EURELEC

SEMI - CONDUCTEURS

COURS DE BASE

ELECTRONIQUE

I - AMPLIFICATEURS SELECTIFS

Dans la dernière leçon, nous avons vu qu'un amplificateur ne peut fonctionner que dans un champ limité de fréquences, compris entre la FREQUENCE INFERIEURE ET SUPERIEURE DE COUPURE.

Malgré cette limitation, la BANDE PASSANTE des amplificateurs est relativement large et la fréquence supérieure de coupure peut facilement être mille fois plus grande que la fréquence inférieure.

C'est le cas par exemple pour un amplificateur dont la BANDE PASSANTE est comprise entre 20 Hz et 20 kHz.

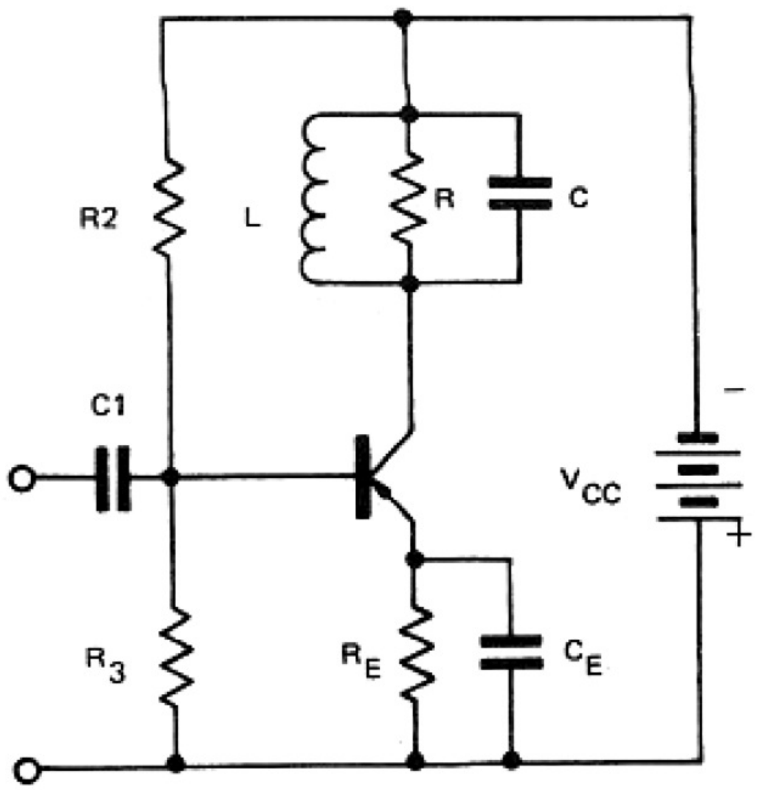
Ce genre d'amplificateur (même si la bande passante est plus restreinte) est dit APERIODIQUE, c'est-à-dire sans fréquence privilégiée dans une bande donnée.

Par contre en modifiant la nature de la CHARGE et du COUPLAGE, on peut obtenir une BANDE PASSANTE très ETROITE.

Dans ce cas le montage n'amplifie que les signaux d'une fréquence bien déterminée.

On dit alors que l'amplificateur est SELECTIF (ou ACCORDE).

Le schéma le plus simple d'un amplificateur SELECTIF est donné figure 1.



SCHEMA D'AMPLIFICATEUR SELECTIF

Figure 1

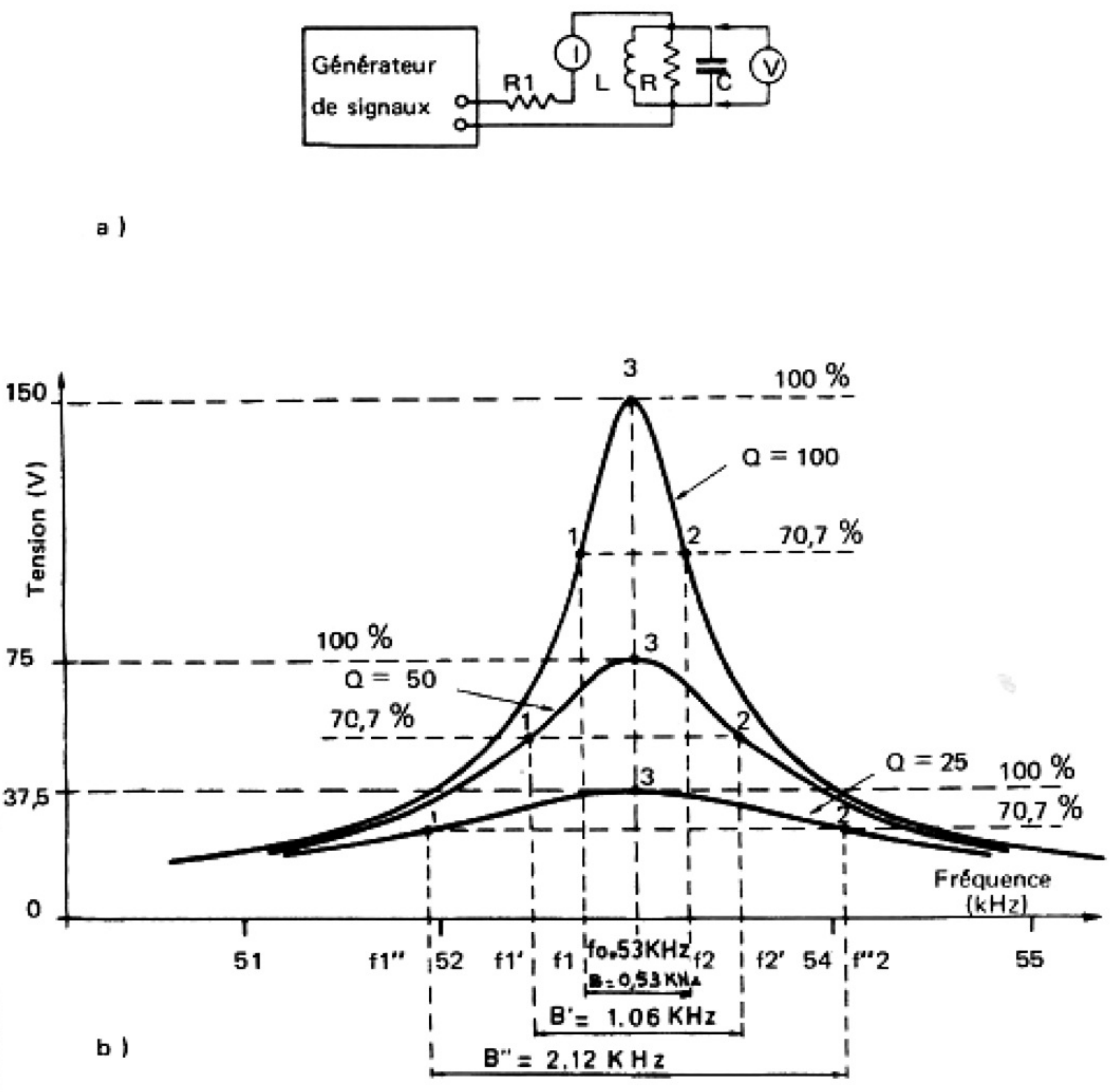
La CHARGE est constituée par un circuit résonnant, comprenant une bobine L et un condensateur C, plus une résistance R.

Avant de voir le fonctionnement du circuit de la figure 1, il est bon de rappeler brièvement les propriétés d'un circuit résonnant.

A cet effet, alimentons le circuit résonnant à l'aide d'un générateur de signaux, comme sur la figure 2-a.

Règlons la tension de sortie du générateur, de façon à ce que le courant indiqué par l'instrument I, ait une valeur de 1 mA par exemple.

Mesurons ensuite à l'aide de l'instrument V, la tension aux bornes du circuit résonnant.



DETERMINATION DES COURBES DE RESONANCE D'UN CIRCUIT RESONNANT

Figure 2

Répétons ces opérations pour différentes valeurs de fréquence.

On peut alors tracer sur un graphique, la courbe correspondant aux tensions en fonction de la fréquence (figure 2-b).

Cette courbe s'appelle la COURBE de RESONANCE du circuit considéré.

La fréquence pour laquelle la courbe atteint son sommet (point 3), prend le nom de FREQUENCE DE RESONANCE. On la désigne généralement par le symbole fo.

La valeur de fo dépend uniquement des valeurs de L et de C ; elle est donnée par la formule :

$$fo = \frac{159}{\sqrt{LC}} \text{ où}$$

fo = fréquence en Hz, si L est exprimée en H et C en μF

fo = fréquence en kHz, si L est exprimée en mH et C en nF

fo = fréquence en MHz, si L est exprimée en μH et C en pF

Cette formule est identique à celle que vous connaissez déjà ($f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$), mais dans ce cas, le quotient $1/2\pi$ est déjà effectué et multiplié par 1000, pour tenir compte des unités utilisées pour fo, L et C.

Pour avoir un exemple, donnons à L la valeur de 4,5 mH et à C la valeur de 2 nF.

La fréquence de résonance est alors de :

$$fo = \frac{159}{\sqrt{LC}} = \frac{159}{\sqrt{4{,}5 \times 2}} = \frac{159}{\sqrt{9}} = \frac{159}{3} = 53 \text{ kHz}$$

On peut démontrer qu'à la fréquence de résonance, la REACTANCE XL est égale à la réactance XC.

Ces réactances sont données par les formules :

$$XL = \frac{fo \times L}{159} \quad \text{et} \quad XC = \frac{159}{fo \times C} \quad \text{où}$$

XL et XC sont exprimées en kΩ si fo est donnéee en Hz, L en H et C en µF, où encore si fo est donnée en MHz, L en µH et C en pF.

Pour fo (cas de l'exemple) = 53 kHz avec L = 4,5 mH et C = 2 nF, on obtient :

$$XL = \frac{fo \times L}{159} = \frac{53 \times 4{,}5}{159} = \frac{238{,}5}{159} = 1{,}5 \text{ k}\Omega$$

$$XC = \frac{159}{fo \times C} = \frac{159}{53 \times 2} = \frac{159}{106} = 1{,}5 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur de la réactance à la résonance où XL = XC, sera indiquée par la suite par le symbole XO.

