

وزارة التعليم و البحث العلمي

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

MESURE DES PARASITES
RADIOELECTRIQUES

Proposé par :

D. Sintès.

Etudié par :

N. Bouzit.
M. Talah.

Dirigé par :

D. Sintès.

PROMOTION : juin 1985.

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: **ELECTRONIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

**MESURE DES PARASITES
RADIOELECTRIQUES**

Proposé par :

P.Sintes

Etudié par :

**N.Bouzit
M.Talah**

Dirigé par :

P.Sintes

PROMOTION : **juin 1985**

ملخص

- تعريف الوسطاء الذين يصرون إضرباب نبض (طيفيه)
 - الأثر الناتج من تأثير الطيفيين على جهاز استقبال لاسلكي
 - إيجاد العلاقة الموجودة بين هؤلاء الوسطاء و الإشارات الكهربائية عند مخرج جهاز الاستقبال
- ## التركيب

RESUME

L'objet de notre travail, consiste à :

- Définir les paramètres caractérisant une perturbation impulsive (parasite)
- L'effet produit par un parasite sur un récepteur radioélectrique.
- Etablir la relation qui existe entre ces paramètres et le signal électrique à la sortie du récepteur radioélectrique

ABSTRACT

The object of our work is :

- To define the parameters associated with the perturbation of a pulse (parasit)
- The effect produced by the perturbation on a radio receiver
- To establish the relation existing between the parameters and the electrical signal at the out put of a radio receiver

SOMMAIRE

Pages

INTRODUCTION

Chapitre 1. GENERALITES SUR LES PARASITES

1.1	Définition	3
1.2	Causes des Parasites	3
1.2.1	Les Parasites Atmosphériques	3
1.2.2	Les Parasites Industriels	4
1.3	Classification des Parasites	4
1.3.1	Suivant leur Origine	4
1.3.2	Suivant leur mode de propagation	5
1.3.3	Suivant les dommages produits	5
1.4	Caractéristiques Essentielles d'un Parasite	6
1.4.1	Spectre d'un parasite	7
1.5	Normes des parasites	7
1.5.1	Unités de mesure	8

Chapitre 2. PERTURBATEURS ETALONNES

2.1	Définition	10
2.2	Principe	12
2.2.1	Etalon Primaire	14
2.2.2	Etalon Secondaire	16

2.3	Expression Du Niveau de Sortie	19
Chapitre 3 ACTION D'UN PARASITE		
SUR UN RECEPTEUR		
3.1	Définition	22
3.1.1	Influence du canal Conjugué	24
3.1.2	Distorsion et écrêtage dans Les étages d'entrée	35
3.2	Influence de La fréquence de répétition	37
Chapitre 4 MESURE DES PARASITES		
4.1	Principes De La Méthode De Mesure	40
4.2	Relation Entre Un Niveau Etalon et un Niveau Etalonné	42
4.3	Montage De Mesure	43
Chapitre 5 REDUCTION DES PARASITES		
5.1	Introduction	45
5.2	Blindage	45
5.2.1	Définition	45
5.2.2	Choix D'un bon blindage	45
5.2.3	Efficacite D'un blindage	46
5.3	Filtres Antiparasites	49
5.3.1	Définition	49
5.3.2	Principe De Réalisation	49
5.3.3	Différents Types De FilPtres	50
5.3.4	Caractéristiques	50
5.3.5	Efficacite	51

5.3.6 Choix d'un filtre	51
Chapitre 6 RESULTAT PRATIQUE	
6.1 But	53
6.2 Réalisation : Générateur De Parasite	53
6.2.1 Schéma Du Montage	53
6.3 Interprétation	54
CONCLUSION	
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	
ANNEXES	

— REMERCIEMENTS —

Nous tenons à remercier vivement notre promoteur,
Monsieur SINTES, professeur à l'ENPA, pour
l'aide et les précieux conseils qu'il nous a prodigués
tout au long de l'élaboration de ce projet.
Que tous les professeurs qui ont contribué à
notre formation trouveront dans cet ouvrage
l'expression de notre profonde gratitude.

- DEDICACES -

Le modeste travail est dédié:

- A ma famille
- A mes amis
- A tous Les Musulmans

Mustapha - TALAH

Pour ma part, Ce modeste travail
est dédié:

- A mon père
- A ma mère
- A mon frère MOHAMED
- A tous mes frères et soeurs
- A tous mes amis (BOULAHIA)

Nacerdine - BOUZIT

INTRODUCTION

Tant que les équipements ont été simples et restreints, la question sur les parasites ne s'est pas posée avec beaucoup d'acuité, mais le développement considérable de l'industrie des télécommunications, pendant et après la seconde guerre mondiale, rendit le problème brûlant. La réduction et la maîtrise des parasites électriques ont posé des problèmes à l'ingénieur des télécommunications.

Alors que les systèmes des communications augmentaient de volume, et que de grands réseaux se développaient, avec des récepteurs plus sensibles; des émetteurs plus puissants, des relais, des moteurs, des circuits de commutations et d'impulsions, l'importance du problème s'accroît considérablement.

Pendant la guerre, on observa fréquemment un fonctionnement défectueux de divers appareils de navigation et de communications à bord des avions, sur les bateaux et dans les installations à terre. Après la guerre, on décida de réduire le nombre de ces pannes et des spécifications plus sévères furent établies.

En raison de l'expansion constante de l'industrie électronique, le spectre de fréquences utilisé reçoit maintenant des milliers de signaux différents, et la réception de ces signaux pose un problème majeur.

Les spectateurs de la télévision ont toujours pesté l'apparition de points blancs sur leur écran, le dévissage de l'image, accompagné d'un fort grondement lorsqu'une voiture passe sur la route. Et ces troubles ont lieu, même en utilisant des récepteurs et des téléviseurs d'excellente qualité. Ils sont dus aux parasites radioélectriques.

L'aviateur perdu dans le brouillard compte vainement sur son radio-Compas qui n'arrive pas à extraire le signal émet par la balise parmi les nombreux parasites.

Le médecin examinant l'électroencéphalogramme d'un patient, hésite sur son diagnostic, si la bande est surchargée de parasites.

L'ensemble électronique dont les semi-conducteurs sont détruits par un parasite important même unique, devient inutilisable, etc... Tous ces exemples prouvent l'importance du problème.

CHAPITRE 1

— GENERALITES —

1-1 DEFINITION

On appelle parasite tout signal intempestif qu'il s'agisse de courant, de tension, ou de champ, un parasite est donc une perturbation électrique non souhaitée.

1-2 CAUSES DES PARASITES

- Les parasites sont d'origine variée, le lieu de leur naissance n'est pas le même pour tous, ils se produisent chaque fois qu'un régime électrique statique ou permanent passe brusquement d'un état stable à un autre. Dans ce genre on trouve une très grande variété de types qui se groupent en deux catégories.

121 LES PARASITES ATMOSPHERIQUES

Ayant leur origine dans les phénomènes électrostatiques de l'atmosphère et qui se produisent, au cours des variations brusques d'un état électrique local : Les plus fréquents sont dus aux décharges orageuses qui se produisent dans l'atmosphère et qui donnent naissance à des ondes électromagnétiques de grande intensité, lesquelles se propagent dans l'espace à très grande distance. Les parasites de cette espèce intéressent toutes les liaisons radioélectriques. D'autres au contraire peuvent se manifester localement sur un seul récepteur placé dans des conditions particulières. Par exemple : Pour un appareil placé à bord d'un avion les réceptions peuvent

être troublés, soit par le bombardement de l'antenne par des gouttes d'eau chargées d'électricité soit par les aigrettes qui s'échappent de la carcasse de l'avion chargé électrostatiquement par frottement de l'air ambiant.

1-2-2 LES PARASITES INDUSTRIELS

Ayant leur origine dans les circuits ou appareils électriques. En raison du développement de plus en plus envahissant des appareils électriques à la proximité des récepteurs. Ce type de parasites est devenu finalement le plus préjudiciable à la qualité des liaisons radioélectriques plus spécialement dans le domaine de la radiodiffusion qui intéresse le grand public, il en résulte que dans la plus part des cas la notion de parasites se confond avec celle des parasites industriels.

1-3 CLASSIFICATION DES PARASITES

1-3-1 Suivant leur Origine

Les parasites proviennent :

- a) Des réseaux électriques, où ils sont créés par des variations de charge et les mécanismes qui créent ces variations : Coupures, enclenchement de contacteurs démarrages de moteurs etc...
- b) Des perturbations magnétiques : parasites créés par des courants qui circulent dans la haute atmosphère.
- c) Des phénomènes météorologiques : Foudre, courants telluriques.

d) Des phénomènes électrostatiques : frottement de corps isolants les uns sur les autres. d'un corps isolant sur un conducteur etc....

1.3.2 Suivant leur mode de propagation

a) Parasites de conduction sont introduits dans un circuit par couplage direct ou indirect. Les couplages directs ou indirects sont classés en trois groupes :

- couplage résistif
- couplage capacitif
- couplage inductif

b) Parasites de rayonnement : transmis dans l'espace. Ces deux types de parasites ainsi définis sont étroitement liés. En effet, un conducteur parcouru par un courant parasite, rayonne au même titre qu'une antenne d'émission, mal adaptée. Réciproquement, un conducteur électrique traversant une région de l'espace où règnent des champs perturbés recueille des tensions parasites, au même titre qu'une antenne de réception mal adaptée.

1.3.3 Suivant les dommages produits

a) Les parasites destructifs
ces parasites sont capables, non seulement de perturber les récepteurs, mais également de détruire tout ou partie de ces récepteurs.

b) Les parasites non destructifs

Ils sont capables de perturber les récepteurs (Radio, TV) dont l'action disparaît avec le parasite, c'est à dire que non seulement le matériel récepteur n'est pas détérioré, mais que de plus, il ne garde pas la mémoire des troubles antérieurement créés par le parasite.

c) Les parasites perturbateurs des récepteurs Logiques
Ils sont capables de perturber les récepteurs logiques (calculateurs, ordinateurs etc...) dont l'action n'est pas destructive, mais où les récepteurs conservent la mémoire du parasite.

d) Les parasites H.F purs
Ils ne perturbent pas les récepteurs domestiques mais nuisibles pour les systèmes de navigation.

e) Parasites de bruit de fond
Il est extrêmement rare que le bruit de fond parasite puisse détériorer le matériel, il peut :

- Perturber des récepteurs et TV
- Fausser les indications digitales
- modifier les réceptions H F

1-4 CARACTERISTIQUES ESSENTIELLES

Nous admettons que le parasite est constitué par une suite d'impulsions élémentaires, de forme quelconque représenté par une fonction périodique décomposable en série de Fourier de spectre très étendu.

Pour un récepteur accordé sur une fréquence F_0 un parasite est entièrement caractérisé par deux paramètres

indépendants.

a) la valeur efficace P de la composante spectrale de fréquence F_0 d'une impulsion prise isolément.

b) la fréquence de répétition F des impulsions.

$$P = \frac{P_a}{\sqrt{2}} = \frac{M_n}{f \cdot \sqrt{2}} \quad \text{et} \quad M_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T \varphi(t) \sin n\omega t \, dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T \varphi(t) \cos n\omega t \, dt$$

(Voir Annexe)

1.4.1 SPECTRE D'UN PARASITE

on appelle spectre d'un parasite l'ensemble des composants harmoniques du développement en série de Fourier:

$$\varphi(t) = C + \sum_{n=1}^{n=\infty} A_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{n=\infty} B_n \cos n\omega t$$

La connaissance du spectre d'un parasite permet d'évaluer très simplement l'effet que peut produire le parasite considéré lorsqu'il agit à l'entrée d'un récepteur accordé sur une fréquence F_0 .

1.5 NORMES DES PARASITES

Dans tous les pays, les administrations civiles et militaires se sont préoccupées de la prolifération des parasites et ont élaborées des normes ayant pour but

de forcer les perturbateurs à ne pas dépasser un certain niveau de parasites.

- Organismes s'occupant du problème des parasites.

Le but de ces organismes est de parvenir à définir

- Les valeurs des limites autorisées
- L'extension de gamme de mesure
- Les méthodes de mesure

citons:

Le C.I.S.P.R (Comité International pour la Suppression des Perturbations Radioélectriques)

Le C.I.G.R.E (Conférence Internationale des Grands Réseaux Electriques à HT.)

Le C.E.I (Commission Electrotechnique International)

Sur le plan international, une recommandation du C.I.S.P.R demande moins de 3 mV de parasites au dessous de 150 KHZ, moins de 2 mV de 150 à 500 KHZ et moins de 1 mV au dessus de 500 KHZ.

1.5.1 UNITE DE MESURE

- Microvolt par KHZ de bande passante ; c'est l'unité dans laquelle on exprime les niveaux des parasites de conduction à bande large.

- Microvolt par mètre, par KHZ de bande passante;
c'est l'unité dans laquelle on exprime l'intensité
des champs perturbateurs rayonnés.

CHAPITRE 2

PERTURBATEURS

ETALONNES

2-1 DEFINITION

- Un perturbateur étalonné est un générateur qui produit des signaux étalonnés, de caractère impulsif, comparables aux parasites naturels ou industriels.

Ils jouent un rôle analogue à celui des générateurs de signaux sinusoïdaux utilisés pour les mesures en régime permanent. Ils servent de terme de comparaison pour toutes mesures relatives aux perturbations radioélectriques; en particulier pour étalonner ou pour tarer un récepteur de mesure des parasites.

Par principe donc, les signaux émis par les perturbateurs sont:

- Des impulsions très brèves.
- Caractéristiques individuelles.
- Stables et étalonnées (en fréquence de répétition et en niveau.)

- Ces signaux peuvent être représentés par un spectre très étendu, comportant un très grand nombre de raies discrètes, régulièrement espacées les unes des autres d'une même quantité égale à la fréquence de répétition.

- Pour que de tels appareils puissent être utilisés comme sources étalons de mesure, il est indispensable que le niveau P conserve une valeur constante dans toute la gamme de fréquence à utiliser pour les mesures. Le résultat peut être obtenu facilement, sans faire aucune hypothèse sur la forme exacte des impulsions sous la seule condition que la durée t_0 des impulsions soit assez petite pour satisfaire à la condition.

$$t_0 \ll T_{\max} \Rightarrow 10 t_0 \leq T_{\max}$$

$$\frac{t_0}{T_{\max}} \leq 0,1 \Rightarrow F_{\max} t_0 \leq 0,1$$

F_{\max} : fréquence maximale de la gamme à couvrir

- on conclut que la durée t_0 des impulsions apparaît comme un paramètre de première importance qui caractérise les possibilités d'utilisation pratique d'un perturbateur étaloné.
- Pour fixer les idées, on dresse un tableau correspondant à diverses largeurs du spectre pour différents valeurs de t_0 .

Largeur du spectre F_{\max} (MHz)	Durée maximale des impulsions t_0 (ns)
30	3,3
100	1
1000	0,1

- si la forme de l'impulsion est bien connue, il est possible de déterminer par le calcul le spectre de la perturbation ainsi que la valeur de P , de tels appareils sont réalisables et constituent des étalons primaires de perturbation.

