

ORITEL

- PROPAGATION EN ESPACE LIBRE
- PROPAGATION GUIDEE
- PROPAGATION IN FREE SPACE
- WAVEGUIDE PROPAGATION



Français
English

Notice d'expérimentation
Experimentation manual

 CHAUVIN
ARNOUX

Signification du symbole :



ATTENTION ! Consulter la notice d'expérimentation avant d'utiliser le banc didactique hyperfréquence.

Dans la présente notice d'expérimentation, les instructions précédées de ce symbole, si elles ne sont pas bien respectées ou réalisées, peuvent occasionner un accident corporel ou endommager l'appareil et les installations.

Vous venez d'acquérir un **ensemble didactique hyperfréquence ORITEL** et nous vous remercions de votre confiance.

Pour obtenir le meilleur service de cet ensemble :

- lisez attentivement cette notice d'expérimentation,
- respectez les précautions d'emploi.



PRECAUTIONS D'EMPLOI



- L'isolateur à ferrite doit être correctement monté, la flèche vers la charge.
- Les isolateurs et les circulateurs à ferrite sont des composants possédant un noyau magnétique, il est donc recommandé de les maintenir à une distance minimale de 3 cm de tout objet ou source magnétisée.
- Lors du raccordement de l'oscillateur GUNN, et du modulateur à diode PIN à l'alimentation, toute inversion au niveau des connecteurs de sortie de l'alimentation peut entraîner la détérioration des diodes GUNN et PIN.
- Les cordons et accessoires de raccordement doivent répondre aux normes applicables et doivent être conçus pour une tension assignée de catégorie de surtension au moins égale à celle des circuits sur lesquels les mesures sont effectuées.
- Tous les appareils raccordés au banc et connectés au réseau alternatif doivent être reliés à la terre.
- Aucune tension de plus de 30 V par rapport à la terre ne doit être présente sur le banc.
- Bien que la puissance d'émission soit faible, il est fortement déconseillé de regarder directement les antennes d'émission en fonctionnement, de face.

GARANTIE

Notre garantie s'exerce, sauf stipulation expresse, pendant **douze mois** après la date de mise à disposition du matériel (extrait de nos Conditions Générales de Vente, communiquées sur demande).

SOMMAIRE

1. MISE EN SERVICE.....	6
1.1. MONTAGE DES BANCS.....	6
1.1.1 Utilisation de la fixation rapide EASYFIX(TM)	6
1.2. MISE EN SERVICE ET UTILISATION DE L'ALIMENTATION CF 204 OU DES APPAREILS DE MESURE (OPTION).....	6
2. CARACTERISTIQUES.....	7
2.1. COMPOSANTS HYPERFREQUENCES	7
2.1.1 Adaptateur d'impédance à 3 plongeurs ADZ 100/3.....	7
2.1.2 Adaptateur d'impédance à chariot LAZ 100	7
2.1.3 Atténuateur calibré ATC 100.....	7
2.1.4 Atténuateur variable à micromètre ATM 100	7
2.1.5 Câble coaxial CAB 100	7
2.1.6 Charge adaptée CHG 100.....	7
2.1.7 Coude E (haut et bas) COE 100/H/B.....	7
2.1.8 Coude H COH 100	7
2.1.9 Coupleur directif à trous configurable CDT 100/20.....	7
2.1.10 Coupleur directif en croix configurable CGX 100/20.....	7
2.1.11 Iris de couplage en croix 20 et 30 dB IRIS 100	7
2.1.12 Iris de couplage à trous 30 dB ICDT 100/30	7
2.1.13 Circulateur à ferrite CIR 100	7
2.1.14 Isolateur à ferrite ISO 100	8
2.1.15 Court-circuit CC 100	8
2.1.16 Court-circuit variable à micromètre CCM 100.....	8
2.1.17 Déphaseur à micromètre DPH 100	8
2.1.18 Détecteur coaxial DEN 100	8
2.1.19 Détecteur parallèle sur guide DEG 100.....	8
2.1.20 Adaptateur de fixation rapide AFR 100.....	8
2.1.21 Guide droit GD 100/180	8
2.1.22 Joint tournant JTG 100.....	8
2.1.23 Kit d'étude diélectrique KED 100.....	8
2.1.24 Ligne de mesure LAF 100	8
2.1.25 Modulateur à diode PIN MOD 100	8
2.1.26 Ondemètre à micromètre OND 100	9
2.1.27 Oscillateur à diode GUNN OSG 100	9
2.1.28 Transition guide-coaxial TGN 100.....	9
2.2. ANTENNES HYPERFREQUENCE	9
2.2.1 Antenne diélectrique AND 100	9
2.2.2 Antenne à fente ANF 100	9
2.2.3 Antenne à fente ANF 100F	9
2.2.4 Antenne plane ASP 100.....	9
2.2.5 Antenne cornet ANC 100/10 (ou ANC 100/15 ou ANC 100/20)	9
2.2.6 Disque réflecteur DR 100	9
2.2.7 Réflecteur parabolique ANP 100	9
2.2.8 Réflecteur parabolique fixe ANP 100F.....	9
2.2.9 Répondeur RADAR passif RRL 100	9
2.2.10 Iris à fentes ajustables IANF 100.....	10
2.3. SUPPORTS ET ACCESSOIRES.....	10
2.3.1 Bâti d'expérimentation BTE 100	10
2.3.2 Panneau d'absorbant ABS 100.....	10
2.3.3 Plateau tournant PTM 100.....	10
2.3.4 Support d'antenne SAN 100.....	10
2.3.5 Support guide d'onde SUP 100	10
2.4. ALIMENTATION ET APPAREILS DE MESURE.....	10

2.4.1	Alimentation CF 204.....	10
2.4.2	Indicateur de R.O.S. IR 205	10
2.4.3	Milliwattmètre hyperfréquence MH 600	10
2.4.4	Sonde coaxiale à thermocouple ST 613 (à utiliser avec le milliwattmètre MH 600).....	11
2.4.5	Simulateur de déplacement SDD 100.....	11
2.4.6	Oscilloscopes : Analogique et numérique OX 520BS – MTX 3252M – MTX 3352C.....	11
3.	GENERALITE.....	12
3.1.	INSTALLATION DES BANCS	12
3.2.	BANC EMISSION - BEM 100	13
4.	EXPERIMENTATION	14
4.1.	MESURE DE L'ATTENUATION D'ESPACE	14
4.1.1	Introduction	14
4.1.2	Rappels théoriques.....	14
4.1.3	Étude d'atténuation d'espace	14
4.2.	POLARISATION D'UNE ONDE ELECTROMAGNETIQUE.....	15
4.2.1	Introduction	15
4.2.2	Rappels théoriques.....	15
4.2.3	Étude de la polarisation.....	15
4.3.	MESURES DE GAIN	17
4.3.1	Introduction	17
4.3.2	Rappels théoriques.....	17
4.3.3	Mesure du gain d'une antenne (méthode des deux antennes identiques)	19
4.4.	ETUDE DE L'ANTENNE CORNET.....	21
4.4.1	Introduction	21
4.4.2	Rappels théoriques.....	21
4.4.3	Relevé du diagramme de rayonnement.....	21
4.4.4	Mesure de Gain	22
4.5.	ETUDE D'UNE ANTENNE DIELECTRIQUE	23
4.5.1	Introduction	23
4.5.2	Rappels théoriques.....	23
4.5.3	Relevé du diagramme de rayonnement.....	24
4.5.4	Mesure de gain	25
4.6.	ETUDE DE L'ANTENNE A FENTES	26
4.6.1	Introduction	26
4.6.2	Rappels théoriques.....	26
4.6.3	Principe de Babinet.....	29
4.6.4	Relevé du diagramme de rayonnement.....	30
4.6.5	Mesure de gain	33
4.7.	ETUDE DE L'ANTENNE PARABOLIQUE	34
4.7.1	Introduction	34
4.7.2	Rappels théoriques.....	34
4.7.3	Relevé du diagramme de rayonnement.....	36
4.7.4	Mesure de gain	38
4.8.	ETUDE DU REPONDEUR RADAR PASSIF	39
4.8.1	Introduction	39
4.8.2	Rappels théoriques.....	39
4.8.3	Relevé de la SER (Surface Equivalente Radar).....	42
4.9.	ETUDE DE L'EFFET DOPPLER.....	44
4.9.1	Introduction	44
4.9.2	Rappels théoriques.....	44
4.9.3	Relevé de vitesse de déplacement.....	46
4.10.	ETUDE DU COUPLEUR DIRECTIF.....	48
4.10.1	Introduction	48
4.10.2	Rappels théoriques.....	48
4.10.3	Expérimentation d'un coupleur	50
4.11.	ETUDE DU CIRCULATEUR ET DE L'ISOLATEUR A FERRITE	54
4.11.1	Introduction	54
4.11.2	Rappels théoriques.....	54
4.11.3	Expérimentation	55

INTRODUCTION

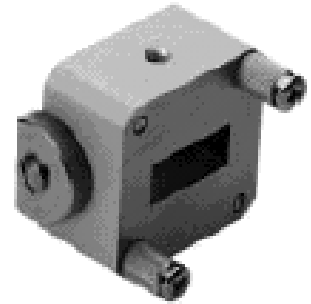
Une demande grandissante en formation aux techniques micro-ondes a amené l'activité ORITEL de CHAUVIN ARNOUX à développer des équipements de mesure spécialement conçus dans un but pédagogique. Spécialisée depuis plusieurs années dans les composants et systèmes hyperfréquences, l'activité ORITEL a eu le souci de simplifier les différents éléments entrant dans ces bancs de mesures. Cet ensemble de techniques est ainsi mis à la portée d'un grand nombre d'intéressés.

La bande de fréquence : 8,5 GHz à 9,6 GHz ($\lambda = 3$ cm) a été choisie en raison d'une part des développements importants dans cette gamme de fréquences et d'autre part, des dimensions des éléments.

D'autres éléments existant au catalogue de CHAUVIN ARNOUX peuvent être fournis sur demande.

Loin d'être un cours de mesure en hyperfréquence, cette notice d'expérimentation a pour seul but d'illustrer par quelques exemples les possibilités des équipements ORITEL.

Il est à noter que ce banc didactique a une particularité novatrice qui facilite grandement l'assemblage de ses différents éléments : le système de fixation rapide **EASYFIXTM** qui permet par une manœuvre unique, de raccorder n'importe quels composants hyperfréquences en guide d'onde par des brides de raccordement UBR 100 / UG 39 (R100/WR90) entre eux.



Fixation rapide **EASYFIXTM**

1. MISE EN SERVICE

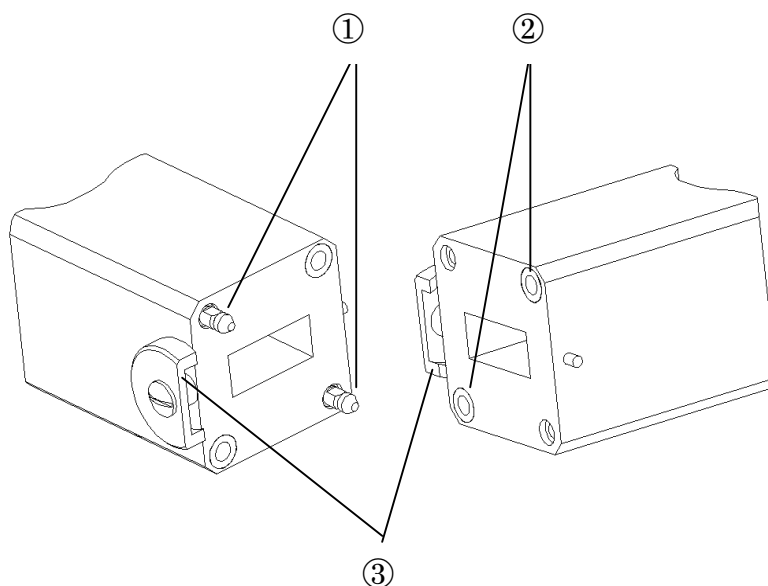
1.1. MONTAGE DES BANCS

Le montage des différents éléments étant variable suivant les mesures envisagées, il sera précisé au niveau de chacune des manipulations décrites dans cette notice.

En règle générale, et quelle que soit la mesure, il est obligatoire de placer l'isolateur à ferrite aussitôt après l'oscillateur GUNN, ainsi, les stabilités en fréquence et en puissance de l'oscillateur ne seront pas ou peu affectées par une impédance quelconque placée après l'isolateur.

1.1.1 Utilisation de la fixation rapide EASYFIX(TM)

- Disposer les deux éléments à assembler en présentant correctement les plots de centrage ① en face des trous ②
- Serrer simultanément les deux molettes ③



1.2. MISE EN SERVICE ET UTILISATION DE L'ALIMENTATION CF 204 OU DES APPAREILS DE MESURE (OPTION)

Pour la mise en service de l'alimentation GUNN CF 204, l'indicateur de R.O.S. IR 205, le milliwattmètre MH 600 et les oscilloscopes OX 0520BS, MTX 3252M, MTX 3352C. Se reporter aux notices de fonctionnement correspondantes.

2. CARACTERISTIQUES

2.1. COMPOSANTS HYPERFREQUENCES

2.1.1 Adaptateur d'impédance à 3 plongeurs ADZ 100/3

Cet adaptateur est composé d'un tronçon de guide d'onde, il est équipé de 3 plongeurs à vis qui permettent de réaliser des désadaptations d'impédance dans la bande de fréquence.

2.1.2 Adaptateur d'impédance à chariot LAZ 100

Ce composant inséré dans une ligne hyperfréquence, permet d'adaptation d'impédance de toute charge, et par conséquent, la diminution du taux d'onde stationnaire.

2.1.3 Atténuateur calibré ATC 100

Cet atténuateur variable étalonné est destiné à doser l'énergie provenant de l'oscillateur. L'atténuation introduite est indiquée par l'intermédiaire d'un cadran gradué en dB.

2.1.4 Atténuateur variable à micromètre ATM 100

L'atténuateur variable réalisé sur guide, permet le dosage de l'énergie transmise sur la ligne et la mesure comparative des niveaux en dB. La commande de variation du niveau à réglage micrométrique assure une grande précision et une bonne répétitivité des réglages.

2.1.5 Câble coaxial CAB 100

Complément permettant les mesures de propagation guidée dans une ligne coaxiale.

2.1.6 Charge adaptée CHG 100

Cette charge adaptée, réalisée par un guide droit fermé dans lequel est disposé un élément dissipatif adapté, permet de terminer la ligne sur son impédance caractéristique.

2.1.7 Coude E (haut et bas) COE 100/H/B

Permet un changement de direction, dans le plan E, du trajet hyperfréquence.

2.1.8 Coude H COH 100

Permet un changement de direction, dans le plan H, du trajet hyperfréquence.

2.1.9 Coupleur directif à trous configurable CDT 100/20

Ce coupleur à la particularité de posséder des iris de couplage interchangeables (20 et 30 dB).

2.1.10 Coupleur directif en croix configurable CGX 100/20

Ce coupleur à la particularité de posséder des iris de couplage interchangeables (20 et 30 dB).

2.1.11 Iris de couplage en croix 20 et 30 dB IRIS 100

Iris de couplage pour coupleur CGX 100.

2.1.12 Iris de couplage à trous 30 dB ICDT 100/30

Iris de couplage pour coupleur CDT 100.

2.1.13 Circulateur à ferrite CIR 100

Cet élément est une jonction hybride qui à la propriété d'aiguiller l'énergie hyperfréquence dans une direction privilégiée.

2.1.14 Isolateur à ferrite ISO 100

L'isolateur à ferrite assure la protection de l'oscillateur à diode GUNN contre les variations d'impédance de la charge et contre la désadaptation provoquée par le modulateur à diode PIN. L'isolateur à ferrite laisse passer l'énergie hyperfréquence sans atténuation dans le sens oscillateur-charge et produit une forte atténuation dans le sens inverse.

2.1.15 Court-circuit CC 100

Cette plaque permet de réaliser un court-circuit parfait dans le plan de référence de la ligne de transmission réalisée en guide d'onde R 100.

2.1.16 Court-circuit variable à micromètre CCM 100

Ce composant est destiné à déplacer le plan de référence du court circuit le long de la ligne de transmission, afin de réaliser des adaptations d'impédance, de déphasage et d'onde réfléchie.

2.1.17 Déphaseur à micromètre DPH 100

Ce composant est destiné à introduire un déphasage dans une ligne de transmission. Un micromètre permet d'en ajuster la valeur.

2.1.18 Détecteur coaxial DEN 100

Cet détecteur permet de démoduler l'énergie hyperfréquence. Une diode schottky assure la détection d'amplitude, la fiche coaxiale BNC permet la connexion à l'appareil mesurant la tension détectée.

Monté sur la transition guide-coaxial ORITEL TGN 100, il permet de constituer un détecteur sur guide R100.

2.1.19 Détecteur parallèle sur guide DEG 100

Ce détecteur est destiné à l'étude de « l'effet DOPPLER ». Il permet de faire ressortir les produits d'intermodulation nécessaires à cette étude.

2.1.20 Adaptateur de fixation rapide AFR 100

Cet module équipé du système de fixation rapide EASYFIX (™) permet un assemblage rapide de 2 composants réalisés en guide d'onde R100 / WR90 terminés par des brides de raccordement UBR100/UG39.

2.1.21 Guide droit GD 100/180

Ce tronçon de guide d'une longueur de 180mm est indispensable pour l'étude des matériaux diélectriques.

2.1.22 Joint tournant JTG 100

Nécessaire pour mesurer le diagramme de rayonnement d'une antenne, il permet de la faire tourner dans le plan horizontal sur $\pm 180^\circ$ (ou 360°).

2.1.23 Kit d'étude diélectrique KED 100

L'objet de ces accessoires est d'étudier l'effet du milieu diélectrique sur les propriétés de la propagation guidée. Il est constitué d'échantillons de différents matériaux diélectriques de formes diverses.

2.1.24 Ligne de mesure LAF 100

La ligne de mesure permet de mesurer l'amplitude de l'onde stationnaire et, d'effectuer des mesures d'impédance.

Une sonde détectrice plongeant dans le guide au travers d'une fente longitudinale, prélève une partie de l'énergie et la détecte. Le chariot la portant permet son déplacement sur toute la longueur de la fente.

2.1.25 Modulateur à diode PIN MOD 100

Le modulateur à diode PIN permet de moduler en amplitude par des signaux carrés à 1 kHz, l'onde hyperfréquence produite par l'oscillateur GUNN.

2.1.26 Ondemètre à micromètre OND 100

L'ondemètre à absorption constitué par une cavité résonnante couplée à un guide d'onde à l'aide d'un iris, assure la mesure de fréquence de l'énergie issue du montage oscillateur.

Le réglage du volume de la cavité est assuré par un micromètre gradué en millimètres, une courbe d'étalonnage précise la fréquence d'accord typique de la cavité en fonction de la graduation.

2.1.27 Oscillateur à diode GUNN OSG 100

L'oscillateur à diode GUNN est une source d'énergie hyperfréquence à l'état solide.

Cet oscillateur composé d'un tronçon de guide d'onde, dont l'une des extrémités est fermée par un court-circuit mobile, est réglable en fréquence de 8,5 à 9,6 GHz à l'aide d'une commande micrométrique.

2.1.28 Transition guide-coaxial TGN 100

La transition guide-coaxial permet de terminer le guide d'onde par un connecteur coaxial de type N femelle.

2.2. ANTENNES HYPERFREQUENCE

2.2.1 Antenne diélectrique AND 100

Cette antenne est un guide d'onde rayonnant réalisé en matériau diélectrique. L'association de 2 – 3 ou 4 antennes AND 100 offre la possibilité de constituer un réseau d'antenne diélectrique.

2.2.2 Antenne à fente ANF 100

Les fentes rayonnantes de cette antenne peuvent être utilisées ou masquées afin de permettre l'étude des variations du diagramme de rayonnement et du gain en fonction du nombre de fentes utilisées.

2.2.3 Antenne à fente ANF 100F

Cette antenne est identique à l'ANF 100 mais ne permet pas le masquage des fentes.

2.2.4 Antenne plane ASP 100

Cette antenne, de forme plane, est réalisée en technologie « microstrip » par associations de doublets unitaires ("Patch").

2.2.5 Antenne cornet ANC 100/10 (ou ANC 100/15 ou ANC 100/20)

Ces antennes de forme pyramidale ont respectivement pour gain 10, 15, et 20 dB. Ces cornets sont utilisés dans divers montages pour la mesure du diagramme de rayonnement, dans le banc d'émission, la mesure de la propagation en espace libre, l'illumination d'antenne parabolique, etc...

2.2.6 Disque réflecteur DR 100

Ce disque de diamètre 12,7 mm, est utilisé dans l'expérimentation du répondeur radar passif, ainsi que dans d'autres manipulations nécessitant un réflecteur.

2.2.7 Réflecteur parabolique ANP 100

Ce réflecteur d'un diamètre de 350 mm est réglable en site sur environ 15°. La position de la source au foyer de la parabole est aussi réglable. Son illumination est du type axiale.

2.2.8 Réflecteur parabolique fixe ANP 100F

Ce réflecteur est identique à l'ANP 100 mais ne permet pas les réglages du site et en focale.

2.2.9 Répondeur RADAR passif RRL 100

Ce répondeur à la propriété de réfléchir l'énergie qu'il reçoit avec une amplitude constante sur un grand secteur angulaire. Tout se passe comme s'il concentrait l'énergie qu'il reçoit, pour la réfléchir dans la direction de l'onde incidente, sur un angle d'ouverture voisin de 180°.

2.2.10 Iris à fentes ajustables IANF 100

Il permet de réaliser les expérimentations de l'ANP 100 à partir d'une antenne ANF 100F

2.3. SUPPORTS ET ACCESSOIRES

2.3.1 Bâti d'expérimentation BTE 100

Il permet de maintenir les antennes à distance des surfaces pouvant provoquer des interférences par réflexions. Il est pourvu d'étagères destinées à supporter les accessoires de mesure.

2.3.2 Panneau d'absorbant ABS 100

Ils permettent, lors de mesures de rayonnement d'antenne, de protéger le récepteur contre les réflexions parasites qui peuvent être d'amplitude égale à celle du signal utile.

2.3.3 Plateau tournant PTM 100

Ce plateau à commande manuelle permet de faire tourner de $\pm 180^\circ$ toutes les antennes proposées, afin de pouvoir en faire l'étude, il est équipé d'un support d'antenne SAN 100 est indispensable).

2.3.4 Support d'antenne SAN 100

Cet élément assure le maintien des différentes antennes proposées afin de pouvoir en faire l'étude.

2.3.5 Support guide d'onde SUP 100

Cet élément est destiné à maintenir les constituants d'un banc lors de son utilisation sur un plan de travail.

2.4. ALIMENTATION ET APPAREILS DE MESURE

2.4.1 Alimentation CF 204

L'alimentation, est spécialement étudiée pour alimenter l'oscillateur à diode à effet GUNN, ORITEL OSG 100 et le modulateur à diode PIN MOD 100.

Elle est tout spécialement prévue pour éviter les destructions des diodes GUNN lors de leur alimentation ou relevés de caractéristiques.

2.4.2 Indicateur de R.O.S. IR 205

L'indicateur de R.O.S. est un voltmètre sélectif, dont la fréquence est réglable autour de 1000 Hz. Cet indicateur peut être utilisé pour assurer quatre fonctions principales :

Mesure directe du Rapport d'Onde Stationnaire (R.O.S.) à l'aide d'une ligne de mesure type LAM 100

- Mesure de perte d'insertion
- Mesure d'atténuation
- Indication des variations du champ reçu par une antenne

2.4.3 Milliwattmètre hyperfréquence MH 600

Ce milliwattmètre numérique hyperfréquence :

- Mesure la puissance sur une dynamique de 50 dB, en dBm ou mW, et les écarts de puissance en dB ou %, dans les bandes LF, HF, UHF et SHF,
- Utilise les sondes à thermocouple série ORITEL ST 600, les sondes à diode Schottky série ORITEL SD 600.
- Est compatible avec les sondes de la famille HP 8480.

2.4.4 Sonde coaxiale à thermocouple ST 613 (à utiliser avec le milliwattmètre MH 600)

La sonde ST 613 constitue un des éléments de mesure de puissance hyperfréquence, du milliwattmètre numérique ORITEL MH 600. Cette sonde qui mesure de 10 μ W et 100mW, entre 10 MHz et 18 GHz utilise, un thermocouple hyperfréquence réalisé en technique couche mince.

