

Avril 1987

INT 128/87

ETUDE DE LA TRANSMISSION D'ENERGIE
SUR LES ANTIENNES ALFVEN DE TCA

G. Besson

INTRODUCTION

Ce rapport a pour but de décrire le système de transmission de l'énergie entre la sortie d'AFCO et les antennes de TCA.

L'étude du cas idéal où l'on fait abstraction des caractéristiques de la ligne de transmission entre l'armoire d'accord et l'antenne, et du cas réel avec la totalité des éléments du système nous permettra de chiffrer les valeurs du courant d'antenne ainsi que les valeurs de la résistance d'antenne (avec et sans plasma).

La partie qui nous intéresse plus particulièrement est le circuit oscillant formé par le système capacité d'accord - câbles - antenne. Les caractéristiques de cette partie nous sont données par le système de mesure.

Remarque :

Les variables soulignées représentent des variables complexes.

- 1) Description du circuit d'excitation et de mesure d'une antenne Alfvén sur TCA
- 2) Discussion sur le passage de l'énergie entre le plasma et la sortie d'AFCO
 - 2.1) Bilan des pertes du système de transmission
- 3) Equations et caractéristiques de la ligne de transmission entre l'antenne et l'armoire d'accord
 - 3.1) Equations des lignes
 - 3.2) Constante de propagation pour une ligne à faible perte
 - 3.3) Transformation d'une ligne symétrique en ligne asymétrique
 - 3.4) Calcul des caractéristiques de la ligne
- 4) Transmission d'énergie par une ligne
 - 4.1) Transfert de puissance entre une source et une charge par une ligne
- 5) Calculs du circuit oscillant
- 6) Caractéristiques de l'antenne
 - 6.1) Mesure résonnante antenne-câbles
 - 6.2) Calcul d'une impédance de la ligne chargée par Z_a à 2.5MHz avec 3 méthodes
- 7) Armoire d'accord
- 8) Circuit parallèle
- 9) Circuit de mesures
- 10) Calcul de la puissance transmise à l'antenne
 - 10.1) Etude numérique
 - 10.2) Tableau comparatif
- 11) Conclusion
- 12) Bibliographies
- 13) Annexes

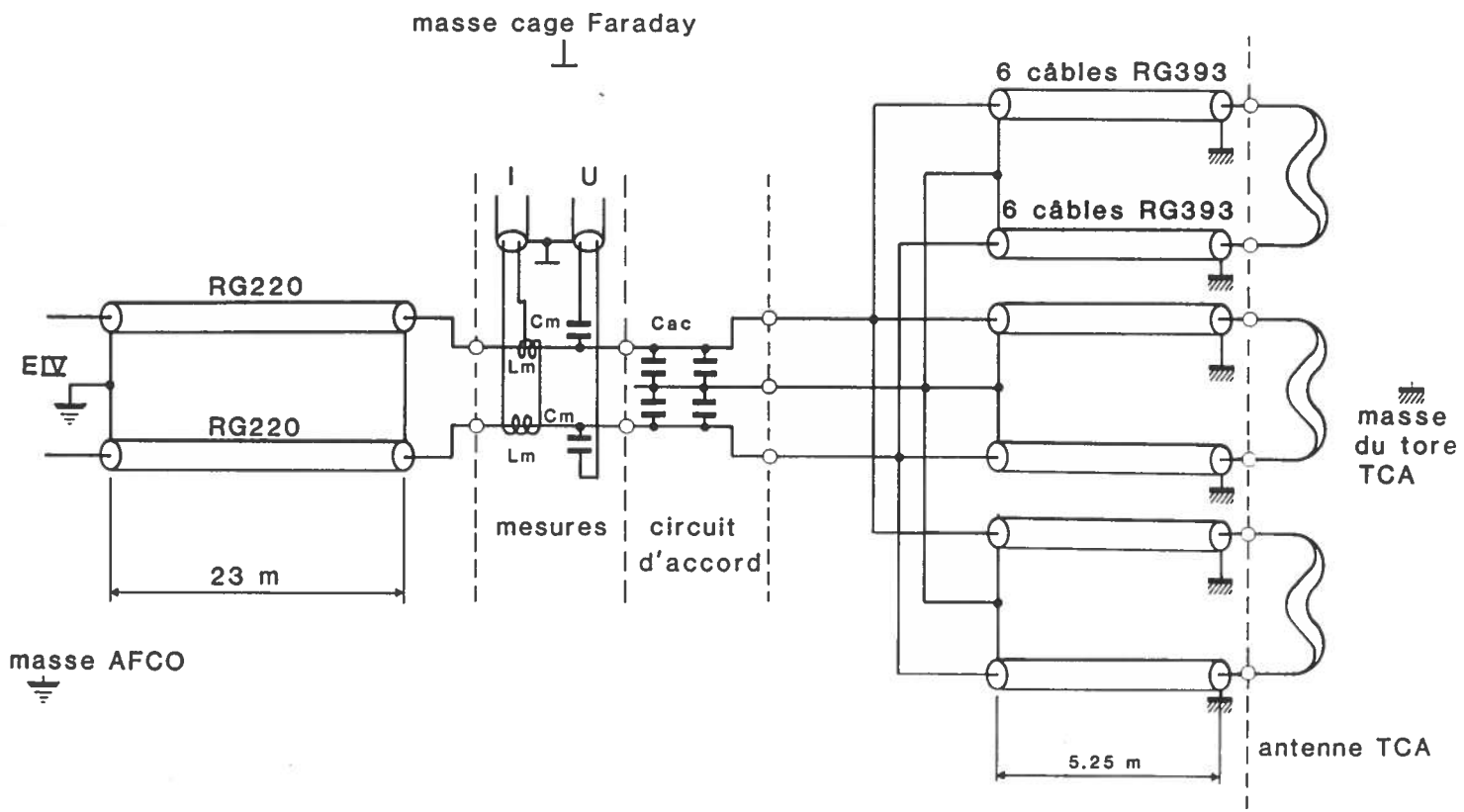
1) DESCRIPTION DU CIRCUIT D'EXCITATION ET DE MESURE D'UNE ANTENNE ALFVEN SUR TCA

L'énergie de chaque étage final (E IV) est conduite au système de mesure puis au circuit d'accord par une ligne symétrique d'impédance caractéristique de 100Ω (2 câbles parallèles $50\Omega \pm 2\Omega$ RG220/U) d'une longueur de 23 m. Cette longueur est le quart d'une longueur d'onde pour une fréquence de 2.159 MHz.

Le système de mesure nous donne la dérivée de la tension v et la dérivée du courant i . En effet, la mesure de v se fait symétriquement par deux condensateurs C_m (27pF) connectés à un câble BNO de $Z_c = 78\Omega$. La mesure de i est donnée par deux sondes de Rogowski dérivatrice L_m (R charge $\gg L \cdot \omega$ sonde) connectées à un câble BNO. Pour plus de détail, voir §9.

Le circuit d'accord est formé de condensateurs, groupés ceux-ci donnent la valeur C_{ac} . Finalement, l'énergie est transmise à 3 groupes de barres formant l'ensemble appelé antenne, par une ligne symétrique d'impédance caractéristique de 5.556Ω (2x18 câbles parallèles $50\Omega \pm 2\Omega$ RG393/U) (Fig. 1).

Ce système est multiplié par 8, 4 antennes sont disposées à 90° dans le haut de la chambre à vide et 4 antennes dans le bas (Fig. 2).



Circuit d'excitation d'une antenne Alfvén sur TCA

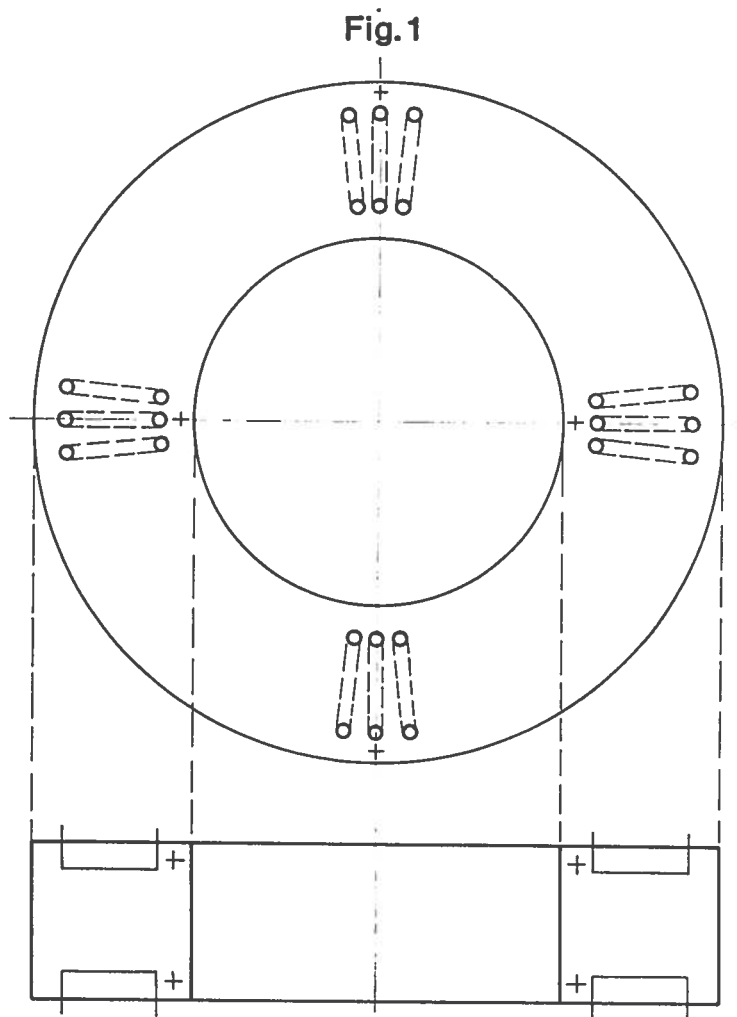


Fig. 2 Antennae arrangement
+ phase connection for the $n=2, |m|=1$ mode

2) DISCUSSION SUR LE PASSAGE DE L'ENERGIE ENTRE LE PLASMA ET LA SORTIE D'AFCCO

L'antenne possédant une self L_a et une résistance R_a , ces impédances sont regroupées pour former Z_a .

La ligne entre l'armoire d'accord et l'antenne permet la transmission de l'énergie avec un minimum de pertes (grand nombre de câbles) et la transformation de Z_a en Z_{at} .

Cette impédance Z_{at} combinée avec les capacités d'accord d'impédance Z_{ac} forment un circuit oscillant parallèle.

Ce circuit oscillant, possède une impédance de résonnance Z_r , et est relié à la ligne symétrique 100Ω .

Ceci nous donne la condition d'une transmission d'énergie maximum au circuit oscillant si Z_r est 100Ω résistif, et que l'impédance de sortie de l'étage final soit aussi 100Ω .

Cette impédance résistive Z_r est donnée par les pertes combinées du circuit parallèle et dans le cas avec le plasma, les pertes dues au plasma ou à l'énergie absorbée par le plasma.

2.1 Bilan des pertes du système de transmission

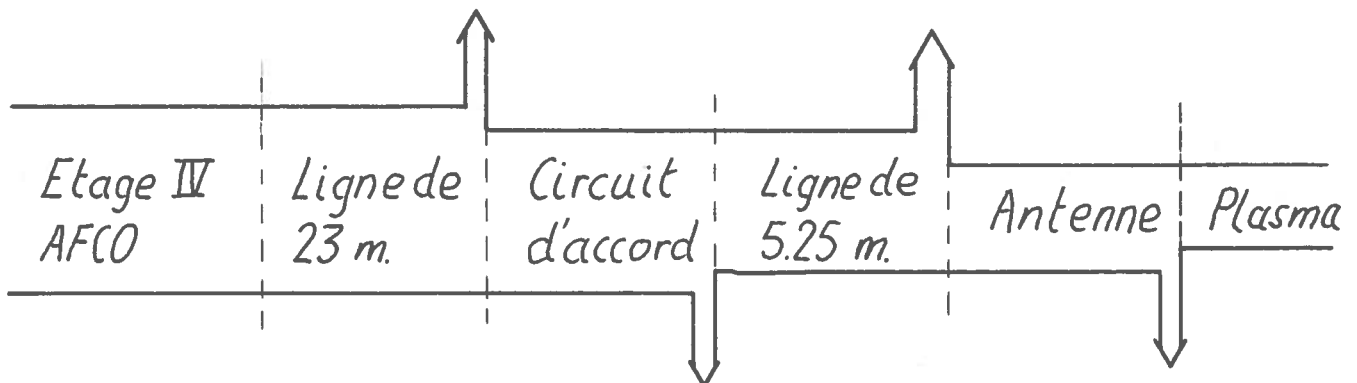


Fig. 3

3) LIGNE DE TRANSMISSION ENTRE L'ANTENNE ET L'ARMOIRE D'ACCORD

Etude des équations complètes et simplifiées qui permettent de trouver une impédance transformée par une ligne.

Après quoi une courte discussion permettant de comprendre la transformation d'une ligne symétrique en ligne asymétrique avec un exemple.

A la fin, nous donnerons les caractéristiques du câble employé dans cette ligne ainsi qu'un modèle simplifié en T de la ligne entre l'antenne et l'armoire d'accord.

3.1 Equations des lignes.

Schéma équivalent d'un segment dx d'un câble blindé

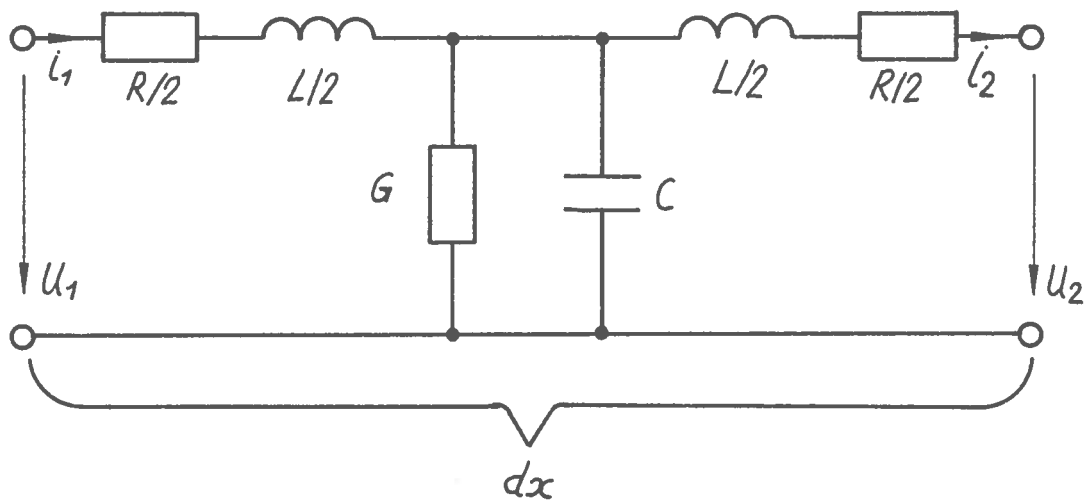


Fig. 4

l'impédance longitudinale $\underline{Z}_l = (R+j\omega L)dx$

R représente les pertes dans le conducteur due à l'effet de peau.

L représente la self due au conducteur.

l'impédance transversale $\underline{Z}_t = 1/(G+j\omega C)dx$

G représente les pertes diélectriques

C représente la capacité entre le conducteur et le blindage

On trouve pour la propagation d'un signal sinusoïdal dans une ligne homogène :

$$- \frac{dU_x}{dx} = (R + j\omega L) i_x .$$

$$- \frac{di_x}{dx} = (G + j\omega C) U_x .$$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} + (RC + LG) \frac{\partial U}{\partial t} + RG U .$$

Après résolution des équations différentielles précédentes on trouve les équations suivantes :

$$U_1 = U_2 \cosh(\underline{\gamma} \ell) + \underline{Z}_c i_2 \sinh(\underline{\gamma} \ell) .$$

$$i_1 = i_2 \cosh(\underline{\gamma} \ell) + \underline{Y}_c U_2 \sinh(\underline{\gamma} \ell) .$$

Impédance caractéristique de la ligne : $\underline{Z}_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$ 3.1.1

Constante de propagation : $\underline{\gamma} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ 3.1.2

$$\underline{\gamma} = \alpha + j\beta .$$

$\alpha =$ constante d'affaiblissement.

