

# Un analyseur de réseau

Pour mesurer la réponse en fréquence d'un filtre (ou d'un amplificateur), on utilise un générateur sinusoïdal et un oscilloscope.

A chaque fréquence, il faut mesurer la fréquence ainsi que l'amplitude et la phase du signal, en entrée et en sortie.

Cela prend beaucoup de temps et la précision n'est pas très bonne.

Pour mesurer un condensateur ou une inductance, c'est encore plus difficile.

## **L'analyseur de réseau est une solution pour faciliter ces mesures.**

L'analyseur de réseau que nous allons décrire, est principalement constitué d'un générateur sinusoïdal piloté par un ordinateur personnel ,et d'un voltmètre relié au même ordinateur personnel (PC) .

Le voltmètre fonctionne un peu comme un détecteur synchrone, il mesure l'amplitude et la phase du signal à la fréquence du générateur.

La plage de fréquence de mesure s'étend de 200 Hz à 60 MHz. La résolution en fréquence est approximativement de 0.035 Hz.

Avec quelques restrictions, il est possible de faire des mesures jusqu'à 20 Hz.

**L'analyseur permet la mesure du gain et de la phase** (ou le retard de groupe) **des filtres et des amplificateurs** ( en fonction de la fréquence ) ; l'échelle des gains peut être linéaire ou logarithmique (échelle en dB) .

Le balayage en fréquence peut être linéaire ou logarithmique .

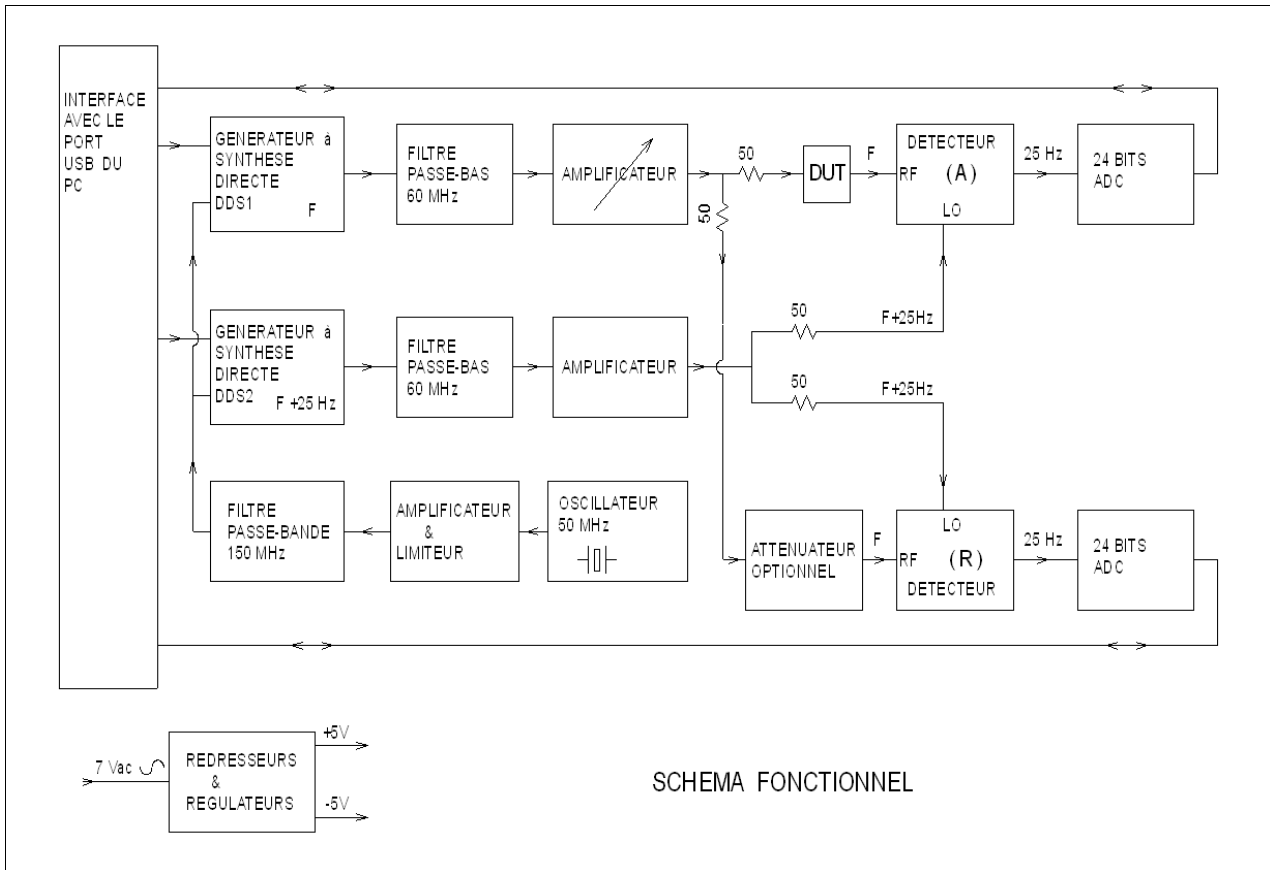
Un analyseur de réseau qui permet de mesurer à la fois l'amplitude et la phase du gain est parfois appelé analyseur de réseau vectoriel, (ou VNA : Vector Network Analyzer en anglais).

## **L'analyseur de réseau permet aussi la mesure des impédances .**

On peut choisir d'afficher :

- le module de l'impédance et son argument (phase)
- la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance
- le module et la phase de S11
- pour un condensateur : sa capacité et son facteur de qualité
- pour une self : son inductance et son facteur de qualité

## Principe de fonctionnement :



Deux générateurs à synthèse directe (DDS), (Analog Devices AD9851), sont pilotés par le port USB d'un PC.

L'un des générateurs (DDS1) est à la fréquence  $F$  ; le deuxième (DDS2) est à la fréquence  $F+25\text{ Hz}$

DDS1 envoie son signal sur l'entrée du dispositif sous test (DUT) ; la sortie du DUT est reliée à l'entrée RF d'un détecteur (Motorola MC1496) . On a appelé cette entrée RF : entrée «A» de l'analyseur de réseau .

DDS1 envoie aussi son signal sur l'entrée RF d'un deuxième détecteur ( à travers un atténuateur optionnel) ; on a appelé cette deuxième entrée : entrée «R» de l'analyseur de réseau.

Le second générateur DDS2 est relié à l'entrée oscillateur local (LO) des deux détecteurs.

A la sortie des deux détecteurs, il y a un filtre passe bas ; le signal qui nous intéresse est à la fréquence de 25 Hz ( c'est la différence de fréquence entre DDS1 et DDS2 ).

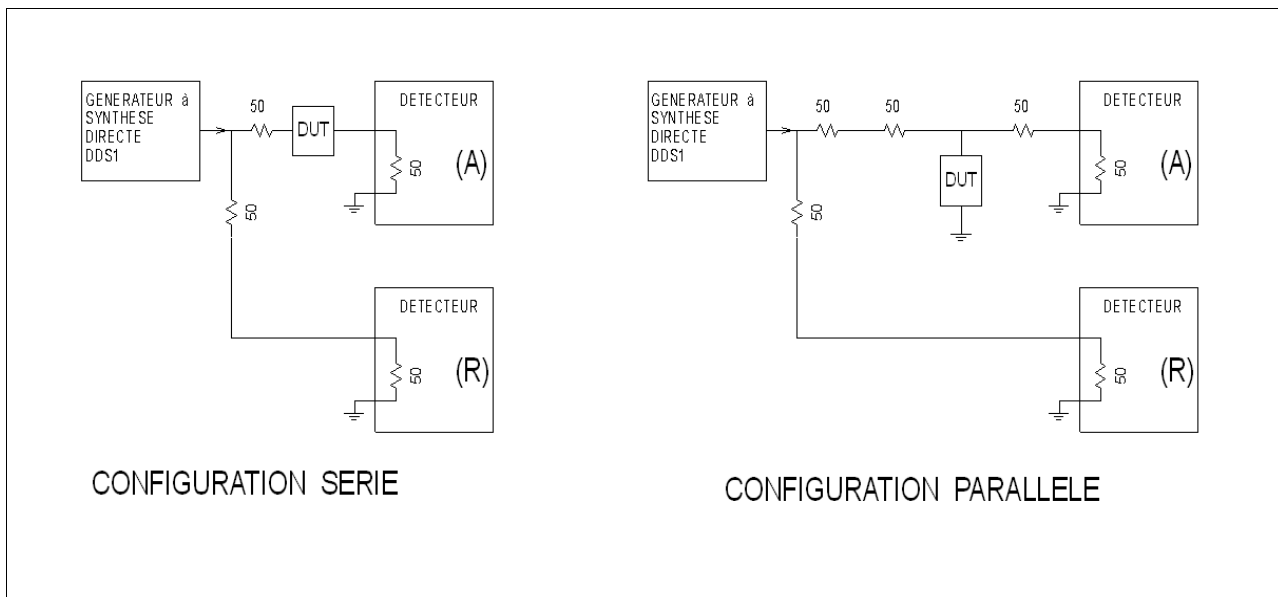
Deux convertisseurs analogiques digitaux (de 24 bits) mesurent le signal à la sortie des 2 détecteurs. Alors, en comparant les deux signaux à 25 Hz (amplitude et phase) présents à la sortie des deux détecteurs, le PC peut calculer l'atténuation (ou l'amplification) créée par le dispositif sous test (DUT) ; ainsi que la rotation de phase subie par le signal lorsqu'il traverse le DUT .

Les générateurs ont besoin d'une horloge à 150 MHz.

Pour obtenir cette horloge à 150 MHz , on utilise un oscillateur à quartz à 50 MHz . La troisième harmonique est sélectionnée à l'aide d'un filtre passe bande à 150 MHz .

Un petit transformateur extérieur délivre une tension alternative permettant de fabriquer le + 5 volts et le -5 volts nécessaire aux circuits .

Pour mesurer les composants ( résistances, selfs et condensateurs (RLC) ) , on a le choix entre une **configuration série** et une **configuration parallèle** .



Avec la **configuration série** , l'impédance à mesurer est mise en série entre le générateur DDS1 et l'entrée «A» de l'analyseur .

L'entrée «R» est reliée directement au générateur DDS1.

L'impédance à mesurer réduit l'amplitude du signal présent sur l'entrée «A» par rapport à l'amplitude du signal sur l'entrée «R» .

En comparant l'amplitude et la phase du signal à la sortie du détecteur «A» par rapport à celle présente à la sortie du détecteur «R» , on peut calculer le module et la phase de l'impédance à mesurer .

Avec la configuration série, la précision diminue quand l'impédance à mesurer devient très faible par rapport à 50 ohms .

Avec la **configuration parallèle**, l'impédance à mesurer est mise en parallèle avec le générateur DDS1 et l'entrée «A» de l'analyseur.

Deux résistances de 50 ohms ont été ajoutées au montage ; (ces résistances de 50 ohms sont facultatives).

En comparant l'amplitude et la phase du signal à la sortie du détecteur «A» par rapport à l'amplitude et la phase à la sortie du détecteur «R» , on peut calculer le module et la phase de l'impédance à mesurer .

Pour mesurer des impédances faibles ( par rapport à 50 ohms), la précision est meilleure avec la

configuration parallèle qu'avec la configuration série .

La configuration parallèle est la solution utilisable pour mesurer une impédance qui a une connexion reliée à la masse ( antenne ou entrée d'un amplificateur ) .

Avec la configuration parallèle, la précision diminue quand l'impédance à mesurer devient très grande par rapport à 50 ohms .

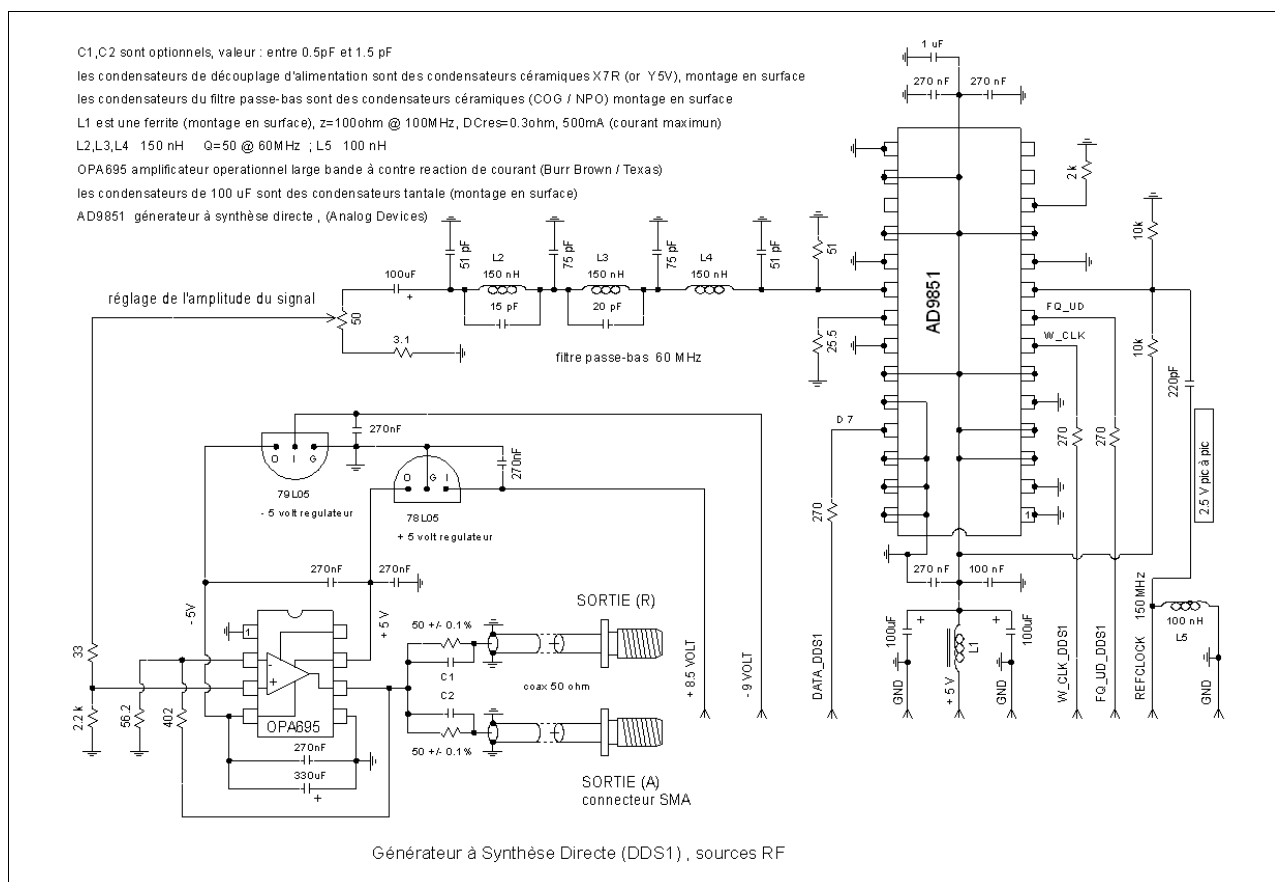
## Le schéma électrique

L'analyseur de réseau est construit avec 8 circuits imprimés .

- un générateur DDS1
- un générateur DDS2
- un détecteur «A»
- un détecteur «R», le détecteur «A» et le détecteur «R» sont identiques
- un générateur d'horloge à 150 MHz
- une interface avec le port USB
- une alimentation
- un générateur d'horloge nécessaire pour le fonctionnement des convertisseurs analogiques digitaux

Tous les circuits imprimés sont reliés entre eux avec des fils et des câbles coaxiaux .

## Le générateur DDS1



L'AD9851 est le générateur à synthèse directe ( Analog Devices ) ; lire la spécification de ce circuit pour comprendre comment il fonctionne .

L'AD9851 a besoin d'une horloge (REFCLOCK), (ici 150 MHz) ; ainsi que de 3 signaux de contrôle FQ\_UD, W\_CLK, D7 ; et une alimentation + 5 volts .

Le signal en sortie de l'AD9851 n'est pas une belle sinusoïde, mais ressemble plutôt à un escalier .

Un filtre passe-bas ( avec une fréquence de coupure de 60 MHz) est nécessaire pour obtenir une belle sinusoïde .

Le filtre est calculé pour être utilisé avec une impédance de source et de charge de 50 ohms .

