

# CHAPITRE 7

## Circuits intégrés micro-ondes

Ce chapitre sert d'introduction aux circuits intégrés micro-ondes. On y présentera les éléments de base (résistance, capacitance, inductance), ainsi que les transistors MESFET utilisés.

Le chapitre sert d'introduction, et non pas de référence complète quand au circuits intégrés micro-ondes. Des manuels complets sont disponibles sur le sujet ; un seul chapitre ne saurait donc présenter la matière de façon exhaustive.

### 7.1 Circuits intégrés

Les premiers circuits intégrés étaient désignés par MIC : *Microwave Integrated Circuits*. Il s'agissait de transistors construits sur un substrat, auquel on y déposait des résistances, condensateurs et inductances. Le dépôt de ces composantes se faisait avec des aiguilles à l'aide d'un microscope.

Lorsque la technologie de fabrication fut assez développée, il était maintenant possible d'intégrer les composantes passives directement sur le substrat. On nomme alors ces circuits les MMIC : *Monolithic Microwave Integrated Circuits*.

Les circuits intégrés utilisent pour base un substrat d'épaisseur variable. De plus, deux technologies principales sont utilisées pour fabriquer des circuits : la technologie microruban, la plus ancienne et plus populaire, et la technologie coplanaire, plus récente et moins utilisée.

Ces deux technologies ont des différences fondamentales quand au design de circuits. La technologie microruban nécessite une épaisseur de métal dessous le substrat pour

servir de mise à terre. Il faut donc faire des trous dans le substrat si on veut faire une connexion à la masse. De plus, seulement 2 paramètres affectent l'impédance d'une ligne : l'épaisseur du substrat, qui est fixe, et la largeur de ligne. Le seul paramètre qu'un concepteur peut varier est la largeur de ligne.

Dans la technologie coplanaire, le plan de masse est dans le même plan que le conducteur ; il n'est donc pas nécessaire de faire de trou dans le substrat pour faire une connexion à la masse. Quand aux impédances de ligne, trois paramètres ici affectent l'impédance : la hauteur du substrat, qui est fixe, la largeur de la ligne, et la distance entre la ligne et le plan de masse. Il y a donc plus de flexibilité.

La figure 7.1 montre un exemple de circuit intégré micro-ondes en technologie microruban. On y trouve un ligne de transmission, un condensateur MIM, une inductance

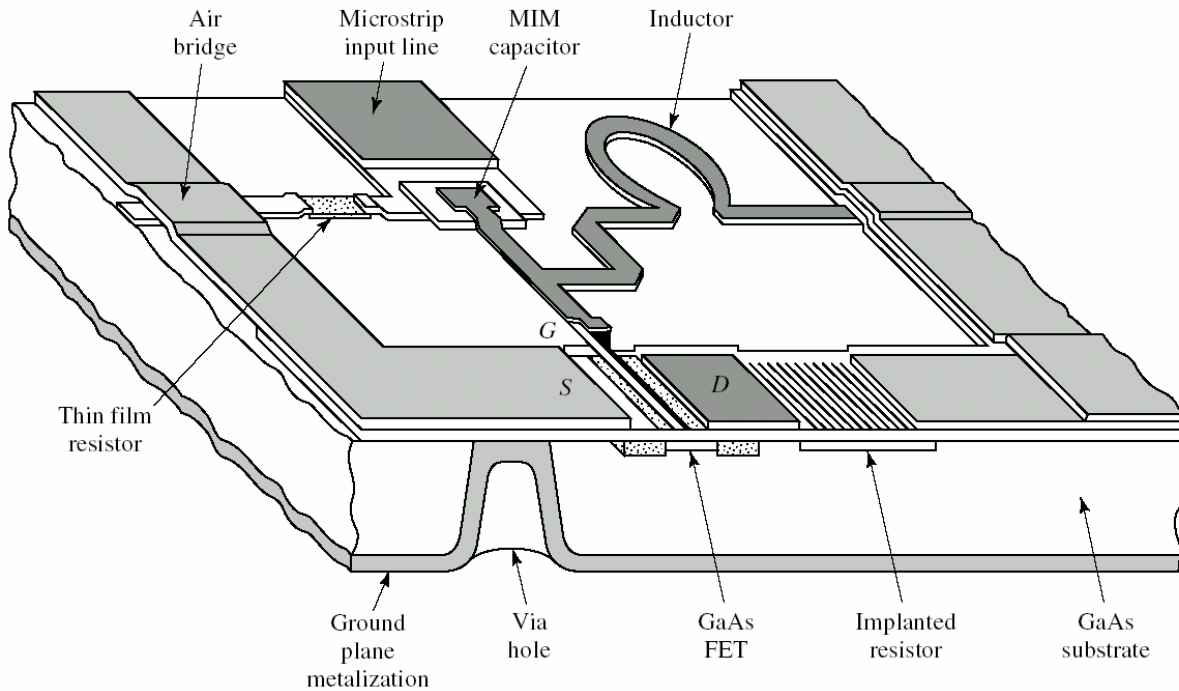


FIGURE 7.1 – Exemple de circuit intégré micro-onde

boucle, un MESFET, deux types de résistances et un via (trou dans le substrat pour connecter à la mise à terre).

## 7.2 GaAs : pourquoi ?

Le principal matériau utilisé dans la construction de circuits intégrés micro-ondes est le GaAs : l'arsénide de gallium. Le principal avantage du GaAs par rapport au silicium

(utilisé dans les circuits intégrés à plus basse fréquence) est le comportement dynamique des électrons. Pour un même dopage, les électrons se propagent plus rapidement dans le GaAs que dans le silicium. C'est la raison principale pourquoi le GaAs est utilisé à haute fréquence : les transistors peuvent faire un commutation plus rapidement.

