

# Tecnica

delle **Alte**

# Tensioni



## **IMPORTANTE**

Questi appunti non sono stati concepiti per essere sostitutivi né dei libri di testo, né tantomeno delle lezioni tenute dai professori.

Sono il mio strumento di preparazione all'esame, ma dato che nell'arco della mia carriera universitaria sono stati utili a varie colleghi ho deciso di renderli pubblicamente accessibili.

Per raggiungere la preparazione necessaria ad affrontare l'esame questi appunti non sono sufficienti: sono troppo sintetici ed essenziali.

Sono un valido strumento per prepararsi all'esame, non supporto di studio.

Alcune parti potrebbero essere incomplete o magari errate, sono pur sempre state scritte da uno studente. Per questo il libro di testo resta la fonte più affidabile e completa di informazioni.

Detto questo vi auguro un buono studio e in bocca al lupo per l'esame.

Emanuele "Laeman" Freddi

<b>1. GENERALITÀ .....</b>	<b>5</b>
1.1. Definizioni .....	5
1.2. Prove in alta tensione .....	6
1.3. Comportamento alla scarica degli isolamenti.....	8
<b>2. GENERAZIONE DI ALTE TENSIONI .....</b>	<b>10</b>
<b>2.2. Generatori di impulsi .....</b>	<b>10</b>
2.2.1. Generatore di impulsi monostadio .....	10
2.2.2. Rendimento in tensione.....	12
2.2.3. Dimensionamento del circuito generatore di impulsi monostadio .....	13
2.2.4. Generatori di impulsi multistadio .....	17
2.2.5. Problemi di innesco e sincronizzazione nei generatori multistadio.....	19
2.2.5.1. Sistema ad innesco libero .....	19
2.2.5.2. Sistema a comando manuale .....	20
<b>2.3. Prove ad impulso su trasformatori .....</b>	<b>22</b>
2.3.1. Richiami sulle sovratensioni nei trasformatori .....	23
2.3.2. Dimensionamento del circuito.....	25
<b>2.4. Generatori di alta tensione continua .....</b>	<b>28</b>
2.4.1. Circuito raddrizzatore di Cockroft–Walton .....	29
2.4.2. Circuito raddrizzatore di Allibone o bilanciato.....	31
2.4.3. Circuito quadruplicatore e moltiplicatore di Cockroft–Walton .....	32
2.4.4. Circuito moltiplicatore di Allibone .....	34
<b>2.5. Generatori elettrostatici.....</b>	<b>35</b>
2.5.1. Generatore di Van de Graaff.....	36
2.5.2. Generatore di Felici.....	39
<b>2.6. Generatori di alta tensione alternata.....</b>	<b>40</b>
2.6.1. Generatori di alta tensione AT in cascata .....	43
2.6.2. Generatori di alta tensione AT risonanti serie .....	44
2.6.3. Apparecchiature di controllo, protezione e connessione dei generatori HVAC .....	48
2.6.4. Utilizzo dei generatori HVAC per generare impulsi di manovra .....	49
<b>3. TECNICHE DI MISURA IN ALTA TENSIONE.....</b>	<b>51</b>
<b>3.1. Introduzione .....</b>	<b>51</b>
<b>3.2. Generalità sui sistemi di misura.....</b>	<b>52</b>
3.2.1. Introduzione.....	52
3.2.2. Risposta al gradino.....	53
3.2.2.1. Tempo di risposta.....	53
3.2.2.2. Misura del tempo di risposta .....	55
3.2.3. Errori introdotti dal sistema di misura .....	56
<b>3.3. Trasduttori.....</b>	<b>58</b>
3.3.1. Divisore resistivo puro .....	59
3.3.1.1. Effetto del carico .....	60
3.3.2. Divisore resistivo compensato .....	61
3.3.3. Divisore capacitivo smorzato .....	62
3.3.3.1. Effetto del carico .....	64
3.3.4. Divisore resistivo-capacitivo .....	66

3.3.5. Divisore capacitivo .....	67
<b>3.4. Collegamenti.....</b>	<b>69</b>
3.4.1. Collegamento AT .....	69
3.4.1.1. Determinazione sperimentale di <b>Rd</b> .....	70
3.4.2. Collegamento BT .....	71
3.4.2.1. Attenuazione introdotta dal collegamento BT .....	71
3.4.2.2. Adattamento dell'impedenza nei divisori resistivi .....	72
3.4.2.3. Adattamento dell'impedenza nei divisori capacitivi .....	72
<b>3.5. Interferenze e rumore .....</b>	<b>73</b>
3.5.1. Metodi di riduzione delle interferenze .....	74
3.5.1.1. Riduzione delle interferenze per accoppiamento induttivo .....	74
3.5.1.2. Riduzione delle interferenze per accoppiamento resistivo .....	74
3.5.1.3. Riduzione delle interferenze per accoppiamento capacitivo .....	74
3.5.1.4. Riduzione delle interferenze per accoppiamento elettromagnetico diretto .....	75
3.5.1.5. Altri accorgimenti per ridurre le interferenze .....	75
3.5.2. Valutazione del segnale di disturbo .....	76
<b>4. GENERATORI DI CORRENTI IMPULSIVE.....</b>	<b>77</b>
<b>4.1. Prove sugli scaricatori .....</b>	<b>78</b>
<b>4.2. Misure di correnti impulsive.....</b>	<b>79</b>
<b>5. COMPORTAMENTO NEL TEMPO DEI DIELETTRICI.....</b>	<b>81</b>
<b>5.1. La curva di vita .....</b>	<b>82</b>
5.1.1. Tracciamento della curva di vita .....	83
<b>5.2. Richiami sulla scarica nei materiali solidi .....</b>	<b>84</b>
5.2.1. Proprietà dei materiali isolanti.....	84
5.2.1.1. Conducibilità .....	84
5.2.1.2. Angolo di perdita.....	84
5.2.2. Modelli di scarica .....	85
5.2.3. Il meccanismo della scarica termica.....	86
5.2.4. Il meccanismo della scarica intrinseca .....	88
<b>5.3. Richiami sulle distribuzioni statistiche e affidabilità.....</b>	<b>89</b>
5.3.1. Distribuzione normale di Gauss .....	89
5.3.2. Distribuzione di Weibull.....	90
5.3.2.1. Calcolo dei parametri della distribuzione di Weibull .....	90
5.3.3. Affidabilità.....	92
5.3.4. Tasso di guasto.....	93
5.3.4.1. Curva caratteristica del tasso di guasto. ....	93
<b>5.4. Invecchiamento termico.....</b>	<b>95</b>
5.4.1. Prove di vita termica .....	97
5.4.2. Classi di isolamento.....	98
<b>5.5. Invecchiamento elettrico.....</b>	<b>99</b>
<b>5.6. Invecchiamento combinato .....</b>	<b>101</b>

# 1. Generalità

---

## 1.1. Definizioni

---

Secondo la normativa internazionale si definisce:

- **tensione nominale di una sistema**, il valore della tensione con il quale il sistema elettrico è denominato e al quale sono riferite le sue caratteristiche;
- **tensione massima o minima di un sistema**, i valori più elevato e più basso della tensione che può verificarsi in un sistema elettrico in condizioni normali di esercizio; non vengono considerati le variazioni dovute ai guasti o al distacco improvviso di un carico. Generalmente queste variazioni devono essere compresi entro il  $\pm 10\%$  della tensione nominale;
- **tensione nominale di un elemento di un sistema**, il valore della tensione con il quale l'elemento è denominato e al quale sono riferite le sue caratteristiche di funzionamento. Tali valori devono possibilmente essere uguali alle tensioni nominali dei sistemi a cui appartengono, ma possono anche differire da questi;
- **tensione massima di riferimento per l'isolamento di un elemento di un sistema**, il valore più elevato della tensione al quale l'elemento può funzionare con continuità per quanto concerne il suo isolamento.

Classificazione dei livelli di tensione nominale secondo la normativa relativa agli impianti elettrici:

<b>Bassa tensione (BT)</b>	$V_n < 0,5 \text{ kV}$
<b>Media tensione (MT)</b>	$0,5 \text{ kV} < V_n < 30 \text{ kV}$
<b>Alta tensione (AT)</b>	$30 \text{ kV} < V_n < 220 \text{ kV}$
<b>Altissima tensione (AAT)</b>	$V_n > 220 \text{ kV}$

## 1.2. Prove in alta tensione

---

Le tensioni richieste per l'esecuzione delle prove in AT sono:

- **Tensioni continue:** vengono impiegate per le prove di elementi dei sistemi elettrici a tensione continua di esercizio. Le alte tensioni continue vengono impiegate per la misura di alcune proprietà dielettriche degli isolamenti (resistenza d'isolamento, polarizzazione dielettrica, ecc.). La normativa raccomanda che il fattore di ripple, definito come il rapporto tra l'ampiezza dell'ondulazione residua (la metà della differenza tra il massimo e il minimo dei valori assunti) ed il valor medio della tensione non superi il 5%;
- **Tensioni alternate a frequenza industriale:** vengono impiegate per la prova di elementi dei sistemi elettrici alla tensione alternata a frequenza industriale. La normativa raccomanda che la tensione di prova sia alternata sinusoidale; il rapporto tra valore di cresta e valore efficace sia pari a  $\sqrt{2}$  con una tolleranza del  $\pm 5\%$ ;
- **Tensioni transitorie:** vengono impiegate per lo studio del comportamento dei dielettrici ai transitori (es. sovratensioni) che si presentano nell'esercizio dei sistemi elettrici. Le sovratensioni sono in genere definite in base al loro valore di cresta, ma i loro effetti sugli isolamenti possono essere molto diversi a seconda della forma d'onda:
  - **Sovratensioni atmosferiche** sono onde unidirezionali di breve durata ( $10^{-4}$  s), che sollecitano gli elementi del sistema elettrico per effetto di una fulminazione diretta o indiretta. Per l'impulso convenzionale atmosferico si ha

$$\begin{cases} T_1 = 1,2 \mu s \pm 30\% \\ T_2 = 50 \mu s \pm 20\% \end{cases}$$

- **Sovratensioni di manovra** sono onde oscillanti fortemente smorzate, di lunga durata ( $10^{-2}$  s) che si originano all'interno del sistema elettrico per effetto di manovre di chiusura e richiusura delle linee. Per l'impulso convenzionale di manovra si ha

$$\begin{cases} T_1 = 250 \mu s \pm 20\% \\ T_2 = 2500 \mu s \pm 60\% \end{cases}$$

- **Sovratensioni temporanee** sono onde oscillanti debolmente smorzate alla frequenza di rete o a frequenza multipla, di durata dell'ordine di  $10^{-1}$  s, che si originano all'interno del sistema elettrico per particolari condizioni di funzionamento del sistema elettrico (guasto monofase a terra, perdita di carico dei generatori sincroni, sopraelevazione di velocità dei generatori sincroni, ferrorisonanza, risonanza su armoniche).

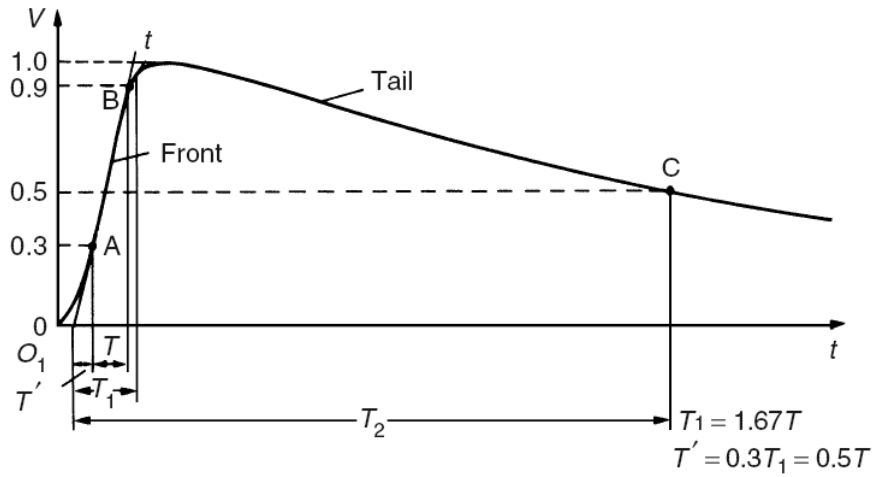


Figura 1 – Impulso standard.

Quando l'onda impulsiva viene troncata sul fronte o sulla coda, viene chiamata onda tronca. Un'onda tronca è caratterizzata, oltre che da  $T_1$  e  $T_2$ , anche dall'istante di troncatura  $T_c$ :

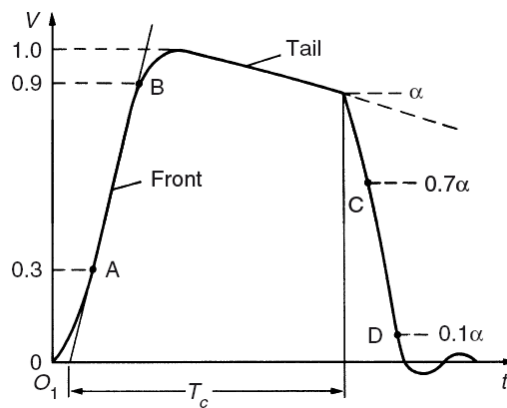


Figura 2 - Impulso troncato.

### 1.3. Comportamento alla scarica degli isolamenti

Per scarica disruptiva è il fenomeno per cui un materiale o una struttura isolante perdono le loro proprietà dielettriche e sono attraversati da una corrente di conduzione. Questa conduzione può distruggere localmente il dielettrico (perorazione) o interessare solo le superfici di separazione fra mezzi diversi (scarica superficiale); in ogni caso la scarica si rivela, in una prova ad impulso, come una brusca diminuzione della tensione ai capi dell'oggetto in prova.

La scarica può avvenire in istanti diversi dell'onda di tensione applicata. In generale il valore istantaneo della tensione al momento della scarica, non coincide con il valore massimo della tensione applicata; però come valore della tensione di scarica si intende sempre il valore della cresta.

Variando il valore di cresta della tensione applicata, mantenendone invariata la forma, la scarica avviene dopo tempi tanto minori quanto più elevato è il valore di cresta. Riportando in un diagramma i valori della tensione di scarica in funzione dei relativi tempi di scarica, si può tracciare per ogni struttura isolante una curva detta **caratteristica tensione/tempo alla scarica** dell'isolante. Questa caratteristica si costruisce sperimentalmente ed ha il seguente andamento:

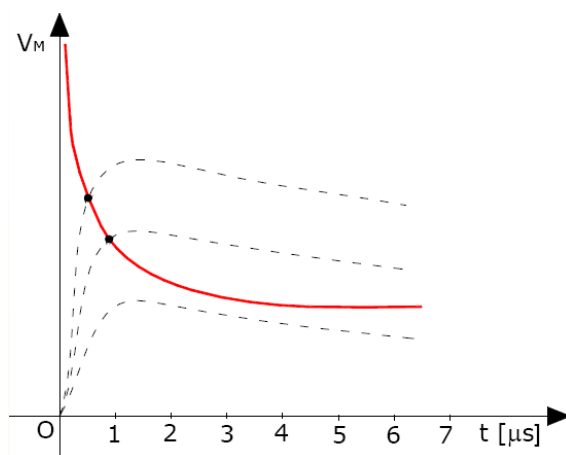


Figura 3 - Curva tensione/tempo alla scarica.

La tensione di tenuta tra due elettrodi in aria mantenuti a distanza fissa o di una catena di isolatori puliti in aria varia più o meno ampiamente in funzione delle condizioni atmosferiche (pressione, temperatura, umidità dell'aria, ecc.), della forma d'onda, della polarità della tensione applicata ed in funzione della forma geometrica degli elettrodi.

Per descrivere il comportamento aleatorio degli isolamenti, si traccia la curva della probabilità di scarica degli isolamenti stessi. Per tracciare questa curva si applica tra due elettrodi in aria aventi forma e distanza assegnata, degli impulsi di tensione di una certa forma d'onda e di ampiezza variabile. Per ogni valore dell'ampiezza  $V$  si applichino  $N$  impulsi ( $N = 10$ ) e si registrano il numero  $n$  di volte in cui ha luogo la scarica. Finché la tensione si mantiene relativamente bassa, non si registrano scariche; all'aumentare dell'ampiezza della tensione applicata, la percentuale dei casi in cui avviene la scarica  $\frac{n}{N}$ , cresce. La tensione viene aumentata per piccoli gradini (1% per gradino).



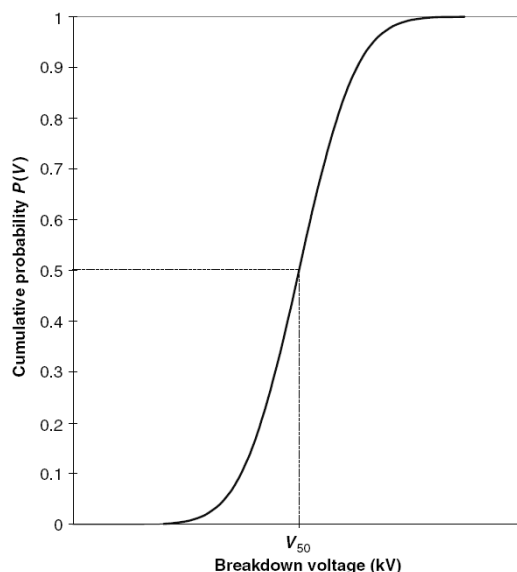


Figura 4 - Curva di probabilità di scarica.

Si definisce **tensione di scarica 50%**  $V_{50\%}$  o anche **tensione critica di scarica**, il valore della tensione per cui si ha la scarica per metà delle applicazioni della tensione. Poiché la curva della probabilità della scarica segue molto da vicino una distribuzione gaussiana, è definita sia dal valore della tensione critica di scarica, sia dal valore della dispersione  $\sigma$ . I valori indicativi di  $\sigma$  sono le seguenti:

Spinterometro a sfere	0,5 ÷ 2%
Spinterometro ad aste (tensioni positive)	2 ÷ 4%
Spinterometro ad aste (tensioni negative)	4 ÷ 6%
Isolatori cappa e perno	3 ÷ 8%
Sfere in olio	15 ÷ 20%
Provini in carata e olio	5 ÷ 10%

Si definisce la **tensione statistica di tenuta**, il valore di tensione per la quale si ha la scarica nel 10% dei casi (e quindi la tenuta nel 90% dei casi).

Si chiama **tensione di tenuta convenzionale** di un isolamento la tensione di assegnata ampiezza, forma d'onda e durata, che esso deve sopportare in condizioni di prova convenzionalmente stabilite (numero di applicazioni della tensione, modalità di prova e condizioni atmosferiche, etc.). questa tensione viene utilizzata nelle prove dielettriche di tenuta, cioè non distruttive, degli isolamenti non autoripristinanti.

## 2. Generazione di alte tensioni

### 2.2. Generatori di impulsi

#### 2.2.1. Generatore di impulsi monostadio

Il circuito più semplice che si può pensare è rappresentato da un condensatore  $C_1$  precaricato alla tensione  $V_0$  che viene scaricato su un'impedenza  $Z$  attraverso uno spinterometro  $G$ , con la formazione di un gradino di tensione.

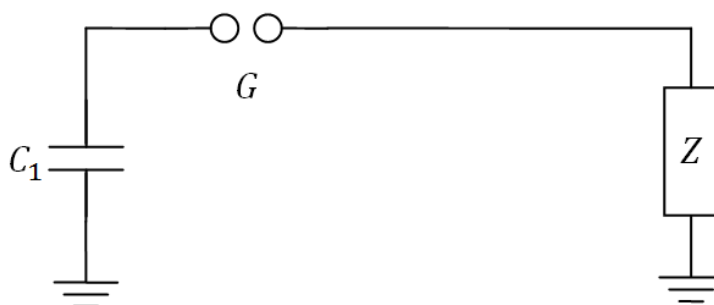


Figura 5 - Circuito base per la creazione di un impulso.

Si distinguono 5 casi:

- 1) Se l'impedenza su cui il condensatore viene scaricato è a sua volta un **condensatore**, ossia  $Z = C_2$ , si ha un trasferimento di carica con una gradino di tensione pari a

$$V = \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_0$$

- 2) Se l'impedenza è una **resistenza**, ossia  $Z = R$ , si ha la classica scarica di un condensatore con legge esponenziale tipo:

$$V(t) = V_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{con} \quad \tau = RC_1$$

- 3) Se l'impedenza è un **parallelo RC**, ossia  $Z = R // C_2$ , la tensione nel tempo avrà andamento tipo:

$$V(t) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{con} \quad \tau = R(C_1 + C_2)$$

- 4) Se si considera l'impedenza come una **serie RC**, ossia  $Z = \left( R + \frac{1}{j\omega C_2} \right)$ , la tensione avrà un andamento tipo:

$$V(t) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_0 \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad \text{con} \quad \tau = R \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

- 5) Se, infine, si considera l'impedenza come **un parallelo  $R_2//C_2$  in serie ad una  $R_1$** , si giunge ad un circuito siffatto:

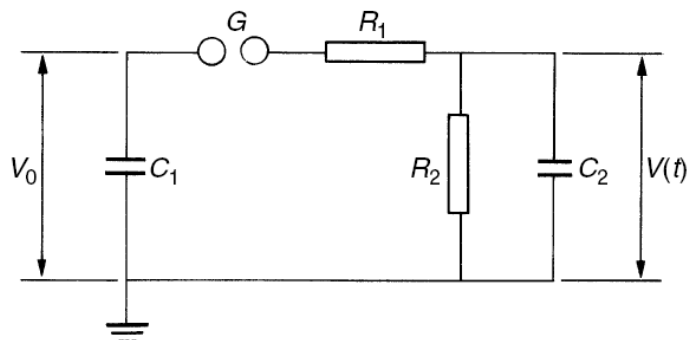


Figura 6 - Circuito generatore di impulsi monostadio.

La tensione  $V(t)$  ha un andamento tipo:

$$V(t) = \frac{V_0}{R_1 C_2 (\beta - \alpha)} (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$$

Dove

$$\alpha = \frac{1}{\tau_c} = \frac{1}{R_2 (C_1 + C_2)}$$

$$\beta = \frac{1}{t_f} = \frac{1}{R_1 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$$

Questa onda simula molto bene l'impulso convenzionale. Per modificare la forma d'onda è possibile agire sui parametri  $R_1$  ed  $R_2$ : variando  $R_1$  (**resistenza di regolazione del fronte**) si modifica il tempo di fronte, mentre variando  $R_2$  (**resistenza di regolazione della coda**) si varia la coda dell'impulso. La capacità dell'oggetto in prova  $C_2$  prende il nome di **capacità zavorra**.

## 2.2.2. Rendimento in tensione

Si definisce **rendimento in tensione** (teorico) del circuito la grandezza:

$$\eta_{v,t} = \frac{V}{V_0} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Tuttavia, nel circuito reale esistono effetti dissipativi, legati principalmente alle resistenze  $R_1$  ed  $R_2$ , tale da abbassare ulteriormente il valore di rendimento. Si definisce, quindi, il **rendimento in tensione** (reale) del sistema che si dimostra essere pari a:

$$\eta_{v,r} = \frac{V}{V_0} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \left( \frac{\alpha}{\beta} \right)^{\frac{\alpha}{\beta - \alpha}} \cong \frac{C_1}{C_1 + C_2} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Da notare che, per avere dei rendimenti elevati, è necessario che si rispetti la condizione

$$C_1 \gg C_2$$

Il circuito precedentemente visto (fig. 6) può anche essere strutturato in questo modo:

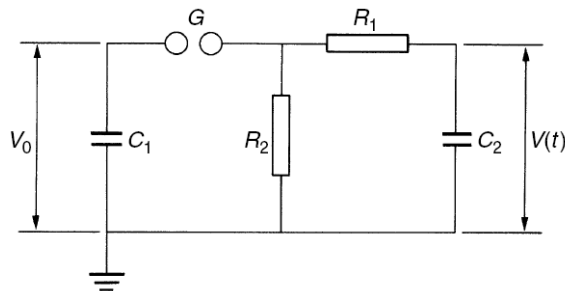


Figura 7 - Versione alternativa del circuito generatore di impulsi monostadio.

Il comportamento è completamente identico e quindi esistono generatori costruiti in entrambi i modi. Tuttavia, la principale differenza tra i due circuiti risiede nella variazione del rendimento in tensione al variare del rapporto  $C_2/C_1$ , come si può notare dalla seguente figura:

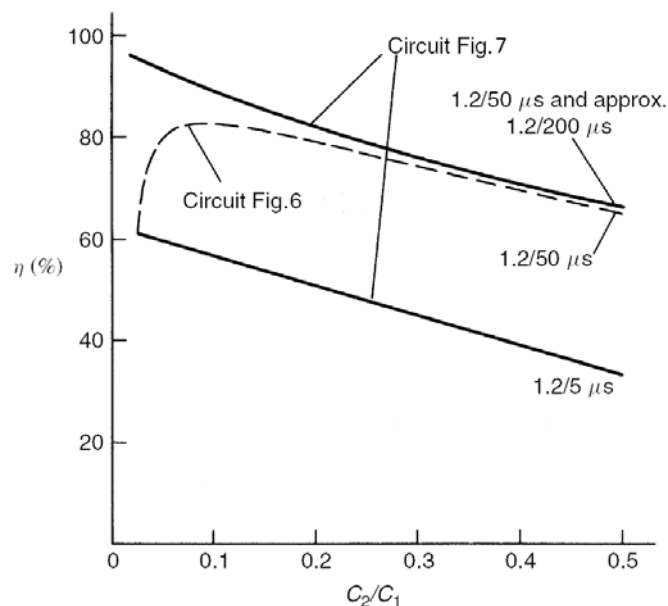


Figura 8 - Andamento del rendimento in tensione nei due tipi di circuiti visti in fig. 6 e in fig. 7.

### 2.2.3. Dimensionamento del circuito generatore di impulsi monostadio

Assegnato un carico con una capacità  $C_2$  ed una forma d'onda da riprodurre, si vuole dimensionare un generatore di impulsi. È necessario, dunque, dimensionare opportunamente  $C_1, R_1$  ed  $R_2$ . Per far ciò si ricorre alle relazioni che intercorrono tra tali parametri e i tempi caratteristici  $T_1$  e  $T_2$  della forma d'onda. Come visto in § 2.2.2. per avere un buon rendimento in tensione è necessario che la capacità  $C_1$  sia molto più grande della capacità equivalente del carico  $C_2$ . In linea di massima, quindi, si pone

$$C_1 = 10 \div 100 C_2$$

Tale che si possa considerare  $C_1 \gg C_2$ . La **costante di tempo del fronte** è pari a:

$$\tau_f = \frac{1}{\beta} = R_1 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Se, tuttavia,  $C_1 \gg C_2$ , ponendo  $C_1 = 10 \cdot C_2$ , si può scrivere

$$\tau_f = 0,9 \cdot R_1 C_2$$

Dal momento che, per definizione:

$$T_1 = 1,67 \cdot (t_{0,9} - t_{0,3})$$

e

$$0,9 = 1 - e^{-\frac{t_{0,9}}{\tau_f}} \quad \rightarrow \quad t_{0,9} = -\tau_f \ln(0,1)$$

$$0,3 = 1 - e^{-\frac{t_{0,3}}{\tau_f}} \quad \rightarrow \quad t_{0,3} = -\tau_f \ln(0,7)$$

Si ha:

$$T_1 = 1,67 \cdot \tau_f \cdot [\ln(0,7) - \ln(0,1)] \cong 2,95 \cdot R_1 C_2$$

In particolare, per l'onda atmosferica, si ha

$$T_1 = 1,2 \pm 30\% \quad [\mu s]$$

E risulta che

$$0,84 \leq 2,95 R_1 C_2 \leq 1,56 \quad [\mu s]$$

Quindi

$$\boxed{0,3 \leq R_1 C_2 \leq 0,5 \quad [\mu s]}$$

La **costante di tempo della coda** è pari a

$$\tau_c = \frac{1}{\alpha} = R_2(C_1 + C_2)$$

Che, sotto la condizione  $C_1 \gg C_2$ , ponendo  $C_1 = 10 \cdot C_2$ , si ha

$$\tau_c = 1,1 \cdot R_2 C_1$$

Sempre considerando le espressioni nel tempo dell'andamento della scarica dei condensatori

$$0,5 \cdot V = V \cdot e^{-\frac{T_2}{\tau_c}} \rightarrow T_2 = 0,7 \cdot \tau_c$$

Si giunge all'espressione:

$$T_2 = 0,7 \cdot 1,1 \cdot R_2 C_1 \cong 0,8 \cdot R_2 C_1$$

In particolare, per l'onda atmosferica, si ha

$$T_2 = 50 \pm 20\% \text{ } [\mu s]$$

E risulta che

$$50 \leq R_2 C_1 \leq 75 \text{ } [\mu s]$$

In definitiva, le relazioni generali (approssimate) per il dimensionamento del circuito sono:

$$\begin{cases} C_1 \gg C_2 \rightarrow C_1 \geq 10C_2 \\ T_1 \cong 2,95R_1C_2 \\ T_2 \cong 0,8R_2C_1 \end{cases}$$

Trattandosi di forme d'onda impulsive, tuttavia, non è possibile trascurare gli effetti dell'**induttanza parassita** dei **resistori  $R_1$**  ed  **$R_2$**  e del **circuito**:

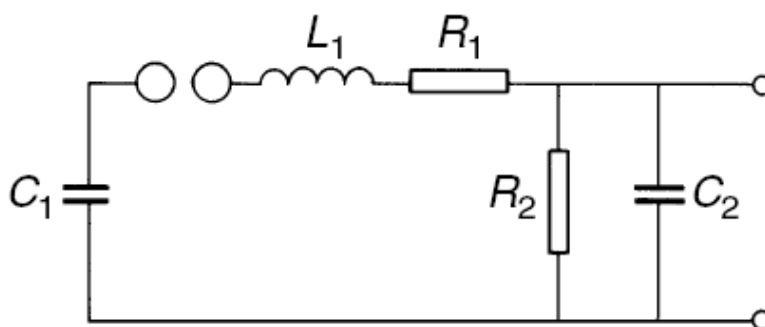


Figura 9 - Circuito generatore di impulsi monostadio con induttanza parassita.

Questa induttanza può determinare, in certe condizioni, delle oscillazioni nella forma d'onda impulsiva:

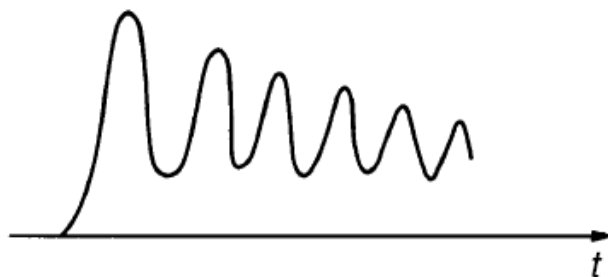


Figura 10 - Oscillazioni sulla forma d'onda impulsiva dovute all'induttanza parassita.

Ovviamente una forma d'onda del genere non è accettabile, anche perché le norme impongono che l'oscillazione di tensione rispetto al valore di cresta deve rispettare la condizione:

$$\frac{\Delta V}{V_c} \leq 5\%$$

Per effettuare un calcolo approssimato, si può considerare la sola resistenza  $R_1$ . Il circuito diventa, quindi:

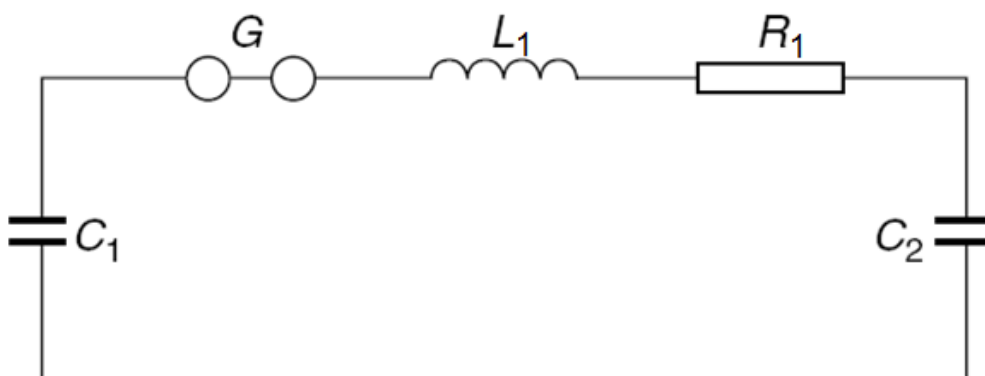


Figura 11 - Circuito semplificato del generatore di impulsi monostadio.