La fonction de ce filtre est de rejeter les fréquences au dessus de 90 MHz .

Les condensateurs en parallèle avec L2 et L3 favorisent ce rejet .

Le facteur de qualité des selfs doit être le plus élevé possible à 60 MHz .

A la sortie du filtre, un condensateur tantale de 100 $\mu$ F enlève la composante continue du signal .

Ensuite un potentiomètre de 50  $\Omega$  sert à faire varier l'amplitude du signal .

Un amplificateur large bande à contre réaction de courant (OPA695) amplifie le signal et abaisse l'impédance .

Deux résistances de 50  $\Omega$  (à 0.1 %) envoient le signal vers la sortie «A» et vers la sortie «R» .

Les condensateurs C1 et C2 sont facultatifs , il faut disposer d'un deuxième analyseur de réseau pour trouver la meilleure valeur pour C1 et C2 .

Les sorties «A» et «R» sont reliées à l'amplificateur (OPA695) sans condensateur de liaison, donc attention à **ne pas injecter de tensions continues sur ces sorties !**

Le + 5 volts pour l'OPA695 provient d'un régulateur de tensions (78L05).

Le - 5 volts provient d'un régulateur de tension 79L05.

On a utilisé des régulateurs en boîtiers TO92, car on avait ces composants sous la main .

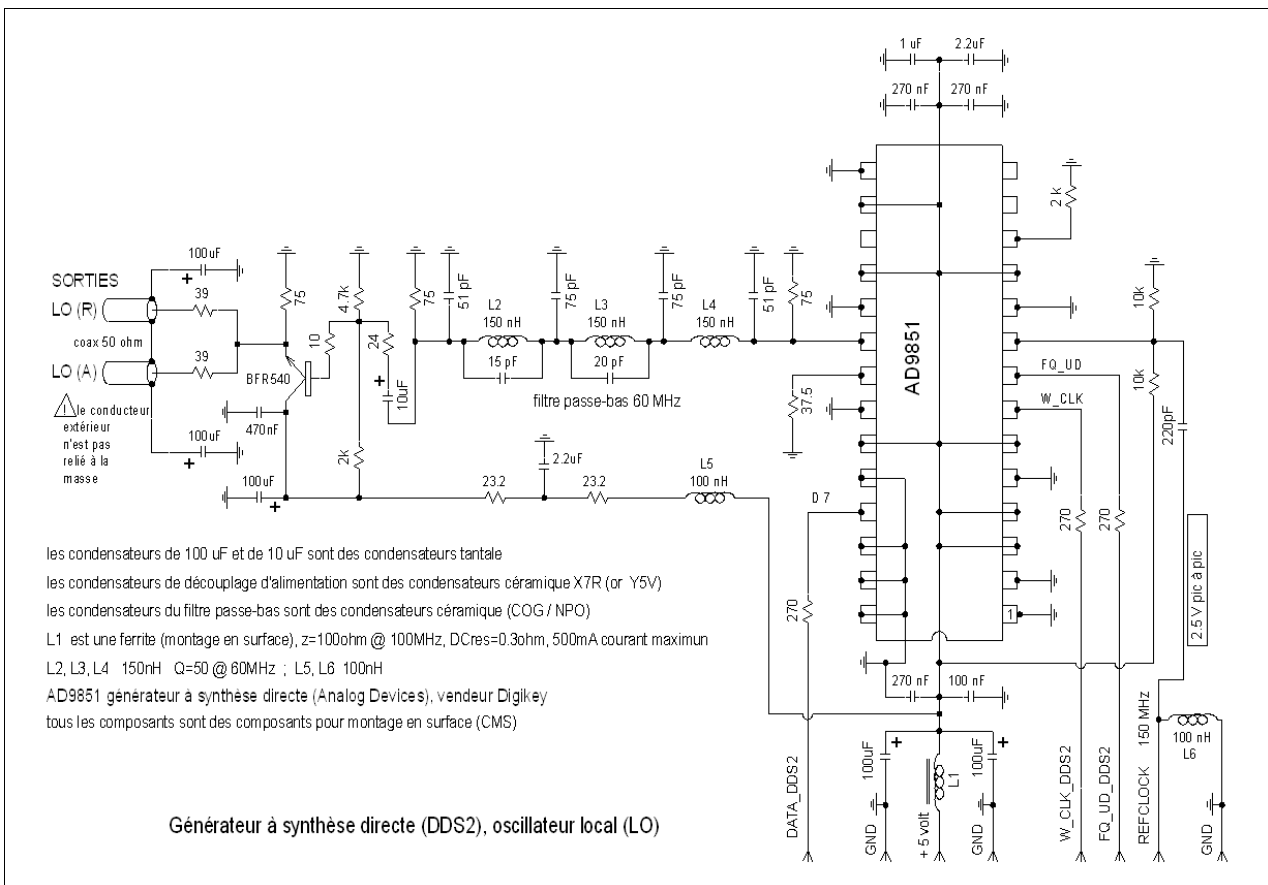
On a rajouté un condensateur OSCON de 330 $\mu$ F sur le -5volt; en effet autour de 200kHz il y a un petit défaut au niveau de l'impédance de sortie de l'OPA695. Ce défaut diminue en rajoutant un condensateur sur le -5volts. Est-ce notre régulateur 79L05 qui a une faiblesse à cette fréquence ? (c'est à étudier davantage !). Pour l'instant il n'y a pas d'emplacement prévu sur le circuit imprimé pour ce condensateur de 330 $\mu$ F.

Résultat de l'investigation à propos du problème avec le 79L05 : le 79L05 que nous avons utilisé est un Motorola en boîtier TO92. L'impédance de sortie de ce régulateur est élevée et présente une instabilité à une fréquence comprise entre 50KHz et 500KHz (la fréquence varie en fonction du courant de sortie). Cette instabilité ne peut pas être supprimée par des condensateurs en entrée ou en sortie. Nous avons testé plusieurs pièces toutes ont le problème.

Solution : nous avons remplacé le 79L05 Motorola par un 79L05 National Semiconductor, qui lui marche bien.

Les 79L05 Motorola ont ils tous ce problème ? Ou bien est-ce seulement un mauvais lot ? Dans le doute on va choisir du National !

## Le générateur DDS2

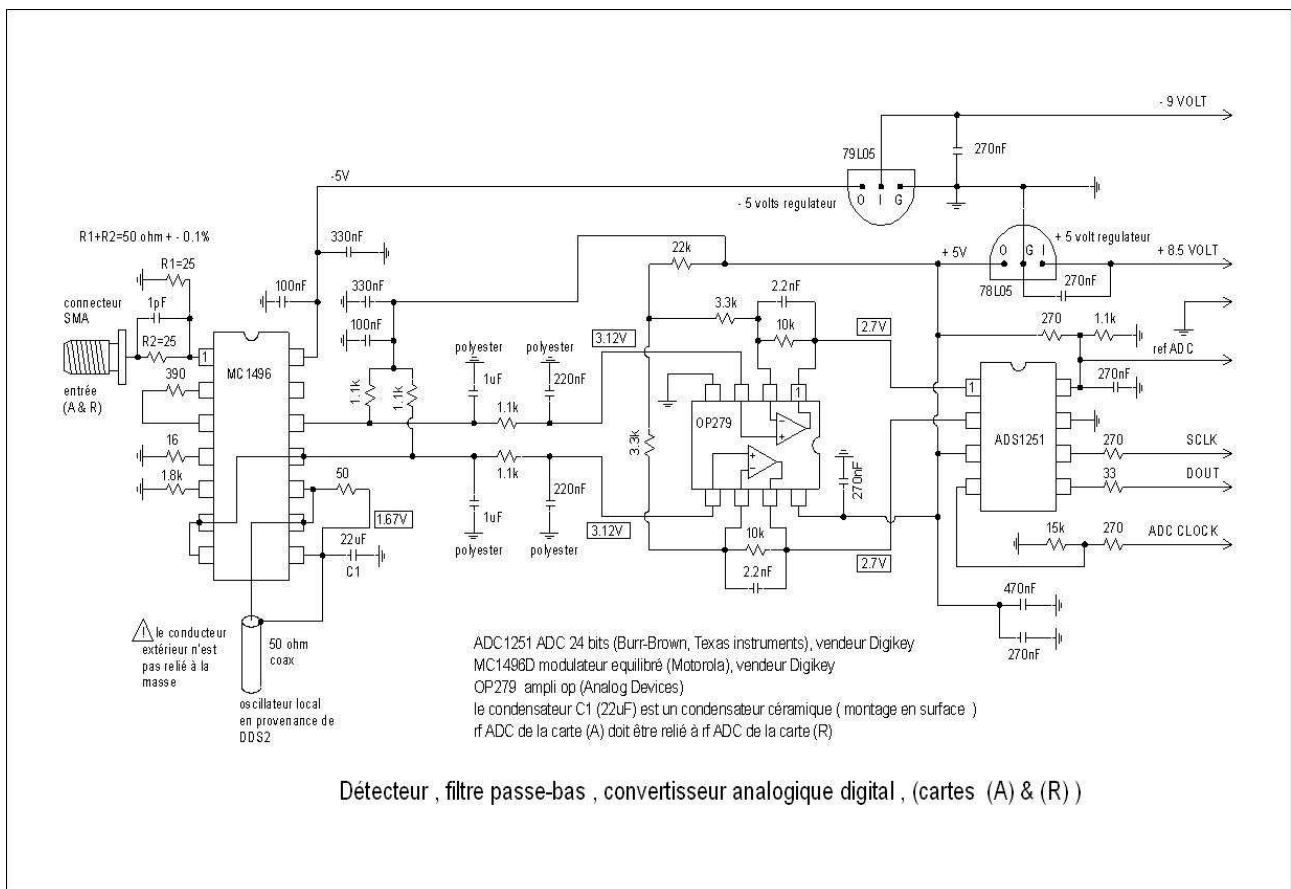


Le générateur DDS2 et le générateur DDS1 sont très similaires.

Pour avoir plus d'amplitude, le filtre est chargé par des impédances de 75  $\Omega$  (dans la bande passante du filtre, la réponse en fréquence n'est pas très plate, parce qu'avec des impédances de charges de 75  $\Omega$ , 150 nH n'est pas le meilleur choix ; 220 nH conviendrait mieux , mais nous avons seulement des selfs de 150 nH facilement disponibles ; la légère ondulation dans la bande passante est sans conséquence ) .

A la sortie du filtre, un émetteur suiveur (BFR540) est utilisé pour réduire l'impédance .  
 Les deux sorties sont reliées aux entrées oscillateur local (LO) des deux circuits (A) et (R).  
 Le conducteur extérieur des coaxiaux 50  $\Omega$  n'est pas relié à la masse , attention !!

## Les détecteurs



Un modulateur équilibré (MC1496) mixe le signal d'entrée (A ou R) avec le signal de l'oscillateur local .

A la sortie du modulateur, un filtre passe bas enlève le contenu haute fréquence pour ne garder que le signal à 25 Hz .

Pour ce filtre , les condensateurs de 1  $\mu$ F et 220 nF sont des condensateurs polyester car les condensateurs céramiques (X7R ou Y5V) varient trop avec la température .

Un amplificateur opérationnel (OP279) augmente le signal . (Nous avons récemment remplacé l'OP279 par un TS922 de chez ST. Le TS922 est moins bruyant et cela permet d'améliorer un peu la dynamique de l'analyseur.)

Un convertisseur analogique digital 24 bits (ADS1251) mesure le signal 7\*25 fois par seconde (approximativement) .

L'ADS1251 est aussi une sorte de filtre passe-bas, lire la specification de ce circuit .

Le convertisseur ADS1251 a besoin d'une horloge (ADC CLOCK) à la fréquence de 67204 Hz.

Les données numériques sont transférées vers le PC à l'aide des signaux SCLK et DOUT .

Le + 5 volt est régulé avec un régulateur de tension 78L05 .

Le - 5 volt est régulé avec un régulateur de tension 79L05 .

La polarisation continue sur l'entrée oscillateur local du MC1496 provient de la carte générateur DDS2.

Les deux résistances en entrées (R1 et R2) doivent être telle que  $R1+R2=50 \Omega$  à +/- 0.1 %

Les entrées «A» et «R» sont reliées directement aux circuits MC1496 sans condensateur de liaison, pour le bon fonctionnement du circuit **il ne faut pas injecter de tension continue sur les entrées «A» et «R» !!!**

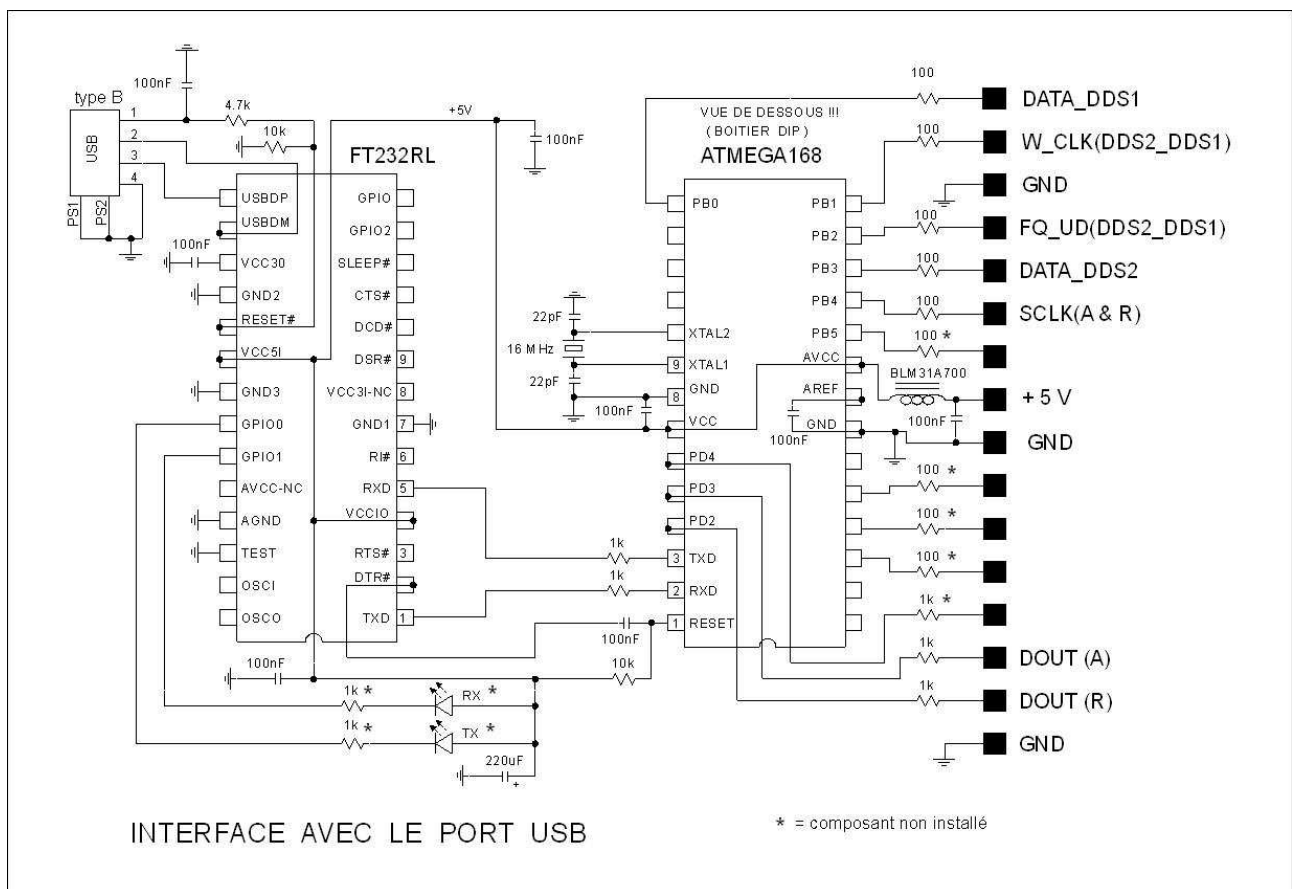
Ne pas injecter un signal alternatif supérieur à +7 dBm sur les entrées .

Il n'y a pas de protection sur les entrées (A) et (R), ( par simplicité et pour ne pas dégrader l'impédance d'entrée). Si le MC1496 est détruit, ce n'est pas très grave car c'est un composant peu cher et facile à remplacer.

