

ale-cci

---

## Elettronica 1

# Diodo a giunzione PN

## Diodo

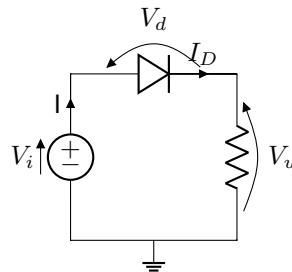


Figure 1: Raddrizzatore a singola semionda

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

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

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:

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

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)

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

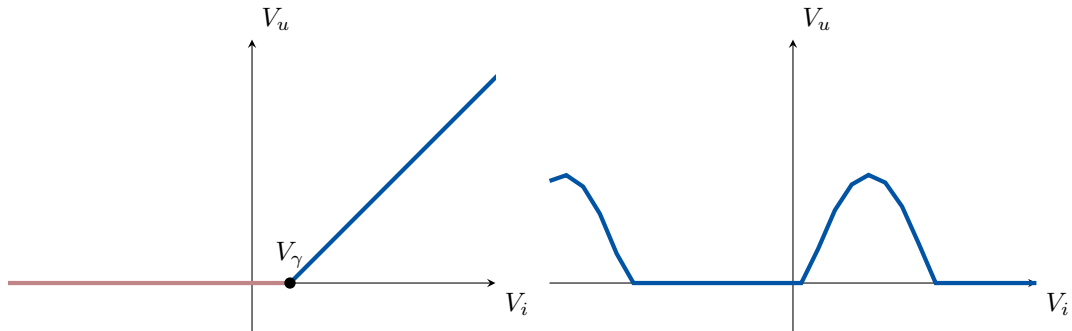
Per poter utilizzare questo modello è necessario risolvere il circuito per tutti i possibili stati in cui i diodi si possono trovare, indicando anche le relative ipotesi di funzionamento.

Il seguenti calcoli riguardano il circuito in figura 1, utilizzando il modello di approssimazione.

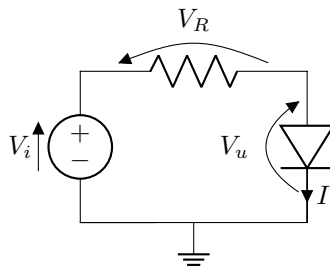
Partendo dall'ipotesi che il diodo sia spento, avremo che  $I = 0$ , quindi  $V_u = 0$ , per  $V_u = R \cdot I$ . Il modello inoltre richiede che  $V_d < V_\gamma$ , e, utilizzando la prima equazione di Kirchhoff alla maglia, otteniamo  $V_d = V_i - V_u = V_i$ . Quindi il diodo è spento per  $V_i < V_\gamma$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

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:

