

Circuiti integrati a microonde: evoluzione tecnologica e Computer-Aided Design

- 1 - Dai circuiti ibridi ai circuiti monolitici
- 2 - Componenti a costanti concentrate in tecnologia planare
- 3 - Discontinuità in microstriscia
- 4 - Topologie distribuite
- 5 - Metodi elettromagnetici per l'analisi di circuiti a microonde
- 6 - Non linearità nei circuiti a microonde

1 - Circuiti integrati monolitici per microonde (MMIC)

- Circuiti realizzati su un unico substrato di **materiale semiconduttore**.
- La parte attiva del circuito, realizzata con la tecnologia dei dispositivi a semiconduttore, viene integrata con i **componenti passivi** propri della tecnologia planare.
- Le prime realizzazioni utilizzavano un substrato di **silicio**, ancora oggi impiegato a frequenze non troppo elevate (fino a circa 5-6 GHz).
- Lo sviluppo di MMIC per alte frequenze è stato reso possibile dalla tecnologia
 - ◆ dell' **arseniuro di gallio**
 - ◆ dei dispositivi ad effetto di campo (**FET**)

Circuiti integrati monolitici per microonde (MMIC)

- **GaAs:**

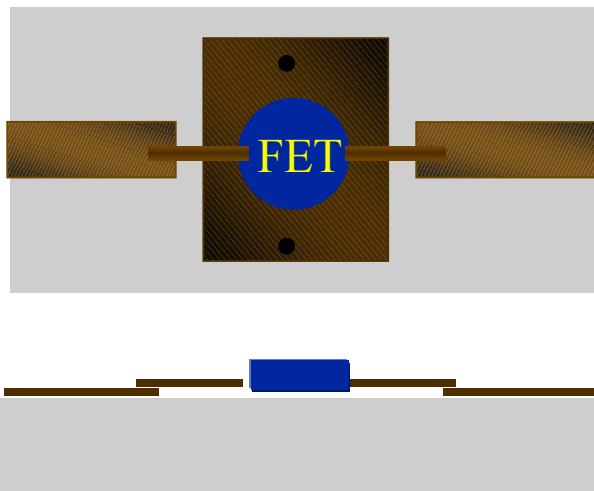
- ① elevata mobilità degli elettroni nel materiale drogato tipo n
 - FET con buone prestazioni a frequenze anche molto elevate
- ② proprietà semi-isolanti
 - circuiteria passiva planare di elevata qualità (le perdite sono quindi determinate prevalentemente dai conduttori; non così nel silicio)

- **MESFET:**

- ◆ rapido sviluppo a partire dagli anni '70:
 - *lunghezza del gate*: da $1\mu\text{m}$ a $0.1\mu\text{m}$.
 - *frequenza massima di oscillazione*: da circa 30 GHz a oltre 100 GHz.
 - *potenza*: da circa 1.5 W a 2 GHz a 15 W a 10 GHz.
- ◆ [Dispositivi a *eterostruttura* per prestazioni superiori]

Transizione microstriscia-transistore

- Nei circuiti ibridi (MIC):







- Nei circuiti monolitici il dispositivo è realizzato nel substrato (semiconduttore)

Tecnologia di fabbricazione dei circuiti monolitici

- 1 Formazione di uno strato attivo su uno strato semiisolante di GaAs (per impiantazione ionica o per epitassia)
- 2 Realizzazione di zone isolanti
- 3 Realizzazione dei contatti ohmici e della barriera Schottky nelle zone attive (dispositivi attivi)
- 4 Primo livello di metallizzazione per la realizzazione delle strutture planari
- 5 Secondo livello di metallizzazione di interconnessione tra componenti (air-bridges)

Vantaggi tecnologia MMIC

- | | | |
|--|---|---|
| <ul style="list-style-type: none">• costante dielettrica circa 12.5• substrato sottile (es. 150 μm)• uso di componenti passivi concentrati |  | <ul style="list-style-type: none">• riduzione dimensioni (e peso) (esempio: front-end integrati, con superficie dell'ordine del mm^2) |
| <ul style="list-style-type: none">• eliminazione interconnessioni |  | <ul style="list-style-type: none">• affidabilità• banda molto larga |
| <ul style="list-style-type: none">• realizzazione "ad hoc", almeno in linea di principio, dei componenti attivi e passivi (invece di scegliere solo tra i dispositivi disponibili) |  | <ul style="list-style-type: none">• flessibilità progettuale |
| <ul style="list-style-type: none">• il costo dipende essenzialmente dal substrato (e dal numero di processi) |  | <ul style="list-style-type: none">• numero elevato di dispositivi (circuito compatto) |

Svantaggi tecnologia MMIC

- manca la possibilità di regolazione
➔
• bassa resa di produzione
- richiede un progetto più sofisticato (accuratezza di algoritmi e modelli, progetto statistico)
➔
• elevati costi di sviluppo
- dimensioni limitate, quindi rete passiva più semplice che negli ibridi e maggiori problemi di dissipazione del calore
➔
• meno adatti per le prestazioni più spinte (potenza e rumore)

applicazioni *affidabili*, di largo consumo, con prestazioni non estreme (es. ricevitori a larga banda). La **scala di produzione** mantiene bassi i costi unitari.

applicazioni con *elevate prestazioni*, in cui peso e ingombro siano determinanti (es. applicazioni militari o spaziali). Si accettano **costi molto elevati**.

Confronto tra GaAs e Si

PARAMETRO	MESFET su GaAs	Bipolare su Si
costo/mm ²	0.25 \$	0.05 \$
tensione di rottura	15-20 V	5-9 V
cifra di rumore a 5 GHz	1.5dB	6 dB
efficienza	60%	40%

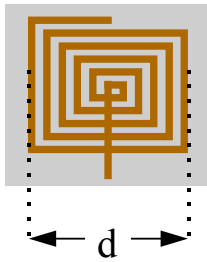
Caratteristiche realizzative MIC/MMIC

CARATTERISTICA	IBRIDO	MONOLITICO
costo sviluppo	basso	alto
costo	alto	potenzialmente basso
peso	limitato	minore
dimensioni	piccole	minori
prestazioni	buone	migliori
flessibilità di progetto	migliore	buona
affidabilità di progetto	buona	migliore

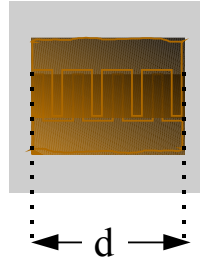
Caratteristiche elettriche MIC/MMIC

CARATTERISTICA	IBRIDO	MONOLITICO
n° componenti attivi	basso	alto
n° componenti passivi	alto	basso
larghezza di banda	notevole	molto grande
regolazione	facile	molto limitata
cifra di rumore	buona	mediocre
potenza di uscita	buona	mediocre

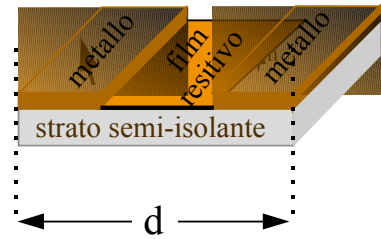
2 - Componenti a costanti concentrate in tecnologia planare



Induttore a spirale



Capacità interdigitata

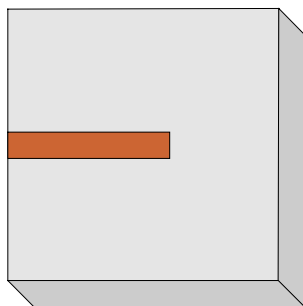


Resistenza planare

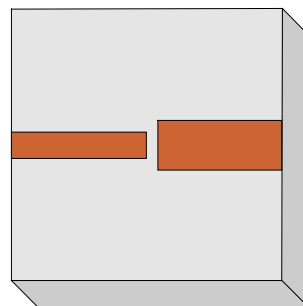
- **La massima dimensione è trascurabile rispetto alla lunghezza d' onda.**

Es: $f = 3 \text{ GHz}$, $\lambda_0 = 10 \text{ cm}$, $d < 400 \mu\text{m}$

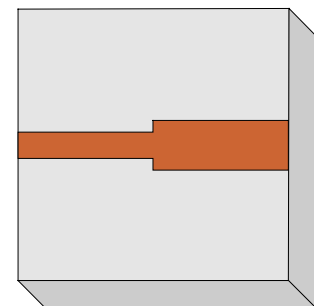
3 - Discontinuità in microstriscia: esempi



