

Étude de circuits couplés

Les circuits couplés sont largement utilisés en électronique ; ils sont rencontrés fréquemment en mécanique. Dans les deux cas, ils obéissent à des équations différentielles semblables. L'objet de cet article est une étude expérimentale de circuits électriques, couplés par mutuelle inductance, en régime permanent sinusoïdal. L'étude expérimentale est réalisée à l'aide d'un matériel courant dans un laboratoire de physique ; sa mise en œuvre ne nécessite aucune préparation préalable et permet de suivre aisément la variation des différents paramètres. Les performances de circuits couplés de coefficients de qualité différents sont comparées à celles de circuit de mêmes coefficients ; les résultats expérimentaux sont confrontés aux résultats théoriques. L'étude en basse fréquence a été choisie, de manière à ne pas être gêné par la variation des paramètres électriques en fonction de la fréquence.

I. ETUDE THEORIQUE DES CIRCUITS COUPLES PAR MUTUELLE INDUCTANCE.

I.1. Equations des circuits.

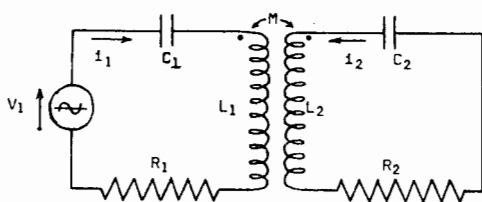


Fig. 1

Le coefficient de couplage des circuits est défini par le rapport :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (1)$$

où M est le coefficient de mutuelle induction.

Le circuit primaire comporte un générateur de tension sinusoïdale, dont la résistance interne est comprise dans la résistance R_1 . Si ω est la fréquence angulaire de la tension v_1 , les équations du circuit sont, en amplitudes complexes :

$$\text{au primaire } \mathcal{V}_1 = \mathcal{Z}_1 \mathcal{I}_1 + j M \omega \mathcal{I}_2 \quad (2)$$

$$\text{au secondaire } 0 = \mathcal{Z}_2 \mathcal{I}_2 + j M \omega \mathcal{I}_1 \quad (3)$$

$$\text{en posant } \mathcal{Z}_i = Ri + j \left(Li \omega - \frac{1}{Ci \omega} \right) \text{ avec } i = 1 \text{ ou } 2. \quad (4)$$

Des relations (2) et (3), nous tirons l'expression de l'amplitude complexe du courant secondaire :

$$\mathcal{I}_2 = - \frac{j M \omega}{\mathcal{Z}_1 \mathcal{Z}_2 + M^2 \omega^2} \mathcal{V}_1 \quad (5)$$

1.2. Expression de l'intensité du courant secondaire pour des circuits accordés.

Si les deux circuits sont accordés sur la pulsation ω_0 , nous avons :

$$L_1 C_1 \omega_0^2 = L_2 C_2 \omega_0^2 = 1 \quad (6)$$

Les coefficients de qualité des circuits sont :

$$Q_i = \frac{Li \omega_0}{Ri}, \quad i = 1, 2. \quad (7)$$

En introduisant la variable réduite :

$$h = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{f - f_0}{f_0} \quad (8),$$

l'expression de $M\omega$ s'écrit : $M\omega = k \sqrt{Q_1 Q_2} \sqrt{R_1 R_2} (1 + h)$.

Si l'on admet que le domaine des fréquences étudié est tel que $h \ll 1$ ($f - f_0 \ll f_0$), l'expression précédente s'écrit :

$$M\omega \approx k \sqrt{Q_1 Q_2} \sqrt{R_1 R_2}.$$

De même, l'expression (4) de \mathcal{Z}_i se simplifie :

$$\mathcal{Z}_i \approx Ri (1 + 2 j Q_i h)$$

la relation (5) peut alors s'écrire :

$$\mathcal{I}_2 = - \frac{j k \sqrt{Q_1 Q_2}}{[(1 + 2 j Q_1 h)(1 + 2 j Q_2 h) + k^2 Q_1 Q_2] \sqrt{R_1 R_2}} V_1 \quad (9)$$

1.3. Intensité du courant secondaire à la fréquence d'accord.

Pour la fréquence d'accord ($\omega = \omega_0$, $h = 0$), l'amplitude $I_2(\omega_0)$ du courant secondaire est :

$$I_2(\omega_0) = \frac{k \sqrt{Q_1 Q_2}}{(1 + k^2 Q_1 Q_2) \sqrt{R_1 R_2}} V_1 \quad (10)$$

où V_1 est l'amplitude de la tension v_1 .

Cette amplitude $I_2(\omega_0)$ est fonction de la valeur du coefficient de couplage k et passe par un maximum, V_1 étant constante, pour un couplage kc , appelé *couplage critique* :

$$kc = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (11)$$

La valeur de $I_2(\omega_0)$ pour ce couplage est :

$$I_{M2}(\omega_0) = \frac{V_1}{2 \sqrt{R_1 R_2}} \quad (12)$$

La valeur du couplage critique est d'autant plus grande que le produit des coefficients de qualité est petit.

1.4. Variation du courant secondaire avec la fréquence ($V_1 = \text{cte}$).

1.4. a) Expression du courant secondaire.

