



Lezione 04

Linee di Trasmissione

Stefano Selleri

Dipartimento di Elettronica e Telecomunicazioni
Università di Firenze

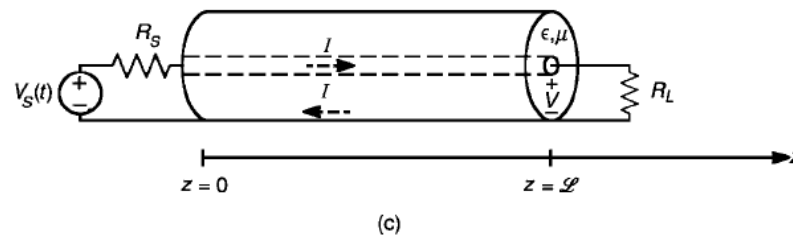
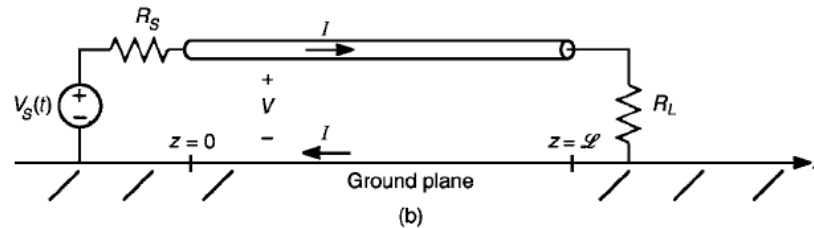
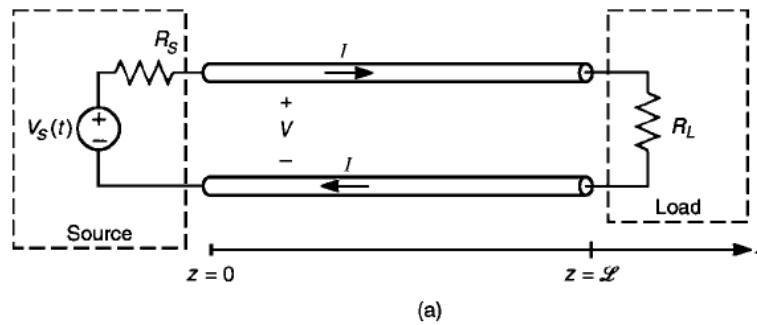


Sommario della Lezione

- ❖ Introduzione
- ❖ Richiami di teoria delle linee di trasmissione
- ❖ Induttanze e capacità per unità di lunghezza
- ❖ Analisi nel Dominio del Tempo
- ❖ Integrità del Segnale

Introduzione

Una linea di trasmissione è una struttura costituita da due o più conduttori progettata per trasportare un segnale da un punto a un altro.



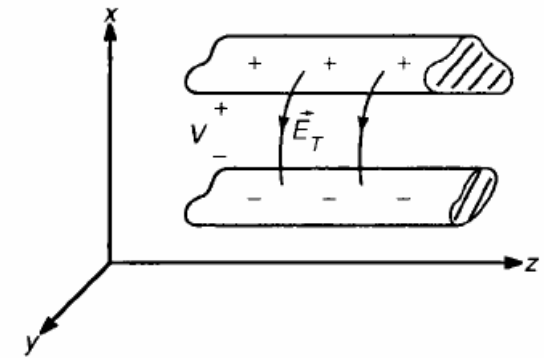
Richiami di teoria delle linee di trasmissione

Associata ai due conduttori della linea vi è una

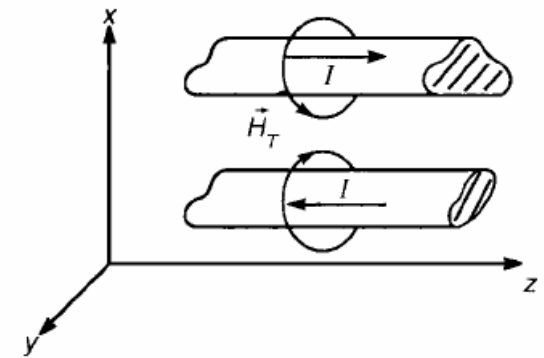
Capacità per unità di lunghezza legata alle linee di campo elettrico che partono da un conduttore e terminano sul secondo.

Induttanza per unità di lunghezza legata alla concatenazione coi due conduttori delle linee di campo magnetico.

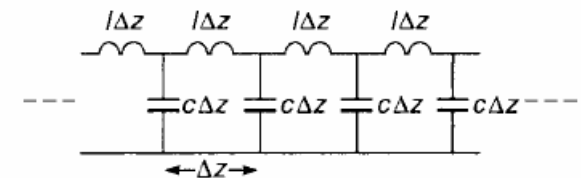
Si può quindi pervenire a un circuito equivalente formato da una rete a scala LC come in figura (in assenza di perdite)



(a)



(b)



(c)

Richiami di teoria delle linee di trasmissione

Analizzando un singolo gruppo LC abbiamo che

$$V(z + \Delta z, t) - V(z, t) = -L\Delta z \frac{\partial I(z, t)}{\partial t}$$

$$\left. \frac{V(z + \Delta z, t) - V(z, t)}{\Delta z} \right|_{\lim_{\Delta z \rightarrow 0}} = -L \frac{\partial I(z, t)}{\partial t}$$

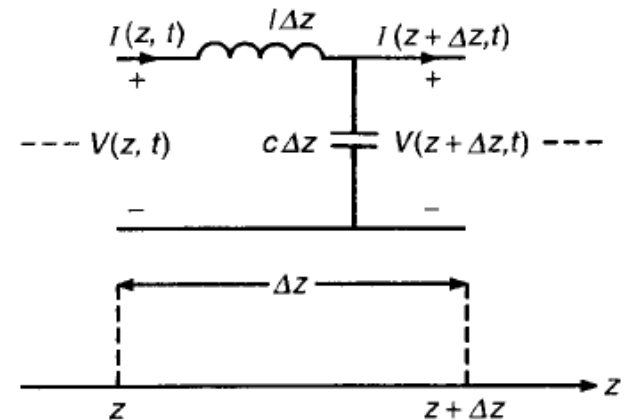
$$\frac{\partial V(z, t)}{\partial z} = -L \frac{\partial I(z, t)}{\partial t}$$

e

$$I(z + \Delta z, t) - I(z, t) = -C\Delta z \frac{\partial V(z + \Delta z, t)}{\partial t}$$

$$\left. \frac{I(z + \Delta z, t) - I(z, t)}{\Delta z} \right|_{\lim_{\Delta z \rightarrow 0}} = -C \left. \frac{\partial V(z + \Delta z, t)}{\partial t} \right|_{\lim_{\Delta z \rightarrow 0}}$$

$$\frac{\partial I(z, t)}{\partial z} = -C \frac{\partial V(z, t)}{\partial t}$$



Richiami di teoria delle linee di trasmissione

Il sistema

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z,t)}{\partial z} = -L \frac{\partial I(z,t)}{\partial t} \\ \frac{\partial I(z,t)}{\partial z} = -C \frac{\partial V(z,t)}{\partial t} \end{cases}$$

Già visto a Fondamenti di Elettromagnetismo prende il nome di *equazioni dei telegrafisti* e possono ridursi a una sola equazione differenziale del secondo ordine nella sola tensione o nella sola corrente

$$\frac{\partial^2 V(z,t)}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 V(z,t)}{\partial t^2};$$

$$\frac{\partial^2 I(z,t)}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 I(z,t)}{\partial t^2}$$

E, come ricorderete, la velocità del segnale è data da $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Mentre il rapporto tra tensione e corrente è $\frac{V}{I} = Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$



Richiami di teoria delle linee di trasmissione

Quello che non abbiamo visto a Fondamenti è come stimare L e C

La prima constatazione è che una linea di trasmissione a due conduttori trasporta un modo TEM, in cui le componenti longitudinali dei campi (lungo z) sono nulle.

La legge di Faraday è

$$\oint_{C_{xy}} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_{S_{xy}} \mu \mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{n}} dS$$

Ma il campo elettrico e il campo magnetico sono tutti sul piano xy , quindi il secondo integrale, se S è piatta, è nullo

$$\oint_{C_{xy}} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = 0$$

Di conseguenza il campo elettrico ha circuitazione nulla, come nel caso statico, è quindi **conservativo** e si può **definire un potenziale**.

Una conseguenza importante è che **la capacità per unità di lunghezza, che non dipende dalla frequenza, può quindi essere rilevata con misurazioni o analisi in continua**

E, in particolare, esistono numerosissimi pacchetti software che calcolano C risolvendo l'equazione di Laplace alle differenze finite.

Richiami di teoria delle linee di trasmissione

La legge di Ampere invece è

$$\oint_{C_{xy}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = I + \frac{\partial}{\partial t} \iint_{S_{xy}} \epsilon \mathbf{E} \cdot \hat{\mathbf{n}} dS$$

Ma ancora una volta il campo elettrico e il campo magnetico sono tutti sul piano xy , quindi il secondo integrale, se S è piatta, è nullo

$$\oint_{C_{xy}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = I$$

Di conseguenza il campo magnetico ha circuitazione pari alla corrente che attraversa S , esattamente come nel caso statico.

Una conseguenza importante è che *l'induttanza per unità di lunghezza, che non dipende dalla frequenza, può quindi essere rilevata con misurazioni o analisi in continua*

Richiami di teoria delle linee di trasmissione

È inoltre facile dimostrare come, se i due conduttori sono immersi in un mezzo *omogeneo*, sia

$$LC = \varepsilon\mu$$

Questo comporta che la velocità del segnale sulla linea sia la stessa dell'onda piana [e della luce] nel mezzo omogeneo

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}$$

Questo facilita il calcolo di L e C perché, se numericamente si riesce a ottenere C, allora

$$L = \frac{1}{Cv^2}$$

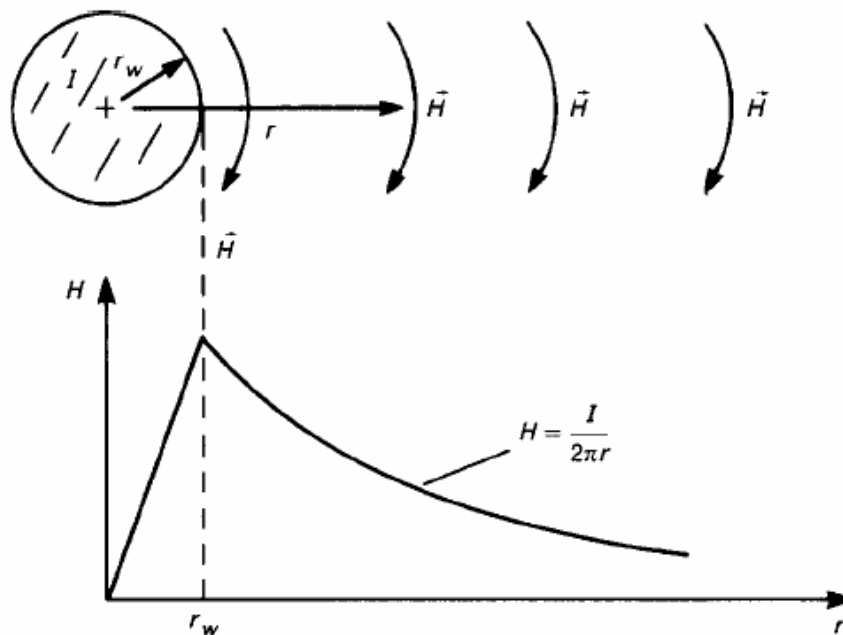
Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Consideriamo una struttura cilindrica indefinita, uno dei due conduttori della linea bifilare.

Se si lavora in continua la corrente interessa *uniformemente* tutto il filo

Si distingue quindi un'*induttanza interna* legata al campo magnetico interno al filo e un'*induttanza esterna* legata al campo magnetico in aria.

L'induttanza esterna è molto maggiore dell'interna, per cui è la prima a dominare in L





Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

L'induttanza può essere calcolata analiticamente nei tre casi presentati (linea bifilare, filo su piano di massa, cavo coassiale) se si suppone che la distribuzione di densità di corrente sia *uniforme* sul filo.

In realtà se vi è un secondo filo o comunque un secondo conduttore in prossimità il campo magnetico generato da questo secondo influenzerà le correnti sul primo causando una disuniformità [*effetto di prossimità*] che trascureremo.