Pour expliquer l'allure de la courbe de résonance, on peut observer que les valeurs de tension reportées sur le graphique de la figure 2-b, sont données par le PRODUIT du courant (mesuré par l'instrument I et qui doit rester constant pour toutes les fréquences) par l'impédance du circuit.

Le circuit résonnant étant fourni par trois éléments en parallèle (L, C et R), son impédance est donnée par la mise en parallèle de ces trois éléments.

Cette impédance dépend évidemment de la fréquence.

A LA FREQUENCE DE RESONANCE, le circuit se comporte comme une SIMPLE RESISTANCE, de valeur égale à R.

Ce résultat est facile à comprendre. En effet, à la résonance nous avons XL = XC, dont les effets sont opposés, donc nuls.

Aux FREQUENCES INFERIEURES à celle de résonance, le circuit se comporte comme une résistance R, ayant toutefois une inductance L' en parallèle à ses bornes.

LA REACTANCE DE L' DECROIT A MESURE QUE LA FREQUENCE DIMINUE.

DANS LE MEME TEMPS, LA REACTANCE DE C' AUGMENTE.

Le courant passe donc plus facilement à travers l'inductance qu'à travers le condensateur.

On a ainsi, un EFFET SELFIQUE PREDOMINANT.

Aux FREQUENCES PLUS HAUTES que celle de la résonance, le circuit se comporte comme une résistance R ayant toutefois une capacité C' à ses bornes.

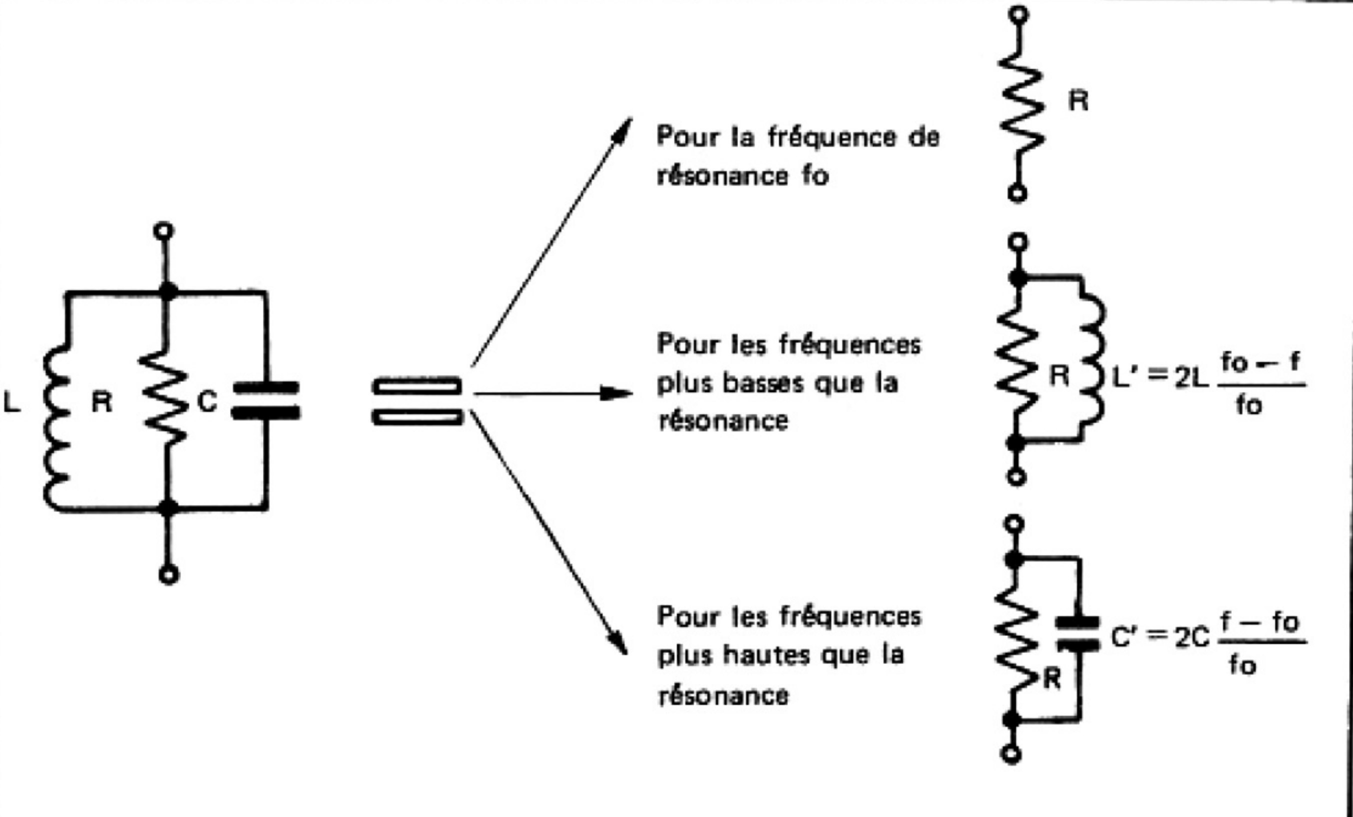
LA REACTANCE DE C' DECROIT A MESURE QUE LA FREQUENCE AUGMENTE.

Dans le même temps, la réactance de L' augmente. Le courant passe donc plus facilement à travers le condensateur qu'à travers l'inductance.

On a ainsi, un EFFET CAPACITIF PREDOMINANT.

Ces trois cas sont illustrés figure 3.

A la fréquence fo, la tension aux bornes du circuit est donc égale au produit du courant par la valeur de R.



CIRCUIT RESONNANT ET SES CIRCUITS EQUIVALENTS

Figure 3

Par exemple, si R = 150 kΩ et avec un courant I = 1 mA, la tension à pour valeur :

$$U = RI = 150 \times 1 = 150 \text{ Volts}$$

Pour des fréquences différentes de fo, l'impédance du circuit est inférieure à R, car en parallèle sur R se trouve la réactance de L' ou de C'.

Donc, la tension, est elle aussi inférieure à 150 volts.

Si dans le circuit de la figure 2-a, on réduit de moitié la valeur de R, la tension aux bornes du circuit à la résonance n'est plus que de 75 volts (figure 2-b).

La courbe de résonance est donc plus aplatie.

Dans les deux cas cependant, la fréquence de résonance est de 53 kHz.

C'est donc de la valeur de R, que dépend le **FACTEUR de QUALITE** du circuit, défini comme étant le rapport de R sur XO et désigné par la lettre Q (quelquefois par la lettre grecque ϵ = épsilon).

Dans le cas de l'exemple, R = 150 kΩ et XO = 1,5 kΩ, on à :

$$Q = \frac{R}{XO} = \frac{150}{1,5} = 100$$

Avec R = 75 kΩ on a par contre :

$$Q = \frac{R}{XO} = \frac{75}{1,5} = 50$$

On voit ainsi que plus la valeur de R est élevée, plus la valeur de Q est forte et par conséquent, plus la courbe de résonance est pointue.

La définition des fréquences de coupure que nous avons vue dans la dernière leçon, peut être mise en évidence sur la figure 2.

Il suffit en effet de déterminer l'emplacement des points 1 et 2, pour lesquels l'amplitude de la courbe est égale à 70,7 % de l'amplitude maximale.

Ces points correspondent évidemment aux fréquences F1 et F2.

Dans le cas d'un circuit résonnant, les **FREQUENCES DE COUPURE** sont toujours très proches de la **FREQUENCE DE RESONANCE.**

C'est la raison pour laquelle on donne comme valeurs caractéristiques d'un circuit résonnant, la BANDE PASSANTE B et la valeur de fo.

Rappelons que pour les circuits apériodiques, on donne au contraire les valeurs de F1 et F2.

La BANDE PASSANTE étant étroitement liée au FACTEUR de QUALITE du circuit résonnant, on peut démontrer que sa valeur est donnée par la formule :

$$B = \frac{fo}{Q}$$

Dans le cas de l'exemple, fo = 53 kHz et Q = 100, on a :

$$B = \frac{fo}{Q} = \frac{53}{100} = 0{,}53 \text{ kHz}$$

Pour Q = 50, on a au contraire :

$$B = \frac{fo}{Q} = \frac{53}{50} = 1{,}06 \text{ kHz}$$

On voit ainsi, QUE SI LA VALEUR DE Q DIMINUE, LA BANDE PASSANTE AUGMENTE.

Pour avoir une LARGE BANDE PASSANTE, il faut donc avoir une faible valeur de Q, que l'on obtient avec une faible valeur de R.

On dit alors QUE LE CIRCUIT RESONNANT EST TRES AMORTI.

Inversement, pour avoir une BANDE PASSANTE ETROITE, C'EST-A-DIRE UN CIRCUIT TRES SELECTIF, il faut un FAIBLE AMORTISSEMENT.

Cela implique l'utilisation d'une résistance R de valeur élevée, donc une valeur élevée de Q.

I - 1 - ETAGE AVEC CHARGE ACCORDE

Le schéma de la figure 1 est utilisable, chaque fois que l'on veut un amplificateur capable de SELECTIONNER et d'amplifier une SEULE FREQUENCE ou une ETROITE BANDE de fréquence.

Dans le domaine des récepteurs radio et télévision par exemple, ce circuit convient pour l'amplification FI (ce terme signifie FREQUENCE INTERMEDIAIRE ; il s'agit de la fréquence délivrée par l'ETAGE CONVERTISSEUR, dont l'étude sera faite dans le cours SPECIALISATION RADIO).

Le transistor à employer doit pouvoir évidemment fonctionner dans la gamme des fréquences désirées.

En d'autres termes, il convient de choisir un transistor HF.

Pour donner un exemple concret D'AMPLIFICATEUR SELECTIF, on peut étudier un ETAGE FI de récepteur, accordé sur 467 kHz et utilisant un transistor monté en EMETTEUR COMMUN.

Avant de passer à l'étude du schéma, il n'est pas inutile de rappeler ou de préciser certains points.

Remarquons tout d'abord que LE CIRCUIT RESONNANT SE COMPORTE COMME UNE SIMPLE RESISTANCE, POUR LA FREQUENCE DE RESONANCE et pour cette seule fréquence.

