

Un analyseur de réseau 150 MHz

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 1000 Hz à 150 MHz. La résolution en fréquence est approximativement de 0.093 Hz.

Avec une vitesse de balayage ralentie, 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 .

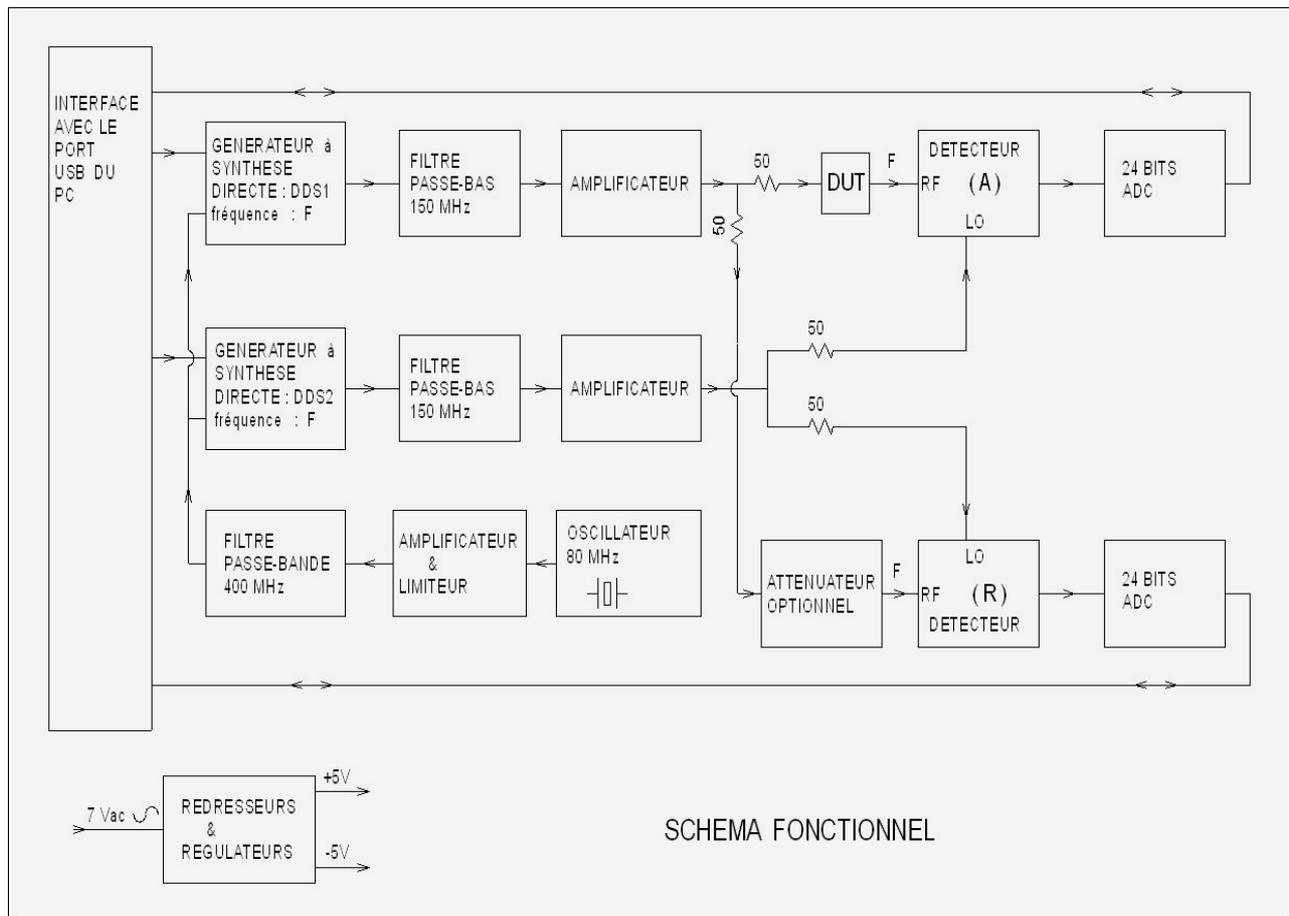
Un analyseur de réseau qui permet de mesurer à la fois l'amplitude et la phase du gain, est parfois appelé analyseur de réseau vectoriel, (ou VNA : Vector Network Analyzer en anglais).

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 AD9951), sont pilotés par le port USB d'un PC.

Les deux générateurs DDS1 et DDS2 sont à la même fréquence F , mais l'écart de phase entre les deux générateurs est programmable.

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 .

Deux convertisseurs analogiques digitaux (de 24 bits) mesurent le signal à la sortie des 2 détecteurs

Ces mesures sont faites pour différentes valeurs de l'écart de phase entre DDS1 et DDS2.

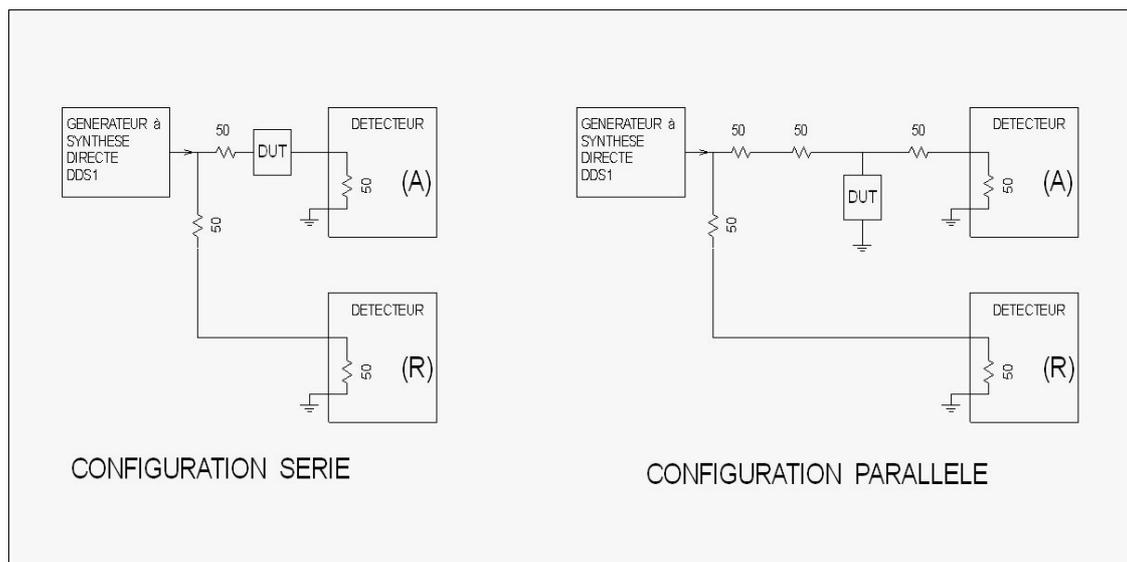
En comparant les mesures faites à la sortie des deux détecteurs, le PC calcule l'atténuation (ou l'amplification) créée par le dispositif sous test (DUT) ; ainsi que la rotation de phase subie par le signal lorsqu'il traverse le DUT .

Les générateurs ont besoin d'une horloge à 400 MHz.

Pour obtenir cette horloge à 400 MHz , on utilise un oscillateur à quartz à 80 MHz . La cinquième harmonique est sélectionnée à l'aide d'un filtre passe bande à 400 MHz .
On peut aussi choisir d'utiliser la PLL de l'AD9951; dans ce cas on a besoin que d'un oscillateur à 20 MHz.

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

Pour mesurer l'impédance des 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 modifie l'amplitude et la phase du signal présent sur l'entrée (A) par rapport à l'amplitude et la phase du signal sur l'entrée (R) .

En comparant l'amplitude et la phase du signal à la sortie du détecteur (A) par rapport à celles présentes à la sortie du détecteur (R) , on calcule 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 50Ω .

Avec la configuration série, on peut mesurer des impédances de plus de 1000MΩ.

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 50Ω ont été ajoutées au montage ; (ces résistances de 50Ω 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 calcule le module et la phase de l'impédance à mesurer .

Pour mesurer des impédances très faibles (par rapport à 50Ω), 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 50Ω .

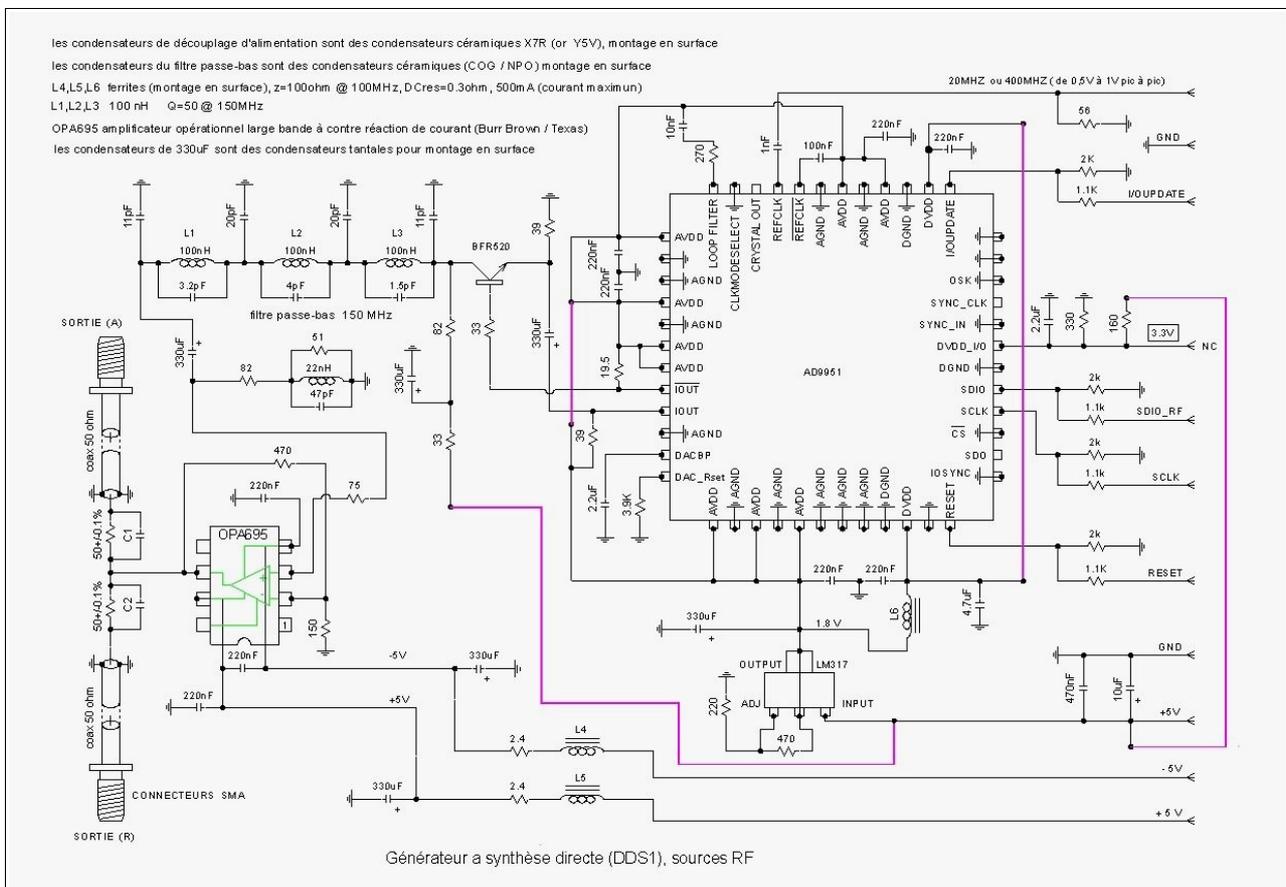
Le schéma électrique

L'analyseur de réseau est construit avec 7 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 400 MHz ou à 20 MHz
- une interface avec le port USB
- une alimentation

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

Le générateur DDS1



L'AD9951 est le générateur à synthèse directe (Analog Devices) ; lire la spécification de ce circuit pour comprendre comment il fonctionne .

L'AD9951 a besoin d'une horloge (REFCLK), (ici 20 MHz ou 400MHz) ; ainsi que de 4 signaux de contrôle SDIO_LO, SCLK, RESET, I/OWUPDATE ; et deux alimentations + 3.3 volts et +1.8 volts.

Un transistor (BFR520) amplifie le signal différentiel présent sur les sorties IOUT et IOUT(barre).

Un filtre passe-bas (avec une fréquence de coupure de 150 MHz) ne garde que la partie basse du spectre du générateur à synthèse directe .

La fonction de ce filtre est de rejeter les fréquences au dessus de 250 MHz .

Les condensateurs en parallèle avec L1,L2 et L3 favorisent ce rejet (la courbe de réponse du filtre s'approche de celle d'un filtre elliptique).

Le facteur de qualité des selfs doit être le plus élevé possible à 150 MHz .

A la sortie du filtre, un condensateur tantale de 330 μ F enlève la composante continue du signal . La résistance de charge du filtre est de 82 Ω . Une self de 22nh, un condensateur de 47pF et une résistance de 51 Ω constituent un circuit résonant parallèle (à 150 MHz) dont le but est de compenser partiellement la perte d'amplitude aux fréquences élevées du générateur DDS . On peut aussi ne pas faire cette compensation en remplaçant ce circuit résonant par un court-circuit.

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

Deux résistances de 50 Ω (à 0.1 %) envoient le signal vers la sortie (A) et vers la sortie (R) .

Les condensateurs C1 et C2 (en parallèles sur ces résistances) sont facultatifs , il faut disposer d'un deuxième analyseur de réseau pour trouver la meilleure valeur pour C1 et C2 . Ces condensateurs dont la valeur est de l'ordre du pF, servent à diminuer les réflexions sur les résistances de 50 Ω .

On a essayé d'avoir à peu près la même longueur de câble coaxial sur les sorties (A) et (R).

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 3,3 volts nécessaire à l'AD9951, est obtenu à partir du +5V à l'aide d'un diviseur constitué de deux résistances (330 Ω et 160 Ω).

Un régulateur de tension LM317 fournit le 1,8 volts.

L'amplitude du signal en sortie du générateur est programmée au niveau de l'AD9951.

Le principal défaut de notre générateur est la présence d'un bruit à 100 MHz (REFCLK / 4) . Pour mettre en évidence ce bruit, on utilise un filtre passe haut et un oscilloscope.

Ce bruit est présent, que l'on utilise ou pas la PLL de l'AD9951.

Ne disposant pas de la carte d'évaluation d' Analog Devices , on ne sait pas si ce bruit à 100 MHz y est aussi présent.

