

# Milliwattmètre RF et/ou « sniffer »

Jean-Paul Gendner, F5BU, f5bu@orange.fr

## PRÉSENTATION

Cet article décrit la réalisation d'un milliwattmètre utilisable de 1 MHz à 3 GHz et ayant une sensibilité allant de 50 dBm (10 nW) à +10 dBm (10 mW) dans une large plage de fréquences. Il peut donc aussi être utilisé comme « sniffer » en y branchant simplement une antenne. La détection est effectuée avec un circuit AD8362 d'Analog Devices, et deux versions successives de l'appareil ont été réalisées pour gérer le signal de sortie du détecteur.

La première version, analogique, est dotée d'un affichage à aiguille de la puissance en dBm et en W, et d'un « bar graphe » à DEL commandées par un circuit de détection de crêtes pour la visualisation de signaux brefs, typiques par exemple des téléphones mobiles ou sans fil. Des sorties analogiques de ces deux informations sont disponibles pour des mesures plus précises avec un voltmètre numérique et/ou la visualisation et la mesure de durées de trains d'ondes (bursts) à l'aide d'un oscilloscope ou d'un enregistreur.

La deuxième version, mettant en œuvre un microcontrôleur MSP430 de Texas Instruments, est dotée d'un afficheur LCD de 2 lignes de 16 caractères qui affiche les valeurs minimales, maximales et moyennes détectées. Une ligne affiche ces valeurs sous forme numérique, l'autre sous forme pseudo graphique.



## INTRODUCTION

D'année en année, avec le temps qui passe, les circuits électroniques se perfectionnent de plus en plus rapidement et les fréquences utilisées ne cessent d'augmenter. Alors, depuis longtemps, je cherchais à m'équiper d'instruments de mesure allant aussi « haut » que possible en fréquence. En 2002 j'avais réalisé un milliwattmètre avec un circuit AD8307 de Analog Devices (voir l'article dans RREF N° 747 de septembre 2002). Il permettait de « monter » au maximum à 500 MHz. Bien que encore sensible à des signaux de fréquence un peu plus élevée, il lui était impossible d'effectuer des

mesures aux fréquences des téléphones portables, des sans-fil, des systèmes Wifi ou des fours à micro ondes. J'avais aussi ragé, lorsque travaillant sur un préamplificateur 144 MHz qui fonctionnait « bizarrement », mon analyseur de spectre ne m'avait pas permis de me rendre compte que j'avais une auto-oscillation vers 1,5 GHz.

Alors, lorsque j'ai récupéré quelques circuits AD8362 d'Analog Devices, je n'ai pas résisté à la tentation d'essayer de réaliser un nouveau milliwattmètre qui « monterait » plus haut en fréquence.

## L'AD8362

Le titre de la documentation est alléchant : "50 Hz to 3.8 GHz, 65 dB TruPwr™ Detector". Un détecteur RMS (Root Mean Square), c'est-à-dire mesurant la puissance moyenne à partir de la tension efficace vraie quelle que soit la forme du signal, une sortie linéaire en dB, une dynamique et une gamme de fréquences qui font rêver les anciens comme moi. Le tout destiné aux applications telles que : contrôle et mesure de puissance d'émetteurs, instrumentation RF, GSM, CDMA, TDMA, etc. Le schéma synoptique est donné par la figure 1.

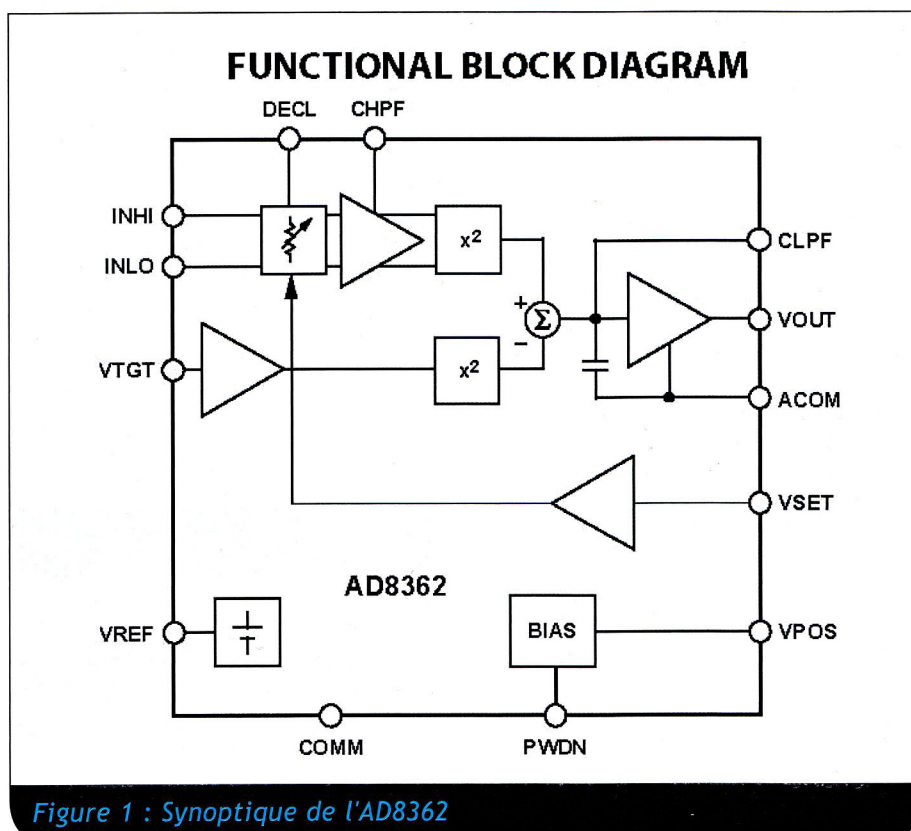


Figure 1 : Synoptique de l'AD8362

La fiche technique complète peut facilement être téléchargée sur [www.analog.com](http://www.analog.com), mais les principales caractéristiques sont :

- Sortie linéaire en dB de 50 mV/dB (46 à 54 mV à 900 MHz),
- Erreur de conformité à la loi logarithmique de  $\pm 0,5$  dB,
- 60 dB de dynamique, 65 dB à 900, 1900 et 2200 MHz avec une incertitude de  $\pm 1$  dB,
- Résistance d'entrée 100  $\Omega$  en asymétrique, 200  $\Omega$  en différentiel,
- Tension d'alimentation 4,5 à 5,5V,
- Consommation 20 mA.

Mais « la bête » n'est pas bien grosse : 4,4 x 5 mm avec 16 pattes ! Boîtier TSSOP avec 0,65 mm entre axes des broches. Il vaut mieux ne pas éternuer au mauvais moment !

