

Amplificatori operazionali

www.die.ing.unibo.it/pers/mastri/didattica.htm
(versione del 24-5-2016)

Amplificatori operazionali in LTspice

- In LTspice è disponibile un modello funzionale denominato Universal Opamp 2
- Per utilizzarlo, dopo aver premuto il pulsante “Component” si deve accedere alla cartella “Opamps” (nella quale sono disponibili anche modelli di amplificatori operazionali commerciali)
- Il modello dispone di 4 livelli
 - ◆ per specificare il livello si deve aprire la finestra di dialogo con i parametri del componente (cliccando con il tasto destro sul simbolo del componente) e quindi cliccare su “level” per fare comparire il menù che mostra i livelli disponibili
 - ◆ il livello 1 corrisponde a un modello a un polo lineare
 - ◆ il livello 2 corrisponde a un modello a un polo non lineare
 - ◆ i livelli 3a e 3b aggiungono un secondo polo e la possibilità di definire il margine di stabilità
- Di seguito saranno considerati solo i livelli 1 e 2

Parametri del modello – Livello 1

- I parametri utilizzati dal modello di livello 1 sono

| Nome | Parametro | Val. predefinito |
|------|---|------------------|
| Avol | Guadagno ad anello aperto in continua | 10^6 |
| GBW | Prodotto guadagno-larghezza di banda (Hz) | 10 MHz |
| Vos | Tensione di offset (V) | 0 |
| Rin | Resistenza di ingresso (Ω) | 500 M Ω |

- Il modello è lineare e quindi, in particolare, non include la saturazione
- Le tensioni di polarizzazione non sono considerate, quindi non è necessario che i terminali di alimentazione vengano collegati

3

Parametri del modello – Livello 2

- Il modello di livello 2 aggiunge al modello di livello 1: saturazione, limitazione della corrente di uscita e limitazione di slew rate
- Ai parametri del livello 1 si aggiungono

| Nome | Parametro | Val. predefinito |
|--------|--|------------------|
| Rail | Tensione di alimentazione – V_{sat} (V) | 0 |
| Ilimit | Massima corrente di uscita (A) | 25 mA |
| Slew | Slew rate (V/s) | 10 MV/s |

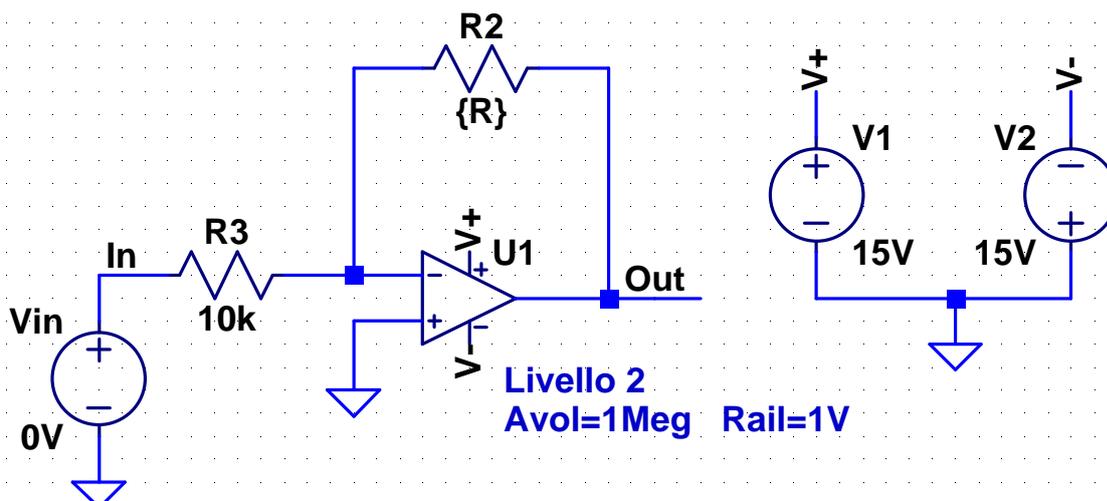
- In questo caso, per utilizzare il modello è necessario che i terminali di alimentazione siano collegati

4

Configurazione invertente e non invertente

01-Amp-inv.asc

Caratteristica ingresso uscita dall'amplificatore invertente



.Step param R list 100k 50k 20k 10k

.dc Vin -20V 20V

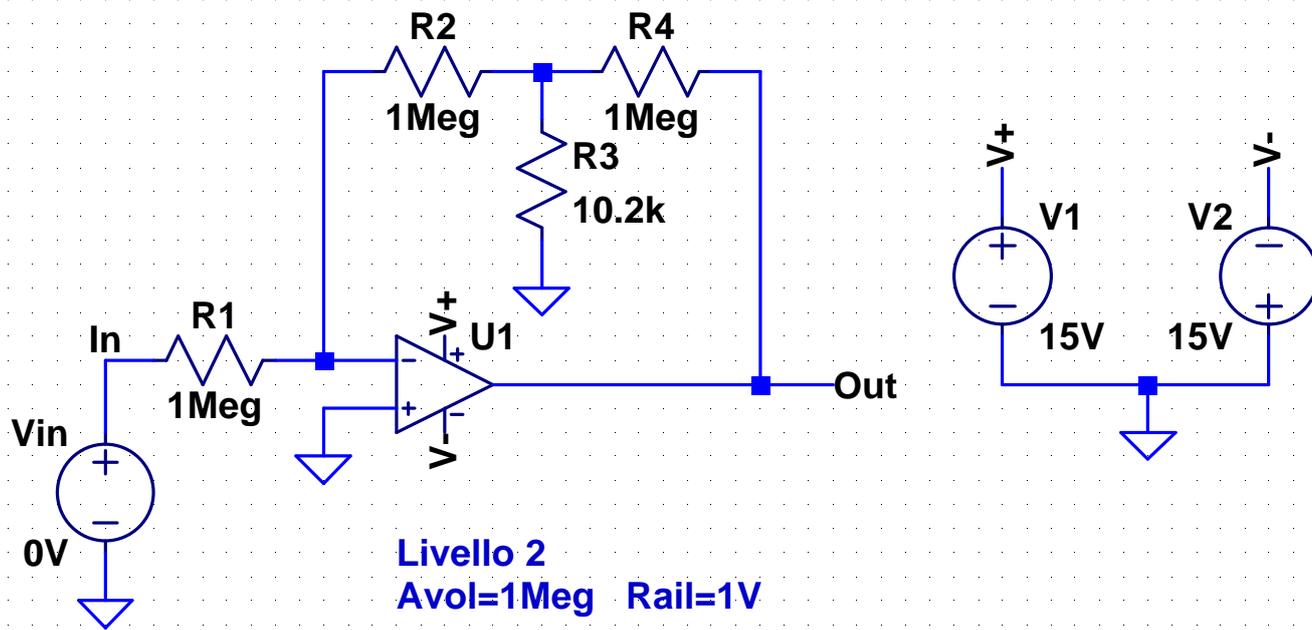
Guadagno: -10, -5, -2, -1

L'amplificatore satura per $|V_{in}| = 1.4V, 2.8V, 7V, 14V$

Il grafico di $-V(in)/i(Vin)$ mostra che nella regione lineare, la resistenza di ingresso è 10 kohm,

02-Amp-inv2.asc

Ampificatore invertente con $R_{in} = 1 \text{ Megaohm}$ e guadagno -100 realizzato con resistenze di valore non superiore a 1 Megaohm

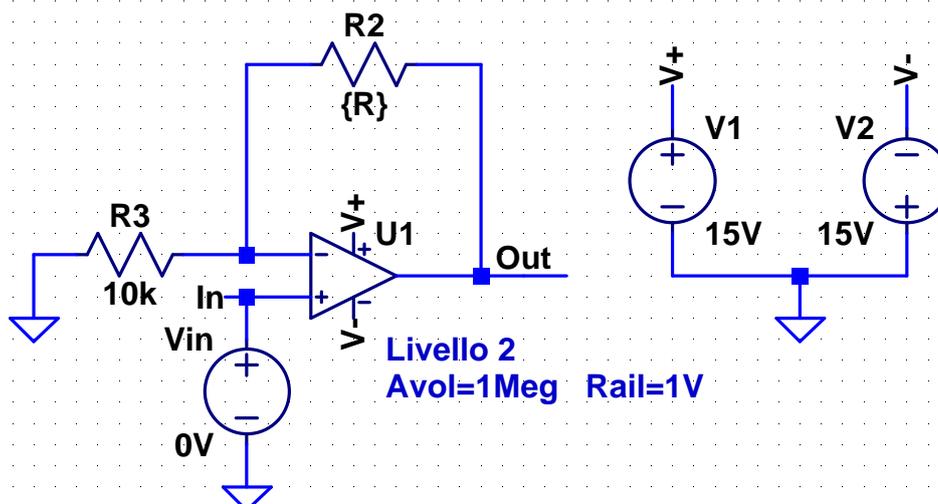


.dc Vin -200mV 200mV

7

03-Amp-non-inv.asc

Caratteristica ingresso uscita dall'amplificatore non invertente



.Step param R list 90k 40k 10k 1n

.dc Vin -20V 20V

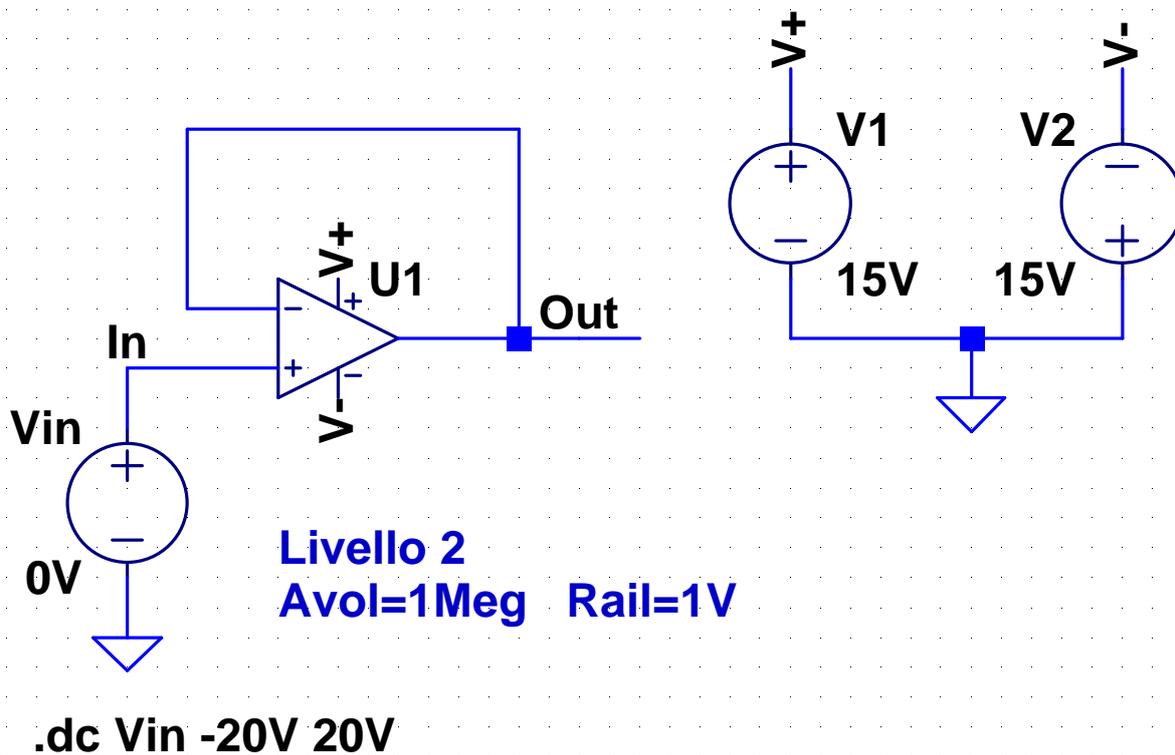
Guadagno: 10, 5, 2, 1

L'amplificatore satura per $|V_{in}| = 1.4V, 2.8V, 7V, 14V$

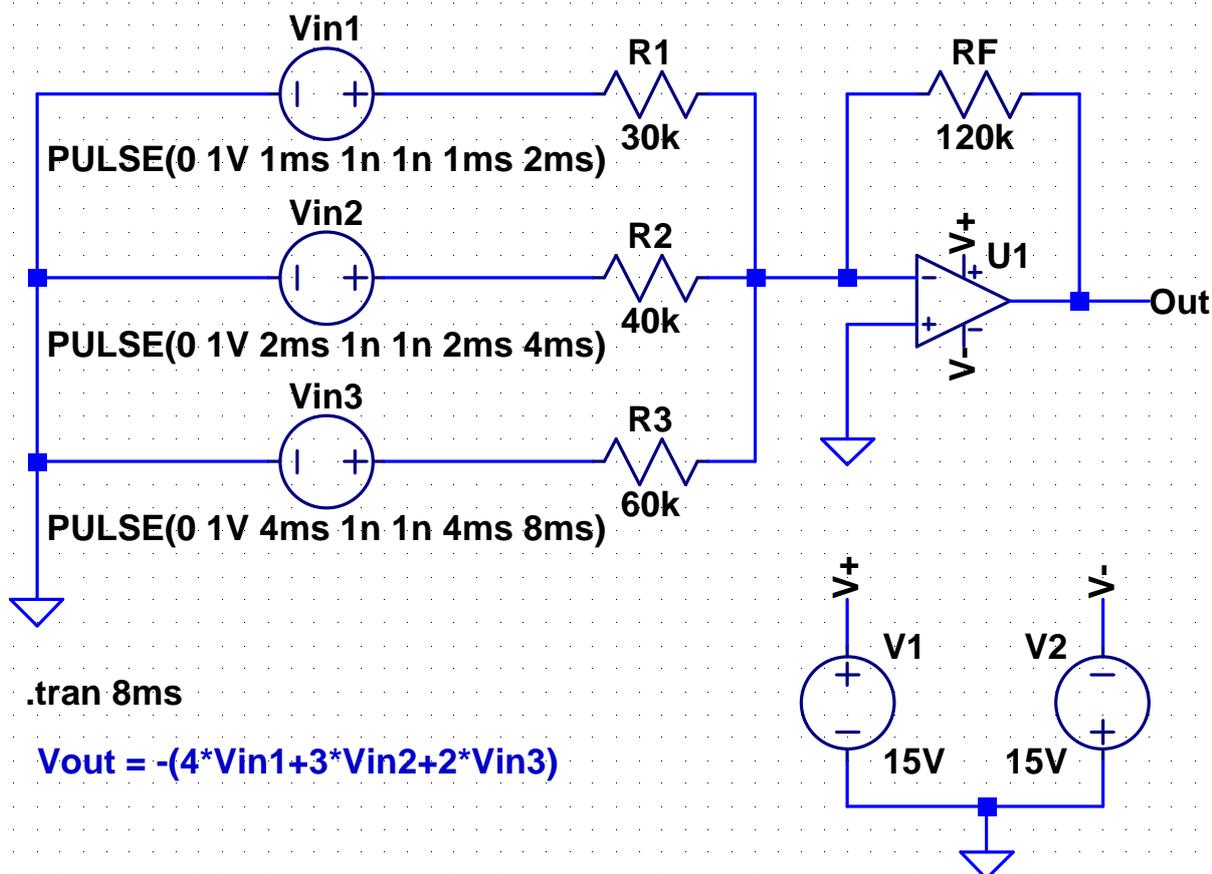
Il grafico di $-V(i)/i(V_{in})$ mostra che la resistenza di ingresso, ha un valore costante pari a $R_{in} = 500 \text{ megaohm}$

8

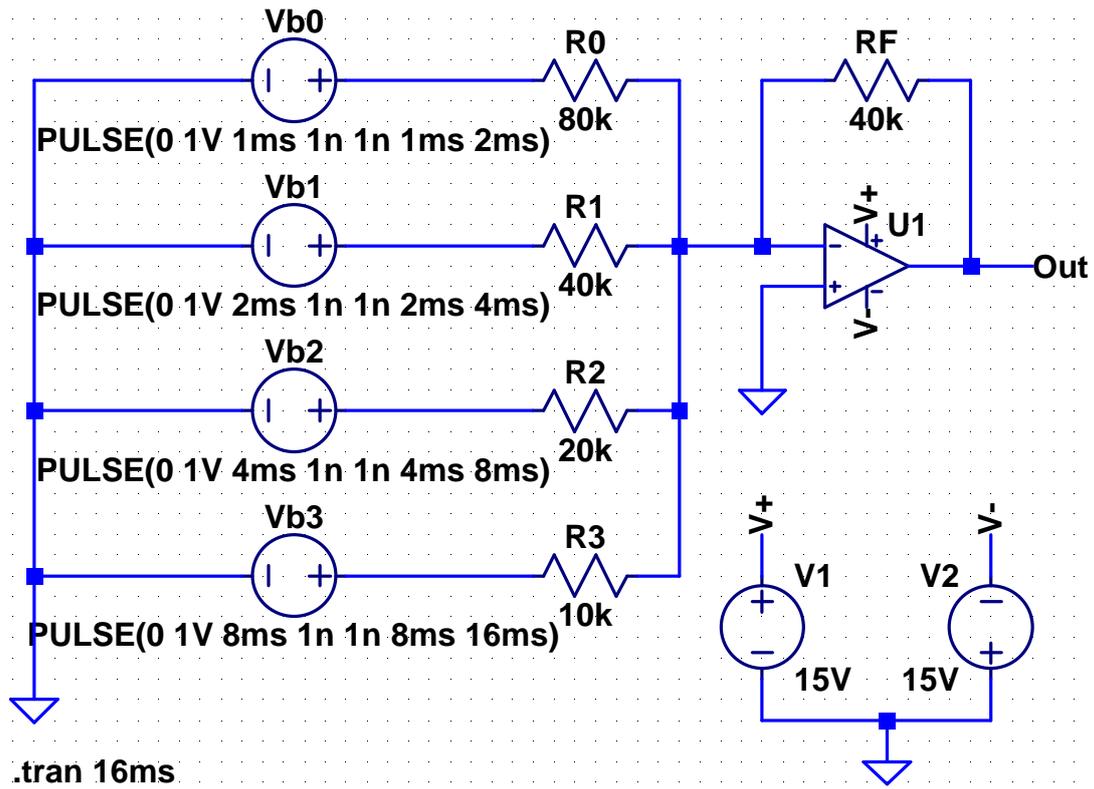
Inseguitore di tensione



Sommatore invertente



Convertitore digitale-analogico a 4 bit



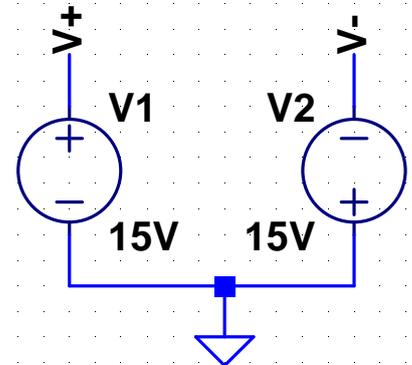
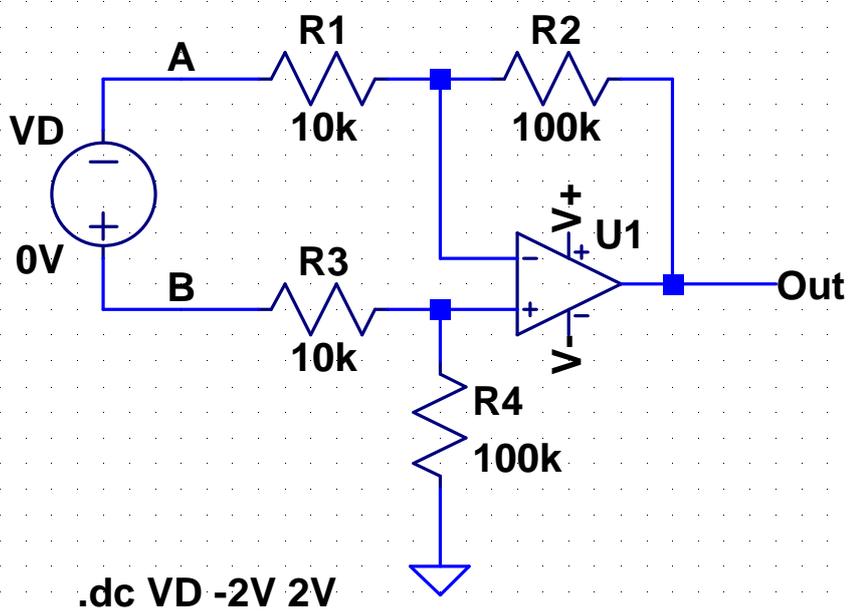
.tran 16ms

$$V_{out} = -0.5 \cdot (V_{b0} + 2 \cdot V_{b1} + 4 \cdot V_{b2} + 8 \cdot V_{b3})$$