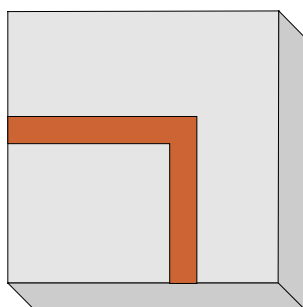
Open end



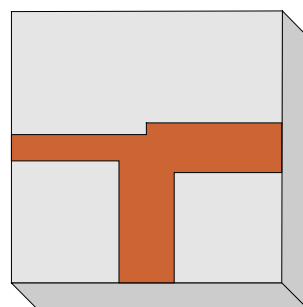
Gap



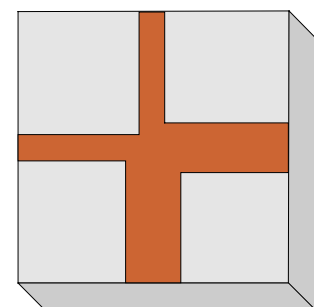
Step



Bend

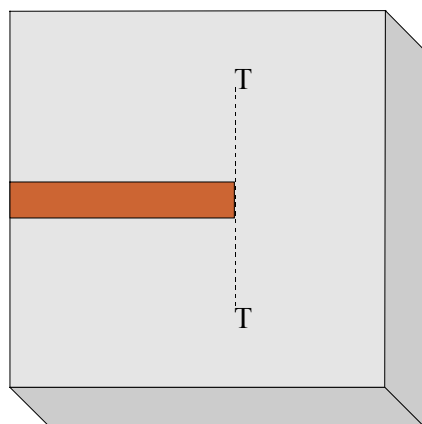


T-junction

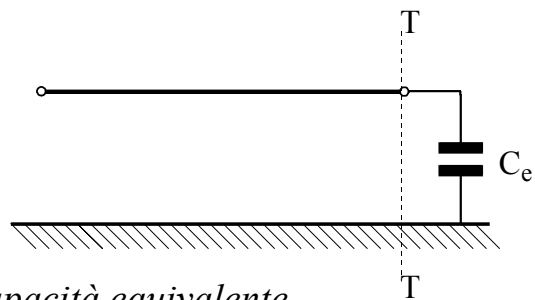


Cross-junction

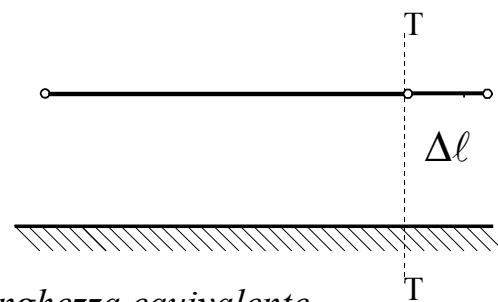
Esempi di circuiti equivalenti per le discontinuità



Open end

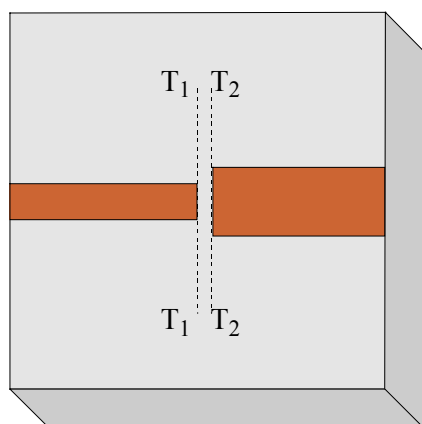


(a) capacità equivalente

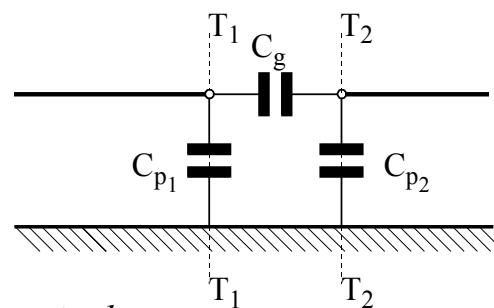


(b) lunghezza equivalente

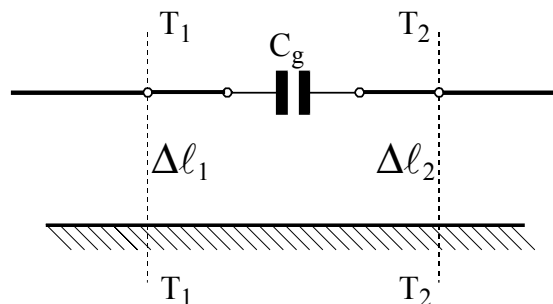
Esempi di circuiti equivalenti per le discontinuità



Gap

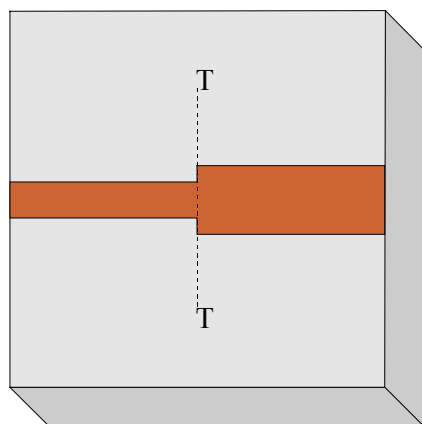


(a) capacità equivalente

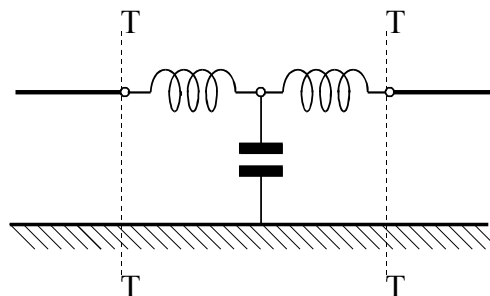


(b) lunghezza equivalente

Esempi di circuiti equivalenti per le discontinuità

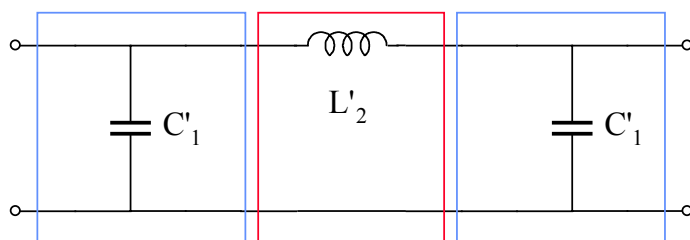


Step



Filtri “end-coupled” con linee di trasmissione planari

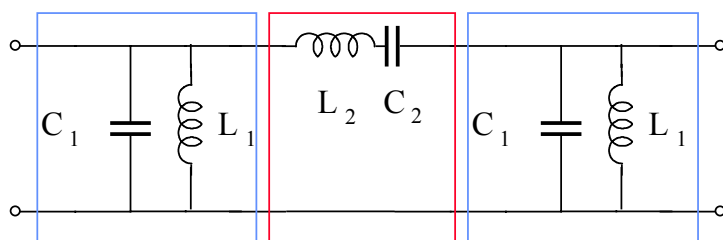
① filtro prototipo ($\epsilon, A, \delta\omega'$)



$$R_L = R_G = 1\Omega$$

$$\omega'_c = 1 \text{ rad / sec}$$

② filtro a costanti concentrate ($\omega_0, \Delta\omega, R_L$)

