

# Eléments théoriques sur les réseaux électriques

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Propriétés topologiques des réseaux électriques</b>	<b>2</b>
1.1	Représentation d'un réseau électrique par un graphe, terminologie . . . . .	2
1.2	Les lois Kirchhoff topologiques . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Le concept d'amplificateur universel :le nullor</b>	<b>5</b>
<b>3</b>	<b>La ligne à constante de temps <math>RC</math> distribuée</b>	<b>5</b>
3.1	Structure physique . . . . .	5
3.2	Formalisme . . . . .	5
3.2.1	Etablissement de la forme réduite de l'équation des télégraphistes	5
3.2.2	Représentation d'un élément de ligne $RCD$ par un quadripôle . . .	7
3.2.3	Propriétés de la ligne $RCD$ . . . . .	8
3.2.4	Modèles localisés de la ligne $RCD$ . . . . .	9
<b>4</b>	<b>Prise en compte des imperfections de réalisation</b>	<b>12</b>
4.1	Prise en compte des dispersions sur les composants :la sensibilité . . . . .	12
4.2	Prise en compte des imperfections :l'algorithme de Friedmann . . . . .	12

# 1 Propriétés topologiques des réseaux électriques

## 1.1 Représentation d'un réseau électrique par un graphe, terminologie

Si nous considérons le réseau électrique de la *figure 1*, on peut le représenter par un graphe comprenant autant de nœuds (sommets) que le réseau. L'origine des potentiels étant arbitraire on peut choisir le nœud 0 comme nœud de référence (origine des potentiels). Lorsque deux nœuds du réseau sont reliés par un dipôle, le graphe comporte un trait numéroté constituant une branche joignant les deux sommets correspondant du graphe. La branche étant arbitrairement orientée le graphe est un graphe orienté (ou digraphe).

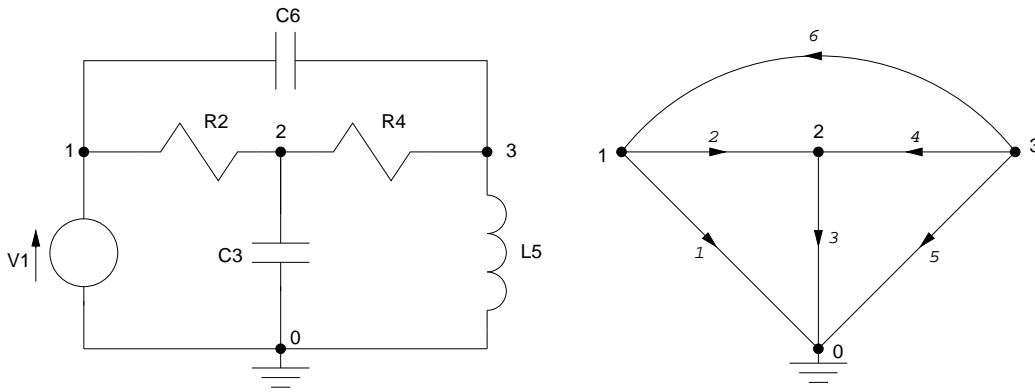


FIGURE 1 –

*Un réseau électrique et son graphe*

Partant de ce graphe, on peut définir un sous-graphe contenant tous les nœuds et ne comportant aucune boucle. Ce sous-graphe constitue un arbre (*figure 2*) et si le graphe comporte  $N + 1$  nœuds et  $B$  branches, chaque arbre est composé de  $N$  branches. Partant d'un arbre, toute autre branche n'appartenant pas à l'arbre constitue une liaison définissant une boucle unique appelée boucle fondamentale associée à la liaison. Un arbre ayant  $N$  branches, possède ainsi  $B - N$  boucles fondamentales.