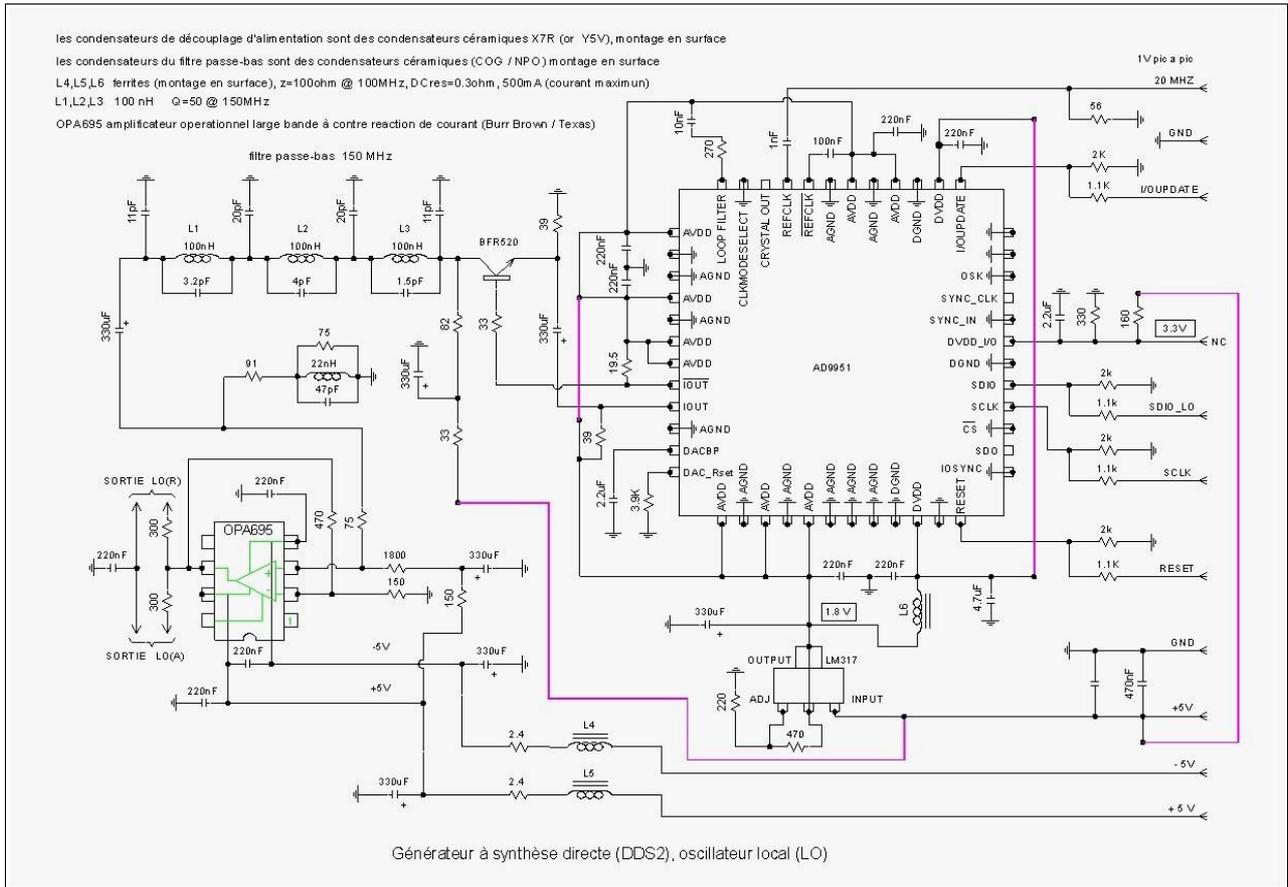
Lorsque l'amplitude du signal est de 1.61volt crête à crête, l'amplitude du bruit est de 4mv à 5 mv crête à crête. Ce bruit à 100MHz n'a pas une amplitude constante, il est modulé en amplitude (ce n'est pas la radiodiffusion FM, la fréquence est très précisément le 400MHz/4). Une réduction de ce bruit à 100MHz, serait la bienvenue !

Le principal inconvénient de ce bruit, est une réduction de la dynamique à la valeur de 105 dB à la fréquence de 100MHz +15 Hz et à la fréquence de 100MHz – 15Hz (environ). Cependant, il est assez facile d'éviter ces fréquences, sauf si, bien sûr, on désire mesurer un composant précisément à ces fréquences.

Dans le cas de l'utilisation de la PLL, on pourrait contourner le problème en changeant momentanément le coefficient multiplicateur de la PLL. Lorsque la fréquence serait très proche de 100MHz, il faudrait multiplier par 19 au lieu de 20 la fréquence de l'horloge à 20MHz.

Dans le cas de l'utilisation d'une source à 400MHz, on pourrait partir de deux oscillateurs à 80MHz, légèrement décalés en fréquences et on commuterait de l'un à l'autre... mais tout cela est assez lourd juste pour gagner quelques dB de dynamique à une fréquence; le plus élégant serait, bien sûr, d'arriver à diminuer le bruit (à 100MHz) de nos générateurs.

Le générateur DDS2



Le générateur DDS2 et le générateur DDS1 sont très similaires.

La principale différence est la présence d'une tension continue de 1,67 volts sur les sorties LO(R) et LO(A). L'impédance de sortie du générateur est de 300Ω.

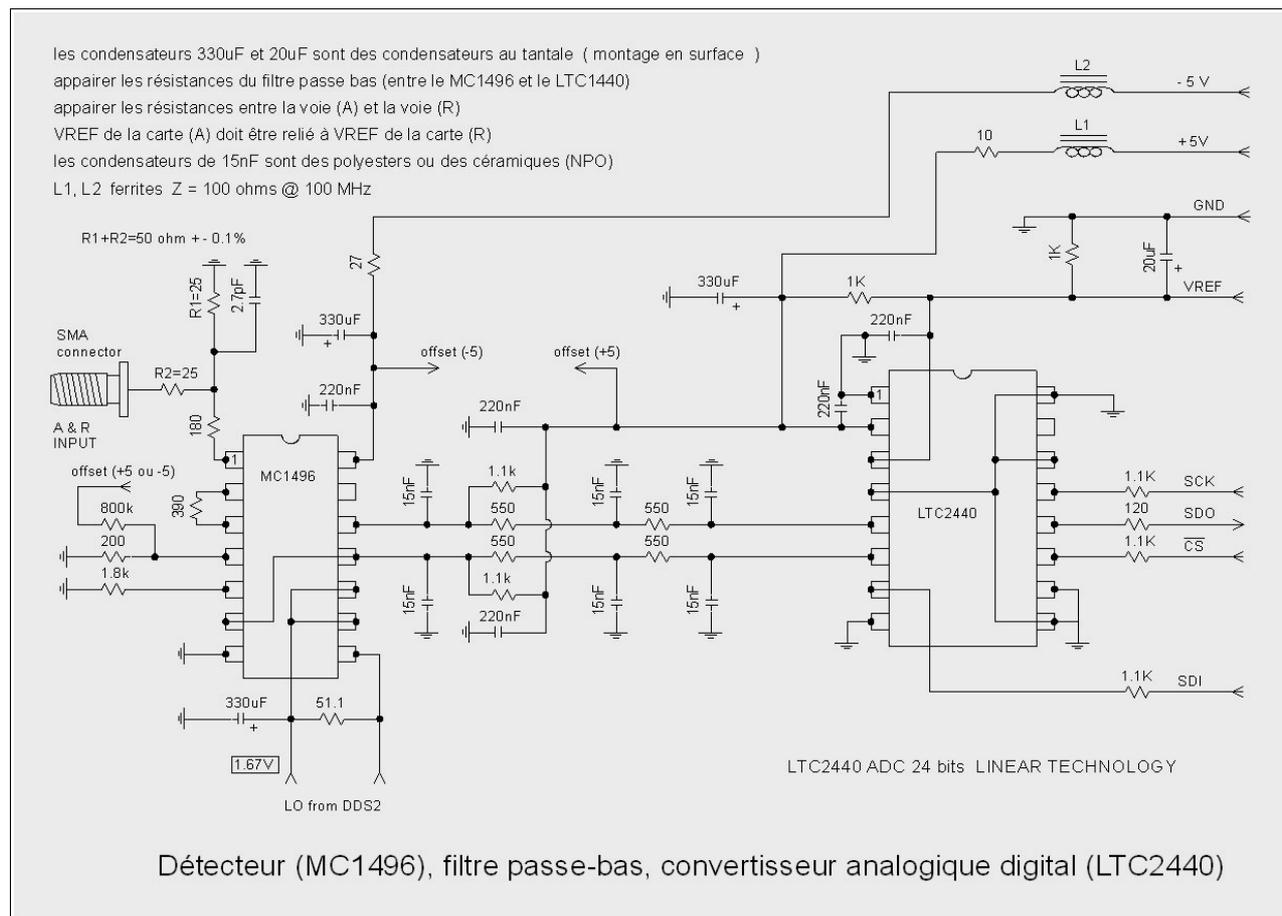
La liaison entre le générateur DDS2 et les cartes détecteurs, s'effectue à l'aide de fils émaillés (très légèrement torsadés et les plus courts possible). Le diamètre des fils émaillés est de 0,8mm, il est important que ces fils soient assez rigides, car le moindre déplacement de ces fils engendre une variation importante de la phase (aux fréquences élevées).

On a essayé d'avoir le plus de symétrie possible entre la sortie LO(R) et la sortie LO(A), principalement la même longueur de liaison.

Les condensateurs polarisés sont des condensateurs tantales.

Vous remarquerez que l'on a utilisé beaucoup de condensateurs tantale de 330uF (en tant que condensateur de liaison ou pour le découplage des alimentations). La principale raison c'est parce qu'on en avait un lot sous la main ; une valeur plus faible de la capacité est certainement suffisante, surtout si vous ne vous intéressez pas trop aux mesures à des fréquences très basses.

Les détecteurs



Un modulateur équilibré (MC1496D) 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.

Un convertisseur analogique digital 24 bits (LTC2440) mesure le signal.

Il y a une liaison entre la tension de référence de la voie (R) et la tension de référence de la voie (A); la tension de référence est de 2,5 volts.

Faire attention à ne pas intervertir les deux fils en provenance du générateur DDS2, la pin 8 du MC1496 doit être reliée à la sortie de l'OPA695 à travers la résistance de 300Ω

La polarisation continue (1,67 volts) 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 $\pm 0,1\%$

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 +8 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.

Sur la patte 4 (signal input) du MC1496, il y a une résistance de 800kΩ reliée au +5V ou au -5V. Cette résistance est tout à fait facultative; son but est de compenser la tension d'offset sur l'entrée signal du MC1496. La valeur de la résistance et la tension à la quelle il faut la relier (+5v ou -5v), sont à déterminer expérimentalement lorsque l'analyseur est fonctionnel.

Pour cela, régler la fréquence du générateur à 200Hz, avec un span de 0Hz; démarrer le balayage puis l'arrêter. Laisser l'entrée (A) ou (R) ouverte, observer avec un oscilloscope la tension en sortie du MC1496. Ajuster la valeur de la résistance sur la patte 4 de façon à minimiser la tension alternative présente en sortie du détecteur. Le but est de rejeter le plus possible la tension alternative de l'oscillateur local que l'on retrouve en sortie du MC1496.

Cette compensation de la tension d'offset, permet une légère amélioration de la dynamique de l'analyseur pour les très basses fréquences (< à 1000 Hz).

Le gain des MC1496 augmente autour de 100MHz (environ), avant de diminuer au dessus de 150MHz(environ). Pour avoir une réponse en fréquence la plus plate possible, on a ajouté une résistance de 180Ω sur l'entrée des MC1496 (patte 1).

Le détecteur de la voie (A) et le détecteur de la voie (R) doivent être les plus identiques possibles. Pour cela on a trié les résistances, pour que leurs valeurs soient les plus proches possibles entre les voies (A) et (R). Les résistances concernées sont celles autour du MC1496 et les résistances du filtre entre le MC1496 et le LTC2440.

Le filtre passe-bas qui fait la liaison entre le MC1496 et le LTC2440 est différentiel, on a donc trié les résistances de 1,1K et de 550Ω pour être le plus symétrique possible.

Vérifier (avec un voltmètre continu) que les deux sorties du MC1496 soient pratiquement au même potentiel lorsque les entrées (A) et (R) sont ouvertes.

On a fait des essais en remplaçant le MC1496 par un HFA3101; celui-ci a un meilleur comportement aux fréquences élevées.

Aux fréquences basses, la phase est moins constante avec le HFA3101 qu'avec le MC1496; il y a une rotation de la phase de l'ordre de 20 milli-degrés (compensable par normalisation, mais dont on n'a pas encore compris la cause).

Le MC1496 étant moins cher et plus courant, on est donc resté avec lui.

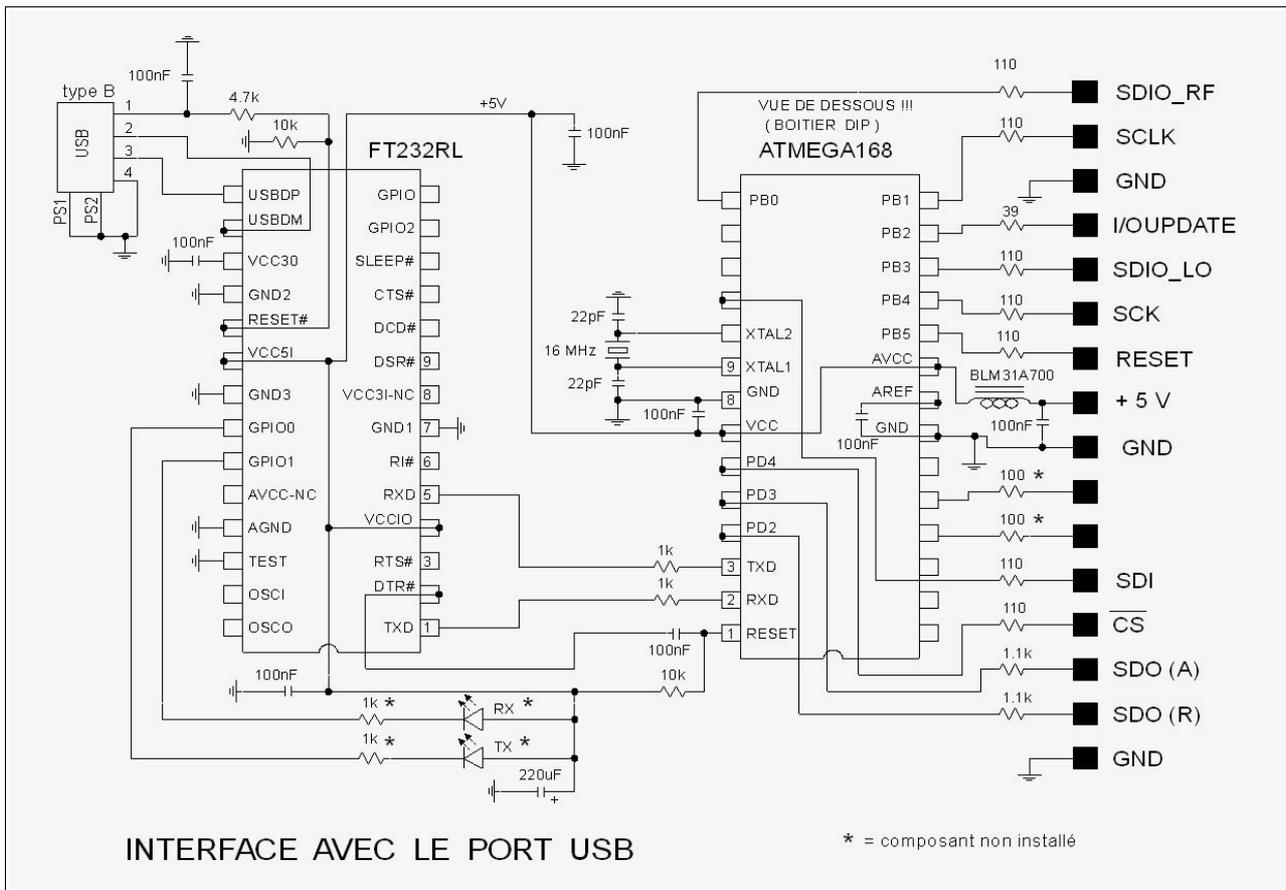
Par contre, si on désire travailler au delà de 150MHz, le MC1496 devient de moins en moins utilisable.

