



I.C.E.M.B.

Corso di laboratorio di misure ad alta frequenza

**La spettroscopia dielettrica:
dalla teoria alle applicazioni**



La misura della costante dielettrica: perché?

I.C.E.M.B.

Applicazione nel campo elettronico (ad esempio):

- Package e materiali per circuiti integrati miniaturizzati

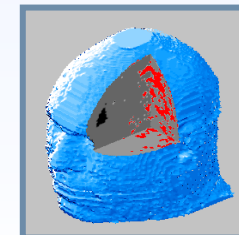


- Design di antenne



...in bioelettromagnetismo:

- Dosimetria





Relazioni costitutive del mezzo

I.C.E.M.B.

Per rendere determinato un problema EM (6 eq. di Maxwell scalari indipendenti per 15 incognite scalari) sono necessarie le relazioni costitutive del mezzo che occupa la regione di spazio sede del fenomeno EM

Per mezzi lineari, stazionari, omogenei, isotropi non dispersivi nello spazio e nel tempo.

Maxwell Equations

$$\left\{ \begin{array}{ll} \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} & \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \\ \nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} & \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \end{array} \right.$$

+

$$\mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$$

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}, t) = \sigma \mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = \mu_0 \mu_r \mathbf{H}(\mathbf{r}, t)$$

Rendono conto della risposta (effetto) di ogni mezzo materiale alla presenza di un campo elettromagnetico (causa) e delle proprietà della materia di immagazzinare e dissipare energia tramite i meccanismi di polarizzazione (elettrica e magnetica) e di conduzione.



Relazioni costitutive del mezzo

I.C.E.M.B.

Per mezzi lineari stazionari omogenei isotropi non dispersivi nello spazio ma dispersivi nel tempo le relazioni costitutive trasformate nel dominio della frequenza sono funzioni della frequenza stessa.

$$B(r, \omega) = \mu(\omega) H(r, \omega)$$

$$D(r, \omega) = \varepsilon(\omega) E(r, \omega)$$

Qualsiasi meccanismo microscopico che dia luogo ad un fenomeno di polarizzazione non può rispondere istantaneamente alle cause che l'hanno prodotto: E, H

$$\mathbf{D}(\omega) = \varepsilon_0 \mathbf{E}(j\omega) + \mathbf{P}(j\omega) = \varepsilon_0 [\varepsilon_r'(\omega) - j\varepsilon_r''(\omega)] \mathbf{E}(\omega) = \varepsilon_c^*(\omega) \mathbf{E}(\omega)$$

$$\varepsilon_c(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega) = \varepsilon_r'(\omega) - j\varepsilon_r''(\omega) - j\sigma_s / \omega \varepsilon_0$$

$$\varepsilon'(\omega) = \varepsilon_r'(\omega)$$

$$\varepsilon''(\omega) = \varepsilon_r''(\omega) + \sigma_s / \omega \varepsilon_0$$

$$\sigma(\omega) = \omega \varepsilon_0 \varepsilon''(\omega)$$

ε_r^* \Rightarrow costante dielettrica relativa

ε_c \Rightarrow costante dielettrica complessa

σ_s \Rightarrow conducibilità



Andamento in frequenza della permittività

I.C.E.M.B.

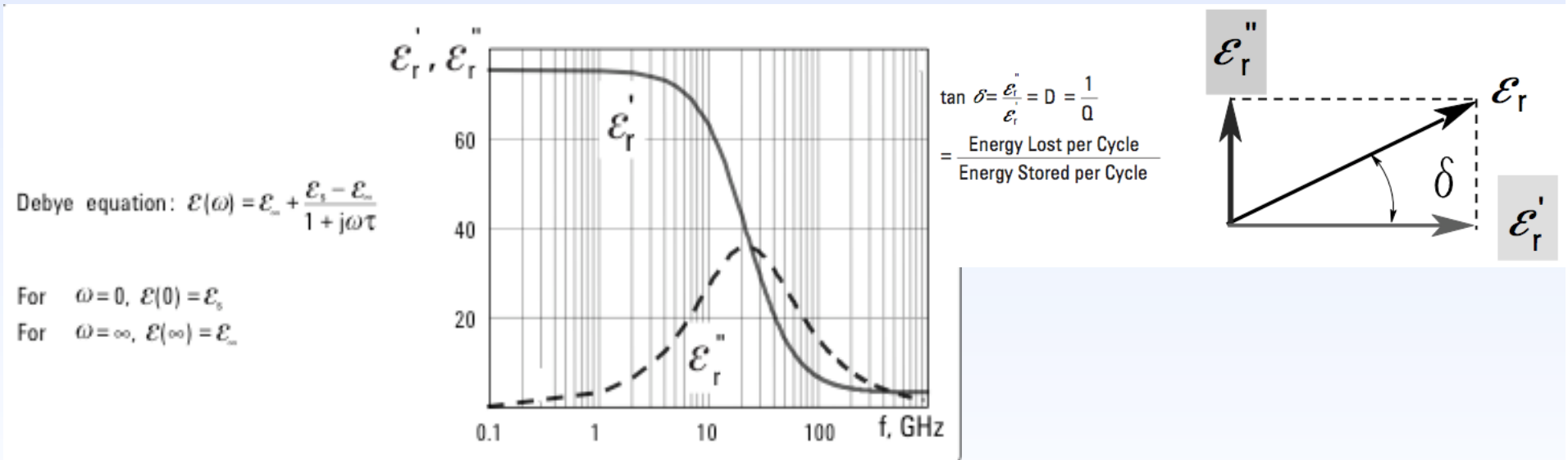
L'equazione di Debye:

$$\epsilon(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau}$$

$$\epsilon'(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + (\omega\tau)^2}$$

$$\epsilon''(\omega) = \frac{(\epsilon_s - \epsilon_\infty)\omega\tau}{1 + (\omega\tau)^2} + \frac{\sigma_s}{\omega\epsilon_0}$$

Rilassamento dovuto ad un'unica costante di tempo: dielettrico composto da molecole di ugual natura e dimensione (polarizzazione per orientazione)



Se le costanti di tempo che caratterizzano un materiale sono molteplici e tra loro ben separate

$$D(\omega) = \epsilon_0 E(j\omega) + P(j\omega) = \epsilon_0 E(j\omega) + \sum_{i=1}^N \frac{\epsilon_0 \chi E(j\omega)}{1 + j\omega\tau_i}$$



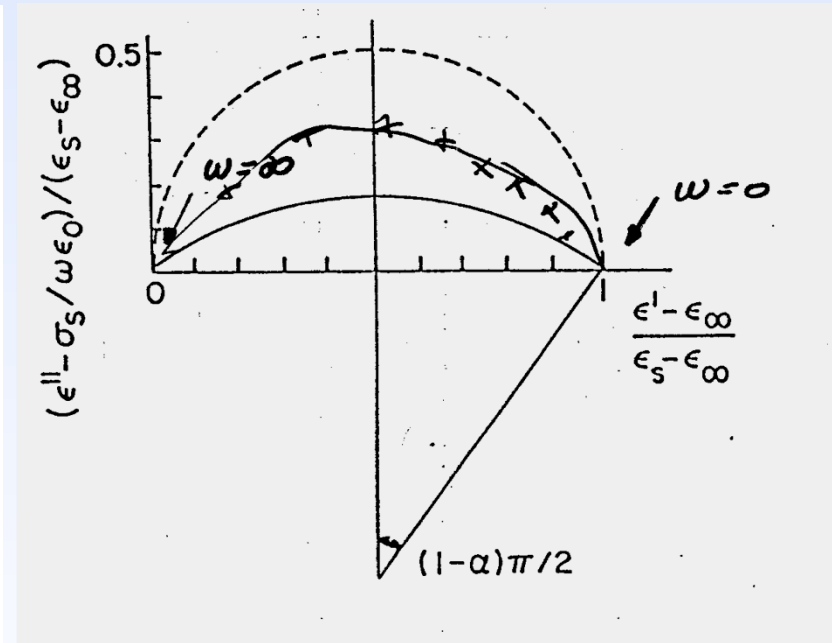
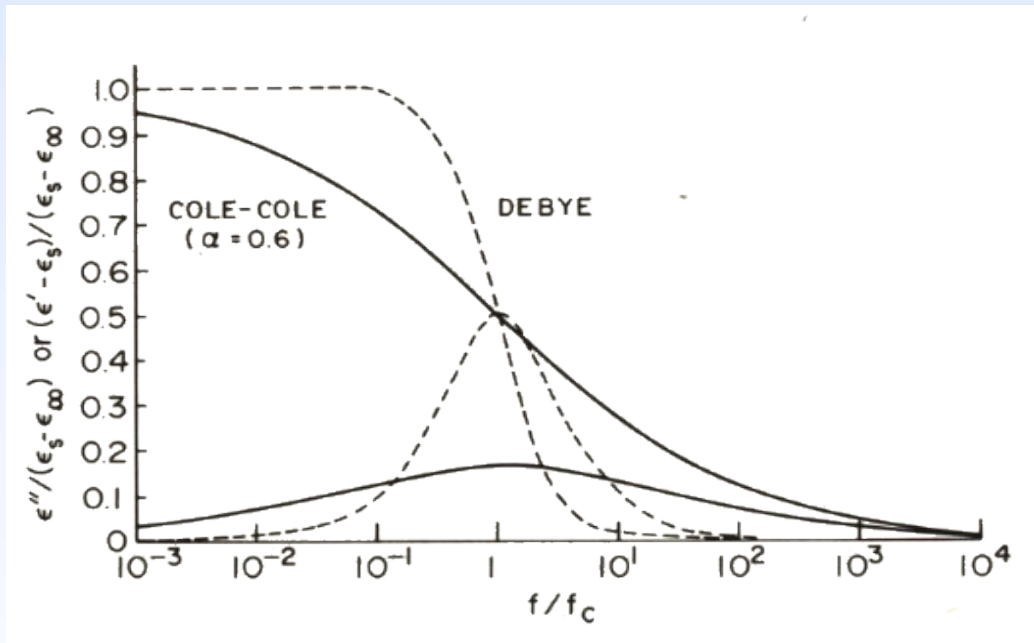
Andamento in frequenza della permittività

I.C.E.M.B.