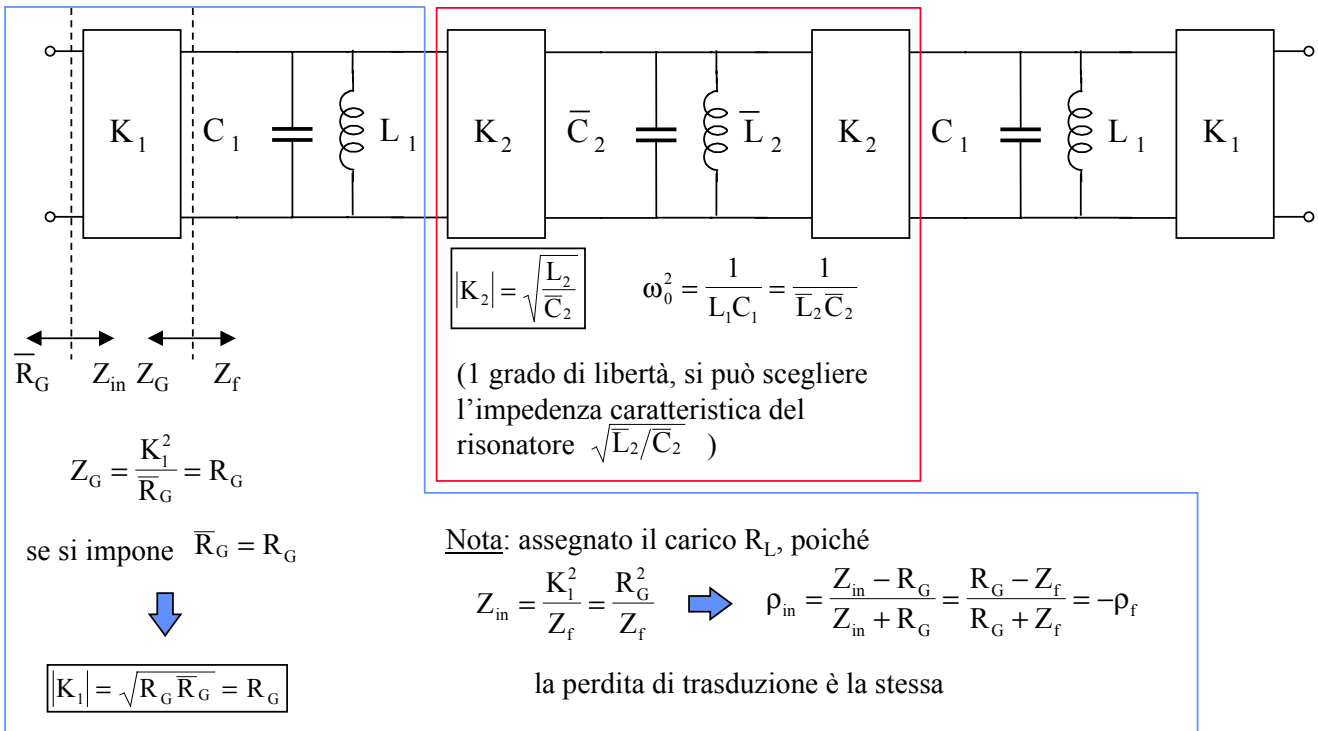


trasform. di $\left\{ \begin{array}{l} \text{frequenza} \\ \text{impedenza} \\ \text{tolleranza (Butterworth)} \end{array} \right.$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2}$$

Filtri "end-coupled" con linee di trasmissione planari

③ filtro con invertitori di impedenza (eliminazione stub serie)

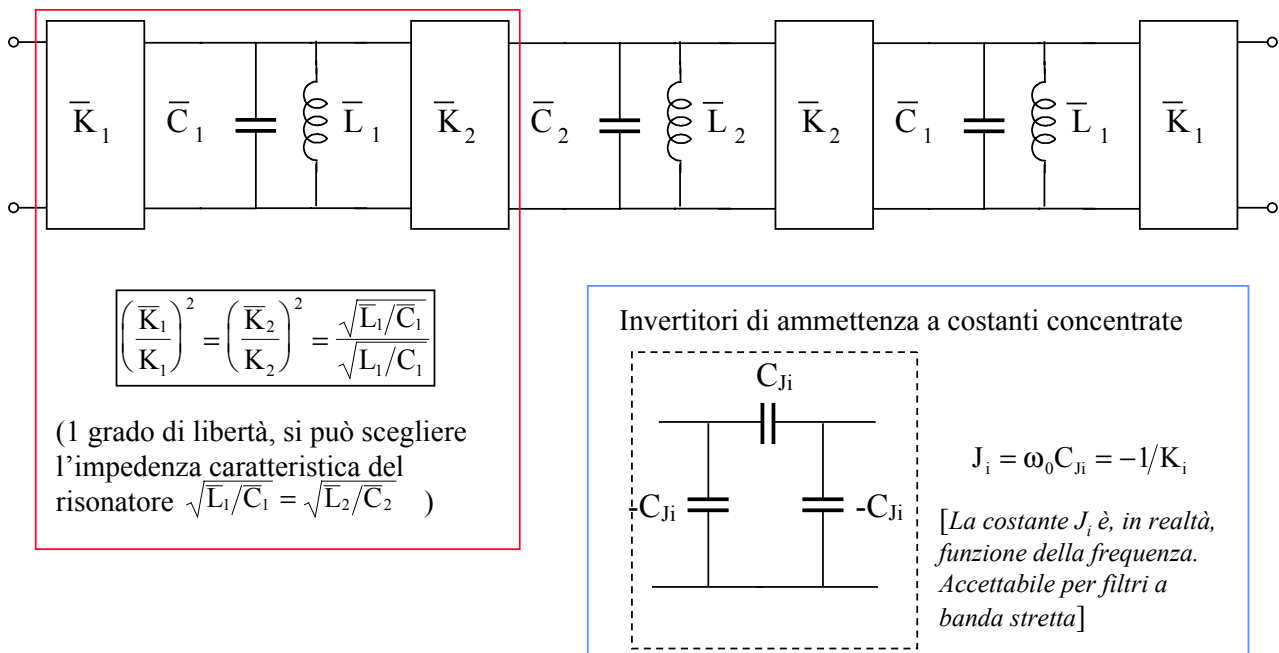


Circuiti integrati a microonde

17

Filtri "end-coupled" con linee di trasmissione planari

④ filtro con invertitori di impedenza (cambiamento dei livelli di impedenza)

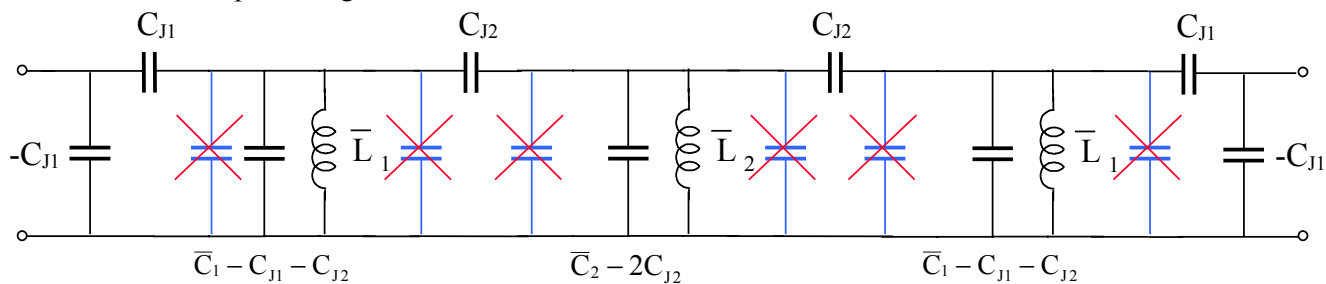


Circuiti integrati a microonde

18

Filtri “end-coupled” con linee di trasmissione planari

⑤ assorbimento capacità negative nei risonatori

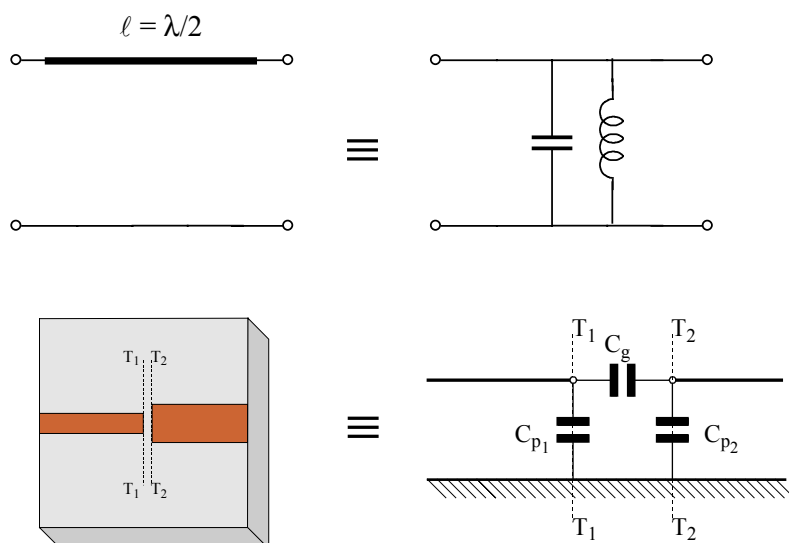


I risonatori hanno ora pulsazioni di risonanza diverse

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1(\bar{C}_1 - C_{J1} - C_{J2})} \quad \omega_2^2 = \frac{1}{L_2(\bar{C}_2 - 2C_{J2})}$$