Introduisons les paramètres suivants :

— coefficient de qualité des circuits :

$$Q = 2 \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2} = \frac{2 Q_1}{1 + \alpha} \text{ avec } \alpha = \frac{Q_1}{Q_2} \quad (13)$$

— variable réduite :

$$x = 2 Q h = 2 Q \frac{f - f_0}{f_0} = \frac{4 Q_1}{1 + \alpha} \frac{f - f_0}{f_0} \quad (14)$$

— indice de couplage n , défini par :

$$n^2 + 1 = 4 \frac{(1 + k^2 Q_1 Q_2) Q_1 Q_2}{(Q_1 + Q_2)^2}$$

$$\text{soit : } n^2 = \frac{4 k^2 Q_1^2 - (\alpha - 1)^2}{(\alpha + 1)^2} = k^2 Q^2 - \left(\frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \right)^2 \quad (15)$$

Au prix de quelques calculs, nous trouvons que l'expression (9) peut s'écrire :

$$\frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_2(\omega_0)} = \frac{n^2 + 1}{n^2 + 1 - x^2 + 2 j x} \quad (16)$$

où \mathfrak{I}_2 est l'amplitude complexe du courant secondaire à la pulsation ω (fréquence f),

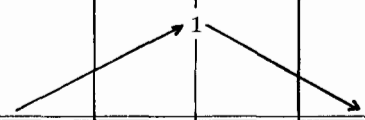
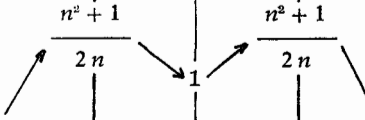
et $\mathfrak{I}_2(\omega_0)$ est l'amplitude à la pulsation ω_0 (fréquence d'accord f_0).

1.4. b) Variation de l'amplitude du courant secondaire.

L'amplitude du courant secondaire pour la pulsation ω est $I_2(\omega) = |\mathfrak{I}_2|$; soit d'après (16) :

$$\frac{I_2(\omega)}{I_2(\omega_0)} = \frac{I_2(f)}{I_2(f_0)} = \frac{n^2 + 1}{\sqrt{(n^2 + 1 - x^2)^2 + 4 x^2}} \quad (17)$$

Le changement de x en $-x$, ne modifie pas $I_2(f)/I_2(f_0)$; sa variation en fonction de x peut se résumer par le tableau suivant :

$V_1 = \text{cte}$	$x = \frac{4 Q_1}{1 + \alpha} \frac{f - f_0}{f_0}$	$-\sqrt{n^2 - 1}$ 0 $\sqrt{n^2 - 1}$
$n^2 < 1$	$\frac{I_2(f)}{I_2(f_0)}$	
$n^2 > 1$	$\frac{I_2(f)}{I_2(f_0)}$	

pour $n^2 < 1$, la courbe $I_2(f)/I_2(f_0)$ présente un maximum pour $x = 0$, soit la fréquence $f = f_0$;

pour $n^2 > 1$, elle présente un maximum pour $x = \pm \sqrt{n^2 - 1}$; soit pour les fréquences :

$$f = f_0 \left(1 \pm \frac{\alpha + 1}{4 Q_1} \sqrt{n^2 - 1} \right) \quad (18)$$

pour $n^2 = 1$, appelé *couplage transitionnel*, la courbe présente un maximum pour $x = 0$. La dérivée de $(n^2 + 1 - x^2)^2 + 4 x^2$ par rapport à x s'annule jusqu'au troisième ordre; ce qui indique un point « *méplat* » : la courbe s'écarte très lentement du maximum.

Bande passante. La bande passante à -3 décibels est définie par $I_2(f)/I_2(f_0) = 1/\sqrt{2}$; ce qui permet de calculer à partir de (17) l'expression de x qui définit les fréquences limitant la bande passante, soit :

$$x = \pm \sqrt{n^2 - 1 + \sqrt{2(n^4 + 1)}} \quad (19)$$

Les fréquences f_i limitant la bande passante sont, d'après (14) et (19) :

$$f_i = f_0 \left(1 \pm \frac{1}{2 Q} \sqrt{n^2 - 1 + \sqrt{2(n^4 + 1)}} \right) \quad (20)$$

et la valeur B de la bande passante est donnée par :

$$B = \frac{f_0}{Q} \sqrt{n^2 - 1 + \sqrt{2(n^4 + 1)}} \quad (21)$$

La bande passante est une fonction croissante de l'indice de couplage. Des circuits couplés qui ont des coefficients Q_1 et Q_2 différents, mais le même coefficient Q , ont pour une valeur de n donnée, les mêmes valeurs de f_i et B .

1.5. Couplage critique - couplage transitionnel.

1.5. a) *Couplage critique.* Pour le couplage critique, le coefficient de couplage kc est donné par (11) et l'amplitude du courant secondaire à la fréquence d'accord par (12). L'indice de couplage correspondant est :

$$n^2c = 1 - 2 \left(\frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \right)^2, \text{ relation qui montre que } n^2c \leq 1.$$

L'indice de couplage critique est plus petit que l'indice de couplage transitionnel. Il est d'autant plus voisin de l'unité que Q_1 et Q_2 sont voisins. Si $Q_1 = Q_2$, $n^2c = 1$ et les deux indices sont confondus.

1.5. b) *Couplage transitionnel.* Le coefficient de couplage transitionnel kt peut être calculé à partir de (15); on obtient :

$$kt = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} \right)} = \frac{1}{Q_1} \sqrt{\frac{\alpha^2 + 1}{2}} \quad (22)$$

kt et kc sont liés par l'expression :

$$k^2t = k^2c + \frac{1}{2} (\alpha - 1)^2 \quad (23)$$

Le couplage transitionnel est plus serré que le couplage critique ($kt \geq kc$).

Le couplage transitionnel correspond à une bande passante supérieure à celle du couplage critique, mais à un maximum du courant secondaire (pour la fréquence d'accord) plus faible. Dans le cas où $Q_1 = Q_2$, les deux couplages sont confondus.