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

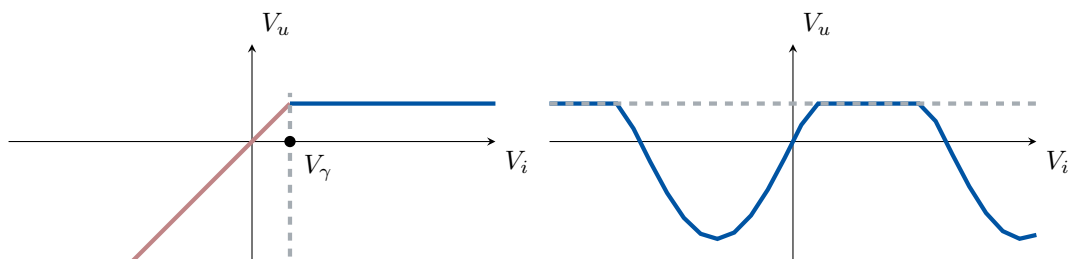


### Circuito limitatore di tensione

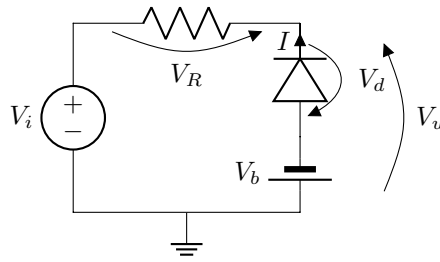


Diodo OFF		Diodo ON	
$I = 0$	$\Rightarrow V_R = 0$	$V_d = V_\gamma$	$\Rightarrow V_u = V_\gamma$
$V_i - V_R - V_u = 0$	$\Rightarrow V_u = V_i$	$I \cdot R > 0$	$\Rightarrow V_i - V_d > 0$
$V_u < V_\gamma$	$\Rightarrow V_i < V_\gamma$		$V_i > V_\gamma$

Se il segnale in ingresso eccede il valore  $V_\gamma$ , viene limitato a  $V_\gamma$ , da questo il nome limitatore di tensione.



## Circuito limitatore inferiore



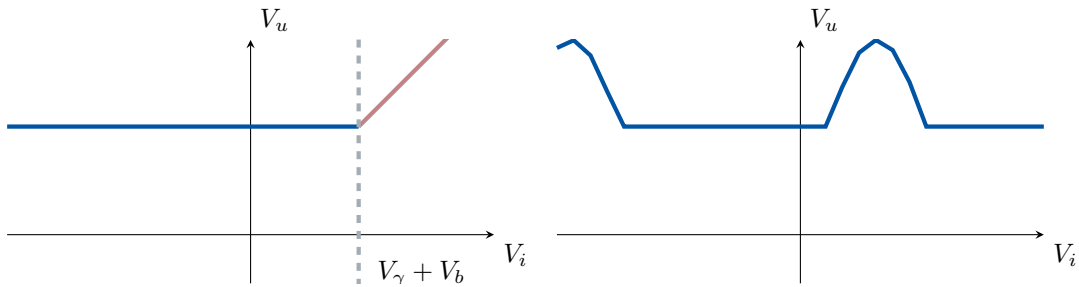
### Diodo OFF

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

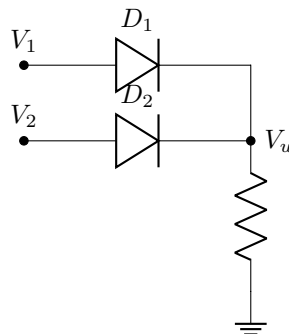
### Diodo ON

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

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

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

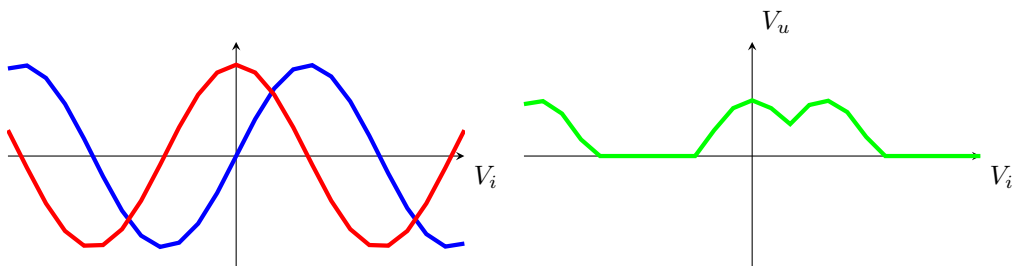
#### D1 ON e D2 ON

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

Possiamo osservare che quando entrambi i diodi sono spenti, l'uscita è uguale a 0. Quando la tensione  $V_1$  maggiore sia di  $V_\gamma$  che di  $V_2$ , la tensione di uscita segue il valore di  $V_1$  a meno di una costante,  $V_\gamma$ . In maniera del tutto analoga, quando  $V_2$  è maggiore di  $V_\gamma$  e  $V_1$ , la tensione di uscita segue il valore di  $V_2$  a meno di una costante,  $V_\gamma$ .