### LE CIRCUIT DE DÉTECTION (SONDE)

Chacun le sait, pour réaliser un circuit imprimé « montant » à 3 GHz il faut des connexions courtes et des composants de qualité. N'ayant jamais réalisé auparavant de circuit travaillant à ces fréquences, je me demandais si j'arriverais à faire quelque chose qui marche raisonnablement bien. Je me suis bien sûr largement inspiré du circuit d'évaluation proposé par Analog Devices, mais celui-ci utilise des composants CMS de très, très

petite taille. Par ailleurs, je souhaitais pouvoir réaliser plusieurs circuits en utilisant le même circuit imprimé, mais en utilisant différents types de composants, afin de voir l'incidence sur les résultats. Comme sur le circuit d'évaluation il y a deux trous sans plan de masse juste à côté du circuit intégré, je les ai reproduits, bien que ne sachant pas trop quel était leur rôle.

Par ailleurs, la documentation précise que, pour obtenir pleinement les caractéristiques annoncées, il faut une entrée symétrique du signal sur INHI et INLO, sinon il y a diminution de la dynamique de 10 à 15 dB pour les fréquences au-dessus de 500 MHz ! Pour passer d'asymétrique à symétrique, la documentation préconise l'utilisation d'un transformateur, monté, à priori, en BALUN de Guanella de rapport 1 : 4. Un tel transformateur me semblant très difficile à réaliser à ces fréquences, j'ai plutôt prévu une attaque par simple liaison capacitive.

La documentation précise aussi qu'aux fréquences élevées un pont diviseur inductif peut améliorer les résultats.

Ne voulant faire fabriquer qu'un seul type de circuit imprimé, j'ai opté pour un circuit permettant différents types de montages et de composants. Ceci m'a amené à utiliser les empreintes des composants les plus gros et donc à une longueur de circuit pour la RF qui aurait pu être plus petite avec certains composants (surtout des condensateurs). Le schéma général donné par la figure 2 et le circuit imprimé ont été réalisés à l'aide de Kicad, logiciel « open source », entièrement gratuit (voir l'article page 18 dans Radio REF N° 833 de juin 2010). L1 et R2 ont été prévues pour d'éventuelles variantes, tout en sachant que, dans le mon-

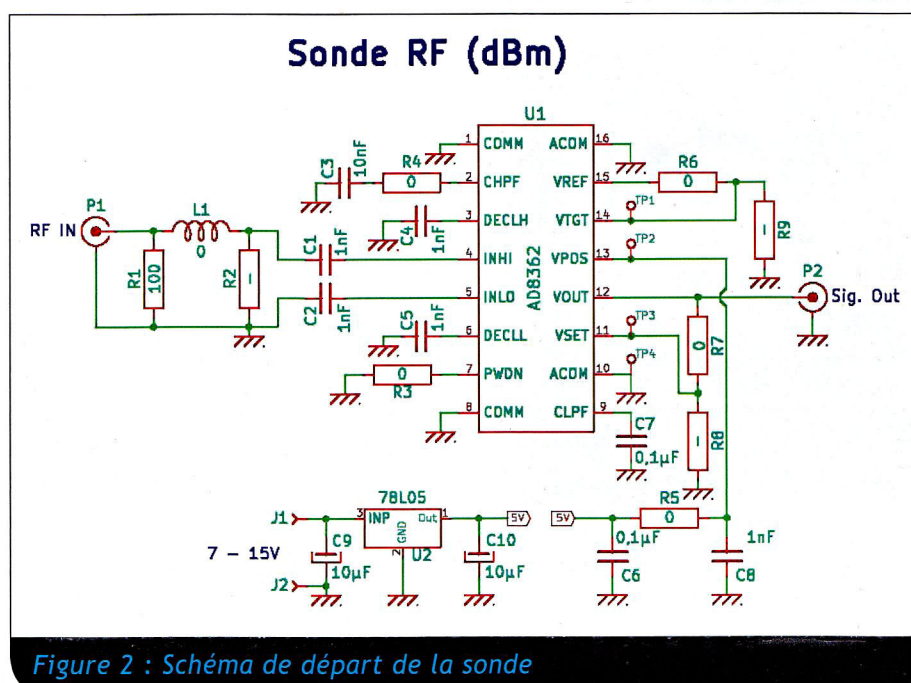


Figure 2 : Schéma de départ de la sonde

tage de base, L1 est un « simple » court-circuit et R2 est omise. La figure 3 montre le premier montage M1 réalisé avec des condensateurs ATC (American Technical Ceramics). La self L1 est réalisée par un « strap » en feuille de cuivre(1). La figure 4 montre le détail de la différence du montage M2 utilisant des capacités ATC miniatures prévues spécifiquement pour une utilisation aux fréquences élevées, et la figure 5 montre le détail du montage M4 qui comme le montage M3 utilise des condensateurs CMS 1206 « classiques », mais avec adjonction d'un circuit de « correction » décrit un peu plus loin.

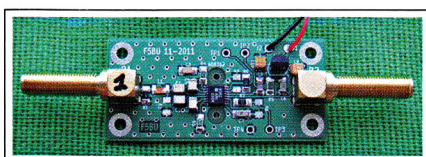


Figure 3 : Vue d'ensemble du Montage 1 (capacités ATC)

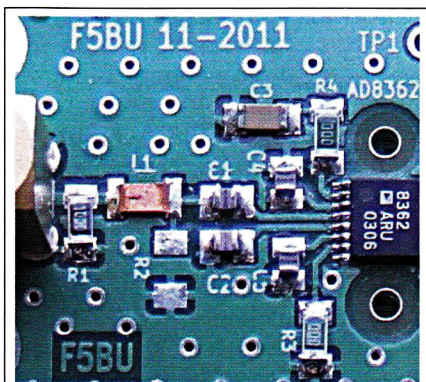


Figure 4 : Détail du montage 2 (capacité ATC miniatures)

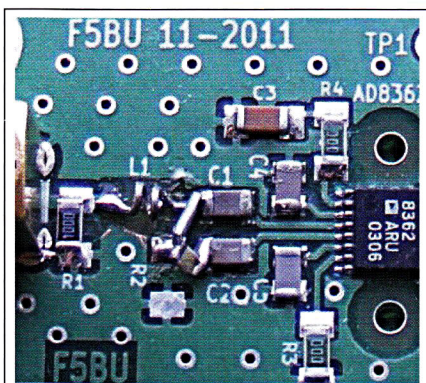


Figure 5 : Détail du montage 4 (capacités CMS 1206 et circuit de correction)

Eh bien, à ma très grande surprise, les résultats des 3 premières réalisations (avec condensateurs ATC, ATC miniatures et CMS classiques) sont très, très proches. Aussi, je ne donne, figure 6, que les courbes

relevées pour le montage 3, réalisé avec des composants CMS « classiques ». Deux choses sautent aux yeux :

- les courbes de -50 à -10 dBm indiquent une bonne constance du signal de sortie en fonction de la fréquence, avec une légère croissance avant d'arriver vers la fréquence de coupure. Il n'y a pas, ou très peu, d'artefacts.
- Au dessus de -10 dBm, un artefact centré entre 1 et 1,2 GHz devient de plus en plus important et un autre apparaît aux fréquences basses pour des niveaux supérieurs à 0 dBm (le tracé des courbes commence à 10 MHz).

