

ELECTRONIQUE RF 2024-2025

F. Giannini – J.M. Dumas

ELECTRONIQUE RF 2024-2025

F. Giannini – J.M. Dumas

1

Volume horaire :

6 cours de 2h
6 TD dont 3 sur logiciel ADS
4 TP

Au menu :

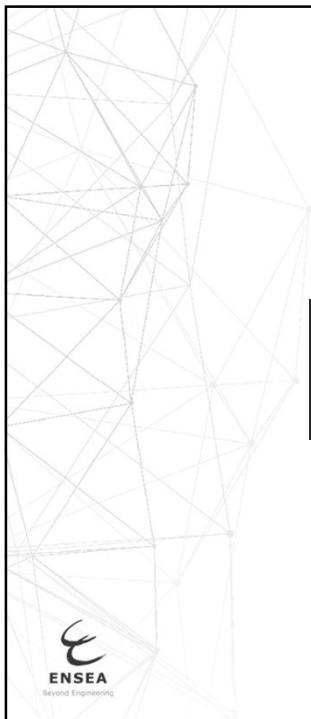
Domaine et Applications
Oscillateur à quartz
Lignes en régime sinusoïdal
Abaque de Smith
Paramètres S, mesures
Lignes microstrip
Adaptation d'impédance
Modélisation HF des composants
Antennes élémentaires

Compétences :

Concevoir des solutions complexes :
MC1.1 – MC1.2 – MC1.3
S'inscrire dans une démarche responsable :
MC4.1



2



Domaines et applications

Domaines et applications

https://www.anfr.fr/fileadmin/TNRBF/TNRBF_2024-03-13.pdf
<https://www.arcep.fr/>
<https://htcn.fr/rfid-quest-ce-que-cest-comment-ca-marche-et-a-quoi-ca-sert/>



3

Domaines et Applications

Radio fréquence : 3kHz – 300 GHz
Réglementé par ANFR – en fréquence – puissance – zone géographique

RFID :	125 kHz , 13.56 MHz, 900 MHz
Portes, Alarmes, etc.. :	433.92 MHz
Bluetooth, Wifi, ZigBee :	2.4 – 2.485 GHz
GSM 900 :	880 MHz – 915 MHz ↑ , 925 MHz – 960 MHz ↓
GSM 1800 :	1.710 GHz – 1.785 GHz ↑ , 1.805 GHz – 1.880 GHz ↓
3G :	1.920GHz – 1.980 GHz ↑ , 2.110 GHz – 2.170 GHz ↓
4G :	2.500 GHz – 2.570 GHz ↑ , 2.620 GHz – 2.690 GHz ↓
5G :	3.400GHz – 3.800GHz
6G :	95 GHz – 3 THz (pour 2030)
TNT :	470 – 606 MHz + 606 – 790 MHz

↑ Emission **↓ Réception**



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

4

4

Domaines et Applications : RFID

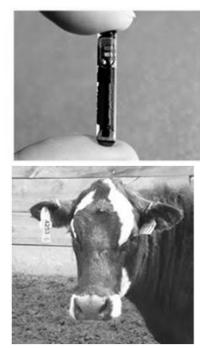
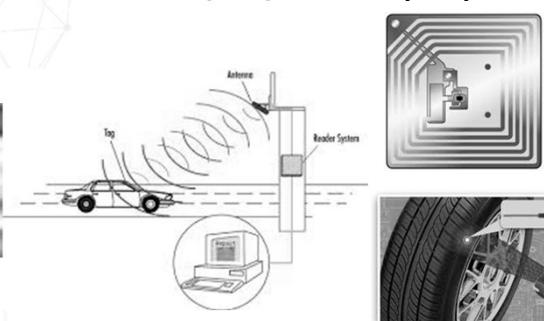
RFID : 125 -134 kHz, 13.56 MHz, 860 - 960 MHz, 2,45 – 5,8 GHz



Débit : jusqu'à quelques centaines kbits/seconde



Portée : de quelques cm à quelques dizaines de mètres



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

5

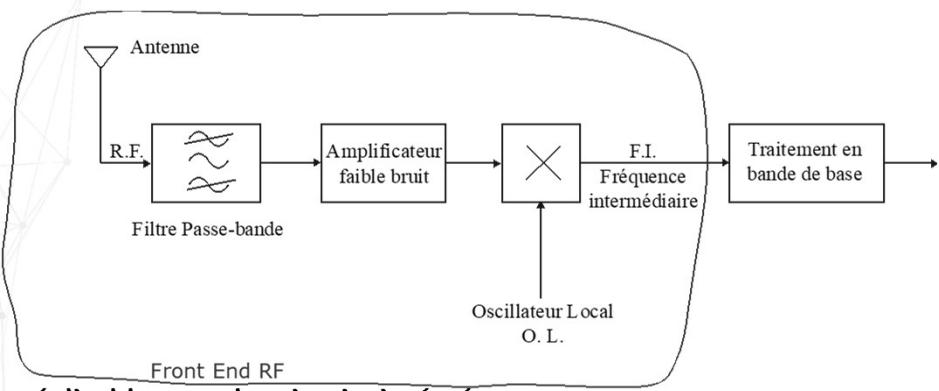
5

Domaines et Applications : Front End des systèmes communicants

Exemples : Radio FM 100MHz – Téléphonie : quelques GHz

Différentes fonctions :

Réception RF – Filtrage RF – Amplification RF – Translation Spectrale vers la bande de base



**Fonction réalisable avec des circuits intégrés
Connexions = lignes de propagations**



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

6

6

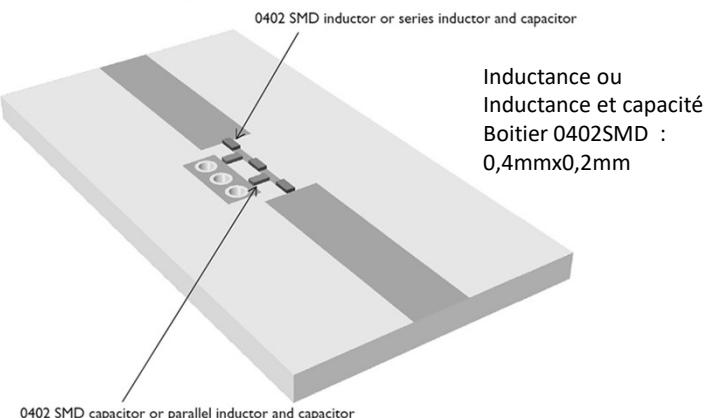
Domaines et Applications : Incidence de la théorie des lignes

Radio FM : 100MHz - $\lambda=2$ m $\rightarrow \lambda/10 = 20$ cm $v=2.10^8\text{m/s}$

Téléphonie : 2 GHz - $\lambda=10$ cm $\rightarrow \lambda/10 = 1$ cm

A venir : 200 GHz - $\lambda=1$ mm $\rightarrow \lambda/10 = 100$ μm

Précision dans le placement des composants :



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

7

7

Domaines et Applications : Incidence de la théorie des lignes

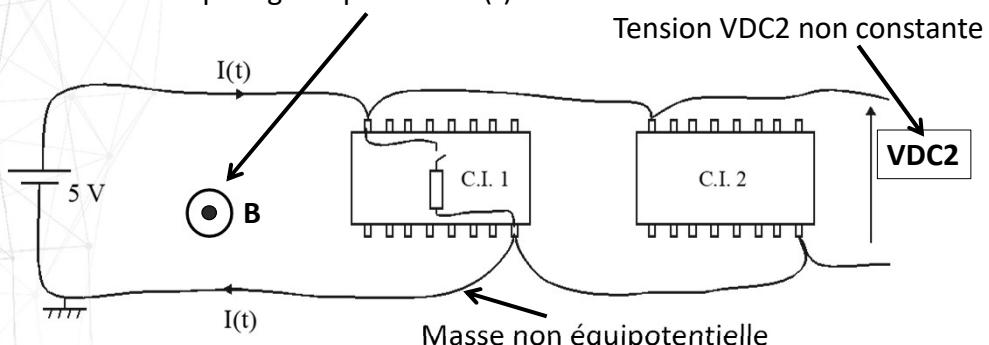
Radio FM : 100MHz - $\lambda=2$ m $\rightarrow \lambda/10 = 20$ cm $v=2.10^8\text{m/s}$

Téléphonie : 2 GHz - $\lambda=10$ cm $\rightarrow \lambda/10 = 1$ cm

A venir : 200 GHz - $\lambda=1$ mm $\rightarrow \lambda/10 = 100$ μm

Compatibilité électromagnétique :

Présence d'un champ magnétique B lié à I(t)



Découplage des alimentations nécessaires

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

8

8

Oscillateur à quartz

Oscillateur à quartz

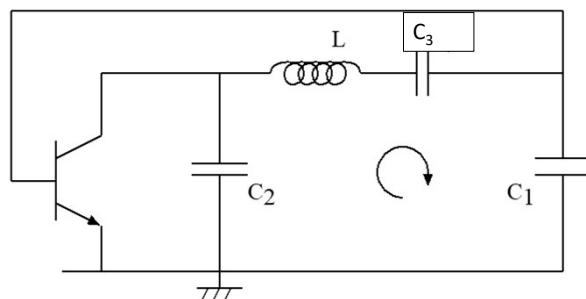
<https://www.y-ic.fr/blog/detailed-guide-to-quartz-crystal-oscillators.html>



9

Oscillateur à quartz : Rappel - Oscillateur Clapp

Schéma d'un oscillateur Clapp



La pulsation d'oscillation ω_0 est donnée par :

$$L\omega_0 = \frac{1}{c_1\omega_0} + \frac{1}{c_2\omega_0} + \frac{1}{c_3\omega_0}$$

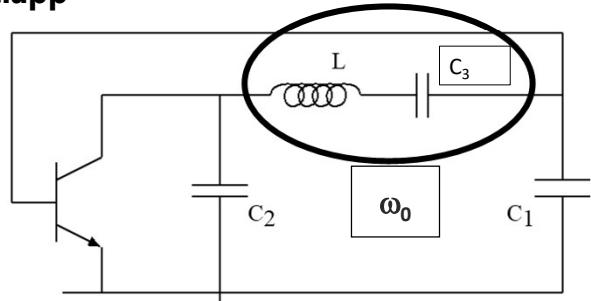
Ainsi : $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{Lc_{eq}}}$ avec $\frac{1}{c_{eq}} = \frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} + \frac{1}{c_3}$

Oscillateur à quartz : Rappel - Oscillateur Clapp

Précision d'un oscillateur Clapp

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C_{eq}}}$$

avec $\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$



Prise en compte des capacités parasites d'entrée et de sortie du transistor : En parallèle sur C1 et C2.

Influence de la température, de la valeur de la tension d'alimentation, de l'échantillon considéré....

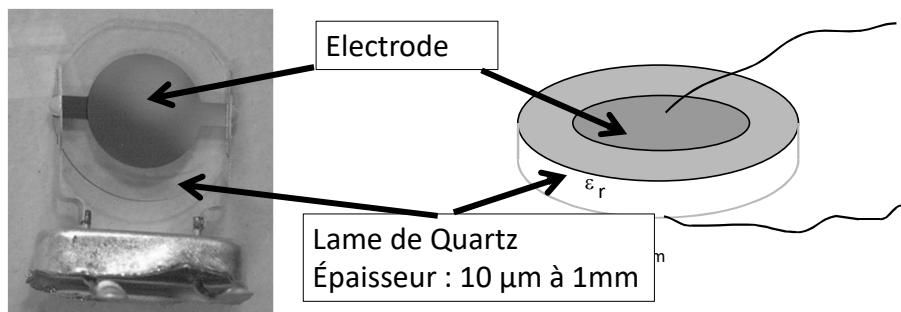
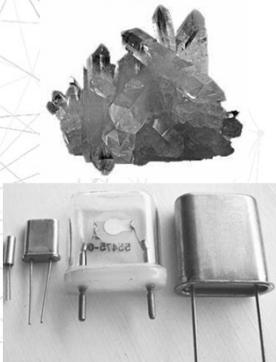
Cas où $C_3 \ll C_1$ et $C_3 \ll C_2$: $\omega_0 \sim \frac{1}{\sqrt{L.C_3}}$

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

11

11

Oscillateur à quartz : le Quartz



Effet piezzo-électrique : vibration mécanique \leftrightarrow tension

vibration mécanique \rightarrow tension (capteur de vibration, effet « microphone », capteur de contrainte)

tension \rightarrow vibration mécanique (émetteur ultrasons, effet « haut-parleur »)

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

12

12

Oscillateur à quartz : le Quartz

Schéma équivalent :

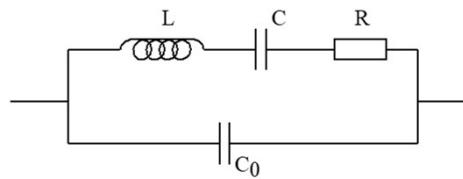
Exemple de valeurs

$$L=0,5 \text{ H}$$

$$C=0,5 \text{ fF}=5.10^{-16} \text{ F}$$

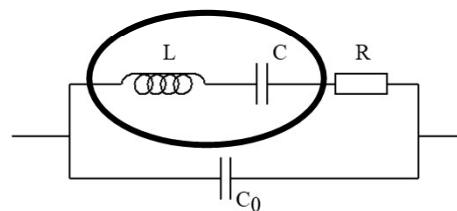
$$C_0=2 \text{ pF}$$

$$R=30 \Omega$$



Précision :

Produit L.C précis à 10 ou 100 ppm.



Gamme de fréquences classiques (Farnell) : 32kHz à 114,285 MHz

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

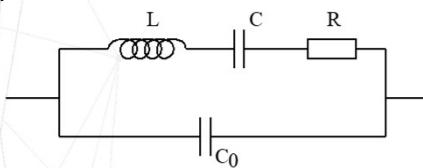
13

13

Oscillateur à quartz : le Quartz

Schéma équivalent :

Exemple ABS05W - 32.768KHZ IoT OPTIMIZED SMD CRYSTAL



1.6 x 1.0 x 0.5 mm

PARAMETERS	MINIMUM	TYPICAL	MAXIMUM	UNITS	NOTES
Frequency		32.768		kHz	
Operation Mode		Flexural Mode (Tuning Fork)			
Operating Temperature	-40		+125	°C	See options
Storage Temperature	-55		+125	°C	
Frequency Tolerance @ +25°C	-20		+20	ppm	Refer to Note #1
Shunt capacitance (C0)		1.45	2.0	pF	Combined Electrode & Package Capacitance
Motional Capacitance (C1)		7.91		fF	C1 also referred as Cm
Motional Inductance (L1)		2,987,787		mH	L1 also referred as Lm



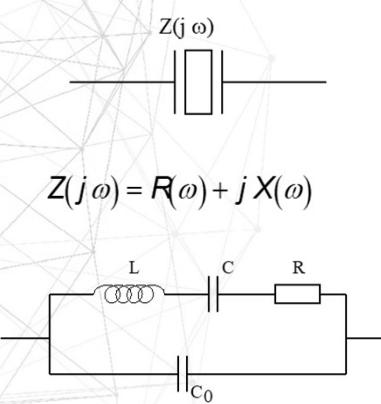
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

14

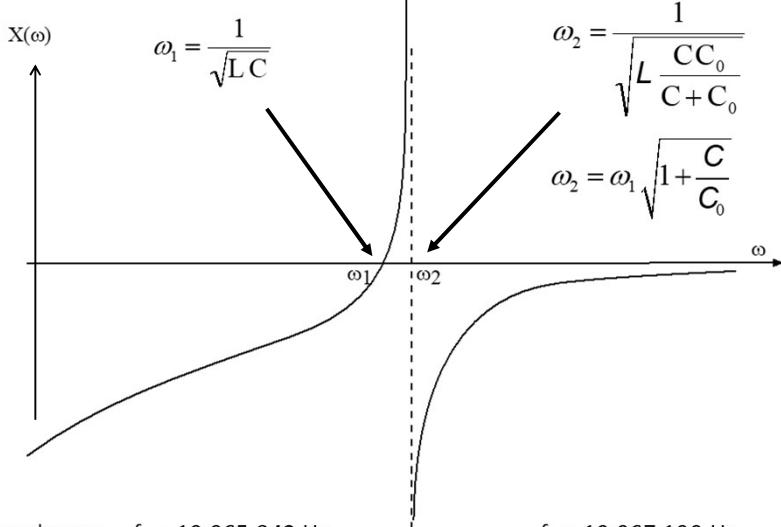
14

Oscillateur à quartz : le Quartz

Réactance du Quartz $X(\omega)$:



Résonance série :



Résonance parallèle

Exemple de valeurs : $f_1 = 10\ 065\ 842\ Hz$

$f_2 = 10\ 067\ 100\ Hz$

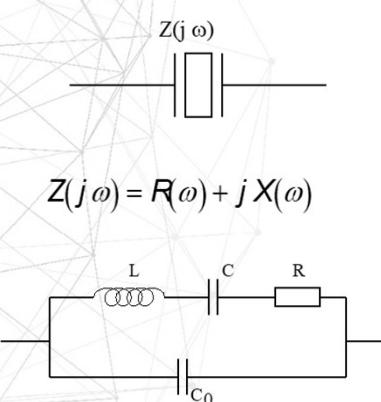
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

15

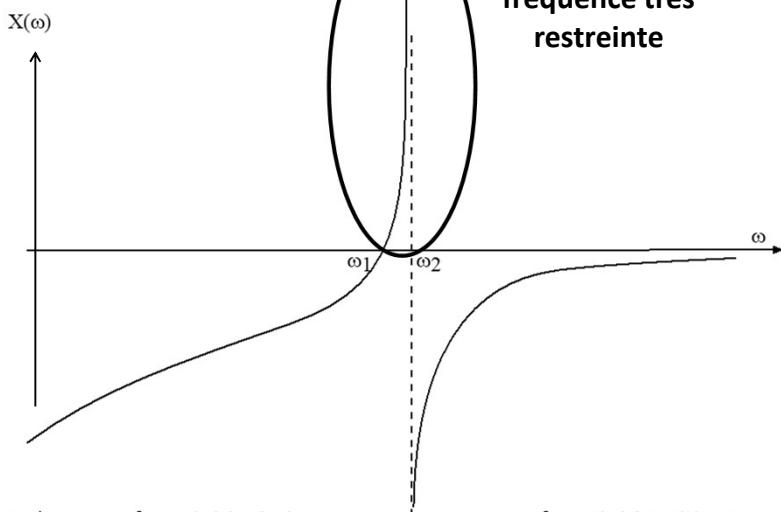
15

Oscillateur à quartz : le Quartz

Réactance du Quartz $X(\omega)$:



Comportement inductif
dans une bande de
fréquence très
restreinte



Exemple de valeurs : $f_1 = 10\ 065\ 842\ Hz$

$f_2 = 10\ 067\ 100\ Hz$

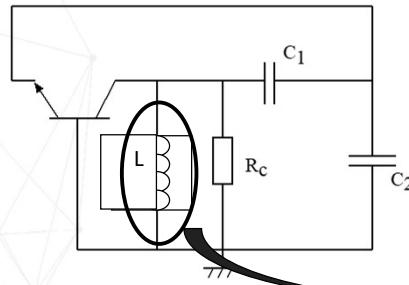
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

16

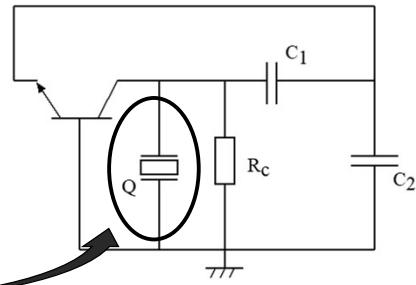
16

Oscillateur à quartz : exemple de montage

Oscillateur LC :



Oscillateur à quartz:



Le quartz joue le rôle de l'inductance.

$$L \cdot w_0 = \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot w_0}$$

$$X(w) = \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot w_0}$$

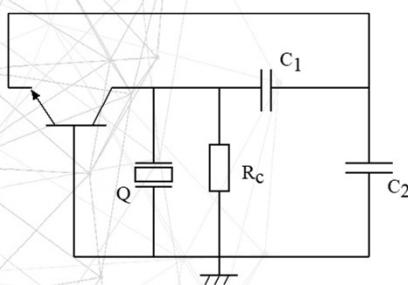
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