In questo circuito RLC serie, la resistenza critica è pari a

$$R_{1k} = 2 \sqrt{\frac{L_1}{C}}$$

Dove  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ , è la serie di  $C_1$  e  $C_2$ .

A seconda del valore di  $R_{1k}$  si distinguono tre regimi:

- $R_1 > R_{1k}$  : regime aperiodico
- $R_1 = R_{1k}$  : regime critico
- $R_1 < R_{1k}$  : regime oscillatorio smorzato

La condizione da rispettare, dunque è la terza. Tuttavia, una  $R_1$  troppo piccola produce delle oscillazioni eccessive, mentre una  $R_1$  troppo grande aumenta il tempo di fronte. Il limite inferiore per  $R_1$  è pari a

$$R_1 \geq 1,4 \sqrt{\frac{L_1}{C}}$$

Che va ad aggiungersi alle equazioni di dimensionamento precedentemente trovate. In definitiva, le relazioni approssimate per il dimensionamento del circuito per un carico capacitivo sono:

$$\begin{cases} C_1 \geq 10 \cdot C_2 \\ T_1 \cong 2,95 \cdot R_1 C_2 \\ T_2 \cong 0,8 \cdot R_2 C_1 \\ R_1 \geq 1,4 \cdot \sqrt{L_1/C} \end{cases} \quad (*)$$

Dove  $T_1$  e  $T_2$  variano a seconda del tipo di forma d'onda che si vuole considerare (impulso atmosferico o di manovra).

**Esercizio:** si vuole effettuare una prova ad impulso atmosferico standard su una catena di isolatori con  $C_2 = 500 \text{ pF}$ . Dimensionare il circuito per tale scopo. Valutare il rendimento in tensione del circuito. Ripetere il calcolo per effettuare una prova ad impulso convenzionale di manovra. Considerare, infine, la presenza di un'induttanza parassita  $L_1 = 10 \mu\text{H}$ .



## 2.2.4. Generatori di impulsi multistadio

Quando è necessario effettuare delle prove con tensioni molto elevate non è possibile utilizzare un circuito generatore di impulsi, ma è necessario ricorrere ai circuiti moltiplicatori o circuiti multistadio. Lo schema più noto è il **circuito moltiplicatore di Marx**:

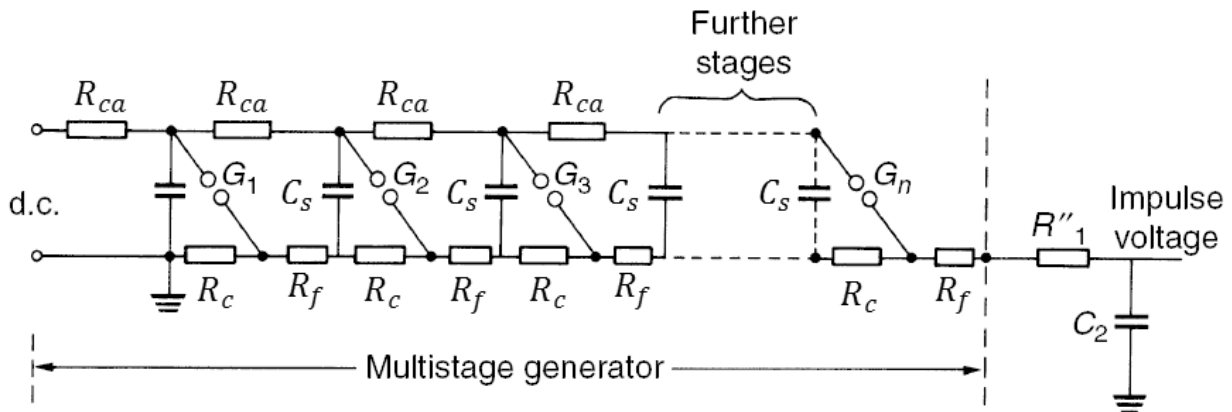


Figura 12 - Generatore di Marx

$R_f$  sono le resistenze di regolazione del fronte,  $R_c$  quelle di regolazione della coda, mentre  $R_{ca}$  è la resistenza di carica dei vari stadi. La resistenza  $R''_1$  può essere presente o meno e serve per smorzare le oscillazioni dovute all'induttanza parassita. Se presente, allora vale  $R''_1 = \frac{R_1}{2}$ . Tuttavia questo resistore deve essere dimensionato per la tensione totale del generatore, quindi è un resistore molto massiccio.

Se la tensione continua di carica del generatore è  $V_0$ , ed  $n$  è il numero di stadi (che coincide con il numero di spinterometri) del generatore allora la tensione che si ottiene in uscita  $V_n$  è pari a

$$V_n = nV_0$$

La capacità totale del generatore  $C_1$ , se  $C_s$  è la capacità del singolo stadio è pari a

$$C_1 = \frac{C_s}{n}$$

L'energia nominale del generatore è definita come

$$E_n = \frac{1}{2} C_1 V_n^2 = \frac{1}{2} \frac{C_s}{n} n^2 V_0^2 = n \left( \frac{1}{2} C_s V_0^2 \right)$$

Dove  $\frac{1}{2} C_s V_0^2$  è l'energia associata al singolo stadio.  $V_n$ ,  $C_1$  e  $E_n$  sono dati di targa del generatore.

Per riportare le caratteristiche del generatore multistadio a quelle note del generatore di impulsi monostadio si hanno anche le relazioni:

$$R_2 = nR_c$$

$$R_1 = nR_f$$

Inoltre, viste le dimensioni del generatore, si avrà senza dubbio una  $L_1$  non trascurabile.

**Esercizio:** si vuole effettuare una prova ad impulso atmosferico su di una catena di isolatori ( $C_2 = 500 \text{ pF}$ ) destinata ad una linea a  $150 \text{ kV}$ . La tensione di prova  $V_p = 750 \text{ kV}$ . Dimensionare un generatore multistadio ( $n, V_0, C_s, R_f, R_c$ ). Si consideri una  $L_1 = 100 \mu\text{H}$

Oltre ai parametri fin qui descritti vi sono anche delle capacità parassite tra gli elementi del generatore di impulsi:

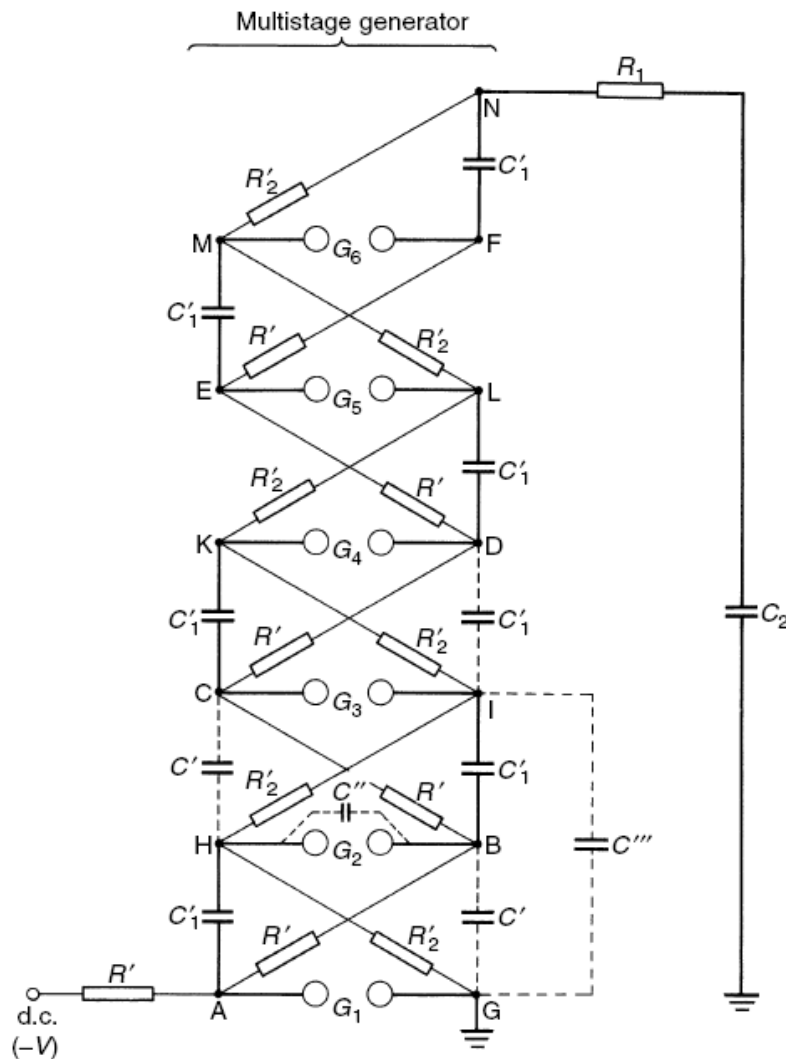


Figura 13 - Capacità parassite in un generatore di Marx.

Le capacità  $C'$ ,  $C''$ ,  $C'''$  sono tutte capacità parassite che in qualche modo vanno ad alterare il funzionamento del circuito. Per tener conto di queste capacità si può inserire nel circuito equivalente del generatore una ulteriore capacità in parallelo a  $C_2$  di valore  $C_p$  che tiene conto di tutte le capacità parassite del generatore.

Per completare la panoramica dei componenti è opportuno citare che i **resistori** devono essere di tipo anti-induttivo. Inoltre devono essere progettati per non fondere all'applicazione dell'impulso. Un resistore dimensionato per un impulso atmosferico potrebbe non essere adatto per reggere un impulso di manovra.

## 2.2.5. Problemi di innesco e sincronizzazione nei generatori multistadio

Per innesco del generatore s'intende il passaggio dei condensatori dal collegamento in parallelo al collegamento in serie e la conseguente comparsa ai morsetti dell'oggetto in prova della tensione ad impulso.

I **condensatori** dei vari stadi hanno costanti di tempo diverse per via della diversa resistenza di carica che vedono rispetto alla sorgente di tensione. Ciò vuol dire che prima di effettuare la prova è necessario attendere un tempo sufficientemente lungo (70-80 secondi) affinché tutti i condensatori siano effettivamente carichi alla stessa tensione, per evitare che, alla chiusura degli spinterometri, vi siano circolazioni interne di corrente (trasferimento di carica) tra i vari stadi:

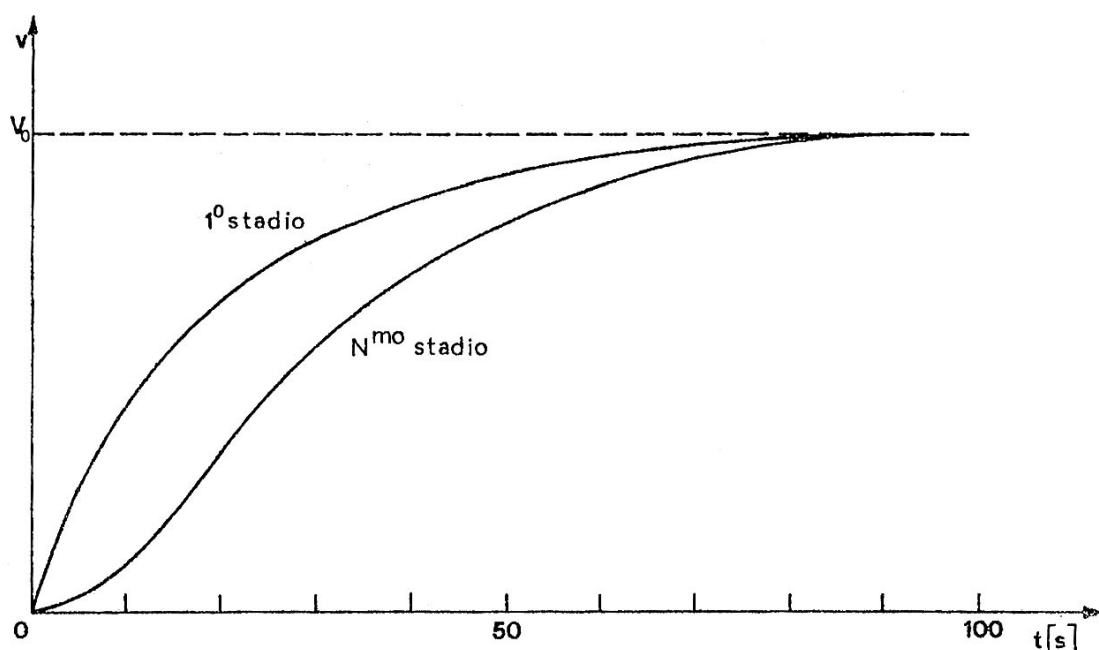


Figura 14 - Ritardo nel tempo di carica dell'*n*-simo stadio di un generatore di Marx.

Il **sistema d'innesco** del generatore può essere di due tipi: a **comando manuale o automatico** o ad **innesco libero**.

### 2.2.5.1. Sistema ad innesco libero

Nel **sistema ad innesco libero** si regola la distanza degli spinterometri del generatore in modo che la scarica inizi dallo spinterometro del primo stadio, quando la tensione su di esso ha raggiunto un valore sufficiente. Quando il ritardo nella carica dell'ultimo stadio rispetto al primo è piccolo, rispetto al tempo di carica del primo stadio, si riesce ad avere un intervallo fra le scariche sufficientemente lungo ad ottenere una serie di onde fra loro praticamente uguali in ampiezza ed in forma. Dato che queste onde non sono perfettamente uguali, questo sistema è utilizzabile nel caso di prove su materiali o su apparecchi, dove piccole variazioni della forma d'onda non hanno molta importanza. Invece sono da escludere nel caso di prove sui trasformatori, dove le piccole variazioni nella forma d'onda possono simulare difetti d'isolamento inesistenti.

In questo sistema l'intervallo fra una scarica e la successiva viene regolato variando la tensione di alimentazione rispetto al valore minimo necessario per ottenere l'innesco; il valore della tensione di scarica è invece legato alla distanza degli elettrodi degli spinterometri.

Gli spinterometri, essendo utilizzati come interruttori in aria, devono avere una curva di probabilità di scarica con dispersione più bassa possibile. Idealmente la curva di probabilità di scarica dovrebbe essere a gradino. Ciò non è ovviamente possibile, tuttavia se il diametro delle sfere risulta molto maggiore della distanza tra i due spinterometri allora la dispersione è piuttosto bassa, nell'ordine dell'1-2%. Per ridurre ulteriormente la dispersione (anche nei tempi alla scarica) sono stati costruiti spinterometri in gas controllato, ovvero costruiti all'interno di un involucro contenente gas a composizione controllata e a pressione regolabile. In questo modo è possibile regolare la tensione di scarica in modo fine variando la pressione.

### 2.2.5.2. Sistema a comando manuale

Nel **sistema a comando manuale o automatico** si lasciano caricare completamente i condensatori senza che si inneschino gli spinterometri; l'innesco degli spinterometri del primo stadio è azionato avvicinando gli elettrodi fino a provocarne la scarica. Controllando la tensione e il tempo di carica si ottengono tensioni ad impulso di valore e di forma molto più uniformi che non con l'innesco libero.

Per avere un miglior controllo dell'istante di innesco del generatore nel primo stadio del generatore si utilizza uno spinterometro che contiene un elettrodo ausiliario che può essere sistemato esternamente (spinterometro a terza sfera) o internamente ad una delle sfere (trigatron).

Nello **spinterometro a terza sfera**, l'elettrodo ausiliario è situato esternamente:

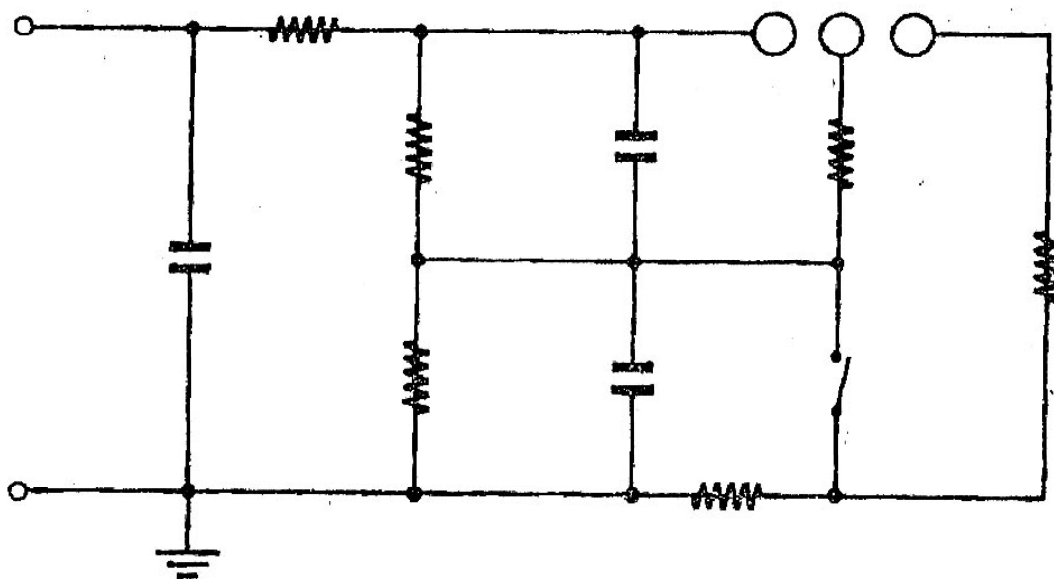


Figura 15 - Spinterometro a terza sfera.

Nello **Trigatron** elettrodo ausiliario è situato internamente ad una delle due sfere:

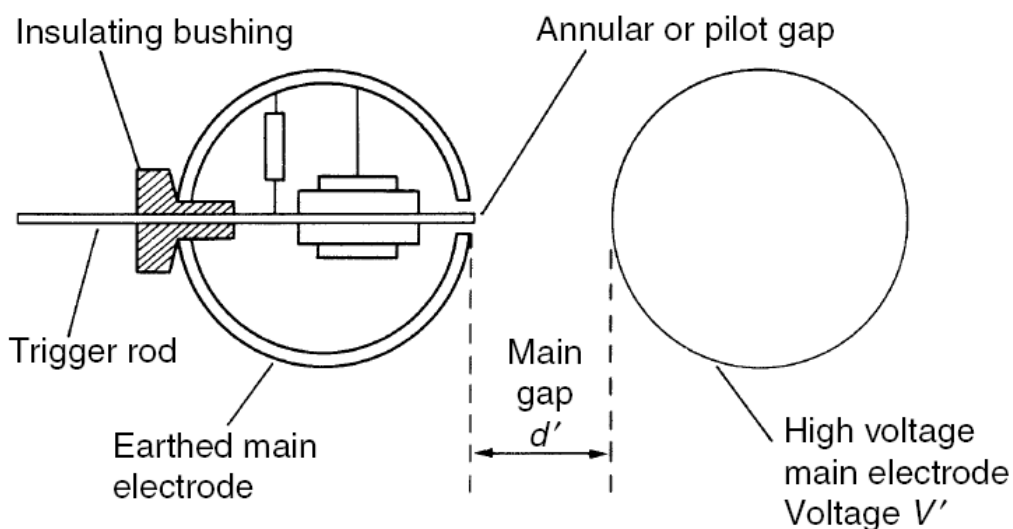


Figura 16 - Spinterometro comandato di tipo Trigatron.

In questo spinterometro una delle due sfere è al potenziale di terra, l'altra al potenziale AT. Il cilindretto all'interno della sfera di terra (trigger) è connesso al banco di comando. Quando si vuole far scattare l'arco si invia un rapido impulso di tensione (dell'ordine dei  $kV$  e molto stretto, dell'ordine dei  $ns$ ) al trigger. La distanza  $d'$  tra i due elettrodi si sceglie maggiore dello spazio richiesto per avere la scarica ad un determinato livello di tensione, per evitare inneschi intempestivi. Quando il trigger è sottoposto all'impulso di tensione si ha una scarica nella zona anulare tra il trigger e la sfera di terra. Questa scarica produce una ionizzazione locale che va a pilotare la scarica principale. Questo sistema consente anche di avere una certa simultaneità nella scarica di tutti gli spinterometri dei vari stadi. Infatti l'impulso viene trasferito a tutti gli stadi attraverso dei collegamenti capacitivi tra i vari trigger degli spinterometri.

## 2.3. Prove ad impulso su trasformatori

Si vuole studiare come effettuare una prova ad impulso quando il carico non è propriamente capacitivo, come può essere un trasformatore. La prova ad impulso atmosferico (a onda piena) dei trasformatori è oramai normalizzata ed obbligatoria su tutti i trasformatori. Oltre alla **prova ad impulso atmosferico ad onda piena** è richiesta anche la prova ad **onda impulsiva tronca**, perché, se il trasformatore è protetto da uno spinterometro, deve poter essere in grado di sopportare il rapido transitorio che deriva dalla scarica dello spinterometro. Un'onda impulsiva tronca ha un andamento tipo:

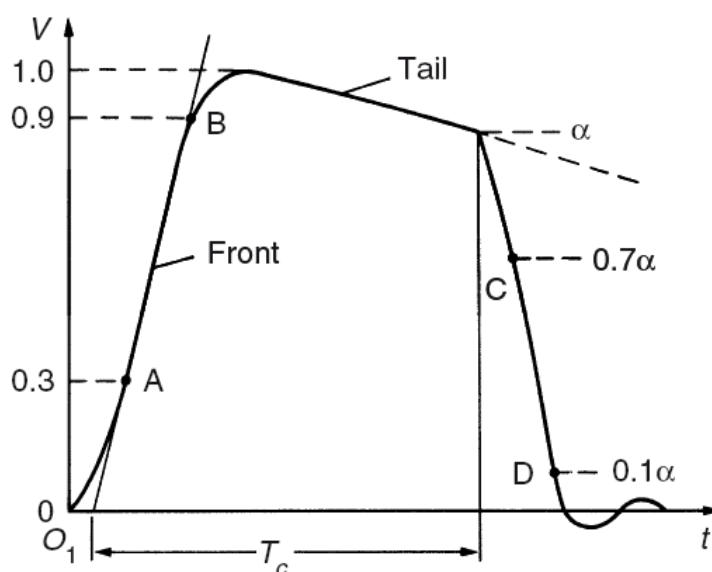


Figura 17 - Onda impulsiva tronca.

Prima di analizzare come viene influenzato il circuito equivalente del generatore di impulsi in presenza di un carico induttivo, è opportuno fare alcuni richiami sul comportamento ad impulso del trasformatore.

### 2.3.1. Richiami sulle sovratensioni nei trasformatori

Si vuole calcolare come la sovratensione si propaga lungo un avvolgimento del trasformatore. Si può considerare l'avvolgimento come una linea a costanti distribuite (i parametri trasversali sono le  $C_d$ , mentre quelli longitudinali è il parallelo di una  $C_s$  con la serie  $r - l$ ) in cui si possono immediatamente distinguere una impedenza caratteristica  $\bar{Z}_c$  ed una costante di propagazione  $\bar{K}$ :

$$Z_k = \sqrt{\frac{\bar{z}(p)}{\bar{y}(p)}} = \sqrt{\frac{(r + pl) \left(\frac{1}{pc_s}\right) \frac{1}{pc_d}}{r + pl + \frac{1}{pc_s}}}$$

$$\bar{K} = \sqrt{\bar{z}(p) \bar{y}(p)} = \sqrt{\frac{(r + pl) \left(\frac{1}{pc_s}\right) pc_d}{r + pl + \frac{1}{pc_s}}}$$

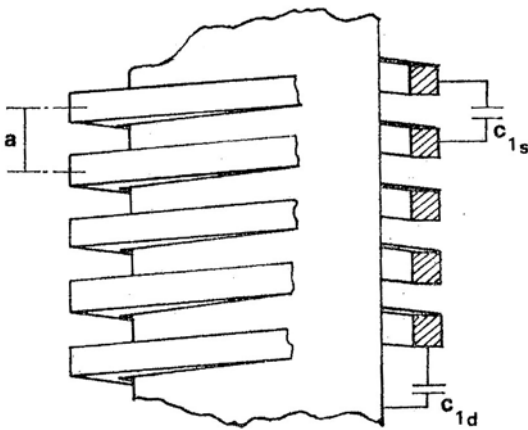


Figura 18 - Capacità parassite in una bobina.

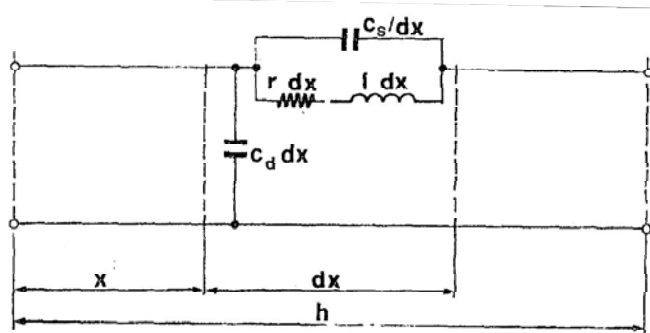


Figura 19 - Schema elettrico equivalente di una bobina ad uno strato.

Nei primi istanti del transitorio si può considerare la rete come composta esclusivamente da capacità. Per il teorema del valore iniziale

$$\lim_{p \rightarrow \infty} \bar{Z}_c = \lim_{p \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{(r + pl) \left(\frac{1}{pc_s}\right) \frac{1}{pc_d}}{r + pl + \frac{1}{pc_s}}} = \frac{1}{p} \sqrt{\frac{1}{c_s c_d}}$$

$$\lim_{p \rightarrow \infty} \bar{K} = \lim_{p \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{(r + pl) \left(\frac{1}{pc_s}\right) pc_d}{r + pl + \frac{1}{pc_s}}} = \sqrt{\frac{c_d}{c_s}}$$

Tra l'istante iniziale e l'istante finale del transitorio hanno luogo delle risonanze tra le induttanze e le capacità che possono anche portare a superare (in determinati punti dell'avvolgimento) la massima tensione di dimensionamento e dar luogo a scariche.

Al termine del transitorio (coda dell'impulso), la distribuzione delle tensioni risulta lineare con la lunghezza dell'avvolgimento e dipende solamente dalla sua resistenza. Per il teorema del valore finale:

$$\lim_{p \rightarrow 0} \bar{Z}_c = \lim_{p \rightarrow 0} \sqrt{\frac{(r + pl) \left(\frac{1}{pc_s}\right)}{r + pl + \frac{1}{pc_s}}} \frac{1}{pc_d} = \infty$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} \bar{K} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{(r + pl) \left(\frac{1}{pc_s}\right)}{r + pl + \frac{1}{pc_s}} pc_d = 0$$

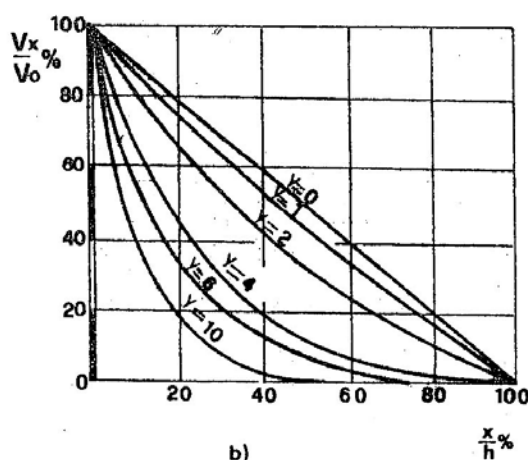
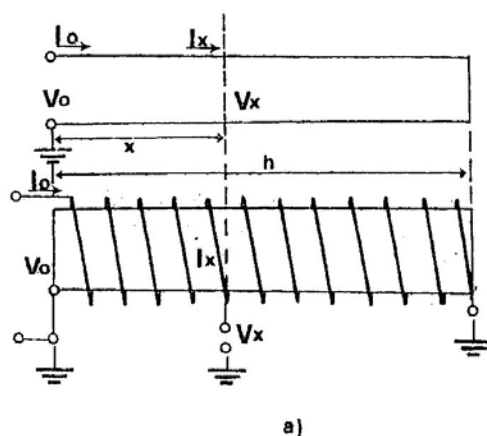


Figura 20 - Andamento della tensione lungo l'avvolgimento di un trasformatore, nel periodo transitorio susseguente all'applicazione al suo estremo di un gradino di tensione. a) Analogia tra linea bifilare di lunghezza finita in corto circuito e bobina il cui estremo è messo a terra; b) Andamento della tensione lungo la bobina, al variare della costante di propagazione ( $\gamma$ ).



### 2.3.2. Dimensionamento del circuito

Nello schema equivalente del generatore di impulsi durante una prova di un trasformatore è necessario aggiungere una  $L_2$  ed una  $R_3$  (tipicamente trascurabile) in parallelo a  $C_2$ :

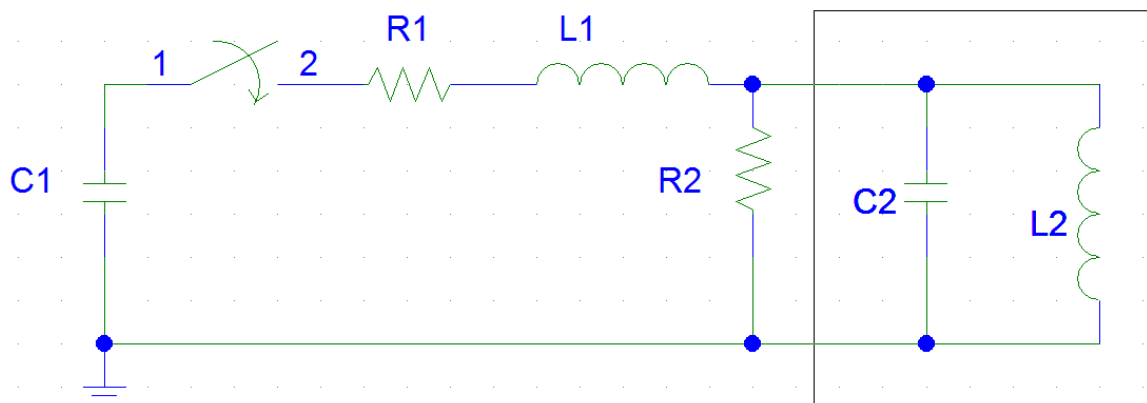


Figura 21 - Circuito generatore di impulsi su carico induttivo.

La capacità  $C_2$  è calcolabile come

$$C_2 = \sqrt{c_s c_d} = \frac{c_d}{\gamma} = \frac{C_d}{\gamma h} \quad \text{con} \quad \gamma = \sqrt{\frac{c_d}{c_s}}$$

Il coefficiente  $\gamma h$  dipende dal tipo di avvolgimento (varia da costruttore a costruttore) e varia tra

$$\gamma h = 1 \div 15$$

La  $C_d$  è calcolabile come:

$$C_d = 2 \frac{\sqrt{P_n [kVA]}}{V_n [kV]} \cdot 10^{-3} \quad [\mu F]$$

Mentre la  $L_2$ :

$$L_2 \cong 30 \frac{v_{cc\%} V_n^2 [kV]}{P_n [kVA]} \quad [mH]$$

Queste formule sono approssimate e consentono di fare una prima messa a punto del generatore di impulsi. Per studiare il circuito è possibile separare il fronte e la coda dell'impulso.

Durante il **fronte dell'impulso**, come visto in §2.3.1., il carico è essenzialmente capacitivo, si possono trascurare  $R_2$  ed  $L_2$ . Sotto queste ipotesi si ha:

$$\begin{cases} 0,3 \leq R_1 C_2 \leq 0,5 & [\mu s] \\ R_1 \geq 1,4 \sqrt{\frac{L_1}{C}} \end{cases}$$

Durante la **coda dell'impulso**, interviene anche l'induttanza  $L_2$ . Tuttavia, è possibile trascurare  $L_1$  ed  $R_1$ . In queste condizioni, si avrebbe

$$50 \leq R_2 C_1 \leq 75 \quad [\mu s]$$

Tuttavia la presenza dell'induttore dà luogo ad un'oscillazione inversa sulla coda, talché non è più possibile considerare il circuito smorzato, ma bisogna considerarlo oscillatorio smorzato.