La tension alternative crête à crête sur chacune des sorties de l'OP279 ne doit pas dépasser «refADC» qui est égale à 4 volts (pour ne pas avoir de dépassement d'échelle sur l'ADC).

Le signal «ref ADC» de la carte (A) doit être relié à «ref ADC» de la carte (R) ; c'est une modification postérieure à la réalisation du circuit imprimé, il n'y a donc pas d'emplacement prévu pour souder un fil, on a donc soudé un fil quelque part sur la trace qui va à la patte 8 de l'ADS1251 .

## L'interface avec le port USB





L'interface avec le port USB utilise le travail du projet Arduino <http://www.arduino.cc/>  
Le schéma électrique est une copie approximative de la carte Diecimila du projet arduino .  
Un circuit FT232RL (fabriquant FTDI) transforme les signaux USB pour communiquer avec le port série d'un micro-contrôleur ATMEGA168 (ATMEL).  
D'un point de vue logiciel, l'interface est vue comme un port COM virtuel (57600 bits/s , 8 bits, 1 stop bit, no parity).

Pour programmer le micro-contrôleur , il y a deux solutions :

1 \_ on a une carte Diecimila, dans ce cas le micro-contrôleur est déjà programmé avec un boot-loader . Avec l'interface logiciel d'Arduino , on peut charger le programme (à travers la connexion USB) dans le micro-contrôleur.

2 \_ On n'a pas de micro-contrôleur avec un boot-loader préprogrammé, dans ce cas on part d'un micro-contrôleur vierge et on le programme avec un programmeur pour micro-contrôleur Atmel. Le projet Arduino propose un programmeur sur le port parallèle d'un PC (juste 4 résistances et un connecteur) , mais nous n'avons pas réussi à le faire fonctionner ?

Nous avons donc utilisé le programmeur sur le port parallèle utilisé par le projet PonyProg : <http://www.lancos.com/prog.html> (parallèle port dongle DT006 , très simple 4 résistances et un connecteur) .

Sous windows, ces programmeurs ont besoin d'accéder directement le port parallèle (ce qui n'est pas possible avec 2000 et XP), il faut donc installer un logiciel comme «userport» ou «Porttalk» pour permettre cet accès direct.

L'interface avec le port USB est alimenté par le +5volt de l'analyseur de réseau; le +5volt du connecteur USB n'est utilisé que pour le reset du circuit FT232RL.

Le programme dans le micro-contrôleur est assez petit, il sert juste à programmer la fréquence des générateurs DDS, et à récupérer les données des convertisseurs ADC.

Il n'y a pas de correction d'erreur ni de détection d'erreur dans la liaison sur le port USB.

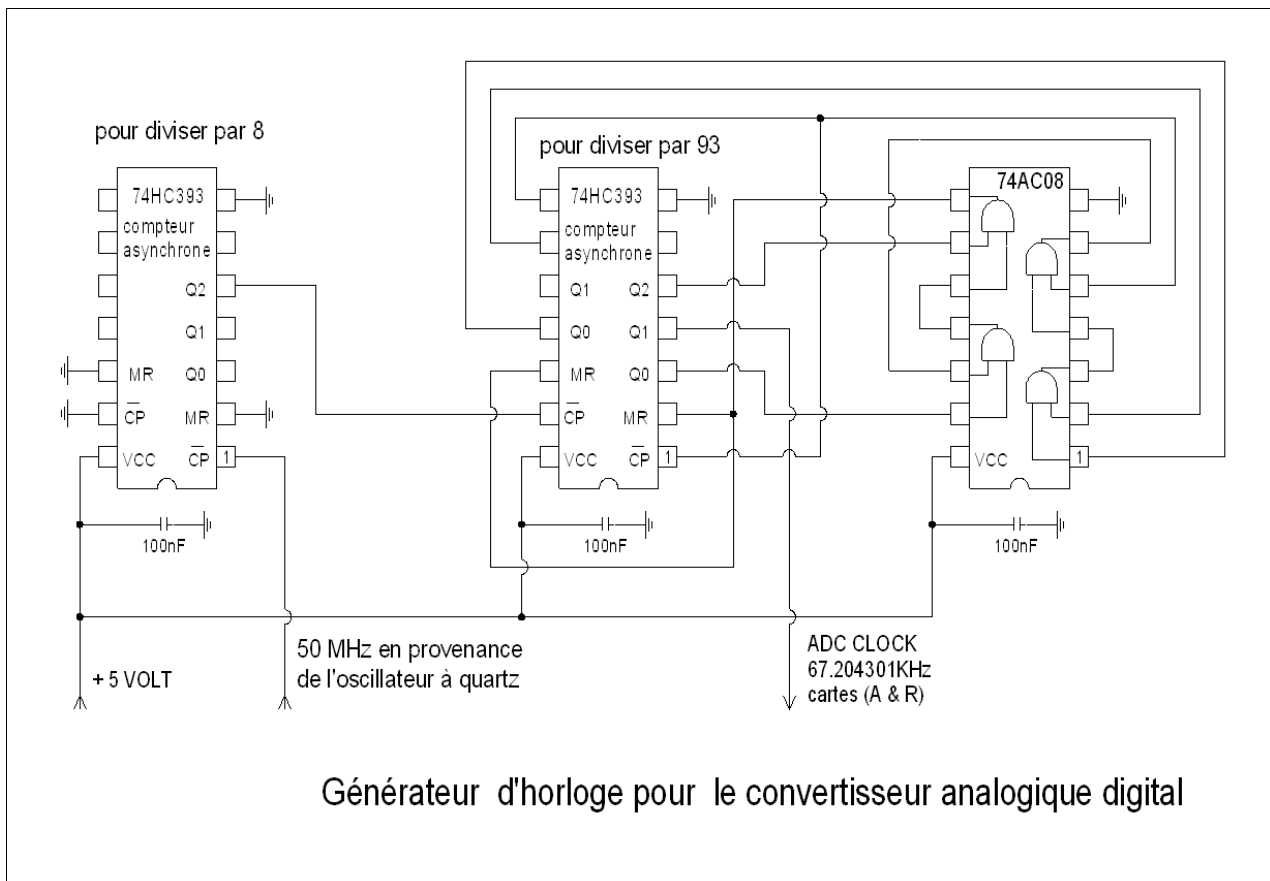
L'analyseur de réseau dans sa version initiale n'utilisait pas d'interface USB ni de micro-contrôleur, mais l'interface parallèle d'un PC. Il fonctionnait sous DOS ( ou sous windows dans une boîte DOS avec certaines précautions).

La principale limitation de ce programme sous DOS était le mode vidéo en 640\*480 , ce qui réduisait la résolution des courbes. L'autre limitation était l'absence du port parallèle sur certains PC portables.

L'utilisation du port USB supprime ces limitations mais rajoute un peu de complexité, et la fiabilité de notre liaison USB est moins bonne qu'avec le port parallèle.

Il peut arriver parfois que la liaison USB s'interrompt (très rarement), il faut alors débrancher et rebrancher le câble USB, vérifier dans les menus de windows que le port USB est toujours là , puis relancer le balayage.

## Le générateur d'horloge pour l'ADC



Les convertisseurs analogiques digitaux (ADS1251) ont besoin d'une horloge .

La fréquence d'horloge est de  $384 \times$  fréquence des mesures .

On part de l'oscillateur à 50 MHz

$$50000000 = 8 \times 93 \times 384 \times 25,0016001 \times 7$$

$8 \times 93$  = diviseur de fréquence

$25,0016001 \times 7$  = nombre de mesures par seconde

384 = nécessaire pour l'ADS1251

la fréquence d'horloge : ADC CLOCK =  $50000000 / (8 \times 93) = 67204,3$  Hz

La fréquence de 25 Hz a été choisie dans le but de supprimer d'éventuels signaux parasites à la

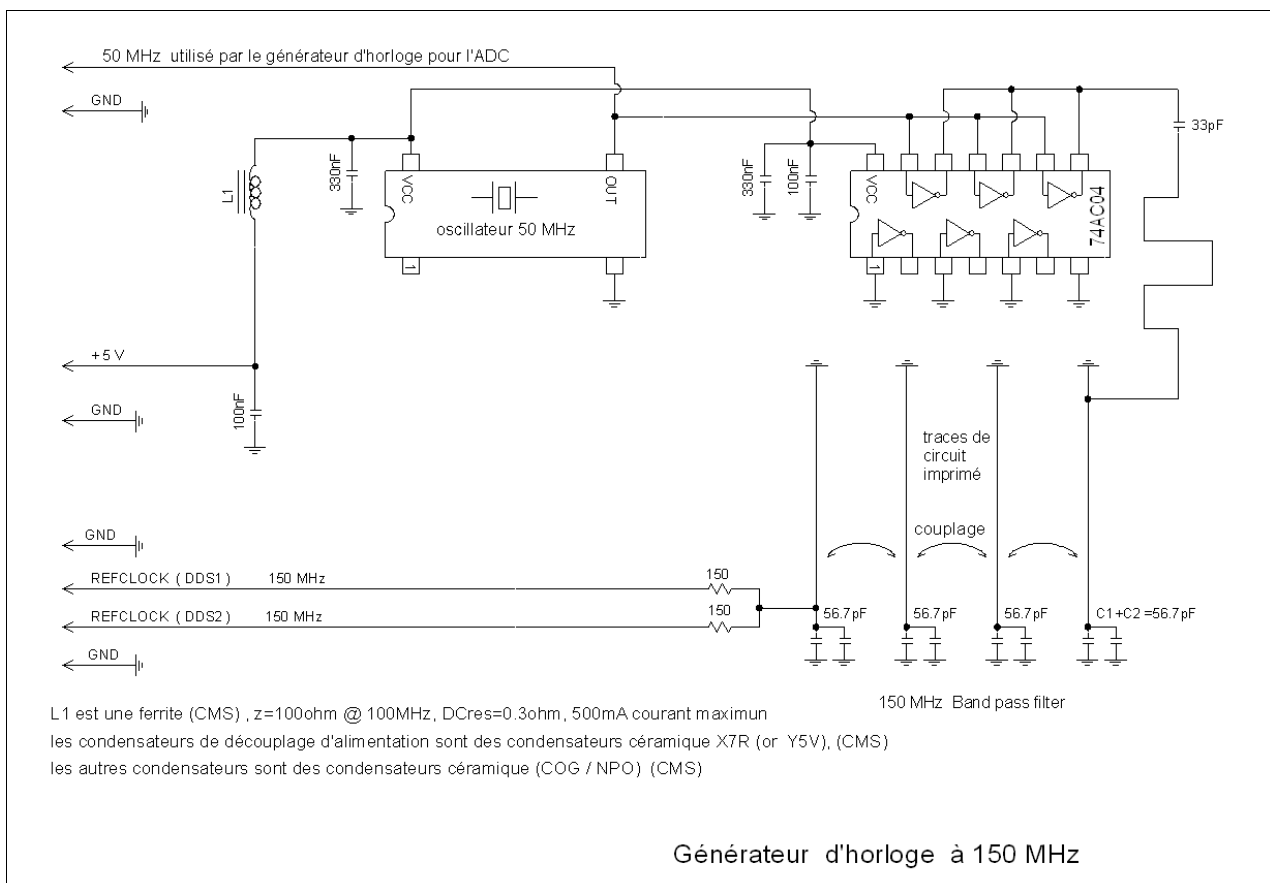
fréquence du secteur (50 Hz en europe) .

7 est le nombre de mesures par période du signal .

Le premier diviseur est un 74HC393 (compteur asynchrone) . La fréquence de 50 MHz est un peu hors spécification pour le 74HC393, mais en 'typique' ça marche . Vérifier avec un oscilloscope que le diviseur fonctionne correctement . En cas de problème , remplacer le 74HC393 par deux boîtiers 74AC74 , plus rapides ) .

Pour diviser par 93 , nous utilisons un compteur 74HC393 et des portes logiques 74AC08 pour remettre le compteur à zéro après 93 .

## Le générateur d'horloge à 150 MHz



Les générateurs DDS ont besoin d'une horloge à la fréquence de 150 MHz .

Un oscillateur à quartz à 50 MHz pilote des inverseurs 74AC04 ; trois inverseurs sont mis en parallèle pour obtenir une basse impédance .

Le mieux est d'avoir un rapport cyclique de 50 % à la sortie du 74AC04 . Si le rapport cyclique est de 50 % , il y a peu d'harmoniques paires dans le signal .

Un filtre passe bande à 150 MHz sélectionne la troisième harmonique .

Ce filtre est réalisé avec 4 résonateurs , ces résonateurs utilisent des traces de circuits imprimés et des condensateurs CMS .

Un condensateur à la sortie du 74AC04 est accordé avec l'inductance de la trace (entre le 74AC04

et le premier résonateur ).

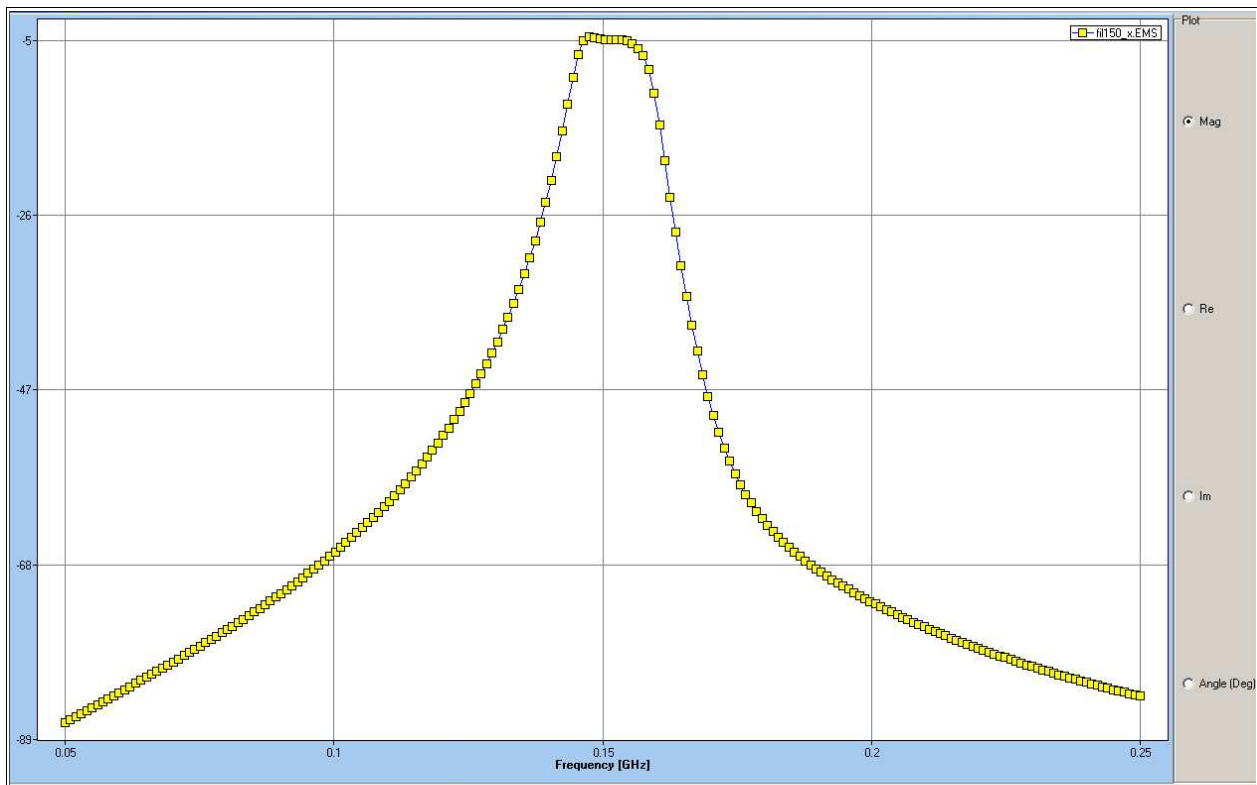
Ce filtre a été mis au point avec le logiciel « free EM3DS »

<http://www.memresearch.com/download.htm>

La bande passante du filtre est assez large et de ce fait il n'est pas nécessaire d'utiliser des condensateurs ajustables pour les résonateurs .

Le signal à 150 MHz est relié aux cartes DDS1 et DDS2 à l'aide de paires torsadées .