Bande passante. Pour le couplage transitionnel, la bande passante donnée par (19) est, avec $n^2 = 1$, définie par $x = \pm \sqrt{2}$. Sa valeur est alors :

$$B = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q} = (1 + \alpha) \cdot \frac{\sqrt{2}}{2 Q_1} f_0 \quad (24)$$

$$\text{Dans le cas où } \alpha = 1 (Q_1 = Q_2), B = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_1} \quad (25)$$

Facteur de mérite. Ce facteur K est défini par l'expression :

$K = \frac{I_2(\omega_0)}{V_1} B$; pour le couplage transitionnel, on trouve aisément que :

$$K = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 L_2}} \sqrt{\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha^2 - 1}} \quad (26)$$

Le facteur de mérite est inchangé si l'on change α en $1/\alpha$, soit si l'on change Q_1 en Q_2 . D'autre part, on trouve qu'il est minimum pour $\alpha = 1$ ($Q_1 = Q_2$), et augmente lorsque α s'éloigne de 1. Ce résultat s'étend aux autres couplages.

En conclusion, il apparaît que des circuits couplés de coefficients de qualité inégaux sont les plus intéressants. Cependant, pour des couplages serrés ($n^2 > 1$), de tels circuits conduisent, en cas de désaccord, à des courbes (courant secondaire-fréquence) dissymétriques. En outre, il faut noter que les calculs théoriques ont été conduits en prenant l'hypothèse $(f - f_0)/f_0 \ll 1$; les résultats obtenus seront d'autant mieux vérifiés par l'expérience que cette condition sera réalisée.

II. ETUDE EXPERIMENTALE.

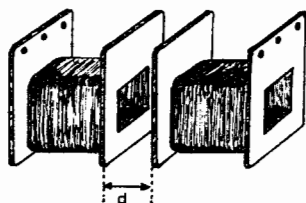


Fig. 2

Le couplage est réalisé à l'aide de deux bobines (250 et 1000 spires) d'un transformateur démontable. La variation du coefficient de couplage k est obtenue en faisant varier leur distance mutuelle, par déplacement d'une des bobines le long d'une règle graduée (fig. 2).

II.1. Détermination de la fréquence d'accord.

Les circuits primaire et secondaire sont accordés séparément sur la même fréquence. L'accord a été réalisé à l'aide d'un oscilloscope utilisé en Lissajous. A la résonance, le déphasage entre tension aux bornes du circuit R, L, C et courant le traversant est nul quelle que soit la valeur de R, pour des signaux sinusoïdaux.

Pour le circuit secondaire, nous avons utilisé la bobine de

250 spires de coefficient L_2 , de résistance R_{L2} et une capacité étalonée : $C_2 = 1,634 \mu\text{F}$. La résonance est obtenue pour la fréquence $f_0 = 2\,595 \text{ hz}$.

Pour le circuit primaire, nous avons utilisé la bobine de 1 000 spires de coefficient L_1 , de résistance R_{L1} et pour capacité C_1 une boîte de capacités à décades, permettant d'obtenir la résonance à 2 595 hz pour $C_1 = 0,09654 \mu\text{F}$.

11.2. Variation du coefficient de couplage en fonction de la distance.

Les déterminations expérimentales sont faites à la fréquence d'accord soit 2 595 hz.

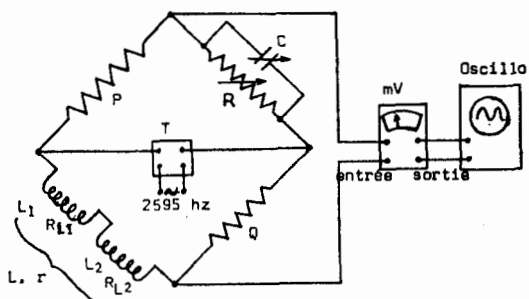


Fig. 3

- T : transformateur écran.
 mV : millivoltmètre électronique.
 R : boîtes de résistances à commutateur.
 C : boîte de capacité à décades.

Le montage utilisé est celui de la figure 3. Il permet de mesurer $L_1 + L_2 + 2M$ ou $L_1 + L_2 - 2M$, et d'obtenir par différence la valeur de $4M$. Il permet en outre les mesures de L_1 , L_2 , R_{L2} et R_{L1} à 2 595 hz. Lorsque l'équilibre est réalisé, en agissant sur R et C, nous avons les relations $L = (PQ)C$ et $r = PQ/R$ ($L = L_1 + L_2 - 2M$, $L_1 + L_2 + 2M$, L_1 ou L_2). Nous avons ainsi trouvé $L_1 = 38,7 \text{ mH}$; $R_{L1} = 11,5 \Omega$; $L_2 = 2,42 \text{ mH}$; $R_{L2} = 1,23 \Omega$.

Le tableau 1 donne quelques valeurs de M et de k en fonction de la distance d. La courbe est représentée figure 4, courbe a; les mesures ont été effectuées avec $PQ = 5 \times 10^4 \Omega^2$. A l'équilibre, la lecture de C donne la valeur de $2(L_1 + L_2 - 2M)$ ou de $2(L_1 + L_2 + 2M)$.

