

Un capacimètre électronique

I. LE PRINCIPE.

Le principe est basé sur un montage électronique classique appelé univibrateur ou monostable (fig. 1). Celui-ci est normale-

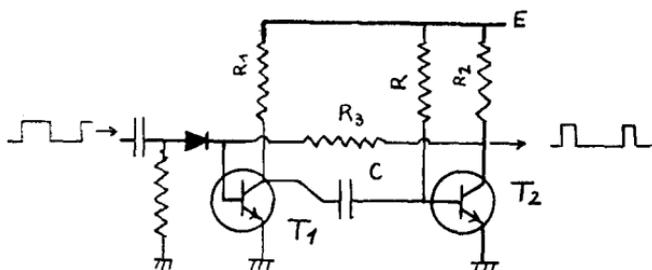


Fig. 1

ment dans un état qualifié de stable où T_2 est saturé (R et R_2 vérifient donc la condition $R < \beta_2 R_2$, où β_2 est le gain en courant de T_2), ce qui bloque T_1 . Le montage peut toutefois basculer dans un état appelé quasi stable, où T_1 devient saturé et T_2 bloqué, sous l'effet d'impulsions positives de déclenchement appliquées à la base de T_1 (d'autres modes de déclenchement sont d'ailleurs possibles). En effet, subissant une impulsion positive sur sa base, T_1 commence à conduire, d'où diminution de son potentiel collecteur ; celle-ci transmise intégralement par C à la base de T_2 , rend celui-ci moins conducteur, d'où remontée de son potentiel collecteur, entraînant une nouvelle augmentation du potentiel base de T_1 . Il y a donc effet cumulatif d'où une transition quasi instantanée à l'état quasi stable. Lors de cette transition, le potentiel collecteur de T_1 a chuté de E à V_{s1} (tension de saturation de T_1 , très faible). La même chute est transmise par C à la base de T_2 , dont le potentiel tombe de V_{b2} à $(V_{b2} + V_{s1} - E)$. Il remonte ensuite pendant l'état quasi stable d'après l'équa-

tion $\frac{E - V_b}{R} = C \frac{dV_b}{dt}$, dont la solution est :

$$V_b = E - (2E - V_{b2} - V_{s1}) e^{-\frac{t}{RC}}$$

cela jusqu'à ce que V_b atteigne le seuil de conduction de T_2 ,

amorçant le rebasculement à l'état stable, par un nouvel effet cumulatif ; appelons V_{k2} ce seuil. On obtient :

$$V_{k2} = E - (2E - V_{b2} - V_{s1}) e^{-\frac{t}{RC}}$$

d'où :

$$T = RC \operatorname{Ln} \left(\frac{2E - V_{b2} - V_{s1}}{E - V_{k2}} \right)$$

Le processus n'est pas terminé après rebasculement, car le potentiel collecteur est toujours égal pratiquement à V_{s1} , il ne peut remonter que lentement à cause de la recharge de C à travers R_1 , suivant la loi :

$$V_{c1} = E - (E - V_{s1}) e^{-\frac{t}{R_1 C}} \approx E \left(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C}} \right)$$

Il faut attendre que cette remontée soit terminée avant de pouvoir appliquer une nouvelle impulsion : c'est le temps de récupération T_r . Si l'on admet par exemple que la remontée est

terminée pour $V_{c1} = \frac{999}{1000} E$, on obtient $T_r = 7 R_1 C$.

En conclusion, on obtient sur le collecteur de T_2 un créneau positif à deux flancs raides, dont la durée (appelée abusivement période) est $T = k RC$, en réponse à une impulsion. Si les impulsions se succèdent à la période T_0 , il faut $T_0 > T + T_r$.

II. MESURE DE LA PERIODE.

On peut envisager une mesure numérique et une mesure analogique. La fig. 2 représente le montage complet permettant ces deux méthodes, car aucune des deux ne peut ôter l'intérêt de l'autre.

a) *Méthode numérique* : Il s'agit de compter pendant la durée du créneau le nombre de périodes de la base de temps d'un fréquencesmètre à quartz pourvu de la fonction chronomètre. Avec une base de temps de 1 MHz, la mesure est faite à 1 μs près. Le chronomètre est muni des deux entrées départ et arrêt, qui normalement au niveau 1 logique, doivent être portées au niveau 0 pour déclencher respectivement le départ et l'arrêt, même momentanément, en raison d'une bascule anti-rebond incorporée par entrée. Le créneau positif du collecteur de T_2 est donc inversé sur celui de T_3 , et on retrouve un créneau négatif commandant le départ en sortie du NAND N_2 , N_1 et N_2 jouant le rôle de portes d'isolement. On obtient d'autre part en début de créneau une impulsion négative sur l'entrée de N_3 , igno-

