

Phasemètre pour travaux pratiques

par Georges LAVERTU
Lycée technique R. Follereau, 90000 Belfort

Les mesures de déphasage à l'oscilloscope ne conduisent qu'à une précision médiocre, et encore à condition de procéder avec soin. Si une mesure unique est envisageable, des mesures nombreuses dans le même TP sont très rébarbatives. Ainsi il est rare de trouver un diagramme de Bode dont la courbe de phase est réussie.

Il n'y a plus de problème avec le petit accessoire proposé ici. Alimenté par une alimentation double ± 15 V, très répandue dans les labos, il reçoit les deux signaux d'entrée et fournit une tension continue de sortie qui indique en volts la valeur absolue du déphasage en radians. Les élèves n'ont que le signe à déterminer à l'oscillo. ; bien sûr l'électronique aurait pu le fournir, mais il vaut mieux leur demander cet effort.

PRINCIPE

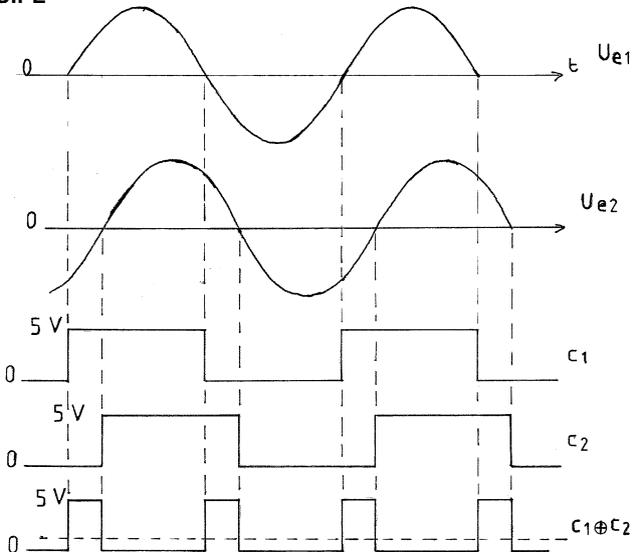


Figure 1

Le principe du phasemètre, indiqué sur le diagramme de la figure 1 est très simple : des comparateurs affectés a chaque entrée sinusoïdale u_{e1} et u_{e2} , fournissent les sorties logiques c_1 et c_2 , qui valent 1 (5 V) lorsque l'entrée est positive. Un ou exclusif donne ensuite $c_1 \oplus c_2$, dont la valeur moyenne est proportionnelle à $|\varphi|$, φ étant considéré comme compris entre $-\pi$ et π .

MONTAGE

Si le principe est simple, la réalisation de bons comparateurs l'est moins. Ceux-ci doivent en effet réagir sans retard au passage par zéro (pas de temps de désaturation), et basculer rapidement d'un état à

