
METHODE DE LOCALISATION ET SYNOPTIQUE D'ACQUISITION

Un système tactile est souvent composé de deux grandes parties : La surface sensitive et le système de localisation. La première partie du système proposé est présentée dans le chapitre précédent (chapitre 2). C'est une ligne de transmission qui détecte le toucher et qui peut être connectée via un unique port. C'est au circuit d'acquisition qu'elle doit être connectée, le second bloc du système tactile.

Comment localiser le toucher suite à sa détection ? Quel algorithme permet de calculer sa position sur la ligne ? Et quel circuit électronique compact est déployé ?

Ce chapitre a pour objectif de donner des réponses à ces trois questions en suivant cette démarche.

Il est démontré (dans le chapitre 2) que le toucher engendre une désadaptation locale de la ligne qui crée une onde réfléchie. L'objectif est alors d'établir une méthode de localisation à partir d'une mesure de réflectométrie en entrée de ligne. A partir de la théorie des lignes, le système (ligne désadaptée par le toucher) est modélisé sous la forme quadripolaire qui permet d'établir les expressions théoriques nécessaires. Un algorithme de localisation est déduit.

Ensuite, une méthode de localisation nécessitant une fréquence faible et une bande étroite est proposée. C'est la méthode nommée HDL (Harmonic Detection and Location). Elle satisfait à ces deux critères de base qui représentent ses points forts par rapport à la méthode traditionnelle de localisation TDR (Tab.1.5).

Un système d'acquisition intégrable et compact est associé à cette méthode de localisation. Les critères qu'il doit satisfaire sont la simplicité, la réactivité et le faible coût qui sont tous reliés à la fréquence d'utilisation ainsi qu'à la bande passante.

Pour la conception de ce circuit d'acquisition, des solutions matérielles sont évaluées pour l'implémentation de chaque fonction définie par l'algorithme de localisation. Le développement de méthodes de correction des défauts et des imperfections de l'électronique d'acquisition est aussi détaillé.

3.1. Principe d'acquisition

3.1.1. Coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne

La dalle tactile est une ligne de transmission d'impédance caractéristique 50Ω . Elle est terminée par une charge ayant la même valeur de résistance (50Ω). Au repos (sans toucher), aucun signal n'est réfléchi puisque la condition d'adaptation est satisfaite. Mais, le toucher de la ligne engendre une

désadaptation locale qui est la cause de création d'une onde réfléchi. (2.2.3. Notion d'adaptation et effet du toucher). Le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne est alors le paramètre qui contient des informations concernant le toucher. L'objectif de cette partie est d'établir l'expression de ce coefficient pour une ligne désadaptée par un toucher. Cette dernière est modélisée par la fig.3.1.

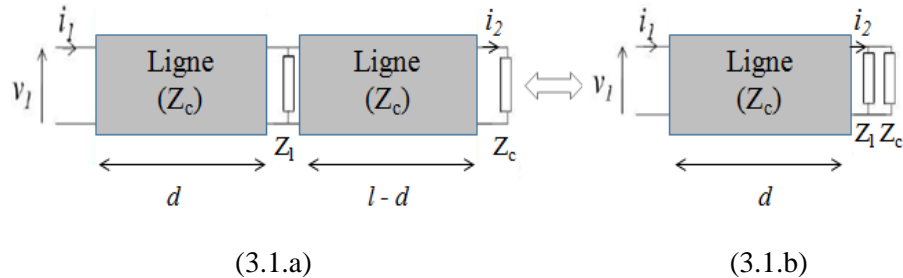


Figure.3. 1. Modèle de ligne avec un évènement de toucher survenant à une distance d

Quand le doigt touche la ligne, son impédance en parallèle avec Z_c est traduite par une charge Z_1 placée à une distance égale à d comme représenté dans la figure 3.1.a. C'est la distance qui sépare le doigt de l'entrée de la ligne de transmission. La seconde partie de la ligne, de longueur $(l-d)$ reste bien adaptée à Z_c . Elle peut, alors, simplement, être remplacée par une charge d'impédance Z_c . La figure 3.1.b. montre la version simplifiée d'une ligne avec toucher. Elle présente deux charges Z_1 et Z_c en parallèle à une distance d de l'entrée de la ligne. Ces charges peuvent être remplacées par une charge parallèle équivalente Z_p qui satisfait la relation (3.1):

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{Z_l} + \frac{1}{Z_c} \quad (3.1)$$

Il s'agit, alors, d'étudier une cascade formée de deux composants (fig.3.1.b) :

- Une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c .
- Et une charge parallèle Z_p .

C'est là où apparaît l'intérêt d'utiliser la matrice « chaine » appelée aussi matrice ABCD. C'est une méthode de calcul spécialement dédiée aux problèmes où plusieurs (N) quadripôles sont mis en cascade (fig.3.2). La matrice chaine de l'ensemble des N quadripôles est simplement le produit des N matrices chaines.

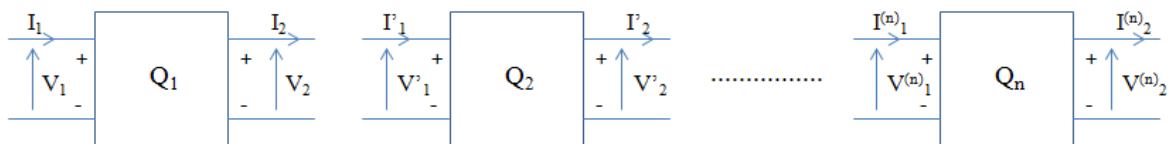


Figure.3. 2. Présentation de N quadripôles en cascade

La matrice chaine du système global (fig.3.2) est déterminée à partir de l'égalité de l'équation.3.2 :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} \dots \dots \begin{pmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Le calcul de chacune des matrices est basé sur la définition de la matrice ABCD. Par exemple, pour le dipôle Q_1 , la matrice chaîne est calculée de cette manière :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Dans le cas de la ligne désadaptée par un toucher, elle représente la succession de deux quadripôles. La matrice chaîne de chacun des deux est calculée en se basant sur la définition de la matrice ABCD (3.3). Ensuite, le produit des deux permet d'obtenir la matrice qui correspond au système global.

Le premier quadripôle est la ligne de transmission. Elle est modélisée par la fig.3.3. Le calcul de sa matrice ABCD est présenté ci-après.

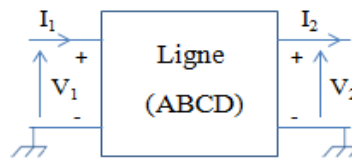


Figure.3. 3. Ligne de transmission

Les équations différentielles d'une ligne de transmission sont établies dans le chapitre 2 de ce rapport (2.1 Modélisation d'une ligne de transmission). Ce sont les équations (2.9) et (2.10). Elles sont le point de départ pour obtenir la matrice ABCD qui correspond à une ligne de transmission.

Si deux variables y et z sont définis comme suit :

$$z = R + j\omega L \quad (3.4)$$

$$y = G + j\omega C \quad (3.5)$$

Les deux équations différentielles peuvent être écrites :

$$\frac{dV(x)}{dx} = -zI(x) \quad (3.6)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -yV(x) \quad (3.7)$$

Une matrice M est définie comme suit :

$$M = \begin{pmatrix} 0 & -z \\ -y & 0 \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Les deux équations différentielles (3.6) et (3.7) peuvent être exprimées autrement par l'égalité matricielle suivante :

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} V \\ I \end{pmatrix} = M \begin{pmatrix} V \\ I \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

A l'entrée de la ligne de transmission $x = 0$ et au toucher $x = d$ (fig.3.1.b). Les deux couples (V_1, I_1) et (V_2, I_2) de la fig.3.3 sont définis comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V \\ I \end{pmatrix}_{x=0} \quad (3.10)$$

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V \\ I \end{pmatrix}_{x=d} \quad (3.11)$$

La solution de l'équation différentielle (3.9) pour $x = d$ est donnée par :

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \mathbf{exp}(Md) \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Et, en tenant compte de l'équation définissant la matrice ABCD (eq.3.3), l'égalité suivante est obtenue:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{ligne}} = \mathbf{exp}(-Md) \quad (3.13)$$

Le développement de la fonction exponentielle, sous la forme $\exp(x) = \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{x^n}{n!}$ pour $x = -Md$, permet de calculer la matrice ABCD [3.1]. Elle est exprimée par l'équation suivante :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{ligne}} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma d) & Z_c \sin(\gamma d) \\ \frac{\sin(\gamma d)}{Z_c} & \cos(\gamma d) \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

γ est la constante de propagation (définie dans le chapitre 2). Et, elle s'exprime comme suit :

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (3.15)$$

Où α est la constante d'affaiblissement et β est la constante de phase.

Pour une ligne à faibles pertes, le paramètre d'affaiblissement α est négligeable et la constante de phase peut être simplifiée: $\gamma = j\beta$ avec :

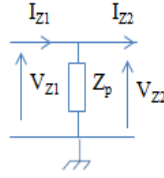
$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{v_\varphi} \quad (3.16)$$

λ et f sont respectivement la longueur d'onde et la fréquence de l'onde incidente. v_φ est la vitesse de phase de la ligne de transmission.

La matrice ABCD d'une ligne de transmission devient :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{ligne}} = \begin{pmatrix} \cos(\beta d) & jZ_c \sin(\beta d) \\ \frac{j\sin(\beta d)}{Z_c} & \cos(\beta d) \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

L'étape suivante est de déterminer la matrice ABCD d'une charge (disposée en parallèle) Z_p . Elle est représentée par le schéma de la fig.3.4.