Nel circuito antirisonante parallelo  $RLC$  la resistenza critica vale

$$R_{2k} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$$

Si distinguono tre casi:

- $R_2 < R_{2k}$ : regime aperiodico
- $R_2 = R_{2k}$ : regime aperiodico critico
- $R_2 > R_{2k}$ : regime oscillatorio smorzato

In regime oscillatorio smorzato può dare origine a delle oscillazioni sulla coda tipo:

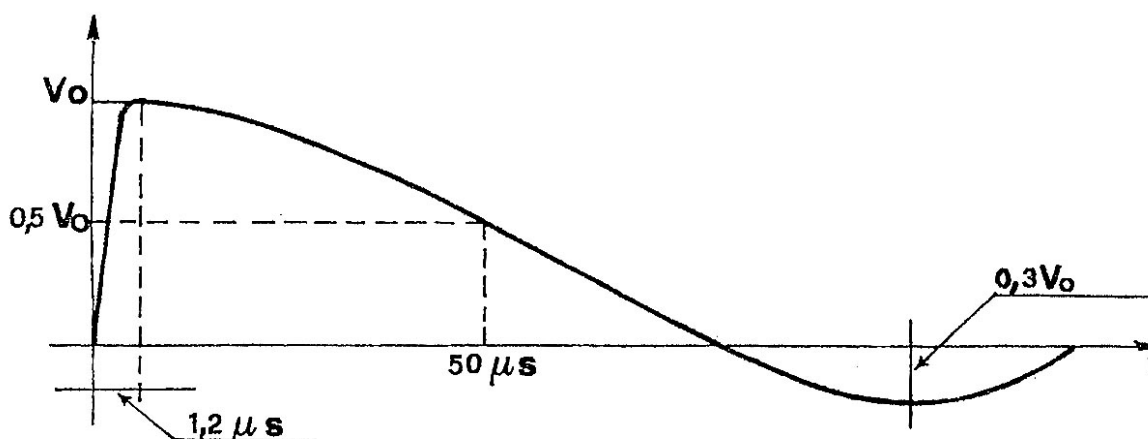


Figura 22 - Andamento della tensione impulsiva in presenza di carichi induttivi.

Per evitare che tale oscillazione superi il valore limite imposta dalla norma:

$$\frac{\Delta V}{V} = 30\%$$

Si dimostra che per rispettare tale condizione è necessario scegliere la  $R_2$  minore uguale al doppio della resistenza critica:

$$R_2 \leq 2 \cdot R_{2k} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$$

È possibile dimostrare (sempre analizzando il circuito come oscillatorio smorzato), inoltre, che in presenza di  $R_2 = R_{2k}$  la condizione sul  $T_2$  diviene:

$$T_2 = 0,52 \cdot R_2 C_1$$

Che, sempre considerando  $C_2 = 0,1 \cdot C_1$ , diviene

$$T_2 = 0,6 \cdot R_2 C_1$$

Per concludere, in caso di impulso atmosferico convenzionale, è necessario che siano rispettate le condizioni:

$$\left\{ \begin{array}{l} 67 \leq R_2 C_1 \leq 100 \quad [\mu s] \\ R_2 \leq \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} \end{array} \right.$$

Queste relazioni per il calcolo di  $R_2$  valgono nel caso in cui il **carico** sia **di tipo induttivo**.

**Esercizio 1.** Trasformatore  $P_n = 10W$ ,  $V_n = 24V$ ,  $v_{cc} = 10\%$ ,  $C_2 = 30 nF$ ,  $L_2 = 17,3 mH$ .

Dimensionare il circuito del generatore di impulsi per una prova a di impulso atmosferico.

**Esercizio 2.** Trasformatore  $P_n = 50 MVA$ ,  $V_n = 150 kV$ ,  $v_{cc\%} = 6\%$ ,  $\gamma h = 12$ . Dimensionare il circuito del generatore di impulsi per una prova a di impulso atmosferico. La tensione di prova ad impulso sia  $V_p = 750 kV$  e l'induttanza parassita dell'impianto  $L_1 = 10 \mu H$ .

## 2.4. Generatori di alta tensione continua

---

I generatori di HVDC vengono classificati in due categorie:

- Generatori elettrostatici
- Generatori “elettronici” (a raddrizzatori e condensatori)

I generatori HVDC trovano applicazioni in:

- Cavi (AT in CC)
- Apparecchiature utilizzate negli impianti di trasmissione in HVDC
- Ricerche di fisica nucleare

I generatori elettrostatici sono in grado di fornire tensioni anche molto elevate, tuttavia non sono in grado di erogare correnti.

I generatori che utilizzano circuiti a condensatori e raddrizzatori hanno tensioni nell’ordine dei 2000 kV con correnti fino a 500 mA. Tra i circuiti di raddrizzamento che si distinguono raddrizzatori:

- A semionda
- A doppia semionda
- A ponte

I circuiti di raddrizzamento duplicatori e moltiplicatori sono essenzialmente due:

- Cockroft–Walton
- Allibone

Entrambi questi circuiti verranno studiati nel seguito. I parametri di valutazione dei generatori HVDC sono:

- **rendimento energetico  $\eta$ :**

$$\eta = \frac{P_{cc}}{P_{ca}}$$

- **caduta di tensione da vuoto a carico  $\Delta V$ .**
- **ondulazione residua (ripple)  $\delta V$ .**

### 2.4.1. Circuito raddrizzatore di Cockroft–Walton

Il circuito base da considerare è il seguente:

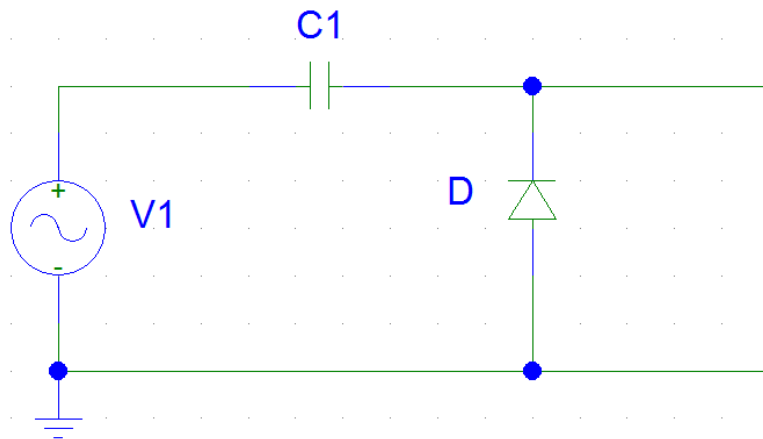


Figura 23 - Circuito raddrizzatore a semplice semionda (ideale).

$$V_1(t) = V_{1m} \sin \omega t = \sqrt{2}V_{1e} \sin \omega t$$

In questo circuito la tensione viene prelevata ai morsetti del diodo  $D$ , in condizioni ideali (si considera che il condensatore rimanga carico al valore massimo della tensione), è pari alla sinusoide generata dal generatore  $V_1$  traslata del valore massimo di  $V_{1m}$ . Se ora al circuito si aggiunge un ulteriore stadio:

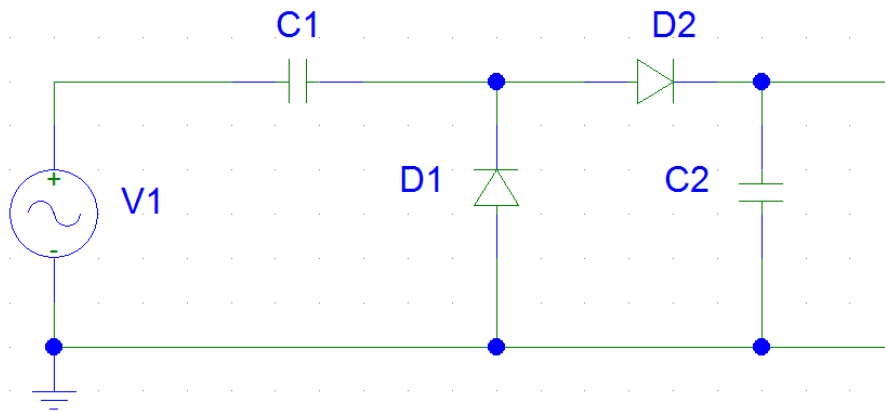


Figura 24 - Circuito duplicatore di Cockroft-Walton.

Allora l'uscita ai capi di  $C_2$  (sempre in condizioni ideali) è continua e pari a  $V_n = 2V_{1m}$ . In condizioni reali (presenza di un carico, condensatori dotati di resistenza parassita), il condensatore  $C_2$  non rimane carico alla tensione massima, ma tende a scaricarsi tra una semionda e l'altra, assumendo un andamento tipo:

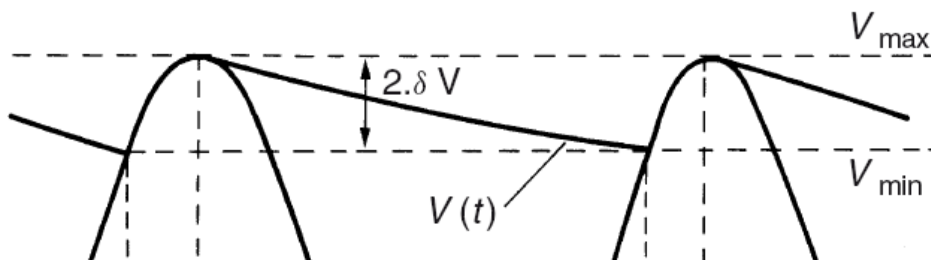


Figura 25 - Ripple in uscita.

L'ondulazione residua sul condensatore  $C_2$ , è pari a

$$2\delta V_2 = \frac{\delta Q_2}{C_2} = \frac{IT}{C_2} = \frac{I}{fC_2}$$

Analogamente, anche il condensatore  $C_1$ , in presenza di un carico, ha una via di richiusura della corrente durante il semiperiodo negativo, attraverso il diodo  $D_2$  e il carico stesso. La scarica del condensatore  $C_1$  porta ad un abbassamento complessivo della tensione che insiste sul condensatore  $C_2$  (che è pari a  $V_1 + V_{C1}$ ) e quindi ad una caduta di tensione complessiva. La caduta di tensione da vuoto a carico è pari a

$$\Delta V_2 = \frac{\delta Q_2}{C_1} = \frac{IT}{C_1} = \frac{I}{fC_1}$$

Si possono visualizzare sia la caduta di tensione, sia il ripple (indicati rispettivamente con  $\Delta V_0$  e  $\delta V$ ) nel seguente schema:

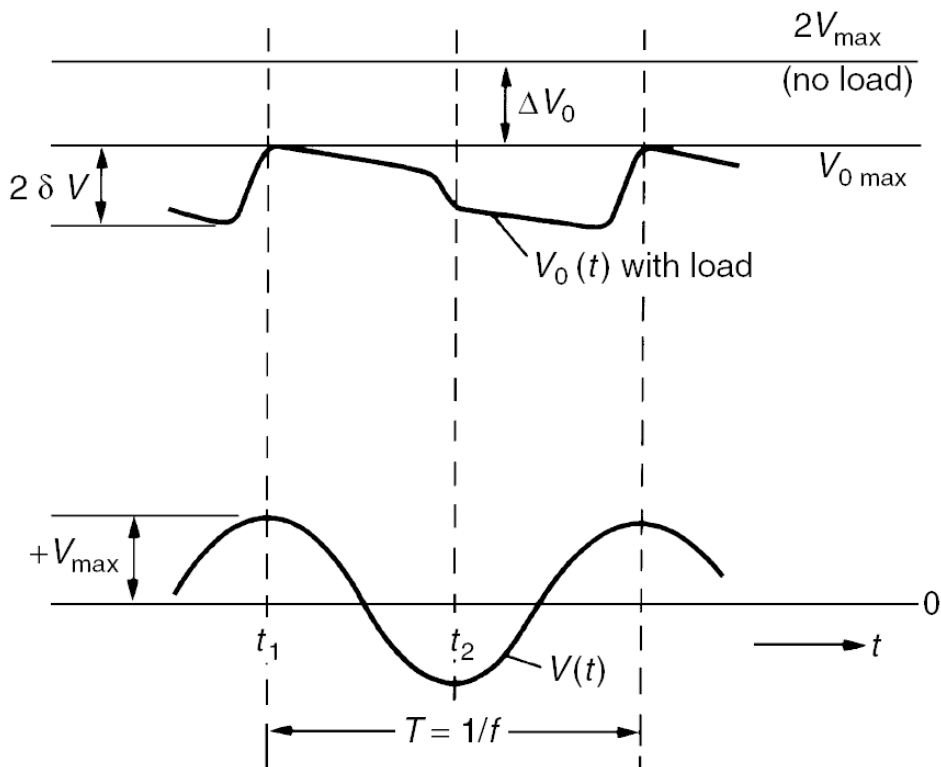


Figura 26 - Caduta di tensione da vuoto a carico e ripple in uscita in un circuito duplicatore di Cockroft-Walton.

Si noti che le capacità  $C_1$  e  $C_2$ , pur scambiando la medesima carica, sono sottoposte a livelli di tensione uno il doppio dell'altro, pertanto è necessario che sia rispettata la condizione

$$C_1 \geq 2C_2$$

## 2.4.2. Circuito raddrizzatore di Allibone o bilanciato

Il circuito è così composto:

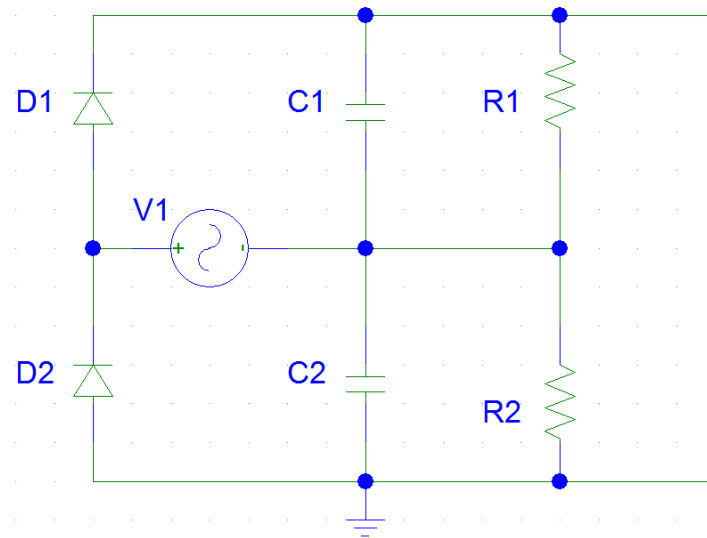


Figura 27 - Circuito raddrizzatore di Allibone (o bilanciato).

$$R_1 = R_2 = \frac{R_0}{2}$$

In questo circuito la coppia  $D_1 - C_1$  raddrizza una semionda, mentre la coppia  $D_2 - C_2$  raddrizza l'altra semionda. Rispetto al circuito di Cockroft-Walton, non c'è una terra comune tra lato AC e lato DC. Questo circuito viene usato prevalentemente negli USA.

### 2.4.3. Circuito quadruplicatore e moltiplicatore di Cockroft–Walton

Vediamo come mettere in cascate due circuiti duplicatori di Cockroft-Walton a formare un circuito quadruplicatore:

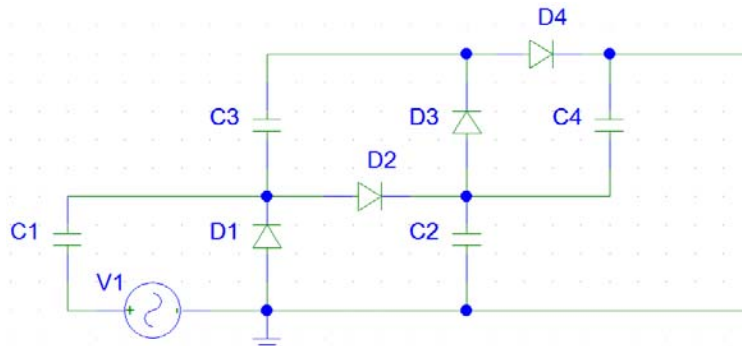


Figura 28 - Circuito quadruplicatore di Cockroft-Walton.

$$V_1(t) = V_{1m} \sin \omega t$$

La tensione prelevabile tra  $C_2$  e  $C_4$  è pari a  $4V_{1m}$ . Si può ripetere questo schema per  $n$  stadi, a formare un generatore moltiplicatore:

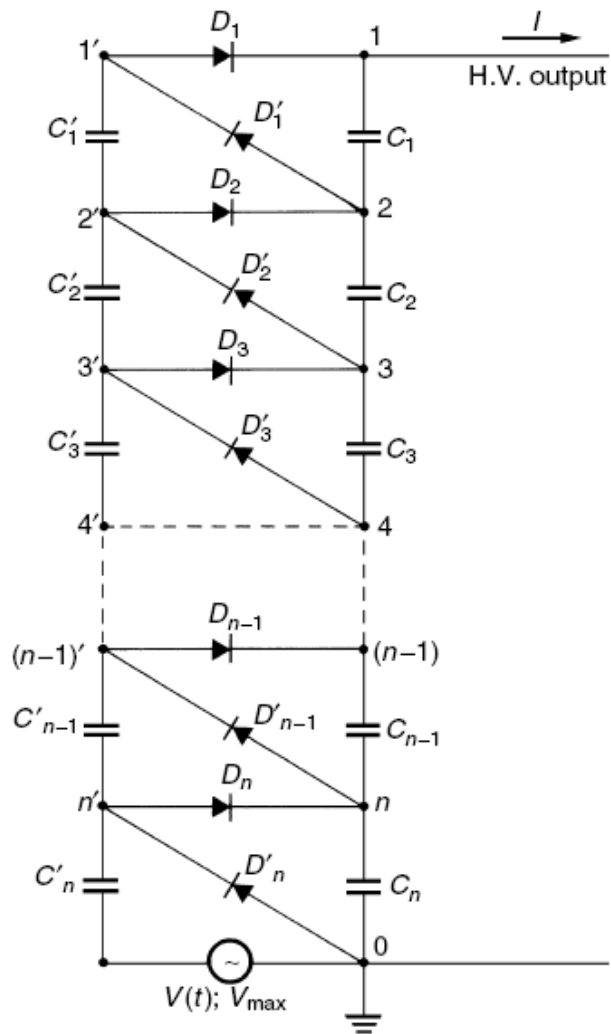


Figura 29 - Circuito moltiplicatore di Cockroft-Walton.



In questo caso si ha una tensione in uscita pari a

$$V_{HV} = 2n \cdot V_{1m}$$

In questo caso il ripple e la c.d.t. sono funzione del numero di stadi  $n$ :

$$2\delta V = \frac{I}{fC} (n + 1) \frac{n}{2}; \quad \Delta V = \frac{I}{fC} \left( \frac{2}{3} n^3 + \frac{1}{2} n^2 - \frac{n}{6} \right)$$

## 2.4.4. Circuito moltiplicatore di Allibone

Analogamente a quanto visto per il circuito di Cockroft-Walton si può creare un circuito moltiplicatore con questo schema. Tuttavia, in questo caso, è necessario che ogni stadio abbia la sua propria alimentazione AC (ogni stadio è ad un livello di tensione diverso):

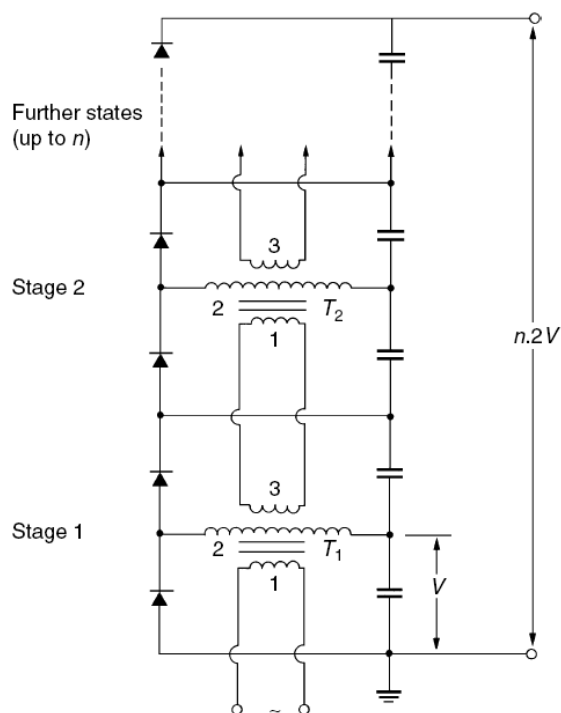


Figura 30 - Circuito moltiplicatore di Allibone.

**Esercizio.** Si vuole dimensionare un generatore HVDC di tipo Cockroft-Walton con una tensione nominale  $V_n = 2000 \text{ kV}$  ed una corrente  $I_n = 10 \text{ mA}$ . La massima c.d.t. sia  $\frac{\Delta V}{V_n} < 5\%$ , mentre il ripple deve essere minore dell'1%. La frequenza di alimentazione sia  $50 \text{ Hz}$  (eventualmente aumentabile a  $400 \text{ Hz}$ , se non si riescono a rispettare i limiti di progetto). Il generatore deve essere anche in grado di erogare  $500 \text{ mA}$  a  $500 \text{ kV}$ .

## 2.5. Generatori elettrostatici

---

In un generatore elettrostatico sono presenti sempre almeno tre parti:

- **Induttore:** un sistema che produce cariche elettriche;
- **Trasportatore:** un sistema che trasporta la carica al collettore può essere di tipo fluido o di tipo solido (a disco, a cinghia, a cilindro);
- **Collettore:** la parte che si porta in AT.

### 2.5.1. Generatore di Van de Graaff

Il generatore più noto è senza dubbio il generatore di Van de Graaff:

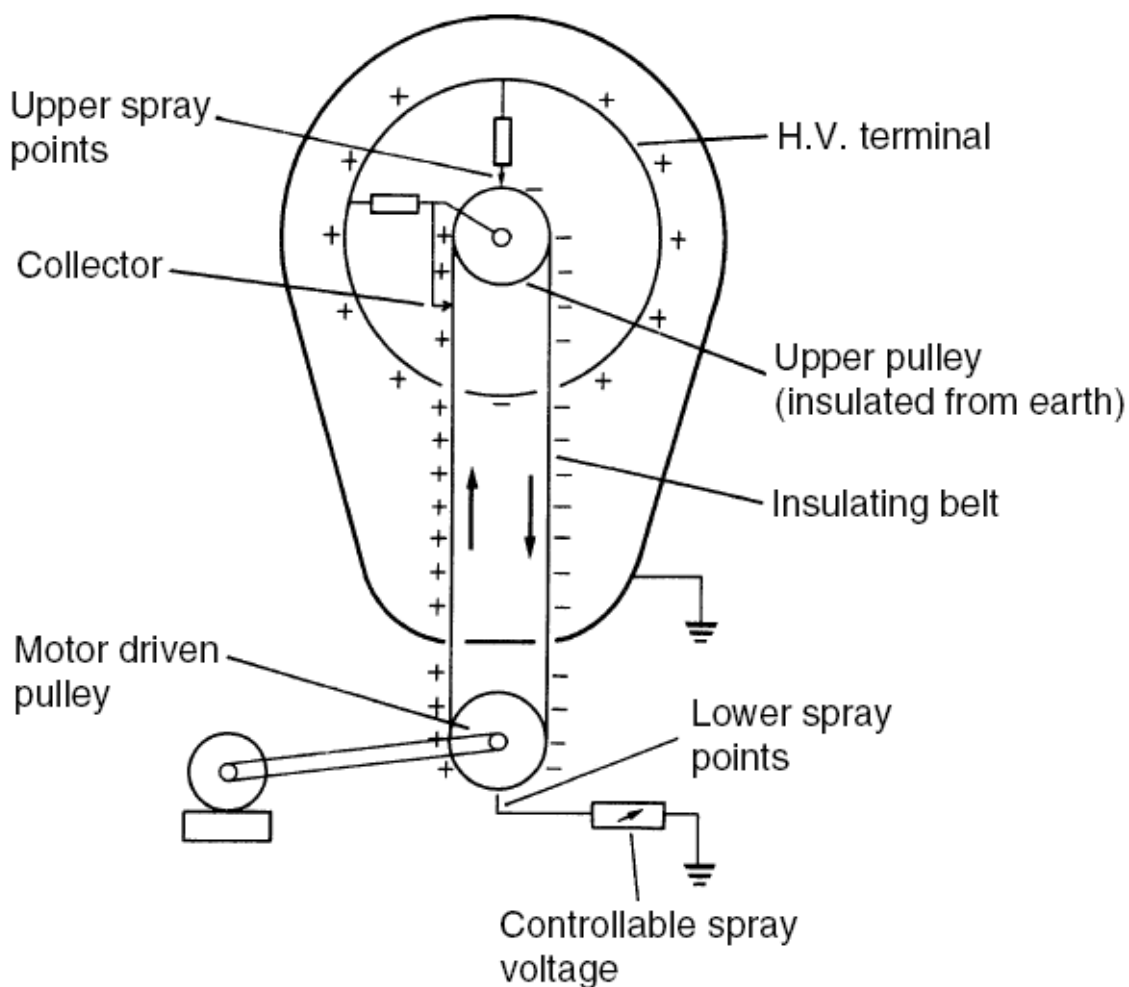


Figura 31 - Generatore di Van de Graaff.

Questo generatore è di tipo a trasportatore a cinghia. All'estremità a terra la cinghia viene caricata per effetto corona da una punta (lower spray point) e trasporta le cariche verso l'elettrodo ad AT che le raccoglie per mezzo nella seconda punta (collector). Per utilizzare anche la discesa, la puleggia superiore su cui scorre la cinghia è isolata dall'elettrodo in AT. La seconda punta superiore ha il compito di neutralizzare le rimanenti cariche positive e di caricare nuovamente la cinghia nel tratto discendente con cariche negative che poi vengono neutralizzate dall'induttore inferiore. L'induttore inferiore di cariche (controllable spray voltage) è costituito dalle punte di un pettine che viene portato ad un potenziale che varia da 10 a 100 kV rispetto a terra per mezzo di un generatore ausiliario. La cinghia viene mossa per mezzo di un motore ausiliario.

La **tensione nominale** del generatore dipende dalla carica e dalla capacità del collettore:

$$V_n = \frac{Q}{C}$$

Mentre la **corrente nominale** dipende dalla velocità della cinghia ed è pari a:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{dQ}{dt} \frac{1}{C} = \frac{I_n}{C}$$

La tensione è anche esprimibile come:

$$V_n = \frac{Q}{C} = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r_1} = \frac{4\pi\epsilon_0 r_1^2 E_c}{4\pi\epsilon_0 r_1} = r_1 E_c$$

Dove  $E_c$  è il campo elettrico alla scarica (per l'aria è  $E_c = 30 \frac{kV}{cm}$ ). Le tensioni nominale dei generatori elettrostatici di tipo di Van de Graaff sono molto elevate e possono anche raggiungere valori dell'ordine dei 10 MV, con  $\frac{dV}{dt}$  nell'ordine di  $1 \frac{MV}{s}$ . Il principale problema tecnologico in questi generatori è rappresentato dalla possibilità di scarica tra cinghia ed elettrodo di alta tensione, con conseguente annullamento della carica.

Per la legge di Gauss si può scrivere:

$$\rho = \epsilon_0 E_c$$

Quanto maggiore è la rigidità dielettrica  $\epsilon$  e tanto maggiore è la densità di carica massima raggiungibile sull'elettrodo AT:. Per questo motivo la macchina si racchiude in un involucro contenente gas in pressione. Nel caso in cui il gas fosse aria in condizioni standard, la massima densità di carica sarebbe:

$$\rho_{aria,max} = \epsilon_0 E_c < 2,7 \cdot 10^{-9} \frac{C}{cm^2}$$

In verità, tuttavia, la densità di progetto per un generatore in aria è sempre inferiore a questo valore, e si ritiene pari a

$$\rho_n = 1,4 \cdot 10^{-9} \frac{C}{cm^2}$$

Ovvero si utilizza un coefficiente di sicurezza pari a 2. Vediamo come si calcola la corrente nominale di un generatore e come si può agire per incrementarla. Nota la densità di corrente  $\rho$ , e definite  $v$  la velocità di traslazione della cinghia e  $b$  la larghezza della cinghia stessa, la corrente è pari a:

$$I = 2\rho bv$$

La corrente nominale di carica è pari a

$$I_n = 2\rho_n bv$$

Per aumentare  $I_n$ , dunque, si deve aumentare  $b$  o  $v$ , ovvero cambiare  $\rho_n$  usando invece che aria, una gas in pressione. Ad ogni modo, per via di problemi meccanici di vibrazione (se la cinghia entra

in vibrazione può toccare le punte emettitrici annullando l'effetto elettrostatico) si possono ritenere valori limite per le grandezze  $b$  e  $v$  i seguenti:

$$v_{max} \approx 200 \frac{cm}{s} \quad b \approx 20 \div 80 \text{ cm}$$

L'efficienza della macchina è legata sostanzialmente alla massima velocità della cinghia. Per sopperire a questo limite si può pensare di utilizzare un diverso tipo di trasportatore, come avviene nel generatore di Felici.

## 2.5.2. Generatore di Felici

Un altro tipo di generatore elettrostatico, che risolve il problema della velocità massima che il trasportatore a cinghia può raggiungere (e quindi la massima corrente erogabile dal generatore) prima di entrare in vibrazione, è il generatore elettrostatico di Felici. Questo dispositivo utilizza un trasportatore a disco che può pertanto raggiungere delle velocità assai maggiori rispetto ad un trasportatore a cinghia. Esso si presenta come in figura:

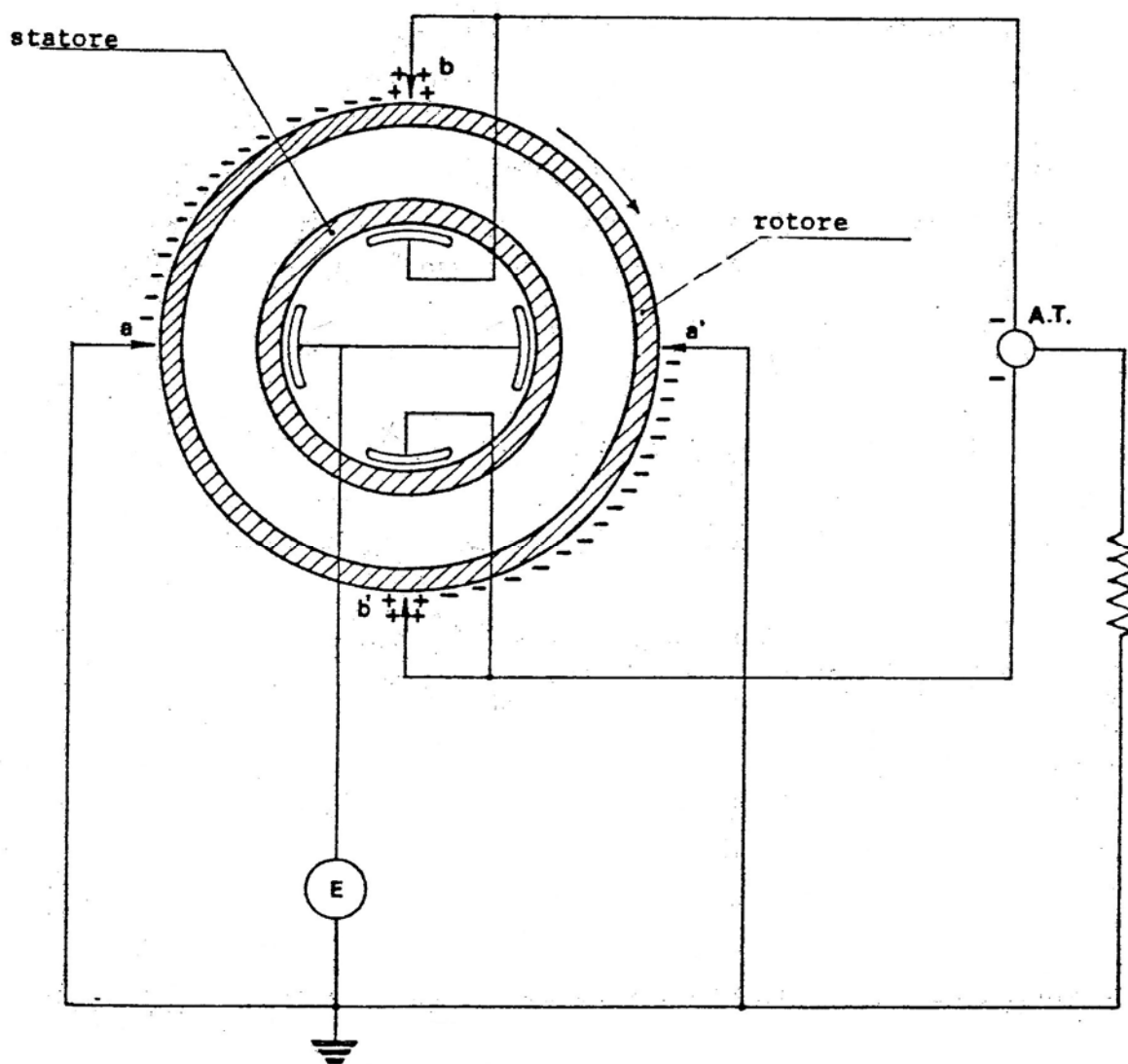


Figura 32 - Generatore di Felici.