17

17

Oscillateur à quartz : exemple de montage

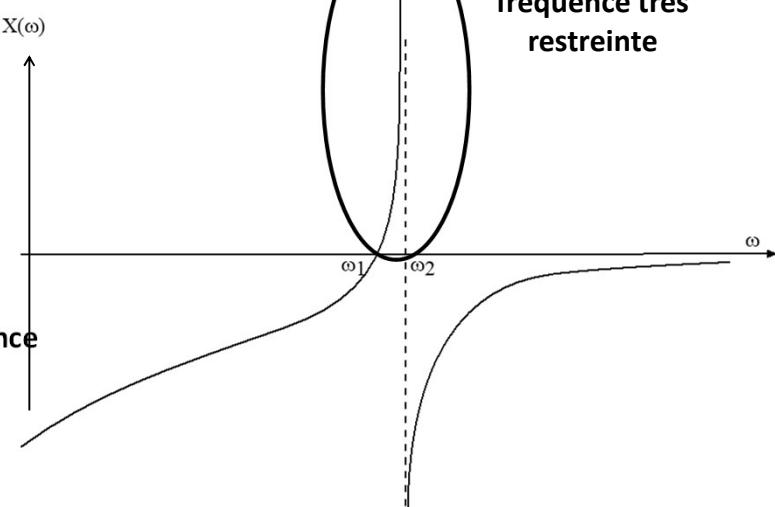
Oscillateur à quartz:



Le quartz joue le rôle de l'inductance

$$\omega_1 < \omega_0 < \omega_2$$

Comportement inductif
dans une bande de
fréquence très
restreinte



Exemple de valeurs : $f_1 = 10\ 065\ 842\ Hz$

$f_2 = 10\ 067\ 100\ Hz$

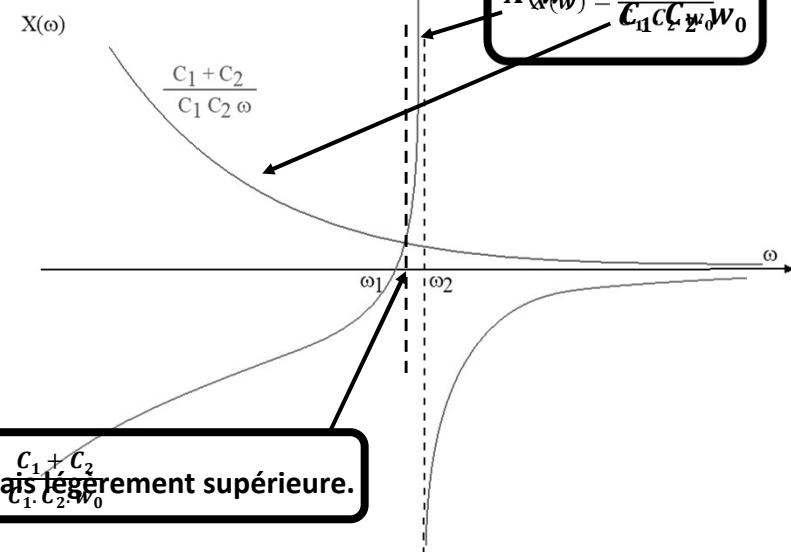
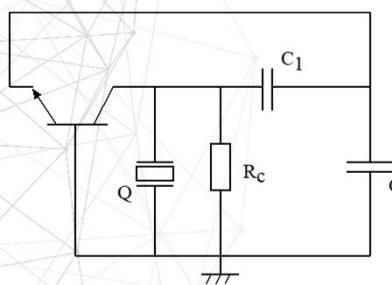
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

18

18

Oscillateur à quartz : exemple de montage

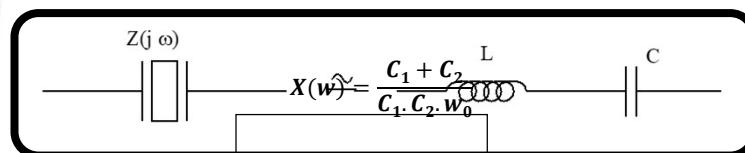
Fréquence d'oscillation : Résolution graphique



Oscillateur à quartz : exemple de montage

Fréquence d'oscillation : Résolution théorique $X(w) = \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot w_0}$

Au voisinage de la résonnance série w_1 : $X(\omega) \cong -\frac{2}{C \omega_1} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_1}\right)$



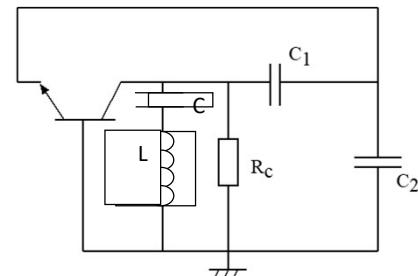
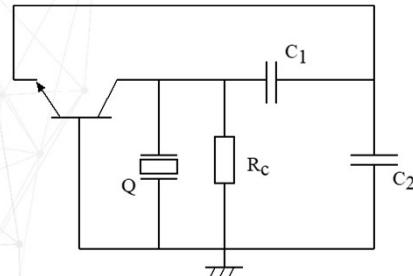
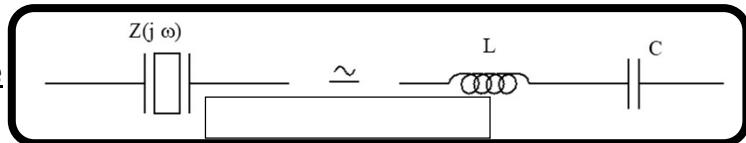
ω_0 : Résolution de l'équation :

$$-\frac{2}{C \omega_1} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_1}\right) = \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot \omega_0}$$

Oscillateur à quartz : exemple de montage

Fréquence d'oscillation : Résolution théorique $X(w) = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 w_0}$

Au voisinage de la résonnance série



fréquence d'accord de l'oscillateur Clapp

$$C \ll C_1 \text{ et } C \ll C_2 : \omega_0 \sim \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

21

21

Oscillateur à quartz : aspect pratique

Capacité de charge : C₁ série C₂

Une fréquence de fonctionnement de 4,333333 MHz sous une « capacité de charge » de 30 pF signifie que cette fréquence est la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur à quartz réellement observée lorsque C₁ en série avec C₂ a une valeur égale à 30 pF

Résonateur céramique :

Même fonctionnement que le quartz, précision 0,5%, prix moins élevé.

Critère de choix du quartz et du montage : fréquence, stabilité, tension, consommation d'énergie, environnement (température, CEM), taille...

Usage : grand public – industrie – médical - militaire

Oscillateur local pour la translation spectrale

Horloge de circuits numériques

GPS, Wi-Fi, routeur, analyseur de spectre, IRM, ...



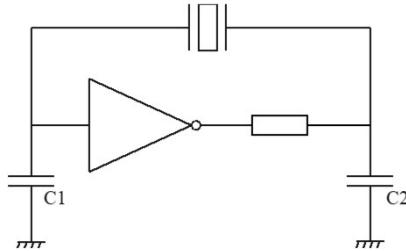
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

22

22

Oscillateur à quartz :

Exemple de schéma dérivé Colpitts à émetteur commun :



A compléter avec le réseau de polarisation adéquat

Schéma de base des horloges pour microprocesseurs



Lignes en régime sinusoïdal

Lignes en régime sinusoïdal

<https://www.ref68.com/ref68/ftp/ROS%20Par%20F6AIX.pdf>
<https://www.youtube.com/watch?v=PTXQGpPUEwk>
https://sbizet.alwaysdata.net/sn/ros/swr_anim.html
https://phyanim.sciences.univ-nantes.fr/Ondes/ondes_stationnaires/stationnaires.php
<https://www.desmos.com/calculator/btw6ukzy5n?lang=fr>



Lignes en régime sinusoïdal : différentes technologies

Câble coaxial

BNC, SMA, type N



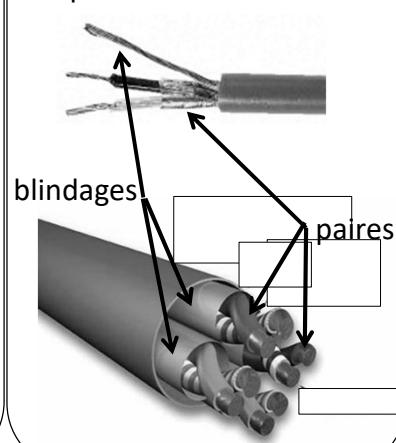
Âme central

Gaine (tresse de métal)

ENSEA
Beyond Engineering

Ligne bifilaire

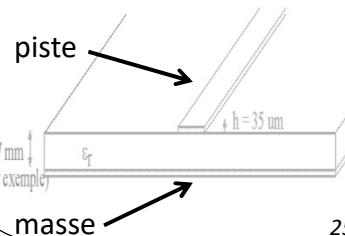
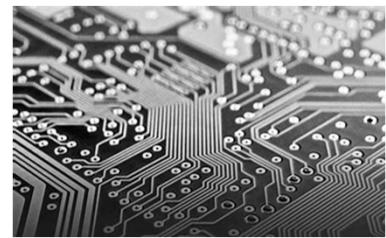
paires torsadées



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

Lignes microstrip

circuit imprimé



25

25

Lignes en régime sinusoïdal : modélisation Basse Fréquence ou ligne courte

Lignes fermées par un circuit ouvert – en BF ou « ligne courte »

Câble coaxial

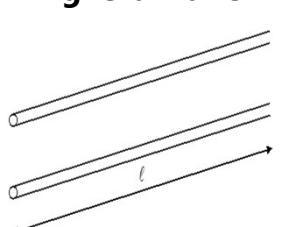
BNC $C = 100 \text{ pF/m}$



Par exemple : $C=100 \text{ pF/m}$
(câble laboratoire)

ENSEA
Beyond Engineering

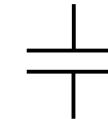
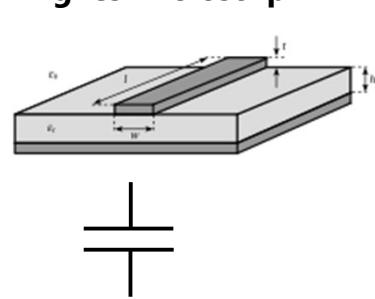
Ligne bifilaire



$$\text{Symbol for a shorted transmission line} \quad C = \frac{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln\left(\frac{b-a}{a}\right)} l$$

a : rayon du câble
b : distance entre les 2 centres des câbles
pour $b/a = 40$, et $\epsilon_r = 1$: $C=15 \text{ pF/m}$

Lignes microstrip



par exemple pour $h=2 \text{ mm}$, $l=20 \text{ cm}$ et
 $w=2 \text{ mm}$, C entre 10 et 20 pF.

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

26

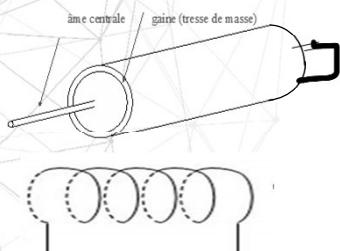
26

Lignes en régime sinusoïdal : modélisation Basse Fréquence ou ligne courte

Lignes fermées par un court circuit – en BF ou « ligne courte »

Câble coaxial

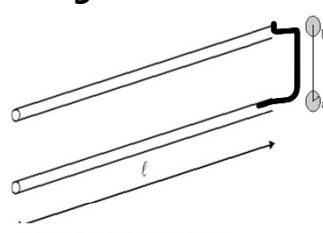
BNC $C = 100 \text{ pF/m}$



Par exemple : $L = 250 \text{ nH/m}$
(câble bnc laboratoire)



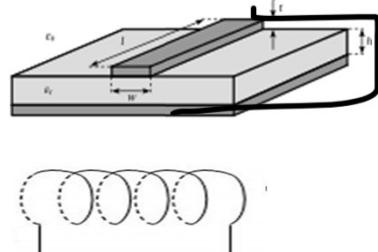
Ligne bifilaire



$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \ln\left(\frac{b-a}{a}\right)l$$

a : rayon du câble
b : distance entre les 2 centres des câbles
pour $b/a = 40$, et $\epsilon_r = 1$: $L=1,5 \mu\text{F/m}$

Lignes microstrip



par exemple pour $h=2\text{mm}$, $l=20\text{cm}$ et
 $w=2\text{mm}$, L entre 20 et 50 nH.

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

27

27

Lignes en régime sinusoïdal : modélisation constantes localisées ou réparties

Modèle inductif ou capacitif ?

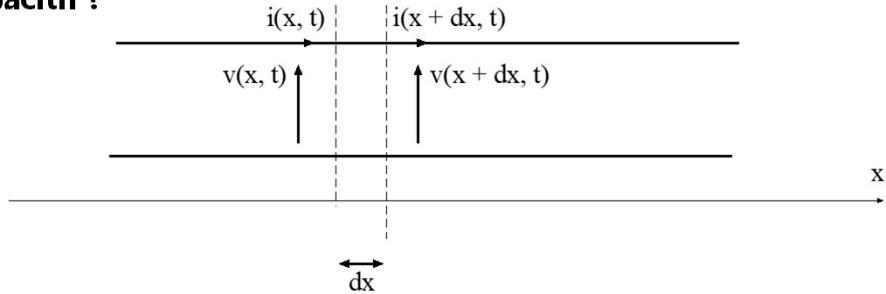
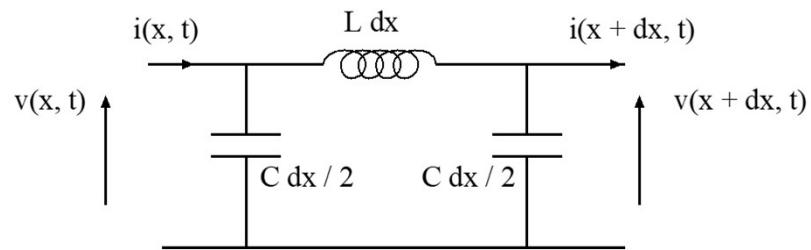


Schéma équivalent d'un tronçon de longueur dx :



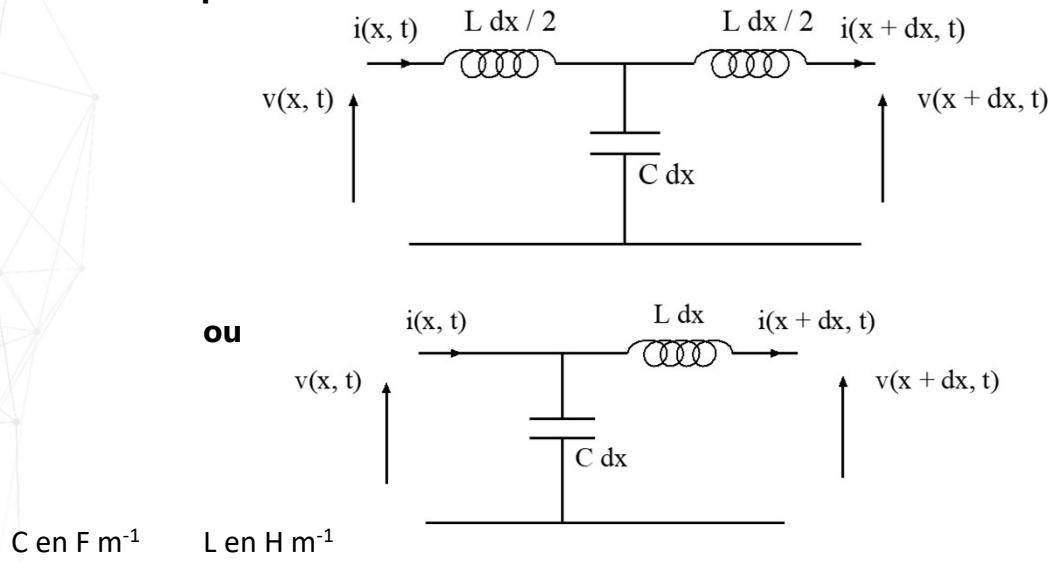
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

28

28

Lignes en régime sinusoïdal : modélisation constantes localisées ou réparties

Modèles en constantes réparties :



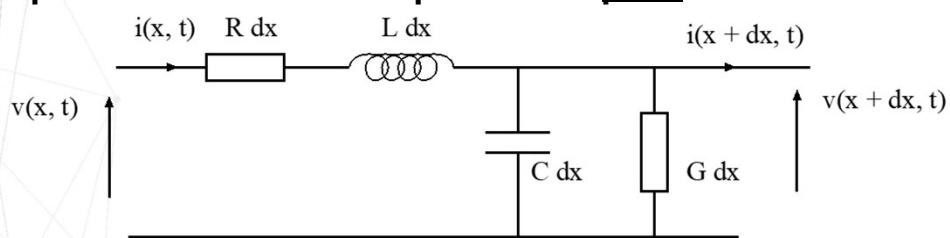
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

29

29

Lignes en régime sinusoïdal : modélisation constantes localisées ou réparties

Modèle et équations en constantes réparties avec perte :



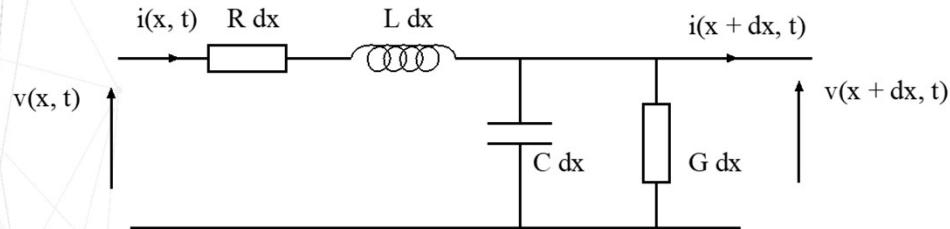
$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}(x, t) = R G v(x, t) + (R C + L G) \frac{\partial v}{\partial t}(x, t) + L C \frac{\partial^2 v}{\partial t^2}(x, t)$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2}(x, t) = R G i(x, t) + (R C + L G) \frac{\partial i}{\partial t}(x, t) + L C \frac{\partial^2 i}{\partial t^2}(x, t)$$

30

Lignes en régime sinusoïdal : Equation des télégraphistes

Modèle et équations en constantes réparties avec perte :



$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2}(x, t) = R G v(x, t) + (R C + L G) \frac{\partial V}{\partial t}(x, t) + L C \frac{\partial^2 V}{\partial t^2}(x, t)$$

Equation des télégraphistes



R en $\Omega \text{ m}^{-1}$ L en H m^{-1} C en F m^{-1} G en S m^{-1}

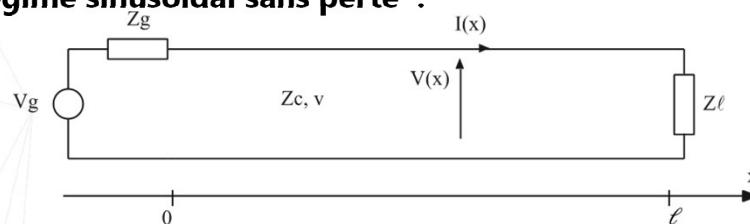
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

31

31

Lignes en régime sinusoïdal : résolution de l'équation des télégraphistes

Résolution en régime sinusoïdal sans perte :



En régime établi :

$$V(x) = V_0^+ e^{-j\beta x} + V_0^- e^{+j\beta x}$$

$$I(x) = \frac{V_0^+}{Z_c} e^{-j\beta x} - \frac{V_0^-}{Z_c} e^{+j\beta x}$$

$V(x)$ et $I(x)$ s'expriment comme la somme de deux ondes.

L'une se propageant dans le sens des $x > 0$,
et l'autre se propageant dans le sens des $x < 0$



V_0^+ et V_0^- dépendent des conditions aux limites imposées par le générateur et la charge.

