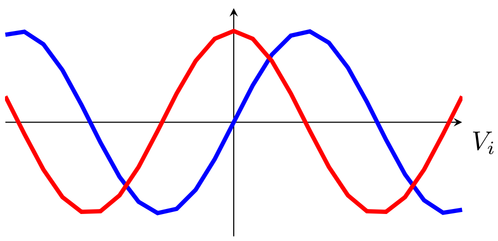
$$\begin{cases} V_u = V_2 - V_\gamma \\ V_2 > V_\gamma \\ V_2 > V_1 \end{cases}$$

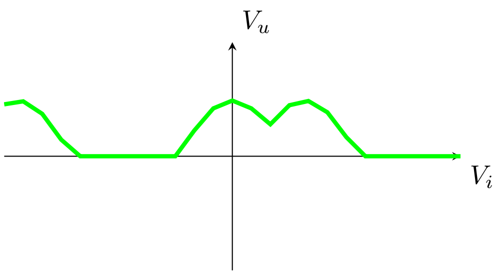
D1 ON e D2 ON

$$\begin{cases} V_1 = V_2 \\ V_1 > V_\gamma \\ V_2 > V_\gamma \end{cases}$$

Possiamo osservare che quando entrambi i diodi sono spenti, l'uscita è uguale a 0. Quando la tensione V_1 maggiore sia di V_γ che di V_2, la tensione di uscita segue il valore di V_1 a meno di una costante, V_γ. In maniera del tutto analoga, quando V_2 è maggiore di V_γ e V_1, la tensione di uscita segue il valore di V_2 a meno di una costante, V_γ.
Caso particolare, quando V_1 e V_2 sono uguali, e sono entrambi maggiori di V_γ, allora l' uscita segue l'uno o l'altro a meno di una costante.

Possiamo sintetizzare tutto questo, dicendo che $V_u = \max\{0, V_1 - V_\gamma, V_2 - V_\gamma\}$.

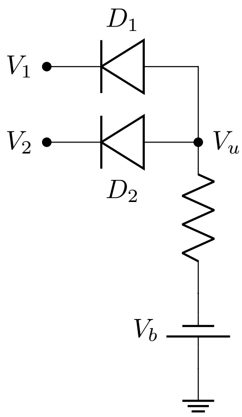




Se si volesse estendere questo circuito per trovare il massimo tra tre ingressi, si potrebbe tranquillamente fare aggiungendo un' altro ramo in ingresso.

Nel caso in cui V_1 e V_2 siano segnali digitali, ovvero che possono solo assumere due valori V_h e V_l, il circuito si comporta come una porta logica **OR**.

Circuito rivelatore di minimo



Relazioni fondamentali

$$
\begin{aligned}
V_{d1} &= V_u - V_1 \\
V_{d2} &= V_u - V_2 \\
I &= I_1 + I_2 \\
V_R = R \cdot I &= V_b - V_u
\end{aligned}
$$

D1 e D2 OFF

$$\begin{cases} V_u = V_b \\ V_1 > V_b - V_\gamma \\ V_2 > V_b - V_\gamma \end{cases}$$

D1 ON e D2 OFF

$$\begin{cases} V_u = V_1 + V_\gamma \\ V_1 < V_b - V_\gamma \\ V_1 < V_2 \end{cases}$$

D1 OFF e D2 ON

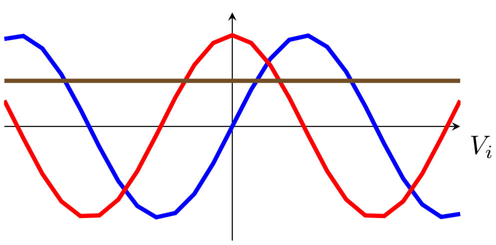
$$\begin{cases} V_u = V_2 + V_\gamma \\ V_2 < V_b - V_\gamma \\ V_2 < V_1 \end{cases}$$

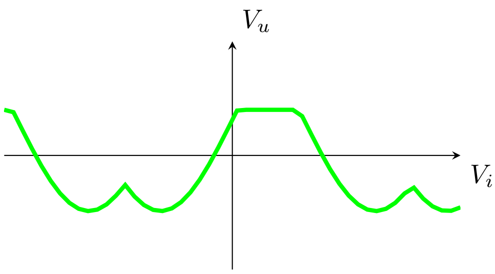
D1 e D2 ON

$$\begin{cases} V_u = V_1 + V_\gamma \\ V_1 = V_2 \\ V_1 < V_b - V_\gamma \end{cases}$$