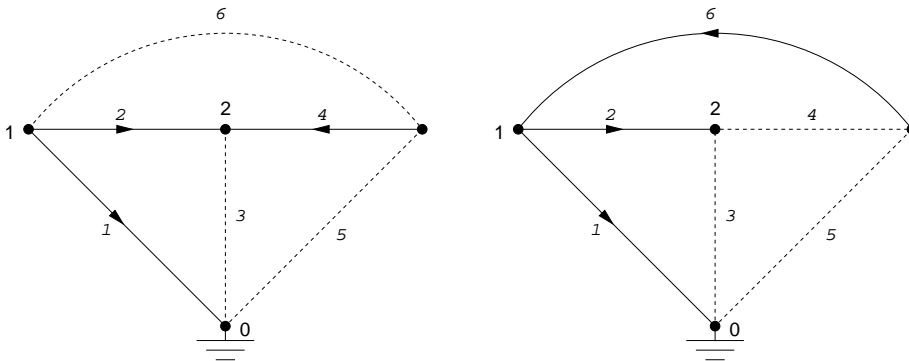


FIGURE 2 –

*Deux arbres particuliers et les liaisons correspondantes*

D'autre part, par définition l'arbre ne constituant aucune boucle, la suppression d'un branche partage cet arbre en deux sous-arbres disjoints. L'ensemble des liaisons du graphe initial reliant les nœuds des deux sous-arbres, forme avec la branche d'arbre une coupe appelée coupe fondamentale associée à la branche considérée. Un graphe composé de  $N + 1$  nœuds et  $B$  branches comporte  $N$  coupures fondamentales

## 1.2 Les lois Kirchhoff topologiques

Les lois de Kirchhoff (*figure 3*) sont deux axiomes fondamentaux de l'électricité. La loi de Kirchhoff en tension ou KVL, stipule qu'une boucle (maille) étant un ensemble de branches décrivant un parcours fermé, la somme des tensions instantanées des branches orientées dans le même sens que la boucle est nulle. La loi de Kirchhoff en courant ou KCL, stipule qu'une coupe étant l'ensemble des branches reliant deux parties disjointes d'un réseau, la sommes des courants instantanés des branches constituant une coupe et orientées dans le même sens c'est à dire du premier sous-réseau vers le second sous-réseau est nulle.

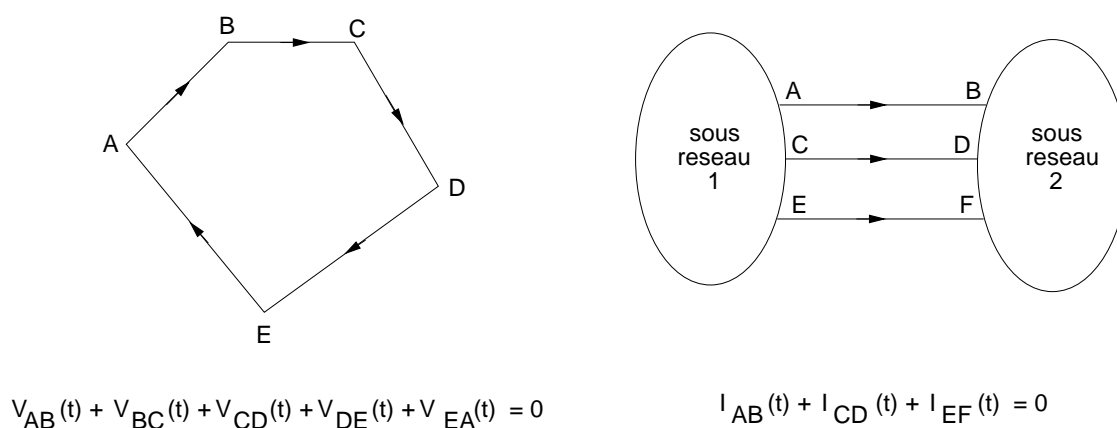


FIGURE 3 –

*Les lois de Kirchhoff en tension et en courant*

Si maintenant nous reconsidérons le graphe de la *figure 1* est que nous associons à ce graphe une matrice  $[A]$  appelée matrice incidente telle que

pour  $i = 1, 2, \dots, N$  et  $k = 1, 2, \dots, B$

$a_{ik} = +1$  si la branche  $k$  quitte le nœud  $i$

$a_{ik} = -1$  si la branche  $k$  entre sur le nœud  $i$

$a_{ik} = 0$  si la branche  $k$  ne touche pas le nœud  $i$ ,

on peut écrire par inspection

$$[A] = \begin{pmatrix} +1 & +1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & +1 & +1 & +1 \end{pmatrix}.$$