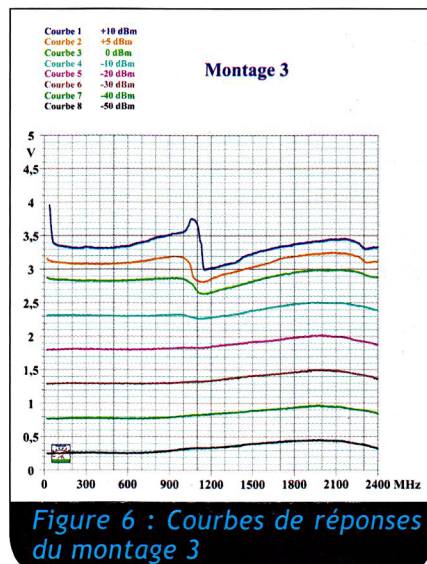


Figure 6 : Courbes de réponses du montage 3

Pour une utilisation en « sniffer », la légère croissance du signal de sortie avec la fréquence n'est absolument pas gênante. Si l'objectif est de faire des mesures les plus précises possibles, un circuit de compensation peut être réalisé. C'est Michel, F1CLQ, qui l'a réalisé pour moi et par la suite m'a prêté des instruments qui m'ont permis de tracer les courbes présentées. Le détail du circuit de compensation est visible sur la figure 4 et les courbes deviennent celles du montage 4 données figure 7. L1 est une self de 2 spires réalisée avec du fil argenté de 4/10e et le point commun entre la self et C1 va à la masse par une résistance de 110 Ω et une petite capacité de l'ordre du pF en série.

L'artefact présent pour les niveaux élevés aux environs de 1 GHz est évidemment très gênant et j'ai cherché à l'éliminer ou du moins à l'atténuer. Dans un premier temps,

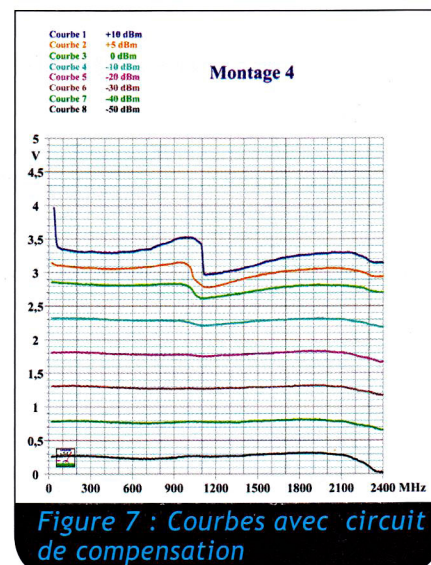


Figure 7 : Courbes avec circuit de compensation

vu mon manque total d'expérience dans ce domaine, je pensais qu'il était forcément lié à une mauvaise réalisation du circuit imprimé. Mais rapidement, j'ai réalisé que cet artefact, fonction du niveau du signal, ne pouvait provenir des composants passifs, dont fait partie le circuit imprimé ! J'ai alors testé le générateur et l'atténuateur en utilisant la sortie voltmètre d'un HP 431C Power Meter, et les réponses étaient plates à quelques dixièmes de dB près (voir premières remarques en fin d'article).

La documentation de l'AD8362 précisant qu'en cas d'attaque du circuit en asymétrie il y avait perte de dynamique, j'ai alors pensé que cet énorme artefact était dû à l'asymétrie du circuit d'entrée et ai souhaité tester l'utilisation d'un transformateur. J'en ai réalisé deux, mais avec des résultats décevants. Par contre, grâce à Michel, F5FLN, j'ai fini par obtenir un échantillon d'un transformateur TCM4-25 de Mini-Circuits prévu pour passer de 400 à 2500 MHz.

Avec l'aide d'un autre ami, j'ai réalisé un circuit imprimé unique spécifique pour pouvoir monter ce transformateur comme indiqué dans les spécifications de l'AD8362. Comme l'on pouvait s'y attendre, la bande passante est réduite par rapport à un couplage capacitif. Il y a aussi une ondulation des courbes de réponse, mais qui semble assez normale.

Par contre, l'artefact bien que réduit subsiste ! Là, je ne comprenais pas, et ai longtemps cherché l'erreur, avant de me demander s'il y en avait vraiment une, car la fiche technique est parfois difficile

à interpréter. Souhaitant obtenir une grande bande passante, j'ai abandonné cette solution mettant en œuvre un « transformateur ».

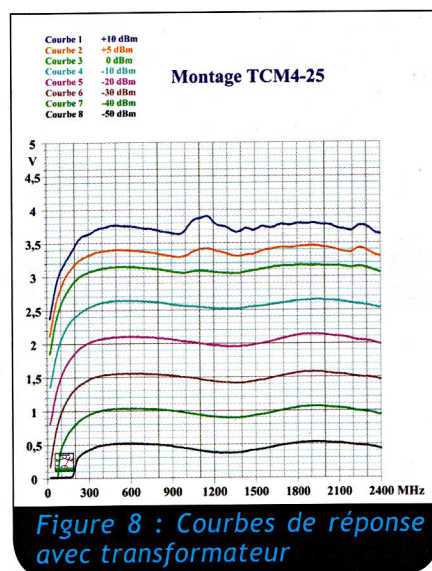


Figure 8 : Courbes de réponse avec transformateur

### CONDITIONNEMENT ANALOGIQUE DU SIGNAL

Dans un premier temps, j'ai réalisé un circuit analogique pour afficher les résultats sur un galvanomètre et une série de 15 DEL (5 dB par DEL, plus une DEL rouge indiquant un signal trop fort) pour une visualisation des impulsions. Le schéma est donné figure 9, et le montage figure 10.

### DESCRIPTION RAPIDE DU MONTAGE

Afin d'obtenir une lecture facile en dBm sur un voltmètre numérique et/ou un oscilloscope, U1A ramène

la sensibilité à 100 mV pour 10 dB et ajoute un décalage du zéro pour avoir 0,6 V pour 0 dBm en entrée. U1B est monté en suiveur de tension derrière un filtre passe-bas commutable. U2A et U2B servent de détection de crête avec des constantes de temps asymétriques : montée rapide, descente lente. Le commutateur SW3 n'a pas été monté, le signal de U2B étant toujours utilisé pour les DEL, pilotées par U4 et U5. SW4 et SW5, prévus pour commuter entre l'allumage de toutes les diodes jusqu'à la valeur du signal et l'allumage juste de la dernière n'ont pas été montés non plus, pour limiter la consommation de courant, en optant pour le câblage « diode unique ».