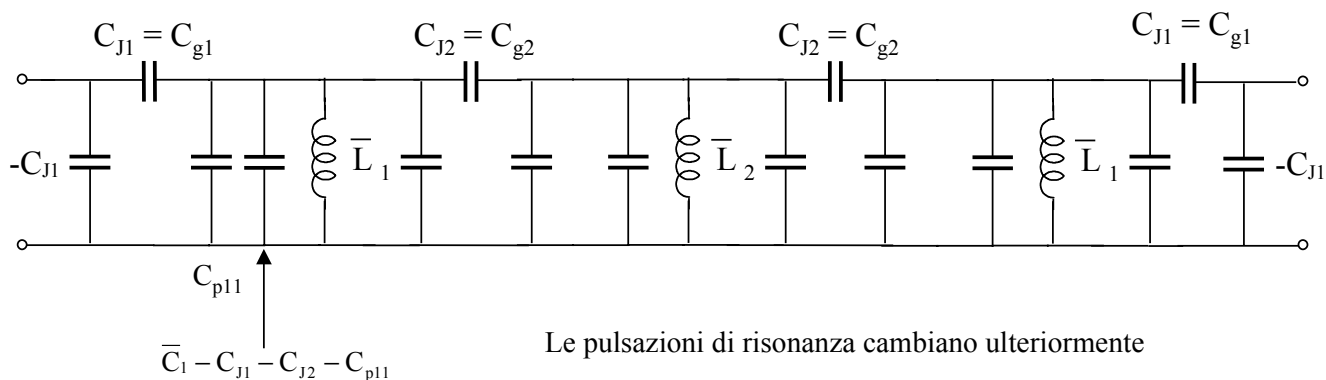
Filtri “end-coupled” con linee di trasmissione planari

⑥ scelta degli elementi circuitali



Filtri "end-coupled" con linee di trasmissione planari

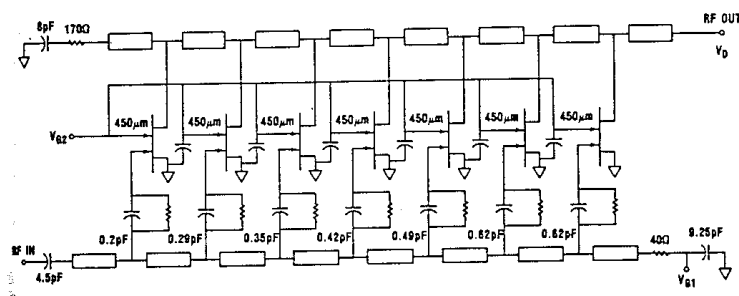
⑦ impiego del gap per realizzare le capacità in serie



⑧ topologia finale



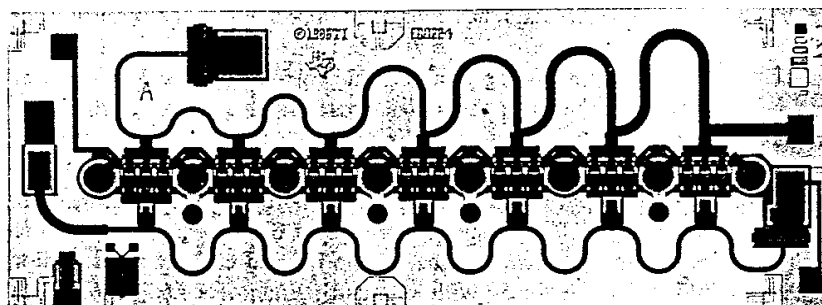
4 - Topologie distribuite (es. amplificatore)



- Le lunghezze dei tratti di linea di trasmissione sono tali che i segnali amplificati immessi sulla linea di uscita si sommano in fase (in uno solo dei versi di propagazione)

Topologie distribuite (es. amplificatore)

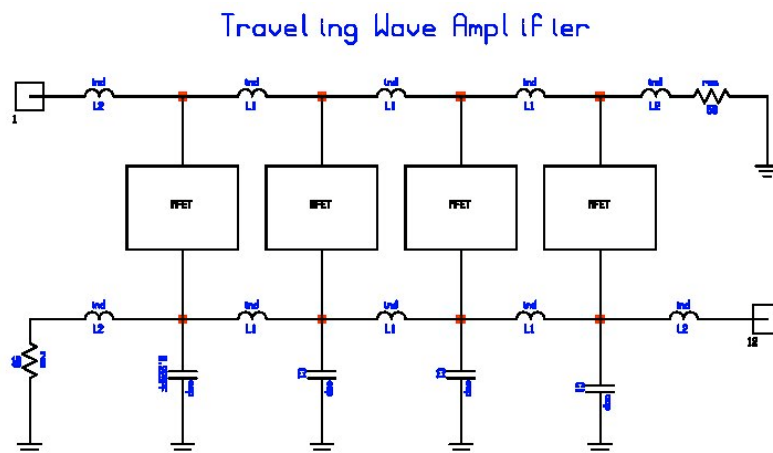
- Hanno banda larghissima, purché siano minimizzati i parassiti reattivi.
[Esempio: amplificatore Varian, con 8 dB di guadagno tra 5 e 60 GHz].
- E' una topologia adatta alla **realizzazione monolitica**.



Fotografia di un tipico amplificatore di potenza distribuito monolitico.

Amplificatore distribuito

- Realizzazione a costanti concentrate:



- Le capacità mancanti sono rese disponibili dal *dispositivo* stesso

5 - Simulazione con metodi elettromagnetici

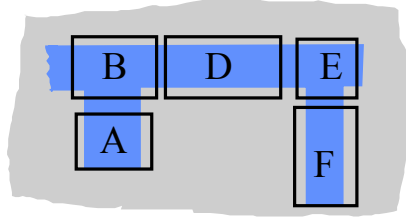
- All' aumentare della frequenza l' accuratezza dei modelli circuitali (ad es. i modelli dispersivi per i componenti in microstriscia) può diventare insufficiente.
- I modelli non possono essere utilizzati oltre certi limiti per i parametri geometrici ed elettrici (ad es. w/h o ℓ/w per una linea di trasmissione planare).
- Per alcuni componenti complessi (es. discontinuità) può addirittura non esistere un modello circuitale soddisfacente.
- All' aumentare del livello di integrazione (es. front-end di rice-trasmissione) le interazioni elettromagnetiche tra parti diverse del chip non possono più essere ignorate.

Metodi di analisi "fullwave"

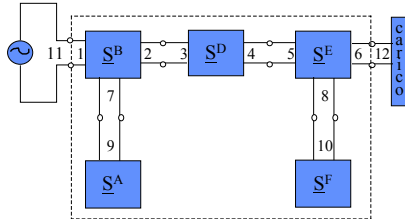
- Formulazione del problema in termini elettromagnetici **rigorosi**
- Soluzione **numerica**
 - ◆ **Tempi** di calcolo molto superiori a quelli dei metodi precedenti
 - ◆ **Accuratezza** elevata, generalmente migliorabile a piacere a spese delle risorse di calcolo (tempo, occupazione di memoria)
 - ◆ Permettono la simulazione delle **interazioni** tra diverse parti di un circuito
 - ◆ Tengono conto delle reali caratteristiche della propagazione dei **modi di ordine superiore**
- Non sono abbastanza efficienti per l' inserimento diretto in programmi di CAD circuitale. Si affiancano a questi, permettendo l' analisi accurata delle parti più critiche del circuito (dal punto di vista della simulazione)

Analisi circuitale e analisi elettromagnetica

Analisi circuitale
(metodo della *segmentazione*)



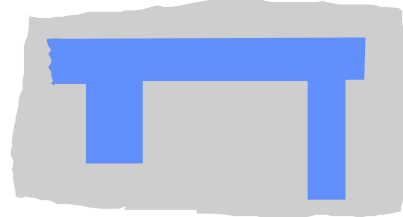
(componenti *multiporta*)



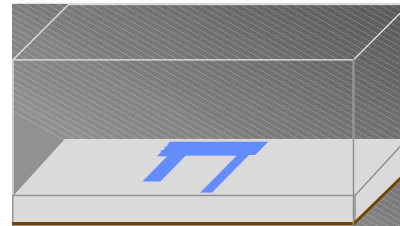
Ogni componente è caratterizzato da un **modello** e una descrizione circuitale (es. matrice S).