Amplificatore differenziale

07-Amp-diff1.asc

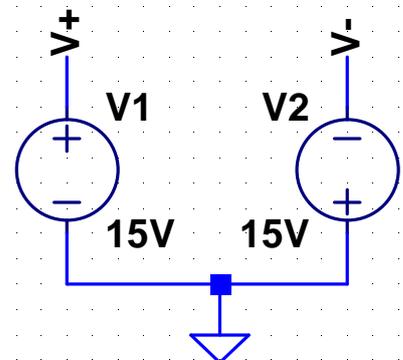
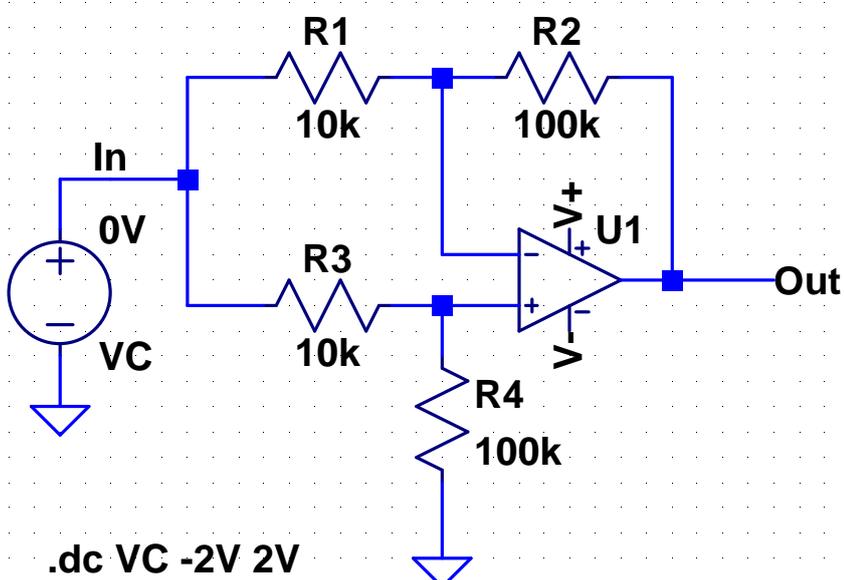
Amplificatore differenziale Valutazione del guadagno differenziale



13

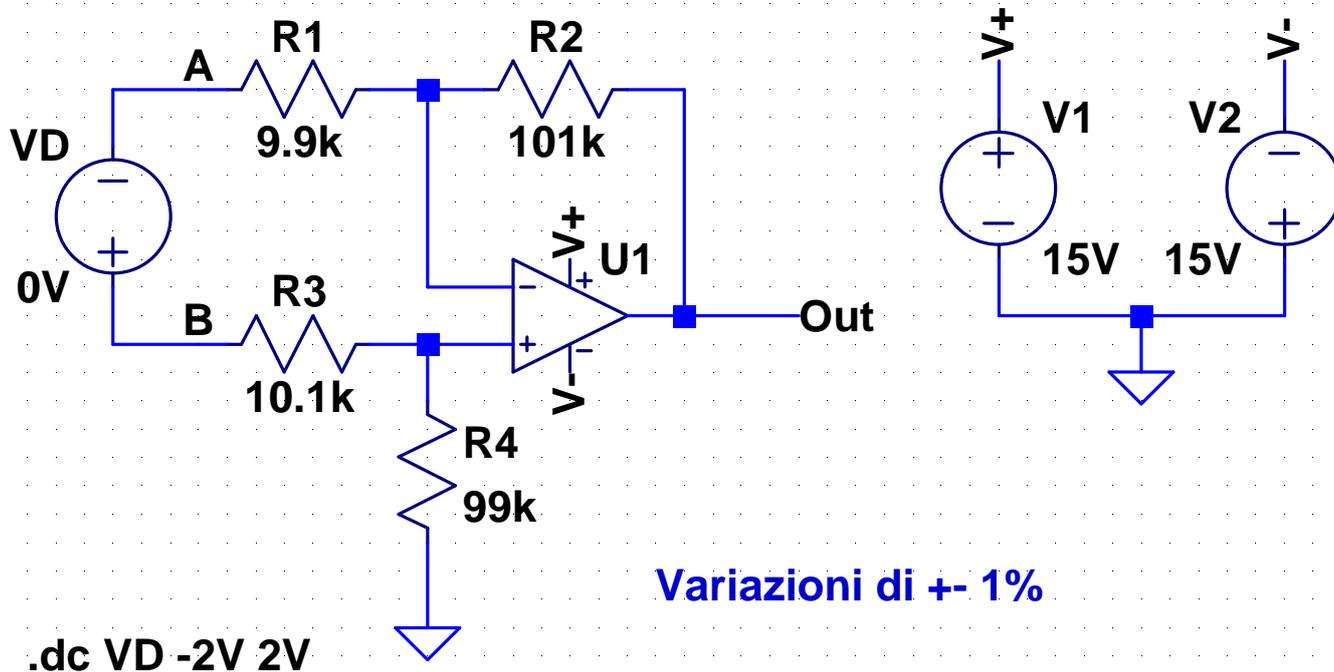
08-Amp-diff1.asc

Amplificatore differenziale Valutazione del guadagno di modo comune

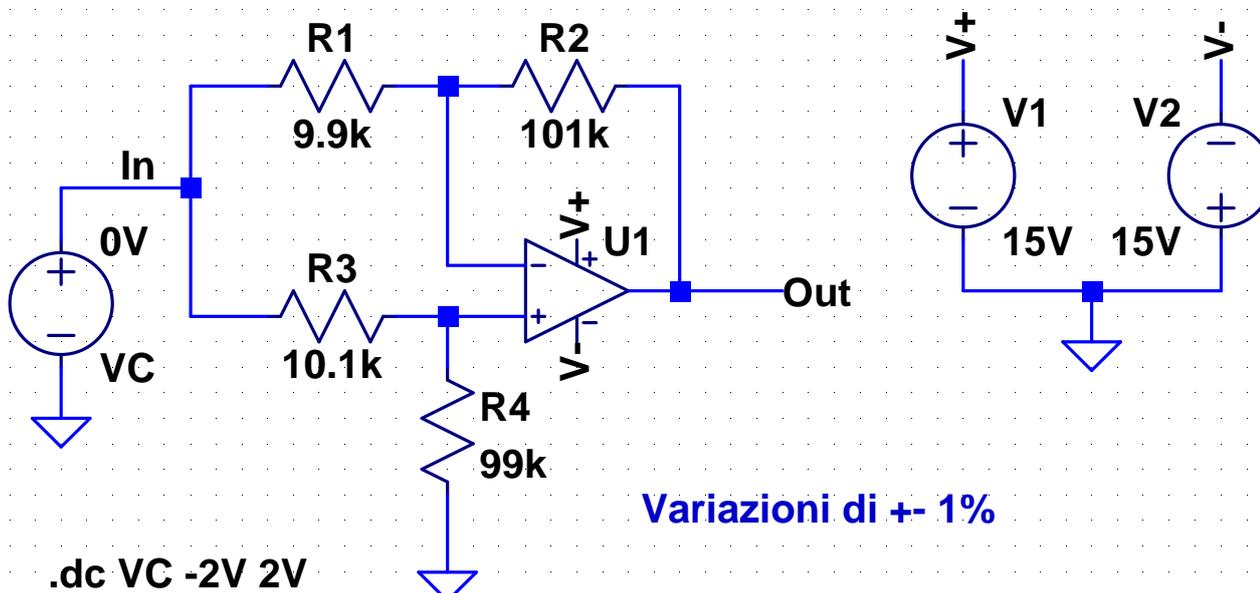


14

Amplificatore differenziale
Valutazione del guadagno differenziale
Effetto delle tolleranze dei resistori



Amplificatore differenziale
Valutazione del guadagno di modo comune
Effetto delle tolleranze dei resistori



Calcolo del CMRR

- Valori delle resistenze:

$$R_1 = 9.9 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 101 \text{ k}\Omega \quad R_3 = 10.1 \text{ k}\Omega \quad R_4 = 99 \text{ k}\Omega$$

- Guadagno di modo comune

$$A_c = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} = -0.037$$

- Guadagno differenziale

$$A_d = \frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2R_2 R_4}{2R_1 (R_3 + R_4)} = 10.184$$

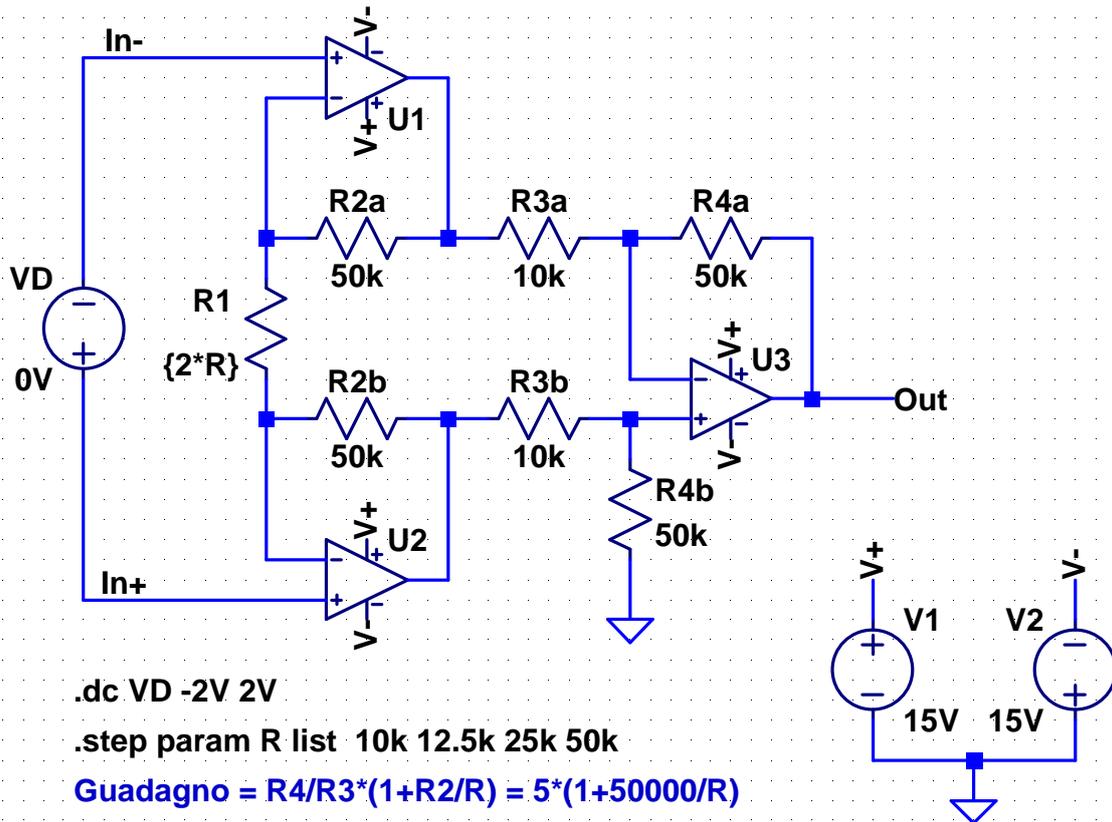
- Rapporto di reiezione di modo comune

$$\text{CMRR}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{|A_d|}{|A_c|} = 48.79 \text{ dB}$$

Amplificatori per strumentazione

11-Amp-strum-1.asc

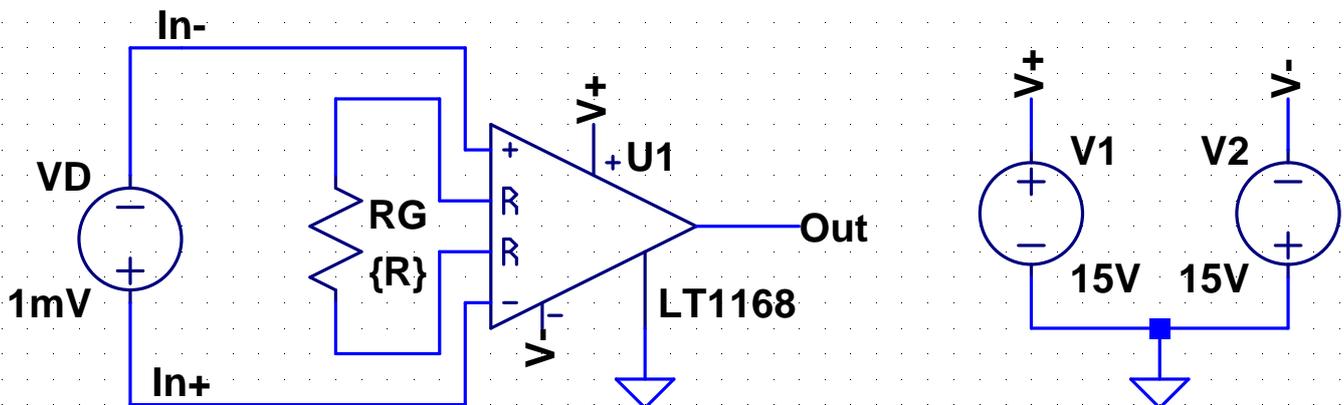
Amplificatore per strumentazione



19

12-Amp-strum-2.asc

Amplificatore per strumentazione integrato



20

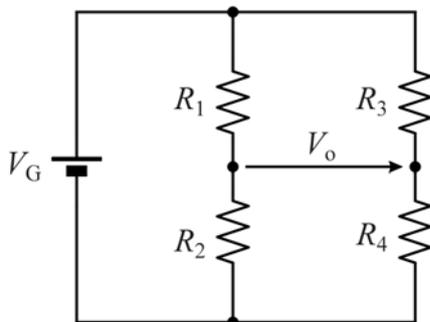
Sensori resistivi

- Un **sensore resistivo** è un dispositivo la cui resistenza varia per effetto della variazione di una particolare grandezza fisica
- **Esempi**
 - ◆ temperatura → termistori, termoresistori (RTD)
 - ◆ intensità luminosa → fotoresistori
 - ◆ deformazione elastica → estensimetri
 - ◆ pressione → trasduttori piezoresistivi
- Si indica con R la resistenza del dispositivo in una condizione di riferimento e con ΔR la variazione dovuta alla variazione, rispetto a tale condizione, della grandezza fisica a cui il dispositivo è sensibile
- La variazione ΔR può essere una piccola percentuale del valore R (per es. nel caso degli estensimetri si hanno tipicamente variazioni relative inferiori all'1%)

21

Ponte di Wheatstone

- Per convertire la variazione di resistenza in una variazione di tensione, si può utilizzare un **ponte di Wheatstone**, cioè un circuito formato da 4 resistori collegati nel modo seguente



$$V_o = V_G \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

$$V_o = 0 \text{ per } \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

- Se i rapporti tra le resistenze dei due rami (R_1/R_2 e R_3/R_4) sono uguali il ponte è in equilibrio e la tensione V_o è nulla
- Se uno dei resistori del ponte è sostituito da un sensore resistivo e per $\Delta R \neq 0$ il ponte è in equilibrio, alle variazioni della resistenza del sensore corrisponde una tensione di uscita diversa da zero

