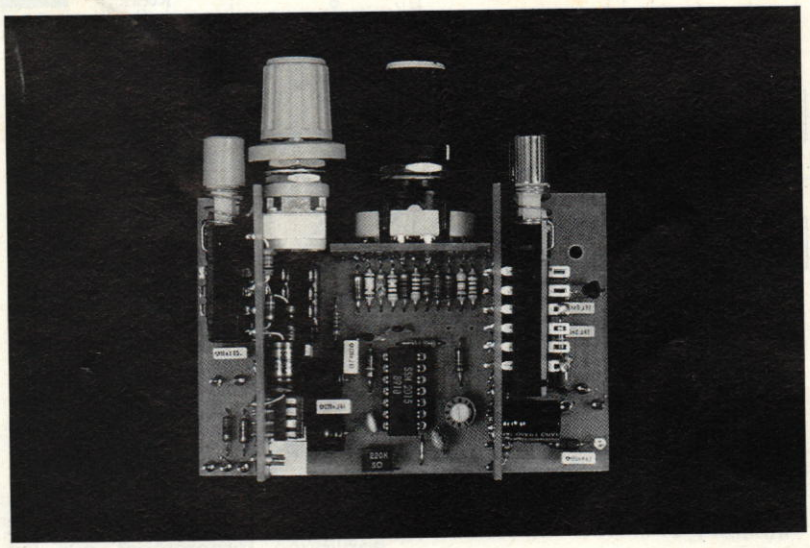
Applications du SSM - 2015

Quand les spécialistes de l'audio-analogique sortent leurs griffes, on se doit de constater que certains circuits peuvent encore sensibiliser les plus sceptiques ! Les études SSM (reprises et améliorées par PMI, distributeur Bourns-Ohmic), ont en effet les moyens de séduire. Exemple :
SSM - 2015 : tension de bruit = 1,3 nV/√Hz
largeur de bande = 700 kHz (gain de 100)
distorsion = 0,007 % pour G = 100
SSM - 2016 : tension de bruit = 800 pV/√Hz
largeur de bande = 500 kHz (gain de 1 000 !)
distorsion = 0,01 % pour G = 100
alimentation maxi = +/− 38 V (lire trente-huit !)
PMI propose plusieurs autres pavés rares et passionnants. Notre ambition est de vous les faire découvrir dans l'année 1990, et de les mettre bien entendu en application.

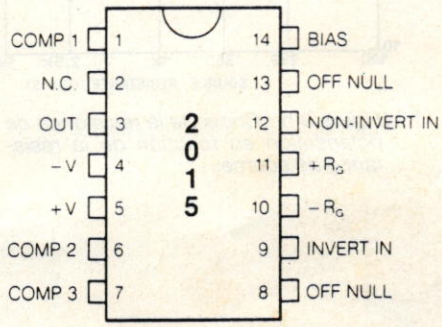


En examinant les docs constructeurs on croit souvent relire "ALICE AU PAYS DES MERVEILLES". Notre but n'est pas ici de faire rêver, mais de rapporter les résultats de nos propres expérimentations. Il n'y aura donc aucune fiche technique SSM sans qu'une manipulation ait été faite par nos soins. Nous donnerons d'ailleurs à chaque fois le dessin d'un petit circuit imprimé d'expérimentation et vous proposerons de temps à autre des réalisations complètes exploitant les ICs les plus intéressants.
Les circuits SSM que nous examinerons ensemble ont une vocation audio prononcée : nous complèterons donc notre information par des résultats d'écoute.
Pour commencer en douceur, nous avons pris le 2015 qui n'est autre qu'un préampli micro déjà ancien (révisé 85). Le mois prochain nous vous offrirons une application plutôt élégante de ce circuit.

SSM 2015

Présenté dans un boîtier 14 pattes , ce préampli micro offre des performances intéressantes pour un coût raisonnable (environ 70F public). Il faut savoir tout de suite qu'il est équipé de deux vraies entrées différentielles autorisant une symétrie sans transformateur. L'économie est donc particulièrement sensible MAIS on ne bénéficiera pas de l'isolement galvanique ! Rien interdirait d'ailleurs d'intercaler un transfo de de rapport 1 : 3 qui procurerait un gain en tension de 10 dB soit 80 dB maxi, l'isolement en plus. "Rien", sinon le coût final...
Les caractéristiques sont les suivantes :
– Très faible bruit (1,3 nV/√Hz). Pour comparaison, un 5534 ordinaire est à 4 nV et un OP27 à 3 nV. PMI propose d'ailleurs un SUPER 5534 (totalement compatible) sous la référence SSM 2134, à 2,8 nV.
– Bande passante : 700 kHz pour un gain de 100 (40 dB).
– Slew-rate (6 V/µs) : le double d'un TL071 mais la moitié d'un 5534. (le SSM 2016 propose 10 V/µs).
– Distorsion : 0,007 % pour un gain de 100.
– Tous les couplages sont en continu (sans condensateur).
– Taux de réjection de mode commun : 100 dB (ajustable).
– Absence de distorsion de croisement.
La **figure 1** donne une idée de la configuration interne du 2015.

Figure 1 a : Brochage.



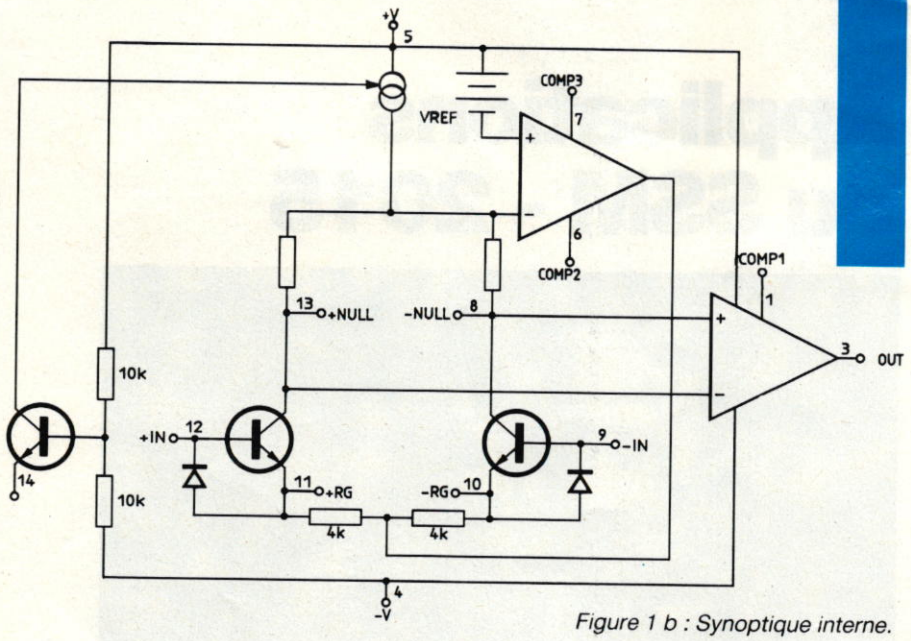


Figure 1 b : Synoptique interne.

la **figure 2** déploie quant à elle les caractéristiques énoncées par le constructeur, et la **figure 3** la base typique d'une mise en application.