...Altrimenti utilizzo L'equazione di Cole&Cole

Quando le costanti di tempo che caratterizzano il materiale sono tra loro paragonabili

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_{\infty}}{1 + (j f / f_c)^{1-\alpha}} - \frac{j \sigma_s}{\omega \varepsilon_0}$$



...equazione empirica che, anche se non conduce ad una conoscenza approfondita dei meccanismi di interazione coinvolti, permette una buona parametrizzazione dei dati sperimentali



Proprietà del mezzo nella propagazione di un'onda

I.C.E.M.B.

...quando un'onda incontra una discontinuità dielettrica...

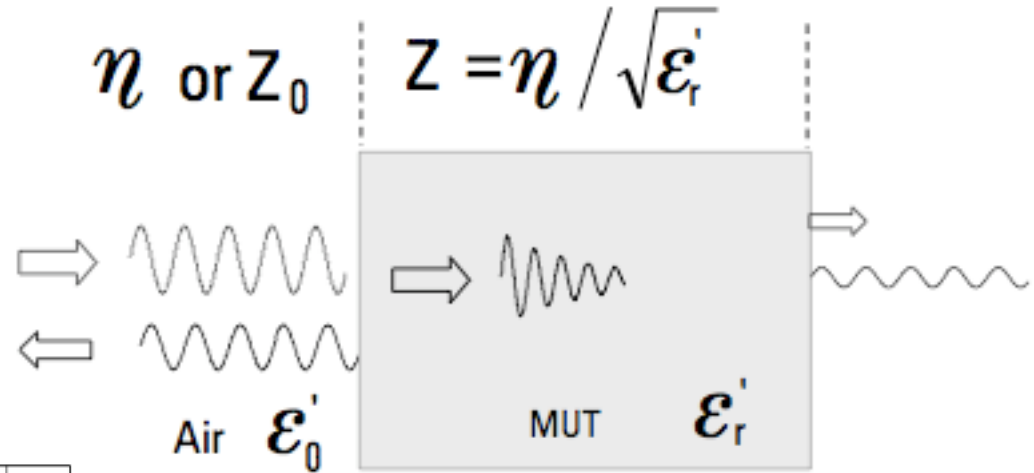
$$Z = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

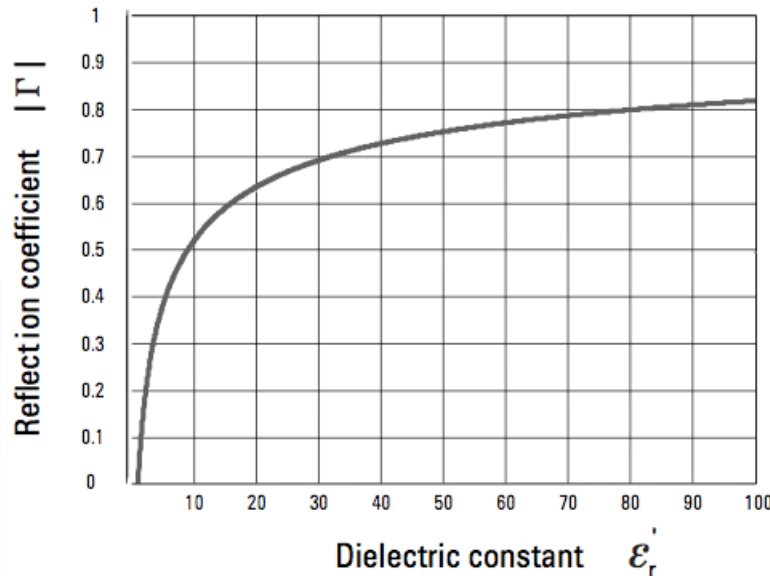
$$\eta = Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

TEM



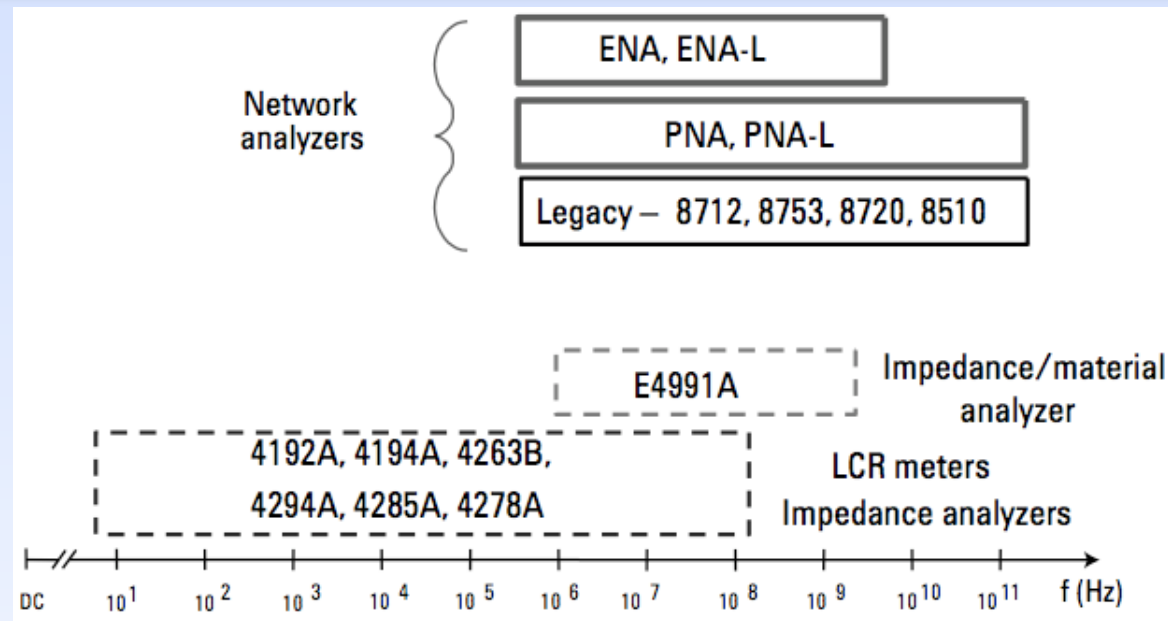
- Impedance lower
- Wavelength shorter
- Velocity slower
- Magnitude attenuated





Scelta della tecnica di misura

I.C.E.M.B.



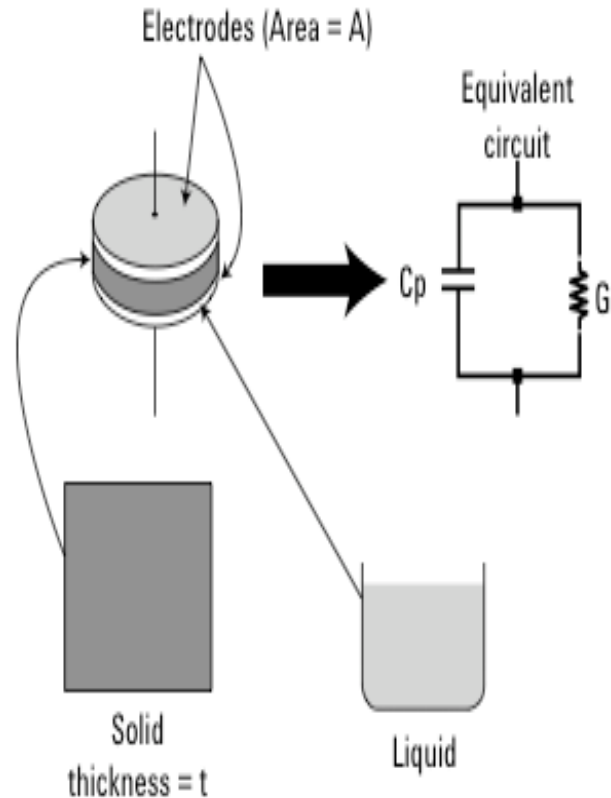
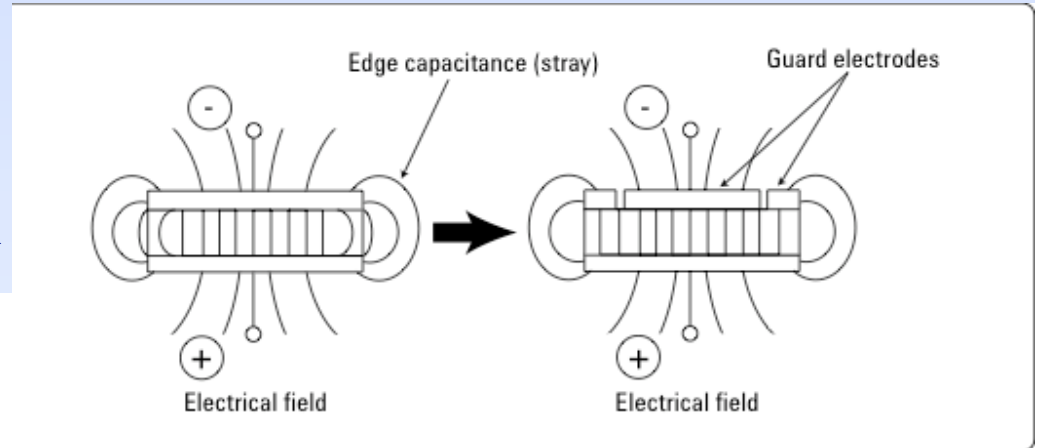
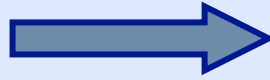
Before the dielectric properties of a material can be measured with network analyzer, impedance analyzer, or LCR meter, a measurement fixture (or sample holder) is required to apply the electromagnetic fields in a predictable way and to allow connection to the measurement instrument. **The type of fixture required will depend on the chosen measurement technique and the physical properties of the material (solid, liquid, powder, gas).**



Impedenziometria: misure in bassa frequenza

I.C.E.M.B.