Si on associe à chaque branche  $k$  du graphe un courant  $I_k$  de même direction, on vérifie facilement que la matrice incidente est une traduction matricielle de la loi de Kirchhoff

en courant avec

$$[A]\vec{I} = 0.$$

De même, si nous associons au graphe considéré une matrice  $[B]$  appelée matrice des boucles telle que

pour  $k = 1, 2, \dots, B$  et  $i = 1, 2, \dots, N$

$b_{ki} = +1$  si la branche  $k$  quitte le nœud  $i$

$b_{ki} = -1$  si la branche  $k$  entre sur le nœud  $i$

$b_{ki} = 0$  si la branche  $k$  ne touche pas le nœud  $i$ ,

on peut écrire par inspection

$$[B] = \begin{pmatrix} +1 & 0 & 0 \\ +1 & -1 & 1 \\ 0 & +1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Par construction, la matrice des boucles est la transposée de la matrice incidente, et si on associe à chaque branche du graphe une différence de potentiel  $U_k$  entre le départ de l'orientation et son arrivée, on vérifie que la matrice des boucles est une traduction matricielle de la loi de Kirchhoff en tension avec

$$\vec{U} = [B]\vec{V} = [A]^T\vec{V}.$$

Toutes les méthodes dites de "formulation des équations" qui permettent l'écriture systématique des équations régissant un circuit, sont basées sur l'utilisation directe ou indirecte de la matrice incidente ou de la matrice des boucles. Ces méthodes peuvent être regroupées en deux familles distinctes [1]. La première famille cherche une mise en équation en imposant la mise forme des équations en fonction de critères théoriques : d'après les lois de Kirchhoff, un réseau électrique composé de  $B$  branches et  $N$  nœuds référencés, possède  $B$  équations de liaison,  $N$  équations de nœud sur les courants et ainsi  $B - N$  équations sur les tensions. Le nombre d'équations à résoudre est donc égal à  $N$  ou  $B - N$  selon la méthode utilisée. Toutes ces méthodes, utilisables manuellement, conduisent à écrire les équations de constitution sous la forme d'une matrice impédance ou admittance qui peuvent ne pas exister

Ainsi, on peut chercher à exprimer les  $B$  courants de branches en fonction des  $N$  tensions de branches d'un arbre en considérant la relation de constitution en courant

$$I_k = j_k + Y_k(U_k - v_k)$$

et expliciter les sources commandées en fonction des tensions et des courants des différentes branches, avec  $k = 1, 2, \dots, B$  on arrive à l'expression

$$I_k = \sum_{q=1}^B Y_{kq}U_q + J_k$$

qui s'écrit sous forme matricielle

$$\vec{I} = [Y]\vec{U} + \vec{J}$$

comme

$$\vec{U} = [A]^T\vec{V}$$

on obtient

$$\vec{I} = [Y][A]^T\vec{V} + \vec{J}.$$

A COMPLETER AVEC MES NOTES : "PROPRIETES TOPOLOGIQUES DES RESEAUX....."

## 2 Le concept d'amplificateur universel : le nullor

A COMPLETER AVEC MES NOTES : LE CONCEPT.....

## 3 La ligne à constante de temps $RC$ distribuée

### 3.1 Structure physique

Une ligne à constante de temps  $RC$  distribuée (ligne  $RCD$ ) est une structure passive réalisée en superposant une zone conductrice, un isolant et une zone résistive (figure 4). En microélectronique, ce type de structure est réalisée par une **résistance intégrée**, la zone "conductrice" étant le substrat, ou par **un transistor MOS** en forte inversion et zone ohmique, la zone résistive étant le canal de conduction, la zone isolante étant la zone dépeuplée et la zone "conductrice" étant le substrat du transistor.

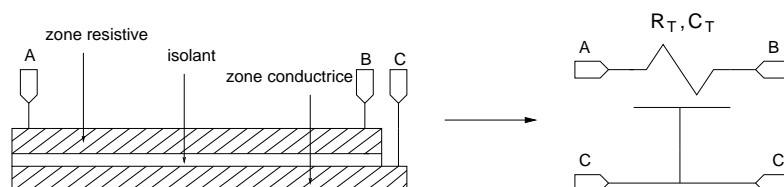


FIGURE 4 –

*Structure d'un élément de ligne  $RCD$  et symbolisme*

### 3.2 Formalisme

#### 3.2.1 Etablissement de la forme réduite de l'équation des télégraphistes

Capacité et résistance étant colocalisées, les variations des tensions et des courants dans une ligne  $RCD$  dépendent des coordonnées spatiales, nous sommes dans le cadre de la théorie des réseaux distribués [3]. Une section  $\Delta x$  infiniment petite d'un élément de ligne de longueur  $d$  peut être modélisée par un réseau à résistance et condensateur,  $r$  étant la résistance linéique (en  $\Omega/m$ ) et  $c$  la capacité linéique (en  $F/m$ ). Les lois de Kirchoff permettent d'écrire pour les tensions et les courants (figure 5)

$$\begin{aligned} v(t, x + \Delta x) - v(t, x) &= -r \Delta x i(t, x) \\ i(t, x + \Delta x) - i(t, x) &= -c \Delta x \frac{\partial v(t, x + \Delta x)}{\partial t}. \end{aligned}$$