- Dans le cas où l'on ne connaît pas la forme exacte des impulsions, la détermination de I par le calcul devient impossible mais on peut l'évaluer expérimentalement.

a) soit par comparaison avec un perturbateur étalon.

b) soit par comparaison avec un générateur de signaux sinusoïdaux étalonnés.

2-2 PRINCIPE

Presque universellement, les perturbateurs étalons mettent en oeuvre des décharges de condensateur, lesquelles constituent le moyen le plus simple et le plus stable donc le plus facile à étalonner, de tous les procédés de production d'impulsion.

Les figures (1) et (2) représentent le schéma de principe d'un perturbateur. Les deux types sont équivalents du point de vue radioélectrique mais celui de la fig (2) présente l'avantage de mettre la résistance (R) hors circuit pendant la décharge et surtout de mettre à la masse un des pôles de l'interrupteur I .

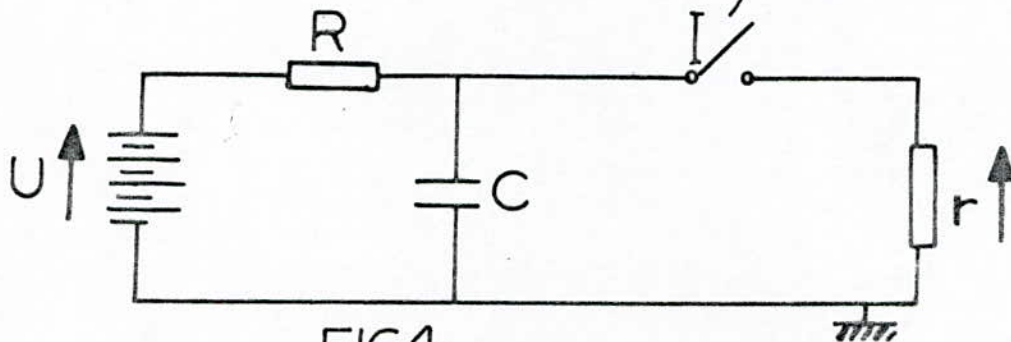


FIG. 1.

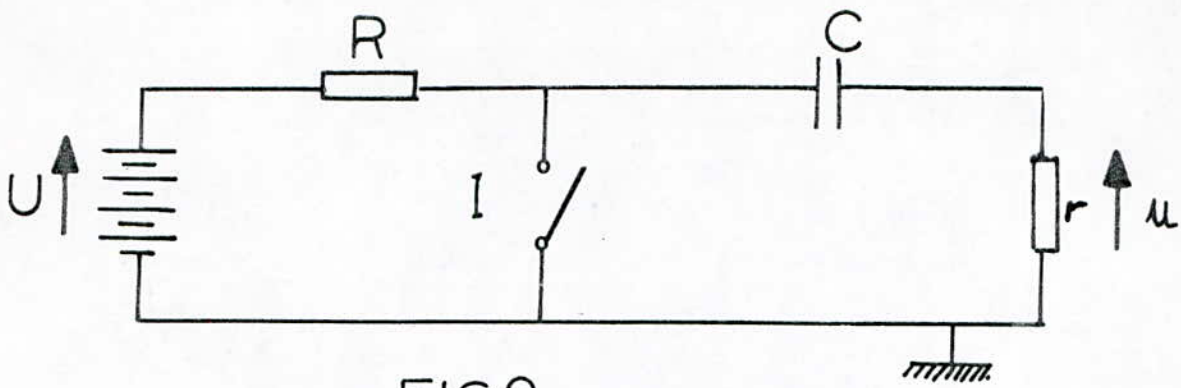
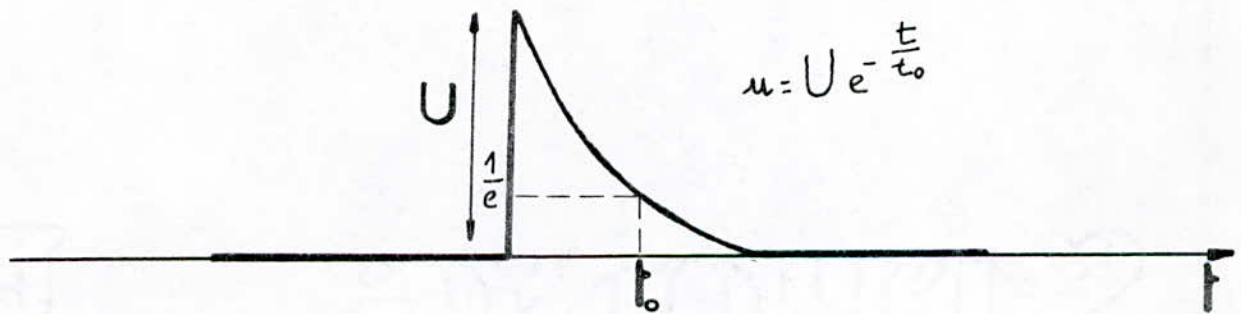


FIG 2

- Fonctionnement des deux montages
Le condensateur C est chargé sous une tension continue U , à travers une très grande résistance R , tant que l'interrupteur I est ouvert, lorsqu'il se ferme, le condensateur se décharge dans la résistance r suivant la loi exponentielle.



- avec $t_0 = Cr$: constante de temps de décharge
- La résistance de décharge r est constituée par le circuit d'entrée d'un appareil de mesure. Elle est en général de l'ordre de 50Ω .
- La résistance R doit être très grande pour ne pas perturber la décharge dans r dans le cas fig (1), et dans le cas fig (2) pour que le courant de charge dec;

qui passe à travers r , reste, négligeable devant la partie utile de la décharge on ne doit pas exagérer sur la grandeur de R sinon la valeur de charge réelle du condensateur deviendrait incertaine et tout étalonnage de l'appareil est illusoire.

- En pratique, un bon compromis est réalisé avec une valeur de R de l'ordre de $0,5 M\Omega$.
- La capacité du condensateur C doit être choisie de façon à donner à la constante de temps $t_0 = CR$ la valeur qui convient à la largeur du spectre à réaliser.
- Pour transformer les circuits des fig 1 et fig 2 en perturbateur étalonné, il suffit de provoquer par un moyen quelconque le fonctionnement périodique de l'interrupteur I avec une fréquence connue f . On obtient à la sortie une suite d'impulsions qui se répètent identiquement.

2-2-1 ETALON PRIMAIRE

Un perturbateur étalon primaire est un générateur d'impulsions dont les éléments sont assez bien définis et stables pour qu'on puisse déterminer la valeur du niveau de sortie par le calcul, sans aucune mesure radioélectrique.

- Le résultat peut être obtenu si on réalise les conditions suivantes:

a) condensateur bien défini et stable de valeur assez grande par rapport aux capacités parasites du montage pour qu'on puisse négliger ces derniers.

b) Résistance de décharge r de petites dimensions, compacte, et de valeur stable dans toute la gamme à couvrir.

c) Connexions très courtes.

d) Interrupteur I établi de façon que, à chaque fermeture, on passe d'un temps négligeable devant la durée t_0 des impulsions de l'ouverture franche à un court circuit franc, cette condition très dure ne peut être satisfaite que par un interrupteur mécanique.

- L'emploi d'un appareil étalon présente en pratique les avantages suivants:

- dispositif ne comportant que des organes bien définis et indé réglables.

- étalonnage du niveau de sortie une fois pour toutes.

- possibilité, par renouvellement de cet étalonnage, avec un étalonnage radioélectrique à l'aide d'un générateur de signaux sinusoïdaux.

- Les inconvénients sont dus à l'utilisation d'un interrupteur mécanique (vibreux) qui oblige à limiter la tension de charge U du condensateur et la fréquence pour éviter les rebondissements.

2-2-2 ETALON SECONDAIRE

Les inconvénients des perturbateurs étalons primaires, niveau relativement peu élevé et fréquence de répétition faible, imposant en pratique des limitations pour certaines applications. Pour cela on a cherché à réaliser des appareils plus souples et d'application plus étendue, quitte à sacrifier la possibilité de l'étalonnage absolu.

- Un type d'appareil répondant à cette conception est schématisé sur la fig 3.

Le principe de fonctionnement est le même que celui de la fig 1, mais la décharge du condensateur est commandée par un thyristor lui-même allumé périodiquement par un multivibrateur à travers la gâchette qui impose la fréquence de répétition. Comme le circuit se ferme non plus à travers un contact métallique de résistance pratiquement nulle mais à travers le thyristor dont la durée de blocage est appréciable par rapport à la durée de la décharge du condensateur, la loi de décharge est perturbée, ce qui exclut pratiquement toute possibilité d'étalonnage absolu.

- Il résulte de ces remarques que le niveau et surtout la largeur de bande du spectre dépendent du thyristor. Pour ces raisons, il ne peut plus être question dans ce cas de déterminer le niveau de sortie par le calcul. Il faut recourir à un étalonnage direct par comparaison avec un générateur de signaux étalonnés.
- De ce fait, les appareils de cette catégorie ne sont plus des étalons primaires, mais des perturbateurs étalonnés, c'est à dire des appareils qui peuvent varier dans le temps.
- L'avantage de ces perturbateurs étalonnés réside dans la non limitation de la tension de charge U . Par exemple dans le schéma de la fig 3 le condensateur est chargé sous une tension de 600 volts à travers une résistance de $1\text{ M}\Omega$, de ce fait le niveau des perturbations réalisables est très supérieur à celui des étalons primaires et le niveau de sortie maximum obtenu en plaçant les affaiblisseurs à zéro est de $1000\text{ }\mu\text{V/KHz}$ il peut être ajusté ensuite à une valeur quelconque en dessous de ce maximum par le jeu des affaiblisseurs.
- En second lieu la limitation de fréquence de répétition est également à peu près éliminée. Le multiplieur fournit des impulsions positives d'amplitude suffisante pour compenser la polarisation positive du thyristor et le commande par la gâchette.

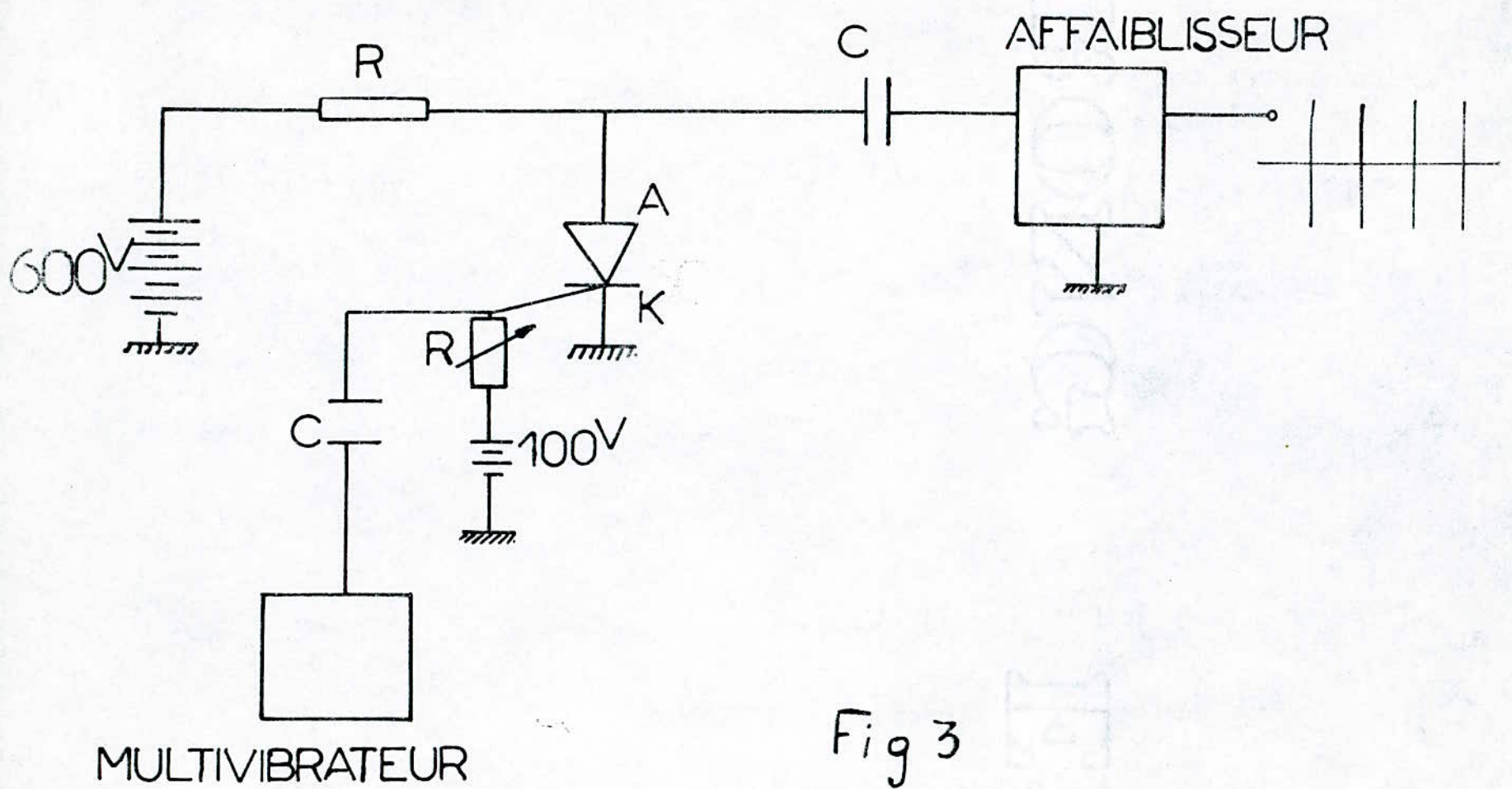


Fig 3

2-3 EXPRESSION DU NIVEAU DE SORTIE

Le niveau de sortie du générateur pour une fréquence de mesure F est égal à la valeur efficace de la composante du spectre des impulsions de fréquence égale à F de rang n tel que $F = nf$ est donné par la formule démontrée dans l'annexe.

$$P = \frac{M_n}{f \cdot \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U \cdot t_0}{\sqrt{1 + (2\pi t_0 F)^2}}$$

Le spectre du signal de sortie du générateur est représenté par la courbe du niveau P en fonction de la fréquence F (Fig 4) cette dernière figure donne quelques exemples correspondant à 5 valeurs de t_0 pour une tension fixe $U = 10V$

d'après les courbes on déduit que:

a) pour les constantes lentes $t_0 > 1\mu s$ la partie du spectre se limite au tronçon oblique en $\frac{1}{F}$, c'est à dire que

$$2\pi t_0 F \gg 1 \Rightarrow P = \frac{\sqrt{2} \cdot U \cdot t_0}{2\pi t_0 F} = \frac{U}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot F}$$

De tels signaux sont inutilisables pour constituer un perturbateur étalon

b) la partie des spectres, utilisables pour réaliser des perturbateurs étalons, est constituée par le tronçon horizontal pour lequel le niveau du signal de sortie conserve une valeur constante.