Quando entrambi i segnali di ingresso sono superiori a $V_b - V_\gamma$, entrambi i diodi sono spenti e la tensione coincide con V_b. Se la tensione V_1 scende al di sotto di $V_b - V_\gamma$ ed è minore di V_2, allora l'uscita segue V_1 a meno di una costante V_γ. Stesso succede quando V_2 scende al di sotto di $V_b - V_\gamma$. Se entrambe le tensioni di ingresso hanno lo stesso valore e sono al di sotto di $V_b - V_\gamma$, entrambi i diodi sono accesi e l'uscita segue l'uno o l'altro a meno di una costante.

L'uscita V_u può essere vista come $V_u = \min\{V_1 + V_\gamma, V_2 + V_\gamma, V_b\}$.

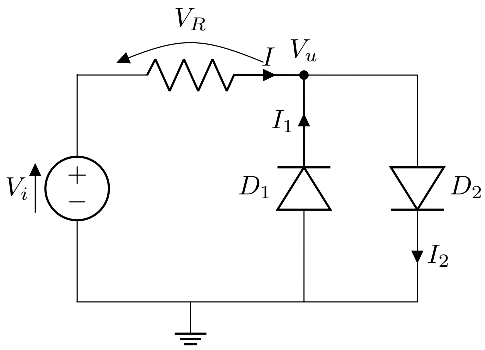




Se si fa riferimento a segnali di tipo digitale, il circuito si comporta come una porta logica **AND**.

Circuito limitatore di tensione superiore ed inferiore

Negli ultimi due esempi abbiamo dovuto analizzare quattro casi, uno per ogni zona possibile in cui i due diodi del circuito potevano trovarsi. È evidente quindi, che nel caso più generale, con n diodi presenti nel circuito, il numero di casi da analizzare crescerebbe come 2^n. Quello che è importante da osservare è che non tutte le combinazioni sono significative dal punto di vista fisico. Alcune di esse possono essere escluse facendo ragionamenti a priori.



Equazioni generali

$$
\begin{aligned}
&V_u + I \cdot R = V_i \\
&V_1 = -V_u \\
&V_2 = V_u \\
&I + I_1 = I_2
\end{aligned}
$$

D1 e D2 OFF

$$
\begin{cases} V_i = V_u \\ V_i < V_\gamma \\ V_i > -V_\gamma \end{cases}
$$

D1 ON e D2 OFF

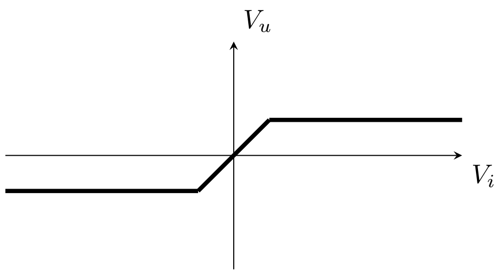
$$
\begin{cases} V_u = -V_\gamma \\ \\ V_i < -V_\gamma \end{cases}
$$

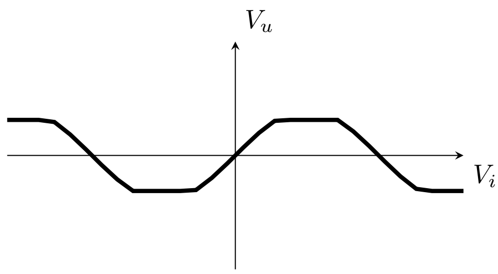
D1 OFF e D2 ON

$$
\begin{cases} V_u = V\gamma \\ \\ V_i > V_\gamma \end{cases}
$$

D1 e D2 ON

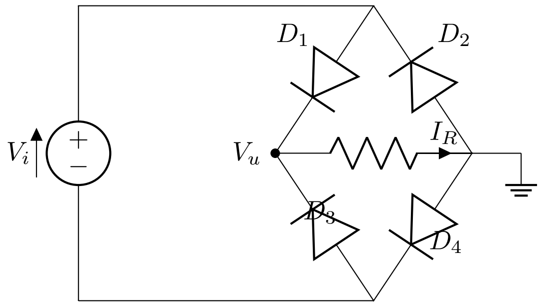
$$
\begin{cases} V_u = -V\gamma \\ V_u = V\gamma \\ \text{Non verificabile} \end{cases}
$$