Per via della diversa configurazione questo generatore è in grado di fornire correnti nominale maggiori ( $I_n \approx 10 \text{ mA}$ ), ma con tensioni tipicamente inferiori ( $V_n \approx 100 \text{ kV}$ ).

**Esercizio.** Dimensionare un generatore di Van de Graaff per  $V_n = 500 \text{ kV}$ , con  $I_n = 10 \mu\text{A}$ . Sia  $v = 200 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$  ed  $E_c = 30 \frac{\text{kV}}{\text{cm}}$ . Ripetere il calcolo per  $V_n = 10 \text{ MV}$ ,  $I_n = 100 \mu\text{A}$ ,  $v = 200 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$  ed  $E_c = 30 \frac{\text{kV}}{\text{cm}}$ .

## 2.6. Generatori di alta tensione alternata

---

Una **tensione alternata** è una tensione in cui sia sempre verificata la relazione

$$\frac{V_{cresta}}{V_{eff}} = \sqrt{2} \pm 5\%$$

Le caratteristiche di un generatore di alta tensione (che essenzialmente è un trasformatore elevatore) sono riassumibili in:

- **Tensione nominale.** Viene scelta superiore al valore della tensione di prova necessaria. Per questi tipi di trasformatori la parte di isolamento viene particolarmente curata, essendo le tensioni lato AT molto elevate.
- **Corrente nominale.** Questa corrente non deve essere erogata in modo continuativo, ma tipicamente per un certo numero di minuti. Molto spesso, quindi, la corrente viene indicata come corrente erogabile per un determinato lasso temporale (10-30-60-... minuti). I problemi termici, in questi trasformatori, sono assai più ridotti rispetto ai trasformatori di potenza.
- **Potenza nominale.** È la potenza erogabile dal trasformatore, è data dal prodotto di tensione nominale per corrente nominale. Anche la potenza si riferisce ad un certo periodo di funzionamento intermittente (come la corrente)
- **Impedenza interna.** A differenza dei trasformatori di potenza, in cui il cortocircuito è una condizione assolutamente anomala e da evitare, nei trasformatori di prova per AT il cortocircuito è molto frequente. Per questo motivo è opportuno avere una elevata impedenza interna (impedenza di corto circuito). Tuttavia, insieme a tale necessità, sussiste anche la necessità di contenere le c.d.t. nel caso in cui il componente in prova inizi ad assorbire corrente, ad esempio per fenomeno corona o scarica parziale. Tipicamente, in definitiva, l'impedenza interna per trasformatori di prova è leggermente superiore a quella dei trasformatori di potenza in rete.

I generatori di alta tensione devono, inoltre, essere in grado di **mantenere la forma d'onda** (senza distorcerla, secondo le tolleranze prima descritte) e devono essere in grado di poter **variare il valore della tensione** con gradualità e finezza.

Altre caratteristiche dei trasformatori elevatori riguardano:

- **Sovratensioni transitorie**, il trasformatore deve essere in grado di sopportare le sovratensioni transitorie dovute alle scariche sull'oggetto in prova. Queste scariche danno luogo a due tipi di sollecitazioni:
  - sollecitazioni dielettriche interne;
  - sollecitazioni elettrodinamiche negli avvolgimenti.
- **Livello di scariche parziali**, se il trasformatore deve alimentare i circuiti per misure di scariche parziali, esso deve presentare un basso livello di scariche parziali (per non falsare la misura).



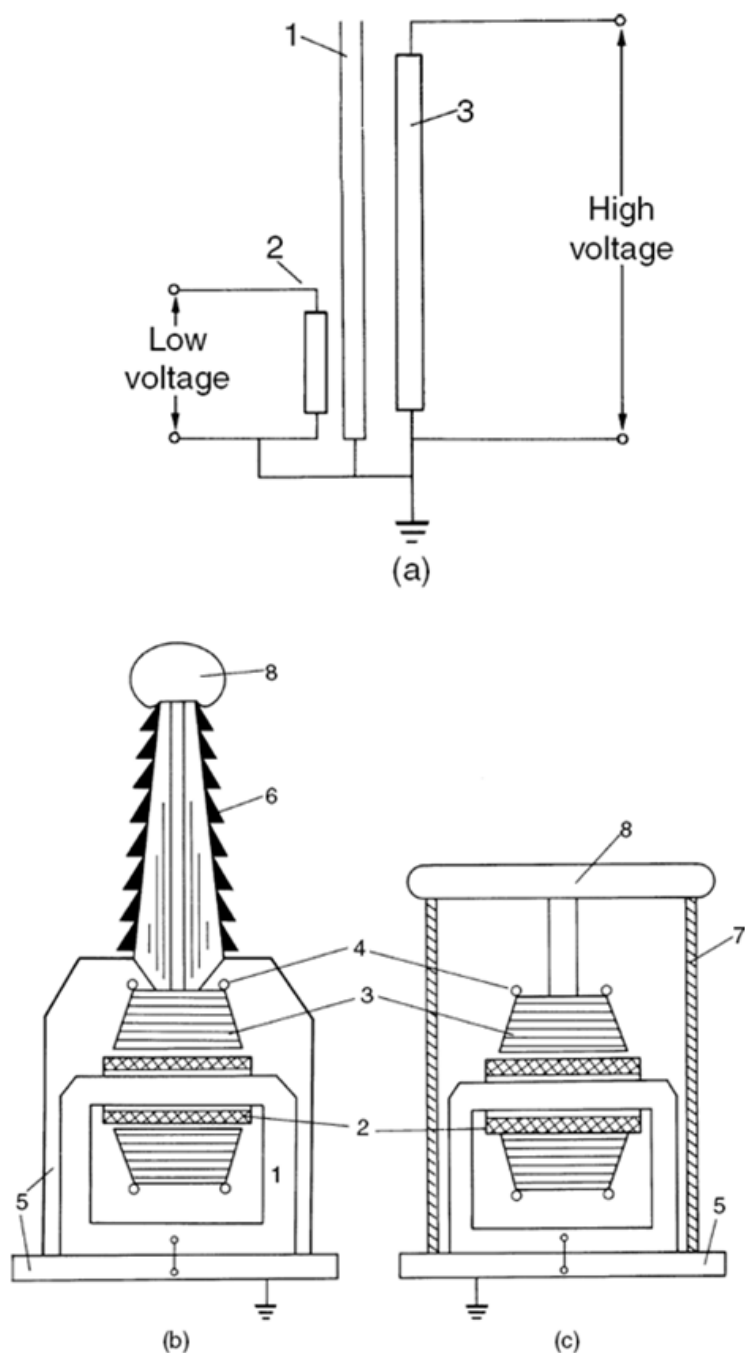


Figura 33 - Trasformatore elevatore per prove HVAC. a) Schema di funzionamento; b&c) diversi tipi di modelli costruttivi: 1) Nucleo ferromagnetico; 2) Avvolgimento primario BT, o avvolgimento di eccitazione; 3) Avvolgimento secondario AT; 4) "Field gradient shield"; 5) Basamento posto a terra e rete di terra; 6) Isolatore passante; 7) Cassone; 8) Elettrodo AT.

Per la regolazione della tensione in uscita al trasformatore elevatore (per la compensazione delle c.d.t., ad esempio) si possono utilizzare:

- Trasformatori con regolatori sotto carico (si utilizzano delle spazzole in grado di selezionare con continuità più o meno spire sull'avvolgimento);
- Regolatori ad induzione (macchine asincrone a rotore bloccato, a seconda dell'angolo del rotore si ottiene una tensione al collettore più o meno elevata. L'avvolgimento rotorico è disposto in serie a quello statorico, la tensione in uscita è la differenza tra la tensione applicata allo statore e la tensione indotta sul rotore);

Una tecnologia per ottenere due livelli di tensione da un singolo trasformatore è rappresentata di seguito:

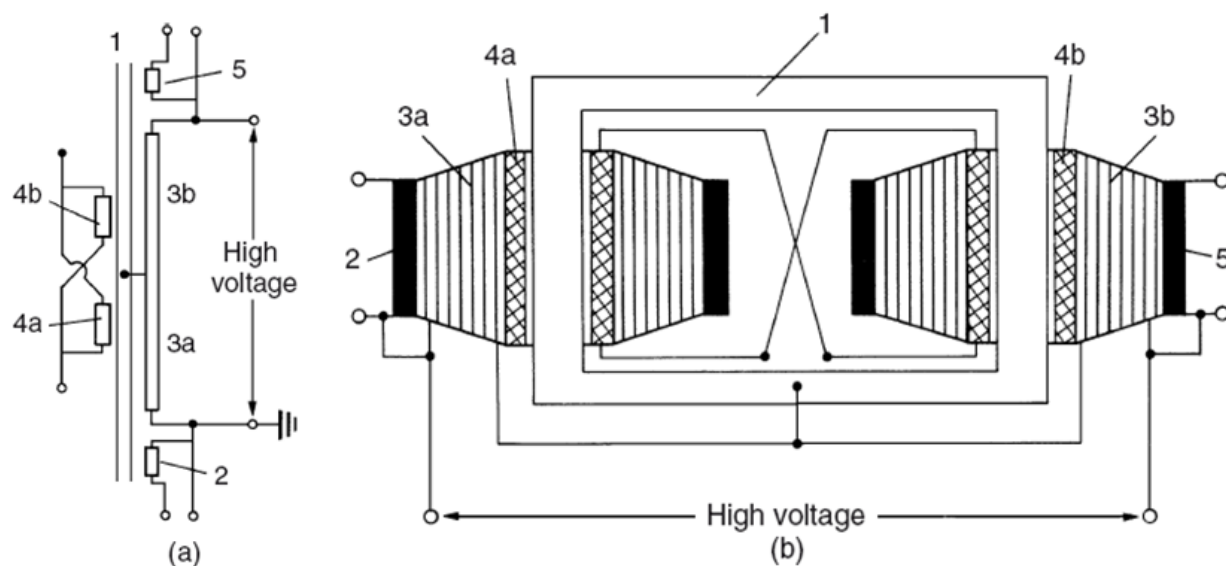


Figura 34 - Trasformatore per prova HVAC con nucleo posto a metà del potenziale totale. a) Schema di funzionamento; b) Sezione: 1) nucleo ferromagnetico; 2) Avvolgimento primario BT; 3a&b) Avvolgimento secondario AT; 4a&b) Avvolgimento equalizzatore di flusso; 5) Avvolgimento di eccitazione.

In questa realizzazione l'avvolgimento AT è diviso in due parti (3a e 3b in figura). In questo modo è possibile prelevare sia la tensione  $V$ , sia la tensione  $V/2$ . Tuttavia dal punto di vista dell'accoppiamento magnetico la tensione non è divisa esattamente a metà. Per questo motivo si dispongono due avvolgimenti di compensazione (4a e 4b) per rafforzare l'accoppiamento induttivo tra i due avvolgimenti BT con i rispettivi AT. Questo avvolgimento di compensazione si chiama **avvolgimento equalizzatore del flusso**. Il cassone di questo trasformatore si trova al potenziale  $V/2$ , pertanto deve essere isolato da terra.

## 2.6.1. Generatori di alta tensione AT in cascata

Per tensioni fino a 400 kV si utilizza una sola unità di trasformazione. Per tensioni di prova superiori, fino a 750 kV ed oltre in genere di utilizzano costruzioni particolari con vari trasformatori in cascata:

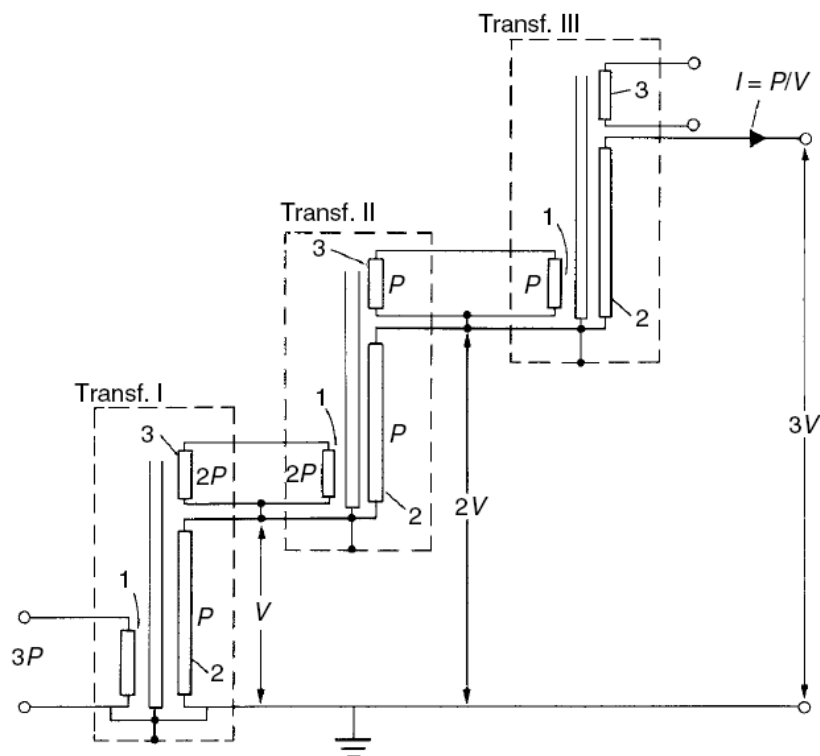


Figura 35 - Trasformatori per prove HVAC in cascata.

Si può notare che il cassone della seconda unità di trasformazione non è al potenziale di terra, bensì la potenziale  $V$ . Analogamente il cassone della terza unità si trova al potenziale  $2V$ . I trasformatori devono quindi essere isolati da terra attraverso un isolamento consono al potenziale. Questo viene tipicamente effettuato attraverso delle colonne isolanti che possono assumere anche dimensioni ragguardevoli:



Figura 36 - Impianto HVAC da 3000 kV.

## 2.6.2. Generatori di alta tensione AT risonanti serie

Quando il trasformatore elevatore è chiuso su un carico capacitivo (ad esempio un cavo AT), ci si trova in una situazione tipo:

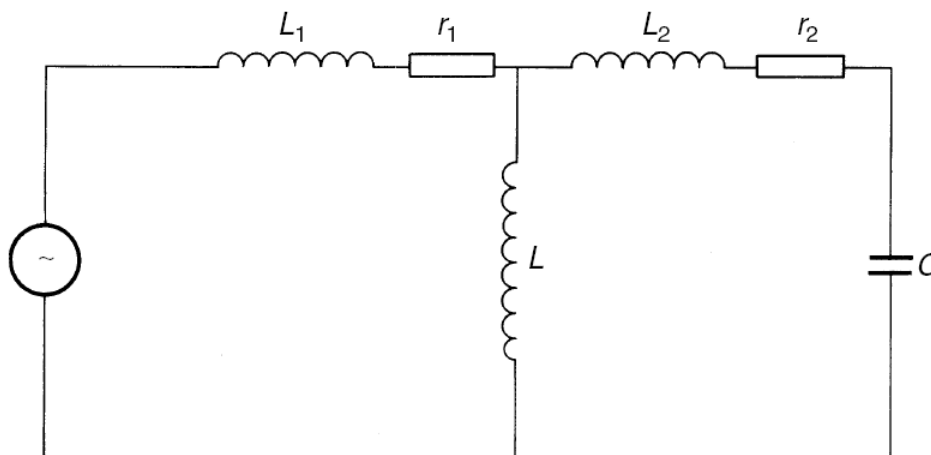


Figura 37 - Circuito equivalente di un trasformatore chiuso su un carico capacitivo.

È possibile trascurare l'induttanza trasversale  $L$  giungendo al seguente circuito equivalente:

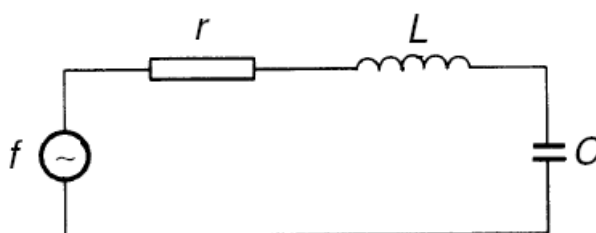


Figura 38 - Circuito semplificato di un trasformatore su un carico capacitivo.

Dove

$$r = r_1 + r_2$$

$$L = L_1 + L_2$$

Questo è un circuito risonante serie RLC. Se alla frequenza di rete si verifica la condizione

$$\omega(L_1 + L_2) = \frac{1}{\omega C}$$

Allora ci si trova nella condizione di risonanza e si ha una tensione in uscita molto maggiore di quella di prova, anche di 20 – 50 volte superiore.

La condizione di risonanza, tuttavia, si può presentare anche per armoniche di ordine superiore:

$$k\omega(L_1 + L_2) = \frac{1}{k\omega C}$$

Dove  $k$  è l'ordine dell'armonica. Se ciò accade, l'armonica in questione viene amplificata e la forma d'onda in uscita viene deformata, vanificando la prova.

La condizione di risonanza alla frequenza principale può essere controllata aggiungendo una induttanza regolabile  $L_r$  in uscita al trasformatore, in modo da ottenere un circuito tipo:

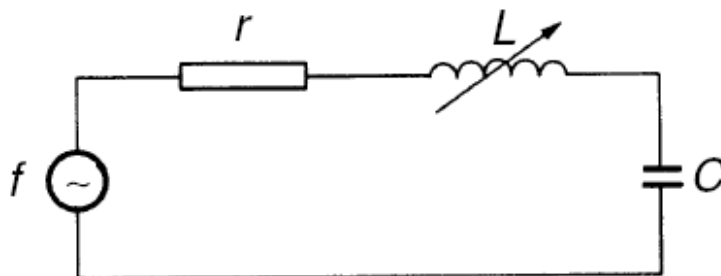


Figura 39 – Schema base di un circuito risonante per prove HVAC.

In questo modo la risonanza alla frequenza di rete non è più accidentale, ma controllata dall'operatore e può essere sfruttata per elevare la tensione applicata al carico.

Per una reattanza si può definire il fattore di merito come:

$$Q_r = \frac{\omega L_r}{r_r}$$

Si può altresì definire un fattore di merito per l'intero circuito

$$Q = \frac{\omega(L_1 + L_2 + L_r)}{r_1 + r_2 + r_r}$$

Tanto maggiore è il fattore di merito del circuito o del reattore, e tanto più è stretto ed alto il picco di risonanza (in un diagramma  $V - f$ ). L'ideale sarebbe avere un fattore di merito molto elevato, in modo da avere un picco molto centrato sul valore di 50 Hz. Tuttavia, se il fattore di merito è troppo elevato e la campana è troppo stretta c'è il rischio che una leggera variazione di frequenza porti ad elevate variazioni di tensione in uscita.

Dal punto di vista tecnologico, la costruzione di reattori regolabili per tensioni di alcune decine di  $kV$  non presenta grosse complicazioni. Costruire un reattore per tensioni di centinaia di  $kV$ , invece, risulta problematico. Per questo motivo è necessario ricorrere ad uno schema circuitale che consenta di limitare la tensione sul reattore:

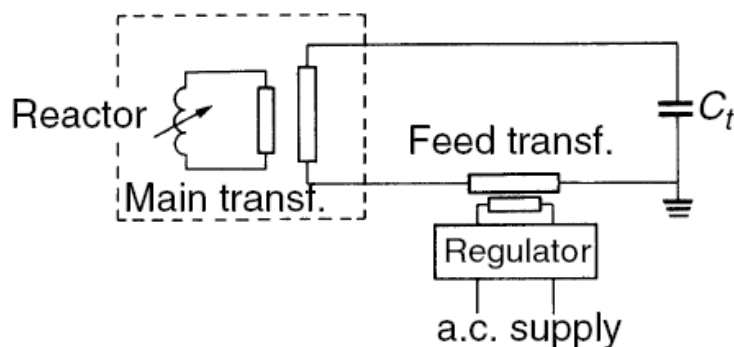


Figura 40 - Circuito risonante per prove HVAC, con reattore inserito tramite trasformatore BT/AT.

In questo schema si utilizza un trasformatore elevatore per connettere il reattore al circuito AT. Questa soluzione è ovviamente più complessa e costosa, in quanto prevede l'utilizzo di un ulteriore trasformatore elevatore. Si può anche pensare di utilizzare più reattori in serie, sincronizzati tra loro mediante un dispositivo automatico:

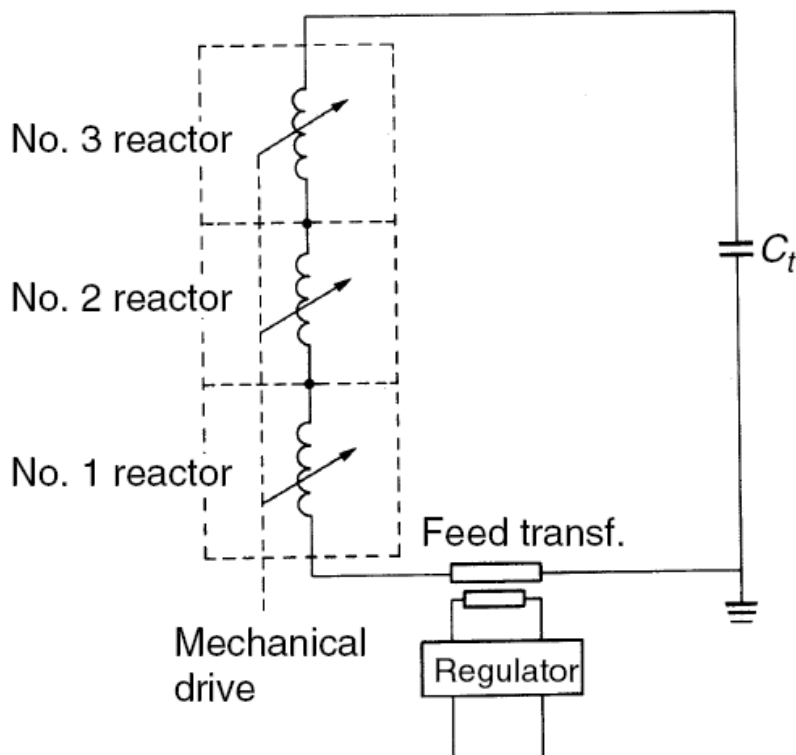


Figura 41 - Circuito risonante per prove HVAC, con reattori in serie.

Tuttavia, in questo caso, la regolazione è molto critica in quanto uno squilibrio delle tensioni tra i reattori potrebbe portare al cedimento dell'isolamento.

In definitiva i vantaggi del circuito risonante serie (usato di norma per le prove su cavi) sono:

- **Forma d'onda pura.** La forma d'onda risulta più pura, in quanto la risonanza è imposta sull'armonica fondamentale e le armoniche di ordine superiore diventano meno rilevanti.
- **Non si sviluppa arco di potenza.** Non si corre il rischio di danneggiamento dell'oggetto in prova. Se avviene la scarica, infatti, la capacità viene cortocircuitata dall'arco e la corrente di corto è limitata solo dai parametri resistivi e induttivi:

$$I_{cc} = \frac{V}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}}$$

rispetto alla corrente di prova  $I_p$  (supponendo  $Q = 10 \rightarrow \omega L = 10 \cdot r$ ), dunque, la corrente di corto vale:

$$I_{cc} = \frac{1}{10} \frac{V}{r} = \frac{I_p}{10}$$

pertanto non si verifica l'arco di potenza.

- **Minore tensione e potenza richiesta alla sorgente di alimentazione.** Si sfrutta la risonanza per amplificare la tensione. Se ad esempio si sceglie un circuito con  $Q = 10$  la tensione di alimentazione può essere 10 volte inferiore alla tensione di prova. Infatti la tensione di

prova  $\bar{V}_p$  è legata a quella di alimentazione  $\bar{V}$  da:

$$\bar{V}_p = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{r + j\left(\omega L + \frac{1}{\omega C}\right)} \bar{V} = \frac{1}{j\omega r C} \bar{V}$$

dato che, nelle condizioni di risonanza vale:

$$Q = \frac{\omega L}{r} = \frac{1}{\omega r C}$$

è evidente che

$$\bar{V}_p = Q\bar{V} = 10\bar{V}$$

### **2.6.3. Apparecchiature di controllo, protezione e connessione dei generatori HVAC**

---

Per gli impianti HVAC visti in precedenza si adottano sempre almeno questi componenti di sicurezza:

- Sezionatore principale di isolamento dell'impianto di prova della rete di alimentazione;
- Interruttori di protezione comandati da relè di massima corrente e massima tensione;
- Protezione che stacca l'impianto per brusche interruzioni di tensione di alimentazione;
- Interblocchi alle porte che conducono all'area di prova;
- Sezione dei conduttori adatta ad evitare l'effetto corona:

*100 kV → Ø25mm*

*1000 kV → Ø300mm*



## 2.6.4. Utilizzo dei generatori HVAC per generare impulsi di manovra

Abbiamo visto come è possibile simulare un impulso convenzionale di manovra attraverso un circuito moltiplicatore di Marx, con opportuni valori di resistenza di fronte e di coda.

È tuttavia possibile utilizzare una tecnica alternativa che sfrutta dei trasformatori elevatori. Si realizza un circuito tipo ( $L_a$  è variabile):

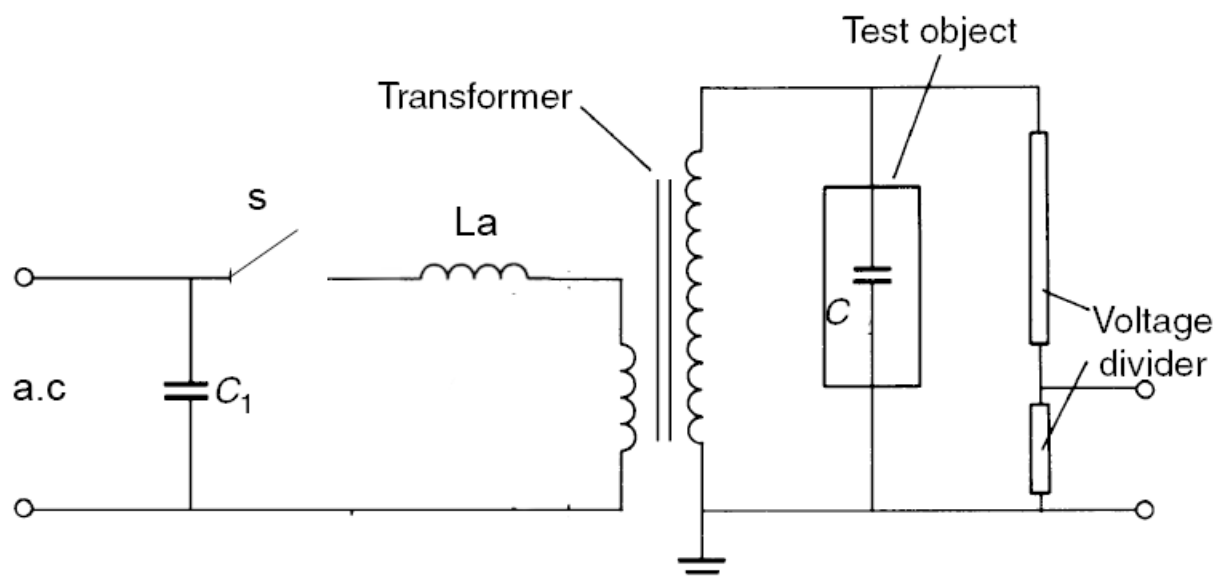


Figura 42 - Circuito HVAC per generazione di impulsi di manovra.

Considerando anche i parametri interni del trasformatore si giunge ad un circuito equivalente tipo:

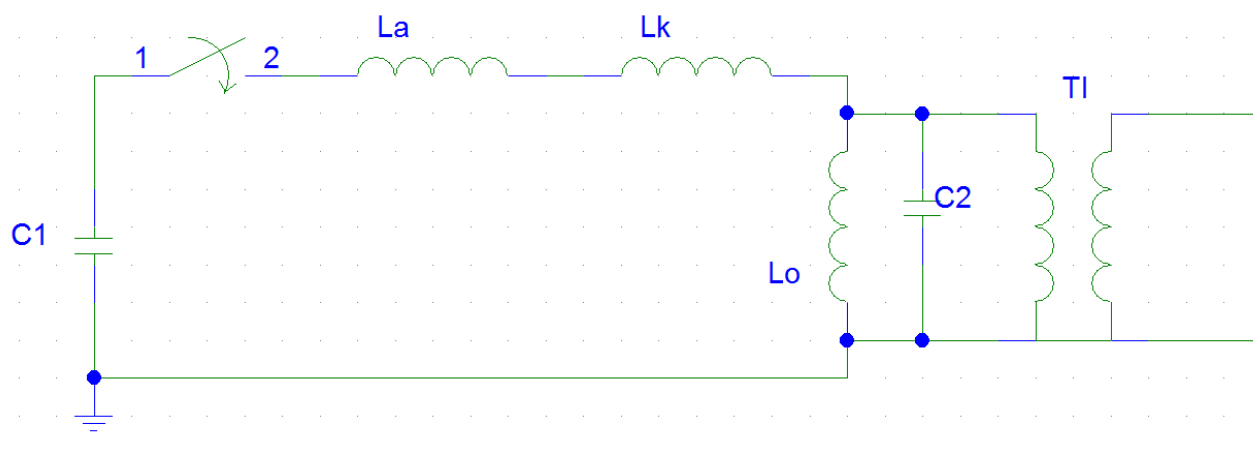


Figura 43 - Schema equivalente di un circuito HVAC per generazione di impulsi di manovra.

Dove

- $L_k$  è l'induttanza di dispersione del trasformatore
- $L_0$  è l'induttanza di magnetizzazione
- $C_2$  è la capacità equivalente del trasformatore
- $TI$  è il trasformatore ideale

In questo circuito si distinguono due transitori caratterizzati da pulsazioni diverse:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_a + L_k) \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0(C_1 + C_2)}} \ll \omega_1$$

La tensione in uscita dal trasformatore ideale  $U_2$ , detta  $U_1$  la tensione ai capi di  $C_2$  (quindi a monte del  $TI$ ), è pari a:

$$U_2 = kU_1 = kE \frac{C_1}{C_1 + C_2} [\cos \omega_0 t - \cos \omega_1 t]$$

Con un massimo pari a

$$U_{2,max} = 2kE \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Il tempo alla cresta è ad  $\frac{1}{2}$  di periodo quindi:

$$T_{cresta} = \frac{T_1}{2} = \frac{1}{2f_1} = \frac{2\pi}{2\omega_1} = \pi \sqrt{(L_a + L_k) \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$$

Nella pratica in  $C_2$  si considera anche la capacità equivalente dell'oggetto in prova riportata a primario, oltre alla capacità del propria del trasformatore.