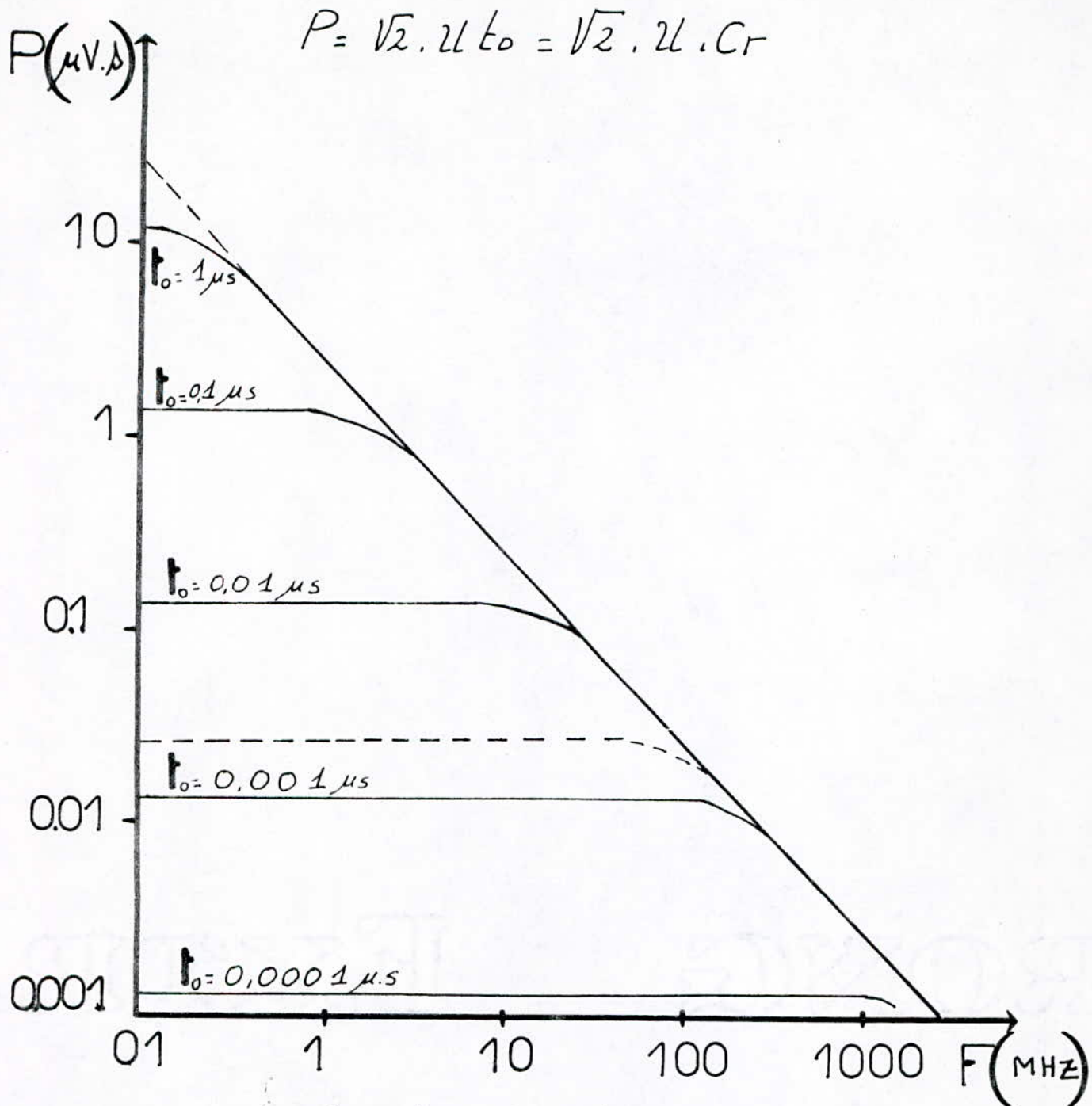


fig 4. Spectres des perturbations exponentielles dans la gamme des fréquences usuelles pour divers valeurs de la constante de temps t_0 et pour $U = 10V$.

Le niveau de sortie, constant dans toute la gamme de fréquence d'utilisation peut alors être évalué

par le produit $\sqrt{2} U t_0$ exprimé en micro volts - seconde ($\mu V \cdot sec$).

- c) Pour choisir uniformément la gamme des fréquences de radiodiffusion "ondes moyennes", soit jusqu'à 30 MHz, il faut abaisser la valeur de t_0 jusqu'à environ $0,002 \mu s$ (2 ns) (courbe en trait pointillé de la figure 4)
il faut abaisser à 1 ns pour atteindre 100 MHz
et à 0,1 ns pour atteindre 1000 MHz
Le niveau de sortie désiré par de tels appareils est très petit et nécessite des appareils de mesure très sensibles.

EXEMPLE

pour $U = 10V$, $t_0 = 2 ns$, $F_{max} = 30 MHz$
on trouve alors un niveau de sortie: $P = 0,03 \mu V \cdot s$

Dans le cas où les éléments des circuits ne sont pas connus avec précision (étalon secondaire), le niveau de sortie ne peut être évalué par le calcul, mais on peut toujours l'évaluer par une mesure radio-électrique qui consiste à comparer la perturbation à un signal sinusoïdal étalonné.

CHAPITRE 3

ACTION D'UN PARASITE
SUR UN RECEPTEUR

Comme, en pratique, on utilise le plus souvent un récepteur superhétérodyne, on n'est contraint de mettre en lumière l'influence du changement de fréquence.

3.1 DEFINITION

Un récepteur superhétérodyne normal comporte :

- a) Un amplificateur à fréquence porteuse accordé sur une fréquence F_{01} égale à celle d'un signal à recevoir.
- b) Un amplificateur à fréquence intermédiaire accordé sur une fréquence F_i inférieure à F_{01} .
- c) un oscillateur de changement de fréquence accordé sur une fréquence F_0 supérieure à F_{01} tel que $F_0 = F_{01} + F_i$

- Un tel récepteur possède en plus du canal de réception normal centré sur la fréquence d'accord possède en principe plusieurs canaux de réception parasites ; respectivement centrés sur ses diverses fréquences d'accord.
- Si on fait agir à l'entrée du récepteur une perturbation à large spectre s'étendant sur l'ensemble de ces canaux ; la perturbation pénètre dans le récepteur, simultanément par chacun d'eux, et le signal résultant à la sortie du récepteur est une combinaison de tous les signaux parasites provenant de chaque canal.
- Dans tout ce qui suit nous admettrons que la bande passante de l'amplificateur à fréquence intermédiaire

est faible devant la fréquence d'accord du récepteur et devant la bande passante de l'amplificateur à fréquence porteuse pour que :

a) la sélectivité globale du récepteur soit définie par les étages à fréquence intermédiaire, aussi bien pour les canaux parasites que pour le canal normal. De ce fait la bande passante du récepteur est la même pour tous les canaux.

b) Tous les composantes du spectre contenues dans un même canal et limitées à la bande passante du récepteur, l'amplificateur à fréquence porteuse est considéré comme sensiblement aperiodique, son rôle se limitant à amplifier dans un même rapport k toutes ces composantes et à modifier d'une même quantité θ leur angle de phase, les facteurs k et θ variant d'un canal à l'autre.

c) Si on fait agir à l'entrée d'un canal, centré sur une fréquence $F_0 = n_0 \cdot f$ un parasite représenté par un spectre du type

$$u(t) = \sum_{n=1}^{n=\infty} M_n \cos(n\omega t - \varphi_n)$$

Le signal correspondant à la sortie de l'amplificateur à fréquence porteuse se trouve représenté par un spectre de la forme :

$$U(t) = \sum_{n=1}^{n=\infty} k M_n \cos(n\omega t - \varphi_n + \theta)$$

$$u(t) = \sum_{m=0}^{m=\infty} M'_n \cos((\Omega_0 \pm m\omega)t - \varphi'_n)$$

avec $m = |n - n_0|$
 $\varphi'_n = \varphi_n - \theta$
 $M'_n = k M_n$

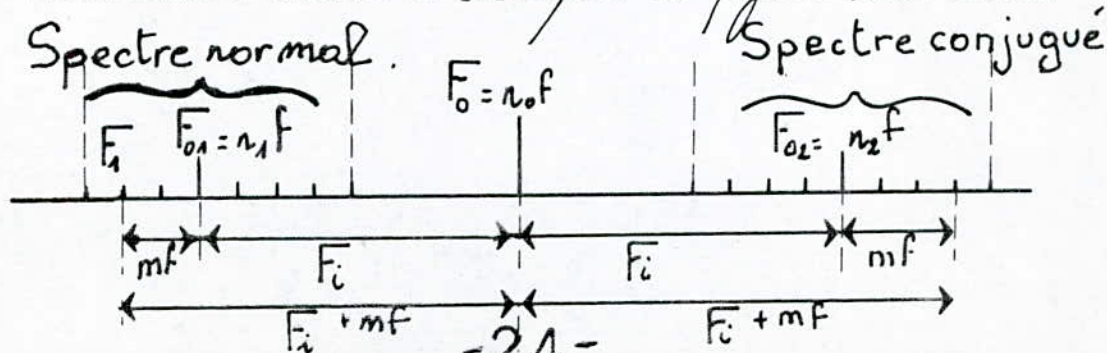
3-1-1 INFLUENCE DU CANAL CONJUGUE

En se limitant au cas où la fréquence de répétition f du parasite incident est très petite devant la bande passante du récepteur, de telle sorte que les raies du spectre utile du parasite soient relativement très serrées et en grand nombre dans chaque canal. On peut toujours admettre, pour simplifier, qu'on amène respectivement en coïncidence avec une raie du spectre chacune des fréquences qui définissent le récepteur.

$F_{01} = n_1 f$ la fréquence d'accord
 $F_{02} = n_2 f$ la fréquence conjuguée
 $F_0 = n_0 f$ la fréquence de l'oscillateur

Dans ces conditions, si le canal conjugué est seul en cause les canaux de réception se limitent à deux :

- soit le canal normal et le canal conjugué et se situent par rapport aux raies du spectre du parasite incident comme l'indique la figure suivante



- Si on applique les approximations précédentes, On peut admettre que les signaux disponibles à la sortie de l'amplificateur à fréquence porteuse donc à l'entrée du chargeur de fréquence sont représentés par les spectres suivants :

pour le canal normal

$$v_1(t) = \sum_{m=0}^{m=\infty} M'_1 \cos((\Omega_{01} \pm m\omega)t - \varphi'_1)$$

pour le canal conjugué

$$v_2(t) = \sum_{m=0}^{m=\infty} M'_2 \cos((\Omega_{02} \pm m\omega)t - \varphi'_2)$$

- soit une composante de fréquence $F_1 = F_{01} - mf$ dans le spectre normal. On fait correspondre dans le spectre conjugué la composante symétrique par rapport à F_0 (fréquence de l'oscillateur) La fréquence $F_2 = F_{02} + mf$.

- Les deux composantes s'ajoutent à la sortie de l'amplificateur à fréquence porteuse et produisent à l'entrée du chargeur de fréquence un signal résultant de la forme:

$$v(t) = v_1(t) + v_2(t) = M'_1 \cos((\Omega_{01} - m\omega)t - \varphi'_1) + M'_2 \cos((\Omega_{02} + m\omega)t - \varphi'_2)$$

- En prenant pour origine du temps l'instant où se produit l'impulsion parasite incidente La tension modulante peut toujours s'écrire sous la forme

$$u_0(t) = u_0 \cos(\Omega_0 t - \varphi_0)$$

φ_0 : constante qui ne dépend que de l'instant, où se produit l'impulsion parasite par rapport à

l'origine de l'oscillateur interne.

- Dans ce cas on n'impose aucune relation de phase entre les impulsions et l'oscillateur, cet angle de phase varie d'une impulsion à l'autre et peut prendre des valeurs quelconques.

- Le terme utile du signal modulé résultant peut se mettre sous la forme:

$$V_M = K [M_1' \cos((\Omega_{01} - m\omega)t - \varphi_1') + M_2' \cos((\Omega_{02} + m\omega)t - \varphi_2')] \cos(\Omega_0 t - \varphi_0)$$

K : constante caractéristique du changement de fréquence

En développant cette expression on obtient:

$$V_M = \frac{KM_1'}{2} \cos[(\Omega_0 - \Omega_{01} + m\omega)t - (\varphi_0 - \varphi_1')] + \frac{KM_2'}{2} \cos[(\Omega_0 - \Omega_{02} + m\omega)t - (\varphi_0 - \varphi_2')]$$

on pose

$$\Omega_0 - \Omega_{01} = \Omega_0 - \Omega_{02} = \Omega_i = 2\pi F_i$$

d'où

$$V_M = \frac{KM_1'}{2} \cos[(\Omega_i + m\omega)t - (\varphi_0 - \varphi_1')] + \frac{KM_2'}{2} \cos[(\Omega_i + m\omega)t - (\varphi_2' - \varphi_0)]$$

En développant les cosinus et en regroupant les termes

$$V_M = \frac{K}{2} \sqrt{M_1'^2 + M_2'^2 + 2M_1'M_2' \cos(\varphi_1' + \varphi_2' - 2\varphi_0)} \cos((\Omega_i + m\omega)t - \alpha)$$

$$\text{avec } \alpha = \arctg \left[\frac{M_1' \sin(\varphi_0 - \varphi_1') + M_2' \sin(\varphi_2' - \varphi_0)}{M_1' \cos(\varphi_0 - \varphi_1') + M_2' \cos(\varphi_2' - \varphi_0)} \right]$$

- Le raisonnement pouvant se répéter identiquement pour tous les couples de composantes jumelées de rang m , y compris le cas $m=0$ correspondant à la porteuse du signal incident

- On obtient à la sortie du changement de fréquence donc à l'entrée de l'ampli FI un signal représenté par :

$$V_M = \sum_{m=0}^{m=\infty} \frac{K M'_1}{2} \cdot Z \cos [(\Omega_i \pm m\omega)t - \alpha]$$

$$\text{où } \left\{ \begin{array}{l} Z = \sqrt{1 + A^2 + 2A \cos \gamma} \\ A = \frac{M'_2}{M'_1} \\ \gamma = \varphi'_1 + \varphi'_2 - 2\varphi_0 \end{array} \right.$$

- La fonction Z est un simple facteur numérique qui exprime le résultat du battement entre les deux signaux à fréquence intermédiaire provenant du canal normal et du canal conjugué, il a même valeur pour toutes les composantes, et se trouve en facteur dans l'expression du signal résultant.

- Comme φ_0 , donc γ peuvent prendre des valeurs quelconques suivant l'instant où se produit l'impulsion incidente, Z oscille d'une impulsion à l'autre entre les valeurs extrêmes $1+A$ et $1-A$.
L'amplitude du signal résultant oscille entre
un $\text{Max } \frac{K}{2} (M'_1 + M'_2)$
et $\text{Min } \frac{K}{2} (M'_1 - M'_2)$.

Suivant que les deux signaux sont en phase ou en opposition de phase.