Circuiti integrati a microonde

Analisi elettromagnetica
(orientata al *lay-out*)



(*struttura complessiva*)

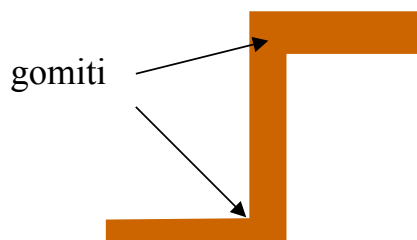


Soluzione **numerica diretta** di un problema elettromagnetico (es. equazioni di Maxwell)

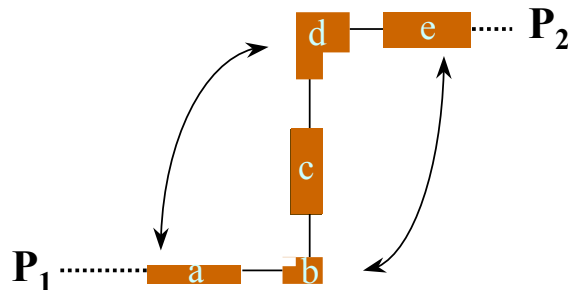
27

Esempio: struttura in microstriscia con discontinuità

- Lay-out



- Rappresentazione con componenti circuitali (metodo di *segmentazione*)

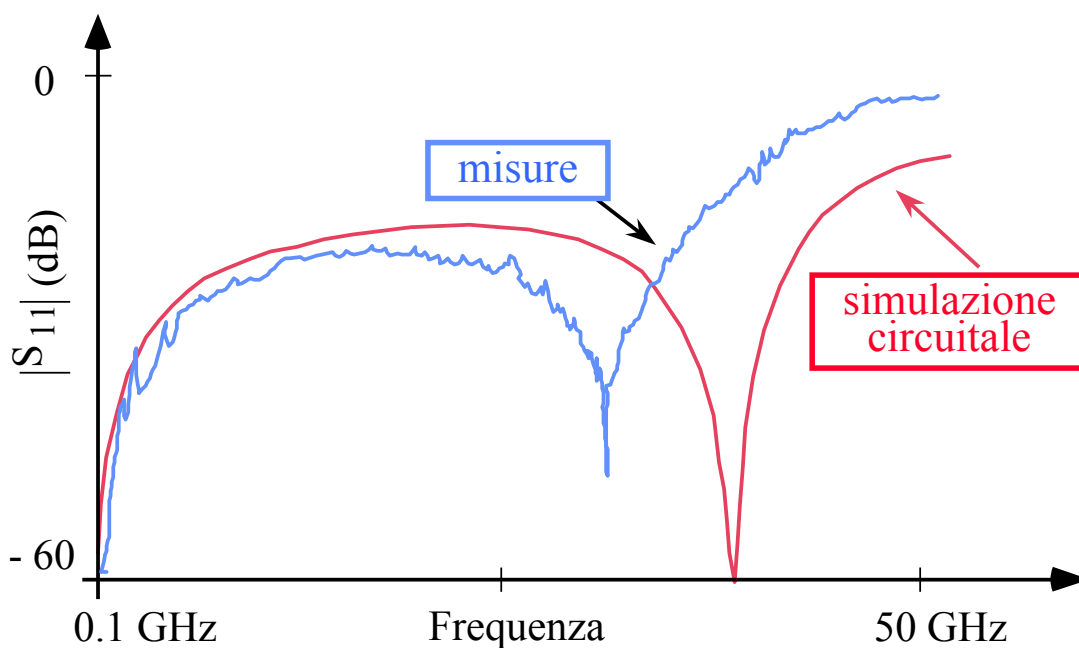


- Non permette di tenere conto degli accoppiamenti mutui tra componenti

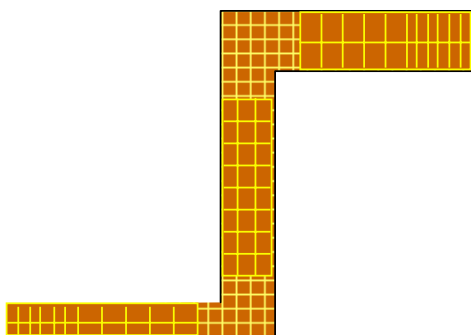
Circuiti integrati a microonde

28

Confronto tra simulazione circuitale e misure

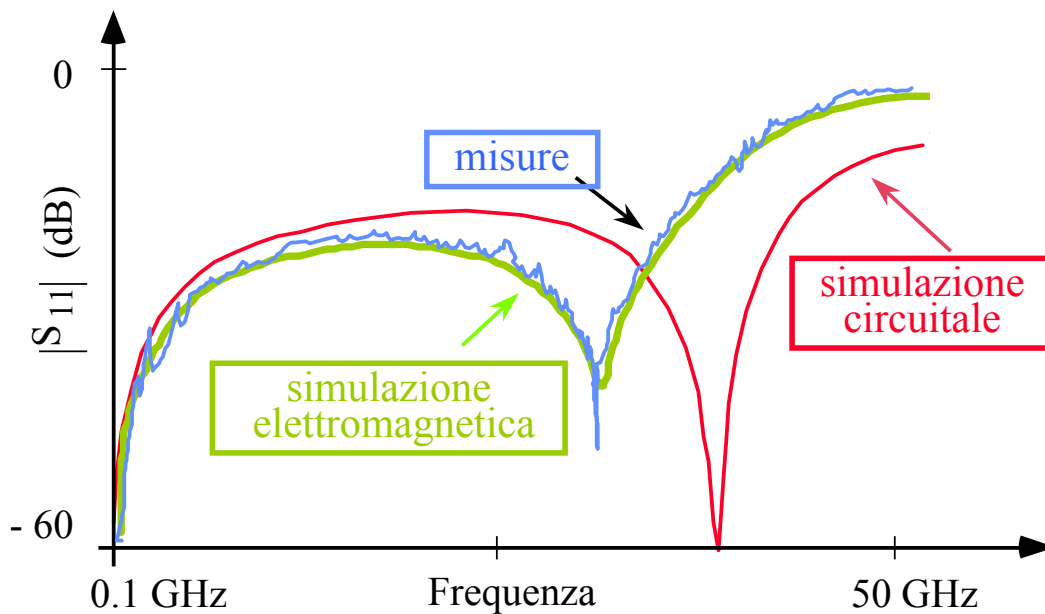


Discretizzazione del lay-out



- Il lay-out viene diviso in celle
- Se aumenta il numero di celle
 - ◆ migliora l'accuratezza del risultato
 - ◆ cresce il tempo di calcolo

Confronto tra simulazione circuitale, EM e misure



6 - Non linearità nei circuiti a microonde

- Sono provocate dai **dispositivi attivi**, quando il regime non può essere considerato a *piccoli segnali*.
- In tal caso non vale più il principio di **sovrapposizione degli effetti**.



- *Alcuni fenomeni generalmente indesiderati:*
 - generazione di armoniche (distorsione non lineare), compressione del guadagno, oscillazioni spurie
- *altri indispensabili per svolgere particolari funzioni circuitali:*
 - trasferimento di potenza a frequenze diverse da quelle delle eccitazioni (conversione di frequenza, moltiplicazione/divisione di frequenza, oscillazioni libere)

Generazione di frequenze (1)

- Es.: non linearità **puramente resistiva**
 - ♦ la risposta all' istante t non dipende solo dalle eccitazioni al medesimo istante (circuito *non dispersivo*, privo di *memoria*)



- La caratteristica ingresso-uscita si può esprimere con una **serie di potenze** (entro il raggio di convergenza)

$$i(t) = f[v(t)] = \sum_{n=0}^{\infty} i_n(t)$$

con $i_n(t) = c_n [v(t)]^n$ *risposta di grado n*

- Eccitazione puramente **sinusoidale**

$$v(t) = \text{Re}\{V_1 e^{j\omega_0 t}\} = \frac{1}{2} (V_1 e^{j\omega_0 t} + V_1^* e^{-j\omega_0 t})$$

Generazione di frequenze (2)

- Risposte di grado n

$$\begin{aligned}
 i_0 &= c_0 \quad \leftarrow \text{continua} \\
 i_1(t) &= \frac{1}{2} c_1 (V_1 e^{j\omega_0 t} + V_1^* e^{-j\omega_0 t}) \quad \leftarrow \text{armonica fondamentale} \\
 i_2(t) &= \frac{1}{2} c_2 |V_1|^2 + \frac{1}{4} c_2 (V_1^2 e^{j2\omega_0 t} + V_1^{*2} e^{-j2\omega_0 t}) \quad \leftarrow \begin{array}{l} \text{armoniche} \\ \text{superiori} \end{array} \\
 i_3(t) &= \frac{3}{8} c_3 |V_1|^2 (V_1 e^{j\omega_0 t} + V_1^* e^{-j\omega_0 t}) + \frac{1}{8} c_3 (V_1^3 e^{j3\omega_0 t} + V_1^{*3} e^{-j3\omega_0 t}) \\
 &\dots\dots\dots \\
 i_n(t) &= \dots\dots\dots
 \end{aligned}$$

I termini *pari* danno contributo alla continua ➡ Il punto di lavoro cambia !
 I termini *dispari* danno contributo alla fondamentale !