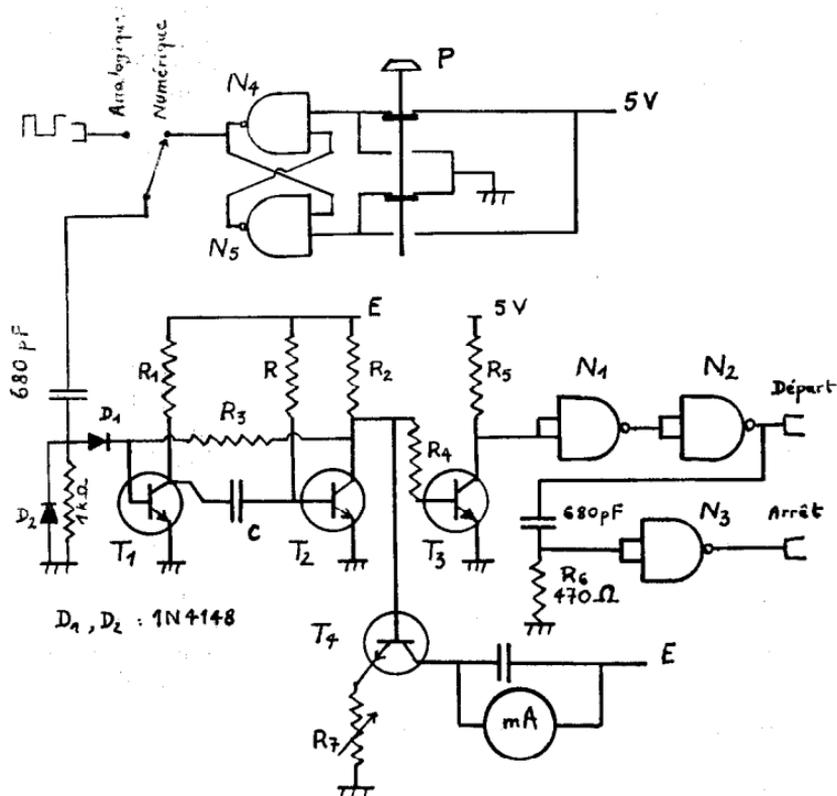


Fig. 2

rée par celui-ci, et en fin de créneau une impulsion positive, inversée sur sa sortie en impulsion négative commandant l'arrêt du chronométrage. On remet ensuite le chronomètre à zéro, et on appuie sur le poussoir P pour réitérer la mesure. Cette action permet en effet d'obtenir en sortie de la bascule anti-rebond formée des NAND N_4 et N_5 un front montant faisant basculer l'univibrateur.

b) Méthode analogique : Dans l'état stable, T_2 saturé bloque T_4 , aucun courant ne traverse le milliampèremètre. Dans l'état quasi stable par contre, la base de T_4 se trouve portée à une fraction de E déterminée par les résistances R_2, R_3, R_4 et il est conducteur. Il faut remarquer d'ailleurs qu'en mesure numérique, le collecteur de T_4 doit être relié au $+E$, si ce n'est par le milliampèremètre inutile, ce sera par une connexion directe, de sorte que T_4 ne prélève sur le collecteur de T_2 , qu'un courant de base très faible. R_7 permet de régler dans l'état quasi stable le courant collecteur i_0 , que l'on choisit en fin de calibre (il faut

pour cela retirer R ou T₂ du montage). Lors de la mesure, les impulsions d'attaque du monostable sont obtenues par dérivation d'un signal rectangulaire de période T₀. Le milliampèremètre à cadre mobile indique la valeur moyenne du courant qui le par-

court, et cette moyenne vaut $i_0 \frac{T}{T_0}$ (sous la condition T₀ > T + T_r).

On peut donc effectuer des mesures absolues : $C = \frac{T_0}{kR} \frac{i}{i_0}$

ou relatives : $\frac{C_2}{C_1} = \frac{i_2}{i_1}$ naturellement plus précises.

Les signaux rectangulaires peuvent être délivrés par le fréquencemètre lui-même, dont le quartz oscille à 1 MHz et qui fournit pour ses besoins propres les fréquences 100 kHz, 10 kHz, etc. jusqu'à 1 Hz par des décades 7490. Ainsi l'incertitude sur T₀ sera négligeable.

Avant de le constater par la suite sur des exemples précis, il apparaît que la mesure numérique est plus précise pour des valeurs de T suffisantes, d'au moins une centaine de μs, et d'autant plus précise que T est importante. Au contraire, la méthode analogique a en principe une précision constante quelle que soit T, et sera donc préférable pour les périodes faibles. Par contre, elle devient inexploitable pour T₀ > 0,1 s en raison de l'insuffisance de l'inertie de l'équipage mobile.

Remarquons qu'inversement, connaissant C, on peut en déduire T₀, c'est le principe des compte-tours électroniques.

III. LE CHOIX DES COMPOSANTS.

Le choix des transistors T₁, T₂, T₃ est impératif si l'on ne veut pas gâcher les possibilités du principe. En effet, ces trois transistors connaissent la saturation au cours du fonctionnement. Or, tous les transistors ont besoin d'un certain délai pour se désaturer, délai dû à l'évacuation des porteurs minoritaires de la base. Il faut donc utiliser des transistors de commutation, conçus pour réduire au minimum ce délai : ce seront des 2N 2369.

Ainsi, soit C = 33 pF et R = 100 kΩ ; k étant toujours voisin de 0,7, la période est de 2,3 μs. La mesure numérique avec des 2N 2369 conduit effectivement à un résultat de 2 μs ou 3 μs. Remplaçons le seul T₃ par un transistor d'usage général BC 108 : on obtient alors 3 μs ou 4 μs : T₃ a allongé son créneau négatif. Remettons un 2N 2369 en T₃ et plaçons en T₂ un BC 108 : on obtient 1 μs, parce que T₂ a écourté son créneau positif, bien transmis ensuite par T₃. L'erreur est en fait peu grave en mesure

numérique, mais la mesure analogique des faibles capacités, qui est la seule valable dans ce cas, serait complètement faussée.

Indiquons au passage que les 2N 2369 utilisés ici ont permis le fonctionnement d'un multivibrateur d'ABRAHAM et BLACH jusqu'à 19 MHz, alors que des transistors courants atteignent rarement 1 MHz. Enfin j'attire l'attention sur l'expérience désagréable d'avoir acheté des transistors en boîtier plastique et en boîtier métallique, marqués 2N 2369, qui n'avaient de transistors de commutation que le nom, et curieusement dépourvus de toute autre marque d'identification. Seuls étaient valables des boîtiers métalliques portant d'autres indications que le type.

T_4 , quant à lui, n'est jamais saturé ; il n'y a donc pas lieu de le choisir identique. Il est même nettement préférable de choisir un type plus grand gain, par exemple BC 108.

