

HOBBYTRONIC



**NOUVEAU MENSUEL
D'APPLICATIONS
ELECTRONIQUES**

N°4 - AVRIL 1991 - 15,00 F

DOMESTIQUE



ALIMENTATION



MODELISME



HOBBYTHEQUE



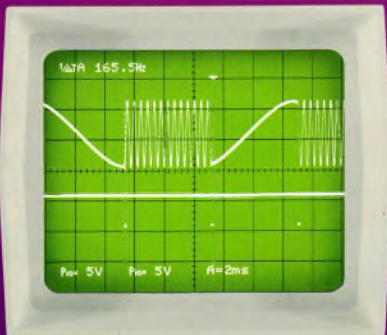
LUMIERE



VIDEO



EMISSION-
RECEPTION



VOITURE-MOTO

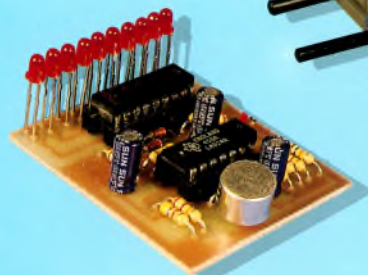
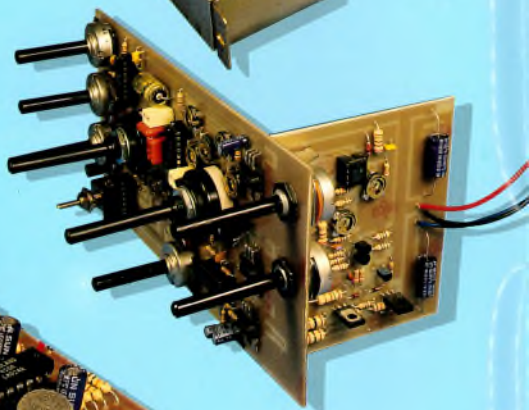
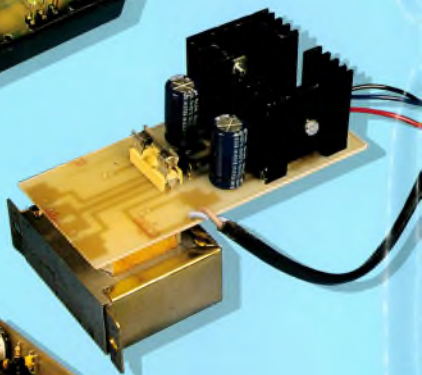
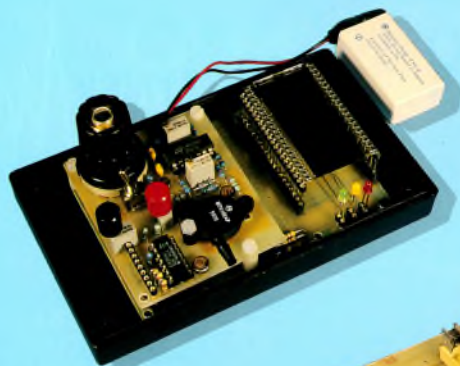


MESURE



SONORISATION







SOMMAIRE

NOS FICHES TECHNIQUES

Le capteur de pression: un type de capteur méconnu qui ouvre pourtant de larges domaines d'applications
Les capteurs de pression de la série MPX de chez MOTOROLA 2

Ouvrez une fenêtre sur vos comparaisons de tensions.
Le TCA965 de chez SIEMENS : un comparateur à fenêtre 9

Le XR2206 : Un circuit intégré qui équipe beaucoup de générateurs mais qu'il faut bien connaître pour éviter les déceptions.
Le XR2206 générateur de fonctions 27

Tout ce que vous avez toujours voulu savoir sur les amplificateurs opérationnels sans oser le demander
AOP qui es tu? 32



NOS REALISATIONS PRATIQUES

7106/7107 : Ce qu'il fallait encore dire !
Modules d'affichage (Suite et fin) 7

PIN'S: un nouveau thème de collection... Fabriquez-en un qui sort de l'ordinaire.
Un jeu de lumière de poche 11

Équipez votre atelier de deux générateurs en un seul
Un générateur de fonction wobulé 14

Une des applications originale des capteurs de pression
Un baromètre-altimètre performant : une extension pour module 7106 ou 7107 41

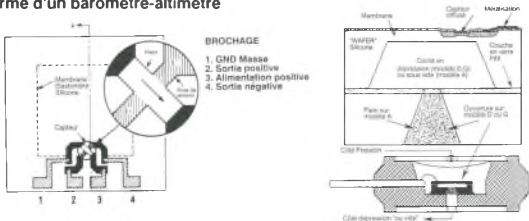
Réponses aux courriers des lecteurs
Pour vous abonner, rendez-vous en page 48



LES CAPTEURS DE PRESSION DE LA SERIE MPX de chez MOTOROLA

La mesure de pression ouvre de très nombreux champs d'applications. En dehors des évidences liées à l'unité elle-même, un bon nombre de ratios peuvent y être rattachés : le niveau d'un liquide dans une cuve, le poids d'un objet sur un rapport de surface connu, la vitesse d'un fluide...

La connaissance des capteurs de pression et de leurs conditions d'emploi permet d'envisager la réalisation d'une foule d'appareils de mesure, de contrôle, et d'équipement de sécurité dans de très nombreux secteurs (automobile, domestique, industriel et médical) Les capteurs de pression de la série MPX de chez MOTOROLA, par leur rapport qualité prix, et la variété des boîtiers proposés, ont retenu toute notre attention et méritent une étude approfondie. Une application complète est, par ailleurs, développée dans ce même numéro sous la forme d'un baromètre-altimètre



LE PRINCIPE

Il repose sur la variation de résistance d'un élément piezo-résistif, plaqué sur une membrane (diaphragme) en élastomère silicone, dont l'excellente élasticité garantit un hystérésis minimum et une bonne linéarité. Le fonctionnement du produit peut être assimilé à celui d'un pont de wheatstone.

La déformation du pont, asymétrique, provoque à ses bornes, une fois alimenté, une variation de tension directement proportionnelle à la variation de pression entre les deux faces du diaphragme. Il ne reste plus qu'à exploiter correctement cette variation.

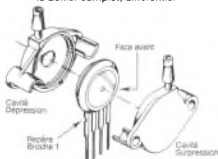
LA GAMME

Les boîtiers

La mesure de la pression peut être Absolue (par rapport au vide), différentielle (entre deux pressions) ou

différentielle atmosphérique (par rapport à la pression ambiante). Différents types de boîtiers, adaptés à ces spécificités sont proposés par le fabricant :

- le boîtier simple, absolu ou différentiel
- le boîtier demi-coquille, absolu ou différentiel
- le boîtier complet, différentiel



Les domaines de mesure et de sécurité

La mesure de pression touche à des secteurs variés où le besoin de sensibilité est très différent. Aussi différents domaines

de mesure sont-ils proposés pour adapter au mieux le produit à l'usage :

- le domaine de mesure (DM) : c'est l'échelle de pression à l'intérieur de laquelle les caractéristiques principales sont garanties par le constructeur, surtout la linéarité. Il varie de 7 à 30 PSI (1 PSI = 68,947 millibar ou 6,8947 hPascal)
- le domaine de sécurité (DS) définit les limites absolues à ne pas dépasser sans risquer la rupture de la membrane et donc, la destruction du produit.

Les compensés et les intégrés

Il existe des modèles entièrement calibrés et compensés en interne (série 2000) et avec l'amplification en prime (série 3000) Nous en donnerons les caractéristiques, mais cet article traitera des modèles de base. (Les meilleurs marchés et les plus courants), et amplement suffisants pour les applications les plus usuelles. Nous verrons, de plus, qu'il vaut quelquefois mieux maîtriser ces



contraintes en externe car elles ne sont pas seules en cause.

LES CARACTERISTIQUES

Voyons tout d'abord quelques définitions de paramètres et de caractéristiques typiques à ces produits, nécessaires à la bonne lecture du tableau récapitulatif qui suit, aux choix que nous aurons à faire et à la compréhension de leur emploi.

L'excursion pleine échelle (EPE)

C'est la variation totale de tension en sortie pour l'application de la pleine différence de pression garantie sur le produit. Elle est de l'ordre de 60 mV sur les produits courants. Les valeurs mini et maxi indiquées sont garanties par le constructeur.

L'hystérésis en pression

C'est l'écart en sortie pour une même pression, mais après une variation en sens contraire et en provenance des limites de l'échelle. Elle s'exprime en % de l'excursion pleine échelle et elle est de l'ordre de $\pm 0,1\%$, soit un écart de 0,06 mV maximum pour la tension nominale.

Cette bonne performance est due à l'excellente élasticité de la membrane en élastomère silicone.

L'hystérésis en température

C'est l'écart en sortie pour une même pression, mais après une variation de température en sens contraire et en provenance des extrêmes (-40°C à 125°C). Elle s'exprime également en % de l'EPE en étant du même ordre que la précédente.

L'impédance d'entrée (Rex)

Ici il s'agit en fait d'une résistance, puisque l'on travaille sur des tensions continues et plus précisément de celles comprises entre les deux entrées d'alimentation (+ et -). Elle s'exprime en Ω et est de l'ordre de 500 Ω pour le produit de base.

L'offset (Voff)

C'est la tension résiduelle que l'on obtient à différence de pression nulle (donc à pression nulle sur un capteur absolu ou à pressions égales sur un différentiel). En théorie elle devrait être nulle. En fait elle varie entre un mini et un maxi, garantis par le fabricant et qui dépend du produit. Elle s'exprime en mV.

La sensibilité (S)

C'est la déviation obtenue en sortie pour une variation de pression unitaire.

Elle s'exprime en mV par unité de pression : par exemple en mV/millibar.

Les valeurs données sont typiques. En fait les valeurs extrêmes peuvent être recalculées facilement à partir de la pleine échelle du produit (PE) et de son excursion correspondante (EPE) : $S = EPE/PE$

Exemple du MPX100 : $S = 60/1200 = 0,05$ mV/millibar

La linéarité (L)

C'est la variation maximum observée sur la totalité de l'échelle entre la tension réelle et la formule idéale $V_{out} = V_{off} + P \times S$. Elle s'exprime en % de l'EPE (par exemple 0,25 % pour le MPX100 soit pour un EPE de 60 mV un défaut de linéarité sur la pleine échelle de $\pm 0,15$ mV maximum)

La tension d'excitation (Vex)

C'est la tension appliquée aux bornes d'alimentation du produit (+ et -). La tension de sortie est directement proportionnelle à cette tension d'excitation. C'est la raison pour laquelle le produit doit être alimenté à tension ou courant constant (et donc réglé ou contrôlé)

Elle s'exprime en Volts.

Le courant d'excitation (Iex)

C'est le courant qui traverse le produit. Il est bien sûr fonction de la tension d'excitation et de la résistance du produit.

Dans le cas du choix d'une alimentation (excitation) à courant constant, ce courant ne doit en aucun cas dépasser celui résultant d'une tension d'excitation de 6 Volts (soit pour 500 Ω un Iex max de 12 mA)

L'influence de la température sur l'échelle (Tcopp)

C'est le principal défaut de type de produit (comme beaucoup d'autres utilisés en électronique). Néanmoins un soulagement : cette influence est linéaire.

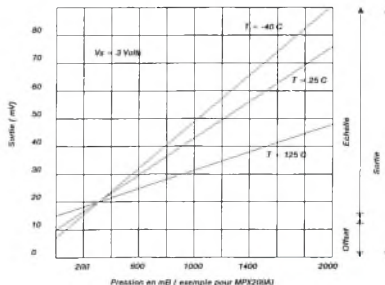
La tension de sortie varie inversement à la variation de température, à pression constante bien sûr. Le coefficient de variation de cette tension (Tcopp) s'exprime en % par °C et prend comme référence la tension à 25°C (V25). Et l'on obtient $Tcopp = (dV/dT)/V25$. Soit pour le MPX200 et V25 = 45 mV et Tcopp = -22%, V à 125°C = $45 + (45 \times 100 \times -22\%) = 31,1$ mV et V à -40°C = $45 + (45 \times 65 \times -22\%) = 51,4$ mV

Cette variation, non négligeable, doit être compensée pour obtenir une mesure juste et fiable dans tous les cas où une variation de température est possible. Différents montages sont possibles et le choix dépendra de la plage de T et de la précision souhaitée.

L'influence de la température sur l'offset (Tcoff)

La variation de température fait également varier la valeur de l'offset, de façon moindre, il est vrai, mais précision oblige.

Sa valeur s'exprime en μ V par °C. Sa variation totale sur la pleine gamme de T (-40°C à 125°C) ne dépasse pas 2 mV, mais doit également être compensée pour une précision maximum.



Effets de la variation en température sur échelle et offset



Modèle	Pression D.M.		Pression D.S.		offset	EPE (mV)		sensibilité (mV/p)		Linéarité	Tcp (°/°C)	Tcol	Boitiers
Type	PSI	mB	PSI	mB	mV	Min	Max	PSI	mB	%EPE	Nominal	uV/°C	
NON COMPENSES Vs = 5 V T = 0-85 C													
MPX10						20	50	23	0,35	+1,0			choix 1
MPX11	0-1,5	0-110	15	1050	35	30	60	33	0,5	-0,05 +3,0	-0,22	+15	choix 1
MPX12						45	70	37	0,55	+5,0			choix 1
MPX50						45	90	7	0,12	+0,1			choix 1
MPX51	0-7,5	550	30	2100	35	30	60	6	0,12	+0,1	-0,22	+15	choix 1
MPX52						30	90	7	0,09	+0,5			choix 1
MPX100	0-15	1050	30	2100	35	45	90	4	0,06	+0,25	-0,22	+15	choix 2
MPX200	0-30	2100	60	4200	35	45	90	2	0,03	+0,25	-0,22	+15	choix 2
COMPENSES en INTERNE Vs = 10 V T = 0-85 C													
MPX2050	0-7,5	550	30	2100	+1	38,5	41,5	5,3	0,08	+0,25		+10	choix 1
MPX2051					+2	37,5	42,5			+0,5			choix 1
MPX2100	0-15	1050	30	2100	+1	38,5	41,5	2,7	0,04	+0,25		+10	choix 2
MPX2101					+2	37,5	42,5			+0,50			choix 2
MPX2200	0-30	2100	60	4200	+1	38,5	41,5	1,3	0,02	+0,25		+10	choix 2
MPX2201					+2	37,5	42,5			+0,50			choix 2
AMPLIFICATION INTEGREE Vs = 5 V T = 0-85 C													
MPX3100	0-15	1050	30	2100	0,6	2,5 V	2,5 V	175	2,5	2		+500	choix 3



Boitier simple : sans suffixe
A pour mesure absolue
D pour mesure différentielle



Boitier demi-coquille suffixe P...
AP pour mesure absolue
GP pour mesure différentielle atmosphérique en surpression
GVP pour mesure différentielle atmosphérique en dépression



Boitier "STOVE PIPE" suffixe S
AS pour mesure absolue
GS pour mesure différentielle atmosphérique en surpression
GVS pour mesure différentielle atmosphérique en dépression



Boitier double coquille pour mesure différentielle : DP

ATTENTION : appliquez toujours la pression la plus forte sur la bonne face du boitier : face coté de la broche 1 vue à gauche

CHOIX 1 : D,P,GP,GVP,GVS,GS version A,AP,AS voir avec fabricant----CHOIX 3 : idem choix 1 mais modèles A,AP,AS non disponibles et CHOIX 2 : tous modèles disponibles. Toutefois les plus répandus sont les modèles MPX100 et 200 en boitiers A,AP,DP et GP

L'EMPLOI

De l'emploi final du capteur va dépendre toute une sélection de produits et de méthodes, visant à assurer les compromis :
Adaptation-Précision-Fiabilité-Faible coût

Nous prendrons comme hypothèse exemple la réalisation concrète d'un baromètre doublée d'un altimètre (dont les contraintes sont supérieures).

Le choix du produit

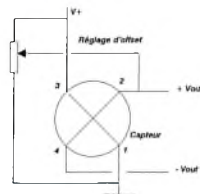
Dans notre préoccupation, la mesure de pression est ABSOLUE et son domaine s'étend de 980 à 1035 millibar en baromètre et descend jusqu'à 900 millibar en altimétrie. Le MPX100, un boîtier A et la gamme 0-15 PSI (1050 millibar) conviendra parfaitement. Le domaine sélectionné, bien que limite en haute pression, nous donnera une EPE suffisante pour ne pas avoir à trop amplifier notre mesure, et en assurant l'affichage en millibar (Voir l'article sur le baromètre-altimètre). Un boîtier P, avec demi coquille, pas beaucoup plus cher, assure une plus grande versatilité du produit pour d'autres emplois futurs.

Pour d'autres applications, il faudrait faire appel à d'autres types de boîtiers et à d'autres domaines de mesure : par exemple un boîtier GP et en série 200, le MPX200GP, autoriserait des mesures différentielles par rapport à la pression ambiante jusqu'à 2100 millibar (pression de pneumatique par exemple).

La correction d'offset

Elle peut se faire à différents niveaux du montage final :

- soit à la source aux bornes du pont



- soit à l'entrée des amplis OP de conversion et d'amplification

Elle doit pouvoir compenser de 0 à 35 mV la tension de sortie du pont, pour rattraper les écarts de fabrication. A cet offset du produit viendront se rajouter les offsets des différents étages dont il faudra tenir compte.

Les compensations en température

La plus indispensable est celle de la variation d'échelle dont les effets sont trop importants pour être négligés, surtout en utilisation altimétrique où le domaine peut varier de 0 à 40°C. Le but poursuivi est de compenser les variations d'échelle de -0,22%/°C (-2200ppm/°C) par une augmentation de Vex dans le même rapport, soit dVex/Vex = 2200 ppm/°C. Il existe différents moyens possibles :

- Simple résistance :

Cette méthode donne de bons résultats entre 0 et 80°C. La résistance série, en couche métal, Rs, doit être de 3,577 fois celle du capteur Rex (entre



broche 1 et 3) pour une tension d'excitation de 3 Vdc. Mais ce qui implique par ailleurs, 13 Volts en alimentation globale, ce qui n'est pas toujours réalisable. Le reste du montage réclame aussi un ajustage délicat.

- Thermistances :

Mêmes remarques, avec de plus la difficulté de connaître avec précision les coefficients des thermistances, cette méthode, très efficace chez le fabricant en compensation interne, donne de moins bons résultats en laboratoire.

- Diodes

Pour des Vs de 5 à 6 volts, le montage à diodes donne satisfaction de 0 à 80°C. Le type 1N4148 ou 1N914 ferait l'affaire. Pour un courant de 6 mA, la chute de tension est de l'ordre de 0,7 Volts (Vd). Nous obtenons $V_{ex} = A (V_s - 3 V_d)$ pour 3 diodes en série avec $A = R_{ex} / (R_{ex} + R_1)$. En dérivant, nous obtenons

$$dV_b / V_b = \frac{dR_{ex} / R_{ex}}{1 + R_{ex} / R_1} - \frac{3 dV_d / V_d}{(V_s / V_d) - 3}$$

avec $dV_d / V_d = -2500 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. La résolution de ces équations pour $V_s = 5$ Volts, $dR_{ex} / R_{ex} = 1100 \text{ ppm}$ et $R_{EX} = 500 \Omega$ donne $R_1 = 300 \Omega$. L'inconvénient de cette application reste toutefois la faible V_{ex} résultant aux bornes du pont, et qui réduira donc d'autant la sensibilité. Cela reste également le problème des solutions précédentes.

- Transistor :

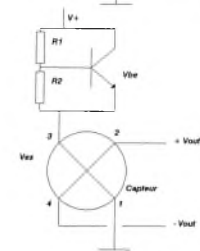
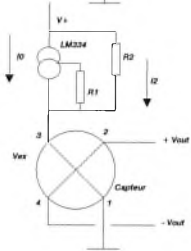
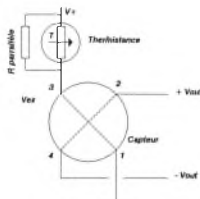
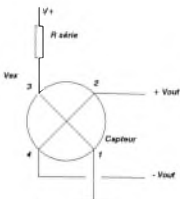
C'est l'une des deux méthodes les plus efficaces et sur une très large plage de T°. Nous avons : $V_{ex} = V_s - A V_{be}$ avec $A = 1 + R_1 / R_2$. Ce qui nous donne

$$dV_{ex} / V_{ex} = - \frac{A}{(V_s / V_{be}) - A}$$

Sachant que pour un transistor, $dV_{be} / V_{be} = -2500 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, on obtient, pour un Vs de 5 Volts et un Vbe de 0,65 un A de 3,68. En prenant 150Ω pour R1, on trouve pour R2 environ 400Ω . En fait, un ajustable de 500Ω permet de régler le montage pour le transistor choisi dont le Vbe peut varier. Cette compensation donne de bons résultats entre 0 et 100°C .

- Générateur à courant constant

C'est sans conteste la méthode donnant les meilleurs résultats. Le montage à base de LM334, employé dans le

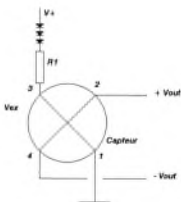


Différents types de compensation en température

Nous connaissons dIO/I0 soit 3300 et dR_{ex} / R_{ex} de $1100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. La résolution des équations pour $V_s = 5$ Volts et $V_{ex} = 3$ Volts nous donne $R_1 = 16,9 \Omega$ et $R_2 = 866 \Omega$. Choisir pour R2 un ajustable de $1 \text{ k}\Omega$ va nous permettre de régler la compensation en fonction des variations de R_{ex} suivant les capteurs et pour le reste des montages futurs.

L'amplification du signal

La variation de tension aux bornes du transducteur ne dépasse pas 90 mV et elle est souvent inférieure. Il est toujours indispensable de convertir celle-ci pour l'afficher ou la transformer (en fréquence ou en digitalisation). De plus, cette variation possède un mode commun non négligeable, qui dépend de la tension d'excitation. Le montage suivant, utilisant deux ampli-OP, est un montage différentiateur (qui supprime donc le mode commun) à haute impédance d'entrée et dont le gain est ajustable de 2 à plus de 100 (sans générations parasites). Il permet, en option, de compenser l'offset du produit en même temps que le sien propre. Du choix de l'ampli-OP dépendra également la stabilité du montage et sa sensibilité aux variations de température, ainsi que sa plage d'utilisation.



montage type, s'appuie sur une très bonne linéarité du coefficient thermique de ce produit (+3300 ppm/°C nominal). Trop fort pour les -2200 du capteur, il faut lui placer en parallèle une résistance R2 pour en réduire les effets. La résistance R1 permet d'ajuster le courant I0 à la valeur de $64 \text{ mV} / R_1$. Nous avons alors :

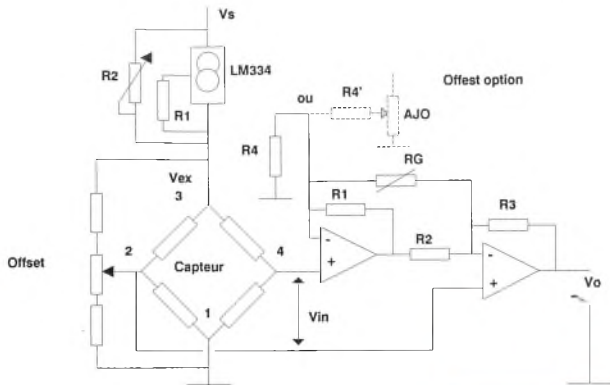
$$- V_{ex} = I_0 \times R_{ex} + I_2 \times R_{ex}$$

$$- V_s = V_{ex} + I_2 \times R_2$$

ce qui donne $V_{ex} = A (V_s + I_0 \times R_2)$ avec $A = R_{ex} / (R_2 + R_{ex})$. Soit en dérivant :

$$\frac{dV_{ex}}{V_{ex}} = \frac{dR_{ex}}{R_{ex}} (1 - A) + \frac{dI_0}{I_0} \frac{V_s}{V_{ex}} (1 - A)$$





CONCLUSIONS

Les capteurs de la série MPX n'ont plus de secrets pour vous. Le choix du capteur approprié à votre besoin doit se déterminer à partir des éléments suivants :

- compensés ou non ? En se souvenant que si le reste du montage est soumis aux mêmes tribulations, il faudra aussi songer à lui. De plus une compensation externe bien faite donne de très bons résultats pour un plus faible coût.
- Le choix du capteur en fonction du domaine de mesure. Se souvenir que le domaine de sécurité est largement au dessus et que nous avons besoin de la sensibilité maximum.
- Le choix du boîtier en fonction de l'emploi précis, en ne perdant pas de vue qu'en mode différentiel, la pression la plus forte doit être appliquée sur la face avant. Ce produit n'est pas de construction symétrique.

Rendez-vous à notre application complète sur le BAROMETRE ALTIMETRE.

LE FUTE

Je vous renvoie au schéma du montage type. Le gain du montage, $G = V_o/V_{in}$ est donné par la relation

$$G = \frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{R_1}{2R_4} + \frac{R_2}{R_3} \right) + \frac{R_1 + R_2}{R_G}$$

Afin d'assurer la réjection du mode commun, il nous faut $R_1 = R_4$ et en adoptant $R_2 = R_3$ on simplifie cette relation à

$$G = 2 + \frac{R_1 + R_2}{R_G}$$

Rien ne s'opposant à choisir $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_n$, on obtient enfin

$$G = 2(1 + R_n/R_G)$$

Soit un gain minimum de 2 et pour $R_n = 20 \times R_G$, un gain de 42. La suite est simple à deviner.

Les résistances seront du type couche métal à 1%, qualité oblige. Le gain sera confié à un talon éventuel plus un multitour.

Avec un ampli OP du type LM324, on obtient de très bons résultats entre 0 et 50°C et avec une précision meilleure que 0,5%. Pour une qualité supérieure, un ampli OP du type LT1024 (LINEAR

TECHNOLOGY) autorise des précisions de plus de 0,1% de 0 à 100°C. Mais ne jamais perdre de vue que tous résidera dans la qualité mécanique du montage (voir ALTIMETRE) et dans la précision de vos réglages.