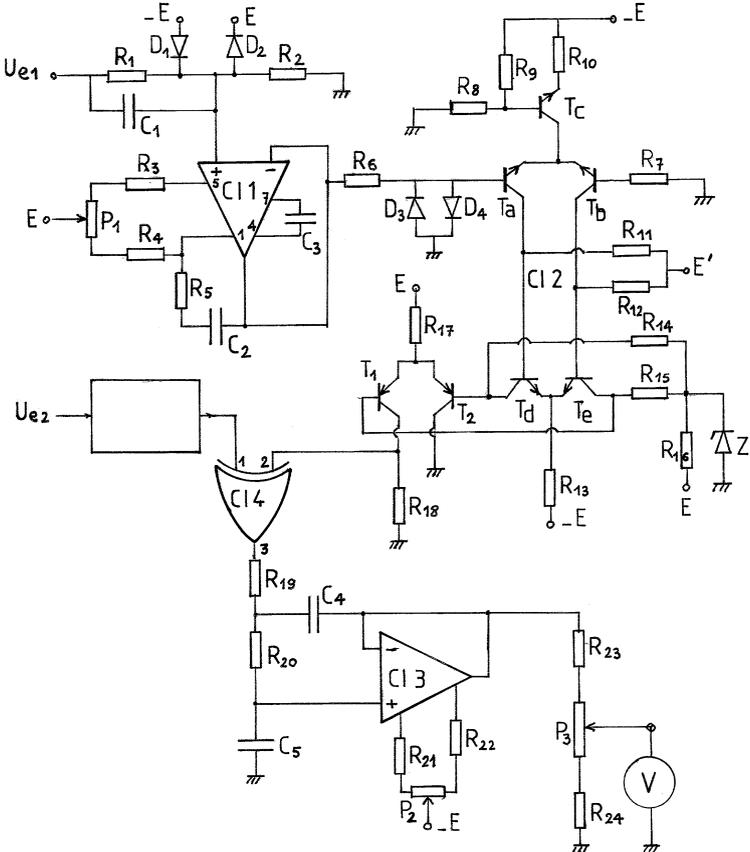


Figure 2

l'autre (vitesse de balayage [ou slew-rate] importante). Ces critères éliminent évidemment l'ampli op, d'autant plus que celui-ci fournirait une sortie entre -15 V et 15 V , beaucoup plus que ce qui est nécessaire. Des circuits intégrés voisins des ampli op sont les comparateurs rapides, mais leur impédance d'entrée et leur gain sont insuffisants, et ils devraient être précédés d'un amplificateur à forte impédance d'entrée.

La solution retenue est indiquée figure 2, où on montre le traitement relatif à une voie, l'autre bien entendu identique est schématisé par une boîte :

R_1 , D_1 , D_2 constituent une protection de l'entrée, pour laquelle on a consenti par R_2 un gain inférieur à 1 ($10/11$). CII est un ampli op, mais il intervient seulement en suiveur, et ce n'est pas n'importe quel ampli op, c'est un LM 318, dont la vitesse de balayage est de $60\text{ V}/\mu\text{s}$. Bien que compensé intérieurement, cet ampli op n'est pas à l'abri d'auto-oscillations, dont l'apparition inopinée n'est d'ailleurs pas obligatoire, mais qui alors ne cessent plus à moins de couper l'alimentation ; le condensateur C_3 placé très près des bornes d'alimentation de CII et la correction supplémentaire par $R_5 - C_2$, prévue officiellement pour cela, mettent à l'abri de ces oscillations, tout en réduisant un peu la vitesse de balayage. Le suiveur est pourvu de la correction de décalage $R_3 - P_1 - R_4$. Le condensateur C_1 compense la capacité d'entrée du suiveur pour obtenir une réponse apériodique.

On utilise pour l'amplification trois étages différentiels successifs à transistors bipolaires, les deux premiers étages en npn et le troisième en pnp. Le signal issu du suiveur est écrété éventuellement par les diodes D_3 et D_4 , car la seule partie utile du signal est celle du passage par zéro, le restant risquant de créer des saturations, donc des retards inhérents à celles-ci ; ce n'est évidemment pas le cas de l'écrétage par diodes. Le premier étage $T_a - T_b$ est alimenté à courant constant par T_c , les résistances de charge étant R_{11} et R_{12} qui sont reliées à $E' = 5\text{ V}$. Là encore la saturation d'un transistor n'est pas possible, d'après le choix de la valeur du courant constant ($2,5\text{ mA}$) et celles des résistances de charge ($1\text{ k}\Omega$).

Ainsi si l'écrétage a lieu par D_4 , T_b est bloqué et les $2,5\text{ mA}$ sont pour T_a , qui voit son émetteur proche de 0 V et son collecteur de $2,5\text{ V}$; il n'est donc pas saturé. Il peut y avoir des sorties écrétées sur les collecteurs par blocage d'un transistor même s'il n'y avait pas écrétage

en amont, ce qui montre qu'on se rapproche du résultat voulu vu dans le diagramme 1 ; l'écrêtage par blocage d'un transistor n'est pas cause de ralentissement. L'étage suivant est donc $T_d - T_e$ où les résistances de charge sont connectées au potentiel de 10 V obtenu par la diode zener Z, et où la résistance R_{13} remplace presque aussi bien une source de courant ; les mêmes précautions sont prises pour éviter la saturation, de même que dans le dernier étage $T_1 - T_2$, T_1 délivrant un signal carré entre 0 et 4 à 5 V, si, bien sûr, l'amplitude dépasse un minimum qui est de 30 à 40 mV ; au-dessous, il n'y a rien à espérer.

On reconnaît ensuite le ou exclusif appartenant à CI4, un filtre passe-bas de Sallen et Key construit avec l'ampli op CI3 pourvu de la correction de décalage. La sortie de ce dernier est atténuée par un diviseur pour donner Π V lorsque la sortie de CI3 est à l'état haut.