Bien que le GaAs permet des circuits plus rapidement, ses propriétés physiques et chimiques rendent la fabrication plus délicate qu'avec du silicium. Le coût de manufacture de circuits en GaAs est plus élevé que celui de fabrication en silicium ; la technologie VLSI est plus mature que celle du GaAs. Cependant, l'amélioration de la performance associée à l'utilisation de GaAs permet de récupérer la perte de valeur d'un processus de fabrication plus coûteux.

Le GaAs a aussi une résistivité élevée, qui permet de réduire l'interférence entre des dispositifs. On peut donc créer plus de dispositifs dans une même superficie sans avoir besoin de s'inquiéter de l'interférence.

## 7.3 Éléments passifs

Les éléments passifs sont ceux ne nécessitant aucune tension de polarisation. Il y a quatre éléments passifs principaux :

1. Ligne de transmission : ligne micro-ruban et ligne coplanaire sont les principaux.
2. Capacitance : on peut utiliser soit des condensateur MIM ou des condensateurs inter-digitaux.
3. Inductance : soit des boucles ou des spirales.
4. Résistance : résistance par le substrat GaAs ou par film mince, comme le NiCr.

Tous les éléments passifs ont des impédances parasites. Ce sont des résistances, capacités ou inductances non-désirées, qui affectent la performance des éléments.

On verra les circuits équivalents de ces éléments, et aussi comment calculer les parasites, et comment ces parasites affectent la performance.

### 7.3.1 Ligne de transmission

On a déjà vu les équations pour calculer l'impédance et la constante diélectrique effective d'une ligne microruban. On peut approximer la capacitance et l'inductance parasites

d'une ligne de transmission avec les équations suivantes :

$$\bar{L} = \frac{Z_0}{c} \sqrt{\epsilon_e} \text{ H/m} \quad (7.1)$$

$$\bar{C} = \frac{\sqrt{\epsilon_e}}{Z_0 c} \text{ F/m} \quad (7.2)$$

où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne,  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide, et  $\epsilon_e$  est la constante diélectrique effective. Un exemple de ligne microruban est donné dans la figure 7.2.

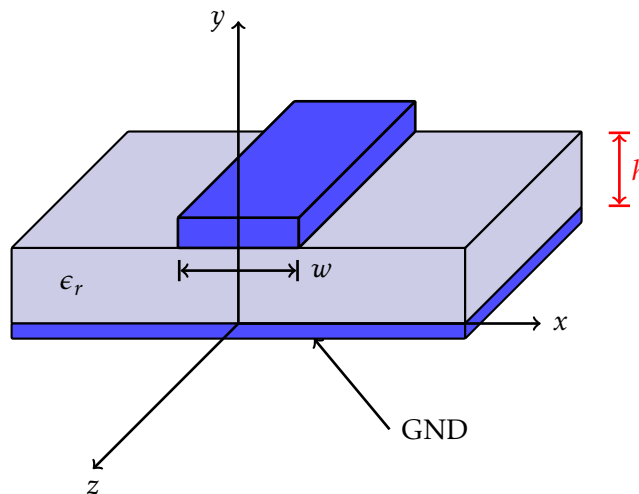


FIGURE 7.2 – Ligne de transmission microruban

Ces deux équations (Éq. 7.1 et 7.2) sont utiles aussi pour prédire les parasites de d'autres structures.

### Limites d'utilisation

Il y a deux limites quand à l'utilisation de lignes microruban : la largeur maximale et l'épaisseur maximale du substrat.

Selon l'épaisseur du substrat, il y a couplage avec un mode TM (mode de surface) si la fréquence est trop élevée :

$$f_s = \frac{c}{2\pi h} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r - 1}} \tan^{-1} \epsilon_r \quad (7.3)$$

Selon la largeur du conducteur, il y a couplage avec un mode TE (mode transversal) si la fréquence est trop élevée :

$$f_t = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{(w + 0.4h)} \quad (7.4)$$

Puisque les lignes microruban opèrent dans un mode quasi-statique, il n'existe pas de mode de propagation pur où la totalité de l'énergie de l'onde se propage dans un seul mode. On peut cependant s'assurer d'avoir la quasi-totalité de l'énergie dans un mode dominant si on respecte les contraintes ci-haut.

### 7.3.2 Inductance

Comme mentionné, il y a deux types principaux d'inductances dans les circuits intégrés : les inductances à boucle (figure 7.3) et les inductances spirales (figure 7.5).

L'inductance à boucle est bien simple : il s'agit d'une boucle du même matériau que le conducteur (figure 7.3).

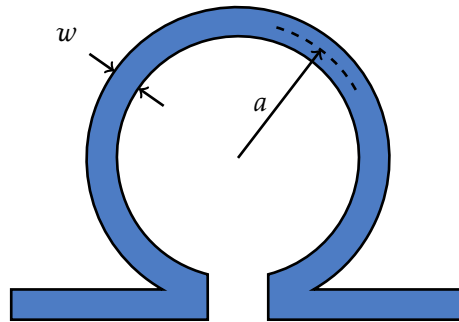


FIGURE 7.3 – Inductance boucle

La boucle a une largeur  $w$  et un rayon  $a$ . Remarquez que le rayon est défini par rapport au centre du conducteur.

Pour cette inductance, on peut approximer l'inductance de la boucle par l'équation empirique suivante :

$$L = 12.57a \left[ \ln \left( \frac{8\pi a}{w} \right) - 2 \right] \frac{1}{1 + 5.2a} \text{ nH} \quad (7.5)$$

où  $a$  est le rayon moyen en cm, et  $w$  est la largeur, en cm.