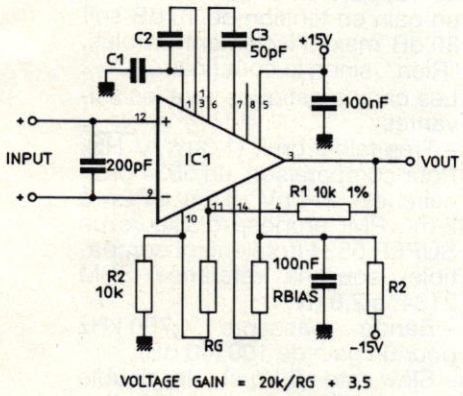


Figure 3 a : Schéma d'application typique.

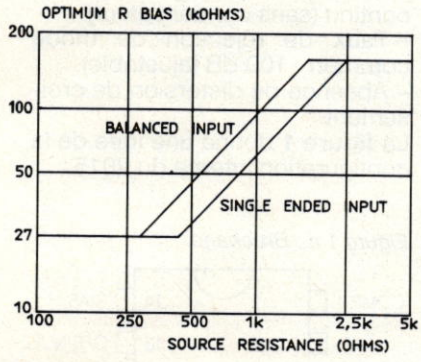


Figure 3 b : Choix de la résistance de polarisation en fonction de la résistance de source.

Comme on peut le constater, peu de composants sont nécessaires pour une réalisation pratique.
C'est un véritable ampli différentiel dont la contre-réaction est appliquée directement sur les émetteurs de l'étage d'entrée à transistors par R_1, ce qui a pour conséquence d'optimiser le bruit et le taux de réjection de mode commun sans nécessiter une très haute impédance d'entrée.
Une boucle de réaction interne, contrôlée par Rbias, maîtrise le courant de l'étage d'entrée. Ceci a pour effet de permettre un maintien des performances en bruit pour une large plage d'impédances d'entrée.
Le gain du circuit se calcule ainsi :
$G = (R_1 + R_2/Rg) + (R_1 + R_2/8\ k\Omega) + 1$
Ou plus simplement
$G = 3,5 + (20\ k\Omega/Rg)$ si l'on respecte les conseils du constructeur, soit $R_1 = R_2 = 10\ k\Omega$. Ces résistances devront être de bonne qualité (éviter la "récup-télé"). Des 10 kΩ, 1 % métal sont indispensables si on souhaite bénéficier de tous les bienfaits du 2015.
On constate à la lecture de la formule que le gain minimum est de 3,5 donc environ 10 dB, mais la doc SSM précise que les performances se dégradent pour des gains en tension inférieurs à 10 (soit 20 dB).
Remarque personnelle : pour notre part, nous avons constaté en manipulant, une espèce de frontière située entre 40 et 50 dB de gain. Il était en effet possible d'obtenir dans les meilleures conditions des gains de 50 à 70 dB mais en-dessous de 40, (20 inclus) les performances étaient moins bonnes. En s'attachant à parfaire de 20 à 40 dB, c'était accrochage et instabilité de 50 à 70. Nous avons alors pris en compte l'implantation du circuit imprimé et notamment le tracé du 0 V. Nous en reparlerons le mois prochain, mais gardez en mémoire que pour ce genre de produit autorisant des gains aussi élevés, la moindre incartade dans une implantation pratique est fatale, surtout en simple face.

Les calculs donnent pour RG :
sans ⇒ 10 dB
9 530 ⇒ 15 dB
3 090 ⇒ 20 dB
1 400 ⇒ 25 dB
715 ⇒ 30 dB
383 ⇒ 35 dB
205 ⇒ 40 dB
115 ⇒ 45 dB
64,9 ⇒ 50 dB
35,7 ⇒ 55 dB
20 ⇒ 60 dB
11,3 ⇒ 65 dB
6,2 ⇒ 70 dB

Bien entendu les valeurs sont données en omhs.

Nous avons cherché le potentiomètre idéal pour couvrir cette plage de façon souple et avons dû abandonner. La moins mauvaise solution était encore un 2,2 kΩ Lin, mais entre 55 et 70 dB il fallait des doigts de fée et une patience d'ange !

C'est dans ces moments là que l'auteur regrette amèrement la belle époque des potentiomètres à plots (voir n° 492 p.74 et 493 p.42) : 56 plots sur 360 degrés, soit possibilité de progresser de 1 dB par plot.

Certaines réalisations du commerce offrent des bons de 10 dB. C'est trop à notre avis, car peu pratique à l'utilisation : il est indispensable d'ajouter un réglage fin par potentiomètre et quand on est en butée d'un bord ou de l'autre, on doit jongler entre commutateur et potentiomètre (excessivement incorfortable sur le terrain). Il semblerait donc conseillé d'évoluer de 5 en 5 dB sur 12 positions ce qui offre des plages de 10 à 65 ou 15 à 70 dB.

Nous reparlerons de cela le mois prochain à l'occasion de notre réalisation pratique, mais un élément remarquable nous semble à signaler : le passage entre deux positions de commutateur conduit — pour un modèle non court-circuitant — à ouvrir la "boucle". Dans le cas du 2015, c'est un retour au gain MINIMUM. Ceci est très intéressant quant aux bruits de commutations, par rapport à un circuit qui "ouvert" passerait par le gain maximum.

Figure 2 - Spécifications.

$V_S = \pm 15$ V, $T_A = 25°$ C, $R_{BIAS} = 33$ kΩ, sauf indications contraires.

PARAMÈTRES (SYMBOLES)	MIN	TYP	MAX	UNITÉS	CONDITIONS
Distorsion harmonique totale (THD)					
G = 1000					
@ 1 kHz		0.007	0.01	%	V_{OUT} = 7V RMS
@ 10 kHz		0.015	0.02	%	V_{OUT} = 7V RMS
G = 100					
@ 1 kHz		0.007	0.01	%	V_{OUT} = 7V RMS
@ 10 kHz		0.007	0.01	%	V_{OUT} = 7V RMS
G = 10					
@ 1 kHz		0.01	0.015	%	V_{OUT} = 7V RMS
@ 10 kHz		0.01	0.015	%	V_{OUT} = 7V RMS
Tension de bruit en entrée (E_n) (Note 1)					entrées à la masse
R_{BIAS} = 33 kΩ					
G = 1000		0.2	0.3	µV RMS	20 kHz de bande
G = 100		0.31	0.5	µV RMS	20 kHz de bande
G = 10		1.1	1.7	µV RMS	20 kHz de bande
R_{BIAS} = 150 kΩ					
G = 1000		0.28	0.45	µV RMS	20 kHz de bande
G = 100		0.41	0.65	µV RMS	20 kHz de bande
G = 10		1.1	1.7	µV RMS	20 kHz de bande
Courant de bruit d'entrée (I_n)					
R_{BIAS} = 33 kΩ		250	380	pA RMS	20 kHz de bande
R_{BIAS} = 68 kΩ		200	300	pA RMS	20 kHz de bande
R_{BIAS} = 150 kΩ		130	200	pA RMS	20 kHz de bande
Equation du gain		$G = \frac{20\ k\Omega}{R_G} + 3.5$			$R_1 = R_2 = 10$ kΩ
Erreur sur le gain					
G = 1000		0.1	0.3	dB	$R_1 = R_2 = 10$ kΩ
G = 100		0.1	0.3	dB	$R_1 = R_2 = 10$ kΩ
G = 10		0.2	0.8	dB	$R_1 = R_2 = 10$ kΩ
Tension d'offset d'entrée					
G = 1000		0.25	1.5	mV	$R_1 = R_2 = 10$ kΩ
G = 100		0.3	1.5	mV	$R_1 = R_2 = 10$ kΩ
G = 10		3	15	mV	$R_1 = R_2 = 10$ kΩ
Courant de polarisation (I_b)					
R_{BIAS} = 33 kΩ		4.5	12	µA	V_{CM} = 0 V
R_{BIAS} = 150 kΩ		1	3	µA	V_{CM} = 0 V
Courant d'offset (I_{os})					
R_{BIAS} = 33 kΩ		0.5	1.5	µA	V_{CM} = 0 V
R_{BIAS} = 150 kΩ		0.15	0.4	µA	V_{CM} = 0 V
Taux de réjection de mode commun (CMRR)					
G = 1000	90	100		dB	$R_1 = R_2 = 10$ kΩ
G = 100	70	95		dB	$R_1 = R_2 = 10$ kΩ
G = 10	60	75		dB	$R_1 = R_2 = 10$ kΩ
Réjection d'Alim. (PSRR)		100		dB	$V_S = \pm 12$ to ± 17 V
Plage de mode commun (CMVR)	± 4	± 5.5		V	
Impédance d'entrée en mode commun		50		MΩ	
Impédance d'entrée différentielle					
G = 1000		0.5		MΩ	
G = 100		5		MΩ	
G = 10		20		MΩ	
Excursion de tension	± 10.5	± 12.5		V	$R_L = 2$ kΩ
Courant de sortie (I_{OUT})					
fourni	15	25		mA	
absorbé	8	14		mA	
Bande à − 3 dB (GBW)					
G = 1000		150		kHz	
G = 100		700		kHz	
G = 10		1000		kHz	
Slew Rate (SR)		6		V/µs	
Courant d'alimentation (I_{SY})		12	16	mA	