Sur l'analyseur N2PK, il est possible de remplacer le générateur sinusoïdal par un générateur de signal carré (riche en harmoniques), en ajoutant un amplificateur externe qui écrête le signal.

L'harmonique 3 est alors sélectionnée au niveau de la mesure, ce qui permet de faire des mesures au delà de 60MHz.

Nous n'avons pas encore expérimenté cette possibilité avec notre analyseur, mais pour le faire on reviendra au HFA3101, pour pouvoir faire des mesures au delà de 150 MHz.

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 (fabricant 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.

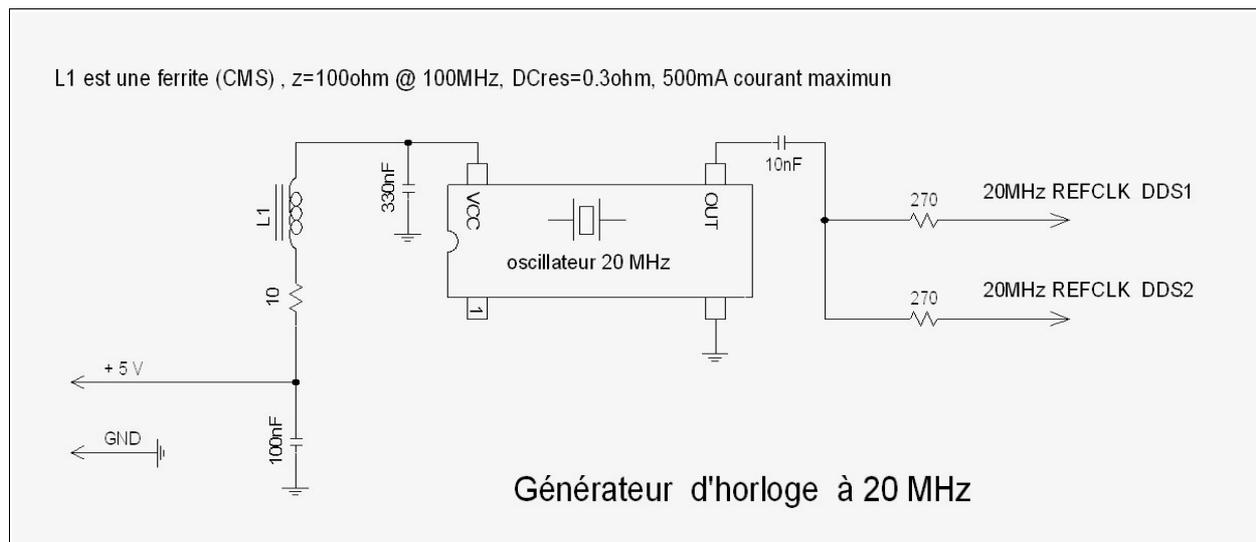
L'interface avec le port USB est alimenté par le +5volt de l'analyseur de réseau; le +5volt du connecteur USB n'est utilisé que pour le reset du circuit FT232RL.

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.

Nous avons utilisé le même circuit imprimé que pour l'analyseur 60 MHz, nous avons simplement rajouté un fil volant pour connecter le signal SDI à la patte 11 du micro-contrôleur.

Le générateur d'horloge à 20 MHz



Les générateurs DDS ont besoin d'une horloge à la fréquence de 20 MHz (ou 400MHz).

On utilise pour cela un oscillateur à quartz qui fournit un signal carré d'amplitude proche de 5 volts.

Une résistance de 270Ω (associée à une résistance de 56Ω sur les carte DDS) abaisse l'amplitude du signal à un niveau compatible avec l'AD9951.

Le signal à 20 MHz est relié aux cartes DDS1 et DDS2 à l'aide de conducteurs coaxiaux d'impédance caractéristique 50Ω .

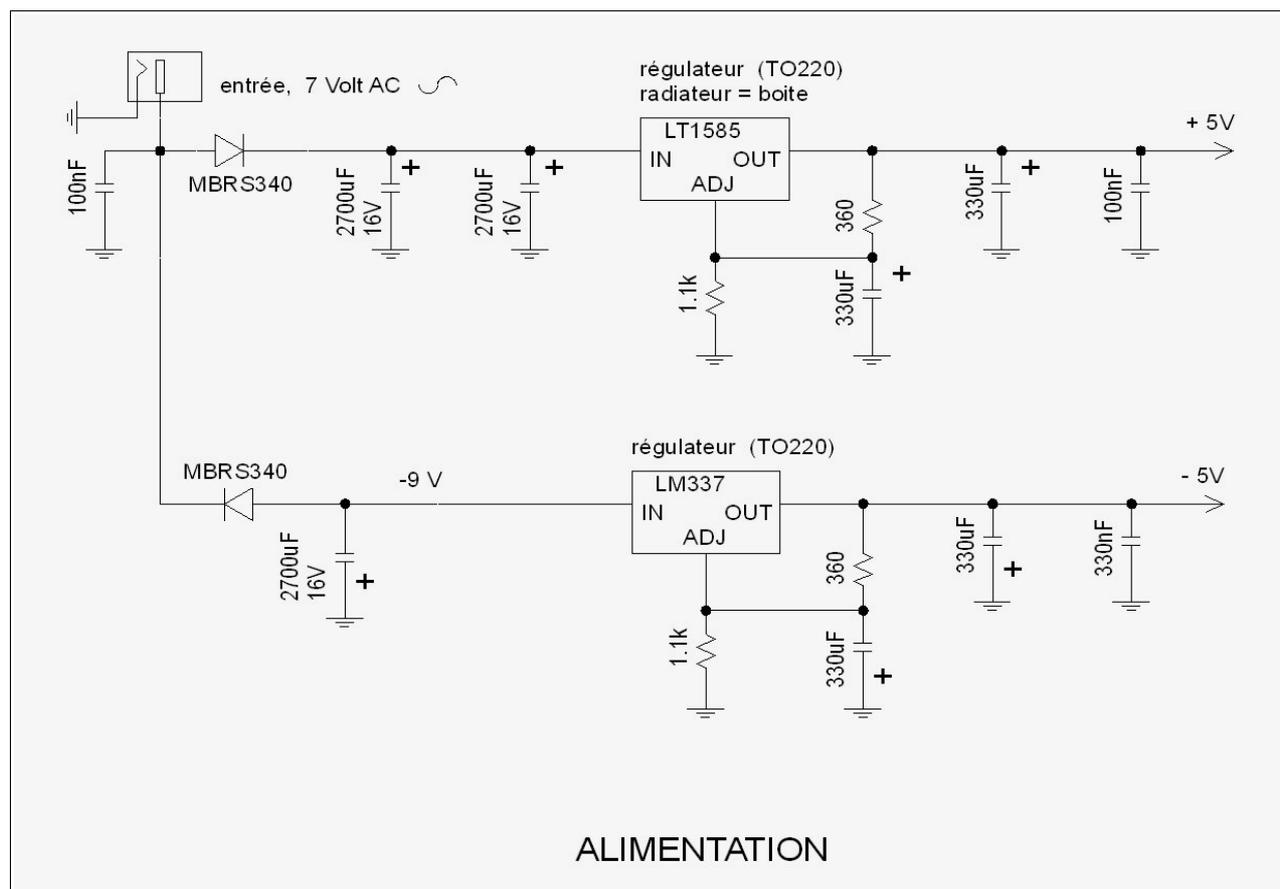
Pour l'instant le principal défaut que l'on a trouvé à l'oscillateur 20MHz par rapport à une source à 400 MHz, c'est une diminution de la dynamique pour deux fréquences : $20\text{MHz} + 15\text{Hz}$ et $20\text{MHz} - 15\text{Hz}$, la dynamique est réduite à 115dB à ces fréquences. On retrouve également (mais de façon plus faible) une réduction de la dynamique sur l'harmonique 3 de ces fréquences.

Le générateur d'horloge à 400 MHz

Pour voir sur ce site la description du générateur 400MHz :

<http://golac.fr/horloge-400MHz-pour-l-AD9951>

L'alimentation



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

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

Le - 5volts est régulé avec un régulateur de tension LM337 . Il n'y a pas de radiateur. Les condensateurs de 330uF sont des tantales, une valeur beaucoup plus faible pour ces condensateurs est certainement très acceptable.

Les résistances, diodes et condensateurs sont des composants montés en surface, à l'exception des 3 gros condensateurs de 2700uF.

Les logiciels

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

<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 (l'image est plus nette).

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 400 MHz ou 20MHz)

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 et 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»).

- 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 Ω , m=M Ω , u = μ , n = nano , m = milli , ça va plus vite .

- **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).

- **Nombre de phases par cycle :** «phases/cycle»
Certains menus de cet analyseur, n'existent pas habituellement sur les analyseurs du commerce; il faut donc donner quelques explications sur le principe de la mesure faite par cet analyseur.
Lorsque l'on fait une mesure, les deux générateurs DDS1 et DDS2 sont réglés à la même fréquence et avec la même phase, on mesure alors la tension à la sortie des deux détecteurs. Puis on décale la phase de DDS2 de 90° , on mesure à nouveau ; de même pour 180° et 270° . On a ainsi 4 points de mesures répartis sur 360° soit un cycle . On dit que l'on a 4 phases par cycle.
Ce nombre de phases par cycle est réglable, on a le choix entre 4, 8, 16 et 32.
Plus le nombre de phases par cycle est important, plus les mesures prendront du temps et plus la vitesse de balayage sera lente.
L'intérêt d'augmenter le nombre de phase par cycle est de diminuer la sensibilité des détecteurs aux harmoniques présentes sur les entrées (A) et (R) de l'analyseur (ou générées par les détecteurs).
Si on ne prend que 4 phases par cycle, l'harmonique 3 ne sera atténuée que d'un facteur 3 et l'harmonique 5 que d'un facteur 5 , de même pour les harmoniques de rang plus élevé.

Si on choisit 8 phases par cycle, l'harmonique 3 disparaît ainsi que l'harmonique 5; il ne reste que l'harmonique 7 (atténuée d'un facteur 7), et l'harmonique 9 (atténuée d'un facteur 9). Avec 16 phases par cycle, les harmoniques 3,5,7,9,11,13 disparaissent, il reste la 15 et la 17. Avec 32 phases par cycle, il ne reste que les harmonique 31 et 33.

Dans le cas de notre analyseur, la valeur de **8 phases par cycle semble être un bon compromis**, avec 4 phases par cycle on ne gagne pas beaucoup en vitesse de balayage et on va souvent perdre de la précision dans les mesures (4 est donc déconseillé).

Si on suspecte un problème de mesure d'harmoniques, principalement pour la mesure d'un filtre passe-bande ou passe-haut (avec une forte atténuation et des flancs raides), on peut faire une vérification avec 16 ou 32 phases par cycles.

Remarque : l'analyseur 60MHz (que nous avons construit précédemment) fonctionne de façon un peu différente. Les harmoniques 3 et 5 sont supprimées par le principe de la mesure (7 phases par cycle), les harmoniques de rang plus élevées sont supprimées par le filtre du convertisseur analogique digital (ADS1251).

– **Nombre de cycles par mesure : «cycle/meas»**

Nous avons vu dans le paragraphe précédent, que pour chaque fréquence analysée, on effectue autant de mesures que le nombre de phases par cycle choisit : 4, 8, 16 ou 32.

Il est possible de répéter ce cycle de mesures plusieurs fois de suite, en restant toujours à la même fréquence.

Lorsque l'on fait l'analyse d'un signal par transformé de Fourier; plus la séquence analysée est longue, plus la résolution en fréquence est fine (étroite).

Dans le cas de notre analyseur, tous les signaux présents sur les entrées (A) et (R) et qui ne sont pas exactement à la fréquence de DDS2, finiront par donner une valeur moyenne nulle, si la durée d'analyse devient de plus en plus longue.

Augmenter le nombre de cycles par mesure, revient à réduire la bande passante du filtre de mesure et donc à réduire le bruit sur la mesure et améliorer ainsi la dynamique de mesure de l'analyseur. C'est l'équivalent de la fonction «resolution bandwidth» d'un analyseur de réseau classique.

Le nombre de cycles par mesure est réglable; on a le choix entre 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 512 1024 et 2048.

Le principal inconvénient, c'est que le temps de balayage est assez proportionnel au nombre de cycles par mesure choisit.

– **ADC Over Sample Ratio (OSR) :**

Le convertisseur analogique digital LTC2440, utilise une horloge pour effectuer ses opérations de conversion. Le nombre de cycles d'horloge nécessaire pour effectuer une conversion est programmable.

Grosso modo, plus le nombre de cycles d'horloge par mesure est important (plus la mesure est moyennée), moins il y a de bruit sur la mesure; c'est comme si le convertisseur était précédé d'un filtre passe bas dont la fréquence de coupure baisse quand le nombre de cycles d'horloge par mesure augmente.

Ce nombre de cycle d'horloge par mesure est directement relié à un paramètre que LTC appelle Over Sample Ratio (OSR). Dans notre application, l' OSR peut prendre les valeurs : 256, 512, 1024, 2048, 4096, 8192, 16394 et 32768.

Plus l' OSR est important, plus le temps de conversion est long, plus la vitesse de balayage est lente et plus la fréquence de coupure du filtre passe-bas diminue.

Il y a en sortie des mixeurs MC1496, tout un tas de fréquences indésirables résultant du mixage et qui perturbent la mesure.

Les fréquences les plus hautes sont éliminées par le filtre RC en sortie des MC1496, mais quand la fréquence d'analyse devient basse (en dessous de quelques dizaines de KHz), le filtre

RC devient complètement inefficace, c'est alors le filtre du convertisseur ADC qui fait le travail.

Lorsque l'on veut mesurer à des fréquences de plus en plus basses, on n'a pas d'autres solutions que d'augmenter l' OSR, de façon à diminuer la fréquence de coupure du filtre passe bas du convertisseur (sinon du bruit apparaît sur les mesures et la dynamique diminue).

Il n'est pas inutile de jeter un coup d'œil sur la spécification du LTC2440, pour voir la courbe de réponse du filtre passe-bas de l' ADC et sa dépendance avec la valeur de l' OSR.