Le circuit équivalent de cette inductance est donné à la figure 7.4.

La capacitance parasite peut être estimée par l'équation suivante :

$$C_{ind} = \pi a \bar{C} \quad (7.6)$$

Puisqu'il s'agit d'un circuit LC, il y a une fréquence de résonance, donnée par l'équation suivante :

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{0.5LC}} \quad (7.7)$$

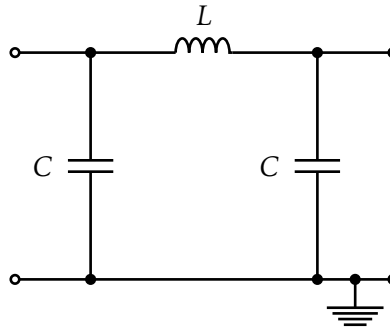


FIGURE 7.4 – Circuit équivalent d'une inductance boucle

Ceci implique qu'au dessous de cette fréquence de résonance, l'inductance a un comportement inductif, tandis qu'au-dessus de cette fréquence, l'inductance a un comportement *capacitif*. Puisque l'équation 7.7 n'est qu'une approximation, la fréquence maximale d'utilisation est typiquement la moitié de la fréquence de résonance.

#### EXEMPLE 1

Soit une inductance boucle où  $a = 200\mu\text{m}$  et  $w = 10\mu\text{m}$ . Calculer l'inductance et la fréquence de résonance, si le substrat est  $100\mu\text{m}$ , en GaAs, en technologie microruban.

On peut calculer l'inductance en premier :

$$L = 12.57a \left[ \ln\left(\frac{8\pi a}{w}\right) - 2 \right] \frac{1}{1 + 5.2a} = 0.96 \text{ nH}$$

Pour calculer la fréquence de résonance, il faut calculer la capacitance parasite de l'inductance. Pour faire ceci, il faut calculer les paramètres de la ligne.

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{d}{w}}} = 7.49$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{w} + \frac{w}{4d}\right) = 96.07\Omega$$

On peut maintenant calculer la capacitance par unité de longueur :

$$\bar{C} = \frac{\sqrt{\epsilon_e}}{Z_0 c} = 94.96 \text{ pF/m}$$

ce qui donne une capacitance totale de :

$$C_{ind} = \pi a \bar{C} = 59.66 \text{ fF}$$

La fréquence de résonance est donc :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.5LC}} = 29.74 \text{ GHz}$$

La fréquence maximale d'utilisation serait donc 15GHz environ.

Pour l'inductance spirale (figure 7.5), on peut approximer l'inductance par l'équation suivante :

$$L = 0.0008N^2S \left[ \ln\left(\frac{S}{Np}\right) + 0.726 + 0.178\left(\frac{Np}{S}\right) + \frac{1}{8}\left(\frac{Np}{S}\right)^2 \right] \text{ nH} \quad (7.8)$$

où  $N$  est le nombre de tours,  $p = s + w$  (en  $\mu\text{m}$ ), et  $S$  est le côté moyen de la spirale (en  $\mu\text{m}$ ). On peut approximer  $S$  par :

$$S = S_i + Np \quad (7.9)$$

Une inductance spirale typique est donnée à la figure 7.5. Ce type d'inductance ne peut être réalisée qu'avec un processus de fabrication à 2 métaux. Il faut un "pont" pour passer du centre de l'inductance au circuit externe (le pont est représenté par la couleur plus pâle dans la figure). Ce pont peut être l'un de deux types : un "pont à air", où le pont est une mince couche de métal suspendu dans l'air, ou un "passage en dessous", où le pont est un métal présent dans une couche plus basse ; un via est alors utilisé pour faire contact entre les deux métaux.

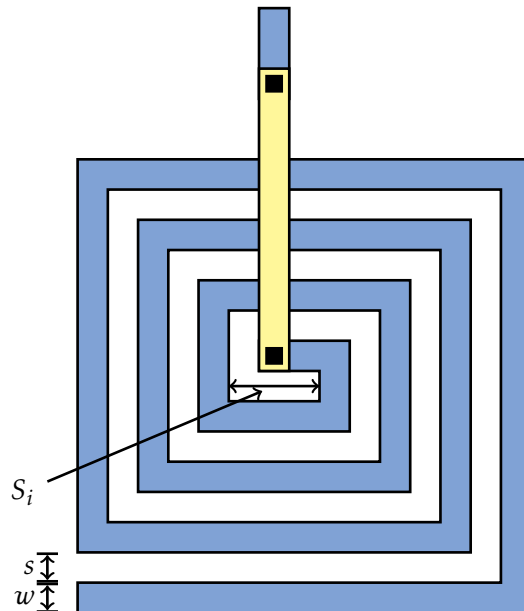


FIGURE 7.5 – Inductance spirale

Le circuit équivalent de l'inductance spirale est donné à la figure 7.6. Ce circuit est un peu plus complexe que celui de l'inductance boucle, mais il est plus représentatif de la réalité.