Al momento dell'impostazione delle equazioni generali, si poteva direttamente notare che $V_1 = -V_2$, quindi entrambi i diodi non potevano essere accesi allo stesso tempo.
Per modificare le due soglie del raddrizzatore basta mettere in serie nel circuito due generatori di tensione.

Raddrizzatore a doppia semionda



Dal numero di diodi presenti nel circuito mi attendo $2^4 = 16$ combinazioni delle regioni di funzionamento del circuito.

Equazioni Generali

$$
\begin{aligned}
& I = I_1 - I_2 = I_3 - I_4 \\
& V_i = V_1 + V_R + V_4 \\
& -V_i = V_3 + V_R + V_2 \\
& I_R = I_2 + I_4 \\
& I_R = I_3 + I_1 \\
& V_u + V_1 + V_2 = 0 \\
& V_u + V_3 + V_4 = 0
\end{aligned}
$$

Risolvendo il circuito, otteniamo che le uniche soluzioni che hanno senso fisico sono le seguenti:

D1,D4 OFF
D2,D3 ON

$$
\begin{cases} V_u = -2V_\gamma - V_i \\ V_i < -2V_\gamma \end{cases}
$$

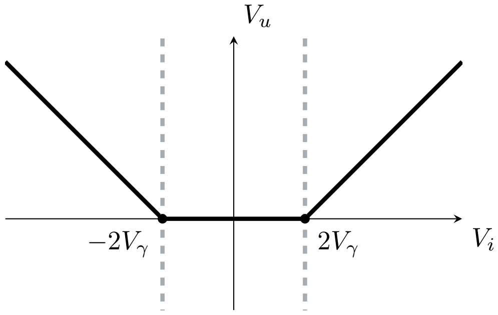
D1,D2
D3,D4 OFF

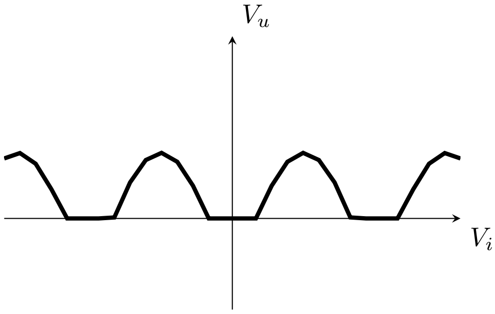
$$
\begin{cases} V_u = 0 \\ V_i < 2V_\gamma \\ V_i > -2V_\gamma \end{cases}
$$

D1,D4 ON
D2,D3 OFF

$$
\begin{cases} V_u = Vi - 2V_\gamma \\ V_i > 2V_\gamma \end{cases}
$$

Il circuito ha un comportamento analogo al raddrizzatore a singola semionda, ha di diverso un tratto a pendenza negativa. Ciò significa che per un valore negativo di $V_i < V_\gamma$, l'uscita assume il valore positivo opposto. Quindi a differenza del circuito a singola semionda, che taglia la semionda negativa, questo circuito la trasforma in semionda positiva.





Il circuito raddrizzatore a doppia semionda è utilizzato per la trasformazione da corrente alternata a corrente continua.

Rivelatore di cresta

Quando ho in ingresso un segnale sinusoidale (a valor medio nullo), tutti i circuiti raddrizzatori visti fino ad ora, hanno la caratteristica di aver il valor medio della tensione in uscita, maggiore di zero. In particolare nel caso del raddrizzatore a doppia semionda, la trasformazione delle semionde negative, contribuisce ulteriormente al valor medio risultando in un valore maggiore rispetto al raddrizzatore a singola semionda. È stato anche accennato che questi circuiti sono utilizzati per la trasformazione di corrente alternata in corrente continua, resta comunque visibile dai grafici, che il segnale ottenuto in uscita dai circuiti è periodico e non assimilabile ad un segnale di tensione continua.