Generazione di frequenze (3)

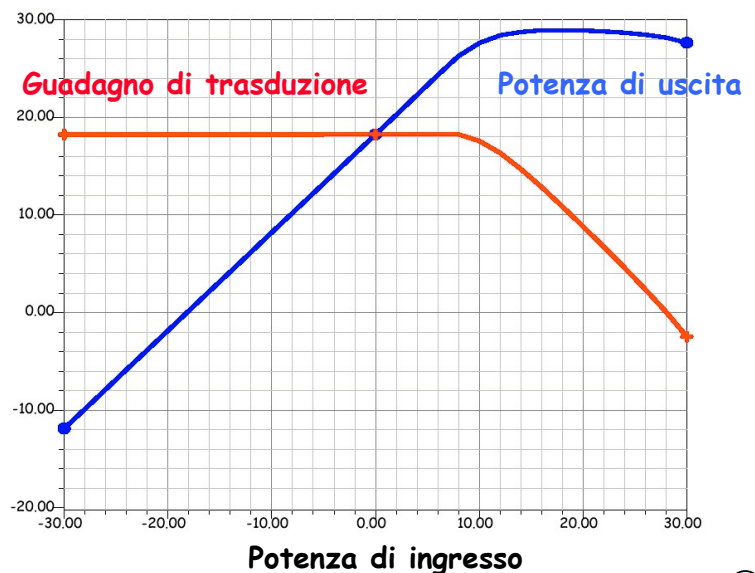
- La risposta è periodica ma non sinusoidale (spettro discreto)
- Lo spettro del segnale è costituito da tutte le pulsazioni $k\omega_0$, per k intero
- La serie di potenze può essere troncata ad un certo grado, dipendente dal tipo di non linearità
- Conseguentemente, anche lo spettro del segnale sarà troncato per $k \leq n_H$

$$i(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0, n_H} I_k(t) e^{jk\omega_0 t} \right\}$$

Compressione del guadagno

- Il segnale di uscita alla armonica fondamentale dipende dalle risposte di grado dispari, che non sono proporzionali a V_1

- Oltre un certo livello:
 - ◆ saturazione della potenza
 - ◆ compressione del guadagno



Generazione di frequenze (4)

- Due eccitazioni puramente **sinusoidali**, a pulsazioni incommensurabili ω_1, ω_2

$$v(t) = \text{Re}\{V_1 e^{j\omega_1 t} + V_2 e^{j\omega_2 t}\}$$

- La risposta è *quasi-periodica*
- Lo spettro del segnale è costituito da tutte le pulsazioni $k_1\omega_1 + k_2\omega_2$, con k_1, k_2 interi. Si chiamano *prodotti di intermodulazione* delle due fondamentali
- Anche in questo caso lo spettro del segnale sarà troncato con un opportuno criterio. Ad esempio:

$$|k_1| + |k_2| \leq M$$

Simulazione di circuiti non lineari

- Non vale più il principio di **sovrapposizione degli effetti**

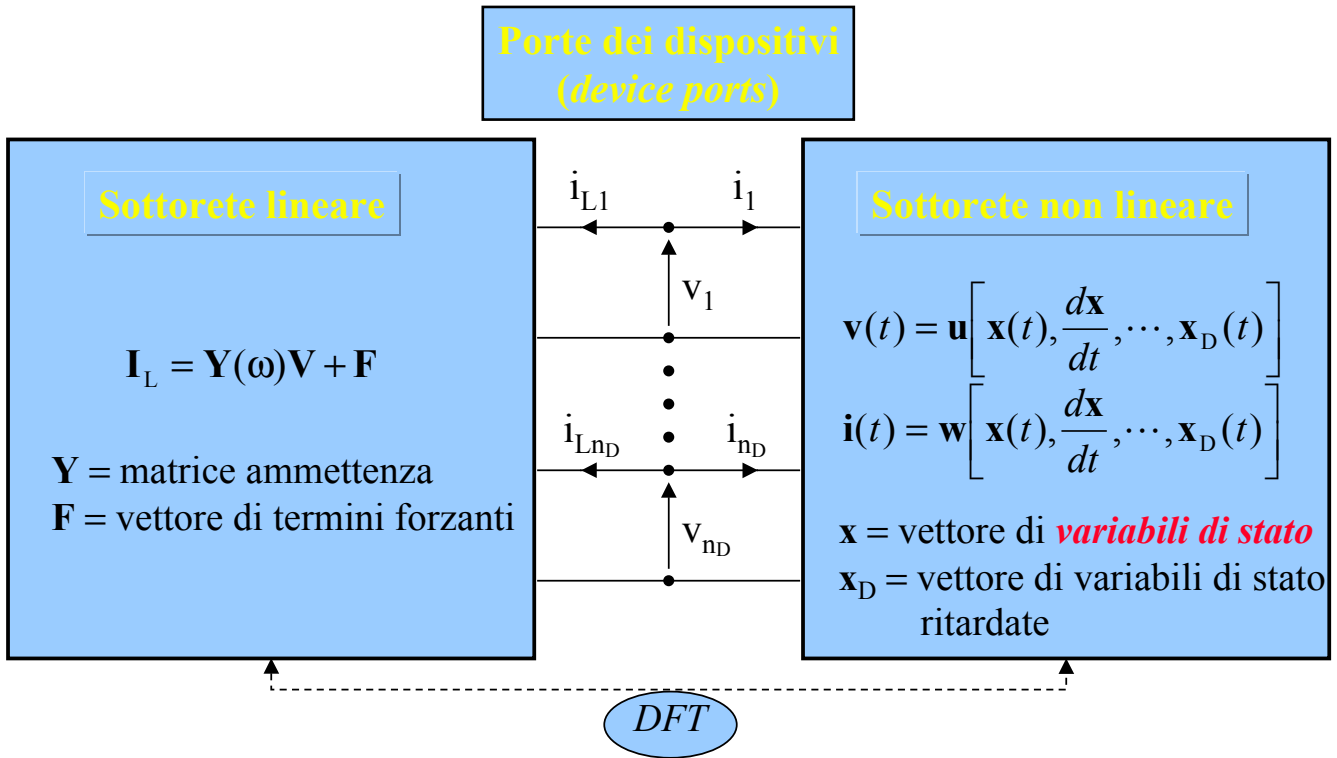


- Non è più lecito il ricorso alla definizione di **matrici circuitali**.
- La simulazione deve tenere conto delle eccitazioni e delle terminazioni ad ogni porta.



- Occorrono specifiche tecniche di simulazione (es. *metodo del bilanciamento armonico*)

La tecnica del bilanciamento armonico (HB)

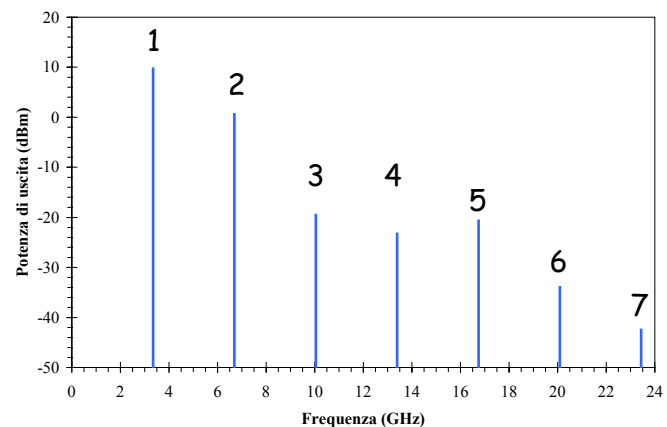


Descrizione dei segnali nel dominio delle frequenze

- Caso periodico (una sola sorgente a RF)
 - ♦ lo spettro dei segnali contiene tutte le *armoniche* della fondamentale, cioè le pulsazioni $k\omega_0$, per ogni k intero

Rappresentazione dei segnali

$$a(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0, n_H} A_k \exp(jk\omega_0 t) \right\}$$



Descrizione dei segnali nel dominio delle frequenze

- Caso quasi-periodico (più sorgenti a RF)
 - ◆ lo spettro dei segnali contiene tutti i *prodotti di intermodulazione* delle fondamentali, ad es., per $F = 2$, le pulsazioni $k_1\omega_1 + k_2\omega_2$, per ogni k_1, k_2