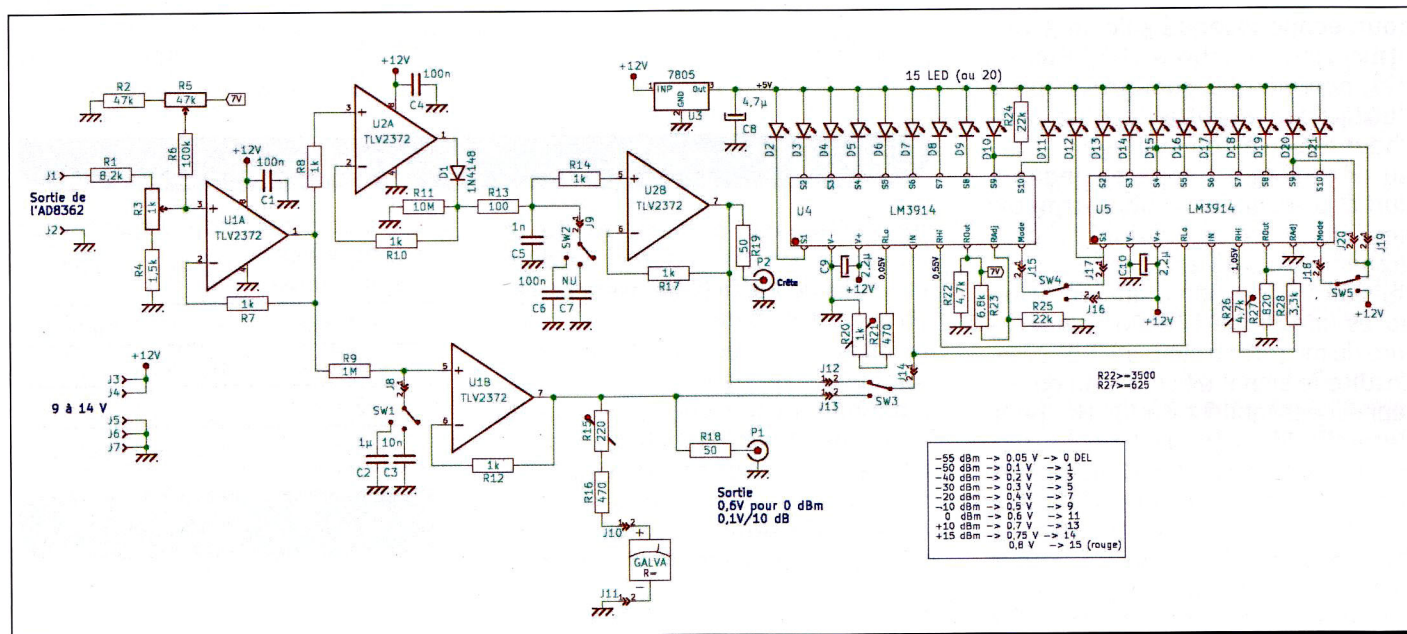
Les résultats obtenus sont très satisfaisants, toutefois l'indication des valeurs maximales de « burst » RF par les DEL n'est pas toujours facilement lisible, même en modifiant la constante de temps de maintien de l'affichage.



Figure 10 : Réalisation "analogique"

### CONDITIONNEMENT NUMÉRIQUE DU SIGNAL

Dès le départ de la réalisation du circuit de conditionnement, je m'étais dit qu'un traitement numérique donnerait sans doute de meilleurs résultats, mais je n'étais pas, ou plus exactement plus, équipé pour programmer des microcontrôleurs. De 1996 jusqu'à mon départ à la retraite en 2007, j'avais en effet, professionnellement, réalisé des systèmes d'acquisition de données avec des MSP430. Alors, lorsque, par hasard, j'ai vu que Texas Instruments proposait un petit kit de développement à quelques 5 € (!), je n'ai pas résisté à la tentation. Bien que les microcontrôleurs aient beaucoup évolués entre temps, je me suis rapidement retrouvé en terrain connu. Le résultat est une deuxième version du circuit de conditionnement. Comme il fallait refaire un circuit imprimé, j'en ai profité pour mettre sur un seul circuit la partie détection, un peu améliorée, et le conditionnement. Le montage est montré figure 11 et les schémas figures 12 et 13. La photo de la figure 11 a été prise avec un téléphone sans fil à proximité. On y voit bien que la valeur moyenne est de -40,6 dBm alors que la valeur max est de -15 dBm, ce qui est aussi visible sur l'affichage pseudo graphique (40 et -15 dBm) un peu moins précis, mais plus facile à lire lorsque les niveaux changent rapidement.