Pour ce qui a trait aux compensations en fréquence, C_3 est fixé à 50 (47 pF) sur l'étage de régulation de courant (COMP 1 et 2). C_1 et C_2 auront des valeurs différentes en fonction du choix retenu pour Rbias et par voie de conséquence de l'impédance d'entrée adoptée. La figure 3 compile tous les éléments variables.
Exemple : pour une impédance d'entrée de 600 ohms, Rbias = 47 kΩ environ donc $C_1 = C_2 = 15$ pF. Si Zi = 1,5 kΩ, Rbias = 100 kΩ et $C_1 = 30$ pF, $C_2 = 5$ pF.
C'est ce que dit le manuel ! Sur maquette, il semble en être différemment : certaines réalisations du commerce portent C_1 jusqu'à 270 pF pour Rbias 47 kΩ. En ce qui nous concerne, avec Rbias 47 kΩ (Zi environ 600 Ohms), nous avons $C_1 = C_2 = 22$ pF (ce qui est très proche des données constructeur), mais 82 pF en parallèle sur R_2 ce qui est moins conventionnel et pas définitif ! Comme nous l'avons dit déjà, le tracé du circuit imprimé a une influance CONSIDERABLE sur les résultats et à ce jour nous avons encore des essais à faire (notre réalisation du mois prochain n'en sera qu'à sa quatrième maquette), avant de nous prononcer. Oh, rassurez-vous "çà marche parfaitement", mais l'auteur n'aime pas ce 82 pF supplémentaire, tout du moins s'il ne s'avère pas indispensable et de nombreux essais restent encore à faire. C'est tout ce qui fait la différence entre un databook et une maquette.

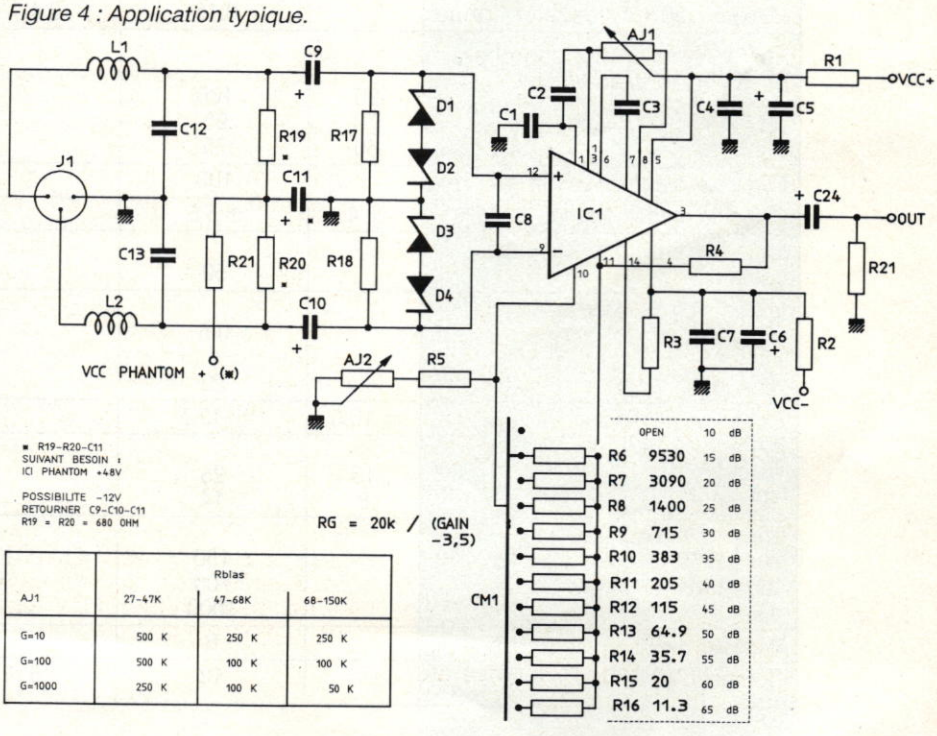
Mais le jeu en vaut la chandelle : pour écouter le SILENCE avec un dynamique SHURE 548 dont le transfo avait été retiré (direct capsule), il nous a fallu à 65 dB de gain, couper la ventilation, le réfrigérateur, le chauffage, l'ordinateur, enfourner le micro dans sa boîte d'origine (carton + mousse épaisse) et planquer le tout ! Pour bien faire, il eût été nécessaire d'arrêter de respirer : les bronches de fumeur invétéré que nous sommes perturbaient les écoutes.
La sortie du 2015 n'est pas prévue pour commander de longues lignes : des charges capacitives supérieures à 150 pF doivent être découplées par 100 Ω en série avec "3". Nous conseillons d'ailleurs vivement d'ajouter un ampli suiveur.
En général, la construction d'un amplificateur faible bruit est une suite de compromis limitant les performances optimales à une plage réduite d'impédances d'entrée (le 1028 LTC est un exemple type). Le 2015 quant à lui est plus souple, pour peu que l'on adapte Rbias à l'impédance de source choisie. L'abaque (fig. 3) permet de constater qu'en cas d'utilisation asymétrique, Rbias est légèrement différente : pour une résistance de source de 1000 Ohms par exemple, Rbias est suivant le cas de 65 ou 85 kΩ. En fait, nous pensons que l'intérêt majeur de ce circuit est essentiellement dû à ses entrées symétriques et qu'il est préférable de choisir Rbias pour "balanced", l'utilisation asymétrique étant considérée comme exceptionnelle. Le 2015 n'est pas annoncé comme un simple ampli très faible bruit, mais bien comme un "microphone préamplifier". L'exploitation en symétrique est quasiment indispensable : avouez qu'il serait ridicule de peaufiner un étage d'entrée très faible bruit pour y injecter moult parasites véhiculés par une liaison asymétrique !