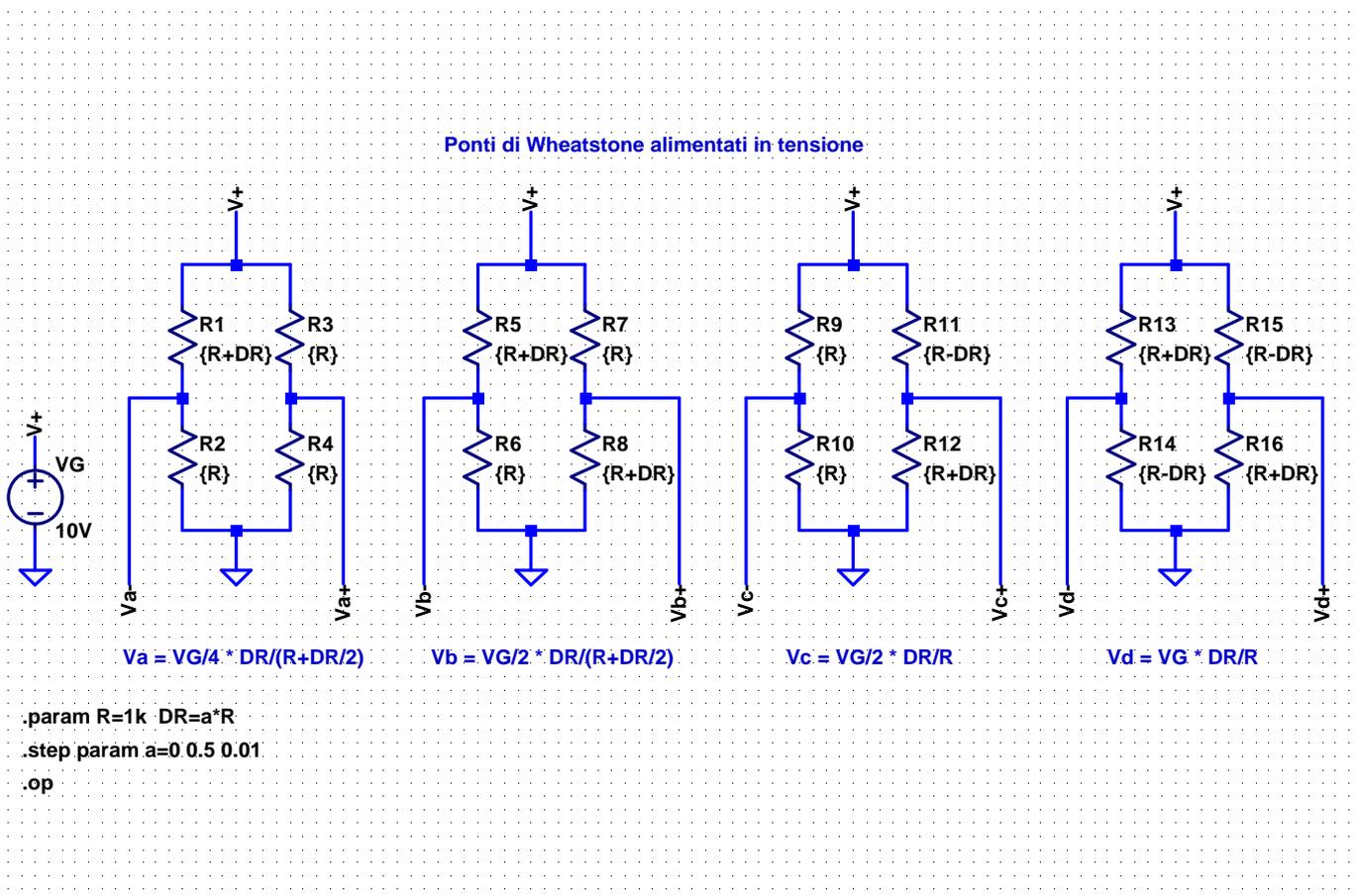
22

Ponte di Wheatstone

- Nell'esempio seguente si considerano ponti formati da 4 resistenze uguali (come spesso avviene nella pratica)
 - ◆ Nel caso a) l'unico elemento sensibile è R_1
 - ◆ Nel caso b) si hanno 2 elementi sensibili con variazioni uguali
 - ◆ Nel caso c) si hanno 2 elementi sensibili con variazioni uguali e opposte (come avviene, per es., nel caso di due estensimetri disposti in modo da subire deformazioni di segno opposto)
 - ◆ Nel caso d) tutti gli elementi sono sensibili (2 con variazioni positive e 2 con variazioni negative, tutte uguali in valore assoluto)
- Nei casi a) e b) la relazione tra ΔR e V_o è non lineare, ma può essere considerata praticamente lineare se $\Delta R \ll R$
- Nei casi c) e d) (cioè quando sono presenti sensori con variazioni di segno opposto) la relazione è lineare
- In generale si nota che aumentando il numero di elementi sensibili si ha un aumento della tensione

23

13-Wheatstone-1.asc



24

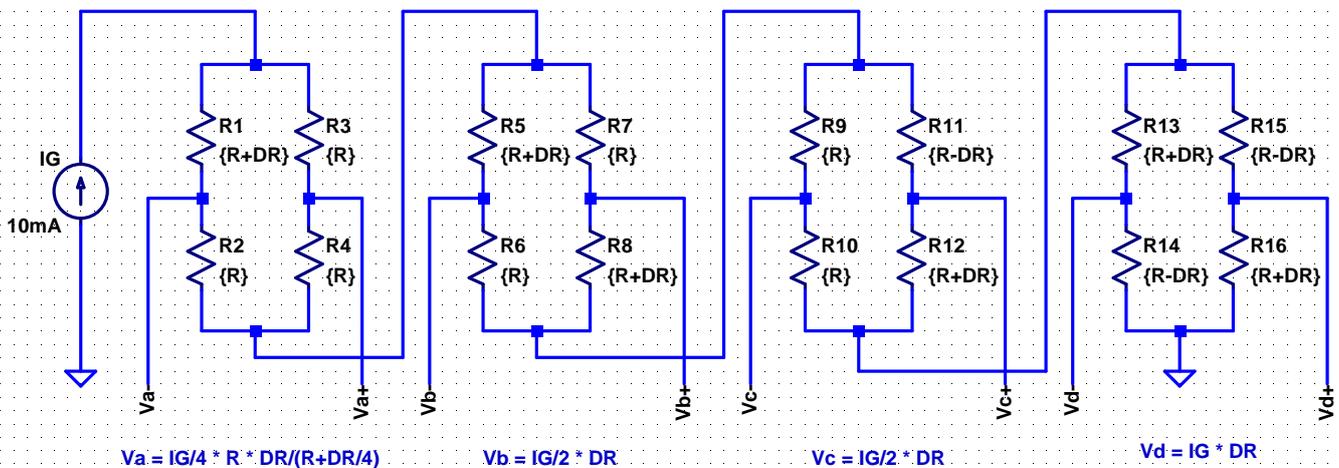
Ponte di Wheatstone

- Nell'esempio seguente i ponti vengono alimentati in corrente
- Si può notare che la relazione tra ΔR e V_o è sempre lineare tranne che nel caso di un solo sensore
- In questo caso, comunque, l'errore di linearità risulta inferiore rispetto a quello di un ponte alimentato in tensione

25

14-Wheatstone-2.asc

Ponti di Wheatstone alimentati in corrente



```
.param R=1k DR=a*R  
.step param a=0 0.5 0.01  
.op
```

26

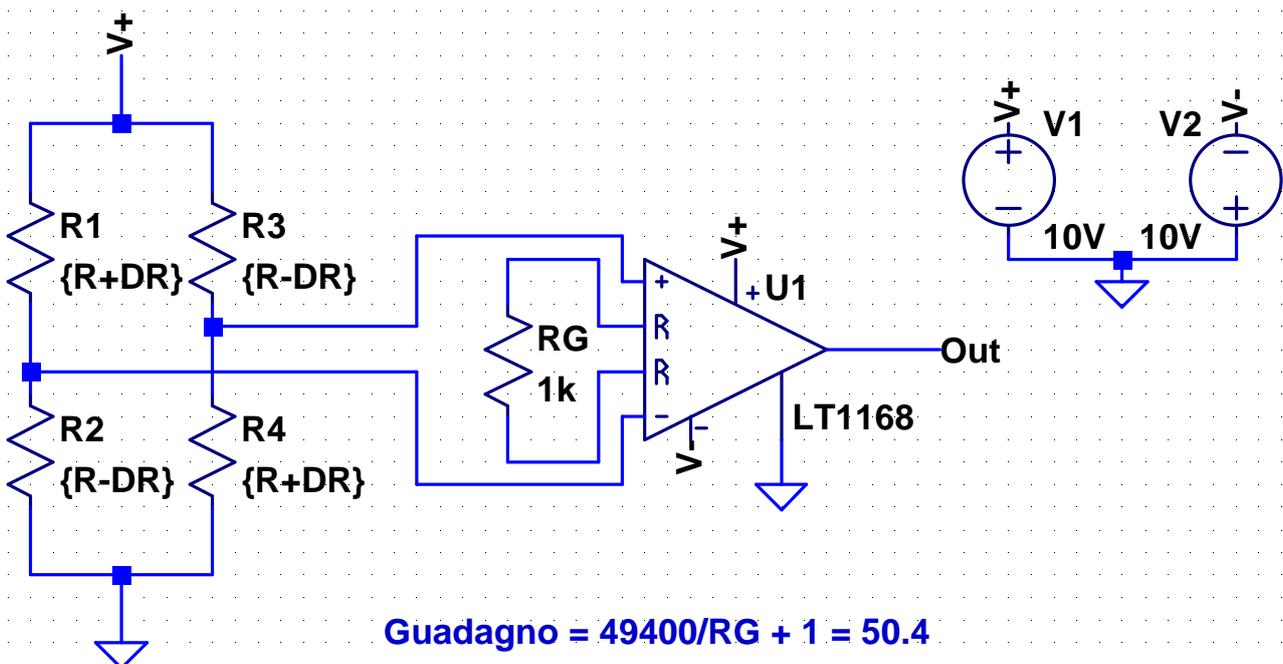
Ponte di Wheatstone

- All'uscita di un ponte di Wheatstone si hanno tipicamente tensioni dell'ordine di 10-100 mV
- Per amplificare questa tensione si può utilizzare un amplificatore differenziale
- L'amplificatore deve avere un'impedenza di ingresso elevata per non perturbare il ponte, inoltre è necessario un elevato CMRR dato che la tensione di ingresso di modo comune ha un valore relativamente alto (circa $V_G/2$)
- Per questo di solito si fa uso di amplificatori per strumentazione
- Per fornire al ponte un'alimentazione in corrente, si può utilizzare un convertitore tensione-corrente realizzato con un amplificatore operazionale

27

15-Wheatstone-3.asc

Ponte di Wheatstone con amplificatore per strumentazione

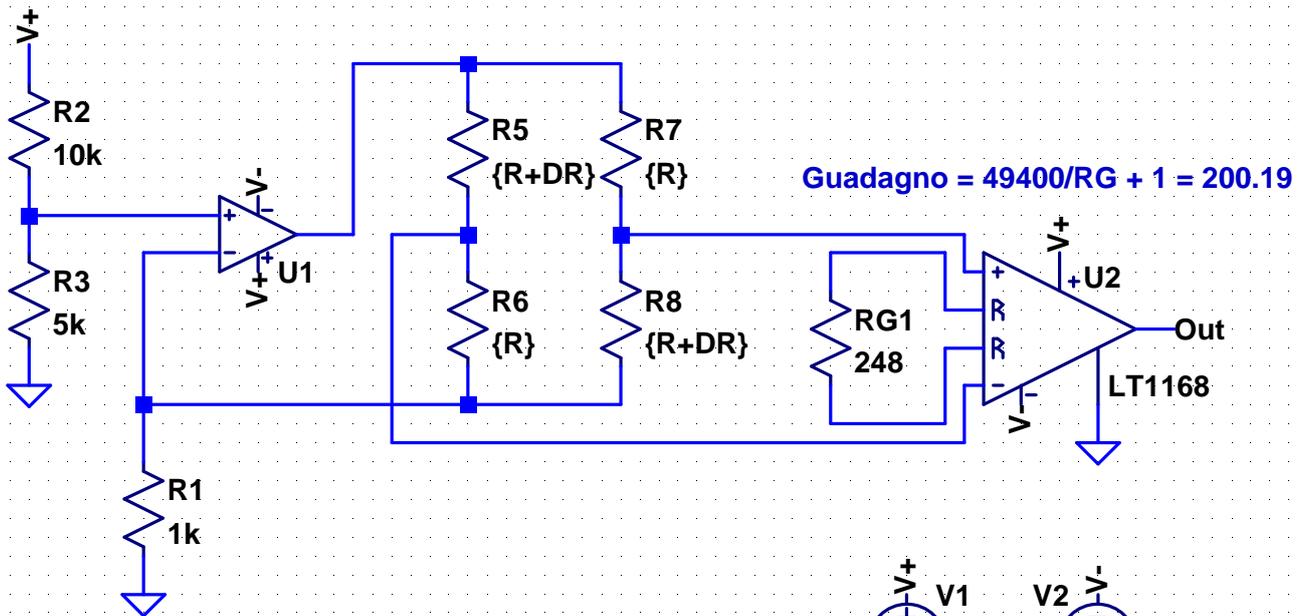


```
.param R=3500 DR=a*R  
.step param a=0 0.01 0.001  
.op
```

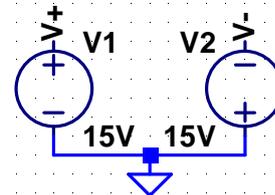
28

16-Wheatstone-4.asc

Ponte di Wheatstone alimentato da un convertitore tensione-corrente e collegato ad un amplificatore per strumentazione



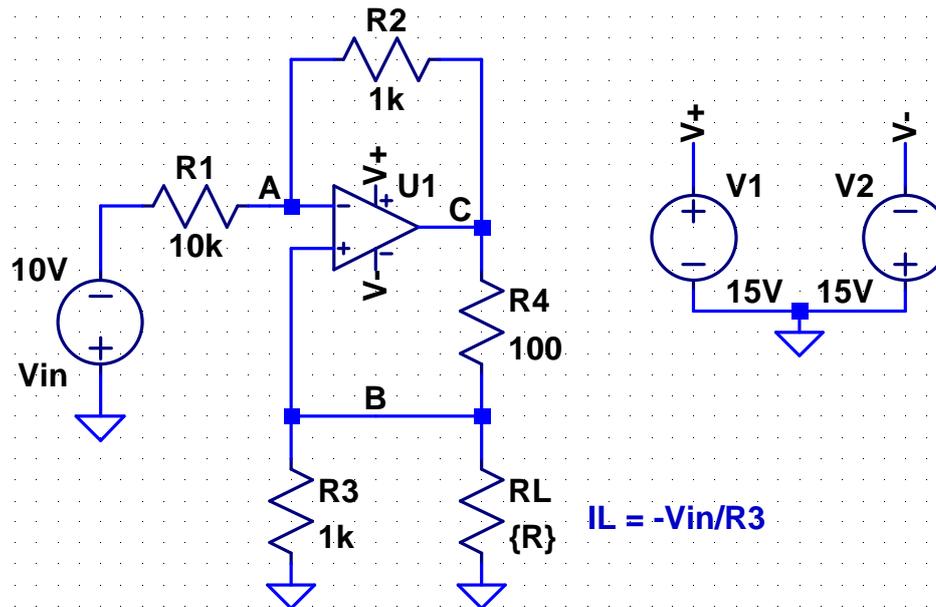
```
.param R=1000 DR=a*R  
.step param a=0 0.01 0.001  
.op
```



Convertitori tensione-corrente

17-Conv-VI-1.asc

Convertitore tensione-corrente



$$I_L = -V_{in}/R_3$$

```
.op  
.step dec param R 1 10k 100
```

Il circuito fornisce una corrente di 10 mA per valori di R_L fino a circa 1.2 kohm.

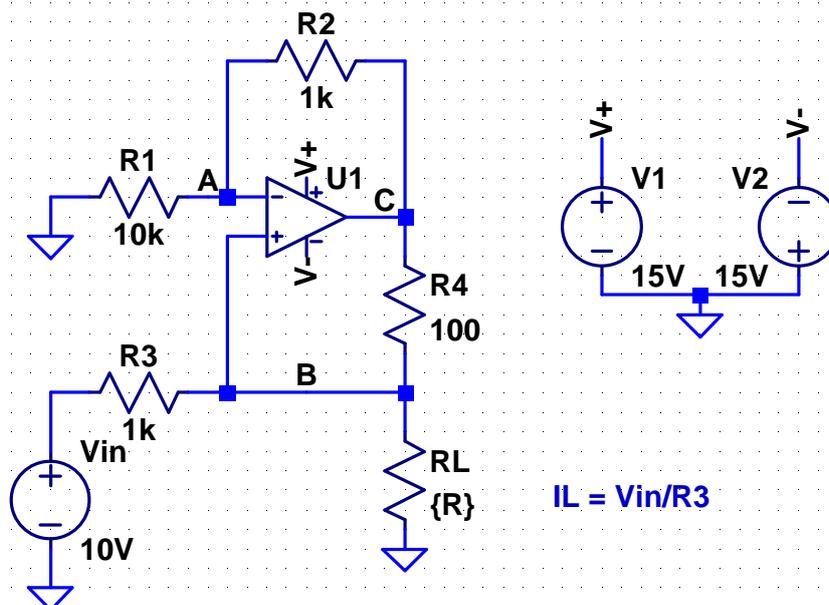
Per valori maggiori di R_L l'amplificatore operazionale va in saturazione.

Per visualizzare meglio i risultati impostare la scala logaritmica sull'asse delle ascisse.

31

18-Conv-VI-2.asc

Convertitore tensione-corrente



$$I_L = V_{in}/R_3$$

```
.op  
.step dec param R 1 10k 100
```

Collegando il generatore in serie a R_3 si ottiene un convertitore non invertente.

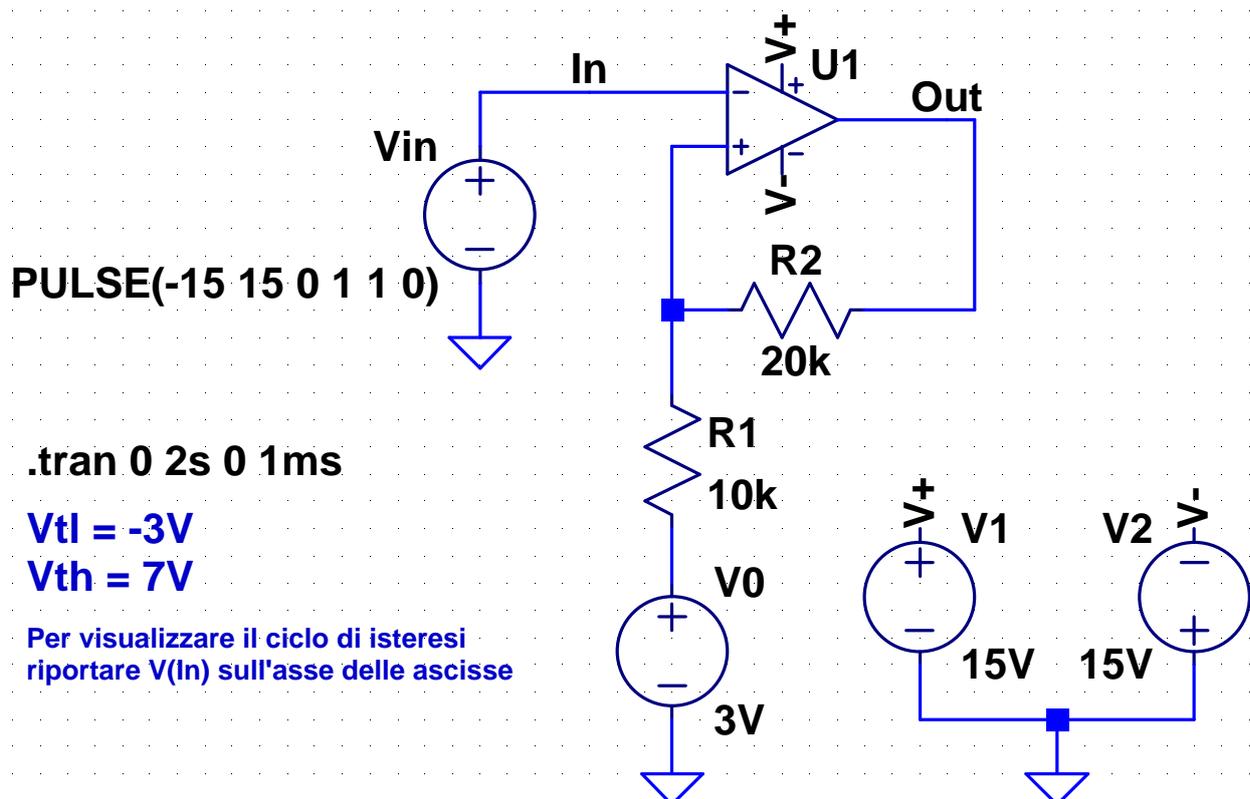
Per visualizzare meglio i risultati impostare la scala logaritmica sull'asse delle ascisse.