Ce qui est important à retenir, c'est le tableau suivant :

fréquence minimale = 2000 Hz l' OSR doit être > ou = à 512	
1000	1024
500	2048
250	4096
125	8192
61	16394
20	32768

Dans le but de toujours avoir le meilleur compromis entre la vitesse balayage et la dynamique, on pense rajouter un mode OSR = automatique, dans lequel l' OSR changera automatiquement en fonction de la fréquence analysée.

On peut utiliser un OSR = 256, mais on ne gagne pas beaucoup en vitesse de balayage et la dynamique est réduite.

Remarque:

Dans l'analyseur 60MHz que nous avons construit précédemment, les fréquences des générateurs DDS1 et DDS2 étaient décalées de 25Hz, et les conversions analogiques numériques étaient faites à intervalles réguliers à l'aide d'une horloge externe. Dans l'analyseur 150MHz, le convertisseur LTC2440 ne se prête pas très bien à ce mode de fonctionnement, surtout quand il faut modifier l' OSR. Dans le cas du LTC2440, choisir de mettre les deux générateurs à la même fréquences simplifie le programme dans le micro-contrôleur.

– **Delais de stabilisation (ms) : stabilization delay (ms)**

Lorsque l'on modifie la fréquence du générateur DSS1 pour passer au point de mesure suivant, l'amplitude des courants circulant dans le dispositif sous test, met un «certain temps» avant de se stabiliser.

Pour étudier la réponse en fréquence d'un filtre passe bande qui a une bande passante de 1Hz, il faut s'attendre à un délais de stabilisation de l'ordre de la seconde.

C'est le but du paramètre «stabilization delay», il sert à rajouter un délai de stabilisation après chaque changement de fréquence, pour attendre la stabilisation de l'amplitude des courants dans le dispositif sous test.

Le délai de stabilisation est réglable entre 1ms et 2048ms (en doublant à chaque incrément).

Pour savoir si le délai de stabilisation est suffisant, il faut doubler sa valeur et voir si la courbe de réponse en fréquence se modifie, si c'est le cas, c'est que le délai d'attente n'était pas suffisant.

– **L'amplitude du signal en sortie des générateurs «amplitude (dBm)».**

L'amplitude du signal est réglable entre 8dBm et -40dBm. Ce réglage d'amplitude s'effectue en programmant l'AD9951. C'est bien pratique.

Mais ce réglage de l'amplitude se fait au détriment du nombre de bits du convertisseur digital analogique (DAC). L'AD9951 possède un DAC de 14 bits, chaque fois que l'on divise l'amplitude par 2 (soit -6dBm), on perd un bit sur le DAC. Si on désire avoir un signal le plus propre possible en sortie des générateurs, il n'est donc pas recommandé d'utiliser ce réglage pour les fortes atténuations. Un atténuateur externe sera préférable dans ce cas.

Le signal en sortie de l'AD9951 est pollué par du bruit à 100MHz (REFCLK/4); ce bruit

diminue un peu avec l'atténuation, mais pas autant que le signal. Le rapport signal sur bruit se dégrade donc lorsque l'on diminue l'amplitude (un atténuateur externe n'a pas cet inconvénient, du moins beaucoup plus faiblement).

– **ADC over-range**

Lorsque l'amplitude du signal sur les entrées (A) ou (R) devient trop importante, le signal à l'entrée des convertisseurs analogiques numériques, peut dépasser la limite maximale du convertisseur (cette limite est égale à VREF, soit 2,5volts dans notre cas).

Pour avertir l'utilisateur que la précision sur la mesure n'est plus garantie, un trait horizontal de couleur marron est tracé en dessous de la courbe, aux endroits où il y a eu dépassement de capacité. De plus un «warning» s'affiche brièvement au moment de ces dépassements.

– **Changement des paramètres au cours du tracé d'une courbe**

Il est possible d'interrompre le tracé d'une courbe, de changer certains paramètres de mesure, et de redémarrer le tracé de la courbe à l'endroit où on l'avait arrêté. Les paramètres qu'il est possible de changer ainsi sont : «cycle/meas», «ADC oversampling ratio», «phases/cycle», «amplitude», «stabilization delay» ainsi que les échelles d'affichage et les grandeurs affichées. Par contre, si on change d'autres paramètres, la courbe s'efface et le balayage recommencera à «fmin». Ces paramètres sont : «fmin», «fmax», «fcenter», «span», «meas/scan», «normalization», «calibration».

Le fait de changer la vitesse de balayage en fonction de la zone de fréquence analysée, permet souvent de gagner du temps. On ne mesure à vitesse lente que les endroits difficiles, à fortes atténuations ou bien les résonances pointues où il est nécessaire d'attendre la stabilisation.

Ajustement de l'analyseur : «Adjustment»

Dans l'écran principal du programme Fmeasure, il y a un menu qui s'appelle «Adjustment», si on clic sur ce menu, cela ouvre un nouvel écran; dans cet écran il y a des champs dans lesquels on peut écrire la différence de gain statique entre la voie (A) et la voie (R); ainsi que la différence de phase statique entre les deux voies. (statique veut dire mesurée à une fréquence basse, par exemple 5 KHz).

Suivre les indications écrites à l'écran, pour rentrer ces paramètres.

Sur cet écran, il y a aussi un champ, où on peut écrire **la fréquence exacte de l'horloge** de l'appareil .

Si la fréquence indiquée est inférieure ou égale à 41MHz, alors la PLL est programmée pour multiplier par 20 la fréquence de cette horloge ; dans ce cas une horloge au voisinage de 20MHz doit être utilisée.

Si la fréquence indiquée est supérieure à 41MHz, alors la PLL n'est pas utilisée; dans ce cas une horloge au voisinage de 400MHz doit être utilisée.

Suite à un changement de fréquence entre 400MHz et 20MHz (ou entre 20MHz et 400MHz), il est nécessaire de quitter le programme, puis de le redémarrer, de façon à valider (ou dé-valider) la PLL de l'AD9951.

Ces paramètres (différence de gain et phase statique, fréquence d'horloge) seront sauvegardés sur le disque dur du PC, dans un fichier qui s'appelle «configu», (configu n'est pas un fichier texte).

Note : lors de la première mise en route de l'appareil, le fichier «configu» n'existe pas encore; par défaut, la PLL n'est pas utilisée. Si on utilise comme horloge un oscillateur à 20MHz, la première chose à faire est donc d'écrire la fréquence de cette horloge (pour mettre en route la PLL).

Note : l'AD9951 est spécifié pour une fréquence d'horloge maximale de 400MHz, toutefois, rien n'empêche de faire des essais à une fréquence d'horloge plus élevée.

– **«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 .

- «**Normalize**» : avec le programme Fmeasure, il est possible de faire des mesures de filtres sans "normalisation" , mais la normalisation améliore la précision (la normalisation corrige les écarts de gain et de phase entre la voie (A) et la voie (R), et cela pour toutes les fréquences de mesure) .

Pour normaliser, remplacer le DUT par un raccordement direct; dans les menus, choisir «normalize : asked» (normalisation demandée) puis cliquer sur le bouton «start normalize» pour démarrer un balayage de normalisation. 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, l'erreur sera faible car les impédances d'entrée et de sortie de l'analyseur sont très proche de 50Ω (voir les mesures) . Pour cet analyseur, il n'y a donc pas de vraie calibration possible pour la mesure du gain des filtres ou des amplificateurs.

Avec le programme Zmeasure, et quand on utilise la configuration série (uniquement), il est possible de faire des mesures d'impédance sans faire de calibration; on peut alors se contenter d'une normalisation. Dans ce cas, on remplace l'impédance à mesurer par un court-circuit, on clic sur "normalisation", on sélectionne "asked", puis on clic sur "start normalization". Quand la normalisation est terminée, on remet en place le dispositif à mesurer, les nouvelles mesures seront maintenant normalisées.

Avec la normalisation (ou la calibration), si on change de façon conséquente fmin ou fmax, les tables de correction de la normalisation risquent de ne plus être très valables, il est donc conseillé de refaire une normalisation (surtout aux fréquences élevées).

Avec la configuration série (uniquement), il est aussi possible de faire des mesures d'impédances sans faire de calibration ou de normalisation. Dans ce cas il est nécessaire d'avoir fait (au préalable) l'ajustement de la différence de gain statique , ainsi que d'avoir compensé la différence de longueur entre les voies (A) et (R) (voir les menus «length» et «adjustment»). Le principal intérêt de faire des mesures sans calibration ou normalisation, est que c'est plus rapide et que l'on peut changer facilement fmin et fmax, le défaut c'est que c'est un peu moins précis (surtout aux fréquences élevées).

Avec la configuration parallèle, il était aussi possible de proposer la mesure d'impédances sans faire de calibration; mais on a estimé que cela pénaliserait trop la précision des mesures, on ne l'a donc pas proposé. Avec la configuration parallèle, il est donc obligatoire de faire une calibration.

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

Avec la configuration parallèle, la calibration est obligatoire .

Avec la configuration série, la calibration améliore la précision par rapport à la normalisation.

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 écrites sur l'écran. On propose alors de remplacer le dispositif sous test, successivement par un circuit ouvert puis un court-circuit et enfin une résistance de référence (généralement aux alentours de 50Ω). Les caractéristiques de cette résistance de référence, peuvent être indiquées à l'analyseur en cliquant sur le menu «Reference Load», on peut alors indiquer la valeur exacte de la résistance de référence, sa capacité parallèle parasite ainsi que sa self série parasite. Les valeurs de ces éléments sont sauvegardées sur le disque dur, dans un fichier qui s'appelle «config»; ce fichier n'est pas un fichier texte.

- **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 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 dipôle (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 sauver 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 50Ω .
Lorsqu'on mesure s22, il est nécessaire de charger l'entrée avec une résistance de 50Ω .
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.

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



Pour avoir une bonne dynamique, mettre le signal à +8dBm; pour avoir une bonne précision réduire le niveau du signal à 3dBm.

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.

L'amplitude à la sortie d'un générateur DDS varie selon la formule : $a(f) = (\sin(\pi * f / f_{clock})) / (\pi * f / f_{clock})$ avec $f_{clock} = 400\text{MHz}$.

Cette décroissance est en partie compensée par le résonateur (22nh, 47pF, 51Ω) présent sur le générateur DDS1.

Si on choisit "fmin" =1 MHz , "fmax"=200 MHz et un balayage linéaire, on peut voir les effets du filtre passe-bas 150MHz du générateur DDS1 .Cependant au dessus de 150MHz, l'amplitude de l'oscillateur local des mixeurs diminue aussi, entraînant une diminution du gain des mixeurs. Plus la fréquence est élevée au dessus de 150MHz, plus l'erreur est grande sur la mesure du niveau sur les entrées (A) et (R).

A cause du principe de la synthèse directe, un signal à $(400\text{MHz} - f(\text{DDS}))$ est présent à l'intérieur des signaux générés par DDS1 et DDS2 ; au dessus de $f_{clock}/2$ (200MHz), l'amplitude croit à nouveau, en fait c'est le signal à $(400\text{MHz} - f(\text{DDS}))$ que l'on voit apparaître. Quand on programme $f(\text{DDS}) = 250\text{MHz}$, on obtient un signal à : $400 - 250 = 150\text{MHz}$

- **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 θ_1 et θ_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 50Ω

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 des impédances de source et de charge. Il faut mesurer en 50Ω les 4 paramètres S du filtre (s_{11} , s_{21} , s_{12} , s_{22}), sauvegarder 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.

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 10dB 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). Cette correction de linéarité est indépendante de la fréquence.

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 +5dBm, la correction est de 0,023dB.

Lorsque le signal sur les entrées est à 0dBm, la correction est de 0,007176dB

Lorsque le signal sur les entrées est à -10dBm, la correction est de 0.000718dB

- **Variation du gain et de la phase en fonction de l'amplitude et de la fréquence :**

Aux fréquences basses, la correction de linéarité des modulateurs permet une amélioration de la précision des mesures.

Aux fréquences élevées, on constate que la réponse en fréquence des MC1496 (gain et phase) dépend de l'amplitude du signal (ce qui affecte la précision des mesures).

Pour mettre en évidence cette dépendance, on met un atténuateur de 10dB sur la voie (R) et aucun sur la voie (A).

On normalise avec une amplitude de -10dBm, la fréquence allant de 5000Hz à 150MHz, le balayage étant logarithmique. On choisit une échelle de gain de 0.02dB/div, et pour la phase 0.2 degrés/div . Une fois la normalisation faite, on augmente l'amplitude ; aux fréquences basses rien ne change (grâce à la correction de linéarité des mixeurs), par contre plus la fréquence augmente, plus l'amplitude fait diminuer le gain et tourner la phase.

Les limitations en fréquence du MC1496 varient donc en fonction de l'amplitude du signal.

Si on veut de la précision aux fréquences élevées (par exemple à 100MHz), on est obligé de travailler en dessous de 0dBm, voir même -6dBm.

On voit deux améliorations possibles, pour corriger au moins partiellement ce problème. L'une, c'est d'ajuster un modèle mathématique pour corriger le gain et la phase en fonction de l'amplitude et de la fréquence . L'autre amélioration possible, c'est de remplacer le MC1496 par un autre mixeur plus rapide, comme le HFA3101 (ou un autre, mais il n'y a pas beaucoup de choix).

Pour l'instant, et de façon très empirique, on a introduit (par calcul) une correction du gain et de

la phase en fonction de la fréquence et de l'amplitude. A 100MHz, l'amélioration de la précision est très intéressante.

Les corrections sur le gain et la phase sont de la forme :

correction sur le gain = $1+k1*\text{amplitude}^{2.1} * (\text{frequence}/100000000)^{1.5}$

correction sur la phase = $k2*\text{amplitude}^{2.1} * (\text{frequence}/100000000)^{1.4}$

(k1 et k2 sont des constantes)

Aux fréquences élevées (disons au dessus de 10MHz), si on recherche la précision et si on n'est pas gêné par le bruit sur la mesure, on n'a pas intérêt à appliquer plus de 0dBm sur les entrées (A) et (R); car les corrections appliquées aux mesures ne seront jamais parfaites.

- **La dynamique de mesure** : si l'on regarde la dynamique de mesure de l'appareil, on voit qu'elle diminue aux fréquences élevées . 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 " . Il peut y avoir aussi des fuites de la boîte entre les voies (A) et (R). 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 est alors améliorée aux fréquences élevées.

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

- **La durée d'un balayage** (sweep time) est fonction de 5 paramètres :
 - . le nombre de phases par cycle
 - . l' ADC Over Sample Ratio (OSR)
 - . le nombre de points de mesures par balayage (meas/scan)
 - . le nombre de cycles par mesure (cycles/meas)
 - . le temps de stabilisation (stabilization delays)

Voici quelques exemples relevés sur l'analyseur :

phases/cycle	ADC OSR	meas/scan	cycles/meas	Stabilization delay	Sweep time
8	512	401	1	1 ms	19,2 s
		201			9,6 s
		101			4,85 s
		51			2,5 s
8	512	401	2	1 ms	37,5 s
			4		64 s
			8		122 s
8	1024	401	1	1 ms	26 s
	2048				45 s
	4096				70 s
4	512	401	1	1 ms	12,8 s
		201			6,4 s
		101			3,2 s
		51			1,6 s

Pour l'instant, on n'a pas encore établi une formule pour estimer la durée d'un balayage en fonctions des 5 paramètres.