2.4.5 Simulateur de déplacement SDD 100

Pour mener une étude sur l'effet DOPPLER, il est nécessaire d'avoir une cible mobile dont on peut faire varier la vitesse de déplacement, ainsi qu'un local assez spacieux qui le permette.

Le simulateur de déplacement est un équipement qui permet d'éviter les inconvénients liés au déplacement d'un objet, sur des distances appréciables et avec des vitesses variables ; en effet ce simulateur est d'apparence statique.

Il se présente sous la forme d'un coffret à l'intérieur duquel une roue diélectrique, munie de plots métalliques, est entraînée en rotation par un moteur dont on peut faire varier la vitesse par une commande électrique simple.

La roue est placée horizontalement et parallèlement à la direction de propagation de l'énergie hyperfréquence ; elle est masquée sur 80 % de sa hauteur environ par un écran électrostatique, afin que seule la partie supérieure soit dans le champ électromagnétique ; de cette façon la vitesse de déplacement tangentielle horizontale des plots métalliques non masqués, simule une vitesse de déplacement linéaire.

2.4.6 Oscilloscopes : Analogique et numérique OX 520BS – MTX 3252M – MTX 3352C

Un de ces appareils est indispensable pour mener l'étude sur l'effet DOPPLER.

3. GENERALITE

3.1. INSTALLATION DES BANCS

L'installation consiste, essentiellement à effectuer la mise en place de l'ensemble « Banc d'émission + Banc de réception », de manière à établir une liaison par rayonnement direct entre les bancs.

Afin de limiter les effets des rayonnements indirects provoqués par les réflexions, la meilleure disposition consiste à placer le banc émission dans un endroit dégagé de tout obstacle qui peut constituer une source de réflexion, et à l'encadrer par des panneaux absorbants placés de part et d'autre.

La distance R qui doit séparer l'antenne d'émission de l'antenne de réception doit être supérieure à : $2d^2/\lambda_0$

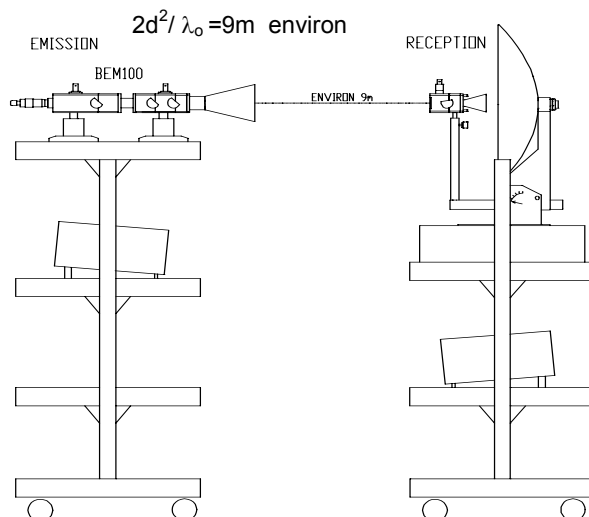
d = la plus grande dimension de l'ouverture rayonnante de la plus grande des antennes.

λ_0 = longueur d'onde dans l'air.

Une distance R plus faible introduit une erreur dans le relevé des diagrammes de rayonnement et dans la mesure du gain.

Placer les deux ensembles de manière à ce qu'ils soient correctement orientés, les aériens devant être exactement placés sur le même axe de symétrie.

Effectuer la mise à niveau et stabiliser les deux supports d'expérimentation à l'aide des dispositifs prévus à cet effet.



L'ensemble est alors en état de fonctionnement, il est prêt à être utilisé.

Procéder de la manière suivante :

- S'assurer que le plateau tournant, tourne librement.
- Orienter l'ensemble de réception de manière à obtenir un niveau de signal détecté maximum sur l'indicateur de R.O.S. (IR 205).

Agir sur le réglage « Fréquence » de l'indicateur de façon à obtenir un maximum de déviation sur le galvanomètre. Changer de sensibilité si cela devient nécessaire.

Si le signal détecté devient trop important, diminuer le niveau d'émission à l'aide d'un atténuateur ATM 100 ou de la commande « niveau » de l'alimentation CF 204, par exemple.

- Ajuster l'index du plateau tournant à zéro de manière à ce qu'il corresponde au maximum de déviation sur le galvanomètre.
- Agir sur le réglage de gain de l'indicateur de R.O.S. pour placer l'aiguille du galvanomètre en bout d'échelle sur la graduation 0 dB.
- Lorsque ces conditions sont remplies, le banc de mesure est prêt pour effectuer les mesures sur l'aérien.

NOTA : Dans le cas où les différences de niveau sont faibles, utiliser l'échelle de sensibilité "dB étalée" de l'IR 205.

Les mesures proposées dans ce manuel sont présentées, pour la plus part, en utilisant un détecteur coaxial (DEN 100) relié à un indicateur de R.O.S. (IR 205).

Il est à noter que d'autres moyens de mesure sont possibles. En effet un milliwattmètre (MH 600) équipé d'une sonde (ST 613), peut avantageusement remplacer l'indicateur (IR 205) et le détecteur coaxial (DEN 100). Il convient, alors de transposer les méthodes de mesure à ce type d'appareil.

3.2. BANC EMISSION - BEM 100

■ Composition :

- 1 Antenne cornet 20 dB : ANC 100/20
- 1 Adaptateur de fixation rapide AFR 100
- 1 Modulateur PIN : MOD 100
- 1 Isolateur : ISO 100
- 1 Source GUNN : OSG 100
- 2 Supports guide : SUP 100
- 1 Alimentation GUNN : CF204 (option)

■ Mise en service du banc émission

Le banc d'émission est constitué par un cornet ANC 100/20, d'ouverture 163 x 114mm, pyramidal, alimenté par un oscillateur à diode GUNN OSG 100. Le signal est modulé en signaux carrés 1 kHz par un modulateur à diode PIN MOD 100.

Un isolateur à ferrite ISO 100, placé entre l'oscillateur et le modulateur à diode PIN évite que les variations de charge provoquées par ce dernier réagissent sur l'oscillateur.

- Effectuer le montage des éléments hyperfréquences qui constituent le banc d'émission BEM 100 (fig. 1).
- Raccorder l'oscillateur à diode GUNN OSG 100 à partir de l'alimentation CF 204 par l'intermédiaire d'un cordon BNCm/BNCm.
- Raccorder le modulateur PIN MOD 100 à partir de l'alimentation CF 204 par l'intermédiaire d'un cordon BNCm/BNCm.
- Mettre l'alimentation CF 204 sous tension et monter progressivement la tension à 10V.
- Le Banc d'émission émet, une onde hyperfréquence modulée en signaux carrés à la fréquence de 1 KHz environ, par l'intermédiaire du cornet ANC 100/20, vers le banc de réception.

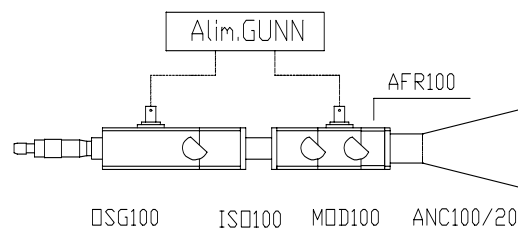


fig : 1

Nota : Afin d'éviter les réflexions parasites dues à la proximité du sol, qui peuvent perturber les mesures, il est conseillé de placer les Bancs d'émission et de réception sur un bâtis d'expérimentation BTE 100 (option) et d'utiliser des panneaux absorbants pour atténuer les réflexions parasites.

4. EXPERIMENTATION

PROPAGATION EN ESPACE LIBRE

4.1. MESURE DE L'ATTENUATION D'ESPACE

4.1.1 Introduction

L'expérimentation consiste à mettre en évidence l'atténuation introduite entre l'émission et la réception en fonction de l'éloignement des deux antennes, en espace libre.

4.1.2 Rappels théoriques

En reprenant la formule :

$$Pr = \frac{Pe G^2 \lambda_0^2}{(4\pi)^2 R^2}$$

λ_0 = longueur d'onde dans l'air.

G = Gain de chaque cornet (identique)

On tire :

$$\frac{Pr}{Pe} = \frac{G^2 \lambda_0^2}{(4\pi)^2} \cdot \frac{1}{R^2} = k \frac{1}{R^2}$$

K = constante d'expérimentation.

En faisant varier R (distance entre les deux antennes) le rapport Pr/Pe variera
L'expérimentation consistera à déterminer :

$$\frac{Pr}{Pe} \text{ pour } R ; \quad \frac{Pr_1}{Pe_1} \text{ pour } R_1 ; \quad \frac{Pr_2}{Pe_2} \text{ pour } R_2 ; \quad \text{etc...}$$

de transformer ces résultats en dB et de comparer les résultats trouvés avec la lecture faite sur l'atténuateur calibré (ATC 100).

4.1.3 Étude d'atténuation d'espace

■ Composition :

- 1 Source GUNN :	OSG 100
- 1 Isolateur à ferrite :	ISO 100
- 1 Modulateur PIN :	MOD 100
- 1 Atténuateur à micromètre :	ATM 100
- 1 Ondemètre à micromètre :	OND 100
- 1 Atténuateur calibré :	ATC 100
- 2 Antenne cornet 15 ou 20 dB :	ANC 100/15 ou ANC 100/20
- 1 Transition guide/coaxial :	TGN 100
- 1 Capteur de mesure :	DEN 100 ou 1 Sonde à thermocouple : ST 613
- 4 Support guide :	SUP 100
- 2 Adaptateur de fixation rapide :	AFR 100
- 1 Indicateur de mesure :	IR 205 ou 1 Milliwattmètre : MH 600
- 1 Alimentation GUNN :	CF 204

■ Mise en service du banc

Les composants utilisés pour la réalisation des expérimentations qui vont suivre sont, dans leur grande majorité, des constituants du banc de base BDH R100.

- Effectuer les montages des composants hyperfréquences et raccorder l'alimentation CF 204 ainsi que l'indicateur de R.O.S. IR 205 ou MH 600 et ST 613, comme ci-dessous (fig. 1).
- Mettre l'alimentation et l'indicateur de R.O.S. sous tension.
- Procéder aux mesures.

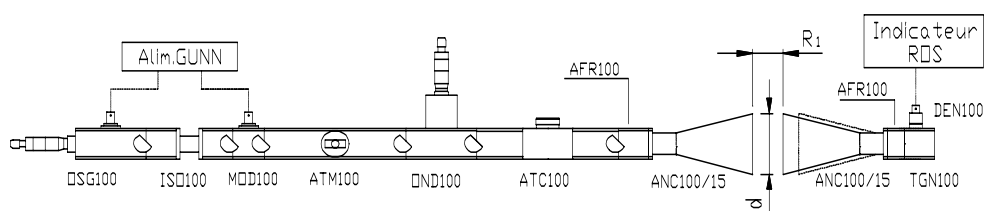


fig 1

Comparer les résultats obtenus avec l'atténuateur calibré ATC 100.

4.2. POLARISATION D'UNE ONDE ELECTROMAGNETIQUE

4.2.1 Introduction

La mesure d'atténuation due à la variation de polarisation de l'onde électromagnétique consiste à déterminer la variation de puissance captée en fonction de l'angle de rotation du cornet autour de son axe de symétrie longitudinal.

4.2.2 Rappels théoriques

La polarisation du rayonnement peut-être mise en évidence par une simple application de la loi de MALUS, bien connue des opticiens.

L'onde émise est polarisée et rectiligne, puisque le mode de propagation dans le guide d'onde rectangulaire est TE₁₀. L'onde reçue est rectiligne. Si le cornet récepteur tourne autour de son axe longitudinal d'un angle α , la puissance reçue a pour expression :

$$P = P_0 \cos^2 \alpha$$

P_0 est la puissance reçue sans rotation du cornet récepteur ($\alpha = 0^\circ$).
L'atténuation est alors :

$$A(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_0}{P_0 \cos^2 \alpha} = -20 \log |\cos \alpha|$$

4.2.3 Étude de la polarisation

■ Composition :

- | | | |
|-------------------------------------|------------|------------------------------------|
| - 1 Source GUNN : | OSG 100 | |
| - 1 Isolateur à ferrite : | ISO 100 | |
| - 1 Modulateur PIN : | MOD 100 | |
| - 1 Atténuateur à micromètre : | ATM 100 | |
| - 1 Atténuateur calibré : | ATC 100 | |
| - 2 Antenne cornet 15 ou 20 dB : | ANC 100/15 | ou ANC 100/20 |
| - 1 Positionneur E & H : | PEH 100 | |
| - 1 Transition guide/coaxial : | TGN 100 | |
| - 1 Capteur de mesure : | DEN 100 | ou 1 Sonde à thermocouple : ST 613 |
| - 4 Support guide : | SUP 100 | |
| - 2 Adaptateur de fixation rapide : | AFR 100 | |
| - 1 Indicateur de mesure : | IR 205 | ou 1 Milliwattmètre : MH 600 |
| - 1 Alimentation GUNN : | CF 204 | |

■ Mise en service du banc

Les composants utilisés pour la réalisation des expérimentations qui vont suivre sont, dans leur grande majorité, des constituants du banc de base BDH R100.

- Effectuer les montages des composants hyperfréquences et raccorder l'alimentation CF 204 ainsi que l'indicateur de R.O.S. IR 205, comme ci-dessous (fig. 1).
- Mettre l'alimentation et l'indicateur de R.O.S. sous tension.
- Procéder aux mesures.

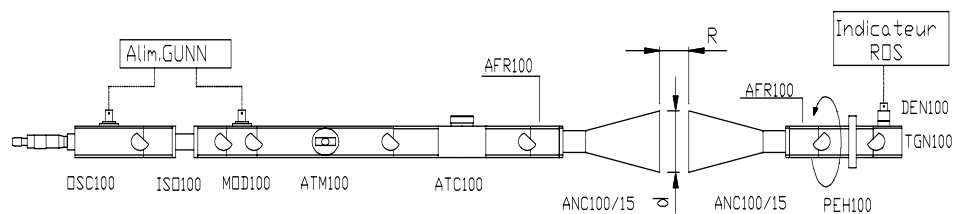
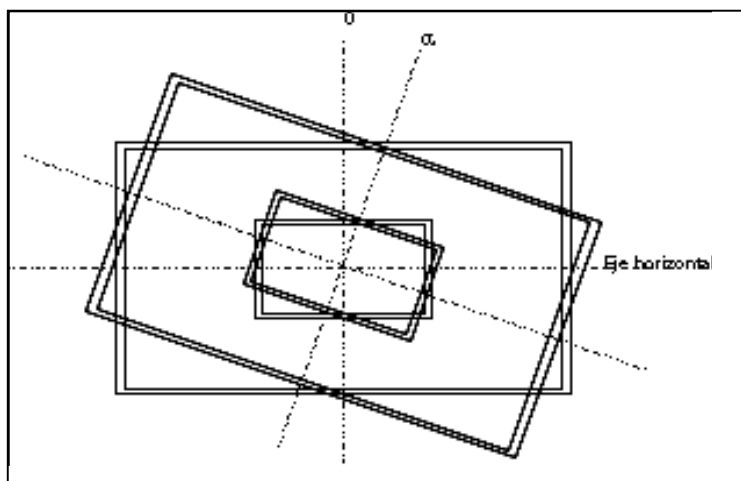


fig : 1

Procéder comme sur la figure ci-dessous :



- Placer le positionneur PEH 100 à zéro, ce qui correspond rigoureusement à l'axe vertical du cornet.
- Placer l'atténuateur ATC 100 sur sa position zéro.
- Tourner le cornet récepteur d'un angle α et calculer l'atténuation correspondante.
- Repérer l'indication donnée par le galvanomètre de l'IR 205.
- Ramener le cornet récepteur à la position $\alpha = 0$.
- Régler l'atténuateur ATC 100 jusqu'à retrouver l'indication précédemment repérée et relever l'indication de l'atténuateur.
- Effectuer plusieurs manipulations, en donnant à chaque fois à α des valeurs différentes.

4.3. MESURES DE GAIN

4.3.1 Introduction

Les mesures qui suivent ont pour but de déterminer la valeur du gain d'une antenne par deux méthodes différentes.

- Utilisation de deux antennes identiques - ainsi que l'atténuation d'espace.
- Méthode des trois antennes.

4.3.2 Rappels théoriques

Les aériens ou antennes sont des éléments rayonnants, ils assurent la transition de la propagation entre le guide d'onde et l'espace libre (émission) et réciproquement (réception).

Dans le domaine des hyperfréquences, la petitesse de la longueur d'onde permet la réalisation d'une grande variété de dispositifs rayonnants : cornets, paraboles, antennes planes et diélectriques.

Ils s'apparentent en fait aux dispositifs optiques (lentilles, projecteurs) où, comme en hyperfréquence, on cherche à concentrer l'énergie dans une direction donnée.

■ Définition du gain d'une antenne

Si P_0 est la puissance émise par une antenne purement théorique qui rayonnerait uniformément dans toutes les directions (antenne isotrope), le gain d'une antenne de puissance rayonnée $P(\theta, \phi)$ (θ et ϕ désignant une direction quelconque en coordonnées sphériques) s'écrit :

$$G_{(\theta, \phi)} = \frac{P_{(\theta, \phi)}}{P_0} \quad (1)$$

Le gain G permet d'exprimer la concentration de l'énergie émise (ou reçue) dans une direction privilégiée.

On associe aussi à une antenne sa surface équivalente (ou effective).

$$\Sigma(\theta, \phi) = G_{(\theta, \phi)} \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2)$$

Pour une antenne théorique isotrope $G_{(\theta, \phi)} = 1$ par définition, et donc :

$$\Sigma(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (3)$$

■ Cas particulier de l'antenne cornet

L'antenne cornet de la figure ci-contre est obtenue par dilatation progressive de la section d'un guide classique, ce qui a pour effet d'accroître la surface équivalente, donc le gain de l'ouverture rayonnante.

On sait en effet, que pour un guide rectangulaire de dimension a et b , on a :

$$a < \lambda \text{ et } b \leq a/2$$

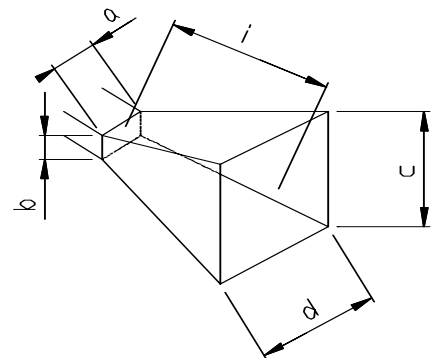
Sa section ab est donc telle que :

$$ab \leq \lambda^2 / 2.$$

Or, compte-tenu de la relation (2), le gain ne peut dépasser 2π

La longueur axiale l doit, par ailleurs, être telle que la phase des champs électrique et magnétique soit constante dans le plan de sortie du cornet; cette condition est obtenue pour :

$$l \geq d^2 / 2\lambda_0$$



■ **Condition de mesure**

Dans la pratique, deux cornets identiques en dimensions, l'un en émission et l'autre en réception, devront pour reproduire des conditions de propagation en champ lointain, être espacés d'une distance R telle que :

$$R \geq 2d^2 / \lambda_0$$

d : représentant la plus grande dimension des ouvertures rayonnantes.

Bien qu'assez encombrants, si l'on veut un gain élevé, les cornets sont faciles à adapter au guide d'excitation et présentent une grande bande de fréquence.

■ **Méthode utilisant un couple d'antennes identiques**

Si P_e est la puissance émise et P_r la puissance reçue, G le gain des deux antennes identiques et R la distance de séparation, la puissance P_r est donnée par la relation suivante :

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda_0^2}{(4\pi)^2 R^2} \quad (4)$$

On en tire immédiatement :

$$G = \frac{4\pi R}{\lambda_0} \sqrt{P_r / P_e}$$

Ou encore :

$$G_{(dB)} = \frac{1}{2} (P_{r(dB)} - P_{e(dB)}) + 10 \log (4\pi R / \lambda_0) \quad (5)$$

Par ailleurs l'expression (4) montre très clairement la dépendance en $1/R^2$ du rapport (P_r/P_e)

$$\frac{P_r}{P_e} = (G \lambda_0 / 4\pi)^2 \frac{1}{R^2} \quad (6)$$

■ **Méthode dite des trois antennes**

Les méthodes de mesure de gain généralement proposées font appel à deux antennes identiques pour l'émission et la réception, et nécessitent donc de disposer d'un tel couple. Il est cependant possible de faire des mesures de gain sur des antennes différentes, à condition qu'elles soient au nombre de trois (que nous appellerons A, B, C).

Ayant effectué une première mesure avec les antennes A et B, on échange B avec C pour une deuxième mesure et enfin, A avec B pour une troisième, en veillant à maintenir constante la longueur d'onde et la distance R entre les antennes. On obtient trois équations à trois inconnues :

$$G_A G_B = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]^2 \left[\frac{P_r}{P_e} \right]_1 \quad (1)$$

$$G_A G_C = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]^2 \left[\frac{P_r}{P_e} \right]_2 \quad (2)$$

$$G_C G_B = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]^2 \left[\frac{P_r}{P_e} \right]_3 \quad (3)$$

$\left[\frac{P_r}{P_e} \right]_i$ étant le rapport des puissances reçues et émises dans le cas i , avec $i = 1, 2$ et 3 .

La résolution de ce système donne :

$$G_A = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right] \sqrt{\left[\frac{Pr}{Pe} \right]_1 \left[\frac{Pr}{Pe} \right]_2 \left[\frac{Pe}{Pr} \right]_3}$$

Soit en dB :

$$G_{A(dB)} = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]_{(dB)} + \frac{1}{2} \left(\left[\frac{Pr}{Pe} \right]_{1(dB)} + \left[\frac{Pr}{Pe} \right]_{2(dB)} - \left[\frac{Pe}{Pr} \right]_{3(dB)} \right)$$

On obtient facilement G_B et G_C de la même façon.

■ **Procédure à l'aide de trois antennes différentes (cornet, à fente et parabolique) :**

Faire une mesure de gain en utilisant, par exemple, l'antenne cornet (A) en émission et l'antenne à fentes (B) en réception. Les antennes sont distantes de 9 m et on veillera à conserver cet écartement tout au long de l'expérimentation.

Aligner le système en obtenant une déviation maximale sur l'indicateur de niveau IR 205.

Déterminer le rapport $\left[\frac{Pr}{Pe} \right]_1$ (A → B)

Démonter l'antenne à fente de réception et la remplacer par l'antenne parabolique (C).

Déterminer le rapport $\left[\frac{Pr}{Pe} \right]_2$ (A → C)

Démonter le cornet d'émission et le remplacer par l'antenne à fente.

Déterminer le rapport $\left[\frac{Pr}{Pe} \right]_3$ (B → C)

Calculer G_A avec la formule donnée plus haut

En déduire :

$$G_{B(dB)} = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]_{(dB)} + \left[\frac{Pr}{Pe} \right]_{1(dB)} - G_{A(dB)}$$

ainsi que :

$$G_{C(dB)} = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]_{(dB)} + \left[\frac{Pr}{Pe} \right]_{2(dB)} - G_{A(dB)}$$

4.3.3 Mesure du gain d'une antenne (méthode des deux antennes identiques)

■ **Composition :**

- 1 Source GUNN : OSG 100
- 1 Isolateur à ferrite : ISO 100
- 1 Modulateur PIN : MOD 100
- 1 Atténuateur à micromètre : ATM 100
- 1 Atténuateur calibré : ATC 100
- 1 Ondemètre : OND 100
- 2 Antennes cornet 15 ou 20 dB : ANC 100/15 ou ANC 100/20
- 2 Adaptateur de fixation rapide : AFR 100
- 1 Transition guide/coaxial : TGN 100
- 1 Capteur de mesure : DEN 100 ou 1 Sonde à thermocouple : ST 613
- 4 Supports de guide : SUP 100
- 1 Indicateur de mesure : IR 205 ou 1 Milliwattmètre : MH 600
- 1 Alimentation GUNN : CF 204

■ **Mise en service du banc**

Les composants utilisés pour la réalisation des manipulations qui vont suivre sont, dans leur grande majorité, des constituants du banc de base BDH R100.