### 3. Tecniche di misura in alta tensione

#### 3.1. Introduzione

Un sistema di misura è formato da un **trasduttore** (riduttore di tensione, divisore di tensione), da **collegamenti** che collegano il lato AT al sistema da misurare e il lato BT del divisore ad un **rivelatore** (oscilloscopio, voltmetro di cresta):

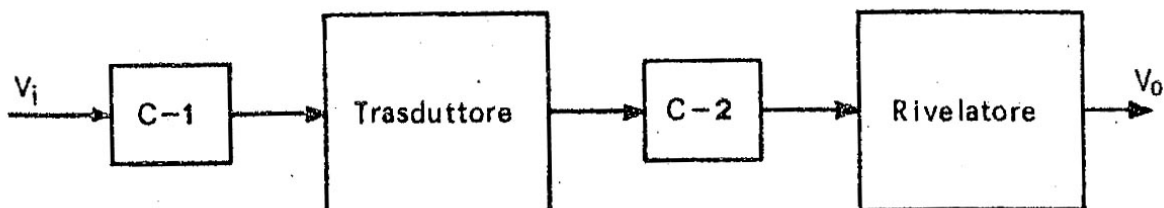


Figura 44 - Sistema di misura:  $V_i$ : grandezza di ingresso (da misurare);  $V_o$ : grandezza in uscita (misurata); C-1, C-2: collegamenti.

Analizziamo sommariamente i vari componenti:

- **Trasduttore.** Consente la conversione della grandezza da misurare in un segnale elettrico ad essa proporzionale.
- **Collegamenti.** Si distinguono i collegamenti tra il trasduttore e la grandezza da misurare e i collegamenti tra il trasduttore e il rivelatore.
- **Rivelatore.** Il rivelatore, o strumento indicatore o registratore, ha il compito di rivelare il segnale (ampiezza, andamento nel tempo).

Uno dei problemi di cui si terrà conto nella trattazione sono le interferenze elettromagnetiche nella catena di misura.

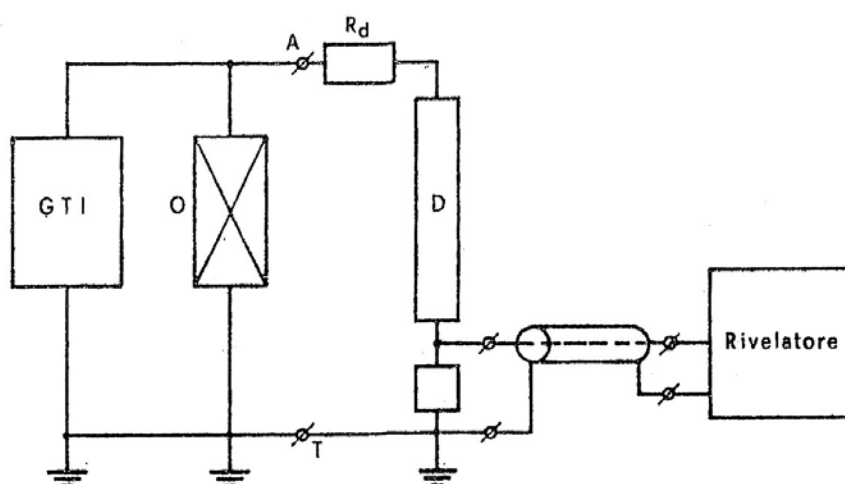


Figura 45 - Sistema di misura di alte tensioni impulsive. GTI: generatore di tensione impulsiva; O: oggetto in prova; D: divisore di tensione.

L'obiettivo della trattazione è giungere al dimensionamento di tutti i componenti del sistema di misura.

## 3.2. Generalità sui sistemi di misura

### 3.2.1. Introduzione

Si consideri il sistema di misura schematizzato come:

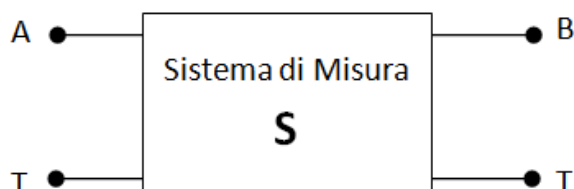


Figura 46 - Sistema di misura S

al quale viene applicata all'ingresso AT una tensione  $V_i(t)$ . Sia  $V_0(t)$  la tensione prelevata ai morsetti BT. Affinché il sistema di misura svolga correttamente il suo compito, è necessario che  $V_0(t)$  sia la riproduzione di  $V_i(t)$ , attenuata di un certo fattore di riduzione. Lo spettro in frequenza in entrata e in uscita devono essere uguali.

Da ciò consegue immediatamente che il sistema di misura deve essere dimensionato in relazione alla rapidità di variazione (e quindi allo spettro in frequenza) del segnale da misurare. Per questo motivo non esiste un sistema di misura universale, adatto ad ogni tipo di misura. Di seguito sono rappresentati gli spettri in frequenza di alcuni tipi di impulsi:

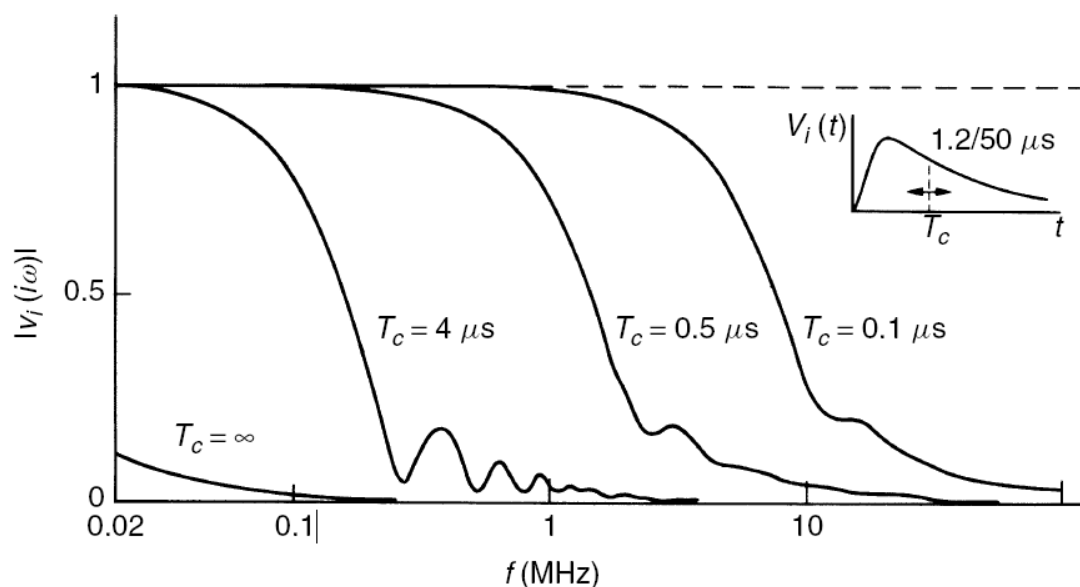


Figura 47 - Spettro in frequenza dell'impulso  $1,2/50 \mu s$  troncato a diversi tempi  $T_c$ .

### 3.2.2. Risposta al gradino

---

Per studiare un sistema di misura, se si suppone il sistema  $S$  di tipo *lineare* e *normale*, e si trascurano gli effetti delle interferenza, si può utilizzare la teoria delle reti. Si può definire la funzione di trasferimento nel dominio di Laplace, come:

$$F(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

Se si impone come tensione di ingresso un gradino

$$V_i(t) = 1(t)$$

Allora

$$V_i(s) = \frac{1}{s}$$

E in uscita si ha la risposta al gradino  $V_o(t) = R(t)$  e  $V_o(s) = R(s)$ . Pertanto la funzione di trasferimento è definita come

$$F(s) = s \cdot R(s)$$

Conoscendo la risposta al gradino si può risalire alla risposta del sistema ad una qualsiasi sollecitazione mediante l'integrale di convoluzione di seconda specie:

$$V_o(t) = \int_0^t \frac{dV_i(\tau)}{d\tau} R(t - \tau) d\tau + \frac{dV_i(0)}{d\tau} R(0)$$

#### 3.2.2.1. Tempo di risposta

Una grandezza tipica che caratterizza un sistema di misura è il **tempo di risposta  $T$**  definito, per una risposta a gradino, come:

$$T = \int_{0'}^{\infty} [1 - R(t)] dt = T_{\alpha} - T_{\beta} + T_{\gamma} \dots$$

Nel dominio di Laplace il tempo di risposta è esprimibile come:

$$T = - \left. \frac{dF(s)}{ds} \right|_{s=0}$$

Infatti, posto:

$$g(t) = 1 - R(t)$$

Effettuando la trasformata di Laplace si ha:

$$\mathcal{L}[G(t)] = G(s) = \int_{0'}^{\infty} [1 - R(t)]e^{-st} dt$$

È evidente, dunque, che risulta:

$$T = \int_{0'}^{\infty} [1 - R(t)]dt = \lim_{s \rightarrow 0} \int_{0'}^{\infty} [1 - R(t)]e^{-st} dt = \lim_{s \rightarrow 0} G(s)$$

Dal momento che

$$G(s) = \mathcal{L}[1 - R(t)] = \frac{1}{s} - \mathcal{L}[R(t)] = \frac{1}{s} - \frac{F(s)}{s}$$

Si ha che:

$$T = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1 - F(s)}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{d}{ds}[1 - F(s)]}{\frac{ds}{ds}} = - \left. \frac{dF(s)}{ds} \right|_{s=0}$$

c.v.d.

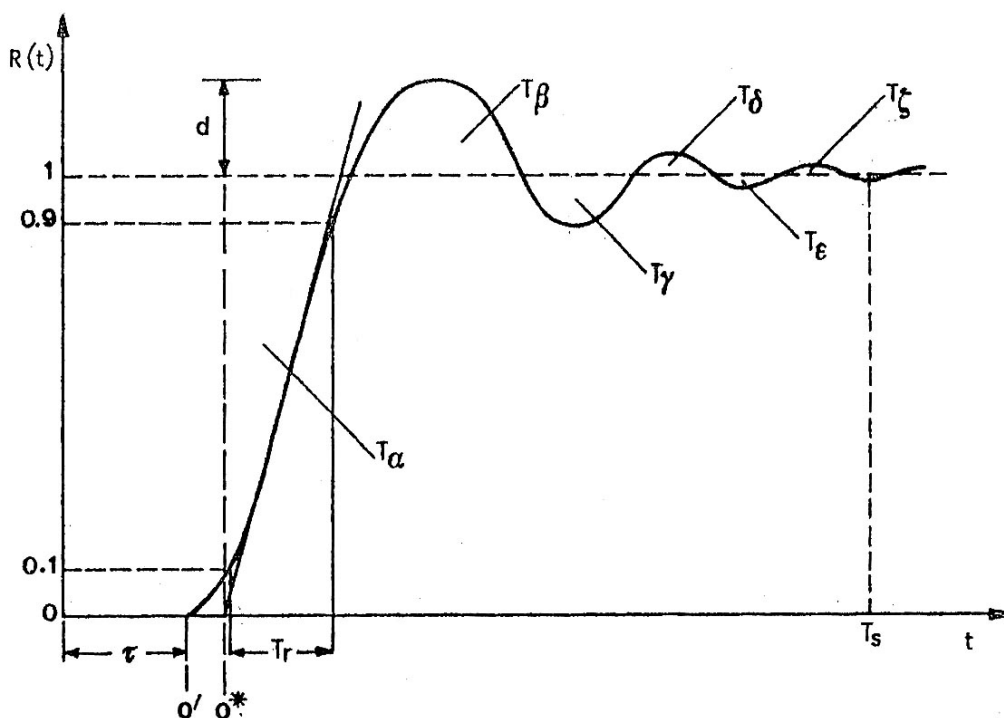


Figura 48 - Oscillogramma tipico di una risposta al gradino e suoi parametri caratteristici.  $T_{\alpha}$ : tempo di risposta parziale;  $T_r$ : tempo di salita (tempo compreso tra  $t_{0,1}$  e  $t_{0,9}$ );  $T_s$ : tempo di assestamento (tempo occorrente perché la risposta entri nella banda  $\pm 2\%$  del valore finale);  $\tau$ : tempo di propagazione;  $d$ : sovralongazione;  $O^*$ : origine virtuale del segnale a gradino.

Tanto inferiore è  $T$  e tanto migliore è il sistema di misura. Tuttavia la risposta a gradino è l'unico effettivo parametro per distinguere i vari tipi di sistema di misura. Nella pratica, la sommatoria dei

vari termini non può essere estesa all'infinito e viene troncata al cosiddetto **tempo di assestamento**  $T_s$ , ossia quando l'oscillazione si riduce ad un valore del  $\pm 2\%$  del valore di regime.

In generale, il sistema di misura  $S$  può essere considerato come formato da un insieme di sottosistemi  $S_1, S_2, \dots, S_n$ . Ognuno di questi sottosistemi è caratterizzato da un proprio tempo di risposta  $T_i$ ; il tempo di risposta complessivo è pari a

$$T = \sum_{i=1}^n T_i$$

### 3.2.2.2. Misura del tempo di risposta

Per misurare il tempo di risposta complessivo del sistema di misura si utilizza il cosiddetto **metodo dello spinterometro**: si applica un impulso atmosferico ad uno spinterometro standardizzato (sfere di 250 mm, distanti 60 mm, in aria in condizioni standard) che scarica prima della cresta dell'impulso e quindi si ottiene un andamento a rampa.

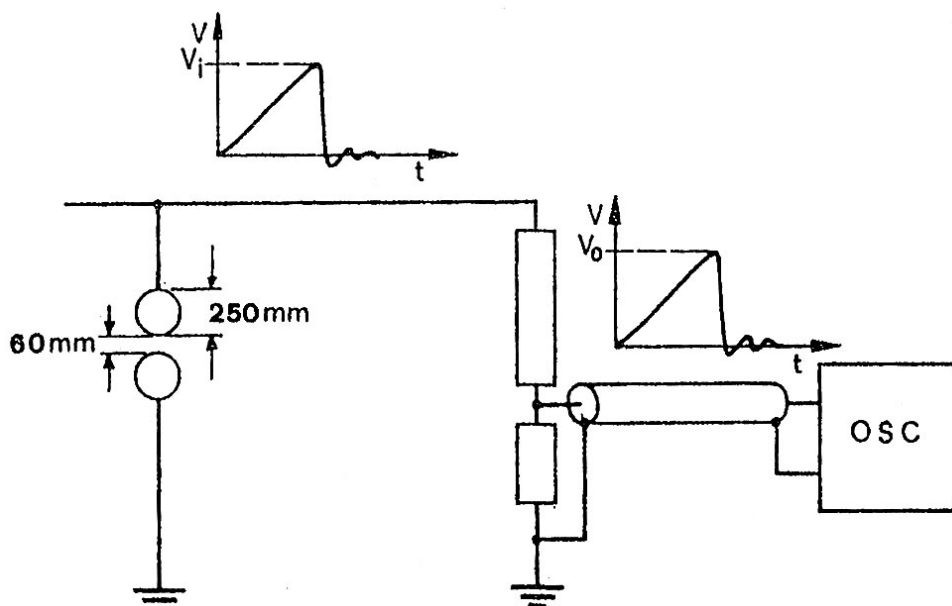


Figura 49 - Disposizione del circuito per la determinazione sperimentale in alta tensione del tempo di risposta con il metodo dello spinterometro a sfere.

Dal momento che (cfr. § 3.2.3) il tempo di risposta è legato all'errore introdotto dal sistema, è possibile calcolare il tempo di risposta come

$$T = \frac{\delta}{b} = \frac{V_i - V_o}{b}$$

La  $V_i$  è calcolabile, nota la pendenza  $b$  come:

$$V_i = 164,8 + 60,7\sqrt{b}$$

Questa espressione vale in condizioni standard (20°C, 760 mmHg).

### 3.2.3. Errori introdotti dal sistema di misura

Per stimare l'errore di un sistema di misura è possibile correlare ad esso il tempo di risposta.

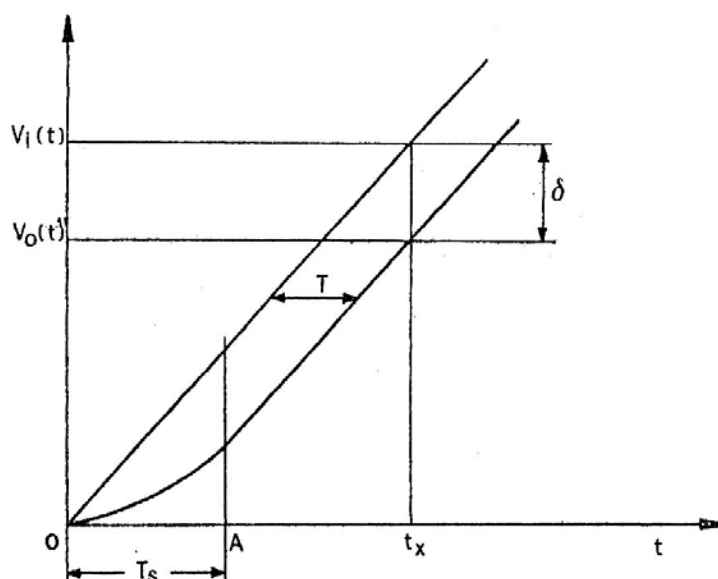


Figura 50 - Legame tra il tempo di risposta e l'errore di ampiezza, nella misura di onde tronche sul fronte per  $t_x > T_s$ .

Si supponga di applicare in ingresso non più un gradino ma una rampa. In uscita si avrà un segnale (come in figura) che riproduce la rampa. Se si considera il transitorio a partire dal tempo di assestamento  $T_s$  è evidente che l'errore  $\delta$  introdotto dal sistema è proporzionale al tempo di risposta  $T$ . Detta  $b$  la pendenza della rampa, risulta, infatti:

$$\delta = b \cdot T$$

Si consideri, ora, una rampa troncata si può valutare l'errore relativo all'istante di troncamento:

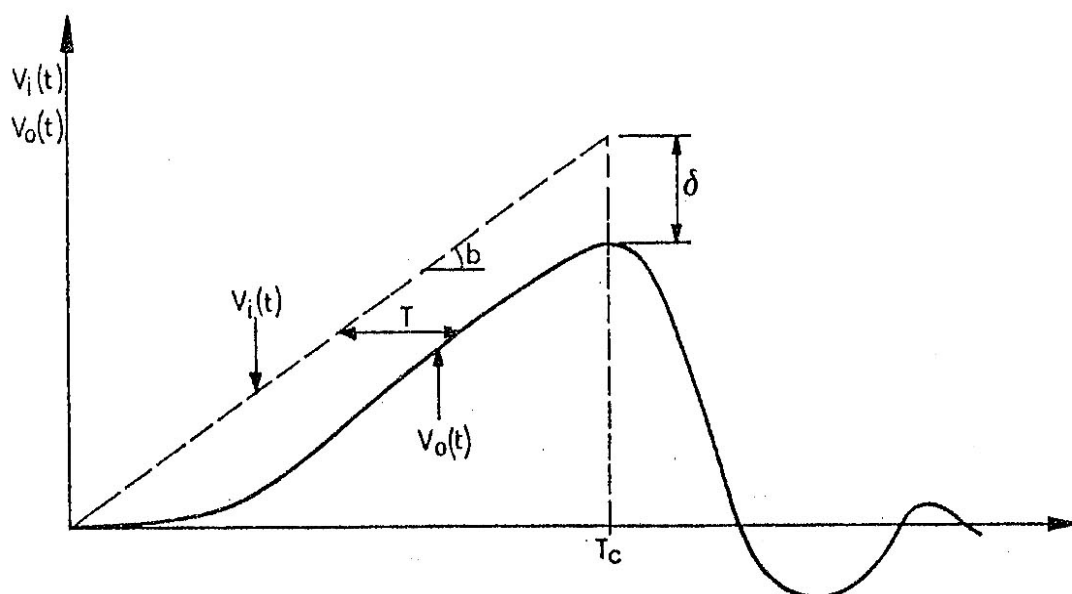


Figura 51 - Determinazione dell'errore d'ampiezza in onde tronche sul fronte.



Il segnale in ingresso all'istante di troncatura assume il valore di

$$V_i(T_c) = b \cdot T_c$$

In questo caso l'errore relativo  $\epsilon$  commesso sull'ampiezza risulta essere:

$$\epsilon = \frac{\delta}{V_i(T_c)} = \frac{b \cdot T}{b \cdot T_c} = \frac{T}{T_c}$$

Le norme impongono che l'errore relativo percentuale (per onda tronca) deve essere inferiore al 5%, ovvero:

$$\epsilon = \frac{T}{T_c} \leq 0,05$$

Perché questa condizione sia rispettata, per un'onda  $1,2/50 \mu s$ , è necessario che

$$T \leq 0,1 \cdot T_1 = 0,12 \mu s$$

### 3.3. Trasduttori

Il trasduttore è l'elemento che consente di adattare le tensioni di prova con i livelli di tensione consoni per essere utilizzati con i rilevatori (e.g. oscilloscopi). Tra i vari tipi di trasduttori si hanno:

- Divisori serie (trasduttore tensione-tensione)
- Trasformatori di tensione
- Impedenza di misura (trasduttore tensione-corrente)
- Trasformatore di corrente
- Shunt (trasduttore corrente-tensione)

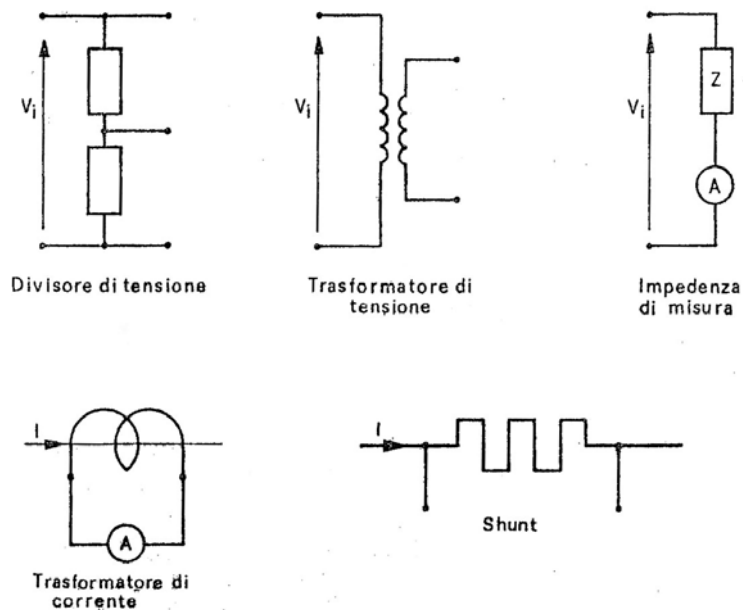


Figura 52 - Trasduttori più comunemente usati nelle misure in alta tensione.

Di seguito verranno analizzati i divisori di tensione. Per lo studio dei divisori di tensione si considera la seguente rete e parametri distribuiti:

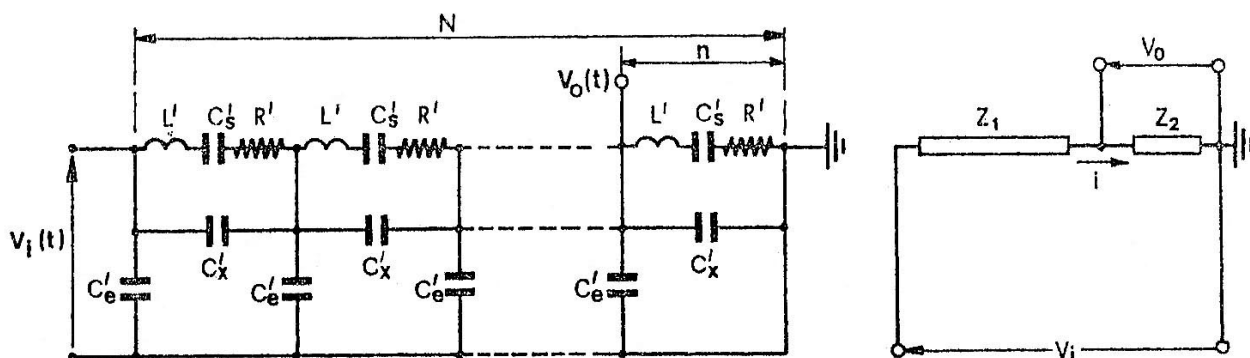


Figura 53 - Rete equivalente a parametri distribuiti valida per tutti i divisori.  $N$ : numero di sezioni;  $n$ : numero di sezioni ramo BT;  $V_0$ : tensione di uscita;  $R'$ : resistenza di ogni sezione;  $R = R_1 + R_2 = N \cdot R'$ ;  $L'$ : induttanza di ogni sezione;  $L = L_1 + L_2 = n \cdot L'$ ;  $C_s'$ : capacità serie di ogni singola sezione;  $C_s = C_s'/N$ ;  $C_x'$ : capacità longitudinale di ogni sezione;  $C_x = C_x'/N$ ;  $C_e'$ : capacità parassita verso massa di ogni sezione;  $C_e = C_e' \cdot N$ .

### 3.3.1. Divisore resistivo puro

Sintesi delle caratteristiche e peculiarità:

- È costituito da due resistori a formare un partitore resistivo serie.
- Utilizzabile per la misura di grandezze continue.
- Se utilizzato per la misura di grandezze variabili nel tempo è necessario considerare l'influenza delle capacità parassite  $C_e$ .

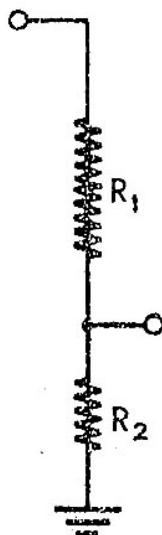


Figura 54 - Divisore resistivo puro.

La tensione  $V_o(t)$  ai capi di  $R_2$ , quando viene applicata una tensione  $V_i(t)$  in ingresso è pari a:

$$V_o(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i(t)$$

Il **rapporto di riduzione** del divisore è pari a

$$K = \frac{V_o(t)}{V_i(t)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Questa relazione vale per segnali periodici a bassa frequenza o segnali continui. Quando la tensione è transitoria e rapidamente variabile, il rapporto di riduzione diviene non più lineare. La normativa impone che è comunque definibile un rapporto di riduzione, e lo si definisce per  $t \rightarrow \infty$ , ovvero al termine del fenomeno transitorio. Per analizzare il comportamento dei divisori serie in regime transitorio, è necessario considerare anche le componenti induttive serie  $L$  e le capacità parassite verso massa  $C_e$ . Si dimostra che il tempo di risposta della rete

$$T = \frac{R \cdot C_e}{6} + \frac{L}{R}$$

Dato che i resistori per tali applicazioni sono tipicamente anti-induttivi, il secondo termine del tempo di risposta può essere trascurato. La capacità parassita può essere compensata attraverso opportuni schermi (§3.3.2). Per valutare la capacità complessiva  $C_e$  si usa la seguente formula:

$$C_e = \frac{2\pi\epsilon_0 h}{\ln \frac{2h}{\sqrt{3d}}} \cdot 10^{12} \quad [pF]$$

Dove  $h$  è l'altezza della colonna mentre  $d$  è il diametro.

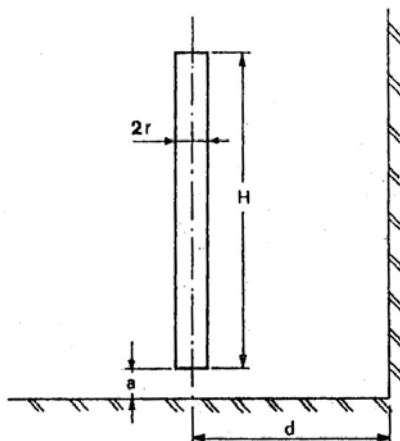


Figura 55 - Dimensioni della colonna AT di un divisore resistivo per il calcolo di  $C_e$ .

### 3.3.1.1. Effetto del carico

Per studiare l'effetto del carico si può ricorrere al seguente circuito semplificato:

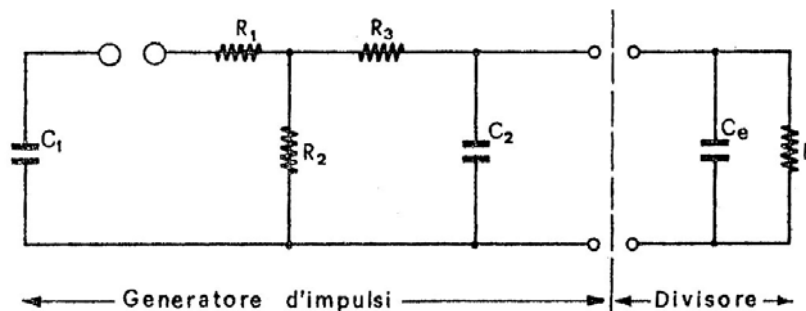


Figura 56 - Schema equivalente a parametri concentrati di un impianto di prova in alta tensione impulsiva.

In sintesi si può dire che:

- La capacità  $C_e$ , essendo normalmente 2 – 3 ordini di grandezza inferiore alla capacità  $C_2$ , non influenza il tempo di salita del fronte dell'onda.
- Tuttavia, in caso di necessità di effettuare prove con onde a fronte molto ripido ( $T_1 \approx 0,1 \mu s$ ) caratterizzate da  $C_2$  molto piccole, le  $C_e$  possono diventare problematiche.
- La resistenza complessiva del divisore  $R$ , specie se di valore modesto, può influenzare il tempo all'emivalore dell'onda in quanto la stessa è posta in parallelo alla resistenza di coda  $R_2$ . Tale difficoltà si può superare aumentando la  $C_1$ , per mezzo di opportuni collegamenti in parallelo dei condensatori di stadio del generatore.

### 3.3.2. Divisore resistivo compensato

Sintesi delle caratteristiche e peculiarità:

- È un divisore resistivo utile a misurare grandezze variabili.
- La distribuzione delle  $R'$  è tale da garantire un gradiente costante lungo la colonna.
- Viene utilizzato uno schermo per rendere il campo elettrostatico uniforme l'uno la colonna.
- La risposta al gradino è fortemente oscillante, per via dell'interazione fra le capacità dello schermo verso terra  $C_p$  e l'induttanza  $L_1$  del collegamento AT. Il problema si risolve mediante una resistenza di smorzamento  $R_d$ .

Considerando le varie capacità parassite verso terra, verso l'elettrodo AT e tra i singoli elementi viene fuori una rete tipo:

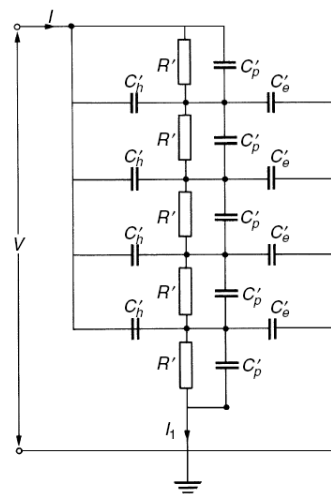
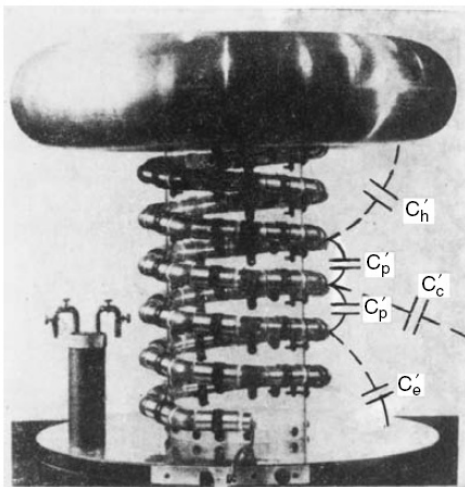


Figura 57 – Circuito equivalente delle capacità parassite.