La liaison idéale est symétrique, avec point milieu : dans ce cas on peut entrer sans autre forme de procès directement en 12 et 9.
Pourtant, assez souvent les lignes micro sont flottantes, tout du moins pour les sorties sur transfo, et il est rarement possible de les modifier. Dans ce cas, il faut créer un "point milieu" aux entrées 9 et 12 à l'aide de deux résistances d'une dixaine de kΩ environ (1 %) réunies au 0 V.

SCHÉMA D'APPLICATION

La **figure 4** propose un environnement proche d'une réalisation pratique. Nous avons réuni sur ce dessin plusieurs points particuliers : règlages d'offset et CMMR, protection des entrées (surcharges et HF), alimentation phantom, etc...
Voyons celà en détail.
Tout d'abord, nous avons placé un réjecteur HF (L_1, L_2, C_{12}, C_{13}) afin d'interdire à haut gain des nuisances parasites. Note aux fidèles : par rapport à ODDY, nous avons encore abaissé la fréquence de coupure.
Une alimentation phantom est

Figure 4 : Application typique.



AJ1	Rbias 27-47K	47-68K	68-150K
G=10	500 K	250 K	250 K
G=100	500 K	100 K	100 K
G=1000	250 K	100 K	50 K

également prévue. Rien que d'y penser l'auteur frémit ; quand on dispose de microphones avec alim 48 V (négatif à la masse), et d'autres avec 12 V (positif à la masse), il est vivement conseillé de ne pas s'emmêler les "pinceaux"...

Il faut bien dire que quand on a la chance de possèder des SHOEPS à tube (voir nº 488 MUSEE) et des corps à transistors utilisant les mêmes capsules (pour les comparaisons SON tube-transistor, on ne peut rêver mieux !), on concède de pactiser avec les fantômes. Si vous êtes également concerné, nous vous indiquons sur la figure les modifs pour passer en 12 V, positif à la masse.

Le blocage des tensions continues est assuré par C_9 et C_{10} (tension de service 63 V) et quatre zener protègent les entrées de IC_1 contre les surtensions provoquées par les connexions et déconnexions des microphones.

La résistance marquée R_2 sur la figure 3 est ici découpée en deux : R_5 + AJ_2. Le but de l'opération est d'égaliser cette somme avec la valeur de R_4 (10 kΩ) pour porter à son maximum le taux de réjection de mode commun.

Pour règler AJ_2, il suffit d'envoyer simultanément sur les deux entrées un signal d'environ 8 V crête à 60 Hz, et faire en sorte d'obtenir un minimum en sortie (3).

Un autre réglage a été ajouté par rapport à la figure 3 ; il s'agit de AJ_1 qui permet d'ajuster l'offset.

Bien entendu, on cherchera à obtenir la tension la plus proche de 0 V DC sur 3. Toutefois le constructeur conseille (dans le cas d'un commutateur de gain) d'égaliser les tensions d'offset pour gain mini et maxi, afin de réduire (voire supprimer totalement) les bruits de commutations.

Ce réglage d'offset sera fait APRES que AJ_2 ait été correctement positionnée, afin d'éviter les interdépendances.

La valeur retenue pour AJ_1 est liée à celle adoptée pour Rbias, ainsi qu'au gain désiré. Un petit tableau indique les relations.

Pour notre cas, 220 kΩ semblent un compromis correct.

Sur la figure, Rg est prévue pour 11 gains espacés de 5 en 5 dB. Le calcul de cette résistance est rappelé sur le dessin.

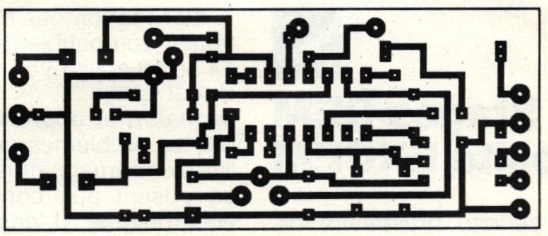


Figure 5 a

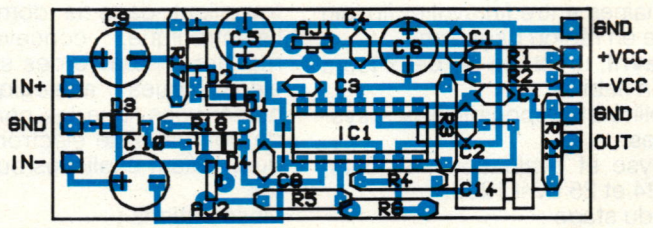


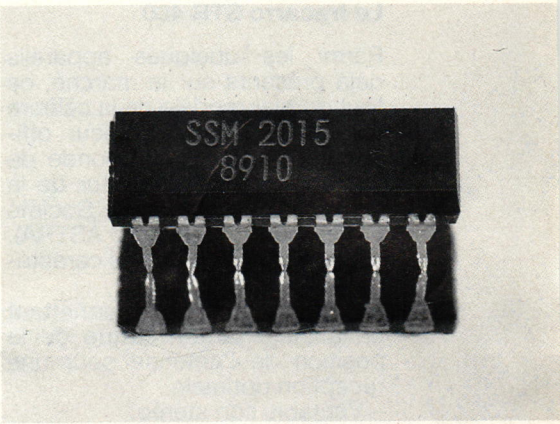
Figure 5 b

En **figure 5**, nous proposons une implantation des composants principaux nécessaires à la mise en œuvre du 2015. L'alimentation phantom et le filtre HF n'y sont pas prévus, et un seul emplacement est réservé à RG.
Il ne s'agit pas d'une réalisation mais plutôt d'un outil d'évaluation. C'est pourquoi nous ne donnerons pas de nomenclature et prierons les lecteurs intéressés de se référer directement à la figure 4 sur laquelle sont portées des valeurs indicatives.