Quello che vogliamo ottenere ora è estrarre il valor medio della tensione dal segnale periodico in uscita. Attraverso le serie di Fourier possiamo ricostruire una qualunque funzione periodica attraverso una combinazione lineare di toni sinusoidali a frequenza decrescente.

In particolare ricordiamo che tra le armoniche ottenute dalla serie di Fourier, l'armonica con frequenza di $0Hz$ rappresenta il valor medio del segnale. Il nostro obbiettivo diventa quindi quello di isolare la componente continua. Possiamo fare ciò attraverso un filtro passa-basso capace di fare passare le componenti a frequenza più bassa, filtrando quelle a frequenza più alta.

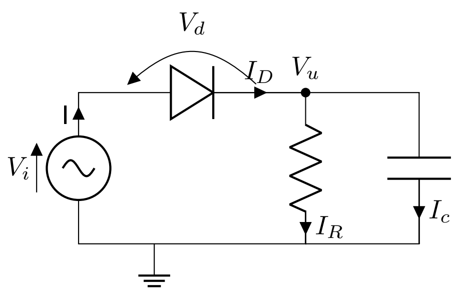


Figure 2: Raddrizzatore a singola semionda con filtro passa-basso

Equazioni Generali

$$
\begin{aligned}
I_D &= I_R + I_C \\
I_R &= \frac{V_u}{R} \\
I_C &= C\frac{dV_u}{dt}
\end{aligned}
$$

Nel caso del diodo acceso, il termine $\frac{V_u}{R}$, è positivo se V_u è positivo, quindi fino a quando siamo nel $1°$ o $2°$ quadrante. Mentre il secondo termine, essendo derivata di V_u è negativa in caso di segnale decrescente. Quindi il diodo è sicuramente acceso nell'intervallo $[0; \pi/2]$, mentre è sicuramente spento nell'intervallo $[\pi; \frac{3}{4}\pi]$.

Indichiamo con ωt_{off} il punto appartenente a $]\pi/2; \pi[$ in cui il diodo passa dallo stato ON allo stato OFF. Il punto ωt_{off} è facilmente calcolabile osservando che corrisponde al punto di spegnimento, quindi dal passaggio di $I_D > 0$ a $I_D = 0$.

$$\left.\begin{array}{l} V_d = V_\gamma \\ V_i - V_d - V_u = 0 \\ V_i = V_M \sin(\omega t) \end{array}\right\} \Rightarrow \begin{cases} V_u = V_M \sin(\omega t) - \cancelto{\text{trascurabile}}{V_\gamma} \\ \frac{dV_u}{dt} = V_M \cos(\omega t)\omega \end{cases}$$

$$I_D = \frac{V_M \sin(\omega t)}{R} + CV_M \omega \cos(\omega t)$$

$$\sin(\omega t_{\text{off}}) + CR\omega \cos(\omega t_{\text{off}}) = 0$$

Siccome il punto che cerchiamo appartiene all'intervallo $]\pi/2;\pi[$, possiamo tranquillamente dire che $\omega t_{\text{off}} = \arctan(-CR\omega)$, tenendo presente di prendere la soluzione in tale intervallo. Osserviamo inoltre il fatto che per ωRC crescente, il punto ωt_{off} tende a $\pi/2$.
Per il caso di diodo basta risolvere l'equazione differenziale $\frac{V_u}{R} + C\frac{dV_u}{dt} = 0$, ottenendo:

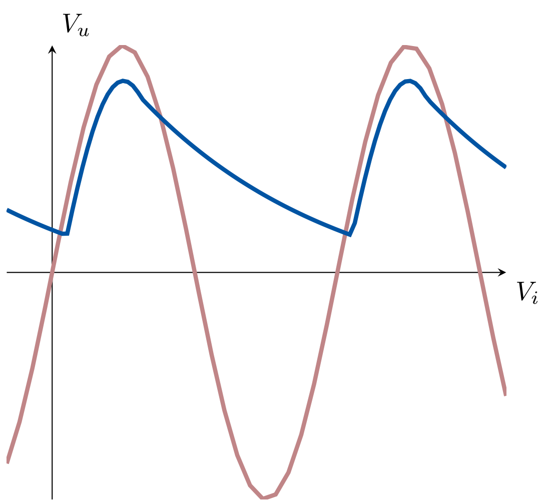
Diodo ON

$$\begin{cases} \tan(\omega t) > -CR\omega \\ V_u = V_M \sin(\omega t) - \cancelto{\text{trascurabile}}{V_\gamma} \end{cases}$$