RÉALISATION

Pour être parfaitement symétrique, le premier étage $T_a - T_b$ doit être intégré sur la-même puce ; on utilise donc le circuit intégré CA 3086 (ou CA 3046 équivalent), qui comprend cinq transistors npn parfaitement identiques et à même température ; le brochage est donné figure 3. Comme ces transistors vont par cinq, le deuxième étage est réalisé de même, le dernier transistor étant utilisé en source de courant. De même les résistances de charge R_{11} et R_{12} seront à 1 % et appairées parmi le lot qu'il faut se procurer pour fabriquer l'ensemble des phasemètres. Il est utile également d'appairer R_6 et R_7 . La tension $E' = 5$ V est obtenue par le régulateur CI5 (figure 4).

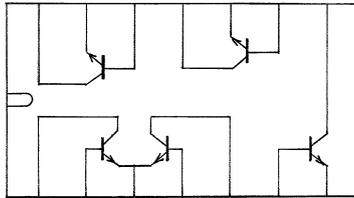


Figure 3

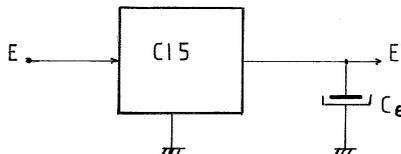


Figure 4

La figure 5 propose un circuit imprimé à l'échelle 1 sur une plaque époxy 10 cm x 13 cm, portant huit douilles banane pour les connexions, alors que la figure 6 donne le plan d'implantation.