CONCLUSION

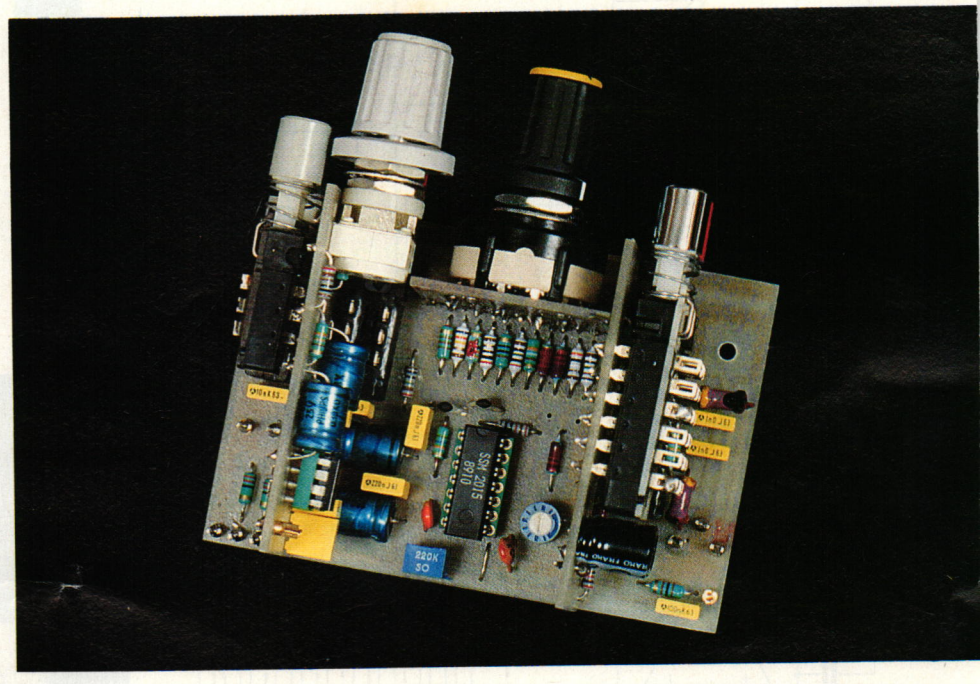
Ce premier circuit SSM mis à l'essai est tout à fait intéressant, et nous attendons impatiemment de le confronter aux 2016 et 2017.
En attendant, nous vous réservons une surprise pour le mois prochain. Un préampli micro/ligne complet soit :
Inversion de phase, commutation phantom, padding – 20 dB, gain micro par bonds de 5 dB, coupe haut, coupe bas, commutation Micro/Ligne, niveau ligne indépendant, et le tout dans un volume à peine plus important que celui d'une grosse boite d'allumettes !
Si nous ajoutons qu'en faisant passer la carte de 9 cm à 10 on peut inclure l'ensemble dans des modules EUROPE 10 TE et que pour exploiter d'autres circuits que le 2015 il suffit de réimplanter une zone de 3,5 × 2,5 cm, nous sommes certains de vous retrouver dans un mois ! Ce sera avec un grand plaisir.

Jean ALARY



Application du SSM 2015 : un préampli micro/ligne

Le mois dernier nous avons oberservé le SSM 2015. Ses performances intéressantes nous ont conduits à le mettre en pratique pour réaliser un étage préampli micro/ligne qui puisse satisfaire bon nombre d'utilisateurs.
Dans un volume à peine supérieur à celui d'une grosse boîte d'allumettes, nous vous proposons :
— une clé de phase (normal/reverse)
— alim phantom (ON/OFF)
— padding (— 20 dB)
— gain micro (10 à 65 dB par bonds de 5)
— filtre coupe haut (— 3 dB à 15 kHz)
— filtre coupe bas (— 3 dB à 75 Hz)
— clé micro/ligne
— niveau ligne réglable indépendamment du niveau micro
— entrée micro symétrique (électronique), ligne asymétrique.



Comme nous l'avions laissé entendre le mois dernier, ce module est une réalisation très performante, mise à la portée de tous. Pour la limiter au volume annoncé, il nous a fallu mettre en pratique toutes les astuces de notre répertoire secret. Mais ce dernier n'est-il pas à votre service depuis longtemps déjà ?
Parmi les problèmes rencontrés pendant la phase d'étude, nous avons été confrontés à des phénomènes directement liés au dessin des circuits imprimés (accrochages essentiellement). Les tracés donnés dans ces pages représentent l'aboutissement de trois approches successives, et l'auteur conseille vivement aux lecteurs qui exigent un fonctionnemen parfait dès la dernière soudure refroidie, de s'y conformer scrupuleusement. Cela est d'ailleurs valable pour toutes les réalisations publiées.
Chaque auteur, dans quelque domaine que ce soit (UHF, VHF, HF, vidéo, logique, "micro", audio, etc.) se trouve confronté régulièrement à des problèmes d'implantation directement liés à la nature du sujet traité. On n'implante pas du tout de la même façon un schéma audio, VHF, logique, etc.

Si un lecteur réimplante, modifie, étend ou condense une maquette, qu'il soit sympa : c'est SON affaire. Bien entendu, une aide aimable n'est pas exclue (c'est évident) mais ne peut en aucun cas être prise pour une "assurance garantie inconditionnelle" !

SCHÉMA

La **figure 1** illustre notre démarche. Nous ne reviendrons pas sur la mise en œuvre particulière au SSM 2015 (voir précédent numéro). A ce sujet, faisons encore une remarque : Il nous a été reproché, pour certaines réalisations, d'imposer aux lecteurs de se reporter à un ou plusieurs numéros précédents (jamais très anciens toutefois). Cette façon de faire est incontournable dans certains cas. Exemple : les dbx !

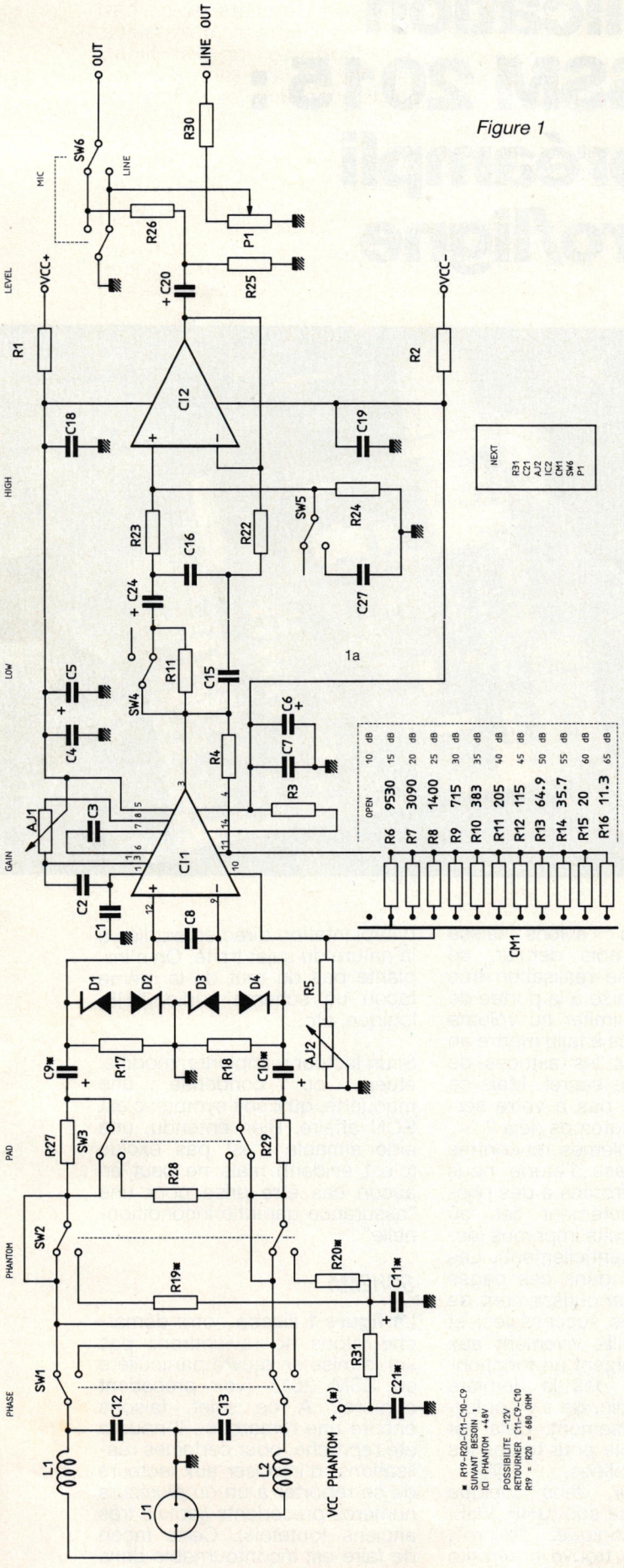
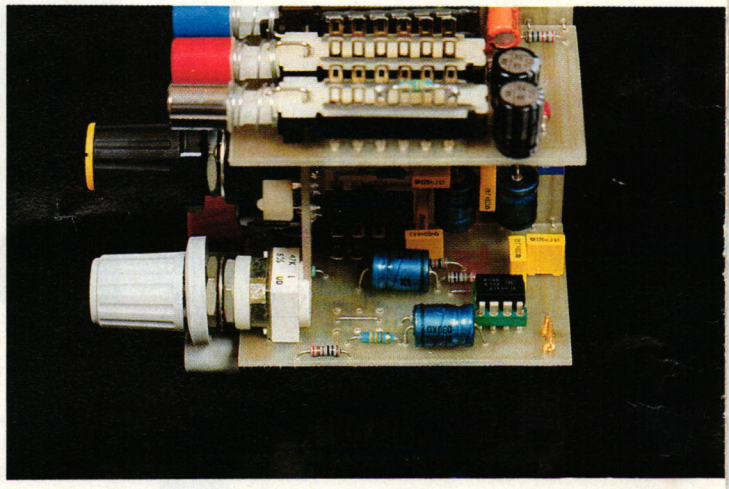