Un montage type

Nous avons rassemblé sur ce montage type l'ensemble des choix que nous venons de commenter. La compensation en T° est confiée au générateur LM334 ajusté par R2. L'offset s'effectue aux bornes du pont sur une résistance globale de l'ordre de 50 kΩ. Nous venons de décrire l'amplification. La sortie est directement exploitable par rapport à GND, il vous suffit juste d'en déterminer le gain.

Sur ce montage, une option de réglage de l'offset à l'entrée des ampli-OP vous est présentée sous le couple R4' et AJO. Il peut être une bonne alternative à la méthode directe aux bornes du pont.



- 1 Masse
- 2 Sortie +
- 3 Alimentation
- 4 Sortie -

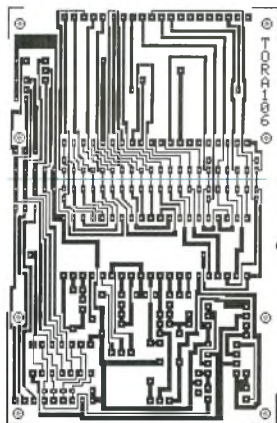
Brochage du MPX



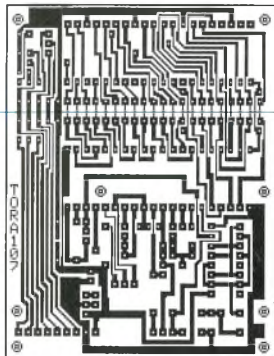
MODULES d'AFFICHAGE 3 digits 1/2 base 7106 7107

Suite et fin

Suite à de nombreux courriers d'amateurs avertis, il s'avère que la réalisation pratique de nos modules, décrits dans notre numéro 3, demande quelques suppléments d'explication. En effet certains aspects pratiques n'ont été que survolés (ils sont par contre fort bien traités dans le KIT) Alors, avec toutes nos excuses, voici la suite et fin.



Tronçonner ici
pour séparer
éventuellement
l'affichage



MISE en COFFRET et NOUVEAUX CI's

Nous n'avons pas pu bon de devoir prévoir des trous de fixation sur les circuits imprimés, laissant ceux-ci à votre initiative. Il semblerait que nous ayons eu tort. D'ailleurs les KIT sont prévus pour être logés dans plusieurs types de coffrets adaptés de la gamme TEK0 : les TENCLOS plats ou à pupitre incliné, avec ou sans boîtier de pile (560,660,680,690,880...). Nous vous proposons donc à nouveau les circuits imprimés où des perçages multiples sont prévus pour pouvoir placer le CI, complet

ou séparé de ses afficheurs, dans toutes les positions. La sérigraphie n'a pas changé. Seules quelques pistes se sont écartées pour faire place aux trous. Ces CI's sont conformes à ceux des KITS TORA 106 et 107

PRECAUTIONS

Compte tenu des faibles courants circulant sur certaines lignes et de l'impédance d'entrée élevée des broches mesures, il faut soigner tout spécialement la face cuivre de la réalisation. En fin de travail, il faudra la brosser, afin d'éliminer

toute trace de résine, et même la nettoyer à l'aide d'un solvant du type acétone. Cette mesure devrait devenir une habitude pour chacune de vos réalisations. Elle évite toutes liaisons capacitives ou parasites et leurs effets aussi indésirables qu'inattendus.

Réglage de Vref

Une fois le montage terminé, nous n'avons apporté aucune précision sur les réglages. En fait, il n'y en a qu'un et il a été abordé sur le plan théorique dans la HOBBYTHEQUE 7106 et 7107 et évoqué

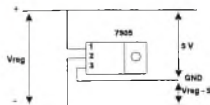


dans le descriptif de nos choix. Mais c'est confus que nous allons réparer cette erreur.

A l'aide du meilleur multimètre dont vous disposez (plus il y a de digits utiles, meilleure sera la précision), mesurez la tension entre les broches 36 et 35 de l'ICL ou mieux aux broches correspondantes de AJ1 (à gauche, vu du dessus), et ajoutez AJ1 pour obtenir très précisément 1,000 Volt (ou si vous pouvez, 1000,0 mV): c'est tout. Bien sûr, ce réglage dépend de la position sélectionnée pour le STRAP cavalier femelle (EBCR) et doit être réajusté à chaque changement à ce niveau. Avec ce réglage, vous obtenez une lecture directe sur une échelle de 2,000 Volts. Vous pouvez ajuster Vref à votre convenance si vous désirez modifier le rapport de lecture (RAPPEL)

ALIMENTATIONS

Attention, les deux montages ont des spécificités différentes au niveau GND et V-. Le montage 7106 possède un V- capable de débiter (accou pile), mais un GND limité à 20/30 mA. Le montage 7107 est lui inverse : son V- est tout juste capable de fournir 10/20 mA. Pour ce dernier cas, il existe au moins deux solutions. La première est d'alimenter le module en symétrique. La seconde consiste à remplacer le montage à MOS 4049 et diodes, par un simple régulateur négatif du type 7905. Dans ce cas, le débit sur la branche positive doit toujours être largement supérieur à celui de la branche négative (la circulation du courant au travers du 7905 doit toujours se faire dans le sens Vout-Vin). C'est ici le cas, les afficheurs à LED consomment en moyenne 160 mA et nous dépasserons rarement les 50 mA sur V-. Attention, la tension sur V-



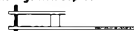
n'est pas régulée par le 7905. Il est indispensable de posséder une alimentation déjà régulée en entrée (fourchette 9-12 Volts).

Découpage de l'affichage et liaisons

Nous vous présentons ici différentes façons d'accommoder mécaniquement ces modules et les connecteurs dont vous pouvez disposer. Bien sûr, cette liste n'est pas limitative.



Extension et Module montés à plat. Affichage non séparé



Extension et Module montés superposés (cas de l'altimètre)



Extension et Module montés en superposés inversés et affichage séparé, incliné avec câble en nappe (cas des coffrets Tenclos pupitre)



Deux types de montages à 90 deg , avec connexions coudées ou droites et affichage séparé



Montage complet à 180 deg pour adaptation en façade ou extension à 90 deg

Types de connecteurs mâles

Droits



Coudés



Câble en nappe monobrin rigide au pas de 2,54



types de connecteurs femelles

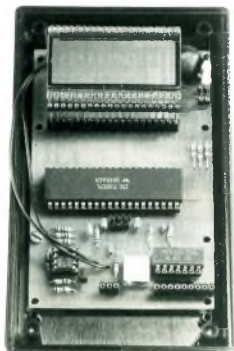
droits larges



coudés larges



Tulipe à wrapper (longue)



LE TCA 965 de chez SIEMENS

Un comparateur à fenêtre d'emploi facile

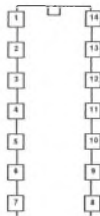
Les comparateurs sont, en quelque sorte, les décisionnaires en électronique. Plus petit ou plus grand ?? Là est toute la question ! Et l'égalité ? C'est quelquefois l'autre élément de décision, et comme elle n'existe jamais vraiment, la notion de plage de tolérance (ou fenêtre) réclame un montage plus encombrant. Le TCA 965 de chez SIEMENS est un comparateur à fenêtre qui rassemble dans un DIP 14 broches toutes les fonctions de base utiles dans de nombreuses applications de sélections, de contrôle, et d'entretien. Il est de plus capable de générer sa propre tension de référence. Il doit faire partie de la panoplie des indispensables de vos tiroirs à malice.

RESUME DES CARACTERISTIQUES

Alimentation :	4,75 à 27 Volts
Courant de sortie :	50mA (broches 2,3,13,14)
Tensions d'entrée différentielles :	15 Volts (entre 6,7 et 8) 30 Volts (en broche 9)
Courant de référence :	10 mA maxi (en broche 10)
Plage de température :	-25 à 85°C

Caractéristiques principales à Vs = 10 Volts T = 25°C

	mini	type	maxi	unités
Consommation (hors sorties) :	5		7	mA
Courant d'entrée 6,7,8 :	20		50	nA
en broche 9 :	-400		-3000	nA
Tension d'offset 6/8 7/8 :	-20	\pm 10	20	mV
Tension d'entrée 6,7,8 :	1,5		Vs-1.0	Volts
en broche 9 :	50		Vs/2	mV
Tension de référence 5 :	2,8		3.0	Volts
Tension stabilisée 10 :	5.5		6.5	Volts
Coeff. T°C de Vref :			0.5	mV/°C
Sensibilité de Vref à Vs :			3	mV/Volts
Seuil d'inhibition 4,12 :			1.5	Volts
Courant d'inhibition :			-100	uA



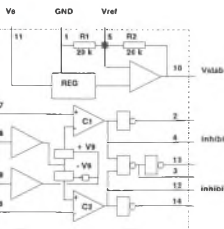
- 1 masse
- 2 sortie haute
- 3 sortie fenêtre inv
- 4 inhibit 2
- 5 Vref
- 6 entrée haute
- 7 entrée basse
- 8 entrée centrale
- 9 entrée fenêtre
- 10 Stabilisée
- 11 Vs
- 12 inhibit 14
- 13 sortie fenêtre nor
- 14 sortie basse

FONCTIONNEMENT

Le synoptique interne donne une vue précise du fonctionnement.

La tension centrale est appliquée en broche 8. Elle est ensuite transmise, au travers d'un suiveur au point central liant deux comparateurs, par l'une de leurs entrées opposées.

La tension de demi-fenêtre doit être appliquée en broche 9 (par rapport à la masse d'alimentation) Elle est "additionnée", au travers d'un suiveur, à la tension centrale en +V9 et -V9 et constitue la "plage de tolérance" de l'étage comparateur.



La (ou les) tension à comparer (à cette tension centrale V8 \pm V9) est appliquée en 6 et 7. La sortie des comparateurs bascule alors :

- pour C1 : si V7 > V8 + V9 et vice-versa
- pour C2 : si V6 < V8 - V9 et vice-versa

Les états d'équilibre sont évités par un hystérésis provoqué en sortie de C1 et C2. Les états sont ensuite inversés pour commander à l'état bas (à collecteur ouvert) les charges de puissances sur 2 et 14. Ces états sont également mixés par une porte NAND et inversés pour donner un état bas en broche 13 (à collecteur ouvert) à l'intérieur de la fenêtre. Une sortie inverse est disponible en broche 3. Chacune des sorties 2 et 14 peut être bloquée à l'état

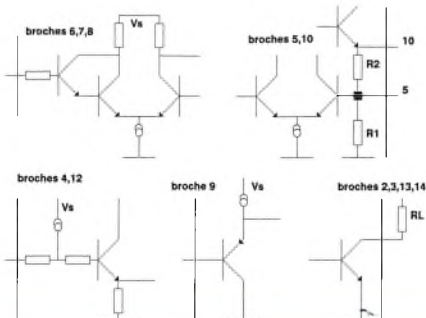
haut par une broche "INHIBIT" en appliquant un état bas forcé à l'entrée des inverseurs de sorties. Ces entrées inhibite sont actives quand elles sont reliées à la masse (broche 4 pour 2 et 12 pour 14)

TABLE DE VERITE

V7 > V8 + V9 broche 2 active (état bas)
 sinon collecteur ouvert
 V6 < V8-V9 broche 14 active (état bas)
 sinon collecteur ouvert
 V6 + V9 < V8 < V7-V9 broche 13 active (état bas)
 sinon collecteur ouvert (et broche 3 en inverse)

L'alimentation du circuit est assurée par les broches 11 (Vs) et 1 (la masse).

La possibilité de disposer d'une tension de référence est offerte sur le CI. La structure interne est un ampli-OP dont le gain est fixé à 2 par le rapport R2/R1 + 1. Il suffit pour modifier ce gain de placer une résistance (eventuellement ajustable) entre la broche 5 et la masse. Elle sera ainsi en parallèle sur R1 et fera varier V10 en GxVref. Une autre solution consiste à placer une résistance entre 5 et 10 et faire ainsi varier le gain en sens inverse en jouant sur R2.



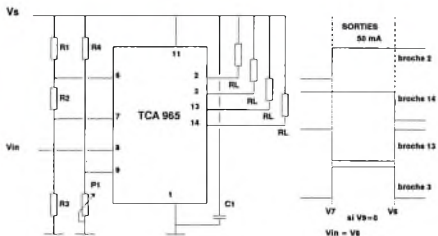
APPLICATIONS TYPES

Vin en broche 8 : plage de tension (\pm V9) aux bornes en 6 et 7

CONSEILS D'APPLICATIONS

Une précaution élémentaire tout d'abord : un condensateur de découplage protégera le montage des oscillations parasites (10 uF chimique fera l'affaire).

La connaissance de la structure interne des broches permet de mieux disposer du CI. Celui-ci n'est conçu que pour la comparaison de tensions continues. Evitons donc de lui infliger du bruit sur ses entrées de mesure, ce qui aurait pour effet de faire scintiller les sorties sans que le produit puisse être mis en cause.

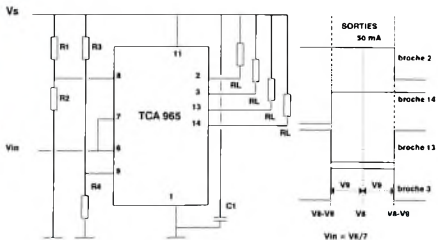


Vin en broches 6 et 7 : tension à comparer à la plage entrée sur V8 \pm V9

CONCLUSIONS

Nous disposons là d'un CI complet et relativement bien conçu. Facile à mettre en oeuvre, il apportera bon nombre de simplifications dans vos montages où de telles applications réclamaient souvent un étage assez complexe. Nous l'avons d'ailleurs mis à l'épreuve dans ce numéro, dans la détection de tendance sur le baromètre-altimètre. Rendez-vous aux petits curieux au chapitre correspondant !

LE FUTE



Un jeu de lumière de poche

Voici un nouveau montage pour apprendre l'électronique en s'amusant. Cette réalisation permet d'obtenir un petit jeu de lumière de poche aux effets les plus inattendus. On obtient une animation lumineuse en allumant un ensemble de 10 LED à la manière des vu-mètres des magnétophones en fonction du bruit ambiant. L'effet peut également être ramené à l'allumage d'une seule LED qui se déplace le long du barreau. Il y a de quoi épater les copains en s'en faisant un "PIN'S" qui sort vraiment de l'ordinaire. OUAH!!!! Quel look!

Ce kit est une application directe de l'utilisation des amplificateurs opérationnels (Plus couramment appelés ampli OP ou AOP) ainsi que d'un circuit plus complexe, mais oh combien pratique, qu'est le LM3915 (Exemple d'utilisation des comparateurs).

Rappel sur le LM3915

Le LM3915 est un circuit intégré de 18 broches conçu pour piloter un affichage sur 10 LED à partir de l'analyse logarithmique du signal de commande. Ce signal de commande est en fait une tension dont la

grandeur est proportionnelle à l'information initiale à mesurer (Tension, température, bruit, lumière, etc...).

Le synoptique interne (donné ci-dessous en figure 1) permet de comprendre très rapidement le principe de son fonctionnement.

Le signal de commande (Grandeur à visualiser), dont l'amplitude doit se trouver entre 0 et 12 volts, est appliqué sur l'entrée E (Patte 5) du composant. Cette entrée est une entrée haute impédance car elle est constituée d'un suiveur de gain unité. La résistance de 20k et la diode protègent cette entrée contre les tensions inverses et les surtensions. Le signal résultant est appliqué sur dix entrées inverseuses d'une rangée de dix comparateurs.

Les broches 7 et 8 permettent de disposer d'une tension de référence de 1,25 volts. Cette référence peut être "manipulée" pour générer la tension de comparaison qui pilotera le réseau en échelle de LM3915. Ce réseau est calculé de telle manière qu'il permet d'obtenir un découpage de la tension de comparaison évoluant logarithmiquement. Les dix tensions résultantes sont appliquées sur l'entrée non inverseuse de la rangée des dix comparateurs. C'est cette disposition qui permet d'obtenir un basculement de la sortie de chaque comparateur (Donc de l'allumage de la LED) à chaque fois que la tension de commande devient supérieure à la tension du tronçon correspondant (L'article sur le "pile ou face électronique" décrit dans l'hobbytronic n°2 détaille très largement le fonctionnement du comparateur).

La sortie des comparateurs attaque directement les LED à allumer. Le courant qui traverse ces LED est "programmé" par le composant ce qui évite d'avoir à faire appel à des résistances extérieures (Vive le gain de place). Cette "régulation" en courant est obtenue à partir de la référence interne qui ajuste le courant dans les LED par rapport à celui qui circule dans la résistance de référence ($I_L = 10 I_R$).

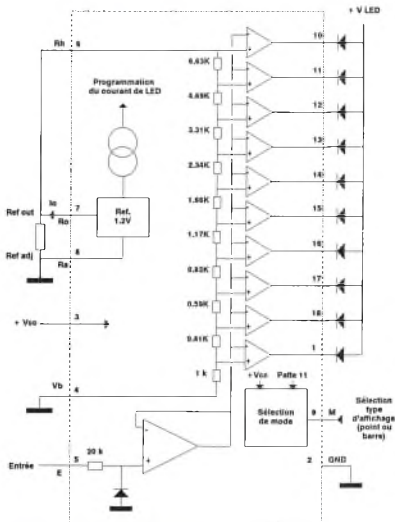


Fig 1 : Synoptique interne du LM3915

Le mode de fonctionnement (Barre ou point) est sélectionné sur la broche 9. Non connectée, c'est le mode point qui est activé. Reliée au plus de l'alimentation, c'est le mode Barre. Pour ce dernier, il ne faut pas hésiter à prendre une pile de bonne qualité, le courant total n'étant plus négligeable.

Cette explication rapide montre, une fois de plus, qu'un composant, au départ complexe, se ramène toujours à une somme d'éléments simples interconnectés entre eux. (Dans le LM3915 : AOP, comparateurs, régulateurs).

Le LM3915 ainsi que son homologue le LM3914 (Réseau de résistance linéaire au lieu de logarithmique) ont été développés beaucoup plus en détail dans l'"Hobbytronic n°1" (P2 à 8). N'hésitez pas à vous y reporter pour en savoir beaucoup plus sur ce composant et ses nombreuses applications.

Le principe du montage

Le principe de ce montage (Donné ci-contre en figure 2) reste parmi les plus simples que l'on puisse trouver (Et cela grâce au LM3915).

La capture du bruit ambiant est réalisée grâce à un microphone qui convertit les ondes acoustiques en ondes électriques.

Le signal obtenu est envoyé dans un amplificateur. Il permet d'obtenir un niveau suffisamment élevé pour attaquer la suite du montage.

Le résultat est passé à travers d'une cellule de linéarisation qui permet de ne conserver que les variations du bruit (Essentiellement sur les basses) et cela indépendamment du niveau du bruit ambiant.

Enfin nous aboutissons au circuit d'affichage qui commande les LED.

Le schéma de détail

Le schéma de détail (donné figure 3) suit parfaitement le schéma de principe (L'analogie est d'ailleurs facilement visible).

Le microphone

Le microphone X1 de type électret est polarisé par la résistance R1. Il convertit les ondes sonores en ondes électriques et les

transmet à l'étage amplificateur au travers du condensateur C1.

L'amplificateur

L'amplificateur est constitué de deux amplificateurs opérationnels utilisés en amplificateurs inverseurs. La polarisation de ces étages est assurée par les résistances R10 et R11, qui ayant des valeurs identiques, créent une tension égale à $V_{\text{alm}}/2$. Cette tension devient alors la "pseudo-masse" de l'amplificateur afin de l'alimenter symétriquement (Condition de fonctionnement idéale pour l'AOP). Le gain du premier étage est égal à $-R3/R2$ et celui de l'étage suivant est égal à $-R5/R4$. Le gain global du montage est alors égal à $R5R3/R4R2$. Il est ici de l'ordre de 480 ce qui permet de conserver une bonne sensibilité en milieu sonore normal.

L'étage de linéarisation

L'étage de linéarisation du signal utilise une cellule d'alimentation.

Elle est constituée de 3 sous-ensembles qui sont en conflit permanent afin d'obtenir le résultat escompté. Ces 3 sous-ensembles sont C2R6, D1D3 et C3R9.

Le groupe C2R6 aligne la valeur moyenne du signal issu de l'amplificateur par rapport à la masse. Cet état est stable si aucun élément n'essaie de perturber. Si par malheur quelqu'un venait le déséquilibrer (Qui oserait!), il ferait tout pour réaliser à nouveau cet alignement. Pendant le retour à cet état d'équilibre ne pourra se produire qu'avec un temps de retard lié à la constante de temps C2R6 de l'ordre ici de 330mS.

Les diodes D1 et D3, quand elles sont passantes, limitent l'amplitude du signal sur R6 à 1,4 volts. (La charge de la capacité C2 est quasiment instantanée en raison de la faible résistance équivalente des diodes). Dès que la tension instantanée issue de l'amplificateur diminue de 1,4 volts, ces diodes se bloquent (Elles osent! Heureusement d'ailleurs). La tension aux bornes de R6 devient négative car l'amplitude est intégrée conservée (L'étage C2R6 est déséquilibré). L'ensemble D1D3 réalise donc un alignement des crêtes sur 1,4 volts. Cela est vrai si l'amplitude est constante. Si l'amplitude diminue, les diodes restent bloquées et la résistance R6 va essayer de ramener la valeur moyenne du signal sur la masse. Dès que les diodes redeviennent passantes, le réaligement sur les crêtes redevient actif. Le fonctionnement est alors indépendant du niveau sonore (Sauf dans les très faibles niveaux).

Le sous-ensemble R9C3 joue 2 rôles simultanés. Tout d'abord, grâce à sa constante de temps R9C3 de 470 mS, permet de rendre visible les variations de bruits en ralentissant les phénomènes. Ensuite, contrarier le rôle de D1 en la laissant bloquée et ainsi permettre à R6 de réaligner le signal en cas de forte diminution de bruit.

La diode D3 seule limite l'amplitude du signal transmis à 0,7 volts et réalise ainsi l'adaptation de niveau.

La tension résultante de la linéarisation est appliquée directement sur l'entrée du circuit d'affichage.

Fig. 2 : Schéma de principe du montage

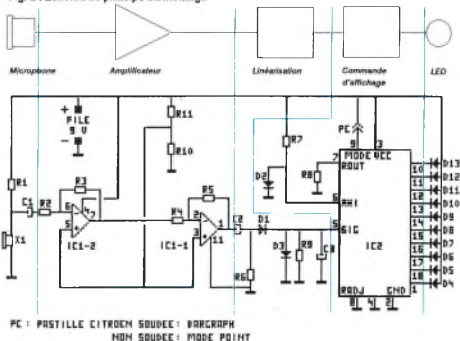


Fig. 3 : Schéma de détail du montage

La commande d'affichage

La référence appliquée sur le réseau de résistance du LM3915 est réalisée par la résistance R7 et la diode D2 générant ainsi une référence positionnée à 0,7 volts (Référence qui est compatible avec le niveau généré par D3).

La résistance R8 positionnée sur la tension de référence interne, limite le courant qui circule dans les LED à environ 5 mA.

Le mode de fonctionnement (Barre ou Point) se sélectionne au niveau de PC en soudant ou en ne soudant pas ensemble les pastilles.

L'alimentation du montage est assurée par une pile de 9 volts.

Liste du matériel

Ce montage très simple fait appel à très peu de composants.

R1	Résistance 1/4W 10 K Ω (Marron - Noir - Orange)
R2	Résistance 1/4W 1 K Ω (Marron - Noir - Rouge)
R3	Résistance 1/4W 22 K Ω (Rouge - Rouge - Orange)
R4	Résistance 1/4W 1 k Ω (Marron - Noir - Rouge)
R5	Résistance 1/4W 22 K Ω (Rouge - Rouge - Orange)
R6	Résistance 1/4W 150 K Ω (Marron - Vert - Jaune)
R7	Résistance 1/4W 22 K Ω (Rouge - Rouge - Orange)
R8	Résistance 1/4W 2,2 K Ω (Rouge - Rouge - Rouge)
R9	Résistance 1/4W 470 K Ω (Jaune - Violet - Jaune)
R10-R11	Résistance 1/4W 4,7 K Ω (Jaune - Violet - Rouge)

C1-C2 2,2 μ F 63V radial chimique
C3 1 μ F 63V radial chimique

D1-D2-D3 Diode 1 N 4148
D4 à D13 Diode led \varnothing 3 mm

IC1 Circuit intégré LM 324
IC2 Circuit intégré LM 3915

1 Support circuit 14 broches
1 Support circuit 18 broches

X1 Micro électret

Réalisation

La réalisation est facilitée par un circuit imprimé relativement aéré (Donné figure 4).

Le circuit imprimé est donné à l'échelle 1 et sa dimension externe est ajustée pour pouvoir entrer dans un coffret C1 MMP.

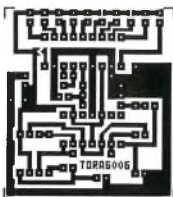


Fig. 4 : Circuit Imprimé à l'échelle 1

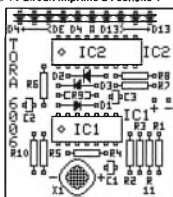
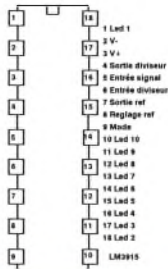
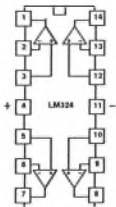


Fig. 5 : Implantation des composants

La partie montage ne présente donc aucune difficulté surtout si l'on opère par ordre de taille des composants. Il faudra cependant veiller à ajuster la hauteur des LED pour qu'elles puissent s'insérer sans problème dans le coffret. Respecter le sens des circuits intégrés, le sens des LED (Pour mémoire la patte la PLUS longue doit être au PLUS) ainsi que celui des condensateurs électrochimiques et du micro électret (La patte - est généralement reliée au boîtier). L'alimentation 9 volts fournie par exemple par une pile, sera connectée aux emplacements marqués "+" et "-" du circuit imprimé. On pourra insérer un interrupteur à glissière dans l'un des deux fils du coupleur de pile pour mettre le montage hors tension. La couleur des LED peut également être changée pour agrémenter d'une certaine manière le montage et ainsi améliorer encore plus l'effet lumineux. Ne pas omettre de souder ensemble les deux pastilles PC si on veut utiliser le montage en mode barre. Un interrupteur peut éventuellement être soudé entre ces deux points pour pouvoir faire une sélection manuelle du mode d'affichage.