L'amplitude du signal à 150 MHz doit être plus grande que 2 volts crête à crête (mesurée à l'entrée de l'AD9851 avec une sonde ayant une capacité inférieure à 1pF) .



Réponse en fréquence du filtre passe-bande à 150 MHz (dB), (simulation)

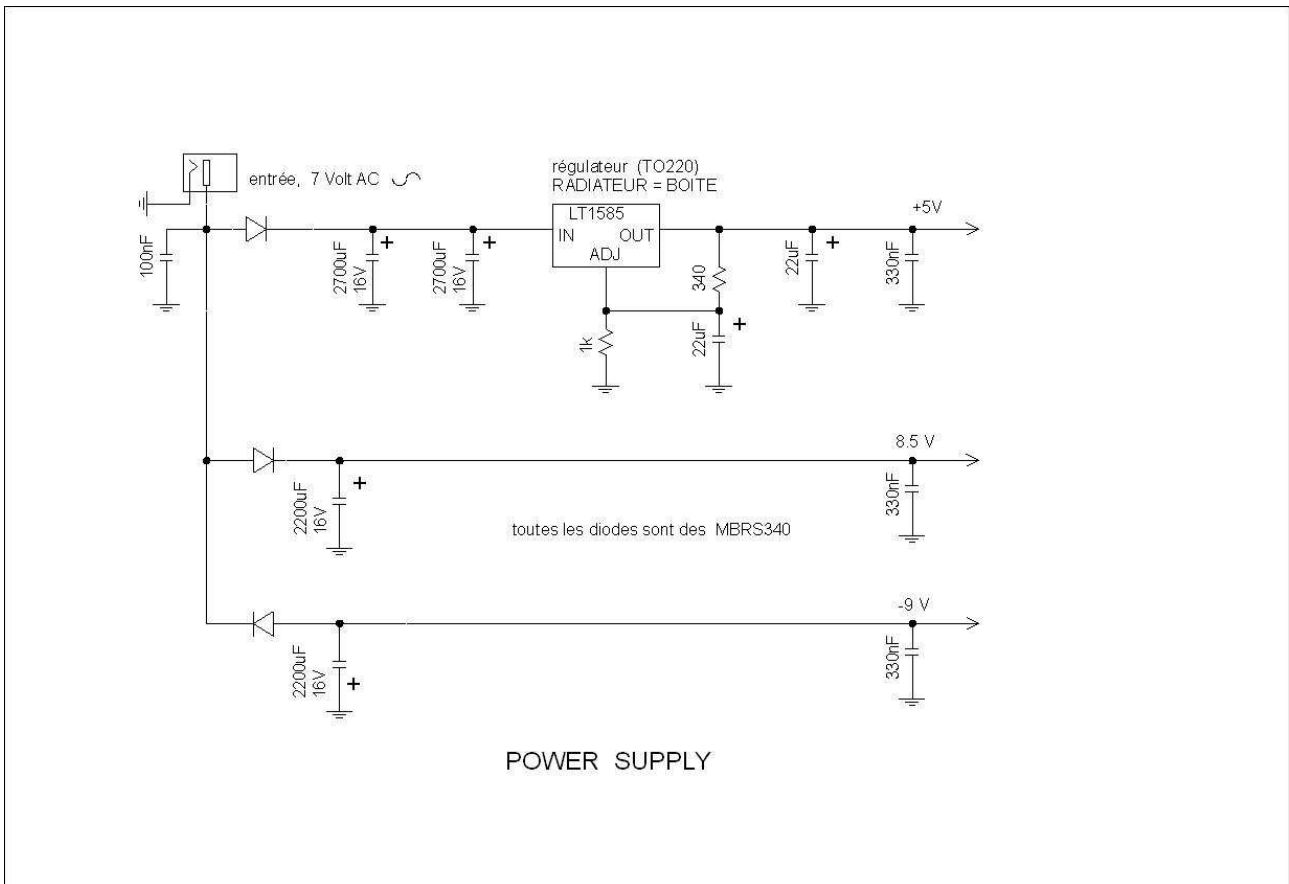
Il est possible de ne pas utiliser le générateur d'horloge à 150MHz, si on utilise le multiplicateur d'horloge (par 6) qui est intégré dans l'AD9851 (mais nous n'avons pas testé cette solution !).

Il suffit de partir d'un oscillateur à quartz à 25 MHz et d'alimenter les AD9851 avec cette horloge, (il faut alors enlever une division par deux sur le générateur d'horloge pour les convertisseurs analogique numérique ), il faut aussi faire une toute petite modification dans le programme du micro-contrôleur pour valider la multiplication par 6 dans les AD9851.

Dans la spécification de l'AD9851, il est indiqué que le bruit de phase du signal de sortie est un peu plus important lorsqu'on utilise le multiplicateur par 6.

Nous n'avons pas essayé cette possibilité de multiplication par 6, pour savoir si cela modifiait les caractéristiques de l'analyseur; il faudrait vérifier si cela modifie la dynamique.

## L'alimentation



L'alimentation utilise un petit transformateur extérieur qui délivre une tension alternative de 7 volts efficaces (mesurée sans charge).

Le + 5volt est réglé avec un régulateur de tension LT1585 . Le régulateur utilise le boitier de l'analyseur pour radiateur (il faut une isolation électrique entre le boitier du régulateur et la boite de l'analyseur).

## Les logiciels

Les programmes ont été écrit en langage basic (avec le logiciel freebasic).

<http://www.freebasic.net/>

On a écrit une version pour linux et une version pour windows.

Comme interface de développement sous windows, on a utilisé Fbide <http://fbide.freebasic.net/>

Sous linux, on a utilisé Geany <http://www.geany.org/>

Il y a quatre programmes :

Zmeasure.exe : pour mesurer les impédances (résistances, self, condensateurs ..etc )

Fmeasure.exe : pour mesurer le gain des filtres et des amplificateurs

Zdisplay.exe : pour regarder ultérieurement les mesures faites avec le programme Zmeasure

Fdisplay.exe : pour regarder ultérieurement les mesures faites avec le programme Fmeasure

**Mode vidéo utilisé pour l'affichage :** le programme utilise une fenêtre de 1024\*768 pixels pour s'afficher.

Si le mode vidéo utilisé par le PC est plus grand que 1024\*768 , il vaut mieux rester en mode fenêtre de façon à ce que les points de mesures soient alignés avec les pixels de l'écran.

On ne peut pas faire varier la dimension de la fenêtre avec la souris .

Si le mode vidéo est 1024\*768, alors il faut se mettre en mode plein écran (avec alt + entrée).

## Installation du driver pour l'USB

**Avec windows :** installer le driver pour le circuit FT232R , choisir le Virtuel Com port (VCP) driver adapté à la version de windows. <http://www.ftdichip.com/Drivers/VCP.htm>

Connecter le câble USB entre le PC et l'analyseur. Mettre l'analyseur sous tension.

Dans les menus de windows, rechercher quel port COM Windows a affecté au circuit FT232R .  
(start > run > devmgmt.msc )

Configurer le port COM : 57600 bits/s , 8 bits, 1stop bit, no parity .

Au démarrage du programme Zmeasure.exe ou Fmeasure.exe appuyer sur la touche F2 pour configurer le port série dans ces programmes. Ecrire dans le menu l'adresse du port COM attribuée par Windows.

**Avec Linux :** Les programmes n'ont été testés qu'avec la distribution UBUNTU .

Il n'y a pas besoin d'installer de driver ; par contre il faut désinstaller un programme pour le braille. Dans une console écrire la commande : `sudo apt-get remove brltty` ou bien avec synaptic supprimer le programme brltty

Connecter le câble USB entre le PC et l'analyseur. Mettre l'analyseur sous tension.

Dans le répertoire /dev/ un fichier ttyUSB0 (ou un fichier ttyUSB1 ou ttyUSB2 ...etc) a du être automatiquement créé.

Au démarrage du programme Zmeasure.exe ou Fmeasure.exe appuyer sur la touche F2 pour configurer le port série dans ces programmes. Ecrire dans le menu le nom du fichier ttyUSB0 (ou ttyUSB1 ou ttyUSB2 ...etc).

Pour plus d'information, voir sur le site d'Arduino comment mettre en route la carte Diecimila .  
<http://www.arduino.cc/>

Au premier lancement de Zmeasure et Fmeasure , un petit fichier «CONFIGU» est automatiquement créé (ce n'est pas un fichier texte).

Ce fichier contient :

- l'adresse du port COM virtuel (COM1 à COM9) pour windows
- le nom du fichier utilisé pour communiquer sur l' USB (ttyUSB0 ou ttyUSB1) pour linux.
- la valeur de la résistance de référence utilisée pour la calibration
- la valeur de l'inductance série (parasite) de la résistance de référence
- la valeur du condensateur parallèle (parasite) de la résistance de référence
- la valeur de l'écart en amplitude et phase entre l'entrée «A» et l'entrée «R»
- la valeur exacte de la fréquence d'horloge (environ 150 MHz)

Le contenu du fichier «CONFIGU» est modifiable depuis les logiciels Fmeasure et Zmeasure

## Quelques indications pour utiliser Zmeasure et Fmeasure

- Pour arrêter ou démarrer le balayage , utiliser la barre d'espace ou le bouton «start/stop» ; quand le balayage est arrêté on peut modifier la configuration.
- Pour se déplacer dans le menu de configuration, utiliser la souris.
- Pour modifier un nombre dans un menu, placer le curseur de la souris sur ce nombre, entrer le nouveau nombre suivi de la touche entrée.
- Pour incrémenter/décroître un digit d'un nombre, mettre le curseur de la souris sur ce digit et faire tourner la molette de la souris.
- Pour déplacer les marqueurs sur la courbe utiliser la souris.
- La plage de fréquence balayée est définie par «freq max» et «freq min» ou avec «center» et «span» (étendue)
- Pour copier simultanément la fréquence du «marker1» sur «freq min» et la fréquence du «marker2» sur «freq max» il suffit de taper CTRL+V (si les deux marqueurs sont superposés alors CTRL+V copie la fréquence des marqueurs sur «freq center» ).
- **Nombre de points de mesure par balayage :** «meas/scan» indique le nombre de points de mesures à chaque balayage . Les valeurs possibles sont : 51, 101, 201, 401, 801 .  
La valeur par défaut est 401.  
Lorsque l'on change la valeur de «meas/scan», s'il y avait une mesure enregistrée en mémoire, alors la mémoire est effacée; de même s'il y avait une calibration ou une normalisation de faite, elles sont effacées.  
Au niveau de la courbe de mesure, les points de mesures sont reliés par des segments de droite. Pour les marqueurs, les valeurs affichées sont celles du point de mesure le plus proche (il n'y a pas d'interpolation).
- **La vitesse de balayage** est mesurée en «ms/meas» (ms/mesure); c'est le temps nécessaire pour mesurer un seul point de fréquence . Il peut être choisi entre 40ms et 5120 ms .Les valeurs possibles sont : 40, 80, 160, 320, 640, 1280, 2560, 5120. Quand le temps de mesure est augmenté, le bruit sur la mesure est réduit et la dynamique de mesure augmente .  
A chaque point , avant la mesure, il y a un temps de stabilisation de 40ms qui s'ajoute au temps de mesure.  
La durée d'un balayage est fonction du nombre de points de mesures par balayage et de la durée

de mesure de chaque point.

Avec meas/scan=51 la durée d'un balayage peut varier entre 4 secondes et 263 secondes

" =101	"	8 secondes et 521 secondes
" =201	"	16 secondes et 1037 secondes
" =401	"	32 secondes et 2069 secondes
" =801	"	64 secondes et 4133 secondes

- **La dynamique de mesure** : si l'on vérifie la dynamique de mesure de l'appareil, on voit qu'elle diminue au dessus de 10MHz . La raison de ce problème provient du fait que les deux détecteurs partagent le même oscillateur local, et que les détecteurs ne sont pas parfaitement " étanches " . Pour corriger ce problème, on peut ajouter un atténuateur 20dB ou 30dB sur la voie «R» et effectuer une «normalisation» pour tenir compte de l'atténuateur, la dynamique de mesure reste alors à peu près constante jusqu'à 60MHz.

On pourrait laisser en permanence une atténuation de 20dB sur la voie (R), mais ce serait dommage car cela détruirait la symétrie du montage.

Une amélioration future serait de remplacer le transistor BFR540 du générateur DDS1 par un amplificateur OPA695 (avec un gain de 4 par exemple), et de remplacer les résistances de 39 ohms par des 150 ohms. Avec cette modification l'isolation entre la voie (A) et la voie (R) sera meilleure et la dynamique au dessus de 10 MHz devrait être améliorée. Pour faire cette modification il faudrait prévoir une alimentation -5 volt pour l'OPA695 et le polariser de façon à ne pas modifier la tension continue sur l'entrée oscillateur local du MC1496.

(Cette modification future n'a pas encore été testée.)

- **Calibration** : avec le programme Zmeasure, lorsque l'on utilise seulement la configuration série, il est possible de mesurer les composants sans effectuer de calibration ; toutefois la calibration améliore la précision.

Avec la configuration parallèle, la calibration est obligatoire .

Pour effectuer une calibration, choisir la fréquence max : «freq max» et la fréquence min : «freq min» , puis sélectionner «calibrate asked» (calibration demandée) , cliquer sur le bouton «start calibrate» et suivre les indications écrite sur l'écran.

- **«Normalize»** : avec le programme Fmeasure, il est possible de faire des mesures de filtres sans "normalisation" , mais la normalisation améliore la précision (certaines imperfections de l'analyseur sont supprimées) . Pour normaliser, remplacer le DUT par un raccordement direct, dans le menu, choisir «normalize : asked» (normalisation demandée) puis cliquer sur le bouton «start normalize» pour démarrer un balayage .Une fois le balayage terminé, enlever le raccordement direct et remettre le DUT , maintenant les nouvelles mesures seront normalisées . La normalisation n'est pas une calibration complète car elle ne corrige pas les erreurs provoquées par les imperfections au niveau des impédances de sortie et d'entrée de l'analyseur. Mais une calibration complète est compliquée et demande beaucoup de temps . De plus les impédances d'entrée et de sortie de l'analyseur sont très proche de 50  $\Omega$  (voir les mesures) .

- **Copie d'une mesure en mémoire** : quand un balayage est terminé , avec le bouton «Copy measure to Memory» , on peut copier la mesure dans une mémoire . A l'écran on peut afficher simultanément le contenu de «Memory» et une nouvelle mesure . C'est utile pour comparer deux composants ou pour voir l'effet d'un ajustement .

- **Sauvegarde des mesures** : quand une acquisition est terminée, avec le bouton «Save measure to File» , on peut sauver le résultat d'une mesure dans un fichier.

On peut simplement faire une copie de la fenêtre de l'analyseur dans un fichier .bmp .

On peut aussi garder les résultats numériques de la mesure dans un fichier avec l'extension .s1p ou .s2p .Avec ces formats (Touchstone) , cela permet d'utiliser les logiciels de simulation



comme Qucs, RFSIM99 , PORTVIEW ou d'autres , pour exploiter nos mesures.

Avec les logiciels Fdisplay (pour les filtres) et Zdisplay (pour les impédances), il est possible d'afficher (dans le format qui nous convient) les mesures enregistrées dans nos fichiers s1p ou s2p .

Les fichiers s1p, s2p et bmp créés par Fmeasure et Zmeasure se trouvent dans le même répertoire que les programmes. Il faut aussi mettre Zdisplay et Fdisplay dans le même répertoire que les fichiers s1p et s2p que l'on veut ouvrir.

Lorsqu'on mesure un dipole (résistance, condensateur ..etc), on choisit le format s1p, c'est un fichier texte dans lequel il y a trois colonnes, la première c'est la fréquence de mesure en Hz, la deuxième c'est l'amplitude de s11 en dB et la troisième la phase de s11 en degrés.

Lorsqu'on mesure un filtre ou un amplificateur, on choisit le format s2p, c'est un fichier texte dans lequel il y a 9 colonnes; la première c'est la fréquence en Hz, la deuxième c'est l'amplitude de s11 en dB, la troisième c'est la phase de s11 en degrés, la quatrième l'amplitude de s21 en dB, la cinquième la phase de s21 en degrés, la sixième l'amplitude de s12 en dB, la septième la phase de s12 en degrés, la huitième l'amplitude de s22 en dB, la neuvième la phase de s22 en degrés.