Figure 1

Nous les avons mis en application tant de fois qu'ils nous semblent aussi familiers qu'un classique ampli OP. Si à chaque réalisation, nous avions dû répéter les conditions de travail de ces circuits, les fidèles auraient vite été exaspérés. Il faut bien comprendre qu'une réalisation publiée dans un mensuel n'est pas un KIT complet ! Un petit effort est parfois demandé et pour conclure cet intermède, l'auteur peut dire qu'à chaque fois qu'il étudie un nouveau montage pour Vous, sa table de travail croule également sous les data-books et les anciens numéros de notre chère revue !

Observons la **figure 1** en partant de la gauche. L'entrée micro symétrique est immédiatement protégée par un filtre HF constitué de L_1, L_2, C_{12}, C_{13}, et d'un inverseur de phase (SW_1).



Comme nous souhaitions que ce module puisse servir de base à une mini-mixette (à mettre devant un camescope par exemple), nous avons prévu une clé de mise en route d'alim phantom (SW_2). Le schéma retenu est très simple mais particulièrement efficace .En effet, on peut voir qu'au repos (sans alim), la ligne n'est chargée par aucun des éléments propres à Vcc phantom. Ce n'est que lorsque la clé est active, que la tension continue souhaitée est appliquée à la paire symétrique au moyen de R_{19} et R_{20}. Cette organisation propre à l'auteur présente l'intérêt d'offrir une grande souplesse quant à la tension "mère" désirée pour l'alim phantom. En effet, si l'on parle

traditonnellement de 48 V négatif à la masse, il faut savoir qu'il existe aussi d'autres "standards" : 12 V (positif OU négatif à la masse) et 24 V (en passe de remplacer le 48 V si l'on en croit la presse Outre-Atlantique). Toutes ces possibilités demandent une adaptation des résistances R_{19} et R_{20}, ainsi que C_{11} si la tension a son POSITIF à la masse. Par tradition, pour 48 V la valeur de chaque résistance est de 6,8 kΩ, pour 24 V de 1,2 kΩ et pour 12 V de 680 Ω. Nous osons dire "par tradition" car on fait carrément abstraction de la consommation propre à chaque microphone, laquelle varie de 0,4 mA à 4 mA.

La chute de tension dans une même résistance varie considérablement si l'intensité demandée passe de 1 à 10, vous en conviendrez, et les dégradations constatées sont de trois types :

1) pertes de niveau
2) distorsions plus ou moins importantes
3) non fonctionnement pur et simple.

Il est aberrant de parler de standard de tension si l'on n'impose pas une consommation fixe à tous les types de micro, ou si on n'offre aucun système d'adaptation.

Exemple : raccordons à notre schéma un microphone consommant 0,4 mA, la chute de tension totale est égale à : 1,4 V, puis à un autre modèle consommant 4 mA : la chute passe à 14 V !

Dans le premier cas la tension réelle disponible est de (48 − 1,4) = 46,6 V, dans le second (48 − 14) = 34 V.

Il est donc conseillé de bien vérifier la tension réelle disponible pour un micro donné, et au besoin modifier légèrement la valeur des résistances R_{19} et R_{20}. Dans tous les cas, on veillera à ce que ces dernières soient rigoureusement appariées afin de bien assurer 0 V entre chaque fil de la ligne symétrique.

L'auteur utilisant des SHOEPS en version 12 V positif à la masse, les résistances passent à 680 Ω. On comprend bien que les entrées ainsi préparées ne peuvent être utilisées pour d'autres micros. Toutefois, le type de coupure de l'alim phantom retenu permet de brancher des dynamiques, sans avoir à supporter 1 360 Ω en parallèle sur la ligne, ce qui est presque toujours le cas avec d'autres systèmes de coupure.

Après SW_2, on trouve un padding de 20 dB environ constitué de R_{27}, R_{28}, R_{29} et mis en service ou non par SW_3. Suivent C_9 et C_{10} destinés à interdire aux tensions phantom de partir vers IC_1. Il faudra IMPÉRATIVEMENT mettre des modèles prévus pour une tension de service d'au moins 63 V.

La protection des surcharges d'entrés de IC_1 est assurée par les quatre diodes zener (5,6 V ou 5,1 V).

Pour le gain d'IC_1, nous avons fait un choix : nous avons préféré garder le gain minimum (10 dB) et ne monter qu'à (!) 65 dB. Nous avons vu le mois dernier qu'il était possible d'espérer 70 dB et que le constructeur déconseillait un gain inférieur à 15 dB. Les essais réels nous ont toutefois fait préférer garder 10 dB, le SSM 2015 se comportant tout à fait correctement. Avec le padding dans cette position, on peut raccorder exceptionnellement une ligne symétrique à niveau moyen : par exemple avec 775 mV, on conserve une garde d'environ 30 dB, ce qui est correct.

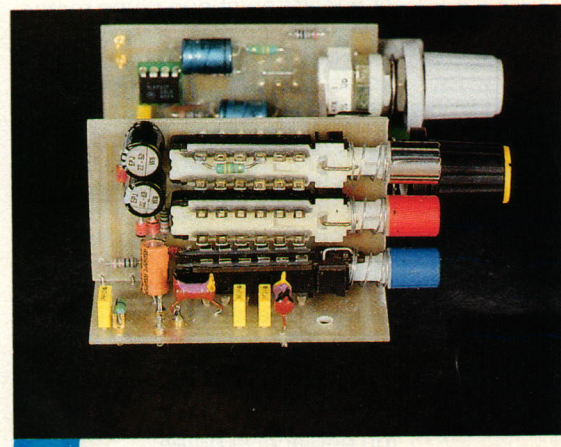
A la sortie de IC_1, nous avons repris les filtres que nous avions placés sur ODDY, à savoir un coupe-haut (à 15 kHz) mis en route par SW_5 et un coupe-bas (75 Hz) actionné par SW_4. On pourra adapter ces filtres à d'autres fréquences, en changeant simplement les valeurs de C_{27} ou de C_{15} et C_{16}.

IC_2 présente également l'avantage de servir d'étage tampon pour la sortie. Pour ceux qui penseraient que le choix d'un NE 5534 ou encore d'un OP 37 apporterait un plus, nous pouvons dire que le jeu n'en vaut absolument pas la chandelle : le TL 071 est parfait.