Diodo OFF

$$\begin{cases} V_u(t) = V_u(t_{\text{off}}) e^{-\frac{1}{RC}(t - t_{\text{off}})} \\ V_u > V_M \sin(\omega t) - \cancelto{\text{trascurabile}}{V_\gamma} \end{cases}$$

Quindi al momento di spegnimento del diodo, l'andamento della tensione decade seguendo l'andamento di un esponenziale negativo.



L'effetto della capacità diventa quindi evidente, La presenza della capacità fa si che il diodo si spenga prima, tanto prima quanto più elevata la capacità, ed una volta che si è spento la tensione non segue più la sinusoide ma un esponenziale decrescente con costante di tempo dipendente da RC. Maggiore è il prodotto RC, minore è il decadimento.

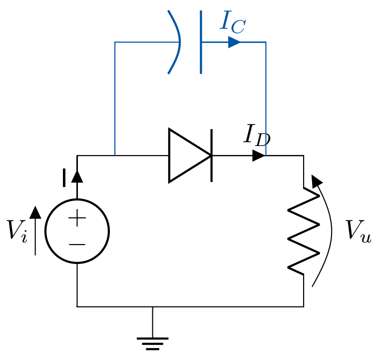
L'idea di partenza era quella di trasformare la tensione alternata in tensione continua, e per RC sufficientemente grande, siamo in grado di approssimare un generatore di tensione continua.

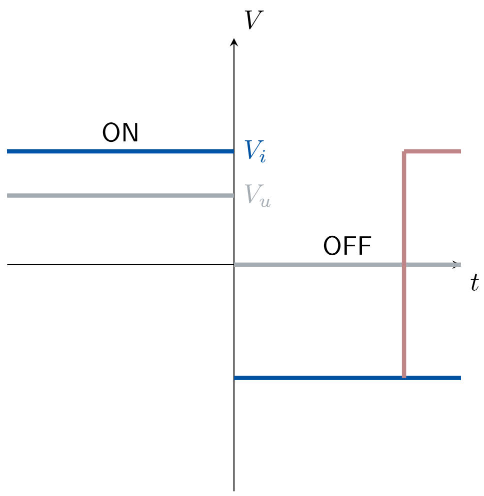
Questo circuito può essere utilizzato anche come un demodulatore di ampiezza, portando l'uscita a seguire l'andamento dell'ampiezza della sinusoide in ingresso.

Diodi in regime dinamico

Fin'ora abbiamo tracciato delle caratteristiche di trasferimento ingresso-uscita, presupponendo che in ogni istante fosse possibile determinare la tensione d'uscita in funzione di quella in ingresso indipendentemente dal tempo, come se fosse una relazione statica. Ma nel diodo, per passare dalla condizione di polarizzazione diretta, alla condizione di polarizzazione inversa, è necessario che avvenga uno spostamento di carica all'interno del dispositivo, ed è impossibile muovere elettrone in tempi nulli. Quindi a questo spostamento, che corrisponde alla commutazione di polarizzazione diretta ed inversa, è associato un ritardo.

Vogliamo stimare questo ritardo per capire se i risultati sino ad ora calcolati sono effettivamente realistici o devono essere a loro volta corretti alla luce di questa considerazione.





In grigio riportata la risposta statica del circuito in risposta al segnale in ingresso V_i.
Per calcolare il ritardo dobbiamo introdurre un modello nel diodo, che, in aggiunta a quanto descritto fino ad ora, tenga conto anche degli effetti di reazione appena introdotti. Introduciamo in parallelo al diodo una capacità, che ci permette di simulare il comportamento del diodo in regime dinamico. La relazione associata alla carica di questo condensatore parassita non è descritta dalla relazione $Q = CV$, ma da una relazione non lineare, dove nel primo quadrante segue la relazione esponenziale $Q = Q_s(e^{V_d/V_t} - 1)$. È facile osservare che il rapporto $Q/I_D = Q_s/I_s$ è una costante delle dimensioni fisiche di un tempo, che indicheremo genericamente con la costante τ. Sintetizziamo quindi la regione di funzionamento della capacità in funzione diretta, come $Q = \tau I$.