$\beta =$ constante de phase .

Pour obtenir la constante de propagation $\underline{\gamma}$ on doit extraire une racine carrée complexe. Dans de nombreux cas $G \ll \omega C$ et l'on peut simplifier les équations qui permettent de trouver la solution de cette racine complexe :

pour $\underline{\gamma} = \alpha + j\beta = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}$.

si $G \ll \omega C$

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{-\omega^2 LC + \sqrt{(\omega^2 LC)^2 + (\omega^2 CR)^2}}$$
 .

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\omega^2 LC + \sqrt{(\omega^2 LC)^2 + (\omega^2 CR)^2}}$$
 .

le coefficient de réflexion est défini comme suit :

$$\underline{P}(x) = \frac{\underline{U}_- \exp(\underline{\gamma}x)}{\underline{U}_+ \exp(-\underline{\gamma}x)} = \frac{\underline{U}_-}{\underline{U}_+} \exp(2\underline{\gamma}x)$$
 .

\underline{U}_+ et \underline{U}_- sont respectivement les tensions complexes incidentes et réfléchies.

Les tensions et courants valents alors respectivement

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_+ \exp(-\underline{\gamma}x) [1 + \underline{P}(x)]$$
 .

$$\underline{I}(x) = \underline{Y}_C \underline{U}_+ \exp(-\underline{\gamma}x) [1 - \underline{P}(x)]$$
 .

et l'impédance localisée

$$\underline{Z}(x) = \underline{Z}_C \frac{1 + \underline{P}(x)}{1 - \underline{P}(x)}$$
 .

l'impédance à $x = 0$

$$\underline{Z}(0) = \underline{Z}_C \frac{\underline{Z}_L + \underline{Z}_C \tanh(\underline{\gamma}l)}{\underline{Z}_C + \underline{Z}_L \tanh(\underline{\gamma}l)}$$

3.1.3

$$\underline{Z}(0) = \underline{Z}_C \frac{1 + \underline{P}(0)}{1 - \underline{P}(0)}$$
 .

3.2 Constante de propagation pour une ligne à faible perte (1)

$$\gamma = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}$$

$$\gamma = j\omega \sqrt{LC} \sqrt{\left(1+\frac{R}{j\omega L}\right)\left(1+\frac{G}{j\omega C}\right)}$$

si $\frac{R}{j\omega L}$ et $\frac{G}{j\omega C} \ll 1$ alors $\left(1+\frac{R}{j\omega L}\right)\left(1+\frac{G}{j\omega C}\right) = 1 + \frac{R}{j\omega L} + \frac{G}{j\omega C}$

et

$$\sqrt{1 + \frac{R}{j\omega L} + \frac{G}{j\omega C}} = 1 + \frac{R}{2j\omega L} + \frac{G}{2j\omega C}$$

avec une série où si $x \ll 1$ $\sqrt{1 \pm x} = 1 \pm \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 \pm \frac{1}{16}x^3$

$$\alpha = \frac{R}{2Z_c} + \frac{G}{2Y_c} \quad [\text{Néper}] \quad 3.2.1$$

(1Np = 8.686 dB).

$$\beta = j\omega \sqrt{LC} \quad [\text{radian}] \quad 3.2.2$$

3.3 Transformation d'une ligne symétrique en ligne asymétrique

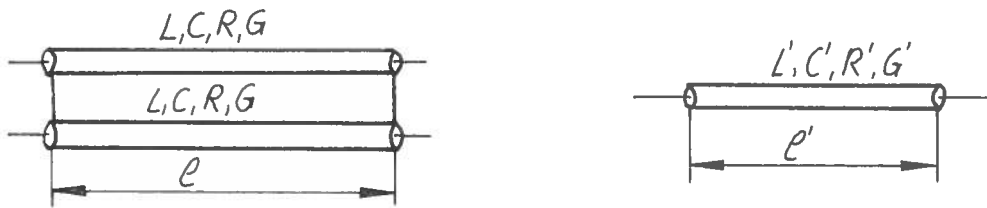


Fig. 5

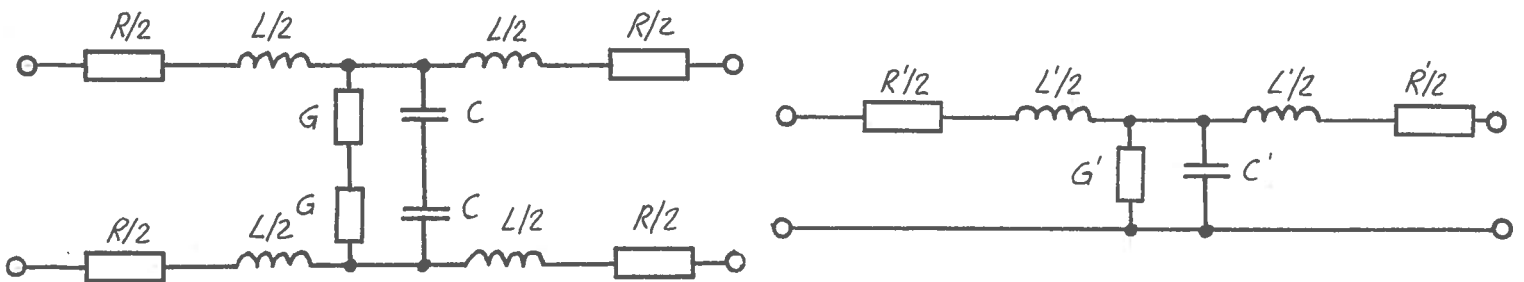


Fig. 6

les impédances longitudinales et les conductances transversales sont additionnées

$$L' = 2L \quad C' = \frac{C}{2} \quad R' = 2R \quad G' = \frac{G}{2}$$

Exemple : une ligne symétrique construite à l'aide de deux câbles $Z_c = 50\Omega$

$$Z'_c = \sqrt{\frac{2L}{C/2}} = 2 Z_c = 100 \Omega .$$

$$\beta' = j\omega \sqrt{2L \cdot C/2} = \beta .$$

Remarques : Lors de la mise en parallèle de deux câbles asymétriques, en reliant leurs blindages, on double l'impédance caractéristique. La constante de phase ne change pas du fait que la ligne symétrique est recalculée en ligne asymétrique. La capacité et la conductance sont recalculées en ligne asymétrique avec la moitié de leurs valeurs par mètre. La résistance ainsi que la self sont doublés par mètre.

$$\epsilon' = \epsilon$$

Remarque : R et G sont sommés pour une ligne dans le terme α . Les pertes transversales G (diélectrique) n'apparaissent que pour des fréquences supérieures à 10 MHz (voir annexe I).

Le coefficient d'affaiblissement α' est égal à α

$$\alpha = \frac{R}{2Z_c} .$$

$$\alpha' = \frac{R'}{2Z'_c} = \frac{2 \cdot R}{2 \cdot 2Z_c} = \frac{R}{2Z_c} .$$

donc $\alpha' = \alpha$.

3.4 Calcul des caractéristiques de la ligne

La ligne symétrique entre l'armoire d'accord et l'antenne peut être schématisée par une ligne asymétrique aux caractéristiques suivantes :

On a en premier : 18 câbles en parallèles RG 393/U ce qui donne la ligne asymétrique suivante (voir annexe II) :

$$\ell_1 = \ell = 5.25 \text{ m.}$$

$$C_1 = C \cdot 18 = 94 \text{ pF/m} \cdot 18 = 1692 \text{ pF/m.}$$

$$Z_{c1} = Z_c / 18 = \frac{50 \Omega}{18} = 2.777 \Omega.$$

si l'on place cette ligne 1 en parallèle avec une seconde ligne identique on obtient la ligne 2

$$C' = C_1 / 2 = 846 \text{ pF/m.}$$

$$Z'_c = Z_{c1} \cdot 2 = 5.556 \Omega.$$

$$\ell' = \ell = 5.25 \text{ m.}$$

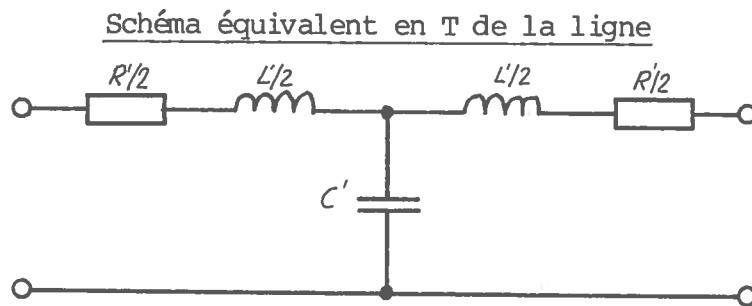


Fig. 7

$$C' = 846 \text{ pF/m} \cdot 5.25 \text{ m} = 4.44 \text{ nF.}$$

$$L' = (5.556)^2 \cdot 846 \text{ pF/m} \cdot 5.25 \text{ m} = 137.11 \text{ nH.}$$

R pour une ligne $Z_c = 50 \Omega$ avec $\alpha = 1,3 \text{ dB}/_{100\text{m}}$ à 2.5 MHz (Voir annexe II).

$$\alpha = 1,3 \text{ dB} \cdot 0,115 \text{ Np/dB} = 0,1495 \text{ Np}/_{100\text{m}}.$$

$$R = 2 \alpha Z_c = 2 \cdot \frac{0,1495}{100} \cdot 50 \cdot 5.25 = 0,7848 \Omega.$$

$$R' = \frac{R}{18} \cdot 2 = 87,2 \text{ m}\Omega.$$

Au basse fréquence ($f < 10\text{MHz}$) les pertes sont dues à l'effet de peau. Les pertes sont proportionnelles à la \sqrt{f} .

$$R' = k \cdot \sqrt{f[\text{MHz}]}$$

avec $87.2 \text{ m}\Omega$ à 2.5 MHz $k = 55.1 \text{ m}\Omega$

$$R' = 55.1 \text{ m}\Omega \sqrt{f[\text{MHz}]}$$

Impédance caractéristique d'une telle ligne avec $G=0$ perte diélectrique nul pour $f < 10\text{MHz}$

$$\underline{Z}_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{87.2 \cdot 10^{-3} + j 2.153}{0 + j 69.767 \cdot 10^{-3}}}$$

$$\underline{Z}_c = (5.556 - j 0.1125) \Omega$$

$$\underline{Y}_c = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \sqrt{(87.2 \cdot 10^{-3} + j 2.153)(0 + j 69.767 \cdot 10^{-3})}$$

$$\underline{Y}_c = 7.85 \cdot 10^{-3} \text{ Np} + j 0.387 \text{ rad}$$

4) TRANSMISSION D'ENERGIE PAR UNE LIGNE (2) (3)

Pour traiter ce chapitre, nous devons introduire la définition de la puissance complexe.

On appelle puissance complexe \underline{S} l'expression

$$\underline{S} = P + jQ \quad 4.0.1$$

$$\underline{S} = S \exp(j\varphi) \quad 4.0.2$$

Cette définition permet de réunir la puissance réelle P , la puissance réactive Q et le déphasage θ entre courant et tension

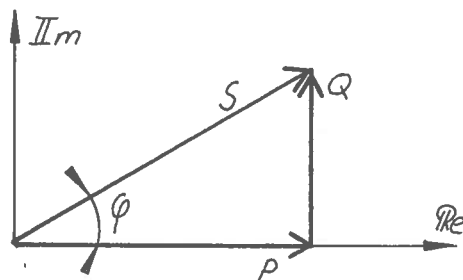


Fig. 8

On peut exprimer la puissance complexe en dénotant le conjugué complexe du vecteur correspondant au courant.

$$\underline{I}^* = I \exp(-j\beta)$$

d'où

$$\underline{S} = \underline{U} \cdot \underline{I}^* \quad 4.0.3$$

Si l'impédance de la charge est $Z=R+jX$, on obtient en remplaçant U par $Z \cdot I$

$$\underline{S} = \underline{U} \cdot \underline{I}^* = \underline{Z} \cdot \underline{I} \cdot \underline{I}^* = \underline{Z} \cdot I^2 = RI^2 + jXI^2$$

avec la notion complexe : $r = |k| = |a+jb|$ $k \cdot k^* = |k|^2 = r^2$

Cas particuliers de charge d'une ligne

1) Adaptée

La charge de la ligne est égale à l'impédance caractéristique de la ligne. Dans ce cas toute l'énergie incidente est absorbée par la charge.

2) Réflexion totale

La charge réfléchit toute l'énergie incidente, ce cas est produit par une charge purement imaginaire et dans les cas limites où la ligne est ouverte ou court-circuitée.

Puissance complexe sur une ligne

$$\underline{S} = P + jQ = \underline{U} \cdot \underline{I}^*$$

$$\underline{S} = (\underline{U}_+ \exp(-\underline{\mu}l) + \underline{U}_- \exp(\underline{\mu}l)) \cdot (\underline{U}_+^* \exp(-\underline{\mu}^*l) - \underline{U}_-^* \exp(\underline{\mu}^*l)) \cdot \underline{Y}_c^*$$

avec $\underline{\mu} = \alpha + j\beta$

$$\underline{S} = \underline{Y}_c^* (|\underline{U}_+|^2 \exp(-2\alpha l) - |\underline{U}_-|^2 \exp(2\alpha l) + 2j (\underline{U}_+^* \underline{U}_- \exp(2j\beta l)))$$

$$\underline{S} = \underline{Y}_c^* |\underline{U}_+|^2 \exp(-2\alpha l) (1 - |\underline{P}|^2 + 2j \underline{P})$$

4.1 Transfert de puissance entre une source et une charge par une ligne

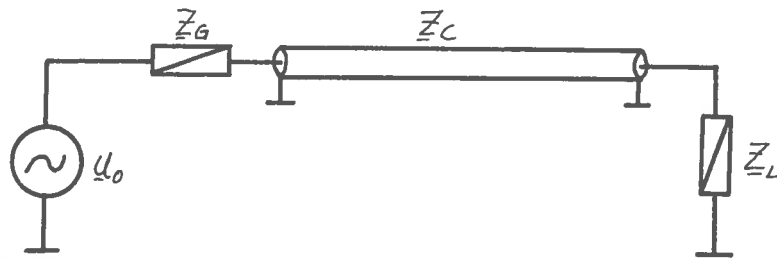


Fig. 9

avec $\underline{P}_G = \frac{\underline{Z}_G - \underline{Z}_C}{\underline{Z}_G + \underline{Z}_C}$ et $\underline{P}_L = \frac{\underline{Z}_L - \underline{Z}_C}{\underline{Z}_L + \underline{Z}_C}$.

$$\underline{S}_L = \frac{|U_0|^2 \exp(-2\alpha l)}{4 \underline{Z}_C^*} \cdot \frac{|1 - \underline{P}_G|^2 \cdot (1 - \underline{P}_L^*) \cdot (1 + \underline{P}_L)}{|1 - \underline{P}_G \underline{P}_L \exp(-2\gamma l)|^2} \quad 4.1.4$$

$$\underline{S}_G = \frac{|U_0|^2}{4 \underline{Z}_G^*} = \frac{|U_0|^2}{4 \underline{Z}_C^*} \cdot \frac{1 - \underline{P}_G^*}{1 + \underline{P}_G^*}$$

$$\underline{S}_L = \underline{S}_G \exp(-2\alpha l) \frac{(1 - \underline{P}_G) \cdot (1 + \underline{P}_G^*) \cdot (1 - \underline{P}_L^*) \cdot (1 + \underline{P}_L)}{|1 - \underline{P}_G \underline{P}_L \exp(-2\gamma l)|^2} \quad 4.1.5$$

ou \underline{S}_L est la puissance complexe de charge et \underline{S}_G la puissance complexe de la source.

Définition de l'adaptation conjuguée

Le transfert maximum de puissance entre la source et la charge est obtenue quand l'impédance du générateur (\underline{Z}_G) est le conjugué complexe de l'impédance de la charge (\underline{Z}_L) ramenée à l'entrée de la ligne (\underline{Z}_{Lt}). (3)

$$\underline{Z}_G = \underline{Z}_{Lt}^*$$

Comme on le voit dans l'équation précédente si le terme du dénominateur

$$\underline{P}_G \underline{P}_L \exp(-2\gamma l)$$

est réel et positif, la puissance transmise est maximisée.