- Effectuer les montages des éléments hyperfréquences avec le raccordement de l'alimentation CF 204 et de l'indicateur de R.O.S. IR 205, comme ci-dessous (fig. 1).
- Mettre l'alimentation et l'indicateur de R.O.S. sous tension.
- Procéder aux mesures.

Cas de deux cornets identiques

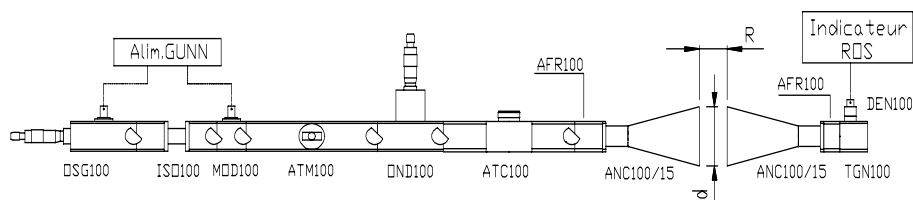


fig : 1

La distance R entre les deux cornets ANC 100 doit-être telle que :

$$R \geq 2d^2 / \lambda_0$$

Il faut donc mesurer la fréquence à l'ondemètre et en déduire λ_0 .

Les cornets doivent être parfaitement alignés sur les deux plans E et H (fig : 1).

- Veiller à éviter tout obstacle dans le champ de rayonnement des cornets, et supprimer les réflexions parasites en utilisant des panneaux absorbants.

■ **Procéder de la manière suivante :**

- Placer l'atténuateur ATC 100 sur la position zéro
- Agir sur l'atténuateur ATM 100, afin d'obtenir une lecture correcte sur le galvanomètre de l'indicateur de R.O.S. IR 205
- Repérer cette indication, soit I_1
- Supprimer les deux cornets sans modifier le réglage précédent de l'ATM 100 et placer l'ATC 100 sur 40 dB, le montage devient celui de la figure suivante après avoir raccordé les deux bancs entre eux :

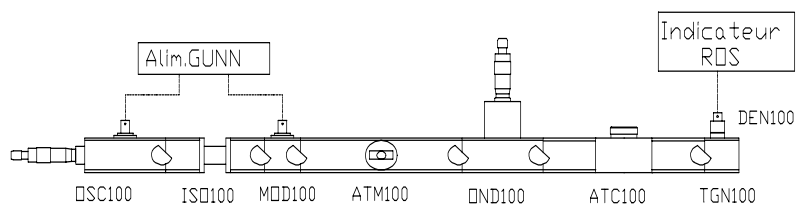


fig : 2

- Agir sur l'atténuateur calibré ATC 100, de façon à obtenir la même indication que celle repérée sur l'IR 205 avec le montage précédent, soit I_1 .
- Lire sur l'ATC 100 le rapport des puissances P_r/P_e en dB.
- Porter cette valeur dans la relation (5) des rappels théoriques ainsi que les valeurs λ_0 et R déterminées plus haut.

Le double du gain est directement obtenu en dB.

Prendre soin d'utiliser des unités cohérentes : d en m et R en m.

4.4. ETUDE DE L'ANTENNE CORNET

4.4.1 Introduction

La mesure du diagramme de rayonnement d'un cornet consiste à déterminer :

- L'amplitude et la forme du lobe principal du diagramme de rayonnement et sa largeur à 3 dB
- L'amplitude des lobes secondaires

Dans le cas d'un cornet rectangulaire, donc à polarisation rectiligne, ces relevés seront effectués dans les deux plans E et H, en site et en gisement.

4.4.2 Rappels théoriques

Une antenne isotrope est telle qu'un point source rayonne de manière homogène dans tout l'espace.

Une antenne réelle émet préférentiellement dans certaines directions, où son gain est maximum. Un diagramme de rayonnement est la représentation de l'intensité du champ ou de la puissance émise en fonction de l'angle d'observation à distance constante.

On représente le diagramme de rayonnement d'un cornet soit dans le plan E (parallèle au petit côté du guide), soit dans le plan H (parallèle au plus grand côté du guide).

Le diagramme de rayonnement est constitué de plusieurs lobes, la plus grande partie de l'énergie est concentrée dans le lobe principal. Une antenne est généralement conçue de manière à minimiser la puissance rayonnée dans les lobes latéraux et dans les lobes arrière, pour augmenter la directivité.

La largeur du lobe principal à 3 dB est l'angle entre deux points où la puissance reçue est égale à la moitié de la valeur maximale

4.4.3 Relevé du diagramme de rayonnement

■ Composition :

- 1 Banc d'émission :	BEM 100		
- 1 Atténuateur calibré :	ATC 100		
- 1 Alimentation GUNN :	CF 204		
- 1 Plateau tournant :	PTM 100	ou 1 joint tournant :	JTG 100
- 1 Antenne cornet 20 dB :	ANC 100/20		
- 1 Adaptateur de fixation rapide :	AFR 100		
- 1 Transition guide/coaxial :	TGN 100		
- 1 Capteur de mesure :	DEN 100	ou 1 Sonde à thermocouple :	ST 613
- 1 Support d'antenne :	SAN 100		
- 1 Indicateur de Mesure :	IR 205	ou 1 Milliwattmètre :	MH 600

■ Mise en service

Ce banc est constitué d'un cornet ANC 100/20 dB, fixé sur un plateau tournant PTM 100 par l'intermédiaire d'un support d'antenne SAN 100 ou monté sur un joint tournant JTG 100.

Une transition guide/coaxiale TGN 100, équipée d'un détecteur DEN 100, connecté à un indicateur de R.O.S. permet d'effectuer la mesure du niveau de réception.

Effectuer les montages des composants hyperfréquences et raccorder l'alimentation CF 204 ainsi que l'indicateur de R.O.S. IR 205, comme ci-dessous : (fig. 1)

- Mettre l'alimentation et l'indicateur de R.O.S. sous tension
- Procéder aux mesures

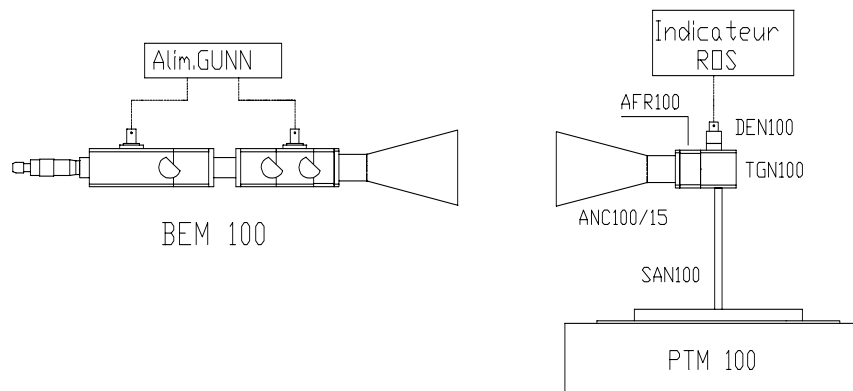


fig : 1

■ **Condition de rayonnement en champ lointain :**

Prendre les précautions suivantes :

- Respecter la distance minimale entre les deux cornets ANC 100 :

$$R \geq 2d^2 / \lambda_0$$

R = distance entre l'antenne émission et l'antenne réception

d = dimension la plus large de l'antenne la plus grande

λ_0 = Longueur d'onde dans l'air

- Les cornets doivent rayonner dans un espace libre, c'est à dire loin de tout obstacle métallique, et en particulier loin du sol.
- Les axes des cornets doivent être parfaitement alignés dans le plan horizontal et le plan vertical. Vérifier cet alignement en déplaçant légèrement le cornet de réception jusqu'à l'obtention d'un maximum de déviation sur le galvanomètre de l'IR 205.

Procéder de la manière suivante :

- Placer l'atténuateur ATC 100 à zéro.
- Régler le niveau de sortie sur l'IR 205 jusqu'à l'obtention d'une déviation correcte, en agissant sur l'atténuateur ATC 100.
- Repérer l'atténuation A_0 lue et la déviation D_0 sur l'IR 205.
- Faire tourner le cornet récepteur d'un angle α_1 .
- Ramener l'atténuateur ATC 100 à une atténuation A_1 jusqu'à l'obtention du repère D_0 précédemment lu sur l'IR 205.
- Tourner d'un angle α_2 , régler l'atténuateur ATC 100 à A_2 pour revenir à l'indication D_0 sur l'IR 205.

Faire ces manipulations pour plusieurs valeurs d'angles de rotation α , de part et d'autre de l'axe du cornet, et noter pour chaque angle :

$$\Delta_{1(dB)} = A_0 - A_1$$

$$\Delta_{2(dB)} = A_0 - A_2 \text{ etc...}$$

- Tracer la courbe Δ_{dB} en fonction de α sur un diagramme en coordonnées circulaires, correspondant au diagramme de rayonnement du cornet.

4.4.4 Mesure de Gain

Se reporter au paragraphe 4.3

4.5. ETUDE D'UNE ANTENNE DIELECTRIQUE

4.5.1 Introduction

Ces antennes, à rayonnement longitudinal, ont été imaginées et mise au point par ZINKE et MALLACH. Elles ne sont pratiquement utilisées qu'en hyperfréquence ; elles présentent une bande passante propre assez étendue. Malheureusement leur excitation se prête mal aux montages à large bande, ce qui limite leur emploi à des cas spéciaux.

L'objet de cette expérimentation est de tracer le diagramme de rayonnement d'une antenne diélectrique utilisé en antenne réceptrice.

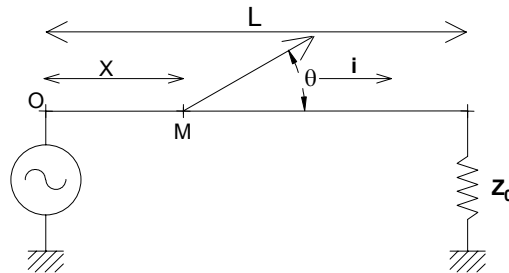
4.5.2 Rappels théoriques

La notion de diagramme de rayonnement d'une antenne diélectrique peut être présentée par analogie avec un fil rayonnant.

Considérons une ligne de transmission d'énergie constituée d'éléments rayonnants, dont le diagramme de rayonnement est :

$$e(\theta)$$

que nous supposons, pour simplifier, être de révolution autour de l'axe de la ligne.



Nous admettrons, en première approximation, que le courant est constant le long de la ligne et que celle-ci est fermée sur son impédance caractéristique. Nous supposerons également que la vitesse de propagation v sur la ligne est différente de c , ce qui revient à dire que la longueur d'onde λ est λ_g , différente de λ_o , longueur d'onde dans l'air. La constante de propagation sur la ligne est :

$$\alpha = j \frac{2\pi}{\lambda_g} = j \frac{2\pi \lambda_o}{\lambda_o \lambda_g} = jk \frac{\lambda_o}{\lambda_g} \quad \text{avec} \quad k = Nb \text{ d'onde}$$

et le courant au point M est :

$$I = I_o e^{jk \frac{\lambda_o}{\lambda_g} x}$$

Le rayonnement de l'élément placé en M est en avance de $(kx \cos \theta)$ sur l'élément en O , et l'expression du champ rayonné par la ligne est de la forme :

$$E = \frac{60 \pi L I_o}{\lambda_o R} e(\theta) \frac{\sin \pi L \left(\frac{1}{\lambda_g} - \frac{\cos \theta}{\lambda_o} \right)}{\pi L \left(\frac{1}{\lambda_g} - \frac{\cos \theta}{\lambda_o} \right)}$$

avec L étant la longueur de l'antenne

Dans cette expression la fraction est de la forme $\frac{\sin u}{u}$ et cette fonction présente un maximum

pour $u = 0$. Le maximum de rayonnement se produira donc pour

$$\frac{1}{\lambda_g} = \frac{\cos \theta}{\lambda_o}$$

soit :

$$\cos \theta = \frac{\lambda_o}{\lambda_g}$$

Donc si λ_g est de l'ordre de λ_o , il y a un maximum de rayonnement dans la direction de l'axe. On remarquera que, dans le cas où la ligne est un simple fil métallique,

$$e(\theta) = \sin \theta$$

qui donne alors un zéro dans la direction du fil.

4.5.3 Relevé du diagramme de rayonnement

■ Composition

- 1 Banc d'émission : BEM 100
- 1 Plateau tournant : PTM 100
- 1 Support d'antenne : SAN 100
- 1 Antenne diélectrique : AND 100
- 1 Capteur de mesure : DEN 100 ou 1 Sonde à thermocouple : ST 613
- 1 Transition guide / coaxial : TGN 100
- 1 Court circuit à micromètre : CCM 100
- 1 Indicateur de mesure : IR 205 ou 1 Milliwattmètre : MH 600
- 1 Alimentation GUNN : CF 204

■ Mise en service du banc d'antenne diélectrique de réception

Ce banc est constitué par une ou plusieurs antennes diélectriques AND 100, terminé à l'une de ses extrémité, par un court-circuit variable à micromètre CCM 100 et à l'autre par une transition guide/coaxiale TGN 100, équipé d'un détecteur DEN 100 qui, connecté à un indicateur de R.O.S. IR 205 permet d'effectuer la mesure du niveau de réception.(fig 2)

Ces antennes AND 100 peuvent être montées en réseaux de deux, trois ou quatre, comme indiqué sur le dessin ci-dessous (fig 1), ce qui permet d'obtenir une directivité très prononcée ; elles sont alors alimentées en parallèle et en concordance de phase.

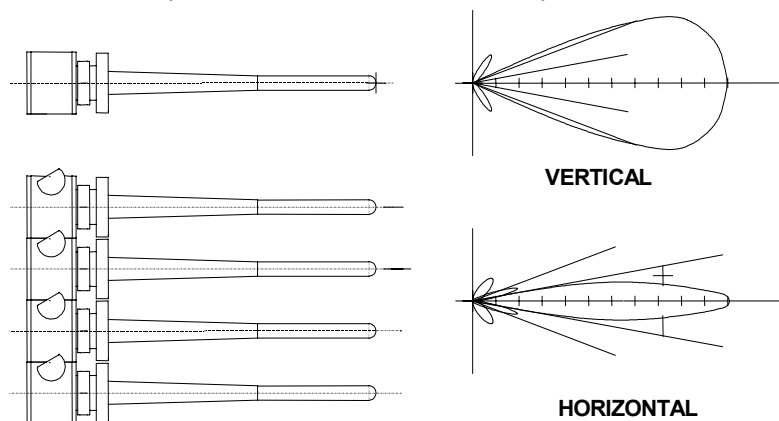


fig : 1

- Effectuer le montage des composants hyperfréquences qui constituent le banc de réception avec le raccordement de l'indicateur de R.O.S. IR 205, comme ci-dessous (fig.2).
- Fixer cet ensemble de réception sur le plateau tournant type PTM 100.
- Mettre l'alimentation GUNN CF 204 et l'indicateur de R.O.S. IR 205 sous tension.
- Régler le micromètre du court-circuit CCM100 de manière à obtenir un maximum de déviation sur l'indicateur IR 205.
- Procéder aux mesures.

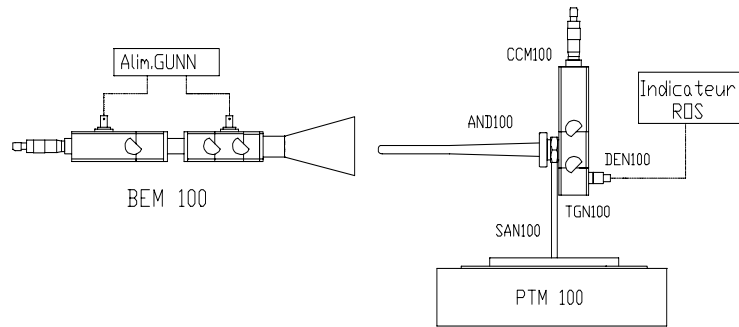


fig : 2

■ **Relevé du diagramme de rayonnement**

Procéder comme décrit au paragraphe 4.7.3 dans l'étude de l'antenne parabolique.

4.5.4 Mesure de gain

Procéder comme décrit au paragraphe 4.3.

4.6. ETUDE DE L'ANTENNE A FENTES

4.6.1 Introduction

Une antenne à fentes est constituée d'un tronçon de guide droit dont la paroi correspondant au grand côté comporte plusieurs fentes disposées de telle manière qu'elles rayonnent en phase. Des obturateurs de fente permettent de faire varier la largeur du lobe de rayonnement, selon le nombre de fentes actives.

L'objet de cette expérimentation est de tracer les diagrammes de rayonnement correspondant à différentes configurations : nombres de fentes actives, deux, cinq, puis les dix que comporte l'antenne.

4.6.2 Rappels théoriques

Des ouvertures en forme de fente, pratiquées dans la paroi d'un guide rayonnent si elles coupent les lignes de courant.

Le champ rayonné par une telle fente est semblable à celui d'un dipôle mince de mêmes dimensions (Principe de Babinet - paragraphe 4.6.3). Le champ électrique s'exprime donc de manière analogue.

■ Diagramme de rayonnement d'une fente simple

Soit une fente placée à l'origine d'un système d'axes (o, x, y, z) , orientée selon $o x$. Sur l'axe $o z$ et dans le plan $y o z$, le champ est perpendiculaire à $o z$ (fig : 1).

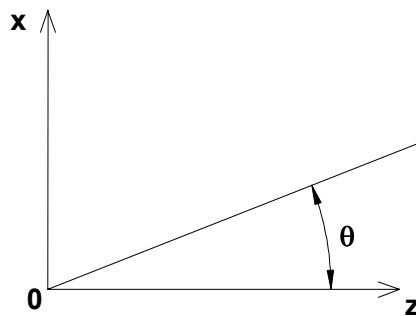


fig : 1

Si on s'écarte de cet axe d'un angle θ , l'amplitude du champ électrique est de la forme :

$$E = EM \frac{\cos \left[\frac{\pi}{2} \sin \theta \right]}{\cos \theta}$$

Le diagramme est, dans le plan $x o z$, identique à celui du dipôle (fig. 2).

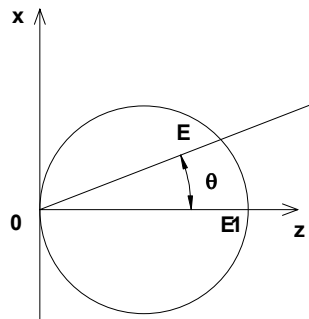


fig : 2

Il est de révolution par rapport à $o x$. On ne considèrera que le demi-espace $z > 0$ dans ce qui suit, et le rayonnement sera observé dans le plan perpendiculaire à la fente.

■ **Diagramme de rayonnement de fentes équidistantes**

Considérons n fentes rayonnantes identiques, très minces, espacées régulièrement d'un intervalle d (fig. 3).

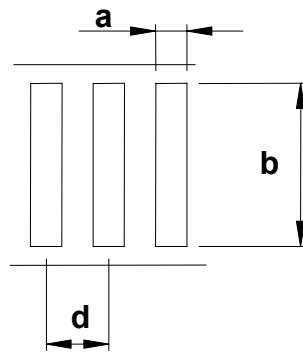


fig : 3

Ces fentes étant éclairées sous une incidence θ , elles constituent un ensemble de n sources, A_0, A_1, A_{n-1} , régulièrement espacées de la distance d (fig. 4).

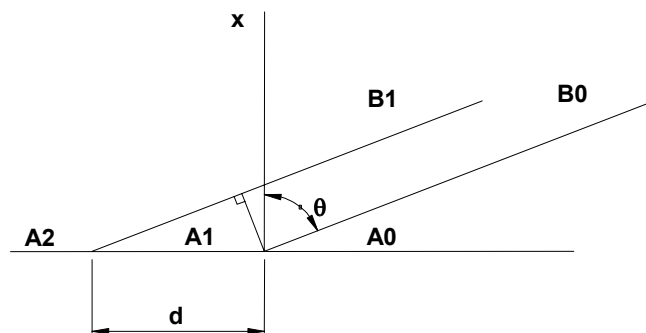


fig : 4

La différence de marche étant $(d \sin \theta)$, le déphasage entre les ondes $B_0 A_0$ et $B_1 A_1$, captées respectivement par A_0 et A_1 est :

$$\phi = 2 \pi \sin \theta$$

Soit $E_0 = E e^{j(\omega t)}$, le champ en A_0

Le champ en A_1 s'écrit : $E e^{j(\omega t - \phi)}$

Le champ en A_{n-1} s'écrit : $E e^{j[\omega t - (n-1) \phi]}$

S'il n'y a pas de déphasage entre les sources $A_0, A_1 \dots, A_{n-1}$, en remplaçant ϕ par sa valeur, en considérant le module du champ et avec θ petit, le champ résultant est donné par:

$$|E_r| = |E| \frac{\sin \left[\frac{n \pi d}{\lambda} \theta \right]}{\sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} \theta \right]}$$

Si $(2\pi d \theta / \lambda)$ est petit, on peut identifier le sinus à son argument et :

$$|E_r| = |E| \frac{\frac{n \pi d \theta}{\lambda}}{\frac{\pi d \theta}{\lambda}} \approx n |E|$$

Pour $\theta \neq 0$, le champ total s'annule pour les valeurs de θ_n , telles que :

$$\frac{n \pi d}{\lambda} \theta_n = k \pi \quad \theta \neq 0$$

En particulier, pour $k = 1$, on a :

$$\frac{n \pi d}{\lambda} \theta_1 = \pi$$

θ_1 est la première valeur pour laquelle E_r est nul, ce qui détermine la largeur du lobe principal.

En posant :

$$\theta_1 = \lambda / nd$$

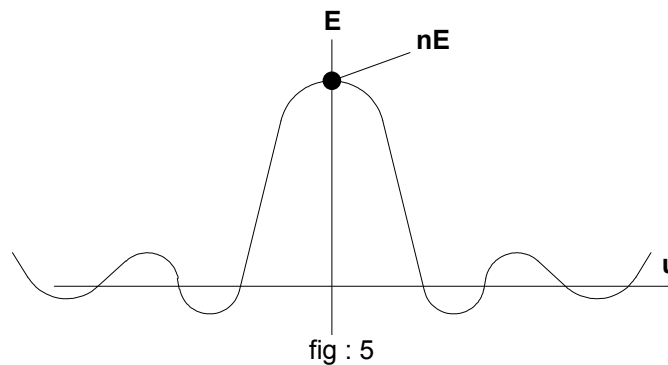
on voit que θ_1 est d'autant plus faible que le nombre n de sources utilisées est élevé. Si n est grand, et pour $\lambda \ll n\theta_1$

$$\sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} \theta \right] \approx \frac{\pi d}{\lambda} \theta$$

$$E(u) = n E \frac{\sin u}{u}$$

avec : $u = n (\pi d / \lambda) \theta$

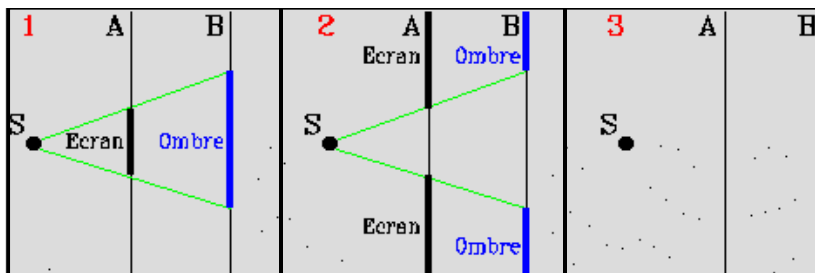
On obtient la courbe classique (fig. 5).



Notons que les fentes utilisées sont du type " shunt" , c'est à dire parallèles à l'axe longitudinal du guide. Ces fentes sont moins sensibles à la fréquence que les fentes transversales.

4.6.3 Principe de Babinet

Considérons deux plans: l'un, le plan A, dans lequel nous disposons des écrans, l'autre le plan B, situé en arrière de A par rapport à une source lumineuse quelconque S, et sur lequel nous observons le champ.