La stessa relazione non vale in polarizzazione inversa, dove la carica non segue un asintoto, ma ha un' andamento simile a quello di una radice quadrata.

Dato che abbiamo approssimato l'andamento della corrente con un andamento lineare a tratti, faremo lo stesso con la carica. È del tutto evidente che la qualità di questa approssimazione è meno buona ma ci accontenteremo, mettendo in evidenze i momenti in cui questa approssimazione risulterà inadeguata.

Diodo OFF	**Diodo ON**
$\begin{cases} I_D = 0 \\ Q = 0 \\ V_d < V_\gamma \end{cases}$	$\begin{cases} V_D = V_\gamma \\ I_D > 0 \\ Q > 0 \end{cases}$

Ed in entrambe è valida $Q = \tau I$.
Per $t < 0$, siccome arriviamo da tempo $t = -\infty$, il circuito è ancora in regione statica, per questo la derivata della corrente è nulla e valgono ancora le equazioni del diodo in regione statica.

Stesso ragionamento è valido se attendo un tempo sufficientemente lungo, dove ogni fenomeno transitorio tenderà ad esaurirsi.

Equazioni generali

$$\begin{aligned} V_i - V_d - V_u &= 0 \\ I_d + I_c &= I \\ I_c &= \frac{dQ_u}{dt} \\ I_d &= \frac{Q}{\tau} \end{aligned}$$

Circuito a diodo acceso

$$\begin{cases} V_i = V_f > V_\gamma \\ V_u = V_f - V_\gamma \\ I = \frac{V_f - V_\gamma}{R} \\ Q = \frac{\tau}{R}(V_f - V_\gamma) \end{cases}$$

Circuito da $t > 0$ a $t \to \infty$

$$\begin{cases} V_u = 0 \\ I_c = 0 \\ I = 0 \\ Q = 0 \end{cases}$$

Condizioni iniziali $t = 0^+$

$$\begin{aligned} Q(0^+) = Q(0^-) &= \frac{\tau}{R}(V_f - V_\gamma) \\ V_d(0^+) = V_d(0^-) &= V_\gamma \\ V_u(0^+) &= -V_R - V_\gamma \\ I(0^+) &= \frac{-V_R - V_\gamma}{R} \end{aligned}$$

Circuito a $t > 0$

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} = -\frac{V_R + V_\gamma}{R}$$

da cui

$$Q(t) = \frac{\tau}{R}(V_f + V_R)e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{\tau}{R}(V_R + V_\gamma)$$

Analizzando l'equazione del transitorio di $Q(t)$ ottenuta, possiamo osservare che per $t = 0$, allora $Q(t) = \frac{\tau}{R}(V_f - V_\gamma)$, che corrisponde a $Q(0^+)$. Mentre per $t \to \infty$, otteniamo $-\frac{\tau}{R}(V_R + V_\gamma)$, che, essendo $V_R + V_\gamma$ positivo $Q(t) < 0$ per $t \to \infty$.

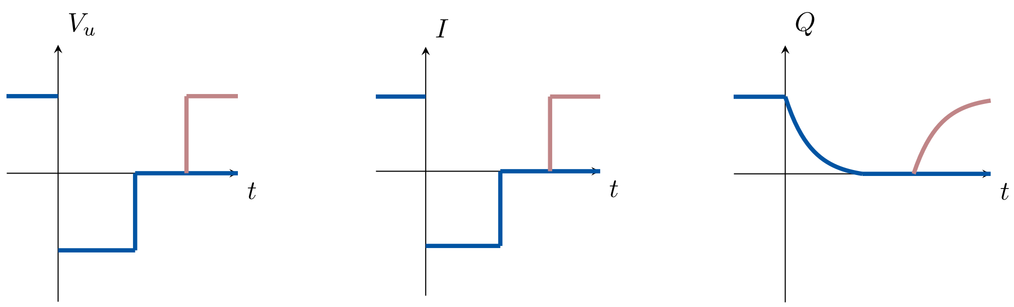
L'equazione $V_d = V\gamma$, ipotesi utilizzata per il transitorio, è valida fino a quando il valore di Q è positivo, maggiore o al limite 0.