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

32

32

Lignes en régime sinusoïdal : résolution de l'équation des télégraphistes

Résolution en régime sinusoïdal sans perte :

$$V(x) = V_0^+ e^{-j\beta x} + V_0^- e^{+j\beta x}$$



Superposition de deux ondes se propageant en sens contraire



déphasage : 0°

amplitude retour : 22



https://phyanim.sciences.univ-nantes.fr/Ondes/ondes_stationnaires/stationnaires.php

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

33

33

Lignes en régime sinusoïdal : résolution de l'équation des télégraphistes

Caractéristiques de l'onde :

L en $H \text{ m}^{-1}$ C en $F \text{ m}^{-1}$

$$V(x) = V_0^+ e^{-j\beta x} + V_0^- e^{+j\beta x}$$

$$I(x) = \frac{V_0^+}{Z_c} e^{-j\beta x} - \frac{V_0^-}{Z_c} e^{+j\beta x}$$

Vitesse de propagation : v

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

typiquement 2.10^8 m/s dans un BNC

Longueur d'onde : λ

Constante de propagation : β

$$\beta = \omega \sqrt{LC} = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Impédance caractéristique : Z_c

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Pour l'onde se propageant en x croissant

$$\frac{\bar{V}}{\bar{I}} = Z_c$$

Pour l'onde se propageant en x décroissant

$$\frac{V}{I} = -Z_c$$



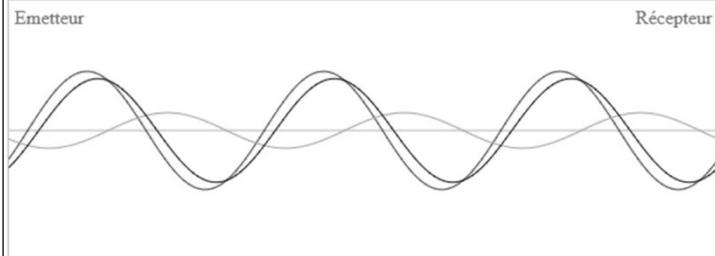
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

34

34

Lignes en régime sinusoïdal : Ondes stationnaires

$$\text{Onde totale} = \text{onde incidente} + \text{onde réfléchie}$$



Coefficient de Réflexion	0.30
R_c/Z_L	1.85714
Rapport d'Ondes Stationnaires SWR	1.85714



https://sbizet.alwaysdata.net/sn/ros/swr_anim.html

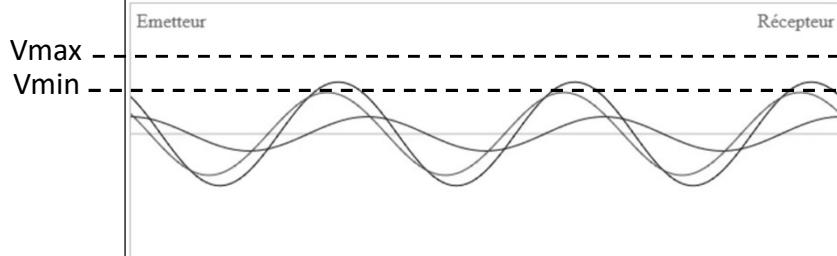
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

35

35

Lignes en régime sinusoïdal : Ondes stationnaires

$$\text{Onde totale} = \text{onde stationnaire} + \text{onde progressive}$$



Coefficient de Réflexion	0.30
R_c/Z_L	1.85714
Rapport d'Ondes Stationnaires SWR	1.85714

L'amplitude de l'onde totale varie de Vmin à Vmax

https://sbizet.alwaysdata.net/sn/ros/swr_anim.html

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

36

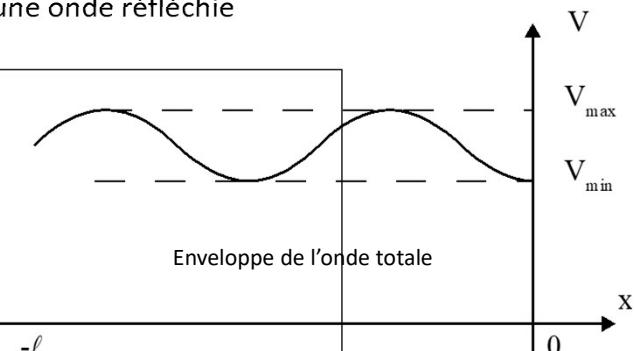
36

Lignes en régime sinusoïdal : T.O.S. : taux d'ondes stationnaires :

Pour une charge R désadaptée : présence d'une onde réfléchie
-> perte de puissance transmise

Rappel : Onde réfléchie = Γ . Onde incidente

$$\Gamma = \frac{R - R_c}{R + R_c}$$



TOS : taux d'onde stationnaire : évaluation de puissance transmise, de la désadaptation

$$TOS = ROS = VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$

$$V_{max} = \|V_0^+\| + \|V_0^-\|$$

$$V_{min} = \|V_0^+\| - \|V_0^-\|$$

où V_{min} et V_{max} sont les extrêmes de l'amplitude de l'onde totale.

VSWR : voltage standing wave ratio



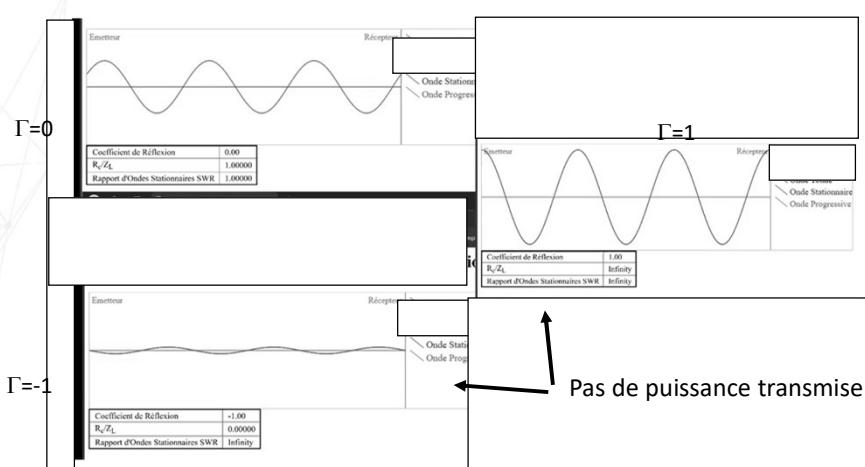
Lignes en régime sinusoïdal : T.O.S. : taux d'ondes stationnaires :

Charge : circuit ouvert - $\Gamma=1 \rightarrow TOS = \infty$ – pas de puissance transmise

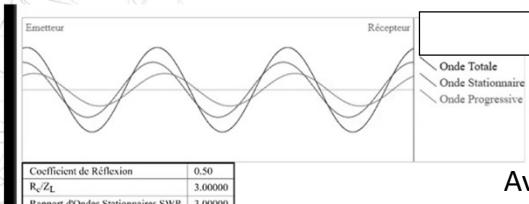
Charge : court circuit - $\Gamma= -1 \rightarrow TOS = \infty$ – pas de puissance transmise

Charge adaptée : $\Gamma=0 \rightarrow TOS = 1$: pas d'ondes stationnaires puissance transmise maximale

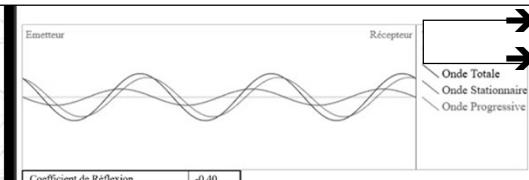
$$TOS = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$$



Lignes en régime sinusoïdal : Ondes stationnaires – charge quelconque R



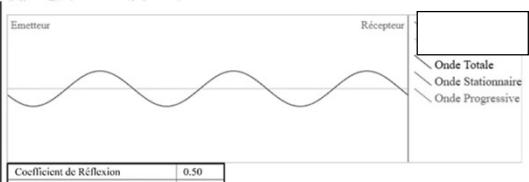
Avec un Γ quelconque,
Onde totale = onde stationnaire + onde progressive



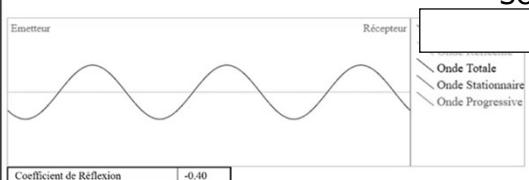
→ Onde stationnaire ($\Gamma \neq 0$)
 → Onde progressive ($|\Gamma| \neq 1$) (puissance transmise)
 → Période $\lambda/2$



Lignes en régime sinusoïdal : Ondes stationnaires – charge quelconque R



Avec un Γ quelconque
Onde totale = onde stationnaire + onde progressive



Son amplitude varie de V_{\max} à V_{\min}

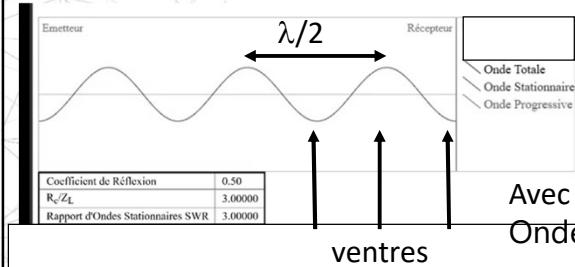
- TOS
- $|\Gamma|$
- R
- Période $\lambda/2$

$$V_{\max} = \|V_0^+ + V_0^- \|$$

$$V_{\min} = \|V_0^+ - V_0^- \|$$

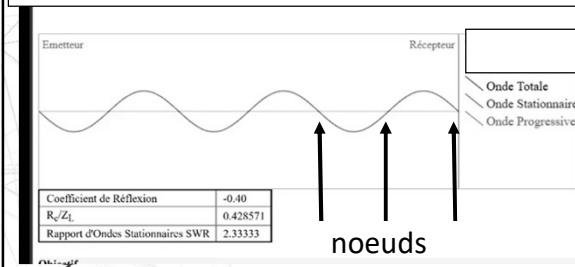


Lignes en régime sinusoïdal : Ondes stationnaires – charge quelconque R



Avec un Γ quelconque
Onde totale = onde stationnaire + onde progressive

Onde stationnaire :



- Présence de nœuds et de ventres à x fixes
 - $\Gamma < 0$, $R < R_c$, nœud au niveau de la charge.
 - $\Gamma > 0$, $R > R_c$, ventre au niveau de la charge.
 - Période $\lambda/2$

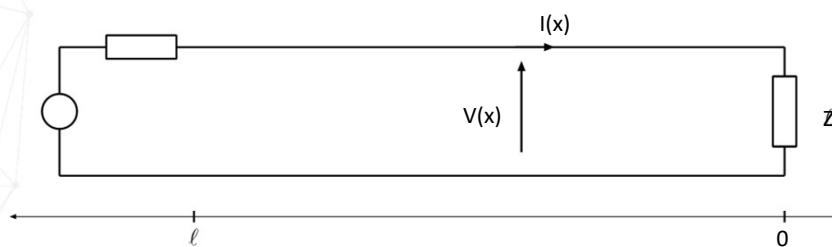
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

41

41

Lignes en régime sinusoïdal : Impédance ramenée

En régime sinusoïdal, la convention est d'inverser le sens de l'axe des x, en plaçant l'origine au niveau de la charge :



$$V(x) = V_0^+ e^{+j\beta x} + V_0^- e^{-j\beta x}$$

$$I(x) = \frac{V_0^+}{Z_c} e^{+j\beta x} - \frac{V_0^-}{Z_c} e^{-j\beta x}$$

Avec :

$$\beta = \frac{\omega}{\nu}$$

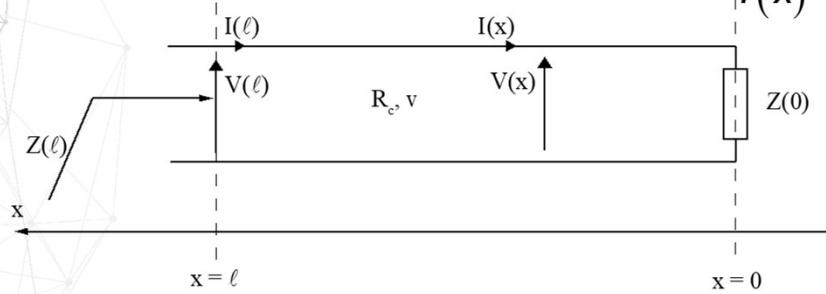
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

42

42

Lignes en régime sinusoïdal : Impédance ramenée

On définit l'impédance ramenée à l'abscisse x par : $Z(x) = \frac{V(x)}{I(x)}$



L'impédance vue en l s'exprime

$$Z(l) = \frac{Z(0) + j R_c \tan(\beta l)}{1 + j \frac{Z(0)}{R_c} \tan(\beta l)}$$

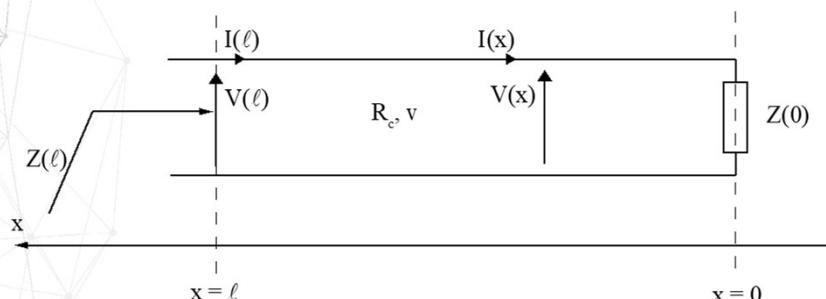
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

43

43

Lignes en régime sinusoïdal : Impédance NORMALISE ramenée

Impédance normalisée par rapport à l'impédance caractéristique R_c : $z(l) = Z(l)/R_c$



Impédance ramenée

$$Z(l) = \frac{Z(0) + j R_c \tan(\beta l)}{1 + j \frac{Z(0)}{R_c} \tan(\beta l)}$$

Impédance normalisée ramenée

$$z(l) = \frac{z(0) + j \tan(\beta l)}{1 + j z(0) \tan(\beta l)}$$

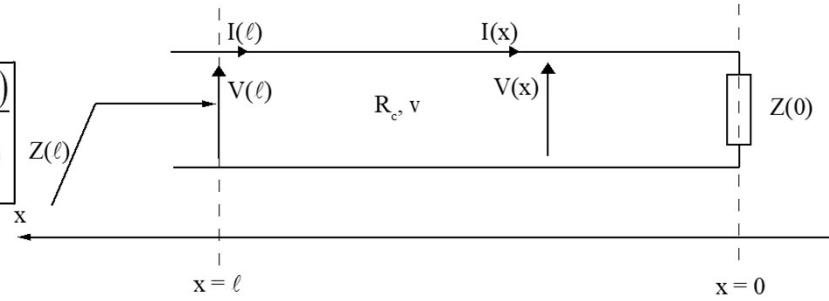
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

44

44

Lignes en régime sinusoïdal : Impédance ramenée

$$Z(\ell) = \frac{Z(0) + j R_c \tan(\beta\ell)}{1 + j \frac{Z(0)}{R_c} \tan(\beta\ell)}$$



Cas particuliers :

Charge adaptée en bout de ligne : $Z(0)=R_c$

$Z(x)=R_c$ pour tout x

Bout de ligne en court circuit : $Z(0)=0$

$$Z(\ell) = j R_c \tan\left(\frac{\omega\ell}{v}\right)$$

Bout de ligne en circuit ouvert : $Z(0)=\infty$

$$Z(\ell) = \frac{R_c}{j \tan\left(\frac{\omega\ell}{v}\right)}$$



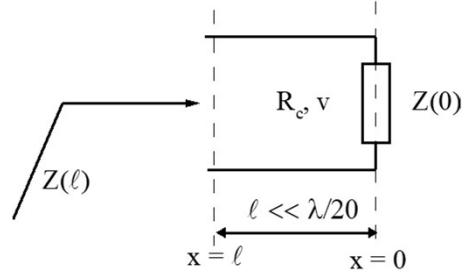
Lignes en régime sinusoïdal : Impédance ramenée – cas particulier ou ligne courte

Cas particuliers :

$$\frac{\omega\ell}{v} = \frac{2\pi\ell}{\lambda} \ll \frac{\pi}{10}$$

(Ligne courte ou basse fréquence - relatif)

$$\tan(\omega\ell/v) \approx \omega\ell/v$$



Charge adaptée en bout de ligne : $Z(0)=R_c$ $Z(x)=R_c$ pour tout x ->résistance ramenée

Bout de ligne en court circuit : $Z(0)=0$

$$Z(\ell) = j R_c \cdot \ell \cdot \omega / v$$

-> inductance ramenée

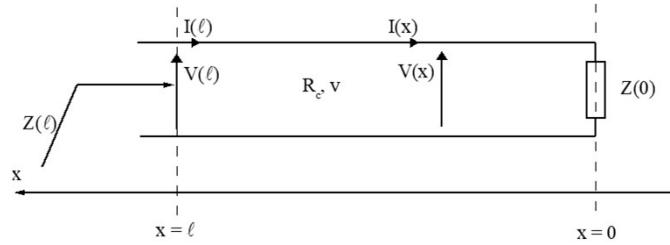
Bout de ligne en circuit ouvert : $Z(0)=\infty$

$$Z(\ell) = R_c \cdot v / (j \cdot \ell \cdot \omega)$$

-> capacité ramenée



Lignes en régime sinusoïdal : Coefficient de réflexion ramené



$$\Gamma(x) = \frac{\text{onde réfléchie en } x}{\text{onde incidente en } x} = \frac{V^- e^{-j\beta x}}{V^+ e^{+j\beta x}} = \frac{V^-}{V^+} e^{-2j\beta x}$$

$$\Gamma(x) = \Gamma(0) \cdot e^{-j 2 \beta x}$$

Le coefficient de réflexion dépend de l'endroit où il est mesuré.



Lignes en régime sinusoïdal : Coefficient de réflexion ramené

$$\Gamma(x) = \Gamma(0) \cdot e^{-j 2 \beta x}$$

Cas particuliers :

Charge adaptée en bout de ligne : $\Gamma(0)=0$ $\Gamma(x)=0$ pour tout x

Bout de ligne en court-circuit : $\Gamma(0)=-1$ $\Gamma(x) = - e^{-j 2 \beta x}$

Bout de ligne en circuit ouvert : $\Gamma(0)=1$ $\Gamma(x) = e^{-j 2 \beta x}$



Lignes en régime sinusoïdal : Coefficient de réflexion - Impédance ramenée

Bijection Γ et Z

$$\Gamma(x) = \frac{Z(x) - R_c}{Z(x) + R_c}$$

$$Z(x) = R_c \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)}$$

Bijection Γ et z , impédance normalisée (par rapport à R_c)

$$z(x) = \frac{Z(x)}{R_c}$$

$$\Gamma(x) = \frac{z(x) - 1}{z(x) + 1}$$

$$z(x) = \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)}$$



Régime sinusoïdal en RF : Abaque de Smith

Régime sinusoïdal en RF : Abaque de Smith



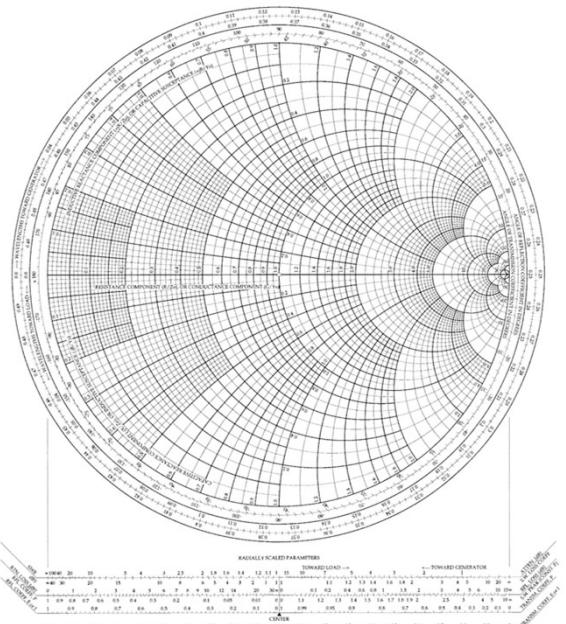
Abaque de Smith :

Représentation simultanée
du coefficient de réflexion Γ
et de z , impédance normalisée par rapport à
une impédance caractéristique R_0



ENSEA
Beyond Engineering

The Complete Smith Chart
Black Magic Design



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

51

51

Abaque de Smith :

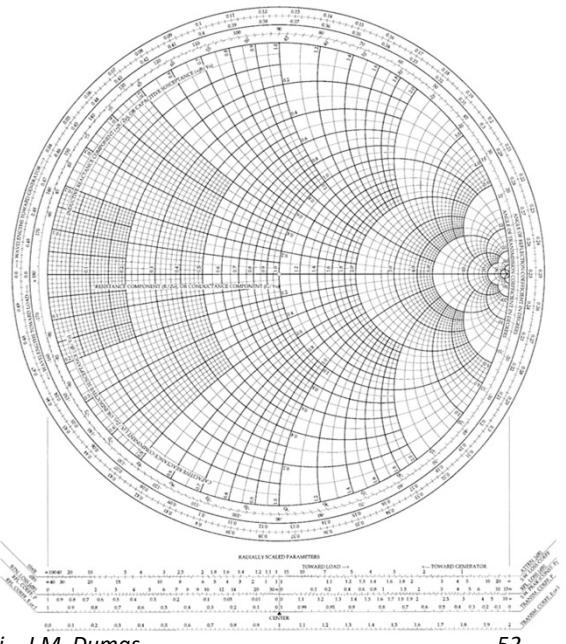
Représentation du coefficient de réflexion Γ
→ Positionnement dans le plan complexe

Représentation de l'impédance normalisée z
→ Isocourbes de Re et Im



ENSEA
Beyond Engineering

The Complete Smith Chart
Black Magic Design



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

52

52

Abaque de Smith :