- Si les deux spectres ont des amplitudes voisines ($M'_2 = M'_1$) le signal de sortie fluctue entre zéro et le double du signal normal ($\frac{K}{2} M'_1$)

- Dans le cas d'un récepteur très bien protégé sur la fréquence conjuguée le signal parasite provenant du canal conjugué disparaît ($A=0, Z=1$) on ne trouve plus que le signal provenant du canal normal représenté par le spectre:

$$V_N = \sum_{m=0}^{m=\infty} \frac{K M'_1}{2} \cos [(\Omega_i \pm m\omega)t - \alpha] = \sum_{m=0}^{m=\infty} \frac{K k}{2} M_{01} \cos [(\Omega_i \pm m\omega)t - \alpha]$$

avec $\Omega_i = 2\pi F_i$

- Sa composante centrale de fréquence égale à celle de l'amplificateur à fréquence intermédiaire F_i .

- A pour amplitude $\frac{K k}{2} M_{01}$ (M_{01} amplitude de la composante centrale du spectre incident centrée sur la fréquence d'accord F_{01} , et $\frac{K k}{2}$ exprime le facteur d'amplification dans les étages à fréquence porteuse et du changement de fréquence)
La composante du spectre s'écrit:

$$R_m = M_n \cos [(\Omega_i \pm m\omega)t - \alpha]$$

avec $M_n = \frac{K k}{2} M_{01}$

m : nombre entier qui exprime le rang de la composante considérée par rapport à la composante centrale.

- Pour la partie active du spectre, contenue dans la bande passante, on prend toutes les valeurs comprises entre 1 et une valeur maximale, grande mais finie, correspondant aux frontières de la bande passante.
- Mais, en pratique la sélectivité du récepteur est définie par une courbe continue comprenant une pointe centrale prolongée de part et d'autre par des ailes très affaiblies d'où les composantes extrêmes devenant négligeables.
- Pour les calculs on est conduit à donner à m toutes les valeurs entières entre 1 et ∞ .
- Dans ces conditions à la sortie de l'étage amplificateur FI du récepteur, on trouvera:
 - a) un signal produit par la composante centrale à fréquence intermédiaire à l'accord du récepteur, de valeur:

$$U_i = A' M_0 \cos (\Omega_i t - \alpha)$$

en désignant par:

- A' : Amplification pour un signal entrevenu à l'accord.
- α : déphasage des circuits dépendant des conditions de couplage.

- b) Un signal complexe résultant de la superposition des effets produits par toutes les composantes des spectres latéraux.

- Pour former l'expression, de ce signal, considérons tout d'abord deux composantes symétriques, de rang m appartenant à chacun des deux spectres latéraux et déréglés de $\Delta F = \pm mf$ (par rapport à l'accord du récepteur)

- Elles produisent respectivement à l'entrée de la détection des signaux de la forme :

$$U_1 = \frac{A' M_{01}}{[1 + \operatorname{tg}^2 \gamma]^{\frac{n+1}{2}}} \cos [(\Omega_i + m\omega)t - \alpha - (n+1)\gamma]$$

$$U_2 = \frac{A' M_{01}}{[1 + \operatorname{tg}^2 \gamma]^{\frac{n+1}{2}}} \cos [(\Omega_i - m\omega)t - \alpha + (n+1)\gamma]$$

(Voir annexes III et IV)

γ : valeur absolue du déphasage qui se produit dans chaque circuit oscillant, entre le signal déréglé de $\Delta F = mf$ et le signal à l'accord, de valeur telle que

$$\operatorname{tg} \gamma = 2Q \frac{mf}{F_0} = \frac{m\omega}{\beta}$$

ces deux signaux se combinent pour produire un signal résultant:

$$U_m = \frac{2A' M_{01}}{(1 + \operatorname{tg}^2 \gamma)^{\frac{n+1}{2}}} \cos [m\omega t - (n+1)\gamma] \cos [\Omega_i t - \alpha]$$

- On raisonne de la même façon pour tous les couples de deux composantes symétriques correspondant aux

diverses valeurs de m comprises entre un et l'infini
 - on en déduit l'expression de la tension résultante
 à l'entrée du détecteur :

$$u = A' M_{01} \left[1 + \sum_{m=1}^{m=\infty} \frac{2 \cos [m\omega t - (n+1)\delta]}{[1 + \tan^2 \delta]^{\frac{n+1}{2}}} \right] \cos(\Omega_1 t - \alpha)$$

l'expression entre crochets représente le développement
 en série de la fonction :

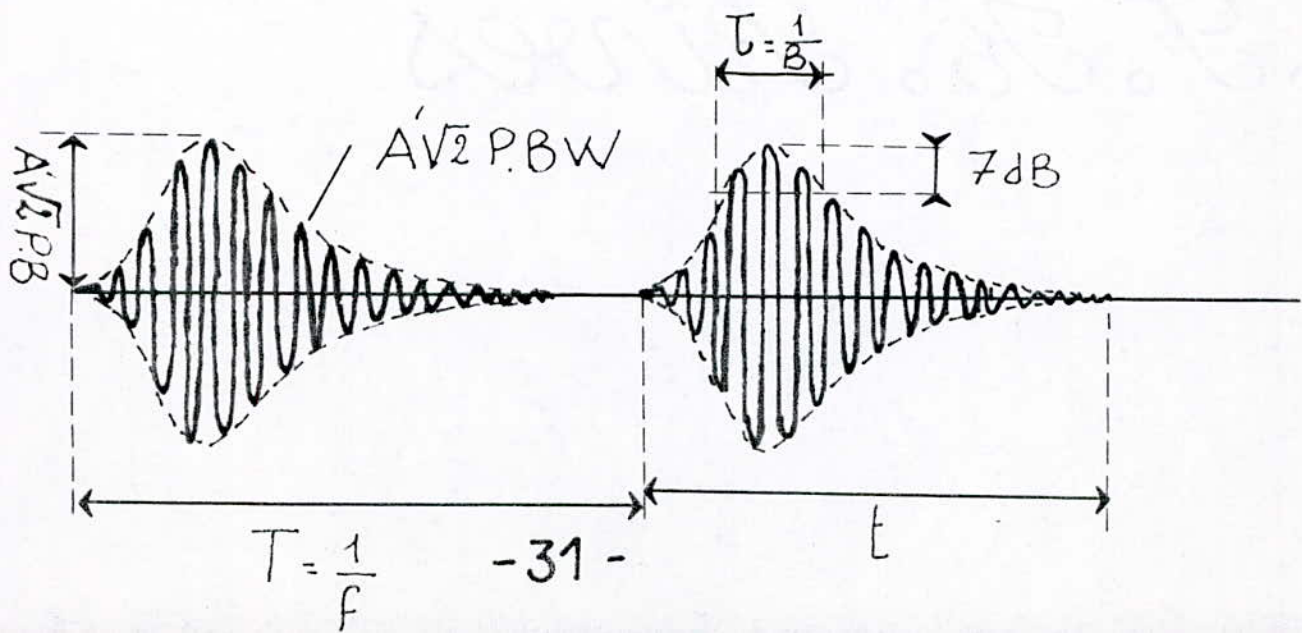
$$y = \beta T \cdot \frac{(\beta t)^n \cdot e^{-\beta t}}{n!} \quad (\text{voir Annexe II})$$

on posant $M_{01} = P \sqrt{2} f$

$$M_n = A' M_{01} \quad W = \frac{\beta}{B} \frac{(\beta t)^n \cdot e^{-\beta t}}{n!}$$

on a finalement la fonction de la radioimpulsion

$$u(t) = A' \sqrt{2} P B W \cos(\Omega_1 t - \alpha)$$



- Propriétés de la fonction enveloppe W
 En tenant compte des égalités:

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \frac{\Omega_0}{2Q} \\ B &= \frac{\sigma}{Q} \Omega_0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{\beta}{B} = \frac{1}{2\sigma} \text{ avec } \sigma = \frac{1}{2\pi} \sqrt{S^{2n+1} - 1}$$

En remplaçant β par sa valeur en fonction de B

$$W = \frac{\left(\frac{B \cdot t}{2\sigma}\right)^n e^{-\frac{B \cdot t}{2\sigma}}}{2\sigma n!}$$

La fonction enveloppe est donc une fonction du temps qui dépend de B (Bande passante) et de n (nombre des circuits utilisés pour réaliser cette bande B).

$$t = 0 \quad W = 0$$

$t \rightarrow \infty \quad W$ passe par un maximum à un instant t_{\max}

tel que
$$\frac{B \cdot t_{\max}}{2\sigma} = n$$

d'où
$$W_{\max} = \frac{n^n \cdot e^{-n}}{2\sigma \cdot n!} = \frac{\left(\frac{n}{e}\right)^n \cdot 1}{2n! \cdot \sigma}$$

Ce max ne dépend que du nombre des circuits et de σ

- En définitive l'influence du nombre des circuits se limite au seul décalage dans le temps des impulsions par rapport à l'origine, c'est-à-dire

l'instant où se produit l'impulsion incidente

- Pour un ensemble de circuits le maximum se produit à l'instant

$$t_{\max} = \frac{20n}{B} = \frac{n}{\beta}$$

qui mesure en fait le temps de transfert de l'impulsion à travers la chaîne des circuits à exister successivement

- Le décalage n'ayant aucune conséquence pratique, il apparaît finalement que la forme et les propriétés de la fonction enveloppe v_f , sont entièrement conditionnées par la valeur de la bande passante B et ne dépend que d'elle

- Dans le cas d'un récepteur, dont la protection sur la fréquence conjuguée, et insuffisante, un spectre perturbateur M_2 est injecté par le canal conjugué et le facteur Z fluctue entre $1 + A$ et $1 - A$.
- Les radioimpulsions (fréquence porteuse et amortissement) lesquelles sont imposées par celles de l'amplificateur à fréquence intermédiaire.
- Par contre leur amplitude varie continuellement d'une impulsion à l'autre avec les variations de phase des signaux composants, entre la somme et la différence des amplitudes des radioimpulsions qui produirait séparément chacun de ces signaux.
- on obtient à la sortie de l'amplificateur FI des radioimpulsions fluctuantes en valeur de crête, même si les impulsions incidentes sont rigoureusement régulières et identiques (perturbateur étalon très stable).
- si la sensibilité du récepteur sur la fréquence conjuguée était égale à la sensibilité sur la fréquence d'accord, les radioimpulsions fluctueraient entre zéro et le double de la valeur de crête qui serait obtenu si le canal conjugué n'existait pas.
- cette fluctuation disparaîtrait s'il existe une synchronisation parfaite entre les impulsions parasites et l'oscillateur interne, telle que les impulsions se produisent toutes pour une même

phase de l'oscillateur la valeur de crête constante des radioimpulsions de sortie dépendait alors des valeurs relatives des amplitudes M_1' et M_2' de deux spectres composant et de leur différence de phase, Elle pourrait être nulle dans le cas de l'opposition de phase.

- Toute mesure de parasite est sans signification si l'affaiblissement sur la fréquence conjuguée n'est pas suffisamment grand, Le C.I.S.P.R prescrit une protection de 40 dB.

3-1-2 DISTORSION ET ECURETAGE DANS LES ETAGES D'ENTREE

- Dans un récepteur normalement constitué, il y a un changement de fréquence convenablement protégé sur les canaux parasites. Les seules composantes actives du spectre de la perturbation incidente sont celles qui se situent dans la bande passante globale du récepteur. Toutes les autres composantes sont rendues négligeables par la sélectivité du récepteur.
- Il en est tout autrement si les étages d'entrée par lesquels la sélectivité est a priori très inférieure à la sélectivité globale du récepteur, ne sont pas parfaitement linéaires.
par exemple: si le transistor du premier étage travaille dans une partie incurvée de sa caractéristique Dans ce cas, deux effets perturbateurs peuvent se produire

a) Une distorsion harmonique des divers composants du spectre incident donnant lieu, pour chaque composante, à l'apparition de composantes supplémentaires de fréquences harmoniques qui se situent dans la bande passante et jouent un rôle actif dans la constitution des radioimpulsions qui apparaissent à la sortie.

b) Une intermodulation, entre des composantes du spectre incident situées en dehors de la bande passante et en principe sans effet, dont la somme ou la différence des fréquences est de l'ordre de la fréquence intermédiaire. Les produits d'intermodulation de ces composantes, se situant dans le canal à fréquence intermédiaire, se combinent avec celle du spectre utile et perturbent les radioimpulsions à la sortie.

- Dans les deux cas, les composantes parasites, résultant de déformations ou de combinaisons de composantes harmoniques de cette fréquence. Elles se combinent alors avec les composantes de même rang du spectre utile, dont elles provoquent des modifications d'amplitude et de phase ce qui a pour effet de modifier l'amplitude des radioimpulsions sans en modifier sensiblement la forme.

- Ecîêtage: Si au cours de sa propagation à travers le récepteur une radioimpulsion atteint un niveau suffisant pour sortir des régions linéaires de un ou plusieurs étages amplificateurs, la crête de la radio-impulsion se trouve réduite, la forme apparente

de la radioimpulsion observée à la sortie peut ne pas être modifiée, mais sa valeur de crête peut être très diminuée.

3-2 INFLUENCE DE LA FREQUENCE DE REPETITION

En changeant la fréquence de répétition suivant que la fréquence d'accord du récepteur soit en accord avec une raie du spectre soit entre deux raies.

- a) cas où la fréquence d'accord coïncide avec une raie du spectre:

Comme on l'a déjà vu dans le paragraphe précédent où la fréquence de répétition était faible devant la bande passante, on posant $M_{01} = P\sqrt{2}f$

$$u = A\sqrt{2}PBW' \cos(\Omega_1 t - \alpha)$$

$$\text{avec } W' = \frac{f}{B} \left[1 + \sum_{m=1}^{m=\infty} \frac{2 \cos[m\omega t - (n+1)\gamma]}{[1 + \text{tg}^2 \gamma]^{\frac{n+1}{2}}} \right]$$

$$\text{tg } \gamma = m \cdot \frac{\omega}{\beta} = 4\pi m \cdot \frac{f}{B}$$

puisque on a la bande passante supérieure à f le nombre de composantes actives du spectre du parasite est très grand on peut donc assimiler

$$W' = \frac{f}{B} \beta T \frac{(\beta T)^n \cdot e^{-\beta T}}{n!} = \frac{f}{B} \frac{(\beta T)^n \cdot e^{-\beta T}}{n!} = W$$

Ce qui conduit à la relation déjà trouvée, cela étant si f croît, et se rapproche de B , le nombre de raies du spectre contenues dans la bande diminué, à la limite, lorsque f devient de l'ordre de B , ce nombre devient de l'ordre de l'unité. Dans cette condition, la forme de l'enveloppe du signal de sortie représenté par la fonction W à l'apl constant près $\sqrt{2}PB$ se trouve modifier et tend vers une modulation sinusoïdale.

b) Cas où la fréquence d'accord se situe entre 2 raies du spectre.

Lorsque f se rapproche de B les raies du spectre contenues dans B se trouvent relativement espacées et la fréquence d'accord du récepteur occupe a priori une position quelconque il est alors nécessaire de faire une hypothèse.

— la fréquence d'accord F se situe entre les fréquences F_1 et F_2 de deux raies voisines du spectre et est égale à leur moyenne arithmétique

$$F = \frac{F_1 + F_2}{2}$$

— Le spectre de la perturbation incident n'a plus de composante à l'accord, il se compose seulement de 2 spectres latéraux symétriques dont les composantes voisines sont décalées par rapport au récepteur de $\pm \frac{f}{2}$.