Per un singolo filo uniforme:

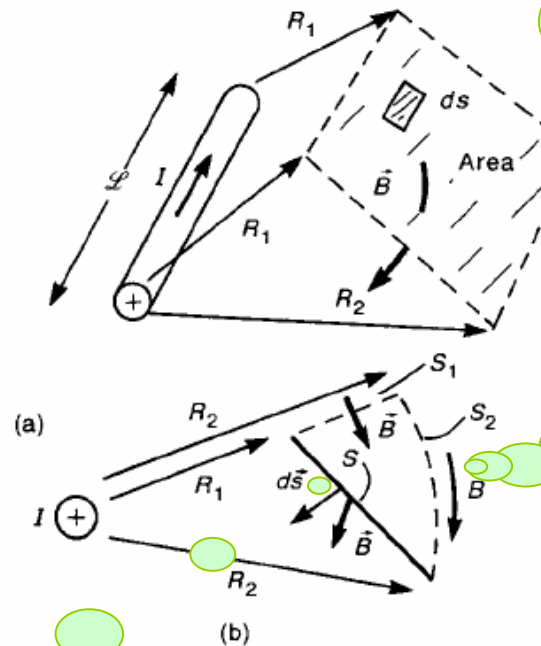
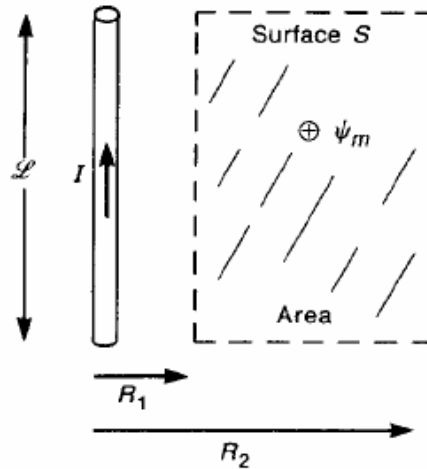
$$\oint_{C_{xy}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = I$$

Se C è una circonferenza centrata sul filo H è costante su essa ed è

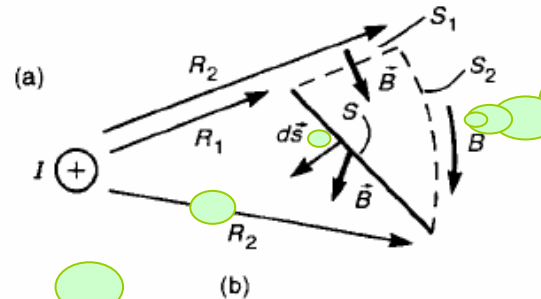
$$H = \frac{I}{\oint_{C_{xy}} d\mathbf{l}} = \frac{I}{2\pi r} \Rightarrow B = \frac{\mu I}{2\pi r}$$

Per stimare l'induttanza occorre valutare il flusso di B attraverso una superficie.

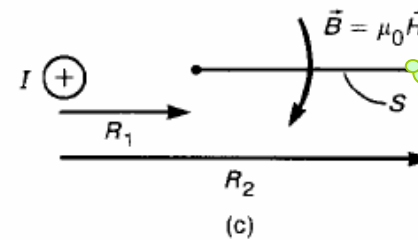
Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza



Superficie generica ma uniforme in z , quindi ad esso parallela



Possiamo pensare a un insieme di superfici coordinate con un sistema di riferimento cilindrico che formi, insieme alla superficie generica, una superficie chiusa



È importante valutare solo il flusso su una superficie a ϕ costante

Il flusso attraverso tutte le superfici aggiunte è zero, tranne per quell'unica di normale ϕ .

Siccome il flusso attraverso la superficie chiusa deve essere zero...

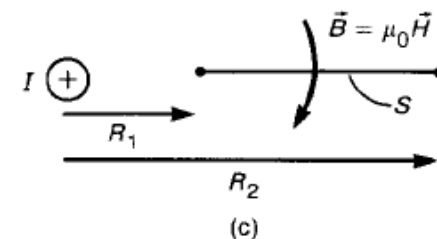
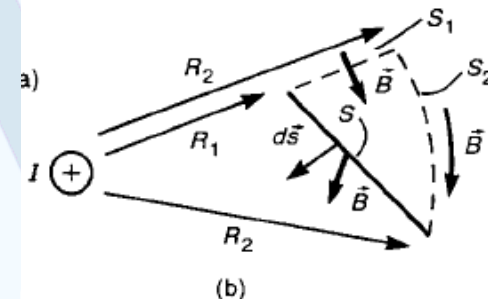
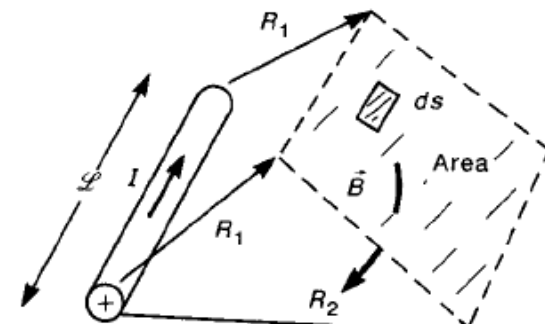
Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Matematicamente

$$\begin{aligned}
 \psi_m &= \iint_S \mathbf{B} \cdot \hat{\mathbf{n}} dS = \\
 &= \underbrace{\iint_{S_c} \mathbf{B} \cdot \hat{\mathbf{n}} dS}_{=0 \text{ per Gauss!}} - \iint_{S_1} \mathbf{B} \cdot (-\hat{\phi}) dS - \underbrace{\iint_{S_2} \mathbf{B} \cdot \hat{\mathbf{r}} dS}_{=0 \text{ perchè normali}} - \underbrace{\iint_{S_{end}} \mathbf{B} \cdot (\pm \hat{\mathbf{z}}) dS}_{=0 \text{ perchè normali}} = \\
 &= \iint_{S_1} \mathbf{B} \cdot \hat{\phi} dS = \iint_{S_1} \frac{\mu I}{2\pi r} \cdot \hat{\phi} dS = \\
 &= \frac{\mu I \Delta z}{2\pi} \int_{R_1}^{R_2} \frac{1}{r} dr = \\
 &= \frac{\mu I \Delta z}{2\pi} \ln \left(\frac{R_2}{R_1} \right)
 \end{aligned}$$

Quindi se Δz è un metro si ha il flusso del vettore induzione magnetica per unità di lunghezza pari a:

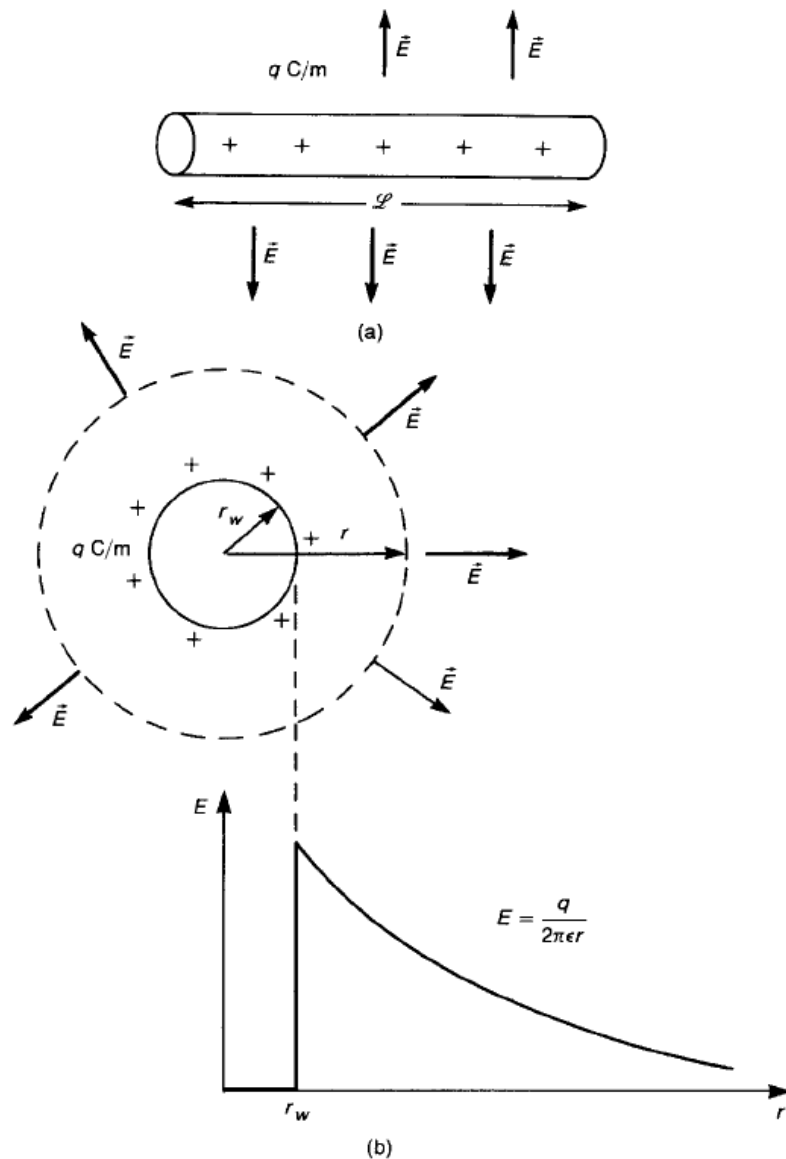
$$\psi_m = \frac{\mu I}{2\pi} \ln \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$$



Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Il secondo sottoproblema è quello di calcolare la differenza di potenziale fra due punti in prossimità di un filo caricato da una carica per unità di lunghezza di q Coulomb al metro.

Se il filo è solo nello spazio la distribuzione di carica è uniforme e, per ragioni di simmetria è lecito attendersi un campo elettrico radiale e dipendente solo da r .





Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

In realtà se vi è un secondo filo o comunque un secondo conduttore in prossimità il campo elettrico generato da questo secondo influenzerà le cariche sul primo causando una disuniformità [*effetto di prossimità*] che trascureremo.

Per un singolo filo uniforme:

$$\oiint_S \varepsilon \mathbf{E} \cdot \hat{\mathbf{n}} dS = Q_{\text{interne}}$$

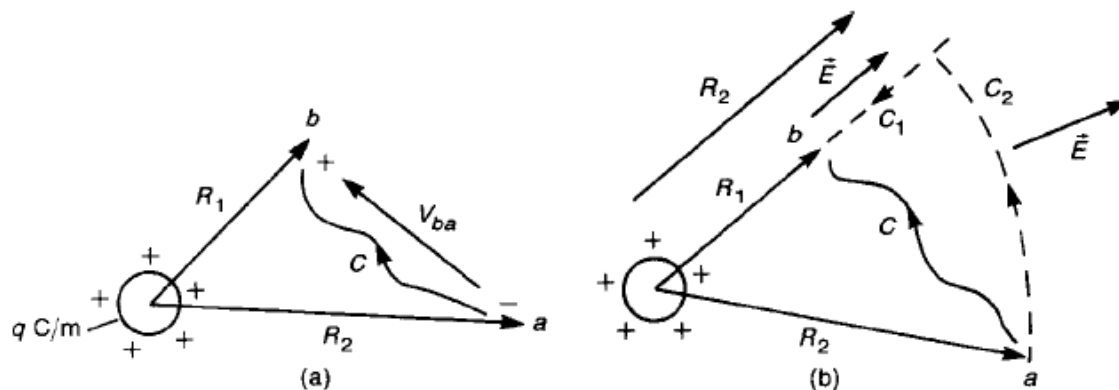
Se S è un cilindro centrato sul filo, di raggio r e altezza unitaria, si ha è

$$E = \frac{q \times [1m]}{\varepsilon \oiint_S \mathbf{r} \cdot \mathbf{n} dS} = \frac{q}{2\pi\varepsilon r} \Rightarrow D = \frac{q}{2\pi r}$$

Essendo evidentemente nullo il flusso sulle basi del cilindro.

Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

La differenza di potenziale fra due punti generici si ottiene con l'integrale di linea.

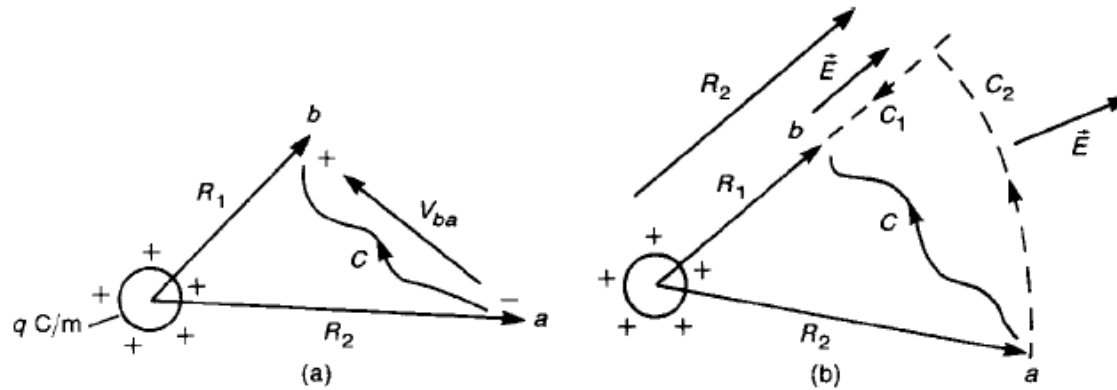


Ancora una volta il percorso può essere chiuso con tre tratti di linea coordinati.

La Circuitazione sul percorso chiuso ottenuto è nulla perché il campo elettrico è conservativo.