Représentation du coefficient de réflexion Γ

→ Positionnement dans le plan complexe

→ Echelle : cercle unitaire

Exemples :

$$\Gamma_A = 0$$

$$\Gamma_B = 1$$

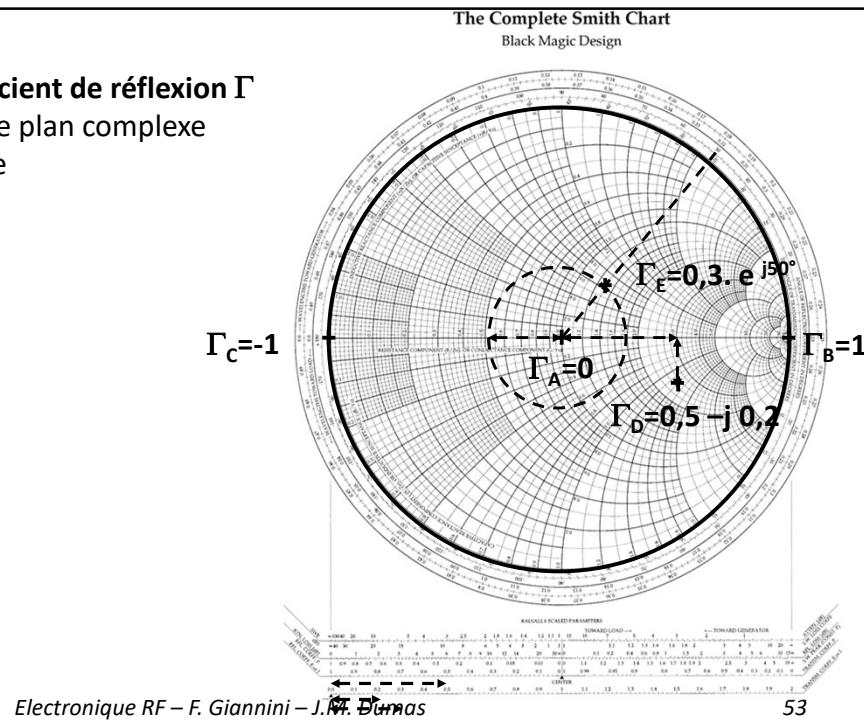
$$\Gamma_C = -1$$

$$\Gamma_D = 0,5 - j 0,2$$

$$\Gamma_E = 0,3 \cdot e^{j50^\circ}$$



ENSEA
Beyond Engineering



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

53

53

Abaque de Smith :

Représentation de l'impédance normalisée z

→ Positionnement sur les isocourbes $\text{Re } z$ et $\text{Im } z$

Exemples avec $R_o = 50 \Omega$:

$$Z_F = 50 \Omega \rightarrow z_F = 1$$

$$Z_G = 0 \Omega \rightarrow z_G = 0$$

$$Z_H = 50000 \Omega \rightarrow z_H = 1000$$

$$Z_K = 100 - j30 \Omega \rightarrow z_K = 2 - j0,6$$



ENSEA
Beyond Engineering

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

54

54

Abaque de Smith :

Conversion du coefficient de réflexion Γ en impédance normalisée

Exemples :

$$\Gamma_A=0 \quad z_A=1+j.0 \quad Z_A=R_o$$

$$\Gamma_B=1 \quad z_B=\infty \quad Z_B>>R_o$$

$$\Gamma_C=-1 \quad z_C=0+j.0 \quad Z_C=0 \Omega$$

$$\Gamma_D=0,5-j0,2 \quad z_A \approx 2,5-1,4.j \quad Z_A \approx 125-70.j \Omega$$

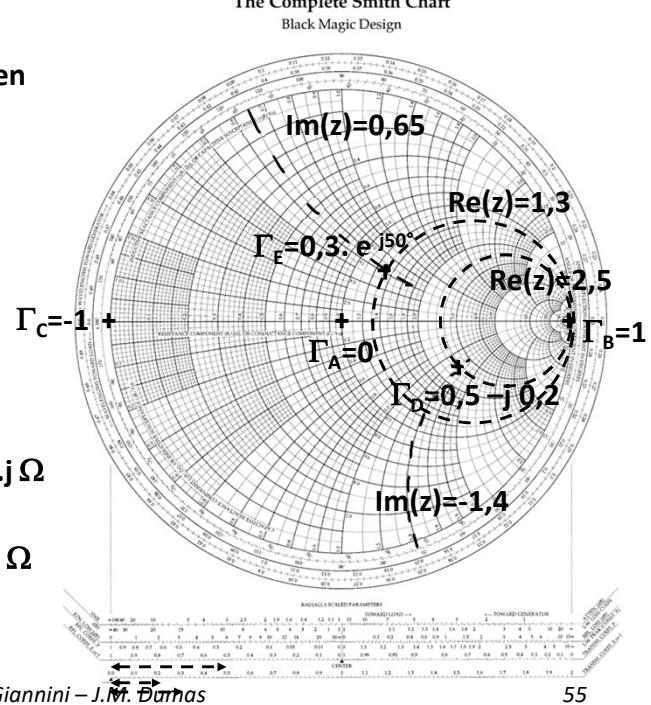
$$\Gamma_E=0,3 \cdot e^{j50^\circ} \quad z_E \approx 1,3+0,65.j \quad Z_E \approx 65+32.j \Omega$$



avec $R_o=50 \Omega$

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

55



55

Abaque de Smith : Détermination de l'impédance ramenée par une ligne

Coefficient de réflexion ramenée :

$$\Gamma(\ell) = \Gamma(0) e^{-j2\beta\ell} = \Gamma(0) e^{-j4\frac{\pi}{\lambda}\ell}$$

$$2\beta\ell = 4\pi \frac{\ell}{\lambda} (rd) = 720 \frac{\ell}{\lambda} (\text{degré})$$

→ Positionner $z(0)$ ou $\Gamma(0)$

→ Rotation de l'angle $-720.\ell/\lambda$ (degré)

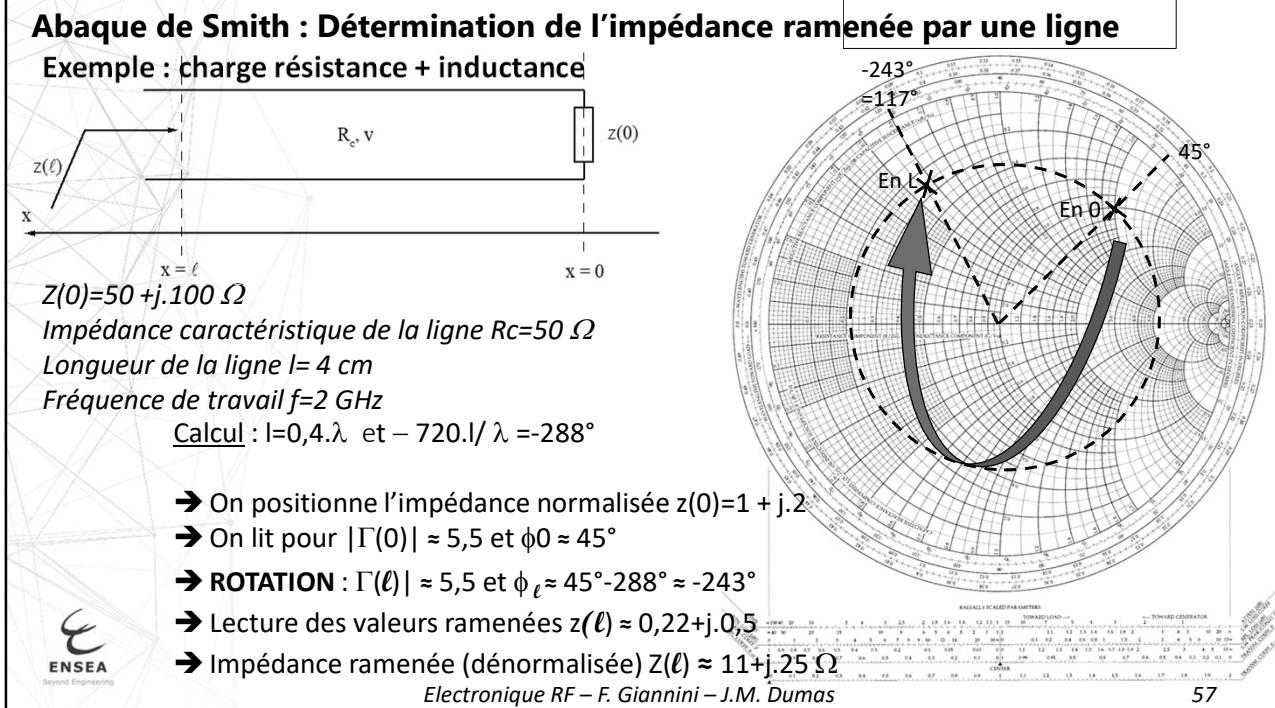
→ Lecture de $\Gamma(\ell)$ ou $z(\ell)$



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

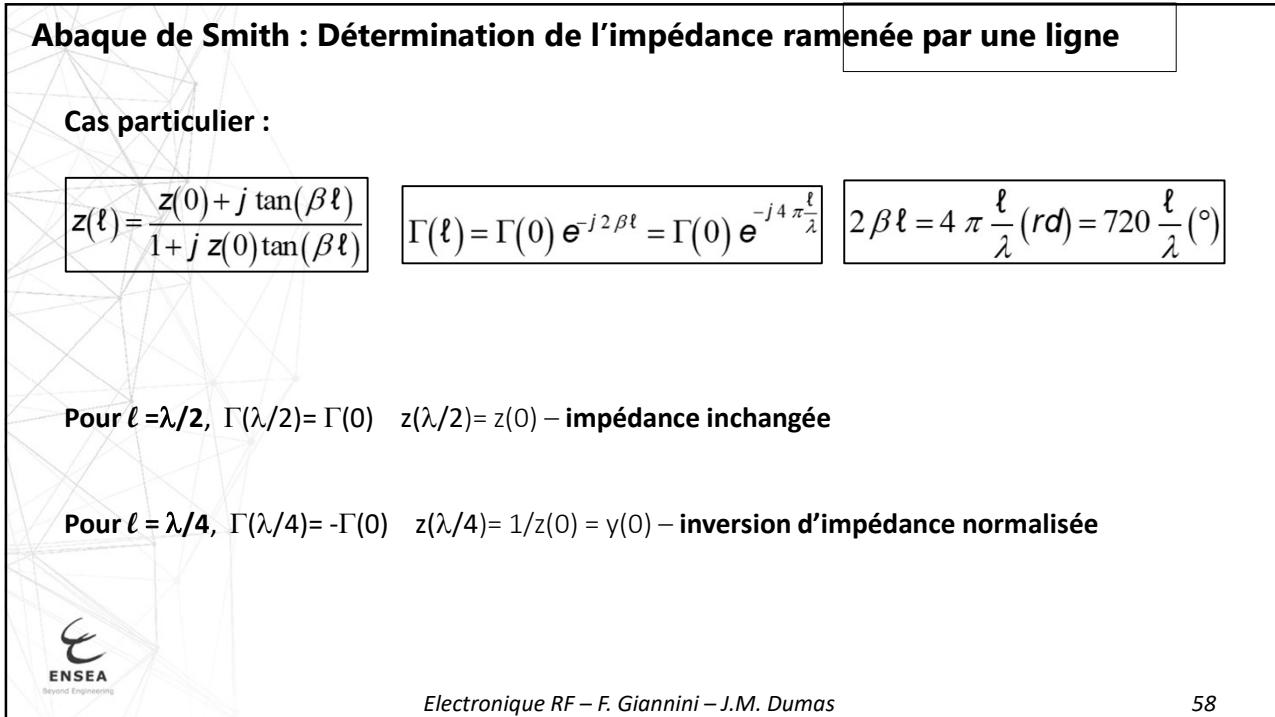
56

56



57

57



58

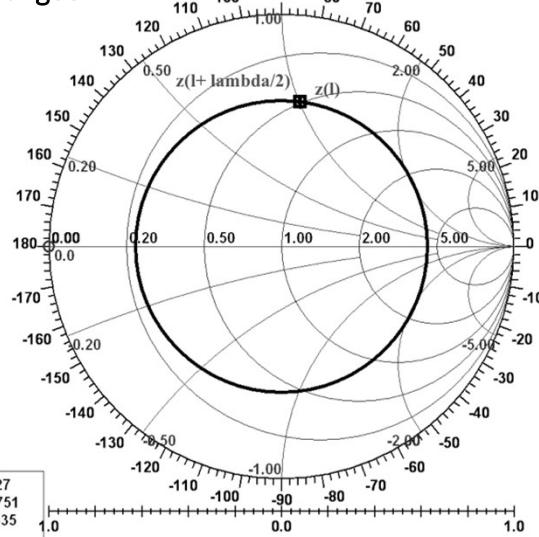
58

Abaque de Smith : Détermination de l'impédance ramenée par une ligne

Cas particulier : $\ell = k \cdot \lambda/2$: impédance inchangée

Pour $\ell = \lambda/2$, $\Gamma(\lambda/2) = \Gamma(0)$ $z(\lambda/2) = z(0)$

Pour $\ell = k\lambda/2$, $\Gamma(k\lambda/2) = \Gamma(0)$ $z(k\lambda/2) = z(0)$



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

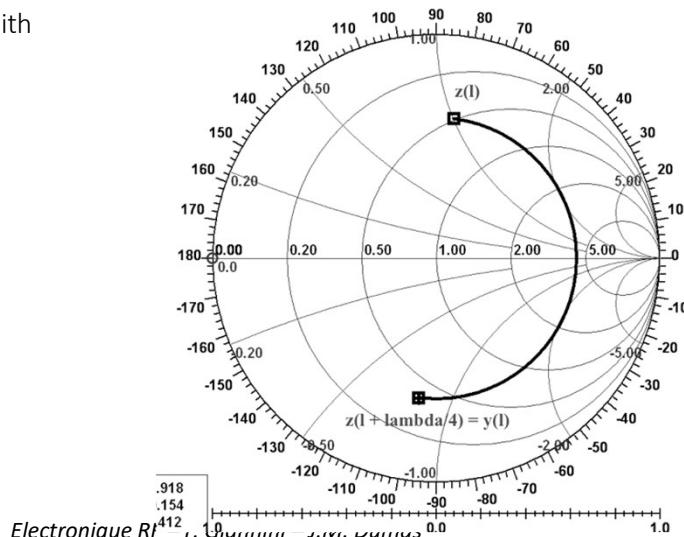
59

59

Abaque de Smith : Détermination de l'impédance ramenée par une ligne

Cas particulier : $\ell = \lambda/4$: transformation impédance normalisée – admittance normalisée

Demi-tour sur l'abaque de Smith



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

60

60

Abaque de Smith : utilisation

Exemple : Comportement en fréquence d'un RLC série et d'un RLC parallèle sur la même figure :

L'intérêt essentiel de l'abaque de Smith, qui fait que cet outil est toujours d'actualité, même depuis l'utilisation systématique des logiciels de CAO, est le suivant :

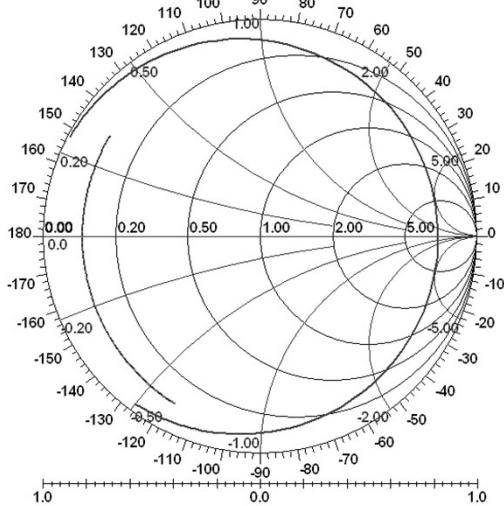
L'abaque de Smith permet de représenter dans une zone finie du plan complexe (le cercle de rayon 1), des courbes paramétrées en fréquence représentant le comportement d'une impédance quelconque.

Ce résultat est obtenu par la représentation de $\Gamma(j\omega)$, au lieu de $Z(j\omega)$ ou $Y(j\omega)$ dans le plan complexe.

$$\|\Gamma(j\omega)\| \leq 1 \text{ pour tout } Z \text{ tel que } \operatorname{Re}(Z(j\omega)) \geq 0$$



ENSEA
Beyond Engineering



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

61

61

Electronique RF : Lignes sur PCB

Electronique RF : Lignes sur PCB

<https://www.es-france.com/blog/1464-difference-entre-guide-donnee-coplanaire-microstrip-stripline-et-autres-lignes-de-transmission-planaires>

<https://resources.altium.com/fr/p/pros-and-cons-of-different-high-frequency-transmission-line-types>



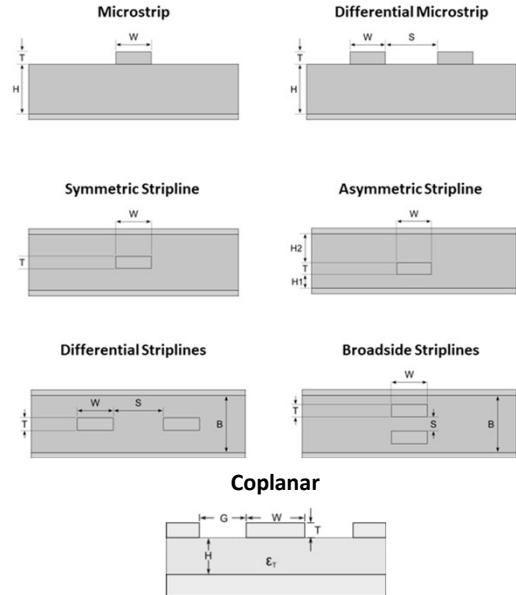
ENSEA
Beyond Engineering

62

Ligne sur PCB : généralités

Substrat classique RF :

- FR-4 : flame retardant : epoxy , fibre de verre
- contient du Brome
- PTFE : teflon (polluant éternel)
- Poudre de céramique (modularité)



Type de lignes :

- Micro strip ou microruban
- Stripline ou ruban
- Coplanaire



https://files.resources.altium.com/sites/default/files/styles/max_width_1300/public/inline-images/microstriplines-side-views.png?itok=3qPZ7y6t

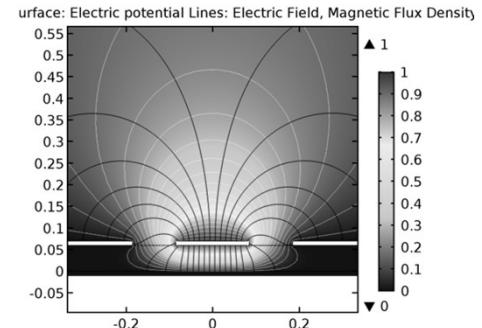
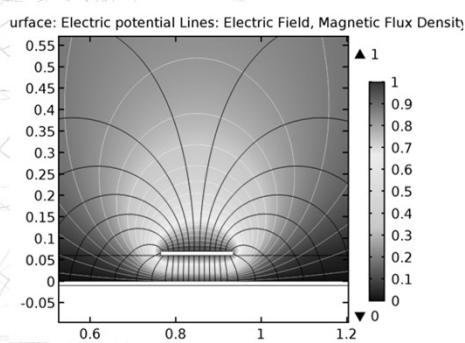
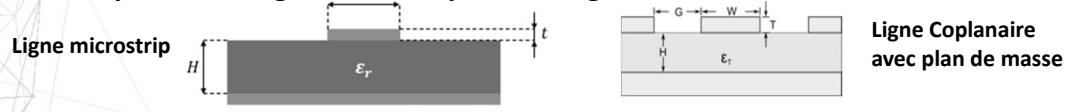
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

63

63

Ligne sur PCB : généralités

Lignes de champs sur une ligne microstrip versus ligne coplanaire



Pour la ligne coplanaire :

- Moins de perte par rayonnement
- $R_c = 50 \Omega$ pour des dimensions plus pratiques
- Montage des CMS plus simples.