Rappresentazione dei segnali

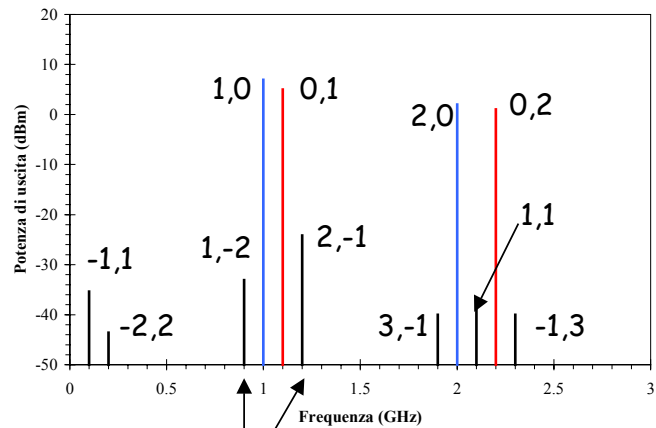
$$a(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k \in S} A_k \exp(j\Omega_k t) \right\}$$

S: spettro del segnale

Prodotti di intermodulazione delle F fondamentali

$$\Omega_k = \sum_{i=1}^F k_i \omega_i$$

k: vettore di numeri di armonica



prodotti di intermodulazione del terz'ordine (2 fondamentali)

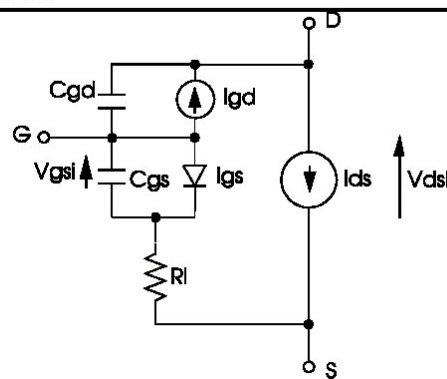
Modello di Materka-Kacprzak

Ansoft - Serenade 8.7

Topology of the Intrinsic Model

Channel Current Model Keywords

keywords	description	unit	default
IDSS	Drain saturation current for $V_{gs}=0$	amp	0.1
VPO	Pinch-off voltage for $V_{ds}=0$	volt	-2.0
GAMA	Voltage slope parameter of pinch-off voltage	/volt	0.0
E	Constant part of power law parameter		2.0
KE	Dependence of power law on V_{gs}	/volt	0.0
SL	Slope of the $V_{gs}=0$ drain characteristic in the linear region	amp/volt	0.15
KG	Drain dependence on V_{gs} in the linear region	/volt	0.0
SS	Slope of the drain characteristic in the saturated region	amp/volt	0.0
T	Channel transit-time delay	sec	0.0
DLVL	Select diode breakdown model (default = diode model)		1
IG0	Diode saturation current	amp	0
AFAG	Slope factor of forward diode current	/volt	38.696
IB0	Breakdown saturation current	amp	0
AFAB	Slope factor of breakdown current	/volt	0
VBC	Breakdown voltage	volt	inf.
...
...



Materka Capacitance Model Keywords

keyword	description	unit	default
CLVL	Select Materka capacitance model (default = Materka)		1
C10	Gate-source Schottky barrier capacitance for $V_{gs}=0$	farad	0.0
K1	Slope parameter of gate-source capacitance	/volt	1.25
MGS	Gate-source grading coefficient		0.5
C1S	Constant parasitic component of gate-source capacitance	farad	0.0
CF0	Gate-drain feedback capacitance for $V_{gd}=0$	farad	0.0
KF	Slope parameter of gate-drain feedback capacitance	/volt	1.25
MGD	Gate-drain grading coefficient		0.5
FCC	Forward-bias depletion capacitance coefficient		0.8

Analisi di circuiti *forzati* con il bilanciamento armonico

- Il **sistema non lineare risolvibile** è ottenuto mediante l'applicazione della legge di Kirchhoff (KCL) a tutte le porte dei dispositivi e a tutte le frequenze

$$\mathbf{E}(\mathbf{X}_k) = \mathbf{Y}(\Omega_k)\mathbf{U}_k + \mathbf{W}_k + \mathbf{F}_k = \mathbf{0} \quad \forall k$$

$\mathbf{E}(\mathbf{X}) = \mathbf{0}$

\mathbf{E} = vettore delle parti reali e immaginarie degli errori di b.a. (HB)

\mathbf{X} = vettore delle parti reali e immaginarie delle armoniche delle variabili di stato (SV)

- Dimensione del sistema**

$N = n_D (2 n_H + 1)$

n_D = numero delle "device ports"

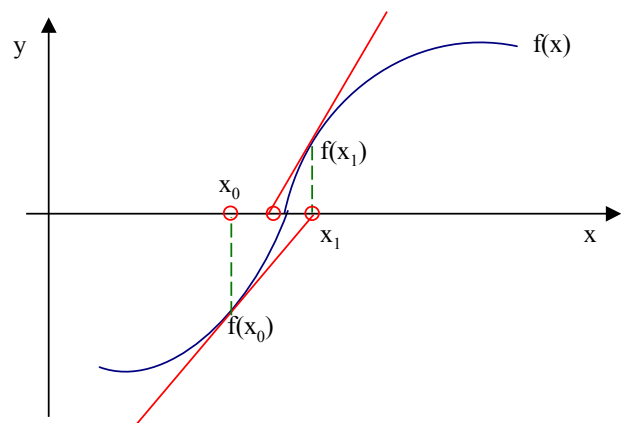
n_H = numero delle frequenze (positive)

- Il sistema viene risolto con l'**algoritmo di Newton**

Iterazione di Newton

$$\mathbf{X}^{(q+1)} = \mathbf{X}^{(q)} - \mathbf{J}(\mathbf{X}^{(q)})^{-1} \cdot \mathbf{E}(\mathbf{X}^{(q)})$$

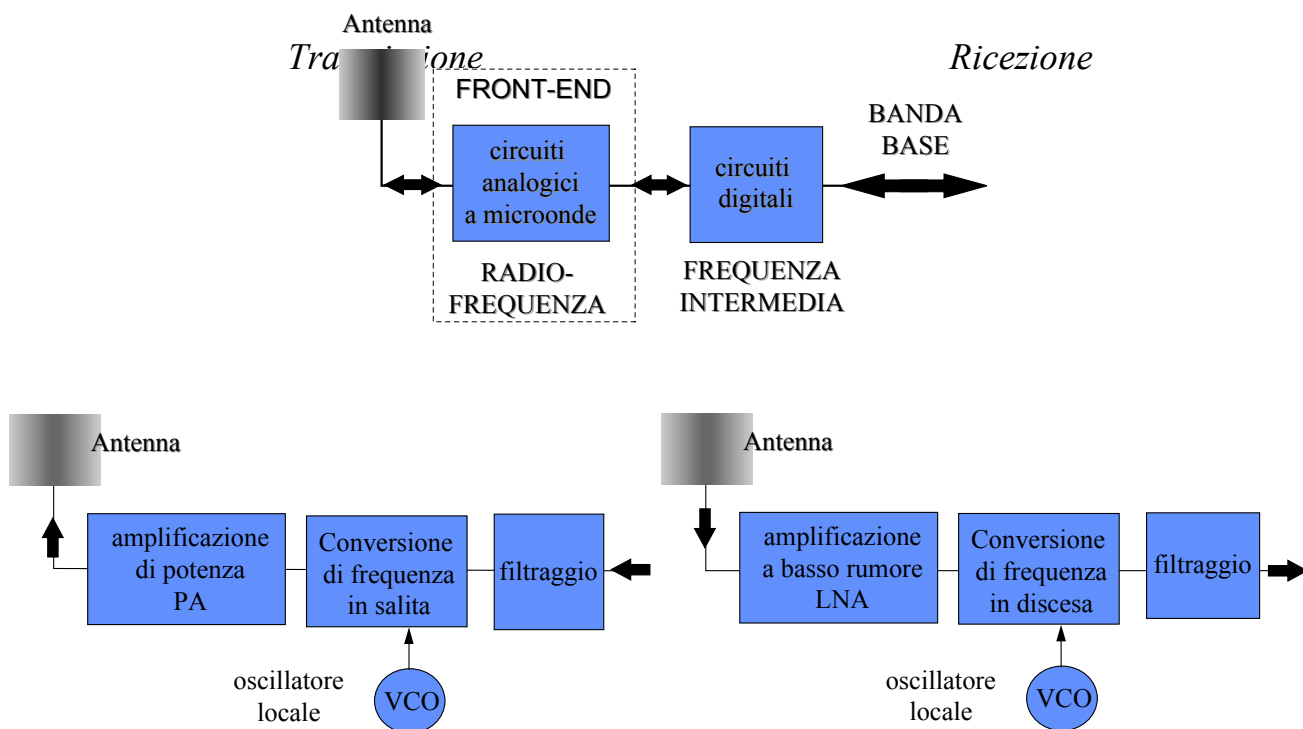
$$\mathbf{J}^{(q)} = \left. \frac{\partial \mathbf{E}(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} \right|_{\mathbf{X}^{(q)}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial E_1}{\partial x_1} & \frac{\partial E_1}{\partial x_2} & \frac{\partial E_1}{\partial x_3} & \dots & \frac{\partial E_1}{\partial x_N} \\ \frac{\partial E_2}{\partial x_1} & \frac{\partial E_2}{\partial x_2} & \frac{\partial E_2}{\partial x_3} & \dots & \frac{\partial E_2}{\partial x_N} \\ \frac{\partial E_3}{\partial x_1} & \frac{\partial E_3}{\partial x_2} & \frac{\partial E_3}{\partial x_3} & \dots & \frac{\partial E_3}{\partial x_N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial E_N}{\partial x_1} & \frac{\partial E_N}{\partial x_2} & \frac{\partial E_N}{\partial x_3} & \dots & \frac{\partial E_N}{\partial x_N} \end{bmatrix}_{\mathbf{X}^{(q)}}$$