5) CALCULS DU CIRCUIT OSCILLANT

Dans ce chapitre on donne les équations de l'impédance et de la résonance du circuit parallèle suivant :

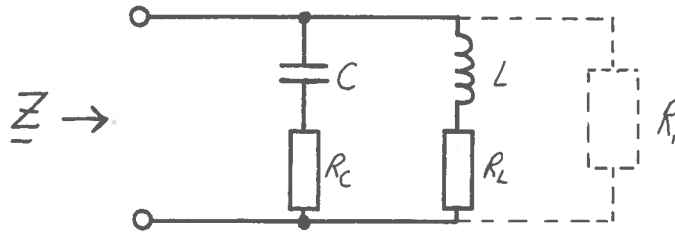


Fig. 10

L'impédance :

$$Y = \frac{1}{R_L + j\omega L} + \frac{1}{R_C + j\omega C}$$

$$Z = \frac{R_C R_L - j \frac{R_L}{\omega C} + j\omega L R_C + \frac{L}{C}}{R_C + R_L + j\omega L - \frac{j}{\omega C}}$$

A la résonance : $\omega L = \frac{1}{\omega C}$

et avec : $R_L \ll \frac{j}{\omega C}$, $R_C \ll j\omega L$

$$R_r = \frac{\frac{L}{C}}{R_C + R_L} = \frac{(\omega L)^2}{R_C + R_L}$$

5.0.1

La résonance :

$$Z = \frac{R_C \cdot R_L - j \frac{R_L}{\omega C} + j\omega L R_C + \frac{L}{C}}{R_C + R_L + j\omega L - \frac{j}{\omega C}}$$

$$Z = \frac{(\frac{L}{C} + R_C \cdot R_L)(R_C + R_L) - j(\omega L - \frac{1}{\omega C})(\frac{L}{C} + R_C R_L) - j(\frac{R_L}{\omega C} - R_C \omega L)(R_C + R_L)}{(R_C + R_L)^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}$$

$$- (\omega L - \frac{1}{\omega C})(\frac{R_L}{\omega C} - R_C \omega L)$$

A la résonance \underline{z} est réel :

$$-j\left(\frac{\omega L^2}{C} + \cancel{\omega L R_c R_L} - \frac{L}{\omega C^2} - \frac{R_c R_L}{\omega C}\right) - j\left(\frac{R_c R_L}{\omega C} + \frac{R_L^2}{\omega C} - R_c^2 \omega L - \cancel{R_c R_L \omega L}\right) = 0.$$

$$\frac{\omega L^2}{C} - \frac{L}{\omega C^2} + \frac{R_L^2}{\omega C} - R_c^2 \omega L = 0.$$

$$\omega^2 L^2 C - L + R_L^2 C - R_c^2 \omega^2 L C^2 = 0.$$

$$\omega^2 (L^2 C - R_c^2 L C^2) = L - R_L^2 C.$$

$$\omega = \sqrt{\frac{L - R_L^2 C}{L^2 C - R_c^2 L C^2}} \quad . \quad 5.0.2$$

si $R_L \ll$ et $R_c \ll$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad . \quad 5.0.3$$

6) CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE

L'antenne formée de 3 groupes de 2 barres parallèles, chaque groupe étant alimenté par 2 passages isolés par céramique à travers le tore. L'antenne possède donc une impédance.

$$\underline{Z}_a = R_a + j\omega L_a$$

Avec des formules approximées, on a calculé les caractéristiques suivantes de l'antenne :

a) Calcul de la self :

Un tiers d'antenne est formé de deux barres parallèles d'une longueur développée de 528 mm et d'un diamètre de 10mm. La longueur active pour le plasma est de ~340mm. Ces deux barres sont alimentées du côté intérieur par une barre d'acier. On prend pour cette barre un diamètre moyen de 16 mm avec une longueur de 150 mm. L'autre côté étant alimenté par une barre d'acier dont le diamètre moyen est de 25 mm avec une longueur de 200 mm. Avec les formules suivantes (4)(5) (6) :

pour $l < 100 d$

L pour une barre d'un tiers d'antenne

$$l = 52.8 \text{ cm} \quad d = 1 \text{ cm}$$

$$L [\text{nH}] = 2 \cdot \ell [\text{cm}] \left(\ln \frac{4 \cdot \ell}{d} + \mu_r \cdot k_1 - 1 + \frac{d}{2 \cdot \ell} \right).$$

$$\mu_r = 1 \quad k_1 \text{ pour } 2.5 \text{ MHz} = 0.003$$

$$L = 2 \cdot 52.8 \text{ cm} \left(\ln \frac{4 \cdot 52.8}{1} + 0.003 - 1 + \frac{1}{2 \cdot 52.8} \right) = 461 \text{ nH}.$$

$$L \text{ pour les deux barres parallèles : } \frac{461 \text{ nH}}{2} \approx 230 \text{ nH}$$

L pour la barre d'alimentation côté intérieur du tore

$$l = 15 \text{ cm} \quad d = 1.6 \text{ cm}$$

$l < 30 d$

$$L [\text{nH}] = k_2 \cdot \ell [\text{cm}] \quad \text{avec } k_2 \Big|_{d=1.6 \text{ cm}} \approx 2$$

$$L = 2 \cdot 15 \text{ cm} = 30 \text{ nH}.$$

L pour la barre d'alimentation du côté extérieur du tore

$$l = 20 \text{ cm} \quad d = 2.5 \text{ cm}$$

pour l jusqu'à 10 d

$$L [\text{nH}] = \frac{l}{d} = \frac{20}{2.5} = 8 \text{ nH}.$$

L pour un tiers d'antenne = 230nH + 30nH + 8nH = 268 nH

$$L_a = \frac{268 \text{ nH}}{3} = 90 \text{ nH}.$$

Remarque : on ne tient pas compte des inductances mutuelles entre les barres et la coque.

- b) Résistance due à l'effet de peau (4), (5), (6) :
Ces résistances sont calculées pour 2.5 MHz.

$$R = 714 \mu\Omega /_{\text{acier}} \cdot \frac{l [\text{cm}]}{\pi d [\text{cm}]} \sqrt{f [\text{MHz}]}$$

Résistance d'une barre d'un tiers d'antenne :

$$R = 714 \mu\Omega \cdot \frac{52.8}{\pi \cdot 1} \cdot \sqrt{2.5} = 19 \text{ m}\Omega$$

Résistance de la barre côté intérieur :

$$R = 714 \mu\Omega \cdot \frac{15}{\pi \cdot 1.6} \sqrt{2.5} = 3.36 \text{ m}\Omega$$

Résistance de la barre côté extérieur :

$$R = 714 \mu\Omega \cdot \frac{20}{\pi \cdot 2.5} \sqrt{2.5} = 2.54 \text{ m}\Omega$$

Résistance de l'antenne :

$$R_a = \frac{19 \text{ m}\Omega}{6} + \frac{3.36 \text{ m}\Omega}{3} + \frac{2.87 \text{ m}\Omega}{3} = 5.25 \text{ m}\Omega$$

La résistance de l'antenne représente 60% de la résistance totale.

Remarques : Les valeurs calculées sont très approximatives. Nous prendrons dans la suite du rapport les valeurs mesurées pour Z_a .

6.1 Mesure résonnante Antenne-Câbles

On doit effectué les mesures de l'antenne par résonnance car il est pratiquement impossible de mesurer l'antenne à cause de ces faibles valeurs de R_a et L_a . L'alimentation de l'antenne formée de 3x12 câbles a été démontée et placée de telle façon à minimiser les pertes des connexions (ne pas oublier de rebloquer les masses des câbles). On a placé sur ces 3 doubles connexions un ensemble de 5 capacités de 2nF (5.3Ω à 2.5MHz), pour créer un circuit résonnant parallèle.

Suite à des difficultés de mesures, la masse des câbles étant reliée au tore de TCA, un système de mesure symétrique est obligatoire.

Un premier système est fait comme le montre le schéma suivant :

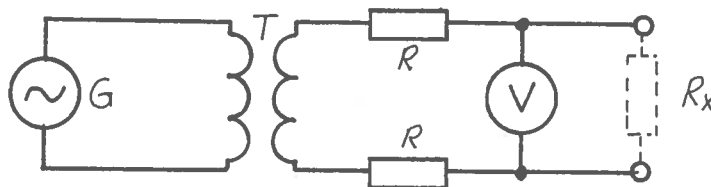


Fig. 11

on alimente avec G un réseau de résistance R par l'intermédiaire d'un transformateur T. si aucune charge est connectée au circuit le volt-mètre V donne une tension à vide, la charge est connectée et sa valeur est déduite de la manière suivante :

$$R_x = \frac{2R}{\frac{\text{tension à vide}}{\text{tension en charge}} - 1}$$

Une deuxième méthode a été de mesurer cette charge avec un transformateur dont on avait une courbe de conversion et l'impédance mètre.

Les mesures nous ont donné les valeurs suivantes :

- le système capacité (avec minimisation des pertes) - câbles -
antenne

$$R_{\text{parallèle}} = 200\Omega \text{ à 2.5MHz } (X_{ac}=5.3\Omega)$$

- le système branché normalement sur l'armoire d'accord :

$$R_{\text{parallèle}} = 175\Omega \text{ à } 2.5\text{MHz.}$$

On peut trouver $R_{\text{série}}$ si $Q > 10$ avec la formule suivante :

$$R_s = \frac{(X_{ac})^2}{R_{\text{parallèle}}}$$

on a alors pour la première mesure

$$R_s = \frac{(5.3\Omega)^2}{200\Omega} = 0.140\Omega$$

pour la deuxième mesure

$$R_s = \frac{(5.3\Omega)^2}{175\Omega} = 0.160\Omega$$

La différence de $20\text{m}\Omega$ est due aux pertes du circuit d'accord normal.

De ces valeurs on calcul les caractéristiques de l'antenne.

On peut dire que l'impédance $Z_{at} = (0.140 + j5.3)\Omega$ est l'impédance que l'on mesurerait au bout des câbles de 5.25m. C'est l'impédance de l'antenne transformée par les câbles.

$$\underline{Z}_{at} = \underline{Z}_c \frac{\underline{Z}_a + \underline{Z}_c \tanh(\underline{\mu}l)}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_a \tanh(\underline{\mu}l)}$$

alors

$$\underline{Z}_a = \frac{\underline{Z}_{at} - \underline{Z}_c \tanh(\underline{\mu}l)}{1 - \frac{\underline{Z}_{at}}{\underline{Z}_c} \tanh(\underline{\mu}l)}$$

avec un circuit idéal et une ligne idéale:

$$\underline{Z}_a = \frac{(0.160 + j5.3) - (5.556) \cdot j \tanh(0.387)}{1 - \frac{0.160 + j5.3}{5.556 + j0} \cdot j \tanh(0.387)} = (97 \cdot 10^{-3} + j2.18)\Omega$$

avec un circuit idéal et une ligne réel:

$$\underline{Z}_a = \frac{(0.160 + j5.3) - (5.556 - j0.1125) (\tanh(7.85 \cdot 10^{-3} + j0.3876))}{1 - \frac{(0.160 + j5.3)}{(5.556 - j0.1125)} \tanh(7.85 \cdot 10^{-3} + j0.3876)} = (25 \cdot 10^{-3} + j2.18) \Omega$$

avec un circuit réel et une ligne réel:

$$\underline{Z}_a = \frac{(0.140 + j5.3) - (5.556 - j0.1125) (\tanh(7.85 \cdot 10^{-3} + j0.3876))}{1 - \frac{(0.140 + j5.3)}{(5.556 - j0.1125)} \tanh(7.85 \cdot 10^{-3} + j0.3876)}$$

$$\underline{Z}_a = (13 \cdot 10^{-3} + j2.18) \Omega \quad (L_a / 2.5 \text{ MHz} = 138 \text{ nH})$$

6.2 Calcul de l'impédance d'une ligne chargée par \underline{Z}_a à 2.5MHz avec 3 méthodes

1) formule exacte :

$$\underline{Z}_{at} = \underline{Z}_c \frac{\underline{Z}_a + \underline{Z}_c \tanh(\underline{y}l)}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_a \tanh(\underline{y}l)}$$

avec $R_a = 13 \text{ m}\Omega$ et $L_a = 138 \text{ nH}$ alors $\underline{Z}_a = (13 \cdot 10^{-3} + j2.18) \Omega$ à 2.5MHz

et $\underline{y}l = (7.85 \cdot 10^{-3} \text{ Np} + j0.3876 \text{ rad})$ $\underline{Z}_c = (5.556 - j0.1125) \Omega$.

$$\underline{Z}_{at} = (5.556 - j0.1125) \frac{(13 \cdot 10^{-3} + 2.18) + (5.556 - j0.1125) (\tanh(7.85 \cdot 10^{-3} + j0.3876))}{(5.556 - j0.1125) + (13 \cdot 10^{-3} + 2.18) (\tanh(7.85 \cdot 10^{-3} + j0.3876))}$$

$$\underline{Z}_{at} = (0.140 + j5.3) \Omega$$

2) Formule simplifiée : $\alpha = 0$ et $\beta \ll$ alors $\tanh \gamma l = 0 + j \tanh \beta l$

avec $\underline{z}_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = 5.556 \Omega$ $\underline{y}l = 0 + j\omega\sqrt{LC} = j0.387$

$$\underline{z}_{at} = 5.556 \frac{(13 \cdot 10^{-3} + j2.17) + (5.556)(j \tanh(0.387))}{5.556 + (13 \cdot 10^{-3} + j2.17)(j \tanh(0.387))}$$

$$\underline{z}_{at} = (27 \cdot 10^{-3} + j5.27) \Omega .$$

3) Formule simplifiée pour le calcul de l'impédance d'une ligne chargée par une impédance \underline{z}_L .

$$\underline{z} = \underline{z}_c \frac{\underline{z}_L + \underline{z}_c \tanh(\underline{y}l)}{\underline{z}_c + \underline{z}_L \tanh(\underline{y}l)}$$

si $\underline{y}l \ll$ alors $\tanh(\underline{y}l) = \underline{y}l$

$$\alpha l \ll \text{ et } \beta l \ll \quad \tanh(\alpha + j\beta)l = \alpha l + j\beta l .$$

avec : \underline{z}_c Impédance caractéristique réelle.

$$\underline{z}_L = R_L + X_L \quad , \quad \alpha l = m \quad , \quad j\beta l = jk \quad , \quad X_L = jb$$

$$\underline{z} = \underline{z}_c \frac{(R_L + jb) + (\underline{z}_c \cdot m + jk \underline{z}_c)}{\underline{z}_c + (R_L + jb)(m + jk)}$$

$$\underline{z} = \frac{R_L + \underline{z}_c m + j(\underline{z}_c k + b)}{\left(1 + \frac{R_L \cdot m - b \cdot k}{\underline{z}_c}\right) + j \left(\frac{R_L \cdot k + b \cdot m}{\underline{z}_c}\right)}$$

on multiplie par le complexe conjugué pour avoir le dénominateur réel.

$$\underline{z} = \frac{(R_L + \underline{z}_c m + j(\underline{z}_c k + b)) \left(\left(1 + \frac{R_L \cdot m - b \cdot k}{\underline{z}_c}\right) - j \left(\frac{R_L \cdot k + b \cdot m}{\underline{z}_c}\right) \right)}{\left(1 + \frac{R_L \cdot m - b \cdot k}{\underline{z}_c}\right)^2 + \left(\frac{R_L \cdot k + b \cdot m}{\underline{z}_c}\right)^2}$$

$$\underline{z} = \frac{(R_L + \underline{z}_c \cdot m) \left(1 + \frac{R_L \cdot m - b \cdot k}{\underline{z}_c}\right) + (\underline{z}_c \cdot k + b) \left(\frac{R_L \cdot k + b \cdot m}{\underline{z}_c}\right)}{\left(1 + \frac{R_L \cdot m - b \cdot k}{\underline{z}_c}\right)^2 + \left(\frac{R_L \cdot k + b \cdot m}{\underline{z}_c}\right)^2} +$$

$$j \frac{(\underline{z}_c \cdot k + b) \left(1 + \frac{R_L \cdot m - b \cdot k}{\underline{z}_c}\right) - (R_L + \underline{z}_c \cdot m) \left(\frac{R_L \cdot k + b \cdot m}{\underline{z}_c}\right)}{\left(1 + \frac{R_L \cdot m - b \cdot k}{\underline{z}_c}\right)^2 + \left(\frac{R_L \cdot k + b \cdot m}{\underline{z}_c}\right)^2}$$

avec $R_L \ll m$ et $b = \omega L$

$$R = \frac{R_L (1 + (\beta l)^2) + Z_c \alpha l}{\left(1 - \frac{\omega L \cdot \beta l}{Z_c}\right)^2} \quad 6.2.1$$

$$X = j \frac{Z_c \cdot \beta l + \omega L}{1 - \frac{\omega L \cdot \beta l}{Z_c}} \quad 6.2.2$$