32

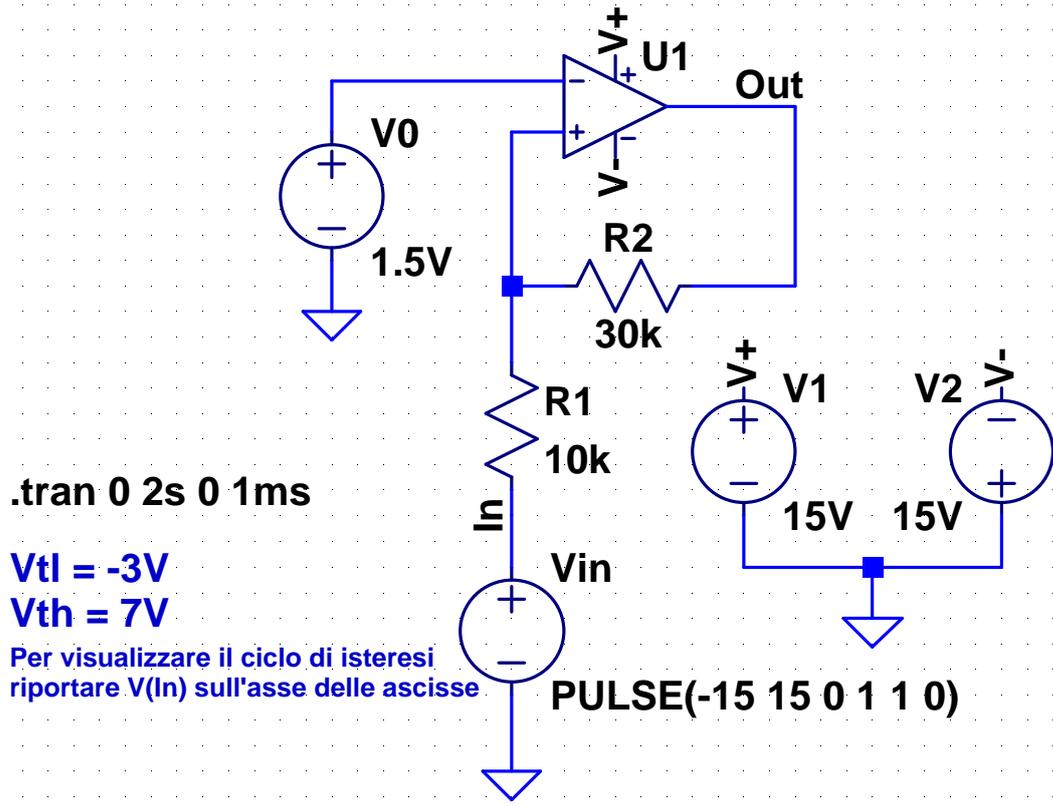
Comparatori a isteresi e multivibratori

19-Schmitt-1.asc

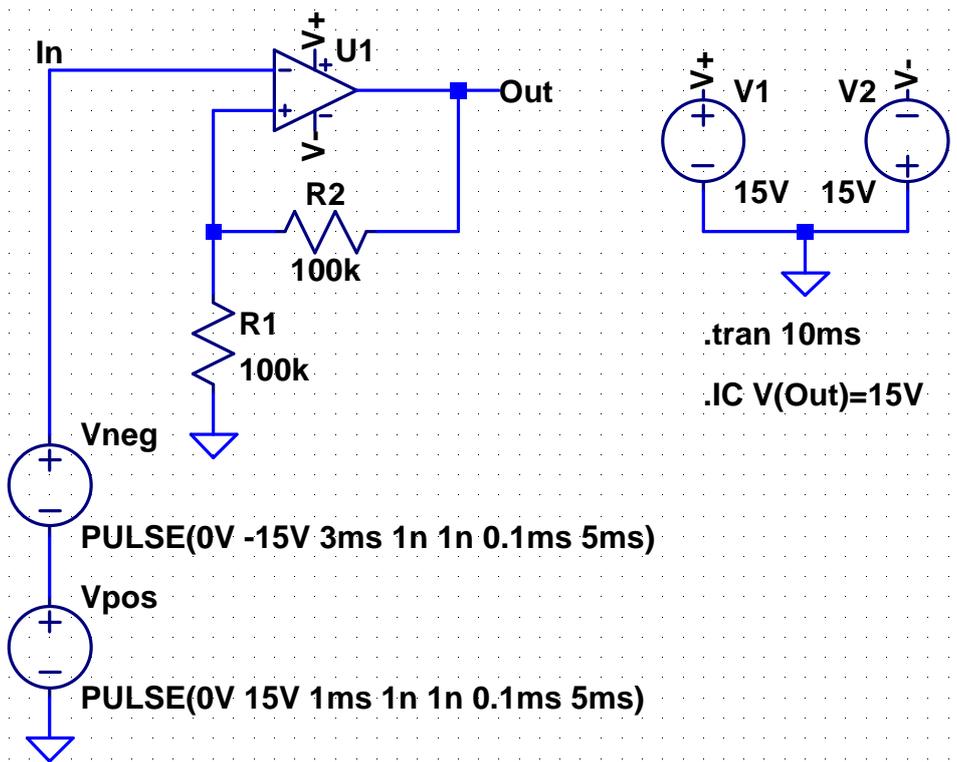
Trigger di Schmitt non invertente



Trigger di Schmitt invertente



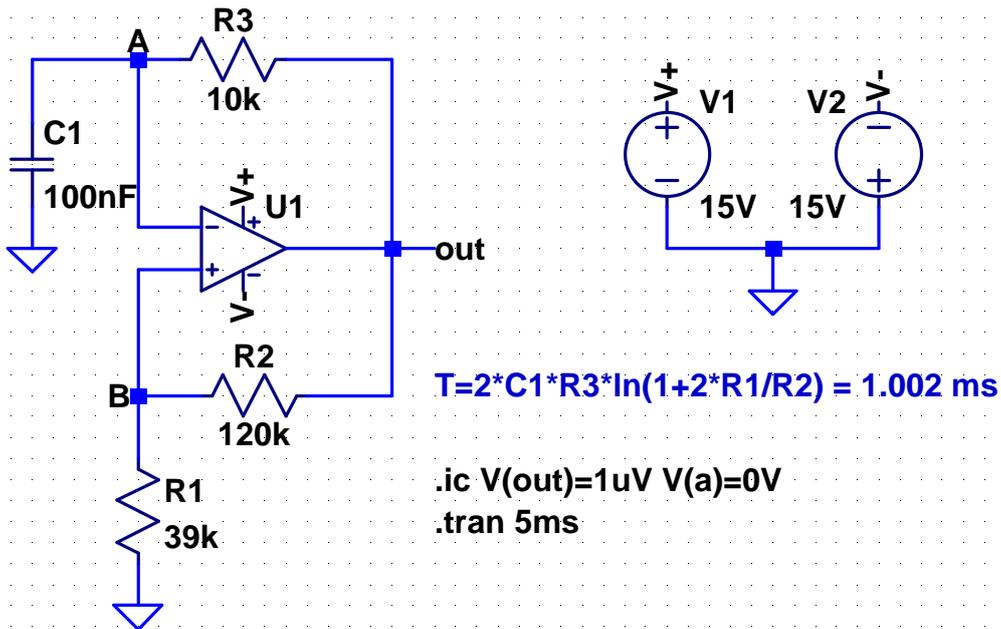
Multivibratore bistabile



Impulso positivo => transizione da +Vsat a -Vsat
Impulso negativo => transizione da -Vsat a +Vsat

22-MV-ast.asc

Multivibratore astabile



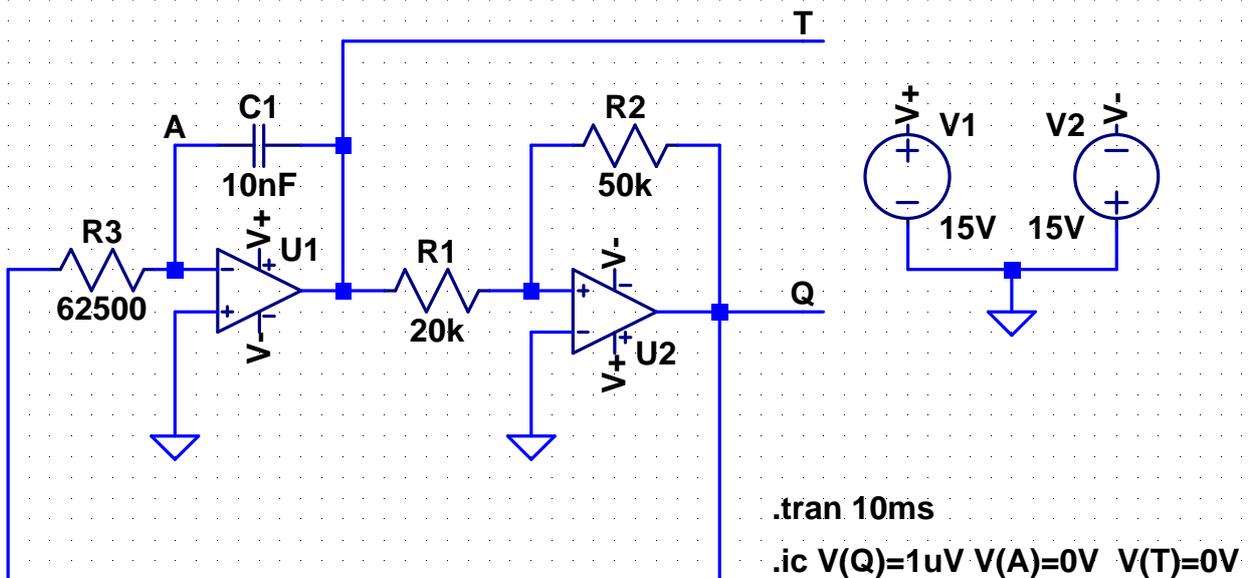
Condizioni iniziali:

1. Condensatore scarico ($V_A = 0V$)
2. Si perturba leggermente $V(\text{out})$ in modo che la risposta si allontani dalla soluzione instabile $V(\text{out}) = 0V$

37

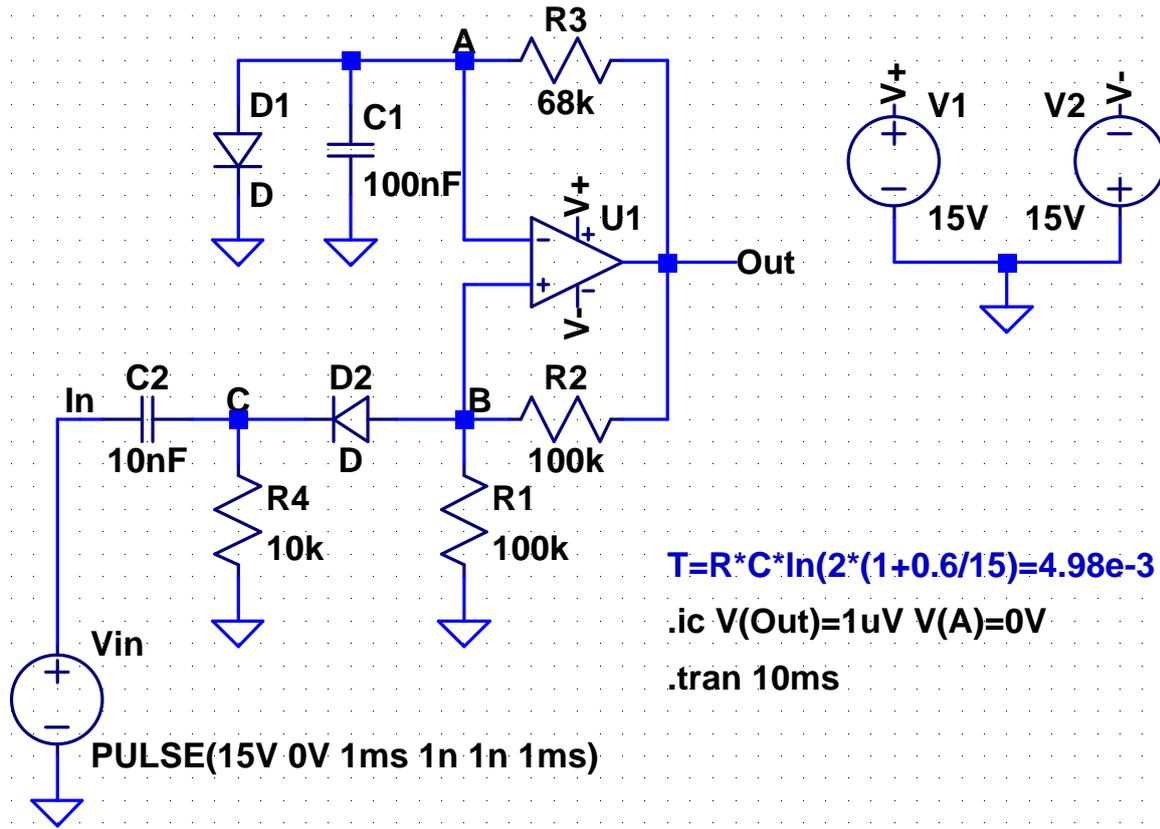
23-MV-quad-tri.asc

Generatore di onda quadra e triangolare



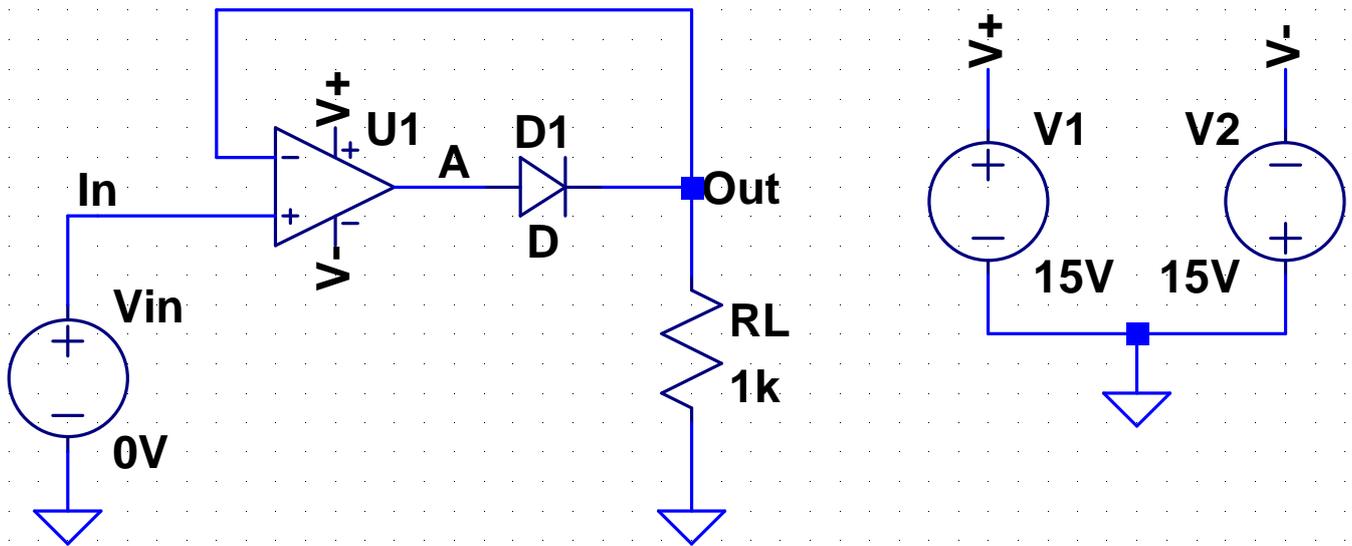
38

Multivibratore monostabile



Raddrizzatori di precisione

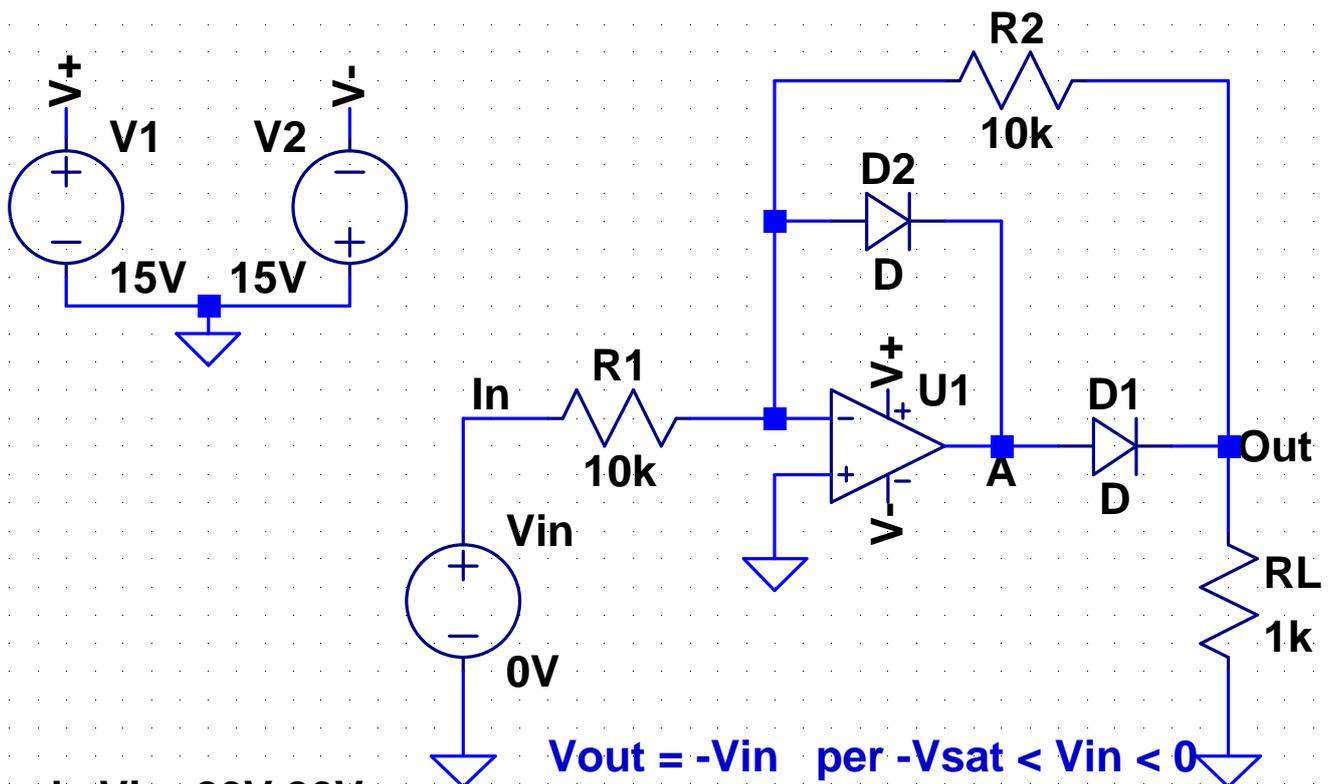
Superdiodo



.dc Vin -20V 20V

Per $V_{in} < 0$ l'amplificatore operazionale è in saturazione negativa e D1 è interdetto.
 Per $0 < V_{in} < V_{sat}$ l'operazionale è nella regione lineare e D1 è in conduzione.