Brochages

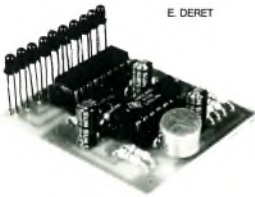


Conclusions

Ce montage relativement simple a permis d'aborder l'utilisation des amplificateurs opérationnels dans le mode inverse ainsi que l'utilisation d'un circuit intégré plus complexe qu'est le LM3915.

Cet exemple d'application pour chacun de ces circuits intégrés n'est qu'un très faible aperçu du large éventail de leurs possibilités. Pour s'en convaincre, il suffit pour le LM3915 de se reporter à la hobbytronique de ce composant dans l'hobbytronique n°1. Pour l'AOP, une large place lui a été consacrée dans ce journal.

E. DERET

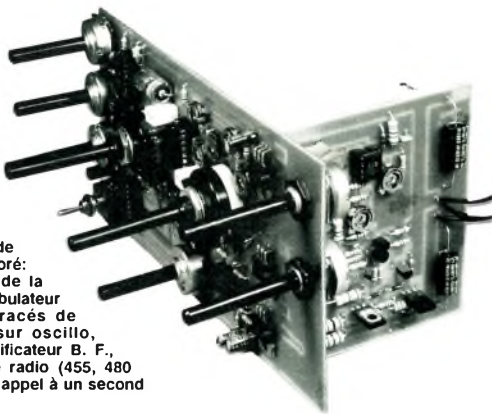


UN GENERATEUR DE FONCTION WOBULE

Avoir les signaux de base, sinus, triangle, carré, sous la main est souvent nécessaire pour la mise au point ou le dépannage de maquettes. C'est malheureusement souvent à des rapports qualité / prix très élevés qu'il est possible d'obtenir ce genre d'appareil.

Le générateur que nous vous proposons de réaliser ici pourra côtoyer sans honte vos autres appareils de mesure. Sa construction est grandement facilitée par l'absence de câblage fastidieux par fil, ce qui évite également toute surprise dans le comportement attendu de l'appareil terminé.

Ce générateur comporte de plus un wobulateur incorporé: générateur de balayage de la fréquence de sortie. Ce wobulateur ouvre les portes des tracés de courbes de réponses sur oscillo, d'appareils tels que amplificateur B. F., moyennes fréquences de radio (455, 480 kHz), etc...et ce sans faire appel à un second générateur externe.



Caractéristiques générales

Ce générateur est construit autour d'un XR 2206 de chez EXAR, dont vous pourrez trouver la Hobbythèque dans ce même journal. Les solutions d'optimisation de ce circuit intégré ont été adoptées afin de fournir des signaux de très bonne qualité.

Les fonctions et gammes de cet appareil sont les suivantes :

- 5 gammes de base de 2 Hz à 220 kHz se recouvrant de 10 %.
- 5 gammes à recouvrement large de 0.25 Hz environ à plus de 500 kHz.

Génération possible :

- fréquence simple sinus, triangle ou carré.
- fréquence simple wobulée.

- fréquence de base plus fréquence wobulée en alterné.
- générateur bi-fréquence F_0 / F_1 .
- générateur de salves.

Ces deux dernières fonctions permettent par exemple la mise au point de circuits PLL ou décodeurs de tonalité, la mesure de leur sélectivité et de leur temps de réponse.

L'amplitude de wobulation est réglable de 0 à 100 %, ainsi que sa fréquence dans une gamme d'environ 5 à 150 Hz (modifiable par une valeur de composant pour le pilotage par exemple d'un enregistreur XY).

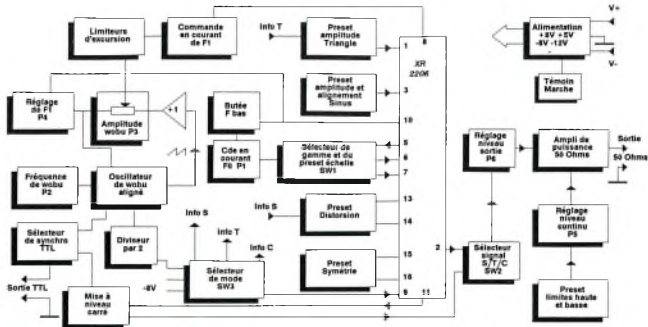
Deux sorties sont disponibles. La première est une sortie principale 50 Ω (Temps de montée et de descente du signal carré < 80 nS) réglable en amplitude

et en niveau continu de - 15 à + 15 Volts, et permet d'obtenir des triangles ou sinusoides écrêtés. (simulation d'un redressement mono-alternance par exemple).

La seconde est une sortie de synchronisation TTL fournissant l'image de la fréquence principale F_0 en mode normal (signal carré de rapport cyclique 50 %), et image de la fréquence de wobulation en mode alterné F_0 / F_1 ou mode wobulé. Cette sortie, pilotée par de la TTL série HC offre un niveau très proche de 5 volts d'amplitude et des temps de commutations de l'ordre de 10 nS.

L'alimentation se fait en symétrique ± 18 Volts continus, les autres tensions d'alimentation nécessaires étant fabriquées sur le montage.





Synoptique complet

Ce synoptique est tracé avec une disposition des sous-ensembles très proche du schéma de détail afin que vous puissiez reconnaître facilement le rôle de chaque bloc.

Alimentations

Pour se mettre en forme, commençons par le plus simple, l'alimentation. Elle fournit les tensions nécessaires à partir du ± 18 Volts pour l'ensemble de la carte soit : +8, +5, -8 et -12 Volts. Toutes ces tensions sont générées par régulateurs en version TO220 ou TO92 suivant la puissance utile. Le ± 18 Volts d'entrée est par contre utilisé directement pour l'amplificateur de sortie. Nous verrons plus loin, lors de l'utilisation du montage, quel type d'alimentation et quelle puissance sont les plus appropriés.

Dans ce synoptique, les entrées d'un bloc marquées "Info S", "Info T", "Info C" correspondent à un état logique 0 ou 1 suivant le cas émanant, du commutateur de sélection <S>inus, <T>riangle ou <C>arré.

Réglages fixes

Les fonctions ou réglages fixes sont appelés "preset" (préréglages : l'anglais a toujours eu l'avantage d'être plus court...). Ces préréglages sont au nombre de 6. Preset de l'amplitude et de l'alignement en continu de la sinus patte 3 du XR, de l'amplitude triangle patte 1 (activée seulement en fonction triangle), de la symétrie sinus en pattes 15 et 16, de la distorsion en patte 13 et 14 (en fonction sinus) et preset des fins d'échelles pour les 5 gammes de fréquences pour la patte 7 du XR (préréglage du recouvrement de 10% de chaque gamme). Le dernier préréglage

concerne les butées en continu de l'excursion de l'amplificateur de sortie (Bloc tout à fait en bas à droite si vous le cherchez encore.)

Commandes de fréquence

La patte 7, au travers du commutateur de gammes, est commandée en courant (Voir hobbythèque : optimisation du XR) afin d'obtenir une échelle de fréquence linéaire. Cette commande en courant se rétere en butée basse de fréquence, à la tension disponible en patte 10 du XR.

Une deuxième commande en courant active la patte 8 pour obtenir une seconde fréquence F1 quand la patte de commande FSK (9) est activée.

C'est cette seconde commande en courant qui peut être modulée par l'oscillateur de wobulation.

Wobulation

L'oscillateur de wobulation, dont la fréquence est réglée par P2, fonctionne en permanence. Il fournit à la fois une dent de scie et un signal carré.

La dent de scie est toujours centrée sur la consigne de fréquence F1 (P4) et son amplitude peut être choisie progressivement par le réglage de P3. Celui-ci correspond à l'amplitude de wobulation (profondeur de l'écart entre fréquence mini et maxi du signal).

Cette dent de scie superposée à la tension continue de consigne de F1 passe au travers d'un limiteur d'excursion avant d'attaquer la commande en courant. Cet étage évite l'appel d'un courant trop important ou d'un courant inverse à la patte 8 du XR 2206.

Le signal carré du générateur de wobulation est divisé par deux pour assurer la commutation de la patte FSK dans le mode bi-fréquence ou salves.

Synchro TTL

La synchro TTL récupère et sélectionne, en fonction du mode choisi, le signal carré image de F0 disponible en patte 11 du XR, ou le signal carré de l'oscillateur de wobulation.

Etage de sortie.

Le sélecteur de signal (SW2) récupère le signal sinus ou triangle du XR et le signal carré produit par le 74 HC. Cela permet d'avoir des temps de montée et descente de valeurs beaucoup plus faibles que ceux du carré en patte 11 du XR.

Ce sélecteur attaque le potentiomètre P6 de niveau de sortie et enfin l'ampli de sortie.

Cet ampli de sortie peut se voir appliquer une composante continue par P5, limitée en excursion par les presets que nous avons vus au début. P5 permettra donc de régler la composante continue du signal de sortie 50 Ω .

Le tour du synoptique est terminé : il vous a peut-être paru fastidieux mais, si vous m'avez suivi, vous allez voir que le schéma de détail vous semblera déjà beaucoup plus clair.

Vous verrez, d'autre part, qu'il n'est nullement besoin de faire appel à une électronique lourde et coûteuse pour obtenir toutes ces fonctions. Quelques astuces de câblage, l'observation des optimisations vues par ailleurs et un circuit imprimé dont le "pistage" est important, vous permettront une réalisation facile.

Schéma de détail

Encore une fois, nous allons voir la partie alimentation pour se mettre en forme avant de passer à la séquence passion (sic) qui sera l'étude du générateur proprement dit.

Ces alimentations sont produites par quatre régulateurs câblés sur les deux 18 Volts symétriques. RG3 est câblé en sortie de RG4 pour un équilibrage mieux réparti des dissipations. Une sortie pour LED témoin est disponible sur la branche -18 Volts. Un ± 12 Volts est fabriqué séparément pour l'étage traitement continu de l'ampli de sortie qui est sur un circuit imprimé différent de la carte principale. Le +5 Volts ne sert que pour le 74HC00 de sortie synchro TTL. On pourra donc utiliser pour ce régulateur un boîtier TO 92 (78L05), les autres devant être en TO220.

Passons aux choses sérieuses avec le XR 2206.

Les pré réglages

La caractéristique d'amplitude du sinus et triangle et fonction de deux variables : 1/ la valeur de la résistance connectée en patte 3. 2/ la tension appliquée à la patte 1, modulation d'amplitude. De plus on sait que le triangle a environ deux fois plus d'amplitude que la sinus : problème posé. Solution : en sinus la patte 1 est polarisée à +4 Volts par R2 et R3, le réglage du niveau de la sinus est ajusté par AJ8. En triangle, l'ajustable AJ11 est rapporté en parallèle sur R3 par SW2-1. On diminue alors la tension sur la broche modulation AM vers GND (V alim / 2 puisque le XR est alimenté en +8-8), ce qui a pour effet de pouvoir réduire l'amplitude triangle à une valeur identique à la sinus. Le tour est joué et ce, sans commutation hasardeuse sur la patte 3.

Le niveau continu sur cette patte 3 est déterminé par AJ10, qui permettra d'aligner à la fois la sinus et le triangle sur le niveau continu du carré fourni par le 74HC00.

Le preset AJ9 règle la distorsion sinus et n'est sollicité que dans la fonction correspondante.

La documentation technique du XR indique que si l'on commande les pattes 7 et 8 en courant, ou en tension au travers d'une résistance fixe, ce qui revient au même, la dite tension ne doit pas excéder la polarisation interne des pattes 7 et 8 : facile !. Cette tension de polarisation est pratiquement égale à celle qui existe sur la patte 10 (Bypass), c'est donc elle que l'on

utilisera pour régler notre butée de tension haute. Le courant extrait est, dans cette position, minimum, ce qui correspond à la fréquence mini du XR. AJ6 détermine ainsi la fréquence mini de l'ensemble des 5 gammes.

P1 règle la fréquence principale F0 en faisant varier le potentiel de commande de -8 Volts à +3 = -5 Volts. Chacune des 5 gammes sélectionne un preset de fréquence maximum qui permettra le réglage du recouvrement de 10 % entre elles. SW1-2 commute en même temps les capacités de fréquences patte 5 et 6.

La fréquence F1

La fréquence F1 est activée lorsque la patte 9, FSK, est à -8 Volts. F1 est commandée également par un générateur à courant constant piloté en tension et formé par IC3, T2 et R9 pour attaquer la patte 8. T2 sera un transistor à grand gain et faible bruit (BC549C), afin que son courant de base ne perturbe que le moins possible le courant de commande de la patte 8. La tension de commande vient de P4 et IC4 monté en suiveur (on suppose pour l'instant le curseur de P3 à fond à gauche). P4 peut faire varier la tension entre -8 Volts et la même référence que vue plus haut, patte 10.

L'oscillateur de wobulation

Il est construit autour de D3 à D7, IC5 et C11. C'est un oscillateur à comparateur générateur non pas d'un triangle, mais d'une dent de scie grâce à D7. L'oscillation est limitée à 1.2 Volts au dessus et au dessous de la tension de consigne de P4 grâce aux diodes D3 à D6. Cette tension en dent de scie est ajustable en fréquence par P2 qui sera le réglage de fréquence de wobulation. L'amplitude de cette dent de scie étant très limitée, on obtient pratiquement un dent de scie linéaire.

D'un oscillateur de ce type, on peut extraire deux signaux : la dent de scie présente aux bornes de C11 et un signal carré disponible en sortie de IC5.

La dent de scie est "bufferisée" par un suiveur (IC4) et appliquée à l'autre côté de P3. Vous avez deviné ? : D'un côté de P3 une tension de consigne de fréquence F1 et de l'autre une dent de scie de 2.4 Volts d'amplitude et toujours centrée sur cette tension de consigne. En faisant varier progressivement P3 de gauche à droite, on augmentera l'amplitude de wobulation autour de la fréquence centrale : plus simple, ça n'existe pas !.

Cette superposition de consigne et de dent de scie peut toutefois dépasser en niveau de tension, les limites maxi du

générateur à courant constant IC3 - T2. C'est l'ensemble R10, D1, D2 et les deux portes d'ampli OP qui vont tenir cette tension dans leurs petits bras musclés en effectuant un rabotage à -8 Volts pour le bas et à une fraction de la tension de patte 10 pour le haut. Cela signifie que l'on pourra également obtenir dans le cas d'un rabotage par le haut, une commande de wobulation jusqu'à une certaine fréquence puis fréquence constante ensuite, jusqu'à la fin de la dent de scie. L'inverse est vrai aussi : fréquence constante au début puis wobulée ensuite.

Le signal carré de sortie du wobulateur attaque un diviseur par deux relativement peu courant puisque constitué de deux comparateurs. Les fronts positifs seuls activent ce diviseur après un alignement et différenciation par C12 et D8. Cette division permettra la commande de la patte FSK en mode bi-fréquence F0 / F1 (position haute de SW3-2).

Dans cette position de SW3-2 on peut donc obtenir :

- alternativement F0 et F1 au rythme de l'oscillateur de wobu.
- alternativement F0 et F1 wobulé.

Synchro TTL.

La sélection de la synchronisation TTL se fait par SW3-1. Le quadruple NAND IC2, 74HC00 reçoit le signal de la patte 11 remis à un niveau qu'il trouve convenable par T1 et R5, R6, ainsi que le signal carré de wobu venant de IC5 et ré-aligné par R14, R15. Dans les deux positions extrêmes de SW3-1, c'est la synchro wobu qui est disponible sur la sortie TTL, en position médiane on y trouve l'image de la fréquence F0.

La porte NAND située tout à fait à droite du schéma récupère toujours le signal de patte 11. En sortie de la NAND il aura toutefois des caractéristiques de transition beaucoup plus honorables qui pourront attaquer le sélecteur de fonction SW2-3.

Si vous avez lu l'article hobbythèque sur l'optimisation du XR 2206, on peut ajouter deux choses.

1/ Que le traitement du signal carré du XR 2206 est bien éloigné de ce circuit, et que de plus ce signal carré au niveau de la patte 11 n'excédait jamais le Vbe de T1 soit 0.7 Volts. Ces deux astuces permettent d'éviter toutes déformations des autres signaux qui pourraient être générés dans la "puce" du XR.

2/ Histoire de pousser le vice un peu plus loin, en fonction sinus et triangle, le signal carré issu de la NAND est mis à la masse par SW2-4 afin que les transitoires



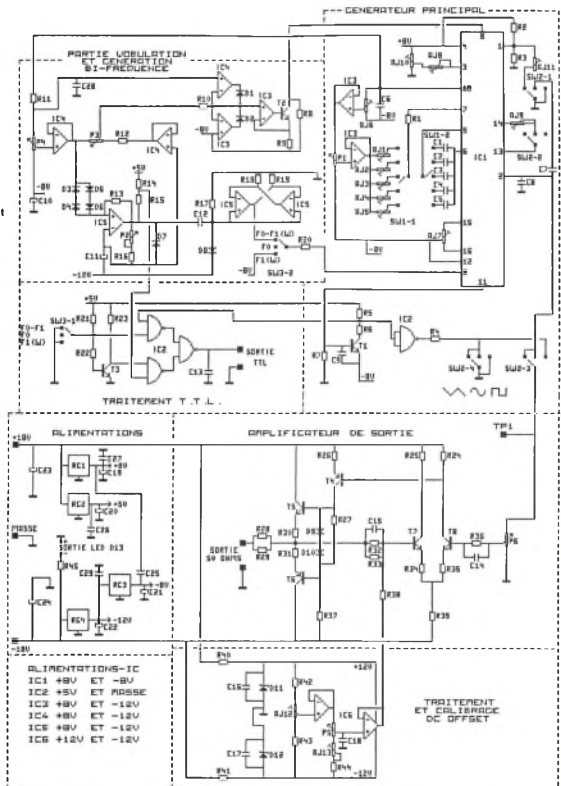
Figure 2 : Schéma complet du générateur wobulé.

La disposition des composants et des blocs fonctionnels est très proche du schéma synoptique afin de permettre un repérage facile des fonctions.

Pour mémoire :

- P1 : fréquence F0
- P2 : fréquence wob
- P3 : amplitude wob
- P4 : fréquence F1
- P5 : niveau continu
- P6 : amplitude de sortie

- SW1 : commutation de gamme
- SW2 : commutation de fonction (sinus, carré, triangle)
- SW3 : commutation de mode (fréquence simple, bi-fréquence, fréquence wobulée).



ne soient pas présentes dans ce composant discret, composition qui nous a donné les meilleurs résultats au niveau temps de réponse et distorsion.

Nous en avons terminé avec le générateur par lui-même... qui a dit ouf ?..., reste l'amplification de sortie.

L'amplificateur final

Cet ampli est totalement réalisé en composants discrets, composition qui nous a donné les meilleurs résultats au niveau temps de réponse et distorsion.

L'étage d'entrée est composé d'un ampli différentiel qui reçoit par P6, amplitude de sortie, le signal issu du générateur. L'autre transistor reçoit à la fois la contre-réaction du "push" de sortie ainsi que la composante continue qui vient tromper le niveau DC fourni par cette contre-réaction. Ce montage différentiel

attaque ensuite le "driver" et les transistors de sortie dont le courant de repos est fixé par D9, D10, R27 et R30, R31. La sortie est adaptée basse impédance de l'ampli est adapté en 50 Ω par R28 et R29, 100 Ω 1 Watt.

La tension d'offset de sortie est réglée par P5 dont le débattement est limité vers le haut par AJ12 et vers le bas par AJ13. Un suiveur est intercalé entre les deux ajustables afin de faciliter le réglage final en supprimant l'interaction entre les deux pré-réglages.

Réalisation

Câblage des platines

L'ensemble du générateur est réparti sur deux circuits imprimés différents qui seront assemblés à la fin du montage des composants par les potentiomètres P5 et P6 et un fillet de soudure sur les pistes de jonction. Le schéma de ces deux circuits est en figure 3.

Nous vous conseillons fortement d'éviter toute modification dans les plans de masse et du câblage du XR 2206, ceux-ci ayant été optimisés lors de la réalisation des prototypes. La partie amplification prend place sur la carte 101-2 afin de tenir à distance tous les éléments qui manipuleront de la puissance et des amplitudes élevées. Cette procédure permet également de réduire l'occupation en façade du montage.

Comme d'habitude on soudera dans l'ordre les composants de hauteurs et encombrements croissants afin de pouvoir retourner le CI sur un support souple. Ne pas oublier le montage des STRAP et notamment de former une boucle sur le strap situé sous le commutateur SW2. Cette boucle sera le point test TP1, utile lors des procédures de réglages.

En parlant de strap : les potentiomètres P1 à P4 du type EP20 possèdent un boîtier muni de deux cosses qui permettent de réunir le boîtier à un potentiel et donc de blinder la piste carbone. Pour P1, P2 et P4, ce boîtier joue le rôle de strap par la même occasion : strap sur la masse pour P2 et P4 et sur le moins 8 Volts pour P1. Si vous utilisez des potentiomètres normaux, genre P20C, ne pas oublier de réaliser ces trois straps et de réunir les boîtiers à la masse. Il reste dans ce cas assez d'épaisseur pour fixer le P20C entre la façade et le circuit.

Les plans d'implantation de la figure 4, qui sont placés en vis à vis, ainsi que les photos du montage donnent une idée de la structure qu'aura l'assemblage final.

Il faudra prendre soin pour la réalisation de ne pas se tromper dans les valeurs des composants car leur nombre est relativement élevé. Les commutateurs SW1 à SW3 sont des versions prévues pour circuit imprimé et serviront à la fixation sur façade du montage terminé. Attention au condensateur C1, 10 μ F qui doit être du type non polarisé.

Les régulateurs en TO220 seront montés à plat sur le circuit pour éviter tout contact avec la façade avant lors du montage final.

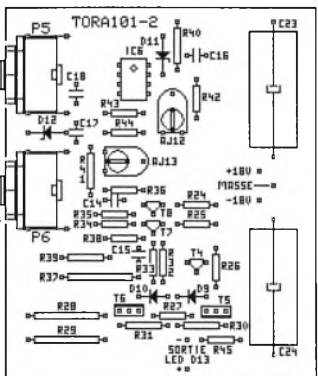
Figure 3 : Face cuivre échelle 1 de la carte amplification de sortie

Sur la page de face, cuivre à l'échelle 1 de la carte principale du générateur.



Figure 4 : De même, sur cette page : implantation des composants sur la carte ampli et sur la carte principale page suivante.

Ne pas oublier le montage des étriers sur P5 et P6 ainsi qu'un écrou qui déterminera le bon espacement entre les deux cartes.



On choisira si possible des ajustables CERMET pour les presets afin de conserver une bonne stabilité à long terme.

Assemblage des cartes

Sur la platine amplification 101-2, ne pas oublier le montage d'étriers sur P5 et P6 qui garantiront la perpendicularité des deux platines et améliorent la qualité du circuit de masse. Pour ces deux potentiomètres, il faudra deux écrous. Le premier servira à serrer l'étrier et jouera le rôle d'entretoise par rapport à la face cuivre de la carte 101-1. Le second permettra d'immobiliser la carte ampli sur la carte générateur.

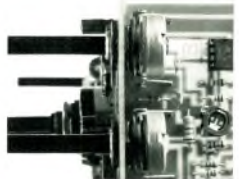
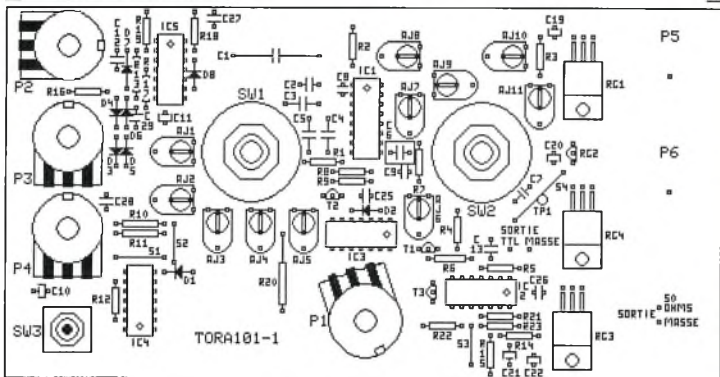
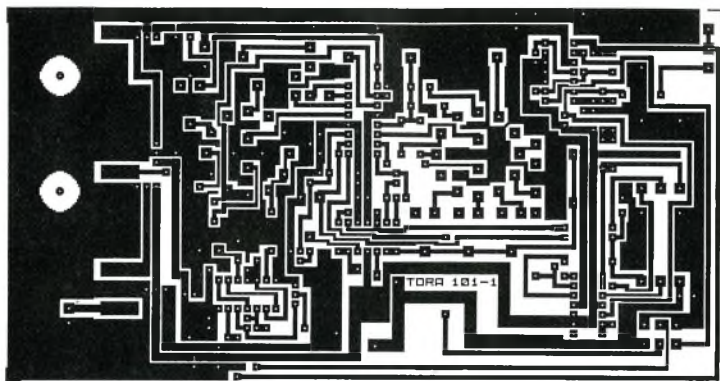


Figure 5 : Détail de la fixation entre les deux platines.





Lorsque les deux circuits sont câblés :

- 1/ Vérifier l'état des soudures et le bon positionnement des composants.
- 2/ Se baser sur les figures 5 et 6 pour les opérations suivantes.
- 3/ Fixer le circuit 101-2 sur le 101-1 à l'aide du deuxième jeu d'écrous de P5 et P6 sans trop serrer.
- 4/ Vérifier que les pistes qui seront raccordées par soudures sont bien en vis à vis au niveau des deux circuits imprimés.
- 5/ Recentrer au besoin P5 et P6 et bloquer les écrous.
- 6/ Souder les huit raccordements par un fillet de soudure sur toute la

longueur représentée par le pointillé de la figure 6.