Cet analyseur de réseau ne mesure qu'un paramètre à la fois. Avec le programme pour mesurer les filtres on va d'abord mesurer s21 (c'est le gain dans le sens direct) et le sauve dans un fichier. Puis on retourne le dispositif sous test et on mesure s12 (c'est le gain dans le sens inverse), et on le sauve dans le même fichier que s21. Ensuite, avec le programme pour mesurer les impédances, on mesure s11 et on le sauve toujours dans le même fichier que s21 et s12 . Finalement sur la sortie du dispositif sous test on mesure s22 et on le sauve dans le même fichier que s21, s12, s11 .

Lorsqu'on mesure s11 , il est nécessaire de charger la sortie avec une résistance de 50 ohms.

Lorsqu'on mesure s22 , il est nécessaire de charger l'entrée avec une résistance de 50 ohms.

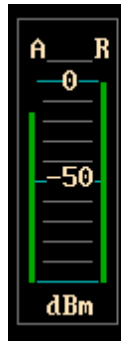
Si le dispositif ne comporte que des éléments passifs (transformateur, filtre passif etc) ,le travail est plus simple car  $s_{21}=s_{12}$  .

Lorsque l'on mesure tous les paramètres S d'un filtre ou d'un amplificateur (pour les mettre dans un même fichier), il est nécessaire de garder les mêmes fréquences de départ et d'arrêt pour toutes les mesures; il faut aussi garder le même nombre de points de mesures par balayage.

- **«length»** : il est possible d'ajouter une longueur électrique (positive ou négative) en série avec le DUT . C'est utile lorsque l'on veut mesurer un composant sans utiliser la normalisation ou la calibration . «length» permet de compenser la différence de longueur entre la voie «A» et la voie «R» .

Pour trouver la valeur de la correction de longueur à utiliser, lancer le programme Fmeasure et remplacer le DUT par un raccordement direct . Quand un balayage complet est terminé, arrêter le balayage, puis ajuster la valeur de la correction pour avoir une phase la plus proche possible de zéro entre "fmin" et "fmax"; le plus pratique pour cela c'est de positionner le curseur de la souris sur le digit de «length» que l'on veut modifier et d'utiliser la molette de la souris pour faire l'ajustement .

- **L'indicateur du niveau du signal** sur les entrées «A» et «R» se trouve en bas à droite de l'écran.



Un potentiomètre sur le générateur DDS1 ( accessible depuis l'extérieur de la boîte) permet de régler le niveau du signal. Ne pas dépasser +7dBm . L'amplitude crête à crête du signal en sortie de l' OP279 ne doit pas dépasser la tension de référence des ADC (4volts).

Pour avoir une bonne dynamique, mettre le signal à +6dBm; pour avoir une bonne précision réduire le niveau du signal à 0dBm.

Avec le programme Fmeasure, on peut visualiser le niveau sur les entrées «A» et «R» en fonction de la fréquence . Pour faire cela, dans le menu «display» choisir : dB, A, R .

Le niveau sur les entrées «A» et «R» est en dBm mais utilise la même échelle que le gain en dB. Si on choisit "fmin" =1 MHz , "fmax"=99.99 MHz et un balayage linéaire, on peut voir les effets du filtre passe-bas 60MHz du générateur DDS1 . L'amplitude à la sortie d'un générateur DDS varie selon la formule :  $a(f)=\frac{\sin(\pi*f/f_{clock})}{\pi*f/f_{clock}}$  avec  $f_{clock}=150\text{MHz}$  .

L'amplitude décroît quand la fréquence augmente ; à 60MHz la décroissance est de 2,4dB ; cette décroissance s'ajoute à l'atténuation du filtre passe-bas à 60 MHz .

Au dessus de 60MHz, l'amplitude de l'oscillateur local décroît aussi rapidement . A cause du principe de la synthèse directe, un signal à  $(150\text{MHz}-f(\text{DDS}))$  apparaît à l'intérieur des signaux générés par DDS1 et DDS2 ; au dessus de  $f_{clock}/2$  (75MHz) l'amplitude croît à nouveau, en fait c'est le signal à  $(150\text{MHz}-f(\text{DDS}))$  que l'on voit apparaître. Quand on programme  $f(\text{DDS})=99.99\text{MHz}$  on obtient un signal à :  $150-99.99=50.01\text{MHz}$

- **Le «group delay» (retard de groupe) :** avec le programme Fmeasure on peut mesurer le retard de groupe en fonction de la fréquence.

Le retard de groupe ( $\tau(\omega)$ ) mesure la rapidité avec laquelle la phase change lorsque la fréquence change .  $\tau(\omega)=-\partial\theta(\omega)/\partial\omega$  avec  $\omega=2*\pi*f$  ,  $\theta(\omega)$  est la phase .  $\tau(\omega)$  est mesuré en secondes. Pour les filtres, il est parfois utile d'avoir un retard de groupe constant dans la bande passante du filtre.

Pour calculer le changement de phase, il est nécessaire de choisir deux fréquences ( $f_1$  et  $f_2$ ) (avec  $f_2$  à une petite distance de  $f_1$ ) et de mesurer la phase  $\theta_1$  et  $\theta_2$  à  $f_1$  et  $f_2$ .

Le retard de groupe est égale à :  $-(\theta_2 - \theta_1)/(2*\pi*( f_2- f_1 ))$ .

La distance entre  $f_1$  et  $f_2$  est le "delay aperture" , ( "**delay aper**" dans le menu de Fmeasure)

Le "delay aperture" peut être choisit entre 0,25 % et 16% du balayage totale (la limite inférieure est fonction du nombre de points de mesure par balayage).

Le mieux est de choisir «l'aperture» la plus petite possible, mais s'il y a trop de bruit sur la courbe, on peut augmenter la valeur du "delay aperture".

Attention toutefois, si dans l'intervalle du «delay aperture» la phase tourne de plus de +/- 180 degrés , alors la mesure n'a plus de sens, il faut alors réduire le «delay aperture» ou l'étendue de la plage de fréquence balayée («span»).

Pour les câbles , qui ont une réponse en fréquence relativement plate , le retard de groupe représente le temps que met le signal pour se propager le long du câble ; mais pour un filtre ce n'est plus vrai ; le retard de groupe peut être positif ou négatif .

A une fréquence supérieure à 10 MHz , il est possible de mesurer des retards de groupe de l'ordre de la picoseconde.

- **Impédance de source et de charge** : pour définir la réponse en fréquence d'un amplificateur ou d'un filtre, il est nécessaire de spécifier la valeur de l'impédance de source et de charge.  
L'analyseur a une impédance de source et de charge de  $50\Omega$   
Pour travailler avec des valeurs d'impédances différentes, il est nécessaire de rajouter des résistances en série ou en parallèle sur les entrées et sorties.  
Il existe une autre méthode, plus longue mais qui permet d'optimiser plus facilement les valeurs d'impédances de source et de charge. Il faut mesurer en  $50\text{ ohms}$  les 4 paramètres S du filtre ( $s_{11}$ ,  $s_{21}$ ,  $s_{12}$ ,  $s_{22}$ ), sauver ces 4 paramètres dans un fichier avec l'extension .s2p ; ensuite importer ce composant dans un logiciel comme Qucs, RFSIM99 , PORTVIEW ou d'autres logiciels ; il est alors plus facile de déterminer les valeurs des impédances de source et de charge qui conviennent le mieux.
  
- Quand un balayage complet est terminé, on peut arrêter le balayage avec la barre d'espace ou le bouton «stop» . Après cela, choisir le paramètre que l'on veut mesurer : dB, S11 etc ; ajuster les échelles de mesures selon les besoins .
- Si l'échelle des fréquence a été modifiée , il est nécessaire d'appuyer sur la barre d'espace pour faire un nouveau balayage .
  
- Pour rentrer les valeurs numériques dans les échelles , on peut utiliser k = kHz , m = MHz , k = k $\Omega$  ,m=M $\Omega$  , u =  $\mu$  , n = nano , m = milli , ça va plus vite .
  
- **Correction de la linéarité des modulateurs** (MC1496) : lorsque l'amplitude du signal sur l'entrée (A) ou (R) augmente, le gain du modulateur diminue.  
Pour mettre en évidence cette diminution du gain avec l'amplitude, mettre un atténuateur de 30dB sur l'entrée (R) et aucun atténuateur sur l'entrée (A) . Le signal sur l'entrée (R) étant faible, le gain varie très peu sur cette entrée, par contre sur l'entrée (A) on constate que le gain diminue quand on augmente l'amplitude.  
Pour corriger cette non linéarité, on a introduit par calcul une correction de linéarité. Cette correction de linéarité est proportionnelle au carré de l'amplitude du signal sur les entrées (A) ou (R). Pour l'instant cette correction de linéarité n'est modifiable qu'à partir du code source du programme.  
Lorsque le signal sur les entrées est à +6dBm, la correction est de 0,0208dB.  
Lorsque le signal sur les entrées est à 0dBm, la correction est de 0,00486dB
  
- **Influence de la température** :  
Nous avons construit deux analyseurs. Pour le premier on a utilisé des circuits DDS AD9850 que l'on a fait fonctionner à une fréquence d'horloge de 150MHz alors qu'ils ne sont spécifiés que jusqu'à 125MHz. Pour le deuxième on a utilisé des circuits AD9851 (spécifiés jusqu'à 180MHz).  
Avec le premier analyseur, il y a une variation du gain A/R due à l'échauffement de l'appareil après la mise en route. Après 4h de fonctionnement, la température est à peu près stabilisée et la variation du gain a été de l'ordre de 0.003dB.  
Avec le deuxième analyseur la variation du gain (due à l'échauffement de l'appareil) semble plus faible.
  
- **Mesure de la distorsion des amplificateurs** :  
Aujourd'hui, le programme pour mesurer l'harmonique 2 et l'harmonique 3 n'est pas encore écrit. Il nous semble que le hardware n'a pas besoin d'être modifié pour pouvoir faire cette mesure.  
Les harmoniques du 25Hz (en sortie des mélangeurs) sont supprimées par la transformation de Fourier (les harmoniques 2, 3, 4 et 5) ; les harmoniques 6 et plus hautes sont supprimées

principalement par l'ADS1251 et aussi un peu par le filtre passe bas.

La principale modification consiste à changer la fréquence de programmation du générateur DDS2 et les menus affichés à l'écran.

Il y a aussi une chose qui manque, c'est du courage pour le faire !

## Les circuits imprimés

Tous les circuits imprimés ont les traces sur le dessus, et un plan de masse dessous ; excepté le circuit de l'alimentation qui est un circuit simple face .

L'épaisseur des circuits imprimés est de 0,8mm pour les générateurs DDS1 et DDS2, mais il est possible d'utiliser des circuits imprimés d'épaisseur 1,6mm sans problème .

L'épaisseur de tous les autres circuits imprimés est de 1,6mm ; le matériaux est du FR4 . Pour le filtre passe-bande à 150MHz, le circuit imprimé serait à modifier si l'on modifiait l'épaisseur ou la nature du circuit imprimé.

L'inter-connection entre les traces (sur le dessus) et le plan de masse (dessous) est faite avec des petits fils soudés (diamètre = 0,6mm) .

Pour réaliser tous les circuits imprimés, on a utilisé la méthode du transfert de toner (sur internet il y a une multitude de sites qui décrivent la méthode).

Pour cela on a besoin d'une imprimante laser, d'une plaque de circuit imprimé nue, d'un fer à repasser et d'une feuille de papier glacé pour imprimante à jet d'encre .

En cas de petits défauts, on peut faire des corrections avec un stylo avec de l'encre indélébile.

Le produit de gravure est une solution de perchlorure de fer . Pendant le processus de gravure, on passe continuellement un pinceau sur le circuit pour accélérer la gravure et la rendre plus uniforme.

On utilise de l'acétone pour enlever le toner.

La plus part du temps, les traces ont une largeur de 0,635mm (ou davantage), et il n'y a pas de problème avec la méthode du fer à repasser ;toutefois autour de l'AD9851 , la largeur des traces n'est que de 0,3mm, il faut être plus soigneux.

Les deux cartes de circuit imprimé des détecteurs sont identiques. Tous les composants sur ces cartes sont du coté des traces . Les condensateurs polyester de 1 $\mu$ F et 220nF (qui ne sont pas des composants pour le montage en surface) ont été soudé coté trace . Les régulateurs de tensions 78L05 et 79L05 (qui ne sont pas des composants CMS) ont été soudés coté trace .

Pour aider : la disposition des composants sur les cartes est très similaires à la disposition des composants sur les schémas électriques.

Pour souder les deux circuits AD9851 , dont l'entre-axe des pattes n'est que de 0,6mm, on met souvent un excès de soudure; il y a donc plein de court circuits entre les pattes . On enlève ensuite

tous ces court-circuits avec de la tresse à dessouder , c'est assez simple à faire .

Sur la carte du générateur DDS1 , il y a un potentiomètre, ce n'est pas un potentiomètre CMS, mais il est soudé du coté des traces. Ce potentiomètre est réglé avec un petit tournevis (depuis l'extérieur de la boîte, par un trou percé dans la boîte), (ce n'est pas aussi pratique qu'un potentiomètre avec un bouton ! ).

Sur la carte de l'horloge à 150 MHz , l'oscillateur à quartz à 50 MHz est un composant traversant . Pour ne pas avoir à graver le plan de masse du dessous , on isole (avec un cutter) une petite zone autour de la patte VCC et autour de la patte de sortie de l'oscillateur (pour les isoler du plan de masse) . Un petit fil (du coté du plan de masse) relie la sortie de l'oscillateur à la porte 74AC04. De même pour le VCC de l'oscillateur à quartz.

Si on est amené à redessiner le circuit imprimé et si on utilise comme oscillateur à quartz un composant traversant, on peut aussi le mettre de l'autre coté du circuit imprimé (du coté du plan de masse).

Sur le circuit imprimé de l'interface USB, le micro-contrôleur est du côté du plan de masse, ainsi que le quartz 16 MHz et le connecteur USB. Pour isoler les pattes de ces composants du plan de masse, avec une fraise en forme de boule, on enlève le cuivre autour de chaque trou où doit passer une patte de composant .

Tous les plans de masse des circuits imprimés sont électriquement reliés à la boîte métallique par l'intermédiaire des entretoises de fixations .

## **Les mesures :**

La première fois que l'on met en route l'analyseur , connecter la sortie (A) à l'entrée (A) et la sortie (R) à l'entrée (R) (avec des câbles courts) .

Lancer le logiciel Fmeasure .

Choisir de mesurer : "gain (U) vs frequency" ; balayer entre 1KHz et 60MHz

Le gain doit être pratiquement constant et se situer entre 0,9 et 1,1

Si l'on déconnecte le câble sur l'entrée (A) , le gain doit être zéro.

Maintenant, pour corriger le manque de symétrie entre la voie (A) et la voie (R) , sélectionner le bouton «adjustment» et suivre les indications écrites à l'écran .

Par ce moyen, on corrige les défauts de symétrie qui ne dépendent pas de la fréquence .

La correction de longueur "length" permet de corriger la différence de longueur entre la voie "A" et la voie "R" .