Il ne reste plus que SW_6, chargé de commuter la sortie soit sur le préampli micro, soit sur le curseur d'un potentiomètre dosant un niveau ligne totalement indépendant. Si l'on considère que le niveau le plus faible autorisé pour cette ligne est de − 10 dBm, on saura que le niveau de sortie nominal du montage est également de − 10 dBm et qu'en position MICRO on conserve 30 dB de garde et un gain maxi de 65 dB. Si le reste de la chaîne d'amplification permet par exemple d'obtenir + 4 dBm nominaux, on disposera d'un gain micro global de 79 dB, ce qui est très bien. Dans ce cas, la garde du préampli micro est plus que satisfaisante car il n'est pas courant de voir des étages de sortie de console permettant des niveaux de + 34 dBm (38 V !).

Comme d'habitude on se contente de + 24 dBm, on pourra se permettre de ne pas compenser la réserve classique de 10 dB du master fader, gagnant de ce fait quelques points supplémentaires à mettre à l'actif du rapport signal/bruit global.

En écrivant ces lignes l'auteur rigole en pensant à un lecteur de Lille qui ne manque pas d'humour. Savez-vous ce qu'il demande à son fournisseur quand il achète des résistances de 22 Ω (R_1 − R_2) ? Un paquet de pétards... On sent le "vécu"... et le brûlé quelque part. Pas vous ?



CONSTRUCTION

Les dimensions hors-tout de la maquette sont les suivantes : 42 × 92 × 63mm. Pour faire tenir élégamment 6 switches, un commutateur 12 positions et un potentiomètre dans 38 cm² de face avant, il a fallu ruser. Les photographies sont là pour témoigner que c'est réalisable et que l'accessibilité à TOUS les composants est préservée. En contrepartie, quatre circuits imprimés sont nécessaires.

Le premier, **figure 2** est le plus important. C'est sur lui que viendront se planter les trois autres. Son implantation est classique et ne fait l'objet que d'une remarque : les cosses à souder de SW_1 devront être coupées.

Le second est visible **figure 3**. Il ne sert qu'à rendre un simple LORLIN similaire avec la série PT 6000. En effet, il existe des LORLINs avec sorties latérales, mais comme ils coûtent environ six fois le prix du modèle courant, nous les avons délaissés.

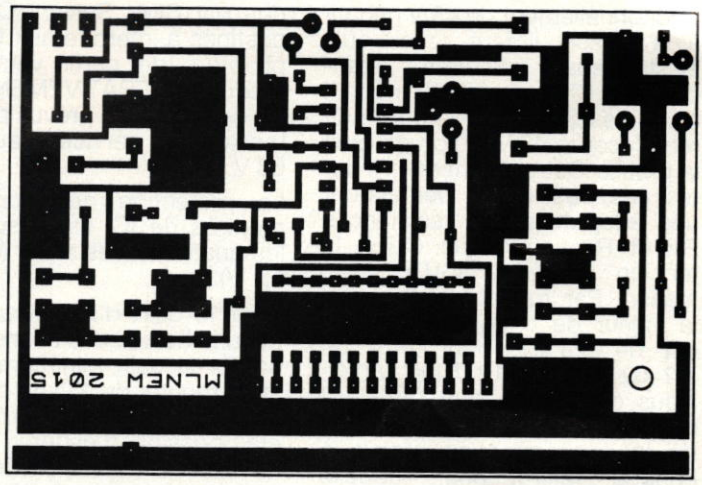
C'est désormais une habitude de l'auteur que de prévoir l'implantation pour les 4 circuits 3 positions bricolés : il achète ce type par quantité, en extrait les curseurs indésirables et supprime (ou déplace) la butée.

La **figure 4** présente le troisième circuit. Il est important de remarquer que R_{28} est soudée sur les cosses supérieures de SW_3.

Enfin le quatrième circuit, visible **figure 5**, présente également une particularité : SW_6 est soudé côté cuivre.

Regardez la **figure 3**. Dans un coin, un petit pavé de cuivre est réservé. Maintenant observez la **figure 4** : un plan de cuivre assez important (au-dessus) redescend très près des premières broches de SW_3. Quand vous construirez le module, vous constaterez que le petit pavé de la **figure 3** permet une soudure "de coin" avec le circuit **figure 4**, afin de rigidifier CM_1, SW_2 et SW_3.

Seule la carte **figure 5** reste provisoirement "flottante", mais P_1 la stabilisera parfaitement sur une face avant. Une vis est également prévue pour une liaison latérale (à droite de SW_1).



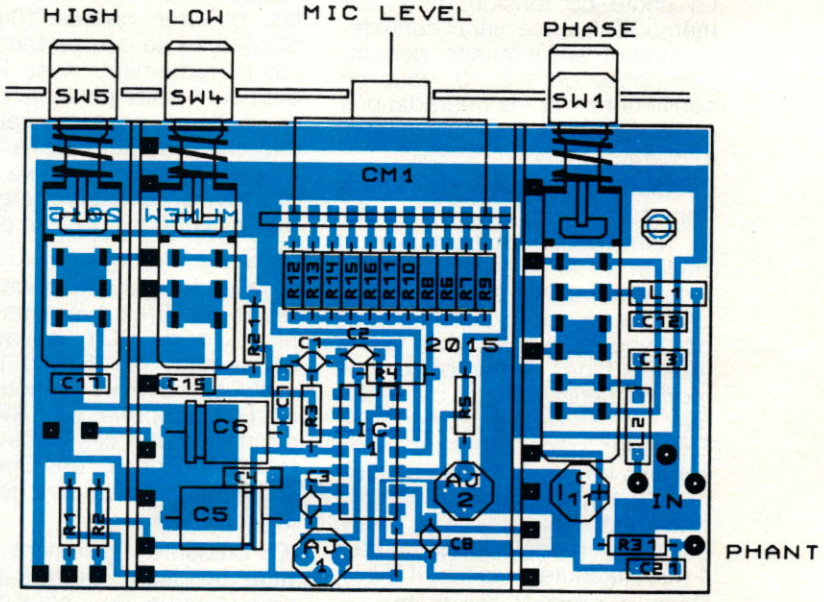


Figure 2

Réglages

Deux ajustables sont mis à dispositions : AJ_1 permettra de chercher à obtenir le plus bas niveau de tension continue sur la sortie 3 de IC_1. Un bon conseil, le grip fil sur SW_4 !

Afin de réduire au maximum les bruits de commutation quand on change de gain, le constructeur conseille de faire en sorte d'ajuster AJ_1 pour "homogénéiser" l'offset du gain mini avec celui du maxi. Nous vous proposons de commencer par chercher le 0 V avec le gain 65 dB, puis de voir comment se comporte la sortie 3 à 15 dB (nous avons bien dit "15" et non 10). Si l'écart est important, retoucher AJ_1 afin de le réduire. La solution idéale serait de faire le 0 V à 65 dB, puis de finir "à l'oreille", mais il faudrait alors implanter un multitours pour AJ_1, ou s'armer d'une angélique patience.