Dans notre cas $R_L = 13 \text{ m}\Omega$, $L = 138 \text{ nH}$, $\omega L = 2.16 \Omega$, $\beta l = 0.387 \text{ rad}$,
 $\alpha l = 7.85 \cdot 10^{-3} \text{ Np}$, $Z_c = 5.556 \Omega$.

$$R = 81 \text{ m}\Omega$$

$$X = j 5.073 \Omega$$

1 antenna bars
2 ceramic break

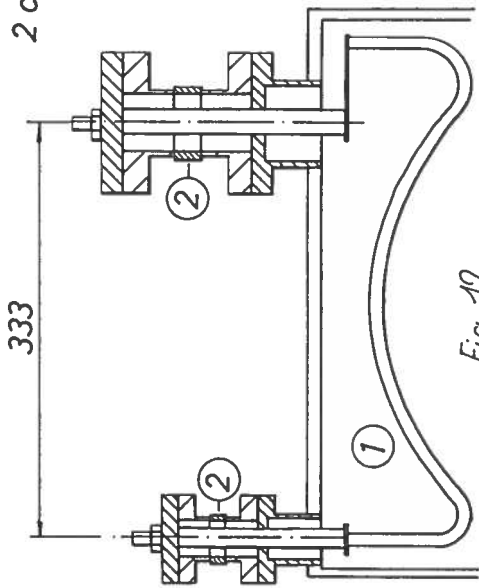
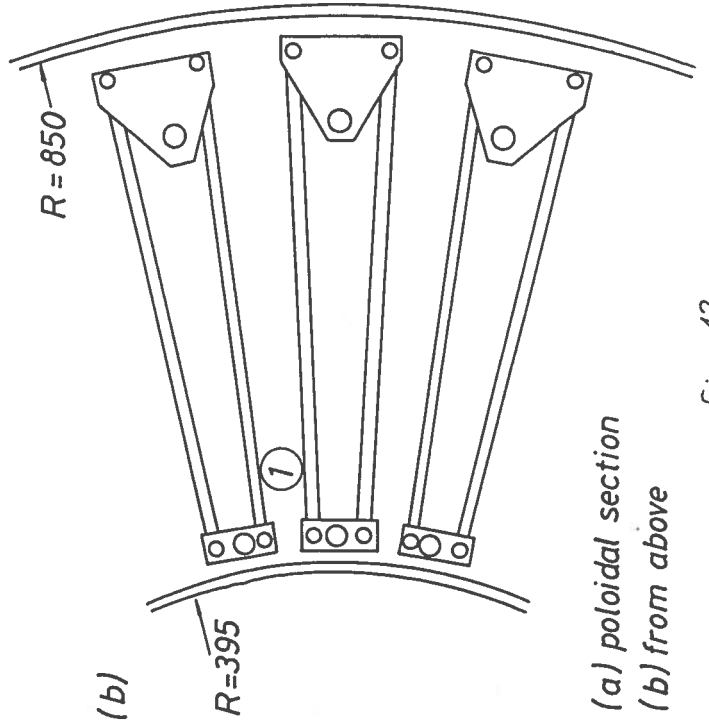


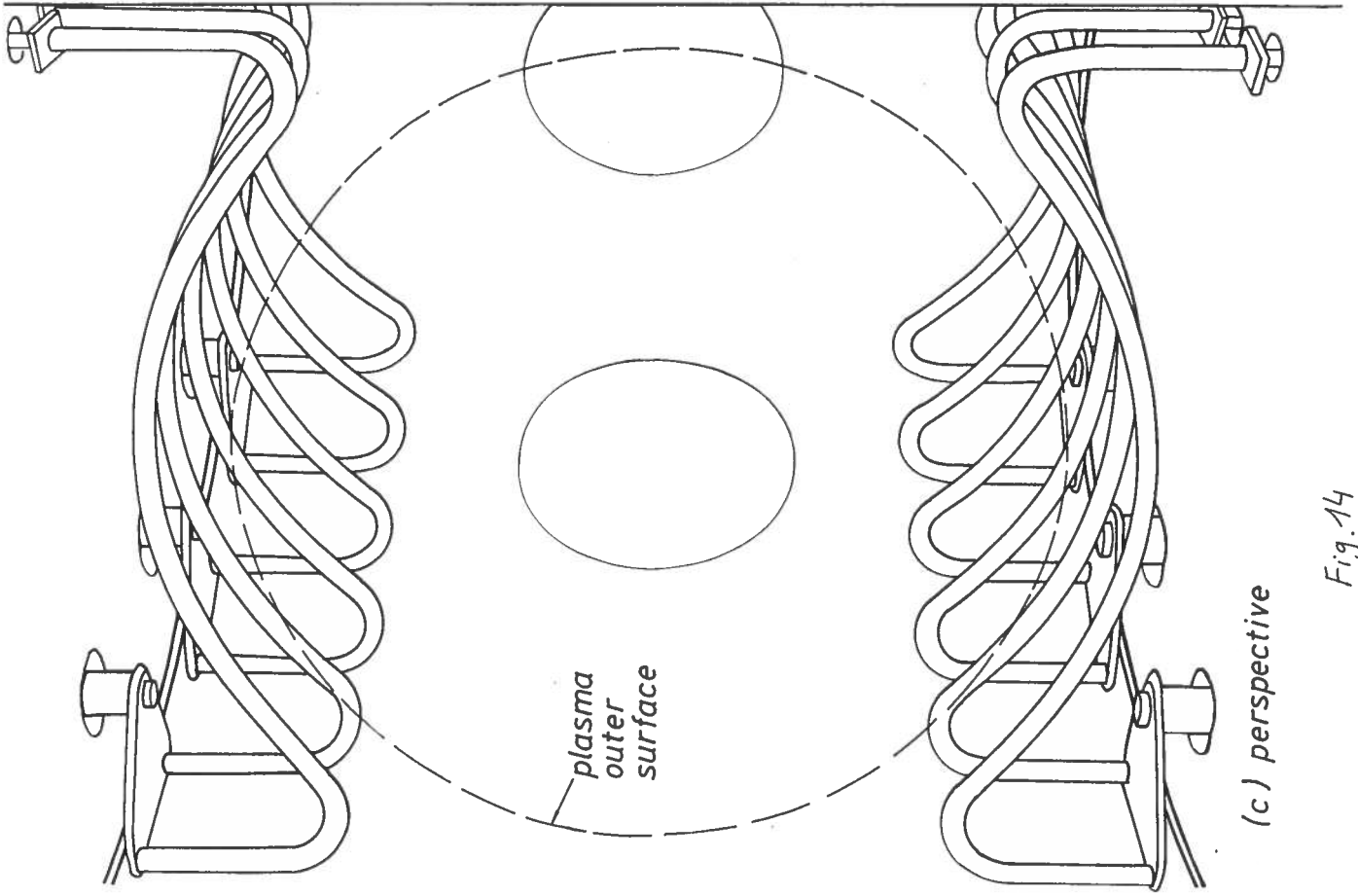
Fig. 12

(a)



(a) poloidal section
(b) from above

Fig. 13



(c) perspective

Fig. 14

plasma
outer
surface

7) ARMOIRE D'ACCORD

L'armoire d'accord contient des condensateurs, ceux-ci montés en série et groupés en parallèle, forment C_{ac} .

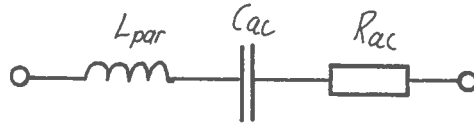


Fig. 15

$$\text{L'impédance : } Z_{ac} = R_{ac} + \frac{1}{j\omega C_{ac}} + j\omega L_{par} .$$

on trouve avec un capacimètre : $C_{ac} = 10nF$.

le groupement de capacité de $5 \times 2nF$ avait à 2.5MHz une valeur de $j5.3\Omega$, la valeur de 10nF à 2.5MHz est égale à $j6.3\Omega$.

On en déduit qu'un self parasite réduit la partie imaginaire capacitive de 1Ω . Cette valeur correspond à un self parasite de 64nH (à 2.5MHz).

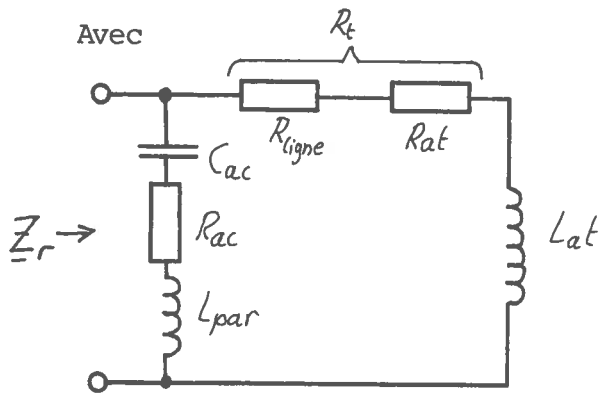
La valeur de R_{ac} est déduite de la mesure résonnante antenne-câble et est de $20m\Omega$.

Les capacités ont un diélectrique avec une tangente $\delta = 0.5 \cdot 10^{-3}$. Les pertes dans ces condensateurs sont très faibles.

Les pertes viennent des différents éléments de connexions.

8) CIRCUIT PARALLELE

Nous pouvons donc maintenant décrire les éléments qui forme le circuit parallèle résonnant.



$$R_t = R_{\text{ligne}} + R_{\text{at}} = 140\text{m}\Omega$$

$$L_{\text{at}} = j5.3\Omega$$

$$C_{\text{ac}} = 10\text{nF}$$

$$L_{\text{par}} = 64\text{nH}$$

$$R_{\text{ac}} = 20\text{m}\Omega$$

Fig. 16

à la résonance et avec les développements du § 5,

$$R_r = \frac{R_{\text{ac}} \cdot R_t + \frac{L_{\text{at}}}{C_{\text{ac}}}}{R_{\text{ac}} + R_t} \approx \frac{\frac{L_{\text{at}}}{C_{\text{ac}}}}{R_{\text{ac}} + R_t} = \frac{\omega^2 L_{\text{at}}^2}{R_{\text{ac}} + R_t} = \frac{X_{\text{at}}^2}{R_{\text{ac}} + R_t}$$

Dans le cas où le circuit résonnant a un facteur de qualité supérieure à 10, on peut sans faire une grande erreur, trouver R_r .

Nous avons donc pour terminer le schéma suivant :

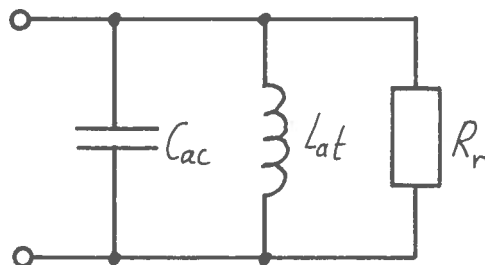


Fig. 17

Les pertes R_{ac} ont pour origine des connexions, donc elles sont proportionnelles à \sqrt{f} (effet de peau). Elles ne sont pas transformées par la ligne de 5.556Ω .

Les pertes R_{ligne} ont pour origine l'effet de peau sur le conducteur de la ligne, elles sont proportionnelles à \sqrt{f} (effet de peau).

Ces pertes sont distribuées linéairement le long de la ligne et elles ne sont pas transformées par la ligne.

Les pertes R_{at} sont des pertes de l'antenne transformées par la ligne. Elles sont d'origine pelliculaire donc proportionnelles à \sqrt{f} .

9) CIRCUIT DE MESURES

Les sondes de mesures sont décrites dans le chapitre 1.

Schéma de la mesure

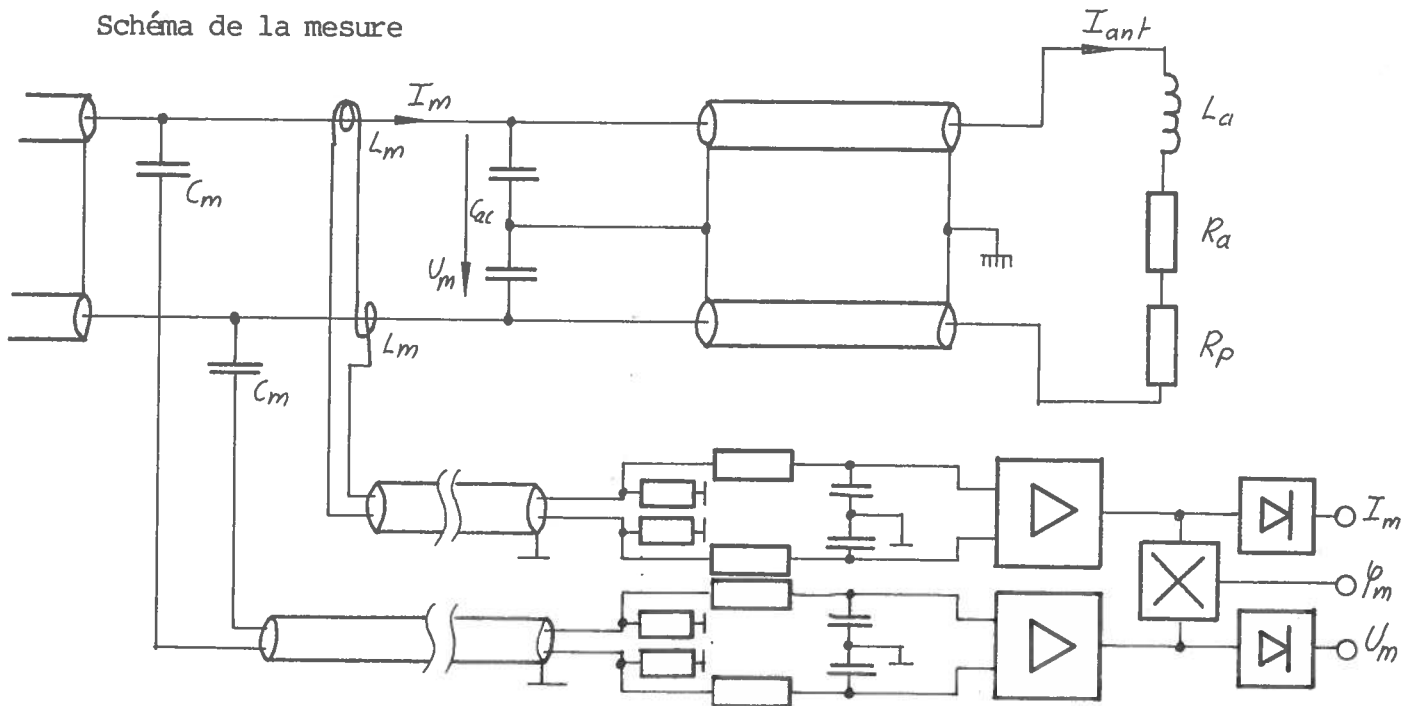


Fig. 18

$$C_m = 27 \text{ pF}$$

$$L_m = 660 \text{ nH}$$

Actuellement, le système de mesure avec le programme d'acquisition nous donne les valeurs suivantes :

La résistance r_{vide} est la résistance mesurée lors d'un tir sans plasma.

$$r = X_{at}^2 \cdot \frac{I_m}{U_m} \cdot \cos \phi_m .$$

la valeur de la résistance série dans le circuit parallèle;

$$I_{ant} = \frac{U_m}{X_{at}} .$$

le courant d'antenne;

$$r_{plasma} = r - r_{vide} .$$

la résistance plasma;

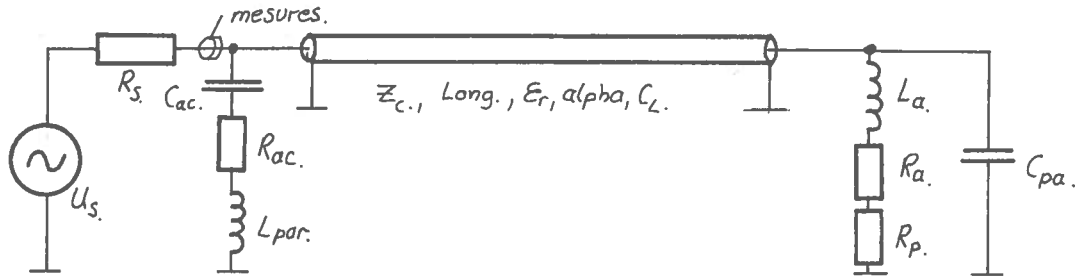
$$P_{plasma} = r_{plasma} \cdot I_{ant}^2 .$$

la puissance délivrée au plasma;

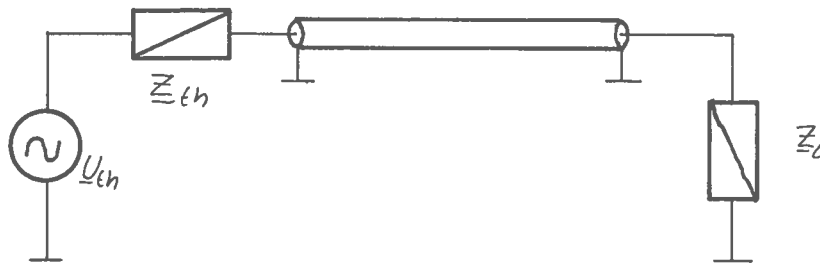
10) CALCUL DE LA PUISSANCE TRANSMISE A L'ANTENNE

Dans notre cas, les mesures se faisant sur le circuit résonnant on idéalise l'étage IV d'AFCO et la ligne de 23 m, comme étant une source de tension avec un impédance de 100Ω au borne du circuit de mesure.