-55 dBm	0,05 V	DEL
-50 dBm	0,1 V	
-45 dBm	0,2 V	
-40 dBm	0,3 V	
-35 dBm	0,4 V	
-30 dBm	0,5 V	
-25 dBm	0,6 V	
-20 dBm	0,7 V	
-15 dBm	0,8 V	
-10 dBm	0,9 V	
-5 dBm	1,0 V	
0 dBm	1,1 V	
5 dBm	1,2 V	
10 dBm	1,3 V	
15 dBm	1,4 V	
20 dBm	1,5 V	
25 dBm	1,6 V	
30 dBm	1,7 V	
35 dBm	1,8 V	
40 dBm	1,9 V	
45 dBm	2,0 V	
50 dBm	2,1 V	
55 dBm	2,2 V	
60 dBm	2,3 V	
65 dBm	2,4 V	
70 dBm	2,5 V	
75 dBm	2,6 V	
80 dBm	2,7 V	
85 dBm	2,8 V	
90 dBm	2,9 V	
95 dBm	3,0 V	
100 dBm	3,1 V	
105 dBm	3,2 V	
110 dBm	3,3 V	
115 dBm	3,4 V	
120 dBm	3,5 V	
125 dBm	3,6 V	
130 dBm	3,7 V	
135 dBm	3,8 V	
140 dBm	3,9 V	
145 dBm	4,0 V	
150 dBm	4,1 V	
155 dBm	4,2 V	
160 dBm	4,3 V	
165 dBm	4,4 V	
170 dBm	4,5 V	
175 dBm	4,6 V	
180 dBm	4,7 V	
185 dBm	4,8 V	
190 dBm	4,9 V	
195 dBm	5,0 V	
200 dBm	5,1 V	
205 dBm	5,2 V	
210 dBm	5,3 V	
215 dBm	5,4 V	
220 dBm	5,5 V	
225 dBm	5,6 V	
230 dBm	5,7 V	
235 dBm	5,8 V	
240 dBm	5,9 V	
245 dBm	6,0 V	
250 dBm	6,1 V	
255 dBm	6,2 V	
260 dBm	6,3 V	
265 dBm	6,4 V	
270 dBm	6,5 V	
275 dBm	6,6 V	
280 dBm	6,7 V	
285 dBm	6,8 V	
290 dBm	6,9 V	
295 dBm	7,0 V	
300 dBm	7,1 V	
305 dBm	7,2 V	
310 dBm	7,3 V	
315 dBm	7,4 V	
320 dBm	7,5 V	
325 dBm	7,6 V	
330 dBm	7,7 V	
335 dBm	7,8 V	
340 dBm	7,9 V	
345 dBm	8,0 V	
350 dBm	8,1 V	
355 dBm	8,2 V	
360 dBm	8,3 V	
365 dBm	8,4 V	
370 dBm	8,5 V	
375 dBm	8,6 V	
380 dBm	8,7 V	
385 dBm	8,8 V	
390 dBm	8,9 V	
395 dBm	9,0 V	
400 dBm	9,1 V	
405 dBm	9,2 V	
410 dBm	9,3 V	
415 dBm	9,4 V	
420 dBm	9,5 V	
425 dBm	9,6 V	
430 dBm	9,7 V	
435 dBm	9,8 V	
440 dBm	9,9 V	
445 dBm	10,0 V	
450 dBm	10,1 V	
455 dBm	10,2 V	
460 dBm	10,3 V	
465 dBm	10,4 V	
470 dBm	10,5 V	
475 dBm	10,6 V	
480 dBm	10,7 V	
485 dBm	10,8 V	
490 dBm	10,9 V	
495 dBm	11,0 V	
500 dBm	11,1 V	
505 dBm	11,2 V	
510 dBm	11,3 V	
515 dBm	11,4 V	
520 dBm	11,5 V	
525 dBm	11,6 V	
530 dBm	11,7 V	
535 dBm	11,8 V	
540 dBm	11,9 V	
545 dBm	12,0 V	
550 dBm	12,1 V	
555 dBm	12,2 V	
560 dBm	12,3 V	
565 dBm	12,4 V	
570 dBm	12,5 V	
575 dBm	12,6 V	
580 dBm	12,7 V	
585 dBm	12,8 V	
590 dBm	12,9 V	
595 dBm	13,0 V	
600 dBm	13,1 V	
605 dBm	13,2 V	
610 dBm	13,3 V	
615 dBm	13,4 V	
620 dBm	13,5 V	
625 dBm	13,6 V	
630 dBm	13,7 V	
635 dBm	13,8 V	
640 dBm	13,9 V	
645 dBm	14,0 V	
650 dBm	14,1 V	
655 dBm	14,2 V	
660 dBm	14,3 V	
665 dBm	14,4 V	
670 dBm	14,5 V	
675 dBm	14,6 V	
680 dBm	14,7 V	
685 dBm	14,8 V	
690 dBm	14,9 V	
695 dBm	15,0 V	
700 dBm	15,1 V	
705 dBm	15,2 V	
710 dBm	15,3 V	
715 dBm	15,4 V	
720 dBm	15,5 V	
725 dBm	15,6 V	
730 dBm	15,7 V	
735 dBm	15,8 V	
740 dBm	15,9 V	
745 dBm	16,0 V	
750 dBm	16,1 V	
755 dBm	16,2 V	
760 dBm	16,3 V	
765 dBm	16,4 V	
770 dBm	16,5 V	
775 dBm	16,6 V	
780 dBm	16,7 V	
785 dBm	16,8 V	
790 dBm	16,9 V	
795 dBm	17,0 V	
800 dBm	17,1 V	
805 dBm	17,2 V	
810 dBm	17,3 V	
815 dBm	17,4 V	
820 dBm	17,5 V	
825 dBm	17,6 V	
830 dBm	17,7 V	
835 dBm	17,8 V	
840 dBm	17,9 V	
845 dBm	18,0 V	
850 dBm	18,1 V	
855 dBm	18,2 V	
860 dBm	18,3 V	
865 dBm	18,4 V	
870 dBm	18,5 V	
875 dBm	18,6 V	
880 dBm	18,7 V	
885 dBm	18,8 V	
890 dBm	18,9 V	
895 dBm	19,0 V	
900 dBm	19,1 V	
905 dBm	19,2 V	
910 dBm	19,3 V	
915 dBm	19,4 V	
920 dBm	19,5 V	
925 dBm	19,6 V	
930 dBm	19,7 V	
935 dBm	19,8 V	
940 dBm	19,9 V	
945 dBm	20,0 V	
950 dBm	20,1 V	
955 dBm	20,2 V	
960 dBm	20,3 V	
965 dBm	20,4 V	
970 dBm	20,5 V	
975 dBm	20,6 V	
980 dBm	20,7 V	
985 dBm	20,8 V	
990 dBm	20,9 V	
995 dBm	21,0 V	
1000 dBm	21,1 V	

Figure 9 : Conditionnement analogique du signal - Conditionnement sonde AD8362 - F5 décembre 2011

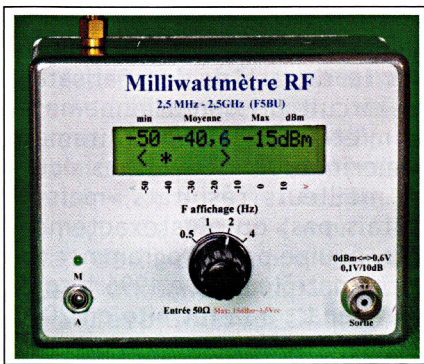


Figure 11 : Réalisation "numérique"

Pour la partie détection, la place pour un circuit de correction L1, C1, R2 a été prévue sur le circuit imprimé, mais par défaut une ligne 100 Ω court-circuite L1. Pour les condensateurs C2, C3, C5 et C6 des composants CMS 0603 ont été prévus cette fois. U2 ramène la sensibilité à 100 mV pour 10 dB et ajoute un décalage pour avoir 0,6 V pour 0 dBm en entrée.

Côté conditionnement, un microcontrôleur MSP430F2132 28 broches reçoit le signal du détecteur, 1/11 de la tension V+ alimentant le régulateur 5 V et une fraction réglable de la tension de référence disponible sur l'AD8362.

Il attaque un afficheur LCD 2 fois 16 caractères. Côté alimentation, deux diodes Schottky ont été prévues en entrée pour permettre le branchement simultané d'une pile (9 V dans mon cas) interne à l'appareil, spécifiquement pour une utilisation en « sniffer », et une alimentation externe (10 à 15 V par un connecteur pour ma réalisation) pour économiser la pile lors des utilisations « labo ». U5, R20 et R21, non montés, sont prévus pour l'utilisation éventuelle d'un afficheur avec rétro éclairage.