Prendre garde de ne pas réaliser de jonction par soudure entre des liaisons de numéros différents. Faire principalement attention à la jonction marquée "B" sur la figure par rapport à la piste de masse voisine.

Tour de main

J'en vois un, au fond de la classe, qui après avoir soudé les deux plaques s'aperçoit que les étriers et les écrous sont toujours sur la table de travail, qu'à cela ne tienne...

Une astuce en cas de nécessité de démontage : S'il est nécessaire de dessouder un assemblage de ce type, que l'on rencontre fréquemment dans l'électronique grand public, ne pas utiliser de pompe à dessouder car la quantité de soudure aux points de jonctions est en général importante. La surchauffe nécessaire peut, dans ce cas, aboutir à un décollement du cuivre des circuits imprimés.

Procéder plutôt de la façon suivante : Enlever l'excédent de soudure soit à l'aide de la tresse à dessouder ou mieux, en tenant le circuit imprimé à l'envers afin que la soudure liquide s'accumule sur la panne



du fer à souder. Secouer énergiquement le fer pour le nettoyer et ce, assez rapidement, pour que la zone en question n'ait pas le temps de refroidir (Attention aux projections et à la moquette !)

Finir la séparation en chauffant à nouveau les points de jonctions un par un et en glissant en même temps une lame de rasoir entre les deux circuits, l'acier ne se laissant pas souder !

Alimentation

Il est conseillé pour ce kit, d'utiliser une alimentation de bonne qualité, et tout au moins stabilisée en ± 18 Volts par régulateurs. Le kit TORA 002 alimentation symétrique, choisi en version 2 X 18 Volts 350 mA conviendra tout à fait. Les courants consommés par ce montage peuvent en effet être très variables en fonction des charges connectées sur la sortie 50 Ω .

L'utilisation d'une alimentation uniquement redressée et filtrée est envisageable mais se fera au détriment des signaux à faibles amplitudes à cause de la résiduelle de 100 Hz sur l'amplificateur final. On pourra toutefois dans ce cas, réduire les dégâts, en montant les valeurs de C23 et C24 à 2200 μ F 25 ou 35 Volts.

Figure 6 : Détail de la liaison par soudeuse entre les deux circuits

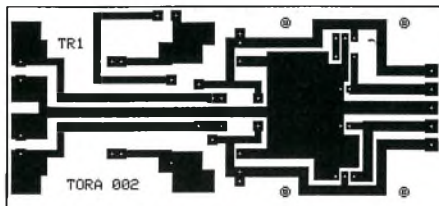


Figure 7 : Face cuivre échelle 1 de l'alimentation qui peut être utilisée pour le générateur.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt 5 % sauf indications contraires.

R1	1,2 K Ω
R2, R3	10 K Ω
R4	1,5 K Ω
R5	3,3 K Ω
R6	5,6 K Ω
R7	10 K Ω
R8	2,2 M Ω
R9	680 Ω
R10	1 K Ω
R11	22 K Ω
R12	1 K Ω
R13	4,7 K Ω
R14	680 Ω
R15	1 K Ω
R16	18 K Ω
R17 à 19	1,2 K Ω
R20	5,6 K Ω
R21	4,7 K Ω
R22	47 K Ω
R23	4,7 K Ω
R24, R25	510 Ω
R26	39 Ω
R27	100 Ω
R28, R29	100 Ω 1 Watt
R30, R31	10 Ω 1/2 Watt
R32, R33	12 K Ω
R34, R35	100 Ω
R36	1,8 K Ω
R37	1,5 K Ω
R38	1,2 K Ω
R39	3,9 K Ω 1/2 Watt
R40, R41	270 Ω 1/2 Watt

C1	10 μ F non polarisé
C2	1 μ F Plastique 50 V
C3	0,1 μ F Plastique
C4	10 nF Plastique
C5	1 nF Plastique
C6	1 μ F Plastique 50 V
C7	180 pF Céramique
C8	47 pF Céramique
C9	330 pF Céramique
C10	47 μ F chimique 25 V Radial
C11	1 μ F chimique 63 V Radial
C12, C13	100 pF Céramique
C14	4,7 pF Céramique
C15	2,2 pF Céramique
C16 à C18	0,1 μ F Multicouche
C19 à C22	10 μ F chimique 25 V Radial
C23, C24	100 μ F chimique 25 V Axial
C25 à C29	0,1 μ F Multicouche

AJ1 à AJ5	Ajustable Horiz. 4,7 K Ω
AJ6	Ajustable Horiz. 100 K Ω
AJ7	Ajustable Horiz. 22 K Ω
AJ8	Ajustable Horiz. 47 K Ω
AJ9	Ajustable Horiz. 470 Ω
AJ10 à AJ13	Ajustable Horiz. 10 K Ω

P1 Pot.	EP20 10 K Ω Linéaire
P2 Pot.	EP20 1 M Ω Linéaire
P3 Pot.	EP20 10 K Ω Linéaire
P4 Pot.	EP20 47 K Ω Linéaire
P5 Pot.	P20C 10 K Ω Lin. avec étrier + 2 écrous
P6 Pot.	P20C 1 K Ω Log. avec étrier + 2 écrous

T1	BC 547 B
T2	BC 549 C
T3	BC 547 B
T4	BC 640
T5	BD 139
T6	BD 140
T7, T8	BC 547 B

RG1	7808
RG2	78 L 05
RG3	7908
RG4	7912

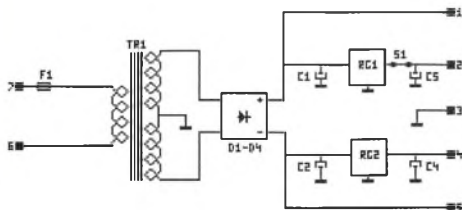
IC1	XR 2206
IC2	74 HC 00
IC3, IC4	TL 084
IC5	LM 339
IC6	TL 072

SW1 Commutateur rotatif LORLIN 2 Circuits 6 Positions pour C1
 SW2 Commutateur rotatif LORLIN 4 Circuits 3 Positions pour C1
 SW3 Double inverseur 3 Positions ON-OFF-ON pour C1
 1 Support 8 broches
 4 Supports 14 broches
 1 Support 16 broches
 2 BNC châssis 50 Ω

Coffret conseillé : ESM EC26/10

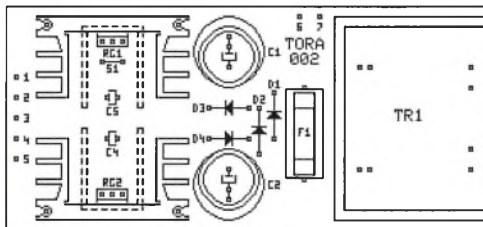
D1 à D10	1 N 4148
D11, D12	Zener 12 V 1 Watt
D13	LED Témoins





Figures 8 & 9 : Ci-dessus, le schéma relativement simple de l'alimentation symétrique. Les sorties 1 et 5 resteront non utilisées.

Ci-dessous, l'implantation des composants. TR1 sera monté coté cuivre (voir photo en fin d'article).



Alimentation

Composants pour l'alimentation ± 18
Volts régulés.

TR1	Transto KITATO 2 x 18 V 18 VA
C1, C2	1000 μ F 35 / 40 V chimique radial
C4, C5	10 μ F 25 V chimique radial
RG1	7818
RG2	7918
D1 à D4	1 N 4007

2 Radiateurs ML33
1 Fusible 630 mA + Support Ci
1 Inter M/A

Brochages

BC 547 B



BC 549 C



BC 640

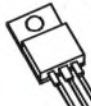


BD 139
BD 140

Régulateur
78 L 05



OUT GND IN



Régulateur
positif TO220

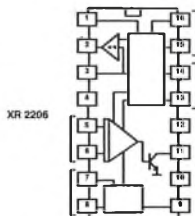
7808
et 7818
(alimentation)

Régulateur
négatif TO 220

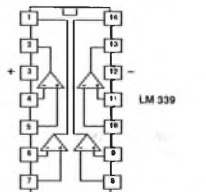
7908
7912
et 7918
(alimentation)



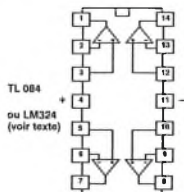
GND IN OUT



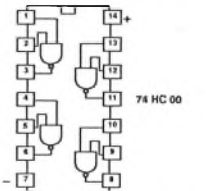
XR 2206



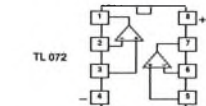
LM 339



TL 084
ou LM324
(voir texte)



74 HC 00



TL 072

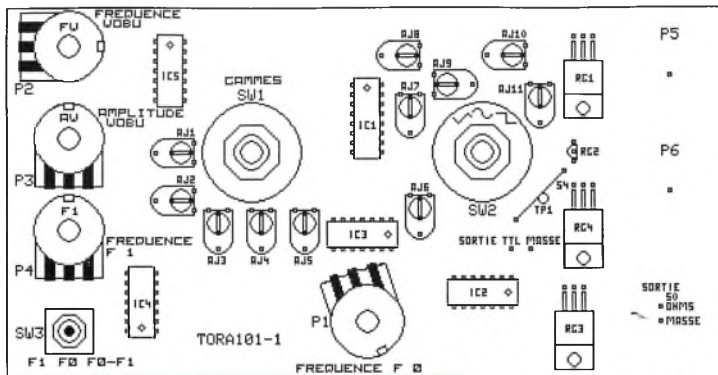


Figure 10 : implantation des réglages et détail de leurs fonctions ci-dessous

Mise sous tension et réglages

- | | | | | |
|-------|-------------------------------------|--------|---------------------------------|--------------------------------|
| • AJ1 | Fréquence maxi gamme 20 KHz-200 KHz | • AJ7 | Symétrie sinus | • 1ère position 2Hz - 22Hz |
| • AJ2 | Fréquence maxi gamme 2 KHz-20 KHz | • AJ8 | Amplitude sinus | • 2ème position 20Hz - 220Hz |
| • AJ3 | Fréquence maxi gamme 200 Hz-2 KHz | • AJ9 | Distorsion sinus | • 3ème position 200Hz - 2.2KHz |
| • AJ4 | Fréquence maxi gamme 20 Hz-200 Hz | • AJ10 | Tension continue sinus/triangle | • 4ème position 2KHz - 22KHz |
| • AJ5 | Fréquence maxi gamme 2 Hz-20 Hz | • AJ11 | Amplitude triangle | • 5ème position 20KHz - 220KHz |
| • AJ6 | Fréquence mini toutes gammes | | | |

La qualité de votre nouveau générateur est étroitement liée au soin apporté aux réglages qui suivent. N'hésitez pas à lire une première fois le texte concernant le réglage avant de l'exécuter.

L'instrument nécessaire pour régler ce générateur est au minimum d'un oscilloscope. Solution de riche me direz-vous, mais à qui peut bien servir un générateur de fonction sans ce second appareil....

Les figures 10 et 11 vous indiquent les positions des réglages pour la platine principale et la carte ampli avec en légende la fonction de chaque ajustable.

Encore un petit point avant d'attaquer le vil du sujet; dans l'ensemble du texte, et pour le rendre plus digeste, l'abréviation SAM (rien à voir avec l'oncle) signifie <S>ens des <A>iguilles d'une <M>ontre et SIAM, vous avez deviné, <S>ens <I>nverse des <A>iguilles d'une <M>ontre.

Initialisation

C'est parti !. Avant de mettre sous tension, régler AJ1 à AJ9 à mi-course, AJ10 à fond SIAM (donc à gauche !), AJ11 à mi-course et tourner SW1 à fond SIAM.

Enlever l'écrou de SW1, positionner l'index du bloqueur de position en face du chiffre 5. Tourner SW2 de la même façon et positionner le bloqueur en face du chiffre 3. Remonter les écrous sur les deux rotateurs. Cette manipulation limite le nombre des positions à la quantité utile pour chaque rotateur.

- Positionner le commutateur de fonction SW2 en carré (à fond SAM)
- Positionner le commutateur de gamme SW1 sur la gamme 200 Hz-2.2 KHz, 3ème position de SW1.
- Positionner le commutateur de sélection SW3 en générateur F0 (au centre).
- Régler le potentiomètre P1 de fréquence F0 à mi-course.

Réglages des amplitudes et alignements

Mettre le générateur sous tension et placer une sonde d'oscilloscope x1 entre TP1 (boucle du strap si elle est faite) et la masse. En position GND de l'oscillo, centrer la trace au milieu de l'écran et régler l'entrée oscillo en position DC, calibre 1 Volt par careau. Relâcher la touche GND pour passer en DC ; après avoir réglé la base de temps et la synchro de l'oscillo, vous devez trouver un signal carré aligné sur 0 Volt et de 2 Volts d'amplitude environ.

Bien relever les valeurs des tensions à l'état 0 et à l'état 1 du carré.

- Passer en sinus à l'aide de SW2 (1 cran en arrière).
 - Régler AJ9 pour obtenir une forme de sinus la meilleure possible (réglage idéal à l'aide d'un distorsiomètre ou, à défaut, grâce au montage simple décrit ci-contre en annexe).
 - Régler AJ7 (Symétrie) pour parfaire la forme de la sinusoïde.
- Prendre éventuellement ces deux réglages dans l'ordre pour arriver au meilleur résultat possible. Réajuster au besoin le calibre tension de l'oscillo pour mieux juger : AJ7 doit être à peu près à mi-course pour un réglage correct.
- Régler AJ8 (Amplitude sinus) et AJ10 pour obtenir les mêmes amplitudes et niveau continu que le signal carré (commuter éventuellement SW2 de sinus à carré pour vérifier ces deux réglages).
 - Passer en fonction triangle à l'aide de SW2 : à fond SIAM.
 - Régler AJ11 pour obtenir les mêmes valeurs de tensions crêtes que pour le carré et la sinus.

Quand cela est fait, vos trois types de signaux sont identiques en niveaux et alignements à TP1.



Étalonnage des fréquences

Connecter éventuellement un fréquencemètre au même point test que l'oscilloscope.

Remettre SW2 en fonction carré et laisser le commutateur de gammes en position 200 Hz-2 KHz.

- Tourner P1 à fond SAM (F0 maxi de la gamme).
- Régler AJ3 pour obtenir une fréquence de 2200 Hz ou 9 divisions horizontales à l'oscillo sur le calibre 50 μ S / carreau.
- Tourner P1 à fond SIAM (F0 mini de la gamme).
- Régler AJ6 pour obtenir 200 Hz. 10 divisions sur cal. 0.5 mS.
- Tourner P1 (F0) à fond SAM.
- Tourner le commutateur de gamme à fond SIAM (2 Hz- 20 KHz).
- Régler AJ5 pour obtenir 22 Hz environ : 9 divisions sur cal. 5 mS.
- Tourner SW2 en gamme 20 Hz-200 Hz.
- Régler AJ4 pour obtenir 220 Hz : 9 divisions sur cal. 0.5 mS.
- Tourner SW2 en gamme 2 KHz-20 KHz (attention : la gamme 200 Hz-2 KHz a été réglée au début).
- Régler AJ2 pour obtenir 22 KHz : 9 divisions sur cal. 0.5 μ S.
- Tourner enfin SW2 sur la dernière gamme 20 KHz- 200 KHz.
- Régler AJ1 pour obtenir 220 KHz : 9 divisions sur cal 0.5 μ S.

Vérifier éventuellement le recouvrement des gammes. Vous devez obtenir :

- Gamme 1 : 2 Hz - 22 Hz
- Gamme 2 : 20 Hz - 220 Hz
- Gamme 3 : 200 Hz - 2.2 KHz
- Gamme 4 : 2 KHz - 22 KHz
- Gamme 5 : 20 KHz - 220 KHz

Et donc un recouvrement de fin de gamme de 10 % à chaque fois.

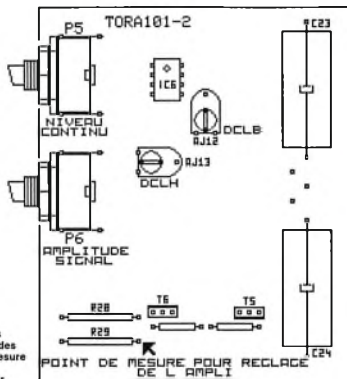
Réglage de la platine ampli

Les ajustables sont repérés DCLB pour tension continue limite basse et DCLH pour tension continue limite haute.

Connecter la sonde de l'oscillo sur l'un des deux 100 Ω de sortie de l'ampli : R28 ou R29, côté transistor T6, BD140. Voir figure 11.

- Recalibrer au besoin le zéro de l'oscilloscope.
- Tourner P5 (amplitude) à fond SIAM ainsi que P5 (niveau continu).

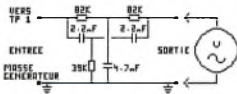
Figure 11 : Position des réglages et des points de mesure sur la carte amplificatrice



- Calibrer l'oscillo sur 5 Volts par division.
- Régler AJ12 (DCLB) pour obtenir moins 15 Volts en sortie : cette mesure peut être vérifiée et affinée au contrôleur.
- Régler P5, niveau continu, juste à mi-course en s'aidant au besoin d'un bouton à flèche pour repérer ce point.
- Régler AJ13 (DCLH) pour obtenir 0 Volt en sortie : idem, vérifier au contrôleur.

Ce point correspondra au DC cal. (calibration continu) du réglage de P5

En tournant P5 à fond SAM, vous devez obtenir une tension de sortie positive de l'ordre de 16 à 16.5 Volts.



Annexe : réglage distorsion sinus.

Si l'oscillo est répandu ou tout au moins facile à se procurer temporairement, un distorsiomètre : dur !. Le petit montage qui suit va vous permettre de régler la distorsion et la symétrie à l'aide de très peu de composants.

Réaliser sur une platine LAB ou en soudé le filtre en double "T" suivant le schéma ci-dessus.

Connecter l'entrée du filtre entre TP1 et la masse du générateur.

Connecter à la sortie, un voltmètre alternatif sur le calibre 1 Volt.

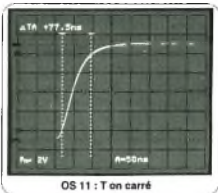
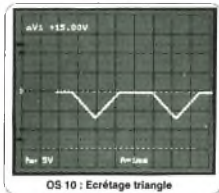
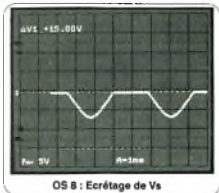
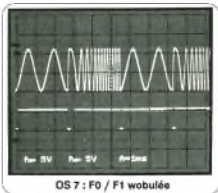
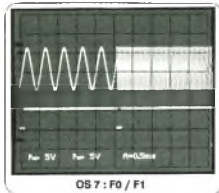
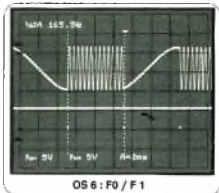
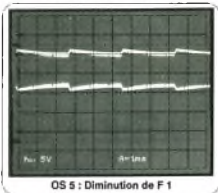
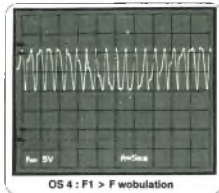
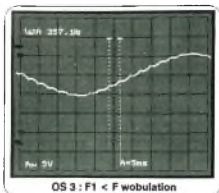
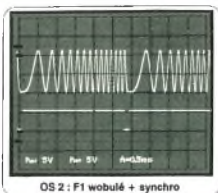
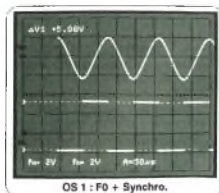
Rechercher à l'aide de P1 (fréquence F0), la fréquence d'accord de ce filtre pour laquelle la déviation du voltmètre est minimum. Ce point de tension minimum est relativement précis : l'accord du filtre de mesure est d'environ 880 Hz. Retoucher éventuellement le calibre du voltmètre pour affiner ce point et obtenir une lecture supérieure au milieu d'échelle.

Régler alors AJ7 et AJ9 pour obtenir le minimum de déviation.

Vérifier éventuellement une nouvelle fois ces minimum.

Cette méthode simple est celle qui vous donnera le taux de distorsion sinus le plus faible possible.

Reprendre la suite normale du réglage (réglage de AJ8 et suivants), après avoir décablé le filtre. Ne plus retoucher par la suite AJ7 et AJ9.



Utilisation

Votre générateur est prêt à l'emploi. Vous allez pouvoir maintenant profiter pleinement de son fonctionnement et de ses possibilités que nous allons voir maintenant.

Un dessin étant plus parlant qu'un long discours, les oscillogrammes accompagnant chaque description d'utilisation, vous permettront de juger des

possibilités offertes. Les oscillogrammes sont repérés OS1 à OS12.

1/ L'utilisation de base se fait sur 5 gammes (SW1) avec le commutateur SW3 en position médiane F0. F0 est la fréquence obtenue par le réglage principal P1 et ceci en sinus, carré ou triangle. OS1 montre en haut la sinus de qualité très honnête obtenue et la trace du bas le signal carré de synchronisation obtenu sur la sortie TTL.

On peut y voir la qualité des niveaux qu'est capable de fournir le 74 HC 00 avec une amplitude ΔV_1 de 5.08 Volts aligné sur zéro. Ce signal conviendra parfaitement pour synchroniser l'oscillo dans les manipulations.

2/ Utilisation en générateur à variation de fréquence large, avec SW3 en position F1 et P3 à fond SIAM (wobulation nulle).

Le réglage de fréquence se fait alors par P4 et l'on profite ici du rapport maxi de



fréquence que peut offrir le XR 2206 (1000/1 Typ. et jusqu'à 2000/1 maxi). Ceci pour chaque gamme de SW1, on peut donc par ce biais, obtenir des fréquences allant de 0.05 Hz à plus de 500 KHz. Dans ces limites supérieures de fréquences le XR diminue bien sur son amplitude de sortie en sinus et la distortion est également légèrement affectée dans de faibles proportions.

3/ Utilisation en générateur wobulé. Prérégler dans ce cas la fréquence médiane à l'aide de P4 (F1) et augmenter progressivement l'amplitude de wobulation par P3. Votre fréquence prérégulée par P4 va alors varier de part et d'autre (si les limiteurs d'excursion n'entrent pas en action) de ce point F1 et ce, avec autant d'amplitude que P3 sera tourné dans le SAM.

La fréquence de wobulation peut également être réglée par P2 (FW) et ce d'environ 5 Hz à plus de 150 Hz.

La sortie TTL fournit dans ce cas un signal qui est l'image de la fréquence de wobulation pour synchroniser un oscillo ou une table traçante. Exemple : tracé d'une courbe de réponse d'ampli B. F.

OS2 montre un exemple de fréquence F1 sinus, wobulée faiblement pour bien voir la variation de F1. La trace du bas montre la forme de la synchro TTL dans ce mode.

L'oscillogramme OS3, montre une fréquence F1 très basse et en tout cas

inférieure à la fréquence de wobulation ici de 350 Hz. La sinusoïde ressemble dans ce cas aux signaux filtrés qui sortent d'un convertisseur D/A et permet la mise au point de filtres.

Sur OS4 la fonction wobulation est poussée au maximum. La sinusoïde la plus lente correspond à la fréquence de wobulation et la plus élevée à F1 qui est un multiple entier de la wobulation.

OS5 montre la très légère diminution d'amplitude sinus du XR 2206. La gamme sélectionnée est la plus élevée et avec une wobulation faisant varier F1 de 200 à plus de 650 KHz.

Utilisation en générateur bi-fréquence pure avec SW3 en position F0/F1. P3 est à fond SIAM (pas de wobulation).

Le générateur sort dans cette position alternativement F0 et F1 réglées par P1 et P4 et ce, au rythme de la fréquence de wobulation FW réglée par P2.

F1 étant à variation large, les oscillogrammes OS6 et OS7 montrent les écarts possibles entre les deux fréquences.

OS8 indique une fréquence de wobu de 165.5 Hz et montre également une caractéristique indiquée dans la hobbythèque du XR 2206 qui est la continuité de phase du signal.

A noter qu'il est relativement difficile de faire "accrocher" les deux fréquences pour obtenir un F0 et F1 synchrone et un

oscillogramme stable. Le rayonnement de la sonde placée sur la sortie TTL de notre maquette a aidé à obtenir cet accrochage.

Enfin, utilisation en bi-fréquence avec la fréquence F1 wobulée : c'est ce que montre OS8 où le début de la trace correspond à F0 puis intervient F1 modulée par la dent de scie de wobulation.

OS9 et OS10 montrent respectivement une sinus et un triangle écrits par la limite placée ici à 15 Volts de l'ampli de sortie. On peut ainsi obtenir une simulation de redressement mono-alternance ou d'autres formes spéciales.

Enfin OS11 et 12 montrent les temps de montée et de descente d'un signal carré sur la sortie 50 Ω de l'ordre de 10 Volts d'amplitude : 77.5 nS pour une montée de 10 à 90 % et 69 nS pour la descente et ce avec un over-shoot ne nécessitant pas de commentaires et que je vous laisse juger !

Pour finir

Pour finir, eh bien.... il serait dommage de ne pas intégrer ce montage dans un coffret. A cette fin et pour vous aider vous trouverez en figure 12 un gabarit de perçage de la façade vue de l'arrière. Vous pourrez utiliser directement les cotations ou pointer directement au travers du papier (Attention si vous utilisez une photocopie à l'écart d'échelle possible du à la photocopieuse : les coffrets ne sont pas gratuits !).

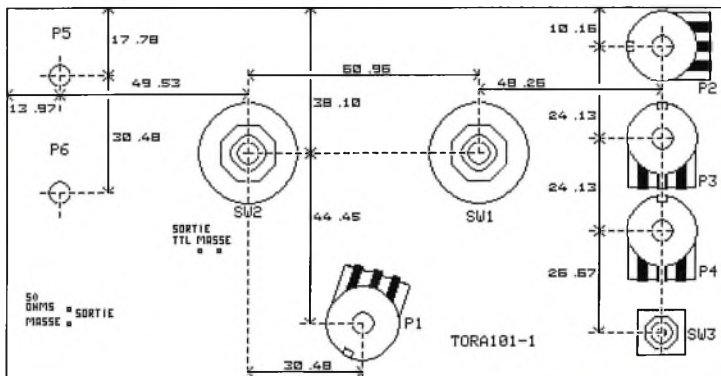


Figure 12 : Gabarit de perçage de la façade vue de l'arrière. Tous les perçages sont de \varnothing 6.5 sauf pour SW1 et SW2 : \varnothing 10.5. Pour les sorties, le diamètre dépend du type de BNC utilisés.