Dell'integrale sulle quattro linee uno è quello cercato, gli altri tre sono integrali su linee coordinate e due di essi sono nulli perché il campo elettrico è radiale

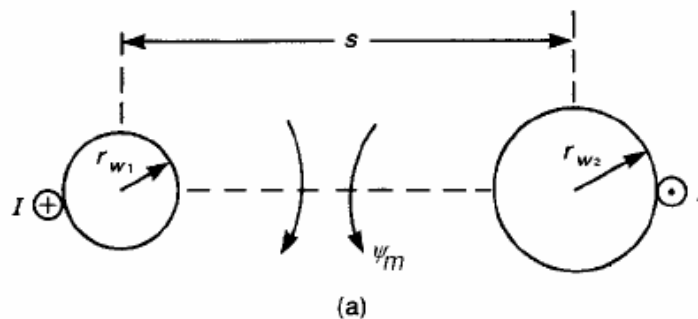
Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza



$$\begin{aligned}
 V &= - \int_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \\
 &= - \left[\underbrace{\oint_{C_c} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l}}_{=0 \text{ conservativo!}} - \int_{C_1} \mathbf{E} \cdot (-\hat{\mathbf{r}}) dr - \underbrace{\int_{C_2} \mathbf{E} \cdot (\pm \hat{\boldsymbol{\phi}}) dS}_{=0 \text{ perchè normali}} - \underbrace{\int_{C_3} \mathbf{E} \cdot (\pm \hat{\mathbf{z}}) dS}_{=0 \text{ perchè normali}} \right] = \\
 &= - \int_{C_1} \mathbf{E} \cdot \hat{\mathbf{r}} dr = - \int_{C_1} \frac{q}{2\pi\epsilon r} dr = \\
 &= - \frac{q}{2\pi\epsilon} \int_{R_2}^{R_1} \frac{1}{r} dr = \\
 &= \frac{q}{2\pi\epsilon} \ln \left(\frac{R_2}{R_1} \right)
 \end{aligned}$$

Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Grazie ai due sottoproblemi a filo singolo analizzati siamo ora in grado di trattare una linea di trasmissione reale quale la linea bifilare:



Per il flusso di induzione magnetica, se ciascun filo trasporta la stessa corrente I , in verso opposto, il flusso *tra i fili* è

$$\psi_m = \frac{\mu I}{2\pi} \ln \left(\frac{s - r_{w2}}{r_{w1}} \right) + \frac{\mu I}{2\pi} \ln \left(\frac{s - r_{w1}}{r_{w2}} \right)$$

$$\psi_m = \frac{\mu I}{2\pi} \ln \left(\frac{(s - r_{w2})(s - r_{w1})}{r_{w1} r_{w2}} \right)$$

Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Questo nell'ipotesi che le correnti siano uniformemente distribuite, e quindi, in ultima analisi, che

$$s \gg \max[r_{w1}, r_{w2}]$$

Quindi si può approssimare il flusso con

$$\psi_m \cong \frac{\mu I}{2\pi} \ln \left(\frac{s^2}{r_{w1} r_{w2}} \right)$$

Tipicamente l'errore di questa formula è circa il 3% per $s \geq 5 \max[r_{w1}, r_{w2}]$

L'induttanza per unità di lunghezza è quindi definita in termini del flusso che passa tra i due fili:

$$L = \frac{\psi_m}{I} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{s^2}{r_{w1} r_{w2}} \right)$$

Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Se, come quasi sempre accade, i fili sono di egual raggio:

$$L = \frac{\mu}{\pi} \ln \left(\frac{s}{r_w} \right)$$

Ovvero

$$L = 0.4 \ln \left(\frac{s}{r_w} \right) \quad [\mu H / m]$$

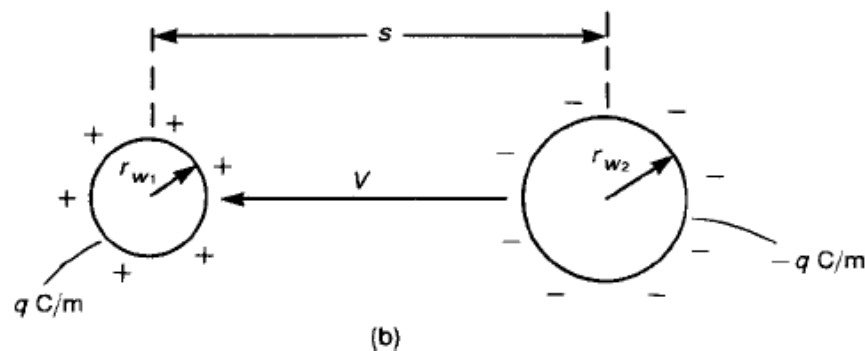
$$L = 10.16 \ln \left(\frac{s}{r_w} \right) \quad [nH / in.]$$

Per i pignoli la formula esatta è:

$$L = \frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{s}{2r_w} \right) = \frac{\mu}{\pi} \ln \left(\frac{s}{2r_w} + \sqrt{\left(\frac{s}{2r_w} \right)^2 - 1} \right)$$

Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Per quanto riguarda la capacità.... Supposti i fili carichi di una carica per unità di lunghezza di egual valore e segno opposto...



La differenza di potenziale fra i due fili è data dalla somma tra le differenze di potenziale dovute a ciascun filo (sempre ipotizzando che la carica resti distribuita uniformemente anche in presenza dell'altro filo)

$$V = \frac{q}{2\pi\epsilon} \ln\left(\frac{s - r_{w2}}{r_{w1}}\right) + \frac{q}{2\pi\epsilon} \ln\left(\frac{s - r_{w1}}{r_{w2}}\right)$$

$$V = \frac{q}{2\pi\epsilon} \ln\left(\frac{(s - r_{w2})(s - r_{w1})}{r_{w1}r_{w2}}\right)$$

Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Con la già citata semplificazione

$$V \cong \frac{q}{2\pi\epsilon} \ln\left(\frac{s^2}{r_{w1}r_{w2}}\right)$$

Se poi i fili sono di egual raggio

$$V \cong \frac{q}{\pi\epsilon} \ln\left(\frac{s}{r_w}\right)$$

La capacità per unità di lunghezza è data dal rapporto q/V

$$C = \frac{q}{V} = \frac{\pi\epsilon}{\ln(s/r_w)}$$
$$C = \frac{27.78}{\ln(s/r_w)} \quad [pF/m]$$
$$C = \frac{0.706}{\ln(s/r_w)} \quad [pF/in.]$$

Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Per esempio, una piattina costituita da due cavi da 7.5 mils separati da 50 mils (1 mil -> 1 millesimo di pollice)

$$\frac{50}{7.5} = 6.7$$

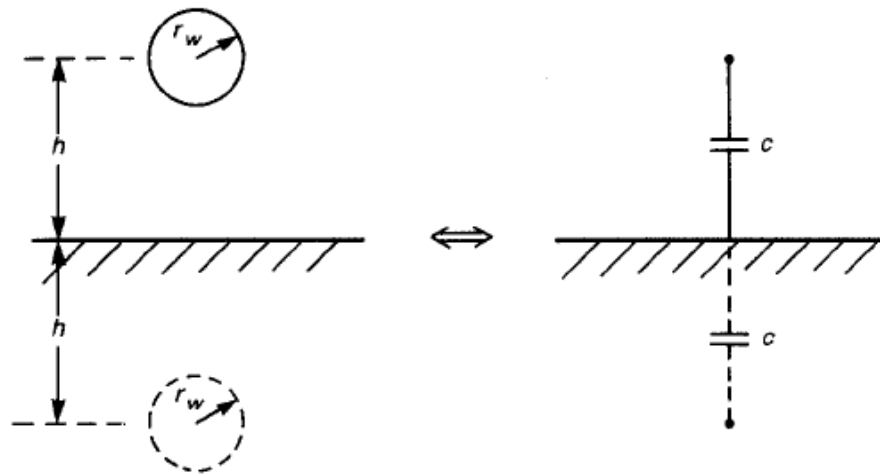
Siamo nel caso di applicabilità delle formule approssimate

$$L = \frac{\mu}{\pi} \ln \left(\frac{50}{7.5} \right) = 19.27 \text{ nH} / \text{in.} = 0.579 \text{ } \mu\text{H} / \text{m}$$

$$C = \frac{\pi \epsilon}{\ln(s / r_w)} = 0.372 \text{ pF} / \text{in.} = 14.64 \text{ pF} / \text{m}$$

Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Per la linea filare su piano di massa...



... si ricorre al principio delle immagini per la linea bifilare!

La capacità in questo caso è doppia rispetto alla linea bifilare con $s=2h$, per cui

$$C \cong \frac{2\pi\epsilon}{\ln(2h/r_w)}$$

Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Per l'induttanza usiamo la formula

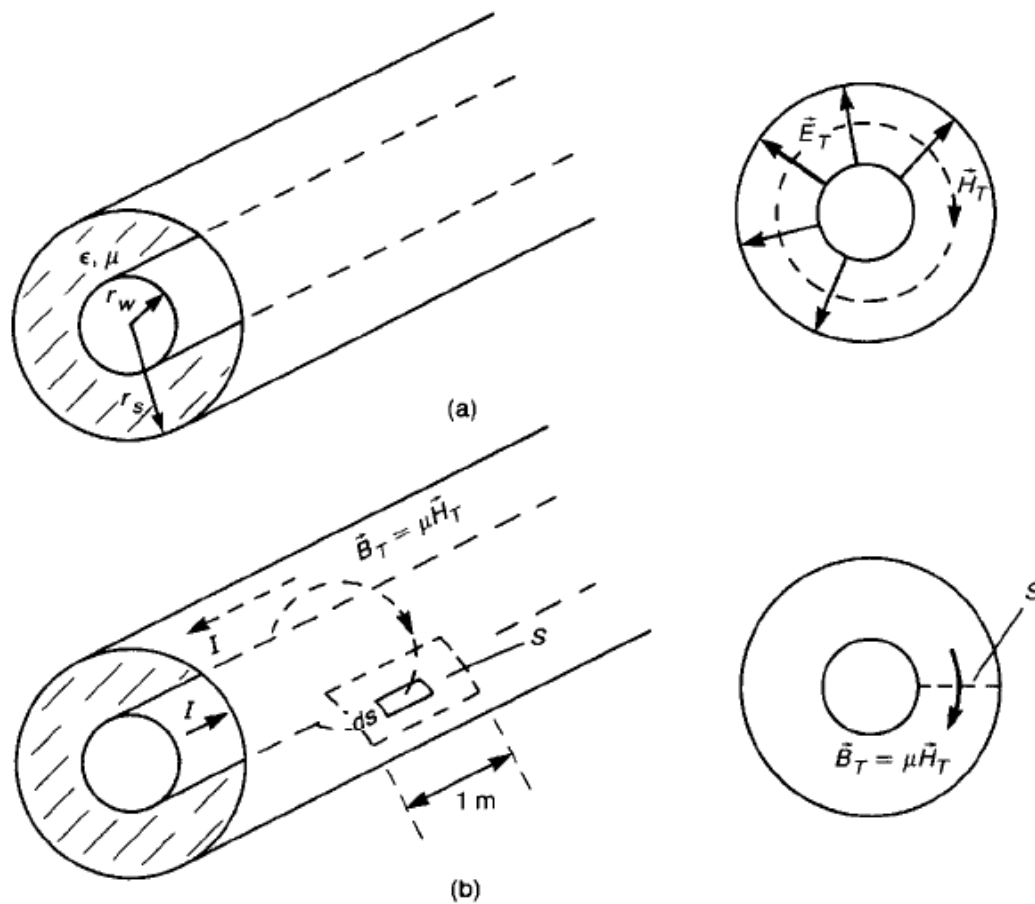
$$L = \frac{1}{Cv^2}$$

Per cui

$$L = \frac{1}{Cv^2} = \frac{\mu\epsilon}{C} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r_w}\right)$$

Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

Resta il cavo coassiale





Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

La simmetria resta quella del singolo filo (cilindrica) con campo elettrico radiale e magnetico azimutale.

Grazie al fatto che gli assi dei due cilindri sono coincidenti, stavolta la descrizione con campo elettrico radiale e magnetico azimutale è *esatta* anche per i due conduttori!

In altre parole questa struttura non presenta effetti di prossimità.

Le relazioni *esatte* sono quindi

$$B = \frac{\mu I}{2\pi r}$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{r_s}{r_w} \right)$$

$$L = 0.2 \ln \left(\frac{r_s}{r_w} \right) \quad [\mu H / m]$$

$$L = 5.08 \ln \left(\frac{r_s}{r_w} \right) \quad [nH / in.]$$

Induttanze e Capacità per Unità di Lunghezza

E, per la capacità

$$E = \frac{q}{2\pi\epsilon}$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{r_s}{r_w}\right)}$$

$$C = \frac{55.56\epsilon_r}{\ln\left(\frac{r_s}{r_w}\right)} \quad [pF / m]$$

$$C = \frac{1.4\epsilon_r}{\ln\left(\frac{r_s}{r_w}\right)} \quad [pF / in.]$$

Dove si è esplicitamente tenuto conto del fatto che fra i due conduttori non v'è l'aria ma un dielettrico generico

Analisi nel Dominio del Tempo

Fino agli anni '80 le frequenze in gioco erano così basse che la lunghezza della linea di trasmissione era influente nella maggior parte dei casi.

Questo non è più vero alle attuali frequenze dei dispositivi digitali.

Vi è un primo effetto evidente.