Attraverso certe strutture è possibile ridurre l'effetto dei termini capacitivi fino ad un 40%. I divisori resistivi schermati (o compensati) sono più efficaci per misurare transistori molto rapidi. L'inserzione di strutture metalliche sul divisore ha lo scopo di controllare il campo elettrico e quindi la capacità:

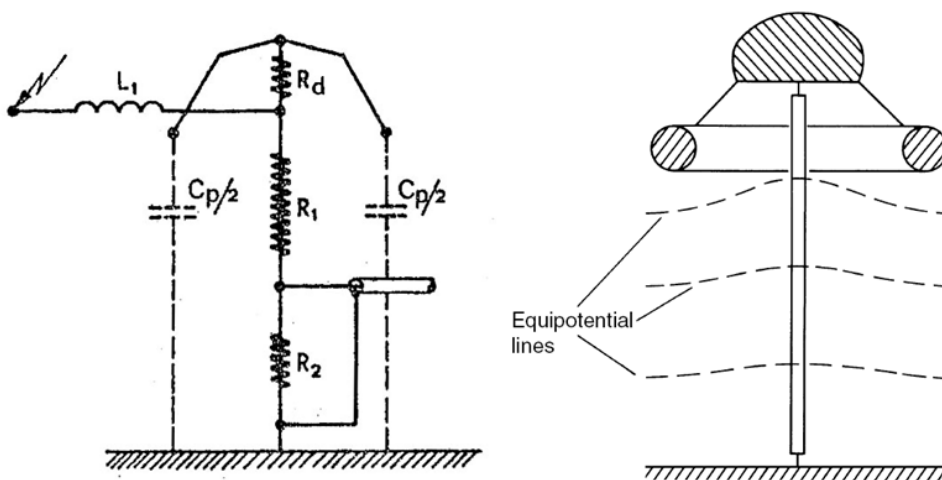


Figura 58 - Divisore resistivo schermato.  $R_d$ : resistenza di smorzamento;  $L_1$ : induttanza di collegamento in alta tensione.

### 3.3.3. Divisore capacitivo smorzato

Sintesi delle caratteristiche e peculiarità:

- È costituito da una successione di capacità disposte in serie ad elementi resistivi.
- Consente di misurare tensioni impulsive con valore di cresta molto elevato, piene e troncate sul fronte.
- È adatto alla misura di impulsi atmosferici e di manovra.
- L'induttanza di collegamento può provocare oscillazioni nella risposta indiciale.

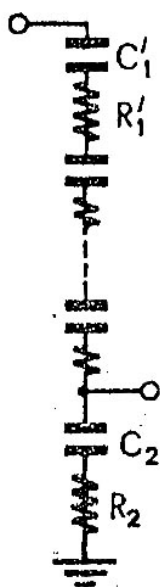


Figura 59 - Divisore capacitivo smorzato.

Per lo studio di tale divisore, si fa riferimento al seguente schema elettrico semplificato:

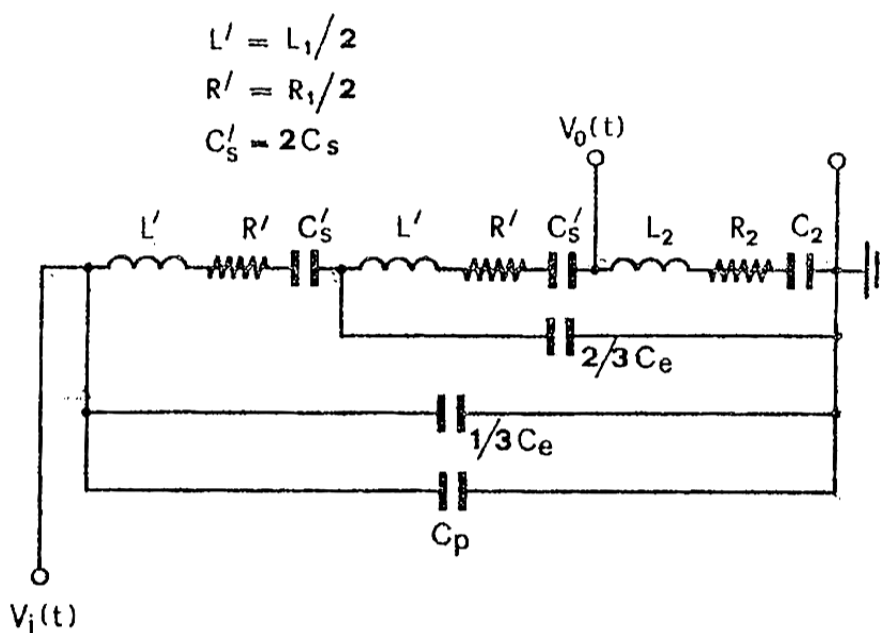


Figura 60 - Circuito equivalente semplificato del divisore capacitivo smorzato.

Per  $t \rightarrow 0$  la tensione in uscita è

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i$$

In quanto le capacità non contribuiscono nella prima fase del transitorio. Per  $t \rightarrow \infty$  la tensione in uscita è

$$V_0 = \frac{C_s}{C_s + C_2} V_i$$

Per avere un divisore ideale sarebbe bene che la costante di tempo del ramo AT sia uguale a quella del ramo BT, tale **condizione di compensazione** è esprimibile come:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{C_s}{C_s + C_2}$$

Ossia:

$$\boxed{R_2 C_2 = R_1 C_s}$$

Se ciò non fosse, la risposta a gradino diviene come in figura:

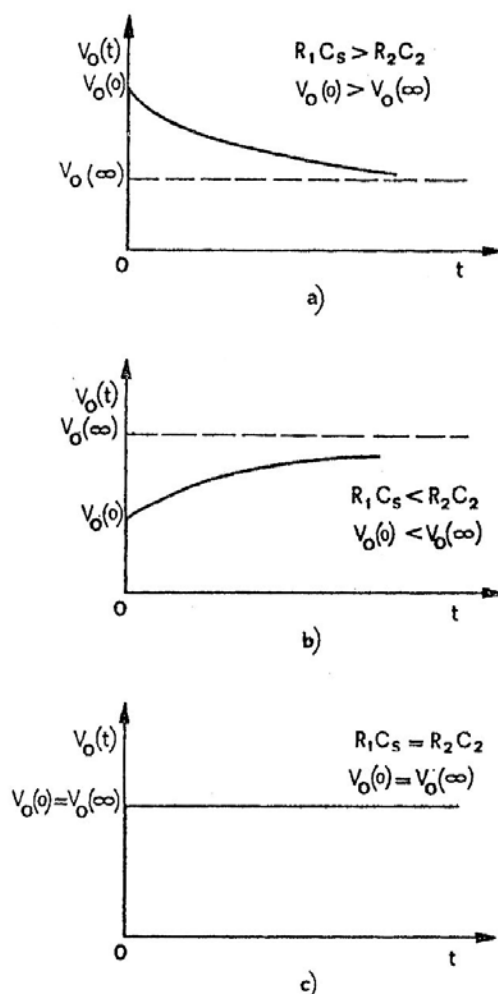


Figura 61 – Andamento della risposta al gradino in un divisore capacitivo smorzato. a) divisore sovracompensato; b) divisore sottocompensato; c) divisore compensato.

Il rapporto di riduzione è definito per  $t \rightarrow \infty$  ed è quindi pari a:

$$K = \frac{C_s}{C_s + C_2}$$

Per questo divisore è possibile individuare una costante di tempo del circuito pari a

$$T = \frac{R_1 C_e}{6} + \frac{L}{R_1} + R_1 C_s - R_2 C_2$$

Nella pratica si usa dimensionare la  $R_1$  in modo tale da avere una sovra oscillazione pari al 10%:

$$R_1 = 4 \sqrt{\frac{L_1}{C_e}}$$

### 3.3.3.1. Effetto del carico

Il divisore capacitivo smorzato può essere utilizzato come capacità zavorra del generatore. Una tale scelta può sembrare errata dal momento che la resistenza  $R_1$  del divisore è nell'ordine del migliaio di ohm, quindi di valore superiore alla resistenza di regolazione del fronte. La forma d'onda impulsiva, in effetti viene modificata come segue:

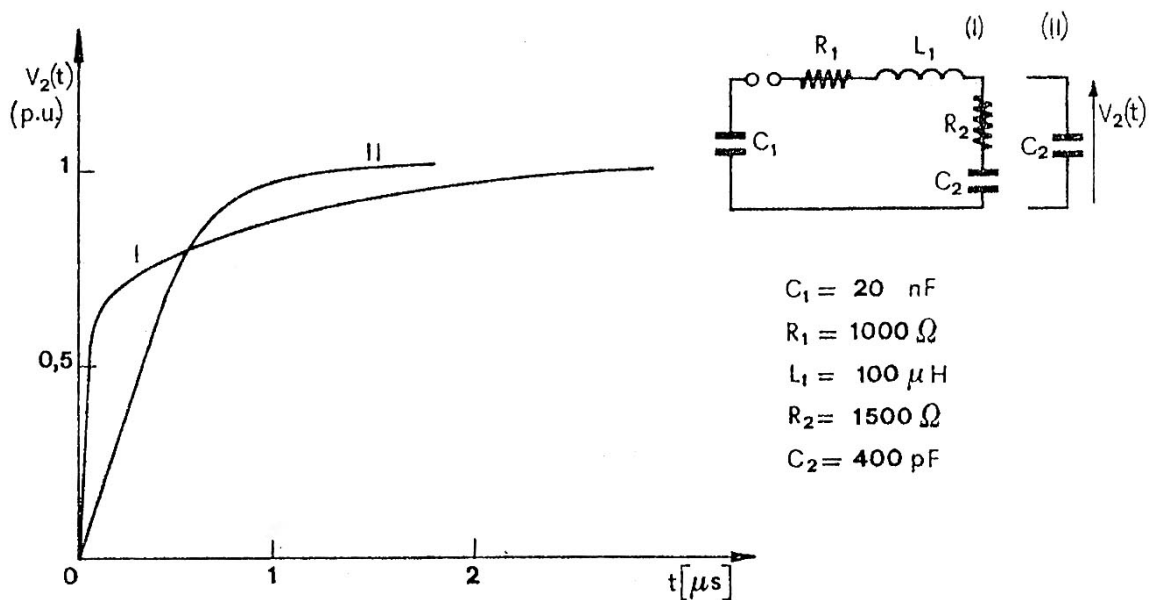


Figura 62 - Influenza del partitore capacitivo smorzato utilizzato come capacità zavorra del generatore (curve calcolate).

Tuttavia, negli impianti di dimensioni maggiori, le capacità parassite del generatore non possono essere trascurate.



Tenendo conto di tali capacità, la differenza tra le forme d'onda in presenza o meno di capacità zavorra supplementare è limitata:

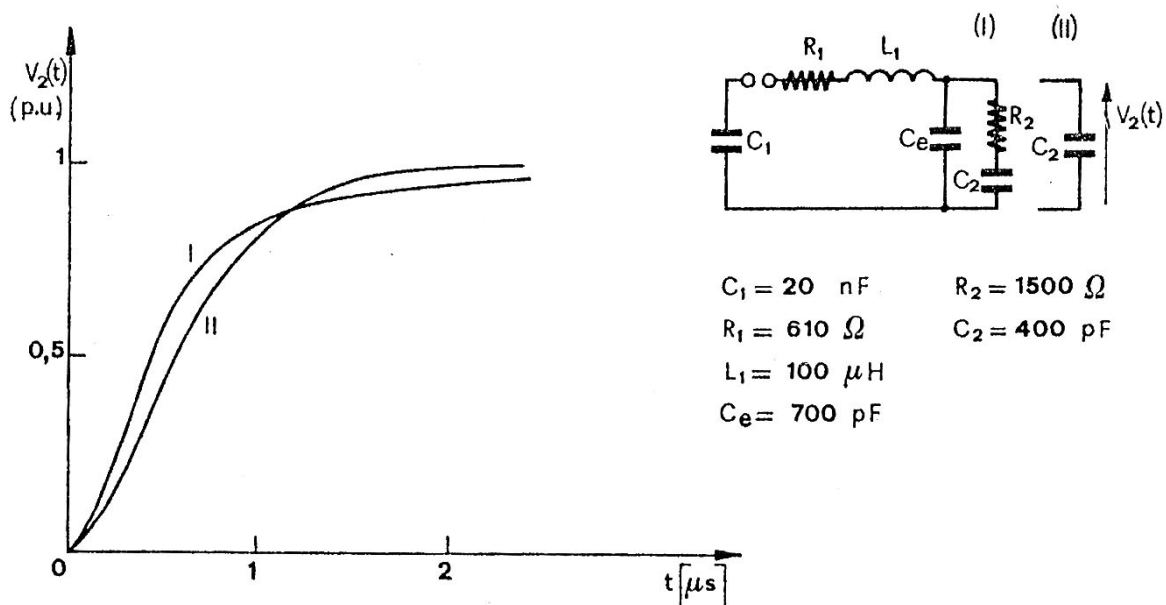


Figura 63 - Influenza del divisore capacitivo smorzato, utilizzato come capacità zavorra del generatore, considerando l'influenza delle capacità parassite del generatore (curve calcolate)

Infine, nelle sovratensioni di manovra, il divisore si può ritenere un semplice condensatore.

### 3.3.4. Divisore resistivo-capacitivo

Sintesi delle caratteristiche e peculiarità:

- Strutturato come una serie di elementi parallelo resistivi/capacitivi.
- L'effetto delle capacità parassite è compensato dalle capacità serie distribuite lungo la colonna del divisore.
- Le capacità serie hanno anche funzione schermante verso i campi elettromagnetici esterni.
- La necessità di utilizzare capacità serie di valore elevato provoca una risposta a gradino fortemente oscillante.
- Inoltre le capacità di elevato valore diminuiscono l'impedenza di misura tanto maggiore è il contributo in alta frequenza.
- Non utilizzabile per la misura di onde impulsive tronche.
- Nel caso di misura di onde impulsive piene, le capacità possono fungere anche da capacità zavorra.

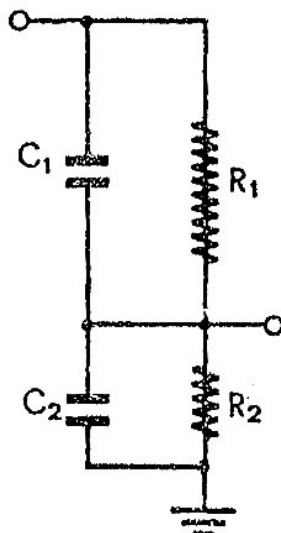


Figura 64 - Divisore misto resistivo-capacitivo.

Anche questo tipo di divisore deve essere compensato. Per  $t \rightarrow 0$  la distribuzione delle tensioni è prevalentemente capacitiva, quindi:

$$V_0(0) = \frac{C_s}{C_s + C_2} V_i$$

Mentre per  $t \rightarrow \infty$  la distribuzione è di tipo resistivo:

$$V_0(\infty) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i$$

Pertanto la condizione di compensazione:

$$\frac{C_s}{C_s + C_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

È analoga a quanto visto nel divisore capacitivo smorzato in §3.3.3.

### 3.3.5. Divisore capacitivo

Sintesi delle caratteristiche e peculiarità:

- È costituito da un partitore capacitivo serie.
- Un divisore capacitivo ideale riproduce perfettamente le onde impulsive, con un errore costante sull'ampiezza.
- L'induttanza del collegamento AT origina oscillazioni smorzabili mediante una resistenza di smorzamento  $R_d$ .
- Nel caso di misure di tensioni molto alte,  $C_1$  deve essere molto ben progettato, perché su di lui cade la quasi totalità della tensione e quindi deve essere in grado di gestire tensioni molto elevate, ma al tempo stesso essere un condensatore di precisione (bassa incertezza sul valore della capacità).



Figura 65 - Divisore capacitivo.

È costituito da due condensatori in serie  $C_1$  e  $C_2$ , il rapporto di riduzione è valutato sempre per  $t \rightarrow \infty$  ed è pari a

$$K = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Questi condensatori si realizzano tipicamente in gas compresso:

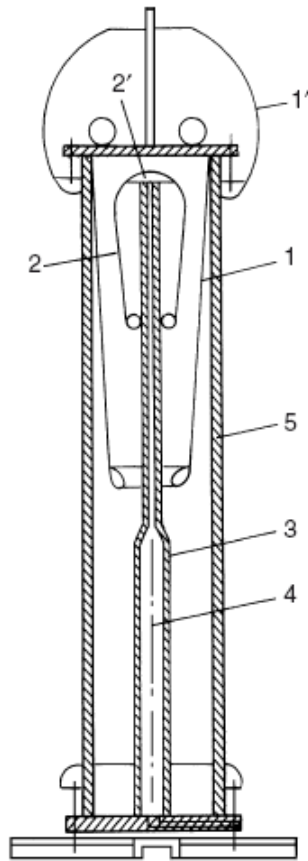


Figura 66 – Sezione di un condensatore in gas compresso. 1) Elettrodo AT interno; 1') Elettrodo AT esterno; 2) Elettrodo BT con schermo; 2'&3) Tubi di supporto; 4) cavo coassiale di connessione all'elettrodo BT; 5) Cilindro isolante.

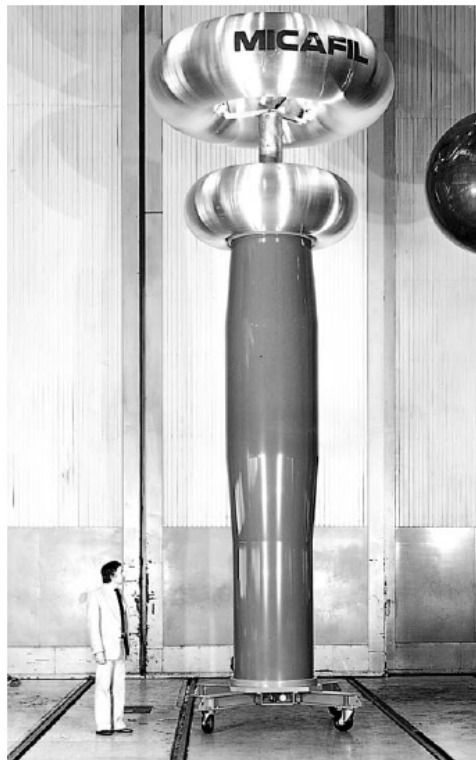


Figura 67 - Divisore capacitivo.

### 3.4. Collegamenti

#### 3.4.1. Collegamento AT

Il collegamento in AT che connette il divisore al sistema da misurare, introduce una induttanza non voluta, che determina una risonanza alla frequenza

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

Dove  $C$  coincide con  $C_e$  capacità parassita, oppure del divisore nel caso in cui sia capacitivo.

Per smorzare le oscillazioni introdotte da questa induttanza si inserisce una resistenza di smorzamento  $R_d$ :

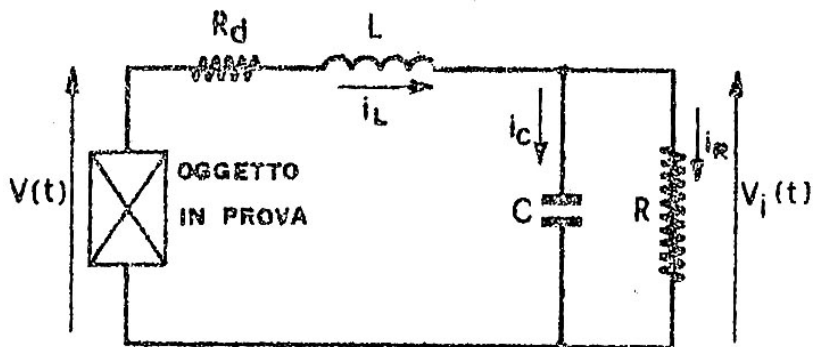


Figura 68 - Circuito elettrico a parametri concentrati per lo studio dell'influenza dei collegamenti in alta tensione.

Per dimensionare la  $R_d$  occorre rispettare la condizione:

$$R_d \leq 2 \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \rightarrow \quad R_d = 1,2 \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Dove  $L$  è l'induttanza parassita e  $C$  è la capacità parassita complessiva verso terra. Tale condizione calcolata in corrispondenza ad una sovra oscillazione del 10% del valore di regime:

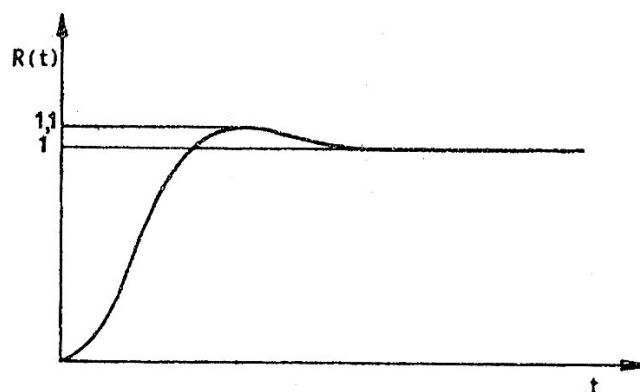


Figura 69 - Andamento della risposta al radino di un divisore resistivo per un valore di  $R_d = 1,2 \cdot \sqrt{L/C}$ .

La presenza di  $R_d$ , tuttavia, introduce una ulteriore costante di tempo nel tempo di risposta del sistema di misura. La costante di tempo diventa, dunque:

$$T = \frac{R_1 C_e}{6} + \frac{L_1}{R_1} + (R_1 + R_d)C_1 - R_2 C_2 + R_d C$$

### 3.4.1.1. Determinazione sperimentale di $R_d$

Dal momento che il periodo proprio delle oscillazioni introdotte dall'induttanza è pari

$$T_n = 2\pi\sqrt{LC} \rightarrow C = \frac{T_n^2}{4\pi^2 L}$$

E che

$$R_d = 1,2 \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Il tempo proprio  $R_d C$  è anche esprimibile come

$$R_d C = 1,2 \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{T_n^2}{4\pi^2 L} = \frac{0,6}{\pi} T_n \approx \frac{T_n}{5}$$

Pertanto

$$\boxed{R_d = \frac{T_n}{5C}}$$

La misura del periodo delle oscillazioni naturali e della capacità totale verso terra, consente la determinazione sperimentale della  $R_d$ .

**Esempio.** Si suppone un divisore resistivo da  $30 \text{ k}\Omega$  con una capacità verso terra di  $C = 1000 \text{ pF}$ . Si supponga un collegamento di  $20 \text{ m}$  con una induttanza parassita di  $L = 20 \text{ }\mu\text{H}$ . In questo caso la resistenza di compensazione dovrebbe essere pari a

$$R_d = \frac{T_n}{5C} = \frac{2\pi\sqrt{LC}}{5C} = 177 \text{ }\Omega$$

**Esercizio.** Per l'onda atmosferica piena il tempo di risposta del sistema di misura da rispettare per la norma è  $T \leq 0,2 \text{ }\mu\text{s}$ . Per l'onda tronca il tempo di risposta del sistema di misura da rispettare per la norma è  $T \leq 0,05 \cdot T_{\text{troncatura}}$ . Dobbiamo progettare divisore capacitivo smorzato per  $4 \text{ MV}$ , rapporto di riduzione 5000, altezza del lato AT è  $12 \text{ m}$ , diametro della colonna  $50 \text{ cm}$ , lunghezza collegamenti AT,  $20 \text{ m}$  (induttanza pari a  $20 \text{ }\mu\text{H}$ ). Dimensionare  $R_1, C_1, R_2, C_2, R_d$ .  $R_2$  deve essere scelta in modo da adattarsi all'impedenza caratteristica del cavo schermato BT,  $R_{\text{cavo}} \approx 50 - 75 \text{ }\Omega$ .

### 3.4.2. Collegamento BT

---

#### 3.4.2.1. Attenuazione introdotta dal collegamento BT

Il collegamento BT tra il divisore e l'oscilloscopio è effettuato mediante un cavo schermato. Tale collegamento introduce, come noto dalla teoria delle reti, una distorsione nel segnale a meno che non sia rispettata la condizione di non distorsione nota come **condizione di Heaviside**:

$$rc = lg$$

Per cui il segnale in uscita è pari a

$$V_x(t) = e^{-\gamma(p)x} V_0(t)$$

dove

$$\gamma(p) = \sqrt{(r + pl)(g + pc)} = \alpha + p\beta$$

Da cui

$$V_x(t) = e^{-\alpha x} e^{-\beta p x} V_0(t)$$

Ovvero il segnale in uscita è solamente attenuato secondo  $e^{-\alpha x}$  e sfasato in ritardo di  $\beta x$ :

$$V_x(t) = e^{-\alpha x} V_0(t - \beta x)$$

Dal momento che il segnale da misurare è rapidamente variabile, esso è caratterizzato da uno spettro in frequenza molto ampio. Sia la resistenza  $r$  che la conduttanza  $g$  sono funzione della frequenza. Infatti la resistenza varia per effetto pelle secondo una legge tipo:

$$r = K(f) \cdot r_{DC}$$

Dove  $K(f)$  è una funzione della frequenza e  $r_{DC}$  la resistenza in corrente continua p.u.l. La conduttanza, invece, è definita come

$$g = c \cdot \omega \cdot \tan \delta$$

Con  $c$  capacità p.u.l., e  $\delta$  angolo di perdita del materiale isolante del cavo.

La condizione di non distorsione deve essere dunque verificata per tutte le frequenze contenute nel segnale.

In definitiva, per le misure comunemente effettuate nei laboratori di prova, i cavi BT risultano non distorcenti, sicché il segnale che giunge all'oscilloscopio è semplicemente attenuato e sfasato.

### 3.4.2.2. Adattamento dell'impedenza nei divisori resistivi

L'oscilloscopio in arrivo del cavo coassiale può essere visto come un carico di resistenza  $\sim 1\text{ M}\Omega$  in parallelo ad una capacità di  $\sim 10 \div 50\text{ pF}$ :

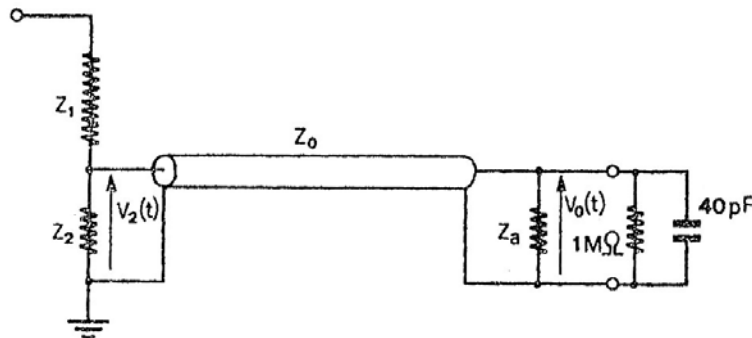


Figura 70 - Circuito di misura in bassa tensione di un divisore resistivo.

Normalmente si considera che per il cavo coassiali, l'impedenza dell'oscilloscopio costituisca un circuito aperto (tranne nel caso in cui il segnale da misurare sia molto lungo). Per evitare errori dovuti alla riflessione è necessario che almeno una delle due impedenze  $Z_2$  o  $Z_a$  sia uguale all'impedenza caratteristica del cavo  $Z_0$ , ed il più possibile vicina ad una resistenza pura. L'inserzione di una  $Z_a$  aggiuntiva, ovviamente, modifica il rapporto di riduzione a vuoto del divisore.

### 3.4.2.3. Adattamento dell'impedenza nei divisori capacitivi

In questo caso non è possibile aggiungere una impedenza  $Z_a$  in quanto la  $C_2$  si troverebbe in parallelo ad una resistenza e si renderebbe il rapporto di riduzione dipendente dalla frequenza.

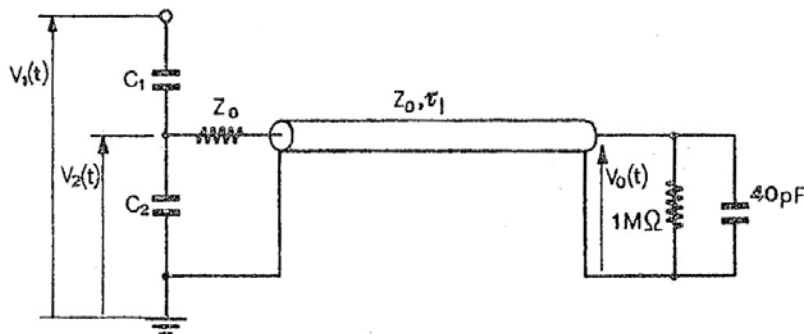


Figura 71 - Circuito di misura in bassa tensione di un divisore capacitivo.

Per questo motivo si inserisce una impedenza di adattamento  $Z_0$  in serie a quella del cavo e di valore pari ad essa. In questo modo l'onda di tensione  $V_2(t)$ , quando giunge ai morsetti del ramo BT trova un divisore serie formato proprio dall'impedenza di adattamento e quella del cavo.

La tensione in ingresso al cavo vale dunque  $V_2(t)/2$ . Una volta giunta all'oscilloscopio l'onda trova un circuito aperto e raddoppia in modulo, ripristinando il segnale originario  $V_2(t)$ . Il rapporto di riduzione resta pari a quello del divisore capacitivo, tuttavia si porta in conto anche la capacità del cavo verso terra  $C_c$ , in parallelo a  $C_2$ :

$$K = \frac{V_0(t)}{V_2(t)} = \frac{C_1}{C_1 + (C_2 + C_c)}$$



### 3.5. Interferenze e rumore

Per **interferenza** si intende qualsiasi segnale elettrico introdotto nel sistema di misura in punti diversi dalla catena di quadripoli lungo la quale circola il segnale generato.

Nel seguito si tralasceranno le interferenze provenienti dall'esterno (rumore) e si analizzeranno gli effetti della sezione AT sulla parte BT dell'impianto. Per far ciò è necessario studiare quali sono le **modalità di accoppiamento** tra la **sorgente** del disturbo e la **vittima** del disturbo. Tali modalità sono:

- **Accoppiamento resistivo:** la corrente che scorre nel cavo di collegamento BT può assumere un valore elevato per via di una impedenza di collegamento di terra del divisore troppo alta;
- **Accoppiamento induttivo:** tra la corrente che si richiude a terra e il cavo stesso, nella spira ABCD in figura;
- **Accoppiamento capacitivo:** tra i collegamenti in AT e lo schermo del cavo può originare delle correnti capacitive nello schermo stesso;
- **Accoppiamento elettromagnetico diretto:** si possono indurre correnti direttamente nel rivelatore oppure nella linea di alimentazione del rivelatore dovute ai campi magnetici di radiazione, prodotti dall'innesco degli spinterometri di stadio.

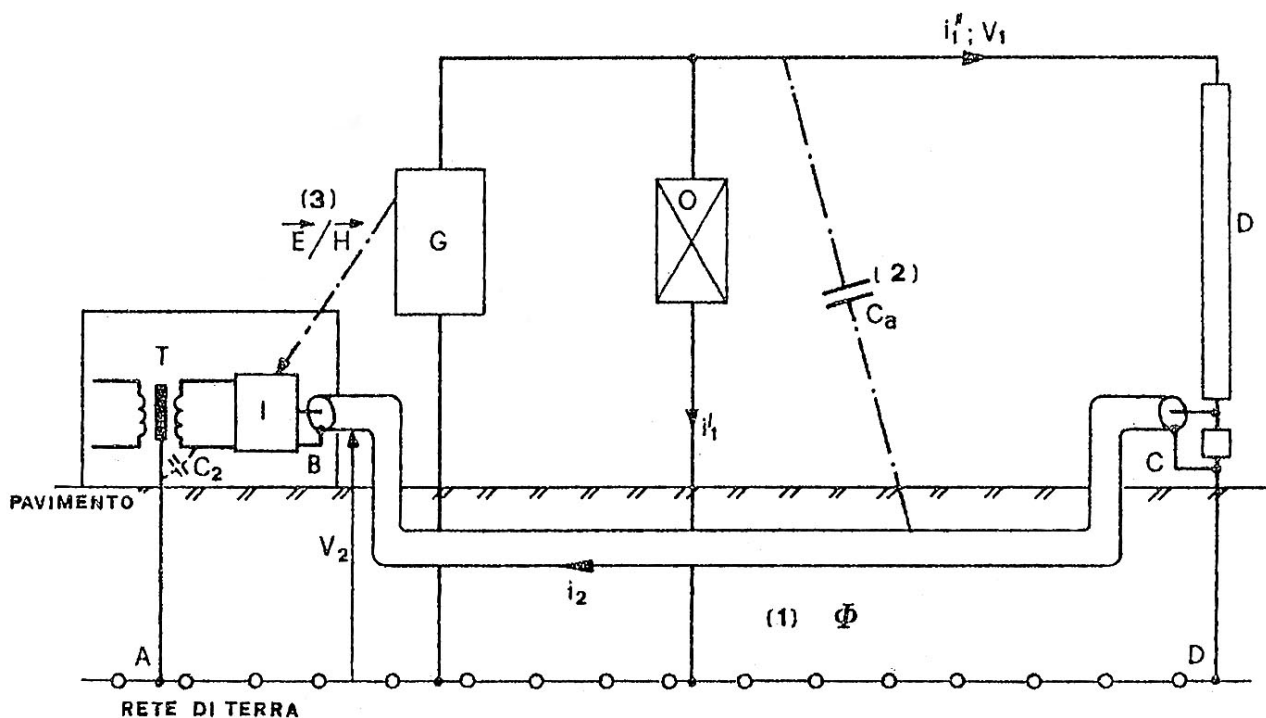


Figura 72 - Sistema tipico per la misura delle tensioni impulsive. G: generatore di impulsi; O: oggetto in prova; D: divisore di tensione; I: strumento registratore; T: trasformatore di isolamento; (1): accoppiamento induttivo; (2): accoppiamento capacitivo; (3): accoppiamento elettromagnetico diretto;  $V_2, i_2$ : segnali di interferenza;  $C_a$ : capacità di accoppiamento;  $i_1', i_1'', V_1$ : cause di interferenza;  $\phi$ : flusso magnetico concatenato con la spira ABCD.