En prenant ces deux fréquences pour référence, deux composantes de rang m , prises chacune dans l'un des spectres latéraux, sont symétriques par rapport à F_0 et décalées respectivement de : $\pm (\frac{1}{2} + m)F$

- En reprenant, sur ces nouvelles bases, le raisonnement en 3.1.1 et en désignant pour M_{01} et α l'amplitude et l'angle de phase, pratiquement constants des divers composantes utiles du spectre, on trouve pour expressions des composantes de rang n du signal de sortie du récepteur :

$$u_1(t) = \frac{A' M_{01}}{\left[1 + \operatorname{tg}^2 \delta'\right]^{\frac{n+1}{2}}} \cos\left[\left(\Omega_c + \left(\frac{1}{2} + m\right)\omega\right)t - \alpha - (n+1)\delta'\right]$$

$$u_2(t) = \frac{A' M_{01}}{\left[1 + \operatorname{tg}^2 \delta'\right]^{\frac{n+1}{2}}} \cos\left[\left(\Omega_c - \left(\frac{1}{2} + m\right)\omega\right)t - \alpha + (n+1)\delta'\right]$$

donc pour expression du signal de sortie :

$$u(t) = A'\sqrt{2} \text{ P.B.W}'' \cos[\Omega_c t - \alpha]$$

$$\text{avec } \left\{ \begin{aligned} W'' &= \frac{f}{B} \sum_{m=0}^{m=\infty} \frac{2 \cos\left[\left(\frac{1}{2} + m\right)\omega t - (n+1)\delta'\right]}{\left[1 + \operatorname{tg}^2 \delta'\right]^{\frac{n+1}{2}}} \\ \operatorname{tg} \delta' &= \left(\frac{1}{2} + m\right) \frac{\omega}{B} = 4\pi B \left(\frac{1}{2} + m\right) \frac{f}{B} \end{aligned} \right.$$

CHAPITRE 4

MESURE DES PARASITES

4-1 PRINCIPE DE LA METHODE DE MESURE

Un parasite n'intervient en pratique et n'est accessible à nos appareils de mesure que par l'intermédiaire d'un récepteur radioélectrique.

- Mesurer un parasite revient donc à évaluer ses grandeurs caractéristiques, à savoir, la fréquence de répétition et le niveau P égal à la valeur efficace de la composante du spectre d'un parasite isolé à la fréquence d'accord du récepteur.

- La fréquence de répétition n'étant pas modifiée au cours de la propagation à travers le récepteur, donc sa mesure revient à la mesure de la fréquence des radio-impulsions à la sortie.

- Il reste donc à préciser les modalités de mesure du niveau P . Nous avons établi dans le chapitre 3 une relation entre le niveau P du parasite à l'entrée du récepteur et le signal disponible à la sortie. En utilisant un voltmètre de préte, cette relation est donnée par la formule suivante:

$$U_{\max} = A\sqrt{2} P \cdot B$$

- En principe pour effectuer une mesure de P , on opère par une méthode de substitution qui consiste à remplacer le parasite inconnu, à l'entrée du récepteur par un signal étalonné, dont on ajuste le

niveau pour obtenir la même déviation à la sortie.
On peut utiliser dans ce cas, soit un perturbateur étalon étudié dans le chapitre 2, soit un générateur de signal sinusoïdal étalonné.

a) Perturbateur étalon: Il est caractérisé par un niveau P_0 constant dans toute la gamme de fréquence à couvrir et par sa fréquence de répétition f_0 fixe ou réglable; en le connectant à l'entrée du récepteur on obtient à la sortie des radioimpulsions identiques à celles que fournit le parasite et dont le niveau est exprimé par un voltmètre de crête par:

$$U_{0max} = A \sqrt{2} P_0 \cdot B$$

- En écrivant que les tensions de sortie, ont dans chaque cas la même valeur pour le parasite et pour l'étalon on en déduit $U_{max} = U_{0max}$

$$\Rightarrow A \sqrt{2} P \cdot B = A \sqrt{2} \cdot P_0 \cdot B \Rightarrow P = P_0$$

- Dans ce cas les caractéristiques du récepteur (bande passante, gain) n'interviennent pas, la comparaison entre l'étalon et le parasite à évaluer est directe.

b) Générateur étalonné:

En faisant agir à l'entrée du récepteur un générateur de tension sinusoïdale, de valeur efficace E étalonnée et de fréquence égale à la fréquence d'accord du récepteur on obtient à la sortie de l'oscilloscope

cathodique.

$$U_{\max} = A\sqrt{2} \cdot E$$

A : étant le gain du récepteur.

E : valeur efficace du Générateur H.F.

En égalant cette valeur avec $U_{\max} = A\sqrt{2} \cdot P \cdot B$
on obtient $A\sqrt{2} \cdot P \cdot B = A\sqrt{2} \cdot E \Rightarrow$:

$$P = \frac{E}{B}$$

Ce dernier mode d'étalonnage est plus avantageux et le plus utilisé parce qu'il utilise un appareil bien connu et disponible dans toutes les laboratoires.

4-2 RELATION ENTRE UN NIVEAU ETALON ET UN NIVEAU ETALONNE

Dans le cas du perturbateur étalon, le niveau est donné par : $P = P_0 = \sqrt{2} \times U$, t_0 exprimé en $[\mu V \cdot sec]$
Dans le cas du générateur sinusoïdal étalonné

$$P = \frac{E}{B} \text{ exprimé en } [\mu V / KHz]$$

1 KHz correspond à $10^{-3} sec$, ($f = \frac{1}{T}$)

$$\text{donc } \left(\frac{E}{B}\right)_{\mu V / KHz} = 10^3 (P_0)_{\mu V \cdot Sec}$$

4-3 MONTAGE DE MESURE

a) Montage: est schématisé sur la fig 5

b) Mode opératoire

- En plaçant le commutateur sur sa position (1), on ajuste le niveau du perturbateur étalon, et le gain du récepteur pour amener l'index du voltmètre sur un repère.
- En plaçant le commutateur sur sa position (2), on ajuste l'affaiblisseur de façon à maintenir l'indicateur sur son repère.
- La valeur de l'affaiblissement, lue mesure le rapport du niveau du parasite inconnu à celui de l'étalon, évalué, suivant le cas, en ($\mu V \cdot sec$) ou en ($\mu V/KHz$), on en déduit le niveau du parasite.

Exemple : On utilise un générateur sinusoïdal étalonné

$$E_{eff} = 3,5 \text{ mV}$$

La bande passante du récepteur est $B = 10 \text{ KHz}$

donc le niveau de l'étalon est $P = \frac{E}{B} = 0,35 \text{ mV/KHz}$

soit par exemple l'affaiblissement $A_{ff} = 15 \text{ dB}$

$$\text{donc } 20 \log_{10} X = 15 \Rightarrow X = 5,6$$

$$\text{donc } \frac{P'}{P} = 5,6 \Rightarrow P' = 5,6 \times 0,35 = 1,96 \text{ mV/KHz}$$

P' : étant le niveau du parasite à mesurer

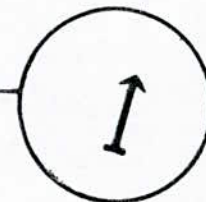
Parasite étalon
ou
générateur
étalonné
fréquence
 f_0



Bande passante $B > f$
 f : fréquence de répétition
 A : Gain fixe

1

2



VOLTMETRE
DE CRÊTE

Parasite
à
mesurer



Fig 5 MONTAGE DE MESURE

CHAPITRE 5

REDUCTION DES PARASITES

5.1 INTRODUCTION

On réduit l'influence des parasites de conduction et de rayonnement respectivement par filtrage et blindage.

- Ceci peut se faire au perturbé, mais encore mieux au perturbateur; on ramène ainsi le niveau de parasite émis par le perturbateur à une amplitude jugée acceptable.

Il n'en suit pas moins que ce perturbateur de parasite continue à envoyer sur les lignes ou à travers l'espace un niveau faible, mais non absolument nul de parasites.

5.2 BLINDAGE

5.2.1 DEFINITION

Le blindage est une enceinte conductrice entourant le générateur de parasites. Il sert de barages aux champs perturbateurs. Il est la seule méthode pratique permettant de supprimer les parasites en provenance direct d'une source (parasite de rayonnement).

5.2.2 CHOIX D'UN BON BLINDAGE

Un bon blindage doit répondre aux conditions suivantes:

a) Empêcher de sortir les signaux créés dans son enceinte ou, au moins les réduire.

b) Empêcher un appareil sensible de capter les parasites.

c) Choisir les meilleurs matériaux de blindage (cuivre aluminium). (Voir figures ci-joint).

d) Le blindage doit avoir une bonne continuité électrique

5-2-3 EFFICACITE D'UN BLINDAGE

Lorsque une barrière métallique est placée entre une source et un récepteur, les ondes électromagnétiques subissent une perte de puissance. La perte de puissance en un point donné représente l'efficacité du blindage.

L'efficacité d'un blindage est donnée par:

$$E = R + A \quad (1)$$

avec. R : perte par réflexion (dB)
 A : perte par absorption (dB)

Le facteur (R) est représenté par l'équation générale suivante:

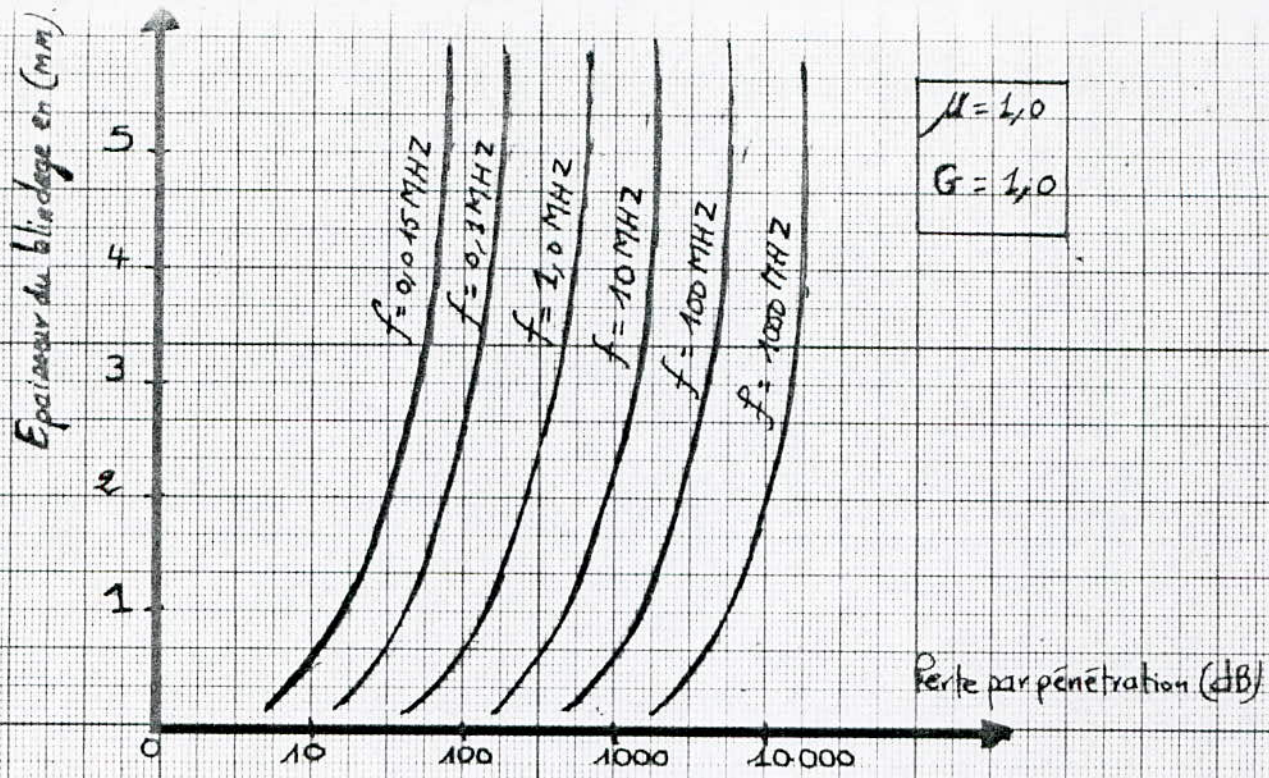
$$R = 20 \log_{10} \left| \frac{(Z_s + Z_w)^2}{4 Z_s Z_w} \right|$$

Z_s : l'impédance caractéristique de la barrière métallique.
 Z_w : l'impédance de l'onde électromagnétique.

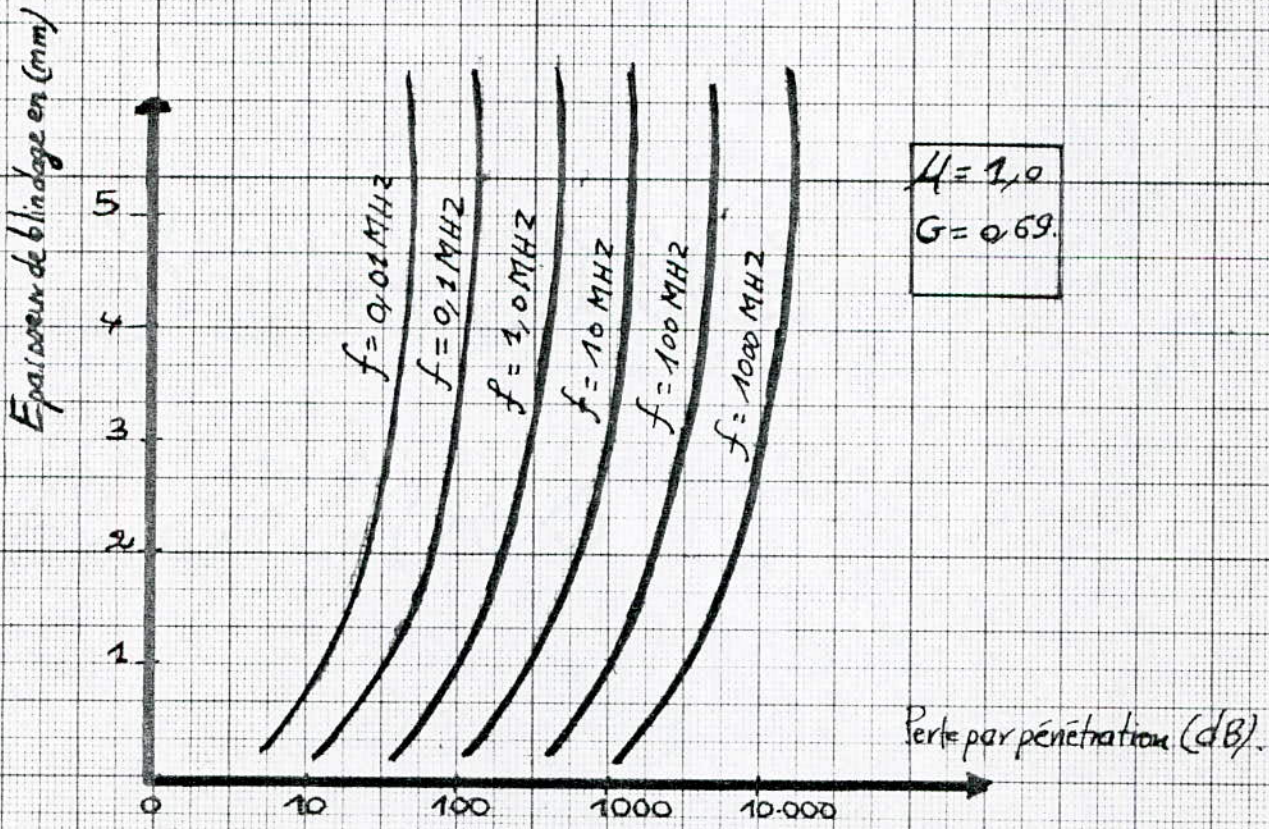
$$Z_w = \frac{E}{H} (\Omega) = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}} \cdot \frac{1 + j\beta r - \beta^2 r^2}{j\beta r - \beta^2 r^2}$$

$$Z_s = (1 + j) \left(\sqrt{\frac{\mu_f}{2G}} \cdot 3,96 \cdot 10^{-9} \right) \Omega.$$

avec: μ_0 : perméabilité du vide.