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

64

64

Ligne sur PCB : caractéristiques

Caractéristiques nécessaires pour une ligne :

Longueur physique

Permittivité relative effective ϵ_{eff}

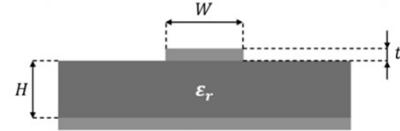
Impédance caractéristique

Calculés à partir de :

Dimensions physiques

Fréquence

Permittivité relative ϵ_r du substrat



W (Largeur de la ligne) :	3	Unités	mm (millimètre)
H (Hauteur du substrat) :	1,55	Unités	mm (millimètre)
Permittivité du substrat :	4,4		
t (Épaisseur de métallisation) :	18	Unités	μm (micromètre)
Fréquence :	1	Unités	GHz (GigaHertz)
Longueur électrique (degrés) :	90		

Résultats :

Impédance caractéristique (Ohms) :	49,44223601968594	Permittivité effective :	3,334500850147566
Longueur physique (mètre) :	0,041056977753556705		



<https://www.elliptika.com/fr/calculateurs-2/calculateur-de-ligne-microruban/>

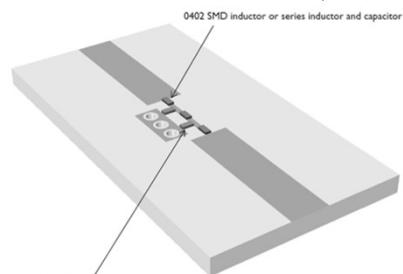
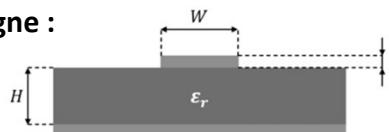
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

65

65

Ligne sur PCB : ligne microstrip

Caractéristiques de la ligne :



→ Vitesse de propagation :

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

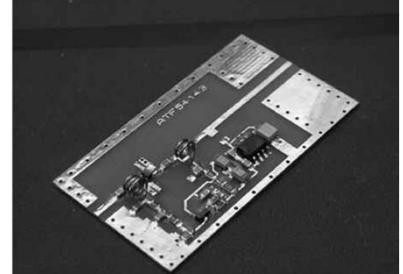
→ Permittivité effective :

w/h > 1 :

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{\frac{1}{1+12\frac{h}{w}}}$$

w/h < 1 :

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\sqrt{\frac{1}{1+12\frac{h}{w}}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right)$$



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

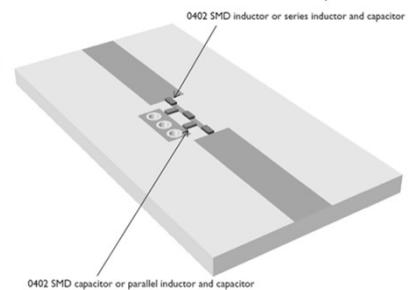
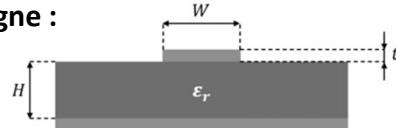
66

66



Ligne sur PCB : ligne microstrip

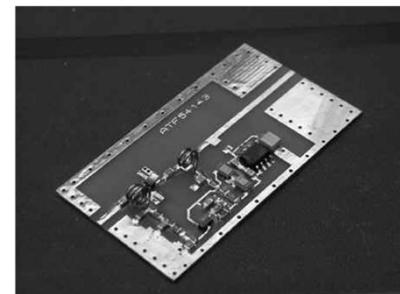
Caractéristiques de la ligne :



→ Impédance caractéristique

$$w/h > 1 : \quad R_c = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)}$$

$$w/h < 1 : \quad R_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right)$$



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

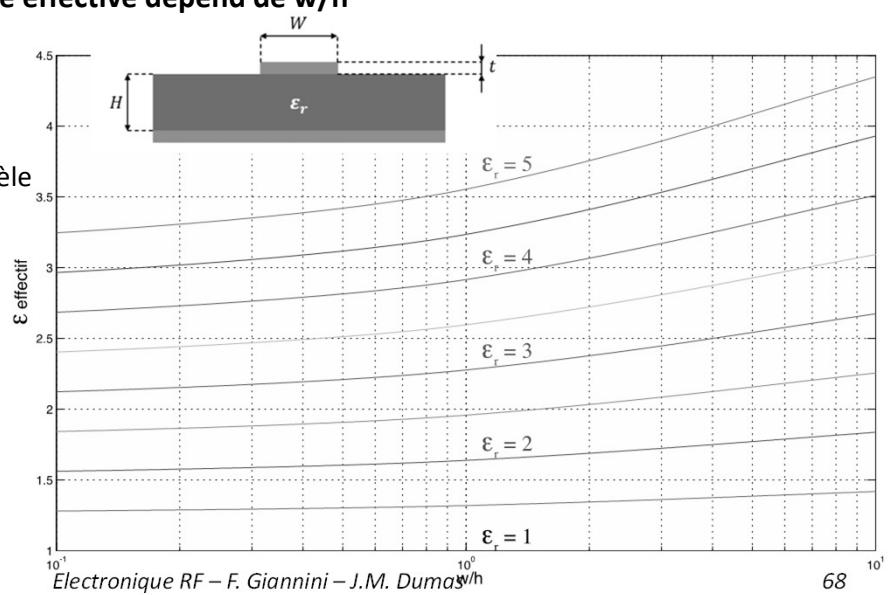
67

67

Ligne sur PCB : Influence de la géométrie sur ϵ_{eff}

La permittivité relative effective dépend de w/h

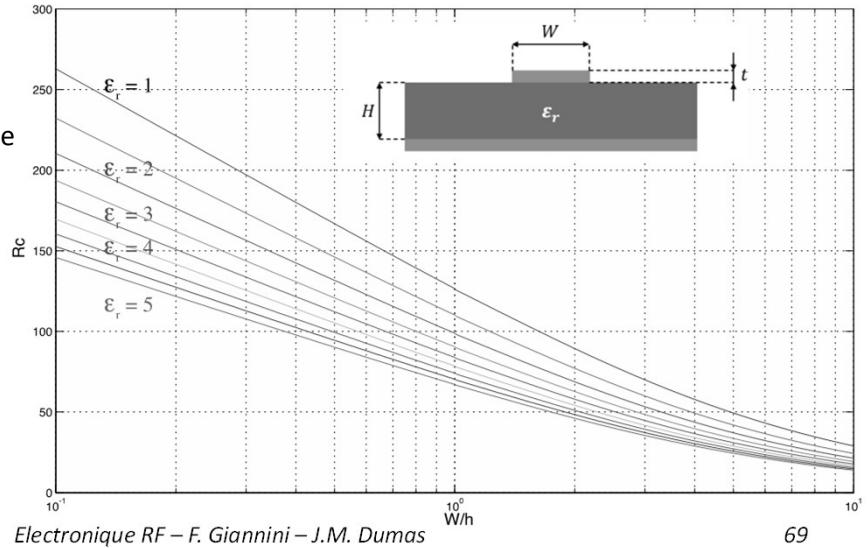
→ Incidence sur le modèle



Ligne sur PCB : Influence de la géométrie sur l'impédance caractéristique R_c

L'impédance caractéristique R_c dépend de w/h

→ Incidence sur le modèle



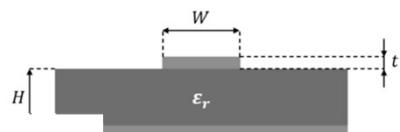
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

69

69

Ligne sur PCB : Influence de la géométrie sur l'impédance caractéristique R_c

Pour le FR4 ($\epsilon_r = 4,5$), et d'épaisseur $H = 1,5$ mm



w	ϵ_e	R_c
0.3 mm	3.01	130 Ω
1 mm	3.15	86.6 Ω
3 mm	3.39	50.3 Ω
10 mm	3.77	21.6 Ω

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

70

70

Electronique RF : Paramètres S

Electronique RF : Paramètres S

<https://chamilo.univ-grenoble-alpes.fr/courses/UGA002885/document/COURS-RF-M1-complet.pdf>



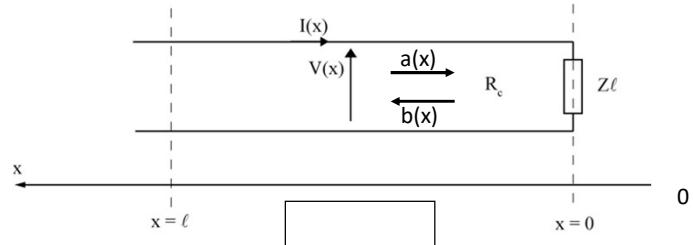
71

Paramètres S : Onde incidente a et onde réfléchie b

Pour une ligne en régime sinuoïdal :

$$V(x) = V_0^+ e^{+\gamma x} + V_0^- e^{-\gamma x}$$

$$I(x) = \frac{V_0^+}{Z_c} e^{+\gamma x} - \frac{V_0^-}{Z_c} e^{-\gamma x}$$



Une onde incidente
Une onde réfléchie

Après normalisation : **onde incidente a(x)** en $W^{1/2}$
onde réfléchie b(x) en $W^{1/2}$

$$a(x) = \frac{V(x) + R_c I(x)}{2 \sqrt{R_c}}$$

$$b(x) = \frac{V(x) - R_c I(x)}{2 \sqrt{R_c}}$$



Avec V(x) et I(x) valeurs efficaces

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

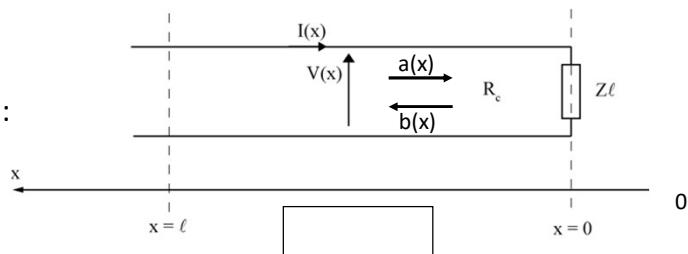
72

72

Paramètres S : Onde incidente a et onde réfléchie b : puissances

Analyse en puissance :

Pour une ligne en régime sinusoïdal :



$$\text{Coefficient de réflexion à l'abscisse } x \quad \Gamma(x) = \frac{b(x)}{a(x)}$$

$$\text{Coefficient de réflexion en puissance} \quad |\Gamma(x)|^2 = |b(x)|^2 / |a(x)|^2$$

$$\text{Puissance transportée par l'onde incidente} \quad |a(x)|^2$$

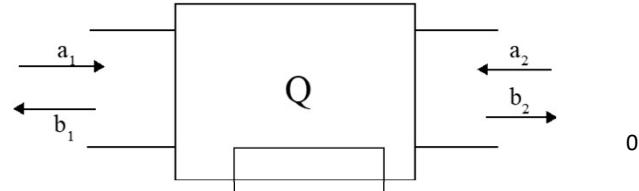
$$\text{Puissance transportée par l'onde réfléchie} \quad |b(x)|^2$$

-> Puissance absorbée par la charge : $|a(x)|^2 - |b(x)|^2$



Paramètres S : matrice S pour un quadripôle

Pour un quadripôle Q :



Les paramètres (S) du quadripôle sont donnés par la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

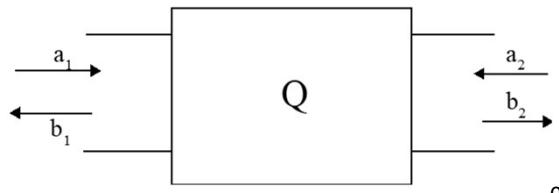
$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = (S) \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$



Paramètres S : matrice S pour un quadripôle

Pour un quadripôle Q :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$



$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

S_{11} est le **coefficient de réflexion** de l'accès 1, lorsque l'accès 2 est adapté

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

S_{22} est le **coefficient de réflexion** de l'accès 2, lorsque l'accès 1 est adapté

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

S_{21} est le **gain** dans le sens 1 -> 2, lorsque l'accès 2 est adapté

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_2=0}$$

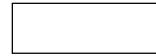
S_{12} est le **gain** dans le sens 2 -> 1, lorsque l'accès 1 est adapté

Paramètres S : Onde incidente a et onde réfléchie b : puissances

Analyse en puissance :

Le gain en puissance dans le sens 1 -> 2 est $\|S_{21}\|^2$

S_{21} correspond à un **gain en tension**, et possède une phase qui représente le déphasage de la tension de sortie par rapport à celle d'entrée



0

$\|S_{21}\|^2$ correspond à un **gain en puissance**, et est un réel positif

$$\|S_{21}\|_{dB} = 20 \log_{10} (\|S_{21}\|) = 10 \log_{10} (\|S_{21}\|^2)$$

Paramètres S : matrice S – lien avec les autres matrices normalisées

Pour un quadripôle Q :

(z) matrice impédance normalisée par rapport à R_c

(y) matrice admittance normalisée par rapport à R_c

I matrice identité

$$\begin{aligned} (S) &= ((I) - (y))((I) + (y))^{-1} \\ (S) &= ((z) - (I))((z) + (I))^{-1} \\ (z) &= ((I) + (S))((I) - (S))^{-1} \\ (y) &= ((I) - (S))((I) + (S))^{-1} \end{aligned}$$

En général, les matrices (S) sont issues de mesures

Et les calculs sont effectués à partir des matrices (z) ou (y)



Paramètres S : Coefficient de réflexion en dB

Pour un quadripôle Q :

$$\|\Gamma\|_{dB} = 20 \log_{10}(\|\Gamma\|) = 10 \log_{10}(\|\Gamma\|^2)$$

Remarques :

$$|\Gamma| \leq 1$$

$$|\Gamma|_{dB} \leq 0$$

Exemple : $S_{11dB} = -10$ dB signifie 90% de la puissance transmise à la charge.

Alors on déduit $S_{21dB} = -0,46$ dB



Paramètres S : Mesure en HF

Problématique :

- Importance de point exact de la mesure
- Impédance d'entrée des appareils de mesures (souvent 50Ω)

→ Mesure de $I(x)$ et $V(x)$ au même point impossible

0

→ Mesure des ondes incidentes et réfléchies en module et phase

→ Mesure des paramètres S à l'analyseur vectoriel de réseau.

→ Attention : nécessite un calibrage.

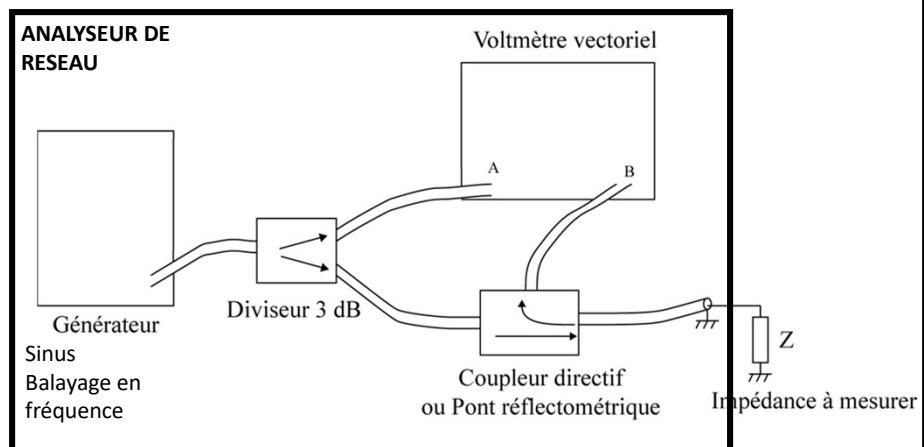


ENSEA

Beyond Engineering

Paramètres S : Mesure de S11 à l'analyseur vectoriel de réseau

Exemple mesure de S11



2 mesures nécessaires : en connectant un court-circuit puis Z l'impédance à mesurer
-> valeur de Γ ou S_{11} en module et phase.

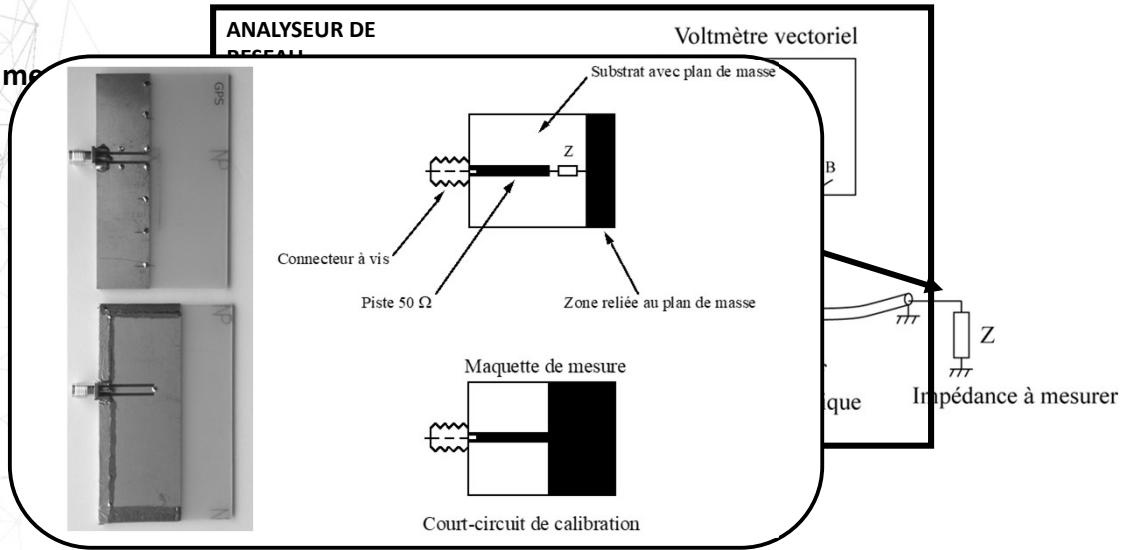


ENSEA

Beyond Engineering

Paramètres S : Mesure de S11 à l'analyseur vectoriel de réseau

Exemple mesure



2 mesures nécessaires : en connectant un court-circuit puis Z l'impédance à mesurer
-> valeur de Γ ou $S11$ en module et phase.

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

81

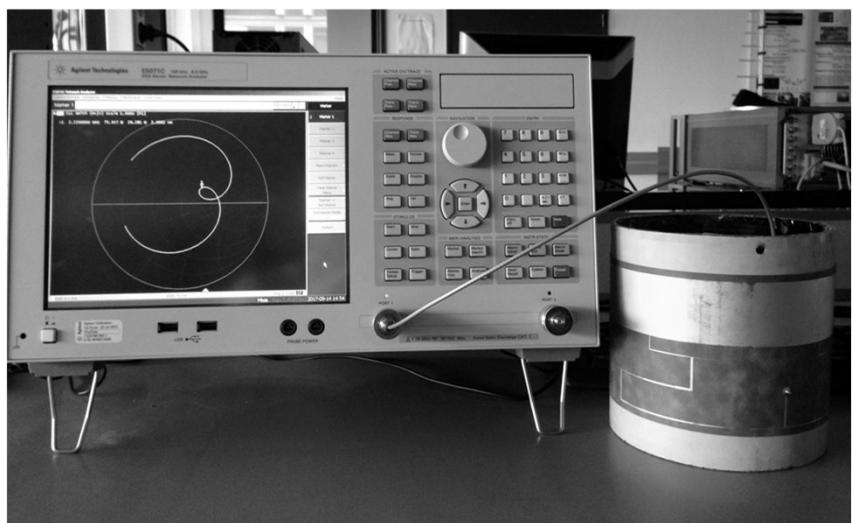
81

Paramètres S : Mesure de S11 à l'analyseur vectoriel de réseau

Exemple mesure de S11

Sur une antenne cylindrique

S11 ou Γ présenté sur un abaque de Smith



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

82

82

Paramètres S : Simulation sous ADS

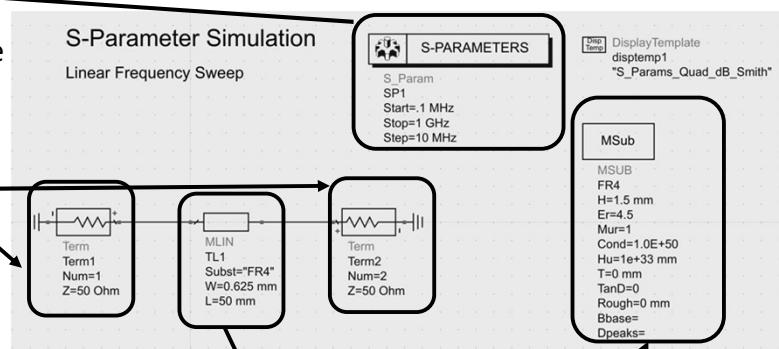
Exemple des paramètres S d'une ligne

Type d'analyse :

entre 1MHz et 1GHz par pas de 10 MHz

Paramètre S

Entre les ports 1 et 2 définis ici



Circuit étudié :

Une ligne de longueur et largeur données sur le substrat FR4 décrit ici

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

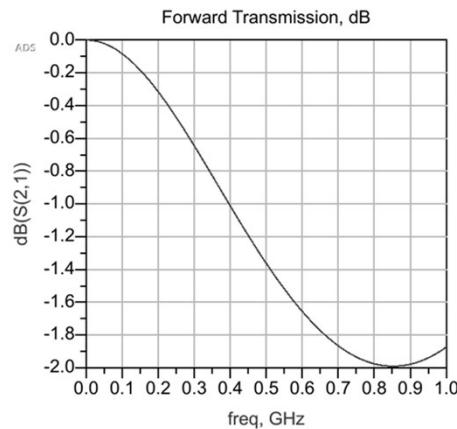
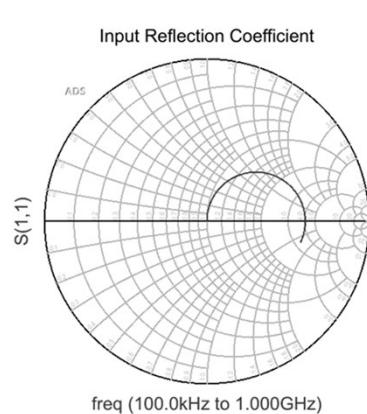
83

83

Paramètres S : Simulation sous ADS

Exemple des paramètres S d'une ligne : résultats

S-Parameters vs. Frequency



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

84

84

Electronique RF : Adaptation d'impédance

Electronique RF : Adaptation d'impédance

https://www.chireux.fr/mp/cours/Polys/5-adaptation_impedance.pdf



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

85

85

Adaptation d'impédance : puissance disponible

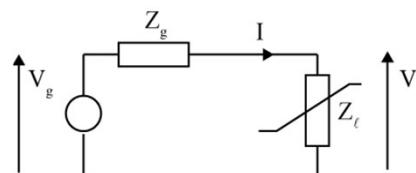
Calcul de puissance disponible :

Pour un générateur de Thévenin (V_g, Z_g) relié à une charge Z_l .