Configurazione ottima del sensore per limitare effetti capacitivi di bordo



$$Y = G + j\omega C_p$$

$$= j\omega C_0 \left(\frac{C_p}{C_0} - j \frac{G}{\omega C_0} \right)$$

C_0 : Air capacitance

$$\epsilon_r' = \left(\frac{C_p}{C_0} - j \frac{G}{\omega C_0} \right)$$

$$\epsilon_r' = \left(\frac{t \cdot C_p}{A \cdot \epsilon_0} \right)$$

$$\epsilon_r'' = \left(\frac{t}{\omega \cdot R_p \cdot A \cdot \epsilon_0} \right)$$

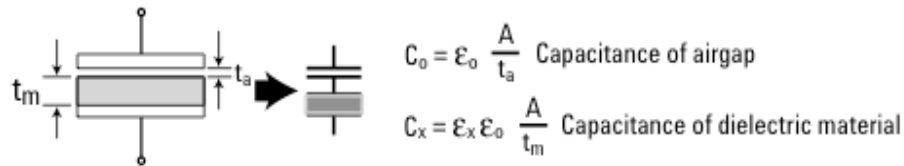


...per misure in bassa frequenza tra 20 Hz-1 MHz la configurazione più utilizzata consta di un impedenziometro e di un sensore a piatti paralleli



Impedenziometria: misure in bassa frequenza

I.C.E.M.B.



Measured capacitance $C_{err} = \frac{1}{\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_x}} = \epsilon_{err} \epsilon_0 \frac{A}{t_m + t_a}$

Measured error due to airgap $1 - \frac{\epsilon_{err}}{\epsilon_x} = \frac{\epsilon_x - 1}{\epsilon_x + \frac{t_m}{t_a}}$



...eventuali air-gap introducono errori nella misura in funzione dello spessore dell'air-gap e del valore della costante dielettrica sotto misura

$t_a/t_m \backslash \epsilon_r'$	2	5	10	20	50	100
0.001	0.1%	0.4%	1%	2%	5%	9%
0.005	0.5%	2%	4%	9%	20%	33%
0.01	1%	4%	8%	16%	33%	50%
0.05	5%	16%	30%	48%	70%	83%
0.1	8%	27%	45%	63%	82%	90%

Il set-up
sperimentale



Tecniche di misura a RF

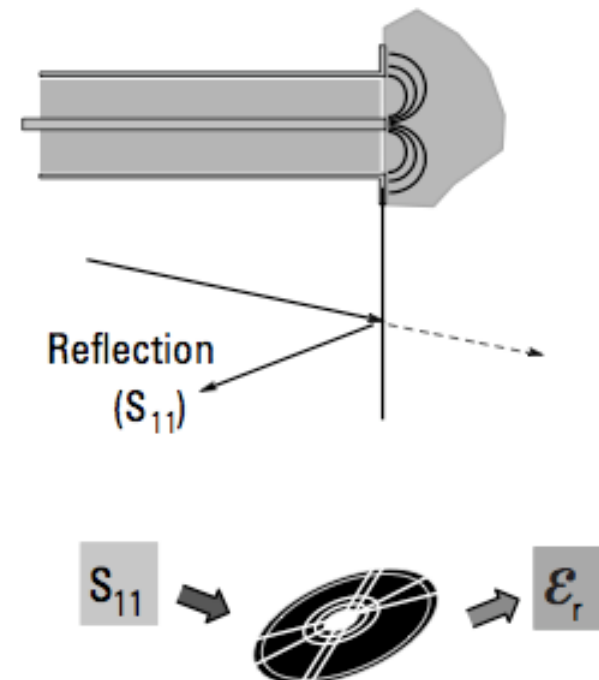
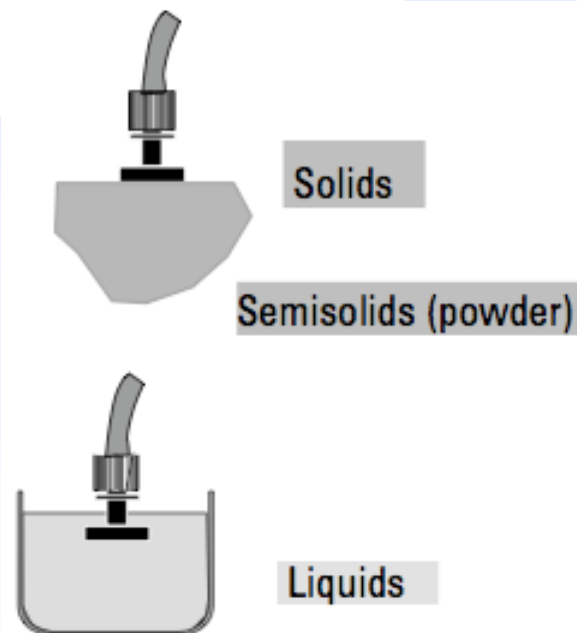
Method features

- Broadband
- Simple and convenient (non-destructive)
- Limited ϵ_r accuracy and $\tan \delta$ low loss resolution
- Best for liquids or semi-solids

Material assumptions

- "Semi-infinite" thickness
- Non-magnetic
- Isotropic and homogeneous
- Flat surface
- No air gaps

Coaxial probe measurement





Tecniche di misura a RF

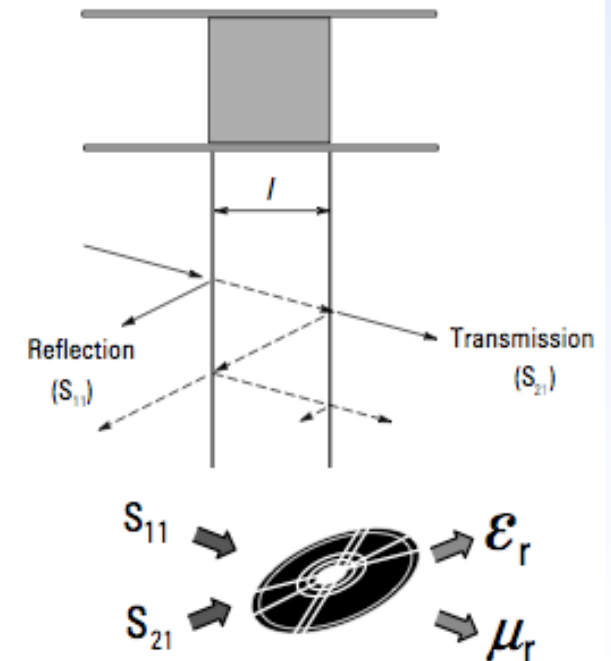
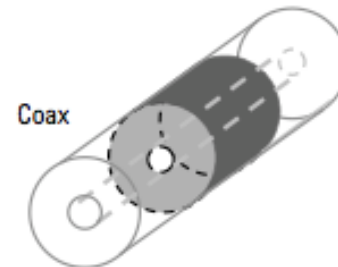
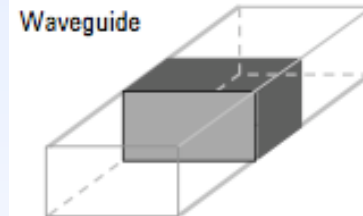
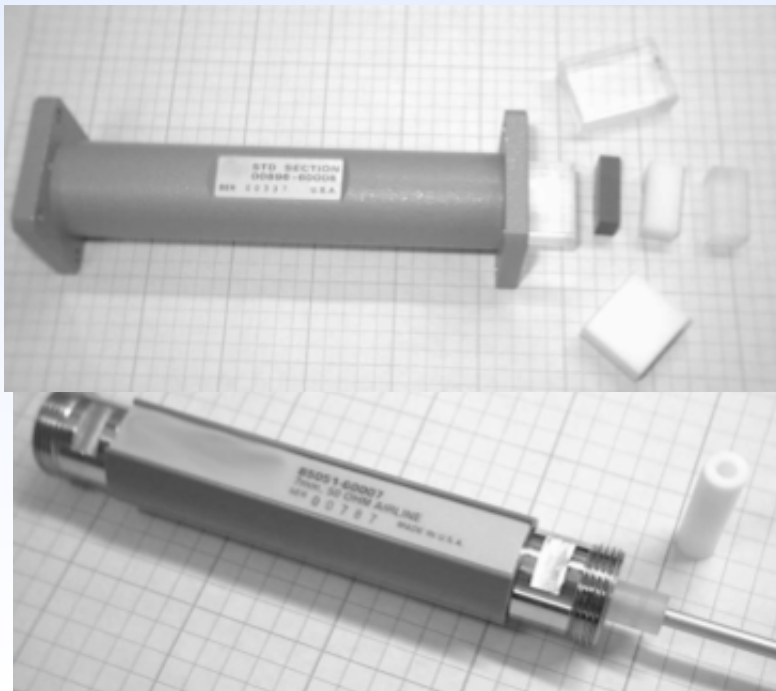
Material assumptions

- Sample fills fixture cross section
- No air gaps at fixture walls
- Smooth, flat faces, perpendicular to long axis
- Homogeneous

Method features

- Broadband – low end limited by practical sample length
- Limited low loss resolution (depends on sample length)
- Measures magnetic materials
- Anisotropic materials can be measured in waveguide

Transmission line





Tecniche di misura a RF

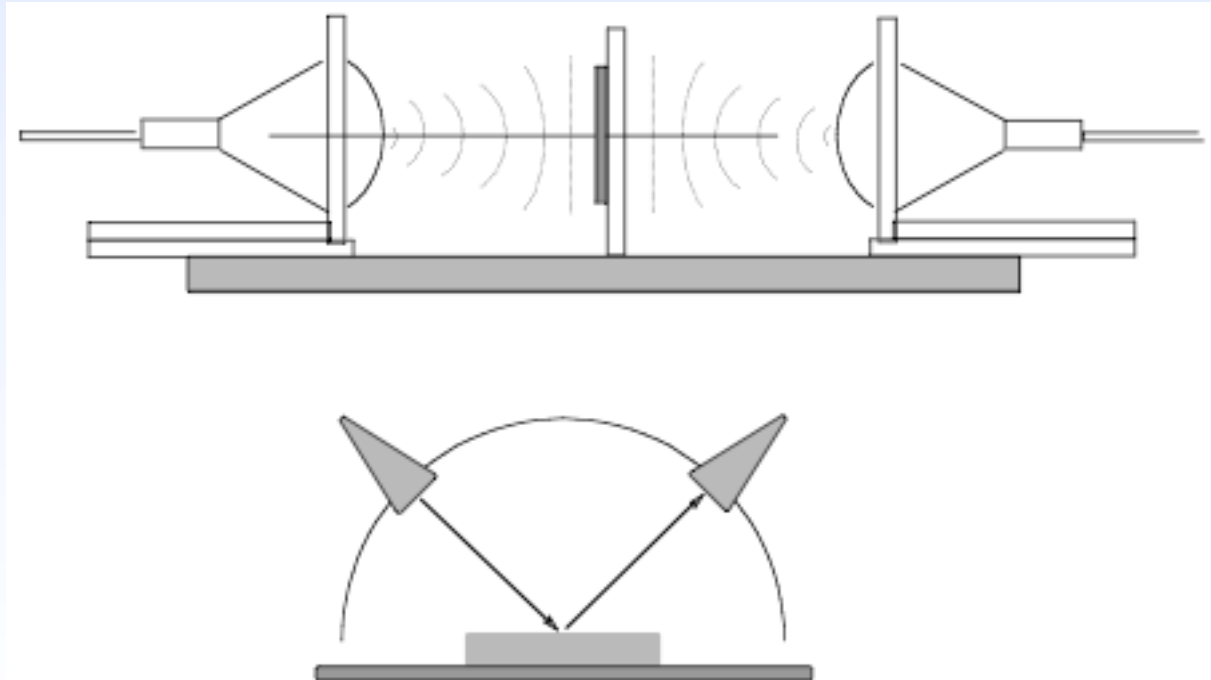
Material assumptions

- Large, flat, parallel-faced samples
- Homogeneous

Method features

- Non-contacting, non-destructive
- High frequency – low end limited by practical sample size
- Useful for high temperature
- Antenna polarization may be varied for anisotropic materials
- Measures magnetic materials