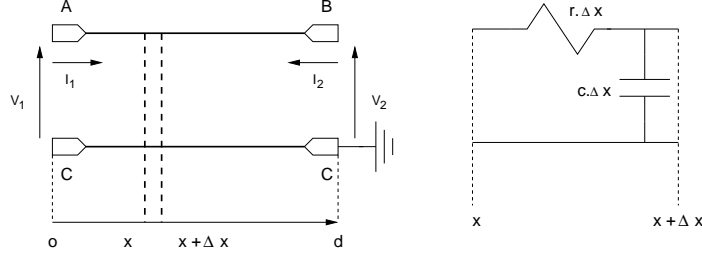


FIGURE 5 –

*Modélisation d'une section infiniment petite d'une ligne RCD*

En passant aux limites ( $\Delta x \rightarrow 0$ ), on obtient le système d'équations couplées aux dérivées partielles

$$\begin{aligned} \frac{\partial v(t, x)}{\partial x} &= -r i(t, x) \\ \frac{\partial i(t, x)}{\partial x} &= -c \frac{\partial v(t, x)}{\partial t}. \end{aligned}$$

En éliminant les variables  $i$  et  $v$  respectivement de la première et de la seconde équation, on arrive à une forme réduite de l'équation dite des télégraphistes établie par Heaviside en 1893.

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = r c \frac{\partial v}{\partial t} \\ \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = r c \frac{\partial i}{\partial t}. \end{cases}$$

La solution de ce système est connue pour être en transformée de Laplace

$$\begin{cases} V(p, x) = V(p, 0) \cosh(\gamma x) - I(p, 0) Zc \sinh(\gamma x) \\ I(p, x) = I(p, 0) \cosh(\gamma x) - V(p, 0) Yc \sinh(\gamma x). \end{cases}$$

Les paramètres résistance et capacité linéïques étant les paramètres primaires de la ligne *RCD*, les paramètres  $\gamma$  et  $Zc$  en sont les paramètres secondaires avec

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{r c p} & : \text{exposant linéïque de propagation et} \\ Zc &= 1/Yc = \sqrt{\frac{r}{c p}} & : \text{impédance caractéristique de la ligne.} \end{aligned}$$

Pour un élément de ligne de longueur  $d$ , on peut ainsi écrire

$$\begin{cases} V_2 = \cosh(\gamma d) V_1 - Zc \sinh(\gamma d) I_1 \\ I_2 = \cosh(\gamma d) I_1 - Yc \sinh(\gamma d) V_1 \end{cases}$$

avec  $\gamma d = \sqrt{r c d^2 p} = \sqrt{R_T C_T p} = \sqrt{\tau p}$ .

Les paramètres  $R_T$  et  $C_T$  sont respectivement la résistance totale et la capacité totale de l'élément de ligne *RCD* et  $\tau$  la constante de temps correspondante. En termes de paramètres technologiques, si  $R_s$  est la résistance en  $\Omega/sq$ ,  $C_s$  la capacité surfacique,  $L$  la longueur et  $W$  la largeur du dispositif :

$$\sqrt{R_T C_T p} \approx L \sqrt{R_s C_s p} \quad \text{et} \quad Yc \approx W \sqrt{\frac{C_s}{R_s} p}.$$

### 3.2.2 Représentation d'un élément de ligne $RCD$ par un quadripôle

Un élément de ligne de longueur  $d$  est représentable par le quadripôle électrique  $Q$  de la *figure 6* pour lequel on peut définir une matrice de transfert directe

$$[T] = \begin{pmatrix} \cosh \sqrt{\tau p} & Z_c \sinh \sqrt{\tau p} \\ Y_c \sinh \sqrt{\tau p} & \cosh \sqrt{\tau p} \end{pmatrix}$$

telle que

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$$

ou une matrice impédance

$$[Z] = Z_c \begin{pmatrix} \coth \sqrt{\tau p} & \frac{1}{\sinh \sqrt{\tau p}} \\ \frac{1}{\sinh \sqrt{\tau p}} & \coth \sqrt{\tau p} \end{pmatrix}$$

telle que

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

ou une matrice admittance

$$[Y] = Y_c \begin{pmatrix} \coth \sqrt{\tau p} & -\frac{1}{\sinh \sqrt{\tau p}} \\ -\frac{1}{\sinh \sqrt{\tau p}} & \coth \sqrt{\tau p} \end{pmatrix}$$