La puissance absorbée par la charge est maximale lorsque $Z_l = Z_g$ *

$$\text{puissance disponible : } P_{\text{disp}} = \frac{V_g^2}{4 \cdot \text{Re}(Z_g)}$$

Condition d'adaptation : $Z_l = Z_g$



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

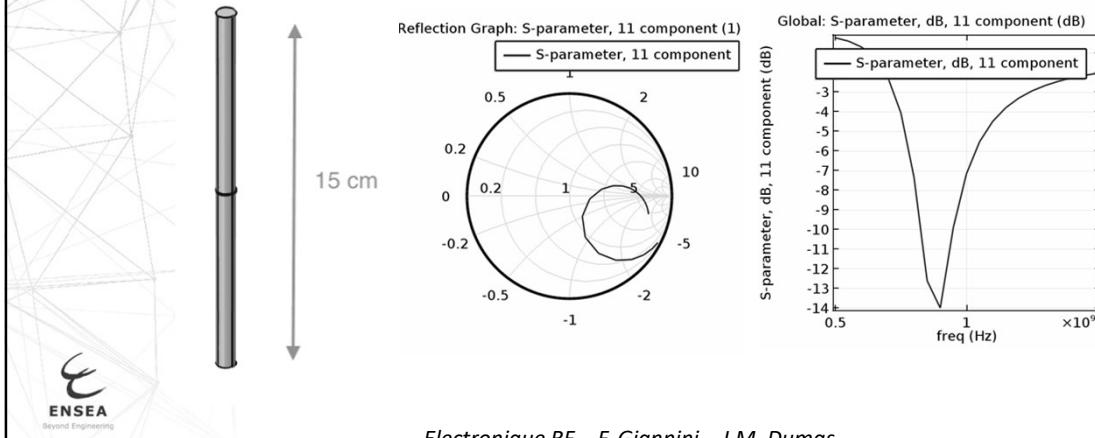
86

86

Adaptation d'impédance : exemple

Exemple sur une antenne simulée :

L'antenne rayonne un maximum d'énergie pour S_{11} minimum donc proche de $f=0,9$ GHz.



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

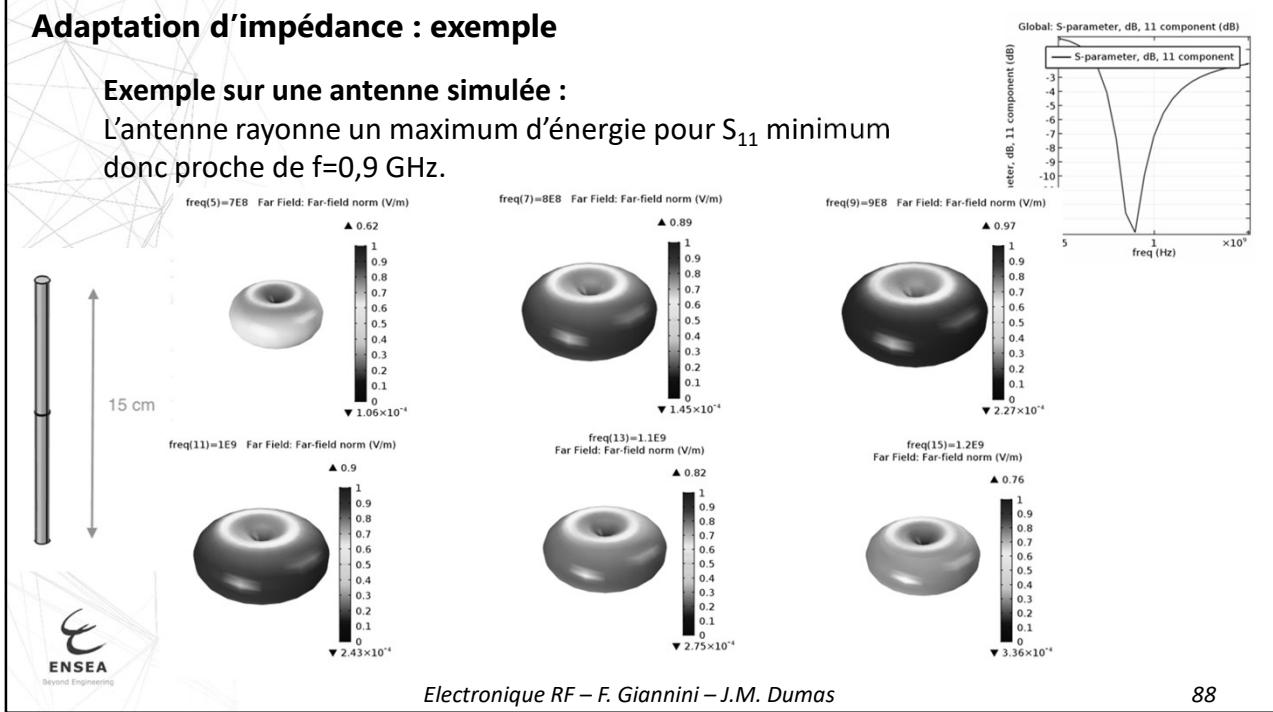
87

87

Adaptation d'impédance : exemple

Exemple sur une antenne simulée :

L'antenne rayonne un maximum d'énergie pour S_{11} minimum donc proche de $f=0,9$ GHz.



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

88

88

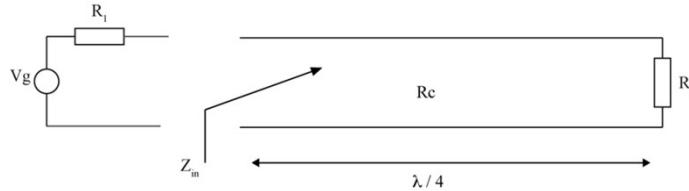
Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 résistances avec une quart d'onde

Objectif : adaptation de la charge résistive R_2 à R_1 à l'aide d'une ligne quart d'onde.

Pour une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique R_c : $\ell = \lambda/4$.

$$\beta x = \beta \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$$

par le calcul



Impédance ramenée (ligne+ R_2) :

$$Z_{in} = \frac{R_2 + j R_c \tan(\beta x)}{1 + j \frac{R_2}{R_c} \tan(\beta x)} = \frac{R_c^2}{R_2}$$

Condition d'adaptation

$$R_c = \sqrt{R_1 R_2}$$

-> impose w/h

en technologie microstrip

-> $\lambda/4$ impose ℓ

-> adaptation à une fréquence donnée.

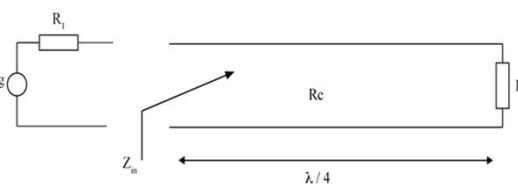


Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 résistances avec une quart d'onde

Objectif : adaptation de la charge résistive R_2 à R_1 à l'aide d'une ligne quart d'onde.

Pour une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique R_c : $\ell = \lambda/4$

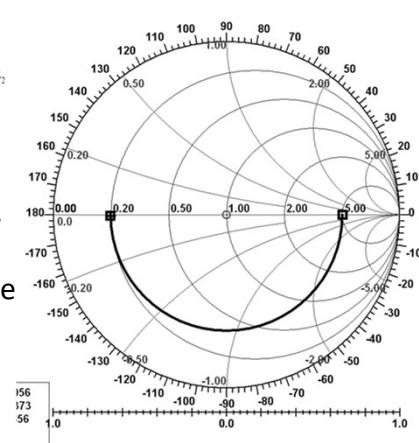
par les abaques



Rappel :

Ligne quart d'onde et abaque / R_c -> inversion d'impédance.

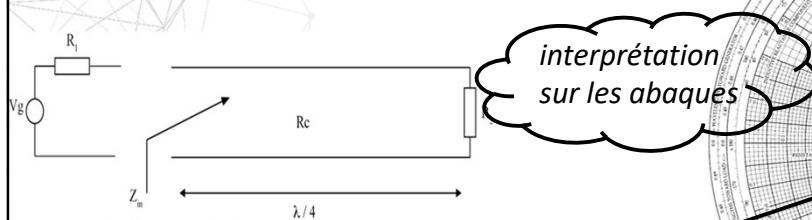
-> Rotation d'un $\frac{1}{2}$ tour sur l'abaque au tour de R_c normalisée



Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 résistances avec une quart d'onde

Objectif : adaptation de la charge résistive R_2 à R_1 à l'aide d'une ligne quart d'onde.

Pour une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique R_c



Condition d'adaptation : $Z_{in} = R_1^*$ $\rightarrow Z_{in}/R_1 = 1$

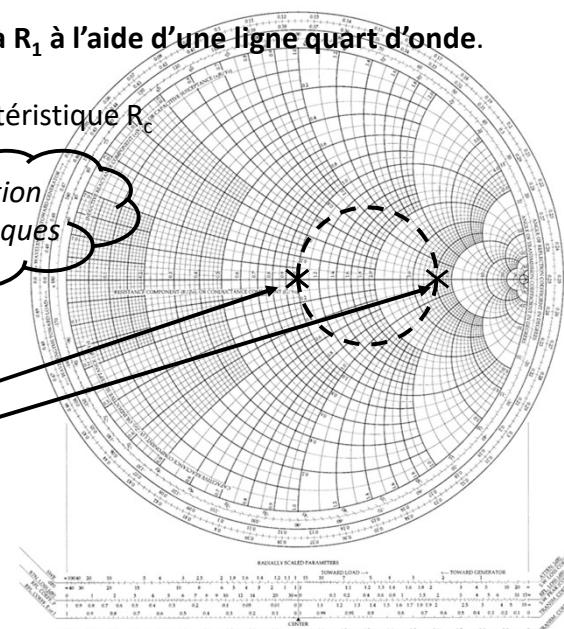
→ Normalisation par rapport à R_1 .

→ On position R_2/R_1 , on en déduit le $\frac{1}{2}$ cercle.



sur l'exemple $R_1 = 75\Omega$, $R_2 = 300\Omega$

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

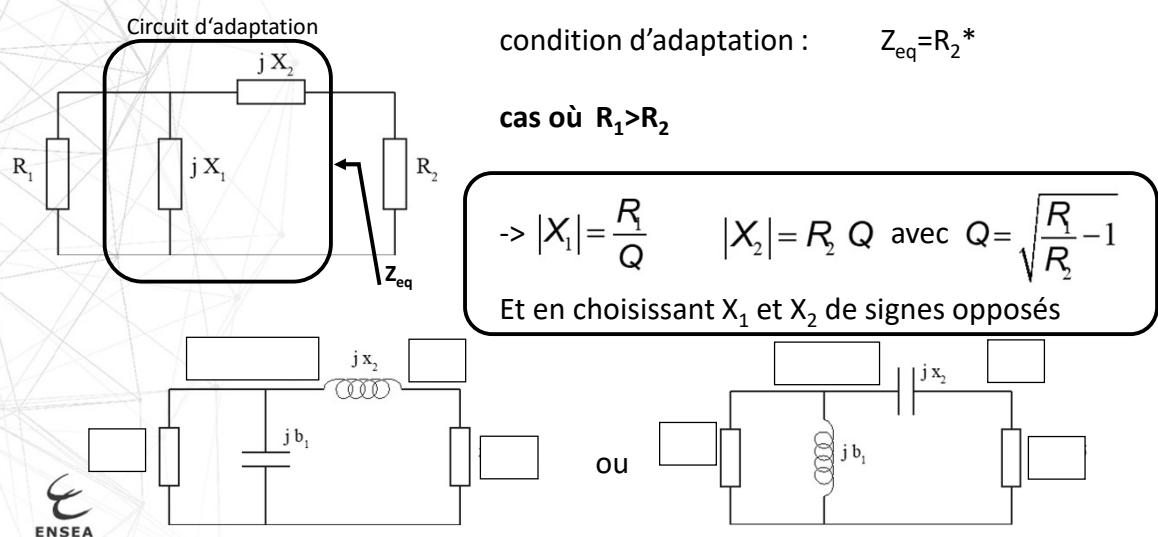


91

91

Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 résistances avec 2 réactances

Objectif : adaptation de la charge résistive R_2 à R_1 à l'aide de 2 réactances.

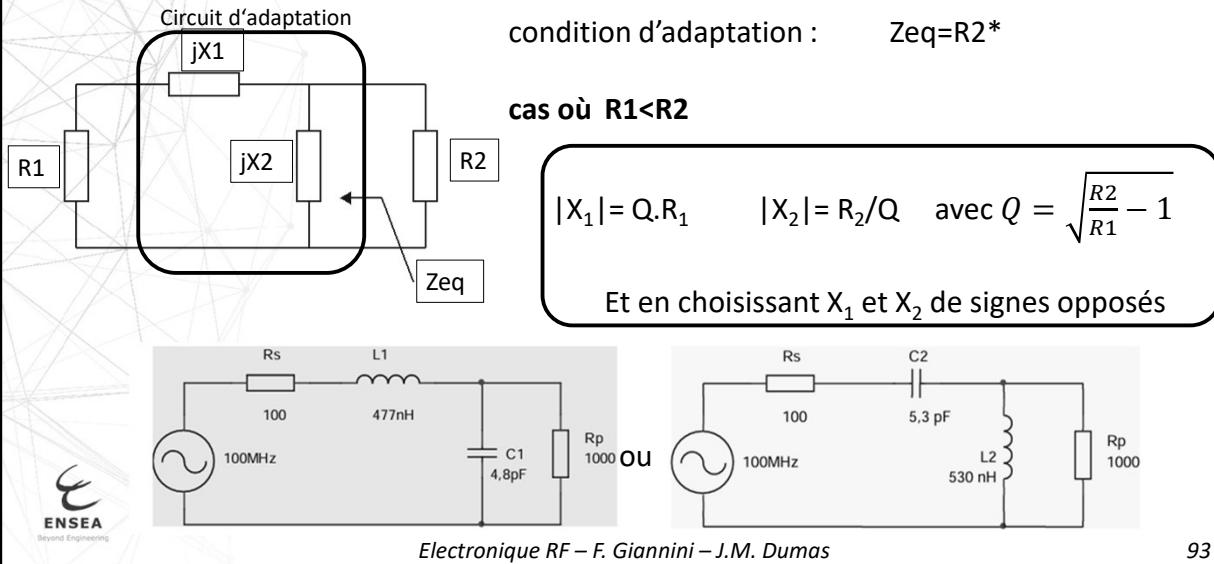


92

92

Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 résistances avec 2 réactances

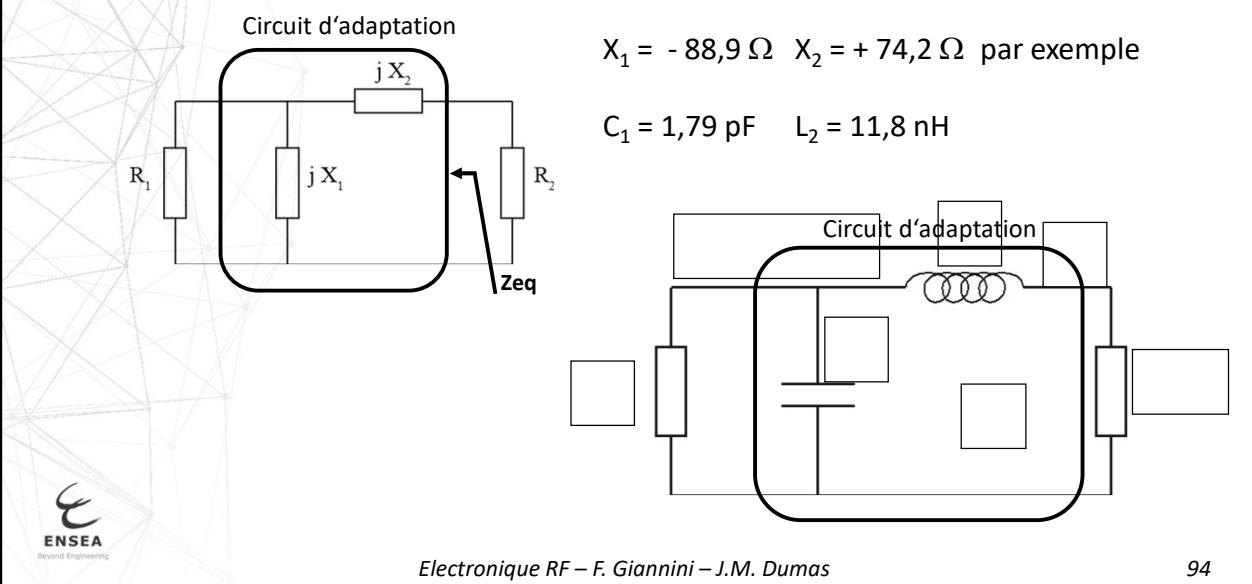
Objectif : adaptation de la charge resistive R_2 à R_1 à l'aide de 2 réactances.



93

Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 résistances avec 2 réactances

Exemple : à 1 GHz, avec $R_1 = 200 \Omega$, et $R_2 = 33 \Omega$:



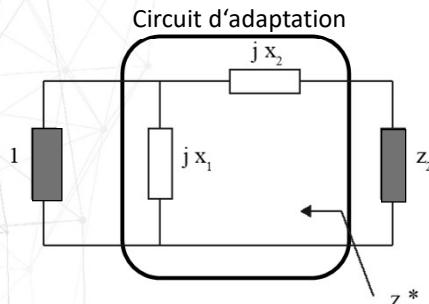
94

Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 IMPEDANCES avec 2 réactances

Objectif : adaptation de la charge quelconque Z_2 à Z_1 quelconque à l'aide de 2 réactances.

Après normalisation de Z_2 par rapport à Z_1

Si $\text{Re}(z_2) < 1$, on utilise le circuit suivant avec :



$$\frac{x_1^2}{1+x_1^2} = \text{Re}(z_2)$$

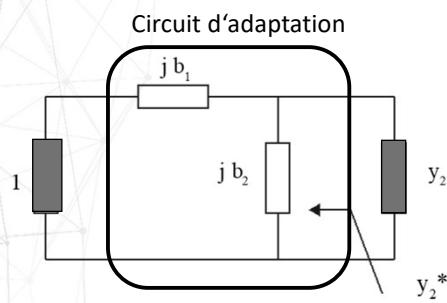
$$x_2 + \frac{x_1}{1+x_1^2} = -\text{Im}(z_2)$$

Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 IMPEDANCES avec 2 réactances

Objectif : adaptation de la charge quelconque Z_2 à Z_1 quelconque à l'aide de 2 réactances.

Après normalisation de Z_2 par rapport à Z_1

Si $\text{Re}(y_2) > 1$, on utilise le circuit suivant avec :



$$\frac{b_1^2}{1+b_1^2} = \text{Re}(y_2)$$

$$b_2 + \frac{b_1}{1+b_1^2} = -\text{Im}(y_2)$$

rappel : $y_2 = 1/z_2$
 $b = \text{imag}(y)$

Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 IMPEDANCES avec 2 réactances

Objectif : adaptation de la charge quelconque Z_2 à Z_1 quelconque à l'aide de 2 réactances.

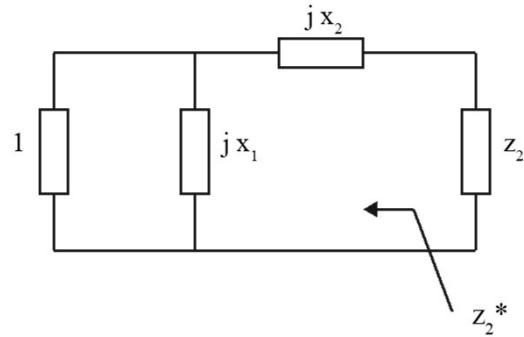
Exemple 1 à 1 GHz, avec $R_1 = 50 \Omega$, et $Z_2 = (25 + j 150) \Omega$:

$$\operatorname{Re}(z_2)=0,5 < 1 \quad \rightarrow \quad \frac{x_1^2}{1+x_1^2} = \operatorname{Re}(z_2) \quad x_2 + \frac{x_1}{1+x_1^2} = -\operatorname{Im}(z_2)$$

$$x_1 = 1 \quad x_2 = -3,5 \\ L_1 = 7,96 \text{ nH} \quad C_2 = 909 \text{ fF}$$

ou :

$$x_1 = -1 \quad x_2 = -2,5 \\ C_1 = 3,18 \text{ pF} \quad C_2 = 1,27 \text{ pF}$$



rappel : $C\omega = -1/(R_1 \cdot x)$ $L\omega = x \cdot R_1$

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

97

97

Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 IMPEDANCES avec 2 réactances

Objectif : adaptation de la charge quelconque Z_2 à Z_1 quelconque à l'aide de 2 réactances.