Circuit pour le calcul de la puissance transmise à l'antenne



On peut transformer par le théorème de Thévenin



$$\underline{Z}_{th} = \frac{R_s \left(R_{ac} + \frac{1}{j\omega C_{ac}} + j\omega L_{par} \right)}{R_s + R_{ac} + \frac{1}{j\omega C_{ac}} + j\omega L_{par}}$$

$$\underline{U}_{th} = \frac{U_s \left(R_{ac} + \frac{1}{j\omega C_{ac}} + j\omega L_{par} \right)}{R_s + R_{ac} + \frac{1}{j\omega C_{ac}} + j\omega L_{par}}$$

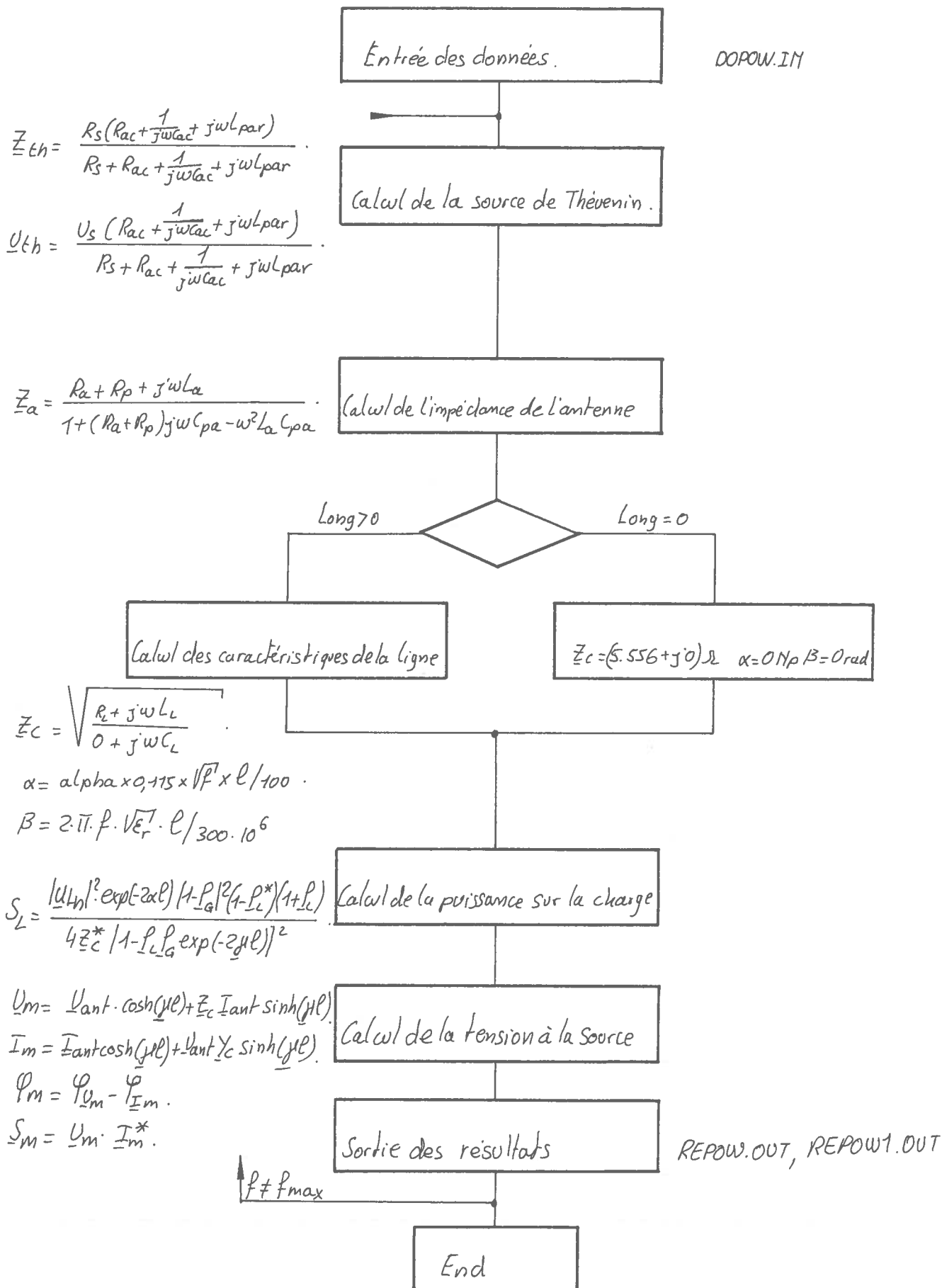
10.1 Etude numérique

Nous avons étudié plusieurs cas avec une simulation numérique du circuit.

- ① Circuit idéal sans plasma.
- ② idem ① avec plasma.
- ③ Circuit idéal avec l'antenne transformée par une ligne idéale sans plasma.
- ④ idem ③ avec plasma.
- ⑤ Circuit idéal avec l'antenne transformée par une ligne réelle sans plasma.
- ⑥ idem ⑤ avec plasma.
- ⑦ Circuit réel avec l'antenne transformée par une ligne réelle sans plasma.
- ⑧ idem ⑦ avec plasma.
- ⑨ idem ⑧ mais avec $3,3nF$ en parallèle sur l'antenne.
- ⑩ Circuit réel avec l'antenne transformée par une ligne réelle de $2.5m$ avec plasma.
- ⑪ Circuit réel avec l'antenne transformée par une ligne réelle avec différentes valeurs de la résistance plasma.

ORGANIGRAMME DE LA SIMULATION NUMERIQUE.

POLR.F.TM



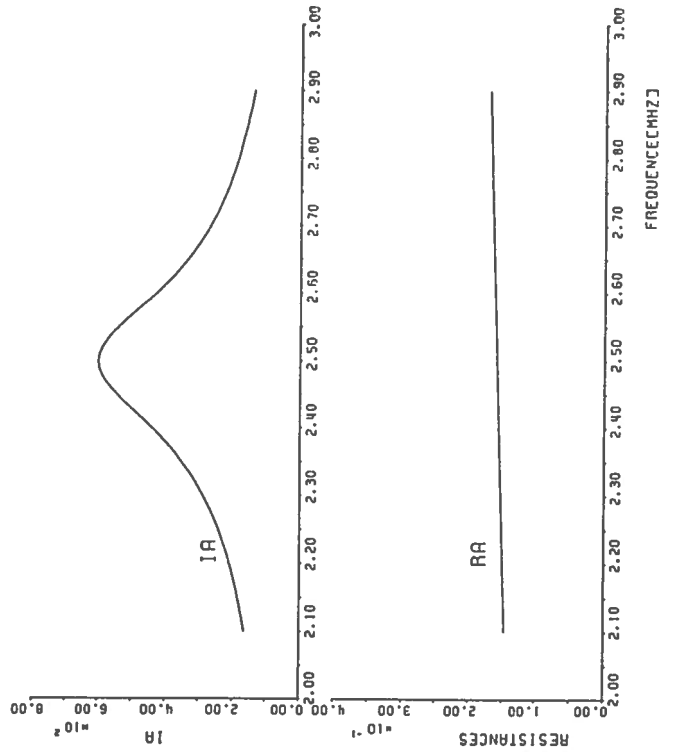
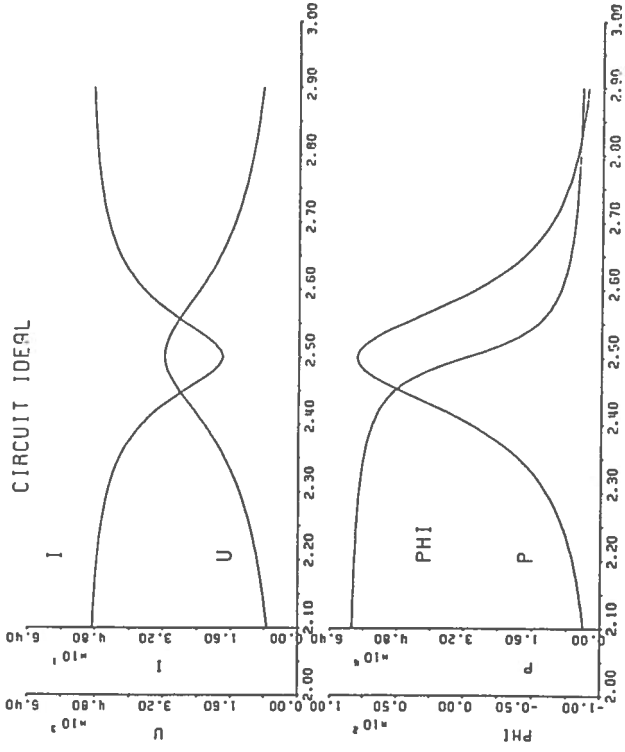
1

DONNÉES

- L_a [nH] = 337.4
- R_a [mOHMS 2.5 MHz] = 160.
- R_p [mOHMS] = 0.
- C_{pa} [nF] = 0.
- LONG [METRES] = 0.
- E_r [-] = 1.98
- Z_c [OHMS] = 5.556
- alpha [dB 100M 2.5 MHz] = 1.3
- C_L [pF PAR METRE] = 94.
- C_{ac} [nF] = 12.
- R_{ac} [mOHMS A 2.5MHz] = 0.
- I_{par} [nH] = 0.
- R_s [OHMS] = 100.
- U_s [VOLTS] = 5000.
- FMIN [MEHz] = 2.1
- FMAX [MEHz] = 2.9
- PAS [KHz] = 10.

Résultats à la résonance :

- U_m [VOLTS] = 3186
- I_m [AMP.] = 18.13
- P_{Tot} [W] = 57800
- P_{Plasma} [W] = -
- $I_{Antenne}$ [AMP.] = 601



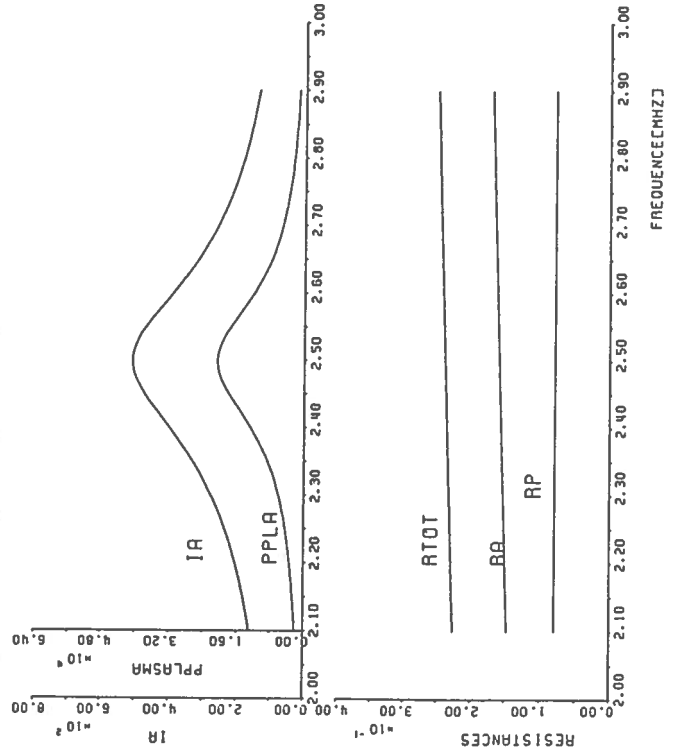
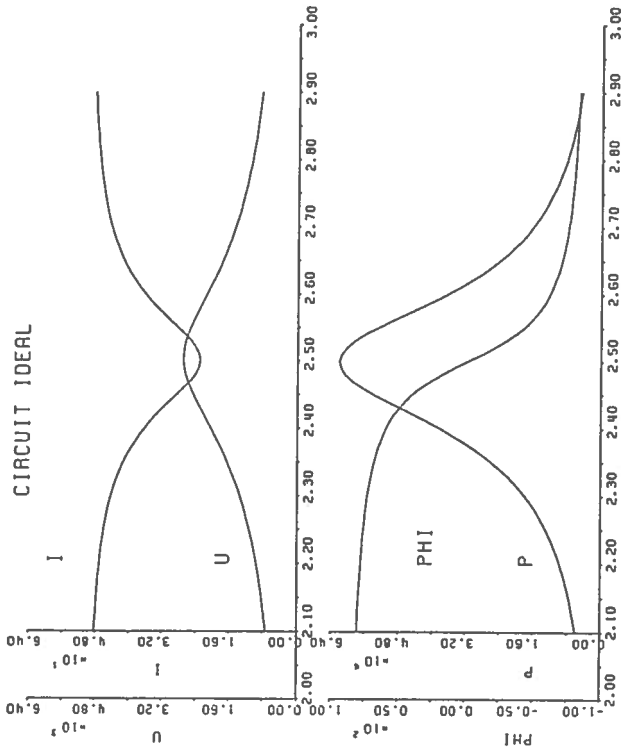
2

DONNEES

- I_a [nH] = 337.4
- R_a [MOHMS 2.5 MHz] = 160.
- R_p [mOHMS] = 80.
- C_{pa} [nF] = 0.
- LONG [METRES] = 0.
- E_r [-] = 1.98
- Z_c [OHMS] = 5.556
- alpha [dB 100M 2.5 MHz] = 1.3
- C_L [pF PAR METRE] = 94.
- C_{ac} [nF] = 12.
- R_{ac} [MOHMS A 2.5MEHz] = 0.
- L_{par} [nH] = 0.
- R_S [OHMS] = 100.
- U_S [VOLTS] = 5000.
- FMIN [MEHz] = 2.1
- FMAX [MEHz] = 2.9
- PAS [KHz] = 10.