Dans le cas (1), nous interposons en A un écran absorbant, de telle sorte que le champ sur B est une fonction :

$$F_e = f_1(x, y, z)$$

Dans le cas (2), nous interposons en A un écran complémentaire, de telle sorte que le champ sur B est maintenant :

$$F'_e = f_2(x, y, z)$$

Le **Principe de BABINET** précise que si le champ, en l'absence d'écran (cas 3), est :

$$F_0 = f_0(x, y, z)$$

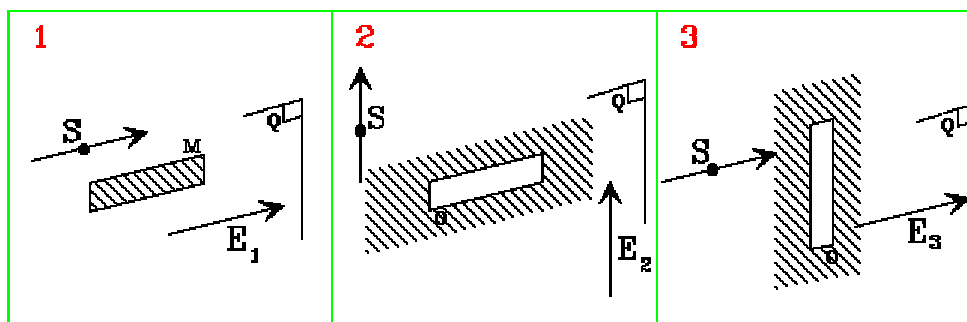
nous avons toujours :

$$f_1(x, y, z) + f_2(x, y, z) = f_0(x, y, z)$$

Ceci est évident en optique géométrique, comme le montre un simple examen de la figure, mais le principe s'applique aussi bien dans le cas de la diffraction.

Cependant il n'est pas tenu compte ici du caractère vectoriel du rayonnement électromagnétique, aussi le principe de BABINET a dû être généralisé par BOOKER qui a démontré que si l'écran considéré est un conducteur électrique parfait, son écran complémentaire doit être un conducteur magnétique parfait.

Un tel conducteur n'existe pas mais il est possible d'obtenir le même effet en utilisant deux conducteurs électriques parfaits (écrans de cuivre par exemple) et en permutant les champs électriques et magnétiques.

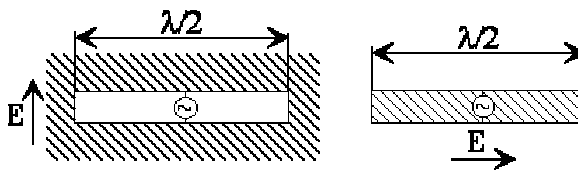


Soit, pour exemple, une source S rayonnant un champ électrique horizontal et un écran métallique M donnant dans le plan Q un champ E_1 (cas 1). L'écran complémentaire sera une ouverture de même dimension que le premier écran, percée dans un plan métallique (cas 2), mais il faudra tourner la polarisation de 90° pour remplacer les champs électriques par des champs magnétiques. Nous pourrons aussi utiliser une ouverture ayant toujours les mêmes dimensions, mais disposé normalement à l'écran primitif (cas 3), la polarisation étant alors conservée.

Partant de ces considérations, BOOKER a également montré que le champ rayonné par une ouverture O (cas 2 ci-dessus) était le même que celui qui était rayonné par un dipôle mince ayant

les mêmes dimensions que l'ouverture (écran M, cas 1 ci-dessus), excité en son centre et travaillant avec une polarisation normale à celle de l'ouverture.

Ainsi les champs rayonnés par les deux dispositifs de la figure ci-dessous sont égaux en amplitudes, mais les polarisations des champs électriques sont perpendiculaires :



4.6.4 Relevé du diagramme de rayonnement

■ Composition :

- 1 Banc d'émission : BEM 100
- 1 Plateau tournant : PTM 100
- 1 Antenne à fentes : ANF 100
- 1 Court circuit variable à micromètre : CCM 100
- 1 Transition guide/coaxial : TGN 100
- 1 Capteur de mesure : DEN 100 ou 1 Sonde à thermocouple : ST 613
- 1 Support d'antenne : SAN 100
- 1 Indicateur de mesure. : IR 205 ou 1 Milliwattmètre : MH 600
- 1 Alimentation GUNN : CF 204

■ Mise en service du banc de réception antenne "à fentes"

Ce banc est constitué d'une antenne de 10 fentes ANF 100, refermée à l'une de ses extrémités par un court circuit variable CCM 100, et de l'autre par une transition guide/coaxiale TGN 100, équipée d'un détecteur DEN 100 qui, connecté à un indicateur de R.O.S. IR 205 permet d'effectuer la mesure du niveau de réception.

La distance qui doit séparer l'émission de la réception doit être supérieure à 9 mètres (voir paragraphe 3.1).

- Effectuer le montage des composants hyperfréquence qui constituent le banc de réception avec le raccordement de l'indicateur de R.O.S, comme ci-dessous. (fig 1)
- Fixer cet ensemble de réception sur le plateau tournant PTM 100
- Mettre l'alimentation GUNN CF 204 et l'indicateur de R.O.S. IR 205 sous tension.
- Régler le micromètre du court-circuit CCM 100 de manière à obtenir un maximum de déviation sur l'indicateur IR 205.
- Procéder aux mesures.

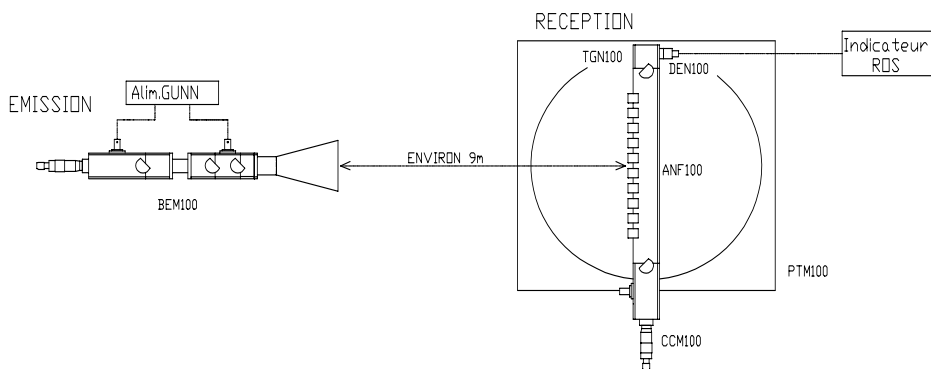


fig.1

■ Diagramme de rayonnement

Cette manipulation consiste à relever la forme générale du diagramme de rayonnement du lobe principal entre les deux premiers lobes secondaires "LS_{d2}" et LS_{g2}".

On effectue le relevé des niveaux de rayonnement reçus pour des écarts angulaires suffisamment petits, afin de permettre une bonne définition de tracé du diagramme de rayonnement.

Nota : Pour effectuer ce relevé, il est recommandé d'utiliser l'échelle "étalées" de l'indicateur de niveau IR 205.

Elle permet d'obtenir une plus grande précision, surtout nécessaire près de l'axe de symétrie, les variations étant beaucoup plus importantes ensuite.

- Placer la graduation zéro, origine du plateau tournant, sur l'axe de symétrie de la source Emission et de l'axe de l'antenne à fente.
- Vérifier que la déviation maximum de l'indicateur correspond bien au "Zéro" origine du plateau tournant en déplaçant l'antenne de chaque côté de l'axe de symétrie.
- Régler l'index du "Zéro" plateau pour ce maximum, ou agir sur l'alignement du Banc Réception pour réaliser cette condition.
- Régler le gain de l'indicateur de niveau.

■ Diagramme avec deux fentes

Obturer toutes les fentes sauf les deux fentes placées au centre de l'antenne.

Effectuer les relevés sur le diagramme de rayonnement :

- largeur du lobe principal à 3 dB,
- niveau des lobes secondaires,
- diagramme de rayonnement.
- Largeur du lobe principal à 3 dB
- Faire tourner le plateau vers la droite jusqu'à obtenir une atténuation de 3 dB par rapport au 0 dB de référence sur l'IR 205.
- noter l'angle θ_{g1} du plateau face au repère,
- revenir à zéro.
- Faire tourner le plateau vers la gauche jusqu'à obtenir une atténuation de 3dB, noter l'angle θ_{d1} du plateau face au repère;
- revenir à zéro.
- L'angle θ_{d1} doit être identique à l'angle θ_{g1}
- La largeur du lobe principal à -3 dB est égale à : $\theta_{d1} + \theta_{g1}$

■ Niveau des lobes secondaires

Procéder comme pour la mesure de la largeur du lobe principal à -3 dB, continuer de faire tourner le plateau support d'antenne.

Le niveau de signal reçu passe par un minimum, puis par un maximum; ce premier maximum correspond au niveau du premier lobe secondaire; en continuant la rotation, on passe successivement par un minimum puis un maximum; on obtient ainsi les différents niveaux des lobes secondaires suivants.

Selon le sens de rotation du plateau (vers la droite ou vers la gauche), on repère le premier lobe secondaire droit "LS_{d2}" ou gauche "LS_{g2}", puis les suivants "LS_{d3}" ou "LS_{g3}", etc..

On note les écarts angulaires de chacun de ces lobes secondaires:

- " θ_{d2} " correspondant à "LS_{d2}" et " θ_{g2} " correspondant à "LS_{g2}"
- " θ_{di} " correspondant à "LS_{di}" et " θ_{gi} " correspondant à "LS_{gi}"

Nota : Le niveau du signal reçu, pour chacun de ces lobes secondaires est obtenu en faisant la somme de la valeur des atténuations obtenues sur l'indicateur de R.O.S. IR 205 (clavier + déviation).

Les résultats : $X_{(dB)} = f_{(\theta)}$

peuvent être présentés sous deux formes différentes:

■ En coordonnées cartésiennes

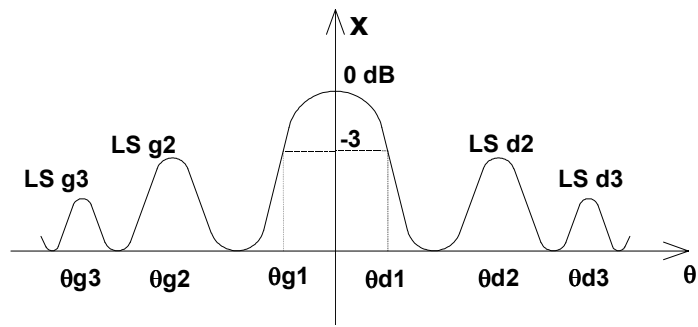


fig : 2

■ En coordonnées polaires

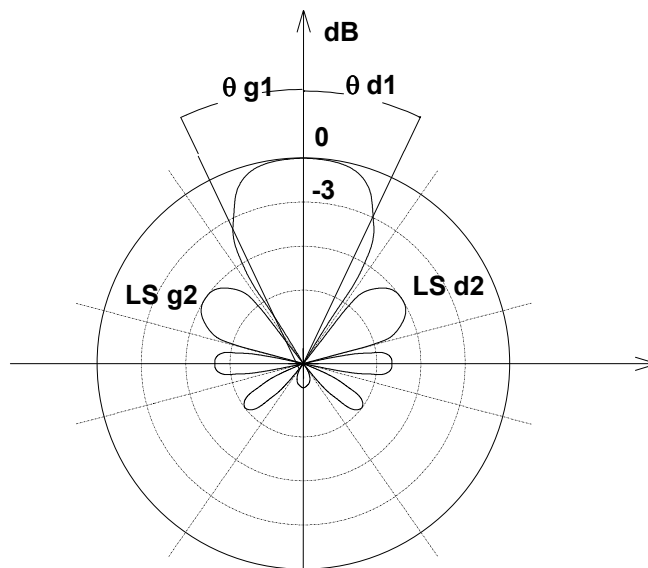


fig : 3

■ Diagramme avec cinq fentes

Obturer les fentes sauf 5 d'entre elles placées de part et d'autre du centre de l'antenne. Effectuer les relevés comme précédemment.

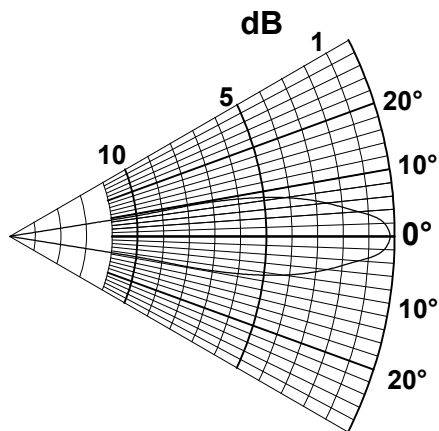


fig : 4

Antenne à fentes:
5 fentes découvertes,
vers le court circuit

■ **Diagramme avec toutes les fentes**

Effectuer les relevés comme pour le diagramme avec 5 fentes (§ précédent)

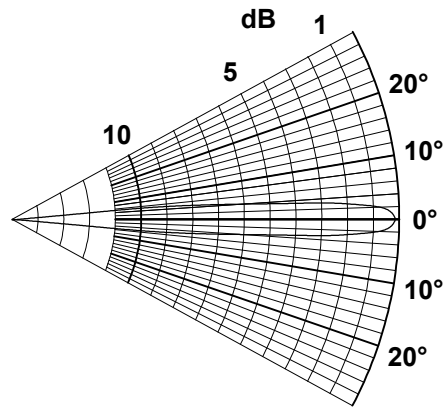


fig : 5

Antenne à fentes:
toutes fentes découvertes

4.6.5 Mesure de gain

Procéder comme décrit au paragraphe 4.3.

4.7. ETUDE DE L'ANTENNE PARABOLIQUE

4.7.1 Introduction

L'antenne parabolique qui emploie un réflecteur parabolique est très utilisée en hyperfréquence. Comme la lentille convergente en optique, elle transforme les ondes sphériques issues d'une source (dite primaire) placée en son foyer, en un faisceau d'ondes planes parallèles, ce qui permet d'obtenir une très grande directivité. Celle-ci est encore renforcée si la source primaire est un cornet, par diminution relative de l'intensité des lobes secondaires.

L'objet de cette expérimentation est de tracer le diagramme de rayonnement d'une antenne parabolique utilisée en réception et de repérer les lobes d'ordre supérieur.

4.7.2 Rappels théoriques

■ Propriétés du paraboloïde de révolution

Le paraboloïde est un élément réflecteur dont les caractéristiques sont très utilisées pour le rayonnement des énergies hyperfréquences.

Ce paragraphe a pour but de mettre en évidence l'influence de ses caractéristiques et du positionnement de la source sur le rayonnement de l'antenne.

Une antenne ponctuelle, placée au foyer d'un paraboloïde donne par réflexion un faisceau de rayons parallèles.

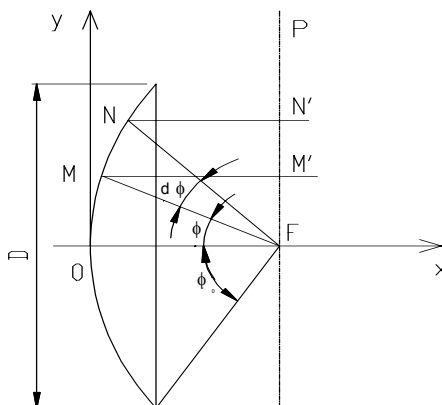
Quoique les phénomènes de diffraction prédominent en hyperfréquence, cette propriété principale du paraboloïde permet de démontrer que dans un plan "P", normal à l'axe de celui-ci, l'onde présente une surface équiphasse, selon la figure ci-dessous et la relation l'accompagnant.

L'équation du paraboloïde est : $y^2 = 4 f x$,
f étant la distance focale de la parabole

$$FM + MM' = FN + NN' = 2f$$

$$f = \frac{D}{4} \left[\frac{1 + \cos \phi_0}{\sin \phi_0} \right]$$

$$D = 4f \frac{\sin \phi_0}{1 + \cos \phi_0} = 4f \operatorname{tg} \frac{\phi_0}{2}$$



En hyperfréquence, l'énergie est répartie par diffraction sous forme d'un lobe principal. Celui-ci s'accompagne de lobes secondaires dont le niveau varie avec la distribution sur le réflecteur et l'atténuation sur le bord de ce dernier.

■ Expression du gain d'une antenne parabolique

A une certaine distance, une antenne peut être considérée comme une source ponctuelle dont la puissance rayonnée par unité d'angle solide est fonction de la direction. Si cette dernière est définie par les angles θ et ϕ , le gain de l'aérien est donné par la relation suivante :

$$G_{(\theta, \phi)} = \frac{P_{(\theta, \phi)}}{P_0 / 4\pi}$$

où :

- θ angle de site (horizontal)
- ϕ angle de gisement (vertical)
- $P_{(\theta, \phi)}$ est la puissance rayonnée dans cette direction
- P_0 est la puissance totale rayonnée
- $P_0 / 4\pi$ est la puissance par unité d'angle solide

D'une façon générale, le gain d'une antenne représente la concentration de la puissance rayonnée dans une direction privilégiée par rapport à la puissance de que rayonnerait dans cette même direction une source isotrope rayonnant P_0 .

Dans le cas particulier du paraboloïde de révolution, la direction de gain maximum coïncide avec la direction de son axe principal :

$$G_{(\theta,\phi)} = \frac{P_{(\theta,\phi)}}{P_o / 4\pi}$$

Or pour un réflecteur parabolique, $G_{(0,0)}$ est donné par :

$$G_{(0,0)} = \left[\frac{\pi D}{\lambda} \right]^2 \left[\int_0^{\phi_0} \sqrt{\gamma(\phi)} \operatorname{tg} \frac{\phi}{2} d\phi \right]^2 \operatorname{cotg}^2 \left(\frac{\phi_0}{2} \right)$$

où $\gamma_{(\phi)}$ est le gain de la source primaire dans la direction ϕ .

Le gain maximum théorique d'une ouverture circulaire uniformément éclairée est :

$$G = \frac{4\pi \Sigma}{\lambda} = \frac{4\pi}{\lambda} \left[\pi \frac{D^2}{4} \right] = \frac{\pi^2 D^2}{\lambda^2}$$

Σ est la surface équivalente de l'ouverture rayonnante.

On en déduit le facteur de gain théorique F

$$F = \frac{G_{(\theta,\phi)}}{(\pi D / \lambda)^2} = \left[\int_0^{\phi_0} \sqrt{\gamma(\phi)} \operatorname{tg} \frac{\phi}{2} d\phi \right] \operatorname{cotg}^2 \left(\frac{\phi_0}{2} \right)$$

Cette relation ne tient pas compte des pertes dues à l'énergie qui n'est pas interceptée par le réflecteur (Spill-over).

Aussi, pour connaître le facteur de gain réel, nous devons multiplier F_0 par le rendement « D » de l'illumination :

$$\eta = P_i / P_p$$

P_i la puissance interceptée par le paraboloïde
 P_p puissance primaire émise

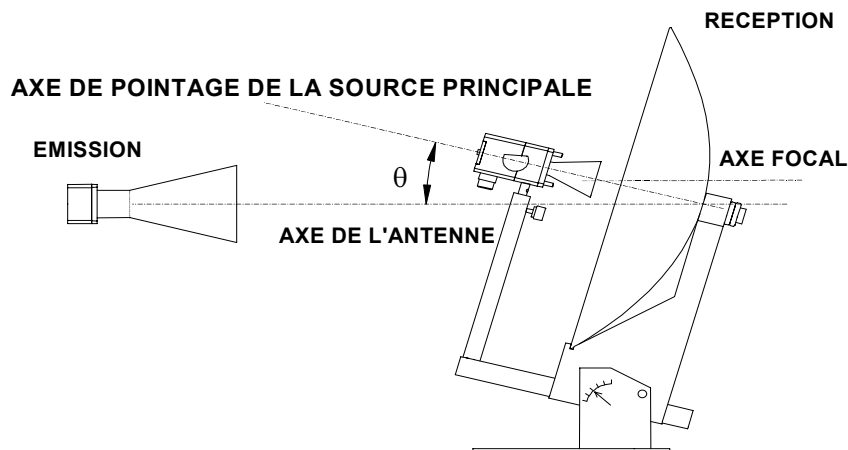
■ Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une courbe représentative du gain relatif en fonction de l'angle θ . Ce relevé est effectué dans un plan horizontal contenant l'axe de symétrie du paraboloïde.

Le gain relatif est de 1 sur l'axe de symétrie et il est inférieur à 1 partout ailleurs.

Le gain relatif est généralement évalué en dB.

La valeur 0 dB, valeur de référence, est prise sur l'axe de symétrie.



■ **Condition de rayonnement en champ lointain :**

Respecter la distance minimale entre les deux cornets ANC 100 :

$$R \geq 2d^2 / \lambda_0$$

R = distance entre l'antenne émission et l'antenne réception

d = dimension la plus large de l'antenne la plus grande

λ_0 = Longueur d'onde dans l'air

Tout montage à installer pour les essais, est composé d'un banc d'émission et d'un banc de réception. La distance L ou R qui les sépare est liée à la dimension des antennes et à la longueur d'onde λ émise par la source d'émission.

La différence de phase entre l'onde atteignant le bord de l'antenne réceptrice et celle qui est dans l'axe, doit être au plus égale à $\lambda/16$. On reste ainsi dans les conditions de rayonnement en champ lointain.

$$\Delta R = R' - R$$

$$d^2 / 4 + R = (R + \Delta R)^2$$

d'où :

$$R^2 + 2R\Delta R + (\Delta R)^2 = R^2 + d^2 / 4$$

En négligeant le terme du second ordre :

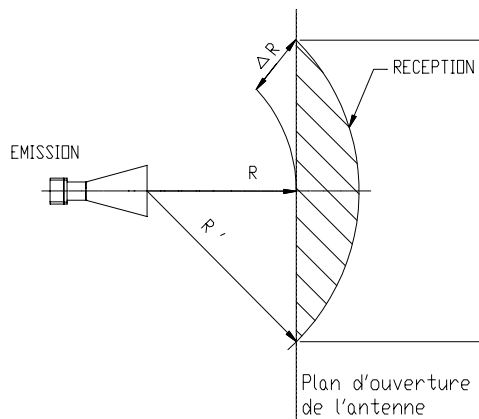
$$R = d^2 / 8\Delta R$$

Or

$$\Delta R \leq \lambda / 16$$

d'où :

$$R \geq 2d^2 / \lambda$$



4.7.3 Relevé du diagramme de rayonnement

■ **Composition :**

- 1 Banc d'émission : BEM 100
- 1 Plateau tournant : PTM 100
- 1 Réflecteur parabolique : ANP 100
- 1 Antenne cornet 10 dB : ANC 100/10
- 1 Adaptateur de fixation rapide : AFR 100
- 1 Transition guide/coaxial : TGN 100
- 1 Capteur de mesure : DEN 100 ou 1 Sonde à thermocouple : ST 613
- 1 Alimentation GUNN : CF 204
- 1 Indicateur de mesure : IR 205 ou 1 Milliwattmètre : MH 600

■ **Mise en service du banc de réception parabolique**

Ce banc est constitué d'un réflecteur parabolique ANP 100, de diamètre 350 mm. Le circuit de réception est composé d'un cornet (Gain 10 dB) ANC 100/10, placé en son foyer sur son axe principal.

Une transition guide/coaxiale TGN 100, équipée d'un détecteur DEN 100, connecté à un indicateur de R.O.S. IR 205 permet d'effectuer la mesure du niveau de réception.

Le paraboloïde ANP 100 fourni, présentant un diamètre $d = 350$ mm, la longueur d'onde λ_0 étant de 30 mm environ, la distance R minimum entre l'ouverture du cornet d'émission et celle de l'antenne de réception doit être :

$$R \geq 2d^2 / \lambda_0 \approx 9m$$

La distance qui doit séparer l'émission de la réception doit être supérieure à 9 mètres, Effectuer le montage des composants hyperfréquences qui constituent le banc de réception et raccorder l'indicateur de R.O.S IR 205, comme ci-dessous (fig. 2).

- Fixer cet ensemble de réception sur le plateau tournant PTM 100
- Mettre l'alimentation CF 204 et l'indicateur de R.O.S. IR205 sous tension.

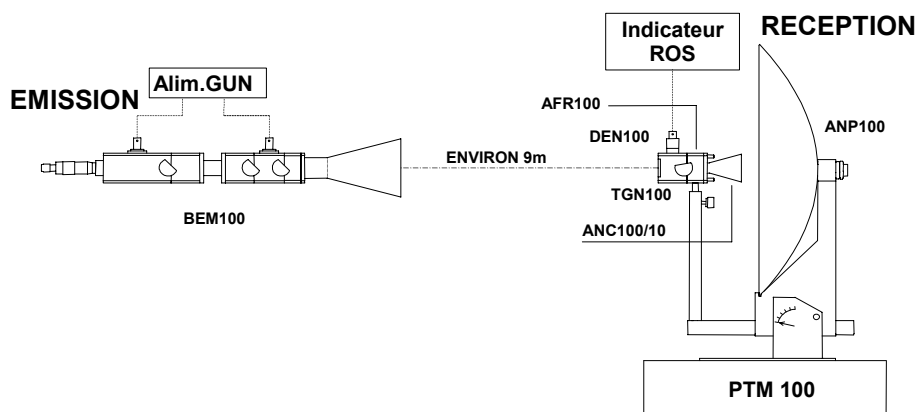


Fig. 2.