Free space





Tecniche di misura a RF

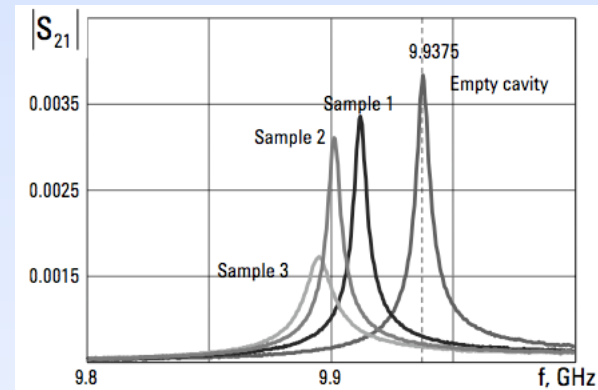
Resonant techniques

- High impedance environment
- Reasonable measurements possible with small samples
- Measurements at only one or a few frequencies
- Well suited for low loss materials

Broadband techniques

- Low impedance environment
- Requires larger samples to obtain reasonable measurements
- Measurement at "any" frequency

Resonant cavity



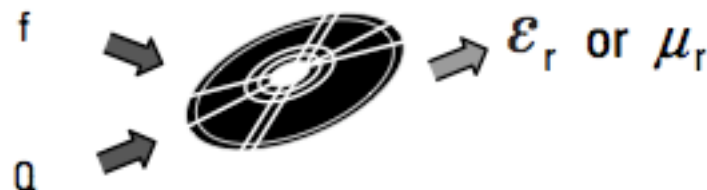
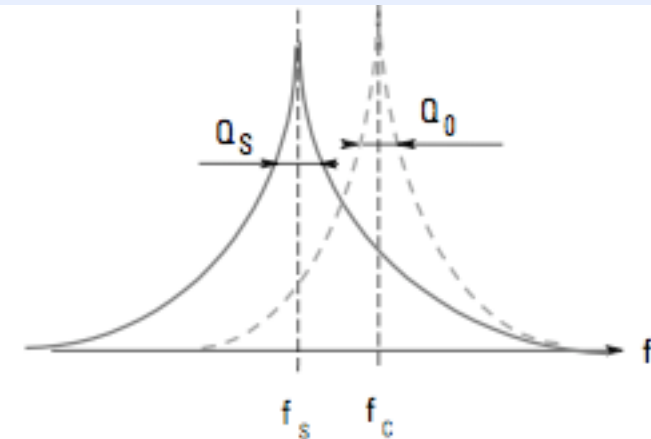
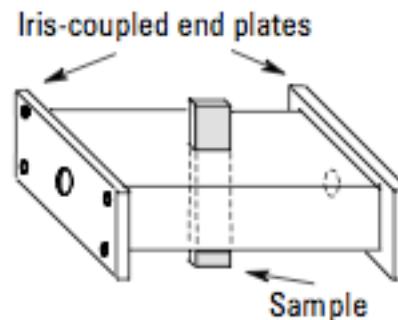
$$\epsilon_r' = \frac{V_c (f_c - f_s)}{2V_s f_s}$$

$$\epsilon_r'' = \frac{V_c}{4V_s} \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_c} \right)$$

V is the volume

index c is for the empty cavity,

index s is for the sample loaded





Confronto

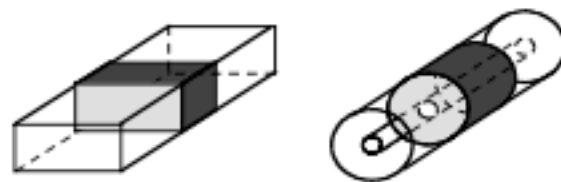
I.C.F.D.

Coaxial probe ϵ_r



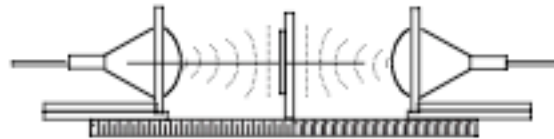
Broadband, convenient, non-destructive
Best for lossy MUTs; liquids or semi-solids

Transmission line
 ϵ_r and μ_r



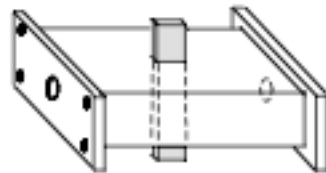
Broadband
Best for lossy to low loss MUTs;
machineable solids

Free space
 ϵ_r and μ_r



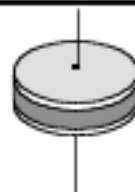
Non-contacting
Best for high temperatures; large, flat samples

Resonant cavity
 ϵ_r and μ_r



Accurate
Best for low loss MUTs; small samples

Parallel plate ϵ_r



Accurate
Best for low frequencies; thin, flat sheets



Misura della costante dielettrica: "il problema inverso"

I.C.E.M.B.

La misura della costante dielettrica non è diretta... si procede per passi...

1. Misura di coefficienti di trasmissione e/o riflessione ad una o due porte

S_{11} , S_{21} , S_{22} , S_{12} su struttura trasmissiva che contiene il dielettrico



Dati acquisiti con l'uso di un VNA

2. Soluzione problema "inverso"

(da cui dipende in larga parte l'accuratezza del valore della costante dielettrica sotto misura)

S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22}  μ , ϵ_c



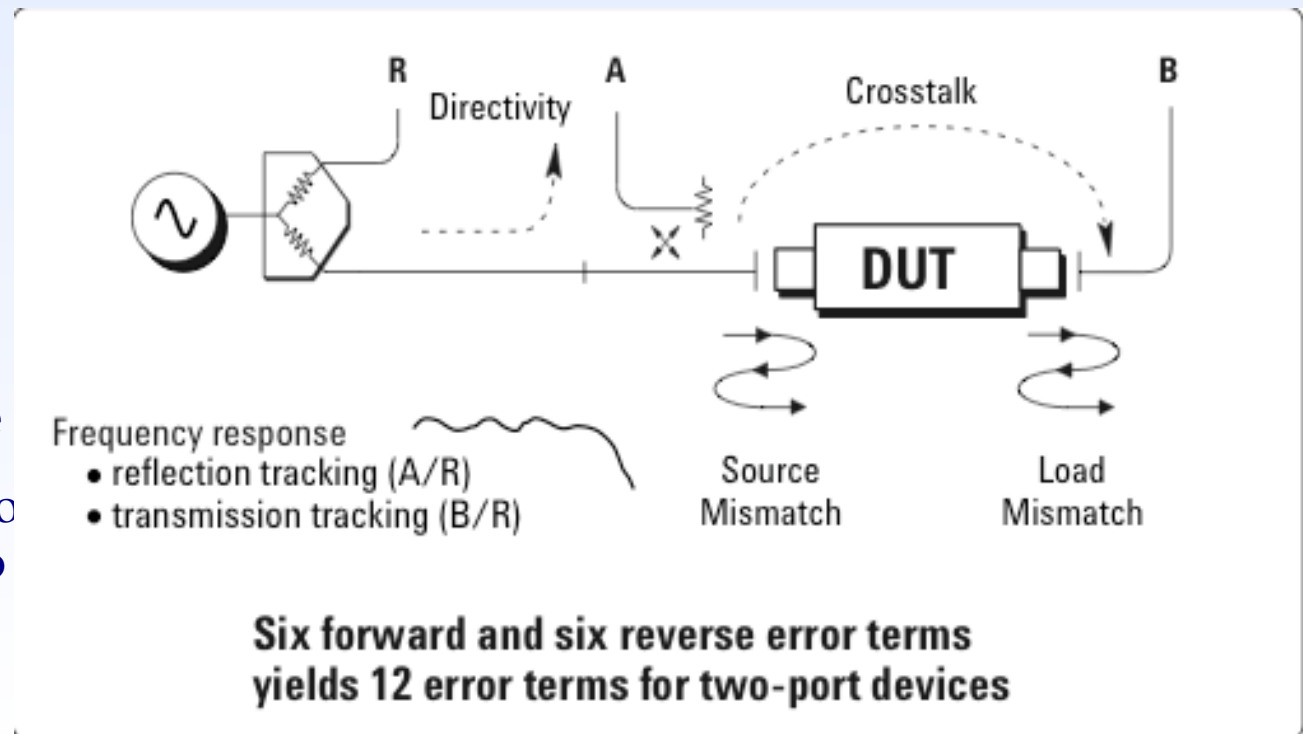
Misure con analizzatore di rete Vettoriale (VNA) e procedura di calibrazione

I.C.E. 2

Ogni sistema di misura presenta i seguenti tipi di errore:

- 1) Sistematici
- 2) Random (instrument noise)
- 3) Drift temperature

- ✓ Errori di direttività
- ✓ Errori di risposta in frequenza in riflessione
- ✓ Errori di risposta in frequenza in trasmissione
- ✓ Errori di disadattamento della sorgente e del carico
- ✓ Cross talk



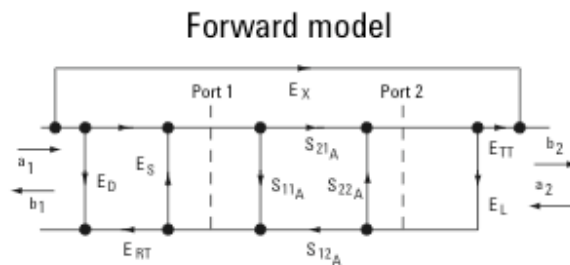


Misure con analizzatore di rete Vettoriale (VNA) e procedura di calibrazione

I.C.E.M.B.