Attention, lorsque l'on utilise que 4 phases par cycle; les harmoniques 3 et 5 ne sont pas rejetées, les erreurs de mesure seront d'autant plus fortes de la fréquence est élevée et que les niveaux sur les entrées sont importants. Si on veut de la précision, il vaut mieux utiliser 8 phases par cycle.

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 .

L'épaisseur de tous les autres circuits imprimés est de 1,6mm ; le matériaux est du FR4 . Pour le filtre passe-bande à 400MHz, 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.

L'encre de certain stylos résiste mal au perchlorure de fer, j'ai un stylo de la marque staedtler qui résiste assez bien.

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 (en frottant avec un chiffon).

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'AD9951 , la largeur des traces n'est que de 0,25mm, il faut être plus soigneux.

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

Pour souder les deux circuits AD9951 , dont l'entre-axe des pattes n'est que de 0,5mm, 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 .

La partie métallique, située sous le boîtier de l'AD9951, doit être reliée à la masse. Pour réaliser cette liaison, on a fait un petit trou carré dans le circuit imprimé, juste dessous l'AD9951. Puis, à travers ce trou, on a soudé une toute petite feuille de cuivre entre le plan de masse et le dessous de l'AD9951.

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 .

Cliquer sur le bouton «adjustment», inscrire la fréquence de l'horloge utilisée : 20MHz ou 400MHz Suite à changement de fréquence entre 400MHz et 20MHz (ou entre 20MHz et 400MHz), il est nécessaire de quitter le programme, puis de le redémarrer, de façon à valider (ou dé-valider) la PLL de l'AD9951.

Ensuite, choisir de mesurer : "gain (U) vs frequency" ; balayer entre 5KHz et 150MHz

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 . De même chez Johanson Technology avec le logiciel MLCSOFT.

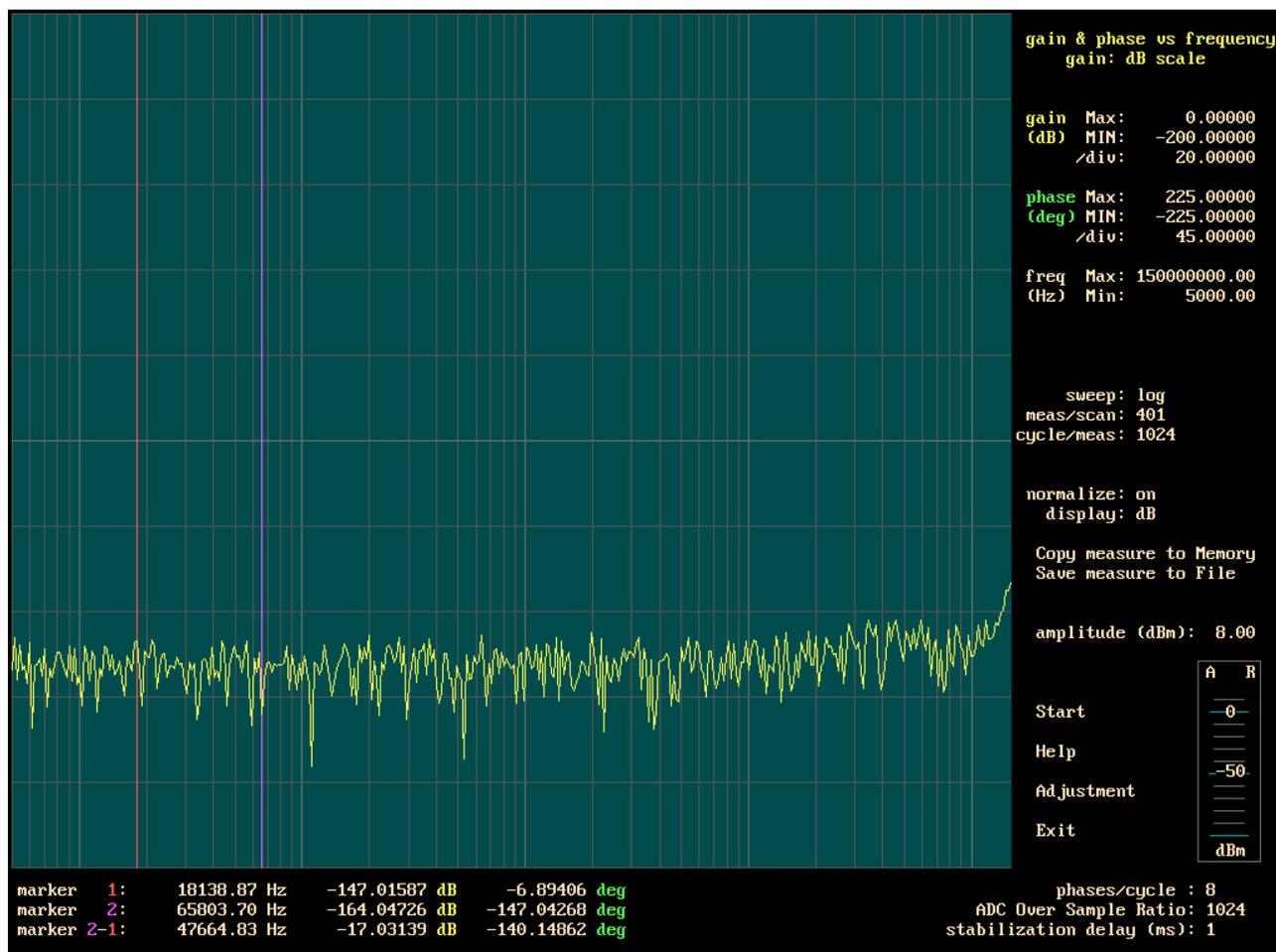
On trouve aussi sur internet des programmes qui permettent de calculer l'inductance et le facteur de qualité de self à air , on peut fabriquer facilement des selfs à air et vérifier la corrélation avec les données du programme (principalement le facteur de qualité).

Pour les condensateurs et les selfs, la mesure de coefficients de qualités élevés est toujours difficile, surtout aux fréquences élevées; car il faut une très grande précision sur la mesure de la phase.

Dans le cas de la mesure d'un condensateur, par exemple, pour s'assurer que la mesure n'est pas

complètement fautive, il faut lui associer une self (avec un Q le plus élevé possible). On mesure alors le Q du circuit résonnant ainsi créé, ce qui est une mesure facile puisqu'il suffit de mesurer les fréquences pour lesquelles la rotation de phase est de + ou - 45 degrés. On doit avoir alors $Q(LC)=Q(L)*Q(C)/(Q(L)+Q(C))$.

Souvent, aux fréquences élevées, on se trompe. On croit que l'on mesure juste une capacité ou une self; en fait, on mesure un composant qui a un schéma équivalent plus compliqué et qui ne peut pas se résumer à juste une self ou une capacité, d'où des erreurs d'interprétation des mesures. Par exemple, lorsque l'on mesure une self avec la configuration série; aux fréquences élevées il arrive que la phase de l'impédance dépasse 90 degrés. Cela ne veut pas dire que le coefficient de qualité de la self est infini, mais cela veut dire que notre self n'est plus seulement une self, mais est aussi (un peu) une ligne à retard.



Dynamique de mesure de l'analyseur

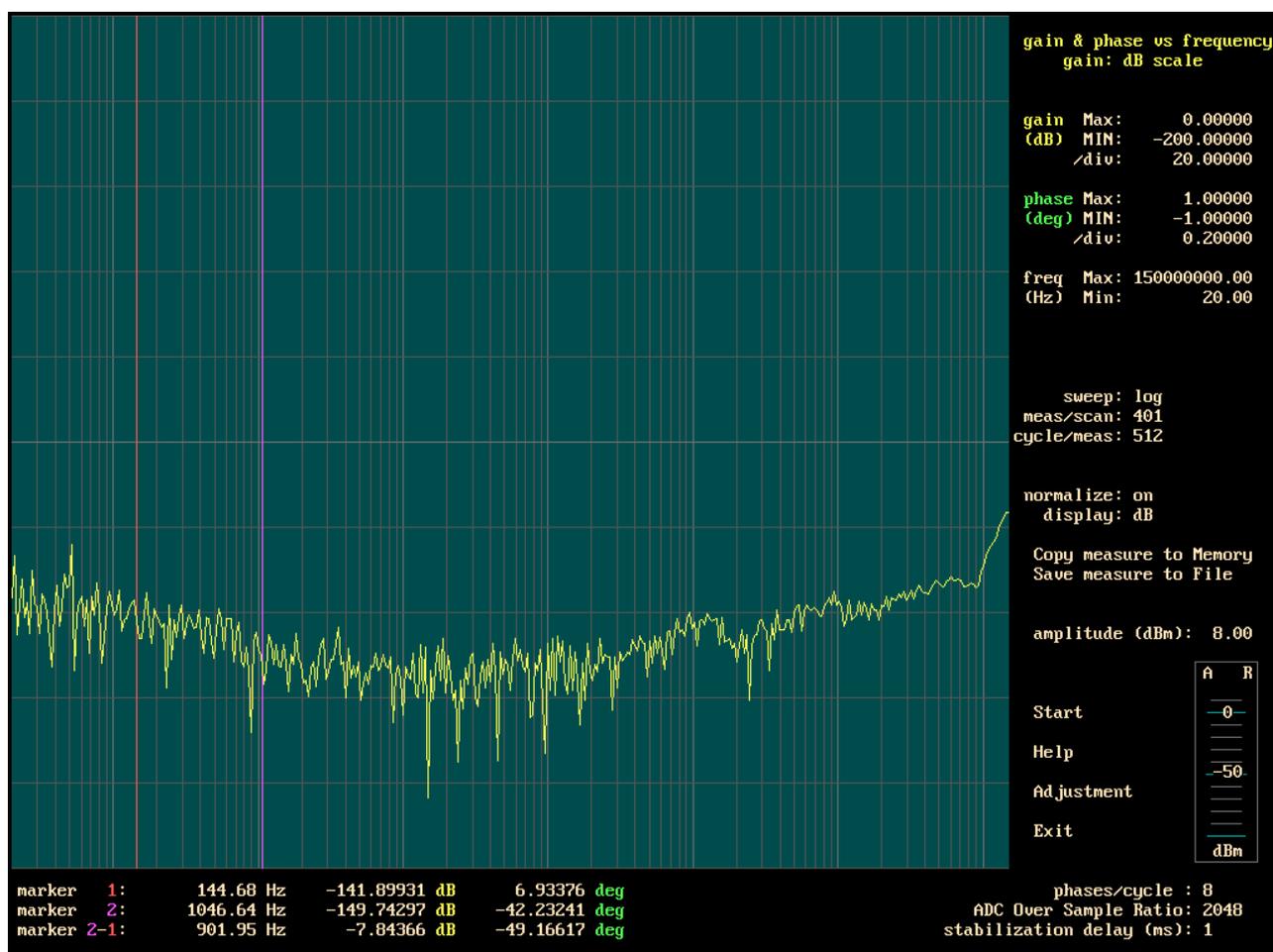
Pour relever cette courbe, on place un atténuateur de 30dB sur la voie (R) et une liaison directe sur la voie (A). L'amplitude des générateurs est de 8dBm.

On fait une normalisation, puis on ouvre l'entrée (A) pour faire la mesure.

La plage de fréquence va de 5000Hz à 150MHz, l'échelle verticale est de 20dB/division.

Les paramètres de mesures sont : OSR=1024, cycles/meas=1024, phases/cycle=8
 Avec un nombre de cycles/mesure aussi élevé, il faut environ 6 heures pour tracer cette courbe.
 En augmentant encore le nombre de cycles/mesures, la dynamique pourrait probablement être encore augmentée, sauf au dessus de 120MHz où c'est le manque de séparation entre les voies (A) et (R), qui limite la dynamique.
 Une dynamique > 140dB (en dessous de 130MHz), cela correspond à une impédance mesurée supérieure à 1000M Ω , quand on mesure une impédance avec la configuration série.

Ne pas oublier, qu'il existe deux fréquences où la dynamique n'est que de 105dB : 100MHz+15Hz et 100MHz-15Hz (à cause du bruit à 100MHz présent en sortie du générateur).
 Avec un balayage en fréquence logarithmique, on a peu de chance de tomber sur ces fréquences; avec un balayage linéaire ça peut arriver, on peut alors indiquer que la fréquence de l'horloge n'est pas exactement de 400MHz (en rajoutant un décalage de quelques ppm).



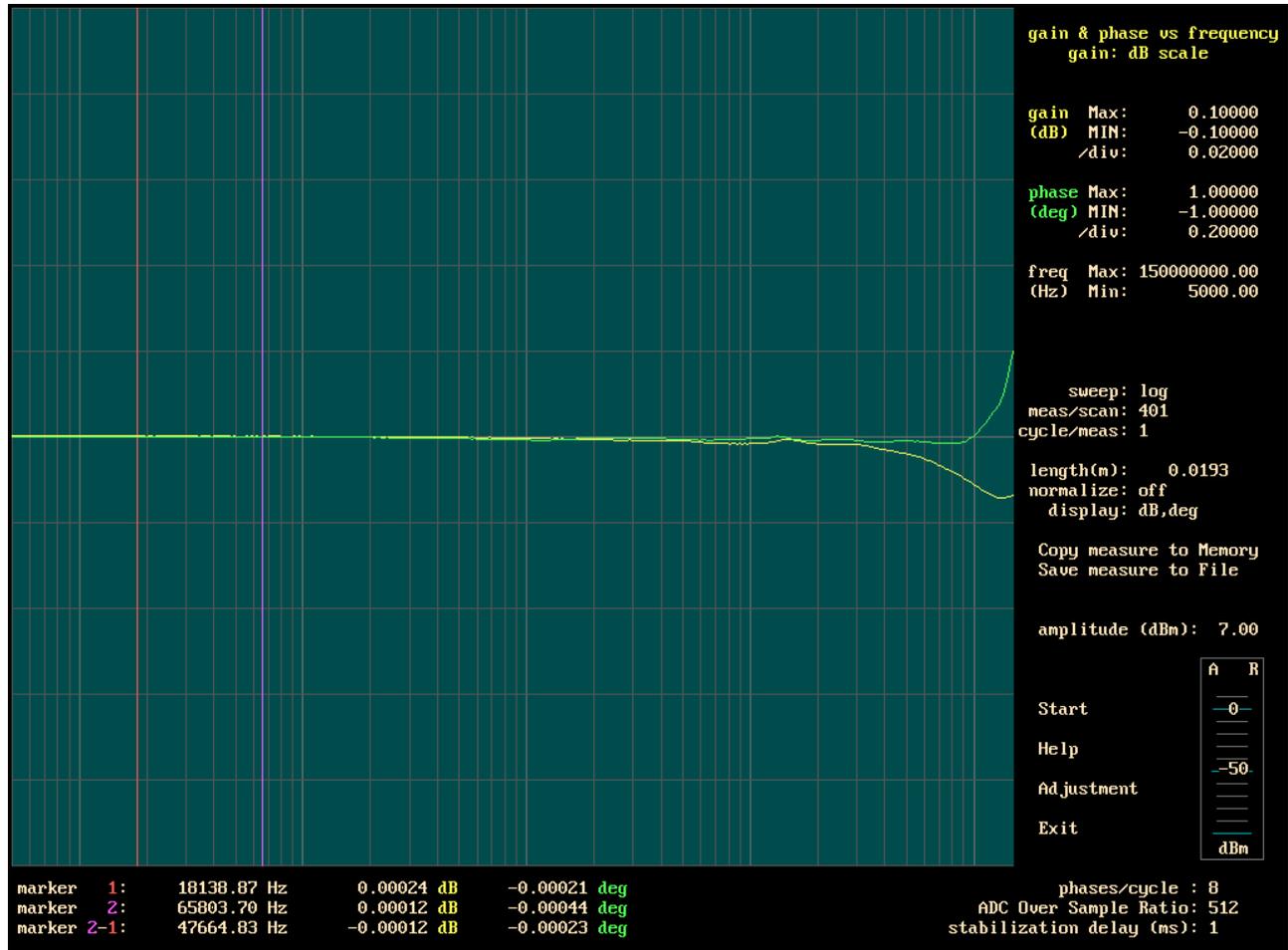
Dynamique de mesure de l'analyseur (sans atténuateur sur la voie (R))

La plage de fréquence s'étend de 20Hz à 150MHz.
 Au dessus de 2KHz, les paramètres de mesure sont : OSR=1024, phases/cycle=8, cycles/meas=1024, amplitude=8dBm
 Au départ, à 20Hz, l' OSR est de 32768, puis on le diminue progressivement et dans le même temps, on augmente le nombre de cycles par mesure.
 A 150MHz, on remarque que l'on a perdu presque 20dB de dynamique par rapport à la courbe avec

un atténuateur sur la voie (R). Ce qui indique que c'est le manque de séparation entre les voies (A) et (R) qui limite la dynamique.