La velocità finita di propagazione dell'onda sulla linea fa sì che il segnale iniettato a un capo della linea *arrivi con un certo ritardo* all'altro capo della linea.

Se l è la lunghezza della linea e v la velocità di propagazione dell'impulso il ritardo è

$$T_D = \frac{l}{v}$$

Se la linea è in aria v è pari alla velocità della luce ($c = 299800000\text{m/s}$)

Se la linea è un cavo coassiale $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$

Se la linea è una microstriscia occorre determinare dei parametri equivalenti.

Analisi nel Dominio del Tempo

Ritardo di una linea in aria:

$$T_D = 3.33\text{ns/m}; \quad 3.33\text{ps/mm}$$

Ritardo di una microstriscia:

$$\text{Vetronite } (\varepsilon_r = 4.7) \rightarrow (\varepsilon_r^{eq} = (4.7 + 1)/2 = 2.85) \rightarrow T_D = 5.6\text{ns/m}; \quad 5.6\text{ps/mm}$$

Ritardo di un cavo coassiale:

$$\text{Teflon } (\varepsilon_r = 2.1) \rightarrow T_D = 4.8\text{ns/m}; \quad 4.8\text{ps/mm}$$

Un clock che sia un'onda quadra di duty cycle 50% e frequenza 1GHz ha un periodo pari a 1ns!

Analisi nel Dominio del Tempo

Un problema più critico rispetto al ritardo è però quello dell'*integrità del segnale*.

Ovvero la certezza che la forma del segnale in uscita sia uguale alla forma del segnale in ingresso.

Questa forma può essere modificata da due fenomeni:

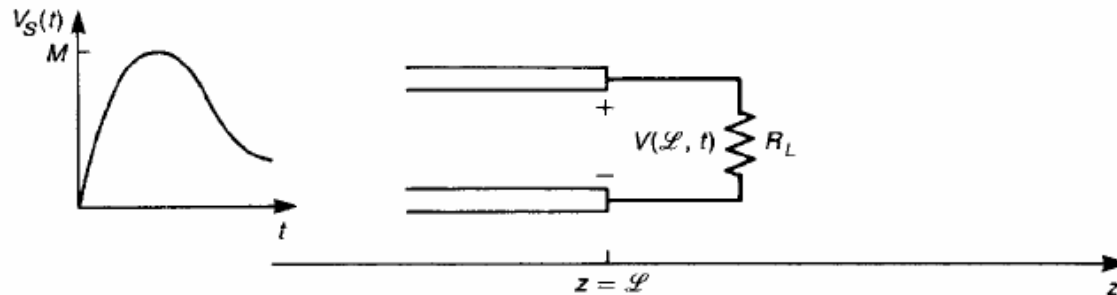
- ❖ *Dispersività della linea*; le componenti spettrali del segnale viaggiano con velocità diverse funzioni della frequenza.
- ❖ *Disadattamento del generatore e del carico*; i disadattamenti causano riflessioni multiple che si sovrappongono al segnale.

Il primo problema non è presente sulle linee bifilari e sul cavo coassiale, che sono strutture TEM non dispersive.

È presente, ma marginale, nella microstriscia, che è una struttura Quasi-TEM.

Analisi nel Dominio del Tempo

Il problema delle riflessioni multiple si può risolvere nel dominio del tempo. Tensione e corrente sulla linea sono:



$$V(z, t) = V^+ \left(t - \frac{z}{v} \right) + V^- \left(t + \frac{z}{v} \right)$$

$$I(z, t) = \underbrace{\frac{1}{Z_0} V^+ \left(t - \frac{z}{v} \right)}_{I^+} - \underbrace{\frac{1}{Z_0} V^- \left(t + \frac{z}{v} \right)}_{I^-}$$

con

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Integrità del Segnale

Quando l'onda di tensione/corrente dalla linea incide sul carico in l nasce un'onda riflessa:

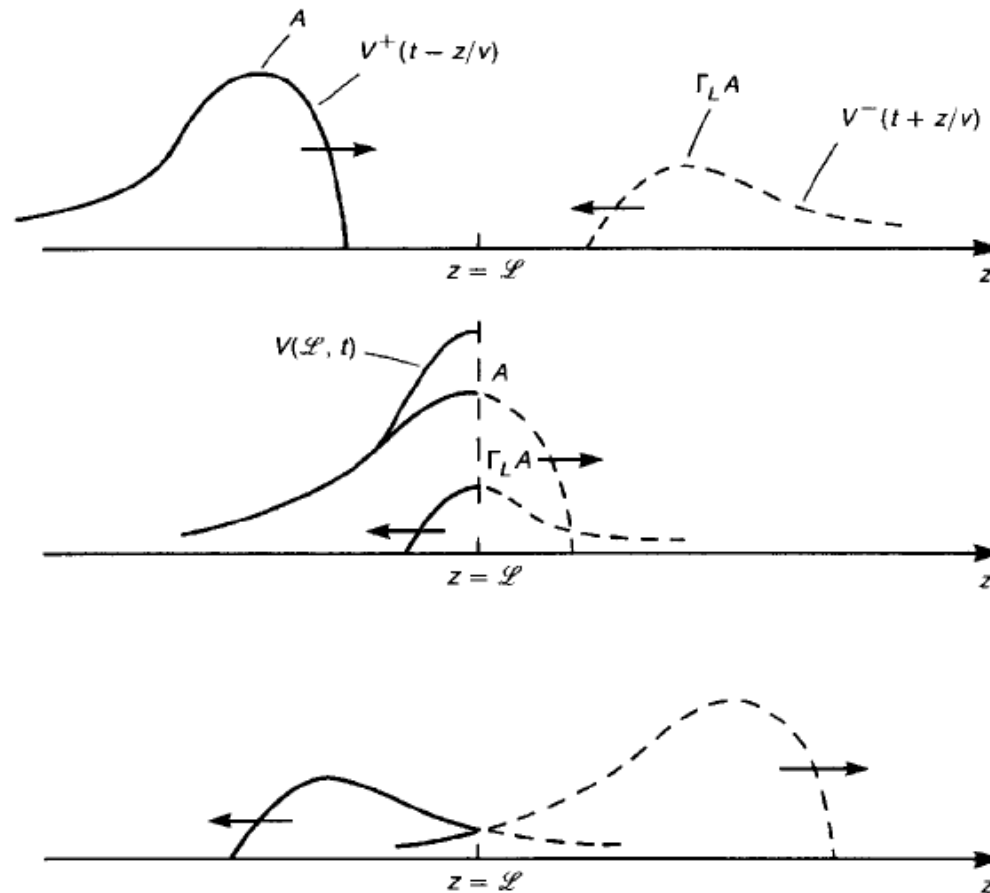
$$\begin{aligned}V^{-}\left(t+\frac{l}{v}\right) &= \Gamma_L V^{+}\left(t-\frac{l}{v}\right) + \\I^{-}\left(t+\frac{l}{v}\right) &= -\Gamma_L I^{+}\left(t-\frac{l}{v}\right)\end{aligned}$$

con

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Integrità del Segnale

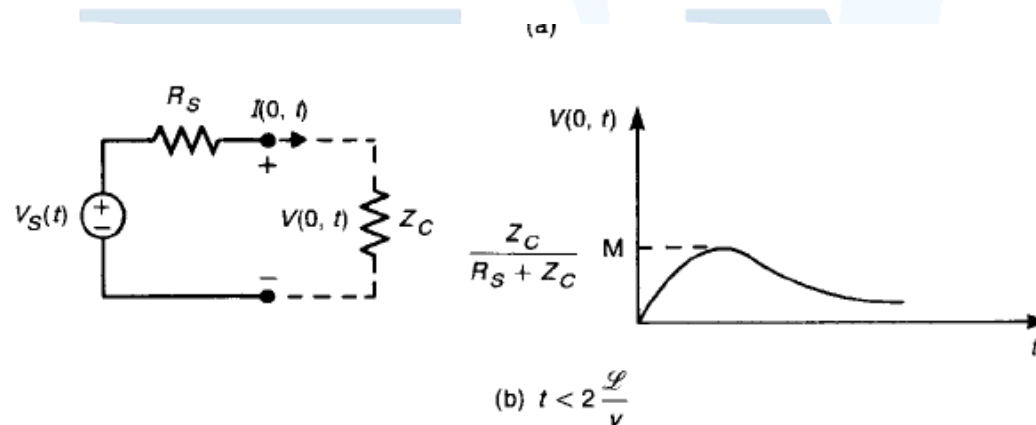
Nel tempo:



Integrità del Segnale

L'onda riflessa torna però al generatore, dove è presente un nuovo coefficiente di riflessione, legato all'impedenza interna del generatore stesso

Questa riflessione di secondo ordine torna a essere un'onda progressiva che viaggia verso il carico

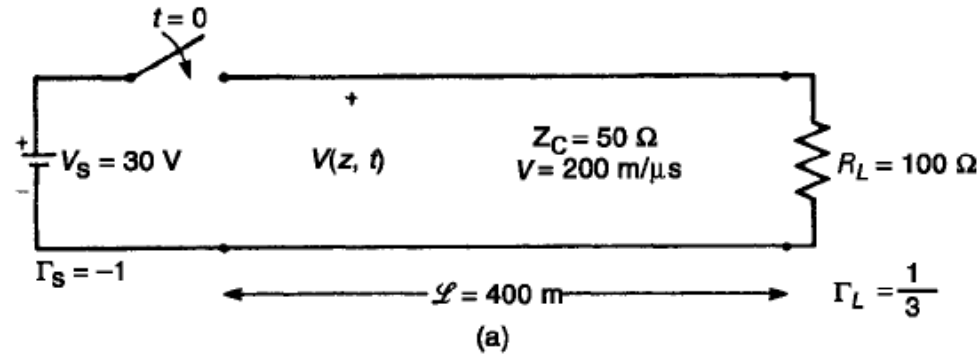


Se la linea di trasmissione è corta rispetto alla durata del segnale l'onda doppiamente riflessa arriva prima della fine del segnale diretto, deformandolo.

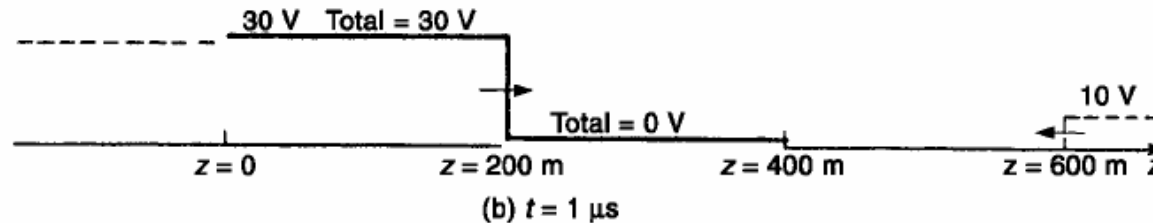
Se la linea è lunga rispetto alla durata dell'impulso si osserva invece un treno di impulsi. Le riflessioni multiple possono andare a sovrapporsi ai segnali successivi deformandoli.

Integrità del Segnale

Esempio



A $t=0$ l'interruttore si chiude. L'onda di tensione progressiva viaggia a $200\text{m}/\mu\text{s}$. Dopo $1\mu\text{s}$ il fronte d'onda è a metà strada.

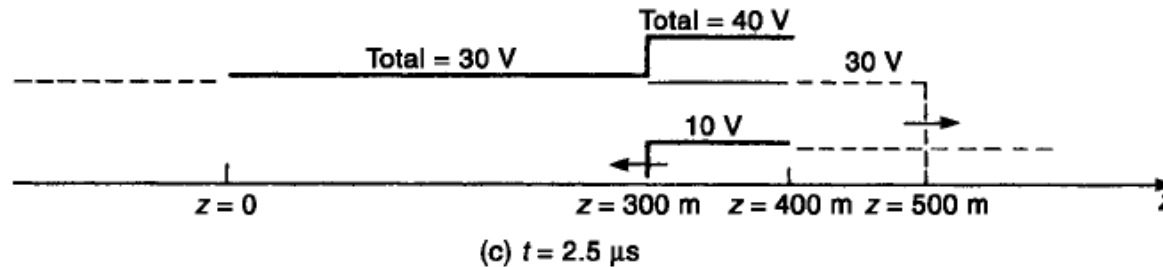


A livello concettuale l'onda riflessa può essere già visualizzata, 200m oltre il carico, propagantesi nella direzione delle z negative e di ampiezza $1/3$ dell'onda incidente.

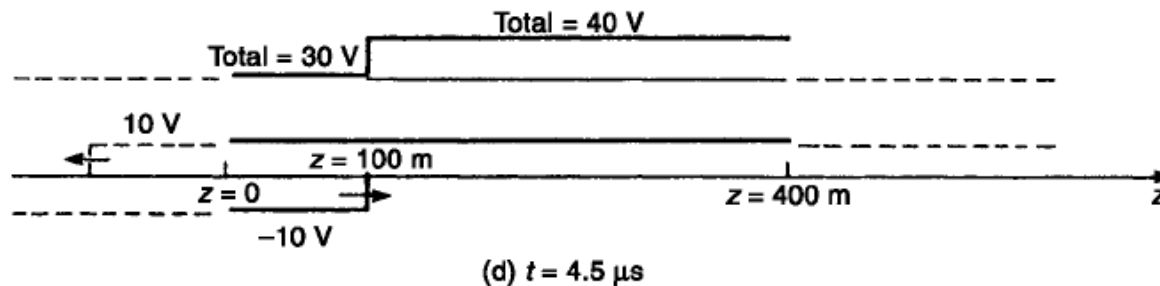
Integrità del Segnale

Esempio

Dopo $2.5\mu\text{s}$ l'onda riflessa è reale. La sua presenza causa una sovratensione sul carico e sugli ultimi 100m di linea.