Tableau 1

d cm	0	0,5	1	1,5	2	2,5
8 M mH	9,074	7,833	6,622	5,662	4,756	4,211
$k = \frac{8 \text{ M}}{8 \sqrt{L_1 L_2}}$	0,117	0,101	0,085	0,072	0,061	0,054

d cm	3	4	5	7	9	
8 M mH	3,656	2,836	2,243	1,494	0,997	
$k = \frac{8 \text{ M}}{8 \sqrt{L_1 L_2}}$	0,047	0,036	0,029	0,019	0,013	

11.3. Dispositif expérimental d'étude des circuits couplés.

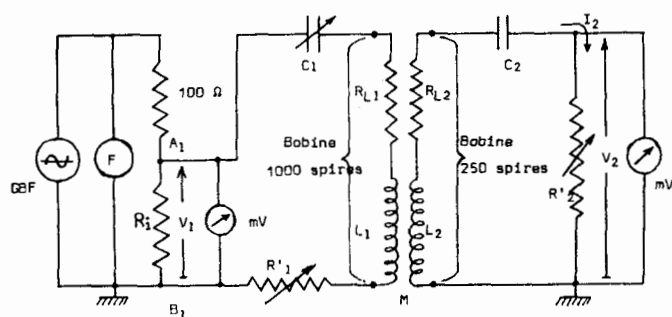


Fig. 5

GBF : générateur basse fréquence.

F : fréquencemètre.

mV : millivoltmètre électronique.

C₁ : boîte de capacité à décades (0,09654 μ F).C₂ : 1,634 μ F.R'₁ et R'₂ : boîtes de résistances à commutateur.

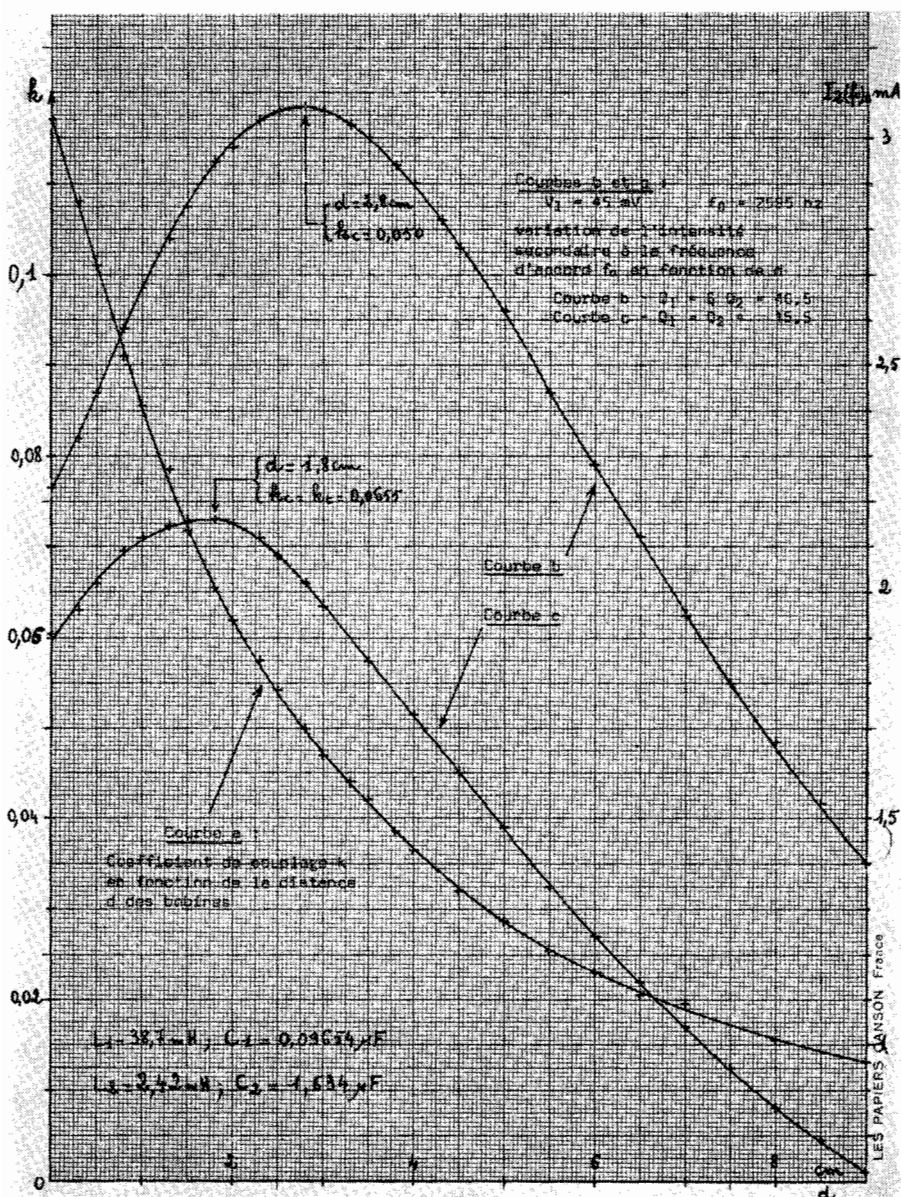


Fig. 4

Le montage utilisé est celui de la figure 5. Ce schéma se ramène à celui de la figure 1, en posant $R_1 = R_i + R'_1 + R_{L1}$ (27) et $R_2 = R'_2 + R_{L2}$ (28). La résistance R_i doit être petite de manière que la valeur efficace V_1 de la tension aux bornes du primaire varie peu avec la fréquence et qu'elle constitue la résistance interne du générateur équivalent branché entre A_1 et B_1 . L'intensité efficace I_2 du courant secondaire est déterminée par la mesure de la valeur efficace V_2 de la tension aux bornes de la résistance R'_2 . La variation de R'_1 et de R'_2 permet d'obtenir les valeurs désirées des coefficients de qualité du primaire et du secondaire. Les valeurs de C_1 et C_2 sont celles qui ont été déterminées en II.1.; la fréquence d'accord est $f_0 = 2595$ Hz.

II.4. Circuits couplés de coefficients de qualité différents.