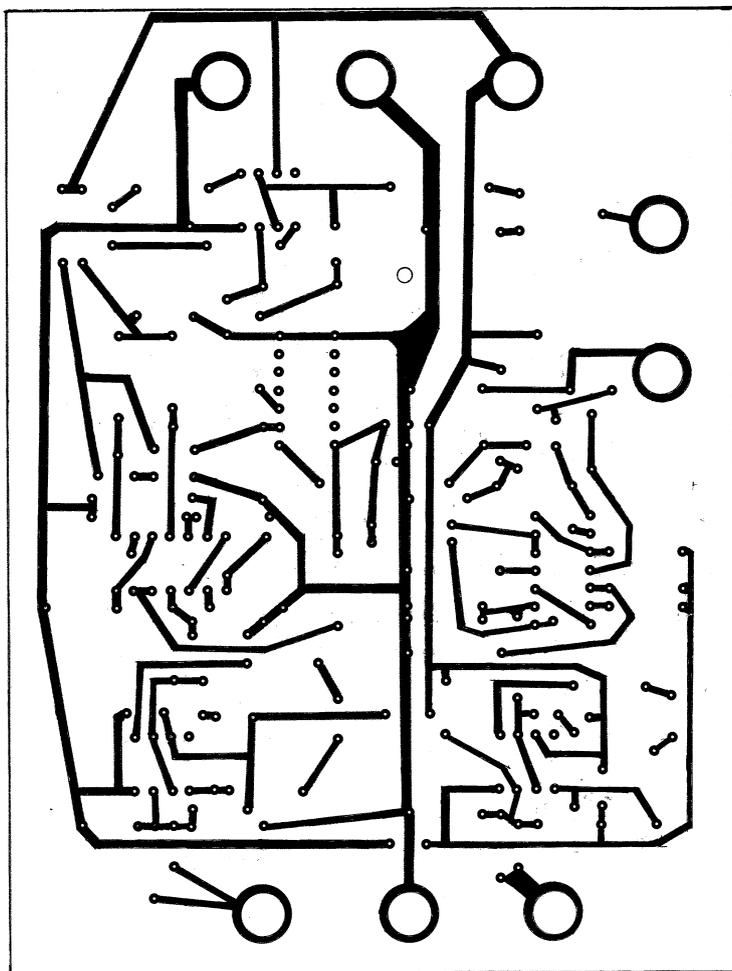


Figure 5

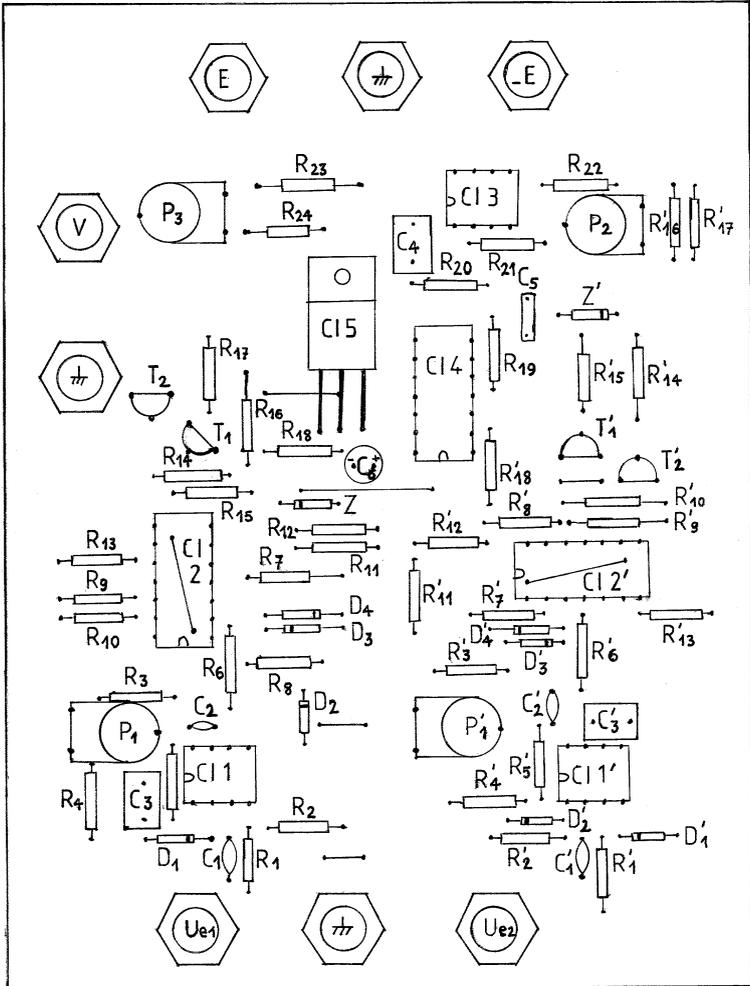


Figure 6

La mise au point consiste dans le réglage des quatre potentiomètres et est très rapide :

- a) les entrées étant à la masse, on règle P_1 et P_2 pour obtenir zéro en sortie des suiveurs.
- b) les deux entrées étant à 15 V, on règle P_2 pour obtenir zéro en sortie de $C13$.

c) une entrée étant à 15 V et l'autre à une tension négative, par exemple la base de Tc, on règle P₃ pour obtenir 3,14 V ou 3,142 V en sortie. Remarquons qu'il ne faut pas utiliser le -15 V qui donne des oscillations en sortie du suiveur, celles-ci cessant quand cesse la cause grâce à R₅ - C₂.

ESSAIS

Le phasemètre n'est conçu que pour étudier des signaux sans décalage, ce qui est suffisant en pratique pour l'usage voulu car on compare le signal d'un GBF avec la réponse du circuit étudié. En ce qui concerne les performances, on a vu que l'amplitude minimale requise est de 30 à 40 mV, pour toute fréquence possible car ce n'est pas ici que la fréquence est limitée. L'amplitude maximale acceptable pour la mesure est de 13 V jusqu'à ce qu'il y ait limitation par la vitesse de balayage, ce qui intervient vers 500 kHz ; on peut encore accepter presque 7 V d'amplitude à 1 MHz, d'ailleurs lorsque la limitation intervient le produit amplitude pulsation est constant et vaut 1,1 fois la vitesse de balayage, ce qui permet d'estimer celle-ci à 40 V/ μ s. Il faut bien le savoir si on manipule sur ces fréquences car il n'y a pas de signal d'alarme et le voltmètre donne une indication erronée ; la manifestation la plus évidente de la vitesse de balayage est de faire monter la tension de sortie du suiveur, dont la valeur moyenne devient positive d'une façon très brusque. D'autre part R₁ et les deux diodes de protection rempliront leur rôle jusqu'à 200 V d'amplitude.

Les tests seront effectués bien sûr avec des amplitudes d'entrée respectant la fouchette indiquée. On peut d'abord utiliser le même signal sur les deux entrées ; cela permet de constater un zéro imperturbable dans tous les cas à 0,1 mV près, c'est-à-dire 10⁻⁴ radian ; c'est parfait mais un peu facile car deux voies de très mauvaise qualité mais rigoureusement identiques donneront le même résultat. Le test suivant est d'envoyer deux signaux en phase mais d'amplitudes différentes, par exemple 5 V et 0,1 V, parce que l'un fera intervenir l'écrêtage des diodes et pas l'autre ; il faut pour cela employer un pont diviseur à basse impédance, par exemple 220 Ω - 5,6 Ω , pour éviter l'influence des capacités parasites ; là on trouve (en milliradian) : 2,8 à 10 Hz ; 1,5 à 100 Hz ; 1,1 à 1 kHz ; 0,6 à 10 kHz ; 0 à 100 kHz ; 1 MHz et 0 encore à 2 MHz à condition de réduire l'amplitude pour cette dernière fréquence.