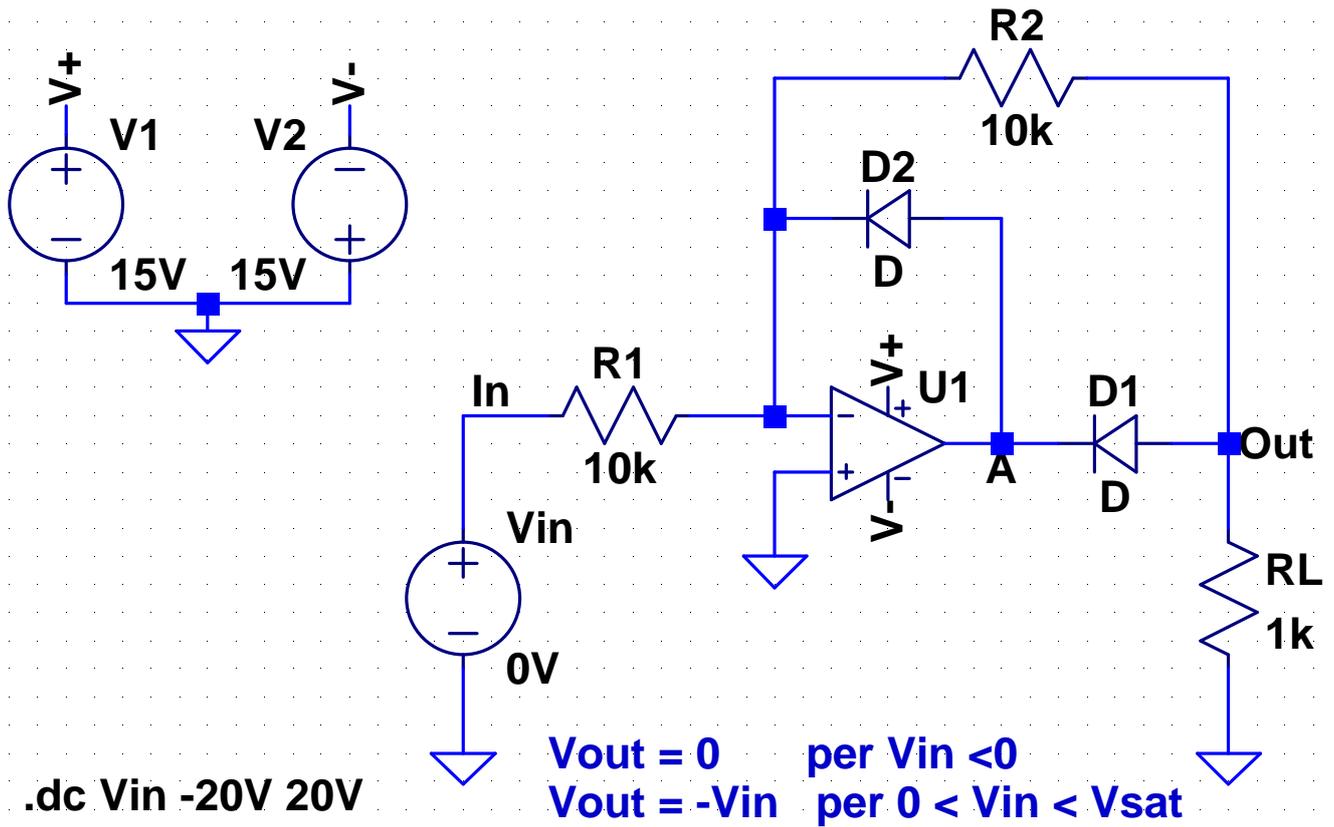
Raddrizzatore di precisione a singola semionda



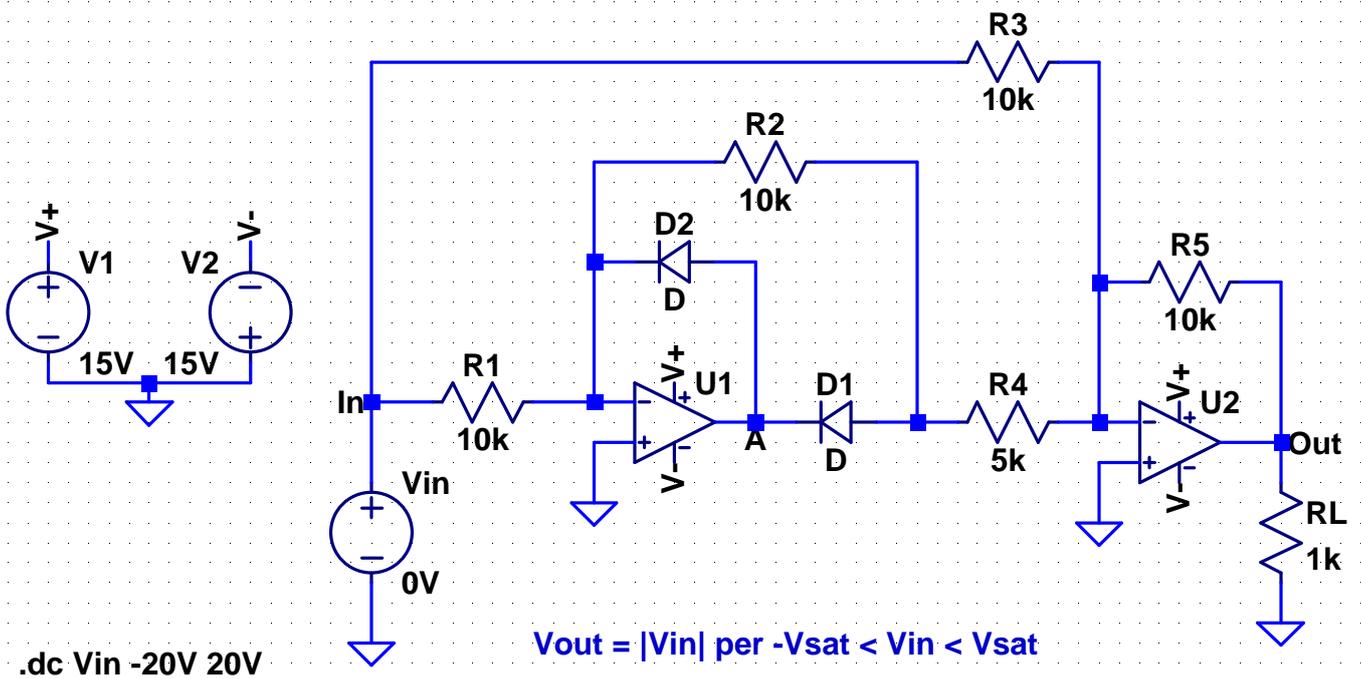
.dc Vin -20V 20V

$V_{out} = -V_{in}$ per $-V_{sat} < V_{in} < 0$
 $V_{out} = 0$ per $V_{in} > 0$

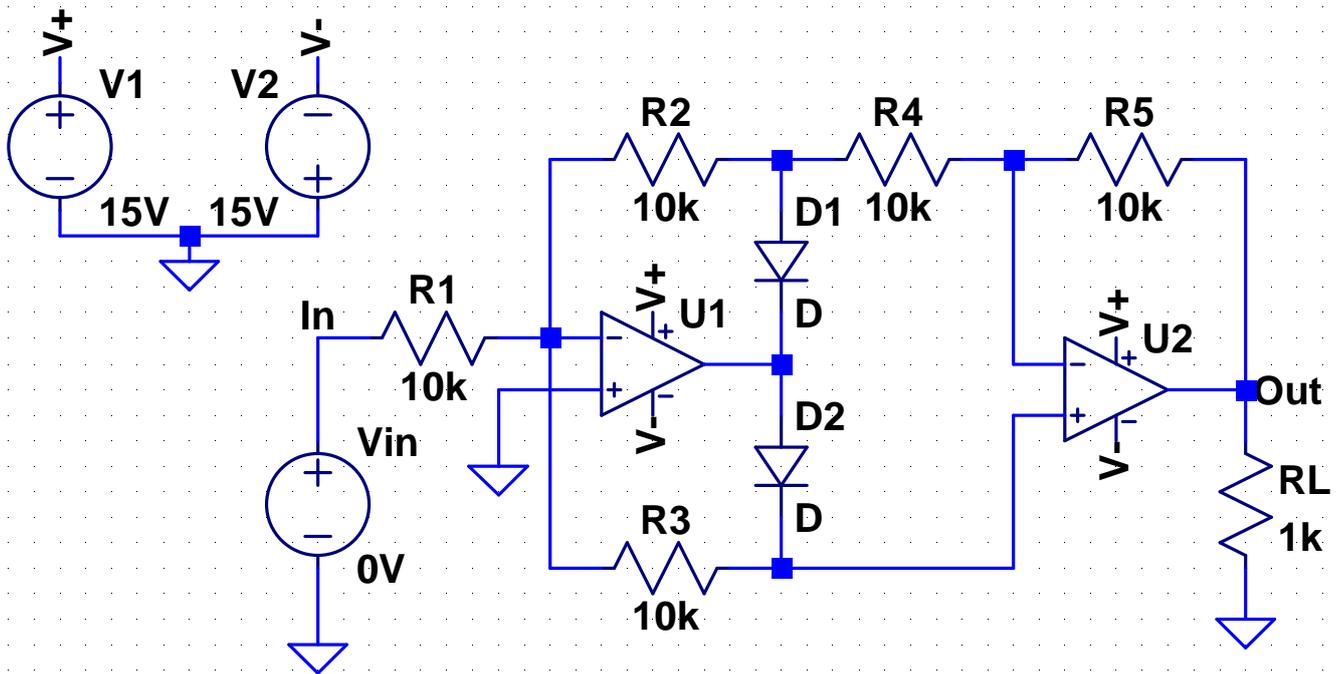
Raddrizzatore di precisione a singola semionda



Raddrizzatore di precisione a doppia semionda



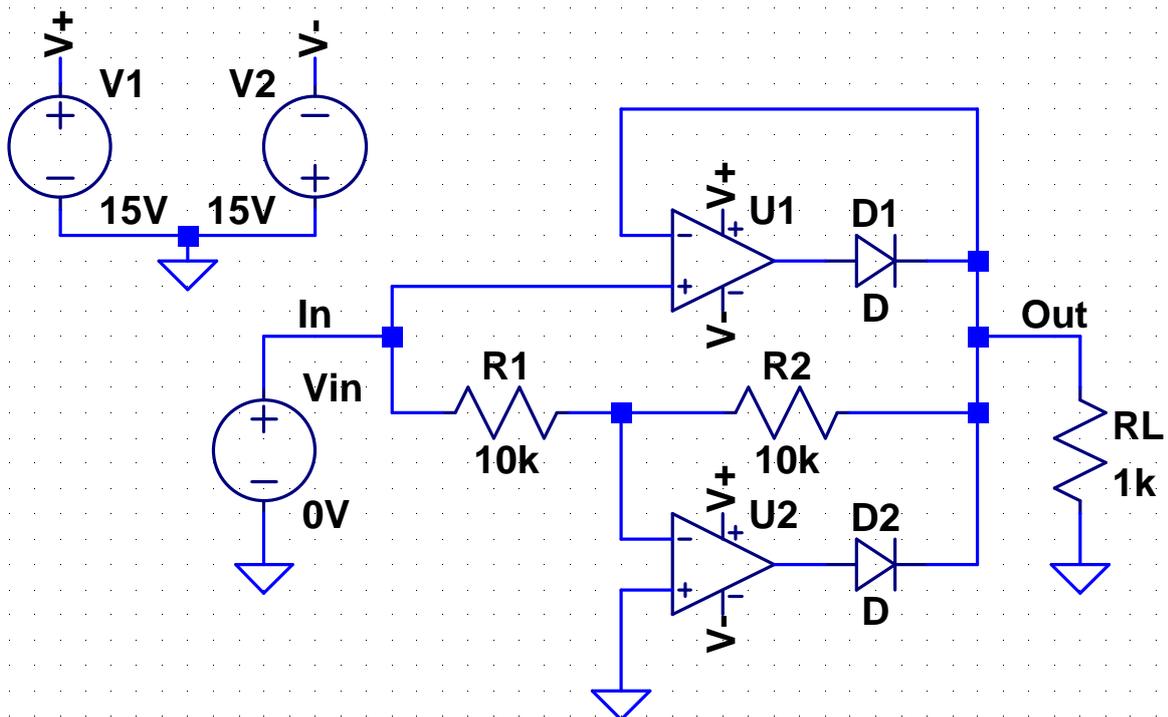
Raddrizzatore di precisione a doppia semionda



.dc Vin -20V 20V

$V_{out} = |V_{in}|$ per $-V_{sat} < V_{in} < V_{sat}$

Raddrizzatore di precisione a doppia semionda



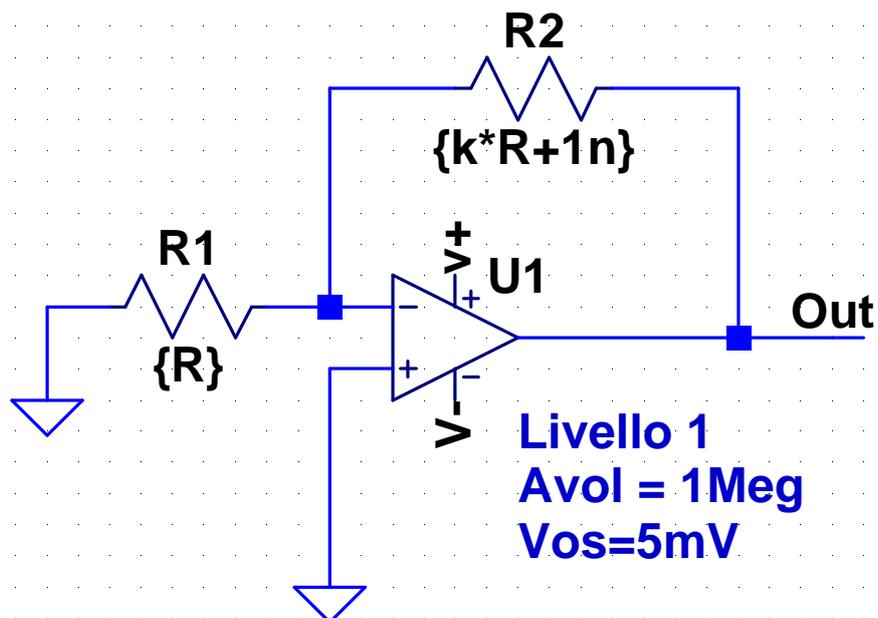
.dc Vin -20V 20V

$V_{out} = |V_{in}|$ per $-V_{sat} < V_{in} < V_{sat}$

Amplificatori operazionali non ideali

31-Vos-1.asc

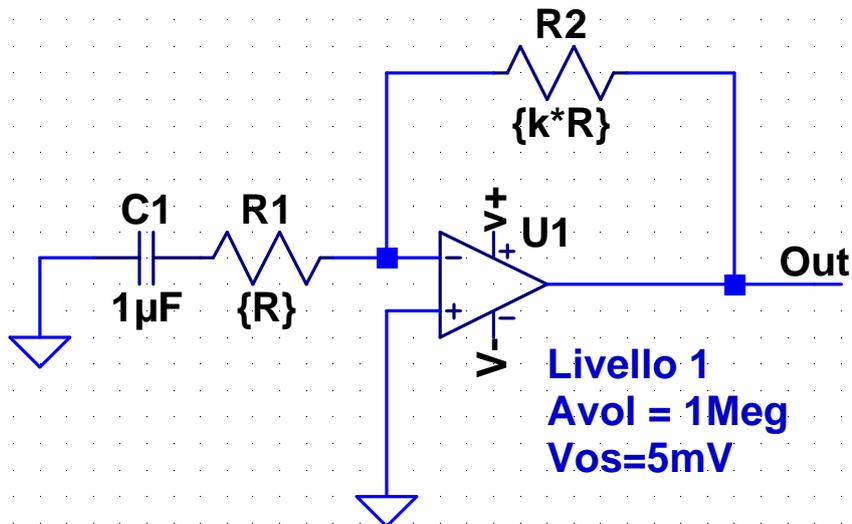
Effetto della tensione di offset



```
.param R=1k  
.step param k 0 100 1  
.op
```

31-Vos-2.asc

Limitazione dell'effetto della tensione di offset mediante capacità di blocco

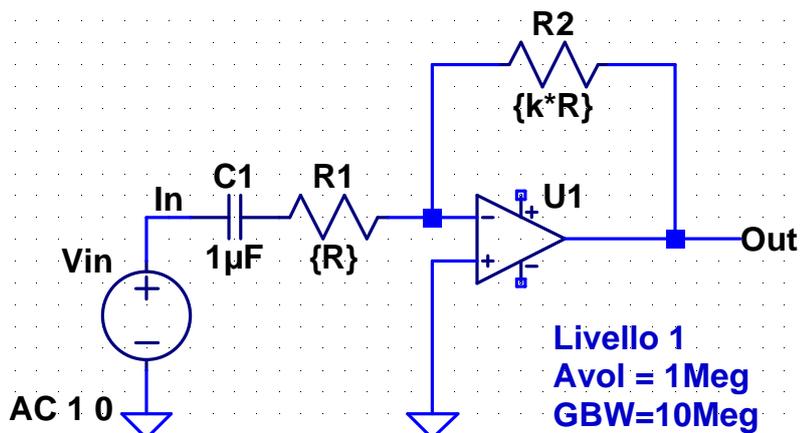


```
.param R=1k  
.step param k 1 100 1  
.op
```