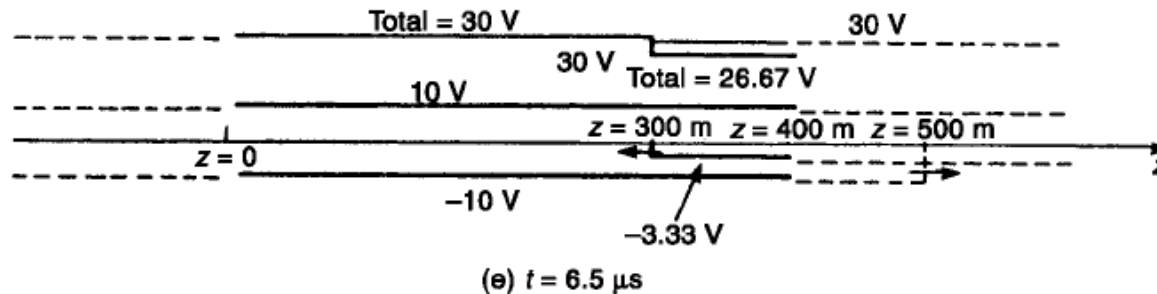
Dopo $4\mu\text{s}$ l'onda riflessa subisce una riflessione sulla resistenza interna del generatore, in questo caso nulla. Nasce quindi una nuova onda progressiva di ampiezza uguale ma segno negativo. A $2.5\mu\text{s}$ la situazione è



Integrità del Segnale

Esempio

Dopo $6.5\mu\text{s}$ dalla chiusura dell'interruttore l'onda progressiva di secondo ordine si riflette sul carico, dando luogo a un'onda regressiva di secondo ordine di ampiezza -3.33V

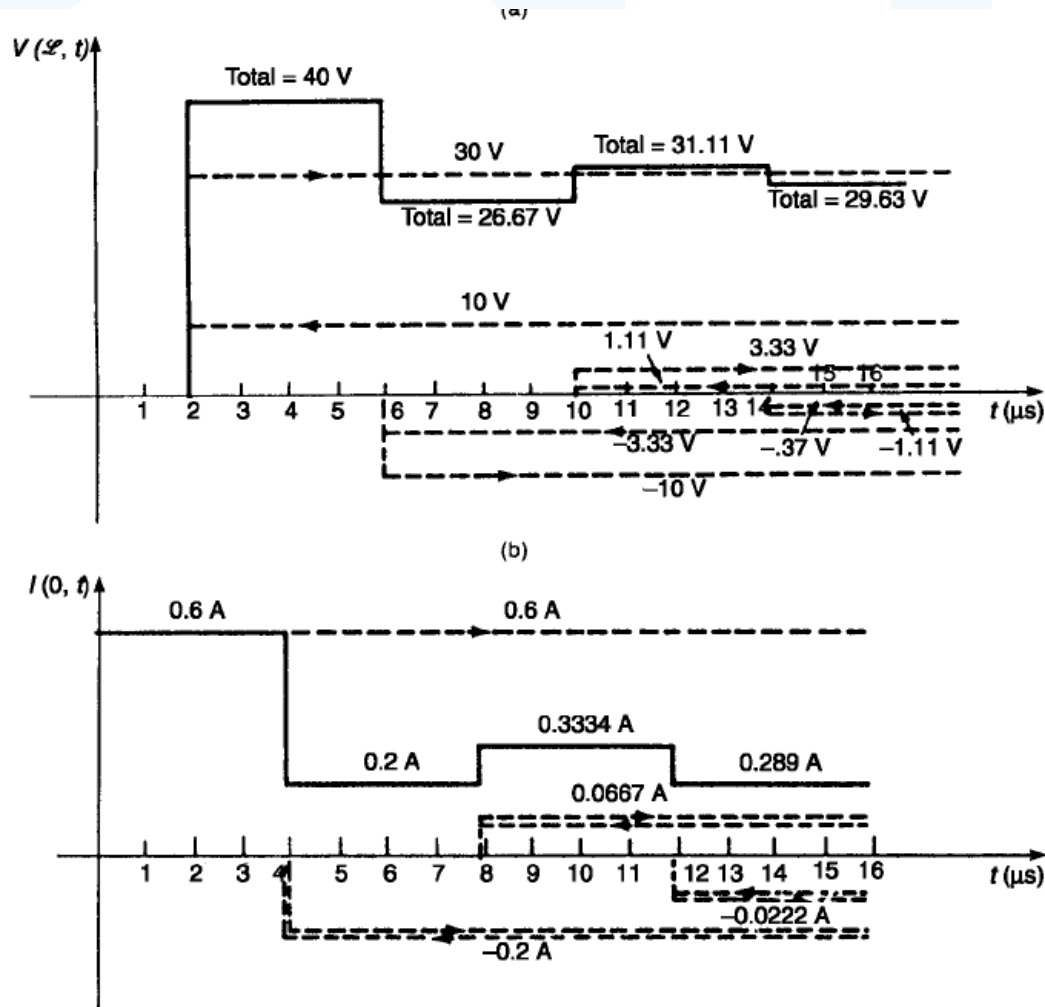


Il processo va avanti, in teoria all'infinito, fino al regime, dove la tensione è 30V su tutta la linea.

Integrità del Segnale

Esempio

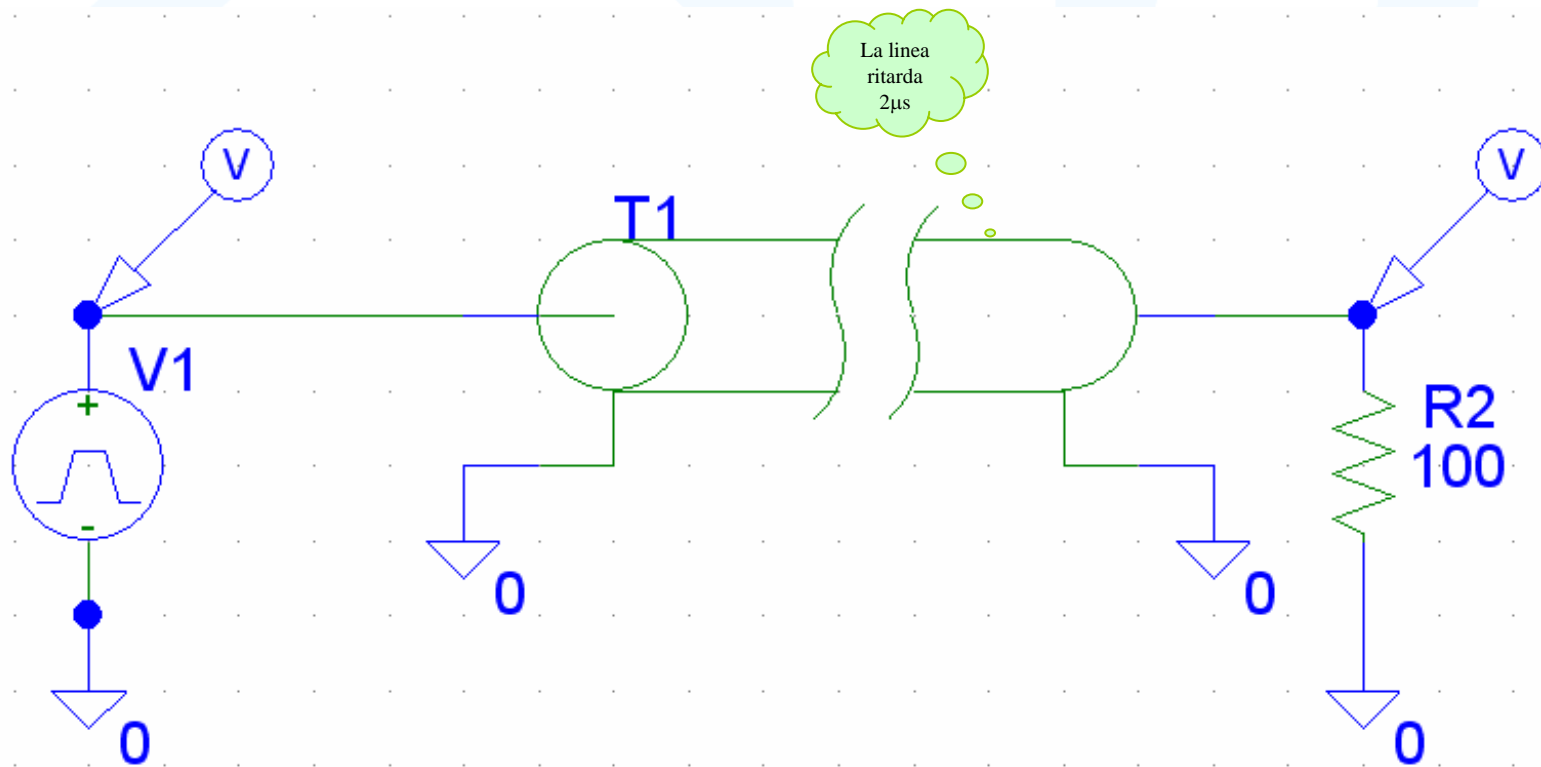
La tensione e la corrente sul carico in funzione del tempo risultano:



Integrità del Segnale

Esempio

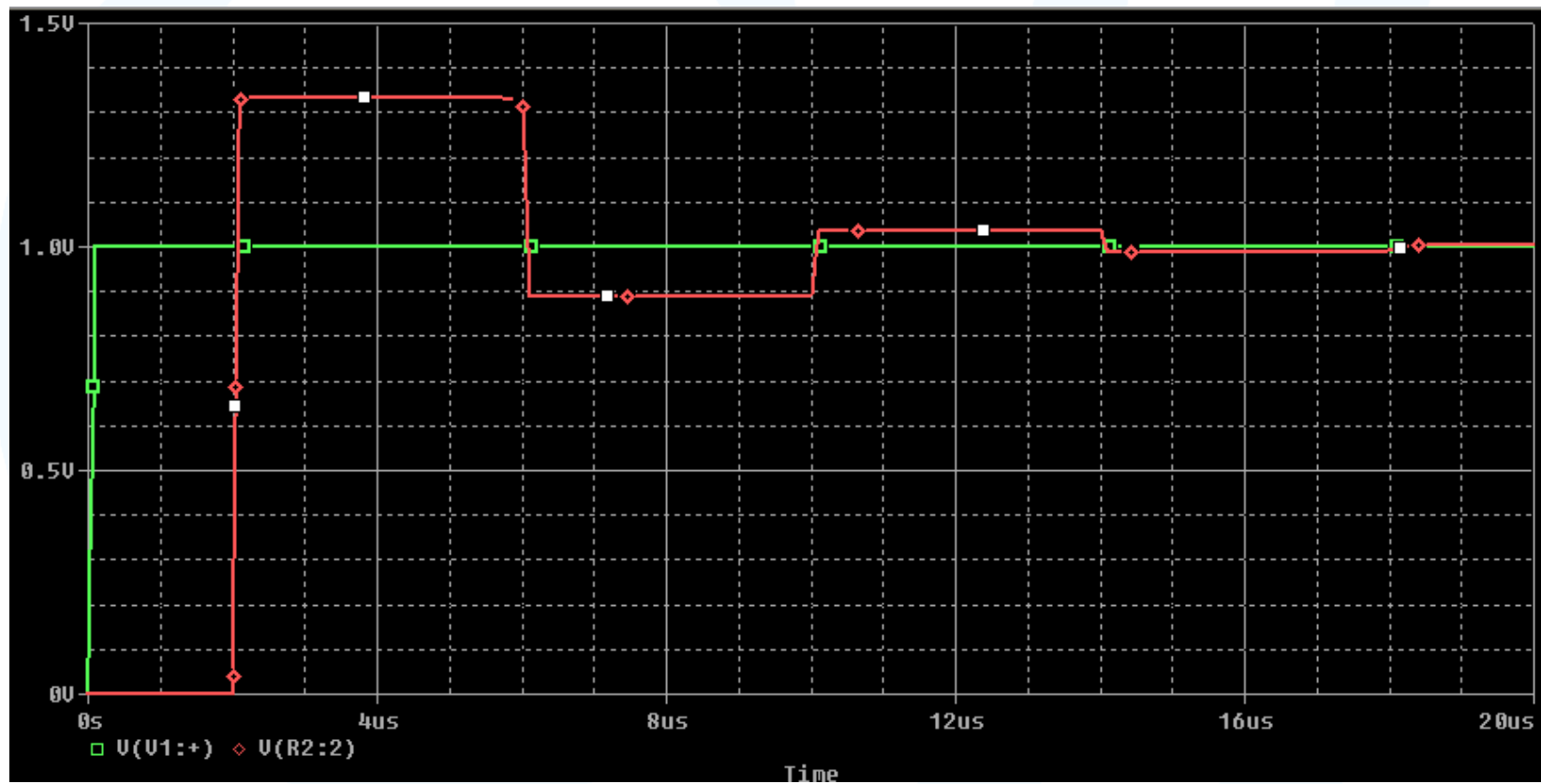
Modello Spice



Integrità del Segnale

Esempio

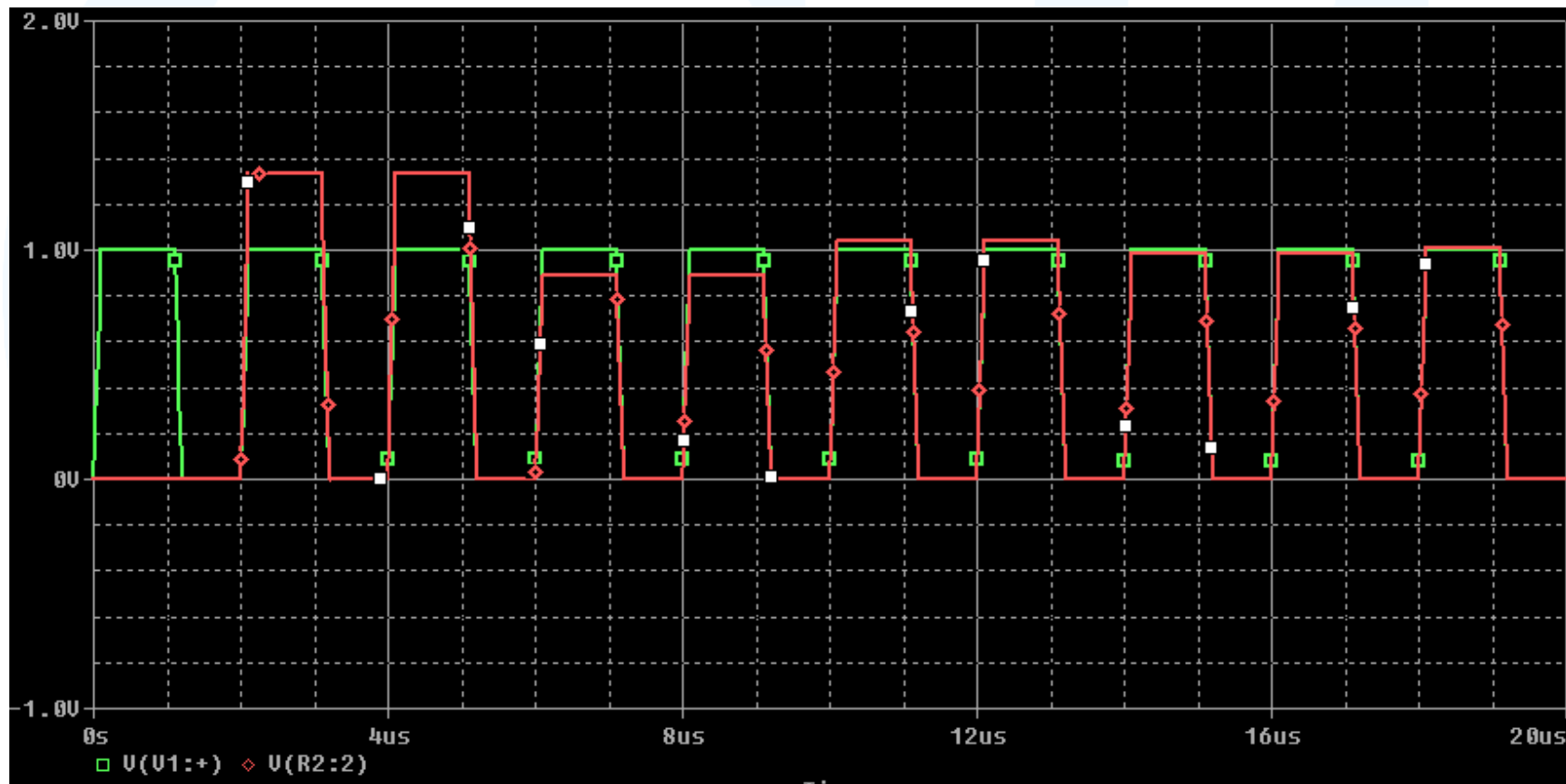
Simulazione (Tempo di salita 100ns)



Integrità del Segnale

Esempio

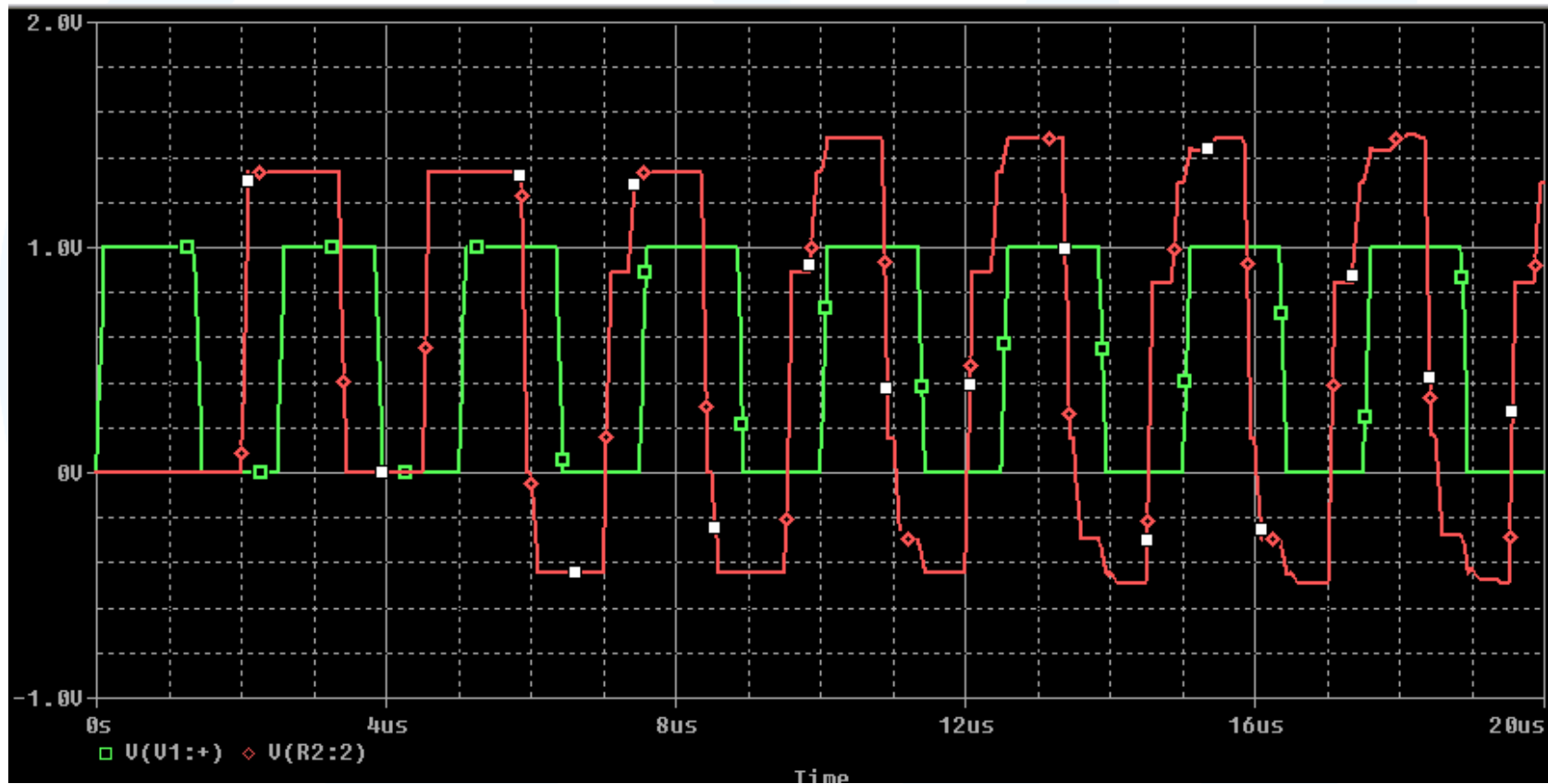
Stesso problema ma con un treno di impulsi di tempo di salita e discesa 100ns, periodo 2 μ s e duty cycle 50%.



Integrità del Segnale

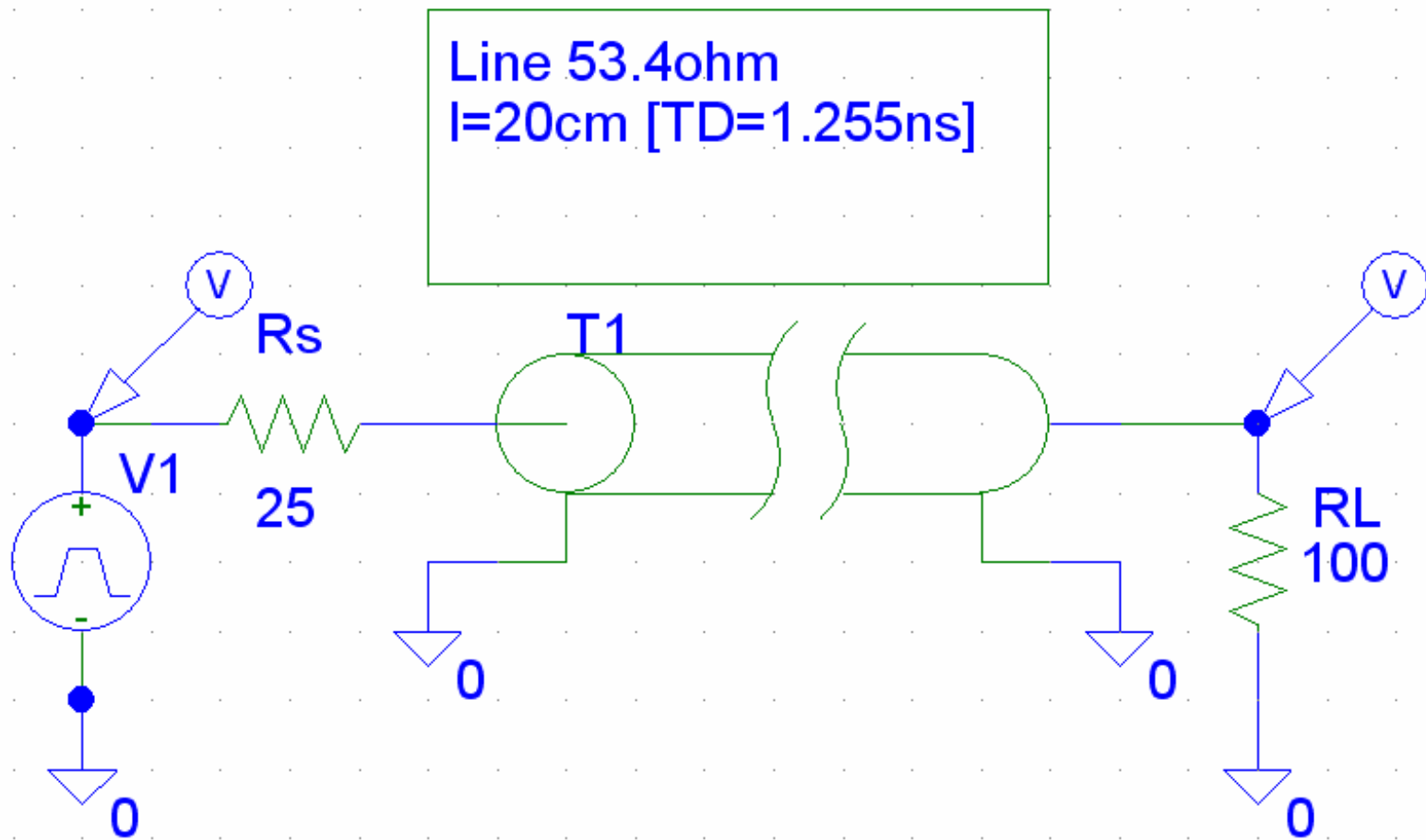
Esempio

Stesso problema ma con un treno di impulsi di tempo di salita e discesa 100ns, periodo 2.5 μ s e duty cycle 50%.