caso unidimensionale: metodo delle tangenti

- Il valore $x^{(q+1)}$ alla iterazione successiva è lo zero della retta approssimante

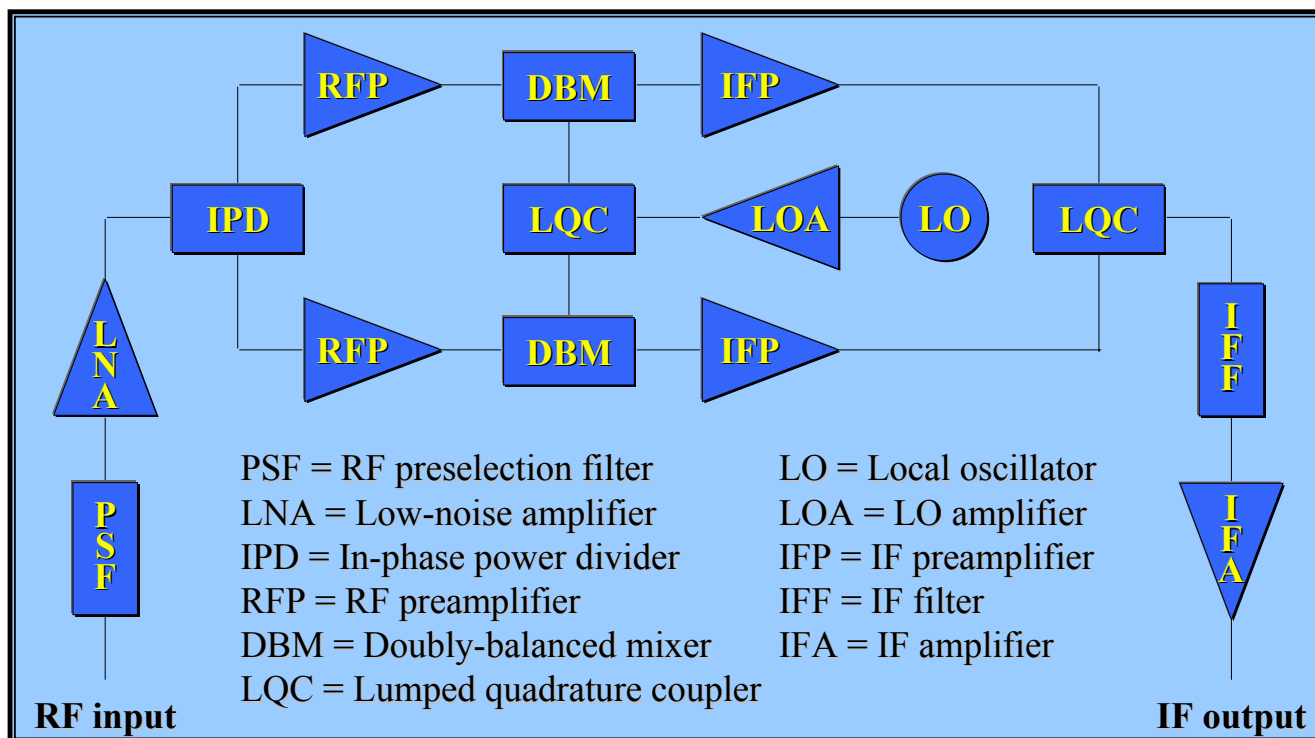
Sistema rice-trasmittente per un radiocollegamento



Circuiti integrati a microonde

45

Esempio: schema funzionale di un front-end di ricezione

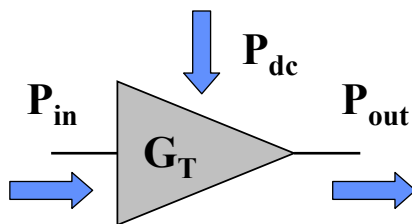


Circuiti integrati a microonde

46

Bilancio di potenza negli amplificatori

- Definizioni:



- Potenza disponibile del generatore P_{in}
- Potenza di uscita P_{out}
- Potenza fornita dalle alimentazioni (DC) P_{dc}

- Potenza dissipata

$$P_{diss} \equiv \frac{1}{T} \int v_d(t) \cdot i_d(t) \cdot dt$$

$$P_{in} + P_{dc} = P_{diss} + P_{out}$$

Prestazioni dell' amplificatore di potenza

- Definizioni:

- Guadagno di trasduzione $G_t = P_{out} / P_{in}$

- Efficienza di conversione $\eta = P_{out} / P_{dc}$

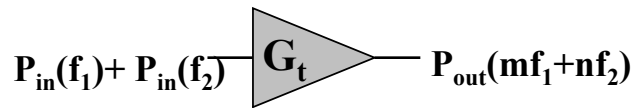
- Power-added efficiency $PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{dc}} = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \cdot \left(1 - \frac{1}{G_t}\right) = \eta \cdot \left(1 - \frac{1}{G_t}\right)$

da cui $P_{diss} = P_{out} \cdot \left[\frac{(1 - PAE) - \frac{(1 - PAE)}{G_t}}{PAE} \right] \approx P_{out} \cdot (PAE^{-1} - 1)$

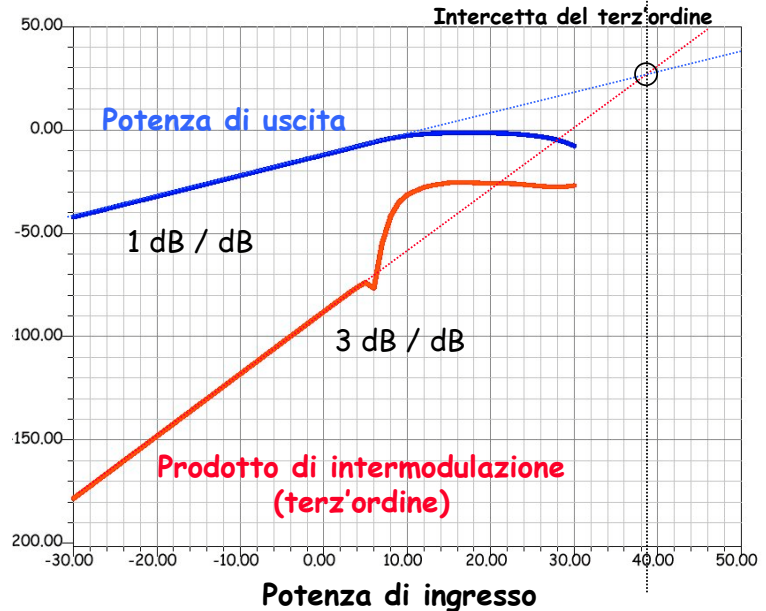
- Purezza spettrale $sp = P_{out}(f_0) / \sum_{k \geq 2} P_{out}(kf_0)$

Analisi dell' intermodulazione

- Due toni intermodulanti (ad es. due canali)



- I prodotti del terzo ordine crescono con il cubo del segnale d' ingresso (almeno a basso livello)
- Intercetta del terzo ordine



Circuiti integrati a microonde

49

Meccanismi di limitazione della potenza

- Conduzione diretta nella giunzione Gate-source
- Pinch-off
- Regione lineare
- Breakdown della giunzione Gate-drain



Circuiti integrati a microonde

50