49

33-Vos-3.asc

Effetto della capacità di blocco sulla risposta in frequenza dell'amplificatore
Configurazione invertente

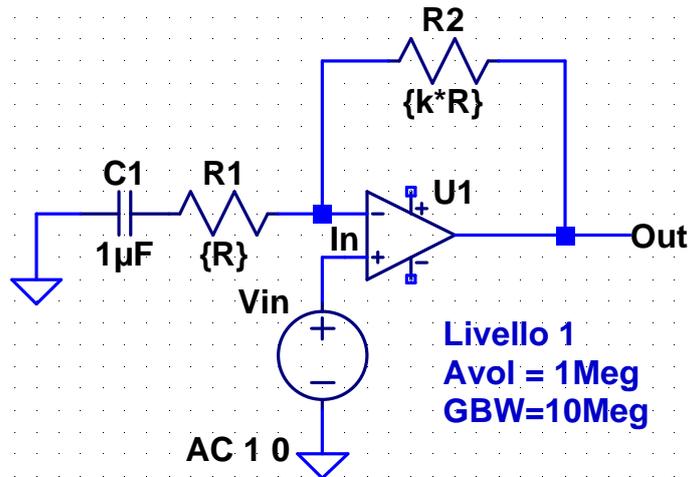


```
.param R=1k  
.step param k list 1 10 100  
.ac dec 100 1Hz 1MegHz
```

50

34-Vos-4.asc

Effetto della capacità di blocco sulla risposta in frequenza dell'amplificatore
Configurazione non invertente

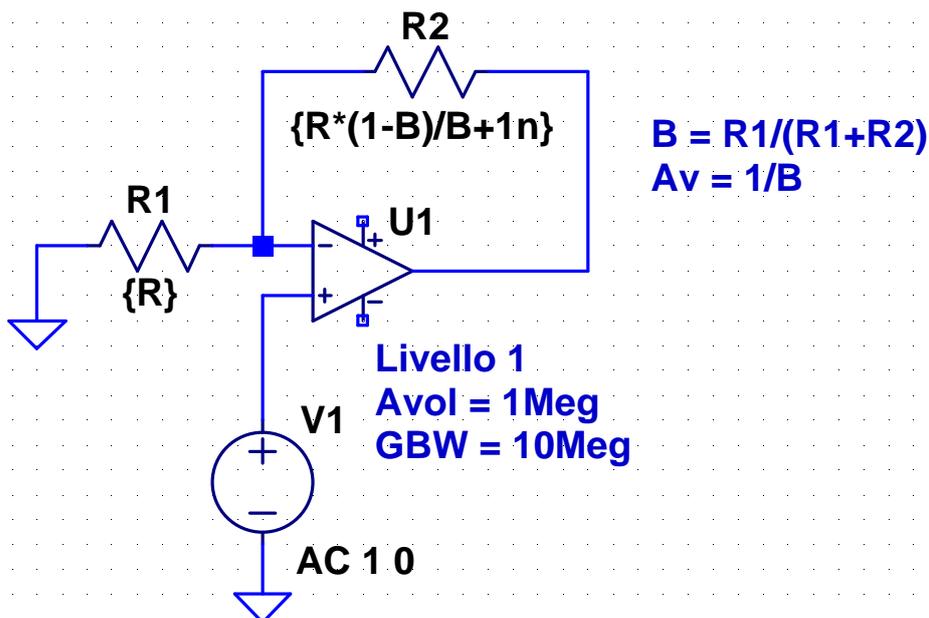


```
.param R=1k  
.step param k list 1 10 100  
.ac dec 100 1Hz 1MegHz
```

51

35-GBW-1.asc

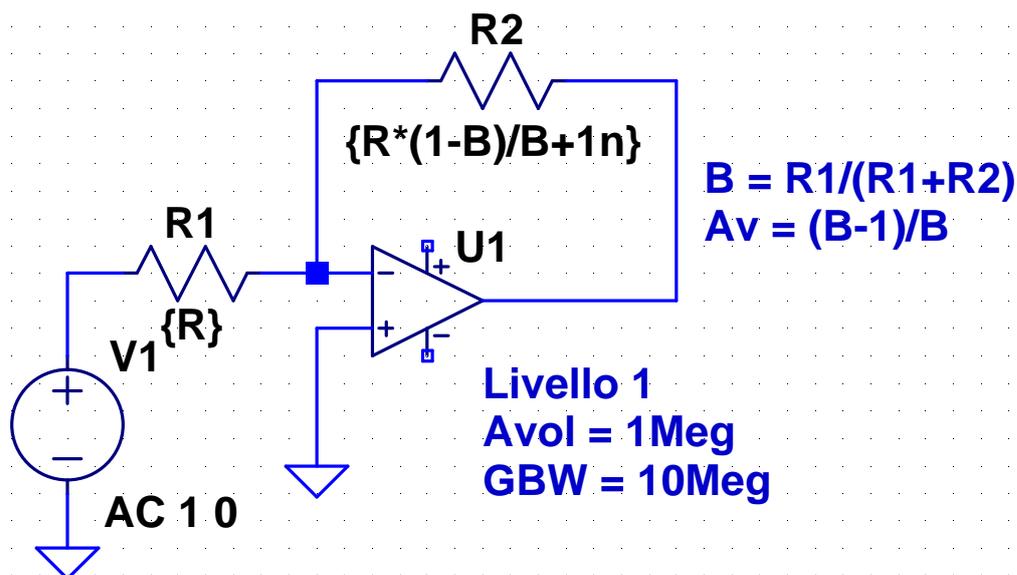
Risposta in frequenza di un amplificatore non invertente



```
.param R=1k  
.step param B list 1 0.1 0.01 1e-3 1e-4 1 1n  
.ac dec 10 1Hz 100MegHz
```

52

Risposta in frequenza di un amplificatore invertente

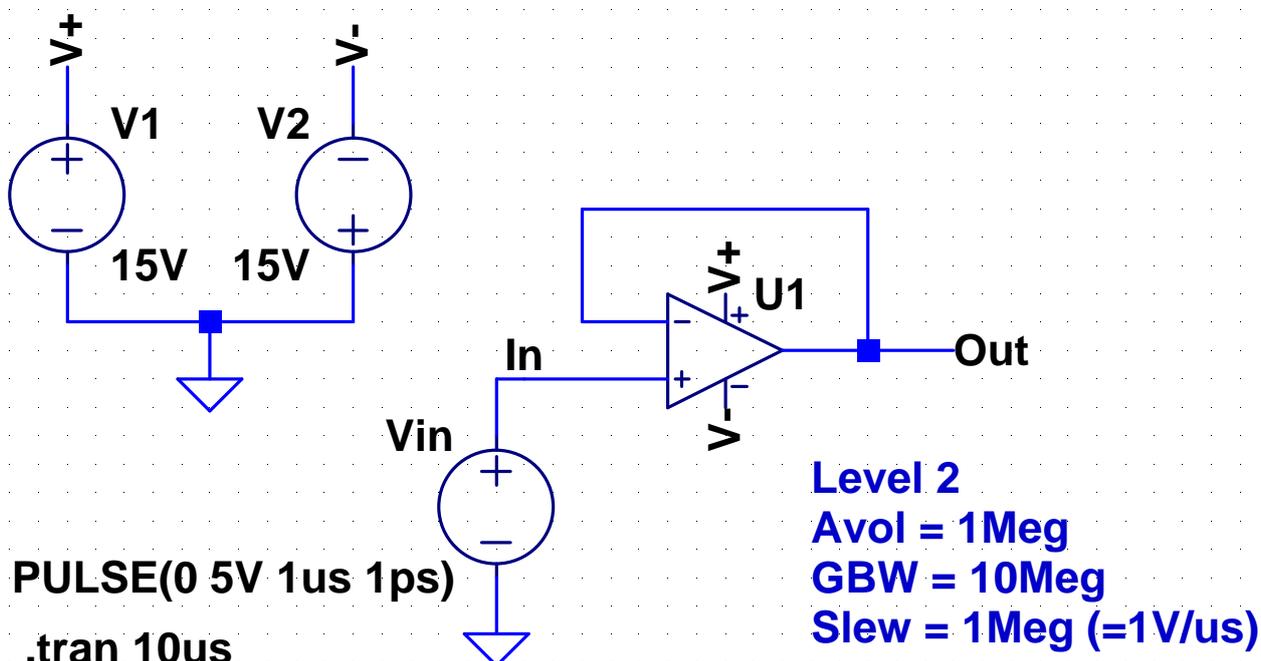


```

.param R=1k
.step param B list 0.5 0.1 0.01 1e-3 1e-4 1n
.ac dec 10 1Hz 100MegHz
  
```

53

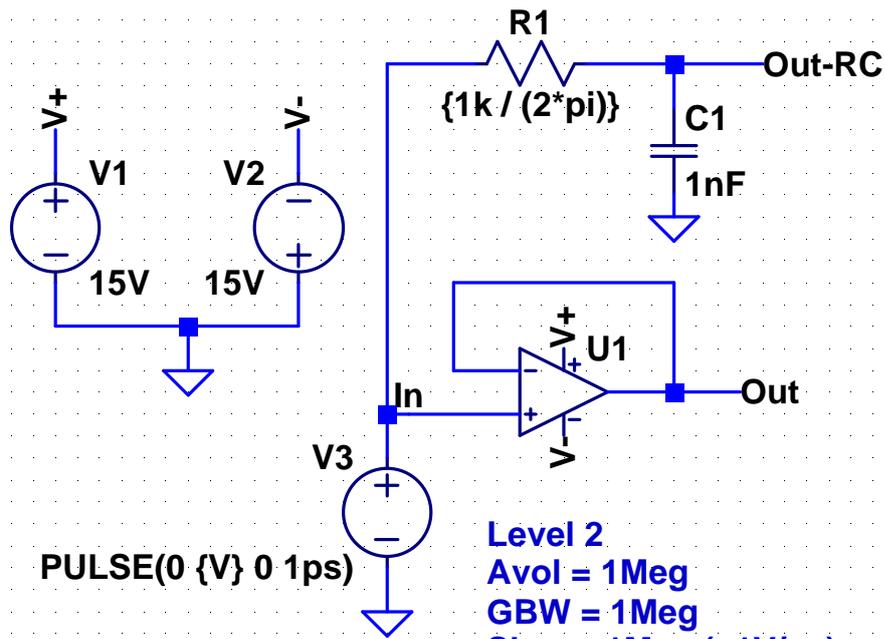
Effetto della limitazione di slew rate sulla risposta al gradino di un amplificatore operazionale



54

38-SR-2.asc

Confronto della risposta al gradino di un amplificatore operazionale con la risposta di un circuito RC avente la stessa frequenza di taglio



PULSE(0 {V} 0 1ps)

.tran 2us

.step param V 0.1 1 0.1

Level 2

Avol = 1Meg

GBW = 1Meg

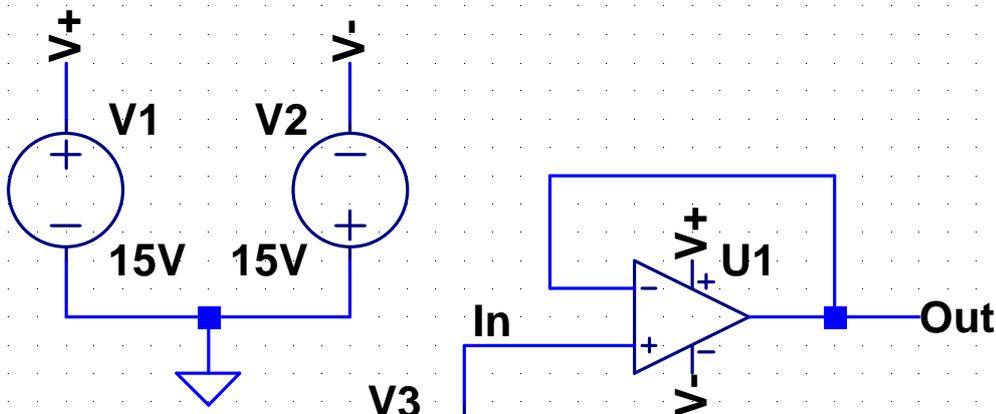
Slew = 1Meg (=1V/us)

Se si prova ad assegnare un valore molto grande (per es. 100Meg) a Slew le risposte dei due circuiti si sovrappongono

55

39-SR-3.asc

Effetto della limitazione di slew rate sulla risposta di un amplificatore operazionale a un ingresso sinusoidale



SINE(0 1V 1MegHz)

.tran 10us

Level 2

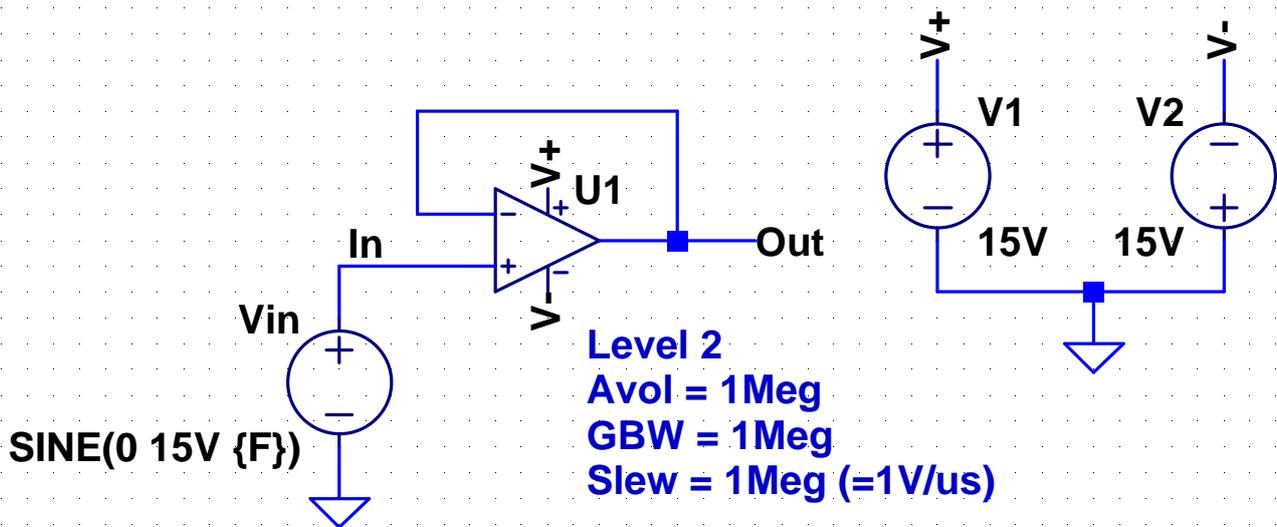
Avol = 1Meg

GBW = 1Meg

Slew = 1Meg (=1V/us)

56

Larghezza di banda a piena potenza



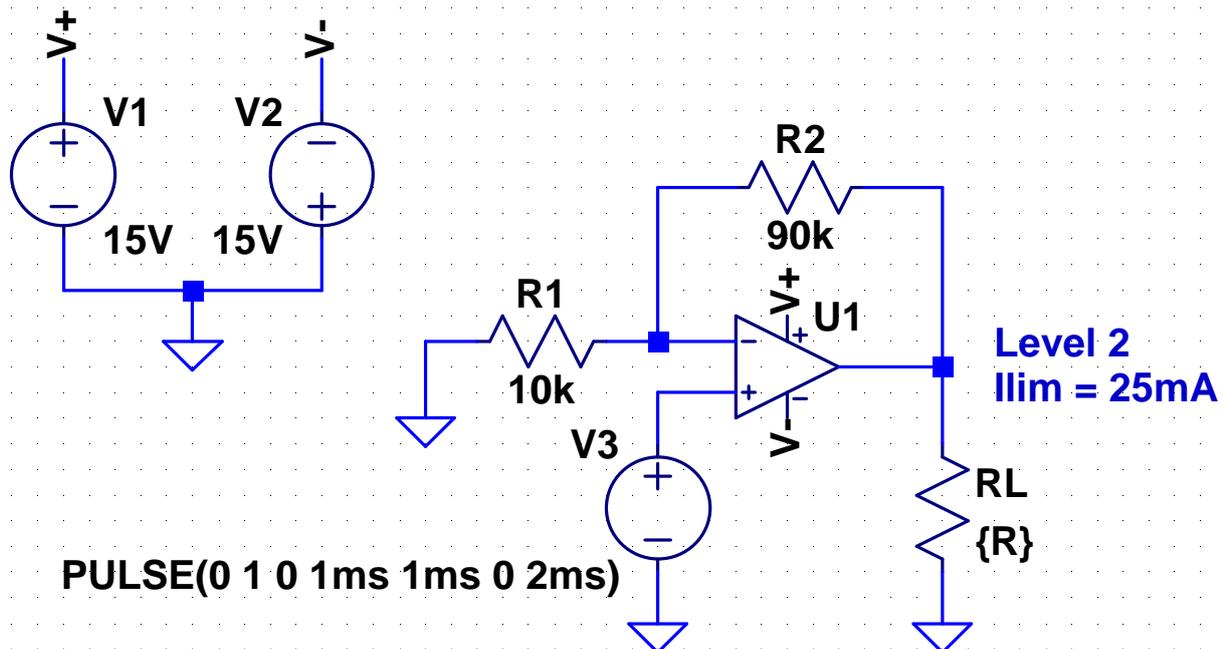
```
.param F=10.610k    F = SR/(2*PI*Vsat) = 1e6/(2*PI*15)
```

```
.tran {2/F}
```

Se si prova ad aumentare il valore di F si ottiene una tensione di uscita distorta.