Figure.3. 4. Charge résistive

En appliquant les lois de Kirchhoff au circuit de la fig.3.4, deux relations peuvent être établies :

$$V_{Z1} = V_{Z2} \quad (3.18)$$

$$I_{Z1} = \frac{V_{Z2}}{Z_p} + I_{Z2} \quad (3.19)$$

Ces deux équations permettent d'écrire la relation matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_{Z1} \\ I_{Z1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_p} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{Z2} \\ I_{Z2} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Par conséquent, la matrice ABCD d'une charge Z_p parallèle est écrite :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{Z_p} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_p} & 1 \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

Pour calculer l'impédance à l'entrée de la ligne désadaptée, il faut déterminer la matrice en cascade de l'ensemble « ligne et charge parallèle ». Ce qui correspond à multiplier les deux équations (3.17) et (3.21) pour obtenir :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{ligne}} \cdot \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{Z_p} = \begin{pmatrix} \cos(\beta d) + j \frac{Z_c}{Z_l} \sin(\beta d) & j Z_c \sin(\beta d) \\ \frac{\cos(\beta d)}{Z_p} + j \frac{\sin(\beta d)}{Z_c} & \cos(\beta d) \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

Avec une charge Z_p connectée au bout de la ligne, aucun courant ne sort du quadripôle. Le courant i_2 est nul, et, l'impédance à l'entrée se calcule de la façon suivante :

$$Z_{in} = \left. \frac{V_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = \frac{A}{C} = \frac{\cos(\beta d) + j \frac{Z_c}{Z_p} \sin(\beta d)}{\frac{\cos(\beta d)}{Z_p} + j \frac{\sin(\beta d)}{Z_c}} = Z_c \frac{Z_p + j Z_c \tan(\beta d)}{Z_c + j Z_p \tan(\beta d)} \quad (3.23)$$

L'équation (3.23) vérifie bien le principe de la réflectométrie. Si la charge Z_p est égale à l'impédance caractéristique de la ligne Z_c , il n'y a pas de réflexion et la charge à l'entrée de la ligne est aussi égale à Z_c .

Le coefficient de réflexion en entrée s'écrit :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} = \frac{Z_p - Z_c}{Z_p + Z_c} \times \frac{1 - j \tan(\beta d)}{1 + j \tan(\beta d)} = \frac{Z_p - Z_c}{Z_p + Z_c} \times \frac{\cos(\beta d) - j \sin(\beta d)}{\cos(\beta d) + j \sin(\beta d)} = \Gamma_p e^{-2j\beta d} \quad (3.24)$$

D'après l'équation (3.24), la valeur de la phase du coefficient de réflexion est indépendante de la valeur de la charge qui crée la réflexion tant que celle-ci est réelle. Cette phase subit un retard pur correspondant à deux longueurs de ligne par rapport à celle de la charge.

En remplaçant β par son expression (3.16), le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne s'écrit sous la forme :

$$\Gamma_{in} = \Gamma_p e^{j\varphi} \quad (3.25)$$

Avec un module qui dépend de la valeur de la charge Z_p qui crée la réflexion :

$$\Gamma_p = \frac{Z_p - Z_c}{Z_p + Z_c} \quad (3.26)$$

Et une phase qui dépend de sa position (d) où se crée la réflexion :

$$\varphi = -2\pi \frac{2d}{v_\varphi} f \quad (3.27)$$

La phase retranscrit simplement le retard de l'onde réfléchie par rapport à l'onde incidente. Si le coefficient de réflexion à la charge est purement réel (charge réelle), alors une mesure de la phase du coefficient de réflexion en entrée de la ligne donne directement la position de la perturbation (toucher).

3.1.2. Principe de la méthode HDL (Harmonic Detection and Location)

La phase du coefficient de réflexion est proportionnelle à la valeur de la fréquence f . Une représentation de la courbe de phase φ en fonction de f permet alors d'extraire d (la position du toucher) à partir de la pente de cette courbe (3.27). Un balayage en fréquence est alors proposé.

La méthode (HDL) proposée est une méthode de réflectométrie fréquentielle « Annexe A » qui consiste à exploiter des signaux harmoniques dont les valeurs de fréquences couvrent la bande de fréquence de travail choisie [1,300] MHz. Un générateur de signaux sinusoïdaux est alors utilisé pour la commande du système de localisation. Ce dernier fonctionne dans une bande de fréquence étroite. Il ne nécessite ni une électronique à très haute vitesse ni extrêmement coûteuse pour assurer la localisation du toucher.

C'est ce qui permet d'établir l'analyse comparative entre la méthode HDL et TDR (tab.1.5). Et extraire les avantages de la méthode proposée. Cela est souligné par la simplicité de l'algorithme de localisation associé qui est présenté dans la partie suivante.

3.1.3. Algorithme de localisation

A la différence de la méthode PDFDR « Annexe A » dont la localisation est basée sur le calcul de FFT, notre méthode HDL s'appuie sur la représentation de la courbe de phase en fonction de la fréquence (fig.3.5).

Cette courbe montre, d'une part, une pente négative (3.27). D'autre part, une périodicité en fonction d'une certaine valeur f_0 est notée. C'est la valeur de φ modulo 2π qui est représentée.

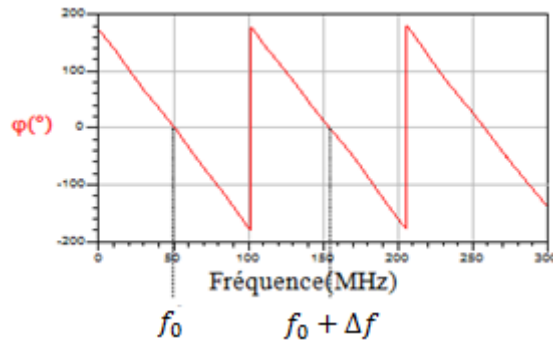


Figure.3. 5. Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

f_0 est définie comme étant la fréquence fondamentale pour laquelle la phase s'annule (fig.3.5). En revenant à l'équation (3.25), pour $f = f_0$, $\varphi_0 = -2\pi[2\pi] = 0$.

Remplacer φ_0 par sa valeur dans l'équation (3.27) permet de définir f_0 par l'expression suivante :

$$f_0 = \frac{v_\varphi}{2d} \quad (3.28)$$

Pour chaque valeur de fréquence multiple de f_0 , f_n ($f_n = n f_0$), la phase s'annule.

$$\text{si } f = f_n = n f_0, \varphi_n = ((n + 1) \times (-2\pi))[2\pi] = 0 \quad (3.29)$$

La différence entre deux fréquences successives f_n et f_{n+1} est notée Δf . Une égalité entre deux équations (3.30) et (3.31) permet d'établir son expression (3.32).

D'une part,

$$\Delta\varphi = \varphi_{n+1} - \varphi_n = -2\pi \frac{2d}{v_\varphi} (f_{n+1} - f_n) = -2\pi \frac{2d}{v_\varphi} \Delta f \quad (3.30)$$

D'autre part,

$$\varphi_{n+1} - \varphi_n = (-2\pi)((n + 2) - (n + 1)) = -2\pi \quad (3.31)$$

Ce qui implique :

$$\Delta f = \frac{v_\varphi}{2d} \quad (3.32)$$

Δf est la différence entre deux fréquences conduisant au même déphasage de l'onde incidente par rapport à l'onde réfléchie.

En outre, il existe une corrélation entre Δf et la pente de la courbe de phase $\left(\frac{\delta\varphi}{\delta f}\right)$. Elle est traduite par l'équation (3.33).

$$\frac{\delta\varphi}{\delta f} = \frac{\Delta\varphi}{\Delta f} = \frac{2\pi}{\Delta f} = \frac{2\pi \cdot 2d}{V_\varphi} \quad (3.33)$$

Par conséquent,

$$d = \frac{\delta\varphi V_\varphi}{\delta f 4\pi} \quad (3.34)$$

Ainsi, connaissant la vitesse de phase V_φ , une constante qui ne dépend pas de la fréquence mais uniquement des paramètres du guide d'onde (eq.2.1), la distance peut être déterminée simplement par l'extraction de la pente de la courbe de phase et l'application de l'équation (3.34). C'est l'algorithme de localisation proposé. Théoriquement, uniquement deux mesures de φ à deux valeurs différentes de fréquence sont nécessaires à la localisation du toucher.

La validation de la méthode HDL ainsi que de l'algorithme de localisation est assuré par la simulation du modèle électrique de la ligne avec toucher.

3.2. Validation du principe avec les simulations

Pour former le banc de simulation, une ligne de transmission adaptée à 50Ω et terminée par une charge de la même valeur est utilisée. C'est une ligne de type micro-ruban. Dans la bibliothèque du simulateur, elle est appelée « MLIN ». Pour ce type de ligne, une valeur d'impédance caractéristique de 50Ω est assurée en fixant la largeur du conducteur W à 3mm pour le cas d'un substrat FR4.

Pour chaque ligne de transmission correspond un type prédéfini de substrat. Pour les lignes micro-ruban, c'est le substrat MSUB. Tous ses paramètres peuvent être introduits. L'épaisseur du substrat (H), sa permittivité relative (ϵ_r), sa constante de perte ($TanD$) ainsi que l'épaisseur du conducteur (t) et sa conductivité ($cond$) (tous présents dans la fig.3.6).

Pour la simulation des paramètres S , un boîtier spécifique existe sous ADS. C'est le boîtier « S-parameters » dans lequel la bande de fréquence (dans cas [10,300] MHz) est définie.