La CHARGE de l'amplificateur est donc constituée par la résistance R, placée en parallèle sur L et sur C.

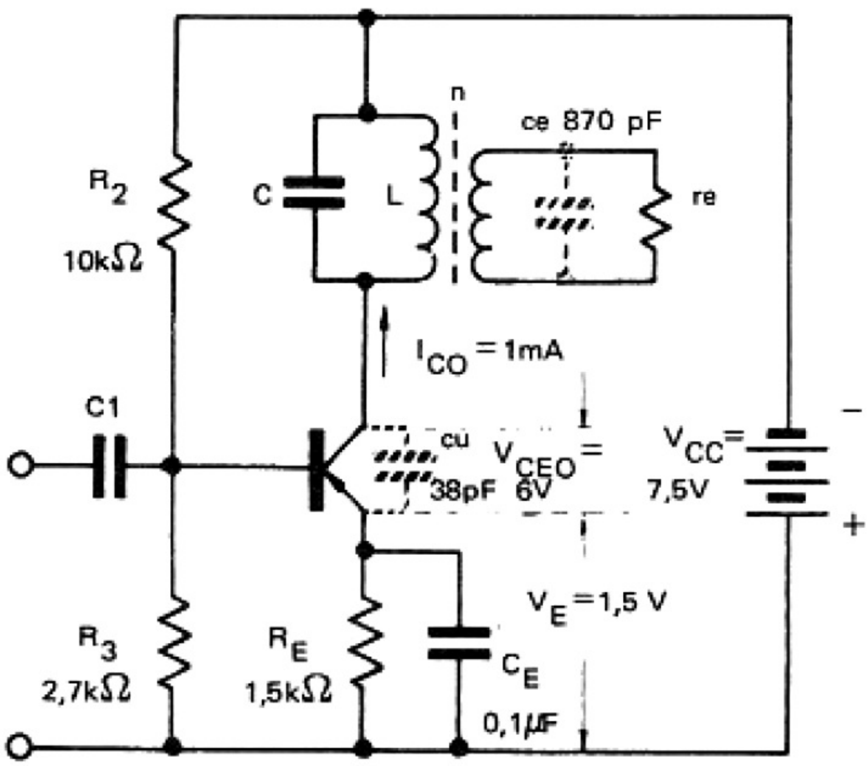
LA DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE n'est alors autre, que celle qui correspond à la valeur de R.

Précisons ensuite qu'en pratique, la résistance R est constituée par la résistance d'entrée de l'étage suivant.

Or cette résistance est généralement beaucoup plus basse que celle de sortie de l'étage considéré.

Aussi, pour obtenir un **GAIN** satisfaisant, il est nécessaire de **COUPLER** les deux étages à l'aide d'un **TRANSFORMATEUR**.

En pratique, l'étage se présente comme sur la figure 4. Dans ce circuit, re constituant la charge du secondaire du transformateur, représente l'étage suivant.



SCHEMA D'AMPLIFICATEUR A FREQUENCE INTERMEDIAIRE

Figure 4

Les résistances R_2, R_3 et R_E assurent la POLARISATION et la STABILISATION thermique du transistor.

Les valeurs de ces résistances sont telles, que le transistor fonctionne avec un courant COLLECTEUR I_{CO} de 1 mA et que la tension COLLECTEUR-EMETTEUR est de V_{CEO} = 6 volts.

Ces valeurs de courant et de tensions sont celles recommandées par le constructeur, comme on peut le voir figure 5.

En observant le schéma de la figure 4, on voit que la droite statique de charge ne correspond à R_E = 1,5 kΩ, que si la résistance de la bobine L est négligeable.

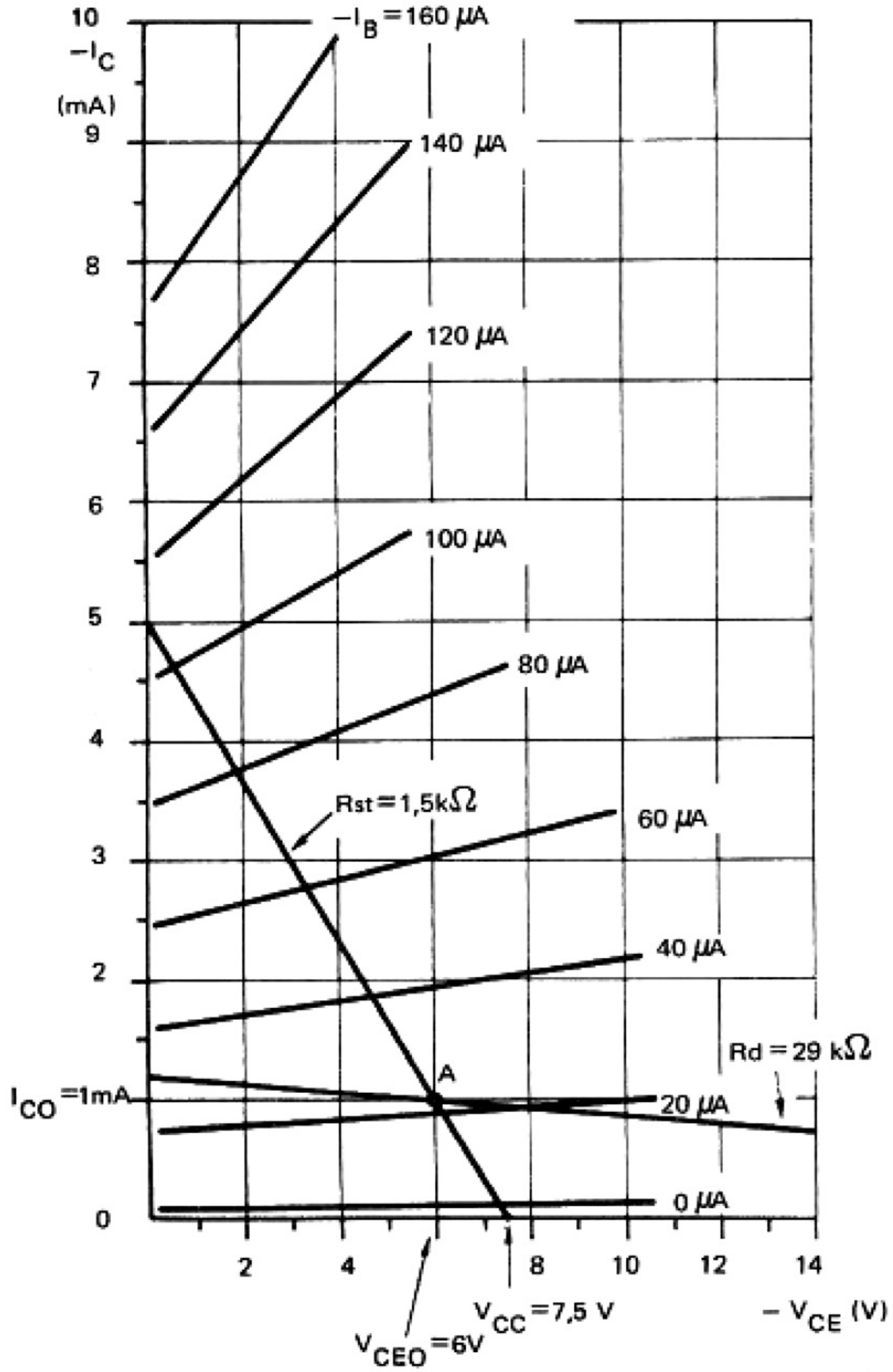
Pour le point de travail A, le transistor, suivant les données du constructeur à les caractéristiques suivantes :

Résistance d'entrée	re	=	0,8 kΩ
Capacité d'entrée	ce	=	870 pF
Résistance de sortie	ru	=	29 kΩ
Capacité de sortie	cu	=	38 pF
Transconducteur	gm	=	35 mA/V

Pour obtenir le GAIN de puissance maximal, il faut comme nous l'avons vu dans les leçons précédentes, que la droite de charge dynamique corresponde à une valeur de résistance, égale à la résistance de sortie du transistor (donc 29 KΩ dans le cas de l'exemple).

Puisque la résistance d'entrée de l'étage suivant (étage identique à celui que l'on étudie) est de 0,8 kΩ également, on en déduit que le RAPPORT DE TRANSFORMATION n, doit étre de :

$$n = \sqrt{re/ru} = \sqrt{0,8/29} = 0,16 \text{ environ}$$



DROITE DE CHARGE STATIQUE ET DYNAMIQUE DU CIRCUIT DE LA FIGURE 4

Figure 5

Il reste à déterminer les valeurs de l'inductance L et de la capacité C formant le circuit résonnant.

Ces valeurs doivent évidemment être déterminées non seulement en fonction de la fréquence de résonance (467 kHz dans notre cas), mais aussi en fonction de la BANDE PASSANTE que l'on désire.

En radio, la bande passante dans le cas de la MODULATION D'AMPLITUDE est fixée à 9 kHz.

Il faut ici observer que le circuit résonnant formé par C et par L (figure 4) est AMORTI non seulement par la résistance d'entrée du transistor de l'étage suivant, mais aussi par la résistance de sortie du transistor de l'étage étudié.

En effet, le transistor de la figure 4 a son COLLECTEUR relié directement à l'extrémité inférieure du circuit résonnant, alors que son EMETTEUR se trouve relié à l'extrémité supérieure de ce même circuit, par l'intermédiaire de C_E et de la pile d'alimentation.

La pile ne présente toutefois qu'une résistance interne très faible et C_E, pour la fréquence en jeu, ne constitue qu'une liaison de résistance négligeable.

Il résulte de ces remarques, que pour la composante alternative, l'EMETTEUR est pratiquement relié directement à l'extrémité supérieure du circuit résonnant.

En d'autres termes cela signifie que le transistor se trouve en PARALLELE sur le CIRCUIT résonnant.

La résistance R amortissant ce circuit et déterminant la BANDE PASSANTE est donc donnée par la résistance équivalente de l'ensemble formé par la résistance d'entrée du transistor suivant (re) ramenée au primaire, et par la résistance ru de sortie du transistor de l'étage étudié. Ces deux résistances sont en parallèle.