57

Saturazione della corrente di uscita



```
.tran 10ms
```

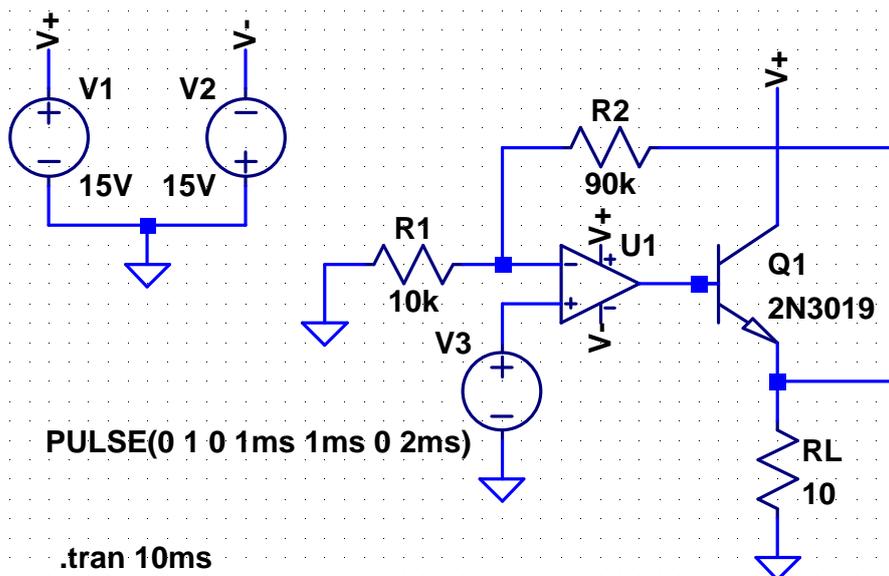
```
.step param R list 1000 400 200 100
```

58

Impiego di transistor per aumentare la corrente di uscita

42-BJT-buffer.asc

Impiego di un transistor per aumentare la massima corrente di uscita



Il transistor è collegato a collettore comune (elevato guadagno di corrente e elevata resistenza di ingresso).

Inserendo il transistor nell'anello di retroazione si evita la caduta di tensione dovuta alla giunzione BE (la tensione dell'emettitore è fissata dall'operazionale)

Il circuito può fornire solo correnti positive.

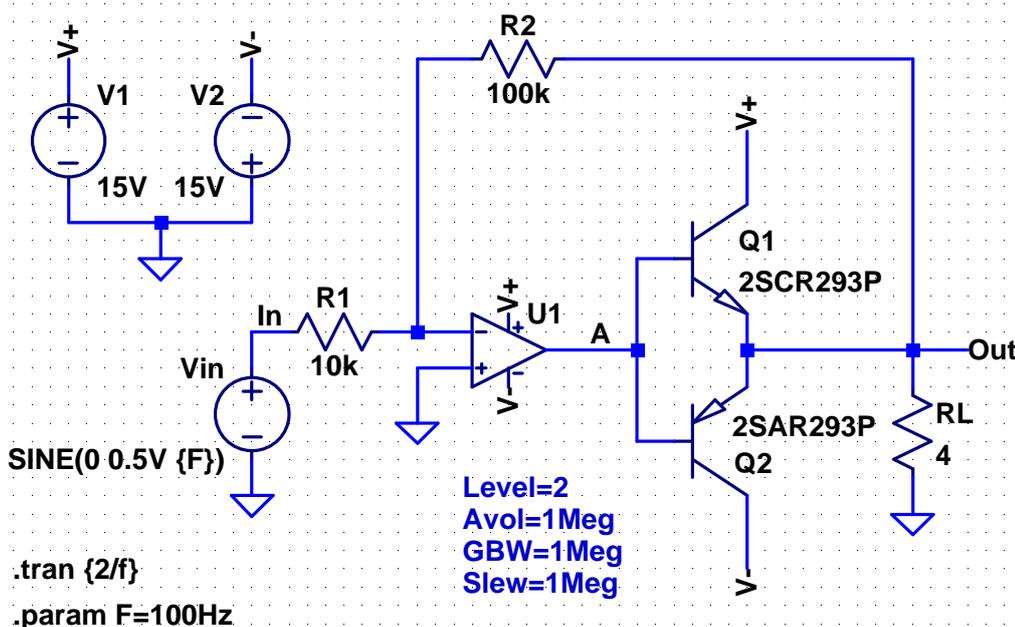
Uso di una coppia di transistor in simmetria complementare

- Utilizzando un solo transistor si può ottenere solo una corrente unidirezionale (sempre positiva o sempre negativa a seconda che si utilizzi un NPN o un PNP)
- Si può ottenere una corrente bidirezionale utilizzando una coppia di transistor (un NPN e un PNP) con caratteristiche uguali (transistor complementari)
- Se all'ingresso dell'amplificatore viene applicato un segnale sinusoidale, come nell'esempio seguente, durante ogni semionda uno dei transistor è in conduzione, mentre l'altro è interdetto

61

43-Compl-1.asc

Impiego di due transistor in simmetria complementare per alimentare carichi che richiedono correnti elevate



Il circuito è in grado di fornire al carico correnti positive e negative

Il collegamento in retroazione permette di avere un comportamento lineare.

All'uscita dell'operazionale si ha una distorsione della tensione che compensa la distorsione introdotta dai transistor.

A causa della limitazione di slew rate, l'operazionale è in grado di compensare la distorsione solo se la frequenza non è troppo elevata

Se si porta la frequenza a valori dell'ordine dei kHz si può osservare una "distorsione di incrocio"

62

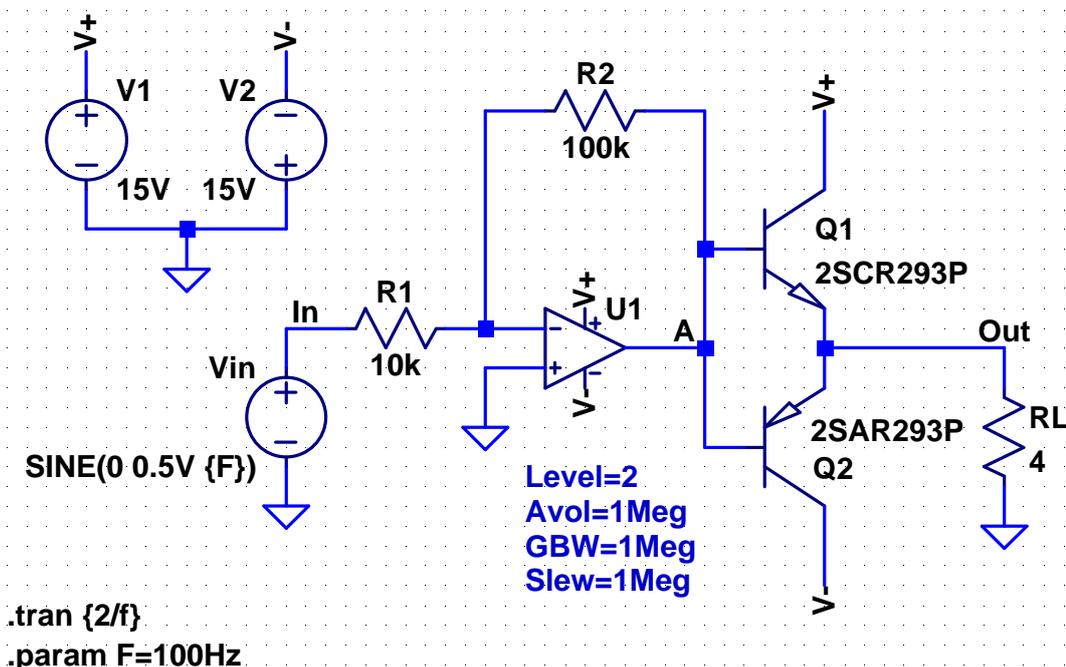
Distorsione di incrocio (o di cross-over)

- Se i transistor non vengono inseriti all'interno dell'anello di retroazione si ha un intervallo in cui la tensione all'uscita dell'operazionale è inferiore (in modulo) alle tensioni di soglia dei transistor e quindi entrambi i transistor sono interdetti
- In queste condizioni la tensione di uscita è distorta (distorsione di incrocio)
- Se i transistor sono inseriti nell'anello di retroazione la tensione all'uscita dell'operazionale ha un andamento tale da compensare la distorsione dovuta ai transistor
- Questo è possibile fino a quando la frequenza è relativamente bassa
- Per frequenze elevate a causa della limitazione di slew rate, la tensione di uscita dell'operazionale non può variare abbastanza rapidamente da compensare la distorsione di incrocio, come si può vedere modificando il valore di F nell'esempio precedente

63

44-Compl-2.asc

Effetto della retroazione sulla distorsione di incrocio

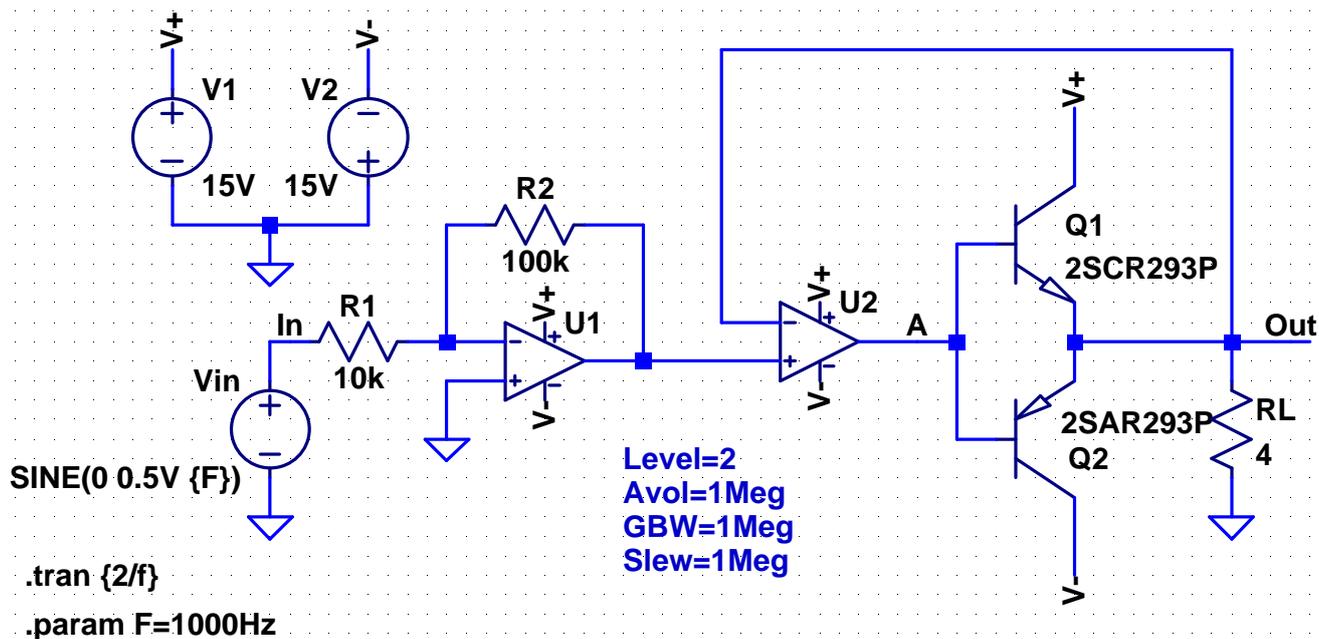


In questo caso si osserva sempre una distorsione di incrocio dovuta al fatto che, quando la tensione all'uscita dell'operazionale è minore, in valore assoluto, della tensione di soglia dei transistor entrambi i transistor sono in interdizione.

64

45-Compl-3.asc

Effetto della retroazione sulla distorsione di incrocio



E' possibile aumentare la massima frequenza per cui non si ha distorsione riducendo il guadagno di anello.

In questo esempio si utilizzano due stadi:

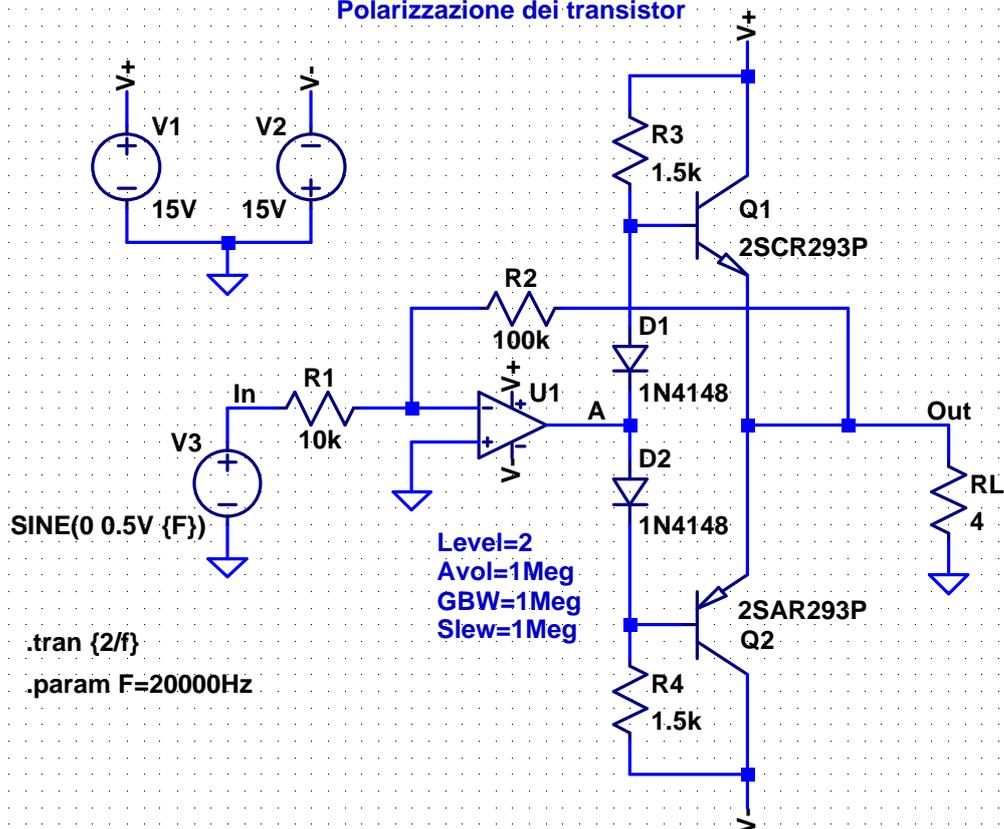
il primo fornisce il guadagno di tensione voluto,

il secondo ha guadagno unitario e ha lo scopo di fornire la corrente richiesta dal carico.

65

46-Compl-4.asc

Polarizzazione dei transistor



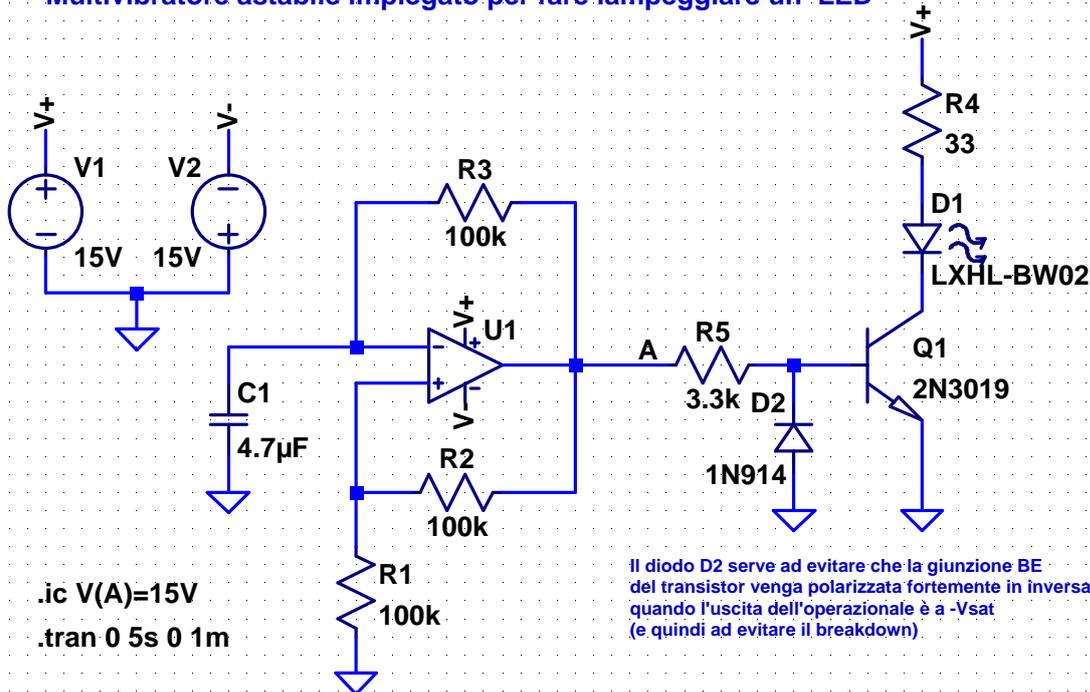
E' possibile eliminare la distorsione polarizzando i transistor in modo che, per piccoli valori della tensione all'uscita dell'operazionale siano entrambi in conduzione.

66

47-Switch.asc

Impiego di un transistor come interruttore comandato per pilotare un carico che richiede correnti elevate.

Multivibratore astabile impiegato per fare lampeggiare un LED



$$T = 2 \cdot R3 \cdot C1 \cdot \ln(1 + 2 \cdot R1/R2) = 1.033 \text{ s}$$

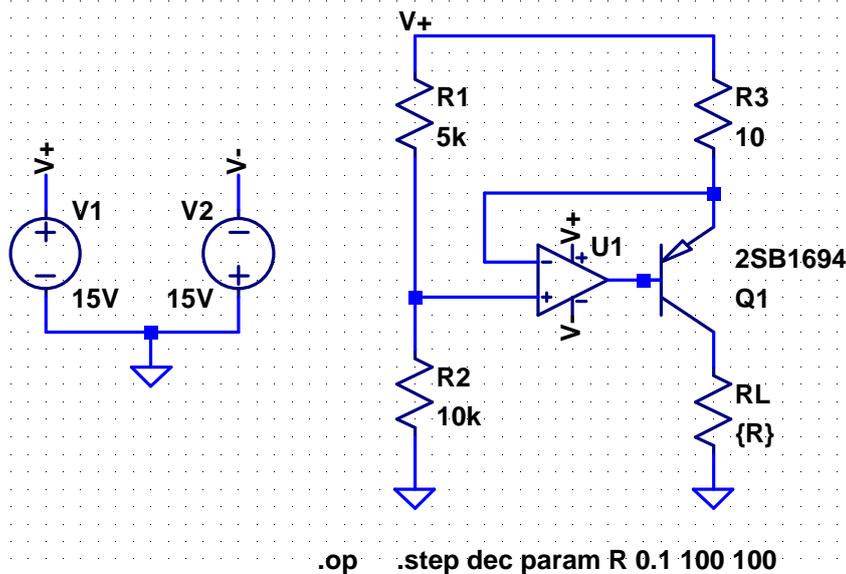
Tensione Vgamma nominale del LED = 3.42V

Corrente del LED 350 mA

67

48-IG.asc

Generatore di corrente costante per carichi riferiti a massa



La tensione di R3 è fissata al valore $V+ \cdot (1 - R2/(R1 + R2))$

Il valore di R3 determina il valore della corrente di emettitore IE del transistor e quindi il valore della corrente di RL (praticamente uguale a IE se si trascura la corrente di base)

Il circuito può fornire solo correnti positive.