Le choix des résistances est assez rigide. En effet, R doit pouvoir être commutée, et on souhaite une valeur maximum élevée, pour la sensibilité. T_2 devant être saturé à l'état stable,

il faut $R_2 > \frac{R}{\beta_2}$. T_1 devant être saturé à l'état quasi stable, il

faut $R_1 > \frac{2 R_2}{\beta_1}$, le facteur 2 tenant compte de façon très approxi-

mative de la dérivation par R_4 (l'inégalité rigoureuse n'a guère d'intérêt).

D'où $R_1 > \frac{2 R}{\beta_1 \beta_2}$ condition indispensable pour assurer le fonctionnement. Or, les transistors de commutation ont un gain médiocre, ne dépassant guère 30.

$$\text{Soit } R_1 > \frac{R}{450}.$$

D'autre part, pour que T_4 ne dépasse pas 10 % de T , il faut $7 R_1 C < 0,1 \times 0,7 RC$, soit $R_1 < \frac{R}{100}$. Cette condition est néces-

saire en mesure analogique pour que i puisse atteindre 90 % de i_0 et être accepté jusqu'à cette valeur. Ces deux conditions simultanées limiteraient trop la plage de variation de R pour une valeur donnée de R_1 . Nous n'exigerons donc la deuxième que pour la valeur maximum de R , puisque la mesure analogique n'est préférable que pour les faibles périodes, alors qu'il y a donc intérêt à utiliser cette valeur maximum.

Finalement, nous avons adopté les valeurs suivantes : $R_{max} = 270 \text{ k}\Omega$ ($kR = 2 \cdot 10^5$) ; $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 12 \text{ k}\Omega$; $R_5 = 6,8 \text{ k}\Omega$.

IV. LA MESURE NUMERIQUE.

Le tableau 1 donne les résultats obtenus avec une résistance R marquée 100 k Ω , et deux condensateurs, C₁ marqué 100 nF et C₂ marqué 47 nF. Ces résultats étant très sensibles à la valeur de E, il faut que le même réglage de S soit utilisé pour les mesures de T₁ et T₂; il est donc exclu d'effectuer toutes les mesures de T₁ successivement, puis l'ensemble des mesures de T₂, bien que ce procédé soit plus pratique. Il faut évidemment que E soit parfaitement stabilisée.

V_{b2} est mesurée dans l'état stable avec un voltmètre électronique.

V_{s1} est mesurée dans l'état quasi stable, c'est-à-dire en fait en retirant T₂ ou R.

La mesure directe de V_{k2} n'est, hélas, pas possible. Il reste la possibilité de supposer que V_{k2} ne dépend pas de E.

Considérant par exemple (en fait c'est le meilleur choix comme la suite le montrera), les mesures de T₁ pour 3 V et 6 V :

$$\frac{7530}{7192} = 1,0470 = \frac{\text{Ln} \left(\frac{5,135}{3 - V_{k2}} \right)}{\text{Ln} \left(\frac{13,13}{6 - V_{k2}} \right)}$$

Par essais successifs, on trouve V_{k2} = 0,585 V. Cette valeur adaptée permet le calcul de la dernière colonne, qui représente en principe RC₁, c'est-à-dire une constante. Cependant la colonne n'est pas intitulée ainsi, car le résultat n'est plus constant à partir de 7 V, de même que la valeur relative λ s'écarte de façon significative du résultat concret. Ces aberrations apparentes sont en fait normales et feront l'objet du paragraphe suivant.

Toutes les mesures étant à 1 μ s près (sauf une), on voit que finalement :

$$\lambda = 2,200 \pm 0,001.$$

On peut adapter en définitive pour E la valeur 5 V nécessaire de toutes façons pour les NAND. Pour cette valeur de E,

$$k = \text{Ln} \frac{9,14}{4,415} = 0,728. \text{ Les mesures de E, } V_{b2}, V_{s1} \text{ ont été}$$

effectuées avec un appareil de classe 1,5 sur les calibres respectifs 5 V ; 1,6 V et 0,5 V. Sans entrer dans le détail, admettons $\Delta V_{k2} = 0,01$ V. La valeur maximum de k permettant de déterminer l'incertitude serait ainsi :

Tableau 1

E (V)	T ₁ (μs)	T ₂ (μs)	λ = C ₁ /C ₂	V _{s1} (V)	V _{b2} (V)	T ₁ (μs)
						$\text{Ln} \left(\frac{2E - V_{b2} - V_{s1}}{E - V_{k2}} \right)$
2	7873 ± 2	3578	2,200	0,215	0,66	9940
3	7530	3423	2,200	0,195	0,67	9980
4	7363	3346	2,200	0,19	0,675	9990
5	7264	3302	2,200	0,18	0,68	9980
6	7192	3269	2,200	0,18	0,69	9980
7	6905	3139	2,200	0,18	0,695	9640
8	6209	2824	2,199	0,175	0,695	8710
9	5627	2559	2,199	0,175	0,70	7920
10	5190	2363	2,196	0,175	0,70	7320
11	4794	2181	2,198	0,175	0,705	6780
12	4467	2035	2,195	0,175	0,71	6330
13	4199	1912	2,196	0,175	0,71	5960

$$\text{Ln} \left(\frac{9,85 - 0,655 - 0,173}{4,925 - 0,595} \right) = 0,734.$$

D'où $k = 0,728 \pm 0,006$ soit une incertitude relative de 0,8 % ; cette façon de procéder est beaucoup plus rapide et tout aussi juste que d'effectuer un véritable calcul d'incertitude. La précision peut être meilleure avec un meilleur appareil de mesure et ne sera pas démentie par la cohérence des résultats de la colonne T/k , si l'on en juge par ceux obtenus ici.

Le tableau 2 montre les résultats obtenus avec $R = 33 \text{ k}\Omega$. Il est limité à 6 V.