Utiliser les fixations de SW1, SW2 et SW3 pour fixer le montage sur une façade si possible métallique et éventuellement, les deux fiches BNC de sortie, aux endroits qui vous conviendront le mieux.

Couper les tasseaux de positionnement (anti-rotation) des commutateurs SW1 et SW2. Utiliser le contre-écrou de SW3 pour une fixation parallèle du circuit par rapport à la façade. Rappel : Attention le boîtier de P1 est connecté au moins 8 Volts....

Lors de l'installation finale dans ce coffret, essayer, autant que faire se peut, de monter le bloc alimentation le plus à l'écart possible du générateur et notamment de SW1 et des condensateurs de fréquences qui peuvent être sensibles au 50 Hz.

La photo de cette alimentation tout à fait classique montre le montage du transfo coté cuivre.

Ce circuit imprimé est universel pour des puissances de 3.5 à 35 Watts. Les transfos de 3.5 et 5 VA se montent sur la face composants. Les transformateurs de puissance supérieure à 5 VA se montent sur la face cuivre après avoir plié les cosses de sortie à 90 degrés.

Dans les deux cas, l'étrier du transfo peut servir à la fixation de l'alimentation.

L'entrée secteur se fait sur les bornes 6 et 7 de la carte après éventuellement un interrupteur marche / arrêt.

Cette alimentation se veut universelle, dans ce sens les sorties avant régulateurs sont disponibles pour des utilisations diverses (points 1 et 5 du circuit). Dans le cas de notre générateur, celles-ci ne sont pas utilisées.

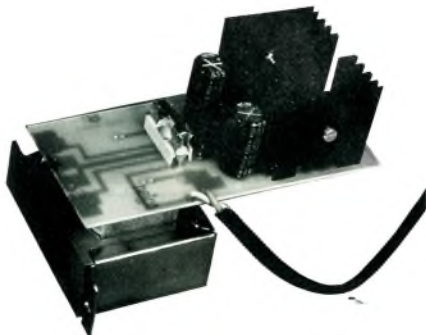
L'espacement des points de sortie est prévu pour éventuellement recevoir des borniers à vis (pas de 5.08).

Conclusions

Les "plus" possibles

Pour ceux qui seraient intéressés plus spécialement par la fonction de wobulation, il est possible d'ajouter deux points. La fréquence de wobulation dépend étroitement de C11; elle peut être descendue à des valeurs beaucoup plus basses afin de piloter par exemple un traceur X-Y.

Avec C11 à 22 μ F, cette fréquence varie par P2 dans une fourchette de 0.5 à



13 Hz environ. Avec 100 μ F elle arrive à 0.15 jusque 3.5 Hz.

D'autre part, on peut souhaiter avoir à sa disposition la dent de scie elle-même plutôt que la synchro de déclenchement TTL (On peut même souhaiter avoir les deux !).

Le point idéal de récupération de ce signal se situe à la jonction anode de D1, cathode de D2 par rapport à la masse. Une troisième BNC et le tour est joué.

Attention toutefois au fait que cette dent de scie est superposée à une tension continue pouvant varier de -8 Volts à -5 Volts en fonction du réglage de P4. L'utilisation d'un condensateur pour isoler de cette composante n'est de plus pas envisageable compte tenu de la très faible fréquence de cette nouvelle sortie optionnelle.

Rapport de wobulation

L'électronique est ainsi faite qu'aucun composant n'est parfait. Ainsi les tensions d'offset des ampli OP, si elles ne gênent pratiquement nulle part dans le montage, peuvent avoir un effet au niveau de l'excursion maxi de F1.

Cet effet se situe au niveau de la porte IC3 qui commande T2 : le générateur à courant constant.

L'explication est tout aussi simple que la solution : quand le curseur de P4 est réuni au moins 8 Volts, le courant extrait de la broche 8 du XR par T2 est à son minimum.

Un offset négatif sur cette porte entraînera même dans ce cas un courant

nul : c'est d'ailleurs l'explication de la présence de R8, 2.2 M Ω qui assure alors le courant minimum requis sur le XR.

Dans le cas contraire, c'est à dire d'un offset positif, la dizaine de millivolts qui reste sur la commande de la patte sous entraîne un courant de commande du XR qui ne descend pas aussi bas que voulu, ce qui entraîne une fréquence qui ne descend pas, elle non plus, assez bas.

La solution est simple : il faut tromper le générateur à courant constant en corrigeant son offset. Pour cela, il suffit de câbler une résistance de l'ordre de 2.2 M Ω à 4.7 M Ω entre l'émetteur de T2 et le + 8 Volts.

Pour savoir si votre réalisation souffre de ce problème, le test est facile : Positionner SW3 sur la position F1, sans appliquer de wobulation et mettre SW1 sur la gamme 2 KHz - 20 KHz. Mesurer les fréquences mini et maxi de F1 sur cette gamme en jouant sur P4. Faire ensuite le calcul du rapport des fréquences obtenues : S'il est inférieur à 1000 : résistance 1.

A noter que l'utilisation de LM 324 en lieu et place des deux TL 084 permet une légère réduction de ces offsets.

Ces dernières mises au point terminées, il ne reste plus qu'à fermer et loger votre nouveau générateur en bonne place dans votre atelier car nul doute que ses signaux vous seront souvent utiles dans les dépannages et les mises au point de maquettes que vous réaliserez.

J. TAILLIER



XR2206 GENERATEUR DE FONCTION

Dans la gamme des circuits intégrés multi-fonctions, le XR 2206 de EXAR, est l'un des plus connus. C'est un circuit qui permet une nette réduction de la quantité d'électronique nécessaire pour réaliser les fonctions de génération de signaux carrés, sinusoïdaux et triangulaires.

Il faut toutefois, pour ne pas avoir de surprises lors de son utilisation, connaître certaines des précautions de câblage et d'emploi. De même, il vaut mieux quelquefois abandonner certaines fonctions d'intérêt secondaire, pour ne pas détruire la qualité des signaux principaux.

Dans cette optique, cette hobbythèque est séparée en deux parties: la première est la fiche technique pure du XR 2206, la seconde traitant de l'optimisation du fonctionnement, des astuces et des précautions pour en obtenir le meilleur résultat.

PRESENTATION

Le XR 2206 est un circuit intégré générateur de fonction monolithique, capable de fournir des signaux de haute qualité en sinus, carré, triangle, rampes et impulsions avec une haute stabilité et précision.

La fréquence de travail peut être sélectionnée extérieurement dans une gamme très large de 0.01 Hz à plus de 1MHz.

Le XR 2206 est un produit tout à fait adapté pour les télécommunications, l'instrumentation, et les générateurs de fonctions nécessitant des formes sinusoïdales modulables en AM, FM, et FSK. Il possède une dérive thermique typique de 20 ppm/degrés.

La fréquence d'oscillation peut être modifiée linéairement dans un rapport de plus de 2000/1 à l'aide d'une commande par tension externe et ce avec très peu d'effet sur la distorsion.

Comme montré dans la figure 1, le circuit est composé de quatre sous-ensembles fonctionnels: un oscillateur contrôlé en tension (VCO), une gestion d'amplitude et conformateur sinusoidal, un buffer à gain unitaire et un bloc de commutation de courant de programmation. Le commutateur de courant permet de sélectionner le courant d'oscillateur de l'une des deux résistances de programmation de fréquence pour produire deux fréquences différentes à l'aide d'une commande logique connectée à la patte 9, modulation FSK.

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

- Faible distorsion sinus (THD 0.5%)
- insensible à la commande de VCO
- Excellente stabilité (20 ppm/°C typique)
- Large gamme de balayage (2000/1 typique)
- Faible sensibilité à l'alimentation (0.01%/Volt typique)
- Modulation d'amplitude linéaire
- Rapport cyclique ajustable (1 à 99 %)
- Commande FSK compatible TTL
- Large gamme de tension d'alimentation (10 à 26 Volts)

VERSIONS

Numéro	boîtier	Temp. fonctionnement
XR 2206 M	céramique	-55 à +125 °C
XR 2206 N	céramique	0 à +75 °C
XR 2206 CP	plastique	0 à +75 °C
XR 2206 CN	céramique	0 à +75 °C

VALEURS LIMITES ABSOLUES

- Alimentation 26 Volts
- Dissipation 750 mW à 25 °C. - 5mW/°C au dessus de 25 °C.
- Courant de programmation total 6 mA
- Température de stockage -65 à +150 °C.

APPLICATIONS

- Générateurs de fonctions (sinus, triangle, carré, rampes)
- Générateurs wobulés (Balayage de la fréquence)
- Générateurs modulés en AM, FM, FSK ou PSK
- Convertisseurs tension fréquence
- Générateurs de tonalités
- PLL (Phase Locked Loops)
- Générateurs de sons (musique/orgues)

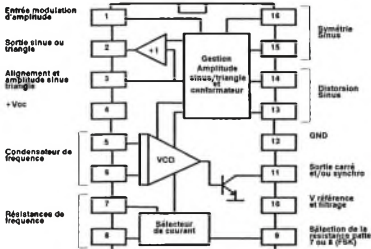


Figure 1 : Schéma fonctionnel du XR 2206

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Conditions de mesure : Circuit test de la figure 2, $V_+ = 12V$, $T_a = 25^\circ C$, $C = 10\text{ nF}$, $R_1 = 100\text{ k}\Omega$, $R_2 = 10\text{ k}\Omega$, $R_3 = 25\text{ k}\Omega$
sauf indications contraires S1 ouvert en triangle, fermé pour sinus.

Paramètre	XR 2206/2206M			XR 2206 C			Unité	Condition
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Alimentation simple	10		26	10		26	V	
Alimentation symétrique	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Courant d'alimentation	12		17		14	20	mA	$R_1 > 10k\Omega$
Oscillateur								
Fréquence maxi	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1\text{ nF}$ $R_1 = 1k\Omega$
Fréquence mini		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu\text{F}$ $R_1 = 2M\Omega$
Précision de fréquence	± 1		± 4		± 2		%deF0	$F_0 = 1/R_1\text{ C}$
Stabilité en température	± 10		± 50		± 20		ppm/°C	$0^\circ C < T_a < 75^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sensibilité à l'alimentation	0.01		0.1		0.01		%/V	$V_b = 10V$ $V_h = 20V$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Plage de balayage	1000/1	2000/1			2000/1		Fh/Fi	F_h à $R_1 = 1k\Omega$ F_i à $R_1 = 2M\Omega$
Linéarité de balayage								
à 10/1		2			2		%	$F_i = 1\text{ kHz}$ $F_h = 10\text{ kHz}$
à 1000/1		8			8		%	$F_i = 100\text{ Hz}$ $F_h = 100\text{ kHz}$
Distorsion FM		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ déviation
Valeur recommandées R/C								
Condensateur C	0.001		100	0.001		100	μF	Voir Fig. 5
Résistances R1 R2	1		2000	1		2000	$k\Omega$	
Sortie Triangle / Sinus								
Triangle		160			160		mV/k Ω	Voir Fig 3 & Note 1
Sinus	40	60	80		60		mV/k Ω	Fig 2 S1 ouvert Fig 2 S1 fermé
Excursion maxi		6			6		Vpp	
Impédance de sortie		600			600		Ω	
Linéarité Triangle		1			1		%	
Stabilité d'amplitude		0.5			0.5		dB	Pour balayage 1000/1
Stabilité d'amplitude sinus		4800			4800		ppm/°C	Voir note 2
Distorsion sinus								
Sans ajustement		2.5			2.5		%	$R_1 = 30\text{ k}\Omega$
Avec ajustement		0.4	1		0.5	1.5	%	Voir Fig 6 & 7
Modulation d'amplitude								
Impédance d'entrée	50		100	50		100	$k\Omega$	
Gamme de modulation		100			100		%	
Suppression porteuse		55			55		dB	
Linéarité		2			2		%	Pour 95 % de modulation
Sortie carré								
Amplitude		12			12		Vpp	Mesure sur patte 11
Temps de montée		250			250		nS	$CL = 10\text{ pF}$
Temps de descente		50			50		nS	$CL = 10\text{ pF}$
Tension de saturation		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2\text{ mA}$
Courant de fuite		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{11} = 26\text{ V}$
Seuils FSK	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	Voir texte sur la Cde FSK
Vref (Bypass)	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Mesure patte 10

Note 1 : L'amplitude de sortie est directement proportionnelle à R3 patte 3 (Voir Fig 3)

Note 2 : Pour un maximum de stabilité d'amplitude, R3 devra être une résistance à coefficient de température positif.

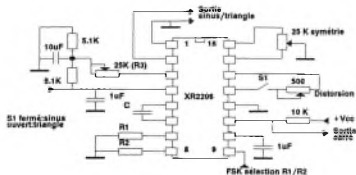


Figure 2 : Montage de test

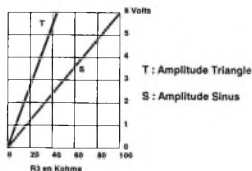


Figure 3 : Amplitude de sortie en fonction de R3 (patte 3)

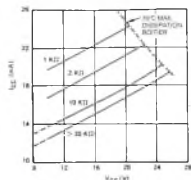


Figure 4. Courant d'alimentation Fct. de la tension d'alim. et de R Programmation

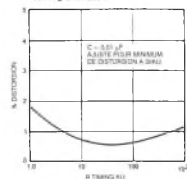


Figure 7. Distorsion ajustée Fct. R TIMING

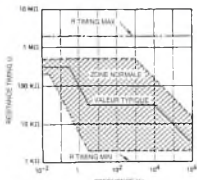


Figure 5. R Fct. Fréquence

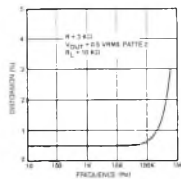


Figure 8. Distorsion sinus Fct. de la fréquence de travail avec capacité variable

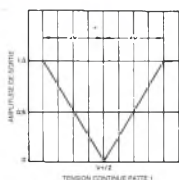


Figure 6. Amplitude de sortie Fct. de la polarisation continue patte 1 (AM)

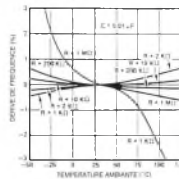


Figure 9. Dérivée de fréquence Fct. de la température

DESCRIPTION DU FONCTIONNEMENT

Fréquence de travail

La fréquence des oscillations F_0 , est déterminée par la capacité externe C entre pattes 5 et 6 et par la résistance de programmation connectée en patte 7 ou 8. La fréquence est donnée par :

$$F_0 (\text{Hz}) = 1 / RC$$

et peut être ajustée par variation de R ou de C . Les valeurs recommandées de R pour une gamme de fréquence donnée sont visibles en figure 5. La stabilité en température est optimum pour R compris entre 4 k Ω et 200 k Ω . Les valeurs recommandées de C sont comprises entre 1000 pF et 100 μ F.

Balayage de fréquence et modulation

La fréquence d'oscillation est proportionnelle au courant total I_T extrait soit de la patte 7 soit de la patte 8 :

$$F (\text{Hz}) = 320 I_T (\text{mA}) / C (\mu\text{F})$$

Ces pattes de commande (7 et 8) sont des points à basse impédance et sont polarisées en interne à +3 Volts par rapport

à la patte 12 (GND). La fréquence varie linéairement avec I_T sur une large gamme de valeurs de courants de 1 μ A à 3 mA. La fréquence peut être contrôlée en appliquant une tension de commande V_C à la patte de programmation sélectionnée comme montré en figure 10. La fréquence d'oscillation est liée à V_C par :

$$F (\text{Hz}) = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_0} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right)$$

où V_C est en volts. Le gain de la conversion tension fréquence K est donné par :

$$K (\text{Hz/V}) = \Delta F_0 / \Delta V_C = -0.32 / R_0 C$$

Noter que pour une utilisation correcte, I_T doit être limité à 3 mA maxi.

Caractéristiques de sortie

Amplitude de sortie : Le maximum d'amplitude de sortie est inversement proportionnel à la résistance R_3 connectée à la patte 3 (Voir Fig. 3). En sortie sinus, l'amplitude est approximativement de 60 mV par k Ω de R_3 . En triangle, elle est d'environ 160 mV par k Ω de R_3 . Ainsi, une résistance R_3 de 50 k Ω par exemple, produira une sinusoïde de sortie d'environ ± 3 Volts d'amplitude.

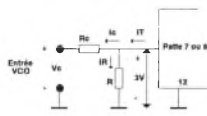


Figure 10 : Connexion pour une commande VCO

Modulation d'amplitude : L'amplitude de sortie peut être modulée en appliquant une polarisation continue et un signal de modulation sur la patte 1.

L'impédance interne de la patte 1 est de l'ordre de 100 k Ω . L'amplitude de sortie varie linéairement avec la tension appliquée à cette patte 1, tant que les valeurs de cette polarisation n'excèdent pas ± 4 Volts centrés sur le $V_{CC}/2$ d'alimentation (Voir Fig 6). Lorsque ce niveau de polarisation approche $V_{CC}/2$, l'amplitude s'approche de zéro et la phase du signal généré s'inverse. Cette propriété est intéressante pour le mode PSK (phase shift keying) et pour la suppression de sous porteuse en mode modulation AM. L'amplitude totale de modulation dynamique est de l'ordre de 55 dB.

Noter que dans ce mode de fonctionnement, la tension d'alimentation doit être stable et connue puisque la modulation AM dépend de $V_{CC}/2$.

Commutation de fréquence (FSK)

Le XR 2206 peut travailler à partir de deux résistances de programmation différentes R1 et R2, connectées respectivement aux pattes 7 et 8 (Voir Fig 13). En fonction du niveau de signal logique à la patte 9, tantôt l'une ou l'autre de ces deux résistances est activée. Si la patte 9 est "en l'air" ou connectée à un niveau supérieur à 2 volts, seule R1 est active. A contrario, si la tension sur cette patte 9 est inférieure à 1 volt, seule R2 est active. Ainsi la fréquence de sortie peut être commutée entre deux valeurs F1 et F2

avec :

$$F1 = 1 / R1 \text{ C et } F2 = 1 / R2 \text{ C}$$

Dans le cas d'une alimentation symétrique, la tension de sélection et les valeurs des seuils de commutation se réfèrent à V moins.

Niveau continu de la sortie (Alignement)

Le niveau continu à la sortie (patte 2) est approximativement le même que la polarisation appliquée à la patte 3. Dans les figures 11, 12 et 13, la patte 3 est polarisée à la moitié de la tension appliquée entre Vcc et masse pour donner une polarisation continue du signal d'environ Vcc / 2.

DONNEES D'APPLICATIONS

Générateur sinusoïdal

A/ Sans ajustement externe

La figure 11 donne le câblage à réaliser autour du XR 2206 pour générer un signal sinus. Le potentiomètre R1 à la patte 7, détermine la fréquence désirée. L'excursion maxi de la sortie est supérieure

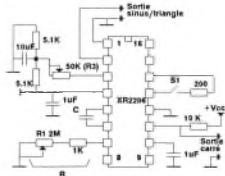


Figure 11 : Génération SINUS sans ajustement externe (Voir Fig 3 pour le choix de R3)

à Vcc/2 et la distorsion typique (THD) inférieure à 2.5 %. Si une distorsion plus faible est désirée, des ajustables externes peuvent être ajoutés comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant.

Le circuit de la figure 11 peut être adapté à une alimentation symétrique simplement en remplaçant toutes les connexions de masse par V moins. Le potentiomètre R3 peut alors être relié directement à la masse.

B/ Avec ajustement externe.

Le contenu des harmoniques du signal sinus peut être réduit à environ 0.5 % par les ajustables additionnels montrés en figure 12. Le potentiomètre RA affine le réseau résistif du conformateur et RB permet un réglage fin de la symétrie du signal. La procédure de réglage est la suivante :

1 - Régler RB à mi - course et régler RA pour une distorsion minimum.

2 - Avec RA réglé comme ci-dessus, ajuster RB pour affiner la réduction de la distorsion.

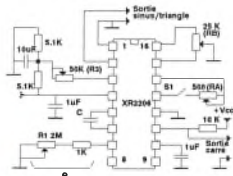


Figure 12 : Génération SINUS avec ajustement minimum de la distorsion.

Générateur triangulaire

Les circuits des figures 11 et 12 peuvent être convertis en générateurs triangle en ouvrant simplement le circuit connecté entre les pattes 13 et 14. (ouverture de S1). L'amplitude du triangle est environ le double de l'amplitude sinus.

Générateur FSK.

La figure 13 montre le câblage pour réaliser un générateur FSK sinusoïdal. Les fréquences correspondantes aux états de la patte 9, peuvent être ajustées par le choix des valeurs de R1 et R2. Sa sortie est en continuité de phase durant les transitions. Le signal de commutation est appliqué à la patte 9. Ici encore le schéma peut être converti en alimentation symétrique en remplaçant GND par V moins.

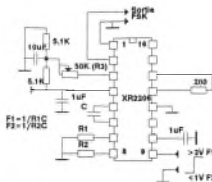


Figure 13 : Générateur SINUS bi-fréquence (FSK)

Génération de rampes et de pulses

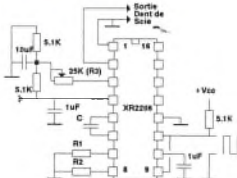


Figure 14 : Circuit de génération de rampes et pulses

La figure 14 montre le schéma à réaliser pour la génération de rampes et de pulses. Dans ce mode de travail, la commande de commutation FSK patte 9 est reliée à la sortie signal carré patte 11. Ainsi, le circuit commande lui-même sa commutation de fréquence entre les deux valeurs choisies à la fin des temps montant et descendant du signal généré.

La largeur d'impulsion et le rapport cyclique peuvent être ajustés de 1 % à 99 % par le choix de R1 et R2. Les valeurs de R1 et R2 doivent être tenues dans la gamme de 1 kΩ à 2 MΩ.

La formule donnant la fréquence d'oscillation pour ce montage est :

$$F \text{ (Hz)} = \frac{2}{C} \left(\frac{1}{R1 + R2} \right)$$

Le rapport cyclique est donné par :

$$T = R1 / (R1 + R2)$$



OPTIMISATION DU CIRCUIT

Ici se termine la fiche constructeur du XR2206. La partie qui va suivre est destinée à vous aider dans l'utilisation de ce circuit pour des montages que vous auriez l'occasion de réaliser.

Alimentations et circuit imprimé.

D'une manière générale, une alimentation stabilisée offrira de bien meilleurs résultats qu'une alimentation simplement filtrée. Cela s'entend, bien sûr, pour des montages nécessitant à la fois précision et stabilité.

Cette alimentation stabilisée devient pratiquement obligatoire lorsque l'on utilise la patte 3 pour l'alignement du niveau continu de centrage sinus ou triangle.

A noter que l'alimentation en symétrique offre le gros avantage de disposer d'un sinus ou triangle centré sur GND en connectant le potentiomètre R3 de la figure 13 également à GND.

D'autre part, certaines pattes du circuit intégré sont des entrées à haute impédance et donc sensibles à tout ronflement résiduel de 50 Hz qui pourrait subsister sur le circuit imprimé. Il faudra prendre soin, notamment pour les pattes 5 à 8 et 13 à 16, au tracé de ces pistes. Ces tracés devront être les plus courts possible et ne pas avoisiner d'autres pistes véhiculant des signaux à fronts raides (carré notamment).

Les condensateurs non polarisés, définissant les gammes de fréquence, peuvent aller jusqu'à une valeur de 100 μ F. Dans ce cas le boîtier, surtout en non-polarisé, est relativement imposant et peut lui aussi collecter le moindre 50 Hz résiduel. Cela se traduit à l'oscilloscope par une trace instable dans les gammes de très basses fréquences. Dans ce cas encore, c'est le circuit imprimé qui, avec un plan de masse très large, passant sous les condensateurs en question, permet d'atténuer en majeure partie ces effets indésirables.

Signal carré

Un signal carré peut être disponible en permanence sur la patte 11. Cette sortie présente toutefois deux inconvénients :

1 / C'est une sortie à collecteur ouvert, et donc le temps de montée du signal carré sera limité par tous les effets capacitifs environnants. En effet, seule la résistance de "pull-up" assure l'état 1 de ce carré et le temps de montée ne peut être réduit qu'en diminuant sa valeur. Cela se paye alors au prix d'un courant plus élevé et d'un rayonnement des transitoires plus important encore.

2 / La transition du signal carré de sortie se fait au moment où la sinus (ou triangle) disponible en patte 2 est à son maximum. Si ce signal carré est généré en permanence, et compte tenu des hautes impédances d'entrée des pattes vues plus haut, il vient perturber la forme des signaux sinus ou triangle en leur ajoutant un "pic" de commutation tout à fait destructeur pour la qualité du taux de distorsion.

On aura donc tout intérêt, dans le cas où le signal carré est indispensable, à le garder à une amplitude aussi faible que possible pour le traiter, l'amplifier et éventuellement le remettre en forme à une distance raisonnable du XR2206. Ce signal carré peut également être dévalé lors de l'utilisation des autres signaux par un jeu de commutation.

Commande de fréquence.

La commande de la fréquence peut se faire en ajustant la résistance de programmation connectée à la patte 7 ou 8. La formule de la fréquence est alors $F_0 = 1 / R \cdot C$. C'est une forme d'équation en 1 sur X qui ne donnera pas une variation de fréquence linéaire par rapport à la variation de R.

Dans le cas d'un générateur de fonction par exemple, cela va se traduire par une échelle de potentiomètre non linéaire et un accroissement très rapide de la fréquence lorsque R approche de zéro.

Pour éviter ce phénomène, la commande en courant est de loin préférable et garantit une évolution linéaire, l'équation devenant $F = 320 / C$.

Cette commande en courant est d'autant plus facile que la limite haute de la tension de commande est sensiblement égale à la tension disponible en patte 10 (By-pass) et peut ainsi fixer la limite courant mini.