telle que

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}.$$

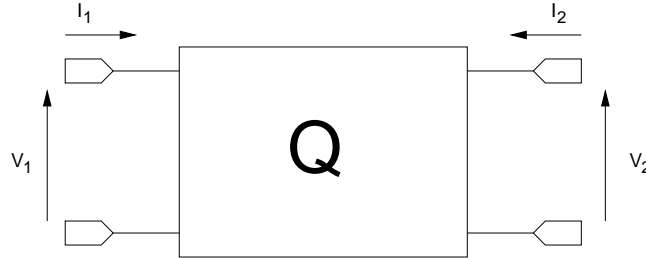


FIGURE 6 –

*Représentation quadripôle d'une ligne  $RCD$*

En partant de l'expression de la matrice impédance, on peut donner une représentation de la ligne  $RCD$  en T localisée (*figure 7*) dans laquelle

$$Z = \frac{Z_c}{\sinh \sqrt{\tau p}} \quad \text{et} \quad S = \cosh \sqrt{\tau p}$$

et en partant de l'expression de la matrice admittance, on peut donner une représentation en Pi localisée (*figure 7*) dans laquelle

$$Y = \frac{Y_c}{\sinh \sqrt{\tau p}} \quad \text{et} \quad S = \cosh \sqrt{\tau p}$$

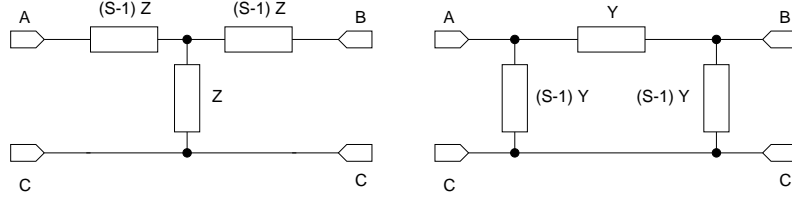


FIGURE 7 –

*Représentation localisée en Té et en Pi d'une ligne RCD*

### 3.2.3 Propriétés de la ligne RCD

Toutes les fonctions de réseaux correspondantes aux composantes des différentes matrices de la ligne RCD sont des fonctions transcendentes. Elles sont donc fondamentalement différentes de leurs homologues RC localisé. Ainsi, si on considère le dipôle passif RCD de la figure 8, on détermine l'admittance

$$Y_1 = Y_c \coth \sqrt{\tau p}.$$

Son développement en produit infini

$$Y_1 = \frac{1}{R_T} \prod_{n=1}^{+\infty} \frac{1 + \frac{4\tau p}{(2n-1)^2\pi^2}}{1 + \frac{\tau p}{n^2\pi^2}}$$

montre une infinité de pôles et de zéro disposés en alternance le long de l'axe réel négatif du plan de la variable complexe  $p = \sigma + j\omega$  tels que

$$p_n = -\frac{(n\pi)^2}{\tau} \quad \text{et} \quad z_n = -\frac{1}{\tau} \frac{\pi^2}{4} (2n-1)^2 \quad \text{pour } n = 1, 2, \dots$$

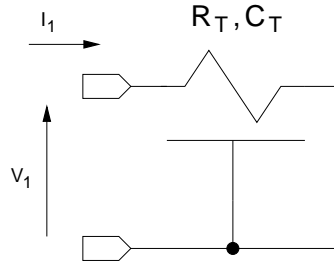


FIGURE 8 –

*Dipôle passif RCD*

D'autre part, avec  $\sqrt{\tau p} = \sqrt{\tau(\sigma + j\omega)} = a + jb$ , en régime harmonique, c'est à dire sur l'axe imaginaire avec  $a = b$ , on peut écrire

$$\sqrt{j\tau\omega} = \sqrt{\omega \frac{\tau}{2}} (1 + j) = \alpha(1 + j).$$

Si on pose

$$Y_c = \sqrt{j \frac{C_T}{R_T} \omega} = \sqrt{\frac{C_T}{2R_T} \omega} (1 + j) = \beta(1 + j)$$



on obtient

$$Y1 = Yc \coth \sqrt{\tau p} = \beta(1 + j) \frac{1 + j \tanh(\alpha) \tan(\alpha)}{\tanh(\alpha) + j \tan(\alpha)}.$$