Tableau 2

E (V)	T_1 (μs)	T_2 (μs)	λ	V_{b2}	V_{s1}	T/k
2	2526	1147	2,202	0,665	0,215	3195
3	2419	1099	2,201	0,675	0,195	3210
4	2367	1075	2,202	0,685	0,19	3220
5	2336	1061	2,202	0,69	0,18	3215
6	2313	1051	2,201	0,695	0,18	3210

On trouve comme précédemment :

$$V_{k2} = 0,585 \text{ V},$$

$$k = 0,727 \pm 0,006 \text{ pour } 5 \text{ V},$$

$$\lambda = 2,202 \pm 0,003.$$

Le résultat λ est bien compatible avec le précédent. On a vérifié également qu'il ne dépend pas des résistances autres que R. Ainsi, par exemple ici, en remplaçant R_2 par $3,3 \text{ k}\Omega$, on trouve

$$\text{pour } 5 \text{ V} : \lambda = \frac{2,363}{1077} = 2,200.$$

Voici enfin, pour $R = 270 \text{ k}\Omega$, le court tableau 3, car T_2 ne peut plus être saturé pour $E < 4 \text{ V}$.

Tableau 3

E (V)	T_1 (μs)	T_2 (μs)	k	V_{b2}	V_{s1}	T/k
4	$20\,297 \pm 3$	$9\,223 \pm 2$	2,2007	0,67	0,19	27 250
5	$20\,013 \pm 3$	$9\,093 \pm 2$	2,2009	0,68	0,18	27 290
6	$19\,790 \pm 2$	$8\,993 \pm 2$	2,2006	0,68	0,18	27 260

On trouve : $V_{k_2} = 0,61 \text{ V}$; $k = 0,733 \pm 0,006$;
 $\lambda = 2,2007 \pm 0,0008$.

La précision sur λ est très largement améliorée par rapport à $100 \text{ k}\Omega$, mais les mesures deviennent moins pratiques et plus longues, car le résultat affiché est plus variable.

Il n'y a pas de limite supérieure aux capacités mesurables ainsi. On peut d'ailleurs mesurer les capacités des condensateurs électrochimiques puisque l'armature gauche est pratiquement toujours positive par rapport à la droite, sauf un court instant précédant immédiatement le retour à l'état stable puisque la première est à V_{s_1} alors que la seconde atteint V_{k_2} , mais la tension inverse ne dépasse pas $0,4 \text{ V}$. C'est ainsi qu'avec un condensateur marqué $15 \mu\text{F}$ et une résistance de $10 \text{ k}\Omega$, nous avons obtenu : $T = (11\,583 \pm 3) 10^{-5} \text{ s}$.

Avec un condensateur marqué $2\,200 \mu\text{F}$ et $R = 10 \text{ k}\Omega$:

$$T = (18,60 \pm 0,07) \text{ s}.$$

Du côté des faibles valeurs, on obtient $100 \mu\text{s}$ avec $R = 270 \text{ k}\Omega$ pour $C = 500 \text{ pF}$.

V. LA TENSION INVERSE BASE-EMETTEUR.

La jonction base-émetteur de tout transistor se comporte en inverse comme une diode zener ; soit V_{z_2} la tension zener de cette jonction de T_2 . En début de basculement, la tension de base V_b ne peut atteindre $-(E - V_{s_1} - V_{b_2})$ que si :

$$-(E - V_{s_1} - V_{b_2}) > -V_{z_2},$$

sinon V_b reste limitée à $-V_{z_2}$. La loi de remontée de V_b est donc :

$$V_b = E - (E + V_{z_2}) e^{-\frac{t}{RC}},$$

jusqu'à ce que $V_b = V_{k_2}$, et finalement :

$$T = RC \operatorname{Ln} \frac{E + V_{z_2}}{E - V_{k_2}}.$$

Reprenant le tableau 1 pour calculer V_{z_2} par la relation :

$$V_{z_2} = (E - V_{k_2}) e^{\frac{T_1}{RC_1}} - E,$$

on trouve de $5,79 \text{ V}$ à $5,91 \text{ V}$ selon la ligne du tableau. C'est ce que confirme du reste la mesure directe de V_{z_2} . Cette valeur

est d'ailleurs relativement faible par rapport à la majorité des transistors, et peut fournir un moyen de contrôle plus immédiat de la conformité des 2 N 2369 ; c'est ainsi que les pseudotransistors évoqués plus haut ont un V_z de près de 9 V.

D'après le résultat sur la période, le rapport λ devrait, malgré tout, rester constant ; en réalité, cette théorie est simplifiée, du fait que la caractéristique zener n'est pas idéalement composée d'une horizontale et d'une verticale. Il ne s'agissait donc bien que d'expliquer les résultats, et non de les exploiter.

VI. LA MESURE NUMERIQUE DES RESISTANCES.

Le capacimètre peut accessoirement servir d'ohmmètre, à condition que la résistance à mesurer puisse être placée en R, donc soit comprise environ entre 1 k Ω et 300 k Ω . La mesure absolue consiste à mesurer la période T obtenue avec la résistance X et une capacité C, puis à chercher la résistance R obtenue avec des boîtes de précision donnant la même période que X avec C. Une précaution fondamentale à prendre est de protéger le montage des parasites ; il faut donc placer les boîtes de précision dans un boîtier métallique relié à la masse de l'appareil et blinder les connexions ; faute de quoi on pourrait assister aux affichages les plus fantaisistes.

Ceci étant, on obtient $X = R$, mais la relation permettant de déterminer l'incertitude est :

$$X = R \frac{T_X}{T_R} \Rightarrow \frac{\Delta X}{X} = \frac{\Delta R}{R} + 2 \frac{\Delta T}{T}$$

On peut choisir C suffisamment grande pour que le deuxième terme soit négligeable, alors $\Delta X = \Delta R$, et la méthode apparaît meilleure que celle du pont de Wheatstone. Cependant, elle est moins générale.

Pour une mesure relative de deux résistances, on peut effectuer le rapport des deux mesures absolues, mais l'incertitude

serait $2 \frac{\Delta R}{R}$, par exemple 0,4 % avec les boîtes AOIP. Essayons

de faire mieux. Nous avons :

$$T = kRC \quad \text{et} \quad T' = k'R'C \Rightarrow \frac{R'}{R} = \frac{T'}{T} \frac{k}{k'}$$

car k dépend de R.