Signaux non symétriques

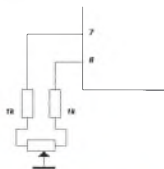
La génération de signaux non symétriques implique l'utilisation de la commutation FSK. Pour les mêmes raisons que vues plus haut, l'utilisation du signal carré de la patte 11, destiné à commander

le FSK (Figure 14) peut générer des déformations sur la sortie sinus / triangle.

D'autre part le rapport cyclique et la fréquence globale dépendent alors des deux résistances connectées aux pattes 7 et 8.

Ce second point peut être résolu en utilisant à la place des 2 résistances de programmation, un seul potentiomètre dont le curseur sera relié à la masse, sachant toutefois que dans ce cas, la fréquence deviendra beaucoup plus difficile à gérer. Le schéma ci-dessous représente la façon de câbler le potentiomètre de réglage de rapport cyclique pour F_0 constant.

Les résistances de 1 k Ω assurent une limitation du courant maxi extrait lorsque le potentiomètre est en butée du côté correspondant. La valeur du potentiomètre déterminant la fréquence de travail.



CONCLUSIONS

Ce genre de circuit permet d'obtenir un nombre important de signaux et ce à l'aide de très peu de composants externes.

Toutefois, pour les applications demandant une grande qualité des signaux, certaines fonctions non indispensables doivent quelquefois être laissées de côté ou doivent être recréées extérieurement.

Ce qu'il faut en tout cas retenir, c'est le soin à apporter au circuit imprimé et au câblage de la réalisation finale.

Le respect des différents points que nous venons de voir ainsi que le refus de tout compromis sur la qualité des signaux, seront le gage d'un bon fonctionnement et la garantie de résultats honorables que l'on peut attendre de ce circuit.



AOP QUI ES TU ?

Depuis l'avènement des circuits intégrés, l'amplificateur opérationnel (Plus communément appelé ampli op ou AOP) constitue l'élément de base de tous les circuits linéaires. Qu'il soit employé seul ou qu'il fasse partie intégrante d'un composant plus complexe, l'AOP a du être modélisé pour pouvoir faire les calculs des montages où il intervenait. La modélisation couramment utilisée s'avère être des plus simples. Mais au moment de passer à la réalisation pratique du montage, les surprises commencent. Le résultat obtenu est loin de ressembler à ce qui était escompté. Quel grain de sable a bien pu fausser cette machine parfaite qu'est l'AOP ?

Rappel sur les paramètres des montages linéaires

Définition des circuits analogiques

Avant d'entrer dans le vif du sujet, il est important de rappeler un certain nombre de définitions qui conditionnent le fonctionnement de tous les montages linéaires.

Un circuit intégré analogique est un ensemble électronique comprenant, outre ses alimentations, une ou plusieurs entrées et une ou plusieurs sorties.

Le signal recueilli sur la ou les sorties est une fonction continue du signal injecté sur la ou les entrées.

Les signaux d'entrée ou de sortie peuvent être, soit des tensions, soit des courants.

L'amplitude des signaux de sortie est liée à celle des signaux d'entrée par une loi dite fonction de transfert.

Si l'on considère les paramètres suivants :

- Tension d'entrée : E_E
- Courant d'entrée : I_E
- Tension de sortie : E_S
- Courant de sortie : I_S
- Fonction de transfert : F

on peut définir les relations suivantes :

- $E_S = F_1(E_E)$ ou
- $E_S = F_2(I_E)$ ou
- $I_S = F_3(E_E)$ ou
- $I_S = F_4(I_E)$

La fonction de transfert ainsi que la nature des signaux d'entrée et de sortie définissent le type de circuit.

Définition des paramètres liés aux circuits analogiques.

L'ensemble de tous les circuits linéaires répond à un certain nombre de paramètres qui en définissent leurs limites et leurs zones d'utilisations.

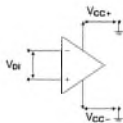
- Tension d'alimentation V_{CC+} , V_{CC-} (Supply Voltage)

V_{CC+} est la tension d'alimentation positive par rapport au point de référence de masse.

V_{CC-} est la tension d'alimentation négative par rapport au point de référence de masse.

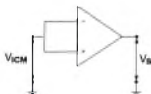
- Tension différentielle d'entrée V_{Di} (Differential Input Voltage)

C'est la différence de tension appliquée sur les entrées



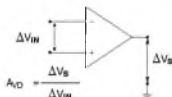
- Tension d'entrée en mode commun V_{iCM} (Common-Mode Input Voltage)

C'est la tension appliquée en phase sur les entrées par rapport au point de référence de masse.



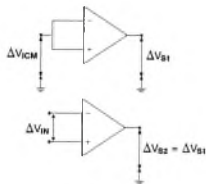
- Gain de tension différentielle A_{VD} (Large Signal Voltage Gain)

C'est le rapport de la variation de tension de sortie à la variation de tension différentielle d'entrée qu'elle a provoquée. Ce gain est généralement exprimé en V/mV .



- Rapport de réjection du mode commun CMRR (Common-Mode Rejection Ratio)

C'est le rapport exprimé en dB d'une variation de tension d'entrée en mode commun provoquant une certaine variation de la tension de sortie par rapport à la variation de tension d'entrée différentielle qui aurait provoqué la même variation de la tension de sortie.



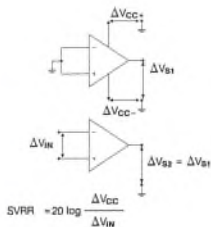
$$CMRR = 20 \log \frac{\Delta V_{iCM}}{\Delta V_{Di}}$$

- Rapport de réjection des variations d'alimentation SVRR (Supply Voltage Rejection Ratio)

C'est le rapport exprimé en dB d'une variation de l'une, de l'autre ou des deux tensions d'alimentation provoquant une certaine variation de la tension de sortie par



rapport à la variation de tension d'entrée différentielle qui aurait provoqué la même variation de la tension de sortie.



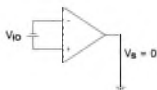
- **Tension différentielle d'entrée maximale :**
C'est la tension maximale qui peut être appliquée entre les entrées sans provoquer de destruction.

- **Tension maximale d'entrée en mode commun :**
C'est la tension d'entrée maximale qui, appliquée simultanément sur les deux entrées, n'amène pas de destruction.

- **Gamme de tension d'entrée V_I (Input Voltage Range)**
C'est la gamme de tension à l'intérieur de laquelle doit rester la tension d'entrée pour que le fonctionnement du circuit ne soit pas perturbé (Conservation du comportement linéaire).

- **Gamme de tension d'entrée en mode commun (V_{ICR}) :**
C'est la gamme de tension à l'intérieur de laquelle doit rester la tension d'entrée de mode commun pour que le fonctionnement ne soit pas perturbé.

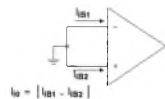
- **Tension de décalage à l'entrée ou Tension d'offset V_{IO} (Input Offset Voltage)**
C'est la tension différentielle qui doit être appliquée à l'entrée pour annuler la tension de sortie.



- **Coefficient de température de la tension de décalage à l'entrée :** αV_{IO} (Average Input Offset Voltage Drift)
C'est la variation exprimée en $\mu V/^\circ C$ de la tension de décalage à l'entrée en fonction de la température.

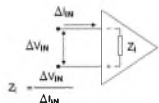
- **Courant d'entrée :** I_B (Input Bias Current)
C'est le courant nécessaire pour assurer la polarisation des transistors d'entrée.

- **Courant de décalage à l'entrée :** I_{IO} (Input Offset Current)
C'est la différence des courants de polarisation des deux entrées.

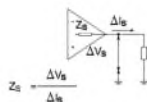


- **Coefficient de température du courant de décalage à l'entrée :** αI_{IO} (Average Input Offset Current Drift)
C'est la variation de l'évolution du courant différentiel d'entrée en fonction de la température de la puce.

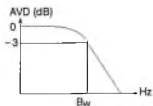
- **Impédance d'entrée** Résistance dynamique d'entrée Z_I (Input Resistance)
C'est le rapport d'une variation de tension d'entrée différentielle à la variation de courant différentiel correspondante.



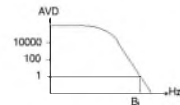
- **Impédance de sortie** (Résistance dynamique de sortie) Z_S
C'est le rapport d'une variation de tension de sortie à la variation de courant qui l'a provoquée.



- **Bande passante à -3dB :** B_W
C'est la fréquence à laquelle le gain de tension différentielle en boucle ouverte est de 3 dB inférieur au gain de tension différentielle en boucle ouverte à une fréquence nulle (Courant continu).

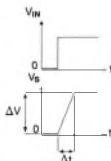


- **Bande passante au gain unité :** B_1
C'est la fréquence à laquelle le gain de tension différentielle est égal à l'unité.



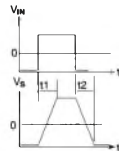
- **Vitesse de balayage :** SR (SLEW RATE)

C'est la pente exprimée en $V/\mu S$ de la droite suivie par la tension de sortie lorsqu'on applique à l'entrée un échelon de tension différentielle de grande amplitude qui ne provoque pas de saturation. Généralement, cette mesure est effectuée au gain unité.



- **Temps de réponse en grand signal :** t_1, t_2 (Transient Response Rise Time Overshoot)

C'est le temps séparant l'application d'un échelon de tension sur l'entrée différentielle, provoquant le basculement de la tension de sortie d'une saturation à l'autre.



- **Compensation de fréquence optimale :**

C'est le réseau extérieur de résistances et de capacités assurant un fonctionnement stable avec la plus grande bande passante possible pour un gain en boucle fermé donné.

- **Linéarité :**

C'est le rapport entre les écarts maximaux de la fonction de transfert réelle et de la fonction de transfert idéale.



Définition de l'AOP parfait

Un amplificateur opérationnel est un amplificateur différentiel susceptible de travailler avec un réseau extérieur de contre-réaction (Linéaire ou non linéaire) destiné à fixer le gain ou la fonction de transfert voulue.

L'amplificateur idéal est un montage qui fournit une tension de sortie proportionnelle à la différence de tension qui existe entre ses deux entrées, la tension de sortie étant du même signe que la tension de l'entrée non inverseuse (Ou entrée +) par rapport à la tension de l'entrée inverseuse (Ou entrée -).

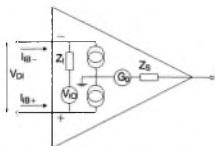
Il doit posséder les caractéristiques suivantes:

- Gain différentiel : ∞
- Gain en mode commun : 0
- Impédance d'entrée : ∞
- Impédance de sortie : 0
- Bande passante : ∞
- Tension de décalage et dérive : 0

Passage à l'AOP réel

Les caractéristiques d'un amplificateur idéal ne peuvent pas être obtenues dans la pratique et on doit se contenter d'approximations suffisantes pour ne pas apporter de perturbations sensibles dans le montage. Le passage au schéma de l'AOP réel est obtenu en ajoutant :

- Les courants de polarisation I_{B1} et I_{B2}
- La tension de décalage à l'entrée V_{IO}
- La résistance d'entrée Z_i
- La résistance de sortie Z_o qui se trouve en série avec un générateur G_o qui représente le produit $A_{VD} V_{Dr}$.

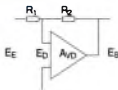


Influence de chacun des paramètres sur le comportement de l'AOP

L'influence des différents paramètres sera étudiée sur le montage inverseur avec

l'hypothèse que les résistances R_1 et R_2 sont des résistances pures. On appellera G le rapport R_2/R_1 qui est le gain du montage avec un AOP idéal. Le passage à tous les autres montages s'opérera par transposition des paramètres. Chaque paramètre sera étudié comme s'il était seul à intervenir dans le montage. La généralisation pourra s'opérer en appliquant le théorème de superposition.

Influence du gain en boucle ouverte A_{VD}



Le gain en boucle ouverte donne $E_D = E_S / A_{VD}$

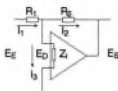
Le courant dans les résistances donne $(E_E - E_D) / R_1 = (E_D - E_S) / R_2$

D'où après développement

$$\frac{E_S}{E_E} = -G \frac{A_{VD}}{A_{VD} - G - 1}$$

Le gain en boucle ouverte de l'AOP est sans influence si le gain G du montage est négligeable devant A_{VD} . Dans la pratique la précision des résistances R_1 et R_2 aura plus d'influence sur le résultat que le gain en boucle ouverte par lui-même.

Influence de la résistance d'entrée Z_i



Le courant dans les résistances donne $(E_E - E_D) / R_1 = (E_D - E_S) / R_2 + E_D / Z_i$

Si le gain était infini (Cas de l'AOP idéal), E_D serait nulle et la résistance d'entrée n'aurait aucune influence du fait qu'elle est non nulle.

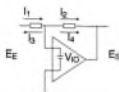
Le gain en boucle ouverte donne $E_D = E_S / A_{VD}$

D'où après développement

$$\frac{E_S}{E_E} = -G \frac{A_{VD}}{A_{VD} - G(1 + R_1/Z_i) - 1}$$

L'influence de la résistance d'entrée est d'autant plus faible que la résistance R_1 est négligeable devant Z_i .

Influence de la tension de décalage



La tension de décalage à l'entrée peut être considérée comme un générateur de tension se trouvant en série dans les entrées. Cette tension provoque un courant I_3 dans R_1 et I_4 dans R_2 , courants qui se superposent aux courants normaux de fonctionnement.

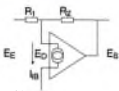
Le courant dans les résistances donne $(E_E - V_{IO}) / R_1 = (V_{IO} - E_S) / R_2$

d'où on tire :

$$E_S = -G E_E + V_{IO} (G + 1)$$

Cette tension de décalage se retrouve donc en sortie, superposée à la tension souhaitée, et pratiquement multipliée par le gain choisi. Quelques méthodes de correction sont données plus loin.

Influence du courant d'entrée



Comme précédemment, ce courant s'ajoute aux courants normaux dans les résistances R_1 et R_2 ; il y provoque une chute de tension telle que $E_D = I_{B1}(R_1/R_2)$ ce qui revient au même que dans le cas précédent (V_{IO} est remplacé par $I_{B1}(R_1/R_2)$).

$$E_S = -G E_E + I_{B1} (R_1/R_2) (G + 1)$$

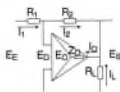
Dans la pratique, le courant d'entrée est composé de deux grandeurs distinctes: le courant de polarisation et le courant différentiel d'entrée. Comme pour la tension de décalage, des moyens de correction sont donnés plus loin.

Influence des dérives de tension et de courant d'entrée

Les dérives de ces grandeurs en température ont la même influence que les

grandeurs elles-mêmes, mais, si celles-ci peuvent être compensées, celles-là doivent généralement être acceptées telles quelles; il faut alors choisir l'amplificateur en fonction des dérives qui figurent dans les caractéristiques.

Influence de la résistance de sortie



Le courant de sortie de l'AOP est constitué du courant qui traverse la résistance R_L et du courant qui traverse la charge R_L .

$$I_0 = E_S / (R_2 / R_1) + E_0 / R_0$$

Si l'on appelle E_0 la tension de sortie de l'AOP idéal et E_S la tension de sortie de l'AOP réel, on a :

$$E_S = E_0 - Z_0 I_0 \quad \text{c'est à dire} \\ E_S = E_0 - E_S Z_0 / (R_2 / R_1) - E_0 Z_0 / R_0 \\ E_S (1 + Z_0 / (R_2 / R_1)) = E_0 - E_0 Z_0 / R_0$$

Si l'on appelle A_{VD} le gain en boucle ouverte de l'AOP idéal et A'_{VD} le gain en boucle ouverte de l'AOP réel, après simplification par E_0 on obtient :

$$A'_{VD} = \frac{A_{VD} - Z_0 / R_0}{1 + Z_0 / (R_2 / R_1)}$$

La résistance interne provoque donc une diminution du gain en boucle ouverte, mais elle réduit aussi l'excursion de la tension de sortie possible en agissant comme un diviseur potentiométrique dans le rapport

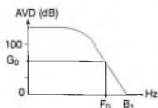
$$E_{Smax} = E_{Omax} \frac{R_2 / R_1}{Z_0 + R_2 / R_1}$$

Son influence est d'autant plus faible que la résistance (R_2 / R_1) est grande devant Z_0 .

Influence de la bande passante

La bande passante d'un amplificateur idéal devrait s'étendre à l'infini, mais il existe toujours des capacités parasites qui la limitent. En général, la bande passante est plate dans les très basses fréquences puis chute, à un rythme variable suivant les amplificateurs jusqu'à une fréquence où le gain en boucle ouverte devient égal à l'unité ($G(B_1) = 0\text{dB}$).

Si l'amplificateur travaille avec un gain en boucle fermée G_0 , on ne pourra utiliser ce gain que jusqu'à la fréquence F_0 , fréquence à laquelle la droite du gain coupe la courbe de la bande passante.



Influence du taux de réjection de mode commun

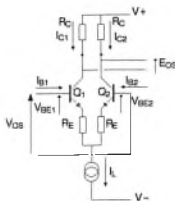
Cette grandeur n'a aucune action dans le montage inverseur puisque par définition, les entrées sont au niveau de la masse; par contre son action devient sensible dans le montage suiveur et dans le montage différentiel.

On a vu dans les définitions des paramètres, que le taux de réjection de mode commun était le rapport entre une tension d'entrée en mode commun et une tension d'entrée en mode différentiel qui donne la même tension de sortie. C'est à dire que, si l'on applique une tension V_{MC} sur les entrées, cela revient à appliquer une tension différentielle égale à V_{MC} / CMRR et cette tension a la même influence que la tension de décalage à l'entrée. Toutes les formules qui se rapportent à celle-ci sont donc valables.

Compensation des défauts de l'AOP

Le chapitre précédent a permis de voir que l'AOP était loin d'être parfait et que chacun de ses défauts pouvait avoir une influence non négligeable sur le comportement du montage. Le but de ce chapitre est de trouver des solutions à tous ces problèmes.

Compensation de la tension de décalage



La qualité d'un AOP dépend essentiellement de son étage d'entrée. C'est le gain très élevé du premier étage qui amplifie le niveau des faibles signaux pour attaquer le reste du composant. Dans le même temps, le courant d'entrée (Fonction du beta) doit être le plus faible possible. Les courants de collecteurs (I_{C1} et I_{C2}) sont ajustés avec une faible valeur afin de nécessiter un courant de polarisation négligeable. En théorie le courant de collecteur des transistors Q_1 et Q_2 sont parfaitement appariés. Par conséquent on peut écrire que :

$$I_{C2} = (I_{C2} - I_{C1}) R_C = 0$$

Dans la pratique, de faibles différences dans la géométrie de la jonction base-émetteur de Q_1 et Q_2 conduisent à ne pas obtenir cette relation. La tension de la jonction base-émetteur est donnée par la relation :

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_S}$$

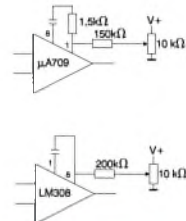
avec

V_{BE} : tension base émetteur
 k : constante de Boltzmann
 T : température de la jonction en "K"
 q : charge de l'électron
 I_C : courant de collecteur
 I_S : courant résiduel de collecteur (Constante liée à la réalisation du transistor).

La tension de décalage à l'entrée est alors égale à

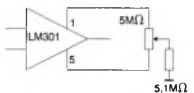
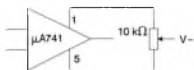
$$V_{OS} = \Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

Il existe plusieurs méthodes de compensation pour la tension de décalage. L'une d'elles consiste à venir déséquilibrer le courant de collecteur de l'une des branches par modification de la valeur de résistance. C'est le cas pour le $\mu A709$ où la résistance est accessible par l'entrée de compensation en fréquence (Patte 1).



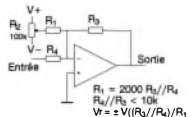
C'est essentiellement la même méthode qui est utilisée pour le LM308 mais la compensation n'est pas appliquée sur la résistance. Elle agit directement sur l'entrée du deuxième étage.

Une autre méthode de compensation consiste à venir jouer sur le courant de collecteur des deux branches de l'amplificateur différentiel d'entrée. C'est le cas du $\mu A741$ ou du LM301.



Ces méthodes de compensation de la tension de décalage sont liées au fait que les résistances des branches de collecteur sont accessibles sur les broches du boîtier. C'est la méthode la plus efficace pour apporter les corrections car elle ne joue que sur la tension de décalage et ne modifie pas les caractéristiques d'entrée de l'AOP. Elle présente cependant le défaut d'être liée à la structure interne de l'AOP et par conséquent n'est pas généralisable à tous les circuits. De plus, le calcul des composants extérieur n'est pas toujours simple et impose pratiquement de s'en remettre uniquement aux données du constructeur pour pouvoir réaliser cette compensation.

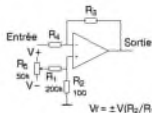
L'autre solution, qui elle est généralisable, est d'agir directement sur les entrées. Il suffit de ramener une tension inverse à la tension de décalage. Elle modifiera le courant de collecteur de la branche concernée afin d'obtenir l'annulation. L'inconvénient d'une telle méthode est qu'elle joue également sur les courants de polarisation de l'étage d'entrée.



Ce circuit est utilisé pour équilibrer un montage inverseur ayant une impédance d'entrée inférieure à 10k Ω . Un faible

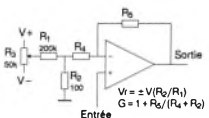
courant est injecté dans le pôle sommateur de l'AOP à travers R_1 . Comme R_1 est 2000 fois plus élevée que l'impédance d'entrée, la tension issue du potentiomètre est atténuée dans un rapport de 2000 sur le pôle du sommateur. Avec les valeurs données et une alimentation de $\pm 15V$, la sortie peut être annulée pour des tensions de décalage de $\pm 7,5mV$.

Si la valeur de l'impédance d'entrée devient supérieure à 10k Ω , la résistance nécessaire pour R_1 devient trop élevée. Dans ce cas, il est plus facile d'annuler la tension de sortie en jouant sur l'entrée non inverseuse de l'AOP.

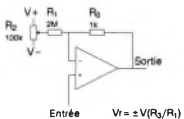


Les résistances R_1 et R_2 réalisent un diviseur potentiométrique qui amène la tension dans la gamme désirée. Cette méthode de rattrapage est également utile quand l'élément de contre-réaction est un condensateur ou un composant non linéaire.

Cette façon d'ajouter une tension en série avec l'entrée est applicable dans le cas du montage non inverseur.

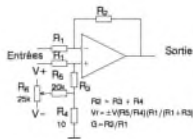


L'ensemble R_1 et R_2 constitue un diviseur potentiométrique qui amène la tension de correction dans une zone acceptable. Comme R_2 apparaît en série avec R_4 , elle ne doit pas être ignorée dans le calcul du gain. Si R_4 est supérieure à 10k, l'erreur apportée par R_2 est inférieure à 1%.



Un suiveur de tension peut être équilibré de la même manière. La résistance R_1 injecte un courant qui à travers de R_3 vient annuler la tension de décalage. L'adjonction de cette résistance

provoque une erreur de gain en l'augmentant de 0,05%. Cette faible variation est en général sans importance.



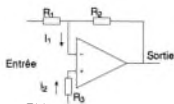
La correction des amplificateurs différentiels est plus difficile à obtenir. Elle peut dégrader le CMRR. La solution proposée est celle qui a le moins d'effets nocifs sur le fonctionnement. La tension du potentiomètre est divisée par l'ensemble R_4 et R_3 pour fournir la tension de correction adéquate. La valeur de R_4 et R_3 est choisie de telle sorte que le CMRR est limité par l'amplificateur pour des valeurs de R_3 supérieure à 1k. Pour R_3 inférieur à 1k, l'action de R_3 sur R_4 doit être prise en considération.

Ces méthodes de correction de la tension de décalage offrent 2 avantages importants. D'abord, ils sont utilisables sur n'importe quel type d'AOP ce qui permet l'interchangeabilité sans avoir à changer de type de circuit de correction. Ensuite, ils permettent la correction sans interférer sur l'électronique interne du composant. Tous les paramètres électriques des données constructeur sont obtenus sans utiliser de compensation.

Compensation des courants de polarisation

Il existe deux méthodes pour compenser les courants de polarisation de l'étage d'entrée. L'une, passive, ne fait appel qu'à des résistances, l'autre active utilise des transistors. Ces deux méthodes sont utilisables quelque soit le type d'AOP employé.

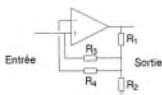
Compensation passive d'un Inverseur



Comme le courant I_1 développe une tension dans les résistances de bouclage, tension égale à (I_1/R_2) , il suffit de lui opposer une tension égale qui sera développée par le courant I_2 dans une résistance R_3 placée sur l'autre entrée. Sa

valeur doit être égale à la mise en parallèle de R_1 et R_2 . Cette solution est valable dans l'hypothèse où I_1 est identique à I_2 . Si cette condition n'est pas vérifiée (Existence d'un courant de décalage), il faut alors rendre R_3 variable autour de sa position nominale pour rattraper cet écart. On peut être amené, pour des questions de circulation de courants HF, à shunter R_3 par un condensateur de quelques nF; il est recommandé d'utiliser alors un condensateur céramique.

Compensation passive d'un suiveur

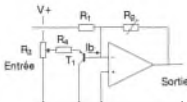


Le suiveur, par principe, doit posséder une résistance d'entrée élevée; c'est tout au moins le cas général. On ne peut donc pas shunter celle-ci par une résistance égale à R_1/R_2 . Si la résistance physique qui se trouve entre l'entrée + et la masse est fixe et constante, on peut compenser son effet en insérant, entre le pont R_1/R_2 et l'entrée -, une résistance telle que sa mise en série avec le pont soit équivalente à celle de l'entrée +. Mais si on ne sait pas, a priori, quelle sera cette résistance (Cas d'un appareil de mesure, par exemple), on doit alors compenser le courant de l'entrée + à partir du point où est prélevée la tension de contre-réaction.

On alimente donc l'entrée inverseuse par R_4 et l'entrée non inverseuse par R_3 . Si ces deux résistances sont rigoureusement égales, dès qu'une source d'impédance si élevée soit-elle est connectée à l'entrée, elle formera toujours un pont diviseur avec R_3 et, de ce fait, la tension réinjectée sur l'entrée + sera toujours plus faible que celle réinjectée sur l'entrée - : le montage est stable.