L'impédance du dipôle passif  $RCD$  a donc pour expression analytique

$$Y1 = \beta \frac{\mathcal{R} + j\mathcal{I}}{\tanh^2(\alpha) + \tan^2(\alpha)}$$

avec

$$\mathcal{R} = \tanh(\alpha)(\tan^2(\alpha) + 1) - \tan(\alpha)(\tanh^2(\alpha) - 1)$$

et

$$\mathcal{I} = \tanh(\alpha)(\tan^2(\alpha) + 1) + \tan(\alpha)(\tanh^2(\alpha) - 1).$$

La courbe de réponse de la *figure 9* correspondant au module de l'impédance du dipôle passif  $RCD$ , montre une dépendance en 10dB/décade de la réponse en fréquence et une fréquence de coupure

$$F_c \approx 3 F_d \approx \frac{1}{2R_s C_s L^2}.$$

Ainsi, une résistance de  $100K\Omega$  avec  $R_s = 100\Omega/sq$ ,  $C_s = 0,5fF/\mu m^2$  et  $W = 5\mu m$  correspondant à  $L = 5mm$  est caractérisée par une fréquence de coupure de l'ordre de  $2MHz$ .

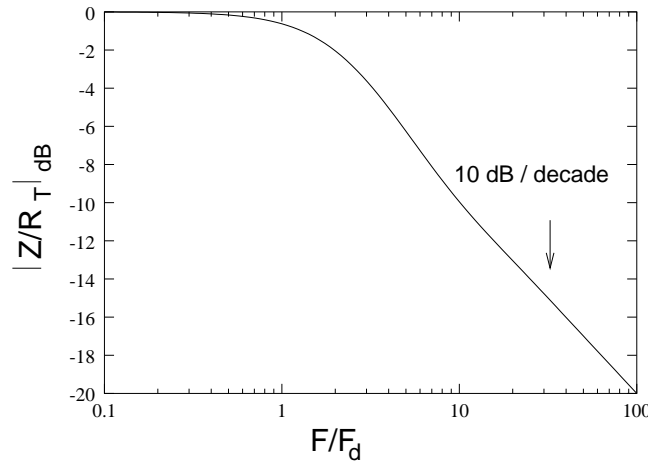


FIGURE 9 –

*Réponse d'un dipôle RCD normalisée*  
avec  $\omega_d = \frac{1}{R_T C_T} \approx \frac{1}{L^2 R_s C_s}$

### 3.2.4 Modèles localisés de la ligne $RCD$

Les différentes propriétés de la ligne  $RCD$  étant difficiles à interpréter physiquement, et impossibles à simuler directement à partir d'un simulateur électrique standard, on peut chercher à la modéliser à partir de modèles localisés. Une ligne de dimension finie pouvant être vue comme une mise en cascade d'une infinité de cellules  $RC$  localisées infinitésimales, une solution triviale consiste à tronquer la cascade et à utiliser un nombre fini  $n$  de cellules selon la précision désirée (*figure 10* et *figure 11*).

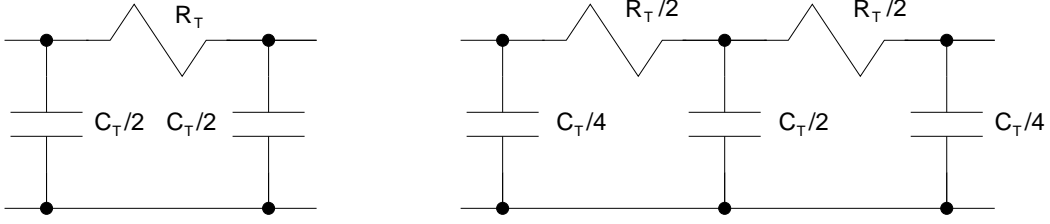


FIGURE 10 –

*Modèles à 1, 2 cellules de la ligne RCD*

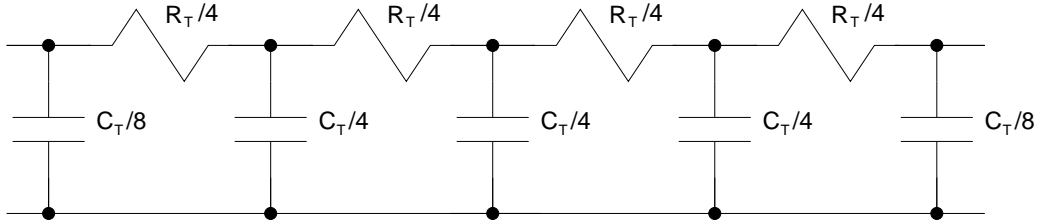


FIGURE 11 –

*Modèles à 4 cellules de la ligne RCD*

Un autre modèle est souvent utilisé en circuiterie *RCD* active. Il s'agit du modèle en Té localisé de la *figure 12*. En effet si d'une part on considère la matrice admittance du circuit localisé