En rappelant que pour avoir le gain de puissance maximal, on a déterminé le rapport de transformation, de façon à ce que re ramenée au primaire, prenne la même valeur que ru, on en DEDUIT QUE LA VALEUR DE R EST EGALE A LA MOITIE de ru.

Dans le cas de l'exemple, puisque ru = 29 kΩ R = 29/2 = 14,5 kΩ.

Voyons maintenant comment calculer L et C. On cherche en premier lieu la valeur de Q du circuit, nécessaire pour avoir la BANDE PASSANTE voulue.

On applique à cet effet la formule :

$$Q = \frac{fo}{B} = \frac{467}{9} = 51{,}58, \text{ soit } 52 \text{ environ}$$

On procède ensuite au calcul de la valeur de la réactance XO, à l'aide de la formule :

$$XO = \frac{R}{Q} = \frac{14{,}5}{52} = 0{,}279 \text{ k}\Omega$$

On tire enfin les valeurs de L et de C avec les formules suivantes, dans lesquelles L est exprimée en mH et C en nF si XO est exprimée en kΩ et fo en kHz :

$$L = \frac{159 \times XO}{fo} = \frac{159 \times 0{,}279}{467} = 0{,}095 \text{ mH}$$

$$C = \frac{159}{fo \times XO} = \frac{159}{467 \times 0{,}279} = 1{,}22 \text{ nF}$$

On peut vérifier immédiatement qu'avec ces valeurs, on obtient bien la fréquence de résonance désirée.

En effet, en appliquant la formule :

$$fo = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$ on a bien :

$$fo = \frac{159}{\sqrt{0{,}095 \times 1{,}22}} = \frac{159}{\sqrt{0{,}116}} = \frac{159}{0{,}34} = 467 \text{ kHz}$$

En pratique il faut cependant utiliser une valeur de C, inférieure à celle calculée.

En observant la figure 4, on voit en effet que la capacité de sortie cu (de 38 pF), se trouve en parallèle sur le circuit résonnant (pour le même motif que l'on a vu, au sujet de la résistance de sortie du transistor).

La capacité d'entrée du transistor suivant, ramenée au primaire, se trouve également en parallèle avec L.

Dans le cas de l'exemple, nous avons ce = 870 pF. Cette valeur, ramenée au primaire, donne une valeur capacitive de :

$$c'e = ce.n^2 = 870 \times (0.16)^2 = 22 \text{ pF environ}$$

En parallèle sur L on trouve en outre les capacités parasites des différentes liaisons du câblage, pouvant atteindre Cp = 18 pF environ.

On doit donc diminuer la valeur de C d'une valeur de :

$$cu + c'e + Cp = 38 + 22 + 18 = 78 \text{ pF soit } 80 \text{ pF environ.}$$

On obtient ainsi pour C une valeur de :

$$C = 1220 - 80 = 1140 \text{ pF}$$

Cette valeur, de même que celle de L, sont-elles critiques ?

Oui en théorie pour avoir une fréquence de résonance de 467 kHz, non en pratique, car afin de tenir compte des caractéristiques des transistors qui ne sont jamais parfaitement identiques entres-elles et des capacités parasites qui différent en fonction du câblage, on PREVOIT un réglage de l'inductance L, permettant de rattraper les différences éventuelles.

Ce réglage (inductance avec noyau réglable) permet donc d'accorder le circuit sur la fréquence exacte.

I - 2 - CIRCUIT REEL

Dans l'étude effectuée jusqu'ici, on a supposé que l'inductance L ne présentait aucune résistance au passage du courant.

En réalité la résistance de L n'est pas nulle, car le fil utilisé pour réaliser la bobine, possède bien une résistance électrique.

D'autre-part, la résistance présentée par ce fil au passage DU COURANT ALTERNATIF, est beaucoup plus élevée que celle présentée en COURANT CONTINU.

Cela est dû à l'EFFET PELLICULAIRE, appelé également EFFET DE PEAU (SKIN EFFECT).

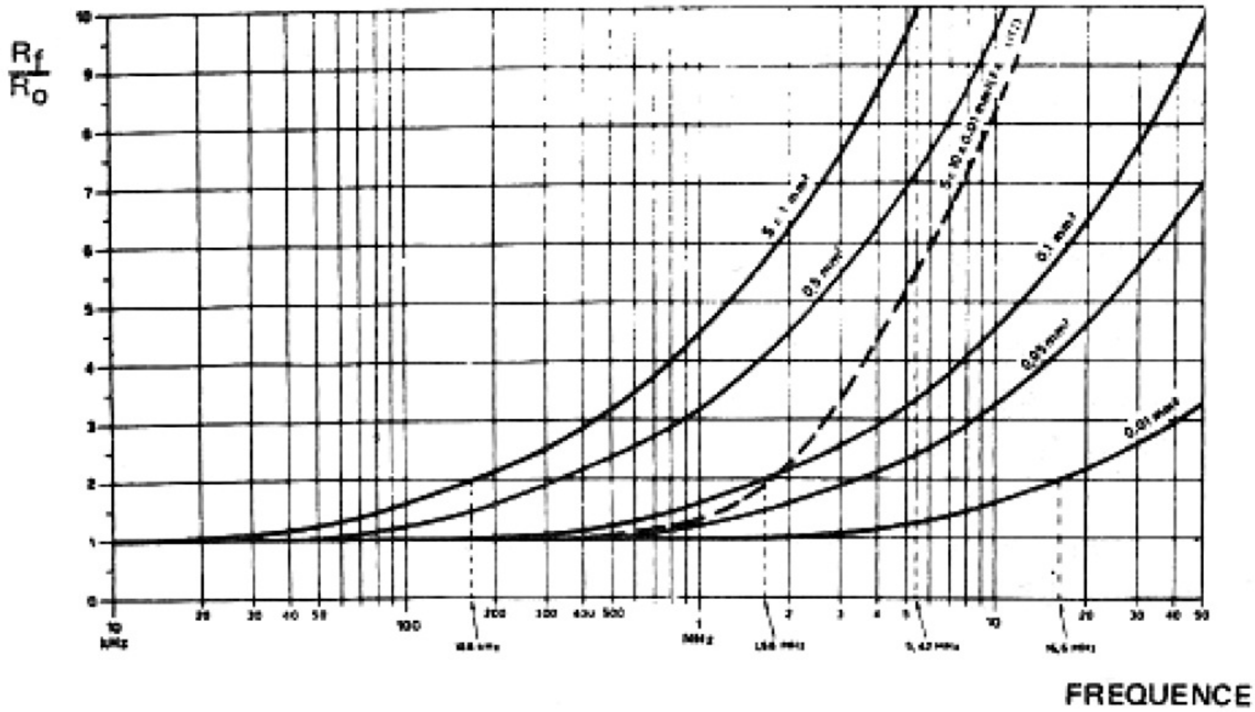
Cet effet désigne un phénomène pour lequel un courant alternatif ne se répand pas uniformément sur toute la section du conducteur (comme le fait un courant continu) mais se concentre à la surface.

La partie centrale du conducteur n'est donc pas parcourue par le courant. Le fil se comporte donc, comme s'il était constitué d'une pellicule conductrice autour d'un support isolant (d'où le nom d'effet pelliculaire ou effet de peau).

La section conductrice est ainsi réduite, donc sa résistance est plus élevée que celle présentée au courant continu.

L'EFFET PELLICULAIRE dépend de la fréquence du courant (plus la fréquence est élevée, plus l'effet est important, donc plus la résistance est grande) et de la section du conducteur (plus la section est forte plus l'effet est grand).

Le tableau de la figure 6 donne différentes courbes, permettant d'avoir un ordre de grandeur sur l'effet pelliculaire.



AUGMENTATION DE LA RESISTANCE D'UN FIL DE CUIVRE AVEC LA FREQUENCE

Figure 6

Ainsi, pour un fil de cuivre de 1 mm^2 de section, à la fréquence de 166 kHz, on a un rapport de Rf/Ro = 2.

Cela signifie qu'à la fréquence de 166 kHz, la résistance Rf du conducteur considéré, est deux fois plus grande que la résistance Ro de ce même conducteur, en présence d'un courant continu.

A la fréquence de 5,42 MHz, le rapport Rf/Ro, atteint 10, soit une résistance dix fois plus élevée.

EXEMPLE : Si un conducteur en cuivre de 1 m de long et 1 mm^2 de section, présente au courant continu une résistance de 17,8 mΩ (millièmes d'ohm), à 166 kHz sa résistance sera de 17,8 X 2 = 35,6 mΩ et à 5,42 MHz de 17,8 X 10 = 178 mΩ

En prenant maintenant un conducteur de 0,1 mm^2 de section seulement, on voit qu'il faut atteindre la fréquence de 1,66 MHz pour que le rapport Rf/Ro, atteigne la valeur de 2.

En adoptant une section encore plus faible (0,01 mm^2), on peut monter jusqu'à 16,6 MHz avant d'obtenir une résistance deux fois plus grande qu'en courant continu.

En d'autres termes cela signifie que l'augmentation de la résistance d'un conducteur en fonction de la fréquence, est d'autant plus petite que la section de ce conducteur est faible.

C'est pour cette raison que les bobinages prévus pour fonctionner sur des fréquences élevées, sont REALISES AVEC UN CONDUCTEUR MULTI-BRINS, (fil divisé) C'EST-A-DIRE UN CONDUCTEUR FORME DE NOMBREUX PETITS FILS DE FAIBLE SECTION, ISOLES LES UNS DES AUTRES.

Ce fil est connu sous le nom de FIL de LITZENDRATH, plus souvent d'ailleurs appelé FIL DE LITZ.

Ainsi, au lieu d'utiliser un fil unique de 0,1 mm^2 par exemple, on prend dix fils torsadés et isolés les uns des autres, de 0,01 mm^2 de section.

La section totale reste bien de 0,01 X 10 = 0,1 mm^2.

La figure 6, donne la résistance d'un fil de LITZ de ce type en fonction de la fréquence (courbe en pointillé).

On voit immédiatement que jusqu'à 2 MHz environ, le fil de LITZ est moins résistant qu'un conducteur unique de 0,1 mm^2 de section.