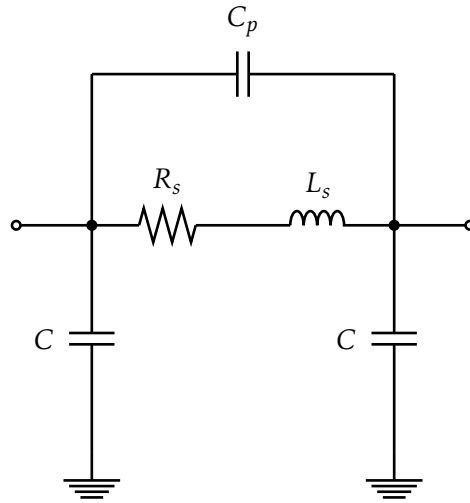


FIGURE 7.6 – Circuit équivalent d'une inductance spirale

Pour calculer les parasites, on peut estimer :

$$C_a = 4S\bar{C}' \quad (7.10)$$

où  $\bar{C}'$  est la valeur de la capacitance par unité de longueur d'une ligne de transmission ayant une largeur de  $Np$ .

La capacitance parallèle peut être estimée avec l'équation suivante :

$$C_p = \epsilon_e(4S + p) \left( 13.1654 + 6.2438 \left( \frac{w}{s} \right) + 0.3188 \left( \frac{w}{s} \right)^2 \right) \text{ fF} \quad (7.11)$$

On obtient, pour fréquence de résonance :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_p + 0.5C_a)}} \quad (7.12)$$

### 7.3.3 Condensateurs

Tel que mentionné auparavant, il y a deux types de condensateurs :

**Interdigital** : utilisé pour de faibles valeurs ayant une grande précision. On peut s'en servir si  $C < 1\text{pF}$ .

**MIM** : Metal-Insulator-Metal : plus grande valeur, mais moins de précision lors de la fabrication. Ce type de condensateur peut être utilisé jusqu'à 5-6 pF.

En fait, il y a trois types de condensateurs : on peut utiliser une longueur de ligne court-circuitée pour réaliser une impédance capacitive. Ce type de capacitance est limitée à un maximum de 0.2pF.



### Condensateur Interdigital

Le condensateur interdigital ressemble à une série de doigts entrecroisés, comme à la figure 7.7.

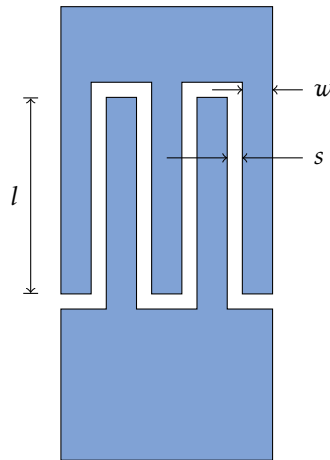


FIGURE 7.7 – Condensateur interdigital

On peut approximer la capacitance par l'équation suivante :

$$C = \frac{\epsilon_e \times 10^{-3}}{18\pi} \frac{K(k)}{K(k')} (n-1)l \quad (7.13)$$

où

$$k = \tan^2 \left( \frac{w\pi}{4(w+s)} \right) \quad (7.14)$$

et la fonction  $K(x)$  est l'intégrale elliptique complète du premier ordre,  $k' = \sqrt{1-k^2}$ , et  $n$  est le nombre de doigts du condensateur.

Le circuit équivalent de ce type de condensateur est donné à la figure 7.8.

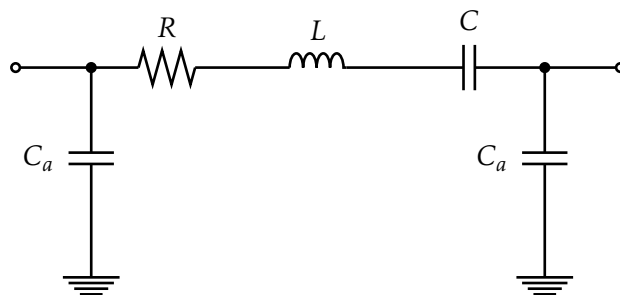


FIGURE 7.8 – Circuit équivalent du condensateur interdigital

La capacitance parasite  $C_a$  est donnée par l'équation suivante :

$$C_a = 0.00111 \left( \frac{\sqrt{\epsilon_e}}{Z_0} - 0.034 \frac{w}{h} \right) l \text{ pF} \quad (7.15)$$

où  $h$  est l'épaisseur du substrat et  $Z_0$  est l'impédance caractéristique d'une ligne de largeur  $n(s+w)$ .

On peut approximer l'inductance parasite  $L$  en considérant que le condensateur est un conducteur de largeur  $n(s+w)$ .

La résistance parasite  $R$  est donnée par :

$$R = \frac{4 R_s l}{3 n w} \quad (7.16)$$

où  $R_s$  est la résistance de surface.

La fréquence de résonance de ce condensateur est donnée approximativement par :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L} \left( \frac{2}{C_a} - \frac{1}{C} \right)} \quad (7.17)$$

### Condensateur MIM

Le condensateur MIM (*Metal-Insulator-Metal*) ressemble au condensateur traditionnel : deux plaques de métaux séparées par un diélectrique, comme à la figure 7.9. Le diélectrique est typiquement du  $\text{Si}_3\text{N}_4$  (nitride de silicium), ayant une constante diélectrique  $\epsilon_r = 6.8$ . L'épaisseur typique du  $\text{Si}_3\text{N}_4$  est 150nm.