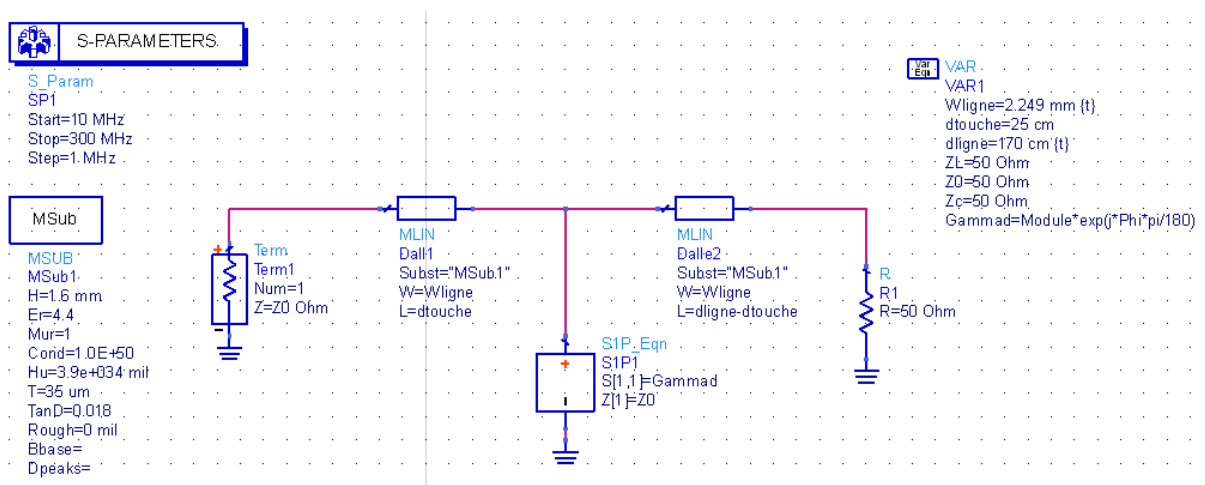
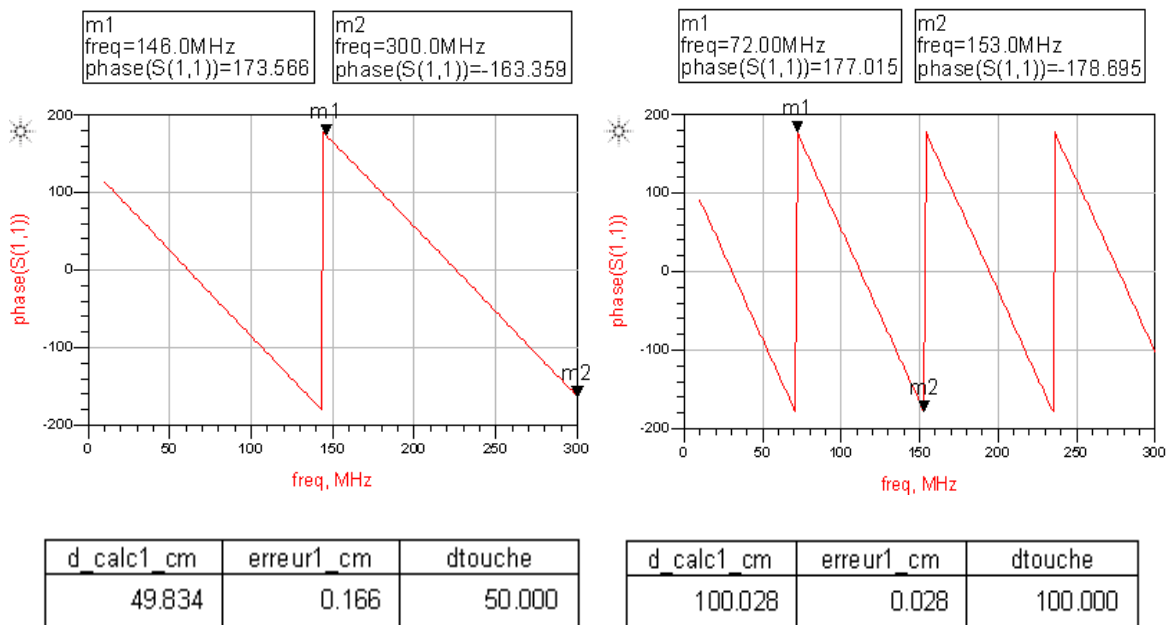


Figure.3. 6. Banc de simulation d'une ligne perturbée

La ligne de transmission est de longueur totale « dligne » fixée à 170 cm. Elle est divisée en deux morceaux (fig.3.6). A la position « dtouche », une perturbation locale de l'adaptation est émulée par la connexion d'un boîtier « S1P_Eqn » qui remplace l'effet du toucher sur la ligne en présentant une impédance dont son coefficient de réflexion « Gammad » peut être imposé dans la simulation.

Pour la localisation du toucher, la phase du paramètre S_{11} (coefficient de réflexion) est simulée, ensuite, l'équation (3.34) est appliquée.

Deux exemples de simulation sont présentés (fig.3.7) avec des touchers survenant respectivement aux positions 50cm (fig.3.7.a) et 100cm (fig.3.7.b). Ici, $\text{Gammad} = 0.2e^{j\left(\frac{120\pi}{180}\right)}$



(3.7.a)

(3.7.b)

**Figure.3.7. Courbes de phase pour deux positions de toucher :
(a) dtouché= 50cm, (b) dtouché=100cm.**

Les courbes simulées sont des courbes linéaires, périodiques, et de pentes négatives (3.34). La pente est proportionnelle à la distance : Elle augmente lorsque le toucher s'éloigne de l'entrée de la ligne. La pente de la courbe qui correspond à dtouché=100cm est plus raide que celle de dtouché = 50cm.

Des curseurs sont mis en place sur les courbes de phase pour la détermination de leurs pentes. Le calcul de la distance est ensuite effectué en appliquant la formule (3.34) pour obtenir les valeurs « d_calc1_cm ». Des tableaux (fig.3.7) affichent cette distance calculée (suite aux simulations), la distance théorique choisie (dtouché), ainsi que l'erreur de calcul qui correspond à la différence entre les deux.

L'erreur de calcul très faible, due à l'exploitation de la courbe, reste inférieure à 0,2cm et permet ainsi de valider l'algorithme de localisation proposé.

Le circuit d'acquisition permettant d'appliquer cet algorithme est présenté ci-après.

3.3. Synoptique et algorithme de localisation

3.3.1. Synoptique complet

3.3.1.1. Système de référence

Pour assurer la localisation, un système d'acquisition est connecté à la dalle. Il permet de mesurer la phase du coefficient de réflexion à son port d'entrée. Un instrument de référence existe déjà pour assurer cette fonction. C'est l'analyseur de réseau vectoriel (VNA : Vectoriel Network Analyzer) [3.2]. Ce dernier donne la possibilité d'effectuer la mesure en réflexion de tout dispositif (DUT) qui lui est connecté (fig.3.8).

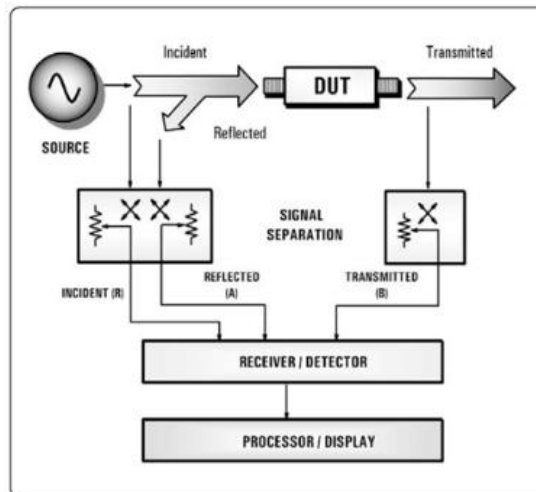


Figure.3. 8. Schéma du synoptique complet d'un VNA [3.2]

Un quadripôle est intégré dans l'instrument de mesure (VNA). Il effectue la séparation entre onde incidente (« incident(A) », fig.3.9) et onde réfléchie (« reflected(A) », fig.3.9). C'est un coupleur bidirectionnel dont la structure est représentée par la fig.3.9.

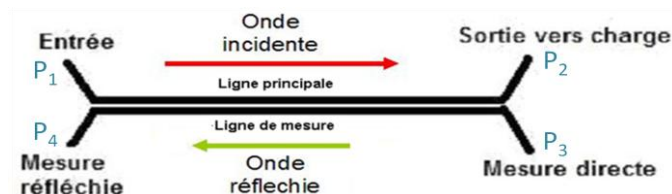


Figure.3. 9. Schéma d'un coupleur bidirectionnel

Pour effectuer la mesure de réflexion par le coupleur, le DUT est connecté à son port d'entrée et une charge ayant la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne est connectée au port de sortie. Les deux sorties de mesure de ce quadripôle correspondent, une au courant direct, c'est-à-dire, l'onde incidente et l'autre à l'onde réfléchie (fig.3.9).

Le schéma interne d'un coupleur (fig.3.9) présente une ligne imprimée adaptée. Parallèlement à cette ligne est placée une autre ligne appelée ligne de mesure. L'espace entre les deux est étudié de façon que le courant qui circule de P_1 vers P_2 dans la ligne principale induit un courant dans la seconde et provoque l'apparition d'une tension entre les deux ports P_3 et P_4 . Dans le cas où le DUT présente une réflexion, le signal incident est récupéré au port de la mesure directe (P_3) et le signal réfléchi au port de la mesure réfléchi (P_4).

C'est ainsi que le coupleur bidirectionnel sépare ces deux ondes.

3.3.1.2. Système proposé

Notre objectif est la conception et la réalisation d'un système intégré et compact qui joue le même rôle qu'un analyseur de réseau vectoriel (VNA). Il permet d'extraire le coefficient de réflexion au port d'entrée et de déterminer sa phase. Cette dernière sera exploitée pour la localisation du toucher en appliquant l'algorithme HDL.

Le système d'acquisition proposé effectue trois tâches de base qui sont :

- La séparation des ondes incidente et réfléchi,
- l'extraction du déphasage entre eux
- le calcul de la position du toucher (algorithme de localisation)

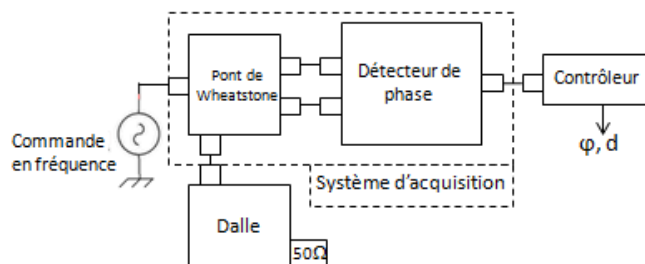


Figure.3. 10. Synoptique complet du système tactile

Le système proposé est entièrement représenté par la figure.3.10. Il est composé de :

- La Dalle : Le support tactile
- Un VCO (Voltage Controlled Oscillator): Commande du système en fréquence. Il génère un signal sinusoïdal dans la bande de fréquence choisie.
 - Un pont de Wheatstone : Séparation des ondes incidente et réfléchi
 - Détecteur de phase : Détermination du déphasage (φ) entre les deux ondes.
 - Contrôleur : Implémentation de l'algorithme de localisation qui consiste à :
 - Effectuer un balayage en fréquence,
 - Associer une valeur de phase à chaque valeur de fréquence,
 - Tracer la courbe de φ en fonction de f ,
 - Extraire la pente et calculer la position du toucher d .

Dans ce système, la première fonction de base consiste à la séparation des deux ondes incidente et réfléchiée. Le circuit proposé pour cette fonction est le pont séparateur.

3.3.2. Pont séparateur

3.3.2.1. Principe de base

Le circuit proposé pour la séparation des ondes incidente et réfléchiée et le calcul du coefficient de réflexion est un pont de Wheatstone.