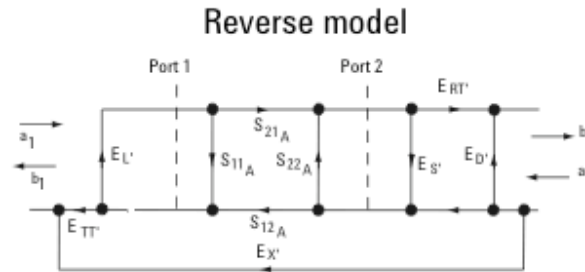
Errori sistematici dell'analizzatore di rete: la calibrazione

Il principio di base su cui un VNA fonda la correzione degli errori sistematici è la misura di standard con caratteristiche di riflessione e trasmissione note, come un through, un circuito aperto, un corto circuito e un carico adattato



- | | |
|-------------------------------------|---------------------------------------|
| E_D = Fwd Directivity | E_L = Fwd Load Match |
| E_S = Fwd Source Match | E_{TT} = Fwd Transmission Tracking |
| E_{RT} = Fwd Reflection Tracking | E_X = Fwd Isolation |
| $E_{D'}$ = Rev Directivity | $E_{L'}$ = Rev Load Match |
| $E_{S'}$ = Rev Source Match | $E_{TT'}$ = Rev Transmission Tracking |
| $E_{RT'}$ = Rev Reflection Tracking | $E_{X'}$ = Rev Isolation |

- Notice that each actual S-parameter is a function of all four measured S-parameters
- Analyzer must make forward and reverse sweep to update any one S-parameter



$$S_{11a} = \frac{\left(\frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}}\right) \left(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}}\right) \cdot E_L \left(\frac{S_{21m} - E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}}\right) E_S \left(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}}\right) E_{S'} \cdot E_L' E_L \left(\frac{S_{21m} - E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}}\right)}$$

$$S_{21a} = \frac{\left(\frac{S_{21m} - E_X}{E_{TT}}\right) \left(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}}\right) (E_S' \cdot E_L)}{\left(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}}\right) E_S \left(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}}\right) E_{S'} \cdot E_L' E_L \left(\frac{S_{21m} - E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}}\right)}$$

$$S_{12a} = \frac{\left(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}}\right) \left(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}}\right) (E_S \cdot E_L')}{\left(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}}\right) E_S \left(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}}\right) E_{S'} \cdot E_L' E_L \left(\frac{S_{21m} - E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}}\right)}$$

$$S_{22a} = \frac{\left(\frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}}\right) \left(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}}\right) \cdot E_L' \left(\frac{S_{21m} - E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11m} - E_D}{E_{RT}}\right) E_S \left(1 + \frac{S_{22m} - E_{D'}}{E_{RT'}}\right) E_{S'} \cdot E_L' E_L \left(\frac{S_{21m} - E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m} - E_{X'}}{E_{TT'}}\right)}$$

✓ Reflection one port correzione dei 6 reverse error

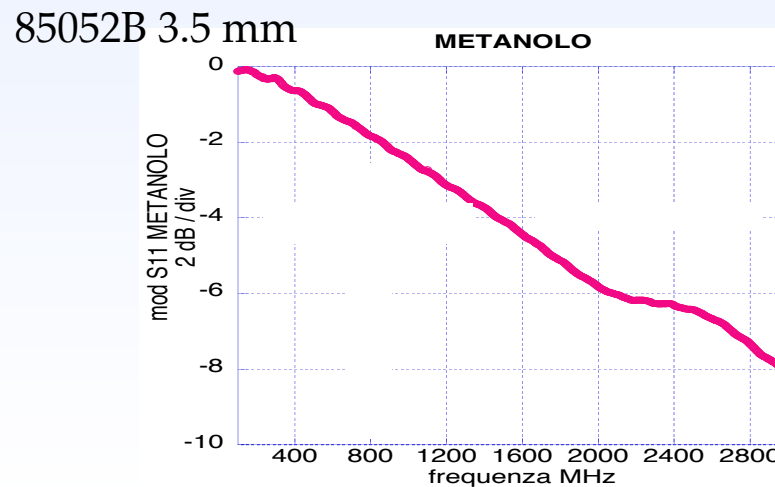
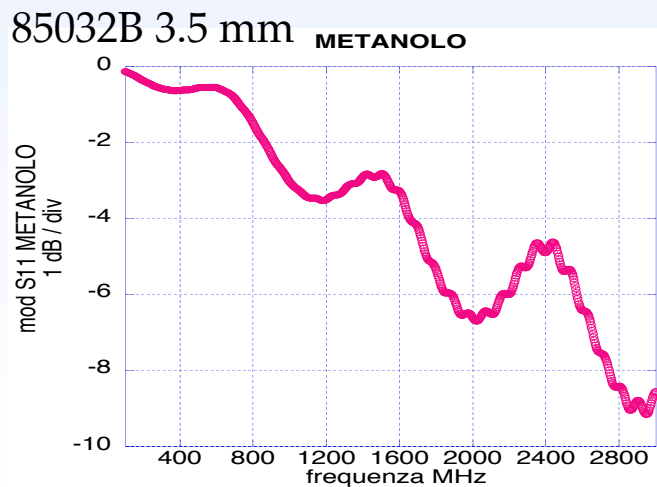
✓ Full two port correzione dei 12 forward and reverse error



Misure con analizzatore di rete Vettoriale (VNA) e procedura di calibrazione

I.C.E.M.B.

Con la calibrazione si eliminano completamente ripple spuri e oscillazioni nella misura dei parametri di scattering

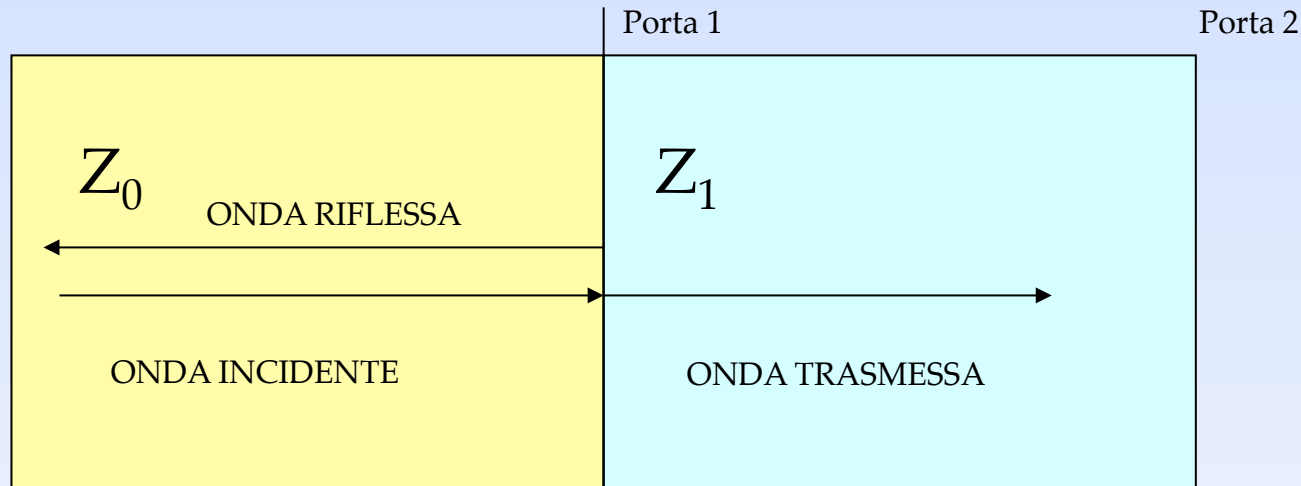


Importanza dell'affidabilità del kit di calibrazione per l'eliminazione completa dei ripple

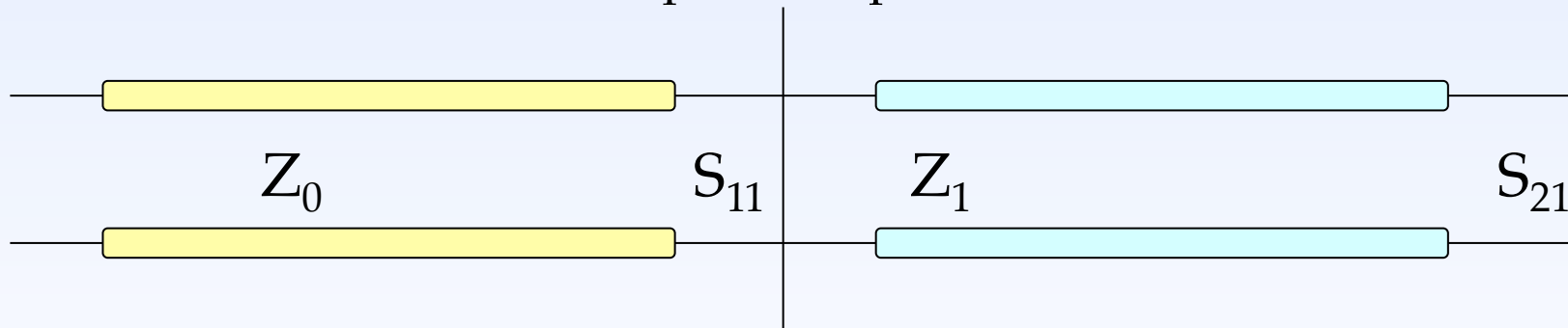


Teoria delle linee di trasmissione per la misura della costante dielettrica

I.C.E.M.B.