Au démarrage, l'appareil indique durant 3 secondes « Milliwattmètre de F5BU » et la version du programme, puis durant 2 secondes la tension V+ (tension d'alimentation après une diode !) et la température du microcontrôleur à ± 1 °C près. Ensuite le signal de sortie du détecteur est échantillonné à 10 kHz, pour détecter les signaux très courts, et la fréquence d'affichage des résultats peut être choisie entre 0,5, 1, 2 et 4 Hz (voir tableau 1). Pour chaque affichage, la valeur minimale, la valeur moyenne et la valeur maximale sont déterminées et affichées sous forme numérique et pseudo graphique. La résolution

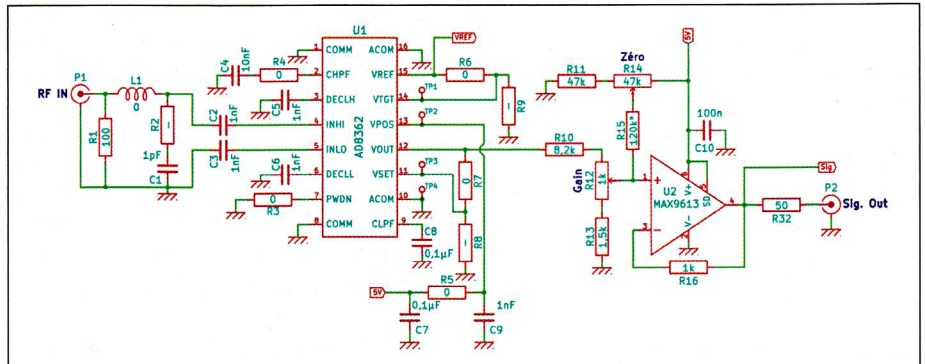


Figure 12 : Schéma partie détecteur, version 2

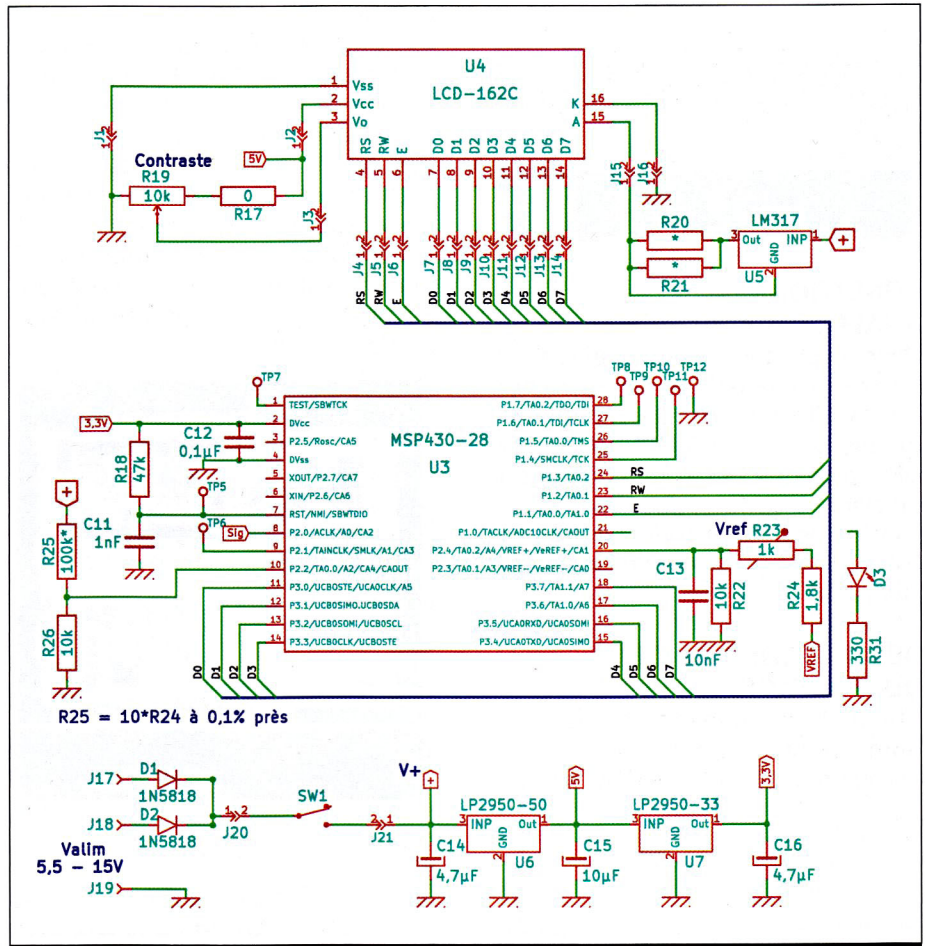


Figure 13 : Schéma partie microcontrôleur et LCD

de l'affichage numérique de la moyenne est du dixième de dBm et le pas de l'affichage pseudo graphique est de 5 dB.

Le signe « < » est utilisé pour le minimum, le signe « > » pour le maximum et le signe « \* » pour la moyenne. Pour l'affichage numérique, des signes particuliers indiquent si une valeur est en dessous du seuil de détection de 52 dBm ou au dessus de +15 dBm.

Fréquence d'affichage	TP8	TP9
0,5 Hz	-	masse
1 Hz	masse	-
2 Hz	-	-
4 Hz	masse	masse