Mais on a pu constater que la variation de k avec R était très lente. On va donc chercher à appliquer le résultat appro-

ché $\frac{R'}{R} = \frac{T'}{T}$, mais en déterminant une majoration de l'erreur commise :

$$k' = \text{Ln} \left(\frac{2E - V_{s1} - V'_{b2}}{E - V'_{k2}} \right) = \text{Ln} \left[\left(\frac{2E - V_{s1} - V_{b2}}{E - V_{k2}} \right) \dots \right. \\ \left. \dots \left(1 + \frac{V_{b2} - V'_{b2}}{2E - V_{s1} - V_{b2}} \right) \left(1 + \frac{V'_{k2} - V_{k2}}{E - V'_{k2}} \right) \right]$$

$$k' \simeq k + \frac{V_{b2} - V'_{b2}}{2E - V_{s1} - V_{b2}} + \frac{V'_{k2} - V_{k2}}{E - V'_{k2}}$$

$$\frac{k'}{k} \simeq 1 + \frac{V_{b2} - V'_{b2}}{9k} + \frac{V'_{k2} - V_{k2}}{4,4k}$$

Le deuxième terme correctif n'est pas directement utilisable pour poursuivre le calcul. Cependant, d'après le tableau 4 ci-dessous, il apparaît que V_{b2} varie sensiblement deux fois plus vite que V_{k2} dans la plage de 10 k Ω à 220 k Ω à laquelle nous nous limiterons ; dans ces conditions, nous écrirons :

$$\frac{k'}{k} \simeq 1 + \frac{2}{9k} (V_{b2} - V'_{b2}) \text{ sans le moindre scrupule car le}$$

résultat définitif ne portera que sur une incertitude.

Tableau 4

R	V_{b2}	V_{k2}
10 k Ω	0,70	0,58
33 k Ω	0,69	0,585
100 k Ω	0,68	0,585
220 k Ω	0,68	0,59

Le tableau 4 montre également que V_{b2} augmente de 10 mV lorsque R est divisée par 3, c'est-à-dire le courant de base i_{b2} est multiplié par 3, ce qui suggère la loi exponentielle :

$$\frac{i_{b2}}{i'_{b2}} = e^{\alpha (V_{b2} - V'_{b2})},$$

donnant numériquement :

$$3 = e^{\alpha \cdot 0,01} \Rightarrow \alpha = 110.$$

Cette loi est également suggérée par le fait qu'elle est bien identique dans le cas d'une diode, où $\alpha = 35$ (doublement de courant tous les 20 mV). Ici, il n'est pas anormal de trouver une

valeur différente de α puisqu'il s'agit de la jonction base-émetteur d'un transistor saturé :

$$\frac{k'}{k} \simeq 1 + \frac{2}{9k} \frac{1}{110} \operatorname{Ln} \left(\frac{R'}{R} \right) \simeq 1 + \frac{\operatorname{Ln}(R'/R)}{350}.$$

D'où, finalement, l'incertitude sur le résultat approché :

$$\beta = \frac{R'}{R} \simeq \frac{T'}{T} :$$

$$\frac{\Delta\beta}{\beta} = \frac{\Delta T}{T} + \frac{\Delta T'}{T'} + \frac{|\operatorname{Ln} \beta|}{350}$$

$$\text{ex : } \beta = 2 \Rightarrow \frac{\Delta\beta}{\beta} = \frac{\Delta T}{T} + \frac{\Delta T'}{T'} + 2 \cdot 10^{-3}$$

$$\beta = 1,1 \Rightarrow \frac{\Delta\beta}{\beta} = \frac{\Delta T'}{T} + \frac{\Delta T}{T} + 3 \cdot 10^{-4}.$$

La mesure relative de résistances voisines peut donc présenter une très bonne précision.

VII. LA MESURE ANALOGIQUE.

Il faut d'abord veiller au choix et à la bonne utilisation du milliampèremètre. En effet, il faut absolument éviter la saturation de T_4 dans l'état quasi stable. La base de T_4 est alors au potentiel de 1,9 V, donc la chute de tension dans le milliampèremètre ne devra pas dépasser 3 V, cette condition sera remplie par tout appareil, sinon c'est qu'il est vraiment très mauvais. Par contre, on peut multiplier par 10 la sensibilité de l'appareil en mesurant un courant moyen inférieur à $i_0/10$ sur le calibre $i_0/10$. Mais le courant traversant le milliampèremètre durant la période est resté égal à i_0 , donc 10 fois plus grand que le calibre utilisé, par conséquent la chute de tension sur ce calibre devra être inférieure à 0,3 V pour éviter la saturation de T_4 . Si cette condition n'est pas respectée, on trouvera sur le calibre $i_0/10$ un résultat inférieur à celui obtenu sur le calibre i_0 . Une solution pour y remédier est de placer un condensateur convenable en parallèle ; celui-ci ne modifie pas la valeur moyenne du courant mais atténue ses variations. On peut également sans inconvénient relier le milliampèremètre non au + E, mais à une tension plus élevée, même sommairement stabilisée. Une autre cause indépendante de la première pourrait donner un résultat erroné par défaut sur le calibre inférieur, c'est l'intervention de la diode de protection sens direct du galvanomètre de l'appareil.

En effet, celui-ci est parcouru par un courant 10 fois plus fort que celui correspondant au maximum de déviation, qui risque d'atteindre le seuil de conduction de la diode.

Nous avons utilisé un CdA 102 sur le calibre $i_0 = 500 \mu\text{A}$. La tension aux bornes de son galvanomètre est d'environ 42 mV au maximum de déviation, elle sera donc de 420 mV dans l'utilisation du capacimètre sur le calibre $50 \mu\text{A}$, et cette valeur est inférieure au seuil de conduction de la diode de protection. D'autre part, une capacité parallèle de 100 nF est suffisante.