Un disadattamento di impedenza produce un'onda riflessa



Tale riflessione viene solitamente quantificata tramite la misura dell' S_{11}

La trasmissione viene solitamente quantificata tramite la misura dell' S_{21}

misurato

$$S_{11} \rightarrow \Gamma_1 \rightarrow Z_1 \rightarrow \epsilon_{c1}$$

misurati

$$S_{11}, S_{21} \rightarrow \Gamma_1, T_1 \rightarrow Z_1 \rightarrow \epsilon_{c1}$$



Teoria delle linee di trasmissione per la misura della costante dielettrica

I.C.E.M.B.

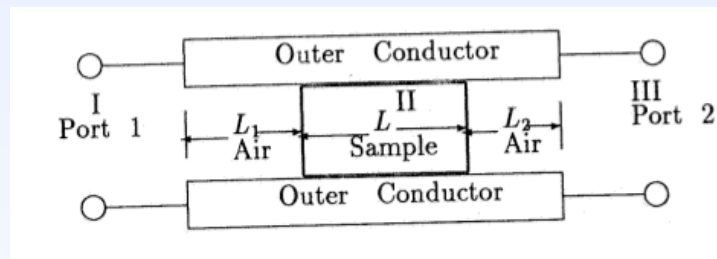
Transmission-Reflection method

Il set-up di misura:

- analizzatore di rete vettoriale VNA X Band range
- Cavo di connessione tra analizzatore e “cella di misura” (8-12 GHz circa)
- “cella di misura”: guida d’onda rettangolare



+



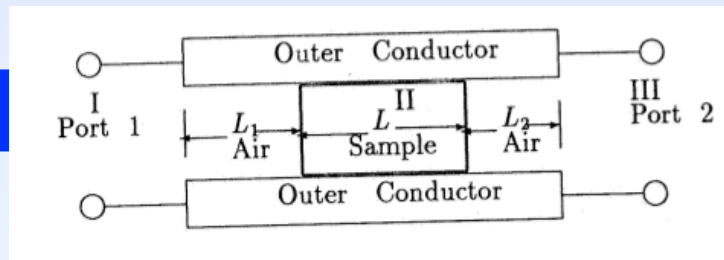
S_{11} S_{21} \longrightarrow Γ T \longrightarrow Z \longrightarrow costante dielettrica



Nicolson-Ross-Weir solutions (NRW)

I.C.E.M.B.

VNA

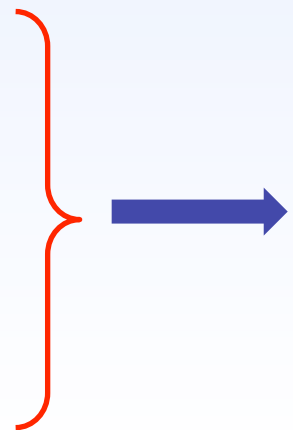


S_{11} S_{21}

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1}$$

$$K = \frac{[(S_{11}^2(\omega) - S_{21}^2(\omega)) + 1]}{2S_{11}(\omega)}$$

$$T = \frac{[(S_{11}(\omega) + S_{21}(\omega)) - \Gamma]}{[1 - (S_{11}(\omega) + S_{21}(\omega))\Gamma]}$$



Per determinare i coefficienti di riflessione e trasmissione si effettuano misure di parametri di scattering con l'uso di un analizzatore di rete vettoriale (VNA)

Fuori dalla risonanza: lunghezza del campione non multipla di mezza lunghezza d'onda nel materiale

$$\frac{1}{\Lambda^2} = -\left[\frac{1}{2\pi L} \ln \frac{1}{T}\right]^2$$

$$\mu_R^* = \frac{1 + \Gamma}{(1 - \Gamma)\Lambda \sqrt{\frac{1}{\lambda_0} - \frac{1}{\lambda_c}}}$$

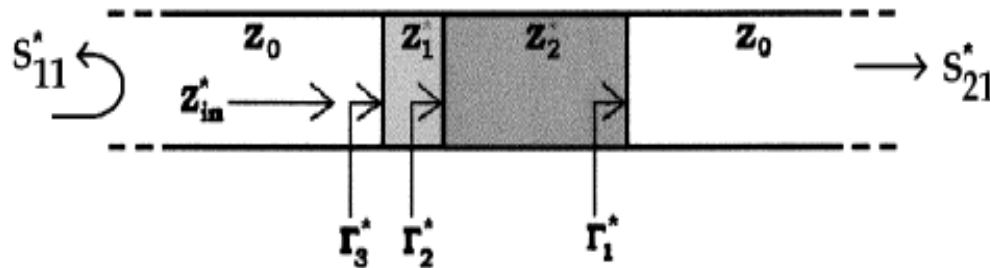
$$\varepsilon_R^* = \frac{\lambda_0^2}{\mu_R^*} \left[\frac{1}{\lambda_c^2} - \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \frac{1}{T} \right]^2 \right]$$



Struttura due strati

I.C.E.M.B.

Transmission-Reflection method



M.A.Stuchly
MTT 2003

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$$

$$Z_1^* = \frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \mu_{r1}^*}{\sqrt{\mu_{r1}^* \epsilon_{r1}^* - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$$

$$Z_2^* = \frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \mu_{r2}^*}{\sqrt{\mu_{r2}^* \epsilon_{r2}^* - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$$



$$\Gamma_1 = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} \quad \Gamma_2^* = \frac{Z_1^* - Z_2}{Z_1^* + Z_2} \quad \Gamma_3^* = \frac{Z_0 - Z_1^*}{Z_0 + Z_1^*}$$

$$T_1^* = e^{-j\gamma_1^* d_1} \quad T_2^* = e^{-j\gamma_2^* d_2}$$

$$\gamma_1^* = \sqrt{\left(\frac{\omega}{c} \sqrt{\mu_{r1}^* \epsilon_{r1}^*}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$$

$$\gamma_2^* = \sqrt{\left(\frac{\omega}{c} \sqrt{\mu_{r2}^* \epsilon_{r2}^*}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$$

$$S_{11}^* = \frac{u_1^*}{v_1^*} \quad S_{21}^* = \frac{u_2^*}{v_2^*}$$



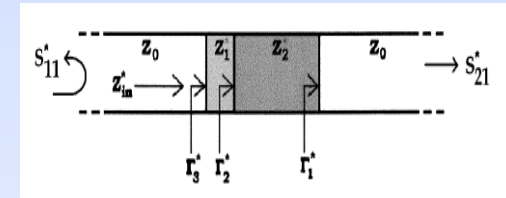
Struttura due strati

I.C.E.M.B.

$$u_1^* = \Gamma_3^* (1 - T_2^{*2}) \cdot (\Gamma_1^2 - T_1^{*2}) + \Gamma_1 (1 - \Gamma_3^{*2} T_2^{*2}) \cdot (1 - T_1^{*2})$$

$$u_2^* = T_1^* T_2^* (1 - \Gamma_1^2) \cdot (1 - \Gamma_3^{*2})$$

$$v_1^* = v_2^* = \Gamma_1 \Gamma_3^* (1 - T_2^{*2}) \cdot (1 - T_1^{*2}) + (1 - \Gamma_3^{*2} T_2^{*2}) \cdot (1 - \Gamma_1^2 T_1^{*2}) .$$



Transmission-Reflection method

tali equazioni legano i parametri di scattering ai parametri costitutivi del materiale e allo spessore della guida che opera nel modo fondamentale (TE_{10}). Noto il valore della costante dielettrica e dello spessore del substrato acrilico i parametri di scattering divengono funzioni della sola permittività e permeabilità del campione sottile e del suo spessore. Anche nel caso di materiali non magnetici ,però, una soluzione esplicita per il sistema di equazioni determinato non si riesce ad ottenere facilmente.

Con una una tecnica di ottimizzazione ai minimi quadrati non lineare si raggiungono parecchi vantaggi rispetto all'uso di una soluzione esplicita del sistema.



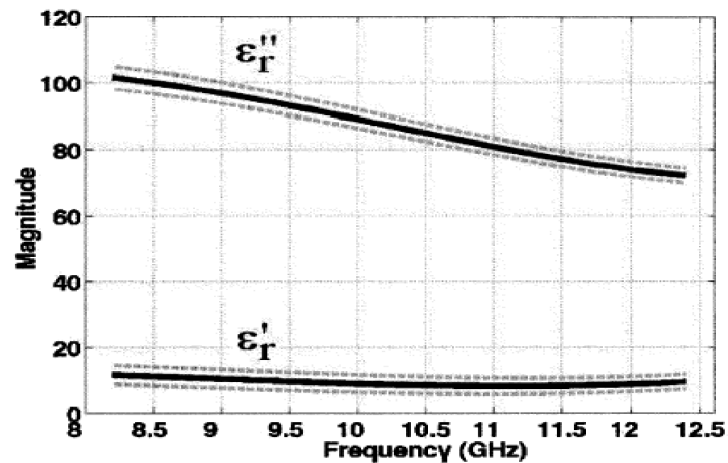
Problemi: irregolarità nel campione

I.C.E.M.B.