Conventionnellement, ce pont de résistance (fig.3.11) est utilisé comme instrument de mesure d'une valeur d'impédance inconnue par équilibrage de ses deux branches. Il a été décrit, initialement, par le mathématicien et le scientifique britannique Samuel Hunter Christie en 1833 mais c'est Charles Wheatstone, le physicien anglais, qui l'a popularisé en 1840 en l'utilisant dans plusieurs applications.

Un pont de Wheatstone basique est formé de quatre résistances. Son principe est basé sur le fait que lorsque ses résistances ont des valeurs égales (ou les sommes des deux branches sont égales), la tension différentielle entre les deux branches du pont est nulle.

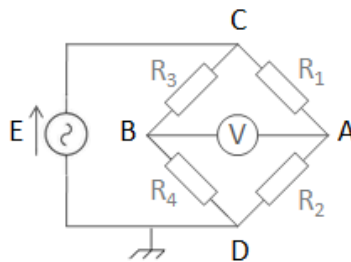


Figure.3. 11. Schéma du pont de Wheatstone : Mesure d'une impédance inconnue

Dans cette partie, la fonction de détermination d'impédance inconnue est présentée.

La structure d'un pont de Wheatstone est représentée dans la fig.3.11. Ses quatre résistances sont choisies de la manière suivante :

- R_1 et R_3 deux valeurs de résistances fixes,
- R_2 est une valeur ajustable qui assure la précision de la mesure,
- R_4 est la résistance inconnue (à mesurer).

Les deux tensions aux nœuds A et B connectés au voltmètre (V) sont exprimées par les deux équations (3.35) et (3.36).

$$V_A = \frac{E.R_2}{R_1+R_2} \quad (3.35)$$

$$V_B = \frac{E.R_4}{R_3+R_4} \quad (3.36)$$

Pour effectuer la mesure, la valeur de la résistance R_2 est modifiée finement jusqu'à obtenir une tension nulle entre les deux points A et B. Dans ce cas, une égalité entre les deux tensions V_A et V_B (3.35 et 3.36) permet d'extraire la valeur inconnue R_4 à partir de l'équation suivante :

$$R_4 = \frac{R_3 \cdot R_2}{R_1} \quad (3.37)$$

C'est ainsi que le pont de Wheatstone permet de mesurer n'importe quelle valeur inconnue d'impédance. Il représente l'une des méthodes les plus sensibles et précises de mesure d'impédances. Une fonctionnalité qui a été développée pour lui permettre d'être utilisé dans plusieurs autres applications dans l'échelle micro et macro [3.3, 3.4].

Mais l'application qui nous intéresse est « le pont réflecteur ». Une technique qui a été initiée depuis l'année 1997 [3.5].

3.3.2.2. Pont en tant que séparateur d'ondes

Dans ce cas, pour effectuer la mesure, la différence de potentiel V_{AB} créée au déséquilibre du pont va être exploitée pour la détermination d'un coefficient de réflexion.

Pour le montage du pont réflecteur, le choix des résistances (fig.3.11) est le suivant :

- R_1, R_2 et R_3 sont des résistances égales à Z_C (l'impédance caractéristique de la dalle)
- R_4 est la dalle terminée par une charge 50Ω . Elle est notée Z_D (impédance de la dalle au toucher).

Pour déterminer le coefficient de réflexion à l'entrée de la dalle Γ_{in} , les deux tensions V_A et V_B sont prélevées pour être exploitées.

En effet, dans la configuration où il n'y a pas d'évènement de toucher, la dalle est bien adaptée à 50Ω , son impédance d'entrée est alors égale à l'impédance caractéristique. Dans ce cas, le pont de Wheatstone est bien équilibré puisque ses quatre résistances sont égales à Z_C . Par conséquent, la différence de potentiel V_{AB} est nulle.

Au toucher, un changement d'impédance crée une tension différentielle entre les deux points A et B du pont qui permet de détecter l'évènement du toucher. Pour sa localisation, la première étape consiste à l'extraction du coefficient de réflexion à l'entrée de la dalle Γ_{in} . C'est la fonction du pont.

D'abord, les tensions d'entrée et de sortie du pont sont notées comme suit :

$$V_{in} = E = V_C - V_D \quad (3.38)$$

$$V_{out} = V_{AB} = V_A - V_B \quad (3.39)$$

Et, d'après le théorème de Millman:

$$V_A = \frac{\frac{V_D + V_C}{Z_D + Z_C}}{\frac{1}{Z_D} + \frac{1}{Z_C}} = \frac{V_D Z_C + V_C Z_D}{Z_C + Z_D} \quad (3.40)$$

Et,

$$V_B = \frac{\frac{V_D + V_C}{Z_C + Z_D}}{\frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_D}} = \frac{V_D + V_C}{2} \quad (3.41)$$

En remplaçant chaque tension V_A (3.40) et V_B (3.41) par son expression dans l'équation (3.39), une nouvelle équation (3.42) est établie :

$$V_{out} = \frac{(Z_D - Z_C)(V_C - V_D)}{2(Z_D + Z_C)} \quad (3.42)$$

Or, le coefficient de réflexion est exprimé comme suit:

$$\Gamma_D = \frac{Z_D - Z_C}{Z_D + Z_C} \quad (3.43)$$

Et dans le circuit proposé (fig.3.11), le nœud D est connecté à la masse, donc :

$$V_B = \frac{V_{in}}{2} \quad (3.44)$$

Par conséquent,

$$V_{out} = \frac{1}{2} \Gamma_D (V_C - V_D) = \frac{V_{in}}{2} \Gamma_D = V_B \Gamma_D \quad (3.45)$$

Pour obtenir à la fin l'expression du coefficient de réflexion qui s'exprime comme suit:

$$\Gamma_D = \frac{V_{AB}}{V_B} = \frac{V_A - V_B}{V_B} \quad (3.46)$$

Où V_B est l'onde incidente et V_{AB} est l'onde réfléchie.

L'exploitation de cette équation (3.46) permet alors de déterminer le coefficient de réflexion à partir d'une mesure faite avec le pont.

3.3.2.3. Méthode de correction des défauts du pont

Tout circuit électronique présente des défauts et des imperfections. Une méthode de correction est alors obligatoire pour la correction des erreurs induites.

Dans le cas du VNA, l'instrument de référence, des erreurs « systématiques » sont définies [3.1] : Ce sont les erreurs répétables et qui ne dépendent pas du temps. Elles sont caractérisées lors de la procédure de la calibration pour être supprimées mathématiquement durant les mesures.

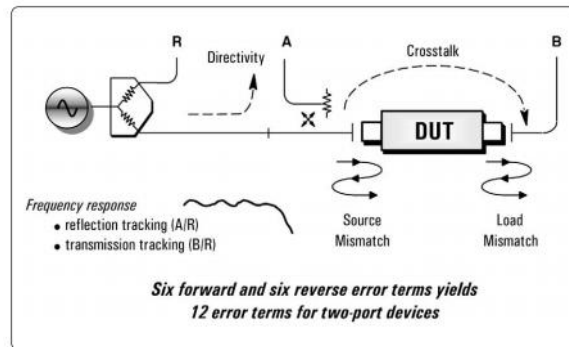


Figure.3. 12. Les six erreurs systématiques au niveau du VNA [3.1]

Parmi ces erreurs systématiques, une erreur liée à la mesure en réflexion est due à l'imperfection de l'adaptation de la source (« source mismatch », fig.3.12) et de la charge (« load mismatch », fig.3.12). D'autres erreurs sont dues aux pertes au niveau du signal liées à la directivité (directivity) du coupleur directionnel qu'intègre le VNA.

Pour cette raison, le VNA impose une étape de calibration avant la mesure afin de calculer les paramètres permettant de corriger ces erreurs.

Le pont de Wheatstone présente, également, ce type d'erreurs systématiques. L'adaptation de ses lignes de transmission ainsi que ses connecteurs n'est pas parfaite. En outre, il y a une certaine marge d'erreur pour les valeurs des résistances qu'il intègre. Elles ne peuvent pas avoir une valeur exacte de 50Ω. L'effet de ces erreurs sur les résultats de mesures est mis en évidence dans la partie expérimentale de ce rapport (Chapitre 4).

Nous décidons alors d'implémenter une méthode de correction qui permet de corriger ces erreurs.

La calibration choisie pour être implémentée avec le pont réflecteur est de type SOLT (Short Open Load Thru) [3.6]. Une calibration qui consiste à faire la mesure du coefficient de réflexion pour trois charges connues (court-circuit, circuit ouvert et charge 50Ω) et les exploiter ensuite pour une mesure exacte de la charge connectée. C'est une méthode basée sur une correction matricielle des défauts du pont.

Cela revient à modifier l'équation idéale du coefficient de réflexion (3.46) pour pouvoir injecter les paramètres de calibration. Dans la partie suivante, nous expliquons la manière d'élaborer cette nouvelle équation.

Le pont de Wheatstone est connecté au reste du circuit d'acquisition via quatre nœuds (fig.3.10) :

- 1) port connecté au générateur
- 2) port auquel la tension A est prélevée,
- 3) port auquel la tension B est prélevée,
- 4) port connecté à la dalle

Il peut alors être représenté sous la forme d'un octopôle comme le montre la fig.3.13.