Dans une première étude expérimentale, nous avons choisi $R_i = 2 \Omega$; $R'_1 = 0$; $R'_2 = 3 \Omega$. Le coefficient de qualité du circuit primaire est d'après (7) $Q_1 = 2\pi L_1 f_0 / R_1 = 46,5$; d'autre part $\alpha = Q_1 / Q_2 = (L_1 / L_2) (R_2 / R_1) \neq 5$; le coefficient de qualité du secondaire est $Q_2 = 46,5 / 5$. D'après (13), le coefficient de qualité des circuits est $Q = 15,5$. Les valeurs des coefficients de couplage critique et transitionnel peuvent être calculés à l'aide de (11) et (22); nous trouvons : $kc = 0,048$; $kt = 0,077$.

II.4. a) Variation du courant secondaire à la fréquence d'accord en fonction du coefficient de couplage.

La valeur efficace de la tension primaire est maintenue constante ($V = 45$ mV); la fréquence est maintenue à 2595 Hz. La valeur efficace $I_2(f_0)$ du courant secondaire est relevée en fonction de d ; donc en fonction de k . La courbe obtenue est représentée sur la figure 4, courbe *b*. Cette courbe passe par un maximum pour $d = 2,8$ cm, soit pour un couplage critique égal à 0,050; cette valeur est à 2 % près celle calculée. Pour ce couplage $I_2(f_0) = 3,07$ mA; si nous calculons cette valeur par la relation (12), nous obtenons 2,98 mA.

II.4. b) Variation du courant secondaire en fonction de la fréquence pour différents couplages.

La valeur de l'indice de couplage est donnée par l'expression (15) qui permet de calculer n^2 , connaissant k . Les relevés ont été effectués pour les valeurs suivantes :

d cm	0	1,3	2,2	2,8	5,6
k	0,117	0,077 (kt)	0,059	0,050 (kc)	0,025
n^2	2,87	1	0,39	0,16	-0,29

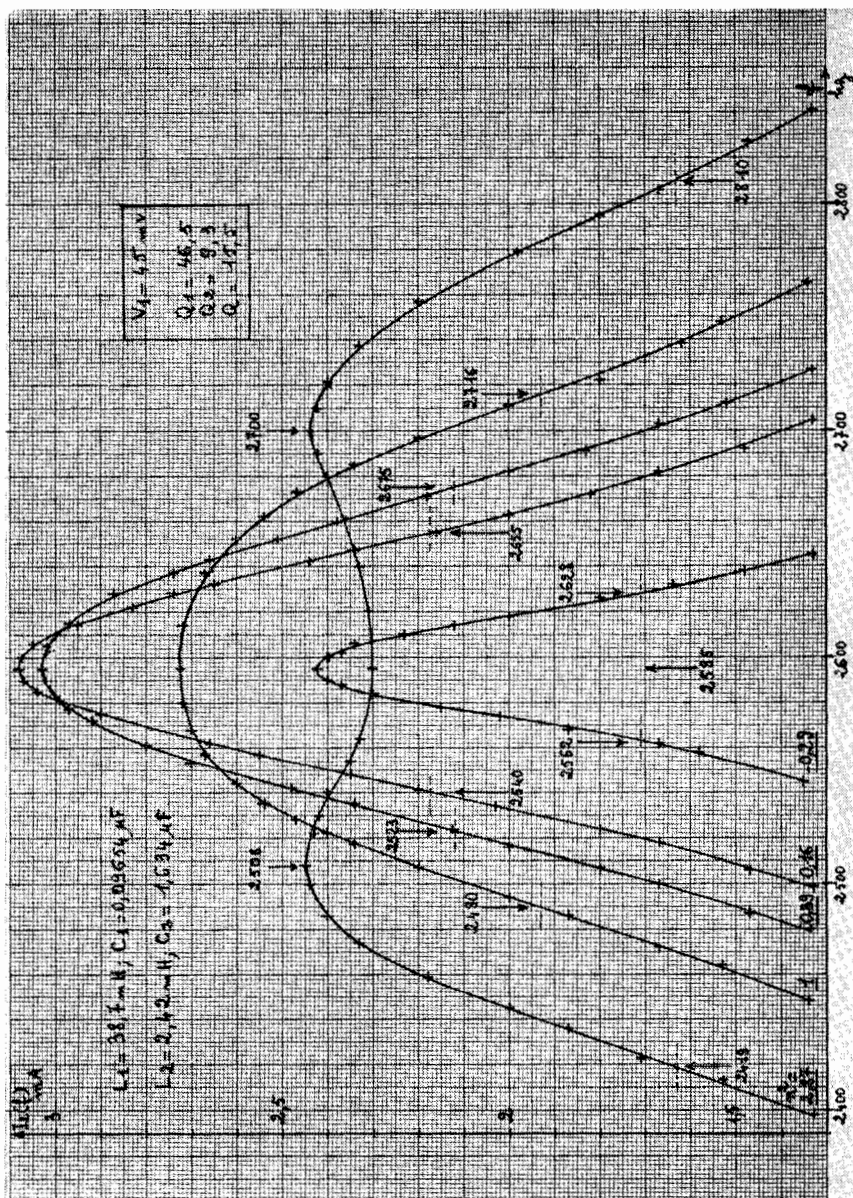


Fig. 6. — Courbes intensité secondaire en fonction de la fréquence pour différents couplages ($Q_1 \neq Q_2$).

Les résultats expérimentaux conduisent aux courbes de la figure 6. De ces courbes, nous pouvons déduire les valeurs de fréquences f_M et f'_M des maximums (dans le cas où $n^2 > 1$) et celles des fréquences de coupure f_1 et f_2 ; ces valeurs peuvent être confrontées, aux valeurs théoriques données respectivement par les expressions (18) et (20). Les valeurs expérimentales et théoriques sont réunies dans le tableau 2.