Résultats à la résonance :

- U_m [VOLTS] = 2698
- I_m [AMP.] = 23
- P_{Tot} [W] = 62'100
- P_{Plasma} [W] = 20'700
- Iantenne [AMP.] = 508.7



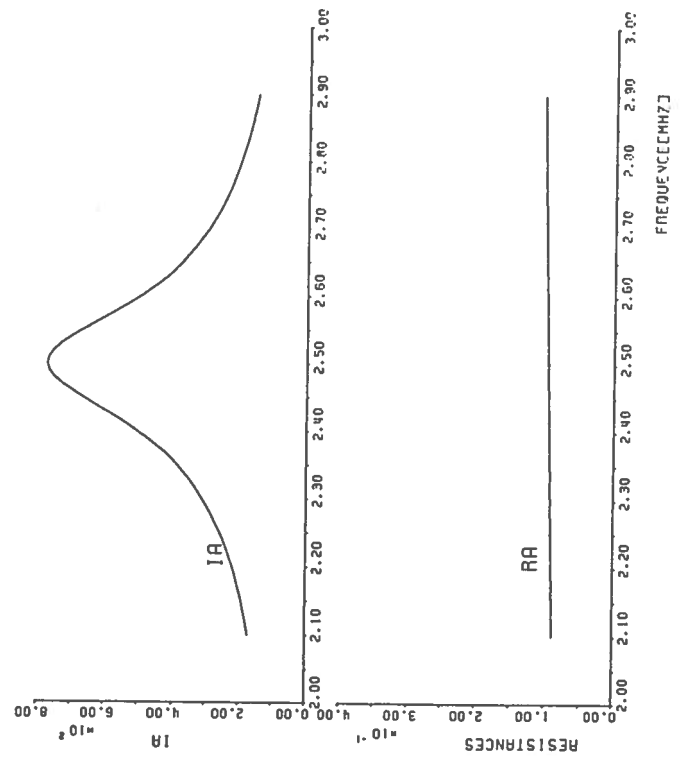
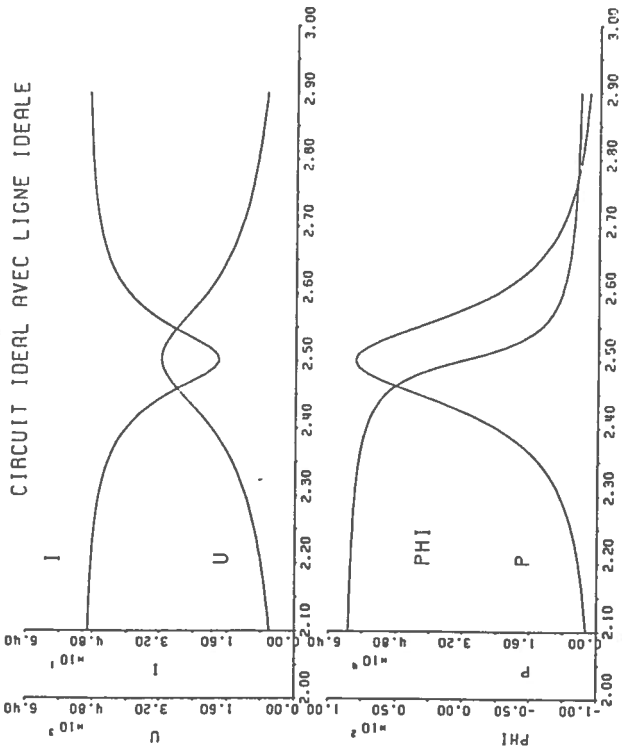
3

DOONNEES

- I_a [nH] = 139.
- R_a [MOHMS A 2.5 MHz] = 97.
- R_p [MOHMS] = 0.
- C_{pa} [nF] = 0.
- LONG [METRES] = 5.25
- E_r [-] = 1.98
- Z_c [OHMS] = 5.556
- alpha [dB 100M 2.5 MHz] = 0.
- C_L [pF PAR METRE] = 94.
- C_{ac} [nF] = 12.
- R_{ac} [MOHMS A 2.5MHz] = 0.
- I_{par} [nH] = 0.
- R_s [OHMS] = 100.
- U_s [VOLTS] = 5000.
- FMIN [MHz] = 2.1
- FMAX [MHz] = 2.9
- PAS [KHz] = 10.

Résultats à la résonance :

- U_m [VOLTS] = 3180.
- I_m [AMP.] = 18.2
- P_{tot} [W] = 57800
- P_{plasma} [W] = -
- Antenne [AMP.] = 772.2



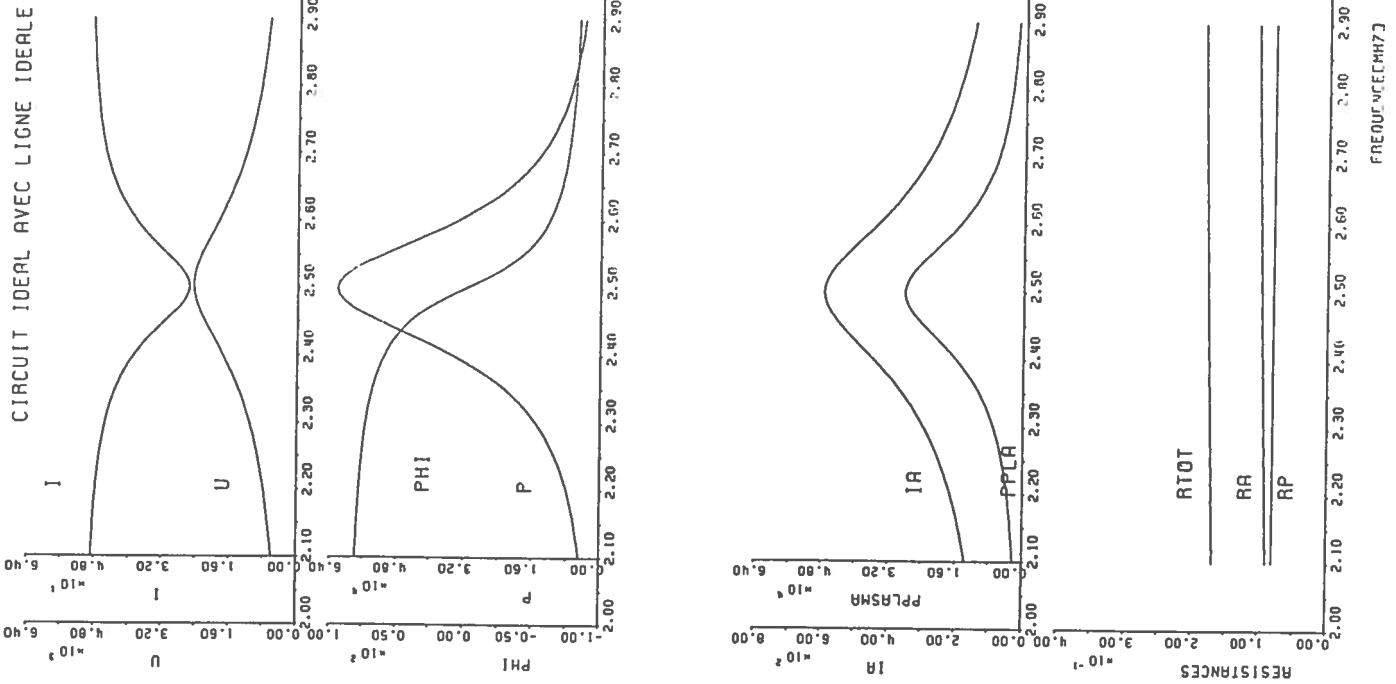
4

DONNEES

- L_a [nH] = 139.
- R_a [MOHMS 2.5 MHz] = 37.
- R_p [MOHMS] = 80.
- C_{pa} [nF] = 0.
- LONG [METRES] = 5.25
- E_r [-] = -1.98
- Z_c [OHMS] = 5.556
- alpha [dB 100M 2.5 MHz] = 0.
- C_L [pF PAR METRE] = 94.
- C_{ac} [nF] = 12.
- R_{ac} [MOHMS A 2.5MHz] = 0.
- I_{par} [nH] = 0.
- R_S [OHMS] = 100.
- U_S [VOLTS] = 5000.
- FMIN [MHz] = 2.1
- FMAX [MHz] = 2.9
- PAS [KHz] = 10.

Résultats à la résonance :

- U_m [VOLTS] = 2448
- I_m [AMP.] = 25.5
- P_{Tot} [W] = 62500
- P_{plasma} [W] = 28250
- $I_{antenne}$ [AMP.] = 594

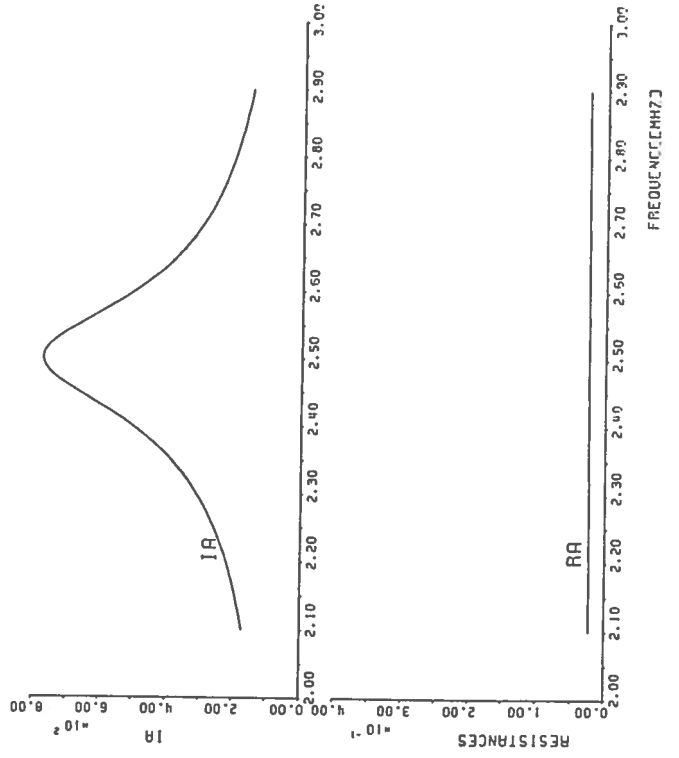
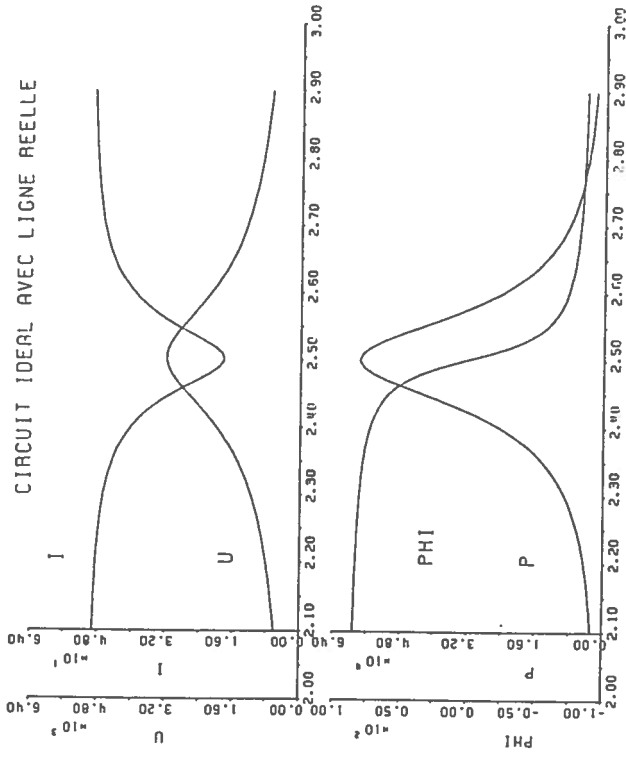


5

DONNEES

- L_a [nH] = 139.
- R_a [MOHMS 2.5 MHz] = 25.6
- R_p [MOHMS] = 0.
- C_{pa} [nF] = 0.
- LONG [METRES] = 5.25
- E_T [-] = 1.98
- Z_c [OHMS] = 5.556
- alpha [dB 100M 2.5 MHz] = 1.3
- C_L [pF PAR METRE] = 94.
- C_{ac} [nF] = 12.
- R_{ac} [MOHMS A 2.5MHz] = 0.
- I_{par} [nH] = 0.
- R_s [OHMS] = 100.
- U_s [VOLTS] = 5000.
- FMIN [MHz] = 2.1
- FMAX [MHz] = 2.9
- FAS [KHz] = 10.
- U_m [VOLTS] = 3185
- I_m [AMP.] = 18.2
- P_{Tot} [W] = 57.800
- P_{Plasma} [W] = -
- Antenne [AMP.] = 773.3

Résultats à la résonance :

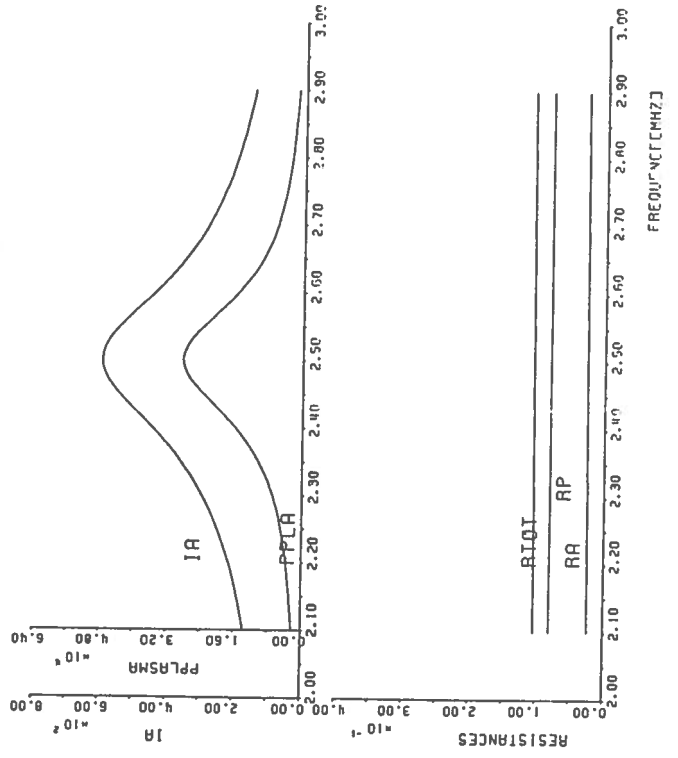
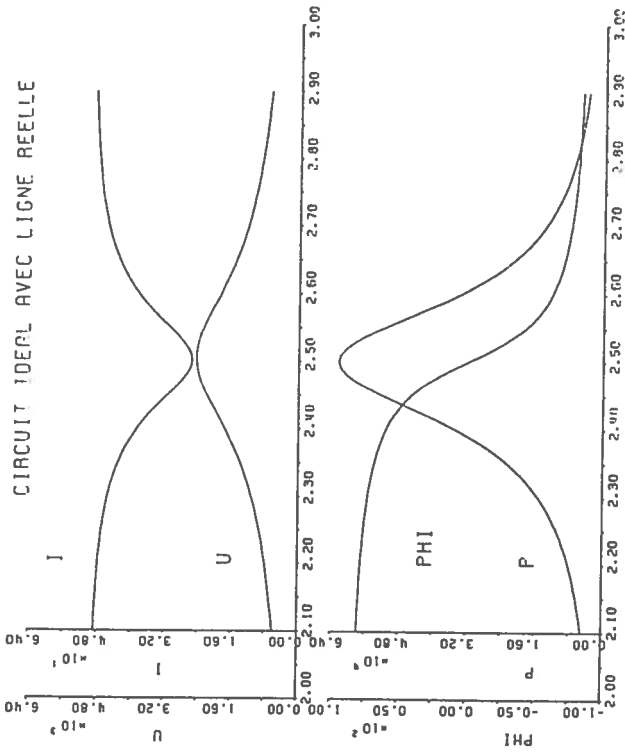


6

DONNEES

- I_a [nH] = 133.
- R_a [MOHMS 2.5 MHz] = 25.6
- R_p [MOHMS] = 80.
- C_{pa} [nF] = 0.
- LONG [METRES] = 525
- E_r [-] = 1.98
- z_c [OHMS] = 5.556
- alpha [dB 100M 2.5 MHz] = 1.3
- C_L [PF PAR METRE] = 94.
- C_{ac} [nF] = 12.
- R_{ac} [MOHMS A 2.5MHz] = 0.
- I_{par} [nH] = 0.
- R_s [OHMS] = 100.
- U_s [VOLTS] = 5000.
- FMIN [MHz] = 2.1
- FMAX [MHz] = 2.9
- FAS [kHz] = 10.
- U_m [VOLTS] = 2451.
- I_m [AMP.] = 25.5
- P_{Tot} [W] = 62.500
- P_{plasma} [W] = 28.300
- $I_{antenne}$ [AMP.] = 594.8

Résultats à la résonance :