Transmission-Reflection method

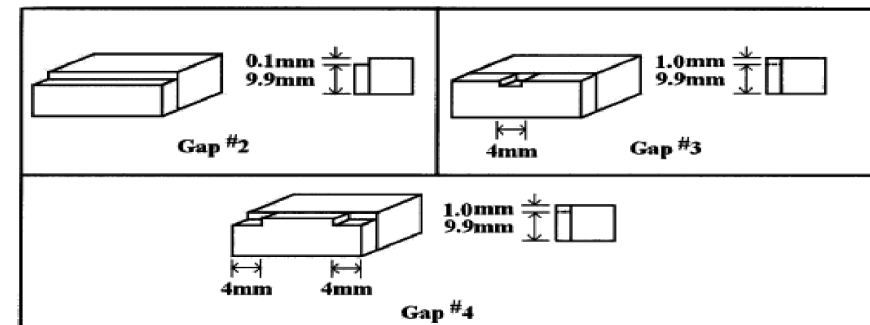
Problemi di incertezza della misura

1. incertezza sullo spessore del substrato acrilico
2. incertezza sul valore della sua permittività
3. gaps tra il substrato e le pareti della guida

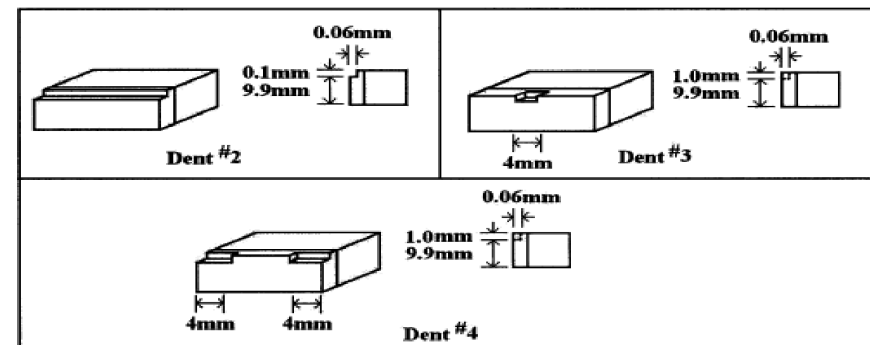


DIFFERENCES IN DIELECTRIC CONSTANT AND LOSS FACTOR FOR DIFFERENT CONFIGURATIONS OF FACIAL INCONSISTENCIES. ALL VALUES ARE AT 10 GHz

Condition	ϵ'_r	$\Delta\epsilon'_r / \epsilon'_r$	ϵ''_r	$\Delta\epsilon''_r / \epsilon''_r$
Perfect	155.94		175.72	
Gap #2	144.4	0.08	116.59	0.50
Gap #3	140	0.11	171.21	0.03
Gap #4	153.6	0.02	175.34	0.002
Dent #2	154.4	0.010	174.59	0.007
Dent #3	153.0	0.019	173.0	0.016
Dent #4	155.4	0.004	175.31	0.002



(a)

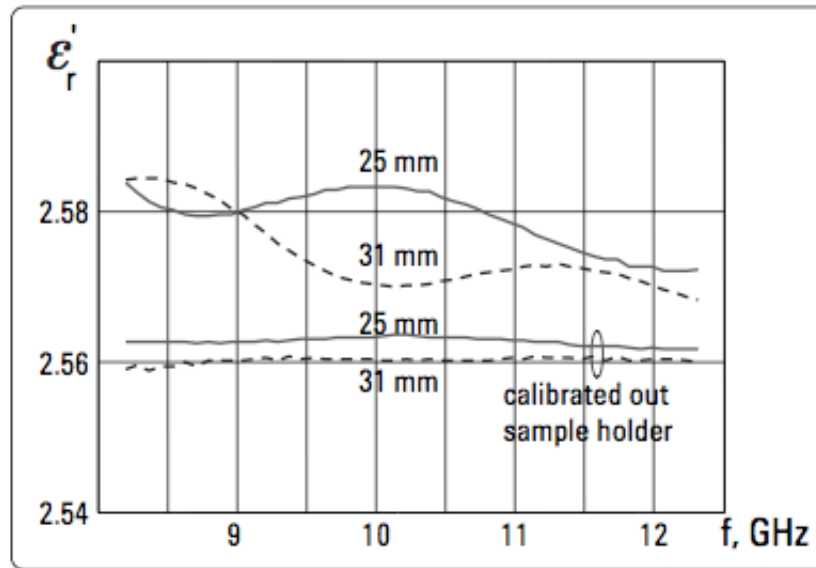


(b)

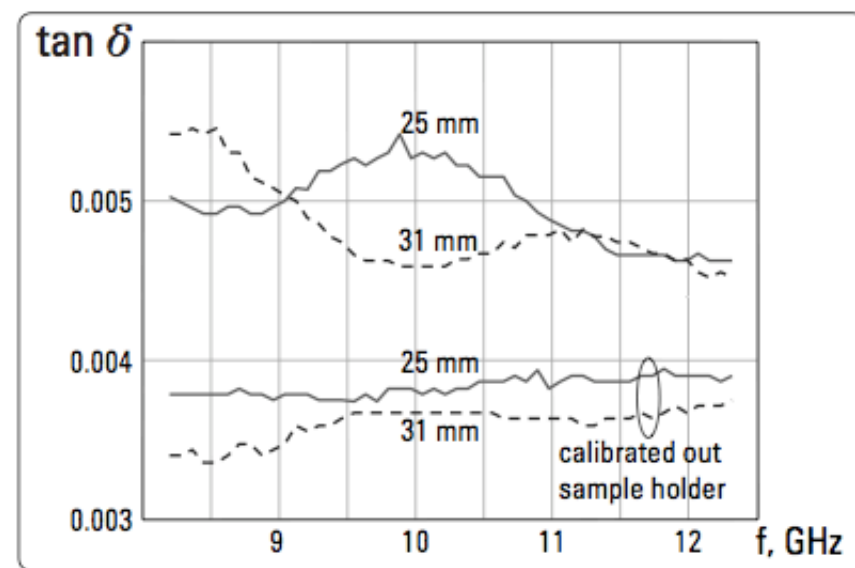


Problemi: calibrazione

I.C.F.



(a)



(b)

The sample holder is the precise waveguide section of 140 mm length that is provided with the X11644A calibration kit. The network analyzer is calibrated TRL (Thru-Reflect-Line).. The top two measurements of each graph are performed for the case when the sample holder is not calibrated out. The bottom two measurements of the same samples are performed for the case when the sample holder is part of the calibration and the waveguide losses and electrical length are calibrated out. With the PNA network analyzer, besides calibrating out the sample holder, it is possible to perform fixture de-embedding, which will lead to the same results. This approach requires measuring the empty sample holder after the calibration.



Software per il calcolo automatico

I.C.E.M.B.

Agilent 85071E Materials Measurement Software

85071E Name	Alternate Name(s)	S-parameters measured	Result	Description
Reflection / Transmission Mu and Epsilon	Nicholson-Ross -Weir, NRW	S11, S21, S12, S22	ϵ_p, μ_r	Originally developed by Nicholson and Ross, and later adapted to automatic network analyzers by Weir to calculate permittivity and permeability from transmission and reflection coefficients. Can have discontinuities for low loss samples with thickness of $> \frac{1}{2}$ wavelength.
Reflection / Transmission Epsilon Precision	NIST Precision	S11, S21, S12, S22	ϵ_r	Developed by NIST to calculate permittivity from transmission and reflection coefficients.
Transmission Epsilon Fast	Fast Transmission	S21, S12	ϵ_r	An iterative technique that estimates permittivity and then minimizes the difference between the S-parameter value calculated from that permittivity and the measured values until the error is less than the expected system performance. Uses only transmission parameters S21, S12, or the average of S21 and S12
Polynomial Fit	Poly Fit, Bartley-Begley, BB	S11, S21, S12, S22	ϵ_p, μ_r	Uses an iterative technique to fit measured S-parameters to a polynomial, incrementing the order of the polynomial until the error is less than the expected system performance. Best for magnetic samples. Not recommended for meta or left handed materials.
Stack Transmission Mu and Epsilon	Stack Two Transmission	S21, S12 (2 samples)	ϵ_p, μ_r	An iterative technique that uses two transmission measurements. One measurement is of the sample which optionally may be backed by a known dielectric. The second is of the sample, backing and another known dielectric. The model is useful for free space measurements. It requires a full 2-port or a two-port transmission resp/isol cal.



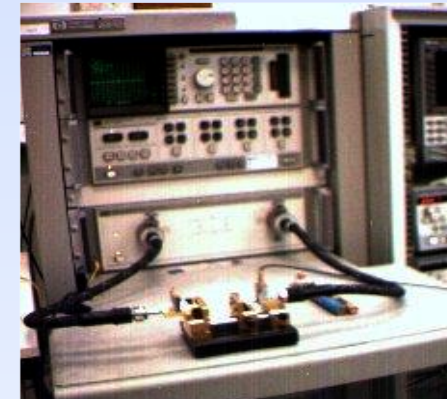
Misure 1 porta con cavo coassiale

I.C.E.M.B.

LUMPED CAPACITANCE METHOD

Il set-up di misura:

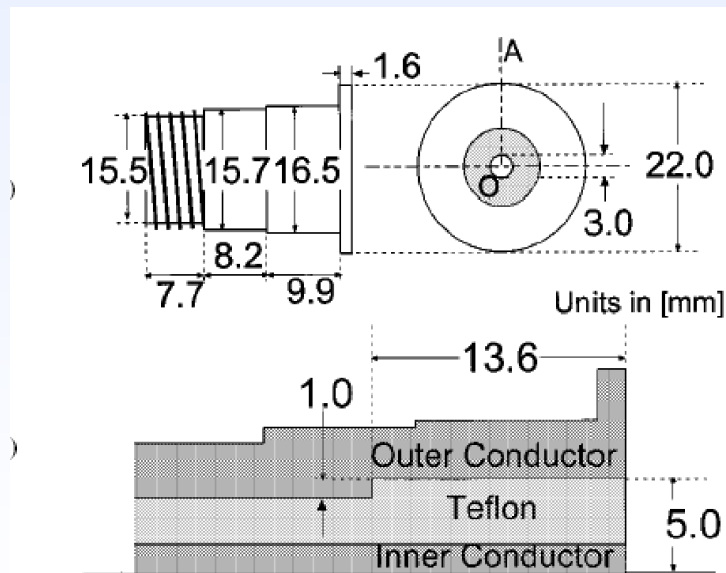
- analizzatore di rete vettoriale VNA
- Cavo di connessione tra analizzatore e "cella di misura"
- "cella di misura": cavo coassiale aperto o corto circuitato



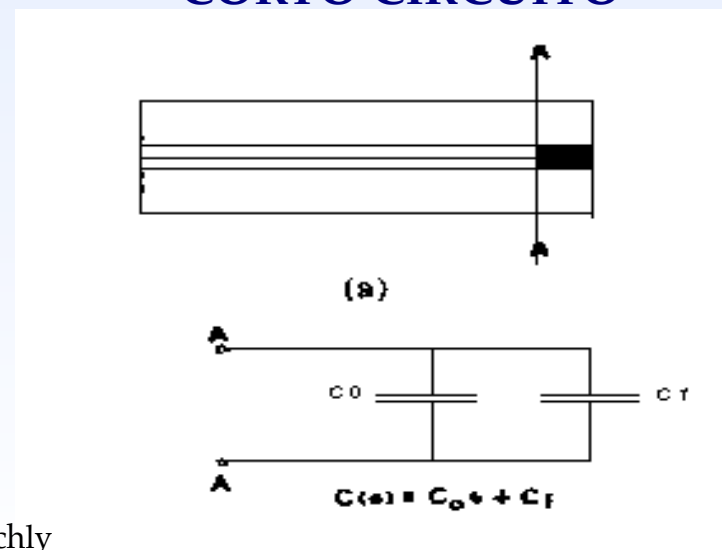
$$S_{11} \rightarrow Z \rightarrow \epsilon_c$$

+

CIRCUITO APERTO



CORTO CIRCUITO



M.A.Stuchly
MTT 1982



I sensori: cavo coassiale, misure una porta nel dominio della frequenza

I.C.E.M.B.