Tableau 2

d cm	k	n^2	$I_0(f_0)$ mA	f_M Hz	f'_M Hz	f_1 Hz	f_2 Hz	$B = f_2 - f_1$ Hz	$K = \frac{I_0(f_0)}{V_1} B$	$V_1 = 45$ mV
0	0,117	2,87	2,30	2508	2700	2418	2810	392	20	Expérience
			2,32	2481	2709	2384	2801	417	21,5	Calcul
1,3	0,077 (kt)	1	2,73			2490	2716	226	14	Expérience
			2,68			2477	2713	236	14	Calcul
2,2	0,059	0,39	3,03			2523	2675	152	10	Expérience
			2,90			2515	2675	160	10,3	Calcul
2,8	0,050 (kc)	0,16	3,08			2540	2655	115	8	Expérience
			2,98			2531	2659	128	8,5	Calcul
5,6	0,025	-0,29	2,42			2562	2628	66	3,6	Expérience
			2,45			2560	2630	70	3,8	Calcul

D'après les résultats du tableau 2, nous constatons que les valeurs expérimentales trouvées sont acceptables. L'erreur maximum observée pour les fréquences est de 1,5 % pour $d = 0$. D'autre part, l'erreur diminue lorsque d augmente, ce qui est conforme au fait que l'hypothèse $(f - f_0)/f_0 \ll 1$ est d'autant mieux vérifiée que d est faible. Les valeurs du facteur de mérite K pour les couplages critique et transitionnel montrent nettement l'avantage de ce dernier.

II.5. Circuits couplés de coefficients de qualité égaux.

Dans cette deuxième étude, nous nous intéressons aux circuits couplés précédents, mais avec des coefficients de qualité égaux, de même valeur que le coefficient des circuits étudiés en II.4. ; soit $Q_1 = Q_2 = Q = 15,5$. Cette valeur imposée nous conduit, d'après la relation (7) à prendre : $R_1 = 40,5 \Omega$, soit $R_1 = 2 \Omega$ et $R'_1 = 27 \Omega$ (figure 5) et $R_2 = 2,53 \Omega$, soit $R'_2 = 1,3 \Omega$. Les circuits ne sont modifiés que par leurs résistances d'amortissement. Dans le cas présent, la relation (15) s'écrit simplement $n^2 = k^2 Q^2$ (29). Les couplages critique et transitionnel sont confondus et donnés par l'expression $kc = kt = 1/Q$. Le calcul conduit à $kc = kt = 0,0645$.

II.5. a) Variation du courant secondaire à la fréquence d'accord en fonction du coefficient de couplage.

Le relevé expérimental est le même qu'au paragraphe II.4. a). La valeur efficace de la tension primaire est maintenue à 45 mV ; la fréquence est 2 595 hz. La courbe obtenue est représentée sur la figure 4, courbe *c*. Elle est située en dessous de la courbe *b* ; elle passe par un maximum pour $d = 1,8$ cm soit pour un couplage critique égal à 0,0655. Cette valeur est à 1,4 % près, celle calculée.

II.5. b) Variation du courant secondaire en fonction de la fréquence pour différents couplages.

Les relevés ont été effectués pour les mêmes valeurs de n^2 que celles du paragraphe II.4. b) ; ceci afin d'obtenir des fréquences de coupures f_1 et f_2 identiques à celles du paragraphe II.4. b) et de pouvoir comparer les courbes obtenues dans les deux cas. Les valeurs de n^2 nous étant imposées, nous avons calculé k à l'aide de (29) et déduit d en utilisant la courbe *a*, figure 4. Les relevés ont été effectués avec la même valeur de la tension efficace ou primaire, soit $V_1 = 45$ mV. Les relevés expérimentaux conduisent aux courbes de la figure 7. Les valeurs expérimentales et théoriques fournissent le tableau 3.

Tableau 3

n^2	k	d cm	$I_2(f_0)$ mA	f_{st} hz	f'_{st} hz	f_1 hz	f_2 hz	$B = f_2 - f_1$ hz	$K = \frac{I_2(f_0)}{V_1} B$	$V_1 = 45$ mV
2,87	0,109	0,25	1,99	2496	2710	2410	2821	411	18	Expérience
			1,95	2481	2709	2384	2801	417	18,2	Calcul
1	0,0655	1,8	2,14			2479	2726	247	12	Expérience
			2,22			2477	2713	236	11,6	Calcul
0,39	0,0405	3,6	1,83			2515	2682	167	6,8	Expérience
			2			2515	2675	160	7,1	Calcul
0,16	0,026	5,4	1,38			2528	2665	137	4,2	Expérience
			1,53			2531	2659	128	4,3	Calcul

II.6. Comparaison entre les deux types de circuits étudiés.