### 3.5.1. Metodi di riduzione delle interferenze

---

#### 3.5.1.1. Riduzione delle interferenze per accoppiamento induttivo

In linea generale si può osservare che le correnti e le tensioni indotte sono tanto minori quanto più basso è l'accoppiamento magnetico tra il circuito inducente e la spira. Sotto tale considerazione è possibile prevedere alcuni accorgimenti, volti a ridurre al minimo tale accoppiamento:

- Utilizzo di un **secondo schermo coassiale** al cavo, posto a terra alle due estremità: questo schermo tende ad annullare ogni variazione di campo magnetico al suo interno, riducendo drasticamente l'accoppiamento induttivo. Tuttavia se le correnti su tale schermo sono intense, si potrebbero comunque formare elevate tensioni di modo differenziale;
- Disposizione del **cavo BT al di sotto della rete di terra**: a parità di distanze e dimensioni, infatti, il coefficiente di mutua induzione di circa un ordine di grandezza superiore per cavi posti al di sopra della rete di terra;
- Disposizione del **cavo BT vicino alla rete di terra**: le dimensioni della spira, e quindi il coefficiente di accoppiamento, infatti, sono tanto maggiori quanto maggiore è la distanza del cavo dalla rete di terra.
- Utilizzo di **reti di terra fittamente magliate**: tanto maggiore è la magliatura della rete e tanto minore è il coefficiente di accoppiamento.

#### 3.5.1.2. Riduzione delle interferenze per accoppiamento resistivo

L'impedenza di messa a terra del divisore è sostanzialmente costituita dall'induttanza del collegamento fisico tra la rete di terra e il divisore stesso. Tale induttanza  $L_t$  può considerarsi proporzionale alla lunghezza del cavo di collegamento nella misura di  $1 \mu H/m$ . La corrente che circola nel cavo  $I_c$  è pari a

$$I_c = \frac{L_t}{L_t + L_c} I_d$$

Dove  $I_d$  è la corrente che circola nel divisore mentre  $L_c$  è l'induttanza propria dello schermo del cavo comprensiva dell'induttanza del ritorno a terra tra lo strumento e il divisore. A titolo di esempio, un cavo di collegamento a terra di  $2 m$  e un cavo di misura di  $20 m$  danno luogo ad una corrente nello schermo pari a circa il 10% della corrente nel divisore.

Per i motivi sopra esposti è necessario che il **collegamento tra il divisore e la rete di terra** sia il **più corto possibile**. Si consigliano bandelle di rame o alluminio di lunghezza inferiore a  $1 m$  e larghezza minima di  $20 cm$ .

#### 3.5.1.3. Riduzione delle interferenze per accoppiamento capacitivo

La capacità di accoppiamento  $C_a$  dipende dalla posizione relativa del collegamento in alta tensione. Per questo motivo è opportuno cercare di allontanare la parte AT dalla parte BT, ed eventualmente adottare schermi per ridurre tale accoppiamento.

### 3.5.1.4. Riduzione delle interferenze per accoppiamento elettromagnetico diretto

I campi di radiazione molto intensi, con frequenze fino a  $100\text{ MHz}$ , possono essere originati dall'innesco degli spinterometri di stadio del generatore d'impulsi, dallo spinterometro di misura, o da scariche sull'oggetto in prova.

Il problema dei campi di radiazione risiede nel fatto che essi possono penetrare nelle apparecchiature non sufficientemente schermate e indurre segnali di disturbo tali da causare errori di misura o malfunzionamenti, in particolare nei sistemi digitali dove anche tensioni indotte molto basse ( $< 1\text{ V}$ ) risultano critiche.

Per questo motivo tutti gli elementi sensibili dovrebbero essere disposti all'interno di chassis schermanti (**gabbie di Faraday**). Si noti che la disposizione del cavo BT al di sotto della rete di terra, costituisce un ulteriore schermo contro gli accoppiamenti diretti.

### 3.5.1.5. Altri accorgimenti per ridurre le interferenze

Lo strumento di misura deve essere alimentato mediante **trasformatore di isolamento** al fine di:

- Limitare l'azione di correnti di disturbo  $i_2$ , derivandole a terra tramite la capacità  $C_2$  tra avvolgimento secondario e schermo. Inoltre tale intervento limita il trasferimento dei disturbi alla rete di alimentazione;
- Ridurre la penetrazione nello strumento di disturbi provenienti dalla rete.

È opportuno che i **cavi di alimentazione** tra il secondario del trasformatore e l'apparecchio di misura siano **schermati** accuratamente.

Oltre al trasformatore di isolamento è opportuno disporre dei **filtri a radio interferenza** (filtri RI) nella rete di alimentazione, per abbattere i disturbi fino a qualche centinaio di  $\text{MHz}$ .

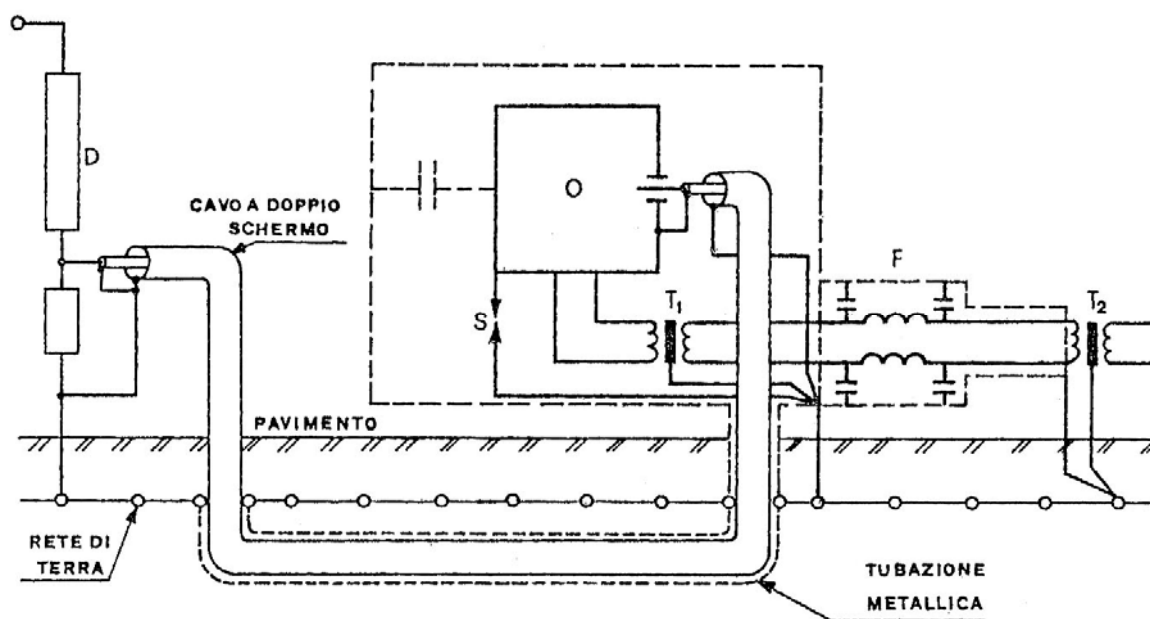


Figura 73 - Rappresentazione schematica della disposizione dei componenti in un sistema di misura di tensioni impulsive, correttamente schermato dalle interferenze. D: divisore; O: oscilloscopio; S: scaricatore di protezione; T<sub>1</sub>: trasformatore di isolamento dell'oscilloscopio; T<sub>2</sub>: trasformatore di isolamento del laboratorio; F: filtro RI.

### 3.5.2. Valutazione del segnale di disturbo

Come accennato in §3.5.1.1, la presenza di tensioni di modo differenziale può essere dannosa. Per tensione di modo differenziale si intende una qualsiasi d.d.p. tra i morsetti del cavo di misura (e quindi tra i morsetti dello strumento).

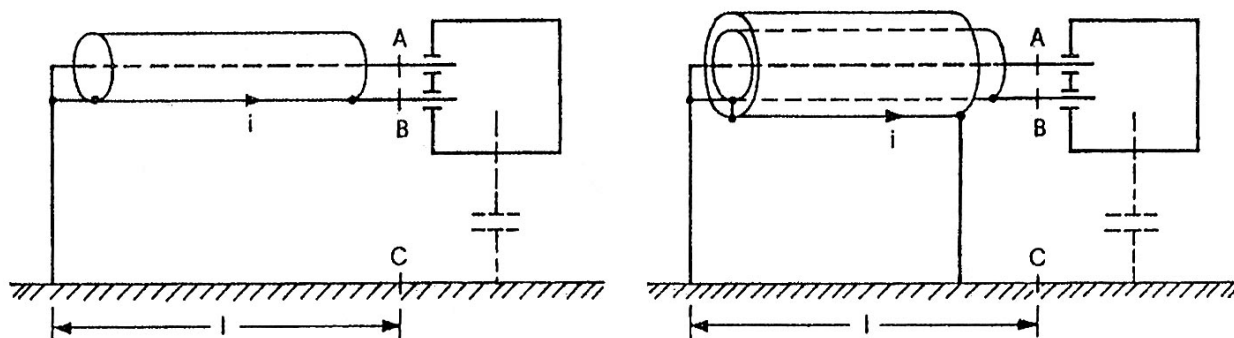


Figura 74 – Rappresentazione schematica delle modalità di formazione di tensione di modo differenziale a seguito della circolazione di correnti di disturbo su due diversi tipi di cavo.

Con riferimento alla figura, si può indicare la sovratensione differenziale  $V_{AB}$  come

$$V_{AB} = R \cdot i + (L - M) \frac{di}{dt}$$

Nel caso cavo coassiale a semplice schermo, mentre è pari a

$$V_{AB} = (M' - M'') \frac{di}{dt}$$

Nel caso di cavo a doppio schermo, dove:

- $R$ : resistenza del conduttore;
- $L$ : induttanza propria della spira percorsa dalla corrente di disturbo;
- $M$ : mutua induttanza tra i conduttori non percorsi dalla corrente di disturbo e la spira percorsa da tale corrente;
- $M'$ : mutua induttanza dello schermo interno;
- $M''$ : mutua induttanza del conduttore centrale rispetto allo schermo esterno.

Nella pratica ogni elemento viene caratterizzato da una **impedenza di trasferimento**:

$$Z_t(k\omega) = \frac{V_d(k\omega)}{I(k\omega)}$$

Che indica il rapporto tra la tensione di disturbo generata da una determinata corrente iniettata sul cavo. Nota la corrente di disturbo, in termini di ampiezza e frequenza, la conoscenza dell'impedenza di trasferimento consente una valutazione immediata del disturbo trasferito in modo differenziale.

## 4. Generatori di correnti impulsive

---

A volte è necessario effettuare prove con correnti impulsive. Un generatore di corrente impulsiva è essenzialmente uno schema RLC serie, con un condensatore precaricato che viene fatto scaricare attraverso uno spinterometro. Le onde di corrente standardizzate sono:

- 4 – 10  $\mu s$ ;
- 8 – 20  $\mu s$  (onda di corrente indotta da fulminazione);
- 10 – 350  $\mu s$  (onda di corrente per fulminazione diretta, primo colpo);
- 0,25 – 100  $\mu s$  (onda di corrente per fulminazione diretta, colpi successivi).

Le tolleranze sui parametri delle onde di corrente sono:

- $\pm 10\%$  sul valore di cresta;
- $\pm 10\%$  sul  $T_1$ ;
- $\pm 10\%$  sul  $T_2$ .

## 4.1. Prove sugli scaricatori

---

Nella prova degli scaricatori di sovratensione è necessario valutare:

- La tensione di adescamento
- La massima tensione durante la scarica
- La tensione residua
- La massima corrente di scarica

Nella **prova completa** si applicano impulsi di corrente allo scaricatore connesso con un trasformatore di potenza. Lo scaricatore, adescato da un'onda ad impulso, deve essere capace di disadescarsi al primo passaggio per lo zero della corrente a frequenza industriale (corrente residua).

## 4.2. Misure di correnti impulsive

La misura delle correnti impulsive si possono usare due tecniche:

- Utilizzo di uno shunt;
- Utilizzo di sonde induttive (Rogowski).

L'utilizzo di uno **shunt** comporta la necessità di conoscere con esattezza il valore di resistenza dello shunt stesso. Inoltre è importante che lo shunt abbia un comportamento di tipo anti-induttivo, in quanto destinato alla misura di correnti impulsive e quindi rapidamente variabili. Oltre all'induttanza propria dello shunt, tuttavia, esiste l'induttanza legata al circuito di misura che forma a tutti gli effetti una spira. Questo elemento è particolarmente critico: e.g., ad una spira di  $50 \times 2 \text{ cm}$ , è legata una  $L \approx 0,3 \mu\text{H}$ , che con una  $\frac{dI}{dt} = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$  produce una tensione di  $30 \text{ V}$ , che è in grado di falsare completamente la misura.

Il problema viene risolto mediante l'utilizzo di **shunt coassiali**. Questi shunt sono dei dispositivi in grado di compensare l'induttanza propria e quella del circuito di misura. Gli shunt coassiali sono essenzialmente dei tubi percorsi dalla corrente  $I$  da misurare. All'interno del tubo vi è un cavetto che si congiunge al cavo coassiale che va verso il sistema di misura. Tale cavetto è percorso da una frazione della corrente  $I$ , detta  $i$ , in quanto connesso alla struttura tubolare.



Lo shunt coassiale viene inserito a valle dell'oggetto in prova. Nello schema complessivo si possono distinguere due circuiti: il circuito di misura (dove scorre la corrente  $i$ ) ed il circuito di potenza (dove scorre la corrente  $I$ ). Tra tali due circuiti vi è una mutua induzione  $M$ . Per il circuito di potenza si può scrivere:

$$V = RI + ZI + L \frac{dI}{dt} + M \frac{di}{dt}$$

Per il circuito di misura, invece, si ha:

$$V = v_a - v_b + ZI + M \frac{dI}{dt} + L \frac{di}{dt}$$

Dove  $v_a - v_b$  è la tensione tra il tubo e il cavetto dello shunt coassiale. Trascurando i termini in  $\frac{di}{dt}$ , si ha, per differenza tra le due equazioni:

$$v_a - v_b = RI + (L - M) \frac{dI}{dt}$$

Grazie alla coassialità dello shunt si può affermare che  $L = M$  pertanto la tensione misurata è proprio pari a

$$v_m = v_a - v_b = RI$$

Pertanto, nota la resistenza dello shunt, è perfettamente determinata la corrente del sistema.

Le **sonde induttive**, invece, vengono utilizzate dove non sia possibile aprire il circuito per inserire uno shunt. Si basano sul fenomeno di mutuo accoppiamento tra un sensore che avvolge il conduttore percorso dalla corrente da misurare ed il sensore stesso. Alla sonda induttiva misura dunque un  $\frac{dI}{dt}$  che, per integrazione, fornisce la  $I$  del sistema.



## 5. Comportamento nel tempo dei dielettrici

---

La conoscenza del comportamento nel tempo dei materiali isolanti è molto importante per il progetto di una apparecchiatura elettrica di potenza, in quanto la durata dell'apparecchiatura è legata essenzialmente alla durata dell'isolamento.

Mentre gli **isolamenti gassosi** non modificano nel tempo le loro caratteristiche, gli **isolamenti solidi** e **liquidi**, sono soggetti ad un progressivo deterioramento delle proprietà, che li rende, ad un certo momento, incapaci di soddisfare i compiti che erano loro effettuati.

Si definisce **durata di vita** (o semplicemente **vita**) di un materiale si intende il tempo che impiegano le proprietà del materiale per restare ad un valore superiore ad un limite prestabilito, tale da mantenerlo in grado di assolvere la sua funzione di isolante. In altre parole, è il tempo per cui le sue proprietà restano superiori a valori prestabiliti. La durata di vita dipende dal tipo e dall'ampiezza delle sollecitazioni a cui è sottoposto l'isolante durante l'esercizio.

Le sollecitazioni che interessano un isolante sono molteplici:

- Termiche;
- Meccaniche;
- Chimiche;
- Elettriche.

Fra queste, la **sollecitazione termica** ed **elettrica** sono sempre presenti.

Per un progetto razionale, sarebbe opportuno conoscere la **curva di vita** di tutti gli isolamenti utilizzati. Tale curva, tuttavia, non è sempre nota con sicurezza. Lo studio dell'invecchiamento dei dielettrici deve consentire la formulazione di modelli matematici, in base ai quali poter effettuare la previsione del comportamento del materiale sottoposto a sollecitazioni diverse da quelle di prova (che sono maggiori rispetto a quelle effettive, per avere prove di durata limitata, le cosiddette **prove accelerate**).

Nel seguito verranno analizzati i comportamenti degli isolanti rispetto a sollecitazioni termiche e elettriche, e verrà fatta un'analisi generale della determinazione della curva di vita.

## 5.1. La curva di vita

---

Si consideri un certo materiale, sottoposto ad una certa sollecitazione  $S$ . Si vuole osservare come evolve nel tempo una certa proprietà  $P$ . Si vuole cioè ricavare la **curva di vita del materiale**: stabilito un certo limite per  $P$ , detto  $P_L$ , si campiona  $P$  con varie  $S$  nel tempo, finché non si raggiunge  $P_L$ . Allora si registra il tempo  $D$  (durata) a cui  $P = P_L$  e riportano i punti in un grafico  $S - D$ , detto appunto curva di vita di un materiale (per una determinata proprietà). La curva di vita di un materiale lo caratterizza in modo completo. Quando la proprietà  $P$  non dipende esclusivamente da una sollecitazione ma da due ( $S_1, S_2$ ), non si parla più di curva di vita, bensì di superficie di vita (il grafico diventa 3D). La generica **curva di invecchiamento**  $F$  di un materiale è esprimibile come:

$$F(P, D) = 0$$

Le **prove di invecchiamento** vengono sono tipicamente **prove accelerate**, ossia eseguite sottoponendo l'oggetto a sollecitazioni molto maggiore di quelle che dovrà subire in esercizio. A tali sollecitazioni, la vita del componente è molto breve, nell'ordine di poche ore.

Per adattare i risultati di queste prove è necessario disporre di **modelli di invecchiamento**. Questi modelli consentono di estrapolare i risultati delle prove accelerate ai livelli di sollecitazione di esercizio. I tipi di invecchiamento a cui un materiale è sottoposto sono:

- **Invecchiamento termico** più noto è il modello di Arrhenius (basato su considerazioni di tipo fisico);
- **Invecchiamento elettrico** (per azione del campo elettrico) più usato viene fissato sulla base di modelli statistici;
- **Invecchiamento meccanico e chimico**.

Dimostreremo che, per quanto riguarda la **sollecitazione termica**  $T$  (temperatura), la durata di vita  $D$  è pari a

$$D = A \cdot e^{\frac{B}{T}}$$

Con  $A$  e  $B$  costanti dipendenti dal materiale.

Per quanto riguarda la **sollecitazione elettrica**  $E$ , invece, si ha:

$$D = C \cdot E^{-m}$$

Dove  $C$  ed  $m$  sono coefficienti dipendenti dal materiale.

### 5.1.1. Tracciamento della curva di vita.

Per tracciare sperimentalmente la **curva di vita** di un materiale si considera un lotto di campioni, diviso in  $K$  gruppi di  $N$  elementi. Tutti gli elementi di un gruppo vengono sottoposti ad una medesima sollecitazione  $S$ , e ne viene determinata la durata di vita media  $D$  corrispondente. Il punto  $(D, S)$  così ottenuto costituisce un punto della curva di vita. Ripetendo la prova sugli altri  $K$  gruppi si ottengono  $K$  punti della curva di vita.

Per accelerare le prove, le sollecitazioni  $S$  a cui vengono sottoposti i provini sono assai elevate, pertanto ad esse corrispondono durate di vita brevi. Per estrapolare i dati alle sollecitazioni inferiori a quelle di prova si utilizzano dei **modelli di invecchiamento**.

È evidente come il modo per determinare la durata di vita sia diverso nel caso in cui la sollecitazione porti a rottura del provino oppure meno.

Se la **sollecitazione porta a guasto**, il tempo assunto è proprio quello pari al guasto (o, molto spesso, il tempo in cui si sono guastati la metà dei provini).

Se la **sollecitazione non porta a guasto**, si deve assumere, come tempo al guasto, il tempo necessario affinché una o più proprietà  $P$  del provino decadano a valori tali ( $P_L$ ) da renderlo incapace di assolvere le sue funzioni:

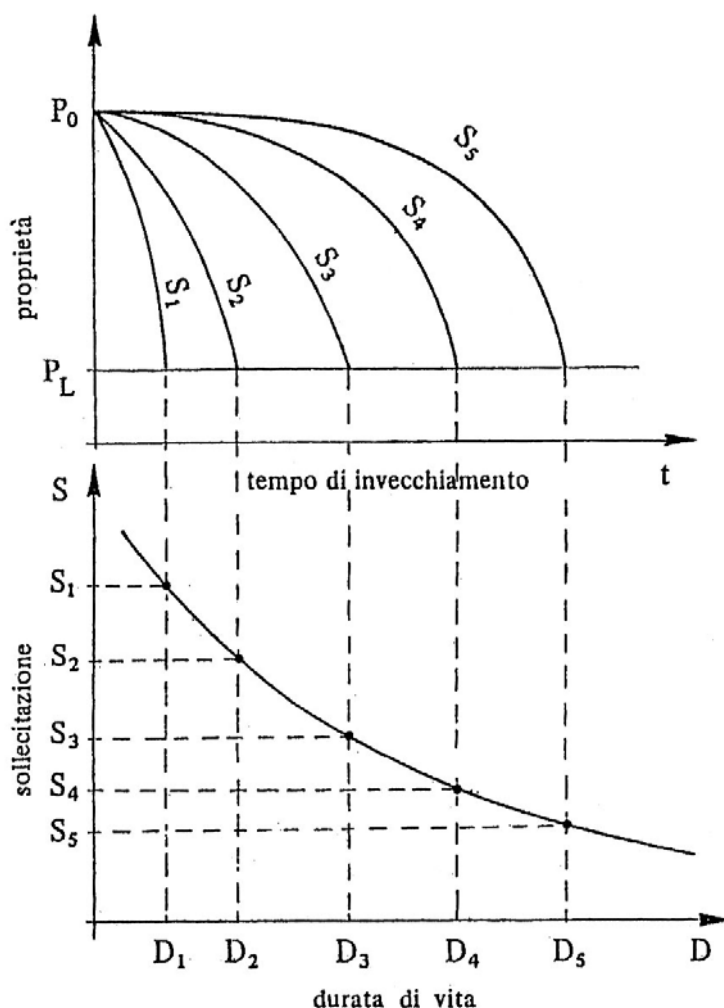


Figura 75 - Tracciamento della curva di vita a partire dalla curva di degradazione delle proprietà.

## 5.2. Richiami sulla scarica nei materiali solidi

### 5.2.1. Proprietà dei materiali isolanti

#### 5.2.1.1. Conducibilità

Il materiale isolante perfetto (conducibilità  $\gamma = 0$ , ovvero resistività  $\rho = \infty$ ) non esiste. La resistività dei materiali isolanti varia in un range di  $\rho = 10^{14} \div 10^{18} \Omega m$ . La conducibilità di un dielettrico, nella realtà, va aumentando con la temperatura:

$$\gamma(T) = \gamma_0 e_0^{-\frac{W_0}{kT}}$$

Dove  $W_0$  è l'energia di legame,  $\gamma_0$  è la conducibilità ad una certa temperatura,  $k$  la costante di Boltzmann. Se, oltre alla temperatura, aumenta anche il campo elettrico, l'azione combinata porta ad una nuova espressione della conducibilità:

$$\gamma(T, E) = \gamma_0 e_0^{-\frac{W_0 - \alpha E}{kT}}$$

In pratica è come se l'energia di legame sia inferiore a causa dell'azione del campo elettrico.

#### 5.2.1.2. Angolo di perdita

In generale, un dielettrico è sede di perdite di potenza. per questo motivo, se si applica una tensione alternata ad un dielettrico, la corrente non è in quadratura in anticipo rispetto alle perdite, bensì avrà una certa componente attiva in fase con la tensione.

L'**angolo di perdita** è l'angolo complementare all'angolo di fase  $\varphi$  tra tensione e corrente, quindi

$$\delta = 90 - \varphi$$

e

$$\tan^{-1} \varphi = \tan \delta$$

Detta  $I_q$  la quota parte di  $I$  in quadratura con  $V$  e  $I_f$  la quota parte in fase, allora

$$P = VI \cos \varphi = VI \sin \varphi \tan^{-1} \varphi = Q \tan \delta$$

Il  $\tan \delta$  negli isolanti ha un ordine di grandezza di  $10^{-3} \div 10^{-4}$ , e tanto più è piccolo e tanto è migliore l'isolante. Più comunemente si è soliti esprimere le perdite nel dielettrico non in funzione della potenza reattiva, ma della capacità del dielettrico, pertanto:

$$P = \omega C V^2 \tan \delta$$

Per un condensatore piano ( $C = \epsilon \frac{S}{a}, V = E \cdot d$ ), la potenza per unità di volume è pari a

$$P = \omega \epsilon E^2 \tan \delta$$

### 5.2.2. Modelli di scarica

---

Quando si parla di dielettrici solidi esistono dei modelli di scarica degli isolanti.

I modelli sono sostanzialmente due:

- **Modello macroscopico:** bilancio tra calore prodotto dalle perdite e calore dissipato;
- **Modello di scarica intrinseca:** la scarica è spiegata attraverso la stessa fenomenologia della scarica negli isolanti gassosi.

Il fenomeno di scarica in un dielettrico solido è molto influenzato dalla tipologia di sollecitazione a cui è sottoposto:

- se la tensione è applicata in modo continuo, si è in condizione di regime ed il calore sviluppato viene smaltito: in questo caso si può utilizzare il modello macroscopico;
- se la tensione è di tipo impulsiva ci si trova in condizione di adiabaticità, pertanto il calore non ha tempo per essere dissipato: in questo caso si ricorre al modello di scarica intrinseca.

### 5.2.3. Il meccanismo della scarica termica

L'origine della scarica termica va ricercata nel fatto che la conducibilità di un isolante aumenta con la temperatura. La debole corrente di conduzione nel dielettrico, dissipa un'energia per effetto Joule con conseguente aumento di temperatura. Quando viene raggiunto l'equilibrio termico, la temperatura del corpo è tale per cui il calore ceduto dal corpo eguaglia il calore prodotto dalle perdite.

Si consideri un dielettrico interposto tra le armature di un condensatore piano di sezione  $S$ , distanza tra gli elettrodi  $d$  e sottoposto alla tensione continua  $V$ . Il calore sviluppato da questa configurazione è pari a:

$$p = \gamma E^2 \quad \left[ \frac{W}{m^3} \right]$$

Il calore per unità di volume che viene dissipato all'esterno è pari a:

$$p = \frac{\lambda S}{v} (\theta - \theta_0) = \frac{\lambda}{d} (\theta - \theta_0)$$

Dove  $\lambda$  è un coefficiente di scambio termico complessivo e  $v$  è il volume.

Si possono distinguere tre casi:

- **Caso stabile** (*Field 1* in figura): un piccolo aumento della temperatura causa una variazione tra energia prodotta e dissipata, tale da riportare la temperatura all'equilibrio;
- **Caso al limite di stabilità** (*Field 2* in figura): un piccolo aumento della temperatura causa una variazione tra energia prodotta e dissipata, tale da aumentare la temperatura fino a rottura;
- **Caso instabile** (*Field 3* in figura): non esiste un punto di equilibrio.

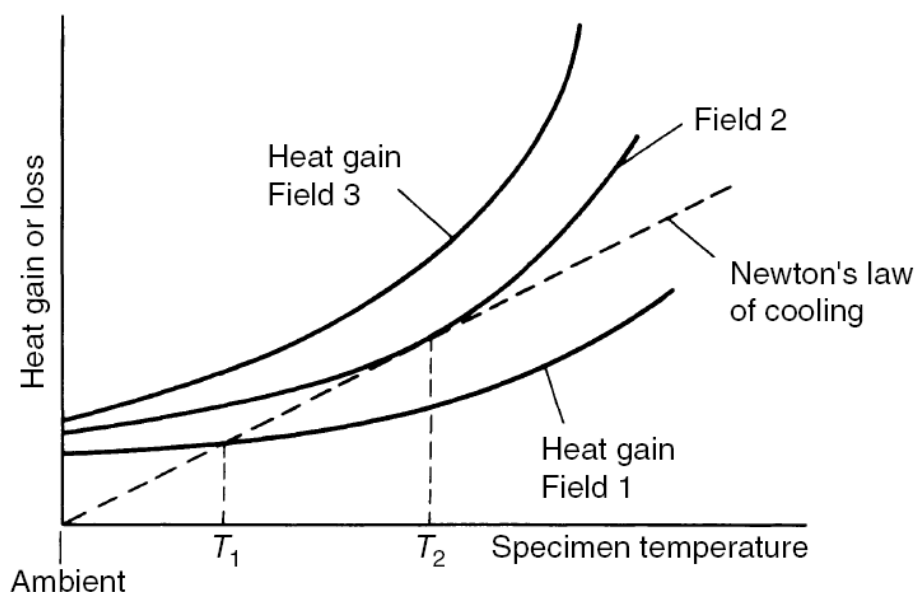


Figura 76 - Scarica per instabilità termica.

Al crescere di  $E$ , le curve di potenza prodotta traslano verso l'alto, cosicché ad un certo valore critico  $E_c$  non si raggiunge più un regime di stabilità termica: la temperatura tende ad aumentare finché non si ha la rottura. Uguagliando le due espressioni si ottiene la condizione di funzionamento limite:

$$\gamma E_c^2 = \frac{\lambda}{d} (\theta_c - \theta_0)$$

quindi

$$E_c = \sqrt{\frac{\lambda}{\gamma d} (\theta_c - \theta_0)}$$

La rigidità dielettrica del materiale risulta, quindi, inversamente proporzionale allo spessore:

$$E_c = \frac{K_1}{\sqrt{d}}$$

La **tensione di scarica in campo uniforme** è pari a:

$$V_s = E_c d = K_1 \sqrt{d}$$

Se lo stesso sistema fosse sottoposto a tensione alternata con  $V_{eff} = V$  e frequenza  $f$ , il calore prodotto dipenderebbe dall'angolo di perdita  $\delta$  (cfr. §5.2.1.2.), pertanto:

$$p = \omega E^2 \epsilon \tan \delta$$

Dove  $\omega = 2\pi f$  è la pulsazione. La quantità  $(\epsilon \tan \delta)$  è detta **fattore di perdita**. Con ragionamenti analoghi all'esempio precedente in corrente continua, uguagliando si ha:

$$\omega E_c^2 \epsilon \tan \delta = \frac{\lambda}{d} (\theta_c - \theta_0)$$

Da cui

$$E_c = \sqrt{\frac{\lambda}{d \omega \epsilon \tan \delta} (\theta_c - \theta_0)} = \frac{K_1^*}{\sqrt{d}}$$

Se il campo elettrico supera questo valore si innesca il fenomeno di **instabilità termica**.