Par contre, au-dessus de 2 MHz le fil de LITZ présente une rapide augmentation de résistance, qui atteint des valeurs supérieures à celle d'un conducteur unique de 0,1 mm^2.

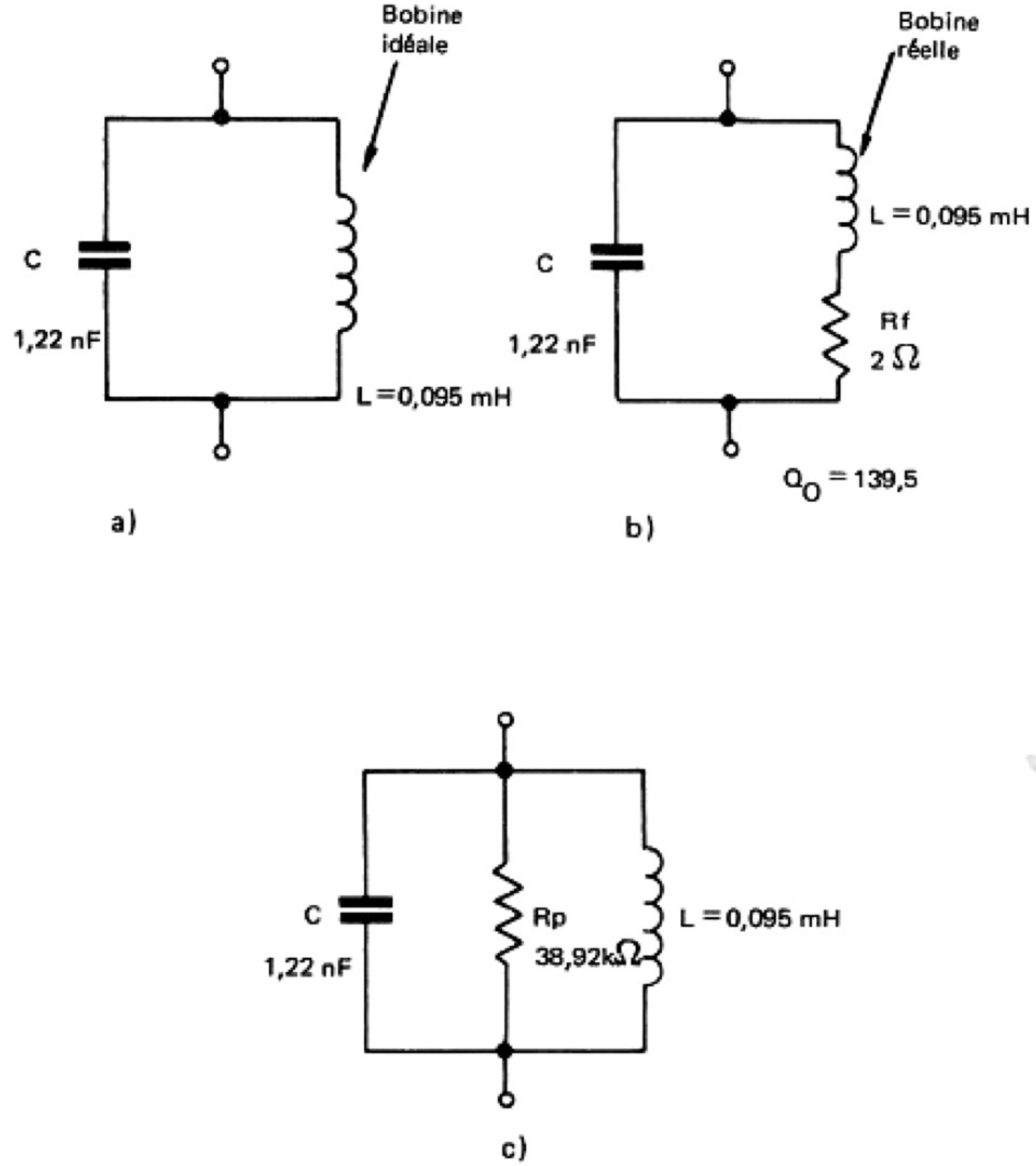
En conclusion, pour des fréquences inférieures à 2 MHz, il convient pour réaliser les bobinages d'utiliser du FIL DIVISE (FIL DE LITZ).

Au-delà de 2 MHz, ce fil ne convient plus et il faut employer un conducteur unique.

Pour tenir compte de la résistance de la bobine, on peut considérer que L est formé par une inductance parfaite, ayant en série, une résistance Rf, de valeur égale à la résistance présentée par la bobine, à la fréquence de travail.

Le circuit résonnant théorique de la figure 7-a, peut ainsi être représenté dans sa version réelle, comme sur la figure 7-b.

En reprenant l'exemple précédent, on aura toujours C = 1,22 nF et L = 0,095 mH à laquelle il conviendra d'ajouter en série, une résistance Rf de 2 Ω par exemple.



CIRCUIT REEL ET SCHEMAS EQUIVALENTS TYPE SERIE ET PARALLELE

Figure 7

Cette valeur de $2\,\Omega$ correspond évidemment à la résistance du fil constituant la bobine, augmentée du rapport Rf/Ro, donnée par le tableau de la figure 6.

Un circuit résonnant comme celui de la figure 7-b, présente un **FACTEUR DE QUALITE**, donné par la formule :

$$Qo = \frac{Xo}{Rf} \quad \text{avec}$$

Xo = réactance de l'inductance à la résonance

Rf = résistance de la bobine à la fréquence de travail.

Dans l'exemple donné, nous avons donc :

$$Qo = \frac{Xo}{Rf} = \frac{279}{2} = 139{,}5$$

Le circuit réel de la figure 7-b est donc caractérisé non seulement par la valeur de C et de L, mais aussi par son **FACTEUR DE QUALITE Q**, dépendant de la résistance de la bobine.

Ce facteur de qualité est évidemment d'autant plus bas que la valeur de Rf est faible.

Avec un circuit résonnant, **AMORTI** par une résistance Rp en parallèle (figure 7-c), on peut démontrer que pour avoir le **MEME FACTEUR DE QUALITE** qu'avec un circuit résonnant avec résistance série, la valeur de Rp doit être égale à Qo^2 fois la valeur de Rf.

Dans notre exemple, Rp devrait donc avoir la valeur de :

$$Rp = Qo^2 \times Rf = (139{,}5 \times 139{,}5) \times 2 = 19\,460{,}25 \times 2 =$$
$$38\,920{,}50\ \Omega \quad \text{soit} \quad 38{,}92\ \text{k}\Omega$$

On voit ainsi qu'en reprenant la formule donnée pour le circuit de la figure 2, on trouve pour celui de la figure 7-c, une valeur de Q égal à :

$$Q = R/Xo = 38{,}92/0{,}279 = 139{,}5$$

Cette valeur est bien égale à celle de Qo.

On peut donc conclure, en disant qu'un circuit résonnant réel, se comporte comme un circuit résonnant idéal, AMORTI par une résistance Rp en parallèle.

Plus la valeur de Rp est faible (ou plus la valeur de Rf est forte), plus l'AMORTISSEMENT EST GRAND, c'est-à-dire plus le facteur de qualité Qo, propre au circuit est petit.

I - 3 - GAIN EN PUISSANCE NEUTRODYNAGE

Dans un amplificateur comme celui de la figure 4, le GAIN DE COURANT OU DE TENSION n'est pas aussi intéressant que le GAIN DE PUISSANCE.

Lorsque la TRANSCONDUCTANCE est donnée, le GAIN de puissance peut être calculé avec la formule :

$$Gp = \frac{gm^2 \times re \times ru}{4}$$

ou les valeurs de re et ru doivent être exprimées en kΩ si la transconductance est exprimée en mA/V.

Dans le circuit considéré, le transistor ayant une transconductance gm = 35 mA/V, re = 0,8 kΩ et ru = 29 kΩ, le GAIN DE PUISSANCE est de :

$$Gp = \frac{35^2 \times 0,8 \times 29}{4} = 7105$$

Il s'agit là du GAIN MAXIMUM que l'on puisse obtenir dans le cas d'un circuit idéal, c'est-à-dire avec une bobine sans résistance.

En pratique ce gain est donc plus faible, mais plus la valeur de Qo du circuit résonnant est élevée, plus on peut s'approcher du GAIN théorique.

Une autre cause de la diminution du gain par rapport à celui calculé, est due à la présence de la capacité de la jonction COLLECTEUR-BASE.

Pour mettre en évidence cette capacité, elle est représentée en pointillé sur la figure 8 (C_{CB}).

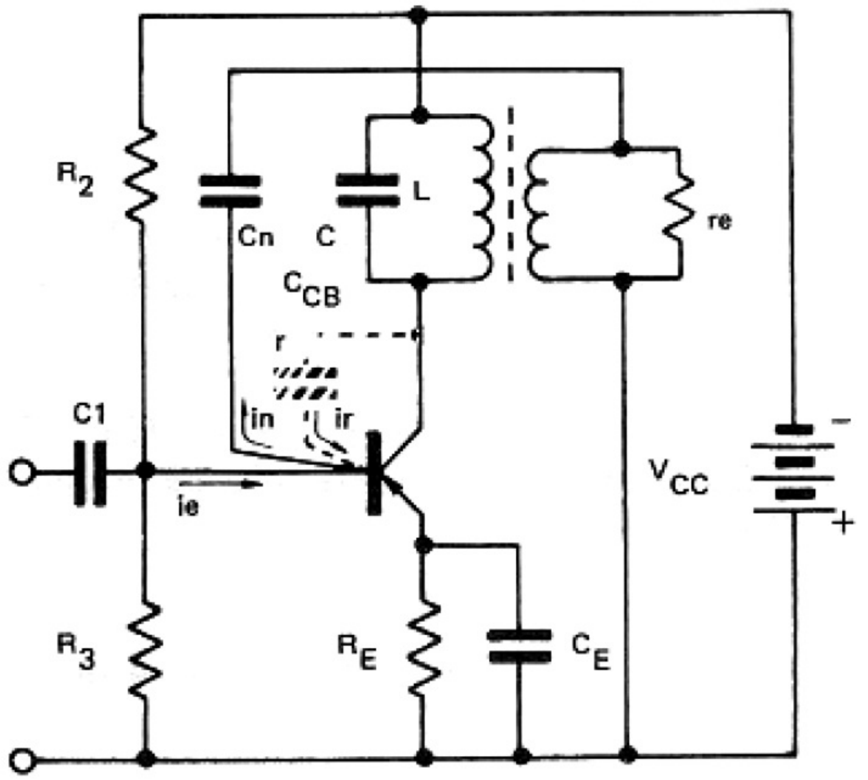
On remarque immédiatement qu'à travers C_{CB} , une partie du signal de sortie, revient à l'entrée du transistor et se superpose ainsi au signal de commande.