La comparaison des tableaux 2 et 3 montre l'avantage de circuits ayant des coefficients de qualité inégaux ($Q_1 \neq Q_2$). Pour un indice de couplage donné (n^2), le facteur de mérite (c'est-à-dire l'intensité du courant secondaire à la fréquence d'accord) est plus élevé que dans le cas de coefficients égaux ($Q_1 = Q_2$). Sur la figure 8, nous avons reporté les courbes obtenues dans

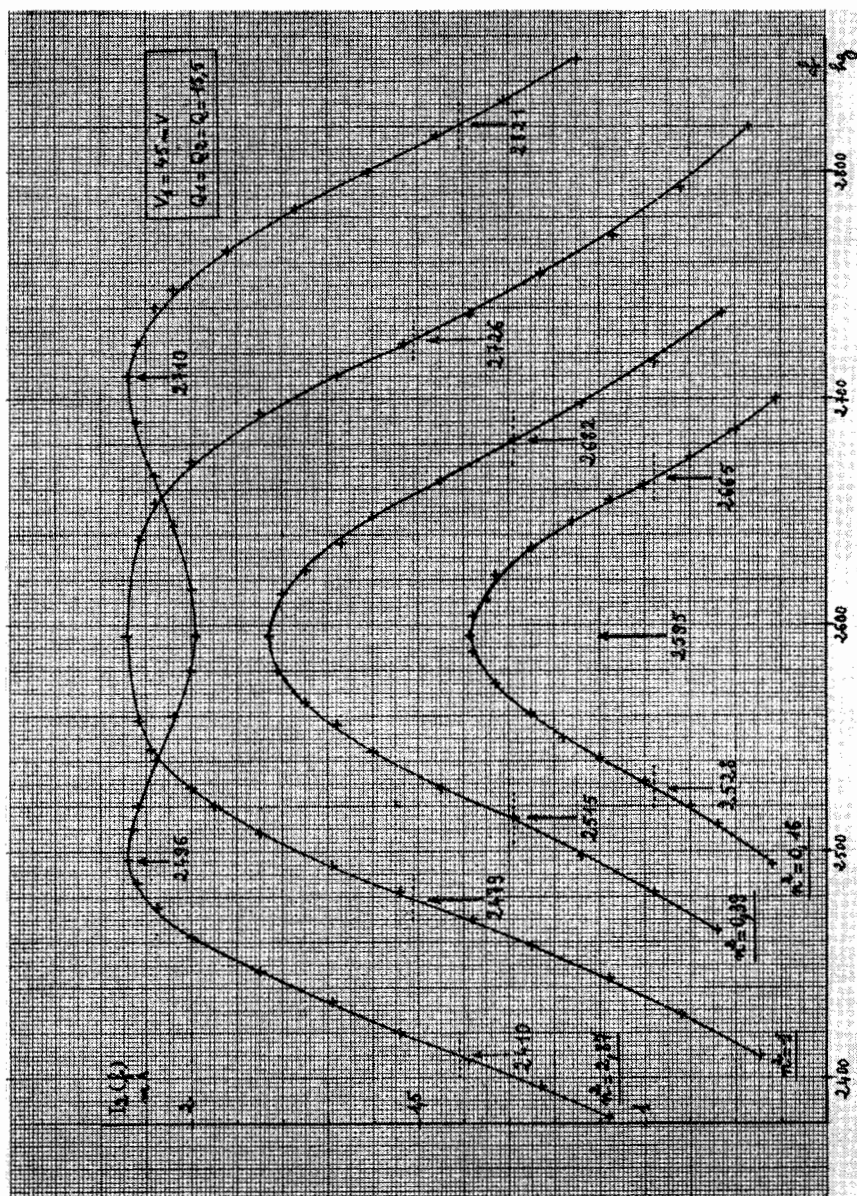


Fig. 7. — Courbes intensité secondaire en fonction de la fréquence pour différents couplages ($Q_1 \neq Q_2$).