Integrità del Segnale

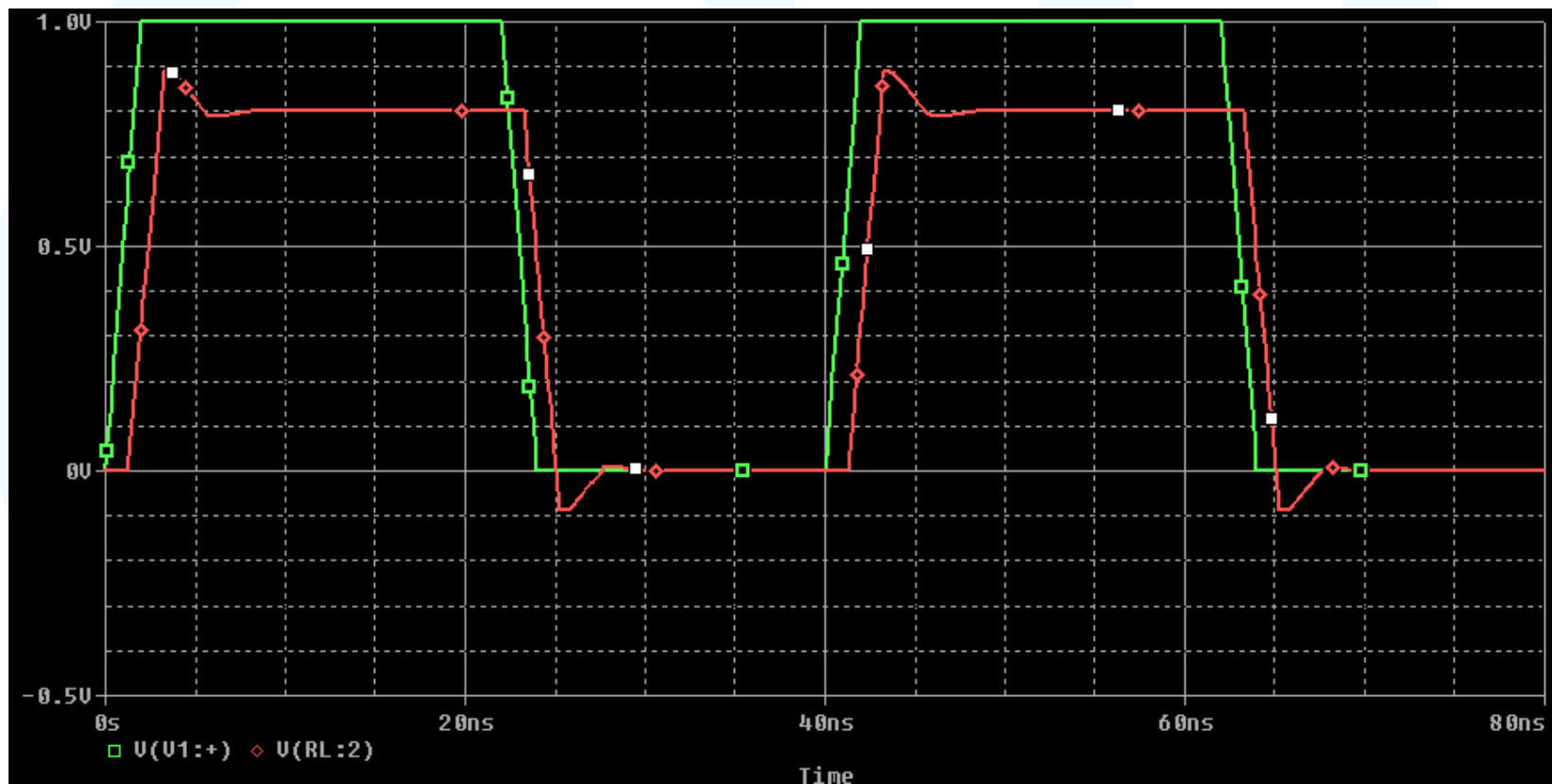
Esempio



Integrità del Segnale

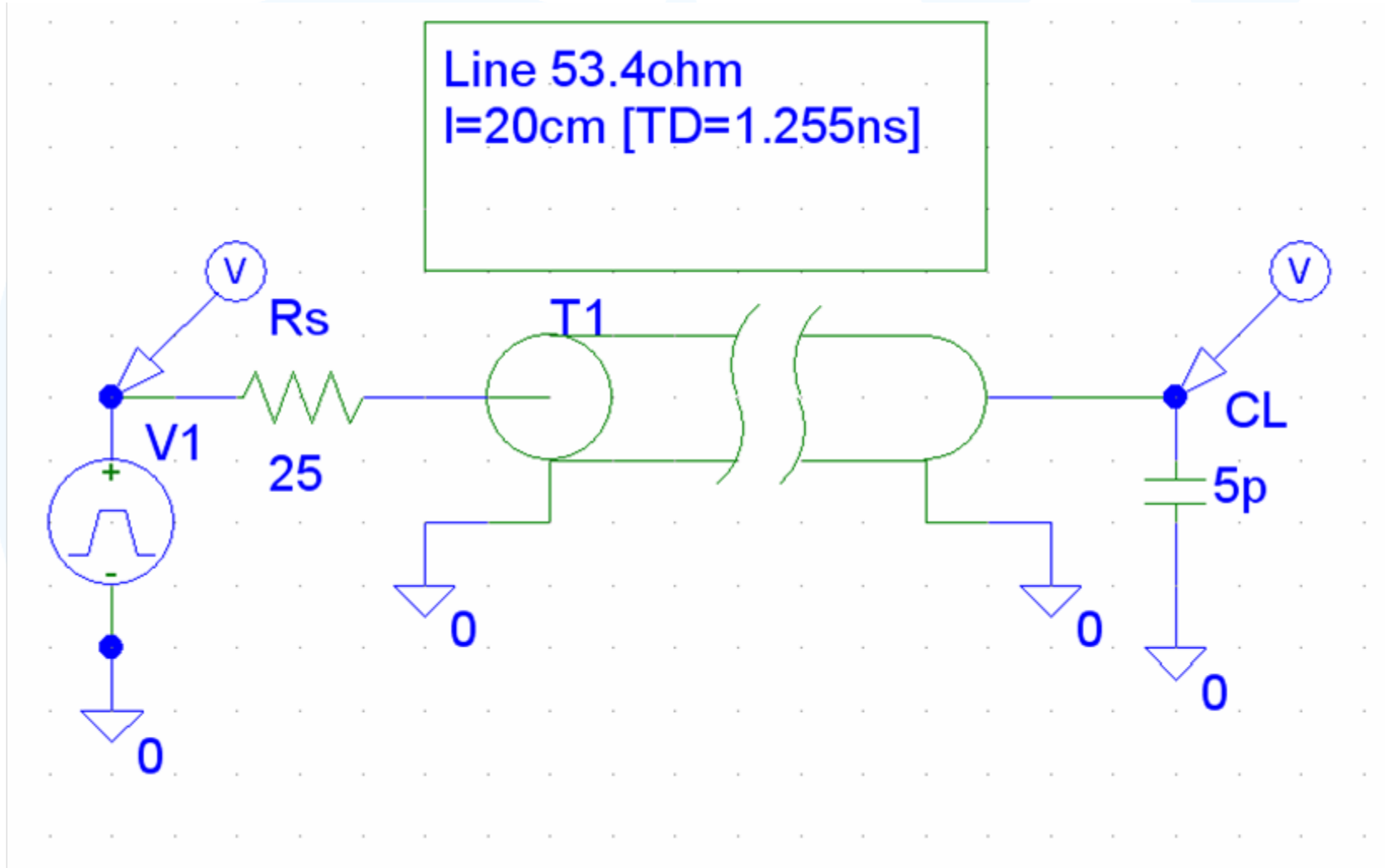
Esempio

Treno di impulsi di tempo di salita e discesa 2ns, periodo 40 μ s e duty cycle 50%.



Integrità del Segnale

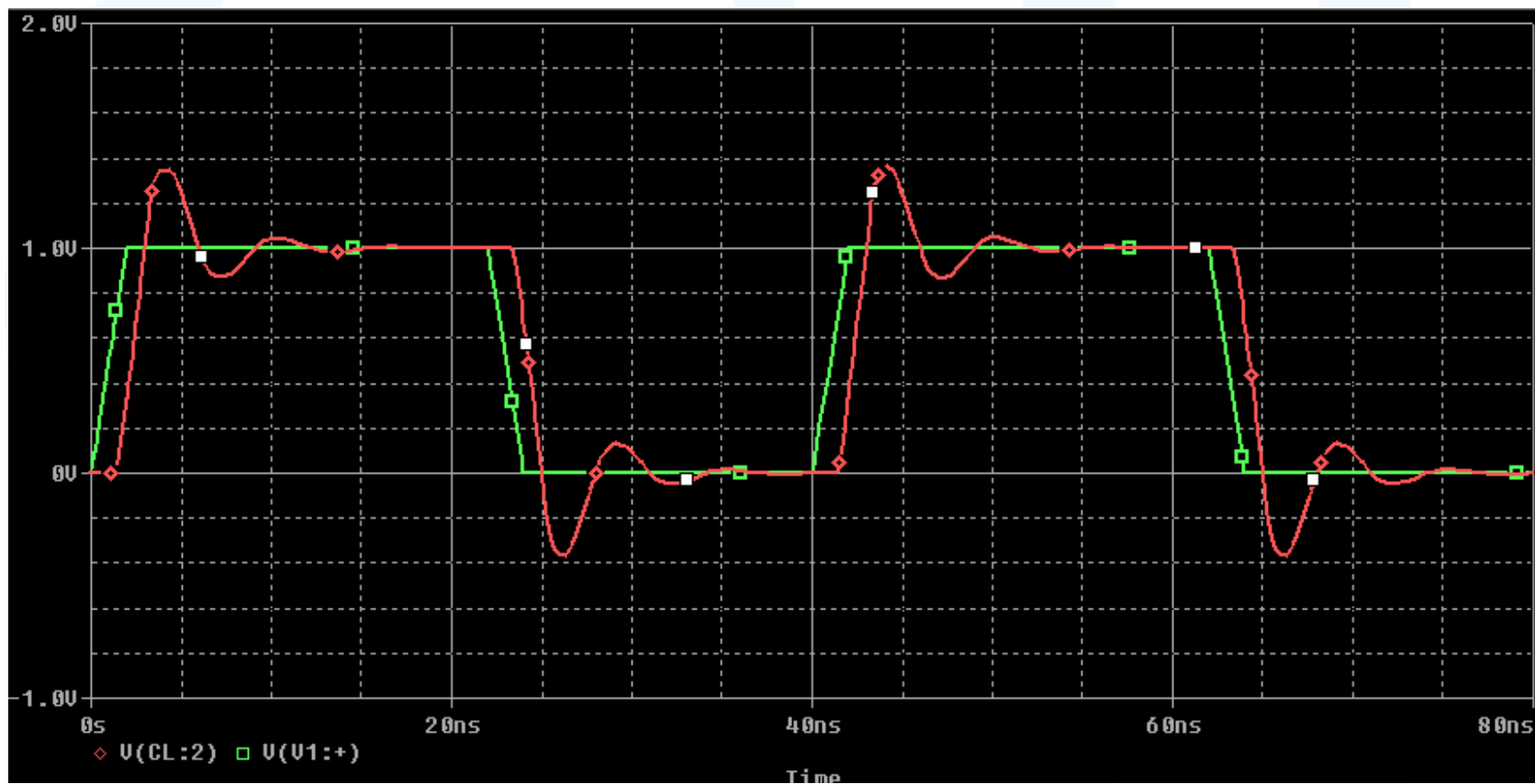
Esempio



Integrità del Segnale

Esempio

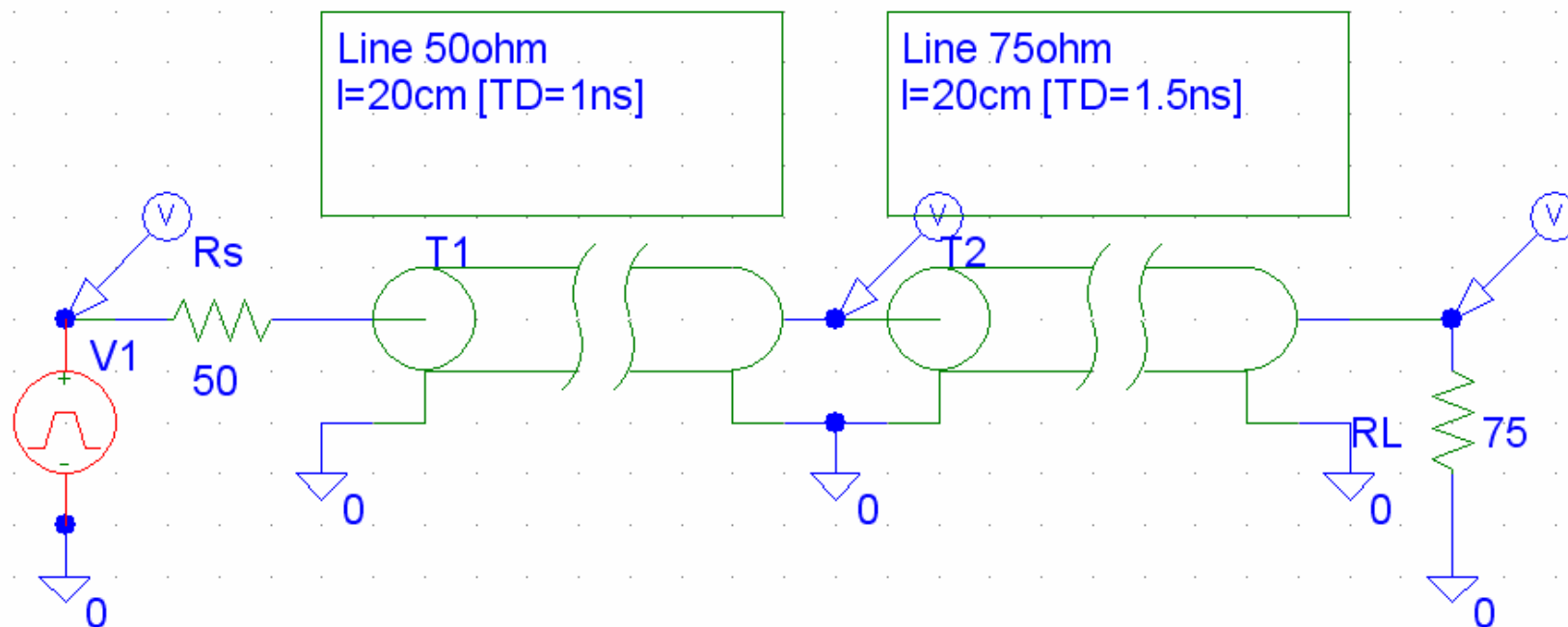
Treno di impulsi di tempo di salita e discesa 2ns, periodo 40μs e duty cycle 50%.