LUMPED CAPACITANCE METHOD

Coefficiente di riflessione sul piano della discontinuità

EQUAZIONI IN FORMA CHIUSA

$$\hat{\Gamma} = \Gamma e^{j\Phi} = \frac{1 - j\omega Z_0 (C_0 \hat{\epsilon} + C_f)}{1 + j\omega Z_0 (C_0 \hat{\epsilon} + C_f)}$$

C₀ C_f PER OGNI FREQUENZA DI MISURA

$$\hat{\epsilon} = \frac{1 - \hat{\Gamma}}{j\omega Z_0 C_0 (1 + \hat{\Gamma})} - \frac{C_f}{C_0}$$

$$\epsilon' = \frac{(2 \sin(-\Phi) S_{11})}{(\omega C_0 Z_0 (1 + 2 S_{11} \cos(\Phi) + S_{11}^2))} - \frac{C_f}{C_0}$$

$$\epsilon'' = \frac{(1 - S_{11}^2)}{\omega C_0 Z_0 (1 + 2 S_{11} \cos \Phi + S_{11}^2)}$$

Simulazione HFSS

0.1 GHz - 1 GHz

Acqua: liquido campione

C₀=0.4 pF, C_f=0.198 pF a 0.1 GHz

3.5 mm dimensione cavo

Valore riferimento costante dielettrica

ε'=80.4 ε''=0.45 a 0.1GHz

Frequenza GHz	S ₁₁	∠S ₁₁
0.1	0.995	-87.960
0.4	0.99769	-151.419
0.5	0.99803	-157.193
0.8	0.99873	-166.267
1	0.99898	-169.468

FrequenzaGHz	ε'	ε''
0.1	76.4923	0.3846
0.4	78.2459	0.3770
0.5	78.9490	0.4082
0.8	83.1930	0.4561
1	86.9524	0.4762

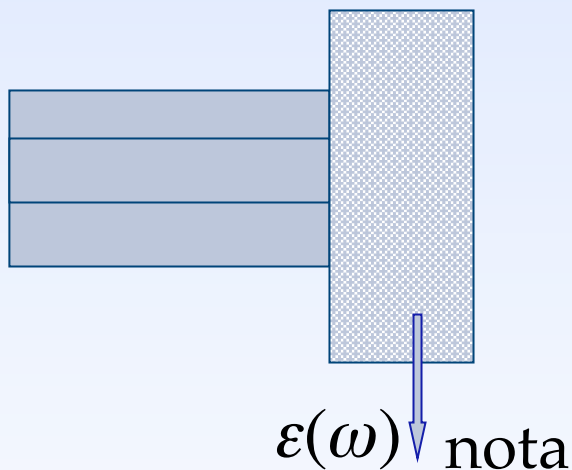


I sensori: cavo coassiale, misure una porta nel dominio della frequenza

I.C.E.M.B.

LUMPED CAPACITANCE METHOD

...COME POSSO DETERMINARE C_0 e C_f ...in generale esistono alcune forme analitiche ma solitamente si estraggono sperimentalmente



$$1 \quad C_0 = \frac{-2\Gamma \operatorname{sen}\Phi}{\omega Z_0 \varepsilon' (1 + 2\Gamma \cos\Phi + \Gamma^2)}$$

$$C_f = 0$$

Soluzioni saline e acqua sono buoni dielettrici di calibrazione nel range tra 0.1 e 1 GHz. La calibrazione a frequenze più alte è fortemente dipendente dalla frequenza stessa e si tende ad evitare tale tipo di approccio

2

$$C_f = \frac{-2\Gamma \operatorname{sen}\Phi}{\omega Z_0 (1 + 2\Gamma \cos\Phi + \Gamma^2)} - \varepsilon' C_0$$

Per determinare tale capacità si utilizzano materiali con bassa costante dielettrica, poca accuratezza



I sensori: cavo coassiale, misure una porta nel dominio della frequenza

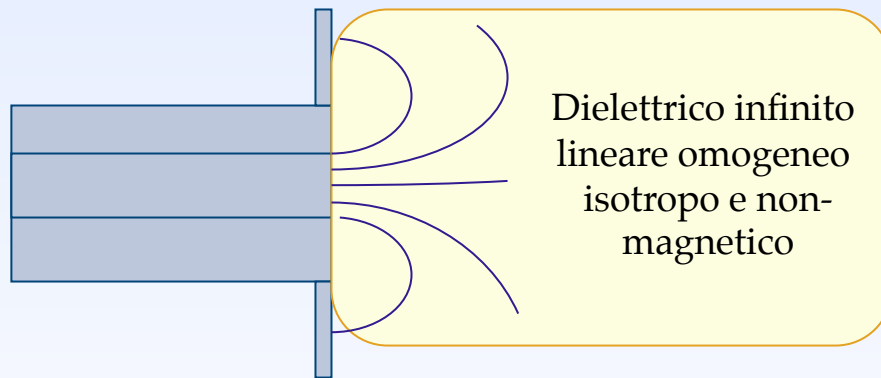
I.C.E.M.B.

RFM METHOD

...un modo alternativo per affrontare il problema inverso. Si tratta di una forma analitica chiusa per descrivere il problema inverso che relaziona l'ammettenza della sezione terminale del coassiale con il valore della costante dielettrica del campione misurato.

S.S.Stuchly et al. MTT 1994; D.Popovic MTT 2005

Sensore coassiale $Z_0=50 \Omega$



Presenza di flange per ridurre o eliminare del tutto gli effetti di bordo

Tale modello analitico
risulta valido per:

- ✓ Frequenze tra 0.1-20 GHz
- ✓ ϵ' tra 1-80
- ✓ ϵ'' tra 0-80



I sensori: cavo coassiale, misure una porta nel dominio della frequenza

I.C.E.M.B.

RFM METHOD

Per una generica guida d'onda l'ammettenza di ingresso ad una sezione è data da:

$$Y = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}$$

$$Y(\omega, \epsilon_r) = G(\omega, \epsilon_r) + jB(\omega, \epsilon_r)$$

...se il dielettrico è passivo tale ammettenza deve soddisfare gli stessi requisiti fisici di una funzione di trasferimento di tipo ammettenza per un generico sistema passivo ossia deve risultare una funzione reale positiva nel piano complesso $\sigma + j\omega$

$$Y(\omega, \epsilon_r) = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} a_n(\epsilon_r) s^n}{1 + \sum_{m=0}^{\infty} b_m(\epsilon_r) s^m}$$

...devono essere a loro volta funzioni reali positive

$$a_n = \sum_{p=0}^{\infty} \alpha_{np} (\sqrt{\epsilon_r} - c)^p$$

$$b_m = \sum_{q=0}^{\infty} \alpha_{mq} (\sqrt{\epsilon_r} - c)^q$$



I sensori: cavo coassiale, misure una porta nel dominio della frequenza

I.C.E.M.B.

RFM METHOD

$$Y(\omega, \epsilon_r) = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{p=0}^{\infty} \alpha_{np} (\sqrt{\epsilon_r})^p s^n}{1 + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{p=0}^{\infty} b_{mq} (\sqrt{\epsilon_r})^q s^m}$$
$$\sum_{i=0}^N (A_i - YB_i) (\sqrt{\epsilon_r})^i = 0$$

Polinomio di grado i le cui radici sono il valore incognito della costante dielettrica del campione sotto misura

...per una coaxial line $s=a\omega$ con a diametro del conduttore interno del sensore



I sensori: cavo coassiale, misure una porta nel dominio della frequenza

I.C.E.M.B.

RFM METHOD

...è necessario determinare i parametri del modello

α_{np}

Tramite un fitting non lineare ai minimi quadrati per rendere minimo l'errore tra la funzione ammettenza prodotta dalla RFM per un set di costanti dielettriche note e l'ammettenza del sensore calcolata tramite un simulatore numerico

β_{mq}

...secondo la seguente funzione di merito

✓N dipende dai punti in frequenza considerati e dai valori noti di costanti dielettriche su cui viene calcolato il modello

$$x^2 = \sum_{i=1}^N \left[\frac{Y_{iFDTD} - Y_{iRFM}}{0.01Y_{iFDTD}} \right]^2$$

✓Stabilisco n,m,p,q

- nel caso di sensore without flange sono solitamente pari a n=m=6 e p=q=8
- nel caso di sensore with flage n=m=4 e p=q=6 il campo di bordo viene limitato dalle flange metalliche del sensore



I sensori: cavo coassiale, misure una porta nel dominio della frequenza

I.C.E.M.B.

RFM METHOD

$$\Delta Y = \frac{[Y_{RFM} - Y_{FDTD}]}{Y_{FDTD}}$$

Funzione di errore per la verifica dell'attendibilità degli RFM coefficient stimati

✓ Solitamente sotto il 3.2% per materiali conduttivi

✓ Solitamente sotto il 1.6% per materiali non conduttivi

In questo caso il modello di funzione razionale rappresenta globalmente il circuito equivalente della terminazione del cavo, tenendo in conto sia la capacità dielettrica sia quella di bordo, evitando la necessità di una loro conoscenza a priori.



I.C.E.M.B.

.....Riassumendo

- ✓ Importanza di una corretta calibrazione degli strumenti di misura
- ✓ La soluzione del problema inverso è legata strettamente al tipo di struttura guidante usata per la misura (non sono misure “dirette”)
- ✓ Controllo accurato dei parametri che influenzano la misura stessa (temperatura, artefatti)
- ✓ Calcolo dell'incertezza legata sia alla fase sperimentale vera propria sia alla fase di elaborazione dei dati