En raisonnant en termes de courant, on peut dire qu'au courant ie (courant de commande), se superpose le courant ir, allant à travers C_{CB}, du COLLECTEUR à la BASE.

Or ir étant en PHASE avec ie, le courant résultant est plus intense.

Tout se passe donc, comme si le courant de commande était amplifié avait d'être appliqué sur la BASE.

La PUISSANCE de sortie est alors plus grande, si grande même que l'étage passe de la fonction AMPLIFICATEUR à la FONCTION OSCILLATEUR.



NEUTRALISATION DE LA CAPACITE COLLECTEUR-BASE

Figure 8

Vous reconnaissez là, le phénomène de la REACTION.

Pour éviter les inconvénients dus à C_{CB}, il faut procéder au NEUTRODYNAGE (figure 8), c'est-à-dire faire parvenir sur la BASE, un second courant in, de PHASE OPPOSEE à ir.

A cet effet, on branche un condensateur Cn entre la BASE et le secondaire du transformateur.

Etant donné que le courant circulant dans le secondaire est en opposition de phase par rapport au courant circulant dans le primaire, il est évident que in est de sens opposé à ir.

En adoptant une valeur appropriée pour Cn, on fait en sorte que les deux courants se NEUTRALISENT (ce qui se produit lorsque in a la même valeur que ir.

Il convient de remarquer que le NEUTRODYNAGE est nécessaire dans les TRANSISTORS A ALLIAGE, pour lesquels la capacité C_{CB} a une valeur de l'ordre d'une dizaine de picofarads.

Dans les TRANSISTORS A DIFFUSION (DRIFT), cette capacité C_{CB} est considérablement plus petite et dans la plupart des cas, le NEUTRODYNAGE est inutile.

I - 4 - COUPLAGE AVEC TRANSFORMATEUR A PRIMAIRE ET SECONDAIRE ACCORDES

Pour le couplage entre deux étages du type de celui que l'on vient de voir, on utilise le plus souvent un TRANSFORMATEUR avec PRIMAIRE et SECONDAIRE ACCORDES.

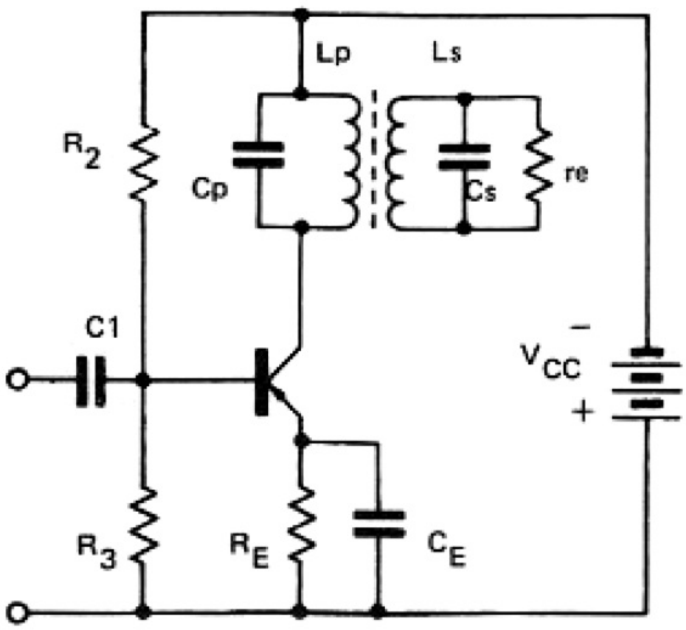
Le schéma se présente alors comme sur la figure 9.

Les deux circuits résonnants, c'est-à-dire Lp et Cp d'une part et Ls et Cs d'autre part, sont naturellement accordés sur la même fréquence.

Un transformateur du type de celui équipant le schéma de la figure 4, est réalisé en enroulant sur un support isolant cylindrique, le secondaire sur le primaire (voir figure 10-a).

Un noyau ferromagnétique fileté, est vissé à l'intérieur du support isolant.

En vissant ou dévissant plus ou moins ce noyau on fait varier l'inductance, ce qui permet d'accorder exactement le circuit sur la fréquence voulue.



ETAGE AVEC TRANSFORMATEUR A PRIMAIRE ET SECONDAIRE ACCORDES

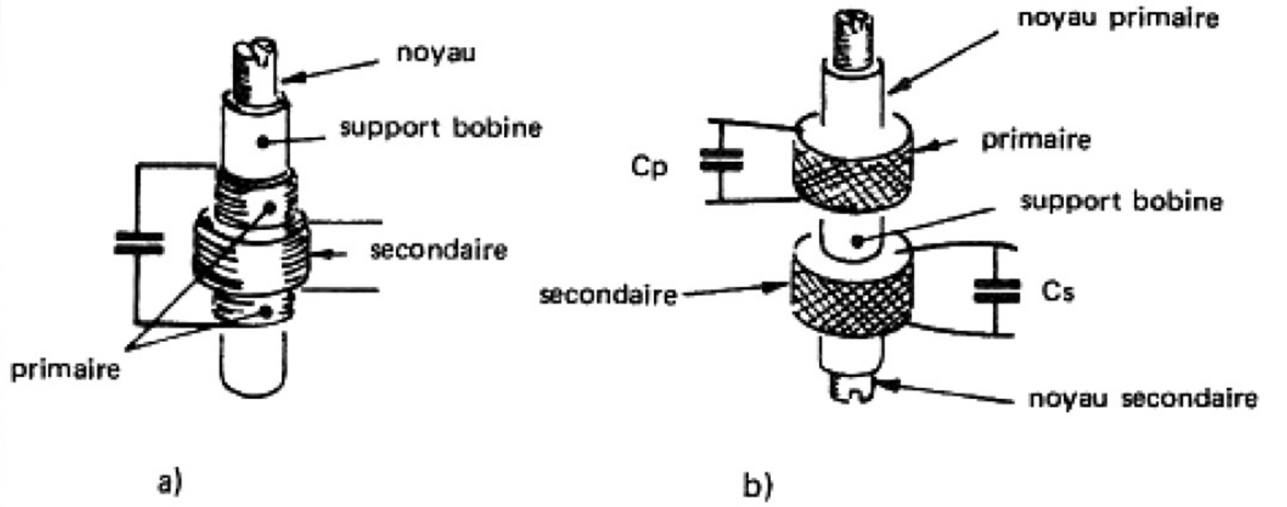
Figure 9

Le transformateur avec primaire et secondaire accordés (figure 10-b) comporte au contraire deux bobines séparées, enroulées sur le même rapport.

Celui-ci comporte deux noyaux ferromagnétiques, permettant d'accorder le circuit primaire et le circuit secondaire.

Ces deux types de transformateurs sont placés dans un petit boîtier métallique, dans lequel se trouve également les condensateurs d'accord.

Le boîtier joue le rôle d'écran, c'est-à-dire évite le rayonnement parasite des bobinages d'une part et soustrait ceux-ci à l'influence des courants extérieurs d'autre part.



a) TRANSFORMATEUR DE COUPLAGE A PRIMAIRE ACCORDE
b) TRANSFORMATEUR DE COUPLAGE A PRIMAIRE ET SECONDAIRE ACCORDES

Figure 10

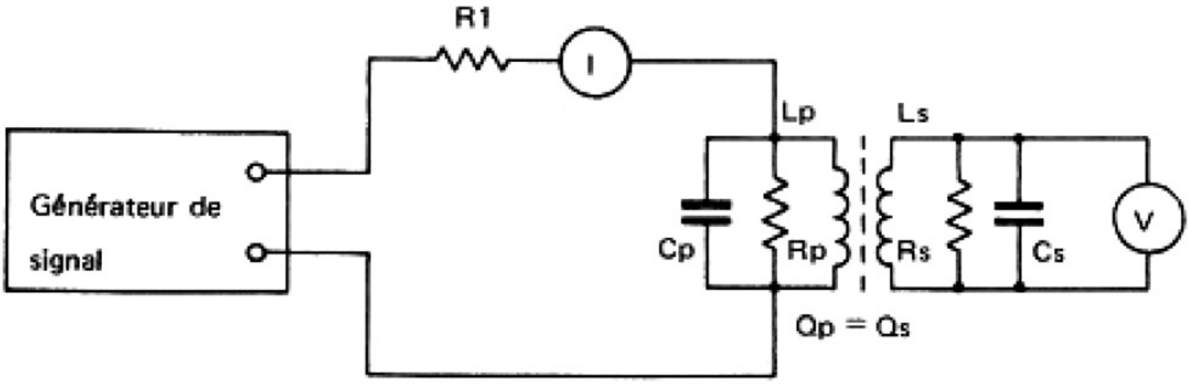
Voyons maintenant le fonctionnement du circuit de la figure 9.

La différence essentielle entre celui-ci et les circuits précédents, réside dans l'allure de la courbe de résonance.

La figure 11 représente le montage permettant de relever cette courbe.

On fait circuler dans le primaire un courant de valeur constante et de fréquence variable autour de la fréquence de résonance.

En même temps on mesure la valeur de la tension présente aux bornes du secondaire.