R_7 comprend en série une résistance fixe de 2,2 k Ω et une ajustable de 1 k Ω permettant de régler i_0 à $500 \mu\text{A}$.

Reprenant maintenant par cette méthode la mesure de C_1 et C_2 , avec $R = 100 \text{ k}\Omega$ et $T_0 = 10^{-2} \text{ s}$, nous trouvons :

$$i_1 = 360 \mu\text{A} \quad \text{et} \quad i_2 = 164 \mu\text{A}.$$

La mesure se ramenant aux rapports de deux courants déterminés sur le même calibre, on peut estimer que l'incertitude est due uniquement à la lecture, soit $2 \mu\text{A}$, plutôt qu'à la classe.

D'où : $\lambda = 2,20 \pm 0,02.$

Venons-en maintenant au véritable domaine de cette méthode, celui des faibles capacités.

Les mesures effectuées avec un lot de capacités marquées de 22 pF à 56 pF ont conduit au tableau 5 des résultats suivants, avec $R = 270 \text{ k}\Omega$.

Lorsque la mesure correspondant à deux capacités en parallèle, est indiquée entre parenthèses, la somme des périodes relatives à chacune devrait donner le même résultat. Cependant, on constate un déficit constant sur le résultat réel, de $0,46 \mu\text{s}$. Cela doit s'interpréter par une erreur systématique par excès de $0,46 \mu\text{s}$ sur chaque résultat, c'est-à-dire 2,3 pF. Ainsi, la période corrigée de C_{33} par exemple est 6,78 μs , et sa capacité 33,9 pF.

Il y a en effet deux causes à cette erreur par excès. D'une part, l'existence inévitable d'une capacité parasite en parallèle sur C , qu'il faut réduire au maximum, et nous reviendrons sur ce point. D'autre part, le manque relatif de raideur du flanc descendant sur le collecteur de T_2 ; cela vient du fait que l'effet cumulatif est beaucoup moins efficace pour ce flanc que pour le flanc montant car il n'y a pas de condensateur pour transmettre toute la variation du potentiel collecteur de T_2 à la base de T_1 ; on pourrait penser à en placer un de faible valeur en parallèle sur R_3 , ce qui donne en effet un très joli flanc descendant, mais c'est alors le flanc montant qui perd sa raideur,

Tableau 5

Capacité	$i (T_0 = 10^{-5} \text{ s})$	$i (T_0 = 2 \cdot 10^{-5} \text{ s})$	$T (\mu\text{s})$
C_{22}	251 μA		5,02
C_{27}	286 μA		5,72
C_{33}	362 μA		7,24
C'_{33}	358 μA		7,16
C_{56}		283 μA	11,32
$C_{56//22}$		397 μA	15,88 (16,34)
$C_{56//33'}$		451 μA	18,04 (18,48)
$C_{33//33'}$		348 μA	13,92 (14,40)
$C_{33//22}$		295 μA	11,80 (12,26)
$C_{27//22}$		257 μA	10,28 (10,74)

puisque ce condensateur devrait se recharger à travers R_2 , et le remède serait pire que le mal. On peut mesurer le temps de descente de ce flanc avec un bon oscilloscope, mais sur l'émetteur de T_4 où il est reproduit à basse impédance de sortie, pour ne pas perturber le montage, et on trouve 0,4 μs ; en l'assimilant à une droite oblique, l'excès est équivalent à un allongement de période de 0,2 μs , représentant 1 pF; il resterait donc dans cette réalisation 1,3 pF de capacité parasite. Soient maintenant deux capacités égales donnant $i = 157 \mu\text{A}$; l'une est une capacité marquée 15 pF. Comme il serait exceptionnel d'en trouver une autre donnant exactement le même résultat, on a utilisé une capacité marquée 10 pF complétée par une capacité formée de deux fils de quelques centimètres torsadés en « queue de cochon » jusqu'à obtenir exactement 157 μA , soit $T = 3,14 \text{ s}$. Maintenant, ces deux capacités égales en parallèle donnent un résultat de 299 μA , ou 5,98 μs qui doit être corrigé en 5,52 μs d'après l'étude précédente. La période réelle relative à chacune des 2 capacités est donc 2,76 μs ; la correction à effectuer n'est donc plus ici que de 0,38 μs .

Procédant de même avec trois capacités égales de 117 μA ou 2,34 μs , leur association parallèle donne 323 μA ou 6,46 μs corrigé en 6,00 μs et la correction est de 0,34 μs . Et on continue ainsi de suite obtenant les résultats du tableau 6, d'où la courbe de correction (fig. 3) valable pour cette réalisation.

Tableau 6

$i_C = i_{C'}$	$T_C = T_{C'}$ mesuré	$T_C = T_{C'}$ corrigé	$i_C/i_{C'}$	$T_C = T_{C'}$ mesurée	$T_C = T_{C'}$ corrigée	correc- tion
72 μ A	1,44 μ s	1,24 μ s	142 μ A	2,84 μ s	2,48 μ s	0,20 μ s
48 μ A	0,96 μ s	0,81 μ s	94 μ A	1,88 μ s	1,62 μ s	0,15 μ s
26,4 μ A	0,528 μ s	0,46 μ s	54 μ A	1,08 μ s	0,92 μ s	0,07 μ s
11,3 μ A	0,226 μ s	0,195 μ s	23 μ A	0,46 μ s	0,39 μ s	0,03 μ s