Caso particolare, quando  $V_1$  e  $V_2$  sono uguali, e sono entrambi maggiori di  $V_\gamma$ , allora l'uscita segue l'uno o l'altro a meno di una costante.

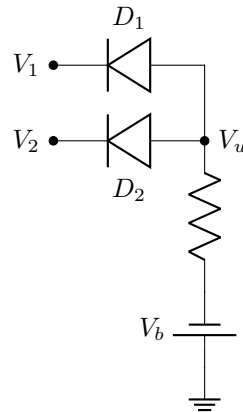
Possiamo sintetizzare tutto questo, dicendo che  $V_u = \max \{0, V_1 - V_\gamma, V_2 - V_\gamma\}$ .



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

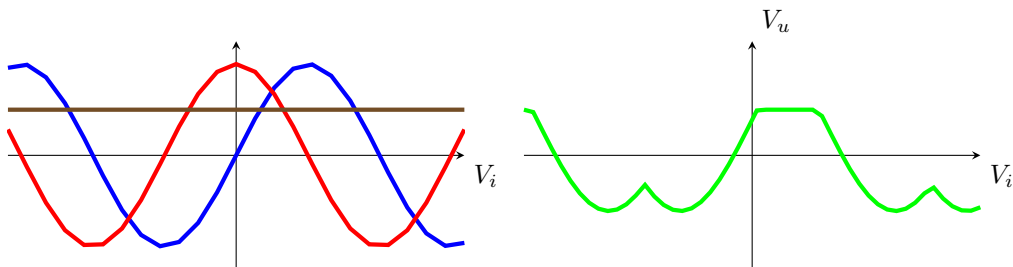
$$\begin{cases} V_u = V_2 + V_\gamma \\ V_2 < V_b - V_\gamma \\ V_2 < V_1 \end{cases}$$

#### 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  $V_\gamma$ . 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.

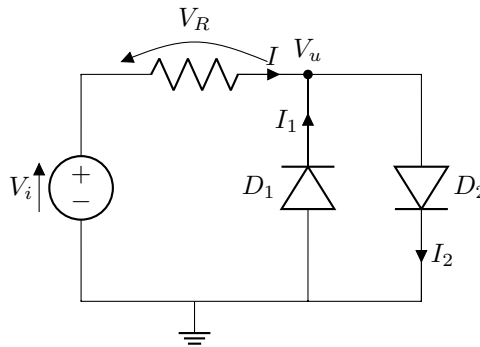
L'uscita  $V_u$  può essere vista come  $V_u = \min \{V_1 + V_\gamma, V_2 + V_\gamma, V_b\}$ .



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

$$V_u + I \cdot R = V_i$$

$$V_1 = -V_u$$

$$V_2 = V_u$$

$$I + I_1 = I_2$$

#### 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

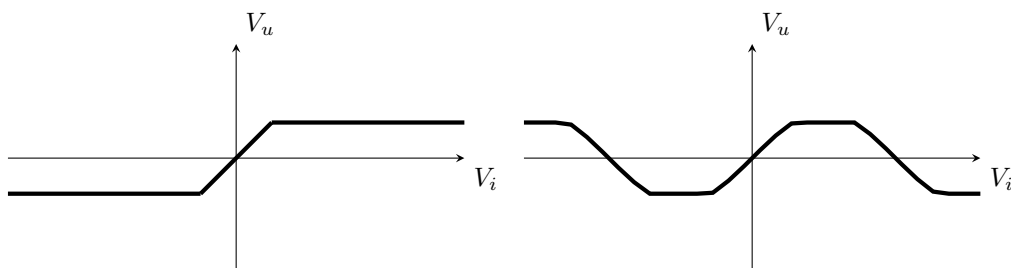
$$\begin{cases} V_u = -V_\gamma \\ V_i < -V_\gamma \end{cases}$$