- Procéder aux mesures.

■ **Relevé du diagramme de rayonnement**

Placer la graduation origine du plateau tournant sur l'axe de symétrie de la source émission et de l'axe du paraboloïde (fig. 3).

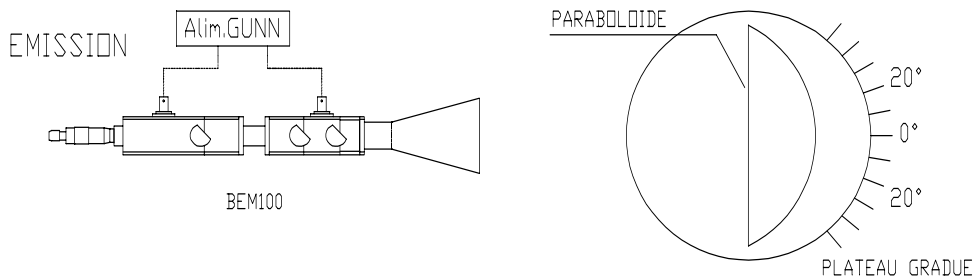


fig. 3

Attention :

Vérifier que la déviation maximum de l'indicateur IR 205 correspond bien au "zéro" origine du plateau tournant, en déplaçant le paraboloïde de chaque côté de l'axe de symétrie. Régler l'index du plateau à "zéro" pour ce maximum, ou agir sur l'alignement du banc de réception pour réaliser cette condition. Régler le gain de l'indicateur de niveau.

■ Largeur du lobe principal à 3 dB

- Faire tourner le plateau vers la droite jusqu'à obtenir une atténuation de 3 dB.
- Noter l'angle θ_{d1} du plateau face au repère.
- Revenir à zéro.
- Faire tourner le plateau vers la gauche jusqu'à obtenir une atténuation de 3 dB.
- Noter l'angle θ_{g1} du plateau face au repère.
- Revenir à zéro.

L'angle θ_{d1} doit être identique à l'angle θ_{g1} .

La largeur du lobe principal à -3 dB est égale à: $\theta_{d1} + \theta_{g1}$

■ Niveau des lobes secondaires

Procéder comme pour la mesure de la largeur du lobe principal à -3 dB, et continuer à faire tourner le plateau support d'antenne.

Le niveau de signal reçu passe par un minimum puis croît à nouveau pour passer par un maximum. Ce maximum correspond au niveau d'un lobe secondaire.

Selon que le plateau tourne vers la droite ou vers la gauche, on repère le premier lobe secondaire droit LS_{d2} ou le premier lobe secondaire gauche LS_{g2} .

- Noter l'écart angulaire de chacun de ces lobes secondaires θ_{d2} et θ_{g2} .
- Noter le niveau du signal reçu pour chacun de ces deux lobes secondaires, en faisant la somme de la valeur des atténuations obtenues sur l'IR 205. (celles du commutateur d'atténuation et la valeur lue sur le galvanomètre de l'indicateur de niveau).

Nota : Il est possible, de cette façon, de rechercher le niveau des lobes secondaires suivants, LS_{d2} , LS_{g2} , LS_{d3} , LS_{g3} , etc... en continuant de faire tourner le plateau, et en effectuant les relevés de la même manière.

■ Diagramme de rayonnement

Il s'agit de relever la forme générale du diagramme de rayonnement du lobe principal entre les deux premiers lobes secondaires LS_{d2} et LS_{g2} .

Dans ce cas, il faut effectuer le relevé des niveaux de rayonnement reçus pour des écarts angulaires suffisamment petits, afin de permettre une bonne définition du tracé du diagramme de rayonnement.

Pour effectuer ce relevé, il est recommandé d'utiliser l'échelle "étalée" de l'indicateur de niveau. Elle permet d'obtenir une grande précision, surtout nécessaire près de l'axe de symétrie, les variations étant beaucoup plus importantes ensuite.

On obtiendra un diagramme comme indiqué sur la figure (fig. 4), en reportant les points mesurés sur un diagramme circulaire.

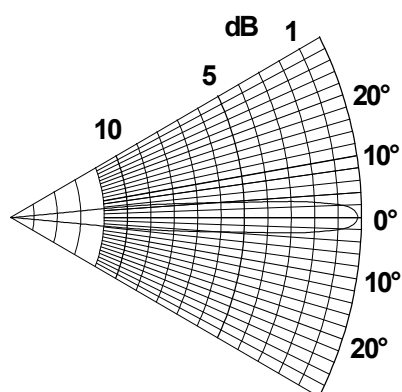


fig : 4

4.7.4 Mesure de gain

Procéder comme décrit au paragraphe 4.3.

4.8. ETUDE DU REPONDEUR RADAR PASSIF

4.8.1 Introduction

En 1944, le professeur R.K. Luneburg a livré dans son cours d'optique à Brown University, la loi générale qui permet à une lentille sphérique à variation continue de l'indice, de faire correspondre une image donnée à une source donnée. Cette formule est :

$$\varepsilon = 2 - (r / r_0)^2$$

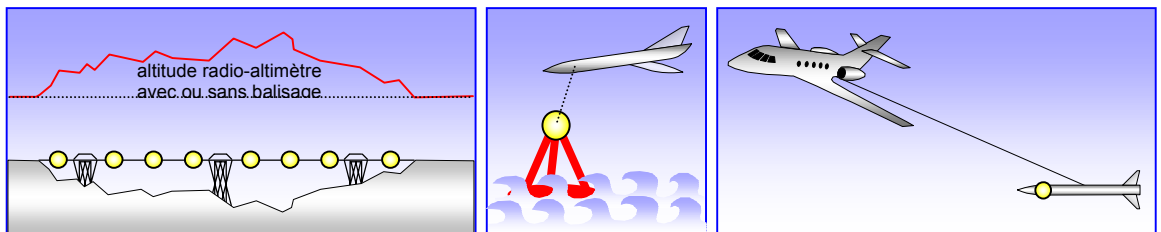
où ε = la permittivité du milieu

r_0 = le rayon de la sphère

r = le rayon courant de la sphère (valeur variable comprise entre 0 et r_0)

La lentille de Luneburg, qui est l'application directe de cette loi, a donné naissance au réflecteur de Luneburg utilisé comme (Répondeur Radar passif).

C'est aujourd'hui, la société **Lun'tech** qui fabrique et commercialise ces lentilles diélectriques dont les caractéristiques électromagnétiques et mécaniques répondent aux besoins d'applications militaires telles que le repérage radar des engins-cibles et développe des applications civiles telles que le balisage des ports et aéroports, la signalisation de véhicules, de navires, de bouées, d'obstacles etc.



4.8.2 Rappels théoriques

Les lentilles de Luneburg sont actuellement utilisées comme réflecteurs, répondeurs radar passifs. En effet, ils permettent d'augmenter de façon importante la surface équivalente radar (plusieurs centaines de fois supérieure à celle d'une sphère métallique de même diamètre) d'un objet comportant ce type de réflecteur. Il existe des réflecteurs monostatiques, qui réfléchissent toute l'énergie reçue dans un cône de faible angle d'ouverture, et des réflecteurs bistatiques, qui réfléchissent l'énergie dans un cône plus large (de l'ordre de $\pm 10^\circ$).

Le réflecteur de Luneburg est constitué d'une lentille de Luneburg au foyer de laquelle est placée une surface métallique sphérique (fig 1).

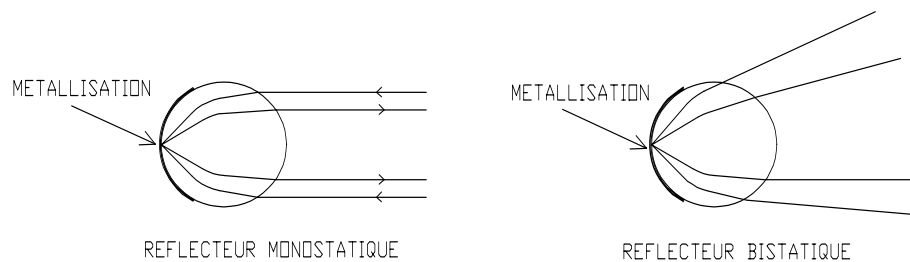


fig : 1

■ **Surface équivalente Radar au (SER)**

Définition :

La surface équivalente radar traduit l'aptitude de la lentille à renvoyer les ondes radar dans une direction donnée.

Un réflecteur est considéré comme une antenne avec une surface S et un gain G. La SER de celle-ci est alors définie par le produit de ces deux grandeurs dans la direction donnée [9] :

$$\sigma = S \cdot G \quad (\text{en } m^2).$$

Lorsque les antennes ont de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde, leur surface tend à se confondre avec leur structure principale.

La relation entre le gain et la surface d'une antenne est la suivante :

$$G = \eta \cdot \left[\frac{4 \cdot \pi S}{\lambda^2} \right] \text{ avec } 0 < \eta < 1$$

Pour un réflecteur la SER est égale au produit du gain équivalent G^2 par la surface effective de l'antenne isotrope

$$\sigma = G^2 \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi}$$

c'est à dire :
$$\sigma = \eta^2 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot S^2}{\lambda^2}$$

soit, pour un réflecteur de révolution de diamètre D :

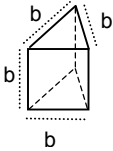
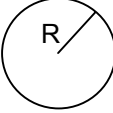
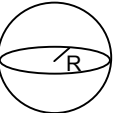
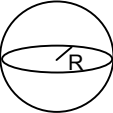
$$\sigma = \eta^2 \frac{\pi^3 \cdot D^4}{4 \cdot \lambda^2}$$

Une bonne approximation est donnée par :

$$\sigma = 7,75 \frac{D^4}{\lambda^2} (\text{en } m^2) \text{ avec } \eta \cong 1$$

Remarque : pour $\eta \cong 1$, le pré facteur est égal à $\frac{\pi^3}{4}$ c'est à dire à 7,75.

A titre d'exemple voici la SER de quelques réflecteurs métalliques dans la bande X (à la fréquence de 9,4 GHz).

Forme	Dimensions (b=R=20 cm)	SER ¹ théorique $4 \pi S^2 / \lambda^2$	Remarques
Trièdre métallique		$4 \pi ((3 \sqrt{3}b^2) / 8)^2 / \lambda^2 = 8.28 m^2$	SER moyenne Angle de réponse plus grand que pour le disque
Disque métallique		$4 \pi (\pi R^2)^2 / \lambda^2 = 195.0 m^2$	Grande SER et identique à celle du réflecteur de Lüneberg Angle de réponse très fin
Sphère métallique		$\pi R^2 = 0.12 m^2$	Petite SER Isotrope
Réflecteur diélectrique sphérique de Lüneberg		$4 \pi (\pi R^2)^2 / \lambda^2 = 7.75 \cdot D^4 / \lambda^2 = 195.0 m^2$	Grande SER Grand angle de réponse

¹ La SER d'une sphère est indépendante de la fréquence si la longueur d'onde est très petite devant ses dimensions, c'est à dire $\lambda \ll R$.

■ Bilan de liaison

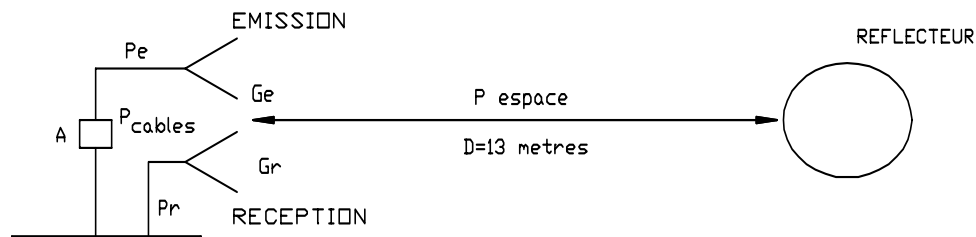


fig : 2

- A : Amplificateur.
- P_r : Puissance reçue.
- P_e : Puissance émise.
- G_e : Gain du cornet d'émission.
- G_r : Gain du cornet de réception.
- P_{espace} : Pertes dans l'espace.
- $P_{\text{câbles}}$: Pertes dans les câbles.
- D : Distance antennes et réflecteur.

Le bilan de liaison en décibels est le suivant [8] :

$$P_r = P_e + G_e + G_r + P_{\text{espace}} + \text{contribution du disque} - P_{\text{câbles}}$$

$$P_r = P_e + G_e + G_r + 10 \cdot \log \left\{ \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot D} \right)^2 \right\} + 10 \cdot \log \left(\frac{\sigma}{4 \cdot \pi \cdot D^2} \right) - P_{\text{câbles}}$$

Or

$$\sigma = SG = \frac{4 \pi S^2}{\lambda^2}$$

Donc

$$\frac{G}{4 \pi D^2} = \frac{S^2}{\lambda^2 D^2}$$

D'où,

$$P_r = P_e + G_e + G_r - P_{\text{câbles}} + 10 \cdot \log \left\{ \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot D} \right)^2 \right\} + 10 \cdot \log \left(\frac{S^2}{\lambda^2 D^2} \right)$$

■ Application numérique

Pour $f = 9,375$ GHz et un disque de diamètre 12,7 cm (de rayon 6,35 cm)

Gain du cornet d'émission (G_e) : 15 dB. Gain du cornet de réception (G_r) : 15 dB.

Puissance émise (P_e) : 13 dB. Pertes dans les câbles ($P_{\text{câbles}}$) : 5 dB.

Distance antennes et réflecteur (D) : 13 m.

$$P_r = 38 + 10 \cdot \log \left\{ \left(\frac{3,2 \cdot 10^{-2}}{4 \cdot \pi \cdot 13} \right)^2 \right\} + 10 \cdot \log \left(\frac{(\pi \cdot (6,35 \cdot 10^{-2})^2)^2}{(3,2 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 13^2} \right)$$

$$P_r = 38 - 74,16 - 20,38$$

$$P_r = -56,54 \text{ dBm}$$

■ **Relations utilisées lors des mesures**

Les mesures sont effectuées de façon comparative avec un disque métallique. Le bilan de liaison en linéaire pour un disque est le suivant, les pertes dans les câbles n'étant pas prises en compte :

$$P_{Rd} = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \frac{\sigma_d}{4\pi D^2} = \frac{P_e G_e G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4} \sigma_d$$

Pour le réflecteur, la relation est identique en remplaçant P_{Rd} par P_{Rr} et σ_d par σ_r .

Ces relations montrent que le rapport des puissances est égale au rapport des SER :

$$\frac{P_{Rr}}{P_{Rd}} = \frac{\sigma_r}{\sigma_d}$$

Lors du passage en décibels, cette relation donne :

$$10 \log(P_{Rr}) - 10 \log(P_{Rd}) = 10 \log\left(\frac{\sigma_r}{\sigma_d}\right)$$

Donc

$$\frac{P_{Rr}|_{dB} - P_{Rd}|_{dB}}{10} = \log\left(\frac{\sigma_r}{\sigma_d}\right)$$

Ce qui donne la relation suivante utilisée lors des mesures :

$$SER_{mesurée} = SER_{référence} \cdot 10^{\left(\frac{G - G_{référence}}{10}\right)}$$

où σ_d est notée ici $SER_{référence}$ et σ_r $SER_{mesurée}$.

$$SER_{référence} = 7,75 \cdot \frac{d^4}{\lambda^2} \quad (d \text{ est le diamètre du disque})$$

avec : λ la longueur d'onde (en m).

$SER_{référence}$: la SER théorique du disque de référence :

$G_{référence}$: le niveau avec le disque de référence mesuré

G : le niveau mesuré avec le réflecteur étudié.

4.8.3 Relevé de la SER (Surface Equivalente Radar)

■ **Composition :**

- 1 Banc d'émission : BEM 100
- 1 Antenne cornet 15 dB : ANC 100/15
- 1 Adaptateur de fixation rapide : AFR 100
- 1 Transition guide/coaxial : TGN 100
- 1 Capteur de mesure : DEN 100 ou 1 Sonde à thermocouple : ST 613
- 1 Plateau tournant : PTM 100
- 1 Support de guide : SUP 100
- 1 Support d'antenne : SAN 100
- 1 Répondeur radar passif : RRL 100
- 1 Disque réflecteur : DR 100
- 1 Indicateur de mesure : IR 205 ou 1 Milliwattmètre : MH 600
- 1 Alimentation GUNN : CF 204

■ **Mise en service du banc**

Ce banc est constitué d'un ensemble d'émission, d'un réflecteur de Lüneberg RRL 100, d'un disque réflecteur type DR 100, et d'un ensemble de réception comprenant : une antenne cornet ANC 100/15 équipée d'une transition TGN 100 et d'un détecteur DEN 100, permettant la détection de l'onde réfléchie.

- Effectuer les montages des composants hyperfréquence avec le raccordement de l'alimentation GUNN CF 204 et de l'indicateur de IR 205, comme ci-dessous (fig.3).
- Mettre l'alimentation GUNN CF 204 et l'indicateur de R.O.S. IR 205 sous tension.

- Procéder aux manipulations.

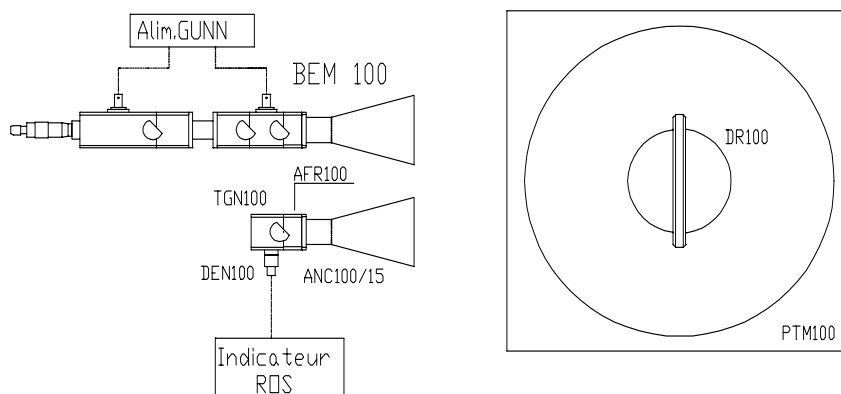


fig : 3

■ **Relevé de la SER**

- -Régler l'oscillateur GUNN à 9 GHz environ.
- Placer le disque sur le plateau tournant et recherche sur l'indicateur de R.O.S. le maximum de déviation, en site et en gisement, de façon à déterminer son emplacement optimal. La surface du disque doit être parfaitement orthogonale à la direction du cornet de réception pour que toute l'énergie soit captée.
- Procéder ensuite comme pour un relevé de diagramme de rayonnement d'antenne en faisant varier le site de part et d'autre du maximum de 1° en 1°, et relever la courbe (1) (fig 4).
- Remplacer le disque par la sphère, en positionnant le côté "métallique" (repéré par une étiquette) de la lentille de Luneberg face au cornet d'émission. De la même façon que précédemment relever la courbe
- Retourner la lentille de Luneberg de 180° (utilisation normale de la lentille de Luneberg) et relever la courbe (2) (fig 4) comme précédemment.
- Comparer les courbes obtenues et calculer la SER.

NOTA : Il est très important de conserver la distance "émetteur, récepteur" constante d'une manipulation sur l'autre de manière à rester en phase.

SER d'un réflecteur et d'un disque :

- 1 = Disque,
- 2 = Lentille de Luneberg

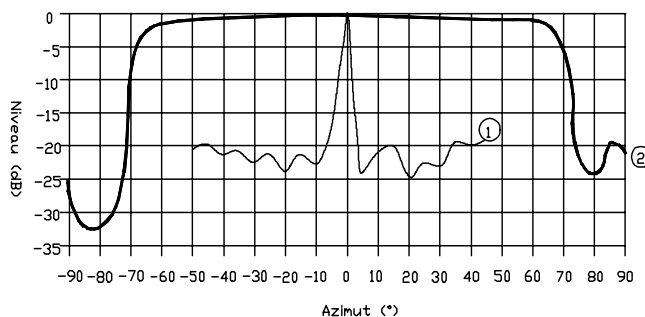


fig 4

4.9. ETUDE DE L'EFFET DOPPLER

4.9.1 Introduction

Le but de cette expérimentation est d'étudier qualitativement puis quantitativement l'effet DOPPLER en hyperfréquence, ainsi que la relation qui relie la fréquence DOPPLER à la vitesse de déplacement linéaire de la cible, par différents moyens de mesure.

L'expérimentation peut être effectuée soit avec un mobile réel soit à l'aide du simulateur de déplacement SDD 100 qui présente l'intérêt de fournir une simulation ininterrompue de la vitesse de déplacement tout en restant statique.

REMARQUE

Lorsque le banc de simulation DOPPLER est en fonctionnement, des réflexions parasites peuvent venir perturber l'expérimentation, et un oscilloscope permettra de détecter des fréquences DOPPLER parasites, reconnaissables par leur manque de stabilité.

Il est donc conseillé de placer le Banc d'expérimentation DOPPLER dans un milieu peu perturbé par des objets en mouvement et comportant si possible peu de surfaces réfléchissantes.

On utilisera des panneaux absorbants ABS 100 pour diminuer l'effet de ses réflexions parasites.

Eviter, par exemple, que des personnes se déplacent dans le laboratoire pendant l'expérimentation et penser aux échos parasites que peuvent provoquer des tubes fluorescents éclairés.

4.9.2 Rappels théoriques

■ Définition

L'effet DOPPLER est la dérive de fréquence, introduite par le déplacement d'un mobile, sur l'écho du signal émis par une source fixe.

■ Applications

Les plus connues sont :

- dans le domaine acoustique :
 - * Le changement de timbre du sifflement d'un train ou de la sirène d'un véhicule de police se déplaçant à grande vitesse.
- en Hyperfréquences :
 - * Le radar, utilisé par la gendarmerie pour les contrôles de vitesse des automobiles.
 - * Le radar utilisé dans les systèmes d'alarme pour assurer une protection volumétrique.

■ Rappels théoriques

Soit une source qui émet une onde sinusoïdale de fréquence f et de pulsation ω , en direction d'une cible mobile M .

La source et la cible mobile sont espacées d'une distance D .

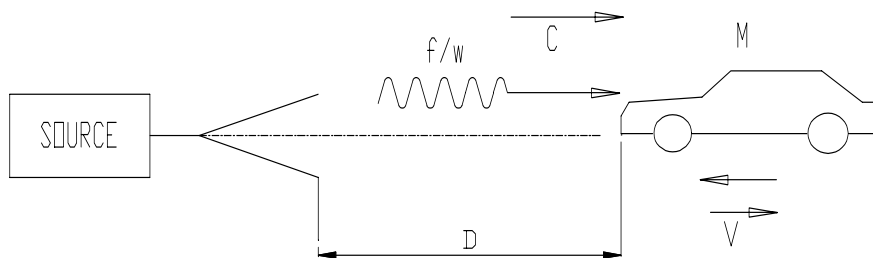


fig : 1

L'intervalle de temps δt , nécessaire à l'onde émise pour parcourir la distance source cible, à la vitesse de la lumière c , est :

$$\delta t = D / c$$

La cible étant en mouvement, la distance D varie en fonction du temps.

Si l'onde émise par la source est de la forme :

$$f(t) = \cos \omega t$$

Le signal reçu par la cible, δt plus tard avec

$$\delta t = D / c$$

correspond au signal $f'(t)$ émis par la source :

$$f'(t) = \cos \omega \left(t - \frac{D}{c} \right)$$

c'est à dire

$$f'(t) = \cos \left(\omega t - \omega \frac{D}{c} \right)$$

Une partie de ce signal, l'écho, est réfléchi en direction du récepteur ;

Pendant le trajet de retour, l'onde subit un second déphasage identique à celui de l'aller puisque les temps de parcours sont identiques.