DETERMINATION DE LA COURBE DE RESONANCE D'UN TRANSFORMATEUR A PRIMAIRE ET SECONDAIRE ACCORDES

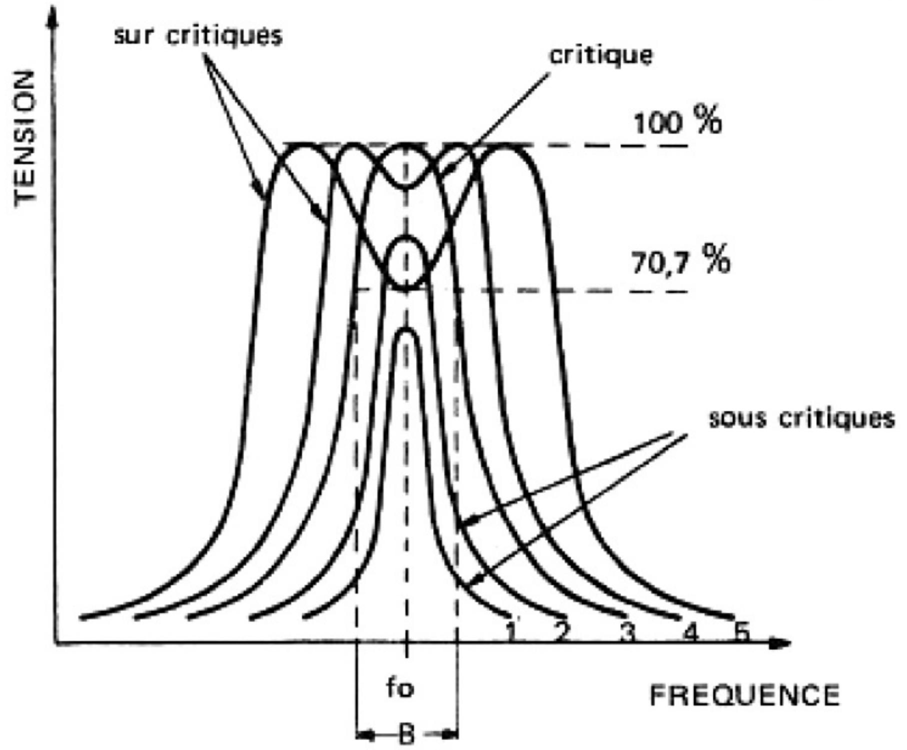
Figure 11

Les courbes obtenues différent suivant le couplage existant entre les deux bobines, c'est-à-dire suivant la distance à laquelle elles sont placées l'une de l'autre.

La figure 12 met en évidence l'influence du couplage.

Il faut noter que la tension augmente lorsqu'on rapproche les bobines l'une de l'autre (augmentation du couplage).

Ainsi, en partant d'un couplage faible et en augmentant celui-ci, on trouve des courbes dont l'amplitude augmente également (courbe 1 - 2 et 3).



COURBE DE RESONANCE DU TRANSFORMATEUR DE LA FIGURE 11 POUR DIFFERENTS DEGRES DE COUPLAGE

Figure 12

Cependant, à partir d'un certain degré de couplage, non seulement l'amplitude cesse de croître, mais au contraire diminue pour la fréquence de résonnance et atteint un maximum pour deux fréquences distinctes, l'une supérieure l'autre inférieure à la fréquence de résonance.

Le couplage pour lequel on obtient la valeur maximum de la tension secondaire à la fréquence de résonance (courbe 3) s'appelle COUPLAGE CRITIQUE.

Pour les valeurs inférieures de tension on parle de couplage SOUS CRITIQUE (courbe 1 et 2).

On appelle enfin COUPLAGE SUR CRITIQUE, celui pour lequel la tension secondaire se présente comme sur les courbes 4 et 5 de la figure 12.

Précisons que ces appellations peuvent varier selon les auteurs.

En effet on peut écrire :

COUPLAGE SOUS CRITIQUE ou COUPLAGE LACHE

COUPLAGE SUR CRITIQUE ou COUPLAGE SERRE (ou ETROIT)

En pratique on adopte le COUPLAGE CRITIQUE ou le couplage légèrement supérieur, de façon à conserver la tension maximum pour la fréquence de résonance, ou deux pointes de tensions, proches de cette fréquence (courbe 4).

Dans ce deuxième cas (couplage légèrement supérieur au couplage critique) on conserve un gain maximal et une BANDE PASSANTE, d'environ une fois et demie plus large, que celle que l'on aurait avec un cricuit accordé simple, ayant la même valeur de Q.

Bien entendu, des couplages nettement supérieurs au couplage critique, donneraient des bandes passantes encore plus larges, mais des courbes en "dos de chameau" très prononcées.

Les transformateurs du type de celui de la figure 9, sont donc réglés une fois pour toutes par le constructeur, au couplage critique (ou très légèrement supérieur).

Dans ces conditions, le rapport entre les spires secondaires et primaires, reste donné par la formule :

$$n = \sqrt{re/ru}$$

Pour conserver une BANDE PASSANTE de 9 kHz, le facteur de qualité du primaire et du secondaire doit être identique et avoir pour valeur :

$$Q = \frac{Fo \times 1{,}41}{B} = \frac{467 \times 1{,}41}{9} = 73{,}16$$

En désignant par Xop et Xos, les réactances à la résonance, du primaire et du secondaire, on peut calculer leurs valeurs, à l'aide des formules :

$$Xop = \frac{ru}{Q} = \frac{29}{73{,}16} = 0{,}396 \ k\Omega$$

$$Xos = \frac{re}{Q} = \frac{0{,}8}{73{,}16} = 0{,}0109 \ k\Omega$$

Remarquons ici que le primaire est uniquement amorti par la résistance de sortie ru du transistor, alors que le secondaire n'est amorti que par la résistance re d'entrée du transistor de l'étage suivant.

La valeur des inductances et des capacités primaires et secondaires, désignée respectivement par Lp, Cp, Ls et Cs, est donnée, comme dans le cas de la figure 4, par les formules suivantes :

$$Lp = \frac{159 \times Xop}{fo} = \frac{159 \times 0{,}396}{467} = 0{,}1348 \ mH$$

$$Cp = \frac{159}{fo \times Xop} = \frac{159}{467 \times 0{,}396} = 0{,}859 \ nF$$

$$Ls = \frac{159 \times Xos}{fo} = \frac{159 \times 0{,}0109}{467} = 0{,}0037 \ mH$$

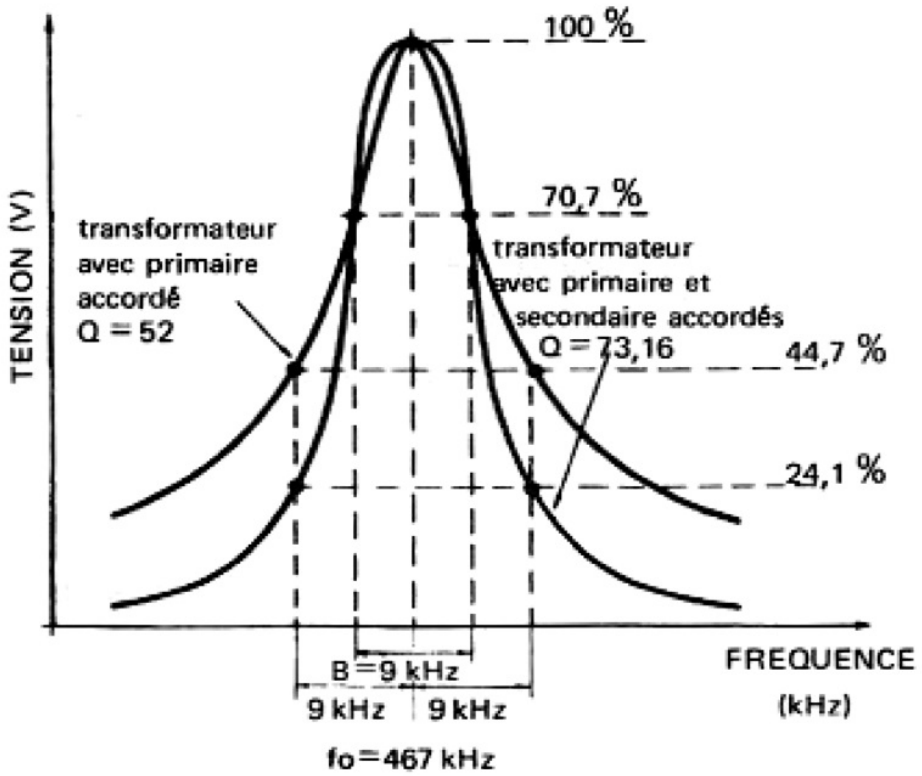
$$Cs = \frac{159}{fo \times Xos} = \frac{159}{467 \times 0{,}0109} = 3{,}12 \ nF$$

On devra naturellement retrancher de ces valeurs de Cp et Cs, les valeurs des capacités Cu et Ce. On aura donc :

$$Cp = Cp - Cu = 859 - 38 = 821 \text{ pF}$$

$$Cs = Cs - Ce = 3120 - 870 = 2250 \text{ pF}$$

La figure 13 permet une comparaison directe du circuit de la figure 9 avec celui de la figure 4.



COMPARAISON DES COURBES DE SELECTIVITE DES ETAGES DE LA FIGURE 4 ET DE LA FIGURE 9

Figure 13

Comme on le voit, les BANDES PASSANTES sont égales dans les deux cas, mais la courbe relative au circuit de la figure 9, a ses flancs plus raides.

CELA SIGNIFIE QUE CE CIRCUIT EST PLUS SELECTIF.

En d'autres termes, le transformateur avec primaire et secondaire accordés passera avec une amplitude de 70,7 %, toutes les fréquences comprises autour de fo entre + et − 4,5 kHz mais ATTENUERA CONSIDERABLEMENT les autres fréquences.

Par exemple pour la fréquence de 467 − 9 = 458 kHz ou 467 + 9 = 476 kHz, l'amplitude se réduira à 24,1 % de l'amplitude maximale.

Pour le circuit avec seulement le primaire accordé, la réduction n'atteindra que 44,7 % pour ces mêmes fréquences.

Or dans le cas précis de ces amplificateurs, dont le rôle est d'amplifier une bande de fréquences déterminées et D'ELIMINER AU MAXIMUM TOUTES LES AUTRES, on comprend l'avantage du circuit avec primaire et secondaire accordés.