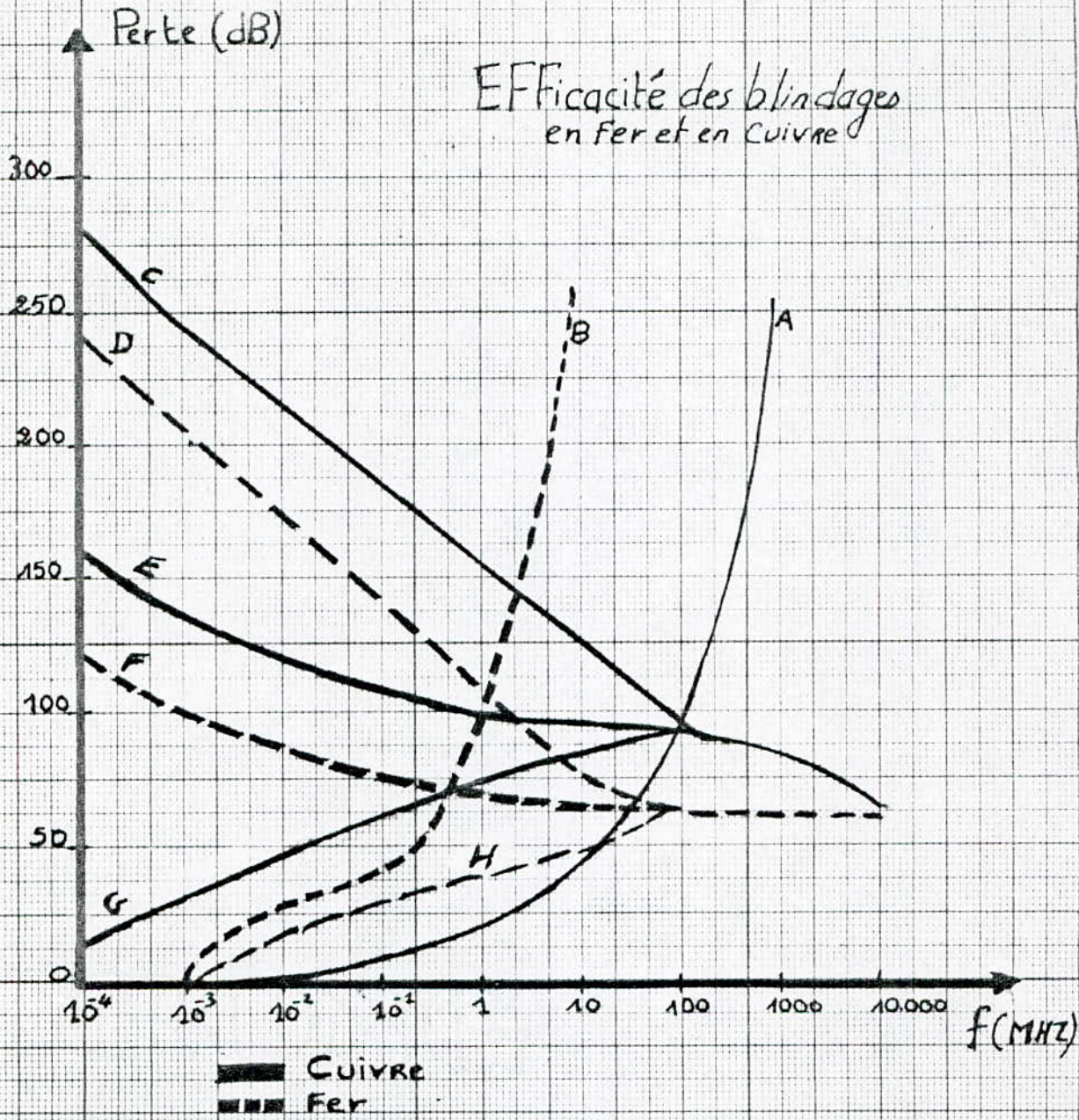


Perte par pénétration en fonction de l'épaisseur du cuivre.



Perte par pénétration en fonction de l'épaisseur d'aluminium.

EFFICACITÉ des blindages en Fer et en Cuivre



A, B : Perte par pénétration, par centième de mm
 C, D : Perte par réflexion - Champs électriques.
 E, F : Perte par réflexion - ondes planes
 G, H : Perte par réflexion - Champs magnétiques

- ϵ_0 : permittivité du vide.
 r : distance du blindage à la source en (mètre).
 $\beta = 2\pi / \lambda$.
 v : célérité de la lumière dans le vide ($\epsilon_0 \mu_0 v^2 = 1$)
 f : fréquence en (Hz).
 μ : perméabilité relative du métal par rapport au vide.
 G : conductivité relative du métal par rapport au cuivre.

Le second terme de l'équation (1) s'écrit :

$$A = 1,314 t \sqrt{f \cdot G \cdot \mu}$$

t : l'épaisseur de la barrière métallique en (cm).

d'efficacité du blindage dépend essentiellement :

- De la fréquence.
- L'impédance de l'onde électromagnétique.
- La distance entre la source et le blindage.
- Le métal constituant le blindage.

5.3 FILTRES ANTIPARASITES

5.3.1 DEFINITION

un filtre antiparasite est un réseau électrique en général passe-bas qui a pour but d'affaiblir les perturbations dans une bande de fréquence déterminée. Il s'agit donc d'un matériel destiné à lutter contre les parasites de conduction.

5.3.2 PRINCIPE DE REALISATION

Un filtre, peut être réalisé en utilisant des résistances des bobines et des condensateurs; on peut combiner de nombreuses façons ces trois composants.

5-3-3 DIFFERENTS TYPES DE FILTRES

- a) Filtre passe bas : filtre ayant une bande de transmission s'étendant de zéro à une fréquence finie.
- b) Filtre passe haut : filtre ayant une bande de transmission s'étendant d'une fréquence non nulle à l'infini.
- c) Filtre passe bande : filtre ayant une bande de transmission unique, aucune des fréquences de coupure n'étant nulle ou infinie.
- d) Filtre coupe bande : filtre ayant une bande d'atténuation unique, aucune des fréquences de coupure n'étant nulle ou infinie.

5-3-4 CARACTERISTIQUE

- a) Courbe d'affaiblissement :
Cette courbe est toujours donnée en (dB) c'est donc 20 fois le logarithme décimal du rapport inverse.

Courant d'entrée (tension d'entrée)

Courant de sortie (tension de sortie)

(à la fréquence considérée)

- b) la fréquence du courant filtré:
 Filtré pour courant continu, filtré pour le réseau 50 Hz,
 filtré pour le réseau 400 Hz etc...
- c) la tension maximale du réseau à filtrer: par exemple
 les filtres 220 V, 50 Hz sont les plus utilisés dans les
 applications domestiques.
- d) le courant de fuite
 e) Dimensions, poids, le prix, etc...

5-3-5 EFFICACITE

L'efficacité d'un filtre est donnée par la perte d'insertion.
 Cette dernière est le résultat de l'addition d'un
 élément dans le système de transmission, est le
 rapport de la puissance délivrée à la partie du circuit
 située après cet élément sur la puissance de la
 partie avant l'introduction de cet élément.

Efficacité du filtre:

$$S = 20 \log_{10} \frac{E_1}{E_2} \quad \begin{array}{l} \text{(tension de sortie avec filtre)} \\ \text{(tension de sortie sans filtre)} \end{array}$$

5-3-6 CHOIX D'UN FILTRE

Le choix d'un filtre dépend de la fréquence. En général
 en dessous de 5 MHz, un filtre en Π est suffisant,
 bien que suivant l'atténuation désirée on est parfois
 obligé d'y ajouter plusieurs sections.
 Entre 5 et 50 MHz, la capacité répartie sur l'inductance

devient importante. L'inductance doit être bobinée en spirale pour réduire ce paramètre.

Au delà de 50 MHz, les condensateurs HF de qualité sont les composants essentiels. Ce sont les condensateurs qui atténuent le plus, les inductances, étant complètement court-circuitées par la capacité répartie.

- Autres dispositifs d'élimination des parasites

a) cages blindées : Les cages blindées ou cages Faraday sont comme leur nom l'indique, des cages dans lesquelles il est possible de travailler, mais dans un milieu totalement isolé du milieu ambiant du point de vue des champs électriques, radioélectriques et magnétiques.

b) blindage des câbles : exemple les câbles coaxiaux

c) Mise à la terre. Elle a pour but de réaliser la liaison entre les divers parties d'un ensemble pour éviter les différences de potentiel parasites.

d) Antennes directives : Une antenne directive permet d'éliminer les sources de parasites qui ne sont pas dans la même direction que la station que l'on désire capter.

CHAPITRE 6

RESULTATS PRATIQUES

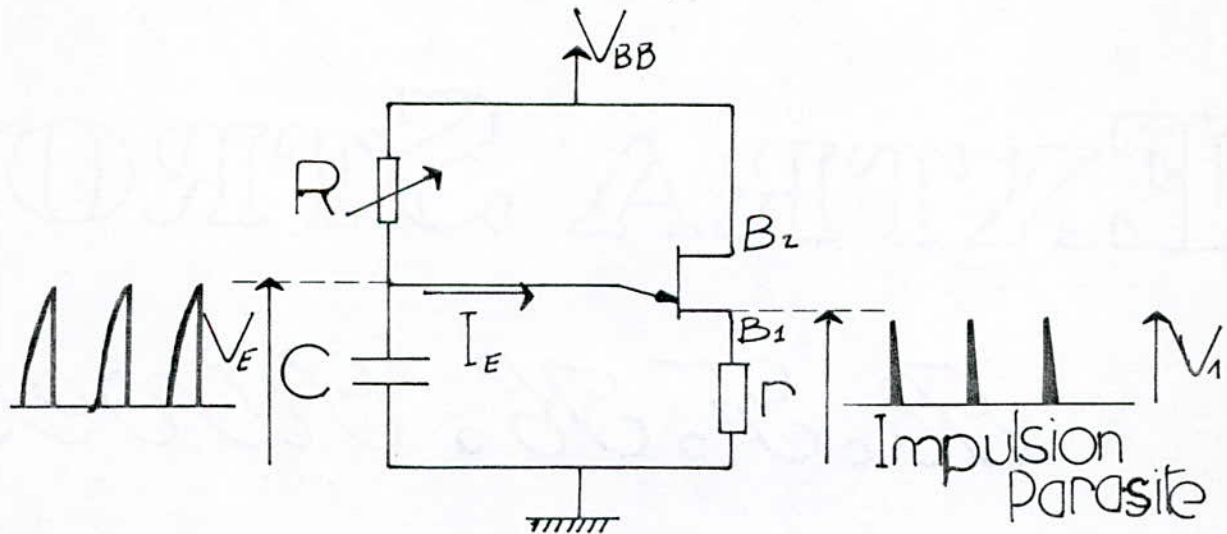
6-1 BUT

Notre but est de reconstituer le spectre du parasite (inconnu) en répétant les mesures plusieurs fois suivant différentes valeurs de la fréquence d'accord F_0 .

6-2 REALISATION: Générateur de Parasite

- On s'est basé sur le principe étudié au chapitre 2 (décharge d'un condensateur)
- De ce fait on a choisi un transistor unijonction. En effet ce type de transistor se comporte comme un interrupteur qui selon la valeur de la tension appliquée à l'émetteur se trouve ouvert (haute impédance d'entrée) ou fermé (basse impédance d'entrée).

6.2.1 SCHEMA DU MONTAGE



- Choix des composants du montage:
 - r est fixée à 50Ω .
 - R est variable (potentiomètre $2 M\Omega$) pour faire varier la fréquence de répétition des impulsions à la sortie du montage (800 Hz à 50 KHz)

$$f = \frac{1}{RC \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}$$

- UJT est du type 2N 3980 de caractéristiques:
 $V_{BB\max} = 35V$ $0,56 < \eta < 0,75$
 $I_{E\max} = 50mA$

- La capacité (C) est choisie de telle façon à donner à la constante de temps ($t_0 = Cr$) la valeur qui convient à la largeur du spectre utilisé.