Le signal de retour, disponible au niveau du récepteur est donc de la forme :

$$f''(t) = \cos \left(\omega t - 2\omega \frac{D}{c} \right)$$

La vitesse de déplacement de la cible v étant constante, et très faible devant c ; si D_0 représente la distance source cible à l'instant t_0 , la distance parcourue, entre t et t_0 , peut être écrite sous la forme suivante :

$$D = D_0 \pm v(t - t_0)$$

La fonction du temps de l'écho peut donc être écrite, à l'instant t , en faisant intervenir la vitesse et le sens de déplacement de la cible par rapport à la source, sous la forme suivante :

$$f''(t) = \cos \left(\omega t - 2\omega \frac{D_0 \pm v(t - t_0)}{c} \right)$$

soit

$$f''(t) = \cos \left(\omega t - 2\omega \frac{D_0}{c} \pm 2\omega v \frac{t}{c} \pm 2\omega v \frac{t_0}{c} \right)$$

Remarquons que dans la relation précédente, l'expression $2\omega v / c$ représente la rotation de phase ω_d introduite par le déplacement de la cible :

Ce qui permet d'écrire

$$f''(t) = \cos \left\{ (\omega \pm \omega_d)t - \left(2\omega \frac{D_0}{c} \right) \pm \omega_d t_0 \right\}$$

avec

$$\omega_d = 2 \omega v / c \quad (1)$$

et

$$f_d = \omega_d / 2\pi \quad (2)$$

La fréquence f_d est la FREQUENCE DOPPLER introduite par le déplacement de la cible ;

(1) et (2) permettent d'écrire la relation

$$f_d = 2fv / c$$

qui relie :

La fréquence DOPPLER	f_d
à la fréquence d'émission	f
à la vitesse de déplacement	v
à la vitesse de la lumière	c

4.9.3 Relevé de vitesse de déplacement

■ Composition :

- 1 Oscillateur à diode GUNN :	OSG 100
- 1 Isolateur à ferrite :	ISO 100
- 1 Ondemètre à courbe :	OND 100
- 1 Détecteur parallèle sur guide :	DEG 100
- 1 Antenne cornet 20 dB :	ANC 100/20
- 2 Support de guide :	SUP 100
- 1 Oscilloscope :	MTX 3252
- 1 Alimentation GUNN :	CF 204
- 1 Simulateur de déplacement :	SDD 100 (Option)
- 1 Adaptateur de fixation rapide :	AFR 100

■ Mise en service du banc

Ce banc est constitué d'une source GUNN de fréquence sinusoïdale OSG 100 pour l'émission, associée à un détecteur parallèle sur guide DEG 100 permettant la détection de la fréquence DOPPLER qui sera visualisée sur un oscilloscope. Un cornet 20 dB ANC 100/20 est utilisé comme antenne émettrice et réceptrice. Un isolateur à ferrite ISO 100, placé entre l'oscillateur et le détecteur évite que les variations de charge provoquées par ce dernier réagissent sur l'oscillateur.

Un ondemètre OND 100 placé après la source permettra de mesurer la fréquence (fig 2).

Un simulateur de déplacement SDD 100 (en option) sera placé sur la trajectoire de l'onde émise.

- Effectuer les montages des composants hyperfréquence et le raccordement de l'alimentation GUNN CF 204 et de l'oscilloscope, comme indiqué ci-dessous.
- Mettre l'alimentation et l'oscilloscope sous tension.
- Procéder aux mesures.

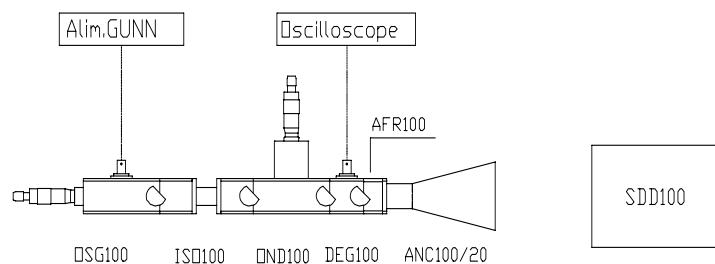


fig : 2

■ Manipulations

- Régler l'oscillateur GUNN à 9 GHz.
- Régler la sensibilité verticale de l'oscilloscope à 50mV/cm en couplage continu pour mesurer la tension fournie au détecteur.
- Régler la fréquence à l'aide de l'ondemètre OND 100 à 9 GHz et ajuster l'oscillateur GUNN, pour obtenir l'absorption sur l'écran de l'oscilloscope, à ce moment la fréquence est exactement à 9 GHz.
- Déplacer l'ondemètre d'au moins 50 MHz.
- Mettre en fonctionnement le simulateur de déplacement SDD 100.
- Augmenter la sensibilité de l'oscilloscope (couplage AC) jusqu'à ce qu'il soit possible d'étudier la trace sinusoïdale de la fréquence Doppler. En choisissant convenablement la vitesse de balayage, mesurer la période du signal et en déduire la fréquence Doppler correspondante. A partir de ces informations, calculer la vitesse de déplacement du mobile en m/s puis en Km/h.
- Les mesures de la fréquence Doppler et le calcul de la vitesse de déplacement peuvent être effectuées pour différentes vitesses du mobile.

PROPAGATION GUIDEE

4.10. ETUDE DU COUPLEUR DIRECTIF

4.10.1 Introduction

Les manipulations qui suivent ont pour but de mettre en évidence les paramètres de base des coupleurs : couplage et directivité.

Puis, ensuite, l'utilisation des coupleurs directifs pour mesurer simplement le rapport d'onde stationnaire.

Ces manipulations sont valables aussi bien pour le coupleur en croix GCX 100 que pour le coupleur directif à trous CDT 100.

4.10.2 Rappels théoriques

■ Coupleur directif

Pour évaluer la puissance micro-onde véhiculée par une ligne de transmission reliant un émetteur à un aérien, on utilise un coupleur directif, associé à un ensemble détecteur et indicateur. Cette mesure consiste à prélever une partie de l'onde incidente indépendamment de l'énergie réfléchiée par l'impédance de charge de la ligne de transmission.

Le coupleur directif est constitué par :

- Un guide d'onde, bras principal placé en série dans la ligne de transmission.
- Un tronçon de guide d'onde, bras auxiliaire accolé au bras principal et servant au prélèvement de l'énergie couplée.

L'une des extrémités du bras auxiliaire permet le raccordement d'un système détecteur, l'autre est fermée sur une charge adaptée qui absorbe l'énergie résiduelle transmise, qui est due à la directivité, non infinie du coupleur.

Ces deux guides sont couplés par des trous, des fentes, des croix, etc..., suivant le type du coupleur. Les deux caractéristiques essentielles du coupleur sont le couplage et la directivité.

■ Couplage

Le paramètre principal d'un coupleur directif est le couplage. Exprimé en dB, il correspond au rapport de la puissance P_1 recueillie par la sortie couplée sur la puissance incidente P .

Exemple de couplage :

Couplage coupleur en croix	> 20 dB à 60 dB
Couplage coupleur à trous	3 à 30 dB.

$$C(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_1}{P}$$

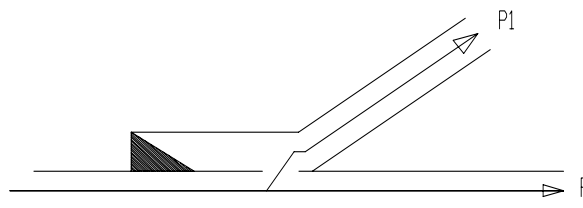


fig : 1

Le couplage peut-être de 3,10, 20, 30, 40,60 dB, suivant l'utilisation.

Il existe des types de coupleurs à faible valeur de couplage (en dB), employé pour transmettre l'énergie aux têtes HF mélangeuses utilisées dans les radars. Ces coupleurs hybrides partagent en deux l'énergie reçue, ils sont appelés "diviseurs" ou « splitters ».

■ **Couplage électromagnétique**

Dans le cas d'un couplage par trous dans l'axe du grand côté d'un guide, la répartition du champ électrique dans le guide auxiliaire au voisinage du trou est semblable à celle que produirait un dipôle électrique dont le Moment serait parallèle au champ électrique du guide principal et de même sens.

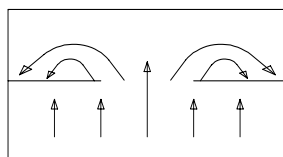
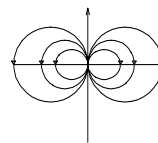


fig : 2



Dipôle équivalent

De même le champ magnétique dans le guide auxiliaire se comporte comme si le trou rayonnait comme un dipôle magnétique, dont le Moment serait parallèle au champ magnétique transverse du guide principal, mais cette fois en sens inverse.

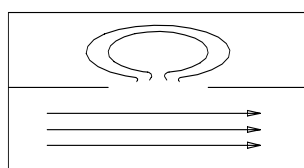
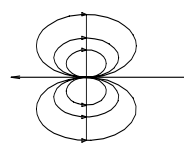


fig : 3



Dipôle équivalent

C'est ce changement de sens qui produit l'annulation de l'onde dans une des directions de la branche auxiliaire du coupleur, créant ainsi la directivité du coupleur.

■ **Directivité**

Elle exprime la quantité relative de puissance couplée P1, par rapport à la puissance en retour P2 transmise au bras auxiliaire. Elle peut donc être considérée comme une mesure de la qualité du couplage. Plus la directivité est grande, meilleure est la qualité du coupleur. La directivité est également chiffrée en dB.

Exemple de directivité:

Directivité coupleur en croix ≈ 15 à 20 dB.

Directivité coupleur à trous ≈ 20 à 40 dB.

$$D(dB) = 10 \log \frac{P1}{P2}$$

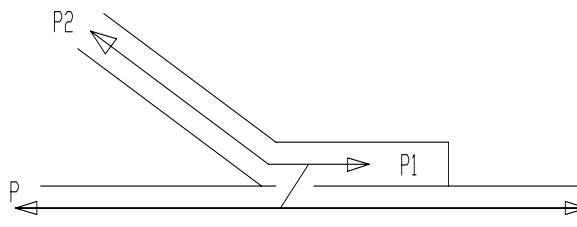


fig : 4

Un coupleur ayant une directivité élevée est peu sensible à l'énergie reçue par réflexion sur l'impédance de charge de la ligne de transmission.

4.10.3 Expérimentation d'un coupleur

■ Composition :

- | | | | |
|--------------------------------|----------|----------------------------------|-------------|
| - 1 Coupleur en croix : | GCX 100 | ou 1 Coupleur directif à trous : | CDT 100/20 |
| - 1 Iris 20 et 30 : | IRIS 100 | ou 1 Iris 30 dB : | ICDT 100/30 |
| - 1 Oscillateur : | OSG 100 | | |
| - 1 Isolateur à ferrite : | ISO 100 | | |
| - 1 Modulateur PIN : | MOD 100 | | |
| - 1 Atténuateur à micromètre : | ATM 100 | | |
| - 1 Atténuateur calibré : | ATC 100 | | |
| - 1 Transition guide/coaxial : | TGN 100 | | |
| - 1 Capteur de mesure : | DEN 100 | ou 1 Sonde à thermocouple : | ST 613 |
| - 2 Charge adaptée : | CHG 100 | | |
| - 3 Support de guide : | SUP 100 | | |
| - 1 Indicateur de mesure. : | IR 205 | ou 1 Milliwattmètre : | MH 600 |
| - 1 Alimentation GUNN : | CF 204 | | |

■ Mise en service du banc

- Le banc est constitué par un oscillateur à diode GUNN OSG 100. L'onde hyperfréquence est modulée en signaux carrés 1KHz par un modulateur à diode PIN MOD 100. Un isolateur à ferrite ISO 100, placé entre l'oscillateur et le modulateur à diode PIN évite que les variations de charge, provoquées par ce dernier, réagissent sur l'oscillateur. Un jeu de deux atténuateurs ATM et ATC 100 permettent de contrôler le niveau et de pratiquer la mesure d'atténuation
- On étudiera successivement le coupleur en croix GCX 100 et le coupleur à trous CDT 100 . Ces coupleurs étant démontables, on s'efforcera d'étudier les différents formes d'ouvertures de couplage en échangeant les iris de couplages (IRIS 100 et ICDT 100/30).
 - Effectuer le montage des composants hyperfréquence qui constituent le banc de réception avec le raccordement de l'indicateur de R.O.S. IR 205, comme ci-dessous.
 - Mettre l'alimentation GUNN CF 204 et l'indicateur de R.O.S. IR 205 sous tension.
 - Procéder aux mesures.

■ Mesure de couplage

Effectuer le montage indiqué ci-dessous (fig 5). (brancher le coupleur en respectant le sens indiqué par la flèche).

Les composants suivant doivent être montés sur les bras du coupleur comme mentionné ci-dessous :

- 1) La transition guide-coaxial TGN 100 et le détecteur DEN 100 sur la sortie couplée (2)¹, [4]².
- 2) Les charges en (3) et (4), [3].

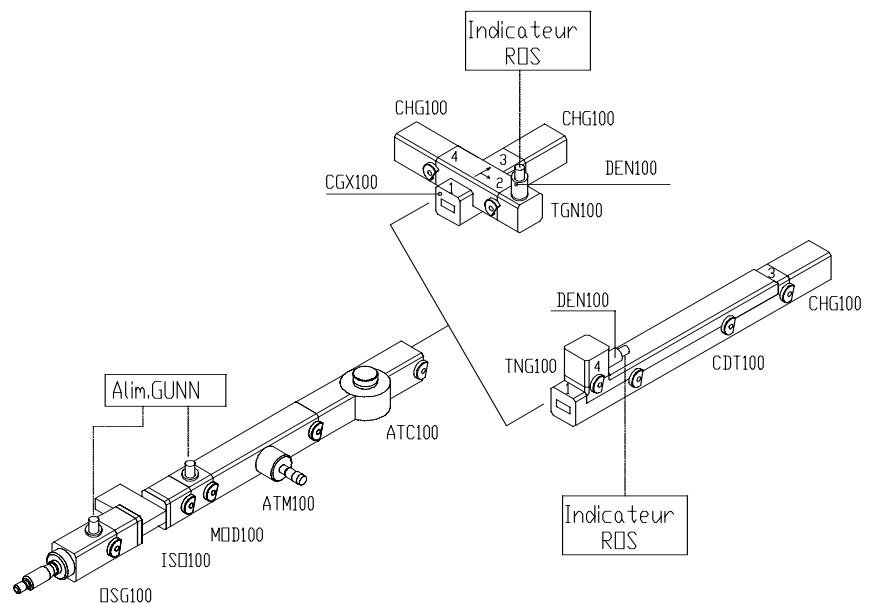


fig : 5

¹ (x) : sortie de CGX100.

² [x] : sortie de CDT100.

x : voir sur la figure, la position correspondante.

- Placer l'atténuateur ATC 100 à 0 dB et agir sur l'atténuateur ATM 100 de façon à obtenir une déviation correcte sur le galvanomètre de l'IR 205.
- Relever l'indication donnée par l'IR 205.
- Réaliser, ensuite, le montage donné sur la figure suivante (fig 6).

Les composants suivant doivent être montés sur les bras du coupleur comme mentionné ci-dessous :

- 1) La transition guide-coaxial TGN 100 et le détecteur DEN 100 sur la sortie directe en (3)¹, [3]².
- 2) Les charges en (2) et (4), [4].

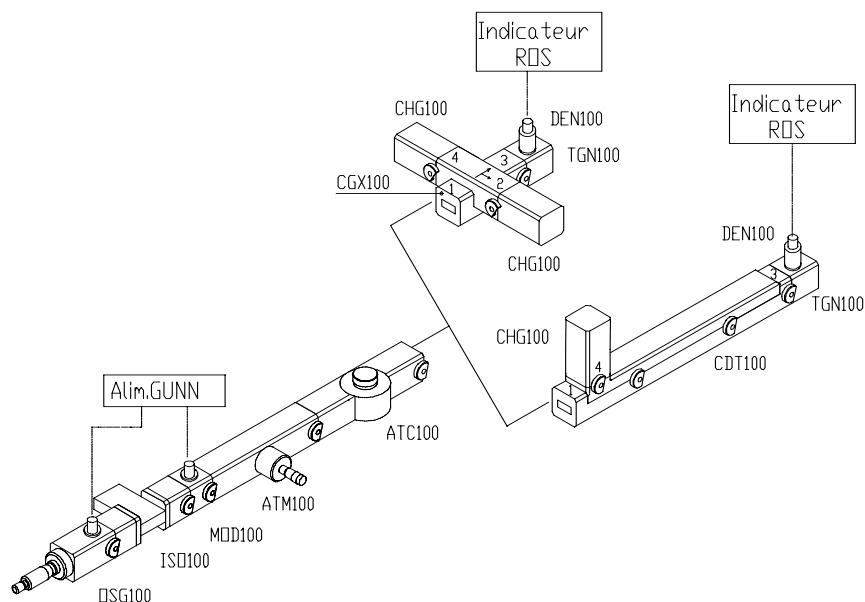


fig : 6

- Agir sur l'atténuateur ATC 100 de façon à ramener l'indication du galvanomètre de l'IR 205 au repère obtenu avec le montage précédent.
- Lire sur le cadran de l'atténuateur ATC 100 l'atténuation correspondant à la valeur du couplage mesuré.

Ces manipulations pourront être effectuées en plusieurs points de fréquence afin de vérifier si le couplage reste constant en fonction de la fréquence.

¹ Voir notes, § 4.10.3 Expérimentation d'un coupleur.

² Voir notes, § 4.10.3 Expérimentation d'un coupleur.

■ **Mesure de la directivité**

Effectuer le montage suivant (fig 7):

Les composants suivants doivent être montés sur les bras du coupleur comme mentionné ci-dessous :

- 1) La transition guide-coaxial TGN 100 et le détecteur DEN 100 sur la sortie directive en (4)¹, [4]².
- 2) Les charges en (2) et (3) [1].

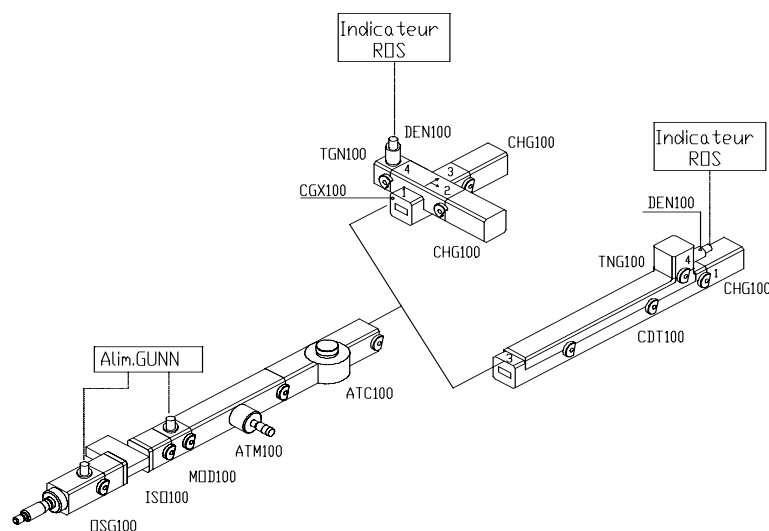


fig : 7

- Placer l'atténuateur ATC 100 à 0 dB et lire l'indication du galvanomètre de l'IR 205.
- Repérer la déviation obtenue sur le galvanomètre.

Effectuer ensuite le montage ci-dessous (fig 8) :

Les composants suivants doivent être montés sur les bras du coupleur comme mentionné ci-dessous :

- 1) La transition guide-coaxial TGN 100 et le détecteur DEN 100 sur la sortie directive en (3), [3].
- 2) Les charges en (2) et (4), [4].

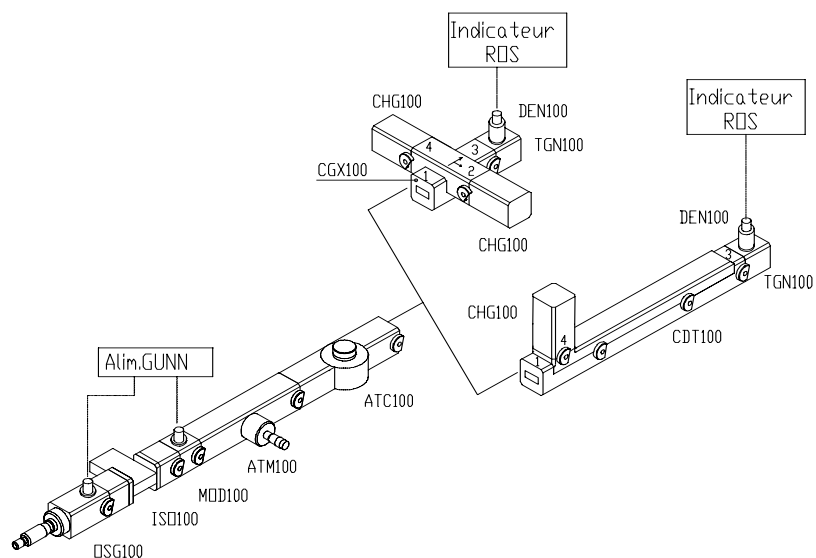


fig : 8

¹ Voir notes, § 4.10.3 Expérimentation d'un coupleur.

² Voir notes, § 4.10.3 Expérimentation d'un coupleur.

- Agir sur l'atténuateur ATC 100 de façon à ramener l'indication du galvanomètre au repère obtenu avec le montage précédent, et lire directement l'atténuation correspondant à la directivité recherchée.

Ces manipulations pourront être faites en plusieurs points de fréquence, afin de vérifier si la directivité est constante en fonction de la fréquence.

NOTA : Il est nécessaire d'utiliser une gamme de mesure sensible de l'indicateur de R.O.S afin d'obtenir une déviation lisible sur le galvanomètre.

4.11. ETUDE DU CIRCULATEUR ET DE L'ISOLATEUR A FERRITE

4.11.1 Introduction

Cette série de manipulations a pour but de mettre en évidence les propriétés d'isolement et d'aiguillage des dispositifs à ferrite. Elles sont décrites pour le circulateur à ferrite.

L'expérimentation d'un isolateur à ferrite serait similaire à celle du circulateur, en remplaçant, dans les montages, le circulateur par l'isolateur à étudier.

4.11.2 Rappels théoriques

■ Généralités :

Les ferrites sont constituées d'oxyde de fer magnétique, auquel sont ajoutés d'autres constituants tels que l'Yttrium, le Nickel ou le Manganèse.

La résistivité et la perméabilité élevées permettent une utilisation en hyperfréquence.

Les propriétés magnétiques des ferrites sont directement liées au Moment Magnétique des spins, dû lui-même au fait que chaque atome comporte des électrons non appariés.

Si on place la ferrite dans un champ magnétique, l'orientation du Moment Magnétique des atomes est modifiée.

La magnétisation ainsi créée est proportionnelle au champ magnétique extérieur, jusqu'à ce qu'une saturation soit atteinte.

La perméabilité d'une ferrite saturée change suivant le sens de la magnétisation : cette propriété est utilisée en hyperfréquence, pour la réalisation de composants à caractéristiques directionnelles, tels que les circulateurs ou les isolateurs.

■ Le circulateur :

Le circulateur est composé de trois tronçons de guide d'onde, réunis en Y et terminés par des brides de raccordement à leurs extrémités libres.

Un barreau de ferrite, placé au milieu de la jonction, permet l'orientation de l'énergie hyperfréquence dans une direction privilégiée, quand il est magnétisé par un champ magnétique extérieur H : figure ci-dessous

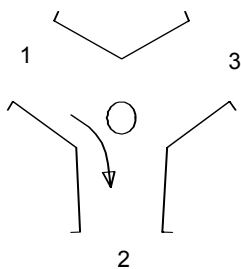


fig : 1

Ainsi, une énergie hyperfréquence injectée sur l'entrée (1) se retrouve sur la sortie (2) seulement .

De même, par permutation circulaire, une énergie injectée en (3) ou (2), se retrouve en (1) ou (3).

Le circulateur permet, par exemple, d'isoler le récepteur de l'émetteur, lorsqu'il est couplé à la même antenne.

■ L'isolateur :

L'isolateur à ferrite est composé d'un tronçon de guide d'onde droit, équipé à ses deux extrémités d'une bride de raccordement.

Un morceau (cylindre) de ferrite, placé à l'intérieur, est magnétisé par un champ magnétique extérieur H .