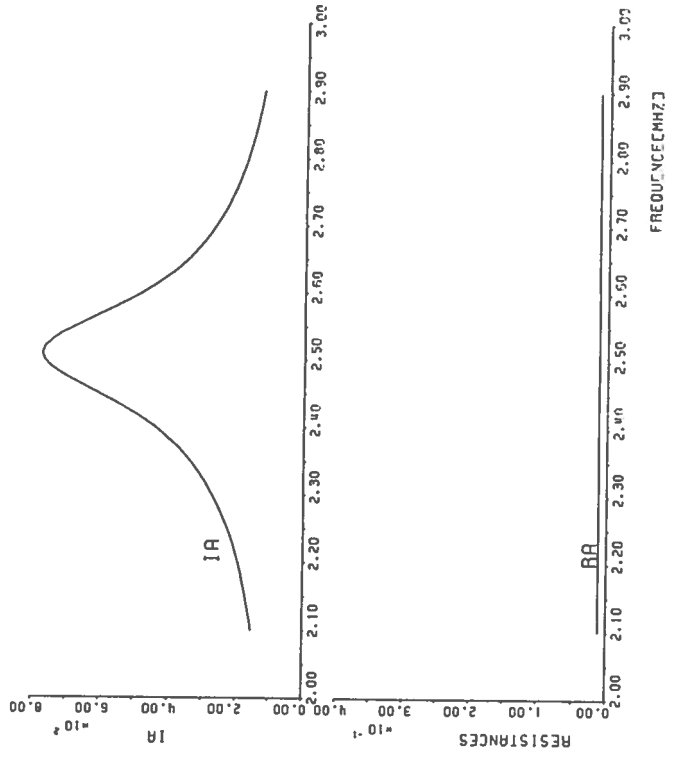
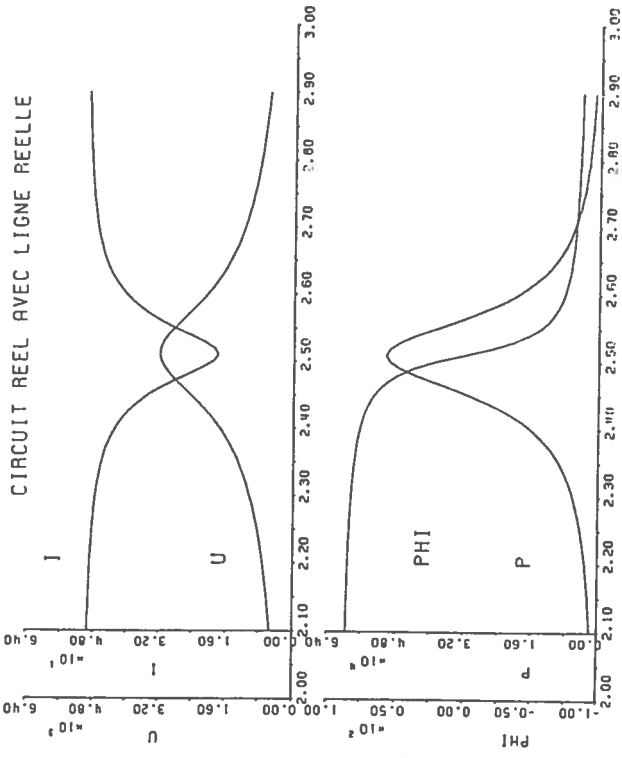


7

DONNEES

- I_a [nH] = 139.
- R_a [MOHMS 2.5 MHz] = 13.
- R_p [MOHMS] = 0.
- C_{pa} [nF] = 0.
- LONG [METRES] = 5.25
- E_r [-] = 1.98
- Z_c [OHMS] = 5.556
- alpha [dB 100M 2.5 MHz] = 1.3
- C_L [PF PAR METRE] = 94.
- C_{ac} [nF] = 10.
- R_{ac} [MOHMS A 2.5MHz] = 20.
- I_{par} [nH] = 64.
- R_S [OHMS] = 100.
- U_S [VOLTS] = 5000.
- FMIN [MHz] = 2.1
- FMAX [MHz] = 2.9
- PAS [KHz] = 10.
- U_m [VOLTS] = 3200.
- I_m [AMP.] = 18.
- P_{Tot} [W] = 50'400
- P_{plasma} [W] = -
- $I_{antenne}$ [AMP.] = 774.2

Résultats à la résonance :



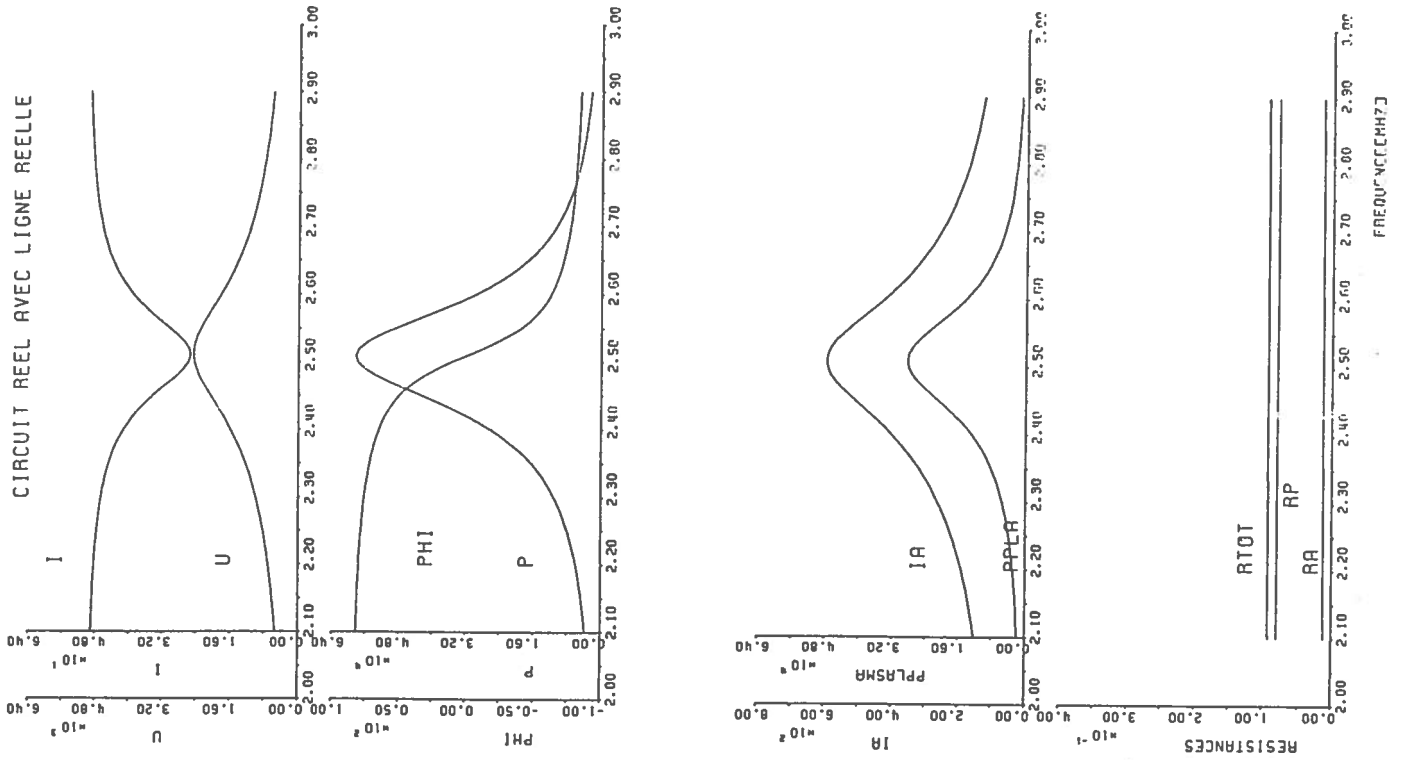
8

DONNEES

- I_a [nH] = 139.
- R_B [mOHMS 2.5 MHz] = 13.
- R_p [mOHMS] = 80.
- C_{pa} [nF] = 0.
- LONG [METRES] = 5.25
- E_r [-] = 1.98
- Z_c [OHMS] = 5.556
- alpha [dB 100M 2.5 MHz] = 1.3
- C_L [pF PAR METRE] = 94.
- C_{ac} [nF] = 10.
- R_{ac} [mOHMS A 2.5MHz] = 20.
- I_{par} [nH] = 64.
- R_s [OHMS] = 100.
- U_s [VOLTS] = 5000.
- FMIN [MHz] = 2.1
- FMAX [MHz] = 2.9
- PAS [KHz] = 10.

Résultats à la résonance :

- U_m [VOLTS] = 2463
- I_m [AMP.] = 25.4
- P_{tot} [W] = 58'200
- P_{plasma} [W] = 28'300
- Iantenne [AMP.] = 595.6



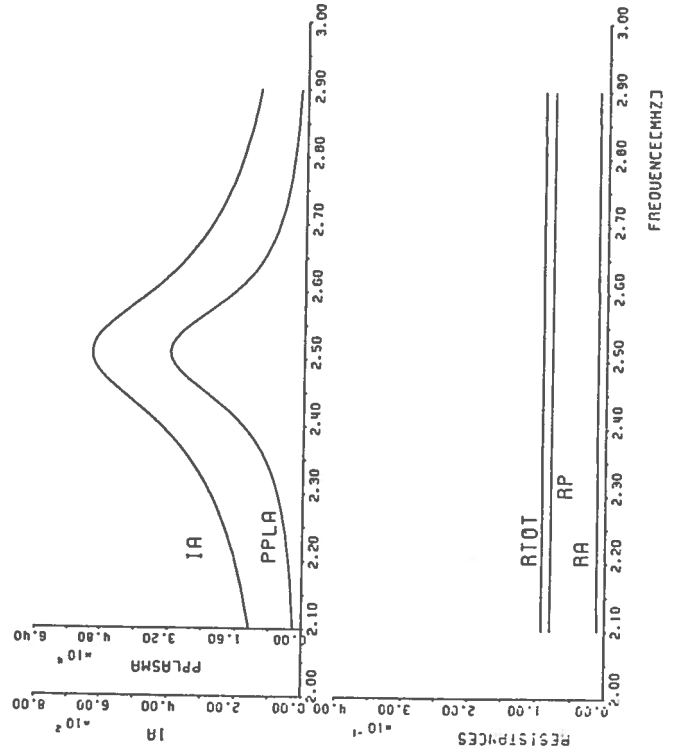
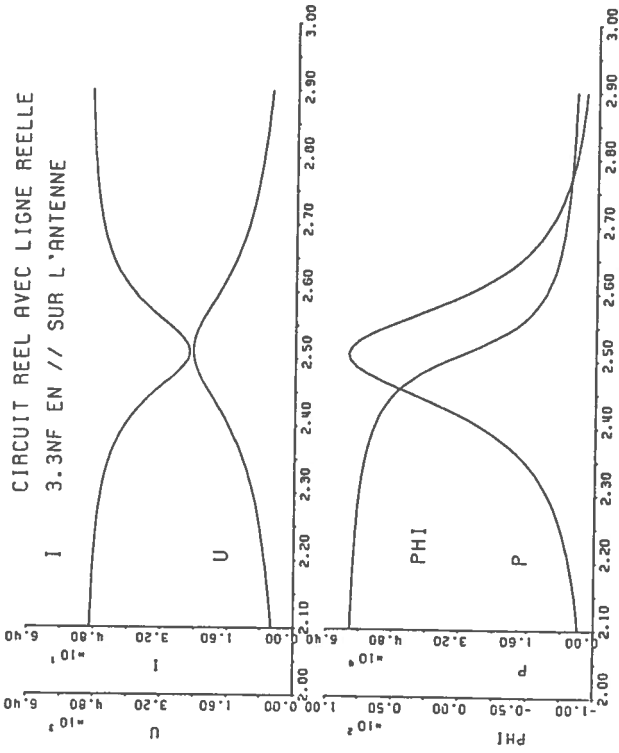
9

DONNEES

- t_a [nH] = 139.
- R_a [MOHMS 2.5 MHz] = 13.
- R_p [MOHMS] = 80.
- C_{pa} [nF] = 3.3
- LONG [METRES] = 5.25
- E_c [-] = 1.98
- z_c [OHMS] = 5.556
- alpha [dB 100M 2.5 MHz] = 1.3
- C_L [pF PAR METRE] = 94.
- C_{ac} [nF] = 9.3
- R_{ac} [MOHMS A 2.5MHz] = 20.
- L_{par} [nH] = 64.
- R_S [OHMS] = 100.
- U_S [VOLTS] = 5000.
- FMIN [MHz] = 2.1
- FMAX [MHz] = 2.9
- FAS [KHz] = 10.

Résultats à la résonance :

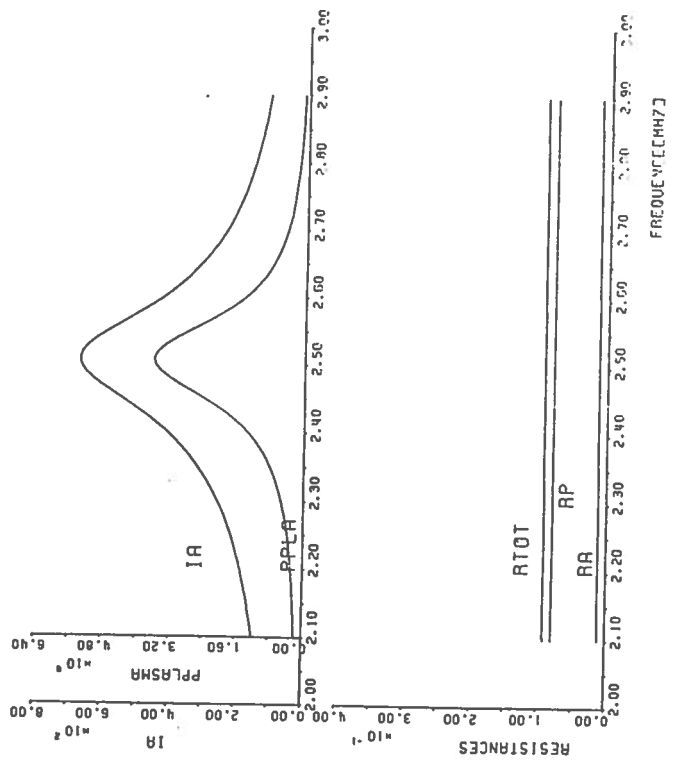
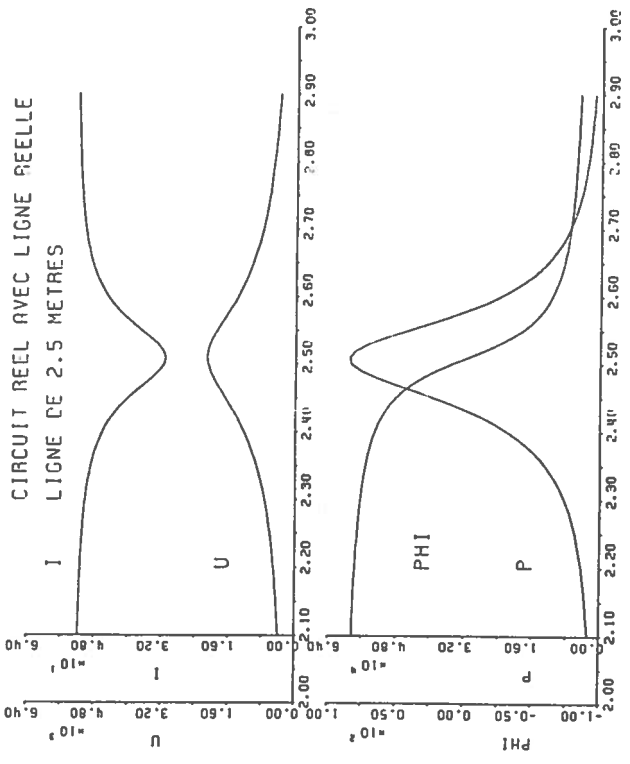
- U_m [VOLTS] = 2460.
- I_m [AMP.] = 25.4
- P_{Tot} [W] = 58900
- P_{plasma} [W] = 32000
- $I_{antenne}$ [AMP.] = 631.5