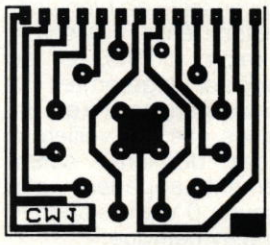
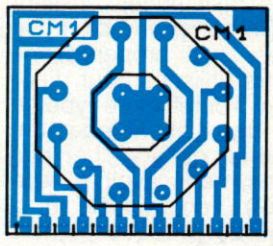


Figure 3



Pas de panique ! La première méthode donne entière satisfaction. Et si comme l'auteur vous savez exactement quel micro va être raccordé au module, allez jusqu'au bout de cette procédure de réglage, faites un essai réel et repérez la position moyenne du commutateur de gain. Il sera temps alors de peaufiner l'offset

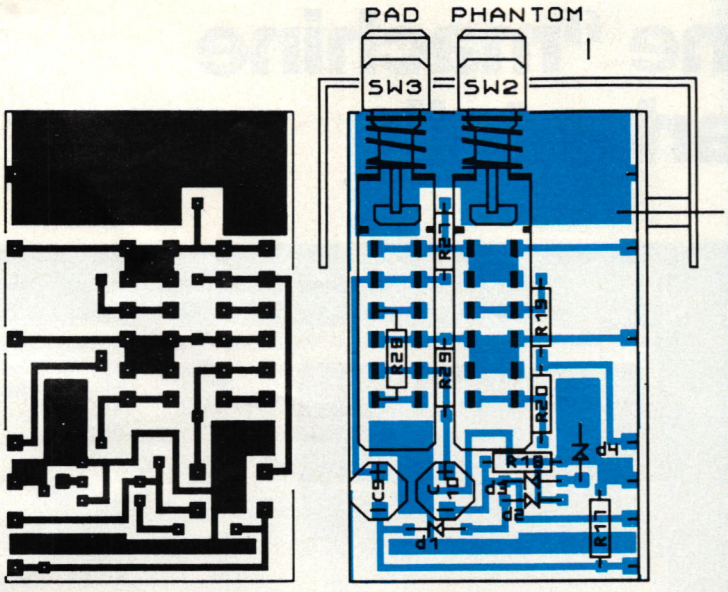


Figure 4

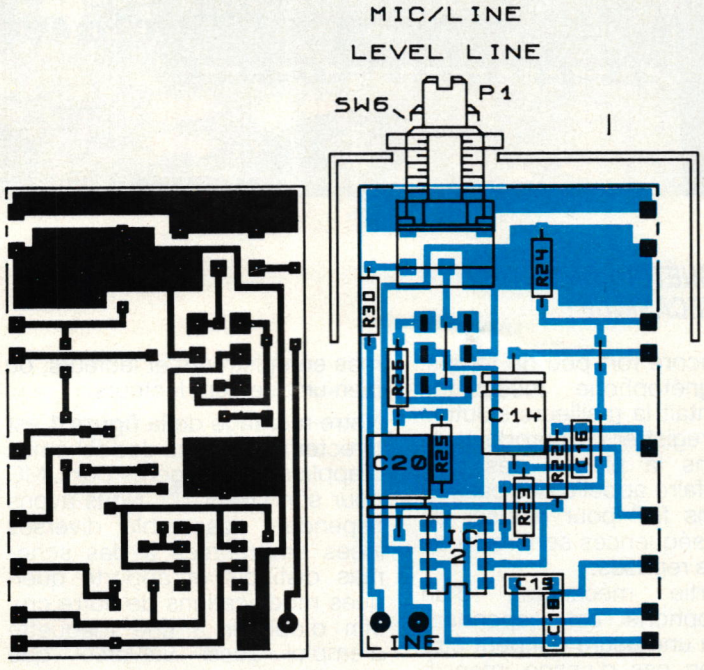


Figure 5

pour cette position précise.
C'est l'immense avantage du "bricoleur", même en 1990 ! Pouvoir ajuster un OBJET à ses propres désirs sans faire appel à un spécialiste. Que nos jeunes amis s'incrustent dans la tête qu'ils ont la possibilité d'être à la fois le constructeur, le pilote et l'équipe technique de leur machine. C'est formidable, non ?
AJ_2 permettra de forcer au plus bas le taux de réjection en mode commun (CMRR). Pour cela c'est très simple : il suffit de relier les deux fils de la ligne symétrique et d'injecter du 60 Hz. Positionner AJ_2 de telle sorte que le signal en sortie soit le plus faible possible. Avec le 2015, on peut espérer un CMRR de 100 dB à 60 Hz.
Dernier point : la tension d'alimentation conseillée est + 15/ − 15 V. Le SSM 2015 peut admettre + 18/− 18 mais tous les TL 071 ne seraient pas d'accord...

CONCLUSION

Une fois de plus voici un montage de qualité mis à votre service. Ses performances étonnantes le rangent dans la gamme des produits habituellement réservés aux professionnels. Le plus extraordinaire de toute l'histoire est que le prix de revient est tout à fait abordable : moins de 300 F.
Quant à l'approvisionnement, une bonne nouvelle : certains détaillants ont décidé de tenir en stock la gamme complète SSM (voir annonceurs). Rien que d'y penser, votre serviteur frémit de joie, car il planche actuellement sur les 2402 (double interrupteurs audio commandables par niveaux logiques), avec des idées plein la tête, et une vicérale envie de vous en faire profiter. A bientôt donc !

Jean ALARY.

Nomenclature

Résistances

R_1, R_2 : 22 Ω
R_3 : 56 kΩ
R_4 : 10 kΩ
R_5 : 9,76 kΩ
R_6 : 9 530 Ω
R_7 : 3 090 Ω
R_8 : 1 400 Ω
R_9 : 715 Ω
R_{10} : 383 Ω
R_{11} : 205 Ω
R_{12} : 115 Ω
R_{13} : 64,9 Ω
R_{14} : 35,7 Ω
R_{15} : 20 Ω
R_{16} : 11,3 Ω
R_{17}, R_{18} : 10 kΩ
R_{19}, R_{20} : 6,8 kΩ
R_{21} : 10 MΩ
R_{22} : 10 kΩ
R_{23} : 1 kΩ
R_{24} : 33 kΩ
R_{25} : 10 kΩ
R_{26}, R_{28} : 330 Ω
R_{27}, R_{29} : 1,5 kΩ
R_{30} : 1 kΩ
R_{31} : 100 Ω

Condensateurs

C_1, C_2 : 22 pF
C_3 : 47 pF
C_4 : 0,1 µF milfeuil
C_5, C_6 : 100 µF 25 V
C_7 : 0,1 µF milfeuil
C_8 : 220 pF
C_9, C_{10} : 22 µF 63 V vertical
C_{11} : 10 µF 63 V vertical
C_{12} C_{13} : 1 nF
C_{14} : 100 µF 25 V
C_{15}, C_{16} : 0,1 µF milfeuil
C_{17} : 15 nF milfeuil
C_{18}, C_{19} : 0,1 µF milfeuil
C_{20} : 100 µF 25 V
C_{21} : 0,1 µF milfeuil

Potentiomètres

P_1 : 47 kΩ L P11
AJ_1 : 220 kΩ TX ou T7YA
AJ_2 : 470 Ω T7YA

Semiconducteurs

IC_1 : SSM 2015
IC_2 : TL 071
D_1 à D_4 : zener 5,6 ou 5,1 V

Divers

L_1 et L_2 : self 47 µH
SW_1, SW_2 et SW_3 : shadow 4 inv
SW_4, SW_5 et SW_6 : shadow 2 inv
CM_1 : commutateur Lorlin 1C 12P
10 picots