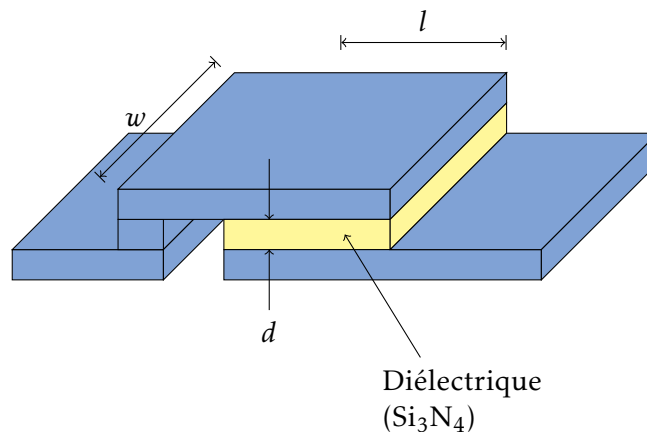


FIGURE 7.9 – Condensateur MIM

La capacitance de ce condensateur est donnée par l'équation standard d'un condensateur :

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_e w l}{d} \quad (7.18)$$

Le circuit équivalent est le même que celui du condensateur interdigital (figure 7.8). Le calcul des parasites est le même aussi, sauf que la résistance est donnée par :

$$R = \frac{R_s l}{w} \quad (7.19)$$

La fréquence de résonance est la même aussi.

**EXEMPLE 2**

Calculer la capacitance par  $\text{mm}^2$  d'un condensateur MIM dont le diélectrique est du  $\text{Si}_3\text{N}_4$  ( $\epsilon_r = 6.8$ ) ayant une épaisseur de 150nm.

On utilise la formule du condensateur en supposant que le condensateur a une superficie de  $1\text{mm} \times 1\text{mm}$ .

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_e w l}{d} = \frac{(6.8)(8.854 \times 10^{-12})(0.001)(0.001)}{150 \times 10^{-9}} = 401.38 \text{ pF/mm}^2$$

### 7.3.4 Résistances

Il y a deux méthodes principales de fabriquer des résistances dans des circuits intégrés micro-ondes :

- Dans le substrat : on dope une partie du substrat GaAs pour en faire une résistance.
- Nichrome : (NiCr) on utilise un métal pour produire la résistance. Ce type de résistance est plus petite que celle au GaAs, mais elle est plus stable à long terme.

La résistance prend la forme de la figure 7.10.

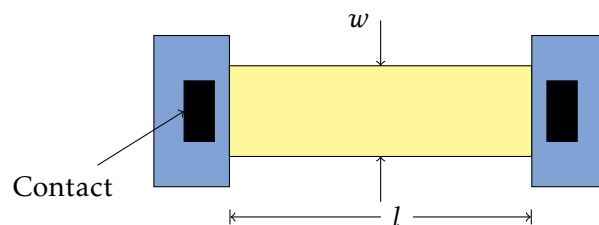


FIGURE 7.10 – Résistance

TABLEAU 7.1 – Propriétés des résistances GaAs et NiCr

Propriété	GaAs	NiCr
Résistivité	300 – 450 $\Omega/\square$	10 – 100 $\Omega/\square$
Précision	$\pm 5\%$	$\pm 10\%$
Stabilité	Faible	Bonne

La résistance est :

$$R = \frac{\rho l}{wt} + \frac{2\rho_c}{w} \quad (7.20)$$

où  $t$  est l'épaisseur du métal et  $\rho_c$  est la résistivité du contact entre la résistance et le conducteur. On peut souvent négliger le deuxième terme de l'équation précédente.

Pour une résistance d'épaisseur fixe (comme c'est le cas dans des circuits intégrés), on peut définir un nouveau terme, la résistance par carré :  $R_{\square} = \rho/t$ , en  $\Omega/\square$ . L'équation de la résistance devient donc (si on néglige la résistance de contact) :

$$R = R_{\square} \frac{l}{w} \quad (7.21)$$

Les propriétés typiques des résistances GaAs et NiCr sont données dans le tableau 7.1.

La résistance au GaAs a une contrainte supplémentaire : on doit faire attention à la différence de potentiel entre ses bornes. En effet, la limite est  $75\mu\text{mV}/\mu\text{m}$  de longueur. Si on dépasse cette limite, la résistance a un comportement non-linéaire.

## 7.4 Diode Schottky

La diode Schottky est créée par une barrière métal-semi-conducteur. Le semi-conducteur est légèrement dopé  $n$ . Ceci crée la diode, qui se comporte comme une diode normale créée par jonction  $pn$ .

La caractéristique tension-courant d'une diode Schottky est similaire à celle d'une diode  $pn$ , sauf pour deux points importants :

1. La diode Schottky est beaucoup plus rapide que la diode  $pn$  (commutation ON-OFF).
2. Sur du silicium, la chute de tension de la diode est plus faible (0.3 - 0.5V); par contre, sur du GaAs, elle est environ 0.7V.

La diode Schottky est donnée à la figure 7.11.

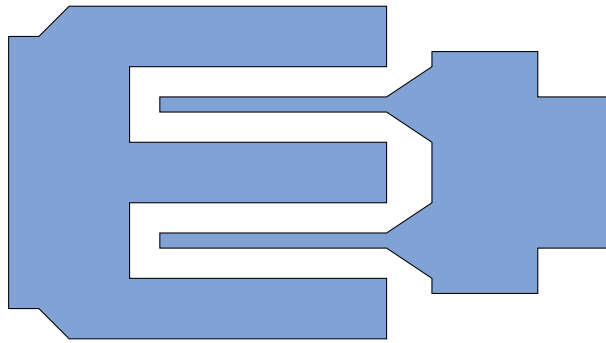


FIGURE 7.11 – Vue de dessus d’une diode Schottky

La diode Schottky fonctionne en principe comme une diode  $pn$  ordinaire. Le courant de la diode a la même relation exponentielle :

$$I_D = I_0 \left( e^{\frac{V}{nV_T}} - 1 \right) \quad (7.22)$$

où  $I_0$  est le courant de saturation,  $n$  est l’exponentiel de la courbe caractéristique ( $n = 1 - 1.2$ ) et  $V_T$  est la tension thermique, 25mV à 290K.