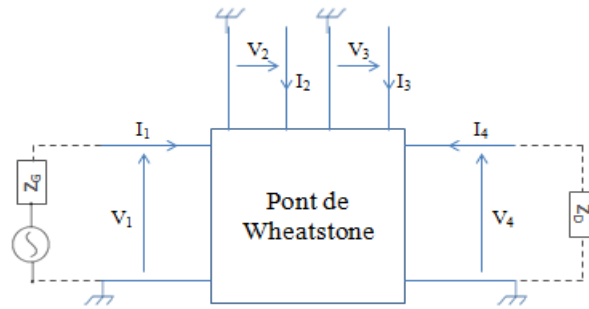


Figure.3. 13. L'octopôle pont de Wheatstone

La matrice impédance (Z) de cet octopôle est définie de façon à satisfaire la relation de l'équation (3.47) :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

Aux nœuds 2 et 3, c'est l'instrument de mesure qui est branché pour récupérer les signaux V_A et V_B . L'oscilloscope (utilisé dans le procédé expérimental 4.3.3) a des sondes de mesure de $1 \text{ M}\Omega$. Par conséquent, les impédances au niveau de ces deux nœuds sont infinies et les courants qui les traversent sont nuls :

$$I_2 = I_3 = 0 \quad (3.48)$$

En tenant compte de cette condition (3.48), les équations obtenues par le développement du produit matriciel de l'équation (3.47) sont alors simplifiées et s'expriment comme suit :

$$V_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{14} \cdot I_4 \quad (3.49)$$

$$V_2 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{24} \cdot I_4 \quad (3.50)$$

$$V_3 = Z_{31} \cdot I_1 + Z_{34} \cdot I_4 \quad (3.51)$$

$$V_4 = Z_{41} \cdot I_1 + Z_{44} \cdot I_4 \quad (3.52)$$

L'équation (3.50) permet d'exprimer I_1 comme suit :

$$I_1 = \frac{V_2}{Z_{21}} - \frac{Z_{24}}{Z_{21}} I_4 \quad (3.53)$$

Remplacer I_1 par son expression (3.53) dans l'équation (3.52) permet alors d'exprimer I_4 uniquement en fonction des impédances et des deux tensions V_2 et V_3 .

De cette manière, nous obtenons l'expression suivante d' I_4 :

$$I_4 = \left(V_3 - \frac{Z_{31}}{Z_{21}} V_2 \right) \frac{1}{Z_{34} - \frac{Z_{31}}{Z_{21}} Z_{24}} = aV_3 + bV_2 \quad (3.54)$$

Deux constantes sont définies :

$$a = \frac{1}{Z_{34} - \frac{Z_{31}}{Z_{21}} Z_{24}} \quad (3.55)$$

Et

$$b = -\frac{Z_{31}}{Z_{21}} a \quad (3.56)$$

En remplaçant I_4 par son expression (3.54), l'équation d' I_1 (3.53) devient :

$$I_1 = \frac{V_2}{Z_{21}} - a \left(\frac{Z_{24}}{Z_{23}} V_3 + \frac{Z_{24}}{Z_{23}} \frac{Z_{31}}{Z_{21}} V_2 \right) = cV_2 + dV_3 \quad (3.57)$$

Où

$$c = \frac{1}{Z_{21}} - a \frac{Z_{24}}{Z_{23}} \frac{Z_{31}}{Z_{21}} \quad (3.58)$$

Et

$$d = -a \frac{Z_{24}}{Z_{23}} \quad (3.59)$$

I_1 et I_4 (définis respectivement par les deux équations (3.54) et (3.57)) s'expriment alors en fonction des deux tensions V_2 et V_3 . Et, c'est pareil pour l'impédance de la dalle Z_D .

$$Z_D = \frac{V_4}{I_4} + Z_{44} \quad (3.60)$$

Le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne Γ_D s'exprime en fonction de Z_D et Z_C . Nous avons pu établir une équation qui s'exprime en fonction de deux tensions V_A et V_B qui sont respectivement égales à V_2 et V_3 . Cette équation est écrite comme suit :

$$\Gamma_D = A \frac{V_B + BV_A}{V_B + CV_A} \quad (3.61)$$

Les trois constantes A, B et C sont appelées paramètres de calibration et elles sont obtenues à partir de la calibration SOLT du pont de Wheatstone. Leur détermination est détaillée dans la partie expérimentale (Chapitre 4).

3.3.3. Détecteur de phase

3.3.3.1. Le multiplicateur analogique simple

3.3.3.1.1. Schéma électrique

D'après l'équation du coefficient de réflexion (3.46), $(V_A - V_B)$ est le signal réfléchi et V_B est le signal incident. Le détecteur de phase a alors comme rôle la détermination du déphasage entre ces deux signaux.

Pour construire le signal réfléchi, une solution est proposée. C'est l'utilisation d'un soustracteur dont les deux entrées sont V_A et V_B . Ensuite, un multiplicateur est mis en place pour la détection de phase (fig.5). Dans la partie suivante, une hypothèse est démontrée : Un multiplicateur analogique peut fonctionner en tant que détecteur de phase.

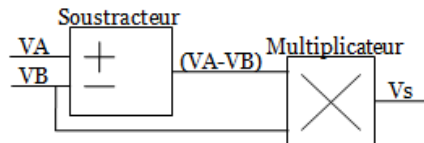


Figure.3. 14. Multiplicateur en tant que détecteur de phase

3.3.3.1.2. Le multiplicateur en tant que détecteur de phase

Pour expliquer le fonctionnement d'un multiplicateur en tant que détecteur de phase, établissons l'expression d'un produit de deux sinusoides (3.62) et (3.63).

$$V_1 = A_1 \cdot \cos(\omega t + \varphi_1) \quad (3.62)$$

$$V_2 = A_2 \cdot \cos(\omega t + \varphi_2) \quad (3.63)$$

Le produit des deux signaux (3.62) et (3.63) donne:

$$V_s = V_1 \times V_2 = A_1 \cdot A_2 \cdot \cos(\omega t + \varphi_1) \cdot \cos(\omega t + \varphi_2) = \frac{A_1 A_2}{2} (\cos(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) + \cos(\varphi_1 - \varphi_2)) \quad (3.64)$$

Le second terme de l'équation (3.64) est continu et constitue la valeur moyenne du produit des deux signaux :

$$\text{moyenne}(V_1 \times V_2) = \frac{A_1 A_2}{2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \quad (3.65)$$

Dans l'expression (3.65) apparaît le déphasage entre les deux signaux V_1 et V_2 , $\Delta\varphi = (\varphi_1 - \varphi_2)$, qui peut être déduit et exprimé comme suit:

$$\Delta\varphi = \cos^{-1}\left(\frac{\text{average}(V_s)}{\text{module}(V_s)}\right) \quad (3.66)$$

Ainsi, en appliquant le calcul de l'équation (3.66) sur le signal de sortie du multiplicateur, le déphasage entre ses deux signaux d'entrée est obtenu.

La structure interne du multiplicateur analogique est présentée ci-après.

3.3.3.1.3. Structure du multiplicateur : Cellule de Gilbert

La plupart des multiplicateurs analogiques sont basés sur la cellule de Gilbert.

C'est un circuit électronique en cascade qui peut servir en tant que multiplicateur analogique ainsi que mélangeur de fréquence. La cellule de Gilbert a été inventée en 1963 par Howard Jones qui l'a breveté en 1966 [3.7] pour être attribuée ensuite à Barrie Gilbert en 1968.

Dans la partie qui suit, le fonctionnement d'une structure de Gilbert en tant que multiplicateur analogique est démontré par des équations analytiques.

Cette structure utilise des transistors bipolaires (fig.3.15) dont les équations fondamentales sont rappelées ci-après.

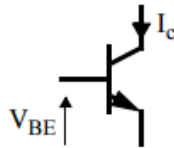


Figure.3. 15. Transistor NPN

Pour un transistor NPN (fig.3.15), le courant qui traverse le collecteur est exprimé comme suit :

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \text{ où } V_T = \frac{kT}{q} \approx 26 \text{ mV @ } 300^\circ\text{K} \quad (3.67)$$

Par conséquent, la tension entre la base et l'émetteur s'exprime :

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \quad (3.68)$$

Il s'agit, d'abord, de considérer la structure d'un multiplicateur à deux quadrants représenté par la figure.3.16.

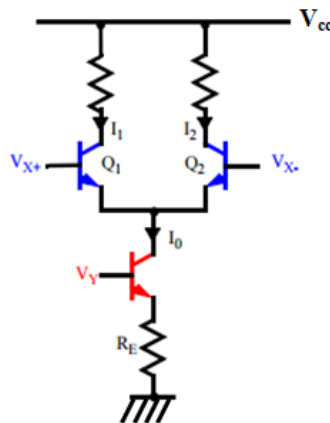


Figure.3. 16. Multiplicateur à deux quadrants [3.8]

Dans ce circuit, l'objectif est d'exprimer la différence de courants ($I_1 - I_2$) en fonction de la tension appliquée V_X .

En appliquant l'équation (3.68) sur les deux transistors Q_1 et Q_2 , l'expression du rapport des deux courant I_1 et I_2 (3.69) peut être extraite.

$$\frac{I_1}{I_2} = e^{\frac{V_{X+} - V_{X-}}{V_T}} = e^{\frac{V_X}{V_T}} \quad (3.69)$$

D'après le circuit, le courant I_0 est égal à la somme des courants I_1 et I_2 :

$$I_0 = I_1 + I_2 \quad (3.70)$$

Ces deux équations (3.69) et (3.70) permettent d'exprimer I_1 et I_2 en fonction de I_0 et des deux tensions d'entrée V_X et V_Y comme le montrent les deux équations (3.71) et (3.72).

$$I_1 = \frac{I_0}{1 + e^{-\frac{V_X}{V_T}}} \quad (3.71)$$

$$I_2 = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{V_X}{V_T}}} \quad (3.72)$$

Et la différence entre ces deux courants s'exprime alors de cette manière :

$$I_1 - I_2 = I_0 \cdot \tanh\left(\frac{V_X}{2V_T}\right) \quad (3.73)$$

Puisque la fonction \tanh d'une variable x peut s'écrire de la façon suivante :

$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (3.74)$$

Par ailleurs, le courant I_0 s'exprime en fonction de la tension V_Y comme suit :

$$I_0 = \frac{V_Y - V_{BE}}{R_E} \quad (3.75)$$

La tension V_X étant beaucoup plus faible que V_T [3.8], le rapport $\left(\frac{V_X}{2V_T}\right)$ est très proche de 0 et l'approximation $\tan(x) = x$ peut être appliquée (dans ce cas, $x = \left(\frac{V_X}{2V_T}\right)$)

En plus, en remplaçant I_0 par son expression (3.75), l'équation (3.73) devient :

$$I_1 - I_2 = \left(\frac{V_Y - V_{BE}}{R_E}\right) \cdot \left(\frac{V_X}{2V_T}\right) \quad (3.76)$$

Ainsi, l'équation (3.76) montre que la différence entre les deux courants de sortie d'un circuit multiplicateur à deux quadrants est une fonction du produit de ses deux tensions d'entrée.

Le principe de fonctionnement d'un multiplicateur à deux quadrants ainsi que les équations présentées vont être exploités dans le cas de la cellule de Gilbert représentée dans le schéma de la fig.3.17.