L'isolateur à ferrite laisse passer l'énergie hyperfréquence dans un sens, mais s'y oppose, en l'absorbant, dans l'autre sens.

Un circulateur peut être utilisé en isolateur, quand on veut transmettre l'énergie hyperfréquence de l'entrée (1) vers la sortie (2), à condition de refermer la sortie (3) par une charge adaptée.

L'isolateur ISO 100 fourni avec le banc BDH R 100 est de ce type.

4.11.3 Expérimentation

■ Composition :

- 1 Source GUNN :	OSG 100		
- 1 Isolateur à ferrite :	ISO 100		
- 1 Modulateur PIN :	MOD 100		
- 1 Atténuateur à micromètre :	ATM 100		
- 1 Atténuateur calibré :	ATC 100		
- 1 Circulateur à ferrite :	CIR 100	ou 1 Isolateur :	ISO 100
- 3 Adaptateurs de fixations rapides :	AFR 100		
- 1 Charge adaptée :	CHG 100		
- 1 Transition guide/coaxial :	TGN 100		
- 1 Capteur de mesure :	DEN 100	ou 1 Sonde à thermocouple :	ST 613
- 3 Support guide :	SUP 100		
- 1 Indicateur de mesure. :	IR 205	ou 1 milliwattmètre :	MH 600
- 1 Alimentation GUNN :	CF 204		

■ Mise en service du banc

Les composants utilisés pour la réalisation des expérimentations qui vont suivre sont, dans leur grande majorité, des constituants du banc de base BDH R 100.

- Effectuer les montages des composants hyperfréquences ainsi que le raccordement de l'alimentation CF 204, de l'indicateur de R.O.S. IR 205, ou du milliwattmètre type MH 600 + sonde ST 613 comme ci-dessous (fig. 2).
- Mettre l'alimentation GUNN CF 204, l'indicateur de R.O.S. IR 205 ou le milliwattmètre sous tension.
- Procéder aux mesures.

■ Mesure de perte d'insertion

Dans le cas ci-après, on utilisera indifféremment un circulateur CIR 100 (ou un isolateur ISO 100).

Effectuer le montage de la figure 2.

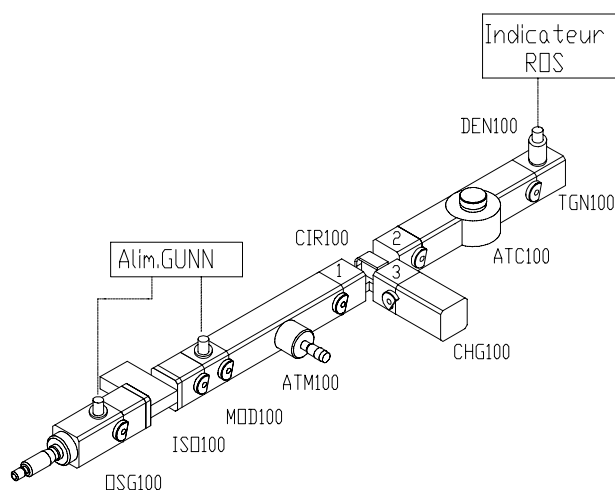


fig : 2

(la sortie (3) du circulateur, non utilisée, est refermée sur une charge adaptée CHG 100).

- Mettre l'oscillateur GUNN OSG 100 sous tension et régler la fréquence de fonctionnement à 9GHz environ.
- A l'aide de l'atténuateur variable ATM 100 régler la puissance mesurée par le milliwattmètre MH 600 de façon à obtenir 0dB.(mode relatif)
- Enlever le circulateur CIR 100 et mesurer la puissance disponible en sortie de l'atténuateur variable ATM 100.
- Lire directement en dB sur le MH 600 la perte d'insertion du circulateur.

- Reporter cette valeur sur un graphe représentant la perte d'insertion du circulateur en fonction de la fréquence et recommencer la mesure pour d'autres fréquences comprises entre 8,5 GHz et 9,6 GHz.
- Recommencer l'expérience dans le sens (3) --> (1), puis (2) --> (3).

■ Mesure de l'isolement

Réaliser le montage de la figure 3.

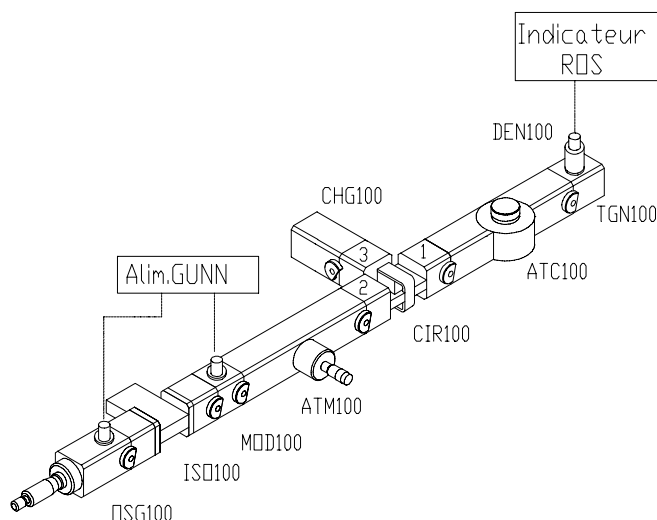


fig : 3

- Placer l'atténuateur de précision ATC 100 sur 0dB ;
- Mettre l'oscillateur GUNN OSG 100 sous tension et régler sa fréquence de fonctionnement à 9GHz environ.
- Accorder la fréquence de modulation 1kHz de façon à obtenir la meilleure sensibilité de mesure.
- Ajuster l'atténuation introduite par l'atténuateur variable ATM 100 de façon à obtenir une indication de référence I_0 sur l'IR 205 ou MH 600.
- Enlever le circulateur et ajuster l'atténuateur ATC 100 pour obtenir à nouveau la déviation I_0 .
- La valeur d'atténuation donnée par l' ATC 100 correspond à l'isolement du circulateur CIR 100.
- Reporter cette valeur sur un graphe représentant l'isolement du circulateur en fonction de la fréquence, et recommencer la mesure pour d'autres fréquences comprises entre 8,5GHz et 9,6GHz.
- Refaire l'expérience dans le sens (3) --> (2) et (1) --> (3).

4.12. ETUDE DES DIELECTRIQUES

4.12.1 Introduction

L'ordre de grandeur de la constante diélectrique de la plupart des matériaux utilisés habituellement en hyperfréquences, est connu; il est cependant parfois nécessaire de mesurer cette constante avec précision. De plus, la constante diélectrique de certains matériaux tels que les composites ou les céramiques, n'est pas connue a priori et doit être estimée expérimentalement. Il en est de même de la tangente de perte.

4.12.2 Rappels théoriques

■ Constante diélectrique d'un milieu diélectrique

Les champs électriques \vec{E} et magnétique \vec{H} se propagent dans un diélectrique parfait (conductivité $\sigma = 0$) et non limité (espace libre), conformément aux équations suivantes, déduites des équations de MAXWELL.

$$\Delta \vec{E} - \mu\epsilon \frac{\delta^2 \vec{E}}{\delta t^2} = 0$$

$$\Delta \vec{H} - \mu\epsilon \frac{\delta^2 \vec{H}}{\delta t^2} = 0$$

Ces équations, dites équations d'onde, sont obtenues en appliquant l'identité mathématique classique:

$$\text{rot} \cdot \text{rot} \cdot \vec{A} = \text{grad} \cdot \text{div} \cdot \vec{A} - \Delta \vec{A}$$

au système d'équations suivant :

$$\text{rot} \cdot \vec{E} = - \mu \frac{\delta \vec{H}}{\delta t}$$

$$\text{rot} \cdot \vec{H} = - \epsilon \frac{\delta \vec{E}}{\delta t}$$

avec $\text{div} \cdot \vec{E} = 0$ et $\text{div} \cdot \vec{H} = 0$

Equation de MAXWELL en l'absence de charges libres et de courant de conduction, dans un milieu de conductivité nulle.

En régime harmonique, la dépendance temporelle des champs se traduit par un facteur $e^{j\omega t}$; ces équations s'écrivent :

$$\Delta \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0$$

$$\Delta \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0$$

avec $k^2 = \omega^2 \epsilon \mu$

■ Angle de perte

Considérons un diélectrique de conductivité non nulle σ , l'équation de MAXWELL-AMPERE, en régime harmonique, s'écrit :

$$\text{rot} \cdot \vec{H} = (\sigma + j\omega\epsilon) \vec{E}$$

où :

$$\sigma \ll \omega\epsilon$$

Écrivons le second membre sous la forme :

$$j\omega \left(\epsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \right) \vec{E}$$

Si on pose :

$$\tilde{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega}$$

$\tilde{\varepsilon}$ est une grandeur complexe et on retrouve la forme :

$$\text{rot. } \vec{H} = j \omega \tilde{\varepsilon} \vec{E}$$

Le rapport $\text{tg } \delta = \varepsilon'' / \varepsilon'$ est le facteur de perte ou tangente de l'angle de perte δ .

Dans les diélectriques courant, ce facteur de perte est de l'ordre de : 10^{-3} à 10^{-4}

4.12.3 Expérimentation sur les diélectriques

■ Composition :

- 1 Oscillateur GUNN :	OSG 100	
- 1 Isolateur à ferrite :	ISO 100	
- 1 Modulateur PIN :	MOD 100	
- 1 Guide droit :	GD 100/180	
- 1 Ligne de mesure :	LAF 100	
- 1 Charge adaptée :	CHG 100	
- 1 Ondemètre à courbe :	OND 100	
- 1 Kit diélectrique :	KED 100	
- 1 Atténuateur à micromètre :	ATM 100	
- 1 Atténuateur calibré :	ATC 100	
- 3 Support guide :	SUP 100	
- 1 Capteur de mesure :	DEN 100	ou 1 Sonde à thermocouple : ST 613
- 1 Alimentation GUNN :	CF 204	
- 1 Indicateur de mesure. :	IR 205	ou 1 Milliwattmètre : MH 600

■ Mise en service du banc d'étude diélectrique

L'onde hyper fréquence est générée par un oscillateur OSC 100. Elle est modulée (1 KHz) à l'aide d'un modulateur MOD 100. Un isolateur à ferrite ISO 100 placé entre l'oscillateur et le modulateur évite que les variations de charge provoquées par ce dernier, réagissent sur l'oscillateur. Un atténuateur ATM 100 contrôle le niveau et un ondemètre OND 100 permet de mesurer la fréquence.

Une ligne à fente LAF 100 sert à déterminer le R.O.S. et la position des maxima et des minima de champ électrique dans le guide.

Un tronçon de guide d'onde droit GD 100/180 terminé par un court-circuit CC 100 permet l'insertion des échantillons à tester.

4.12.3.1. Mesure de constante diélectrique (échantillons parallélépipédiques petits modèles)

Méthode de la ligne en court-circuit (échantillons parallélépipédiques courts)

Effectuer le montage des composants hyperfréquences et raccorder le détecteur de la ligne à fente LAF 100 à l'indicateur IR 205.(fig. 1)

Mettre l'alimentation GUNN CF 204 et l'indicateur de R.O.S. IR 205 sous tension.

Procéder aux mesures.

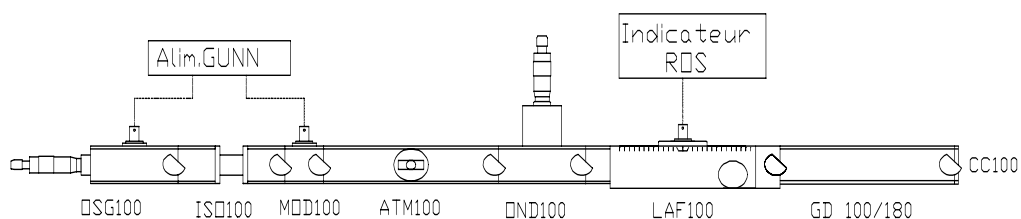


fig : 1

L'échantillon est un parallélépipède rectangle qui est dimensionné à la section droite du guide d'onde. L'ajustement est plus particulièrement soigné le long du plus grand côté du guide. Enfin, l'échantillon doit être mis parfaitement en contact avec le court-circuit qui termine le guide.

Méthode de mesure

Attention !

Il faut éviter d'enfoncer complètement le plongeur de la ligne à fente (laisser 4 mm de garde) de manière à éviter que se combine un R.O.S. important avec le phénomène à étudier.

L'échantillon étant absent, on repère avec précision la position zéro d'une onde stationnaire. L'introduction d'un échantillon provoque un déplacement de ce point dans la direction du court-circuit.

Soit Δ la valeur mesurée du déplacement.

Le paramètre U est obtenu au moyen de l'équation suivante :

$$U = \frac{\Delta + d}{\lambda_g} \quad (1)$$

où d est l'épaisseur de l'échantillon et λ_g la longueur d'onde dans le guide en l'absence de diélectrique.

Puis V est donné par l'équation :

$$\frac{\text{tg } 2\pi V}{V} = \frac{\lambda_g}{d} \text{tg } 2\pi U \quad (2)$$

et K la constante diélectrique est donné par :

$$V = \frac{d\sqrt{K-p}}{\lambda} \quad (3)$$

où

$$p = \left[\frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right]^2$$

avec : λ_0 = longueur d'onde dans l'air

λ_c = longueur d'onde de coupure du guide sans diélectrique

L'équation (2) est exprimée graphiquement par une courbe : $\frac{\text{tg } x}{x}$

Précision de la mesure

Les quantités d et λ peuvent être obtenues précisément sans trop de difficultés avec un pied à coulisse (pour d) et un ondemètre (pour λ).

Le rapport d/λ est donc connu. L'erreur U dépend de la précision des mesures de Δ et de λ_g

4.12.3.2. Méthode de la ligne à fente (échantillons parallélépipédiques fendus)

La constitution du banc est la même que précédemment (fig. : 1)

Méthode de mesure

Attention !

Il faut éviter d'enfoncer complètement le plongeur de la ligne à fente (laisser 4 mm de garde) de manière à éviter que se combine un R.O.S. important avec le phénomène à étudier.

A l'aide de la ligne à fente LAF 100 on relève la position des maxima pour en déduire λ dans l'air, puis on insère l'échantillon dans la ligne à fente et on procède à de nouvelles mesures de façon à obtenir λ_{gd} dans le diélectrique.

On peut alors calculer :
$$\varepsilon = \left[\frac{\lambda_g}{\lambda_{gd}} \right]^2$$

Avec : λ_{gd} = longueur d'onde avec diélectrique

4.12.3.3. Mesure de l'angle de perte (échantillon biseauté long)

Modifier le précédent montage (fig. : 1) pour le rendre conforme à la figure ci-dessous (fig. :2)

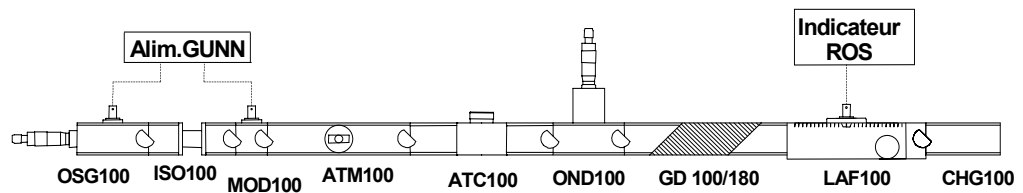


fig :2

Méthode de mesure

L'échantillon est inséré dans le guide, sa section est un parallélogramme permettant à l'onde d'entrer ou de sortir du diélectrique par une variation progressive de l'impédance, ne provoquant qu'une très faible réflexion. Il est essentiel que les biseaux de l'échantillon soient entre les deux faces les plus grandes. Dans le cas contraire, la propagation en mode TE₀₂ serait excitée dans le guide rempli de diélectrique.

A la suite de l'insertion de l'échantillon, l'onde se trouve atténuée dans le rapport A, directement mesurée en dB.

Cette valeur est mesurée au moyen de l'atténuateur calibré ATC 100, qui permet de revenir au niveau lu sur le milliwattmètre avant l'insertion de l'échantillon.

On obtient $tg \delta$ par l'équation :

$$tg \delta = \frac{\lambda \sqrt{K - p \log_e A}}{ndk}$$

où d est la la longueur de l'échantillon (équivalente à celle d'un parallélépipède rectangle de même volume).

Cette équation n'est applicable qu'aux faibles valeurs de $tg \delta$.

La valeur A est le rapport entre le champs électriques avant et après avoir traversé l'échantillon, mesuré en dB.

Soit P_{dB} cette mesure.

$$P_{dB} = -20 \log_{10} A = -20 \times 0,4343 \log_e A$$

d'où

$$\log_e A = -0,115 P_{dB}$$

et

$$tg \delta = 0,0366 \frac{\lambda \sqrt{K - p}}{ndk} P_{dB}$$

--000--

H S - F G Z M

Significance of symbol: 

CAUTION! Refer to the experimentation manual before using the microwave instruction bench.

In these operating instructions, failure to follow or carry out instructions preceded by this symbol may result in personal injury or damage to the device and the installations.

You have just acquired an **ORITEL microwave instruction system** and we thank you for your confidence.

To obtain the best possible service from this system :

- read this experimentation manual carefully,
- comply with the precautions for use.

PRECAUTIONS FOR USE

- The ferrite isolator must be assembled correctly with the arrow pointing towards the load.
- Ferrite isolators and circulators are components with a magnetic core. Therefore, it is recommended to keep them at least 3 cm away from any magnetized object or source.
- When you connect the GUNN oscillator and the PIN Modulator to the power supply, any inversion of the power supply output connectors may damage the diodes (GUNN and PIN).
- The leads and connection accessories must comply with the applicable standards and must be designed for an overvoltage category rated voltage at least equal to that of the circuits on which the measurements are made.
- All the equipment connected to the bench and to the AC network must be earthed.
- No voltages of more than 30 V with respect to earth will be used on the bench.
- Although the transmission power is low, it is highly inadvisable to look directly, front on at operating transmission antennas

GUARANTEE

Our guarantee is applicable, unless otherwise stated, for **twelve months** following the date of supply of the equipment (extract from our General Sales Conditions, available on request).

SOMMAIRE

1. ACTIVATION	66
1.1. BENCH SET-UP	66
1.1.1 Use of EASYFIX ^(TM) quick attachment.....	66
1.2. COMMISSIONING AND USE OF CF 204 POWER SUPPLY OR MEASUREMENT EQUIPMENTS (OPTION)	66
2. GENERALITIES	67
2.1. MICROWAVE COMPONENTS.....	67
2.1.1 ADZ 100/3 impedance matching device with 3 plungers.....	67
2.1.2 LAZ 100 slide impedance adapter.....	67
2.1.3 ATC 100 calibrated attenuator.....	67
2.1.4 ATM 100 micrometer variable attenuator	67
2.1.5 CAB 100 coaxial cable.....	67
2.1.6 CHG 100 matched load.....	67
2.1.7 COE 100/H/B E plane bend (high and low	67
2.1.8 COH 100 H plane bend	67
2.1.9 CDT 100/20 configurable hole directive coupler	67
2.1.10 CGX 100/20 configurable cross directive coupler.....	67
2.1.11 IRIS 20.30 cross coupling 20 and 30 dB iris	67
2.1.12 ICDT 100/30 30 dB hole coupling irises.....	67
2.1.13 CIR 100 ferrite circulator	67
2.1.14 ISO 100 ferrite isolator.....	68
2.1.15 CC 100 short-circuit.....	68
2.1.16 CCM 100 micrometer variable short-circuit	68
2.1.17 DPH 100 micrometer phase-shifter	68
2.1.18 DEN 100 coaxial detector	68
2.1.19 DEG 100 waveguide parallel detector.....	68
2.1.20 AFR 100 fastening adapter	68
2.1.21 GD 100/180 straight waveguide.....	68
2.1.22 JTG 100 rotary joint	68
2.1.23 KED 100 dielectric study kit.....	68
2.1.24 LAF 100 slotted line	68
2.1.25 MOD 100 PIN diode modulator	68
2.1.26 OND 100 micrometer wavemeter.....	69
2.1.27 OSG 100 Gunn diode oscillator.....	69
2.1.28 TGN 100 waveguide-coaxial transition	69
2.2. MICROWAVE ANTENNAE	69
2.2.1 AND 100 dielectric antenna	69
2.2.2 ANF 100 slot antenna	69
2.2.3 ANF 100F slot antenna	69
2.2.4 ASP 100 microstrip antenna	69
2.2.5 ANC 100/10 (or ANC 100/15 or ANC 100/20) horn antennae.....	69
2.2.6 DR 100 reflector disk	69
2.2.7 ANP 100 parabolic reflector.....	69
2.2.8 ANP 100 F - Fixed parabolic reflector	69
2.2.9 RRL 100 passive RADAR responder.....	69
2.2.10 Adjustable slot iris.....	69
2.3. SUPPORTS AND ACCESSORIES	70
2.3.1 BTE 100 experimentation frame	70
2.3.2 ABS 100 absorbing panels	70
2.3.3 PTM 100 manual rotating platform.....	70
2.3.4 SAN 100 antenna support	70
2.3.5 SUP 100 waveguide support.....	70
2.4. POWER SUPPLY AND MEASURING INSTRUMENTS.....	70

2.4.1	CF 204 - GUNN power supply	70
2.4.2	IR 205 SWR indicator.....	70
2.4.3	MH 600 microwave powermeter	70
2.4.4	ST 613 thermocouple coaxial probe (to be used with the MH 600 powermeter)	70
2.4.5	SDD 100 displacement simulator.....	71
2.4.6	Oscilloscopes: Analogue and digital: OX 520BS – MTX 3252M – MTX 3352C	71
3.	GENERAL	72
3.1.	BENCH INSTALLATION.....	72
3.2.	BEM 100 TRANSMISSION BENCH	73
4.	EXPERIMENTATION.....	74
4.1.	SPACE ATTENUATION MEASUREMENT.....	74
4.1.1	Introduction.....	74
4.1.2	Theoretical reminders	74
4.1.3	Space attenuation study	74
4.2.	POLARIZATION OF AN ELECTROMAGNETIC WAVE.....	75
4.2.1	Introduction.....	75
4.2.2	Theoretical reminders	75
4.2.3	Polarization study.....	75
4.3.	GAIN MEASUREMENTS	77
4.3.1	Introduction.....	77
4.3.2	Theoretical reminders	77
4.3.3	ANTENNA GAIN MEASUREMENT (Method using two identical antennae).....	79
4.4.	HORN ANTENNA STUDY	81
4.4.1	Introduction.....	81
4.4.2	Theoretical reminders	81
4.4.3	Radiation pattern measurement.....	81
4.4.4	Gain Measurement.....	82
4.5.	DIELECTRIC ANTENNA STUDY	83
4.5.1	Introduction.....	83
4.5.2	Theoretical reminders	83
4.5.3	Radiation pattern measurement.....	84
4.5.4	Gain measurement	85
4.6.	STUDY OF SLOT ANTENNA	86
4.6.1	Introduction.....	86
4.6.2	Theoretical reminders	86
4.6.3	Babinet principle.....	89
4.6.4	Radiation pattern measurement.....	90
4.6.5	Gain measurement	93
4.7.	PARABOLIC ANTENNA STUDY.....	94
4.7.1	Introduction.....	94
4.7.2	Theoretical reminders	94
4.7.3	Radiation pattern measurement.....	96
4.7.4	Gain measurement	98
4.8.	PASSIVE RADAR RESPONDER STUDY	99
4.8.1	Introduction.....	99
4.8.2	Theoretical reminders	99
4.8.3	Measurement of RSE (Equivalent Radar Surface)	102
4.9.	STUDY OF DOPPLER EFFECT	104
4.9.1	Introduction.....	104
4.9.2	Theoretical reminders	104
4.9.3	Speed of displacement measurement.....	106
4.10.	DIRECTIVE COUPLER STUDY.....	108
4.10.1	Introduction.....	108
4.10.2	Theoretical reminders	108
4.10.3	Coupler experimentation	110
4.11.	STUDY OF FERRITE ISOLATOR AND CIRCULATOR	114
4.11.1	Introduction.....	114
4.11.2	Theoretical reminders	114
4.11.3	Experimentation.....	115

INTRODUCTION

Because of an increasing demand for microwave technique training, the ORITEL division at CHAUVIN ARNOUX has developed measurement equipment specially designed for training purposes.