Dans la pratique, on ne peut pas être sûr de l'égalité absolue des deux résistances; il faudra donc choisir R_4 légèrement plus faible que R_3 de façon à ce que le pont diviseur qu'elles forment avec les impédances d'entrée soit tel que la contre-réaction l'emporte sur la réaction. Par précaution, on peut encore shunter R_4 par un condensateur de quelque nF. Avec ce montage, l'impédance d'entrée propre est égale à $(R_3 AV / G)$ mais il n'est plus possible de régler le courant de décalage en faisant varier R_4 par rapport à R_3 , R_4 devant toujours être inférieure à R_3 .

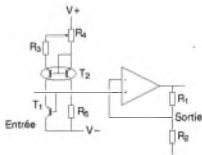
Compensation active d'un inverseur



La compensation passive n'est valable que si les résistances de la boucle de contre-réaction sont fixes, donc constantes. Si l'une des deux résistances est variable, il faudrait rendre R_3 variable. Pour éviter cette complication, on utilise le courant base d'un transistor PNP 2N2605 qui est celui dont les caractéristiques se rapprochent le plus des transistors NPN d'entrée des amplificateurs intégrés.

Ce courant de base est ajusté grâce au potentiomètre R_3 (10K) et la résistance R_4 (1M) dans l'émetteur de T_1 (2N2605) de façon à ce qu'il vienne exactement compenser le courant de l'entrée - de l'amplificateur.

Compensation active d'un suiveur



L'utilisation d'un transistor unique est possible dans l'inverseur puisque l'entrée - reste pratiquement au niveau de la masse; par contre, dans un suiveur, l'entrée à compenser est l'entrée + et, par définition, celle-ci peut se trouver à une tension quelconque de la masse.

Si l'on utilisait le transistor unique, le point froid de la résistance d'émetteur étant fixe, le courant base varierait comme la tension base. Pour cette raison, on est obligé d'utiliser un générateur de courant supplémentaire, compensé en température (T_2 2N3808) qui injecte le courant nécessaire dans l'émetteur de T_1 (2N2605). Le pont R_4/R_5 doit être calculé en fonction de l'excursion maximale de l'entrée + dans le sens positif. La résistance R_6 dépendra alors de la valeur de R_4 .

Correction de la courbe de réponse en fréquence

Tout étage amplificateur peut se ramener à un générateur de tension suivi d'un réseau RC, ce réseau amène un affaiblissement A et une rotation de phase φ au fur et à mesure que la fréquence augmente. Comme il y a en général plusieurs étages, les affaiblissements vont s'additionner ainsi que les déphasages; on risque donc d'arriver à une rotation de phase de 180° avant que l'affaiblissement soit égal au gain en boucle ouverte et alors il se produira une oscillation comme dans tout oscillateur à déphasage. Cette oscillation peut même se produire dès que l'angle de déphasage a dépassé 90° s'il reste encore suffisamment de gain. Pour éviter cet inconvénient, on est amené à mettre des réseaux correcteurs extérieurs qui donneront une forme telle à la courbe de réponse que l'affaiblissement sera égal au gain avant que la rotation de phase atteigne 180° , donc que la pente de la courbe de réponse soit inférieure à 12 dB par octave et qu'elle croise l'axe du gain unitaire avant la fréquence où la rotation de phase est de 180° .

Les réseaux de correction sont définis pour chaque type d'amplificateur; il n'en faut pas quand il n'y a qu'un étage, mais il en faut en général un par étage supplémentaire. Les valeurs des éléments dépendent du gain en boucle fermée. Le cas le plus défavorable est le montage suiveur au gain unitaire puisque c'est dans ce cas que le plus fort taux de contre-réaction est appliqué.

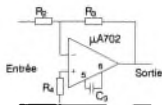
On pourra donc, pour assurer le maximum de stabilité, appliquer en permanence la compensation pour le gain unitaire mais cela ne se produira qu'au détriment de la bande passante. C'est ce réseau qu'il faudra employer pour les montages dont la fonction de transfert n'est pas linéaire comme intégrateurs, limiteurs, etc.

Compensation en fréquence du $\mu A702$

Cet amplificateur peut travailler sans compensation de fréquence pour des gains supérieurs à 250 (48dB). Pour des gains inférieurs à 48 dB, il est nécessaire de prévoir un ou plusieurs circuits de compensation. Ces circuits peuvent agir par avance de phase, par retard de phase ou être mixtes.

Dans le cas d'une compensation par avance de phase, l'amplificateur est utilisable pour des gains supérieurs à 38dB. Le condensateur C_3 est compris entre 50 et 100pF.



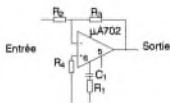


Dans le cas d'une compensation par retard de phase appliquée sur la sortie, l'amplificateur est utilisable jusqu'au gain unité.

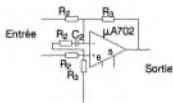
Les valeurs du réseau de compensation sont données par :

$$R_1 = 20 (1 + R_2/R_2) \Omega$$

$$C_2 = 10^{-2} R_2 / (R_2 + R_3) \mu F$$



Avec la compensation sur la sortie, l'excursion de tension est relativement limitée aux fréquences élevées; la compensation par retard de phase appliquée sur l'entrée a l'avantage d'augmenter cette excursion de tension, mais l'inconvénient d'augmenter le bruit propre de l'amplificateur.

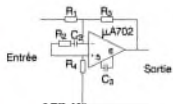


Pour la compensation mixte, il est possible d'ajouter au réseau de compensation par avance de phase, un réseau de compensation par retard de phase pour pouvoir utiliser l'excursion maximale jusqu'au gain unité. Les valeurs sont données par :

$$R_2 = 2 \cdot 10^{-3} R_3 \Omega$$

$$C_2 = 10 / R_3 \mu F$$

$$C_3 = 50 \text{ pF}$$



- Compensation en fréquence du $\mu A709$

L'amplificateur comportant 3 étages et son gain pouvant dépasser 90 dB, il oscille même en boucle ouverte. Il possède donc

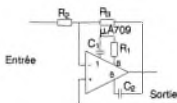
deux réseaux de compensation, un sur le deuxième étage et un sur le troisième.

La valeur des condensateurs de compensation est uniquement fonction du gain en boucle fermée et est donnée par :

$$C_1 = 5 \cdot 10^2 R_2 / (R_2 + R_3) \text{ pF}$$

$$C_2 = 2 \cdot 10^2 R_2 / (R_2 + R_3) \text{ pF}$$

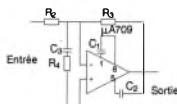
La résistance en série avec C_1 est de 1,5 K Ω pour le gain de 60 dB où elle n'est plus nécessaire.



Afin d'augmenter l'excursion de tension de sortie aux fréquences élevées, on peut aussi ajouter un réseau correcteur à l'entrée en conservant la compensation de 60 dB; cela se produit évidemment au détriment du bruit, les valeurs en sont données par :

$$R_4 = 2 \cdot 10^{-2} R_3 \Omega$$

$$C_3 = 9 \cdot 10^{-3} / R_3 \mu F$$



- Compensation en fréquence des LM741, LM747, LM307

Tous ces amplificateurs sont compensés de façon interne à l'aide d'un condensateur de 30 pF; leur courbe de réponse est donc fixe. Elle chute à 6 dB/octave jusqu'au gain 0 dB. L'amplificateur sera donc stable dans toutes les configurations de gain.

- Compensation en fréquence des LM301, LM308, $\mu A748$

Ces amplificateurs étant les homologues des précédents, mais avec une compensation externe, ils retrouvent les mêmes caractéristiques avec un condensateur de 30 pF; par contre pour des gains supérieurs à l'unité, on peut diminuer la valeur du condensateur dans le rapport :

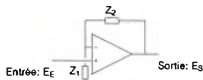
$$C > 30 / (1 + G) \text{ pF}$$

Applications des AOP

Ce type d'amplificateur est conçu pour travailler avec un réseau de réaction extérieur. La réaction peut être négative ou positive. Elle est appelée négative si elle s'effectue entre la sortie et l'entrée -. Dans ce cas, l'amplificateur travaille en contre-réaction et son fonctionnement est stable. Elle est dite positive si elle a lieu entre la sortie et l'entrée +. Dans ce cas, l'amplificateur, monté en réaction est instable. Il est possible de combiner réaction et contre-réaction pour obtenir un oscillateur.

Ces amplificateurs peuvent travailler suivant deux modes; amplification non différentielle et amplification différentielle. Dans le premier cas, une des entrées est fixée à une tension de référence qui peut être nulle, l'autre reçoit le signal à amplifier. Dans l'autre cas les deux entrées reçoivent le signal à amplifier.

Amplificateurs suiveurs de tension



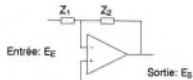
Ce montage fournit une tension de sortie dont le sens est le même que celui de la tension d'entrée. La tension de sortie provoque, dans le circuit de contre-réaction, un courant I. Ce courant fait apparaître aux bornes de Z_1 une tension égale à la tension d'entrée. Le courant vérifie la relation :

$$E_2/Z_1 = E_3/(Z_1 + Z_2) \text{ d'où on tire le gain du montage :}$$

$$G = E_3/E_1 = 1 + Z_2/Z_1$$

Cas particulier: si Z_2 est nulle ou si Z_1 est infinie, la fonction de transfert devient $E_3 = E_2$ et on a le suiveur de gain unité dont l'impédance d'entrée est théoriquement infinie et l'impédance de sortie nulle.

Amplificateurs inverseurs de tension



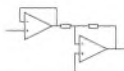
Dans cette configuration, l'amplificateur fournit une tension de sortie de signe inversé par rapport à la tension d'entrée.

Le courant circulant dans le réseau de contre-réaction vérifie la relation

$$E_E / Z_1 = -E_S / Z_2 \text{ d'où on tire le gain du montage}$$

$$G = -Z_2 / Z_1$$

L'impédance de sortie de ce montage est nulle, mais l'impédance d'entrée n'est pas infinie. Elle est égale à E_E / I c'est à dire Z_1

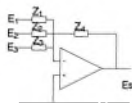


Si on veut une grande impédance d'entrée, il faut faire précéder l'inverseur d'un suivor, que celui-ci soit au gain unité ou non.

Amplificateurs sommateurs de tensions

Il existe deux possibilités d'effectuer la somme de plusieurs tensions : soit en utilisant un montage inverseur, soit en utilisant un montage suivor.

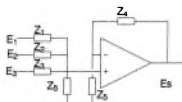
- Sommateur inverseur



En appliquant les lois de Kirchhoff, on obtient

$$E_S = -Z_4((E_1/Z_1) + (E_2/Z_2) + (E_3/Z_3))$$

- Sommateur suivor

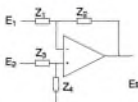


Au lieu de faire la somme des courants dans une impédance virtuellement nulle (Point de sommation de l'amplificateur), on la fait dans une impédance réelle Z_5 , très

petite par rapport aux impédances d'entrée. Il se développe donc dans cette résistance une tension $U = Z_5 (I_1 + I_2 + I_3)$. Cette tension est amplifiée dans le rapport $E_S = U(1 + Z_4/Z_3)$. En appliquant les lois de Kirchhoff, dans l'hypothèse où R_3 est négligeable, on obtient

$$E_S = Z_4((E_1/Z_1) + (E_2/Z_2) + (E_3/Z_3))$$

Soustracteur



Ce montage sert à délivrer une tension de sortie proportionnelle à la différence de deux tensions d'entrées.

Soit U le potentiel commun aux deux entrées. On a :

$$U = E_2 Z_4 / (Z_3 + Z_4)$$

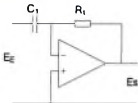
$$(E_1 - U) / Z_1 = (U - E_S) / Z_2 \text{ D'où}$$

$$E_S = E_2 \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} - E_1 \frac{Z_2}{Z_1}$$

Si $Z_2 = Z_4$ et $Z_1 = Z_3$ on obtient

$$E_S = (E_2 - E_1) Z_3 / Z_1$$

Le dérivateur

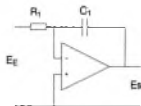


Ce montage basé sur le principe de l'inverseur réalise l'équivalent mathématique de la fonction dérivée. Un exemple d'utilisation est la conversion d'un signal triangulaire en signal carré dont l'amplitude est proportionnelle à la pente du signal source. L'équation de la tension de sortie est alors

$$E_S = -R_1 C_1 d(E_E) / dt$$

L'intégrateur

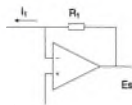
Ce montage réalise exactement la fonction inverse du montage précédent.



Un exemple classique d'utilisation est la conversion d'un signal carré en signal triangulaire. L'équation du montage est la suivante:

$$E_S = -1/R_1 C_1 \int E_E dt$$

Le convertisseur courant tension



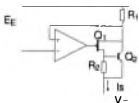
C'est aussi un cas particulier du montage inverseur pour lequel la résistance d'entrée est nulle. Comme le courant I_1 se retrouve intégralement dans la résistance R_1 , la tension de sortie est donc imposée

$$E_S = R_1 I_1$$

Les convertisseurs tension courant

Il existe deux types de convertisseurs tension courant. Le premier travaille en tant que source (Générateur) alors que le second travail en tant que charge (Consommateur).

- La source de courant

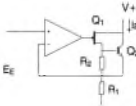


La tension d'entrée E_E impose le courant qui circulera dans la résistance R_1 . Ce courant se retrouve intégralement en sortie du montage. Le courant étant tiré vers l'alimentation négative, la tension d'entrée doit être négative. La résistance R_2 polarise les transistors Q_1 et Q_2 et a une valeur de 10k. Le transistor Q_1 est du type 2N3456 et Q_2 du type 2N2219.

$$I_S = E_E / R_1$$



- La charge de courant



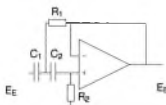
Ce montage repose sur la même philosophie que le précédent. Le courant étant tiré par rapport à la l'alimentation positive, la tension d'entrée doit être positive.

$$I_s = E_E / R_1$$

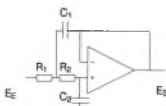
Les filtres

Un des principaux mode d'utilisation des AOP est leur emploi en tant que filtre actif. Une disposition judicieuse des composants en entrée et en réaction sur l'AOP permet de réaliser simplement des filtres d'ordre supérieur à 1. Ces filtres peuvent également répondre à des courbes spécifiques (BUTTERWORTH, BESSEL, TCHEBICHEV, elliptiques, etc...). Ils peuvent être de type passe bas, passe haut, passe bande, coupe bande ou passe tout.

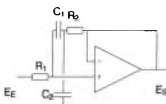
- Exemple de filtre passe haut



- Exemple de filtre passe bas



- Exemple de filtre passe bande



Ces trois filtres sont basés sur l'application des sources contrôlées.

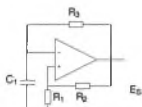
La fréquence de coupure de ces filtres est donnée par

$$F_c = 1/2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}$$

Les oscillateurs

Il s'agit là aussi d'un des domaines de prédilection des AOP. Cette catégorie peut se découper en 2 groupes distincts: les générateurs de signaux non sinusoïdaux et les générateurs de signaux sinusoïdaux.

- Le multivibrateur



En combinant réaction et contre-réaction sur un même amplificateur, il est possible d'obtenir un multivibrateur.

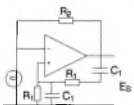
La tension sur l'entrée + est toujours égale à $E_E R_1 / (R_1 + R_2)$.

Quand la tension de sortie est positive, le condensateur C1 se charge par R3 jusqu'à ce que la tension appliquée sur l'entrée - soit identique à celle de l'entrée +. A ce moment la sortie bascule et provoque la décharge du condensateur au travers de R3. Quand l'égalité des deux tensions est à nouveau obtenue la sortie rebasculé sur son état initial et le cycle se répète indéfiniment.

Dans l'hypothèse où les tensions de saturation de l'AOP sont identiques en valeur absolue, la période de l'oscillation peut être obtenue par

$$t = 2 R_3 C_1 \ln((2R_1 + R_2)/R_2)$$

- L'oscillateur à pont de WIEN

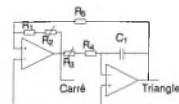


Avec ce montage, on aborde le cas de l'oscillateur sinusoïdal.

A la fréquence de résonance ($R_1C_1\omega = 1$), le pont de WIEN présente une atténuation égale à 3 et une rotation de phase nulle. Le gain de l'amplificateur doit être fixé à 3 pour garantir l'oscillation. S'il devient inférieur, le montage s'arrête. S'il est supérieur, l'oscillateur se sature, le

signal n'est plus sinusoïdal et la condition de fréquence n'est plus respectée. La lampe L1 agit comme une CTP pour assurer la stabilité du montage (Gain égal à 3).

- Un générateur de fonction



Voici un autre exemple d'oscillateur qui délivre plusieurs formes de signaux. Il se découpe en deux parties: la première qui est l'utilisation de l'AOP en comparateur et la deuxième qui est l'application illustrée de l'intégrateur. Le premier étage délivre un signal carré provoqué par l'attente d'un certain potentiel de la rampe du signal triangulaire. Le deuxième étage intègre ce signal carré pour produire le signal triangulaire. Le potentiomètre R2 va donc définir l'amplitude du signal triangulaire et ainsi le point de basculement du comparateur. Le potentiomètre R3 va agir directement sur la pente du signal triangulaire et ainsi sur la fréquence. Si l'on fait suivre la sortie triangulaire par un montage à conformateur, on obtient en plus une sortie sinusoïdale.

Conclusion

Cet article n'est en fait qu'un très faible aperçu des possibilités des AOP. Pour mémoire nous pouvons citer d'autres cas d'utilisation de ces circuits:

- Générateur de tension de référence
- Détecteur de seuil
- Discriminateur à fenêtre
- Générateur Sinus/Cosinus
- Modulateur de largeur d'impulsion
- Convertisseur AC/DC
- Détecteur d'impulsion
- Echantillonneur bloqueur
- Multiplicateur de capacité
- Simulation d'inductance
- Multiplicateur diviseur
- Générateur Log Anti-Log
- Etc...

Voilà que la palette d'utilisation n'est pas limitative et que l'assemblage de chacun de ces modules de base permet de réaliser de nouvelles fonctions. Alors à vous de jouer !

E. DERET

UN BAROMETRE-ALTIMETRE performant

Une extension pour module 7106 ou 7107

La mesure de pression est devenue chose aisée depuis que les capteurs n'ont plus de secret pour vous (voir HOBBYTHEQUE MPX dans ce même numéro). Et les modules d'affichage 3 digits 1/2 à base de 7106 ou 7107 vont enfin pouvoir vous servir utilement. Que vous soyez amateur d'ULM, de planeur, météorologue en herbe, ou tout simplement curieux d'apprendre, ce montage vous ouvre de multiples horizons : car si sa destination première est d'être un BAROMETRE / ALTIMETRE performant, vous découvrirez que son emploi ne se limite pas à ces deux fonctions et qu'il peut devenir JAUGE de hauteur de liquide, PRESSIOSTAT et même ANEMOMETRE ! mais ça, c'est un autre article ! Alors, avant d'anticiper, voyons un peu le déroulement de ce montage là !



LES GRANDES LIGNES DU SCHEMA

Le synoptique général du montage est très simple :

La mesure de pression

Elle est confiée à un capteur MPX100A (ou AP: le boîtier pourrait bien s'avérer utile sur d'autres applications futures). Sa compensation en température, (ainsi que celle de l'ensemble du montage), est confiée à un générateur à courant constant. La correction d'offset est directement appliquée aux bornes du pont

L'amplification du signal PRESSION

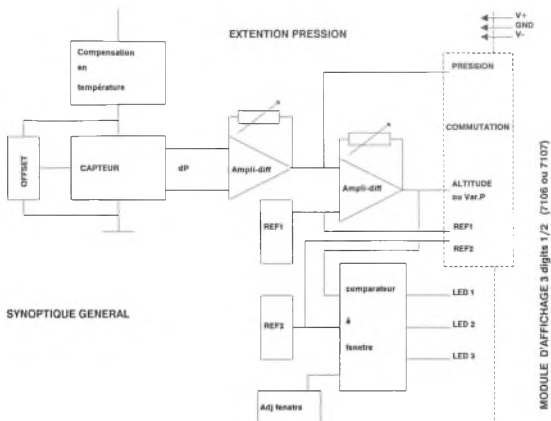
Le module d'affichage final étant réglé pour une plage totale de 2 Volts, nous souhaitons donc obtenir une lecture directe de la pression en millibar, soit 1 mV par millibar. Nous désirons donc obtenir 1013 mV pour 1013 millibar de pression atmosphérique. La variation moyenne du pont, sur ce qui est presque sa pleine échelle, est de 60 mV. Il nous faudra donc amplifier et différencier ce signal par rapport à la masse d'une valeur de 1013/60 soit environ 17 fois. De fait, la plage possible des capteurs (de 45 à 90 mV) nous oblige à prévoir un gain ajustable de 11 à 23. Cette valeur devient alors

directement lisible sur le module d'affichage.

L'étage ALTIMETRE

Réaliser un altimètre, c'est différencier une pression de Référence de la pression ambiante et convertir cette différence de pression en l'unité choisie. Vu l'usage auquel nous réservons ce produit, nous avons choisi comme unité le mètre et donc ± 1999 mètres de pleine échelle de lecture. De 0 à 2000 m, la relation pression/mètre est de 1 pour 10, soit 1 millibar pour 10 mètres. Un montage différentiateur identique au premier, sur lequel on injecte d'une part une pression de référence, d'autre part la pression précédemment mise en forme, et le tout





avec un gain de 10, donnera en sortie, en millivolts, la valeur de l'écart en mètres, directement exploitable sur le module d'affichage.

La modification du gain vous permettrait d'afficher cette valeur en pieds, mais en diminuant la plage exploitable à 2000 pieds sauf à utiliser les décimales et à convertir en dizaines de pieds. Attention toutefois ce module complet ne supporte pas les températures négatives sauf à sélectionner les composants en conséquence (série militaire). De ce fait nous nous sommes limités à 2000 m, ce qui semble largement suffisant dans les utilisations du type ULM ou DELTA.

La pression de référence, doit être fournie dans la même unité. C'est donc en millibar (et donc en millivolts) qu'il nous faut la générer. Un multitour (pour la précision indispensable) et deux résistances talons pour limiter la plage d'exploration de 900 à 1080 millivolts, le tout entre les bornes de l'alimentation stabilisé et le tour est joué. Bien sur, cette valeur doit pouvoir être elle-même affichée à son tour. Car un altimètre doit être calé par rapport à une pression de référence connue :

- celle du terrain de décollage ou d'atterrissage (QFE)
- celle ramenée au niveau moyen des mers pour donner l'altitude vraie (QNH)

- celle normalisée de 1013 pour l'affichage d'un niveau de vol (inutile ici)

La variation de pression

En disposant d'un étage ALTIMETRE, qui affiche en fait une variation de pression convertie en mètres, et ce avec un gain de 10, on dispose aussi, mais de signe inverse, de la variation de pression en dixième de millibar (ce par rapport à la référence REF1, qui est la pression initiale, dont on veut connaître la variation dans le temps, sans toutefois changer d'altitude : cas de la station météo). En inversant le signal altimètre aux entrées du module d'affichage, et en gérant l'allumage du point des dizaines, on obtient donc en lecture directe, en millibar avec les dixièmes, la variation de pression depuis la dernière fois que la référence a été recalée à la valeur choisie (ou au zéro de variation)

Les tendances

Il nous a semblé intéressant de pouvoir éventuellement profiter des LED du module d'affichage pour une lecture directe de la tendance :

- soit de la variation d'altitude, faisant ainsi office de variomètre.
- soit de la variation de pression au sol, faisant ainsi office de grenouille en donnant en permanence le sens de la variation de pression.

Un étage à comparateur à fenêtre ajustable, fait parfaitement l'affaire et commande directement les trois LED : variation en hausse, stable ou en baisse.

Voyons maintenant le détail de chacun de ces étages et les paramètres dont il faut tenir compte dans cette réalisation.

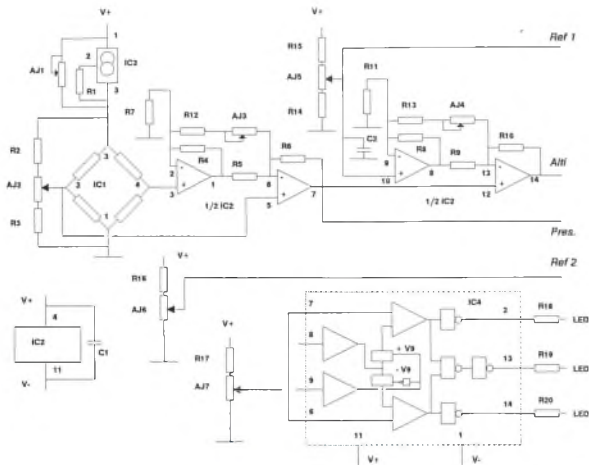
SCHEMA DE DETAIL

Compensation en Température

En dehors du capteur lui-même, tous les composants électroniques ont une dérive en température. Le montage doit être compensé dans son ensemble si l'on veut obtenir une mesure fiable en permanence. Le module d'affichage lui-même sera soumis (éventuellement en vol) à ces variations de température et donc le choix d'un capteur compensé serait loin de résoudre le problème d'ensemble. La sélection du MPX100 pour IC1 semble donc tout à fait justifiée ici où l'ensemble du montage est susceptible de subir ces influences. Mais il nous faut par ailleurs faire le bon choix en compensation de température. L'alimentation du capteur à partir d'un générateur de courant (variable avec la température) va résoudre l'ensemble de nos soucis.

Le LM334 de chez NATIONAL est un générateur de courant ajustable et possédant un coefficient de variation en température nominal de 0,336 % /°C. Donc





en sens inverse du capteur, mais trop important ! La mise en place d'une résistance ajustable en SHUNT de ce générateur va nous permettre d'en ajuster l'effet sur l'ensemble du montage (Voir le commentaire sur ce sujet en HOBBYTHEQUE MPX). En jouant constamment sur le courant d'excitation du capteur, ce compensateur va ajuster en permanence ces effets thermiques.