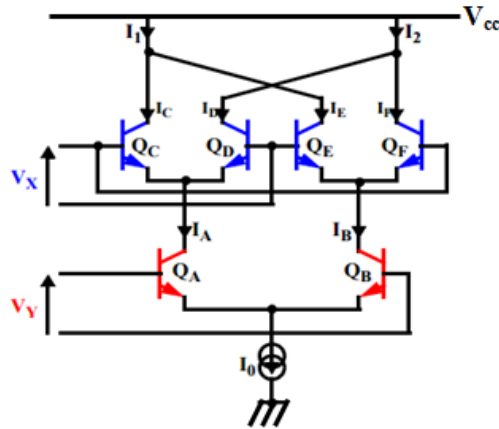


Figure.3. 17. Multiplicateur à quatre quadrants, Cellule de Gilbert [3.8]

D'après l'équation (3.76) d'un multiplicateur à deux quadrants :

$$I_C - I_D = I_A \cdot \tanh\left(\frac{V_X}{2V_T}\right) \quad (3.77)$$

$$I_F - I_E = I_B \cdot \tanh\left(\frac{V_X}{2V_T}\right) \quad (3.78)$$

Ce qui permet d'élaborer l'expression de la différence de courant à la sortie du circuit entier :

$$I_1 - I_2 = (I_A - I_B) \cdot \tanh\left(\frac{V_X}{2V_T}\right) = I_0 \cdot \tanh\left(\frac{V_Y}{2V_T}\right) \cdot \tanh\left(\frac{V_X}{2V_T}\right) \quad (3.79)$$

Et, ayant $V_X, V_Y \ll V_T$, l'équation devient :

$$I_1 - I_2 = I_0 \cdot \frac{V_Y}{2V_T} \cdot \frac{V_X}{2V_T} \quad (3.80)$$

Ainsi, la différence entre les deux courants injectés à la cellule de Gilbert est proportionnelle au produit analogique des deux tensions appliquées sur ses deux étages.

Et, c'est ainsi que la cellule de Gilbert fonctionne en tant que multiplicateur analogique de tension.

3.3.3.1.4. Conception et simulation du circuit

3.3.3.1.4.1. Circuits électriques modélisant des opérations mathématiques

Un amplificateur opérationnel est un composant qui permet de modéliser les opérations mathématiques de base comme l'addition, la soustraction, la dérivation et l'intégration. Il a été même intégré dans les calculateurs analogiques pour assurer cette tâche.

Pour assurer la soustraction entre les deux signaux analogiques V_A et V_B , la structure d'un amplificateur différentiel est choisie. Son schéma est représenté par la figure.3.18.

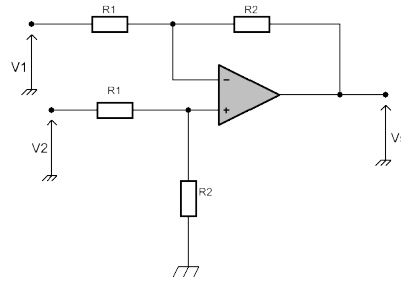


Figure.3. 18. Amplificateur différentiel [3.13]

Le fonctionnement d'un amplificateur différentiel est détaillé dans ce qui suit.

La tension V_+ est obtenue via un pont diviseur de tensions :

$$V_+ = V_2 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (3.81)$$

Et la tension V_- est calculée à partir du théorème de Millman :

$$V_- = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{V_1 R_2 + V_s R_1}{R_2 + R_1} = \frac{V_1 R_2 + V_s R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.82)$$

L'AOP est supposé idéal et en régime linéaire, par la suite $V_+ = V_-$.

L'égalité entre les deux équations (3.81) et (3.82) donne après simplification:

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (3.83)$$

Le montage de la figure.3.18 permet alors d'amplifier la différence des tensions d'entrée par un gain R_2/R_1 . Si les deux valeurs R_1 et R_2 sont égales, la sortie est, simplement, la différence ($V_2 - V_1$). C'est la configuration proposée pour le circuit différentiel.

Le circuit d'acquisition permettant d'extraire la phase du coefficient de réflexion en se basant sur l'équation.3.46 est alors formé d'un amplificateur différentiel succédé d'un multiplicateur analogique.

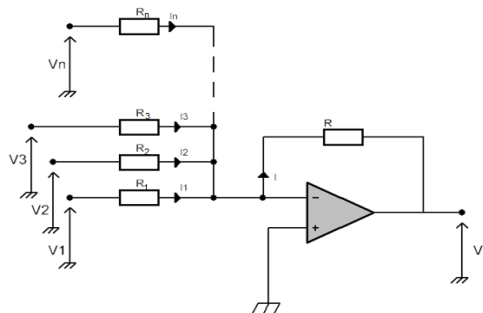


Figure.3. 19. Amplificateur additionneur inverseur [3.13]

L'entrée inverseuse (V_-) (fig.3.22) est considérée comme une masse virtuelle. Donc, l'impédance d'entrée $Z_i=R_i$ pour chaque entrée et les tensions s'expriment comme suit :

$$V_1 = R_1 i_1 \quad (3.84)$$

$$V_2 = R_2 i_2 \quad (3.85)$$

$$V_n = R_n i_n \quad (3.86)$$

La loi des nœuds en V_- donne :

$$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n \quad (3.87)$$

Et, en sortie, la tension s'exprime :

$$V_s = -Ri \quad (3.88)$$

En remplaçant i par son expression (3.87) dans (3.88), l'équation globale de la tension de sortie devient :

$$V_s = -R \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right) \quad (3.89)$$

Le gain global peut alors être ajusté en jouant sur la valeur de R (fig.3.19) et le gain de chaque entrée en jouant sur les résistances R_i . Ce montage offre donc beaucoup de souplesse dans la conception d'un additionneur inverseur.

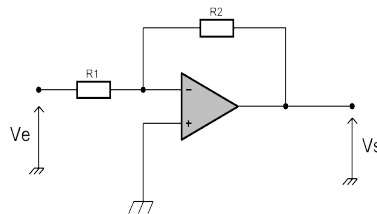


Figure.3. 20. Amplificateur inverseur

L'AOP est supposé idéal, en régime linéaire, donc $V_+ = V_-$.

Puisque $i_+ = 0$, le courant circulant dans R_1 est le même que celui dans R_2 . La loi d'Ohm appliquée à ces deux résistances donne :

$$\frac{V_e}{R_1} = -\frac{V_s}{R_2} \quad (3.90)$$

Qui peut, aussi, être écrite sous la forme :

$$V_s = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_e \quad (3.91)$$

Si les deux résistances R_1 et R_2 ont deux valeurs égales, V_s est simplement l'inverse de V_e sans aucun gain.

3.3.3.1.4.2. Simulations

Le circuit électrique du bloc détecteur de phase (fig.3.14) est simulé (fig.3.21). Il permet de déterminer la phase du coefficient de réflexion en se basant sur son équation (3.46).

Deux signaux d'entrée V_{in1} et V_{in2} , déphasés par un câble d'un mètre, sont injectés à l'entrée du circuit. Pour la validation du bon fonctionnement du circuit d'acquisition le signal à la sortie du premier bloc, l'amplificateur différentiel V_r doit coïncider avec le signal théorique ($V_{rth} = V_{in1} - V_{in2}$). Et, le signal prélevé à la sortie du second bloc V_s , le multiplicateur, doit coïncider avec $V_{sth} (V_{in2} * (V_{in1} - V_{in2}))$.

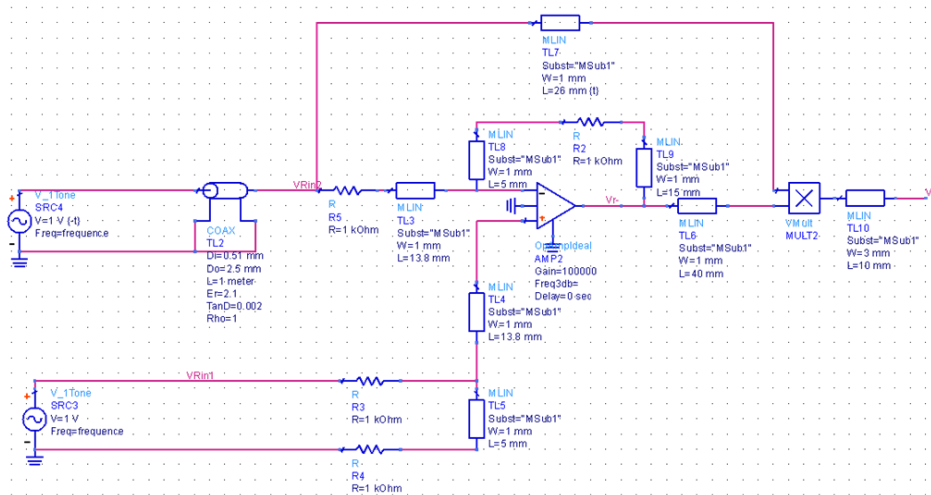


Figure.3. 21. Banc de simulation du circuit d'acquisition

Pour la première simulation, l'AOP est supposé idéal et les longueurs des lignes de transmission sont forcées à zéro pour ne pas tenir compte de leur effet sur le résultat.

Dans ce cas idéal, les sorties analogiques du circuit simulé correspondent bien aux équations analytiques. Une superposition entre V_r (simulé) et V_{rth} (théoriquement calculé) (fig.3.20.a), d'une part, et entre V_s (simulé) et V_{sth} (théoriquement calculé) (fig.3.20.b), d'autre part, montre que le circuit assure bien la tâche pour laquelle il est conçu.