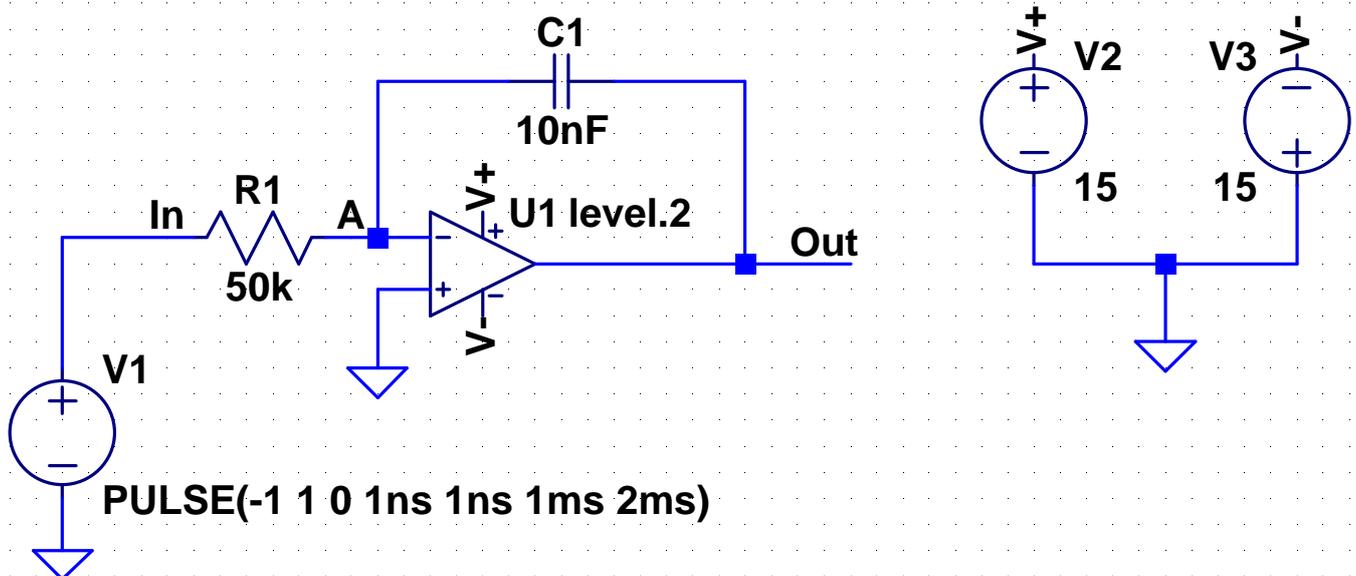
Al crescere di RL la tensione di RL aumenta e la VEC del transistor si riduce. Quindi per RL grande il transistor va in saturazione e la corrente diminuisce.

68

Integratore e derivatore

49-Int-1.asc

Integratore



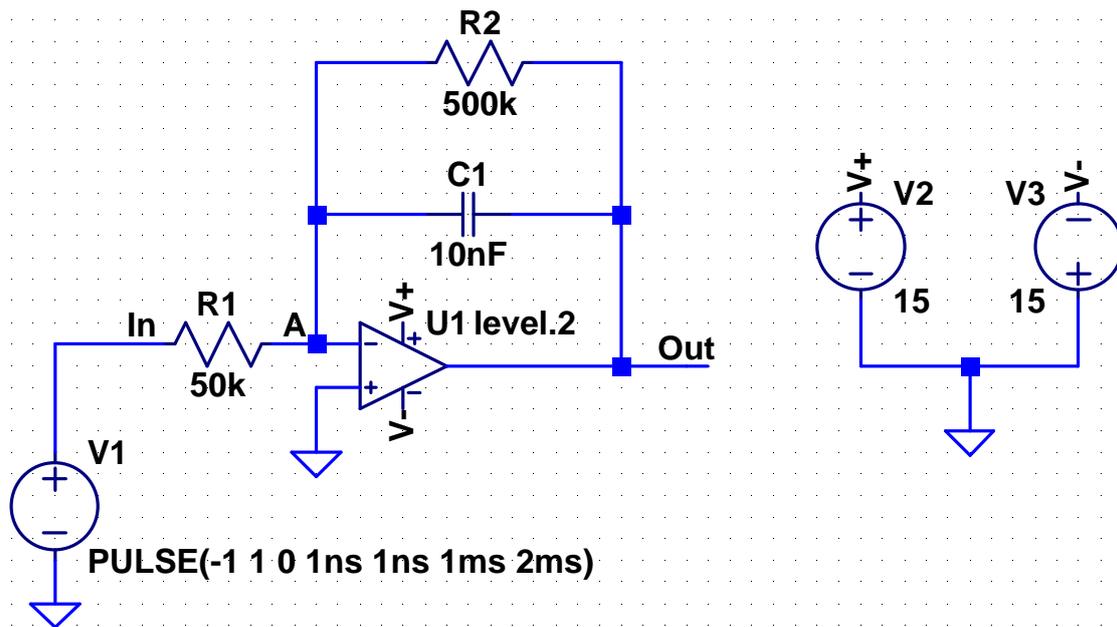
$\text{Tau}=0.5\text{e-}3$

.ic (V(A)=0 V(out)=0 **Condensatore inizialmente scarico**)

.tran 0 10ms

50-Int-2.asc

Integratore con resistenza per la limitazione del guadagno a bassa frequenza



$\text{Tau}=0.5\text{e-}3$

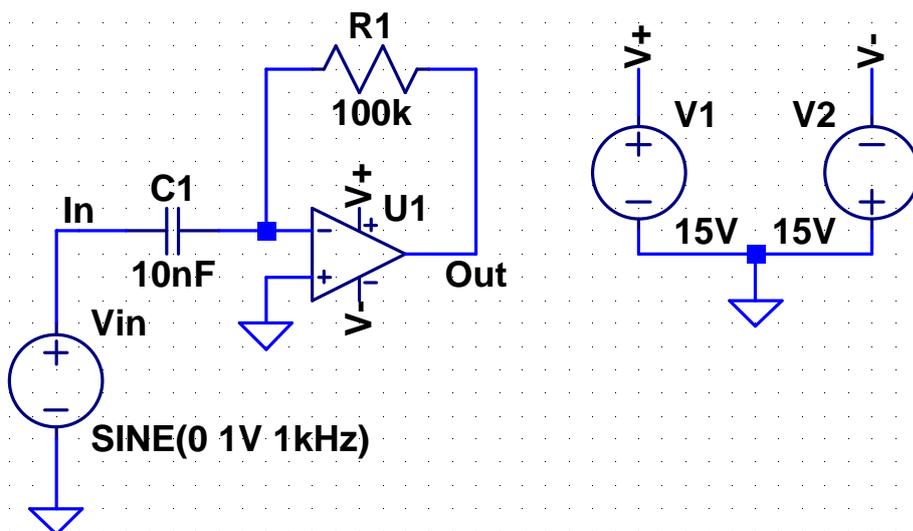
.ic (V(A)=0 V(out)=0 Condensatore inizialmente scarico

.tran 0 20ms

71

51-Der-1.asc

Derivatore
Ingresso sinusoidale



$$V_{out} = -R1 \cdot C1 \cdot dV_{in}/dt = -0.001 \cdot dV_{in}/dt$$

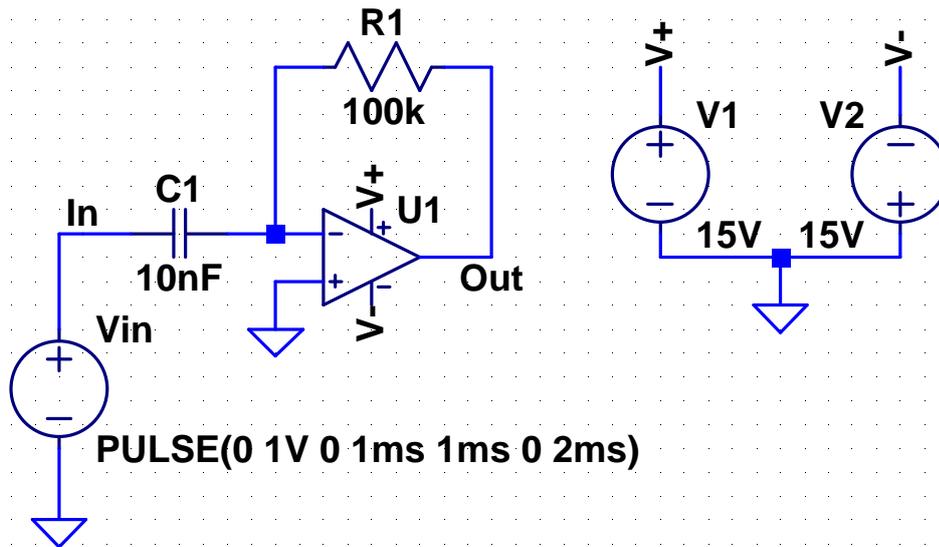
$$V_{in} = \text{sen}(2000 \cdot \pi \cdot t) \Rightarrow V_{out} = -2 \cdot \pi \cdot \cos(2000 \cdot \pi \cdot t)$$

.tran 10ms

Si può notare che la risposta contiene una componente transitoria costituita da un'oscillazione debolmente smorzata

72

Derivatore Ingresso a onda triangolare



$$V_{out} = -R_1 \cdot C_1 \cdot dV_{in}/dt = -0.001 \cdot dV_{in}/dt$$

.tran 10ms

La risposta non corrisponde all'andamento teorico a causa della banda limitata (e dello slew rate) dell'amplificatore operazionale.

73

Risposta in frequenza del derivatore

- Se per tenere conto della risposta dell'amplificatore operazionale si fa uso del modello a un polo e si assume $A \gg 1$, si può dimostrare che per il derivatore si ottiene una funzione di trasferimento del secondo ordine del tipo

$$\mathbf{H}(j\omega) \approx - \frac{j\omega\tau}{1 - \omega^2 \frac{\tau}{\omega_0 A} + j\omega \frac{\omega_0\tau + 1}{\omega_0 A}} = - \frac{j\omega\tau}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_P^2} + j \frac{\omega}{\omega_P Q_P}}$$

dove

$$\omega_P \approx \sqrt{\frac{\omega_0 A}{\tau}} \quad Q_P \approx \frac{\sqrt{\omega_0 \tau A}}{1 + \omega_0 \tau} \quad \tau = R_1 C_1$$

- Dato che A normalmente è molto grande, il fattore di merito Q_P può risultare molto elevato

74

Risposta in frequenza del derivatore

- Ad una funzione di trasferimento con due poli complessi coniugati e un alto fattore di merito corrisponde una componente transitoria della risposta di tipo oscillante con debole smorzamento
- Questo è il motivo principale del comportamento insoddisfacente del derivatore
- Si possono ottenere prestazioni migliori inserendo una resistenza R_2 in serie al condensatore
- Si può verificare che ω_p e Q_p si modificano nel modo seguente

$$\omega_p \approx \sqrt{\frac{\omega_0 A}{(R_1 + R_2)C_1}} \quad Q_p \approx \frac{\sqrt{\omega_0 (R_1 + R_2)C_1 A}}{1 + \omega_0 (R_1 C_1 + R_2 C_1 A)}$$

- Aumentando R_2 si può ridurre il fattore di merito
- In particolare se Q_p diviene uguale a 0.5 si hanno due poli reali coincidenti, mentre per Q_p minore si hanno due poli reali distinti
- Per R_2 molto grande la pulsazione del polo inferiore tende a $1/(R_2 C_1)$

75

Risposta in frequenza del derivatore

- Negli esempi che seguono sono utilizzati i valori di R_2 indicati nella tabella

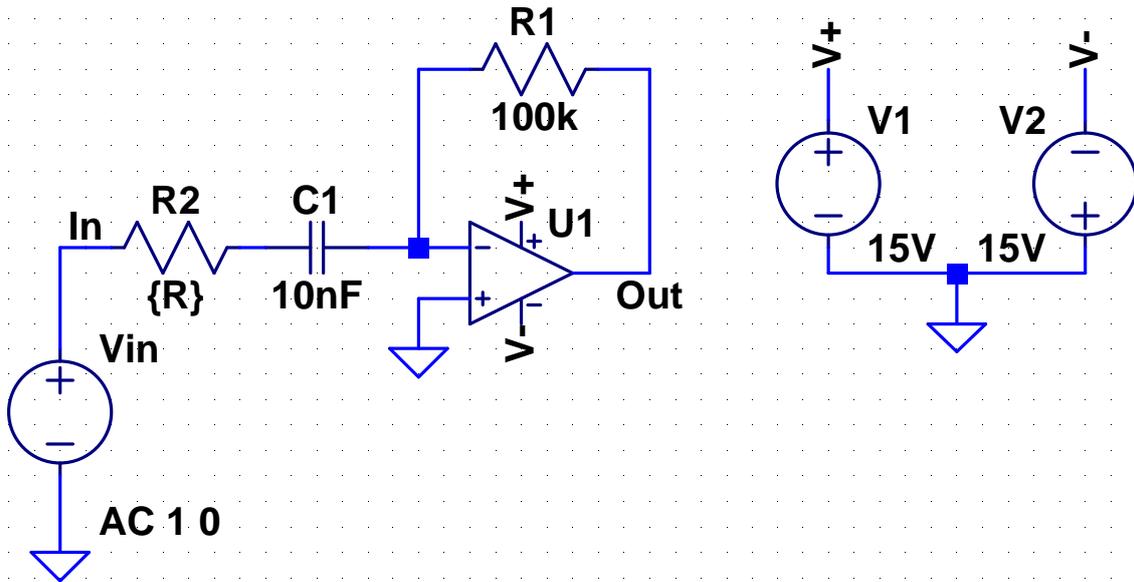
| R_2 | f_p | Q_p |
|--------------|------------|-------|
| 0 | 39.894 kHz | 236 |
| 100 Ω | 39.874 kHz | 3.925 |
| 500 Ω | 39.795 kHz | 0.797 |
| 800 Ω | 39.736 kHz | 0.500 |
| 1 k Ω | 39.696 kHz | 0.400 |
| 2 k Ω | 39.501 kHz | 0.201 |

76

53-Der-3.asc

Derivatore

Effetto di R2 sulla risposta in frequenza



```
.ac dec 100 1 10meg
```

```
.step param R list 1n 100 500 800 1k 2k
```

(si usa il valore 1n, perchè il programma non accetta resistenze uguali a zero)

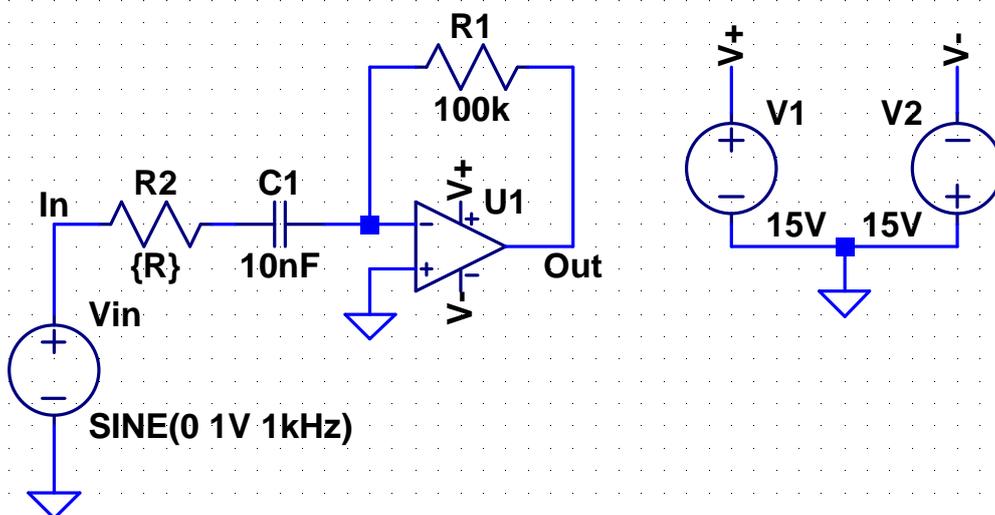
77

54-Der-4.asc

Derivatore

Ingresso sinusoidale

Effetto della resistenza R2



$$V_{out} = -R1 \cdot C1 \cdot dV_{in}/dt = -0.001 \cdot dV_{in}/dt$$

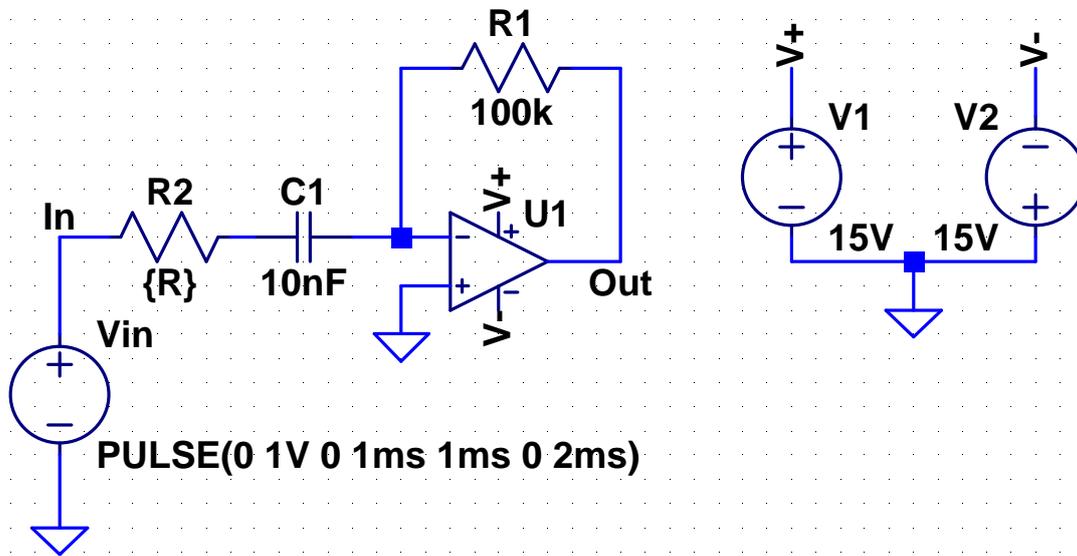
$$V_{in} = \text{sen}(2000 \cdot \pi \cdot t) \Rightarrow V_{out} = -2 \cdot \pi \cdot \cos(2000 \cdot \pi \cdot t)$$

```
.tran 5ms
```

```
.step param R list 500 800 1k 2k
```

78

Derivatore
Ingresso a onda triangolare
Effetto della resistenza R2



$$V_{out} = -R1 \cdot C1 \cdot dV_{in}/dt = -0.001 \cdot dV_{in}/dt$$

.tran 5ms

.step param R list 500 800 1k 2k