## 7.5 Le MESFET

Le MESFET (MEtal-Semiconductor FET) est le transistor le plus utilisé dans les circuits intégrés micro-ondes.

Le fonctionnement du MESFET est similaire à celui du MOSFET ; la différence principale est le mécanisme qui cause la saturation. Pour des MESFET, la saturation de vitesse des électrons est le phénomène principal de saturation. Aussi, il n’existe que des transistors de type  $n$ .

Le MESFET a la même structure de base qu’un MOSFET, sauf que les régions  $n$  et  $n+$  sont elles aussi du GaAs. Il n’y a pas de région  $p$ . La figure 7.12 montre la vue de coupe d’un MESFET.

Lorsqu’on dépose le métal de la grille, une jonction Métal-Semiconducteur est créée. Ceci crée une zone appauvrie en dessous de la grille. En effet, lorsque le métal et la zone  $n$  viennent en contact, des électrons se déplacent du substrat vers le métal, si les niveaux de dopage sont choisis correctement. Si on applique une tension  $V_{DS} > 0$ , un courant circule du drain vers la source, même si on applique aucune tension à la grille, comme à la figure 7.13.

Pour empêcher le courant de circuler, il faut appliquer une tension négative entre la grille et la source. Ceci augmentera la hauteur de la zone appauvrie, et empêchera les

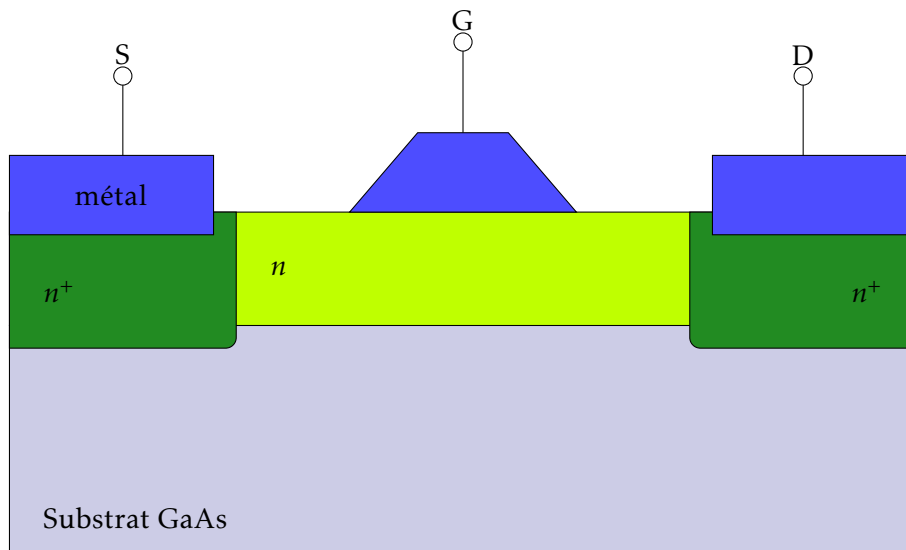


FIGURE 7.12 – Vue de coupe d'un MESFET

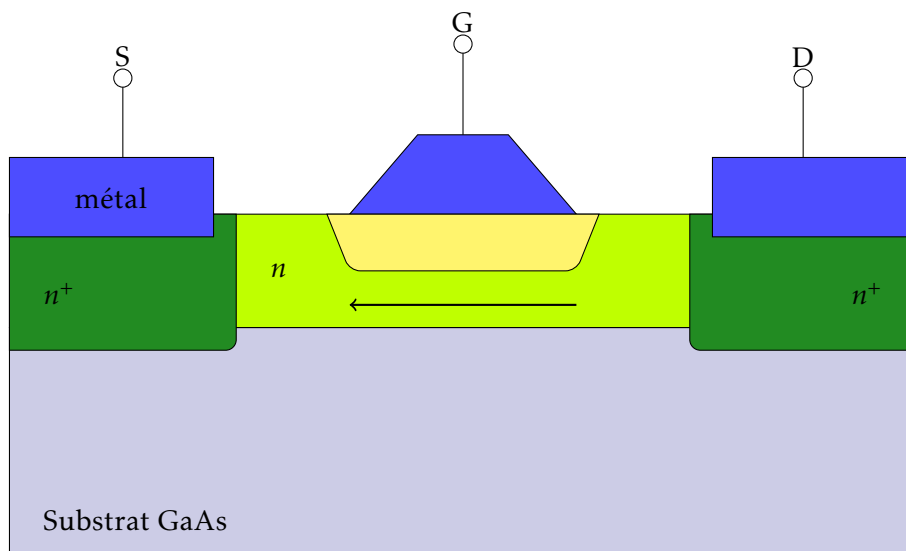


FIGURE 7.13 – Vue de coupe d'un MESFET

électrons de circuler (voir figure 7.14).

Si on applique une tension  $V_{DS} > 0$  faible ( $< 0.4V$ ), un courant circule du drain vers la source de façon linéaire (voir figure 7.13). Si on augmente  $V_{DS}$  de plus de  $0.4V$ , le champ électrique atteint sa valeur maximale dans le canal, et les électrons atteignent leur vitesse maximale : il y a donc saturation.

Parce que le drain est plus positif que la source, la zone appauvrie est plus large du côté du drain que de la source (figure 7.15). Cette région qui s'étend vers le drain affecte la capacitance drain-grille de façon significative.