Réglage de l'offset

Nous avons opté pour la solution qui consiste à ajuster l'offset aux bornes du capteur par un pont diviseur qui profite également des effets bénéfiques de la compensation directe exercée par le LM334 (IC3).

Le différenciateur-amplificateur PRESSION

Cette partie du montage a déjà été développée dans l'article sur le capteur auquel je vous renvoie si besoin. L'ampli-OP choisi est 1/2 LM324 (IC2) dont les performances nous satisfont pleinement. Pour les puristes, il existe des équivalents broché à broche, de qualité supérieure, tel que le LT1024 de chez LINEAR TECHNOLOGY. Les résistances seront par contre des couches métal 1 %, précision et stabilité obligent, et l'ajustable du gain AJ3 un multitour vertical de chez BECKMAN.

Le différenciateur-amplificateur ALTITUDE

Cette partie du montage est strictement basée sur le même principe que la précédente. Seul le gain sera ajusté à une valeur différente par AJ4. L'autre moitié du LM324 est à son tour utilisée.

L'étage TENDANCE et le TCA965

Les particularités sur le fonctionnement de cet étage ont été abordées en détail dans l'article sur le TCA965 (même numéro) auquel je vous renvoie.

Il nous faut malgré tout faire ici un choix. En cas d'alimentation sur pile ou accu, il faut ménager notre énergie. De plus, il nous faut choisir entre la tendance BAROMETRIQUE (variation de pression atmosphérique) ou la tendance ALTIMETRIQUE (variation d'altitude par rapport à une altitude de référence choisie). Nous avons opté pour laisser ces choix à l'utilisateur.

La valeur de la fenêtre est ajustable au travers d'un pont diviseur R17/AJ7, de 0 à 200 mV (soit 200 mètres ou 20,0 mB). L'entrée 8 sert de référence centrale REF2 en tendance altimètre et 6/7 reçoivent l'altitude dans ce cas. Ces connexions seront strictement inversées pour la tendance pression.

Attention, cette partie du montage consomme entre 15 et 30 mA entre V+ et V-, cela ne pose aucun problème au module 7106, mis à part le tenue de la pile. Mais le module 7107, dans sa version simple (Mos4049) ne peut débiter assez il faut envisager les solutions de remplacement à alimentation symétrique ou mono régulée à 7905 (voir le supplément modules de ce mois).

La commutation générale

Nous avons plusieurs données à afficher :

- la pression bien sûr
- la référence altitude REF1
- la référence tendance REF2
- l'altitude en mètres
- la variation de pression = inverse altitude et avec la décimale 'dizaine' à activer

L'inversion d'altitude nous oblige à gérer les entrées du module EB et EH, et la décimale nous réclame un troisième contact : un 3C4P ferait l'affaire. Mais nous avons 5 données à afficher ! Nous avons opté pour une commutation externe de REF1 / REF2 par un inverseur supplémentaire miniature.



L'étage tendance réclamerait aussi sa commutation pour inverser V6/7 et V8 en fonction tendance ALTITUDE ou PRESSION, mais en fait, l'amateur d'altimétrie n'aura que faire de la tendance variation de pression et le météorologue de celle de l'altitude. De plus, si l'on veut opter pour un affichage facultatif, afin d'économiser la pile par exemple, il faut commuter aussi l'alimentation positive du TCA965. Aussi avons nous laissé ces trois connexions en l'air sur le circuit imprimé, au bon choix de l'utilisateur. Un inverseur 3 positions ON-OFF-ON permet de tout commuter:

AP = Altitude ou DP

F2 = Référence tendance REF2

+ = +Vs alimentation IC4

M = Entrée 6/7 IC4 (Mesure)

C = Entrée B IC4 (Centrale)

A = Entrée 11 alimentation IC4

Alimentation et connexions

Le montage trouvera son alimentation sur la carte MODULE D'AFFICHAGE. Les connexions prévues le permettent

La liste des composants

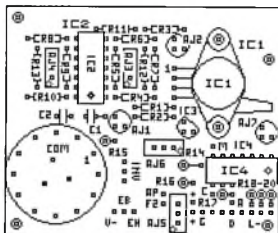
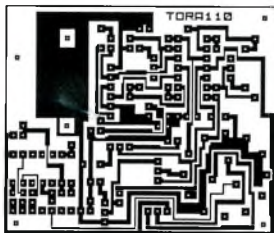
IC1	MPX100A (ou AP)
IC2	LM324 (ou LT1024)
IC3	LM334Z (boîtier plastique)
IC4	TCA365
AJ1	89PR 1 k Ω BECKMAN
AJ2	89PR 2 k Ω BECKMAN
AJ3	87W 10 k Ω BECKMAN
AJ4	87W 20 k Ω BECKMAN
AJ5	87W 2 k Ω BECKMAN
AJ6	87W 2 k Ω BECKMAN
AJ7	89PR 1 k Ω BECKMAN
R1	16,9 Ω 1/4 w métal 1 %
R2, R12,	
R13	10 k Ω 1/4 w métal 1 %
R3, R14	9,1 k Ω 1/4 w métal 1 %
R4 à R11	100 k Ω 1/4 w métal 1 %
R15	39 k Ω 1/4 w métal 1 %
R16	3,1 k Ω 1/4 w métal 1 %
R17	1 M Ω 1/4 w carbone 5 %
R18 à R20	1 k Ω 1/4 w carbone 5 %
C1, C2	100 nF multicouche
2 supports	CI 14 broches
1 commutateur	3C4P pour CI
1 inter inverseur	simple subminiature
Divers quincaillerie	(voir mise en boîte)

Le montage

Procéder comme à l'accoutumée en commençant pas les composants à plats les moins hauts et terminer par l'insertion

ON BRANCHE !

Avant toute mise en oeuvre, placer les ajustables 89P (AJ1 et AJ2 en position médiane). Alimentez alors votre module afficheur (dont on supposera qu'il fonctionne déjà, calibré pour 2000 mV pleine échelle (Vref=1V) et qu'il est connecté correctement au montage BARO). La lecture doit donner une valeur quelconque, qui dépend de la position du commutateur 3C4P et du gain des ampis. Avant tous ces réglages, il est plus que souhaitable de disposer d'une boîte plastique transparente pour isoler le montage des variations trop dispersées de température (chaque composant devrait avoir la même) et des effets de mains. A ce sujet, remplacez au brossage de la face cuivre de votre nouveau montage : voir l'article sur les modules sûtte et fin). On supposera que l'on dispose d'une version 7106 à LCD et à pile (ou accu) Car les problèmes pourraient se compliquer un peu pour le réglage de T°C (mise au réfrigérateur) pour une alimentation à cordon secteur.



facilement, ainsi que les différentes liaisons EB, EH, les LED et la décimale dizaine. Ces liaisons seront réalisées en fonction du coffret choisi (voir plus loin l'option retenue et l'article MODULE SUITE et FIN dans ce même numéro).

REALISATION

Le circuit imprimé

Il est proposé pour un boîtier spécifique en harmonie avec les modules afficheur. L'utilisation en altimètre requiert un volume restreint et un boîtier pratique. Le capteur est placé à plat, en bordure pour en faciliter l'accès, en vue d'un usage différent. La compensation en T°C doit être placée à proximité. Les positions des commutations et des ajustables de REF1 et REF2 conditionnent le reste. Vu la densité des pistes, un soin tout particulier sera apporté à cette réalisation.

des IC (dans leurs supports si vous avez opté pour cette solution de sage précaution). Attention toutefois à la mise en place du capteur : il faut lui plier ses pattes, et le faire en aidant d'une petite pince, pour garder environ 1 mm de sorties droites de l'IC. Attention également au sens de mise en place de AJ5 et AJ6 (REF1 et REF2). Le sens de rotation et la mise en coffret en dépendent.

L'interconnexion avec le module d'affichage est prévue en vertical, par deux tronçons de barrette tulipe à wrapper (panes longues) et sur le module lui-même deux tronçons de barrette tulipe femelle large droite, mais peut se faire par tout autre moyen suivant la mise en oeuvre finale, câble en nappe rigide au pas de 2,54 y compris.

Vérifiez une dernière fois la qualité de votre travail avant de procéder aux essais.

Réglages préliminaires

- Réglage de l'offset

Sélectionnez la position pression (position 1). Avec l'aide d'un baromètre classique (peu précis mais suffisant ici) ou de la station météo la plus proche, ajuster le gain de AJ3 pour obtenir cette pression en mB. Il nous faut à présent une autre référence de pression aussi proche que possible du vide. Si vous disposez d'une pompe à vide (c'est rare), c'est facile, surtout avec une version avec boîtier AP où fixer un tube d'aspiration ne pose pas de problème. Dans ce cas, une fois le vide assuré, ajuster AJ2 pour obtenir 0 à l'affichage. Si vous possédez une station de dessoudage, vous approcherez ce vide, et vous aurez une référence de pression utilisable. Sinon, il vous faut trouver un manomètre qui descende assez bas et une pompe à aspirer. Dans tous les cas, la



procédure est la même : ajuster AJ2 pour obtenir la pression réelle après interprétation du MANO. Revenir à la pression atmosphérique et réajuster le gain AJ3 pour retrouver la pression initiale. Recommencez cette manœuvre autant de fois qu'il faudra pour ne plus avoir à retoucher AJ3.

Ce réglage d'offset est plus délicat sur les versions sans boîtier car il faut alors placer l'ensemble du montage sous un bocal : c'est pas facile, surtout pour le poursuivre avec le tournevis. Autre solution : ne pas souder le MPX et le déporter avec 4 fils pour le placer seul dans le dit bocal. Bref, vive le boîtier !

Inutile de vous préciser que ces réglages doivent se faire à température constante, la compensation n'étant pas encore au point à ce stade.

On peut aussi ajuster AJ2 pour un offset de 20 mV (offset moyen : voir position probable) Ce n'est pas l'idéal, mais c'est mieux que rien.

position probable de AJ2



Réglage d'offset

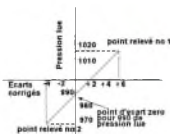
- Réglage du gain d'altitude à 10

Ajustez REF1 (AJ5) pour obtenir 0 en fonction altitude (position 3 du commutateur). Passez ensuite en position 2 et REF1 pour y lire la valeur de cette référence : elle doit être égale à la pression, à 1 ou 2 mB près. Cet écart (éventuel) est dû à l'offset de l'ampli-altitude et sera une constante à garder en mémoire. Il correspond à l'erreur altimétrique des appareils avionnés. Sur cette position, affichez 100 mV (ou mB) de moins à l'aide de AJ5 (REF1). Repassez alors en mode altitude et ajustez le gain de l'ampli-alti avec AJ4 pour obtenir -1000 (mètres). Le gain de l'étage ALTIMETRE est réglé.

Réglages de la compensation en température

C'est la phase la plus longue. Mais elle reste simple à entreprendre et ne nécessite que l'accès au réfrigérateur (et pas au congélateur : pas au dessous de 0, s'il vous plaît). Nous allons donc procéder scientifiquement et tracer une courbe variation de PRESSION en F(Pression lue). Notez la pression lue et placez votre

montage au froid durant 1/2 heure : notez alors l'écart de pression et son signe. Après 1/2 heure de retour à température ambiante, la pression doit être revenue à la valeur initiale (sauf variation réelle dans l'heure : à vérifier). Dans ce dernier cas, la valeur de l'écart doit être corrigée de la demi-variation réelle. Exemple : vous avez 1020 à l'entrée au froid , 1010 en sortie et 1018 au retour à T ambiante. L'écart réel est de -10-1/2(2) soit -9. En fait vous auriez du lire 1019 en sortie si le montage avait été déjà réglé-d.



Ajustez alors AJ1 pour provoquer le phénomène inverse, sans retoucher à la pression nouvelle ainsi obtenue (voir indications ci-contre) Recommencer les mêmes opérations. Cette fois-ci, l'écart doit être du signe inverse ou avoir diminué (sinon il faudra vérifier votre manipulation). Tracez alors la courbe PRESSION-ECART et vous devez trouver qu'elle passe par un écart 0 pour une pression donnée. Vous devez alors afficher cette valeur à l'aide de AJ1 (avec précision, en essayant d'imaginer le digit que vous ne voyez pas). La compensation est alors sévèrement dégrossie. Les puristes recommenceront les manœuvres et une courbe sur la position 4 (écart de pression). A ce stade, il ne faudra pas tousser sur le tournevis car les touches devraient être infimes (et le mieux est parfois l'ennemi du bien).

Réglages finals

La compensation étant supposée acquise (avec une pression lue devenue erronée), il ne reste plus qu'à réafficher la bonne valeur, (avec une référence sûre : la météo) à l'aide du gain ampli-pression AJ3. Les étages pression et altimétrie sont à présent au point. Il ne vous reste plus qu'à en vérifier le fonctionnement en montant, (ou en descendant suivant vos possibilités) un escalier. L'altimètre doit réagir à chaque variation d'un mètre. N'en déseillez pas trop vite la réelle précision de cet instrument. Il est performant en relatif et c'est une de ses qualités. Il faudra être plus prudent en absolu et se souvenir que 10 mètres de précision, c'est déjà très bien et qu'à moins de 50 mètres, il vaut mieux voir le sol que de se fier à un instrument, même professionnel, car la pression atmosphérique servant de référence peut varier en permanence et 1 mB = 10 mètres.



Réglage de compensation en température AJ1

Position probable

LA MISE EN COFFRET

Nous traiterons ici le cas de l'altimètre à module 7106

Le choix du coffret

Nous avons opté pour le modèle TEK0 660, pour lequel les circuits imprimés ont été spécialement étudiés. Le circuit d'affichage prendra position dans la face coté vis (afin que celles-ci soient sous la façade une fois le produit terminé) et l'afficheur du coté inverse des trous de fixation rapprochés. Vous devez disposer de 4 points d'ancrage. L'afficheur LCD aura été réhaussé sur 2 tronçons de barrette mâle à wrapper, eux-mêmes enluchés sur 2 tronçons de barrette tulipe femelle large droite. Cet équipage est nécessaire afin de faire affleurer le LCD à la face supérieure du coffret fermé, et de ménager sous l'afficheur un espace pour la pile (ou mieux un accu CD-NI équivalent). Les LED, si présentes, auront également subies le même sort.

Le circuit pression pourra alors être muni d'entretoises et de sa connexion et être enfilé sur le module d'affichage. Attention, les queues des composants sous le circuit imprimé, (face cuivre) devront être arasées avec soin. Les composants les plus hauts (commutateur par exemple doivent venir à fleur du dessous du coffret fermé. Il vous faut à présent vérifier la bonne marche du montage (attention à ne pas modifier les réglages si vous les avez déjà effectués par ailleurs. Il faudra d'ailleurs les vérifier).

Le plan de perçage

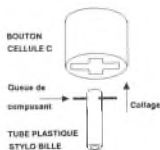
Nous vous donnons le plan de perçage de la façade afin de vous faciliter la tâche (fiez-vous aux mesures plutôt qu'à une recopie directe, une variation infime d'échelle peut se produire aux différents stades de reproduction).

Les composants annexes

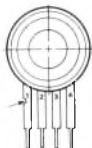
Les boutons de commande de REF1 et REF2 seront astucieusement réalisés à partir de boutons pour cellule C et d'une



MONTAGE BOUTONS POUR AJ3 et AJ4

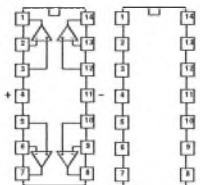


Pour le reste : inverseur de mise en marche, triple inverseur éventuel de choix de tendance, jack châssis de recharge ACCU (pratique), nous laissons donner libre cours à votre imagination.



- 1 Masse
- 2 Sortie +
- 3 Alimentation
- 4 Sortie -

Brochage du MPX



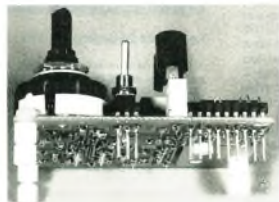
V+ adj V-

LM334Z

- 1 masse
- 2 sortie haute
- 3 sortie fenêtre inv
- 4 inhibit 2
- 5 Vref
- 6 entrée haute
- 7 entrée basse
- 8 entrée centrale
- 9 entrée fenêtre
- 10 Vstabilisée
- 11 Vs
- 12 inhibit 14
- 13 sortie fenêtre nor
- 14 sortie basse

LM324

TCA965



Module monté vu de profil
Connexions et entretoises

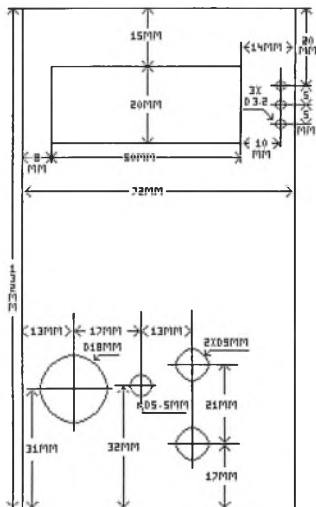
Cet appareil, une fois bien réglé, devrait vous surprendre par ses performances. Que ce soit en mode de table à LED pour une station météo ou en portable altimètre, si tout le soin nécessaire à sa bonne réalisation a été apporté, il devrait être STABLE, PRECIS et FIDÈLE. Sa consommation est de 10 mA maximum sans l'option tendance (version LCD) (20 à 30 mA avec). Un accu classique peut tenir 10 heures avant le LOWBATT (attention, à ce stade toute mesure devient erronée). Vous pouvez ôter le blocage 4 positions du commutateur et ainsi, sur 12 positions, avoir en continué la pression en 5 (à côté de la variation) ..

Cette réalisation peut déboucher sur une foule de cas particuliers auxquels ce montage se prête tout particulièrement. En dehors du baromètre altimètre portable, sa réalisation peut être la première pierre d'une STATION METEO performante. Il peut également servir à mesurer d'autres grandeurs : les gains étant ajustables, et les talons variables, il devient possible de mesurer des variations de pression autre qu'atmosphérique. En changeant simplement le modèle du capteur et certains réglages, on peut aboutir, par exemple, à la mesure de niveau de liquide dans une cuve avec une alerte à fenêtre autour d'un niveau moyen.

Je suis sûr que vous ne manquerez pas d'idées ! En attendant, les amateurs de vols en ultra léger motorisé disposent là, une fois réglé, d'un outil de référence performant, mais qui ne doit pas faire oublier qu'en aéronautique, 2 précautions valent mieux qu'une : ouvrez l'œil et ne vous fiez jamais qu'à un seul instrument

Beau temps et bons vols !

LE FUTE



Plan de perçage du coffret

TABEAU DE CONVERSION DES DIFFERENTES UNITES DE PRESSION EN SERVICE

	PSI	in H2O	in Hg	K.Pascal	miliBar	cm H2O	mm Hg
PSI	1,000	27,680	2,036	6,8947	68,947	70,308	51,715
in H2O	0,03613	1,000	0,07355	0,2491	2,491	2,5400	1,8683
in Hg	0,4912	13,596	1,000	3,3864	33,864	34,532	25,400
K Pascal	0,14504	4,0147	0,2953	1,000	10,00	10,1973	7,5006
miliBar	0,0145	0,40147	0,02953	0,100	1,000	1,01973	0,75006
cm H2O	0,014223	0,3937	0,02958	0,09806	0,9806	1,000	0,7355
mm Hg	0,019337	0,53525	0,03937	0,13332	1,3332	1,3595	1,000

Exemples d'utilisations du tableau de conversion des différentes unités de pression:

TABEAU DE CORRESPONDANCE ALTITUDE / PRESSION NORMES AERONAUTIQUES

ALTITUDE en pieds	ALTITUDE en mètres	PRESSIION en miliBar
-1000	-305	1050,4
-900	-275	1046,7
0	0	1013,2
500	152,5	995
1000	305	977,2
1500	458	959,5
2000	610	942,1
3000	915	908,1
4000	1220	875,1
6000	1830	812
8000	2440	752,6
10000	3050	696,8
12000	3660	644,4
14000	4270	595,2
16000	4880	549,2
18000	5490	506
20000	6100	465,6
25000	7625	376
30000	9150	301
35000	10675	238,4
40000	12200	187,5
45000	13725	147,5
50000	15250	116

1 PSI = 68,947 miliBar

1 miliBar = 0,1 K Pascal

1 mm Hg = 1,3595 cm H2O



HOBBYTRONIC

BULLETIN D'ABONNEMENT

(VOIR AU VERSO)

Avril 1991 - N°4



Réponses aux courriers des lecteurs

Hobbytronic AVRIL 1991
Dépôt légal AVRIL 1991

Imprimerie Georges Frère
15, rue A. Briand - BP 199
59202 TOURCOING Cedex

Directeur de la Publication :
M. Ninassi
HBN Electronic
S.A. au capital de 7 930.000
B.P. 2739
Z.I.S.E 51100 REIMS
ISSN 1157 - 4372
Commission paritaire
en cours

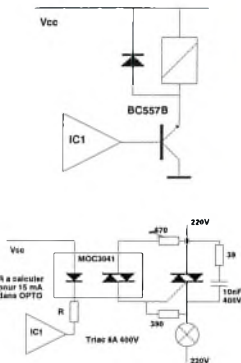


Suite au vif intérêt que semblent susciter les télécommandes construites à partir de l'émetteur F.M. du No 2 de Février 1991, il convient d'ajouter quelques renseignements.

Sur la figure 6, page 24, les références de T1 et T2 n'apparaissent pas : T1 est un BC547B et T2 BC557B, donc des transistors tout à fait classiques dont on trouvera facilement des équivalents.

Des questions reviennent souvent sur les charges pouvant être connectées en sortie de IC1 (figure 7, même page) à la place de la LED d'origine. Les deux schémas ci-contre montrent le câblage d'un relais dont la consommation dépasse 16 mA et le pilotage d'un TRIAC au travers d'un OPTO. Les relais consommant jusqu'à 16 mA peuvent être connectés directement entre Vcc et la sortie de IC1 (en ajoutant bien sûr une diode anti-surtension).

Nul doute que devant l'intérêt envers ces télécommandes, nous aurons l'occasion de décrire d'autres montages dans ce domaine dans un proche avenir.



L'ABONNEMENT :

Facile	Economique	Chez vous directement dès la parution
à	11 numéros à 15 F = 165 F + Frais postaux	LA POSTE
Remplir	Abonnement : 140 F à domicile	

BULLETIN D'ABONNEMENT

N°4 - Avril 1991

A partir de quel numéro inclus, désirez-vous recevoir votre abonnement : N°

REGLEMENT :

Chèque bancaire ou postal.

Carte bleue

N°

Expiration

SIGNATURE :

(Signature des parents pour les mineurs)

HOBBYTRONIC - Abonnement BP 2739 - 51060 REIMS Cedex

Ecrire en CAPITALES une lettre par case, laisser une case entre deux mots. Merci.

Nom, prénom

Adresse

code postal Ville

NOUVEAU !



TORA
ELECTRONIQUE



CATALOGUE GRATUIT
48 PAGES DE NOUVEAUX KITS ET PRODUITS FINIS
Demandez-le à votre distributeur.

DUNERQUE 59140
14 RUE DU PAL FRENCH
TEL 20 66 38 65

AMIENS 80000
19 RUE GRESSET
TEL 22 91 25 69

FONTAINEBLEAU 77000
23 RUE A BRIAND
TEL 1-22 35 23 25

ROUEN 76000
19 RUE DU GR. GIRARD
TEL 35 88 59 49

LE HAVRE 76600
13 PL HALLES CENTRALES
TEL 35 42 60 92

LE MANS 72000
16 RUE W LECOPIQUE
TEL 43 28 38 63

RENNES 35000
12 DUR. DUSRAY TROUIN
TEL 99 30 85 26

ST BRIEUC 22000
16 RUE DE LA GARE
TEL 96 33 55 15

BREST 29200
151 AV J JAURES
TEL 98 80 24 95

NANTES 44000
4 RUE J J ROUSSEAU
TEL 40 48 76 57

ORLEANS 45000
61 RUE DES CHATEAUX
TEL 38 54 39 01

POITIERS 86000
8 PL A LEPETIT
TEL 49 88 04 90

BORDEAUX 33000
10 RUE DU PAL JOFFRE
TEL 56 52 42 47

BRAYONNE 64100
3 RUE DU TOUR DE SAULT
TEL 59 59 14 25

TOULOUSE 31300
31 AV GRANDE BRETAGNE
TEL 61 15 05 94

LENS 63300
43 RUE DE LA GARE
TEL 21 28 60 49

LILLE 59600
61 RUE DE PARIS
TEL 20 06 85 52

VALenciENNES 59300
57 RUE DE PARIS
TEL 27 46 44 29

REIMS 51100
10 RUE GARBETTA
TEL 26 88 41 55

REIMS 51100
46 AV DE LAON
TEL 26 40 35 20

CHARLEVILLE 08000
1 AV J JAURES
TEL 24 33 00 84

CHARLONS/MARNE 51000
2 RUE CHAROIN
TEL 26 54 28 82

METZ 57000
60 PASSAGE SERPENOISE
TEL 87 74 45 29

STRASBOURG 67000
4 RUE DU TRAVAIL
TEL 88 32 86 98

NANCY 54000
193 RUE ST DIEZIER
TEL 83 36 67 97

MULHOUSE 68100
CENTRE EUROPE
TEL 89 46 46 24

TROYES 10000
6 RUE DE PREIZE
TEL 25 81 49 29

DIJON 21000
2 RUE LA DE VERGENNES
TEL 80 79 79 48

GRENOBLE 38000
3 BD DU PAL JOFFRE
TEL 76 47 58 62

AVAJCCIO 20000
AV DU MARCHEAL JUMI
TEL 95 20 27 38

VALENCE 26000
26 RUE PORT DU GRAT
TEL 75 42 51 40

ST ETIENNE 42000
30 RUE GARBETTA
TEL 77 21 45 61

MONTPELLIER 34000
10 BD LEDRU ROLLIN
TEL 67 92 33 86

NEVERS 58000
1 ET 2 PL FRANCIINI
TEL 86 67 15 09