Tableau 1 : Choix de la fréquence d'affichage

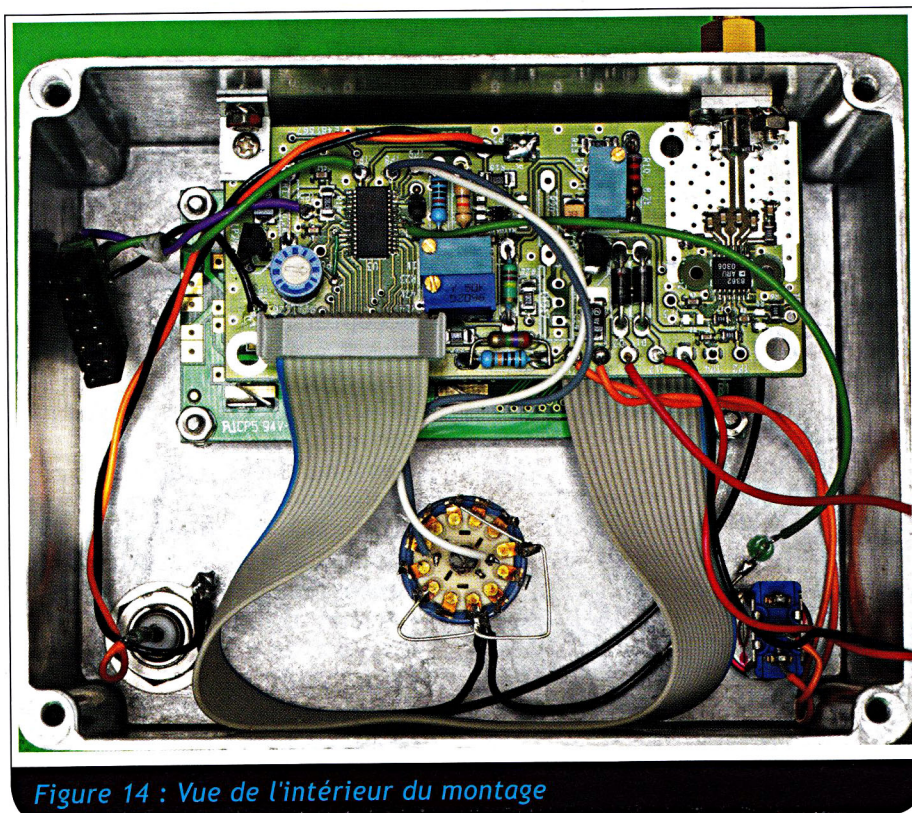


Figure 14 : Vue de l'intérieur du montage

Les courbes de réponse des deux montages version 2 réalisés sont très proches de celles des premiers montages. La figure 15 montre, superposées, celles obtenues, non plus à la sortie du détecteur, mais à la sortie « Sig. Out » des deux montages après calibration à 300 MHz pour les points 50 dBm et 0 dBm. Il y a donc là une correspondance exacte entre Volts et dBm. Pour des niveaux en dessous de -10 dBm, les courbes des deux montages sont parfaitement confondues, montrant une excellente reproductibilité des montages(2). Les courbes présentant toujours

de petites « bosses » vers 2 GHz, j'ai réalisé un circuit de correction. Il s'agit cette fois d'un circuit RLC parallèles inséré en série à la place de L1. La self est à nouveau constituée de 2 spires de fil 4/10e argenté d'environ 3 mm de long, montée en parallèle avec une capacité CMS 1206 de 1,5 pF et une résistance de 15  $\Omega$ . La figure 16 montre les courbes avec correction et la figure 17 le détail de montage du circuit de correction.

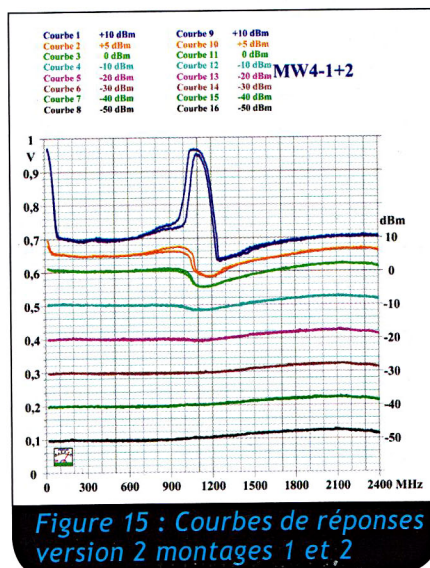


Figure 15 : Courbes de réponses version 2 montages 1 et 2

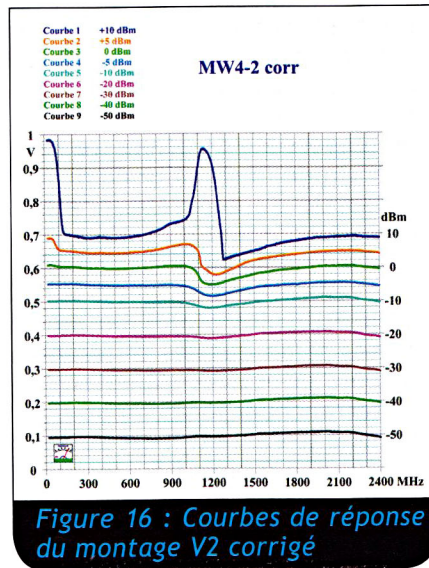


Figure 16 : Courbes de réponse du montage V2 corrigé

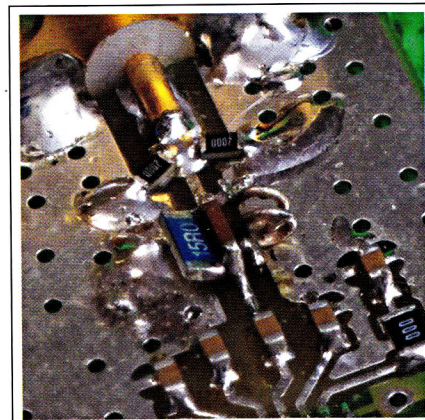


Figure 17 : Circuit de correction

## RÉGAGES DU MONTAGE 2

Après avoir inspecté le câblage et vérifié que les tensions d'alimentation sont bonnes, il faut régler R19 pour un contraste optimum de l'afficheur LCD. Régler ensuite R23 pour avoir exactement 1 V aux bornes de C13. C'est la tension qui sert de référence au convertisseur analogique-numérique intégré au microcontrôleur. Puis, en injectant alternativement un signal de -50 et 0 dBm, régler successivement R12 à 0 dBm pour obtenir une différence de 50,0 dBm pour la valeur moyenne affichée. Puis injecter un signal de 0 dBm et régler R14 pour afficher 0,0 dBm. Si ce réglage n'est pas possible, il faut diminuer un peu la valeur de R15, par exemple en mettant une résistance de 1 M $\Omega$  en parallèle. Eventuellement refaire ces deux derniers réglages si besoin. Enfin, ajuster, si besoin, R25 pour que l'affichage de la tension V+ soit exact (attention, il ne s'agit pas de la tension d'alimentation, mais de la tension après une diode).

## PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES

Elles sont relevées avec les instruments dont je dispose (voir les deux premières remarques).

### Sensibilité :

-50 à -5 dBm avec précision, et jusqu'à +15 dBm selon les fréquences (voir courbes de réponses)

BP à  $\pm 1,5$  dBm mesurée à -20 dBm :

- 2 MHz(3) à 2,5 GHz sans circuit de correction
- 2 MHz à 2,6 GHz avec circuit de correction

BP à  $\pm 3$  dBm mesurée à -20 dBm :

- 0,8 MHz à 2,8 GHz sans circuit de correction

- 0,8 MHz à 3 GHz avec circuit de correction
- Dynamique pour  $\pm 1,5$  dBm d'incertitude :**
- 50 à +10 dBm selon la fréquence (voir courbes de réponses)
- Sortie analogique :**
- 10 mV/dB, 0,6 V à 0 dBm
- « Return loss »<sup>(4)</sup> :
- $\geq 15$  dB ( $\geq 10$  dB pour le montage 1)
- Fréquence d'échantillonnage :**
- 10 kHz (montage 2)
- Fréquences d'affichage :**
- 0,5-1-2-4 Hz (montage 2)
- Tension d'alimentation :**
- 5,5 à 15 V (montage 2)
- Consommation :**
- environ 22,5 mA (montage 2 avec un LCD sans rétro éclairage)

### CONCLUSIONS :

La lecture du résumé, un peu optimiste, des caractéristiques de l'AD8362 laissait entrevoir des résultats vraiment mirifiques. Une lecture plus approfondie de la documentation fait apparaître un certain nombre de limites qui font que les résultats obtenus sont finalement assez conformes à ce qui est annoncé. Par exemple, en utilisant un bon transformateur, il est vrai qu'à 900 et 1900 MHz on doit bien avoir 65 dB de dynamique à  $\pm 1$  dB près.