- Comme on est limité par la tension d'alimentation qui ne peut dépasser une certaine valeur (35V) qui donne des niveaux de sortie relativement bas; d'où on a essayé de réduire la largeur du spectre jusqu'à 3 MHz. On a travaillé sur la bande des ondes courtes de 1,5 MHz à 12 MHz.

$$t_0 F_{\max} \leq 0,1 \Rightarrow t_0 \leq 33 \mu s$$

$$\text{et } t_0 = Cr \text{ avec } r = 50 \Omega \Rightarrow C = 0,47 \mu F$$

L'amplitude de l'impulsion obtenue au borne de r ($V_1 = 10V$)

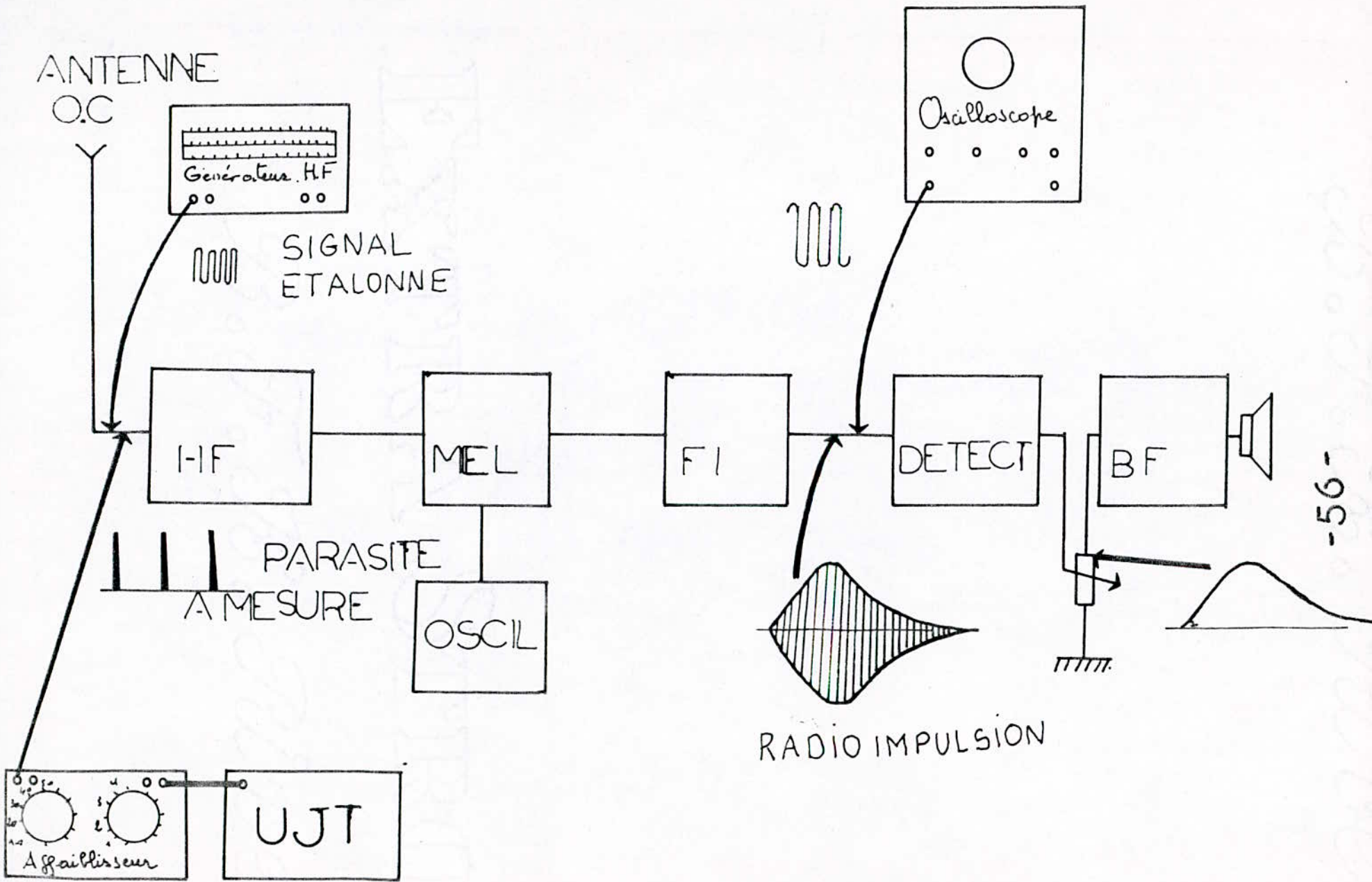
6-3 INTERPRETATION

- En observant la courbe tracée expérimentalement on voit que le niveau est constant ou à peu près dans la gamme qui s'étend de 1,5 MHz à 3 MHz et décroît au delà.
- Les points de la courbe ne sont pas bien alignés du fait d'incertitude au moment de la manipulation (mauvais

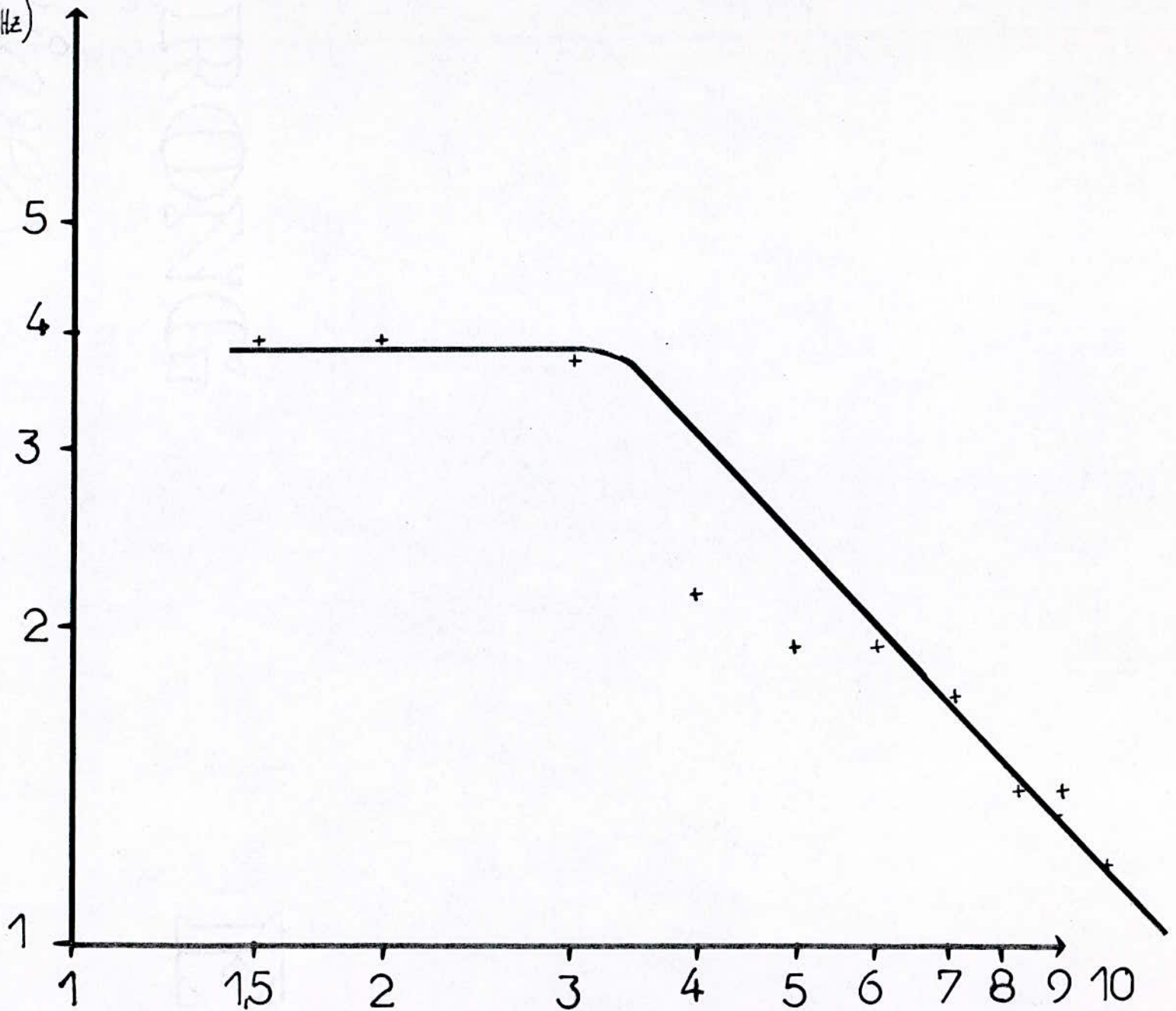
filtrage, blindage imparfait, mauvais accord du récepteur)

Remarques.

- 1°) Pour le mode opératoire le calcul des niveaux du parasite voir chapitre 4 (mesure des parasites)
- 2°) L'affaiblisseur utilisé dans le montage est un affaiblisseur à décades combiné avec un affaiblisseur par bande de 1 dB
- 3°) Le récepteur utilisé est un récepteur commercial d'occasion



$P' \text{ (mV/Hz)}$



CONCLUSION

- Le présent travail a été consacré à l'étude des mesures des parasites radioélectriques et d'évaluer le trouble apporté à une liaison radioélectrique de fréquence donnée sans se préoccuper de combattre d'avantage la perturbation d'origine, ce résultat partiel est suffisant. Dans le cas contraire, où l'on s'intéresse à la perturbation initiale, il faudrait étudier son spectre complet en répétant la mesure sur un grand nombre de fréquences.
- On a essayé de réparer le mesureur de parasite existant mais malheureusement on a constaté le manque d'un commutateur à cinq positions.
- Et on a eu des problèmes à la réalisation d'un générateur de parasite couvrant toute la gamme radioélectrique du fait de la grande tension nécessaire (600V) pour avoir des niveaux assez élevés d'où on a diminué cette gamme jusqu'à 3 MHz.
- Comme appareil de mesure on a utilisé un récepteur commercial d'occasion qui n'a pas les caractéristiques d'un appareil de mesure proprement dit.
- D'autre part, nous avons fait des démarches auprès de la RTA pour faire un stage ou tout simplement avoir quelques notions sur ce domaine mais sans résultat favorable.

BIBLIOGRAPHIE

- 1) LA MESURE DES PARASITES
Par E. FROMY - Edditions CHIRON
PARIS 1976
- 2) LES PARASITES RADIOELECTRIQUES
Par CH. FEVROT
PARIS 1973
- 3) LES PARASITES EN ELECTRICITE ET
EN ELECTRONIQUE
Par R.F. FICHI - DUNOD
PARIS 1966
- 4) ELECTRONIQUE APPLICATION N° 34
MARS 1984
- 5) BROCHURES SUR LE MESUREUR DE
PARASITES EXISTANT (MP4)
- 6) SIGNAUX ANALOGIQUES ET MODULATIONS
Série transmission (2^{eme} Partie)
1973

ANNEXE

I)

1°) Soit une fonction $x(t)$ périodique de période T ; On peut représenter $x(t)$ sous la forme:

$$(1) \quad x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$$

$$(2) \quad A_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos n\omega t \, dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \sin n\omega t \, dt$$

$$C = \frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \, dt$$

C : représente la moyenne de la fonction $x(t)$

2°) Propriétés:

- $x(t)$: paire $x(-t) = x(t) \rightarrow B_n = 0$

- $x(t)$: impaire $x(-t) = -x(t) \rightarrow A_n = 0$

- Spectre d'amplitude: $M_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$

- n : rang de l'harmonique considérée

$$\text{tg } \varphi_n = \frac{B_n}{A_n}$$

3°) Expression symbolique de la série de Fourier:

En remplaçant, $(\sin n\omega t)$ et $(\cos n\omega t)$ par leurs expressions complexes dans la relation (1) on obtient

$$x(t) = C + \sum_{n=1}^{n=\infty} \left[A_n \frac{e^{jn\omega t} + e^{-jn\omega t}}{2} + B_n \frac{e^{jn\omega t} - e^{-jn\omega t}}{2j} \right]$$

soit encore $x(t) = C + \sum_{n=1}^{n=\infty} \left[\frac{A_n + jB_n}{2} \cdot e^{-jn\omega t} + \frac{A_n - jB_n}{2} \cdot e^{jn\omega t} \right]$

et en remplaçant (A_n) et (B_n) par leurs expressions (2), en faisant bien attention de changer la variable t par exemple $t = \tau$ on obtient alors :

$$x(t) = C + \sum_{n=1}^{n=\infty} \left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(\tau) \cdot e^{-jn\omega(\tau-t)} d\tau + \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(\tau) \cdot e^{jn\omega(\tau-t)} d\tau \right]$$

et en remarquant que $\sum_{n=1}^{n=\infty} \int_{-T/2}^{T/2} x(\tau) \cdot e^{jn\omega(\tau-t)} d\tau = \sum_{n=-1}^{n=-\infty} \int_{-T/2}^{T/2} x(\tau) \cdot e^{-jn\omega(\tau-t)} d\tau$

et que $C = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(\tau) \cdot e^0 d\tau$, cela donne :

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} G(n) \cdot e^{jn\omega t}$$

$$G(n) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(\tau) \cdot e^{-jn\omega \tau} d\tau \quad (3)$$

$G(n)$: représente le spectre complexe de $x(t)$ en fonction de la fréquence

4°) Intégrale de Fourier =

Lorsqu'on fait croître indéfiniment la période T ; ce qui revient à faire tendre vers zéro la fréquence de répétition f , donc à considérer une perturbation

isolée, deux raies consécutives quelconques du spectre, ayant respectivement pour fréquences:

$$F_1 = n f$$

$$F_2 = (n+1) f$$

se rapprochent indéfiniment et leur différence tend vers l'expression différentielle $dF = f = \frac{1}{T} = F_2 - F_1$

En outre, la somme réelle $\sum_{n=-\infty}^{+\infty}$ se trouve remplacée par une somme intégrale en F et l'on peut exprimer, les relations (3) sous la forme:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} G(F) \cdot e^{j n t} dF$$

$$G(F) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(z) \cdot e^{-j n z} dz$$

$$\text{avec } \Omega = 2\pi F$$

$G(F)$: représente le spectre complexe de $x(t)$ en fonction de F . En faisant le raisonnement inverse suivi pour établir les relations (3) on trouve alors:

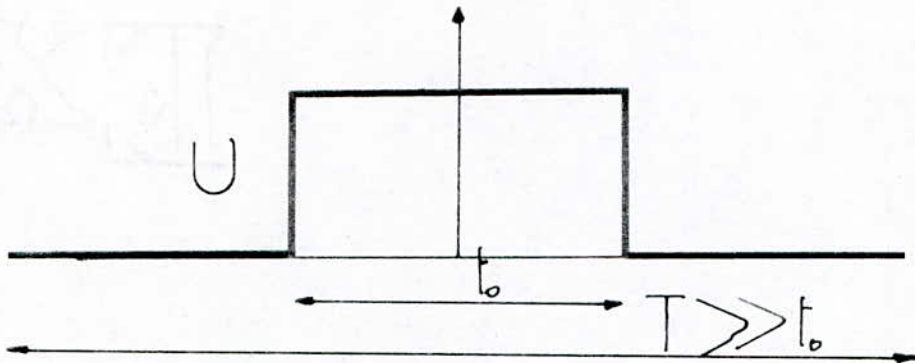
$$M_F = \sqrt{A_F^2 + B_F^2}$$

$$\text{avec: } \begin{cases} A_F = \int_{-\infty}^{+\infty} x(z) \sin \Omega z dz \\ B_F = \int_{-\infty}^{+\infty} x(z) \cos \Omega z dz \end{cases} \quad (4)$$

En comparant les résultats de la relation (4) avec ceux de la relation (2), on obtient: $M_F = \frac{1}{T} M_n$
 M_n : représente l'amplitude de la composante spectrale f de fréquence $F = n f$

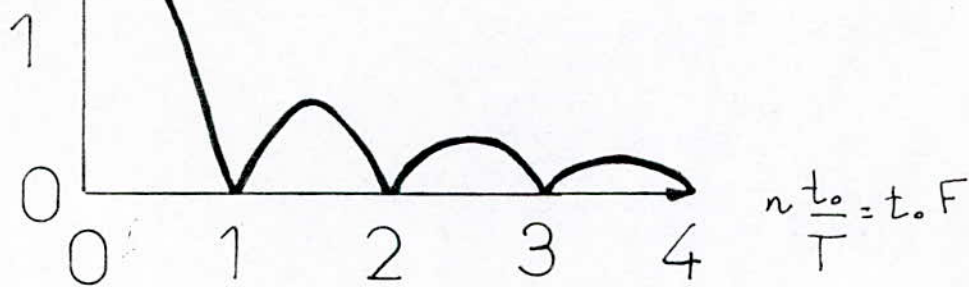
- M_n : Amplitude de la composante spectrale de fréquence
 - $F = nf$ (même fréquence) de la même perturbation isolée
- CONCLUSION: La relation (6) est très utile en pratique dans la mesure des parasites. La relation (6) représente le niveau maximal de parasite.