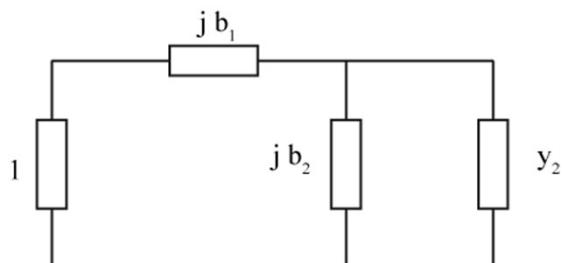
Exemple 2 à 1 GHz, avec $R_1 = 50 \Omega$, et $\gamma_2 = (10 + j 25) \text{ mS}$:

$$\operatorname{Re}(\gamma_2)=0,5 < 1 \quad \rightarrow \quad \frac{b_1^2}{1+b_1^2} = \operatorname{Re}(\gamma_2) \quad b_2 + \frac{b_1}{1+b_1^2} = -\operatorname{Im}(\gamma_2)$$

$$b_1 = 1 \quad b_2 = -1,75 \\ C_1 = 3,18 \text{ pF} \quad L_2 = 4,55 \text{ nH}$$

ou :

$$b_1 = -1 \quad b_2 = -0,75 \\ L_1 = 7,96 \text{ nH} \quad L_2 = 10,6 \text{ nH}$$



rappel : $C\omega = b/R_1$ $L\omega = R_1/b$

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

98

98

Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 IMPEDANCES avec 2 réactances

Objectif : adaptation de la charge quelconque Z_2 à Z_1 quelconque à l'aide de 2 réactances.

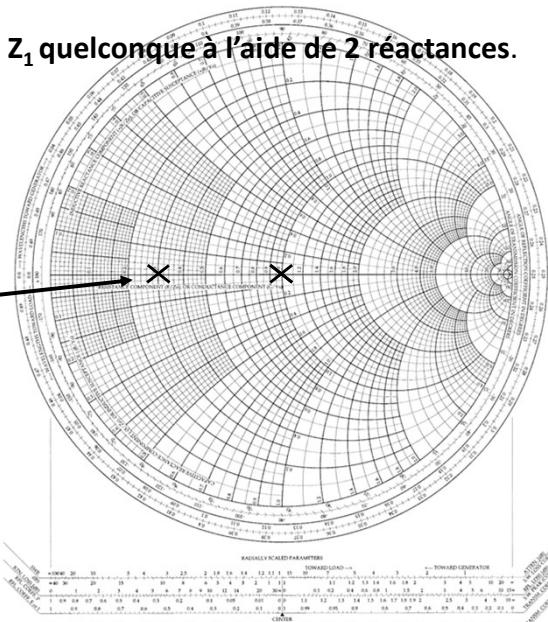
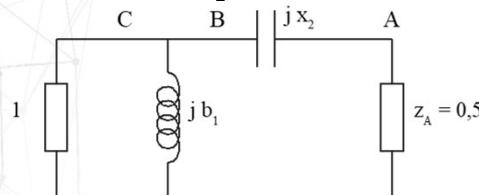


Normalisation de Z_2 par rapport à Z_1 .

Positionnement de z_2 normalisé.

Choix de la structure d'adaptation

Par exemple : Cas où $\text{Re}(z_2) < 1$:



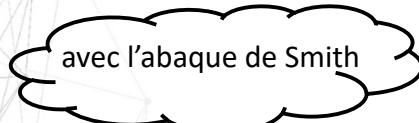
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

99

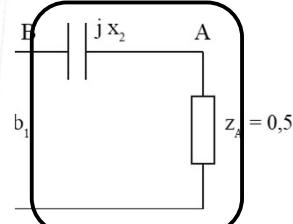
99

Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 IMPEDANCES avec 2 réactances

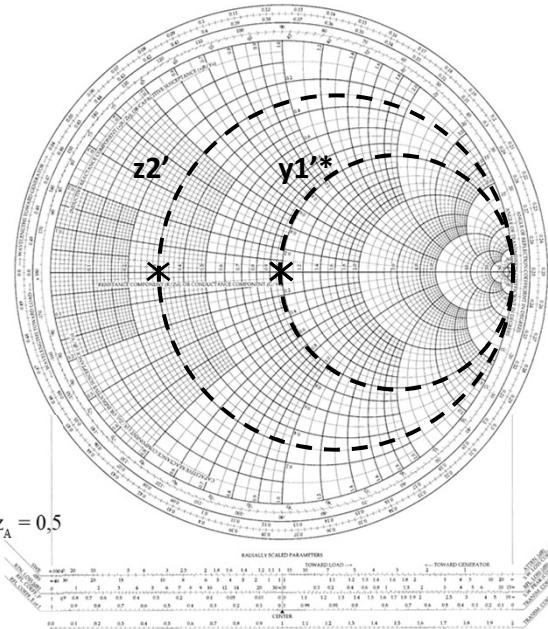
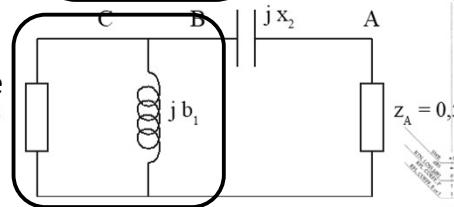
Objectif : adaptation de la charge quelconque Z_2 à



- $\text{Im}(z_2')$ diminue
 $\text{Re}(z_2')$ inchangé



- $\text{Im}(y1'^*)$ varie
 $\text{Re}(y1'^*)$ inchangé



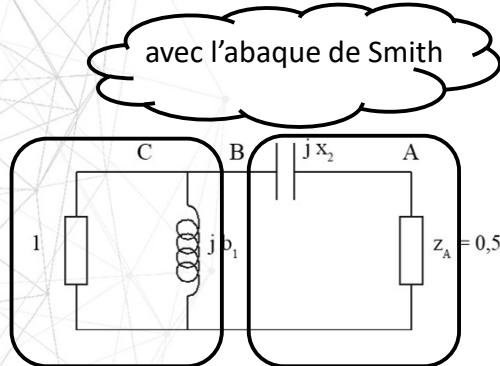
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

100

100

Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 IMPEDANCES avec 2 réactances

Objectif : adaptation de la charge quelconque Z_2



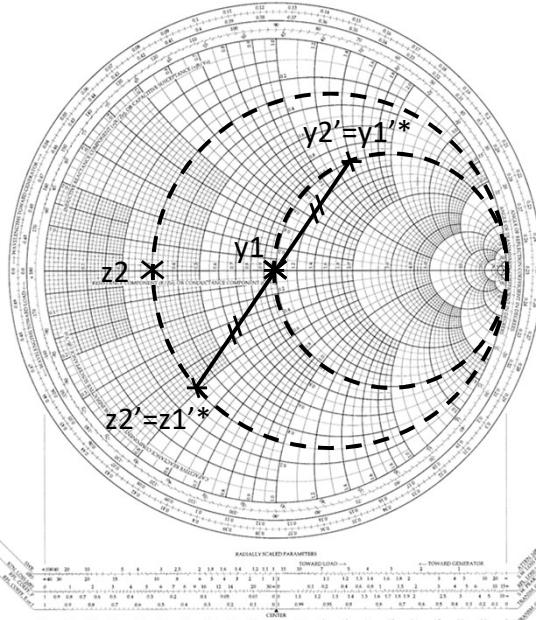
Condition d'adaptation $1/z2=y1^*$



ENSEA
Beyond Engineering

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

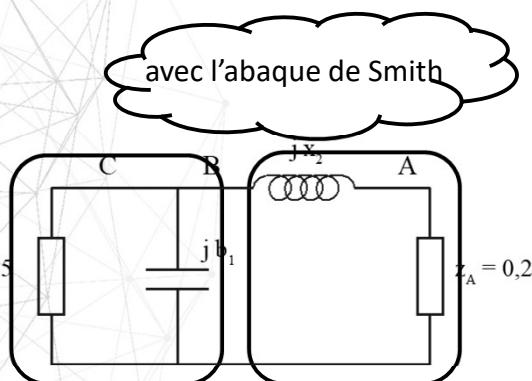
101



101

Adaptation d'impédance : Adaptation de 2 IMPEDANCES avec 2 réactances

Objectif : adaptation de la charge quelconque Z_2 à Z_1 quelconque à l'aide de 2 réactances.



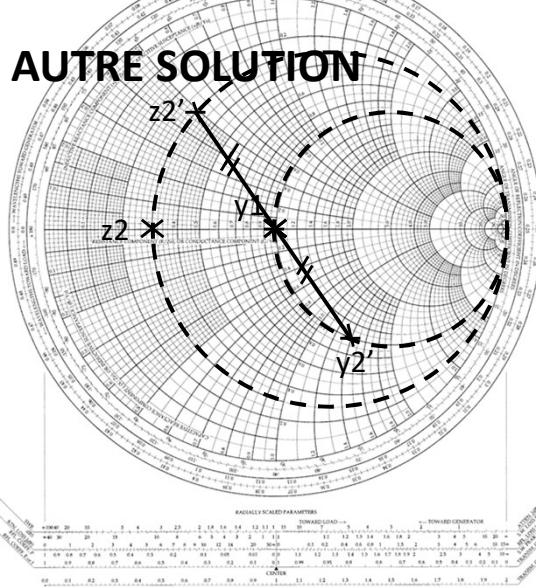
Condition d'adaptation $1/z2=y1^*$



ENSEA
Beyond Engineering

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

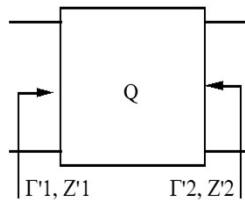
102



102

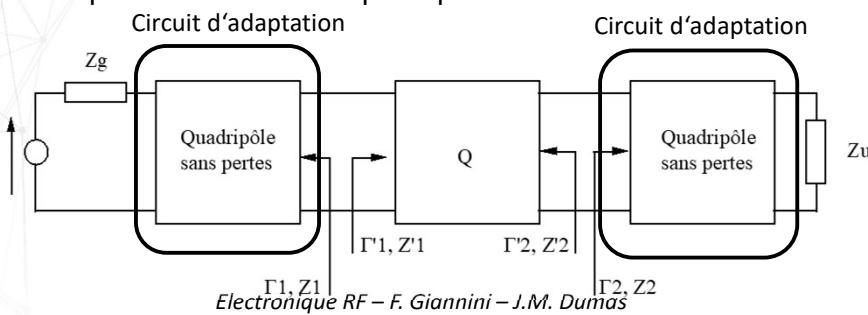
Adaptation d'impédance : Adaptation d'un quadripôle

Objectif : maximiser la puissance transmise vers la charge du quadripôle



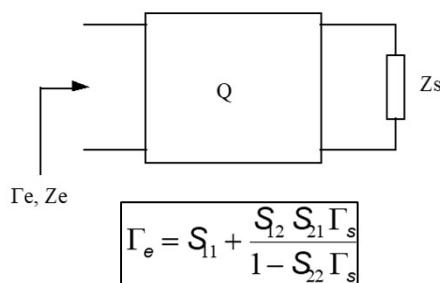
- Adaptation en entrée du quadripôle : entre Z_g et $\Gamma'1'$

- Adaptation en sortie du quadripôle : entre $\Gamma'2'$ et Z_u



Adaptation d'impédance : Adaptation d'un quadripôle

Coefficient de réflexion ramené à l'entrée d'un quadripôle :



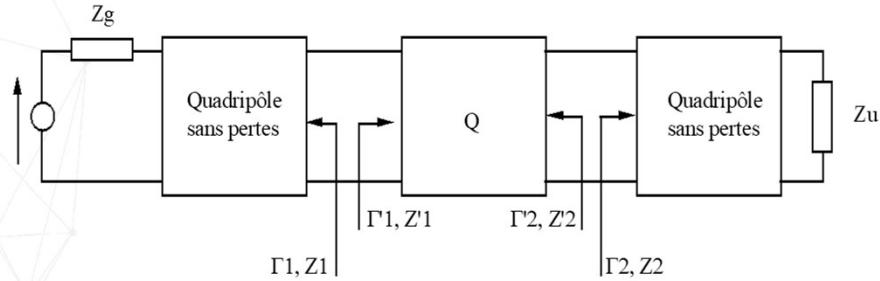
Cas d'un quadripôle unilatéral : $S_{21}=0$

$$\Gamma_e = S_{11}$$

Rq : Aucun quadripôle n'est rigoureusement unilatéral, mais certains d'entre eux peuvent s'en approcher

Adaptation d'impédance : Adaptation d'un quadripôle

Objectif : maximiser la puissance transmise vers la charge du quadripôle

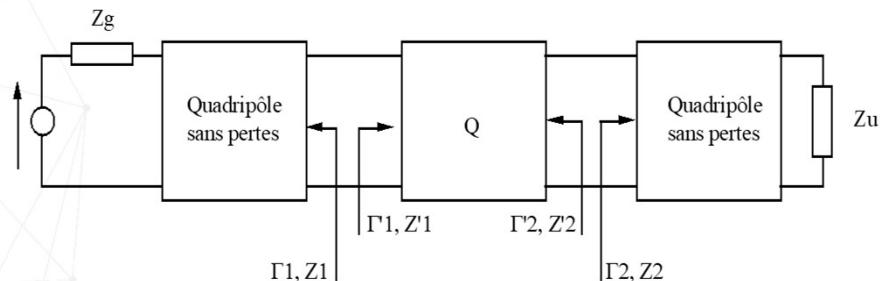


$$\text{- Adaptation en entrée du quadripôle : } \Gamma_1^* = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_2}{1 - \Gamma_2 S_{22}}$$

$$\text{- Adaptation en sortie du quadripôle : } \Gamma_2^* = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_1}{1 - \Gamma_1 S_{11}}$$

Adaptation d'impédance : Adaptation d'un quadripôle

Objectif : maximiser la puissance transmise vers la charge du quadripôle



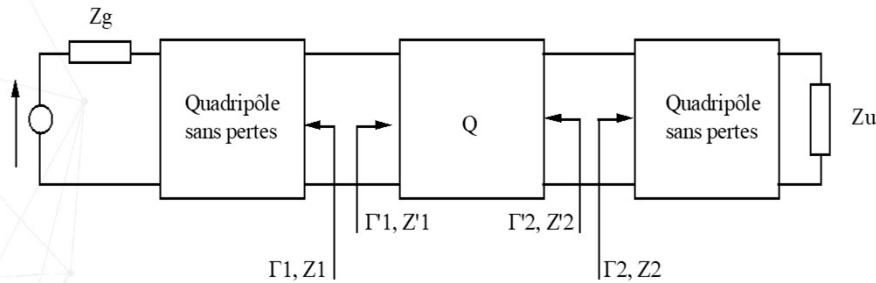
Expression du gain transductible

$$G_T = \frac{\text{Puissance reçue dans } Z_u}{\text{Puissance disponible de } V_g, Z_g}$$

$$G_T = \frac{(1 - \|\Gamma_1\|^2)(1 - \|\Gamma_2\|^2) \|S_{21}\|^2}{\|(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}\|^2}$$

Adaptation d'impédance : Adaptation d'un quadripôle UNILATERAL

Objectif : maximiser la puissance transmise vers la charge du quadripôle



Pour un quadripôle UNILATERAL ,

$$\Gamma_1 = S_{11} *$$

$$\Gamma_2 = S_{22} *$$

$$G_{T_{\max}} = \frac{\|S_{21}\|^2}{(1 - \|S_{11}\|^2)(1 - \|S_{22}\|^2)}$$

La valeur de max de G_T ne dépend que des caractéristiques intrinsèques du quadripôle



Electronique RF : Composants en RF

Electronique RF : Composants en RF

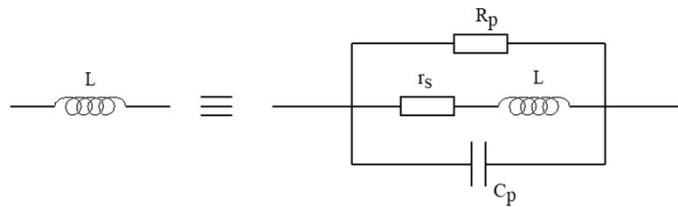
https://fr.wikipedia.org/wiki/Antenne_dipolaire
<https://www.leradioscope.fr/les-antennes/dipoles-demi-ondes#:~:text=Le%20dip%C3%A9ole%20en%20tant%20qu,en%20polarisation%20verticale%20et%20omnidirectionnel.>
<https://www.leradioamateur.com/antenne-dipole.html>



Composants en RF : Défauts des composants passifs

Pour une bobine réelle :

Schéma équivalent :



Avec (ordres de grandeur) :

C_p de 0.1 pF à 10 pF selon la taille du boîtier

r_s de 0.1 Ω à 10 Ω selon le modèle

$$R_p \approx (10 - 50) \sqrt{\frac{L}{C_p}}$$

*Mais tout dépend de la technologie utilisée,
et le mieux est de se référer à la notice constructeur*

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

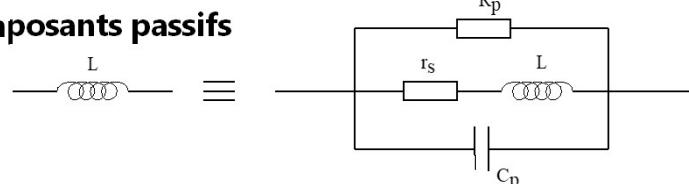
109

109

Composants en RF : Défauts des composants passifs

Pour une bobine réelle :

Exemple de documentation constructeur



SPECIFICATIONS



Q vs Frequency



L vs Frequency



Current Derating



Dimensions

SRF : Self Resonant Frequency



Tape and reel specifications



S-Parameters



SPICE models



3D model

$$SRF = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC_p}}$$

Part number ¹ <small>Click for samples</small>	Inductance ² (nH)	Percent tolerance ³	Q min ⁴	SRF min ⁵ (GHz)	DCR max ⁶ (Ohms)	Irms ⁷ (A)	Color code
0805HQ-2N5XJL_	2.5 @ 250MHz	5	80 @ 1500 MHz	10.30	0.020	1.6	Black
0805HQ-5N6XJL_	5.6 @ 250MHz	5	98 @ 1500 MHz	6.10	0.035	1.6	Brown
0805HQ-6N2XJL_	6.2 @ 250MHz	5	88 @ 1000 MHz	4.75	0.035	1.6	Red
0805HQ-12NXJL_	12 @ 250 MHz	5,2	80 @ 1000 MHz	3.00	0.045	1.6	Orange
0805HQ-16NX_L_	16 @ 250 MHz	5,2	72 @ 500 MHz	2.95	0.060	1.5	Yellow
0805HQ-18NX_L_	18 @ 250 MHz	5,2	75 @ 500 MHz	2.55	0.060	1.4	Green
0805HQ-20NX_L_	20 @ 250 MHz	5,2	70 @ 500 MHz	2.05	0.055	1.4	Blue
0805HQ-27NX_L_	27 @ 250 MHz	5,2	75 @ 500 MHz	2.00	0.070	1.3	Violet
0805HQ-30NX_L_	30 @ 250 MHz	5,2	65 @ 500 MHz	1.95	0.095	1.2	Gray
0805HQ-39NX_L_	39 @ 250 MHz	5,2	65 @ 500 MHz	1.60	0.110	1.1	White
0805HQ-48NX_L_	48 @ 200 MHz	5,2	65 @ 500 MHz	1.40	0.095	1.2	Black
0805HQ-51NX_L_	51 @ 200 MHz	5,2	65 @ 500 MHz	1.40	0.120	1.0	Brown

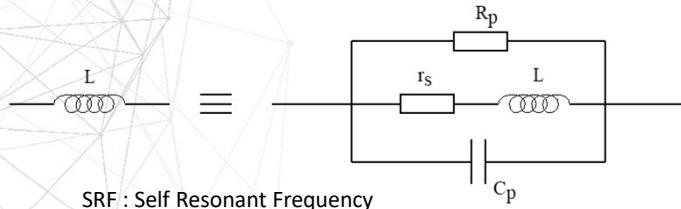
$$Q = \frac{R_p}{L \omega_0}$$

$$R_{DC} = r_s$$

Composants en RF : Défauts des composants passifs

Pour une bobine réelle :

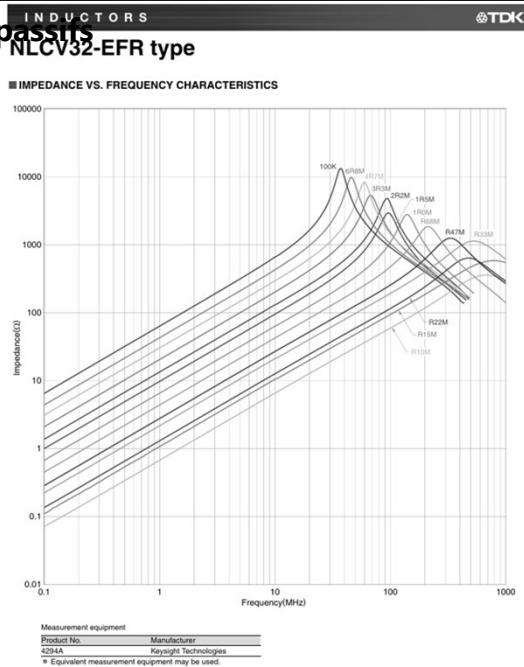
Exemple de documentation constructeur



$$SRF = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_p}}$$

$$Q = \frac{R_p}{L\omega_0}$$

$$R_{DC} = r_s$$



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

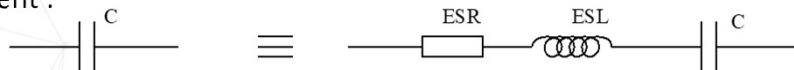
111

111

Composants en RF : Défauts des composants passifs

Pour un condensateur réel :

Schéma équivalent :



SRF = Self Resonant Frequency

$$SRF = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C}}$$

ESL (L_s) : Equivalent Serie Inductor, de 0.5 nH à 50 nH selon la technologie

ESR : Equivalent Serie Resistor, de 0.1 Ω à 10 Ω



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

112

112

Composants en RF : Défauts des composants passifs

Pour un condensateur réel :

SERIES RESONANCE CHART

Typical Series Resonant Frequency (Series Mounted)

SRF = Self Resonant Frequency

$$SRF = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C}}$$

RF CHARACTERISTICS - L-SERIES

ESR vs Frequency: 0201/R05L

Q vs Frequency: 0201/R05L

ENSEA Beyond Engineers

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

113

113

Composants en RF : Défauts des composants passifs

Intérêt de capacités en parallèle (découplage d'alimentation) :

Influence de la taille du boîtier

Impedance falls due to C

Resonance creates a minimum impedance

Impedance rises due to ESL

Influence de la valeur de capacité

Red, green, and blue lines are 3 separate capacitors. Yellow is their parallel combination.