L'equazione del transitorio è valida fino a quando l'equazione del diodo una costante e pari a V_γ, $Q(t) > 0$ Il valore finale di $Q(t)$ può essere al minimo 0,

Il diodo, dovendo smaltire la carica positiva sulla giunzione, per un certo periodo di tempo tiene costante la tensione ai suoi capi, quindi ritarda a spegnersi. Chiamiamo questo tempo: tempo di storage. Per calcolare questo tempo dobbiamo trovare il punto in cui l'equazione della carica raggiunge il valore 0.

$$\frac{\tau}{R}(V_f + V_R)e^{-t_s/\tau} - \frac{\tau}{R}(V_R + V_\gamma) = 0$$
$$t_s = \tau \ln\left(\frac{V_f + V_R}{V_R + V_\gamma}\right)$$

Si vede subito che il rapporto è maggiore di 1, e che il tempo di storage, non dipende dal valore della resistenza, ma dipende unicamente dalla escursione di tensione e dalle caratteristiche fisiche τ del diodo.



Nel modello approssimato che stiamo utilizzando si impiega un tempo t_s per passare da $Q = Q(0^-)$, a $Q = 0$ perché abbiamo dovuto spostare le cariche interne al diodo fino ad arrivare al valore 0. Dato che nel modello approssimato che stiamo utilizzando non c'è ulteriore carica da spostare, il tempo del transitorio è necessariamente nullo, quindi la tensione è libera di variare istantaneamente.

Abbiamo già commentato che la qualità dell'approssimazione della carica è inferiore a quella della corrente, dato che in regione di polarizzazione inversa, una si comporta come radice e l'altra come esponenziale negativo che tende ad un valore di I_s pressoché 0.

Questo significa che l'approssimazione considera nulla la carica in polarizzazione inversa non è accuratissima, perché la carica essendo anche debolmente negativa, comporta un transitorio di scarica del condensatore, dove ci dobbiamo aspettare che il valore della resistenza R influirà sul tempo di scarica.

Abbiamo descritto il transitorio di spegnimento del diodo, descrivendolo in due tratti: il primo caratterizzato da una tensione costante $V_d = V_\gamma$ ed una carica che varia da un valore positivo ad un valore nullo in un tempo t_s, ed un secondo tratto dove la carica è costante e vale 0, e la tensione $V_d < V_\gamma$ che si compie in un tempo nullo.

Per determinare come funziona il passaggio di accensione del diodo, dovremo percorrere questi due tratti all'inverso, entrambi descritti dalle stesse equazioni. Dato che percorrendo il secondo tratto impieghiamo un tempo nullo, visto che non comporta spostamento di carica, nel primo tratto avremo ai capi del diodo una tensione costante pari a $V_f - V_\gamma$. Ma siccome non appena il condensatore comincia a caricarsi la tensione ai capi del diodo ha assunto già il suo valore definitivo, il transitorio inverso ha un comportamento totalmente differente. Mentre per spegnere il diodo è necessario un tempo di spegnimento t_s, per accendere il diodo (in termini di tensione in uscita) il tempo di accensione non è visibile.

Il transitorio del diodo è asimmetrico, è lento a spegnersi e molto rapido ad accendersi.

Abbiamo stimato che il tempo di spegnimento del diodo è di circa $20ns$, e questo tempo è pressoché indipendente dalla resistenza.

Le approssimazioni fatte sino ad ora sono del tutto accettabili quando il periodo del segnale è maggiore come ordine di grandezza al ritardo intrinseco del diodo. Diventa non trascurabile quando le frequenze del segnale sono notevolmente maggiori rispetto al ritardo. Al crescere della frequenza il capacitore tende a cortocircuitare il diodo.

Esiste quindi un limite alla frequenza massima di commutazione che posso richiedere ad un diodo. Questo è uno dei motivi per cui la frequenza di clock è limitata ad un valore massimo e che il periodo associato a quella frequenza deve essere sufficientemente lungo per permettere ai transitori del circuito di completarsi.

Transistore bipolare a giunzione BJT