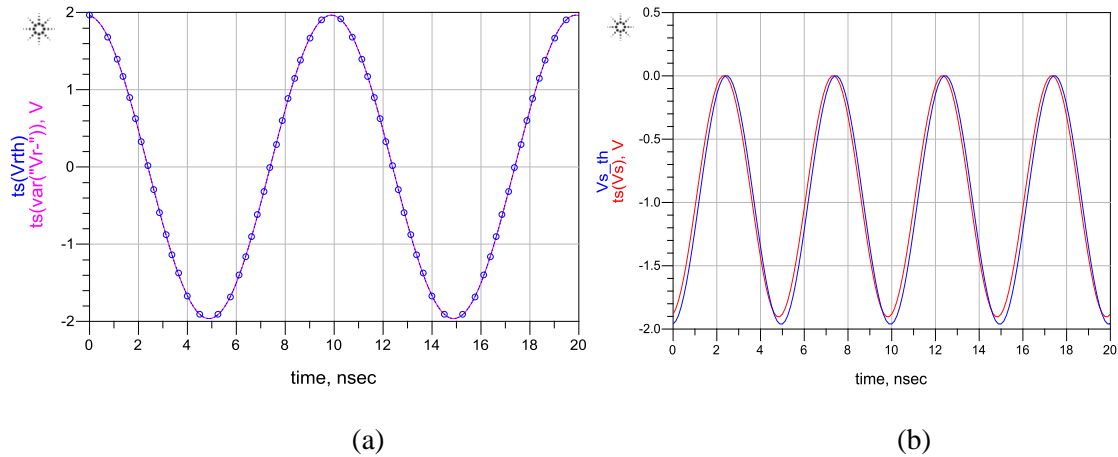


Figure.3. 22. Signaux simulés comparés aux signaux théoriques dans le cas d'un circuit idéal :
(a) signal à la sortie du soustracteur, (b) signal à la sortie de tout le circuit

Suite à la validation du circuit dans son état idéal, il est simulé dans le cas réel. Cela permet de mettre en évidence ses limites.

3.3.3.1.4.3. Effet des composants réels

En réalité, le circuit n'est pas parfait. D'une part, les lignes de transmission qui relient les différents composants doivent être modélisées, il faut tenir compte de leur présence qui rajoute des décalages au niveau de la phase. D'autre part, dans le cas réel, l'AOP ne correspond pas au modèle idéal. Un modèle réel doit être intégré dans la simulation.

L'AOP de Analog Devices AD8011 [3.11] est choisi. Sa bande de fréquence de fonctionnement (jusqu'à 300 MHz) correspond à la bande de travail. Il est aussi caractérisé par la puissance très faible et la faible distorsion. Ce composant existe sous la forme de modèle SPICE (destiné principalement pour le logiciel : Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), un standard incontesté en matière de simulation de circuit électronique. Ce modèle électronique est disponible sur la page web d'Analog Devices [3.12] et il peut être utilisé dans n'importe quelle simulation intégrant le composant.

De nouvelles courbes de V_r - et V_s sont représentées dans cette nouvelle configuration. Elles sont toujours superposées aux courbes théoriques. (fig.3.21).

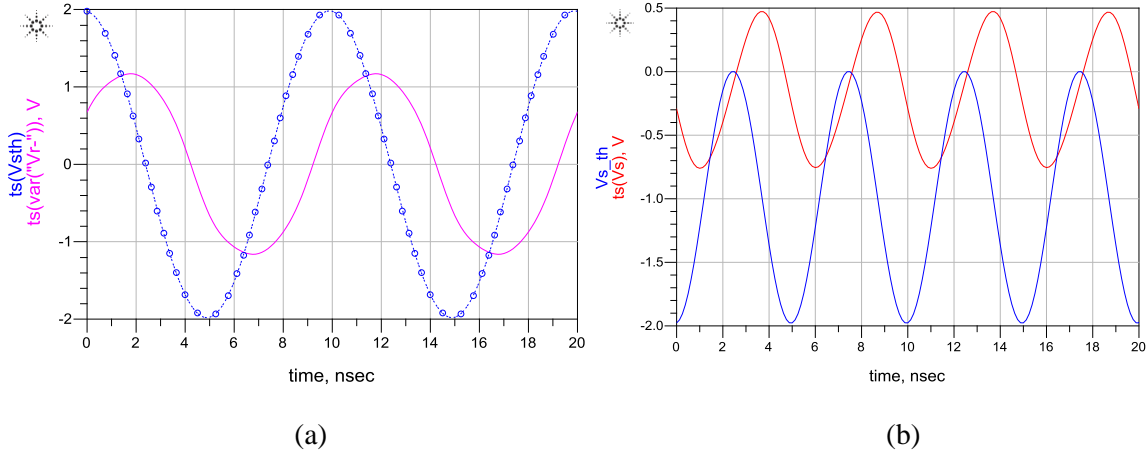


Figure.3. 23. Signaux simulés comparés aux signaux théoriques dans le cas d'un circuit réel : (a) signal à la sortie du soustracteur, (b) signal à la sortie de tout le circuit

La substitution de l'AOP idéal par un AOP réel et la mise en place des lignes de transmission dans le circuit simulé change énormément les résultats. D'énormes erreurs surviennent et causent un décalage entre les courbes simulées et les courbes théoriques.

Par conséquent, une méthode de correction doit être proposée afin de tenir compte de l'effet des défauts du circuit réel.

D'autre part, pour la calibration du premier bloc du circuit d'acquisition : le pont de Wheatstone, l'équation (3.61) doit être considérée au lieu de (3.46). Dans la partie suivante, une adaptation du circuit d'acquisition est proposée afin de tenir compte de cette calibration.

3.3.3.1.4.4. Tenir compte de la calibration du pont

La calibration du pont revient à déterminer les paramètres de calibration à partir d'éléments à charge connue pour les injecter ensuite dans une équation calibrée du coefficient de réflexion (3.61).

Mais, le circuit proposé (fig.3.14) est inspiré de l'équation théorique (3.46) nécessitant une simple soustraction pour l'obtention du signal réfléchi. Il ne tient pas compte de la calibration du pont. Pour satisfaire à l'équation calibrée, il doit être modifié de façon que la phase entre les deux signaux (3.92) et (3.93) soit déterminée en sortie finale du circuit.

$$V_1 = A. (V_B + BV_A) \quad (3.92)$$

$$V_2 = V_B + CV_A \quad (3.93)$$

La détermination des variables de calibration A, B et C est effectuée expérimentalement (chapitre 4). Ce sont des nombres complexes qui peuvent être synthétisés à l'aide de résistances, inductances et capacités comme le montre les équations (3.94) et (3.95) qui expriment respectivement V_1 et V_2 .

$$V_1 = AV_B + ABV_A = \frac{1}{50} (-(R_A + L_A \omega j)V_B + (R_{AB} + L_{AB} \omega j)V_A) \quad (3.94)$$

$$V_2 = V_B + CV_A = V_B - \frac{1}{50} \left(R_C - \frac{j}{C\omega} \right) V_A \quad (3.95)$$

L'objectif c'est de concevoir les circuits électroniques qui permettent de former ces deux signaux V_1 et V_2 .

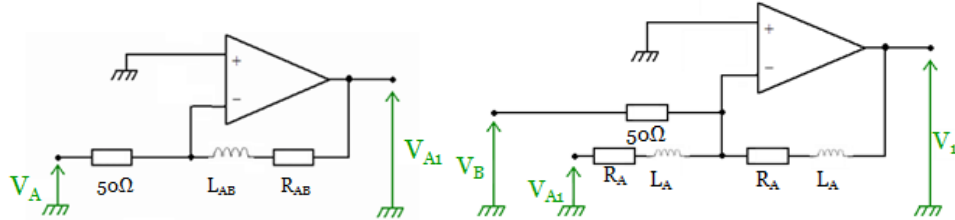


Figure.3. 24. Circuits permettant d'obtenir V1

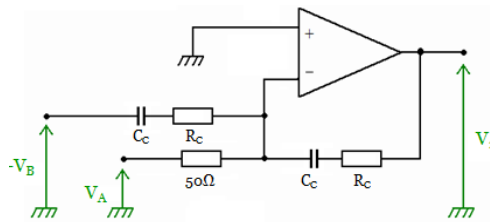


Figure.3. 25. Circuit permettant d'obtenir V2

Revenir aux équations théoriques des différents circuits AOP (inverseur (fig.3.23) et additionneur inverseur (fig.3.22)) permet d'élaborer les équations de V_1 (à partir du circuit de la fig.3.24) et V_2 (fig.3.25) de la manière suivante :

$$V_1 = -(R_A + L_A \omega j) \left(\frac{V_B}{50} + \frac{V_{A1}}{R_A + L_A \omega j} \right) \quad (3.96)$$

$$\text{Où } V_{A1} = -\frac{R_{AB} + L_{AB} \omega j}{50} V_A \quad (3.97)$$

La simplification de cette équation de V_1 permet de revenir à l'équation (3.94) voulue.

Et, V_2 s'écrit :

$$V_2 = -\left(R_C - \frac{j}{C\omega} \right) \left(\frac{V_A}{R_C - \frac{j}{C\omega}} + \frac{V_B}{50} \right) \quad (3.98)$$

Pour tenir compte de la calibration du pont, il s'agit alors d'utiliser les deux circuits (fig.3.24) et (fig.3.25) à la place de l'amplificateur différentiel dans le banc de simulation complet.

Dans cette configuration, les paramètres de calibration sont considérés comme étant des constantes alors que ces derniers varient légèrement en fonction de la fréquence. En plus, ces valeurs doivent être flexibles à tout changement parce que les paramètres de calibration ne sont pas fixes, elles peuvent changer d'un montage à l'autre.

3.3.3.1.4.5. Complexité de la correction

Implémenter la calibration du pont complique le circuit d'acquisition. Ce dernier contient, maintenant, des résistances, des capacités et des inductances rajoutées et qui n'ont pas forcément des valeurs fixes en fonction de la fréquence et de l'instant de la mesure.

En plus, une méthode de correction doit être implémentée pour corriger l'effet de décalage de phase due à la présence des lignes de transmission ainsi que l'effet de l'AOP réel.

La mise en place de toutes ces corrections est compliquée. Pour des raisons de temps, nous avons abandonné cette solution. Et, nous avons choisi d'utiliser un détecteur de phase prêt à l'emploi développé par Analog Devices.

3.3.3.2. Détecteur de phase intégré

3.3.3.2.1. Présentation du circuit

Le détecteur de phase AD8302 [3.9] est développé par la société Analog Devices. Nous avons mis en œuvre le kit d'évaluation (fig.3.26) dont les caractéristiques principales sont présentées ci-après.