Toujours est-il que l'ensemble décrit peut servir :

- d'excellent milliwattmètre large bande, en branchant un signal 50  $\Omega$  à son entrée et, pour certaines fréquences, en se limitant à des niveaux inférieurs à -5 dBm, quitte à insérer un atténuateur ;
- de « sniffer » large bande, en branchant une antenne, petite ou grande, bande étroite ou large bande, selon les besoins et/ou le but recherché(5). Avec un simple morceau de fil de quelques centimètres, il permet de détecter les téléphones portables à plus de 5 m, les téléphones sans fil, les casques HF, les micros HF, les fuites des fours à micro-ondes à plusieurs mètres, les antennes relais pour les téléphones mobiles (à plusieurs centaines de mètres), etc. et bien sûr toute émission dans une bande amateur ou non si elle se trouve entre 1 MHz et 4 GHz,
- de détecter avec sortie linéaire en dB, qui, associé à un vobulateur et un oscilloscope, permet de tracer des courbes de

Attention, quelle que soit l'utilisation, le signal d'entrée ne doit pas dépasser 20 dBm (100 mW), c'est à la fois beaucoup et peu. Il ne faut donc pas utiliser l'appareil avec un signal très fort, et ne plus s'approcher d'une antenne d'émission lorsque le signal atteint les 15 dBm.

### REMERCIEMENTS

Un grand merci à :

- Michel, F1CLQ, pour les conseils, les discussions fructueuses, le prêt de matériel, le temps passé pour les mesures chez lui et la relecture de l'article,
- Michel, F5FLN, pour m'avoir permis d'obtenir un échantillon de transformateur.
- Christian, DC0IK (ex F1AS), pour les conseils, les discussions fructueuses et la relecture de l'article,
- Denis, F6DCD, pour la relecture de l'article,
- Camille, F6CMB, pour la réalisation du circuit imprimé du montage avec transformateur,
- Tous ceux qui m'ont aidé d'une manière ou d'une autre dans cette réalisation.

### REMARQUES

- Les courbes de réponse ont été réalisées avec un générateur Sweep Oscillator HP 8350B doté d'un tiroir 83522A (0,01-2,4 GHz), un atténuateur Telonic Berkeley Inc. 0-69 dB, puis enregistrées et récupérées sur une disquette avec un oscilloscope Lecroy 9384C et enfin tracées avec mon logiciel Galva, disponible, depuis peu, sur mon site [www.f5bu.fr](http://www.f5bu.fr).
- La constance du niveau de sortie du générateur a été testée avec un HP 431C Power Meter dont l'incertitude de mesure est de quelques dixièmes de dB. Les écarts mesurés étant du même ordre de grandeur, il est impossible de connaître avec exactitude la stabilité du niveau de sortie du générateur. Ainsi, l'incertitude sur les courbes relevées est importante. Les courbes relevées peuvent donc aussi bien être plus plates ou moins plates selon que les différentes erreurs effectives s'ajoutent ou se retranchent localement.
- Comme je l'ai fait, il est possible de brancher une DEL en série avec une résistance de 330 Ohms entre la masse et la broche 21 du microcontrôleur pour qu'elle cli-

gnote au rythme des mises à jour de l'affichage. La consommation induite est négligeable.

- Sur les montages version 2, R1 a été remplacée par deux résistances de 200  $\Omega$  en parallèles.
- Pour les deux montages version 2 réalisés, U2 est un MAX9613 en boîtier SC70-6. Toutefois, le circuit imprimé est prévu pour accepter aussi un boîtier SOIC, plus « grand », donc plus facile à souder. Le circuit MCP6071 (RS 687-8430) devrait, par exemple, convenir.
- L'ensemble des composants pour la version 2 peut être acquise pour une centaine d'euros à condition de se regrouper, à cause du conditionnement de certains composants, et/ou de disposer de composants passifs de fonds de tiroirs. Références des principaux composants chez RadioSpares :

U1	AD8362	412-670
U2	MAX9613	752-0700
U3	MSP430F2132IPW	662-4719
U4	LCD-162C	532-6408
U6	LP2950-50	661-6799
U7	LP2950-33	762-0430
C2, C3, C5,		
C6, C9, C11	1 nF X7R 0603	723-5666
C4, C13	10 nF X7R 0603	723-5679
C7, C8, C10,		
C12	100 nF X7R 0603	723-5672
Boîtier alu		517-3333

- Le circuit imprimé est aussi adapté pour recevoir un connecteur SMA bord de carte (RS 526-5757). Il doit aussi être possible de monter une BNC (RS 546-4487).
- Si cela peut intéresser, il me reste quelques circuits imprimés version 2 (et je peux, si besoin, en faire refabriquer). Je peux les fournir avec un microcontrôleur programmé, mais non reprogrammable, pour 25 € port compris.
- Un fichier zip contenant des fichiers PDF du schéma, de la sérigraphie échelle 2, d'un ordre de montage des composants, d'une liste complète des composants avec leur référence RS, d'une abaque d'équivalences entre puissances, peut être téléchargé dans la rubrique téléchargement de mon site : [www.f5bu.fr](http://www.f5bu.fr).
- Les plans de perçage, les panneaux avant et l'échelle du galvanomètre ont été tracés avec mon

programme Galva. Les fichiers correspondants sont également inclus dans le fichier zip disponible sur mon site.

- Pour avoir les équivalences entre dBm, W et  $V/50\Omega$ , il suffit d'utiliser l'abaque disponible, au format PDF, avec mon logiciel Galva et reproduite ci-après.

#### NOTES

1/ Les différents essais réalisés par la suite m'ont montré que ceci n'était pas une bonne idée, car l'impédance caractéristique de  $100\Omega$  n'était pas du tout respectée.

2/ Les seules différences sont au niveau des artefacts qui semblent donc bien liés aux circuits intégrés qui ne sont pas les mêmes pour les deux montages.

3/ La fréquence de coupure basse dépend évidemment des valeurs effectives des capacités C2, C3, C5 et C6.

4/ Comment faut-il traduire cette expression : Pertes en retour, affaiblissement de réflexion, ... ?

5/ Si le facteur d'antenne à la fréquence du signal est connu, la valeur du champ électrique en V/m peut être déterminée.