Aux fréquences basses, c'est une partie du signal de l'oscillateur local (que l'on retrouve en sortie des mixeurs), qui limite la dynamique de mesure.

Cette courbe, montre la plus grande dynamique que l'on peut espérer atteindre (sans atténuateur sur la voie (R)); il faut pratiquement 6 heures pour tracer cette courbe !

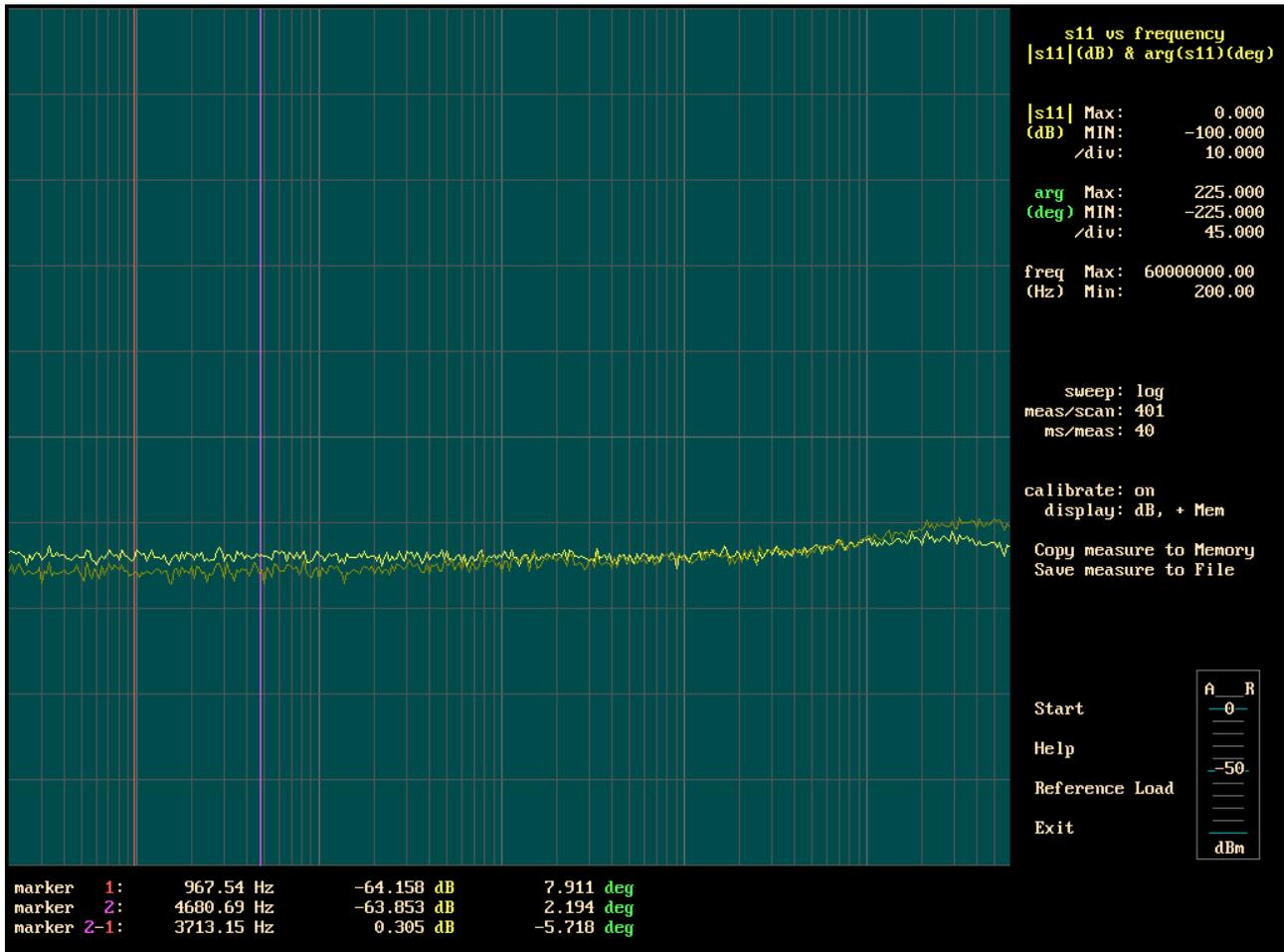


Différence de gain entre la voie (A) et la voie (R)

Cette mesure a été faite sans normalisation . Grâce au menu «adjustment», on a corrigé la différence du gain et de la phase aux fréquences basses (correction indépendante de la fréquence) . La correction de longueur a également été faite (afin de compenser la différence de longueur entre la voie (A) et la voie (R)) .

Si dans la plage de fréquence sur laquelle on fait des mesures, ces différences de gain et phase sont jugées acceptables, alors il n'est pas nécessaire de procéder à une normalisation .

Cependant, la moindre différence de longueur de câble entre la voie (A) et la voie (R), entraîne rapidement de grosses différences de phases et de gains; surtout aux fréquences élevées. C'est pourquoi la normalisation est souvent bien utile.

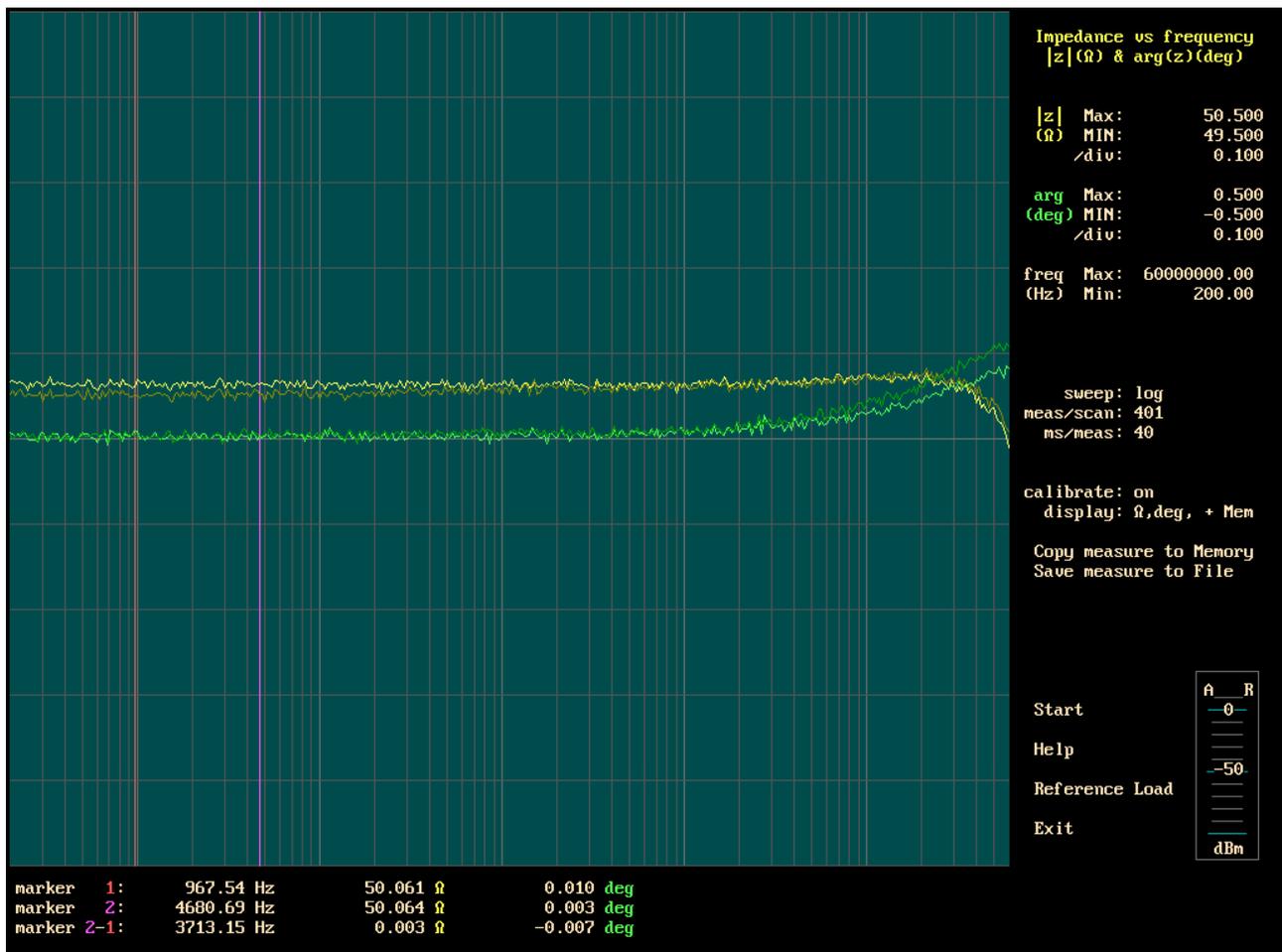


Mesure de l'impédance sur les entrées A et R de l'analyseur (sous la forme S11)

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

N'ayant construit qu'un seul analyseur 150MHz, on doit se contenter d'une mesure jusqu'à 60MHz. Aux fréquences basses , c'est la précision de $R1+R2=50\Omega$ qui définit la valeur de s11 .

Aux fréquences élevées un petit condensateur de 2,7pF (en parallèle sur R1) contribue à améliorer la valeur de s11 .

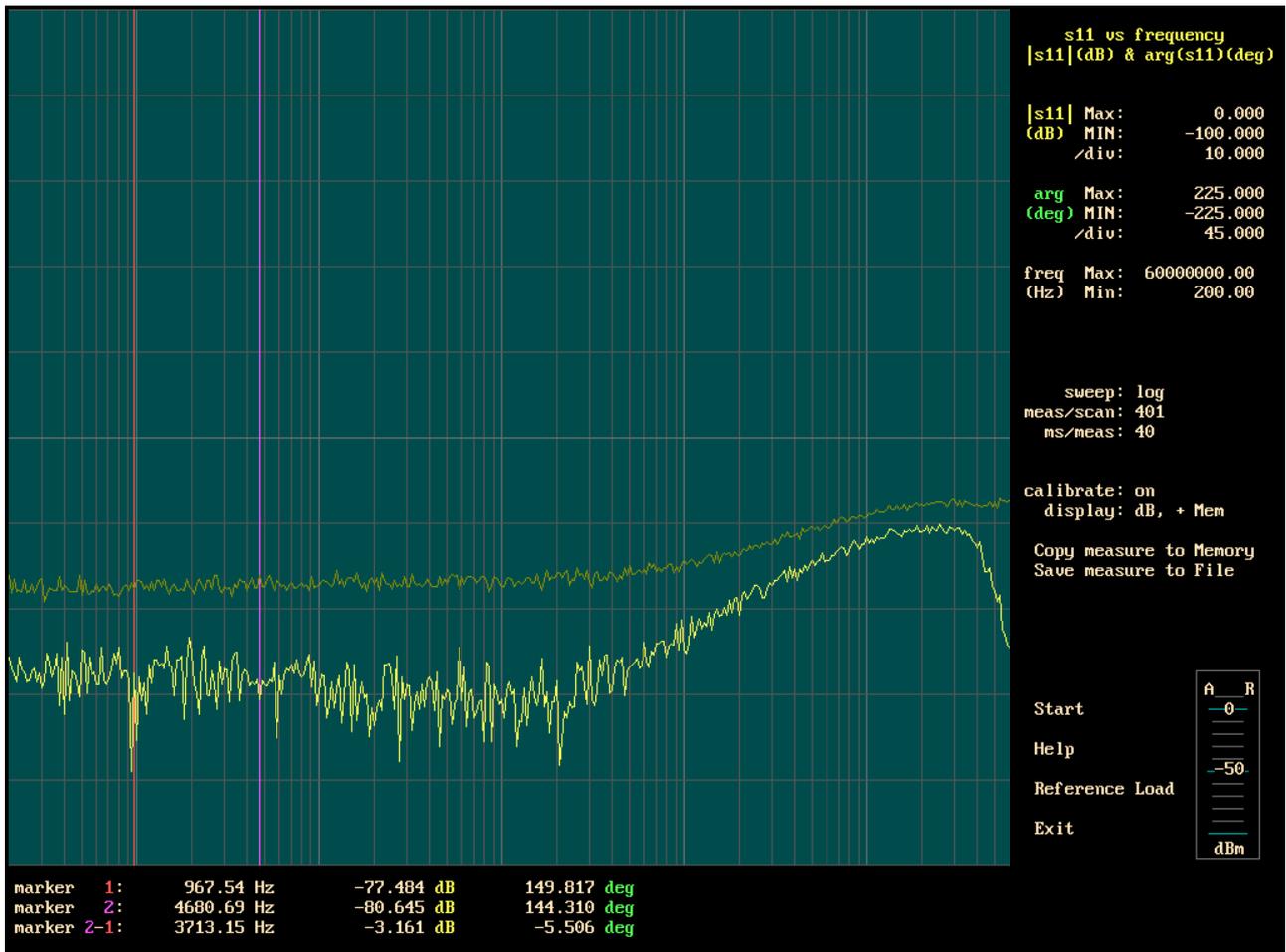


Mesure de l'impédance sur les entrées (A) et (R) de l'analyseur

Voici la même mesure que la précédente, mais cette fois ci sous la forme du module et de l'argument de l'impédance.