$$[Y_{loc}] = \frac{1}{R_1 + R_2} \begin{pmatrix} \frac{1+R_2 C p}{1+\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} C p} & -\frac{1}{1+\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} C p} \\ -\frac{1}{1+\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} C p} & \frac{1+R_1 C p}{1+\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} C p} \end{pmatrix}$$

et si d'autre part on considère le développement limité au premier ordre de la matrice admittance du dipôle passif *RCD* de la *figure 8*

$$[Y_{dis}] \approx \frac{1}{R_T} \begin{pmatrix} \frac{1+\frac{R_T C_T p}{2}}{1+\frac{R_T C_T p}{6}} & -\frac{1}{1+\frac{R_T C_T p}{6}} \\ -\frac{1}{1+\frac{R_T C_T p}{6}} & \frac{1+\frac{R_T C_T p}{2}}{1+\frac{R_T C_T p}{6}} \end{pmatrix}$$

on réalise l'identité de  $Y_{11}$  et  $Y_{21}$  en posant

$$R_1 = \frac{1}{3}R_T \quad R_2 = \frac{2}{3}R_T \quad \text{et} \quad C = \frac{3}{4}C_T.$$

La nature dissymétrique du TÉ localisé fait que l'approximation n'est réellement justifiable que lorsque la ligne *RCD* est court-circuitée en sortie, mais cette approximation permet une prise en compte analytiquement simple des propriétés physiques des composants à éléments distribués [5]. Les *figure 13* et *figure 14* fournissent une comparaison en amplitude et en phase des différents modèles localisés appliqués sur le dipôle passif *RCD* du paragraphe précédent. Dans tous les cas de figure, le modèle en Té localisé est meilleur que le modèle en Pi et proche des modèles à quatre cellules.