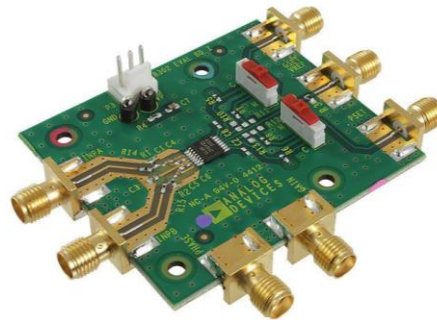


Figure.3. 26. Photo du détecteur de phase AD8302

Le diagramme du bloc fonctionnel du détecteur de phase (fig.3.27) montre que ce dernier est basé sur la structure d'un multiplicateur pour assurer la fonction de détection de phase.

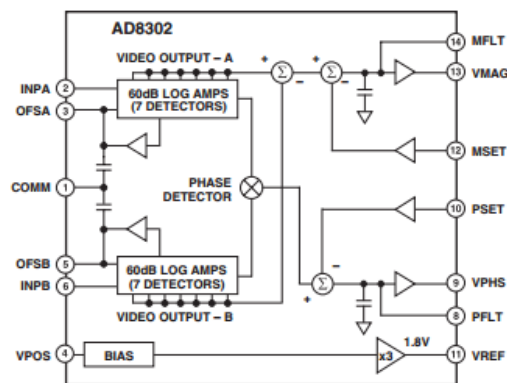


Figure.3. 27. Diagramme du bloc fonctionnel

La structure de multiplicateur (mélangeur) intégrée dans la plupart des détecteurs de phase du marché est représentée ci-après.

3.3.3.2.2. Structure du multiplicateur : DBM (Double Balanced Mixer)

La structure d'un DBM est formée d'un anneau de quatre diodes et deux transformateurs (Balun : Balanced Unbalanced). Elle est représentée par la fig.3.28 et son principe est décrit juste après.

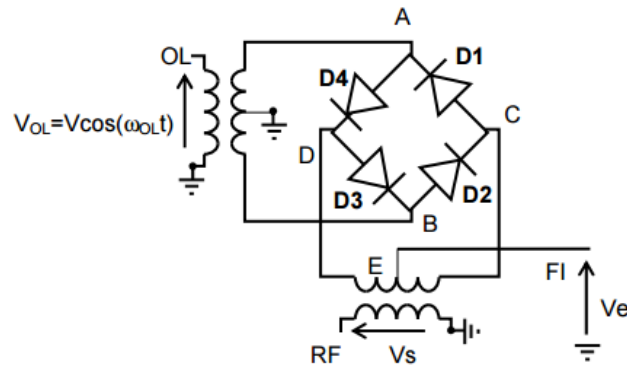


Figure.3. 28. Mélangeur doublement équilibré à diodes en anneau [3.10]

Une diode fonctionne ou pas en fonction du signe du signal qui la parcourt. En considérant le schéma du circuit (fig.3.28), deux cas se présentent.

Le cas où V_{OL} est positive ($V_A > V_B$), pour lequel les diodes D1 et D2 sont passantes alors que D3 et D4 sont bloquées. Dans ce cas, le nœud C est la masse virtuelle et le nœud D est en circuit ouvert et par la suite l'égalité de l'équation (3.99) est satisfaite :

$$V_s(t) = V_e(t), \text{ si } V_{OL} > 0 \quad (3.99)$$

Et, dans le cas inverse, si la tension V_{OL} est négative, ce sont les diodes D3 et D4 qui conduisent le courant alors que D1 et D2 sont bloquées. Donc, D est la masse virtuelle et C est en circuit ouvert. Et dans ce cas de figure, une deuxième équation (3.100) est satisfaite :

$$V_s(t) = - V_e(t), \text{ si } V_{OL} < 0 \quad (3.100)$$

Sur ses deux équations repose le principe de fonctionnement d'un DBM à partir duquel il a été démontré [3.10] qu'il assure la fonction de multiplication analogique en exprimant V_s comme étant le produit des deux signaux d'entrée V_e et V_{OL} . En se basant sur sa fonction de multiplicateur, le fonctionnement d'un DBM en tant que détecteur de phase a été aussi mis en évidence [3.10].

3.3.3.2.3. Principe de fonctionnement

A partir des signaux d'entrée, le détecteur de phase fournit deux tensions continues VMAG et VPHS qui sont proportionnelles respectivement au rapport ρ de ces deux tensions et au déphasage φ .

Les expressions de φ et ρ en fonction de ces deux tensions de sorties peuvent être déterminées à partir de la fiche technique du composant [3.9]. Les courbes deux courbes : $VMAG = f(\rho)$ (fig.3.29) et $VPHS = f(\varphi)$ (fig.3.30) sont représentées.

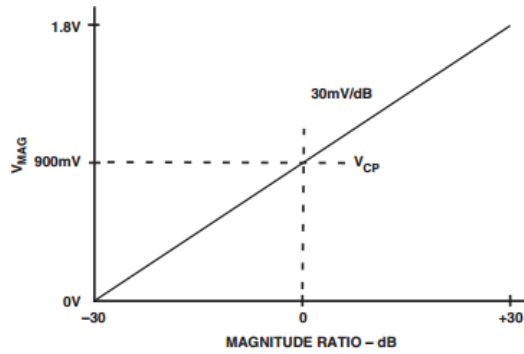


Figure.3. 29. VMAG en fonction du module du coefficient de réflexion ρ [3.9]

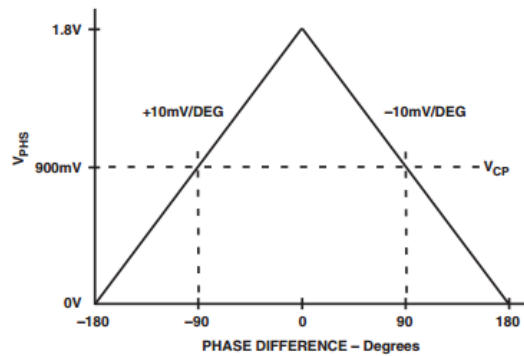


Figure.3. 30. VPHS en fonction de la phase du coefficient de réflexion φ [3.9]

La courbe de la figure.3.29 permet d'exprimer ρ en fonction de la tension VMAG par l'équation (3.101) suivante :

$$\rho = 10^{\frac{1}{20} \left(\frac{30}{0.9} VMAG - 30 \right)} \quad (3.101)$$

Et d'après la courbe de la figure.3.30, l'extraction de φ dépend de son signe.

$$\begin{cases} \varphi = 100 \cdot VPHS - 180 \text{ si } \varphi < 0 \\ \varphi = -100 \cdot VPHS + 180 \text{ si } \varphi > 0 \end{cases} \quad (3.102)$$

Les constantes présentes dans les équations (3.101) et (3.102) qui relient ρ à VMAG et φ à VPHS sont déterminées à partir des courbes théoriques (fig.3.29 et fig.3.30) représentées dans la fiche technique.

Nous montrerons, dans la partie expérimentale (chapitre 4), que le circuit détecteur de phase présente des imperfections qui nécessitent le développement d'une méthode de correction.

3.3.4. Autres composants de la chaîne d'acquisition

Dans ce chapitre, deux blocs du système d'acquisition sont détaillés : le pont de Wheatstone et le détecteur de phase, ce sont les circuits qui réalisent les deux fonctions de base qui sont la séparation

des ondes, incidente et réfléchi, et l'extraction du déphasage entre eux. Mais pour avoir un système de localisation complet (fig.3.10), d'autres composants sont indispensables.

D'abord, un générateur de signaux sinusoïdaux doit être présent dans la chaîne d'acquisition. Il assure la commande du système en fréquence. Dans la version finale, totalement intégrée, du système d'acquisition un VCO (Voltage Controlled Oscillator) joue le rôle du générateur.

Ensuite, à la sortie du détecteur de phase, un contrôleur est obligatoire pour sauvegarder toutes les valeurs de phase pour chaque fréquence générée, représenter la courbe de phase en fonction de la fréquence, déterminer la pente de cette courbe et calculer la distance d qui sépare le doigt de l'entrée de la ligne en appliquant la formule (3.34). Ce calculateur peut être implémenté sur le PC (le logiciel Matlab par exemple) et dans la version intégrée ou portable, il peut être remplacé par un microcontrôleur tel que celui de la carte Arduino.

3.4. Synthèse

Dans ce chapitre, la seconde partie du système tactile proposé est présentée. C'est la partie acquisition et localisation. Le concept global du système tactile est une dalle avec guide d'ondes et connexion monoport. Le toucher désadaptant la ligne imprimée sur la dalle crée une réflexion et une mesure à son entrée permet de localiser cette perturbation.

La modélisation quadripolaire du système montre que l'exploitation du coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne, et précisément sa phase permet d'obtenir les équations théoriques nécessaires à la localisation du doigt. C'est ainsi que l'algorithme de localisation est établi.

La mesure de la phase du coefficient de réflexion est alors la clef de la localisation. Cette mesure peut être réalisée par un instrument de référence qui est le VNA. Ce dernier sépare les ondes incidente et réfléchi pour déterminer ensuite le déphasage entre elles. C'est la mission principale du circuit compact proposé.

Le pont de Wheatstone est proposé pour la première fonction de base. C'est un pont séparateur d'ondes. Il est démontré que le coefficient de réflexion à l'entrée d'un dispositif qui lui est connecté peut être calculé à partir de deux tensions prélevées au niveau du pont.

Comme tout autre circuit électronique, le pont séparateur présente des défauts dus principalement à l'imperfection de l'adaptation de ses lignes et ses connecteurs et aux erreurs minimales sur les valeurs de ses résistances. Une méthode matricielle de correction de défauts est alors implémentée.

La deuxième fonction dans la chaîne acquisition est la détection de phase. Au début, c'est un circuit qui est basé sur un multiplicateur analogique qui est proposé. Il est démontré que ce dernier assure la fonction d'extraction de phase. Le circuit global de détecteur de phase est inspiré de l'équation du

coefficient de réflexion. Avec les simulations, des limites de ce circuit ont été mises en évidence. La correction de tous ses défauts étant compliquée, il a été abandonné pour des raisons de temps.

C'est alors un détecteur de phase fabriqué par Analog Devices qui est implémenté pour son évaluation. Le principe de son fonctionnement est présenté.

Dans ce qui suit, la validation expérimentale de tout ce qui est présenté dans ce chapitre est présentée. D'abord, ce sont des mesures pour la validation de la méthode HDL qui sont présentées. Ensuite, des réalisations, des mesures et des tests des solutions matérielles proposées sont mises en évidence. Le critère principal d'évaluation du système global est la précision de localisation.