Les échelles sont : $0,1\Omega$ par division et $0,1$ degrés par division.

Ces mesures ne sont valables que dans la mesure où on peut avoir confiance dans la résistance de référence qui a servie à la calibration. Malgré les corrélations que l'on peut faire, il demeurera toujours un doute sur la précision des mesures.



Mesure de l'impédance de sortie des générateurs (A) et (R) .

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

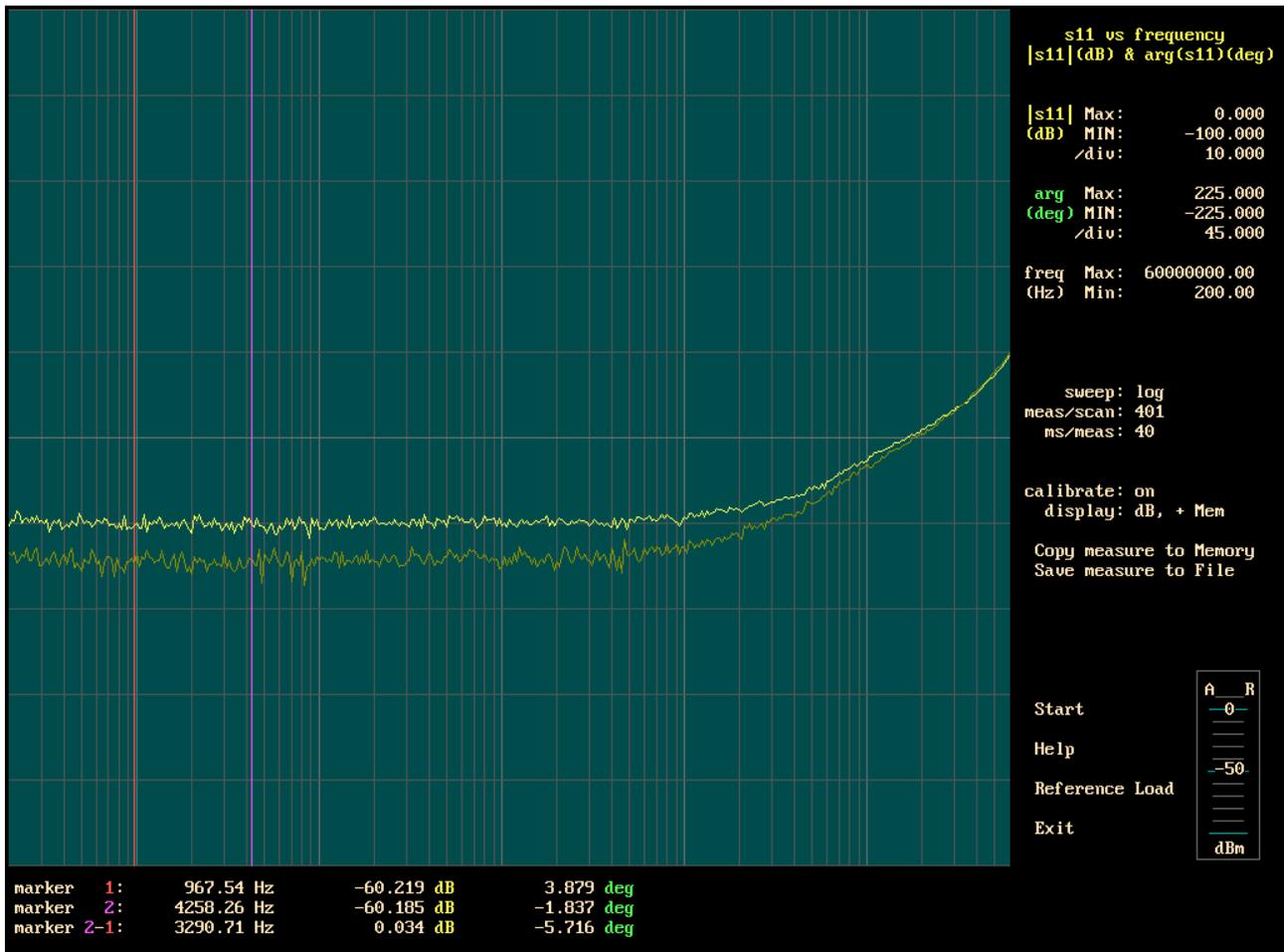
N'ayant construit qu'un seul analyseur 150MHz, on doit se contenter d'une mesure jusqu'à 60MHz. Dans l'application "analyseur de réseau" ; l'impédance de sortie de l'amplificateur OPA695 n'ajoute pas d'erreur sur la mesure du gain ; donc on la considère comme nulle .

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 connexion à la masse doit être très courte).

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

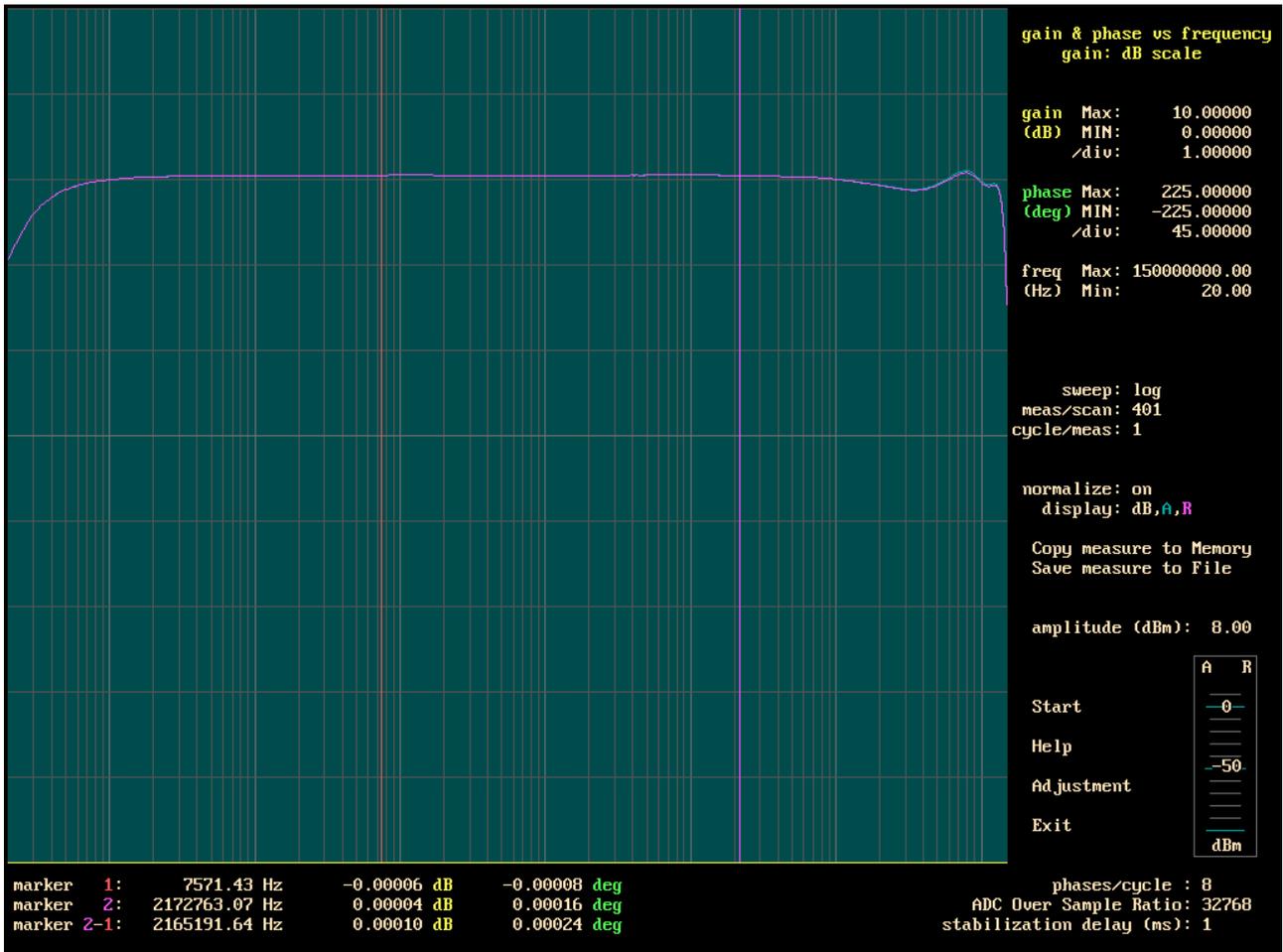
Les condensateurs en parallèles avec les résistances de sortie de 50Ω ont une valeur de 0,75pF .

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 à -40dBm.
Faire la mesure avec un deuxième analyseur de réseau .



Amplitude du signal sur les sorties des générateurs (A) ou (R) .

La courbe violette montre la variation de l'amplitude du signal en sortie des générateurs (A) ou (R) (entre 20Hz et 150MHz, avec 1dBm/division).

A 20Hz, la décroissance de 1dBm provient des condensateurs de 330uF (présents en sortie du filtre passe bas 150MHz et sur l'émetteur du transistor BFR520).

Aux fréquences élevées, et malgré la résistance de 180Ω sur l'entrée des MC1496, le gain des mixeurs varie un peu avec la fréquence, il y a donc une certaine incertitude sur la mesure affichée. Le résonateur (22nh, 51Ω, 47pf) placé à la sortie du filtre passe_bas 150 MHz, aide à compenser la perte d'amplitude naturelle des générateurs DDS aux fréquences élevées.

L'analyseur de réseau est précis pour la mesure du rapport A/R, par contre il n'est pas précis pour la mesure du niveau sur les entrées (A) ou (R), c'est juste une mesure indicative. Les marqueurs n'indiquent que la mesure du rapport A/R.

L'amplitude en sortie de l'AD9951 étant programmable, on aurait pu essayé de maintenir une amplitude davantage constante en sortie des générateurs. Toutefois, notre interface USB et le micro-contrôleur n'étant pas assez rapide, cela aurait ralenti les mesures.

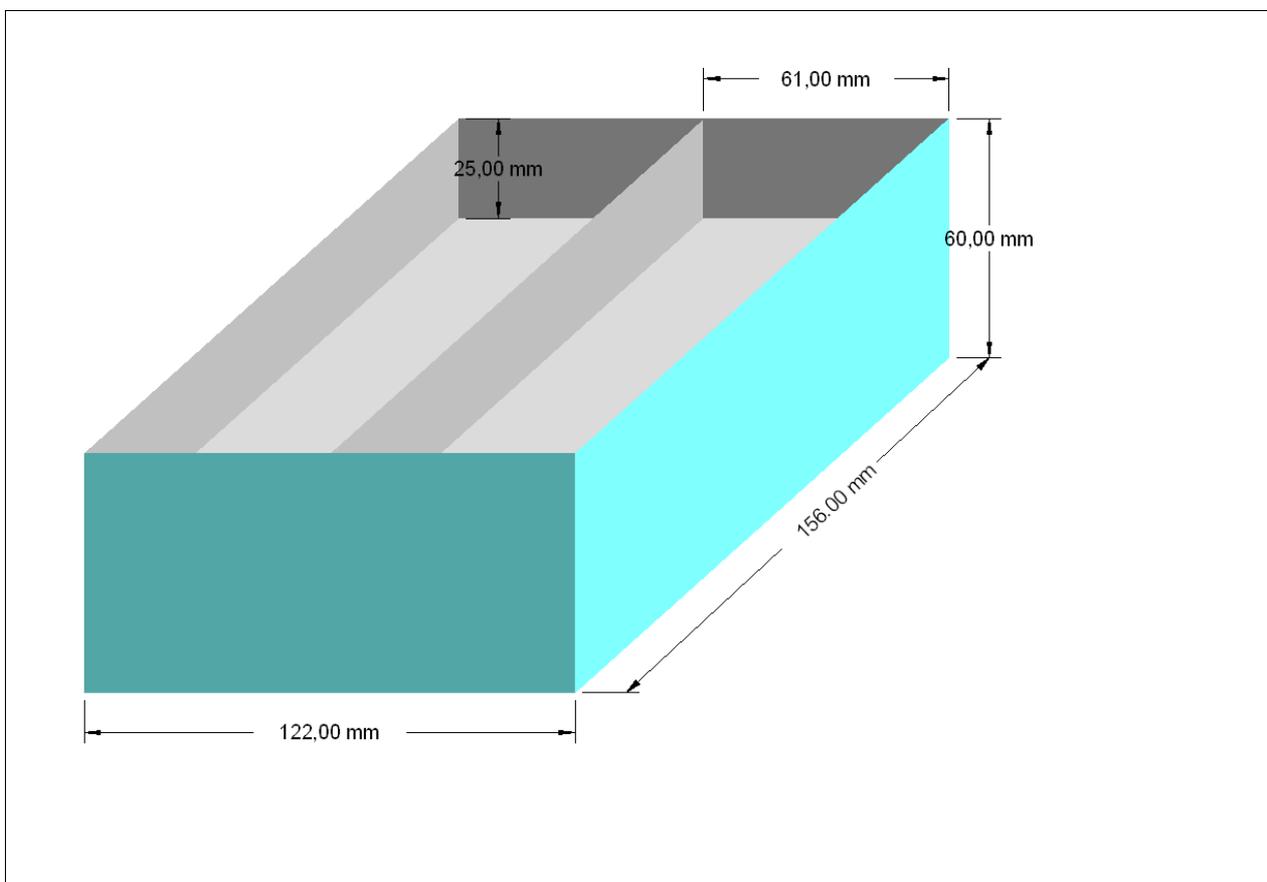
Pour mesurer à des fréquences plus basses que 1000 Hz

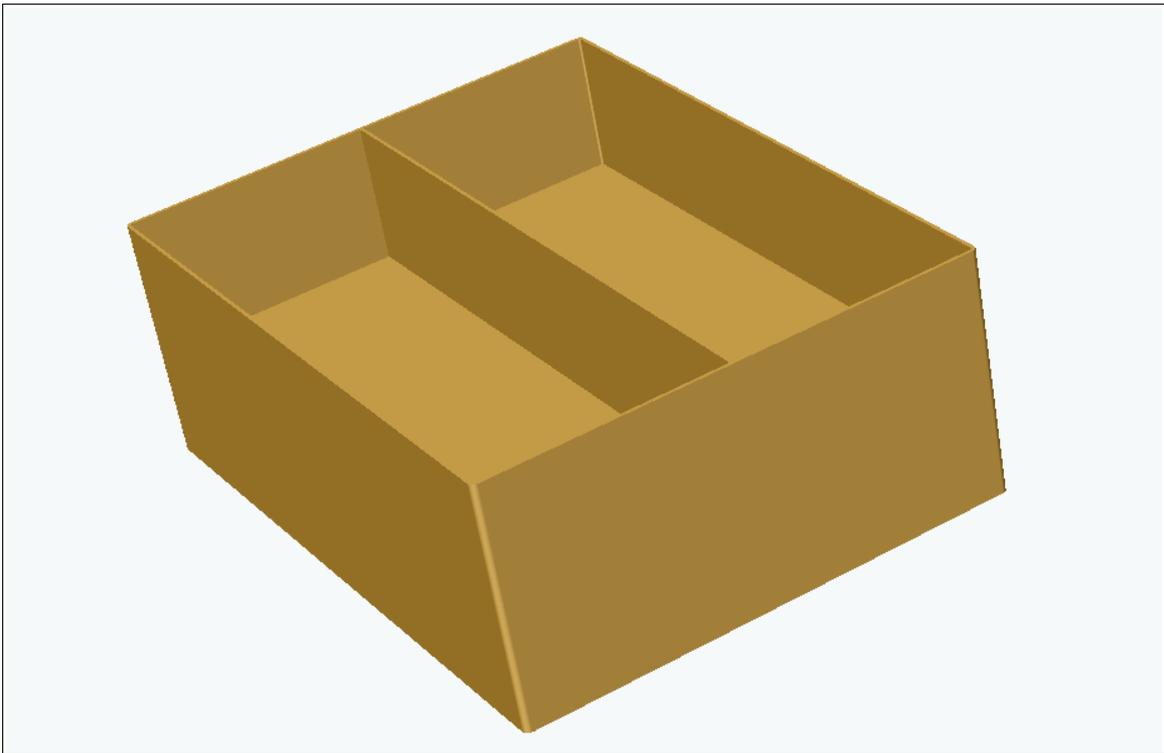
Il est possible de faire des mesures jusqu'à 20Hz. Cependant, plus on veut mesurer à des fréquences basse, plus il faut augmenter la valeur de l' OSR et plus le balayage est lent. Lire le paragraphe : ADC over sampling ratio (OSR).