1° Impulsion rectangulaire symétrique



$$C = U \frac{t_0}{T} \quad B_n = 0 \text{ (Fonction paire)}. \quad M_n = A_n = 2U \frac{t_0}{T} \frac{\sin \pi n \frac{t_0}{T}}{\pi n \frac{t_0}{T}}$$

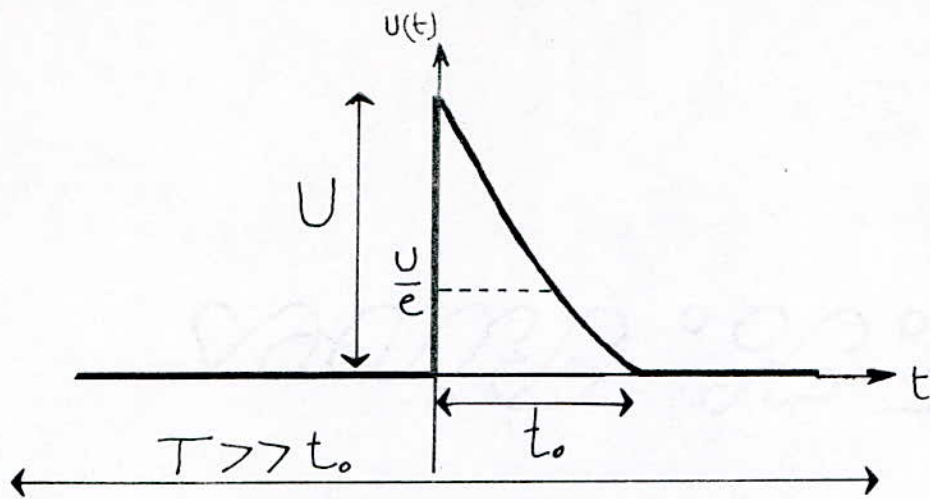
$\frac{M_n}{C}$



$$x(t) = C \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{n=\infty} 2 \frac{\sin \pi n \frac{t_0}{T}}{\pi n \frac{t_0}{T}} \cos n \omega t \right]$$

Spéctre $\frac{M_n}{C} = 2 \left| \frac{\sin \pi n \frac{t_0}{T}}{\pi n \frac{t_0}{T}} \right|$

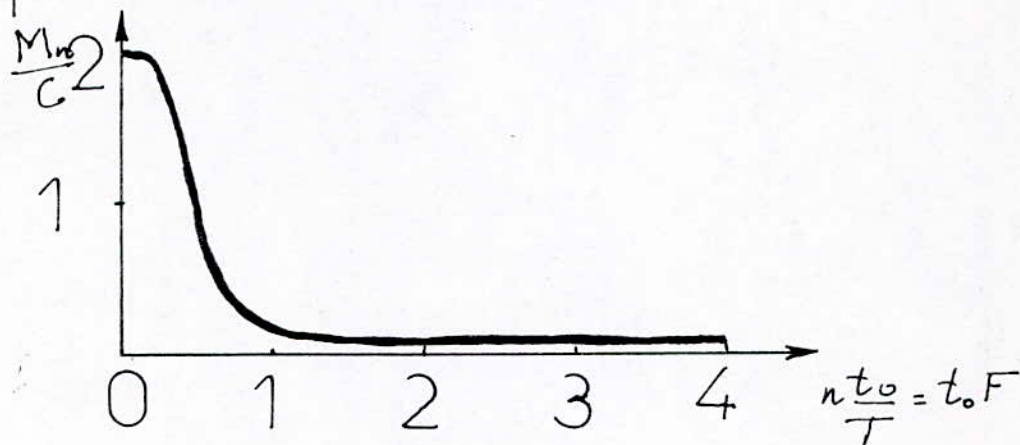
2° IMPULSION EXPONENTIELLE



$$C = U \frac{t_0}{T} \quad B_n = 2U \frac{t_0}{T} \frac{2 \frac{n t_0}{T}}{1 + \left(2\pi \frac{n t_0}{T}\right)^2}$$

$$A_n = 2U \frac{t_0}{T} \frac{1}{1 + \left(2\pi \frac{n t_0}{T}\right)^2}, \quad M_n = 2U \frac{t_0}{T} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2\pi \frac{n t_0}{T}\right)^2}}$$

$$\operatorname{tg} \varphi_n = \frac{2\pi n t_0}{T} = n \omega t_0 = 2\pi t_0 f$$



$$\text{Spectrum } \frac{M_n}{C} = \frac{2}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi n t_0}{T}\right)^2}}$$

II)

Considérons un phénomène représenté par une fonction de la forme.

$$y(t) = \beta T \frac{(\beta t)^n e^{-\beta t}}{n!}$$

n : nombre entier positif quelconque

β : constante positive

nous admettons que

a) le phénomène se répète périodiquement de période T

b) T (période de répétition) est très grande devant la constante de temps $(\frac{1}{\beta})$ de telle sorte que, pratiquement, elle soit le temps de s'annuler au cours de chaque période $[y(t) = 0 \text{ pour } t = T]$

Faisons le changement de variable: $x = \beta t$

donc pour période $X = \beta T$

et pour pulsation $\omega_0 = \frac{2\pi}{X} = \frac{\omega}{\beta}$

$$y(x) = \frac{X}{n!} x^n e^{-x}$$

$y(x)$ peut se mettre sous la forme.

$$(1) \quad y(x) = C + \sum_{m=1}^{m=\infty} [A_m \sin m\omega_0 x + B_m \cos m\omega_0 x]$$

$$C = \frac{1}{n!} \int_0^X x^n e^{-x} dx, \quad A_m = \frac{2}{n!} \int_0^X x^n e^{-x} \sin m\omega_0 x dx$$

$$B_m = \frac{2}{n!} \int_0^X x^n e^{-x} \cos m\omega_0 x dx.$$

En application de la deuxième convention ($T \gg \frac{1}{\omega_0}$)
 On pourra dans ces intégrales assimiler x à l'infini

$$\text{donc } C = \frac{1}{n!} \cdot n! = 1$$

Pour évaluer A_n et B_n , posons $I_n = \int_0^\infty x^n e^{-x} \sin m\omega_0 x dx$

$$K_n = \int_0^\infty x^n e^{-x} \cos m\omega_0 x dx.$$

En intégrant par parties ces 2 expressions

On obtient les formules de récurrence :

$$I_n = \frac{n}{1+m^2\omega_0^2} (I_{n-1} + m\omega_0 K_{n-1}), \quad K_n = \frac{n}{1+m^2\omega_0^2} (K_{n-1} - m\omega_0 I_{n-1})$$

avec, à l'origine ($n=0$):

$$I_0 = \int_0^\infty e^{-x} \sin m\omega_0 x dx = \frac{m\omega_0}{1+m^2\omega_0^2}, \quad K_0 = \int_0^\infty e^{-x} \cos m\omega_0 x dx = \frac{1}{1+m^2\omega_0^2}$$

On en déduit, en remontant de proche en proche.

$$I_n = \frac{n!}{(1+m^2\omega_0^2)^{n+1}} P_n, \quad K_n = \frac{n!}{(1+m^2\omega_0^2)^{n+1}} Q_n.$$

Relations dans lesquelles P_n et Q_n représentent des fonctions de n et de $m\omega_0$ qui ont pour expression:

n	P_n	Q_n	$P_n^2 + Q_n^2$	$\frac{P_n}{Q_n}$
1	$2m\omega_0$	$1 - m^2\omega_0^2$	$(1 + m^2\omega_0^2)^2$	$\text{tg } 2\delta$
2	$3m\omega_0 - m^3\omega_0^3$	$1 - 3m^2\omega_0^2$	$(1 + m^2\omega_0^2)^3$	$\text{tg } 3\delta$
\vdots			\vdots	\vdots
n			$(1 + m^2\omega_0^2)^{n+1}$	$\text{tg } (n+1)\delta$

En posons $\operatorname{tg} \delta = m \omega_0 = m \frac{\omega}{\beta}$

l'expression (1) prend la forme.

$$y(x) = 1 + \sum_{m=1}^{m=\infty} \frac{2}{(1+m^2\omega_0^2)^{n+1}} \left(P_n \sin m\omega_0 x + Q_n \cos m\omega_0 x \right)$$

Soit, en remplaçant P_n , Q_n et $\omega_0 x$

$$y(t) = 1 + \sum_{m=1}^{m=\infty} \frac{2 \cos [m\omega t - (n+1)\delta]}{(1+m^2\omega_0^2)^{\frac{n+1}{2}}}$$

ou mieux, en remplaçant $m\omega_0 = \operatorname{tg} \delta$

$$y(t) = 1 + \sum_{m=1}^{m=\infty} \frac{2 \cos [m\omega t - (n+1)\delta]}{(1+\operatorname{tg}^2 \delta)^{\frac{n+1}{2}}}$$

avec $\operatorname{tg} \delta = m \frac{\omega}{\beta}$

Si l'on fait $n=0$ la relation (4) devient

$$y(t) = 1 + \sum_{m=1}^{m=\infty} \frac{2 \cos (m\omega t - \delta)}{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2 \delta}}$$

III) RAPPEL DES PROPRIETES FONDAMENTALES DES CIRCUITS OSCILLANTS

1°) Action d'une source sur un circuit isolé:

Faisons agir une force électromotrice sinusoïdale

$e = E \cos \Omega t$
sur un circuit oscillant isolé ayant pour caractéristiques

L - Inductance de la bobine

R - Résistance de la bobine

C - Capacité du condensateur

$$F_0 = \frac{\Omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} - \text{fréquence de résonance}$$

$$Q = \frac{L\Omega}{R} - \text{facteur de surtension}$$

$$\beta = \frac{R}{2L} = \frac{\Omega_0}{2Q} - \text{facteur d'amortissement}$$

La tension produite aux bornes du circuit (bornes du condensateur)
à pour expression complexe

$$u = -j \frac{1}{C\Omega} \frac{e}{R + j(L\Omega - \frac{1}{C\Omega})} = -j \frac{e}{\frac{LC\Omega^2}{Q} + j(LC\Omega^2 - 1)}$$

$$\text{soit } u = -j \frac{e}{\sqrt{\frac{L^2C^2\Omega^4}{Q^2} + (LC\Omega^2 - 1)^2}} \cdot e^{-j\gamma}$$

$$\text{avec } \text{tg } \gamma = Q \left(1 - \frac{1}{LC\Omega^2} \right)$$

En développant on obtient:

$$u = -j \frac{e \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + [LC \Omega^2 (1 + \frac{1}{Q^2}) - 1]^2}} \cdot e^{-j\gamma}$$

En se limitant au cas des circuits de bonne qualité c'est-à-dire, a) on peut négliger $\frac{1}{Q^2}$ devant 1

b) on peut admettre que la pointe de résonance des circuits est assez fine pour que tous les effets utiles se situent dans une gamme de fréquence étroite au voisinage de la fréquence de résonance on peut alors écrire :

$$LC \Omega^2 - 1 = \frac{\Omega^2 - \Omega_0^2}{\Omega_0^2} = \frac{\Delta(F^2)}{F_0^2} \approx 2 \frac{\Delta F}{F_0}$$

$$1 - \frac{1}{LC \Omega^2} = \frac{\Omega^2 - \Omega_0^2}{\Omega^2} = \frac{\Omega_0^2}{\Omega^2} \cdot \frac{\Omega^2 - \Omega_0^2}{\Omega_0^2} \approx 2 \frac{\Delta F}{F_0}$$

En désignant par ΔF le dérèglement d'accord de la source par rapport à la fréquence de résonance

- Avec ces approximations la relation ci dessus prend la forme

$$u = \frac{Q e}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \gamma}} \cdot e^{-j(\frac{\pi}{2} + \gamma)}$$

$$\text{avec } \text{tg} \gamma = 2Q \frac{\Delta F}{F_0}$$

IV ACTION D'UNE SOURCE SUR UNE CHAÎNE DE CIRCUITS

Considérons maintenant le cas d'une chaîne de $n+1$ circuits tous identiques et accordés sur une même fréquence F_0 , couplés lâchement les uns aux autres de telle sorte qu'on puisse admettre que le comportement de chacun des circuits de la chaîne soit pratiquement le même que si ce circuit était isolé.

- Faisons agir la force électromotrice sinusoïdale $e = E \cos \Omega \cdot t$ sur le circuit de tête ($n=0$) on obtient à ses bornes une tension de la forme:

$$U_0 = \frac{Q E}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \gamma}} \cdot e^{-j \left(\frac{\pi}{2} + \gamma \right)}$$

Ce circuit produit dans le circuit suivant (rang $n=1$) une force électromotrice que l'on peut toujours écrire sous la forme $E_1 = A_1 \cdot e^{j \alpha_1} U_0$ et qui produit aux bornes de ce circuit de rang $n=1$ une tension

$$U_1 = \frac{Q \cdot E_1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \gamma}} \cdot e^{-j \left(\frac{\pi}{2} + \gamma \right)} = \frac{Q^2 \cdot A_1 \cdot E}{(1 + \text{tg}^2 \gamma)} \cdot e^{j \left(\alpha_1 - 2 \left(\frac{\pi}{2} + \gamma \right) \right)}$$

En répétant le calcul pour tous les circuits, on obtient finalement aux bornes du dernier circuit, de rang n

$$U_n = \frac{Q^{n+1} \cdot A_1' A_2' \dots A_n' \cdot E}{\left[1 + \text{tg}^2 \gamma \right]^{\frac{n+1}{2}}} \cdot e^{j \left[\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_n - (n+1) \left(\frac{\pi}{2} + \gamma \right) \right]}$$

Expression de la forme

$$U_n = \frac{A'E}{[1 + \operatorname{tg}^2 \gamma]^{\frac{n+1}{2}}} \cdot e^{j(\alpha - (n+1)\gamma)}$$

en posons $A = Q^{n+1} A'_1 A'_2 \dots A'_n$: amplification globale à l'accord

$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_n - (n+1) \frac{\pi}{2}$: déphasage global de transmission que l'on peut en général considérer comme pratiquement constant dans une petite gamme de fréquence au voisinage de l'accord.

on obtient donc finalement aux bornes du circuit de rang $(n+1)$ une tension sinusoïdale d'amplitude

$$U_n = \frac{A \cdot E}{(1 + \operatorname{tg}^2 \gamma)^{\frac{n+1}{2}}} \quad \operatorname{tg} \gamma = 2Q \cdot \frac{\Delta F}{F_0}$$
$$\Delta F = F - F_0$$

On peut caractériser la sélectivité de l'ensemble des $(n+1)$ circuits en cascade pour un dérèglement ΔF de la fréquence par le rapport.

$$S = \frac{U_{n0}}{U_n} = [1 + \operatorname{tg}^2 \gamma]^{\frac{n+1}{2}}$$

$$S = \left[1 + \left(2Q \frac{\Delta F}{F_0} \right)^2 \right]^{\frac{n+1}{2}}$$

U_{n0} : valeur de la tension de sortie à l'accord.