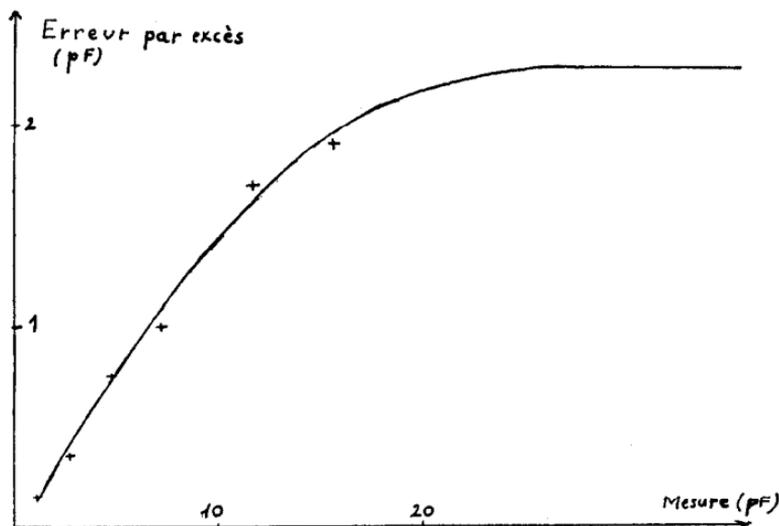


Fig. 3

La dernière mesure est déjà très délicate, car la capacité torsadée ne comprend qu'un tour de fil, donc il est difficile d'assurer sa constance d'une mesure à l'autre ; c'est pourquoi les mesures ne sont pas poursuivies plus loin, alors que l'erreur deviendrait d'ailleurs par défaut. Ce serait du reste inutile, car il est beaucoup plus aisé d'effectuer la mesure des capacités très faibles, en dessous de 1 à 2 pF, avec l'aide d'une capacité auxiliaire placée en parallèle, très faible également pour demeurer sur le calibre 50 μ A.

C'est ainsi que deux fils de 6/10 distants de 1 cm et longs de 7 cm portent à 3,28 pF (corrigé en 2,78) la capacité d'un condensateur donnant seul 2,64 pF (corrigé en 2,30). La capacité formée par ces deux fils est donc 0,48 pF ; on peut l'annihiler

en interposant entre eux le blindage d'une plaquette métallique reliée à la masse, qui permet de retrouver le résultat initial.

$$\text{L'application du résultat théorique approché } C = \frac{\pi \epsilon_0 l}{\text{Ln} \left(\frac{d}{r} \right)}$$

donne 0,56 pF

Les fils de connexion joignant les sorties du circuit imprimé à la façade pour le branchement de C seront donc le plus possible courts et éloignés ; ils doivent cependant être proches à l'arrivée derrière la façade pour qu'on puisse brancher des capacités de petite dimension ; mais on interpose ici un blindage. Cependant, les fils eux-mêmes ne doivent pas être blindés. Le branchement des condensateurs peut se faire sur deux supports de transistors. Il n'est pas question d'utiliser des pinces crocodile en raison des capacités parasites.

Il faut maintenant expliquer pourquoi, C décroissant, l'erreur par excès diminue progressivement pour devenir même erreur par défaut. Le temps de montée du flanc ascendant joue dans ce sens, mais d'une façon insignifiante, car, variant en sens inverse de C, il n'est encore que de 50 ns pour 2 pF. Le temps de désaturation de T₂ joue également dans ce sens, mais il est indépendant de C et ne vaut que 20 ns. C'est pourtant lui qui est la cause indirecte de l'erreur par défaut. L'explication (simplifiée) doit être en effet la suivante : durant le temps de désaturation de T₂, sa base reste à un potentiel voisin de 0,6 V, donc le collecteur de T₁ ne peut chuter immédiatement, il descend lentement par la décharge de C dans T₁ rendu conducteur par l'impulsion. La véritable chute se produit lorsque la désaturation de T₂ est terminée, et ne garde la valeur théorique (E - V_{s,1}) que si la décroissance initiale est négligeable. Or, si l'on appelle *i_d* le courant de décharge (qui n'est sûrement pas constant mais peu importe), et Δ*t* le temps de désaturation, cette décroissance

initiale vaut $i_d \frac{\Delta t}{C}$. Il est donc bien logique qu'elle cesse d'être

négligeable pour les très faibles capacités. La diminution de cette chute de tension est confirmée à l'oscilloscope. Cette théorie justifie tout l'intérêt des transistors de commutation. Comme on dispose d'au moins trois de ces transistors, il faut chercher à les placer dans le montage de la façon qui donne, pour une même capacité, de 2 pF par exemple, le résultat le plus grand. Ainsi, le meilleur sera placé en T₂.

On peut penser maintenant à mesurer des capacités de diodes et de jonctions base-émetteur et base-collecteur de transistors,

branchées en inverse : cathode au collecteur de T_1 , anode à la base de T_2 . On obtient ainsi effectivement des résultats concrets avec un certain nombre de transistors silicium, tels 2N 918, 2N 1613. Avec d'autres transistors silicium, on obtient des résultats erronés par excès, le flanc descendant étant démesurément allongé sur l'émetteur de T_4 : BF 259.

Avec quelques transistors silicium, tels 2N 2369 et la totalité des diodes silicium et des composants au germanium, il n'y a plus de résultats du tout. L'aiguille indique en permanence 500 μ A et on a la surprise de constater que T_1 est saturé en permanence. En fait, l'explication de ces phénomènes est assez simple : partons de l'hypothèse que T_1 est saturé grâce à un courant de base traversant R_2 et R_3 (donc T_2 n'est pas saturé) ; on a donc sur le collecteur de T_1 0,18 V. Il passe un courant dans R et la diode, qui est dans cette situation sens passant ; si la chute de tension dans la diode est inférieure à 0,5 V, la base de T_2 est à un potentiel inférieur à 0,68 V, que l'on devrait avoir pour que T_2 soit saturé ; il y a dans ce cas confirmation de l'hypothèse de départ, et on obtient donc bien un état stable T_1 saturé, T_2 bloqué ou peu conducteur. Cela n'empêche nullement l'existence possible de l'autre état stable, qui était habituel jusque-là. Le montage est alors devenu éventuellement une bascule bistable, mais la première impulsion le place dans l'état défavorable s'il n'y était au départ et il s'y verrouille.