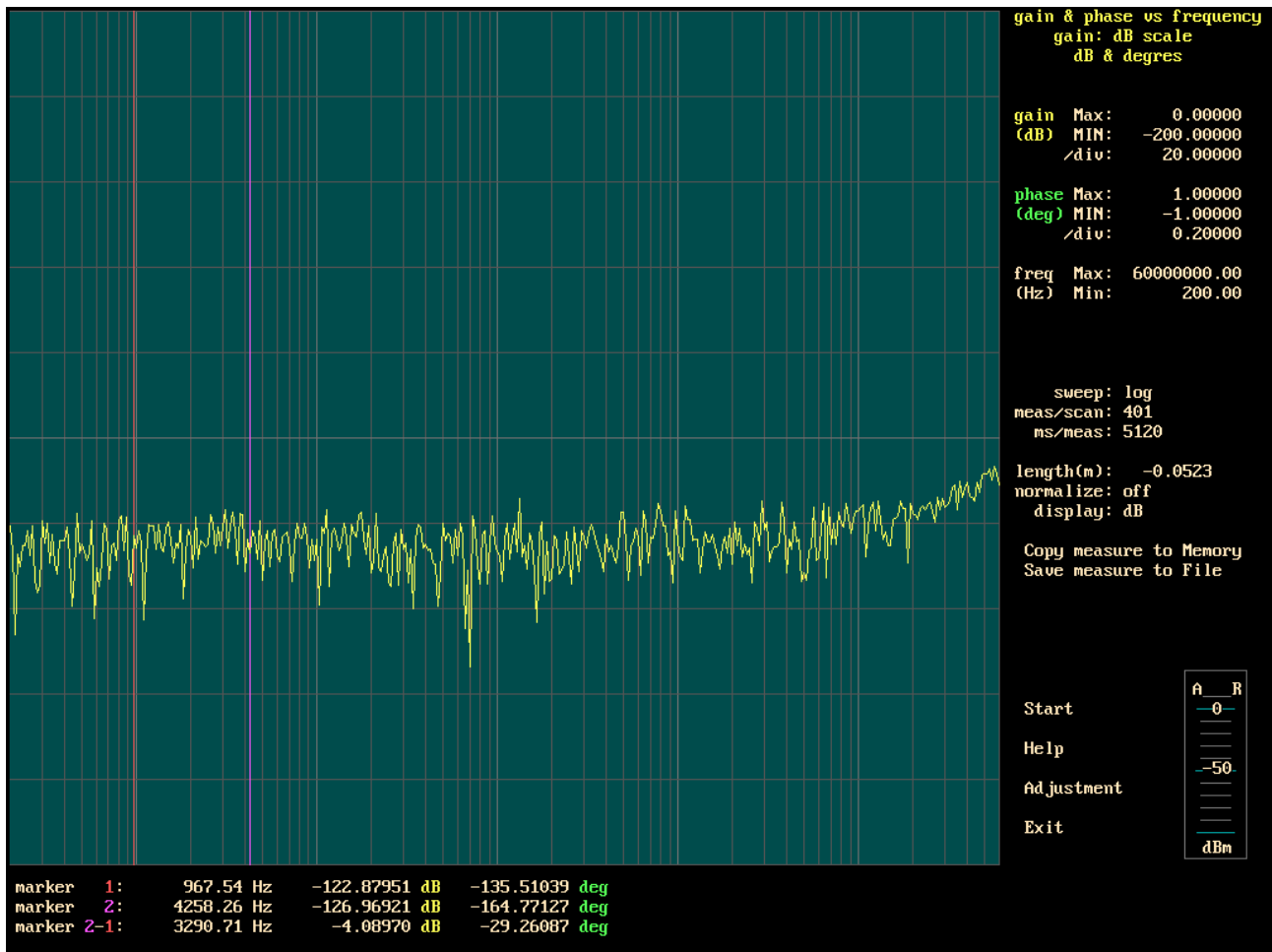
La correction de symétrie et la correction de longueur ne sont pas utiles si on utilise la calibration ou la normalisation .

Pour vérifier la validité des mesures, on a utilisé des résistances à 0,1% et des condensateurs à 1% .

Pour trouver la valeur des éléments parasites (self et capa) de la résistance utilisée pour la calibration , on cherche à avoir la meilleure corrélation possible avec les spécifications des fabricants de composants .

Le fabricant de condensateurs CMS (AVX) a un programme (SPIMIC) qui donne le facteur de qualité (Q) de ses condensateurs CMS à différentes fréquences .

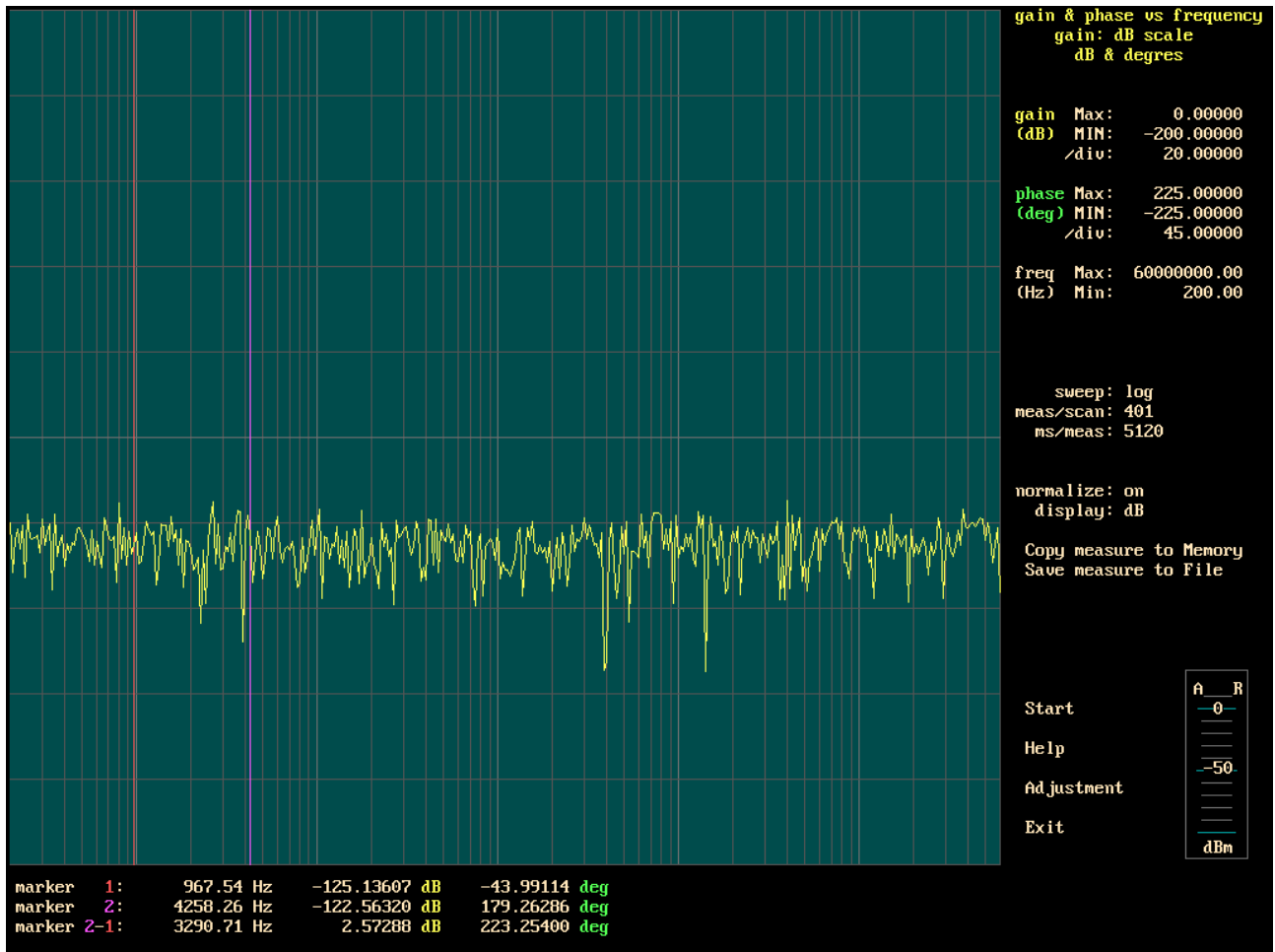
On trouve aussi sur internet des programmes qui permettent de calculer l'inductance et le facteur de qualité de self à air , on peut fabriquer facilement des selfs à air et vérifier la corrélation avec les données du programme (principalement le facteur de qualité).



### Dynamique de mesure de l'analyseur, à la vitesse de balayage la plus lente .

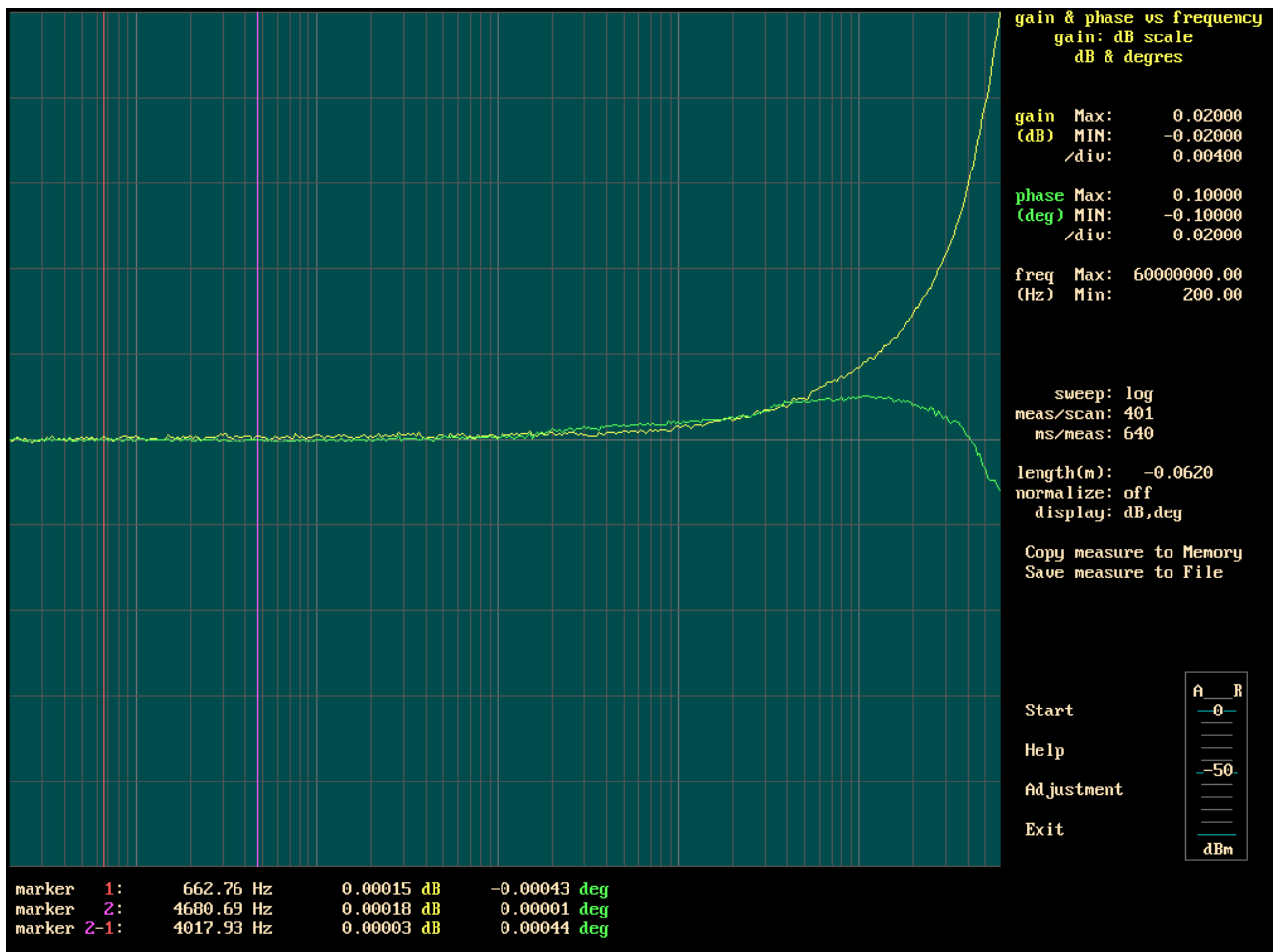
Pour faire cette mesure le signal sur l'entrée R a été mis au niveau maximal (6 à 7 dBm), l'entrée A est ouverte.

Au dessus de 10MHz , on voit que la dynamique décroît . Les deux détecteurs partageant le même oscillateur local, l'isolation entre les voies A et R n'est plus suffisante . Pour augmenter la dynamique au dessus de 10MHz , il est nécessaire de rajouter un atténuateur 20 dB sur la voie R, et de procéder à une normalisation .



## Dynamique de mesure de l'analyseur

En ajoutant un atténuateur de 30dB sur la voie R et en normalisant , la dynamique reste alors pratiquement constante au dessus de 10MHz.

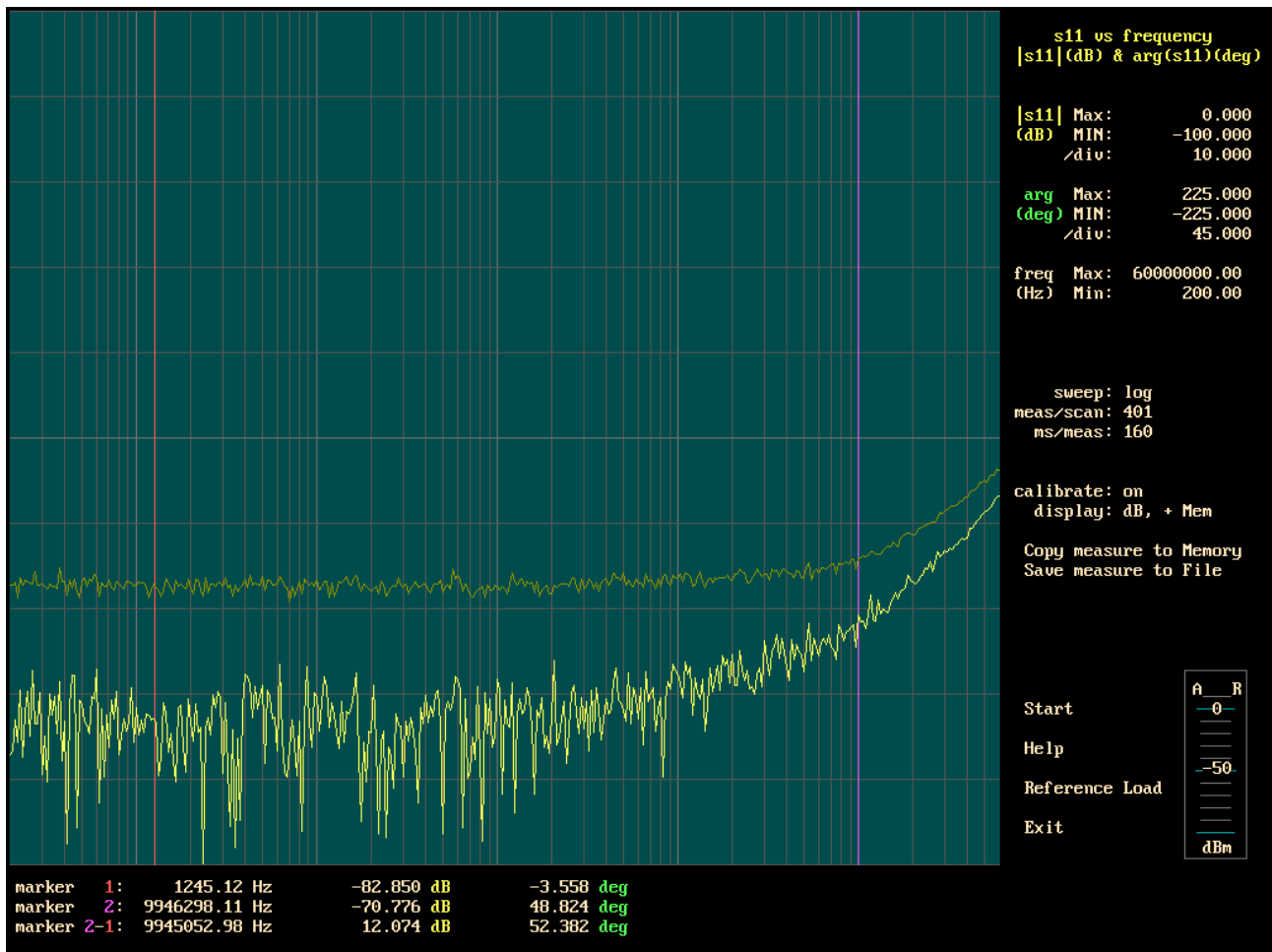


## Différence de gain entre la voie A et la voie R

Cette mesure a été faite sans normalisation . La correction de symétrie a été faite pour corriger les différences de gain et de phases qui sont indépendantes de la fréquence . La correction de longueur a également été faite pour corriger la différence de longueur entre la voie A et la voie R .

Si dans la plage de fréquence à laquelle on fait une mesure, les différences de gain ( mesurées précédemment ) sont acceptables, alors il n'est pas nécessaire de procéder à une normalisation .