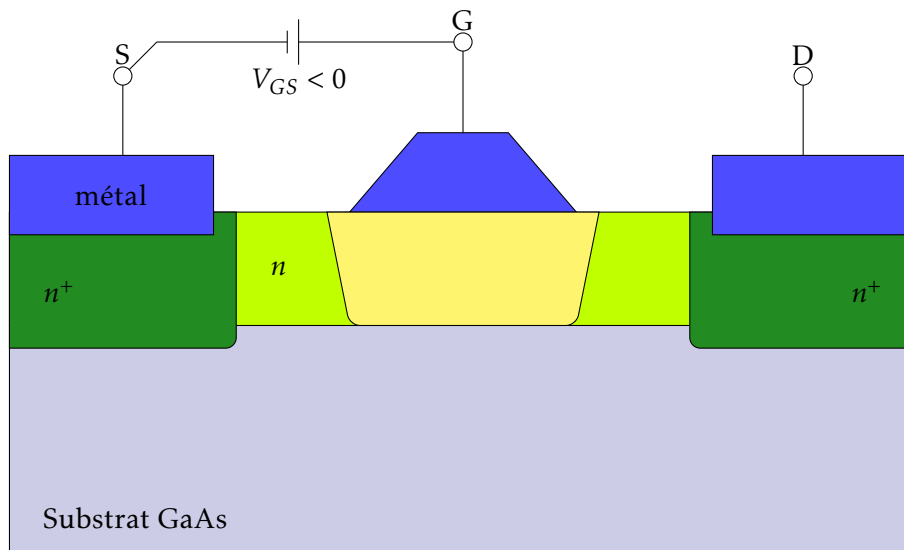


FIGURE 7.14 – Vue de coupe d'un MESFET.

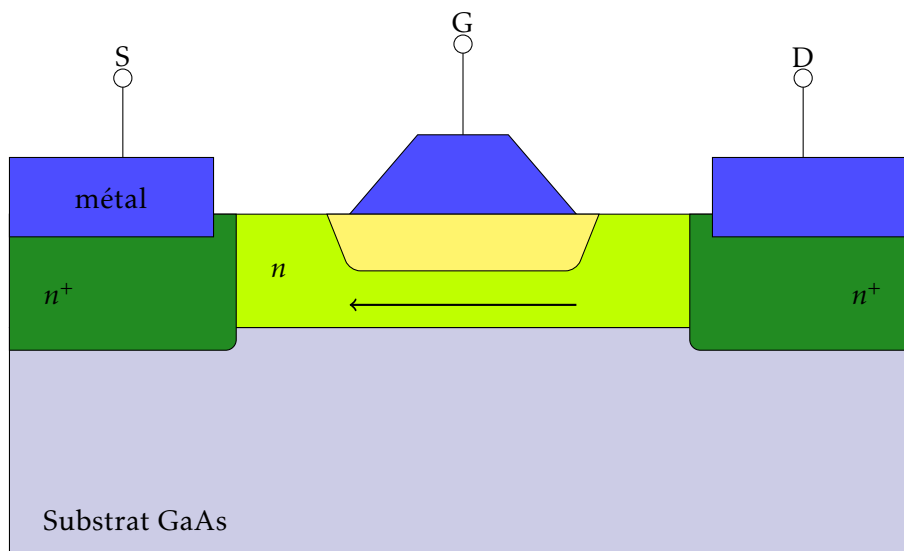


FIGURE 7.15 – Vue de coupe d'un MESFET

On peut maintenant définir les termes qui aideront à comprendre les équations du MESFET, selon la figure 7.16.

L'épaisseur de la zone  $n$  est  $h$ , typiquement de l'ordre de 150nm. La profondeur maximale de la couche appauvrie est  $d$ , qui est plus petit ou égal à  $h$ . La longueur de la zone appauvrie qui dépasse la grille, en allant vers le drain, est nommé  $X$ . La longueur de la grille est  $L_g$ , et sa largeur est  $W_g$  (en entrant dans la figure).

Le circuit équivalent du MESFET est donné à la figure 7.17. Les éléments du circuit dépendent de  $X$ ,  $d$ ,  $h$ ,  $L_g$  et  $W_g$  ainsi que le dopage  $N$  de la couche  $n$ , de la mobilité des

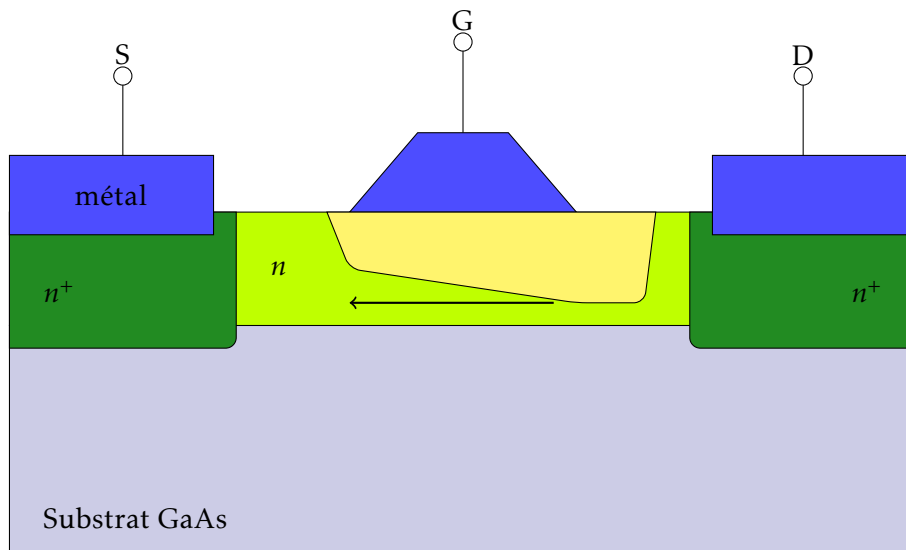


FIGURE 7.16 – Vue de coupe d'un MESFET avec paramètres

électrons  $\mu_m$  et de la vitesse de saturation des électrons dans le GaAs,  $\mu_{sat}$ .