Une deuxième éventualité est que la conduction de la diode soit insuffisante pour permettre l'existence du deuxième état stable, mais suffisante pour prélever une fraction notable de courant à T_2 lors du rebasculement, et prolonger ainsi le flanc descendant. Enfin, il se peut que la conduction de la diode ne puisse permettre la moindre perturbation. On voit que tout dépend de la chute de tension directe dans la diode par rapport à 0,50 V. Les jonctions au germanium ont une chute nettement inférieure et placeront toujours le montage dans la première éventualité. On pourrait penser que les jonctions au silicium ont une chute de tension supérieure et que seule la dernière éventualité est possible ; en réalité, tout est possible car le courant traversant la jonction est très faible, au maximum 16 μ A.

Une solution est de placer un condensateur de quelques nF en série avec la diode. Ceci élimine obligatoirement l'état stable indésirable et l'expérience montre que le flanc descendant est correct, et par-là même la mesure, avec la totalité des jonctions silicium. Seul le 2N 2222 a présenté un petit accident sans influence notable sur le résultat ; il vaut donc mieux toujours vérifier. Une solution toujours sûre consiste à placer en série, au lieu d'un condensateur, une autre jonction silicium inverse, par exemple la jonction base - émetteur d'un 2N 1613. Le résultat

sera moins précis puisqu'il devra tenir compte de la capacité de cette jonction. On peut considérer cette dernière méthode, comme vérification de la première, ne nécessitant pas d'oscilloscope, et conserver le résultat de la première s'il est compatible.

Le tableau 7 présente des résultats de jonctions silicium. Le capacimètre reste inutilisable pour les jonctions germanium, dont le courant inverse de fuite atteint plusieurs μA .

Tableau 7

		C_{CB} (pF)	C_{BE} (pF)	C_{NP} (pF)
Diodes	1 N 4148			1,2
	1 N 4004			18
NPN	2 N 1613	10	43	
	2 N 2222	9,2	44	
	BF 259	9,2	46	
	BC 108	3,4	3,4	
	MPSA 6571	3,3	4,6	
	2 N 3663	2,4	1,6	
	2 N 2369	2,2	3,4	
	2 N 918 (1)	1,4	1,2	
	2 N 918 (2)	1,1	0,9	
PNP	2 N 2907	14	16	
	BC 177	15	15	
	2 N 2894	1,1	1,4	

VIII. L'ALIMENTATION.

On sait que l'alimentation du monostable doit être particulièrement bien stabilisée. Cela ne signifie pas qu'elle doive être excessivement sophistiquée, car on ne lui demande qu'un courant très faible, surtout si on prend la bonne précaution de la distinguer de l'alimentation des NAND, laquelle peut être assez rudimentaire. La fig. 4 propose une solution où l'alimentation du monostable est réglable sur toute la plage utile au capacimètre, avec une ondulation résiduelle crête à crête inférieure à 2 mV.

(1) 4^{me} patte de masse en l'air,

(2) 4^{me} patte de masse reliée à la masse.

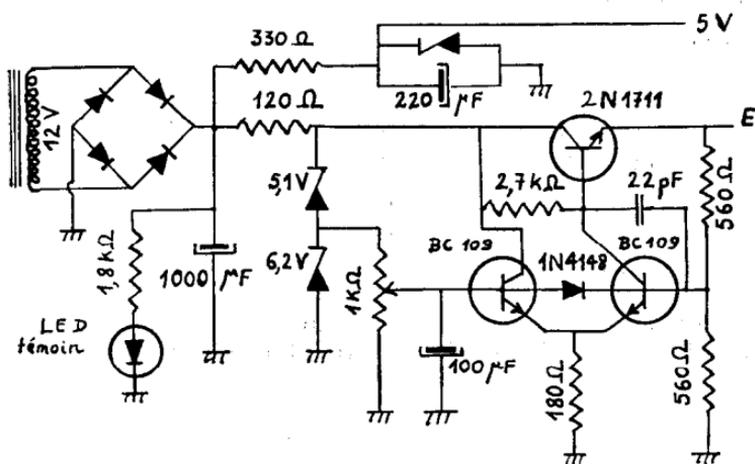


Fig. 4

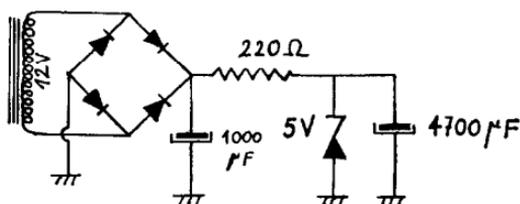


Fig. 5

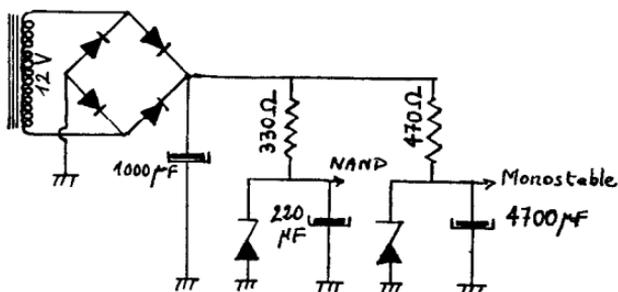


Fig. 6

La solution de la fig. 5, ne donnant que la seule tension 5 V pour l'ensemble, donne des résultats acceptables. La fig. 6 offre une qualité intermédiaire.

IX. LE COMMUTATEUR.

On peut choisir pour R un commutateur à 6 positions :

R	kR
273 k Ω	$2 \cdot 10^5$
137 k Ω	10^5
68,8 k Ω	$5 \cdot 10^4$
27,5 k Ω	$2 \cdot 10^4$
13,8 k Ω	10^4

La 6^{me} position vide permet d'effectuer le tarage de i_0 , la mesure de V_{s1} , et l'utilisation de résistances extérieures.

G. LAVERTU,

(Faculté des Sciences - Rabat).