Pour contrôler deux signaux en opposition de phase, on alimente par le GBF deux résistances de 100Ω en série, le point milieu étant à la masse ; nous avons trouvé alors $3,138 \text{ V}$ à 10 Hz , 100 Hz et 1 kHz ; $3,141 \text{ V}$ à 100 kHz , $3,140 \text{ V}$ à 1 MHz et 2 MHz .

Les choses vont moins bien pour tester de même des signaux en quadrature avec un circuit RC dont le point commun est à la masse (et deux suiveurs pour éviter l'influence des impédances d'entrée du phasemètre), car il apparaît des oscillations parasites. On a utilisé alors le montage de la figure 7 dont les deux sorties sont bien l'une par rapport à l'autre en quadrature. Il est en effet facile de montrer que $u_{S1} = -u_e/(1+jx)$ et $u_{S2} = -u_e jx/(1+jx)$ avec $x = RC\omega$.

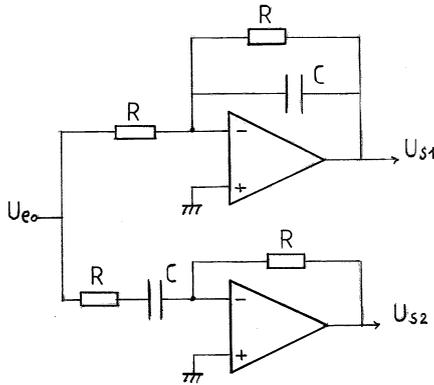


Figure 7

Quatre résistances R de $10 \text{ k}\Omega$ à 1% ont été ajustées à la même valeur à $0,1 \%$ près avec les résistances série adéquates. De même deux condensateurs C de valeur nominale 10 nF ont été appariés à $0,1 \%$ avec un circuit RC utilisant la même résistance (la masse du GBF étant ici la masse générale) ; la mesure du déphasage par le phasemètre lui-même doit donner la même valeur en ajoutant la capacité adéquate en parallèle sur la plus petite des deux. Avec ces composants sélectionnés, on a ensuite réalisé le montage de la figure 7, le décalage propre du GBF étant éliminé par une condensateur-série. On a obtenu à 1 kHz $\phi_{2/1} = 1,566 \text{ rad}$; le test a été complété par les mesures de $\phi_{2/0} = -2,119 \text{ rad}$ et $\phi_{1/0} = 2,596 \text{ rad}$. On déduit alors de ces deux dernières mesures $\phi_{2/1} = -4,715 \text{ rad}$ ou $-4,715 + 2\pi = 1,568 \text{ rad}$. Que voulez-vous de mieux ?

Indiquons enfin que chaque plaque phasemètre ne reviendra guère à plus de 200 F au laboratoire. Alors pourquoi s'en priver ?

NOMENCLATURE

C11 : LM 318 ; C12 = Ta à Te : CA 3086 ; C13 : CD 4030 ;
C14 : TL 081 ; T1 et T2 : BC 557 ; D1 à D4 : 1N 4148 ;
Z : 10 V 400 mW ; C1 : 56 pF ; C2 : 10 pF ; C3 : 470 nF ;
C4 : 220 nF ; C5 : 100 nF ; R1 : 100 k Ω ; R2 : 1 M Ω ;
R3 : 27 k Ω ; R4 : 39 k Ω ; R5 : 4,7 k Ω ; R6, R7 : 2,2 k Ω ;
R8, R9 : 10 k Ω ; R10 : 2,7 k Ω ; R11, R12 : 1 k Ω ; R13 : 4,7 k Ω ;
R14, R15 : 560 Ω ; R16 : 470 Ω ; R17 : 1,5 k Ω ;
R18 : 1 k Ω ; R19, R20 : 470 k Ω ; R21, R22 : 4,7 k Ω ;
R23 : 2,7 k Ω ; R24 : 4,7 k Ω ; P1, P2 : 10 k Ω ; P3 : 1 k Ω .