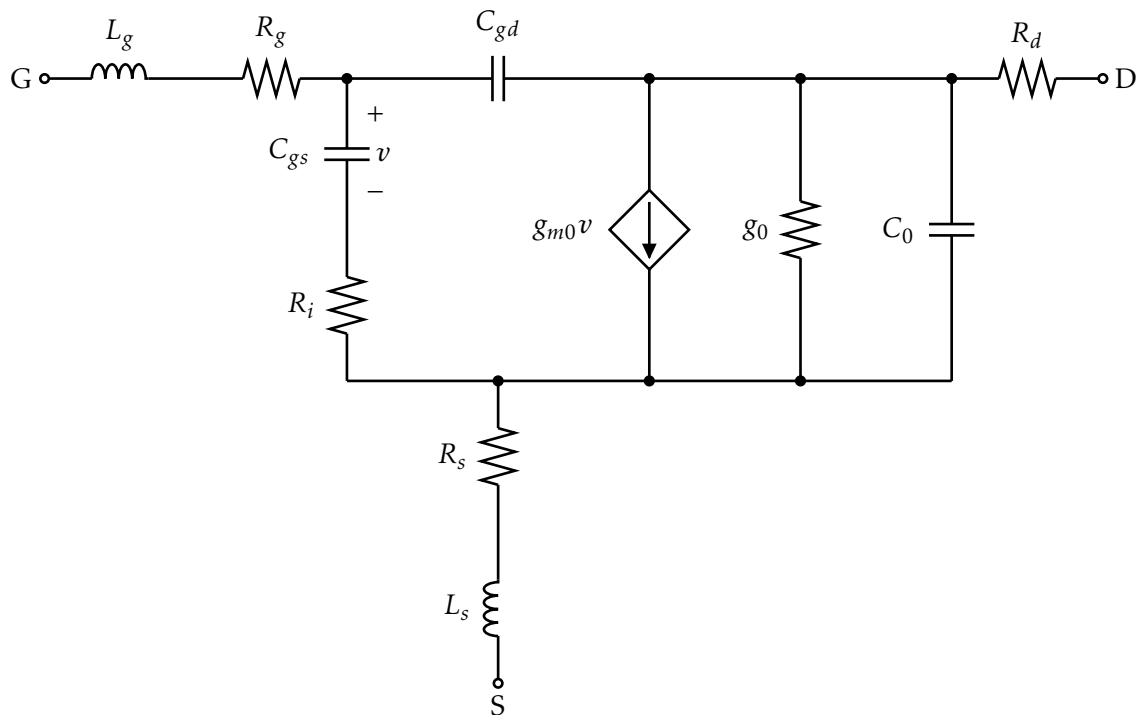


FIGURE 7.17 – Circuit équivalent d'un MESFET

Contrairement aux circuits équivalents de FETs à basse fréquence, on ne peut pas négliger l'effet des parasites dans le circuit équivalent. Ces parasites déterminent la fréquence maximale d'opération, ainsi que le bruit fourni par le FET.



Les équations qui seront présentées ci-dessous proviennent du manuel de Ladbrooke. Il dépasse le contexte de ce cours d'en faire la démonstration.

L'épaisseur maximale de la zone appauvrie est donnée approximativement par :

$$d = \left[ \frac{2\epsilon(V_{B0} - V_{GS})}{qN} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (7.23)$$

où  $V_{B0}$  est la chute de tension due à la zone  $d$  (0.8V typiquement),  $q$  est la charge d'un électron ( $1.602 \times 10^{-19}C$ ), et  $N$  est le dopage de la zone  $n$ .

La longueur de la zone appauvrie qui s'étend vers le drain est :

$$X = \left[ \frac{2\epsilon}{qN(V_{B0} - V_{GS})} \right]^{\frac{1}{2}} (V_{B0} + V_{DG}) \quad (7.24)$$

La transconductance du MESFET est :

$$gm_0 = \frac{\epsilon v_{sat} W_g}{d} \quad (7.25)$$

La capacitance grille-canal est donnée par l'équation suivante :

$$C_{gc} = \frac{\epsilon W_g L_g}{d} \left( 1 + \frac{X}{2L_g} - \frac{2d}{L_g + 2X} \right) \quad (7.26)$$

La capacitance grille-drain est :

$$C_{gd} = \frac{2\epsilon W_g}{1 + 2X/L_g} \quad (7.27)$$

La résistance intrinsèque du canal est :

$$R_i = \frac{v_{sat} L_g}{\mu_m I_{ch}} \quad (7.28)$$

où  $I_{ch}$  est le courant dans le canal, lorsque le MESFET est en saturation. On peut approximer, et supposer que  $I_{ch} = I_D$ , le courant au drain. Ce courant est donné par l'équation suivante :

$$I_{ch} = qN v_{sat} (h - d) W_g \quad (7.29)$$

Les résistances  $R_S$ ,  $R_G$  et  $R_D$  sont typiquement de l'ordre de 2 - 3Ω. On peut cependant développer des équations qui permettent de calculer ces valeurs. Quand aux inductances, elles peuvent être calculées en supposant que la source et la grille sont des lignes de transmission, et en utilisant les méthodes données pour les éléments passifs.