#### D1 OFF e D2 ON

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

#### D1 e D2 ON

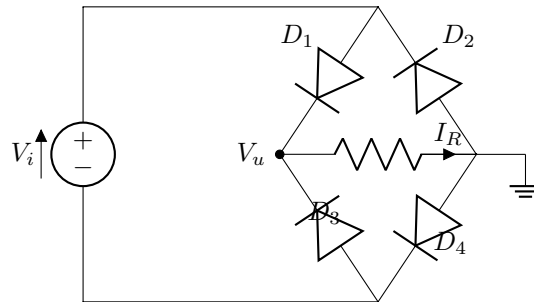
$$\begin{cases} V_u = -V_\gamma \\ V_u = V_\gamma \\ \text{Non verificabile} \end{cases}$$



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

$$I = I_1 - I_2 = I_3 - I_4$$

$$V_i = V_1 + V_R + V_4$$

$$-V_i = V_3 + V_R + V_2$$

$$I_R = I_2 + I_4$$

$$I_R = I_3 + I_1$$

$$V_u + V_1 + V_2 = 0$$

$$V_u + V_3 + V_4 = 0$$

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

**D1,D4 OFF  
D2,D3 ON**

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

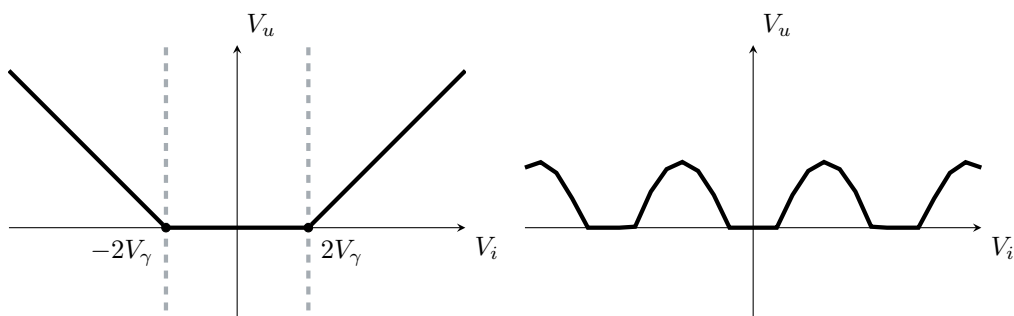
**D1,D2  
D3,D4 OFF**

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

**D1,D4 ON  
D2,D3 OFF**

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

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  $0\text{Hz}$  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.

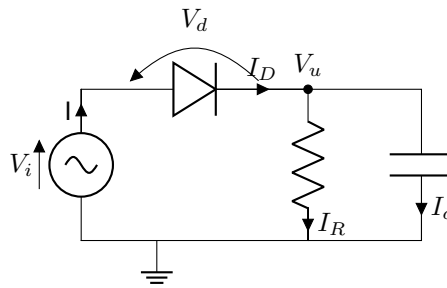


Figure 2: Raddrizzatore a singola semionda con filtro passa-basso

### Equazioni Generali

$$I_D = I_R + I_C$$

$$I_R = \frac{V_u}{R}$$

$$I_C = C \frac{dV_u}{dt}$$

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

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

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

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

Siccome il punto che cerchiamo appartiene all'intervallo  $]\pi/2; \pi[$ , possiamo tranquillamente dire che  $\omega t_{\text{off}} = \arctan(-C R \omega)$ , tenendo presente di prendere la soluzione in tale intervallo. Osserviamo inoltre il fatto che per  $\omega R C$  crescente, il punto  $\omega t_{\text{off}}$  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:

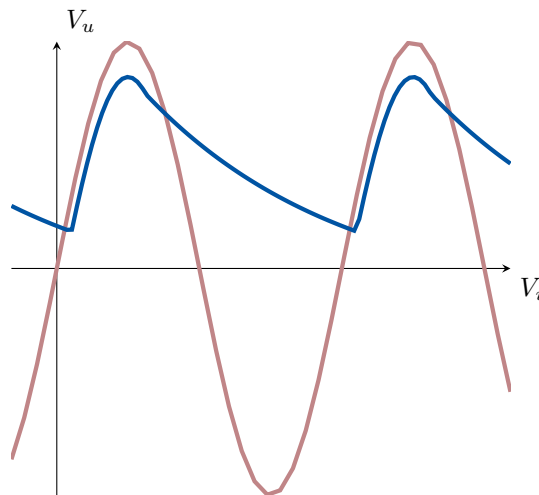
#### Diodo ON

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

#### Diodo OFF

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

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 sì 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.

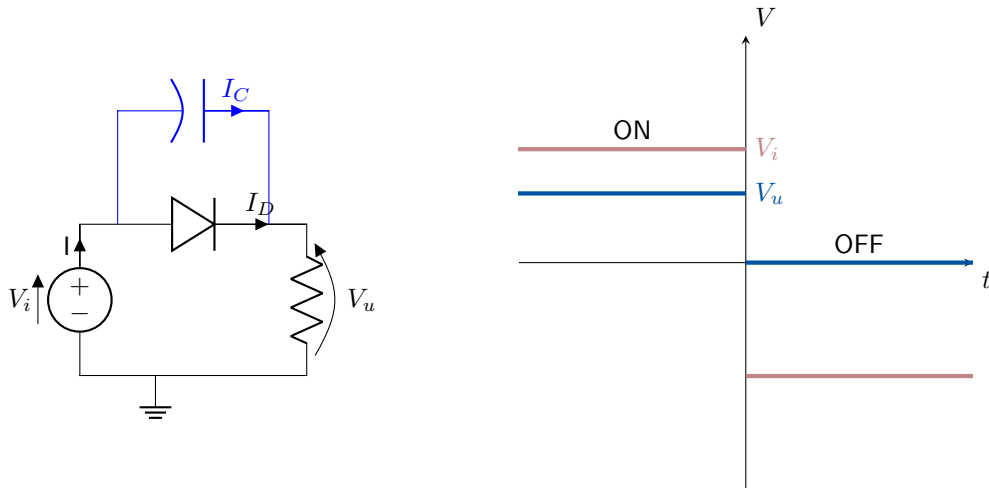
L'idea di partenza era quella di trasformare la tensione alternata in tensione continua, e per  $RC$  sufficientemente grande, siamo in grado di approssimare un generatore di tensione continua.

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.



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  $Q = Q_s(e^{V_d/V_i} - 1)$ . 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  $\tau$ . 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

$$\begin{cases} I_D = 0 \\ Q = 0 \\ V_d < V_\gamma \end{cases}$$

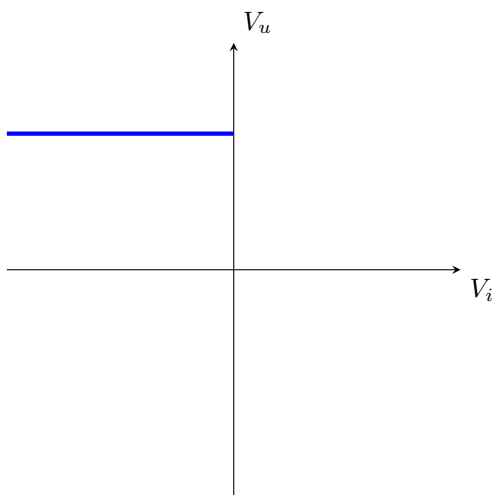
### Diodo ON

$$\begin{cases} V_D = V_\gamma \\ I_D > 0 \\ Q > 0 \end{cases}$$

Ed in entrambe è valida  $Q = \tau I$ .

Per  $t < 0$ , 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 per  $t \rightarrow \infty$ .

$$t < 0$$



# Trampo

---