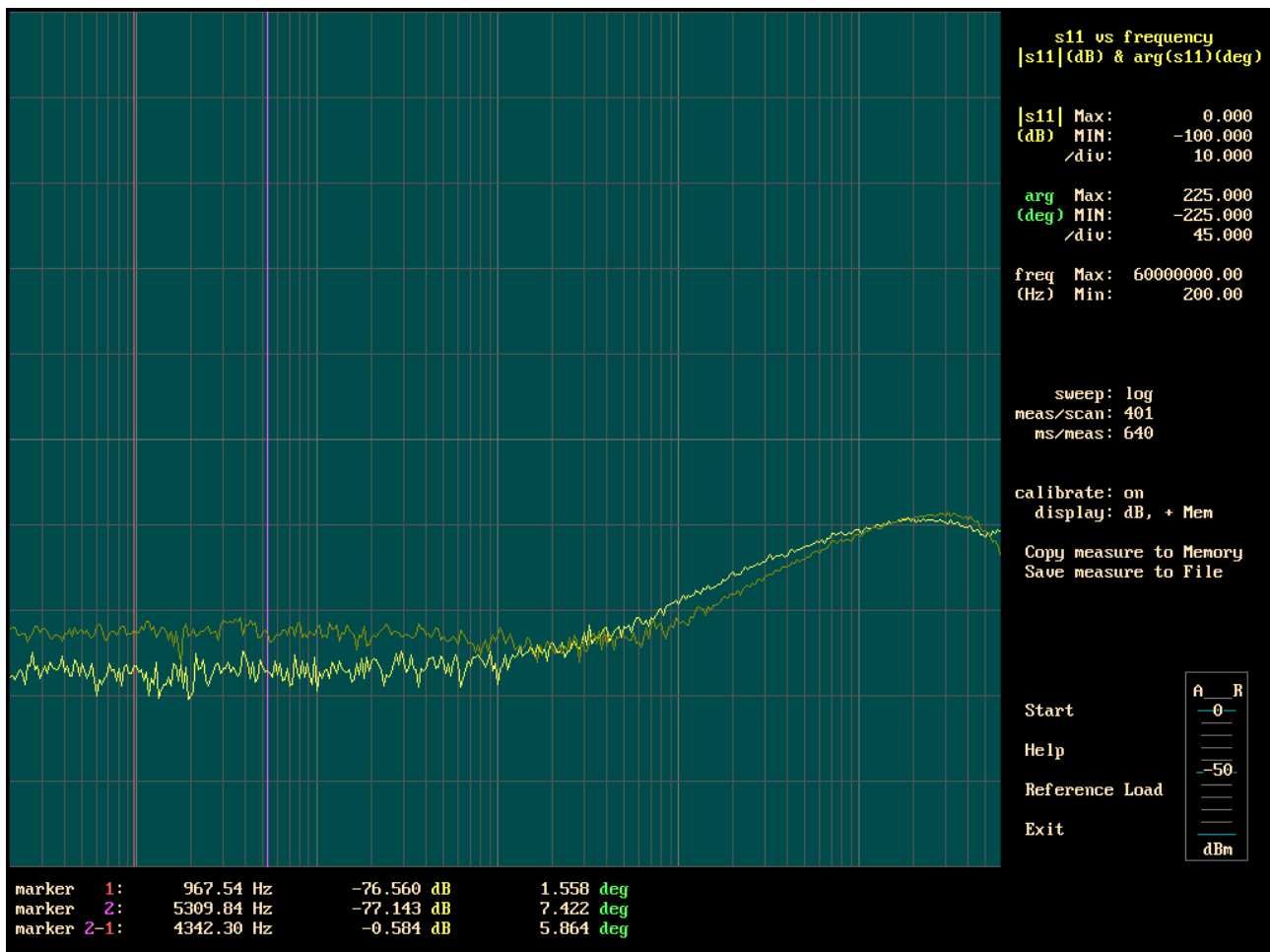


## Mesure de l'impédance des entrées A et R de l'analyseur (sous la forme S11)

Pour mesurer ces impédances, il est nécessaire d'avoir deux analyseurs .

Aux fréquences basses , c'est la précision de  $R1+R2=50$  ohms qui définit la valeur de s11 .

Aux fréquences élevées un petit condensateur (environ 1pF en parallèle sur R2) peut contribuer à améliorer la valeur de s11 .



## Mesure de l'impédance de sortie des générateurs "A" et "R" .

Pour faire cette mesure il est nécessaire d'avoir deux analyseurs .

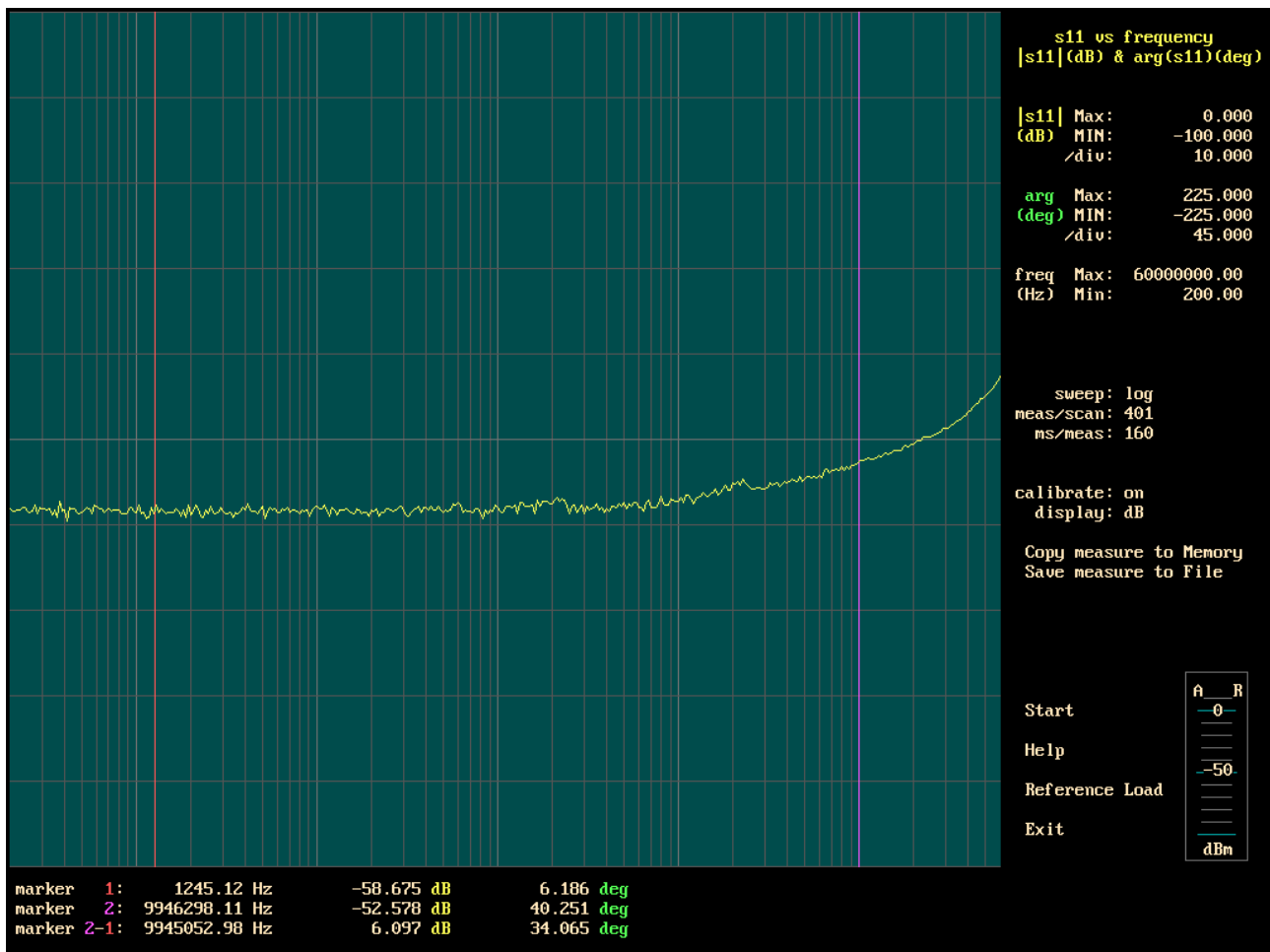
Dans l'application "analyseur de réseau" ; l'impédance de sortie de l'amplificateur OPA695 n'ajoute pas d'erreur sur la mesure du gain ; donc on la considère comme nulle .

Pour faire cette mesure, ne pas alimenter l'analyseur (celui qui doit être mesuré) et relier à la masse la sortie de l'amplificateur OPA695 (cette connection à la masse doit être très courte).

Après avoir fait la mesure, ne pas oublier d'enlever le court-circuit !

Les condensateurs en parallèles avec les résistances de sortie de 50 ohms ont une valeur de 1pF .

La valeur de ces condensateurs peut changer selon la manière dont les câbles coaxiaux sont reliés au circuit imprimé . Ces condensateurs sont optionnels , ils sont juste utiles pour améliorer l'impédance de sortie aux fréquences élevées .

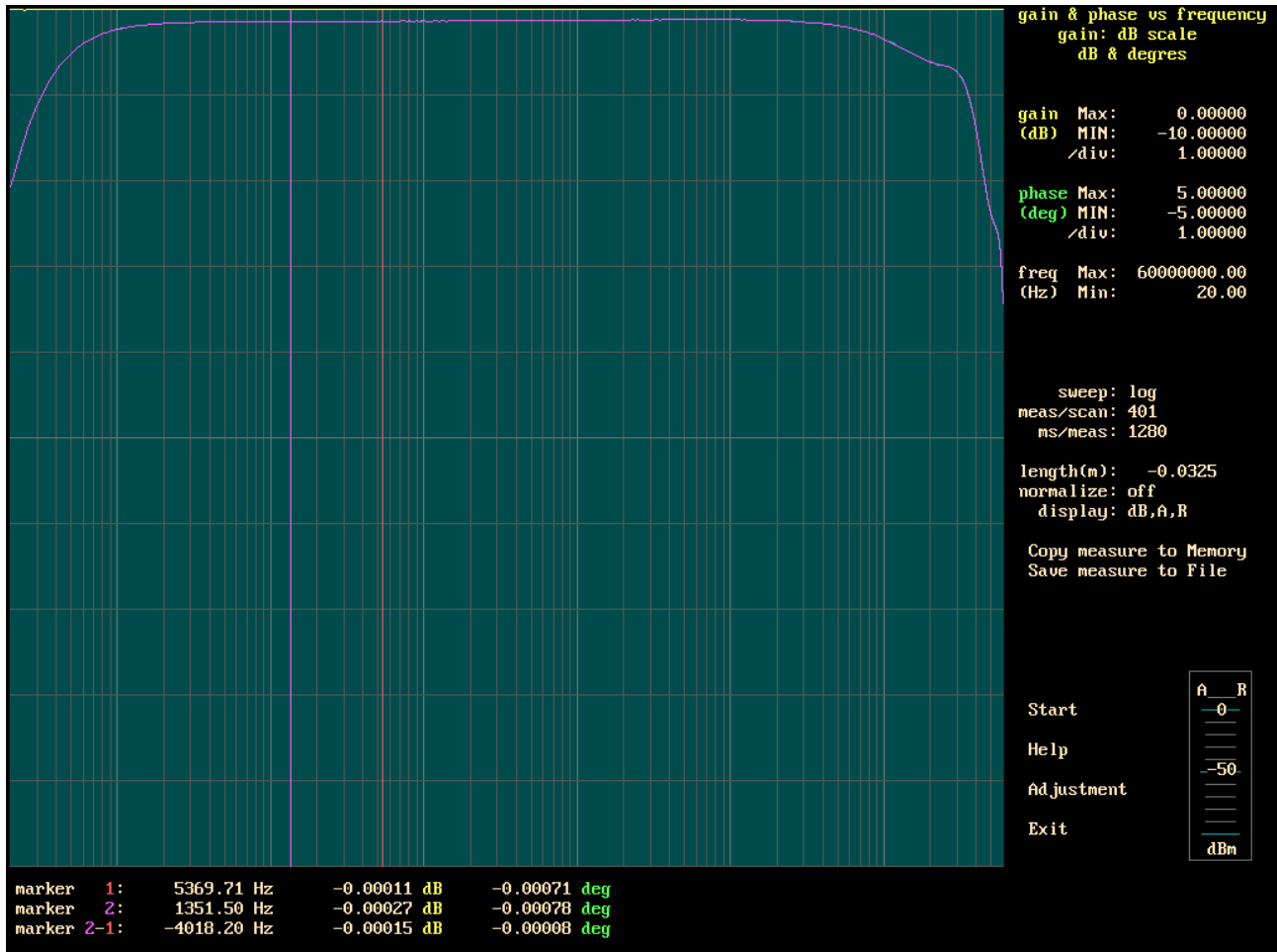


**Impédance de sortie des générateurs "A" ou "R"** , lorsque ceux-ci sont utilisés en dehors de l'application analyseur de réseau .

Si on utilise la sortie "A" ou la sortie "R" de l'analyseur comme source RF pour d'autres applications alors il est nécessaire de tenir compte de l'impédance de sortie de l'amplificateur OPA695 .

Pour faire cette mesure, alimenter l'analyseur devant être mesuré . Programmer sur cet analyseur une fréquence en dehors de la plage de fréquence de mesure . Réduire le niveau de sortie au minimum .

Faire la mesure avec un deuxième analyseur de réseau .



## Variation du signal sur les sorties des générateurs ("A" ou "R").

La courbe violette montre la variation de la tension de sortie des générateurs "A" ou "R".  
 A 20Hz, la décroissance de 2dB provient du condensateur de 100uF en sortie du filtre passe bas 60MHz.

A 60MHz, la décroissance provient de l'AD9851 et du filtre passe bas 60MHz.

## Pour mesurer à des fréquences plus basses que 200 Hz

Il est possible de faire des mesures jusqu'à 20Hz, mais avec quelques restrictions.

Quand la fréquence devient plus basse que 200 Hz, l'amplitude sur les entrées (A) et (R) ne doit pas excéder 0dBm (pour éviter d'avoir un dépassement d'échelle au niveau de l'ADC).

Quand la fréquence décroît, on doit augmenter le temps de balayage; à 20Hz pour mesurer un point de fréquence il faut 1280ms ou 2560ms.

A 20 Hz la dynamique de mesure est aussi réduite.

Quand la fréquence devient plus basse que 150Hz, le filtre passe bas à la sortie des détecteurs et la fonction passe-bas de l'ADS1251, ne peuvent plus enlever le signal à la fréquence de : oscillateur local + fréquence d'entrée.

Pour mesurer le signal, le programme prend la transformée de Fourier du signal; plus on augmente le temps de mesure à chaque fréquence, plus on réduit la bande passante du filtre passe bande créé

par la transformée de Fourier ; et il devient ainsi possible d'enlever le signal à la fréquence de :  
oscillateur local + fréquence d'entrée .