#### 5.2.4. Il meccanismo della scarica intrinseca

---

Il fenomeno di scarica intrinseca è tutt'oggi oggetto di studi. Tuttavia, la teoria più accreditata prevede che la scarica sia legata ad un fenomeno di instabilità elettronica: gli elettroni, accelerati dal campo, possono essere in grado di produrre, per urto con gli atomi del reticolo, altri elettroni, per formare una valanga.

Una volta che si sia formata la valanga, la parte del solido da essa attraversata fonde, per l'alta temperatura che viene raggiunta, dando luogo a un sentiero conduttore che cortocircuita gli elettrodi.

Anche se, in grandi linee, il meccanismo ricorda quello della scarica nei gas, esso è in realtà assai diverso: infatti gli elettroni perdono energia nelle interazioni con le vibrazioni longitudinali del reticolo, e quindi sono in grado di ionizzare solo se l'energia ricevuta dal campo è maggiore di quella perduta in tali interazioni.



## 5.3. Richiami sulle distribuzioni statistiche e affidabilità

### 5.3.1. Distribuzione normale di Gauss

È la distribuzione che interpreta i fenomeni casuali. L'espressione della densità di probabilità associata a tale distribuzione è la seguente:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2}} e^{-\frac{(x-M)^2}{2\sigma^2}}$$

Con  $M$  valor medio<sup>1</sup> e  $\sigma$  varianza<sup>2</sup>. La distribuzione di Gauss rappresenta la tipica distribuzione di eventi puramente aleatori. Essa è simmetrica e unimodale:

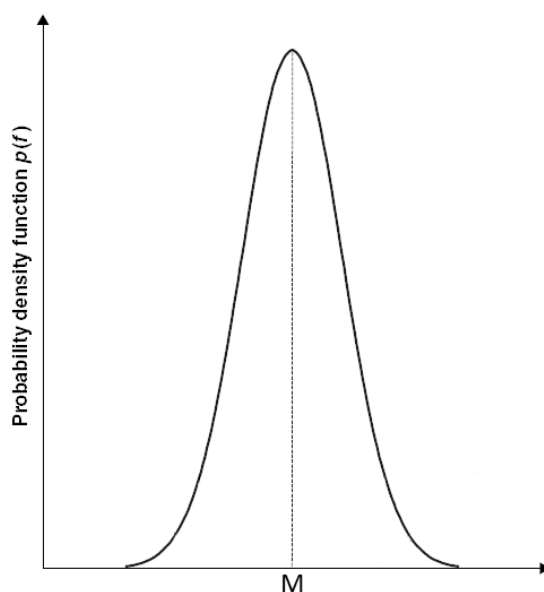


Figura 77 - Distribuzione normale o di Gauss.

<sup>1</sup> Nelle funzioni di densità di probabilità si definiscono *parametri di posizione*, quei parametri che forniscono il valore della variabile aleatoria in corrispondenza di particolari valori della funzione. Tra questi vi è il *valor medio*, la *mediana* e la *moda*:

- Il **valor medio  $M$**  è definito come  $M(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} x \cdot f(x)dx$ , dove  $x$  è la variabile aleatoria e  $f(x)$  è la densità di probabilità;
- La **mediana  $M'$**  è il valore in corrispondenza del quale la *funzione di distribuzione* (definita come  $F(x) = \int f(x)dx$ ) assume valore  $F(M') = 0,5$ , cioè quel valore della variabile corrispondente ad una probabilità del 50%;
- La **moda  $M''$**  è il valore cui corrisponde il massimo nella funzione di densità di probabilità  $f(x)$ .

Quando i parametri di distribuzione coincidono, ovvero  $M = M' = M''$  allora la distribuzione si dice **unimodale**.

<sup>2</sup> Nelle funzioni di densità di probabilità si definiscono *momenti* rispetto ad un parametro di posizione, quei parametri che forniscono indicazioni sulla forma della funzione. Tra questi il più importante è la cosiddetta *varianza*.

La **varianza  $\sigma^2$**  è un momento che risulta nullo nel caso tutti i valori della variabile coincidano con il valor medio  $M$  (quindi la variabile non è aleatoria), ed è positivo in tutti gli altri casi e fornisce una misura della dispersione dei valori della variabile, intorno al valor medio. La varianza è definita come:

$$\sigma^2(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - M)^2 f(x)dx$$

Lo **scarto quadratico medio  $\sigma$**  è l'indice della varianza ed è definito come:

$$\sigma(x) = \sqrt{\sigma^2(x)}$$

### 5.3.2. Distribuzione di Weibull

Questa distribuzione esprime molto bene quello che è l'accumulo dell'invecchiamento nel caso di fatica meccanica. Esprime bene anche l'invecchiamento di un dielettrico dovuto al campo elettrico, ed è, pertanto, la distribuzione di maggiore interesse nel caso dei dielettrici solidi. Tale distribuzione ha la seguente espressione (N.B: si riporta l'espressione della distribuzione  $F(x)$ , a differenza della funzione densità  $f(x)$  presentata per la distribuzione di Gauss):

$$F(x) = 1 - e^{-h(x-x_0)^b} \quad \text{per } x \geq x_0$$

Dove:

- $x_0$  è il valore della variabile corrispondente alla probabilità zero (ad esempio, nel caso dei dielettrici il valore di tensione di sicura tenuta);
- $b$  è un coefficiente proporzionale allo scarto quadratico medio del logaritmo della variabile aleatoria:  $b \propto \sigma(\ln x)$ .

#### 5.3.2.1. Calcolo dei parametri della distribuzione di Weibull

Si consideri di fare delle prove su di un provino di materiale dielettrico, per trovare le probabilità di scarica in funzione del gradiente  $G$  applicato. Risultati sperimentali hanno posto in luce che la distribuzione di probabilità per questo tipo di prove è assimilabile ad una distribuzione di Weibull:

$$p(G) = 1 - e^{-A(G-G_0)^b}$$

Dove  $G_0$  è il gradiente associato alla tensione di sicura tenuta. Essendo di solito tale tensione molto piccola, si può porre  $G_0 = 0$ , per cui la distribuzione diventa:

$$p(G) = 1 - e^{-AG^b}$$

Riscriviamo tale espressione come

$$1 - p(G) = e^{-AG^b}$$

Applicando i logaritmi al primo e secondo membro si ha:

$$\ln(1 - p) = -AG^b$$

ovvero

$$\ln\left(\frac{1}{1 - p}\right) = AG^b$$

Posto  $g = \frac{G}{G_0}$ , essendo  $G_0$  un opportuno valore di riferimento per i gradienti (e.g.  $1 \text{ kV/mm}$ ) si può scrivere

$$AG^b = AG_0^b g^b$$

Pertanto

$$\ln\left(\frac{1}{1-p}\right) = AG_0^b g^b$$

Applicando nuovamente i logaritmi si ottiene:

$$\ln \ln\left(\frac{1}{1-p}\right) = \ln AG_0^b + b \ln g$$

Si è ottenuta l'espressione di una retta di pendenza  $b$  e intercetta  $\ln AG_0^b$  in un piano bi-logaritmico:

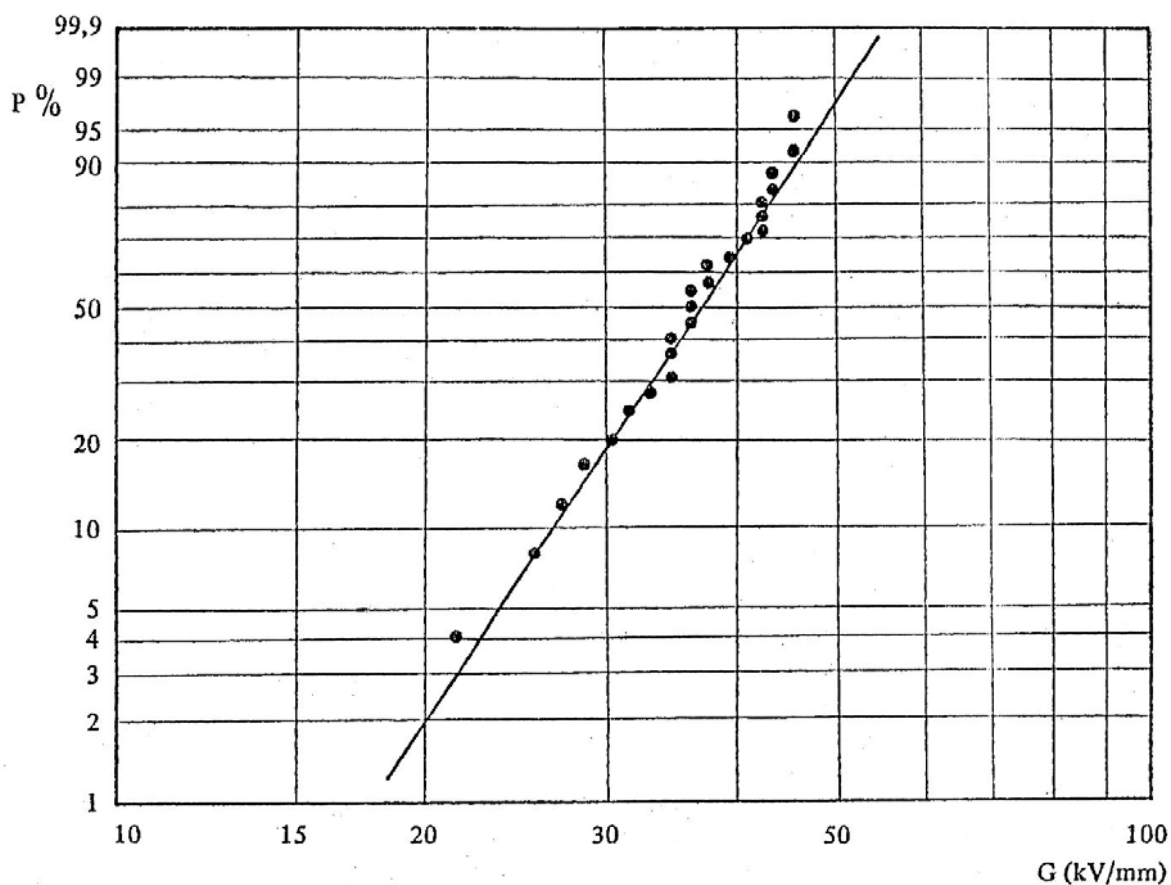


Figura 78 - Tracciamento, in carta di Weibull, della distribuzione dei gradienti di scarica.

Il tracciamento della distribuzione e il calcolo dei parametri della distribuzione a partire da dati sperimentali diviene quindi molto semplice: è sufficiente applicare il metodo della regressione lineare per tracciare la retta che fitta al meglio i dati raccolti.

### 5.3.3. Affidabilità

---

Si consideri un lotto di  $N$  elementi sottoposti tutti alla medesima sollecitazione a partire dal tempo  $t_0 = 0$ . Dopo un tempo  $t$ , un certo numero  $n$  di elementi sarà andato fuori servizio. Il rapporto  $\frac{n}{N}$  rappresenta la stima della probabilità che la durata degli elementi sia minore o uguale a  $t$ :

$$\frac{n}{N} = P(D \leq t)$$

Tale stima prende il nome di **probabilità di guasto  $\Phi$**  al tempo  $t$ :

$$\Phi(t) = \frac{n}{N}$$

Per **affidabilità  $\varphi$**  di un componente (o di un sistema) si intende la probabilità che il componente si ancora in vita al tempo  $t$ :

$$\varphi(t) = P(D > t)$$

L'affidabilità è pertanto pari a:

$$\varphi(t) = 1 - \Phi(t)$$

La determinazione dell'affidabilità è possibile se si determina la funzione di distribuzione della probabilità di guasto  $\Phi(t)$ , attraverso le prove di vita.

### 5.3.4. Tasso di guasto

Il tasso di guasto rappresenta il numero di elementi che vanno fuori servizio in un dato intervallo di tempo, espresso in valore relativo rispetto al numero di elementi ancora in vita in quel momento, diviso l'intervallo di tempo considerato.

Si considerino  $N$  elementi in funzione dal tempo  $t = 0$ . Dopo un tempo  $t$  siano andati fuori servizio  $n$  elementi. Degli  $N - n$  elementi rimasti,  $\Delta N$  si guastino tra il tempo  $t$  ed un tempo  $t + \Delta t$ . Il tasso di guasto è pari a

$$\lambda(t) = \frac{\Delta N}{N(t)} \frac{1}{\Delta t}$$

La definizione esatta del tasso di guasto, tuttavia, è il rapporto tra la probabilità che un elemento, ancora efficiente al tempo  $t$ , abbia durata compresa tra  $t$  e  $t + \Delta t$  per  $\Delta t \rightarrow 0$ :

$$\lambda(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{P\{t < D \leq t + \Delta t / D > t\}}{\Delta t}$$

È possibile dimostrare, attraverso il teorema delle probabilità condizionate, che risulta

$$\lambda(t) \cdot \varphi(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

Dal momento che

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\frac{d\varphi(t)}{dt} = -\varphi'(t)$$

Si ha che

$$\lambda(t) = -\frac{\varphi'(t)}{\varphi(t)}$$

#### 5.3.4.1. Curva caratteristica del tasso di guasto.

Il tasso di guasto per una sollecitazione costante varia, nel tempo, secondo la seguente curva

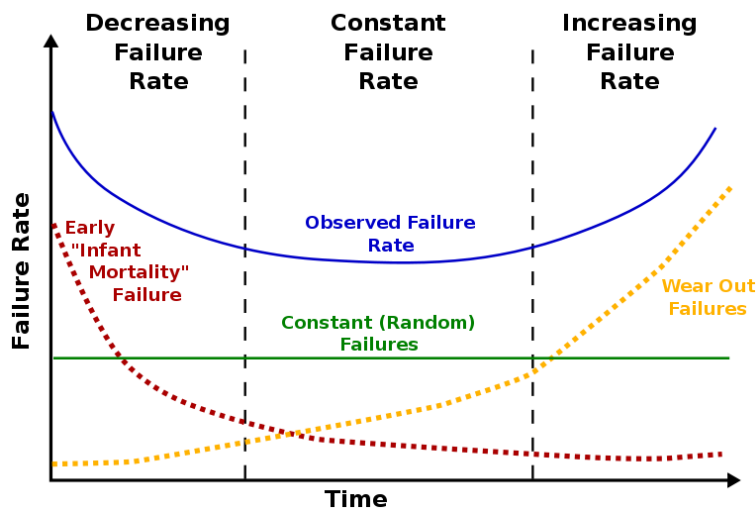


Figura 79 - Curva caratteristica del tasso di guasto.

Esprimibile analiticamente come

$$\lambda(t) = \lambda_0 t^n$$

A seconda della parte di diagramma che si considera  $n$  è minore (guasti giovanili), maggiore (invecchiamento) o uguale (guasti random) a zero. Si dimostra che l'affidabilità  $\varphi(t)$  è legata al tasso di guasto secondo la seguente espressione:

$$\varphi(t) = e^{-\lambda_1 t^a}$$

Dove

$$a = n + 1 \quad e \quad \lambda_1 = \frac{\lambda_0}{a}$$

Da ciò deriva immediatamente che la probabilità di guasto  $\Phi(t)$  è pari a

$$\Phi(t) = 1 - \varphi(t) = 1 - e^{-\lambda_1 t^a}$$

È evidente che si tratta di una distribuzione di Weibull. Per trovare i valori della distribuzione si può procedere in modo analogo a quanto visto nel § 5.3.2.1.

## 5.4. Invecchiamento termico

---

Il meccanismo di invecchiamento termico è sostanzialmente di tipo chimico: l'effetto della temperatura accelera tutte le reazioni chimiche di ossidazione, idrolisi, polimerizzazione o scissione delle catene polimeriche, che modificano le proprietà dei materiali:

- Perdita di peso;
- Diminuzione dello spessore;
- Aumento dell'igroscopicità, a causa dell'insorgere di fenditure sulle pareti;
- Diminuzione della resistenza a trazione, della resilienza e, in generale, peggioramento di tutte le proprietà meccaniche;
- Riduzione della rigidità dielettrica a causa delle fenditure, della diminuzione di spessore e della penetrazione di umidità;
- Aumenta la conducibilità e il fattore di dissipazione  $\tan \delta$ .

La durata di un isolante è inversamente proporzionale alla velocità con cui si degradano le sue proprietà  $P$ , e quest'ultime degradano in maniera direttamente proporzionale alla velocità con cui si sviluppano le reazioni chimiche:

$$F(P) = K_r t$$

La velocità con cui si sviluppano le reazioni chimiche per effetto della temperatura è espressa dalla legge di Arrhenius:

$$K_r(T) = K_0 e^{-\frac{W}{KT}}$$

Dove

- $K_0$ : costante dipendente dal materiale
- $K$ : costante di Boltzman
- $T$ : temperatura assoluta
- $W$ : energia di reazione, ovvero il livello di energia che ogni molecola deve superare per entrare in reazione.

Posto  $P_L$  il limite della proprietà fisica al di là del quale l'isolante non è più idoneo a svolgere la sua funzione si può scrivere:

$$F(P_L) = K_0 e^{-\frac{W}{KT}} \cdot D$$

Dove  $D$  è la durata di vita. Detto  $D_0 = \frac{F(P_L)}{K_0}$ , la durata di vita termica si può esprimere come:

$$D = D_0 \cdot e^{\frac{W}{KT}}$$

Per calcolare i coefficienti di tale espressione è possibile applicare una volta i logaritmi ad ambo i membri:

$$\ln d = \frac{W}{K} \frac{1}{T} + \ln \frac{D_0}{t_0}$$

Dove  $d = D/t_0$ , essendo  $t_0$  un opportuno valore di riferimento dei tempi (in genere un'ora). Questa è l'espressione di una retta in un piano  $\log d - 1/T$  di pendenza  $W/K$  e intercetta  $\ln D_0/t_0$ :

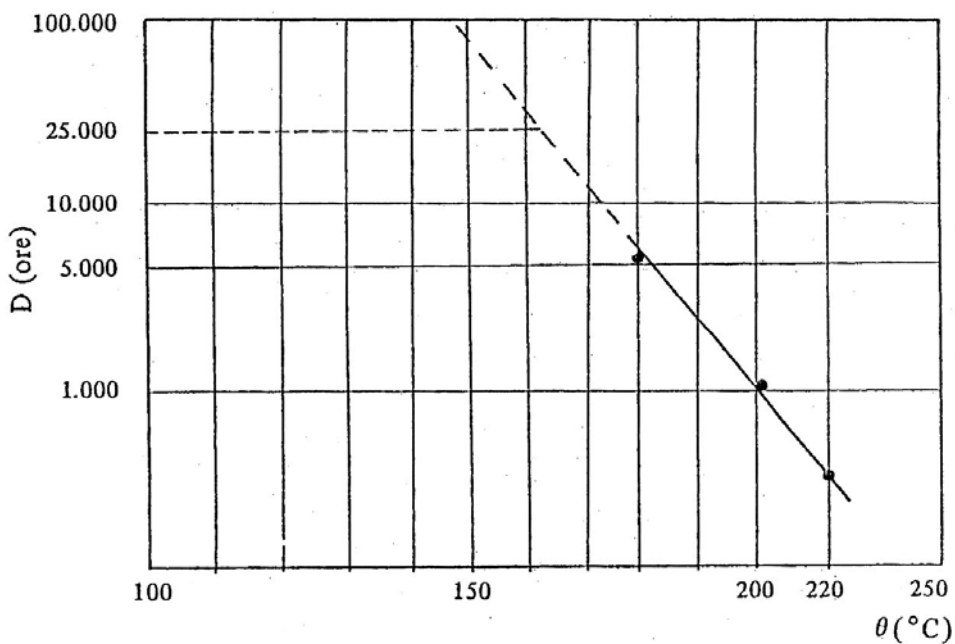


Figura 80 - Tracciamento della retta di vita termica sulla carta di vita.



### 5.4.1. Prove di vita termica

---

Il principale problema delle prove di vita termica è rappresentato dalla scelta delle proprietà che devono essere misurate per eseguire l'evoluzione dell'invecchiamento. In altre parole la determinazione del **criterio del guasto** è il punto più critico. Per molti anni si è utilizzata la **resistenza a trazione**. Nonostante ciò possa sembrare strano, questa prova ha numerosi vantaggi rispetto alla prova di rigidità dielettrica, in particolare:

- La rigidità dielettrica tende a restare costante per un periodo molto lungo, per poi precipitare nell'ultima parte della vita;
- La dispersione nelle prove di rigidità è molto elevata.

La prova di resistenza a trazione come quella di rigidità dielettrica, tuttavia, è caratterizzata dallo svantaggio di dover essere eseguita su provini diversi, perché la prova porta alla distruzione del provino. Per questo motivo, negli ultimi anni, si è cercato di orientarsi verso altre proprietà come il **peso**, che ha, tra l'altro, il grande vantaggio di poter essere misurato con grande precisione e mentre il provino è esposto alla temperatura. Tecniche attuali prevedono anche prove non distruttive quali

- la spettrometria infrarossa;
- la cromatografia;
- l'analisi strutturali a raggi X.

La tendenza è quella di misurare non una, ma diverse proprietà per eliminare l'arbitrarietà al criterio del guasto.

Una regola pratica, ottenuta da Montsinger nel 1930 e tutt'oggi usata, dice che *“la durata dell'isolamento dimezza per un aumento di temperatura di 8°C”*

### 5.4.2. Classi di isolamento

In pratica, la resistenza alla temperatura dei materiali, seppure evidenziata completamente solo grazie alla curva di vita termica, viene quantizzata mediante un indice numerico. Tale indice è detto **indice di temperatura** e rappresenta la temperatura alla quale un materiale può funzionare in maniera continuativa per 26'000 ore (3 anni). I materiali che hanno un medesimo indice di temperatura vengono raggruppati in **classi termiche**:

Classe termica	Temperatura	Materiali isolanti	Materie di agglomerazione, di impregnazione o di rivestimento degli isolanti	Materie di impregnazione successiva
Y	90° C	Cartone, carta, seta naturale, fibre cellulosiche, cartoni pressati, fibre vulcanizzate, legno, resine ureiche, resine melaminiche, poliaccrilati, polietilene, polistirolo, cloruro di polivinile, caoutchou	niente	niente
A	105° C	Cotone, carta, seta naturale, fibre cellulosiche, fibre poliammidiche, cartoni pressati, fibre vulcanizzate, legno Tela, carta, seta, verniciato Stratificati di legno Films di acetato di cellulosa e di acetobutirato Smalti dei conduttori, oleoresinosi e a base di resine poliammidiche	niente vernici oleoresinose resina bachelite niente niente	impregnati o immersi in un dielettrico liquido niente niente niente niente
E	120° C	Smalti formalepolivinilici, poliuretanicici ed epossidici dei fili smaltati Pezzi stampati con carica cellulosica Stratificati di cotone, stratificati di carta Resine poliestere Film di triacetato di cellulosa (triacpho) e di tereftalato di polietilene (mylar) Fibre di tereftalato di polietilene (dacron)	resine melaminiche e fenoliche niente	vernici a base di asfalto o di resine sintetiche e olii siccativi; resine poliestere, resine epossidiche
B	130° C	Fibre di vetro, fibre di amianto Tessuti di vetro impregnati Mica agglomerata (sola o con supporto) Stratificati di tessuto di vetro e di amianto Pezzi stampati con cariche minerali	niente vernici oleoresinose, gommalacca, asfalto resine fenoliche e melaminiche	asfalti, vernici di resine sintetiche e olii siccativi, resine sintetiche termoidurenti (poliesteri, epossidiche)
F	155° C	Fibre di vetro, fibre di amianto Tessuti di vetro impregnati ed amianto impregnato Mica agglomerata (sola o con supporto)	niente resine alchidiche, epossidiche poliesteri speciali, poliuretani.	resine alchidiche, epossidiche, poliuretaniche, poliesteri speciali, silicone alchidiche
H	180° C	Fibre di vetro, fibre di amianto Tessuti di vetro, tessuti di amianto impregnati Mica agglomerata Stratificati di tessuto di vetro e di amianto Elastomeri di silicone, nomex, kaptan	niente resine silicone flessibili resine silicone di qualità niente	resine silicone di qualità resine imidiche resine polimidiche
C	> 180° C	Mica, porcellana, materiali ceramici, vetro, quarzo Tessuti di vetro e amianto trattati Mica agglomerata Poli tetrafluoroetilene (teflon)	niente resina silicone con stabilità termica 225 niente	leganti inorganici resina silicone con stabilità termica 225 niente

Pubblcazione N. 85 della Commissione Elettrotecnica Internazionale (I.E.C.) - Ediz. 1957.

Figura 81 - Classi termiche degli isolanti elettrici.

## 5.5. Invecchiamento elettrico

---

La distribuzione di probabilità di scarica nel tempo a gradiente costante  $p(G) = \Phi(G)$ , come già anticipati nel § 5.3.2.1., si può esprimere mediante una distribuzione di Weibull:

$$\Phi(G) = 1 - e^{-AG^b}$$

Come visto in § 5.3.4.1. è possibile esprimere la probabilità di guasto nel tempo come:

$$\Phi(t) = 1 - e^{-\lambda_1 t^a}$$

Combinando le due espressioni si ottiene la distribuzione di probabilità di scarica in funzione del tempo e del gradiente:

$$\Phi(G, t) = 1 - e^{\gamma t^a G^b}$$

Tale espressione costituisce una distribuzione Weibull generalizzata. Le variabili  $t$  e  $G$  sono legate da una probabilità: le curve di vita tracciabili sono tante quante sono i valori di probabilità che si vuole utilizzare. Ponendo  $\Phi = cost = \bar{\Phi}$  si possono ottenere delle curve che legano le coppie di valori  $(G, t)$  corrispondenti alla stessa probabilità  $\bar{\Phi}$ . Applicando i logaritmi si ha:

$$D(\bar{\Phi})^a G^b = \frac{1}{\gamma} \cdot \ln \frac{1}{1 - \bar{\Phi}}$$

Da cui

$$D(\bar{\Phi}) = \frac{C(\bar{\Phi})}{G^m}$$

Dove

$$m = \frac{b}{a} \quad e \quad C(\bar{\Phi}) = \left( \frac{1}{\gamma} \ln \frac{1}{1 - \bar{\Phi}} \right)^{\frac{1}{a}}$$

Si è ottenuta la cosiddetta **legge della potenza inversa**. Applicando i logaritmi a tale espressione si ottiene

$$\ln d = m \cdot \ln g + c$$

Dove  $d$  e  $g$  sono durata e gradiente espressi in valore relativo rispetto ad opportuni valori di riferimento:

$$d = \frac{D}{D_0}; \quad g = \frac{G}{G_0}$$

Tale espressione rappresenta una retta nel piano  $\ln d - \ln g$ .

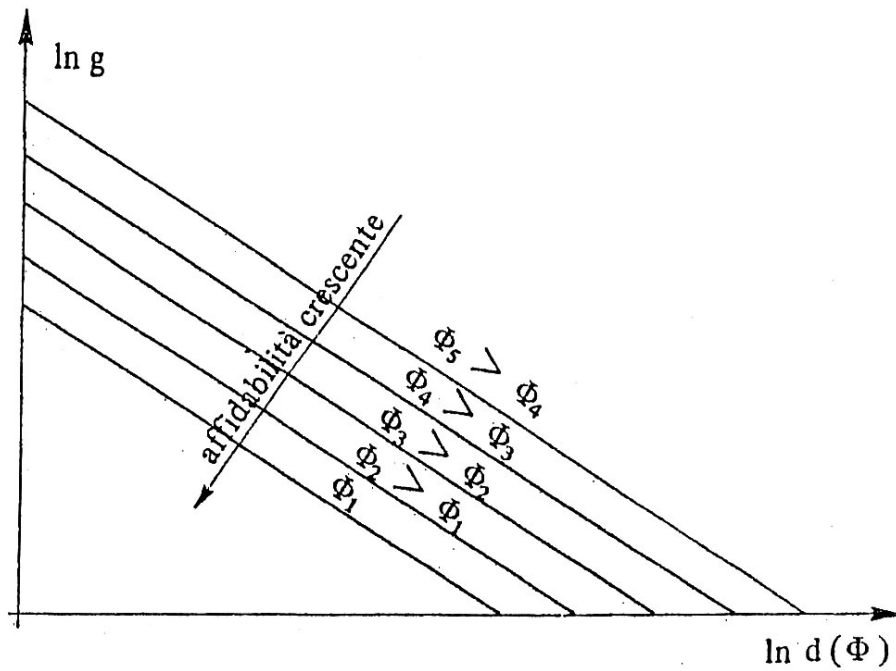


Figura 82 - Rette di vita elettrica in coordinate bilogaritmiche, al variare della probabilità di scarica.

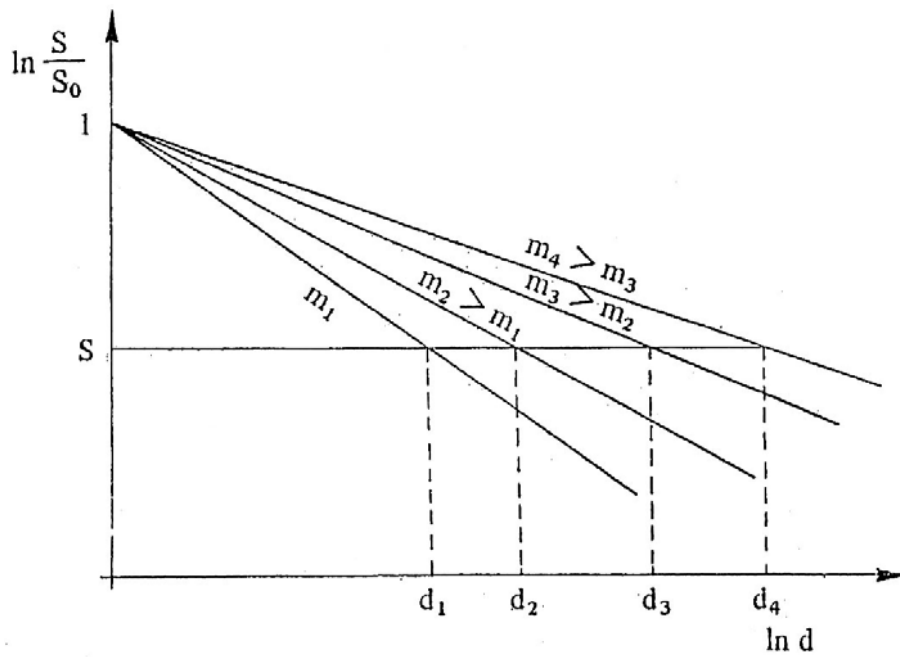


Figura 83 - Confronto tra materiali aventi diverso valore del parametro  $m$ .

Il coefficiente  $m$  non è, in generale, costante. Infatti, se in un primo momento si può ritenere che il materiale non sia invecchiato si può considerare un coefficiente  $m_1$  pari a

$$m_1 = b$$

Mentre per un periodo di tempo sufficientemente lungo si ha un  $m_2$  pari a

$$m_2 = \frac{b}{a}$$

## 5.6. Invecchiamento combinato

---

Uno dei modelli che considera l'azione combinata della sollecitazione termica ed elettrica è il modello di Eyring. La velocità di invecchiamento, secondo tale modello, è esprimibile come:

$$K = A_1 e^{-\frac{B}{T}} \cdot e^{\left(A_2 + \frac{A_3}{T}\right)} \cdot f(S)$$

Dove  $f(S)$  è una funzione della sollecitazione elettrica,  $A_1, A_2, A_3$  e  $B$  sono costanti caratteristiche del materiale.

Tuttavia, in linea di massima, quando si considera l'azione combinata di campo elettrico e temperatura, la curva di vita diviene una superficie di vita, del tipo

$$f(E, T, D) = 0$$

Ed è pertanto visualizzabile solamente su diagrammi 3D, oppure attraverso alcuni piani di taglio:

*[Img: superficie di vita e vari piani di taglio]*