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

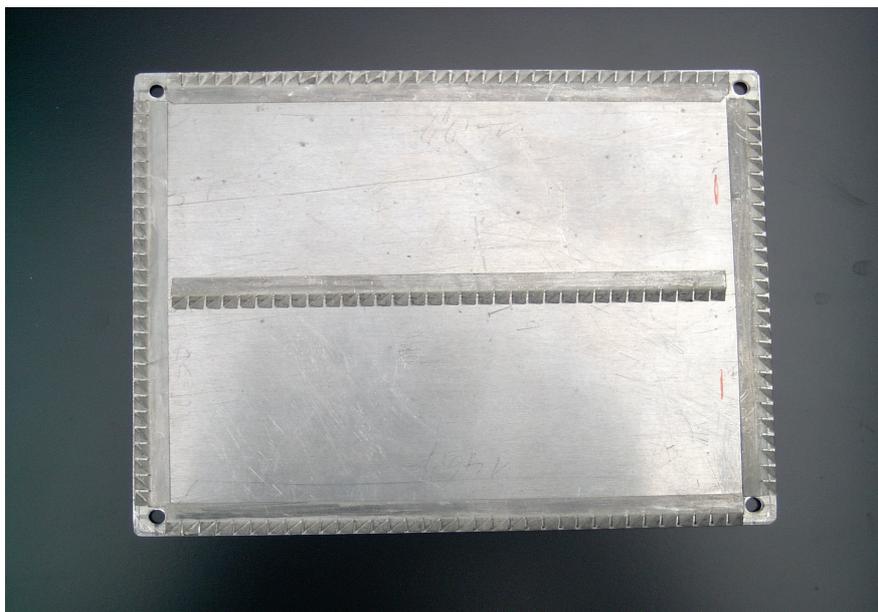
Il y a un pliage aux 4 angles de la boîte.

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

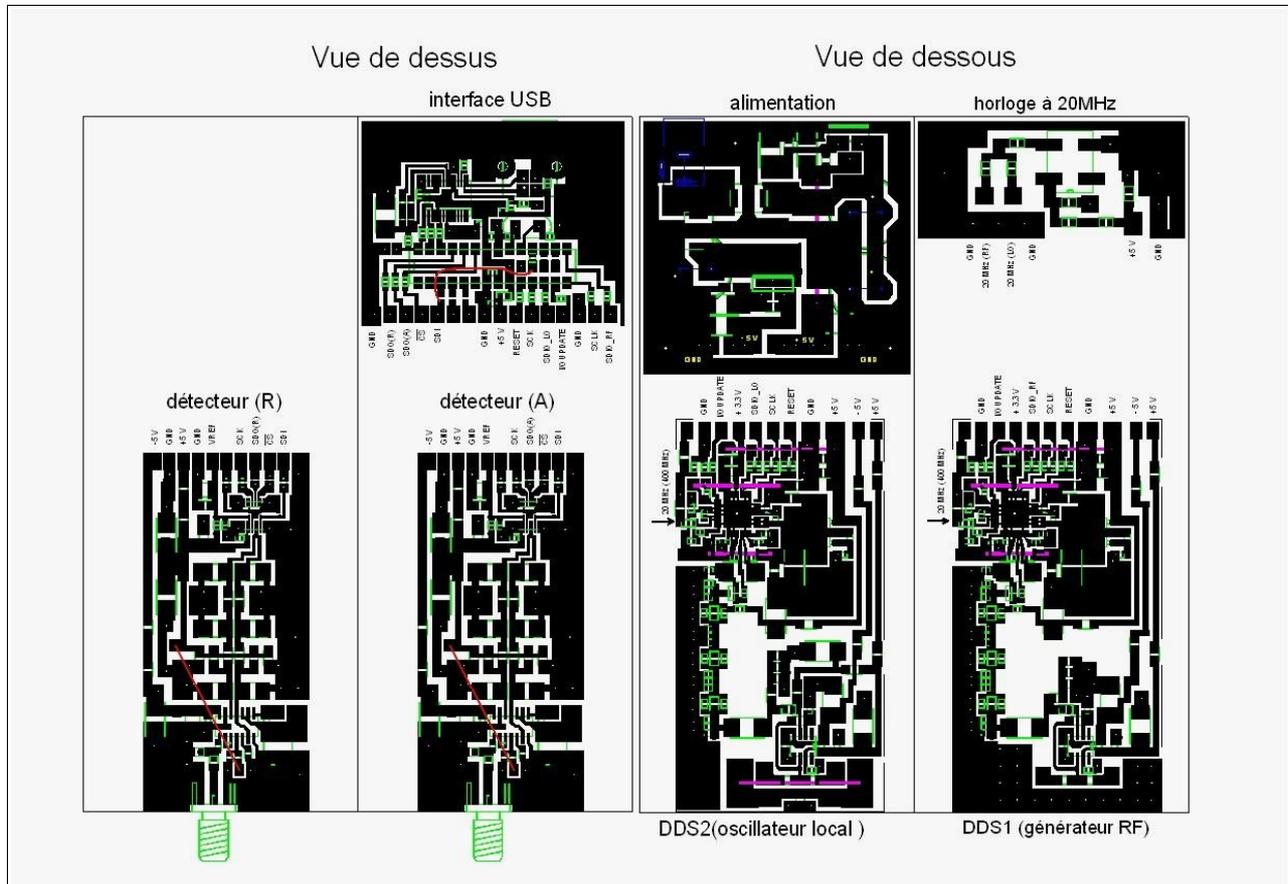
La séparation verticale et les deux séparations horizontales sont réalisées avec trois plaques de tôle de dimensions : 154mm*60mm*0,8mm .

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

Sur les couvercles, un joint métallique déformable assure une certaine étanchéité entre les voies (A) et (R). L'épaisseur des couvercles (2mm) n'est pas suffisante; lors de l'écrasement du joint métallique le couvercle se déforme un peu, il faudrait au moins 3mm d'épaisseur.



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 .



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

Attention !!!

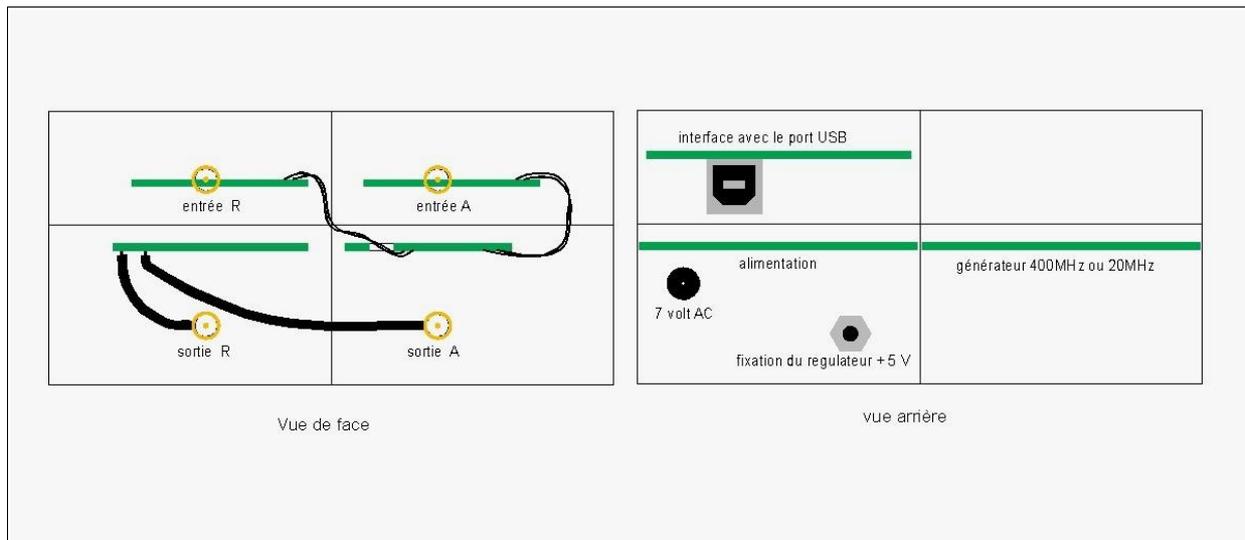
L'analyseur actuellement réalisé correspond (électriquement) aux schémas présentés. Au niveau des circuits imprimés, le dessin ci-dessus correspond à une nouvelle étude.

Sur la version actuelle de l'analyseur, certains composants de DDS1 et DDS2, sont placés du côté du plan de masse (transistors BFR520 et quelques 330uF); (il y a eu quelques bidouillages sur le circuit imprimé pour faire la mise au point !).

La nouvelle étude a donc remis tous les composants sur le dessus du circuit imprimé (pour DDS1 et DDS2). Il y a aussi quelques modifications mineures du circuit imprimé pour les détecteurs.

Les circuits imprimés correspondant à cette nouvelle étude (pour DDS1 et DDS2 et les détecteurs) n'ont pas encore été réalisés et donc testés. Les risques de problème avec cette étude sont faibles car le schéma électrique est identique et la disposition des composants critiques n'a pas changé.

Pour l'instant, n'ayant pas d'autres AD9951, on n'hésite à dessouder ceux que l'on a sur notre prototype pour les ressouder sur la nouvelle étude (de peur de les abimer lors de la transplantation !).



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

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 connexion USB) dans le micro-contrôleur.

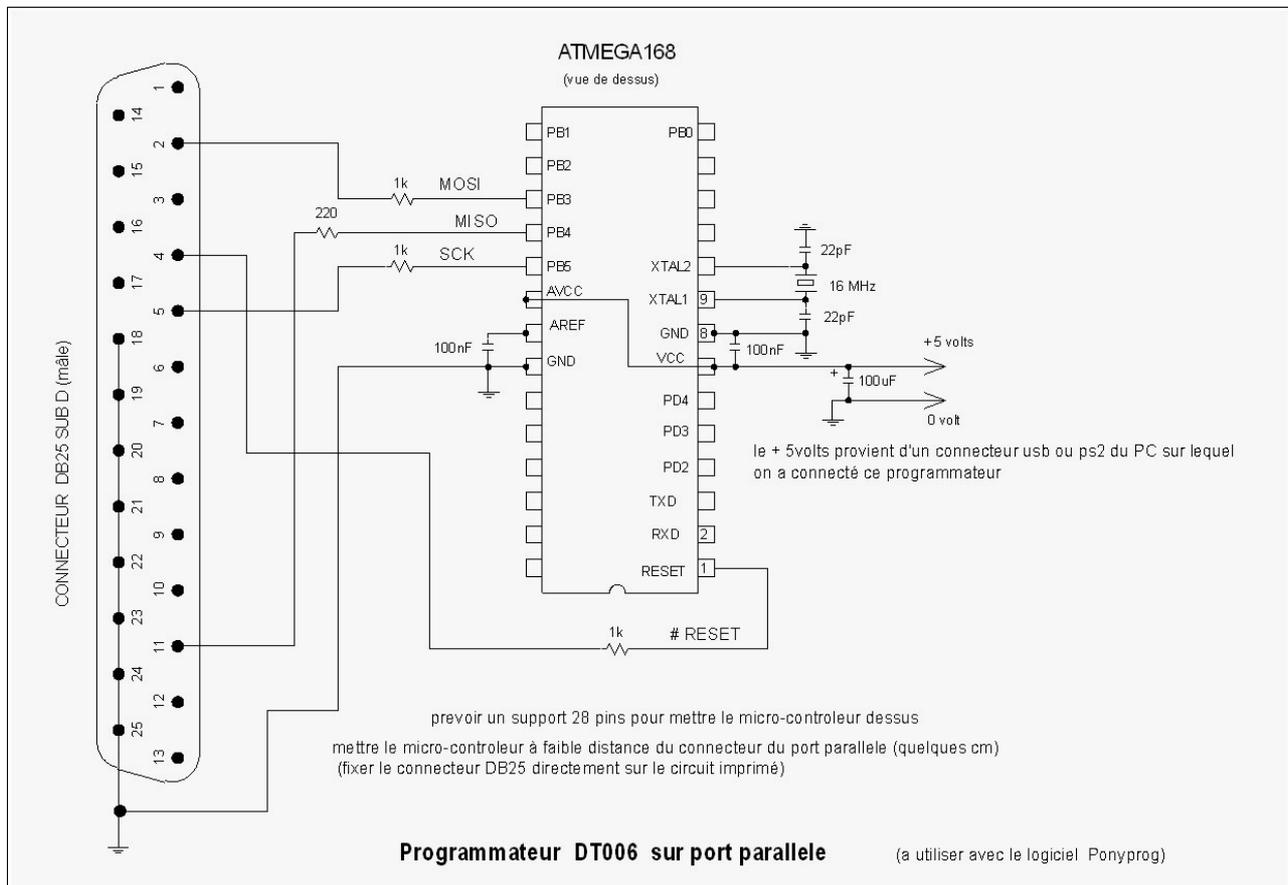
Utiliser le programme source : xxxxxxxx

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> (parallel 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 (xxxxxx.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 CKSEL0

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

Refer to device datasheet, please

Cancel OK Write Read

Etat de la configuration et des security bits