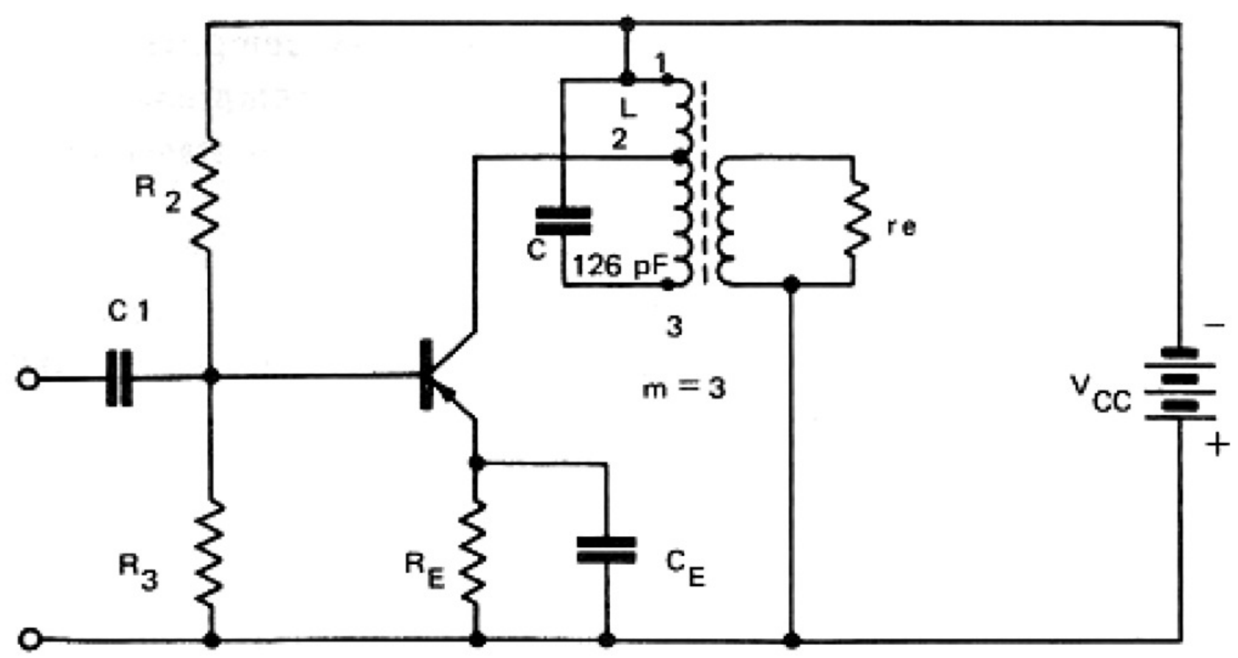
I - 5 - TRANSFORMATEURS AVEC PRISE INTERMEDIAIRE

Comme on vient de le voir, les valeurs des capacités à utiliser pour accorder les circuits sont assez élevées.

Or le volume des condensateurs augmente en fonction de la capacité de ceux-ci.

Ce volume pose donc un problème si l'on veut loger dans le boîtier du transformateur, les inductances Lp et Ls ainsi que les condensateurs Cp et Cs, surtout en tenant compte de la miniaturisation poussée, exigée par les montages actuels (certains récepteurs radio portatifs par exemple, ne sont guère plus volumineux qu'un paquet de cigarettes, voire même une boîte d'allumettes).

Aussi, pour réduire le volume des transformateurs accordés, les constructeurs ont modifiés ceux-ci comme sur la figure 14.



SCHEMA DE LA FIGURE 4 MODIFIE

Figure 14

Cette figure représente la nouvelle version du transformateur illustré figure 4.

Le condensateur d'accord C n'est plus relié entre le COLLECTEUR (point 2) et l'alimentation de celui-ci (point 1), mais entre le point 1 et le point 3.

Pour un transformateur de ce type, la valeur de C se calcule avec la formule suivante :

$$C = \frac{C'}{m^2} \quad \text{où}$$

C' = Valeur de la capacité d'un transformateur normal (comme celui de la figure 4).

m = Rapport entre le nombre de spires comprises entre le point 1 et 3 et le nombre de spires comprises entre les points 1 et 2, nécessaires pour réaliser un transformateur normal.

Ainsi, dans le cas où le bobinage complet (entre les points 1 et 3) comporte 3 fois plus de spires qu'entre les points 1 et 2, c'est-à-dire si l'on suppose que $m = 3$, la valeur de C sera de :

$$C = \frac{C'}{m^2} = \frac{1140}{3^2} = 126 \text{ pF}$$

(dans cette formule on a pris $C' = 1140$ pF, c'est-à-dire la valeur calculée précédemment pour le transformateur de la figure 4).

Pour réduire la valeur de C à une valeur normalisée de 220 pF, habituellement choisie pour les transformateurs accordés, le rapport m doit avoir pour valeur :

$$m = \sqrt{\frac{1140}{220}} = \sqrt{5{,}18} = 2{,}27 \text{ environ}$$

Ce qui vient d'être dit pour le circuit de la figure 14, reste valable pour le circuit de la figure 9.

Dans ce dernier cas, on a non seulement l'avantage de réduire la valeur de Cp et de Cs, mais aussi de rendre égale la valeur de ces deux capacités.

NOTIONS A RETENIR

– La fréquence de résonance d'un circuit résonnant peut se calculer à l'aide de la formule :

$$fo = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{LC}}$$

Cette formule peut s'écrire :

$$fo = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$

En tenant compte que 159 provient du quotient 1/2 π, multiplié par 1000, on obtient :

fo en Hz avec L en H et C en μF

fo en kHz avec L en mH et C en nF

fo en MHz avec L en μH et C en pF

– Connaissant la fréquence de résonance et la valeur de L, on peut facilement extraire la valeur de la réactance inductive, à l'aide de la formule :

$$XL = \frac{fo \times L}{159}$$

De la même façon, connaissant la valeur de C, on peut facilement extraire la valeur de la réactance capacitive, à l'aide de la formule :

$$XC = \frac{159}{fo \times C}$$

On obtient XL et XC en kΩ si fo est donnée en Hz, L en H et C en μF ou fo en MHz, L en μH et C en pF.

– A la résonance, le circuit se comporte comme une SIMPLE RESISTANCE, car XL = XC et d'effets opposés, donc nuls.

Aux fréquences inférieures à la résonance, on a UN EFFET SELFIQUE PREDOMINANT.

Aux fréquences supérieures à la résonance, on a UN EFFET CAPACITIF PREDOMINANT.

– La BANDE PASSANTE d'un circuit résonnant est étroitement liée au FACTEUR DE QUALITE Q, du circuit résonnant.
Elle est donnée par la formule :

$$B = \frac{fo}{Q}$$

Cette formule permet de voir clairement que si le FACTEUR DE QUALITE DIMINUE, la BANDE PASSANTE AUGMENTE.

Un circuit résonnant, avec une large bande passante, est donc UN CIRCUIT TRES AMORTI.

– Un circuit résonnant est symbolisé par une inductance L avec en parallèle un condensateur C.

Il s'agit là d'un circuit idéal, impossible à obtenir en pratique.

En effet, la résistance ohmique de la bobine n'est jamais nulle.

Cette résistance peut être représentée en série avec L.

Dans ce cas la valeur de la résistance est faible (de l'ordre de quelques ohms).

On peut représenter cette résistance, en parallèle sur L et C.

Dans ce cas la valeur de la résistance est élevée (plusieurs dizaines de KΩ).

En appelant Rf (résistance fil) la résistance série et Rp (résistance parallèle) la résistance parallèle, on peut dire que plus la valeur de Rp est faible ou plus la valeur Rf est forte, plus l'AMORTISSEMENT du circuit est élevé.

– Dans les montages amplificateurs RF (radio fréquences), on peut avoir des transformateurs de couplage avec primaire accordé ou avec primaire et secondaire accordé.

La courbe de sélectivité de ces derniers, se présente avec des flancs plus raides que dans le premier cas, ce qui signifie que les transformateurs avec primaire et secondaire accordés sont plus SELECTIFS que les transformateurs avec seulement le primaire accordé.

– Pour réduire la valeur du condensateur d'accord (donc l'encombrement) des transformateurs accordés, on réalise DES BOBINAGES A PRISE INTERMEDIAIRE.

La formule :

$$C = \frac{C'}{m^2} \quad \text{où}$$

C' = valeur de la capacité d'un transformateur sans prise intermédiaire.

m = rapport entre le nombre de spires d'un transformateur avec prise intermédiaire et le nombre de spires d'un transformateur, normal,
permet de calculer la valeur du condensateur de ce type de bobinage.

EXERCICE DE REVISION SUR LA LECON SEMI-CONDUCTEURS 11

1) A quel élément équivaut un circuit résonnant à la résonance ?

2) Pour qu'un circuit résonnant présente une bande passante étroite, convient-il d'adopter un fort ou un faible AMORTISSEMENT ?

3) Quelle est la constitution d'un fil de LITZ ?
Quel avantage présente-t-il ?

4) Qu'entend-t-on par COUPLAGE CRITIQUE ?

5) Quel est l'aspect de la courbe de résonance lorsque le couplage est supérieur au couplage critique ?

6) A l'aide de quelle formule simple, peut-on calculer la fréquence de résonance d'un circuit résonnant ?

REPONSES A L'EXERCICE DE REVISION SUR LA LECON

SEMI-CONDUCTEURS 10

1) Le rendement d'un transistor est défini comme le rapport entre la puissance Po qu'il fournit et la puissance P_{CO} qu'il absorbe sur l'alimentation.

2) Un étage en classe B n'absorbe aucune puissance en l'absence d'un signal d'entrée, car ses deux transistors sont polarisés à l'interdiction.

3) Oui, on peut éliminer le transformateur d'entrée et de sortie d'un étage final, en adoptant un montage à symétrie complémentaire.

4) Dans un étage à couplage inductif, la fréquence inférieure de coupure dépend de l'inductance du primaire du transformateur. Plus la valeur de cette inductance est élevée, plus la fréquence inférieure de coupure est basse.

5) La bande passante d'un étage, est la bande de fréquence comprise entre la fréquence inférieure et supérieure de coupure, pour lesquelles l'amplitude doit rester de 70,7 % par rapport à l'amplitude maximum des fréquences les plus favorisées.

Une réduction à 70,7 % par rapport à l'amplitude max, correspond à une ATTENUATION de – 3 dB.