Integrità del Segnale

Esempio

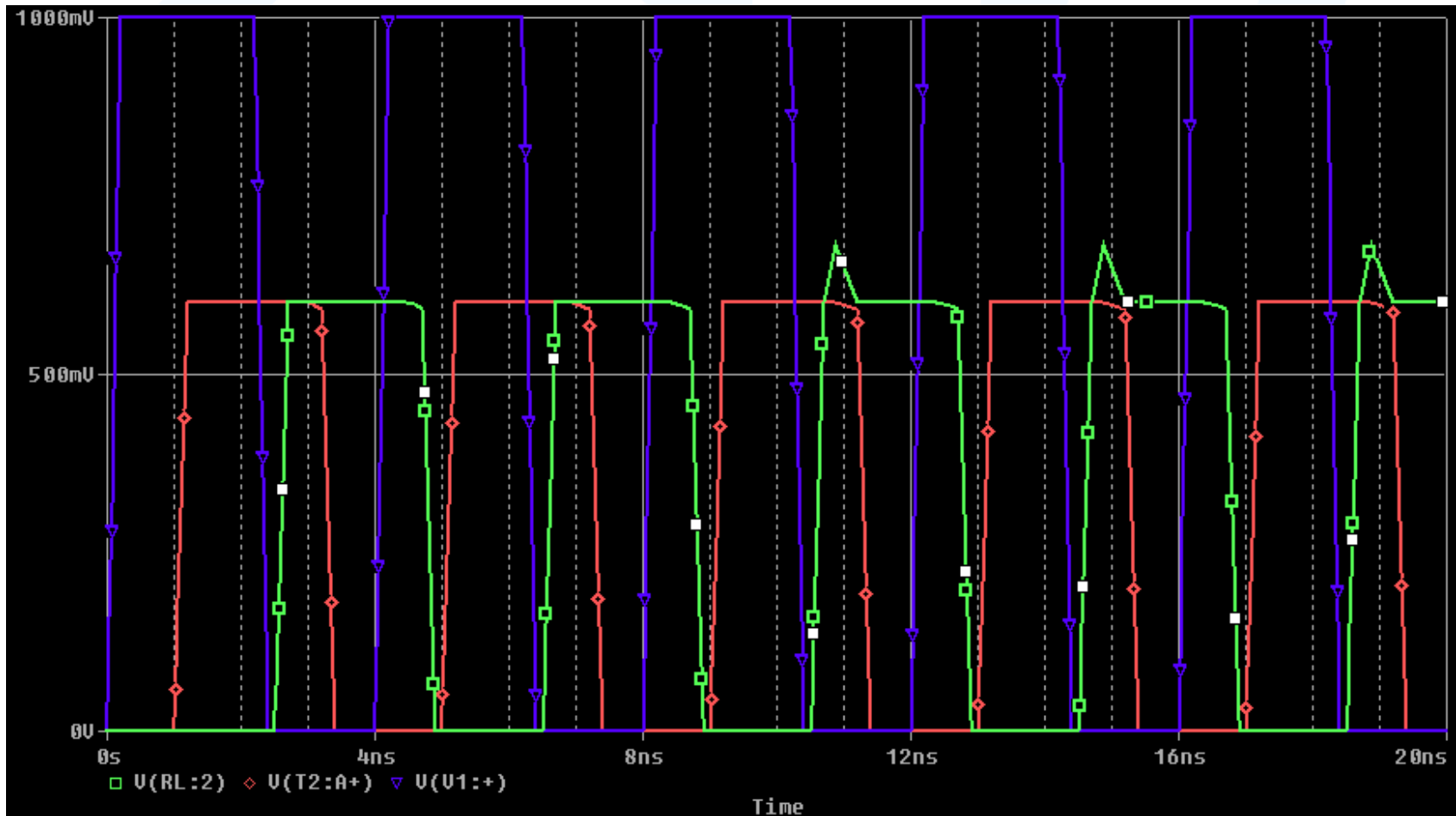
Discontinuità sulla linea



Integrità del Segnale

Esempio

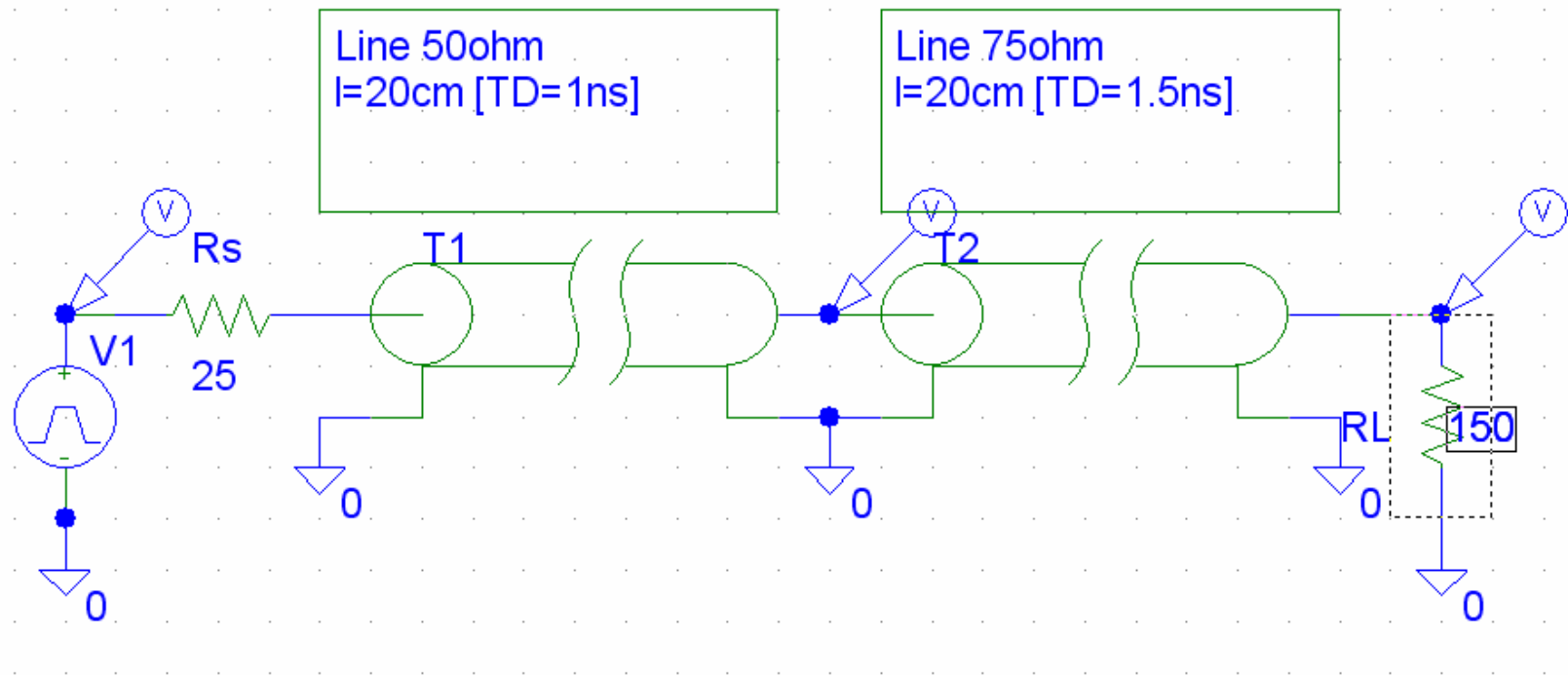
Treno di impulsi di tempo di salita e discesa 0.2ns, periodo 4 μ s e duty cycle 50%.



Integrità del Segnale

Esempio

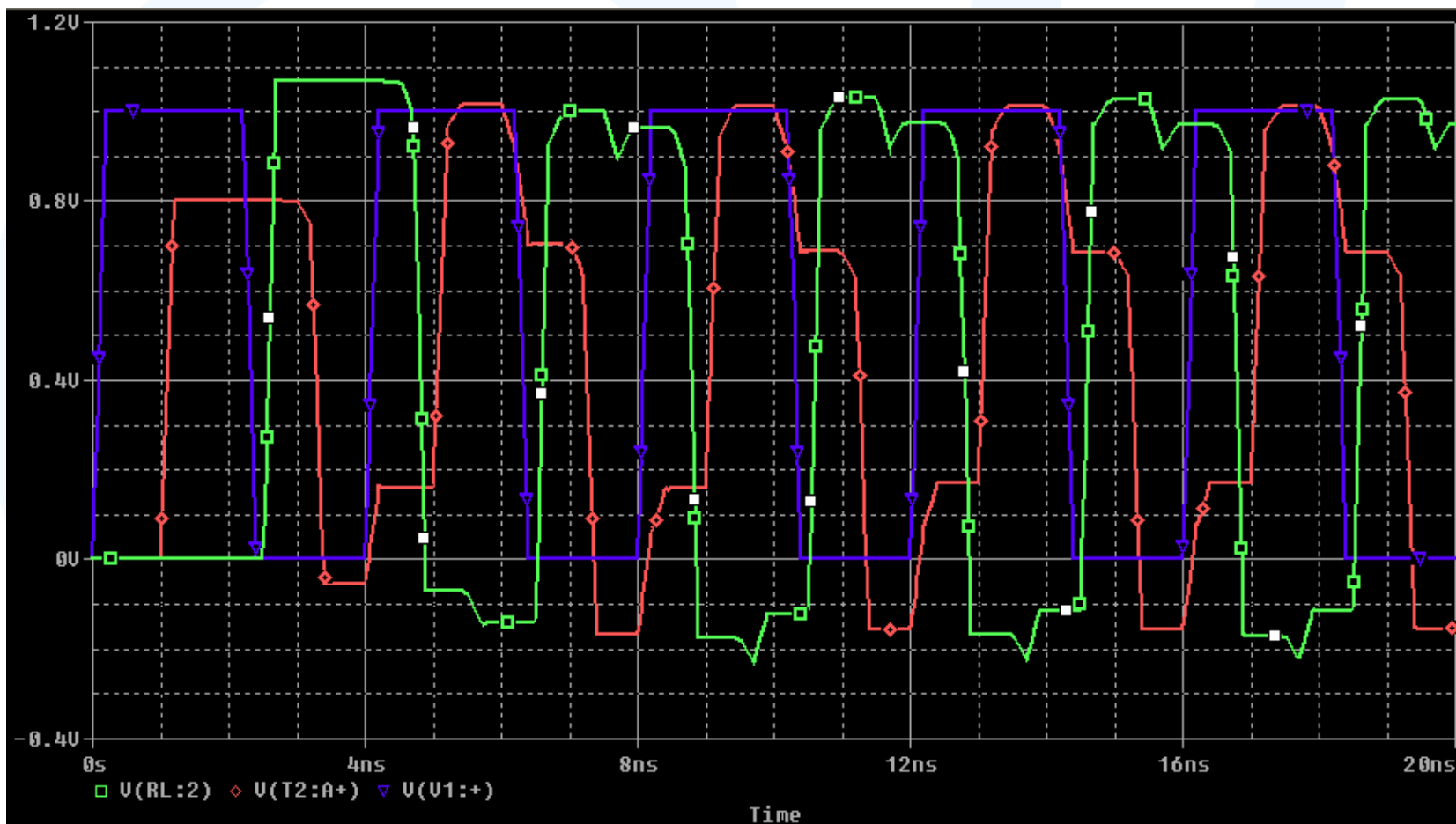
Discontinuità sulla linea e disadattamento a entrambi i lati



Integrità del Segnale

Esempio

Treno di impulsi di tempo di salita e discesa 0.2ns, periodo 4μs e duty cycle 50%.



Un momento di Pausa

Si definiscono Emissioni Compromettenti I segnali che, se intercettati o analizzati, possono portare alla scoperta di informazioni classificate.

TEMPEST[Telecommunications Electronics Material Protected From Emanating Spurious Transmissions]

Un esempio eccellente è fornito dai modem e fax che utilizzano il chipset Rockwell DataPump e molti modem U.S. Robotics. Quando questi operano generano emissioni elettromagnetiche intense che possono essere intercettate e demodulate a distanza, anche con semplici radio VHF.