10

DONNEES

- I_a [nH] = 139.
- R_a [MOHMS 2.5 MHz] = 13.
- R_p [MOHMS] = 80.
- C_{pa} [nF] = 0.
- LONG [METRES] = 2.5
- E_r [-] = 1.98
- Z_c [OHMS] = 5.556
- alpha [dB 100M 2.5 MHz] = 1.3
- C_L [pF PAR METRE] = 94.
- C_{ac} [nF] = 14.1
- R_{ac} [MOHMS A 2.5MHz] = 20.
- I_{par} [nH] = 64.
- R_s [OHMS] = 100.
- U_s [VOLTS] = 5750.
- FMIN [MEZ] = 2.1
- FMAX [MEZ] = 2.9
- FRS [KHz] = 10.
- U_m [VOLTS] = 2130
- I_m [AMP.] = 31.2
- P_{Tot} [W] = 58'900
- P_{plasma} [W] = 35'900
- $I_{antenne}$ [AMP.] = 670.3

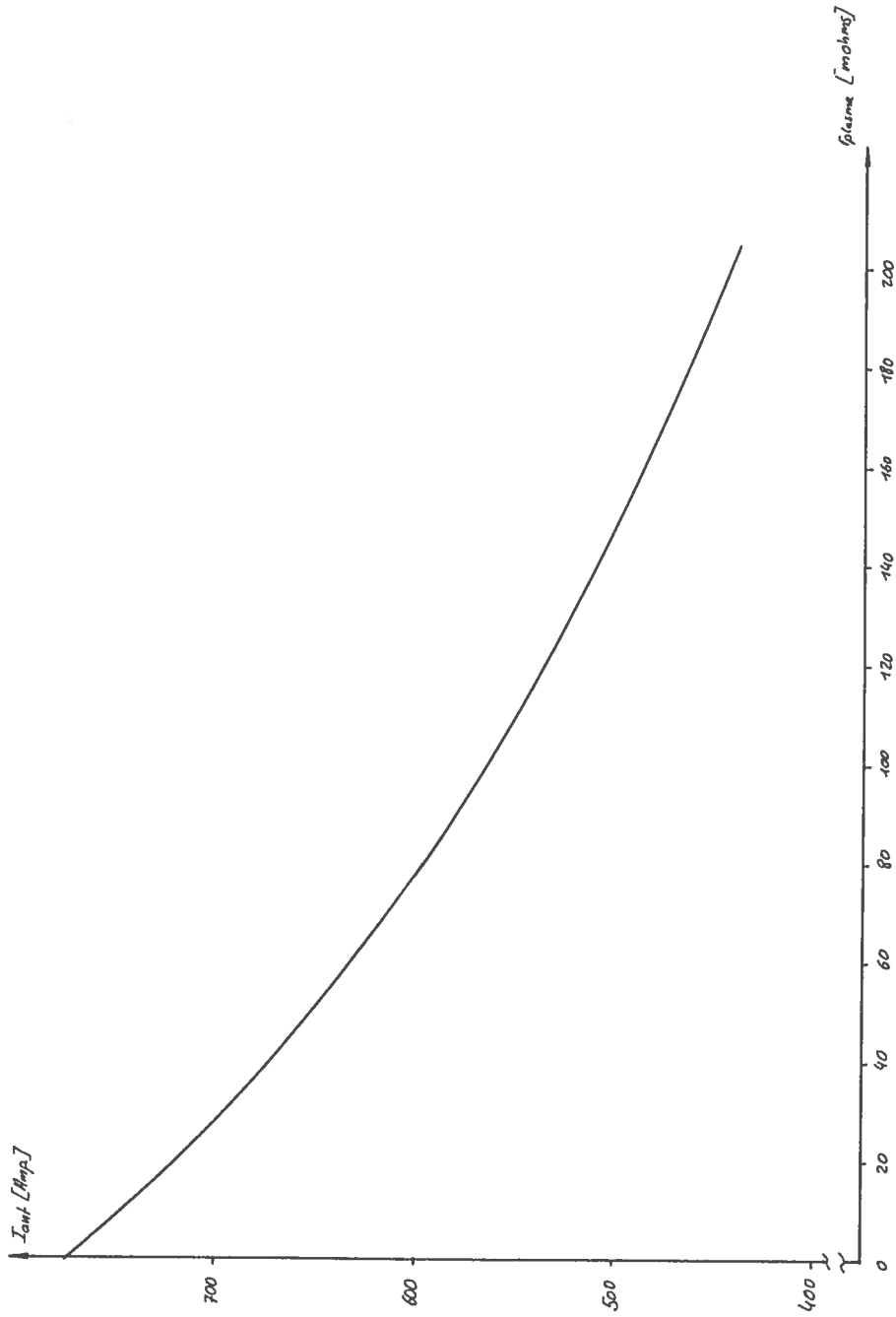


Résultats à la résonance :

11

DONNEES

- L_a [nH] = 139.
- R_a [mOHMS 2.5 MHz] = 13.
- R_p [mOHMS] = 0 ÷ 200
- C_{pa} [nF] = 0.
- LONG [METRES] = 5.25
- E_z [-] = 1.98
- Z_c [OHMS] = 5.556
- alpha [dB 100M 2.5 MHz] = 1.3
- C_L [pF PAR METRE] = 94.
- C_{ac} [nF] = 10.
- R_{ac} [mOHMS A 2.5MHz] = 20.
- I_{par} [nH] = 64.
- R_s [OHMS] = 100.
- U_s [VOLTS] = 5000.
- FMIN [MEHz] = 2.1
- FMAX [MEHz] = 2.9
- PAS [KHz] = 10



10.2 Tableau comparatif

cas	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$P_{\text{tot}} \text{ [kW]}$	57.8	62.1	57.8	62.5	57.8	62.5	50.4	58.2	58.9	58.9
$P_{\text{plasma}} \text{ [kW]}$		20.7		28.25		28.3		28.3	32	35.9
$\eta \text{ [%]}$		33		45		45		48.6	54.3	61
$I_{\text{ant.}} \text{ [Amp]}$	601	508.7	772.2	594	773.3	594.8	774.2	595.6	631.5	670.3
$\frac{U_m}{X_{at}} \frac{I_m}{I_{\text{ant}}}$	1	1	0.78	0.78	0.78	0.78	0.78	0.78	0.67	0.91
$r = X_{at}^2 \frac{I_m}{U_m}$ [ohms]	160	240	160	291	160	291	160	291	345.8	177.6
$\frac{r_p}{r_p \text{ donné}}$	-	1	-	1.64	-	1.64	-	1.64	2.223	1.2

11) CONCLUSION

La charge maximale avec ce type de transmission est un multiple de 50Ω , en effet, les câbles commerciaux pour transmettre ces puissances ont en général des impédances caractéristiques de 50Ω .

Comme on peut le voir dans le tableau comparatif (10.2), le courant d'antenne mesuré est 0.78 fois plus petit que le courant réel, la résistance plasma mesurée est 1.64 fois plus grande que la résistance réelle, la différence entre la puissance mesurée et réelle est nulle ($(0.78)^2 \cdot 1.64 = 1$).

La différence entre la valeur calculée et la valeur réelle de la résistance plasma à 45° est de +10%. Il faut donc être prudent si l'on veut donner la valeur réelle de la résistance plasma lors d'un balayage en fréquence.

En même temps que la rédaction de ce rapport on a effectué des changements importants au niveau des mesures (sondes de mesure et amplificateurs de mesure), pour permettre la mesure dans la bande d'AFCO (0.3 - 5 MHz).

Ce rapport a été motivé dans un but d'une meilleure compréhension de la transmission d'énergie et pour permettre l'optimisation du rendement dans le cas d'un changement de configuration du système, ainsi que l'étude d'autres systèmes.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) Théorie et pratique des circuits de l'électrotechnique et des amplificateurs; J. Quinet et A. Petitclerc, Dunond
- (2) Electromagnétisme, F. Gardiol; Traité d'électricité III
- (3) Introduction à l'électrotechnique, F. de Coulon et M. Jufer, Traité d'électricité I
- (4) Taschenbuch der Hochfrequenztechnik; H. Meinke, F.W. Gundlach, Springer-Verlag
- (5) Hochfrequenztechnik, E. Stadler, Vogel Verlag
- (6) Electronique industriel; G. Goudet, EYROLLES

Dämpfung α Die Dämpfung α eines HF-Kabels resultiert aus den proportional zu \sqrt{f} zunehmenden Leiterverlusten (Skinneffekt) und den oberhalb ca. 10 MHz auftretenden, proportional zu f zunehmenden dielektrischen Verlusten (ϵ_r -abhängig). Die Dämpfung ist sowohl vom Durchmesser Verhältnis D/d als auch vom Durchmesser D allein abhängig. Sowohl die Kabeltemperatur als auch Kabelalterung verändern die Dämpfung α (Siehe Seiten 12/16/20/23/27/29). α resultiert aus dem logarithmischen Verhältnis der Signalspannung am Anfang einer Leitung (U_1) zur Spannung am Ende der Leitung (U_2). Mit natürlichen Logarithmen gerechnet wird die Dämpfung mit Neper (N) bezeichnet. Mit Logarithmen der Basis 10 gerechnet wird die Dämpfung in Dezibel (dB) ausgedrückt.
 α [N/m] entspricht $8,686 \alpha$ [dB/m]
 α [dB/m] entspricht $0,115 \alpha$ [N/m]

Attenuation α *Signal loss in RF cables is caused by conductor losses (skin effect) increasing proportionally to \sqrt{f} , dielectric losses which occur above 10 MHz only and increase proportionally to f . The signal loss depends on the diameter ratio D/d as well as on the diameter D . In addition, temperature and cable aging influence the attenuation (see page 12/16/20/23/27/29). α is calculated as the logarithmic ratio of the signal voltage at the cable input (U_1) and the voltage at the cable output (U_2). The signal loss calculated with natural logarithms is expressed in Nepers (N). The loss based on decadic logarithms is expressed in decibels (db).*

α [N/m] equals 8.686α [dB/m]
 α [dB/m] equals 0.115α [N/m]

$$\alpha \text{ [N/m]} = \ln \frac{U_1}{U_2}$$

$$\alpha \text{ [dB/m]} = 20 \log_{10} \frac{U_1}{U_2}$$

Leistung Die auf einem HF-Kabel übertragbare Signalleistung ist begrenzt durch die entstehende Wärme und die Erweichungstemperatur der Isolation. Die Verlustwärme im Kabel nimmt mit steigender Frequenz, Dielektrizitätskonstante und Verlustfaktor $\tan \delta$ zu. Die zulässige Leistungsübertragung ist sowohl vom Durchmesser Verhältnis D/d als auch vom Durchmesser D allein abhängig. Sowohl die Umgebungstemperatur als auch die Signalreflexionen beeinflussen die übertragbare Leistung.

Power rating *The power of a signal transmitted in an RF cable is limited by the resulting heat and the softening temperature of the insulation. The heat loss in the cable grows as frequencies, the dielectric constant ϵ_r and the dissipation factor $\tan \delta$ increase. The permissible power transmission depends on the diameter ratio D/d as well as on the diameter D alone. In addition, ambient temperature and voltage reflections also influence the power rating.*

Signalfortpflanzungsgeschwindigkeit v_r Elektromagnetische Wellen pflanzen sich bestenfalls mit Lichtgeschwindigkeit (c) fort. Auf HF-Leitungen wird

Velocity of Signal propagation v_r *Electromagnetic waves ideally move at the speed of light (c). In RF cables,*

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

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

Es ist eine typische Eigenschaft von HF-Kabeln, dass sich Signale bei allen Frequenzen der nutzbaren Bandbreite (DC... f_G) gleich schnell fortpflanzen. Somit bleiben breitbandige Signale praktisch frei von Laufzeitverzerrungen.

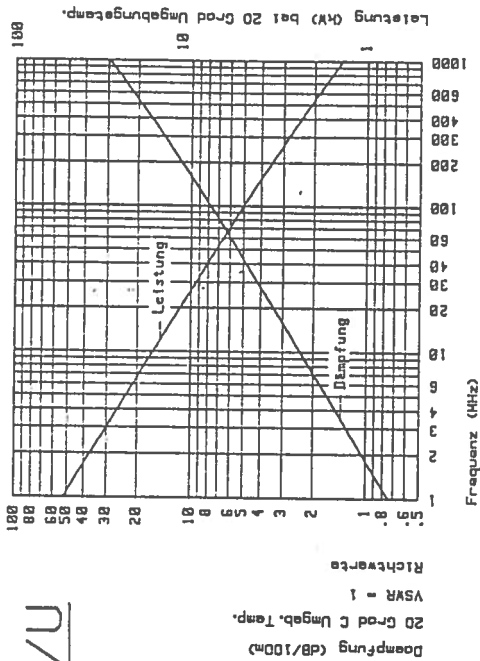
A typical feature of RF cables is that signals at all frequencies of the applicable band width (DC... f_G) propagate at the same velocity. This means that broad band signals are practically free of phase distortion.

Typische Werte von v_r

Typical values v_r

Isolationsmaterial	ϵ_r	v_r [% c]	Signal Laufzeit [n sec/m]	Insulating material	ϵ_r	v_r [% c]	Signal delay [n sec/m]
Voll-PE	2,28	66,2	5,03	Solid PE	2,28	66,2	5,03
PTFE/FEP	2,1	69,0	4,83	PTFE/FEP	2,1	69,0	4,83
Schaum-PE	1,5	81,6	4,08	Foam PE	1,5	81,6	4,08
Luft, Vakuum	1,0	100	3,33	Air, vacuum	1,0	100	3,33

RG 393/U



Kabelaufbau :

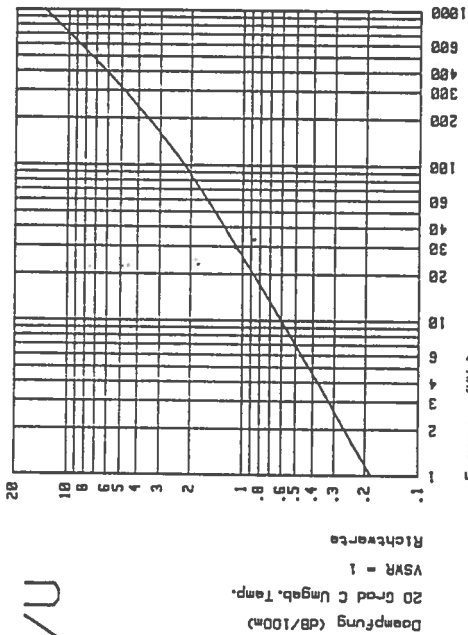
- Innenleiter : Versilb. Kupferlitze 7x0.82mm ϕ
Dielektrikum: PTFE
1. Abschirm.: Blankes Kupfergef1. 24x6x0.15mm ϕ
2. Abschirm.: Blankes Kupfergef1. 24x7x0.15mm ϕ
Mantel : FEP, braun

Mechanische und elektrische Daten :

- Gewicht : 23.8 kg/100m
Temperaturbereich : -200 Grad C bis +200 Grad C
Biegeradius : Fuer feste Montage : 50 mm
Fuer mehrmaliges Biegen : 100 mm
Fuer flexiblen Einsatz : 200 mm
Impedanz : 50 Ohm +/- 2 Ohm
Kapazitaet : 94 pF/m
Signalfortpflanzungs-
geschwindigkeit : 71.1 % der Lichtgeschwindigkeit
Signallaufzeit : 4.69 nsec/m
Isolationswiderstand : >10⁸ Megohm m
Max. Betriebsspannung : 5.0 kV

This document is copyright of HUBER + SUHNER AG. It is supplied in confidence and must not be used for any other purpose than that for which it was supplied, or be reproduced without written permission.

RG 220/U



Kabelaufbau :

- Innenleiter : Blanker Kupferdraht
Dielektrikum: Voll-PE
Abschirmung : Blankes Kupfergef1. 36x9x0.3mm ϕ
Mantel : Nicht-migrierendes PVC, schwarz
Bedruckung : SUHNER RG 220/U 50 +/- 2 Ohm

Mechanische und elektrische Daten :

- Gewicht : 111.0 kg/100m
Temperaturbereich : -40 Grad C bis +70 Grad C
Biegeradius : 250mm
Impedanz : 50 Ohm +/- 2 Ohm
Kapazitaet : 101 pF/m
Signalfortpflanzungs-
geschwindigkeit : 66.2 % der Lichtgeschwindigkeit
Signallaufzeit : 5.03 nsec/m
Isolationswiderstand : >10⁸ Megohm m
Max. Betriebsspannung : 15 kV

This document is copyright of HUBER + SUHNER AG. It is supplied in confidence and must not be used for any other purpose than that for which it was supplied, or be reproduced without written permission.