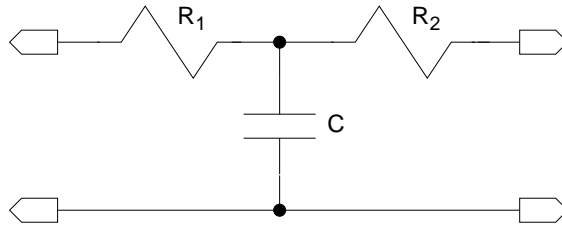


FIGURE 12 –

*Modèle en TĒ localisé de la ligne RCD*

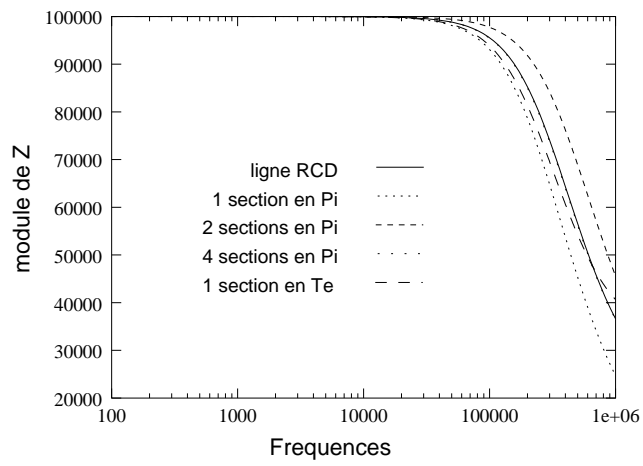


FIGURE 13 –

*Comparaison en amplitude des différents modèles de dispositif RCD*

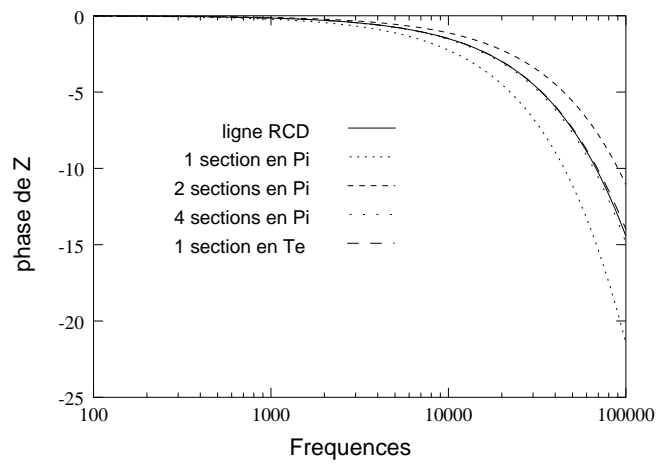


FIGURE 14 –

*Comparaison en phase des différents modèles de dispositif RCD*

## 4 Prise en compte des imperfections de réalisation

L'analyse des spécifications électriques réalisées par un circuit est préhalablement effectuée avec des composants idéaux. Bien entendu, ces composants idéaux sont purement virtuels puisque tout composant physique est affecté d'imperfections de nature statistique (tolérance globale et locale sur les [composants passifs](#)

et [actifs](#)

, ...) et de nature déterministe (résistance parasite pour un condensateur ou une inductance, [amplificateurs opérationnels imparfaits](#)

, ...). La prise en compte du premier type d'imperfections peut être effectuée à partir d'une analyse en sensibilité et le second type d'imperfections, si elles conduisent à une élévation de l'ordre de la fonction de transfert, peut être réalisée à partir de l'algorithme de Friedman.

### 4.1 Prise en compte des dispersions sur les composants : la sensibilité

A FAIRE

### 4.2 Prise en compte des imperfections : l'algorithme de Friedmann

Très souvent la prise en compte de défauts affectant les composants actifs d'un circuit électrique augmente l'ordre de la fonction de transfert le caractérisant nominale-ment. Ainsi, par exemple, si pour un circuit actif

$$D1(p) = p^2 + \beta p + \gamma$$

est le dénominateur de la fonction de transfert d'ordre deux du circuit sous conditions nominales permettant la détermination d'un jeu d'indices de [performance intermédiaire](#)

, la prise en compte des imperfections des amplificateurs opérationnels conduit à une caractérisation de circuit par une fonction de transfert ayant un dénominateur  $D(p)$  d'ordre supérieur à deux. Le polynôme  $D1(p)$  étant considéré comme une première approximation de  $D(p)$  puisque les défauts induisent une faible modification des coefficients, l'algorithme de Friedmann [4] permet d'obtenir formellement les valeurs modifiées des coefficients d'un autre polynôme du deuxième ordre approximant mieux  $D(p)$ . Pour ce faire [2] :

- on effectue la division euclidienne de  $D(p)$  par  $D1(p)$  par puissance décroissante de  $p$ , on obtient ainsi un polynôme  $Q1(p)$  tel que  $D(p) = D1(p).Q1(p) + \dots$
- on effectue la division euclidienne de  $D(p)$  par  $Q1(p)$  par puissance croissante de  $p$ , on obtient ainsi un polynôme  $Q2(p) = a_1 p^2 + b_1 p + c_1$  tel que  $D(p) = Q1(p).Q2(p) + \dots$
- le polynôme  $D2(p) = p^2 + \frac{b_1}{a_1} p + \frac{c_1}{a_1}$  est une meilleure approximation de  $D(p)$  que  $D1(p)$
- on itère le processus de décomposition pour affiner éventuellement l'approximation.

Ainsi, si

$$D(p) = ap^3 + bp^2 + cp + d$$

est le dénominateur d'ordre trois caractérisant le circuit actif physique, le polynôme

$$D2(p) = \left(b - \frac{a}{b - a\beta} \left(c - \frac{ad}{b - a\beta}\right)\right)p^2 + \left(c - \frac{ad}{b - a\beta}\right)p + d$$

est un premier polynôme d'ordre deux correspondant aux deux premiers pôles dominants et prenant en compte les imperfections de l'amplificateur opérationnel.

## Références

- [1] M. FELDMANN. "*Théorie des réseaux et systèmes linéaires*". Eyrolles, 1981.
- [2] B. FRIEDMAN. "Note on approximating complex zeros of a polynomial". *Comm. on Pure and Applied Mathematics*, vol. 2 :pp. 195–208, 1949.
- [3] M. S. GHAUSSI and J. J. KELLY. "*Introduction to distributed-parameter networks*". Robert E.KRIEGER publishing compagny, 1977.
- [4] W.E. HEINLEIN and W.H. HOLMES. "*Active filters for integrated circuits*". PRENTICE-HALL, 1974.
- [5] J. M. KHOURY and Y. TSIVIDIS. "Analysis and compensation of high-frequency effects in integrated MOSFET-C continuous time filters". *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 34(No. 8) :pp. 862–875, Aug. 1987.