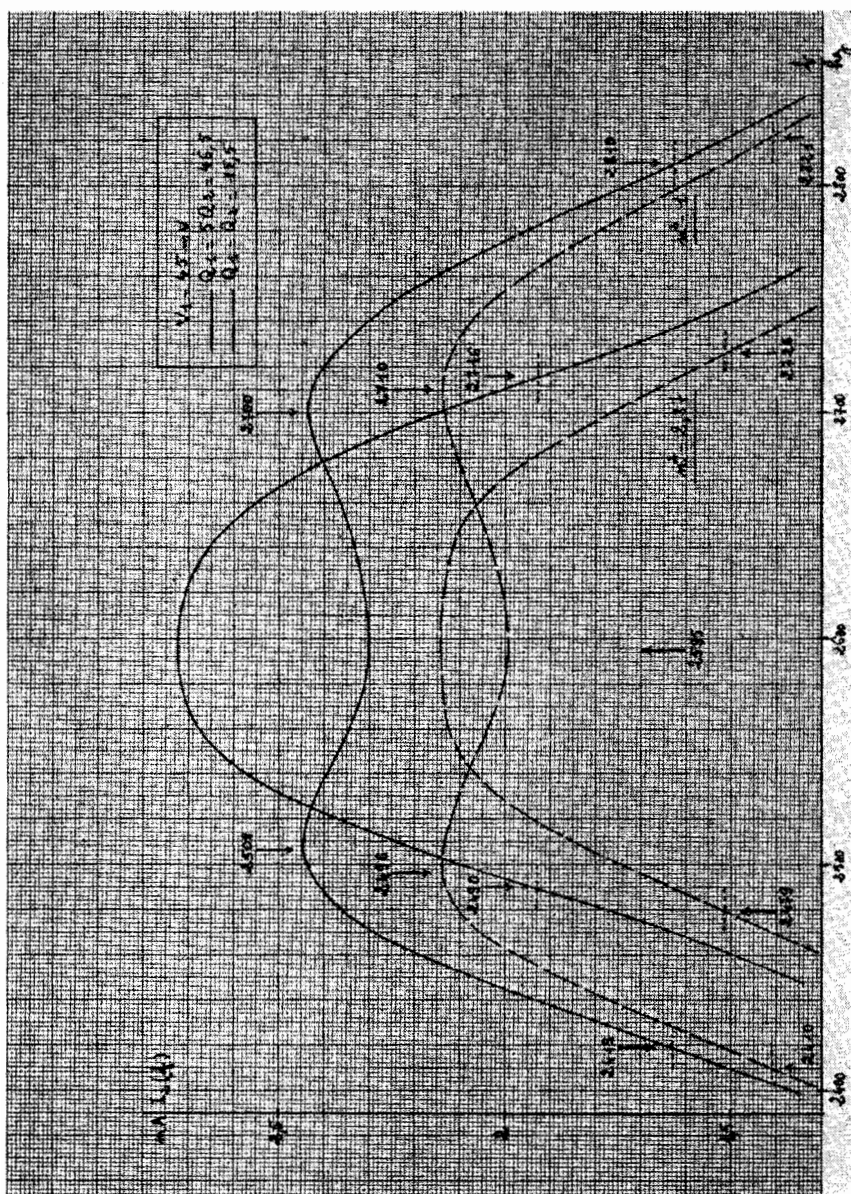


Fig. 8. — Comparaison de circuits étudiés.

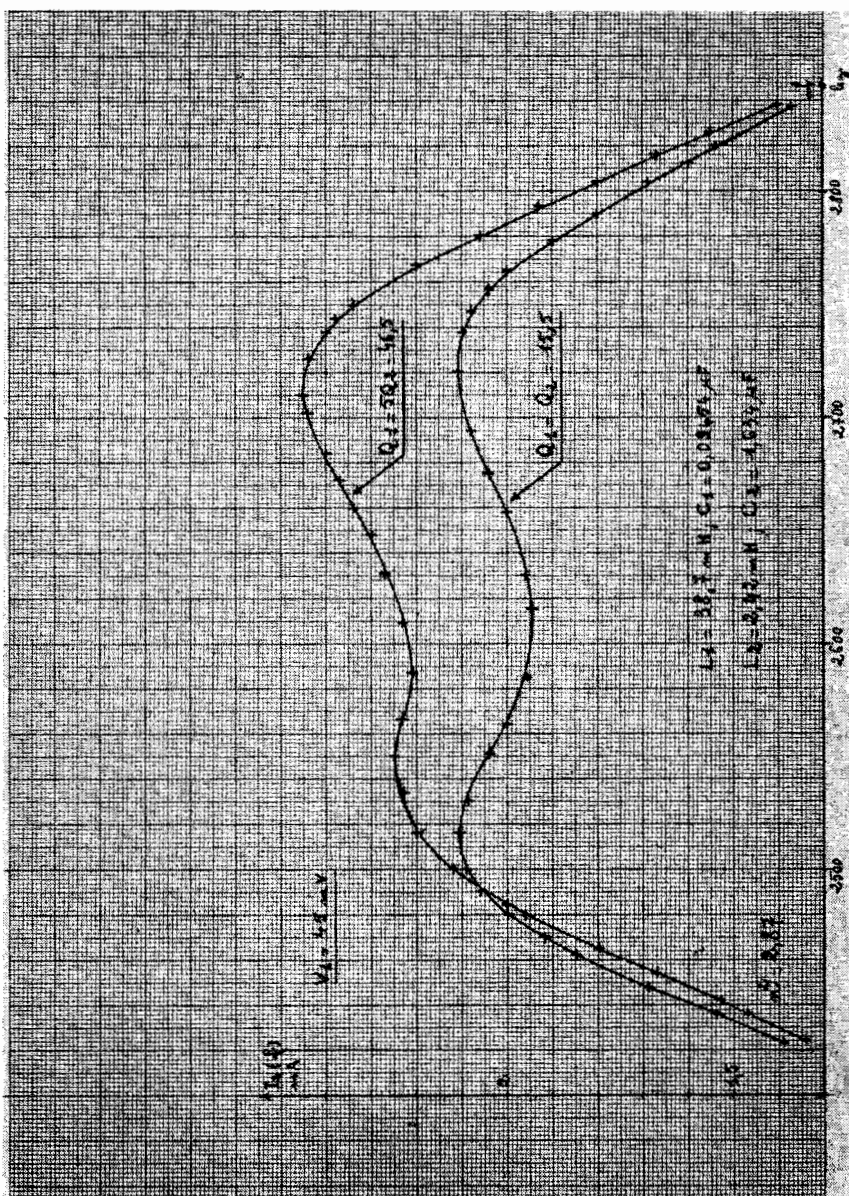


Fig. 9. — Effets dus à un désaccord des circuits primaire et secondaire.

les deux cas lorsque $n^2 = 2,87$ et $n^2 = 1$; ce qui permet une comparaison plus globale.

Cependant, pour des couplages serrés ($n^2 > 1$), les circuits à coefficients inégaux présentent un inconvénient lorsque les circuits primaire et secondaire sont désaccordés. La figure 9 représente les courbes intensité secondaire - fréquence relevées, pour les deux types de circuits, dans le cas où $n^2 = 2,87$ et où la capacité du circuit primaire est $C_1 = 0,09454 \mu\text{F}$ (soit une variation de 2 % par rapport aux études des paragraphes II.4. et II.5.). Dans le cas des circuits couplés de coefficients de qualité égaux, la courbe reste sensiblement symétrique, alors qu'une dissymétrie importante apparaît dans le cas de coefficients inégaux. Ce phénomène peut être expliqué par une théorie approchée.

En conclusion, nous retiendrons que la recherche d'un facteur de mérite maximum conduit à utiliser des circuits couplés à coefficients de qualité très différents. Cependant, dans le cas de circuits surcouplés, il est préférable de n'utiliser que des circuits dont les coefficients sont égaux.

J.-M. BERTHELOT,
(I.U.T. - Le Mans).

BIBLIOGRAPHIE

- F. VALENTIN. — *Circuits de l'électronique et de la radioélectricité*. — Tome I - pages 253-306.
-