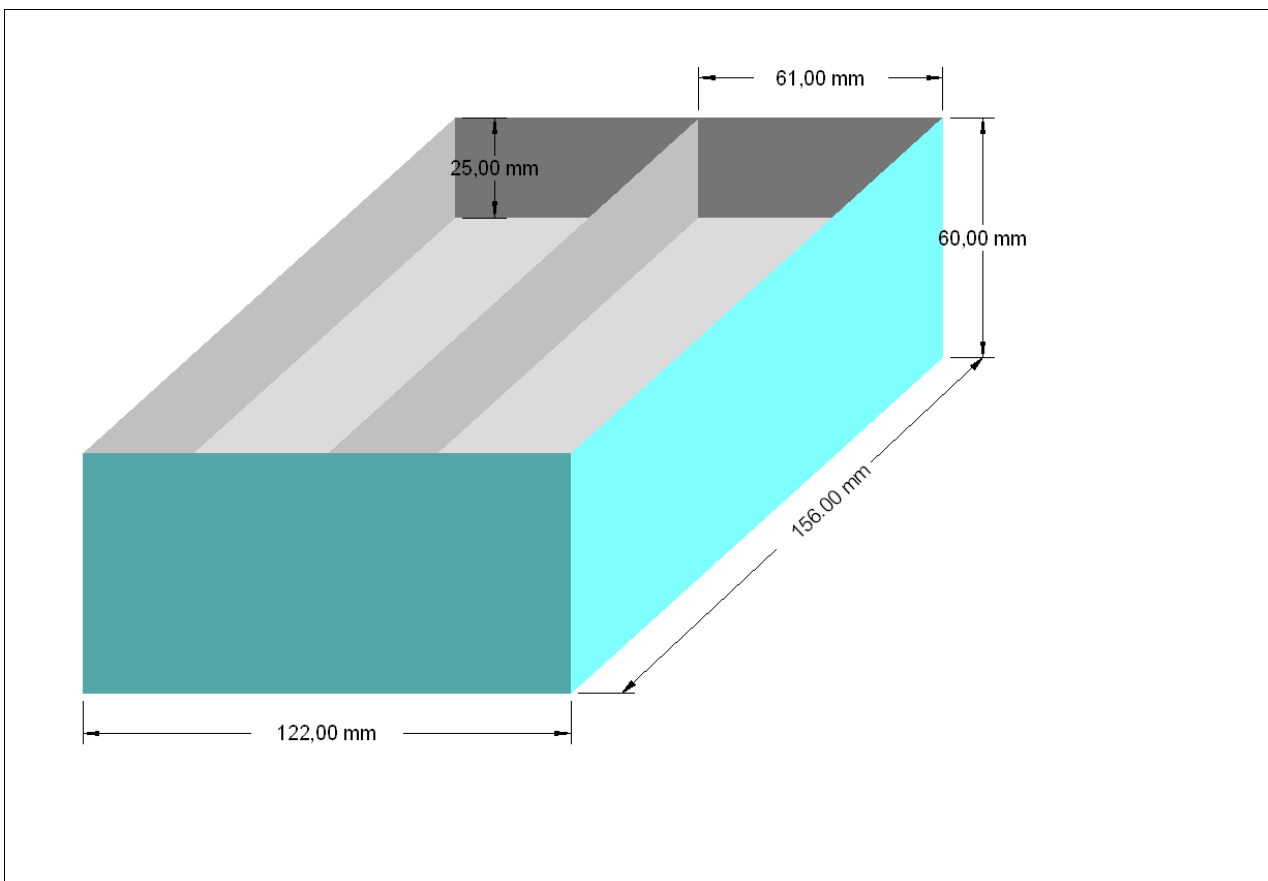
Par exemple : pour balayer depuis 20Hz jusqu'à 20KHz ; de 20Hz à 150Hz choisir une vitesse de balayage de 1280ms/mesure , puis arrêter le balayage, changer pour 40ms/mesure , et continuer le balayage.

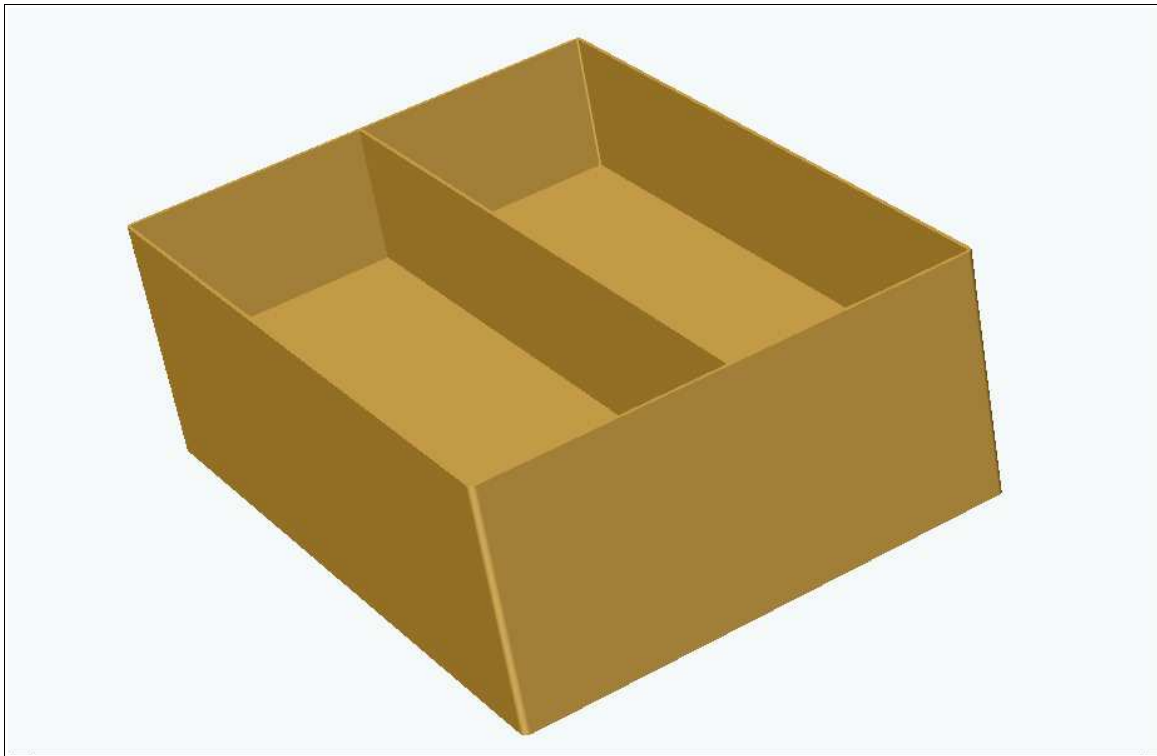
A la fréquence de 25Hz de petits défauts peuvent apparaître ; parce que 25 Hz c'est aussi la fréquence à la sortie des mixeurs et que l'isolation des mixeurs n'est pas infinie .

## La boîte

Pour avoir plus 100dB de dynamique de mesure, il est nécessaire de séparer le détecteur (A) et le détecteur (R) .

Les générateurs DDS1 et DDS2 sont aussi séparés .





Le "mur" extérieur de la boîte est réalisé avec une tôle de dimensions 551mm\*60mm\*0,8mm

Il y a un pliage aux 4 angles de la boîte.

La longueur exacte de la tôle dépend du rayon de courbure des pliages . La jonction de la tôle est au milieu du côté arrière .

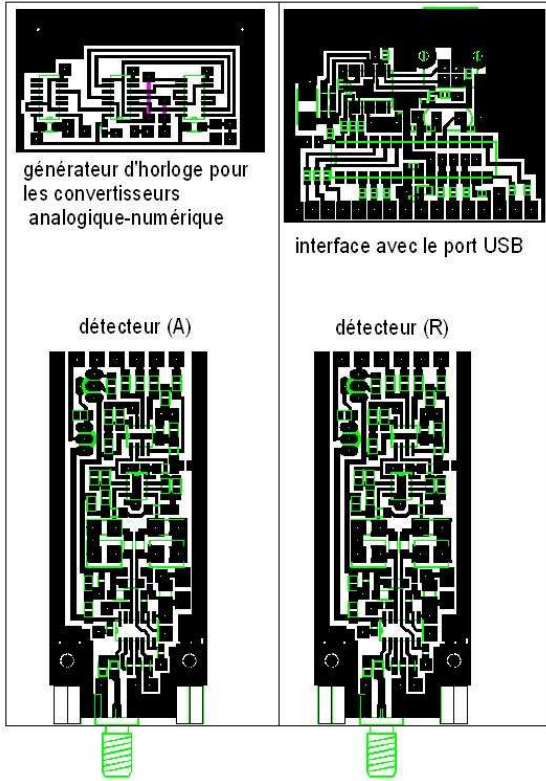
La séparation verticale et les deux séparations horizontales sont réalisées avec trois plaques de tôle de dimensions : 154mm\*60mm\*0,8mm .

Les couvercles du dessus et du dessous sont fait avec deux plaques d'aluminium , dimensions : 124mm\*158mm\*2mm

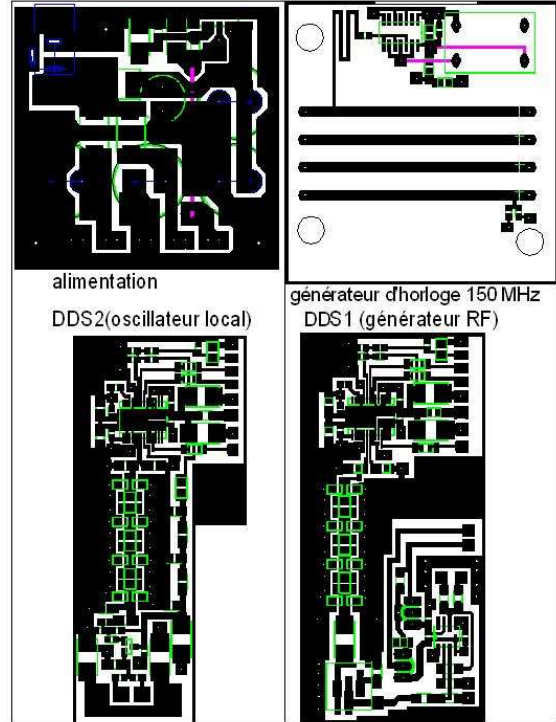
Les plaques de tôle sont soudées avec de la soudure pour souder les composants électroniques.

Nous avons utilisé des plaques de tôle constituée d'un alliage fer + nickel parce que nous avons ça sous la main, mais on peut utiliser de la tôle étamée c'est beaucoup moins cher .

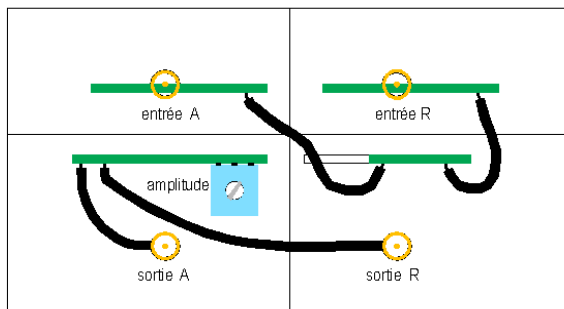
Vue de dessus



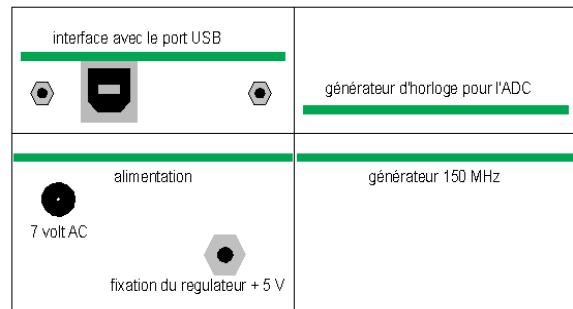
Vue de dessous



Disposition des circuits imprimés à l'intérieur de la boîte .



Vue de face



vue arrière

## Programmation du micro-contrôleur ATMEGA168

Pour programmer le micro-contrôleur , il y a deux solutions :

1 \_ on a une carte Diecimila, dans ce cas le micro-contrôleur est déjà programmé avec un boot-loader . Avec l'interface logiciel d'Arduino , on peut charger le programme (à travers la connection USB) dans le micro-contrôleur.

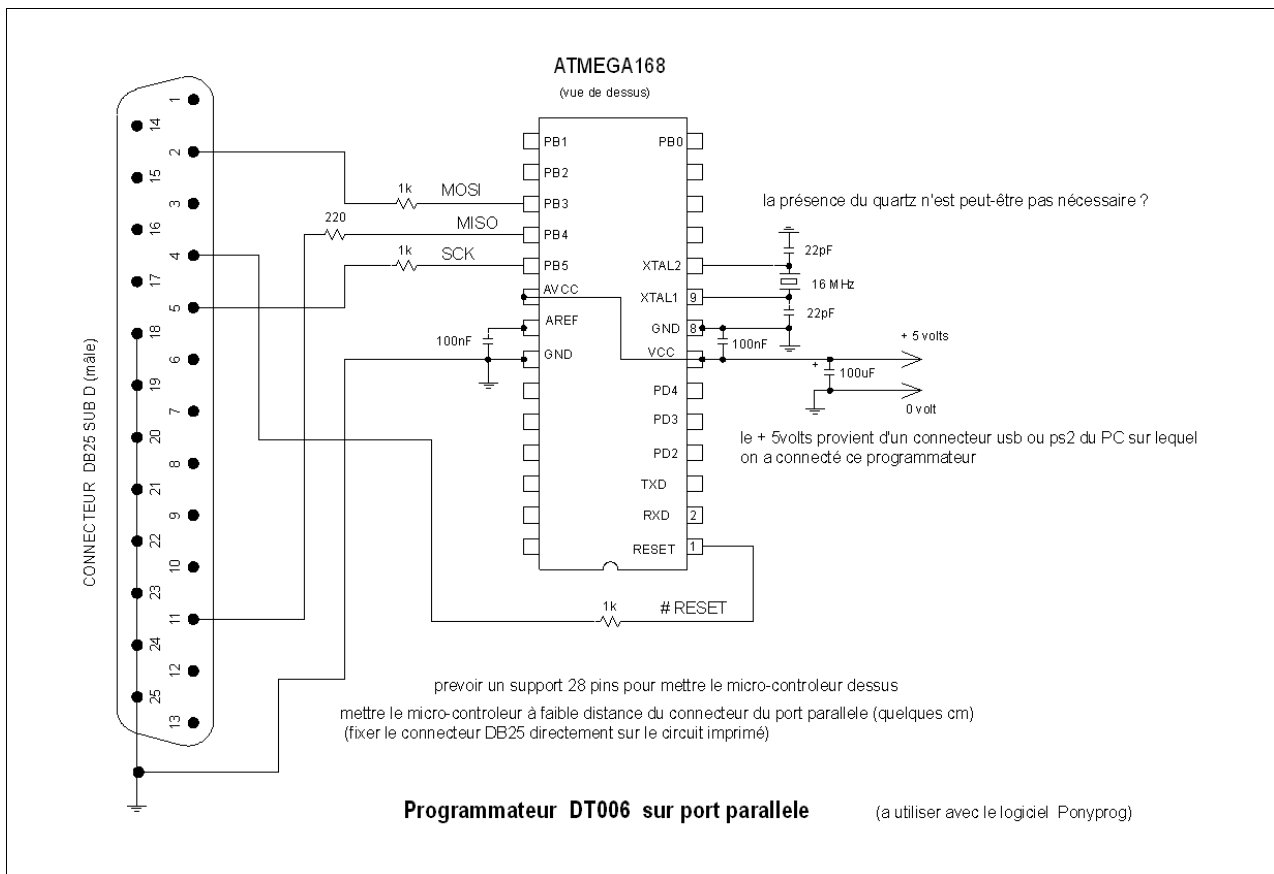
Utiliser le programme source : arduianajac2

2 \_ On n'a pas de micro-contrôleur avec un boot-loader préprogrammé, dans ce cas on part d'un micro-contrôleur vierge et on le programme avec un programmeur pour micro-contrôleur Atmel. Le projet Arduino propose un programmeur sur le port parallèle d'un PC (juste 4 résistances et un connecteur) , mais nous n'avons pas réussi à le faire fonctionner ?

Nous avons donc utilisé le programmeur sur le port parallèle utilisé par le projet PonyProg : <http://www.lancos.com/prog.html> (parallèle port dongle DT006 , très simple 4 résistances et un connecteur) .

Sous windows, ces programmeurs ont besoin d'accéder directement le port parallèle (ce qui n'est pas possible avec 2000 et XP), il faut donc installer un logiciel comme «userport» ou «Porttalk» pour permettre cet accès direct.





Avec le logiciel PonyProg, écrire le fichier arduino10.e2p dans la mémoire flash de l'ATMEGA168 (c'est le programme nécessaire pour faire fonctionner l'analyseur de réseau.)

Il faut indiquer dans les menus de PonyProg que l'on utilise un ATMEGA168 et un DT006 parallel .

Pour vérifier si le programmeur fonctionne, lire la flash , si l'ATmega168 n'a jamais été programmé il doit y avoir des FF partout.

Après avoir programmé la mémoire flash, écrire la configuration et les «security bits».

**Configuration and Security bits**

7  6  BootLock12  BootLock11  BootLock02  BootLock01  Lock2  Lock1

7  6  5  4  3  BOOTSZ1  BOOTSZ0  BOOTRST

RSTDISBL  DWEN  SPIEN  WDTON  EESAVE  BODLEVEL2  BODLEVEL1  BODLEVEL0

CKDIV8  CKOUT  SUT1  SUT0  CKSEL3  CKSEL2  CKSEL1  CKSELO

Checked items means programmed (bit = 0)  UnChecked items means unprogrammed (bit = 1)

Refer to device datasheet, please

Etat de la configuration et des security bits