Package	ESL (pH)
0201	400
0402	550
0603	700
0805	800
1206	1250
0612	63

25,4 mm

25,4 mm

RF – F. Giannini – J.M. Dumas

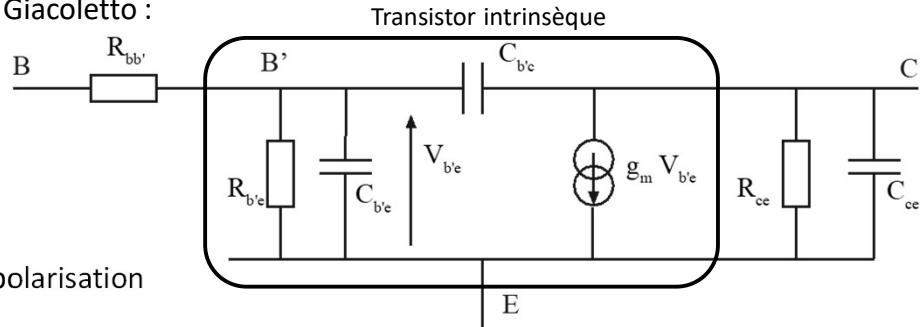
114

114

Composants en RF : Défauts des composants actifs

Pour un transistor bipolaire réel :

Schéma équivalent de Giacoletto :



- dépend du point de polarisation

$$g_m = \frac{I_{C0}}{V_T}$$

Transconductance

$$R_{b'e} = \beta \frac{V_T}{I_{C0}}$$

$$C_{b'e} = \frac{t_T I_{C0}}{V_T}$$

Capacité de stockage BE

$$C_{b'c} = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 + \frac{|V_{C0}|}{V_\Phi}}}$$

Capacité de transition BC

 ENSEA
Beyond Engineering

Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

115

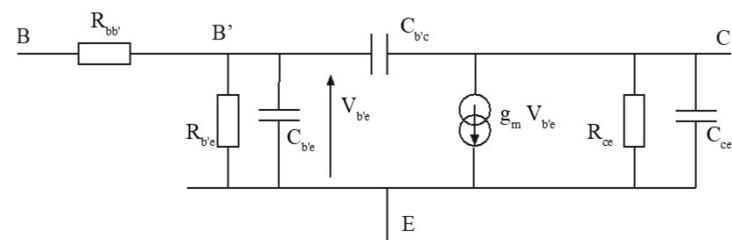
115

Composants en RF : Défauts des composants actifs

Pour un transistor bipolaire réel : limite en fréquence

Le gain en courant h_{21} est donné par :

$$h_{21}(j\omega) = \frac{\beta}{1 + j R_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c}) \omega}$$



$$\text{Fréquence de coupure de « } \beta \text{ »: } \omega_\beta = \frac{1}{R_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})}$$

Fréquence de transition : telle que $\|h_{21}(j\omega)\| = 1$

$$f_T \approx \beta f_\beta = \frac{\beta}{2\pi R_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})}$$

 ENSEA
Beyond Engineering

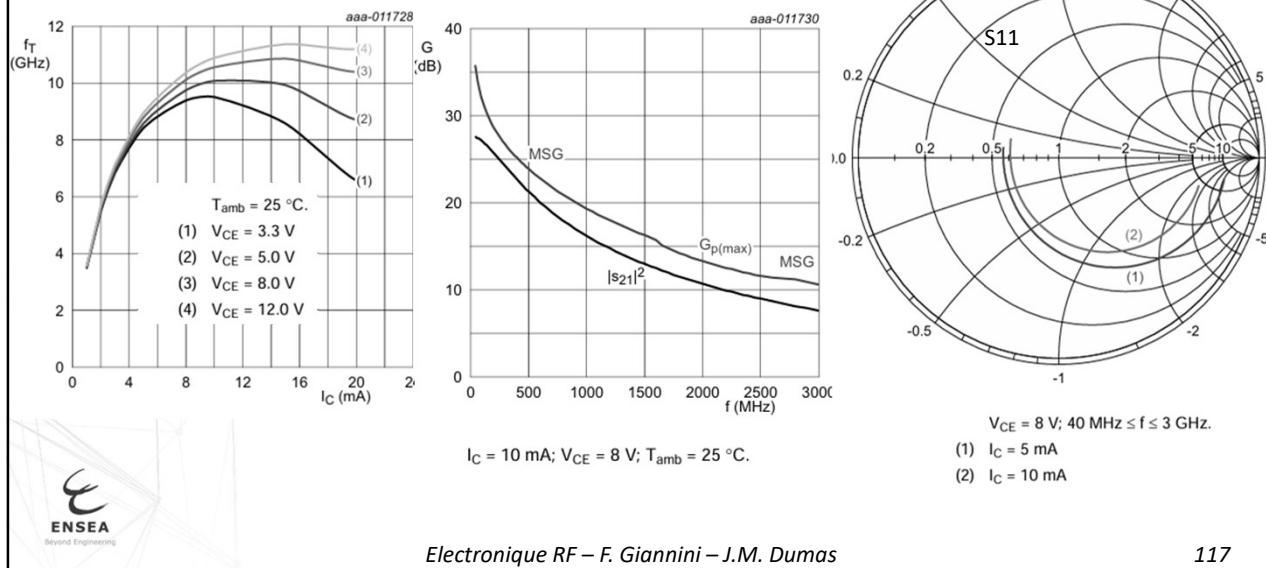
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

116

116

Composants en RF : Défauts des composants actifs

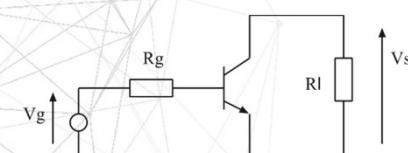
Pour un transistor bipolaire réel :
exemple données constructeurs BFU 520Y - NXP



117

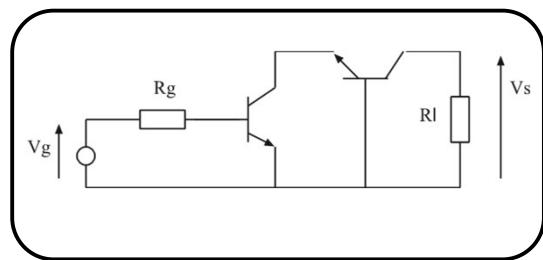
Composants en RF : Défauts des composants actifs

Pour un transistor bipolaire réel :
Montage classique à 1 transistor



produit Gain x Bande quasi constant

Montage cascode



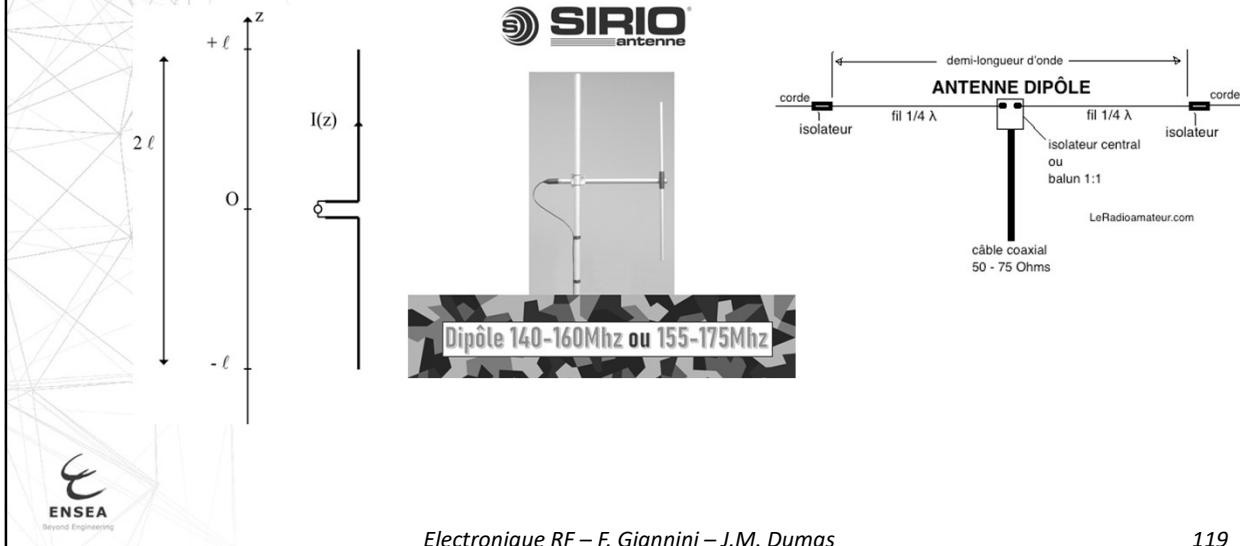
fréquence de coupure plus élevée



118

Composants en RF : Les antennes type dipôle

Un signal électrique est appliqué sur un fil de longueur 2ℓ selon le montage :



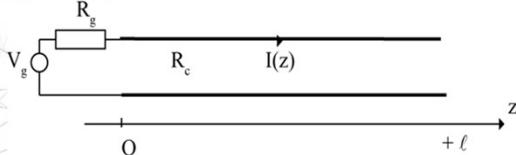
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

119

119

Composants en RF : Les antennes type dipôle

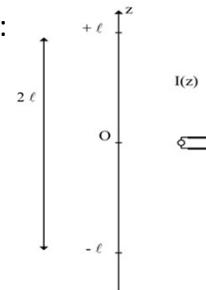
Calcul du courant sur le fil avec le modèle de la ligne sans pertes équivalente :



pour $\omega\ell/v = \pi/2$ ou $3.\pi/2$ ou $5.\pi/2$...

$$Z(\ell)=\text{infini} \rightarrow I(\ell)=0$$

→ inverseur d'impédance : $Z(0)=0 \rightarrow V(0)=0$



Longueur totale de l'antenne : $2\ell = \frac{\lambda}{2}, 3\frac{\lambda}{2}, 5\frac{\lambda}{2}, \dots$

→ Cas le plus courant : $2\ell = \lambda/2$

on parle de **dipôle demi-onde**



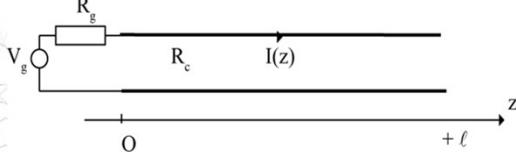
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

120

120

Composants en RF : Les antennes type dipôle

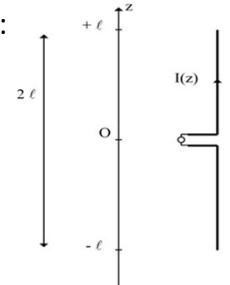
Calcul du courant sur le fil avec le modèle de la ligne sans pertes équivalente :



pour $\omega l/v = \pi/2$ ou $3\pi/2$ ou $5\pi/2$...

$$Z(l)=\text{infini} \rightarrow I(l)=0$$

→ inverseur d'impédance : $Z(0)=0 \rightarrow V(0)=0$



Longueur totale de l'antenne : $2l = \frac{\lambda}{2}, 3\frac{\lambda}{2}, 5\frac{\lambda}{2}, \dots$

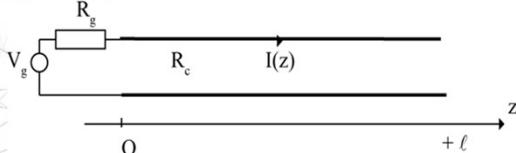
→ Cas le plus courant : $2l = \lambda/2$

on parle de **dipôle demi-onde**



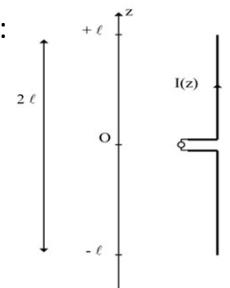
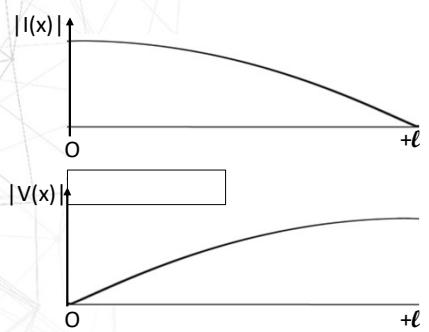
Composants en RF : Les antennes type dipôle

Calcul du courant sur le fil avec le modèle de la ligne sans pertes équivalente :



$$Z(l)=\text{infini} \rightarrow I(l)=0$$

$$Z(0)=0 \rightarrow V(0)=0$$

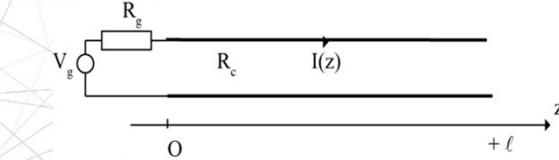


champ magnétique + champ électrique



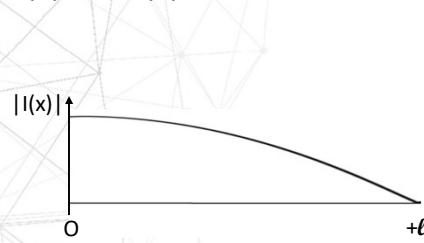
Composants en RF : Les antennes type dipôle

Calcul du courant sur le fil avec le modèle de la ligne sans pertes équivalente :



$$Z(l) = \text{infini} \rightarrow I(l) = 0$$

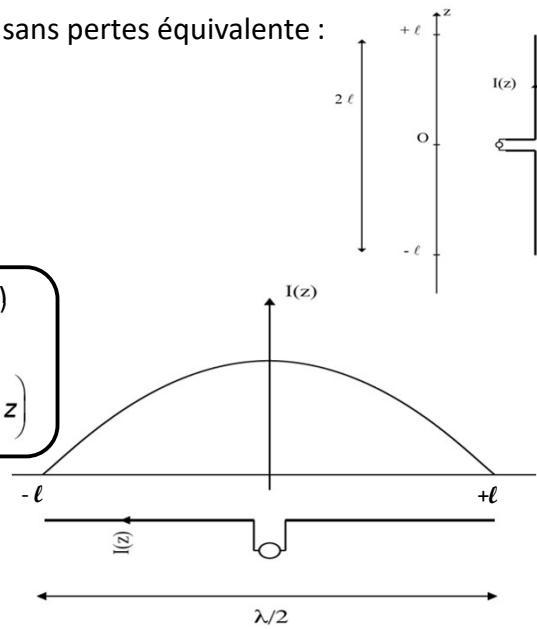
$$Z(0) = 0 \rightarrow V(0) = 0$$



Expression de $I(z)$

Pour $|z| \leq \frac{\lambda}{4}$:

$$I(z) = I(0) \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} z\right)$$



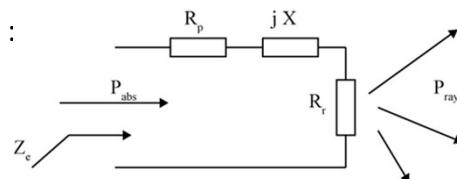
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

123

123

Composants en RF : Les antennes type dipôle

Schéma électrique équivalent à l'entrée de l'antenne :



R_p résistance de pertes (effet Joule) de l'antenne.

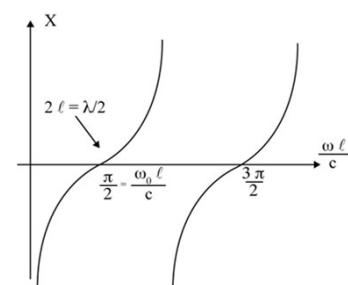
X est la réactance du dipôle (>0 ou <0) .

A la fréquence d'accord, X = 0.

R_r : résistance de rayonnement :
$$R_r = \frac{P_{ray}}{I_{eff}^2}$$

$R_r = 73 \Omega$ pour une antenne dipôle en espace libre.

Puissance rayonnée P_{ray} maximale quand il y a **adaptation entre l'antenne et le générateur**.



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

124

124



Composants en RF : Les antennes type dipôle

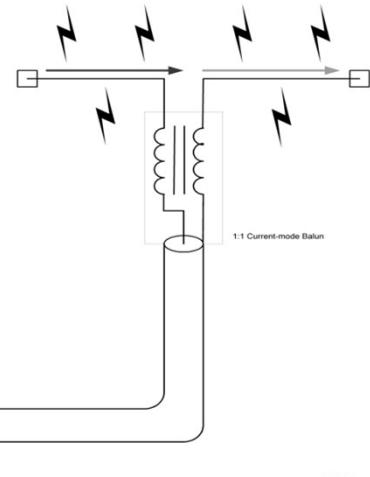
Alimentation de l'antenne en pratique : le balun

- Position : entre l'antenne dipôle et le câble coaxial ou la ligne d'alimentation(PCB)

- Principe : Transformateur à point-milieu

- Utilité : – Assure des courants de même intensité et opposé.

- Adaptation d'impédance (m)



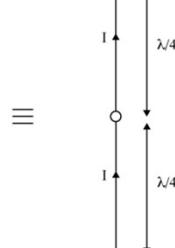
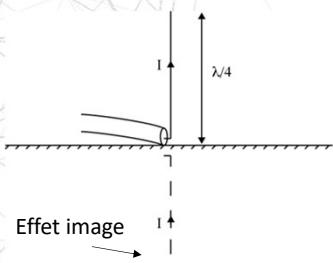
Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

125

125

Composants en RF : Les antennes type dipôle ou presque

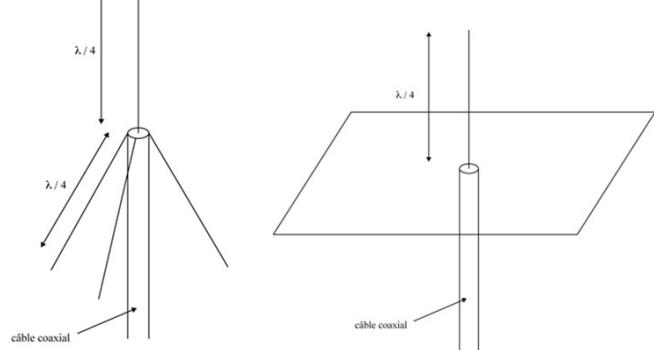
Dipôle quart d'onde :



Résistance de rayonnement : $R_r = 37,5 \Omega$

Réalisation :

3 brins à la masse ou plan de masse



Electronique RF – F. Giannini – J.M. Dumas

126

126