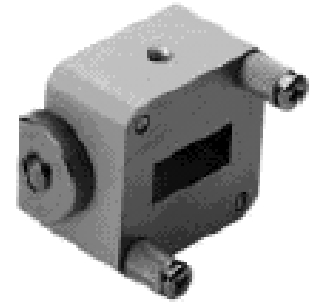
ORITEL, having specialized in microwave components or systems for several years, was concerned to simplify the various components used in these measurement benches. This set of techniques is therefore now within reach of a wide range of users.

The frequency band: 8.5 GHz to 9.6 GHz ($\lambda = 3$ cm) was chosen first because of the major developments in this frequency range and then, because of the size of the components.

Other components available from the CHAUVIN ARNOUX catalogue can be supplied on demand.

Far from being a microwave measurement course, the sole purpose of this experimentation manual is to illustrate, through a few examples, the possibilities of the ORITEL equipment.

Note that this training bench has one innovating particularity which greatly facilitates the assembly of its components: the **EASYFIX™** fast attachment system which, by a single manoeuvre, makes it possible to connect any microwave components to form a waveguide by coupling connecting flanges of the UBR100 / UG39 (R100/WR90) type together.



Fast attachment
adapter EASYFIX™

1. ACTIVATION

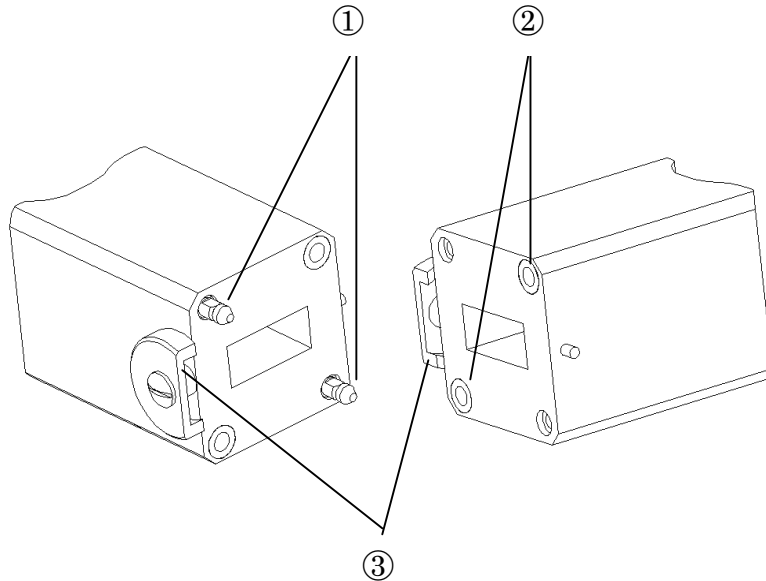
1.1. BENCH SET-UP

Because the assembly of the various components differs, depending on the measurements to be made, details will be given for each of the manipulations described in this manual.

As a general rule, whatever the measurement, it is mandatory to install the ferrite isolator immediately after the GUNN oscillator so that the frequency and power stabilities of the oscillator are not or are only slightly affected by any impedance placed after the isolator.

1.1.1 Use of EASYFIXTM quick attachment

- Arrange the two parts to be assembled, by aligning correctly centring studs ① in front of the holes ②
- Simultaneously tighten the two thumbwheels ③



1.2. COMMISSIONING AND USE OF CF 204 POWER SUPPLY OR MEASUREMENT EQUIPMENTS (OPTION)

For the commissioning of the GUNN CF 204 power supply, the IR 205 VSWR indicator, the MH 600 powermeter and the OX 0520BS, MTX 3252M, and MTX 3352C oscilloscopes, refers to the corresponding operation manuals.

2. GENERALITIES

2.1. MICROWAVE COMPONENTS

2.1.1 ADZ 100/3 impedance matching device with 3 plungers

This matching device consists of a waveguide section with 3 screw plungers to generate impedance mismatch in the frequency band.

2.1.2 LAZ 100 slide impedance adapter

Inserted into a microwave line, this component matches the impedance of any load and, accordingly, decreases the standing wave ratio.

2.1.3 ATC 100 calibrated attenuator

This variable calibrated attenuator is designed to proportion the energy supplied by the oscillator. The attenuation induced is indicated by means of a dial graduated in dB.

2.1.4 ATM 100 micrometer variable attenuator

The variable attenuator mounted on the waveguide is used for proportioning the energy transmitted over the line and making comparative level measurements in dB. The micrometer adjustment level variation control provides high accuracy and good adjustment repetition.

2.1.5 CAB 100 coaxial cable

This complementary cable is used for guided propagation measurements in a coaxial line.

2.1.6 CHG 100 matched load

This matched load consisting of a closed straight waveguide section containing a matched dissipating element, terminates the line on its characteristic impedance.

2.1.7 COE 100/H/B E plane bend (high and low

Used for a changing the direction of the microwave path in the E plane.

2.1.8 COH 100 H plane bend

Used for a changing the direction of the microwave path in the H plane.

2.1.9 CDT 100/20 configurable hole directive coupler

This coupler has the particularity of having interchangeable coupling irises (20 and 30 dB).

2.1.10 CGX 100/20 configurable cross directive coupler

This coupler has the particularity of having interchangeable coupling irises (20 and 30 dB).

2.1.11 IRIS 20.30 cross coupling 20 and 30 dB iris

Coupling iris for CGX 100 coupler.

2.1.12 ICDT 100/30 30 dB hole coupling irises

Coupling iris for CDT 100 coupler

2.1.13 CIR 100 ferrite circulator

This element is a hybrid junction with the property of switching microwave energy in a privileged direction.

2.1.14 ISO 100 ferrite isolator

The ferrite isolator protects the GUNN diode oscillator from load impedance variations and from the mismatch caused by the PIN diode modulator.

The ferrite isolator allows microwave energy to pass without attenuation in the oscillator-load direction and generates strong attenuation in the opposite direction.

2.1.15 CC 100 short-circuit

This board generates a perfect short circuit in the plane of reference of the transmission line consisting of waveguide R 100.

2.1.16 CCM 100 micrometer variable short-circuit

This element is intended to move the reference plan of the short circuit along the line of transmission, in order to generate adaptations of impedance, phase shift and reflected waves.

2.1.17 DPH 100 micrometer phase-shifter

This component is designed to introduce a phase-shift to a transmission line. A micrometer is used for adjusting the value.

2.1.18 DEN 100 coaxial detector

This detector is used to detect the microwave energy. A Schottky diode ensures amplitude detection while the BNC coaxial plug it is used for connecting the device measuring the detected voltage. Mounted on the ORITEL TGN 100 waveguide-coaxial transition, it establishes a detector on the waveguide R100.

2.1.19 DEG 100 waveguide parallel detector

This detector is designed for studies of the Doppler effect. It is used for revealing the cross-modulation products required for this study.

2.1.20 AFR 100 fastening adapter

Equipped with the quick attachment system EASYFIX[™] this module allows the quick assembly of 2 components consisting of R100 / WR90 waveguide sections terminating in the connection flanges UBR100/UG39.

2.1.21 GD 100/180 straight waveguide

This straight waveguide section, 180 mm in length, is indispensable for the study of dielectric materials.

2.1.22 JTG 100 rotary joint

Necessary for measuring an antenna radiation pattern, it allows antenna rotation in the horizontal plane through $\pm 180^\circ$ (or 360°).

2.1.23 KED 100 dielectric study kit

The purpose of the accessories is to study the effect of the dielectric environment on the guided propagation properties. It consists of samples of different dielectric materials of a variety of shapes.

2.1.24 LAF 100 slotted line

The slotted line is used for measuring the standing wave ratio amplitude and making impedance measurements.

A detector probe inserted into the waveguide through a longitudinal slot picks up part of the energy and detects it. The carriage supporting allows the move over the entire length of the slot.

2.1.25 MOD 100 PIN diode modulator

The PIN diode modulator is designed to ensure amplitude modulation by square wave signals at 1kHz, of the microwave produced by the GUNN oscillator.

2.1.26 OND 100 micrometer wavemeter

The absorption wavemeter consisting of a resonating cavity coupled with a waveguide by an iris ensures frequency measurement of the energy derived from the oscillator setup. Volume adjustment in the cavity is by a micrometer graduated in mm, while a calibration curve specifies the typical tuning frequency of the cavity according to the graduation.

2.1.27 OSG 100 Gunn diode oscillator

The Gunn diode oscillator is a solid-state microwave energy source. This oscillator consists of a waveguide section one end of which is closed by a mobile short-circuit, being frequency-adjustable from 8.5 to 9.6 GHz by means of a micrometer control.

2.1.28 TGN 100 waveguide-coaxial transition

The waveguide-coaxial transition is a way of terminating the waveguide with a N female type coaxial connector.

2.2. MICROWAVE ANTENNAE

2.2.1 AND 100 dielectric antenna

This antenna is a radiating waveguide made of dielectric material. By combining 2, 3 or 4 antennae together, AND 100 offers the possibility of constructing a dielectric antenna array.

2.2.2 ANF 100 slot antenna

The radiating slots in this antenna can be used or masked to study variations in the radiation pattern and the gain, depending on the number of slots being used.

2.2.3 ANF 100F slot antenna

This antenna is identical to ANF 100 but will not allow the slots to be masked.

2.2.4 ASP 100 microstrip antenna

This antenna uses the "microstrip" technology, by the association of individual dipoles (patches).

2.2.5 ANC 100/10 (or ANC 100/15 or ANC 100/20) horn antennae

These pyramidal antennae have respective gain values of 10,15 and 20 dB. These horns are used in a variety of setups for radiation pattern measurement on the transmission bench, propagation measurement in free space, parabolic antenna illumination, etc

2.2.6 DR 100 reflector disk

This 12.7 mm diameter disk is used for experimentation on the passive radar responder, and for other manipulations requiring a reflector.

2.2.7 ANP 100 parabolic reflector

This 350 mm diameter reflector is adjustable through approximately 15° in elevation. The position of the source around the focus point is also adjustable. Illumination is of the axial type.

2.2.8 ANP 100 F - Fixed parabolic reflector

This reflector is identical to ANP 100 but will not allow elevation or focal length adjustments.

2.2.9 RRL 100 passive RADAR responder

This responder has the property of reflecting the energy it receives with constant amplitude over a large angular sector. It is as if it concentrates the energy it receives, reflecting it in the direction of the incident wave, through an aperture angle of around 180°.

2.2.10 Adjustable slot iris

Used for experimentation of ANF 100 using an ANF 100F antenna.

2.3. SUPPORTS AND ACCESSORIES

2.3.1 BTE 100 experimentation frame

This frame holds the antennae at a distance from surfaces that can cause interference by reflection. It includes shelves designed to support the measurement accessories.

2.3.2 ABS 100 absorbing panels

During antenna radiation measurements, these panels are used for protecting the receiver from unwanted reflection whose amplitude may equal that of the effective signal.

2.3.3 PTM 100 manual rotating platform

This manual rotating platform is designed to turn all the proposed antennae through $\pm 180^\circ$ in order to study them; it is provided with an indispensable SAN 100 antenna support

2.3.4 SAN 100 antenna support

This device maintains the various antennae proposed to allow their study.

2.3.5 SUP 100 waveguide support

This device is designed to support the components of a bench when it is being used on a working surface.

2.4. POWER SUPPLY AND MEASURING INSTRUMENTS

2.4.1 CF 204 - GUNN power supply

This power supply is initially designed to power the Gunn effect diode oscillator OSG 100, and the P.I.N. diode modulator MOD 100.

It is specifically intended to avoid destruction of the Gunn diodes when they are powered up, or when characteristics are measured.

2.4.2 IR 205 SWR indicator

The SWR indicator is a selective voltmeter whose frequency is adjustable around 1000 Hz. This indicator can be used for four main functions:

Measurement of the Standing Wave Ratio (SWR) using a slotted line of the LAF 100 type

- Insertion loss measurement
- Measurement of an attenuation
- Indication of the field variations received by an antenna

2.4.3 MH 600 microwave powermeter

This microwave digital powermeter:

- Measures power over a dynamic range of 50 dB, in dBm or mW, and power deviations in dB or %, in the LF, HF, UHF and SHF bands,
- Uses the ORITEL ST 600 series thermocouple probes, the ORITEL SD 600 series Schottky diode probes.
- Is compatible with probes from the HP8480 family.

2.4.4 ST 613 thermocouple coaxial probe (to be used with the MH 600 powermeter)

The ST 613 probe is one of the microwave power measuring elements of the ORITEL MH 600 digital powermeter. This probe, measuring from 10 μ W to 100mW, between 10 MHz and 18 GHz, uses a microwave thermocouple using thin film technology.

2.4.5 SDD 100 displacement simulator

To study the Doppler effect, it is essential to have a moving target, whose speed of movement can be varied, as well as a large enough room to conduct of the experiment.

The movement simulator avoids the drawbacks related to the movement of an object over considerable distances and with variable speeds; this simulator is static in appearance.

It consists of a case containing a dielectric wheel provided with metal contacts, driven in rotation by a motor whose speed can be varied by a simple electric control.

The wheel is placed horizontally and parallel to the direction of microwave energy propagation; it is masked over approximately 80% of its height by an electrostatic screen so that only the upper part is in the electromagnetic field; in this way, the horizontal tangential rate of movement of the unmasked metal contacts simulates a linear speed of movement.

2.4.6 Oscilloscopes: Analogue and digital: OX 520BS – MTX 3252M – MTX 3352C

One of these oscilloscopes is indispensable for of the study of the Doppler effect.

3. GENERAL

3.1. BENCH INSTALLATION

Essentially, installation consists in setting up the "Transmission bench + Reception bench" system in such a way as to establish a direct radiation link between them.

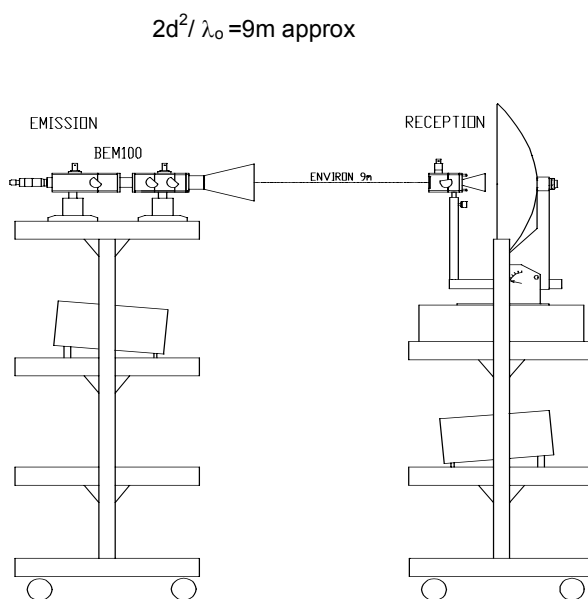
To minimize the effects of indirect radiation caused by reflection, the best arrangement consists in placing the transmission bench in an area clear of any obstacles which could form a source of reflection and enclosing it by absorbent panels on either side.

The distance R separating the transmission antenna from the reception antenna must be greater than $2d^2/\lambda_0$

d = the largest dimension of the radiating aperture in the larger of the antennas.

λ_0 = the wavelength in the air.

A shorter distance R will induce an error in the measurement of the radiation patterns and in the gain measurements. Place the two assemblies so that they are correctly aligned with the antennas on exactly the same axis of symmetry. Level and stabilize the two experiment supports using the devices provided for the purpose.



The assembly is then ready to operate and to be used.

Proceed as follows:

- Ensure that the turntable rotates freely.
- Turn the reception system to obtain a maximum detected signal level on the SWR indicator (IR 205).

Adjust the "Frequency" setting of the indicator to obtain maximum of reflection on the galvanometer. Change the sensitivity if necessary.

If the detected signal becomes too strong, decrease the transmission level using an ATM 100 attenuator or the "level" control of the CF 204 power supply, for instance.

- Adjust the index of the turntable to zero so that it corresponds to the maximum deflection on the galvanometer.
- Adjust the gain setting of the SWR indicator to bring the galvanometer pointer to the end of the scale on the 0 dB graduation.
- When that these conditions are fulfilled, the measurement bench is ready to make measurements on the antenna.

NOTE: If the level differences are small, use the "extended dB" sensitivity scale on IR 205.

The measurements proposed in this manual are for the greater part presented using a coaxial detector (DEN 100) connected to an SWR indicator (IR 205). Note that other means of measurement can be used indeed. A powermeter (MH 600) equipped with a probe (ST 613) can be an advantageous replacement for the indicator (IR 205) and the coaxial detector (DEN 100). It is then necessary to transpose the measurement methods to this type of apparatus.

3.2. BEM 100 TRANSMISSION BENCH

■ Composition:

- 1 20 dB horn antenna: ANC 100/20
- 1 quick fastening adapter: AFR 100
- 1 PIN modulator: MOD 100
- 1 insulator: ISO 100
- 1 Gunn source: OSG 100
- 2 guide supports: SUP 100
- 1 GUNN power supply: CF204 (option)

■ Starting up the transmission bench

The transmission bench consists of an ANC 100/20 horn with an aperture of 163 x 114, pyramidal, powered by an OSG 100 Gunn diode oscillator. The signal is modulated by 1 kHz square signals by a MOD 100 pin diode modulator.

An ISO 100 ferrite insulator between the oscillator and the PIN via modulator prevents the load variations caused by the latter from reacting on the oscillator.

- Assemble the microwave components forming the BEM 100 transmission bench (fig. 1).
- Connect the OSG 100 Gunn diode oscillator from the CF 204 power supply by means of a BNCm/BNCm cord.
- Connect the MOD 100 Gunn diode oscillator from the CF 204 power supply by means of a BNCm/BNCm cord.
- Switch on the CF 204 power supply and increase the voltage gradually to 10V.
- The transmission bench transmits a square signal modulated microwave at a frequency of approximately 1 kHz by means of the ANC 100/20 horn towards the reception bench.

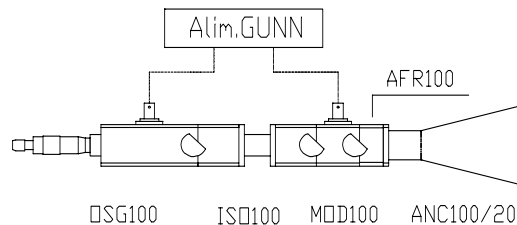


fig : 1

Note: To avoid unwanted reflection due to the nearness of the ground, which may interfere with the measurement, it is advisable to place the transmission and reception benches on BTE 100 experiment frames (option) and use absorbing panels to attenuator the spurious reflections.

4. EXPERIMENTATION

FREE SPACE PROPAGATION

4.1. SPACE ATTENUATION MEASUREMENT

4.1.1 Introduction

The experiment consists in highlighting the attenuation brought in between transmission and reception according to the distance between two antennae in free space.

4.1.2 Theoretical reminders

Referring to the formula:

$$Pr = \frac{Pe G^2 \lambda_0^2}{(4\pi)^2 R^2}$$

λ_0 λ = wavelength in air.

G = Gain of each horn (identical)

We obtain:

$$\frac{Pr}{Pe} = \frac{G^2 \lambda_0^2}{(4\pi)^2} \cdot \frac{1}{R^2} = k \frac{1}{R^2}$$

K = Constant of experiment.

By varying R (distance between the two antennae), the Pr/Pe ratio will vary

The experiment consists in determining:

$$\frac{Pr}{Pe} \text{ for } R \quad ; \quad \frac{Pr_1}{Pe_1} \text{ for } R_1 \quad ; \quad \frac{Pr_2}{Pe_2} \text{ for } R_2 \quad ; \quad \text{etc...}$$

Transforming these results into dB and comparing the results found with the reading made on the calibrated attenuator (ATC 100).

4.1.3 Space attenuation study

■ Composition:

- 1 GUNN Source :	OSG 100	
- 1 Ferrite isolator :	ISO 100	
- 1 PIN Modulator :	MOD 100	
- 1 Micrometer attenuator :	ATM 100	
- 1 Micrometer wavemeter :	OND 100	
- 1 Calibrated attenuator :	ATC 100	
- 2 15 or 20 dB horn antennae :	ANC 100/15 or	ANC 100/20
- 1 Waveguide/coaxial transition:	TGN 100	
- 1 Capteur de mesure :	DEN 100	or 1 Thermocouple probe: ST 613
- 4 Support guide :	SUP 100	
- 2 Fastening adapters :	AFR 100	
- 1 Measurement indicator:	IR 205	or 1 Powermeter: MH 600
- 1 GUNN power supply:	CF 204	

■ **Activation of the bench**

The components used for the experiments that follow are essentially BDH R100 basic bench components.

- Assemble the microwave components and connect the CF 204 GUNN power supply and the IR 205 (or MH 600 and ST 613) measurement indicator as indicated below (fig. 1).
- Power up the GUNN power supply and the measurement indicator.
- Make the measurements.

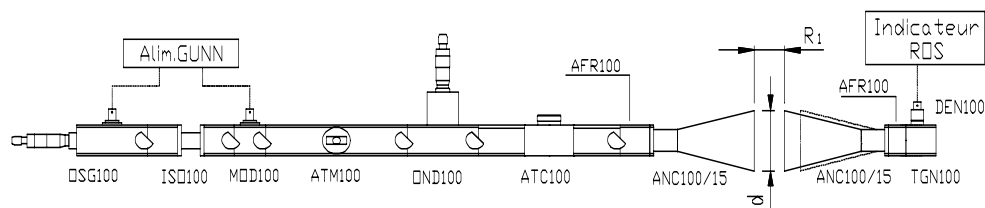


fig 1

Compare the results obtained with the ATC 100 calibrated attenuator.

4.2. POLARIZATION OF AN ELECTROMAGNETIC WAVE

4.2.1 Introduction

The measurement of the attenuation due to the variation of electromagnetic wave polarization consists in determining the captured power variation according to rotation angle of the horn about its longitudinal axis of symmetry.

4.2.2 Theoretical reminders

The radiation polarization can be revealed by a simple application of the MALUS Law, well known to opticians.

The transmitted wave is polarized and rectilinear because the propagation mode in the rectangular waveguide is TE₁₀. The received wave is rectilinear. If the receiver horn turns about its longitudinal axis through an angle α , the power received will have the expression :

$$P = P_0 \cos^2 \alpha$$

P_0 being the power received without rotation of the receiver horn ($\alpha = 0^\circ$).
Attenuation then becomes:

$$A(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_0}{P_0 \cos^2 \alpha} = -20 \log |\cos \alpha|$$

4.2.3 Polarization study

■ **Composition :**

- | | | |
|------------------------------------|------------|---------------------------------|
| - 1 GUNN Source : | OSG 100 | |
| - 1 Ferrite isolator : | ISO 100 | |
| - 1 PIN Modulator : | MOD 100 | |
| - 1 Micrometer attenuator : | ATM 100 | |
| - 1 Calibrated attenuator : | ATC 100 | |
| - 2 15 or 20 dB horn antennae : | ANC 100/15 | or ANC 100/20 |
| - 1 E/H positionneur : | PEH 100 | |
| - 1 Waveguide/coaxial transition : | TGN 100 | |
| - 1 Measurement sensor : | DEN 100 | or 1 Thermocouple probe: ST 613 |
| - 4 Waveguide supports : | SUP 100 | |
| - 2 Fast attachment adapters : | AFR 100 | |
| - 1 Measurement indicator : | IR 205 | or 1 Powermeter: MH 600 |
| - 1 GUNN power supply : | CF 204 | |

■ **Activation of the bench**

The components used for the experiments that follow are essentially BDH R100 basic bench components.

- Assemble the microwave components and connect the CF204 GUNN power supply and the IR205 (or MH600 and ST613) measurement indicator as indicated below (fig. 1).
- Power up the GUNN power supply and the measurement indicator.
- Make the measurements.

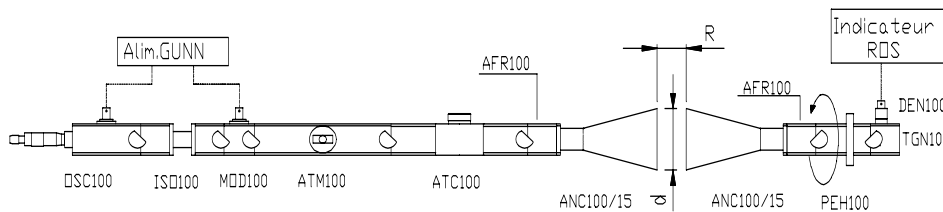
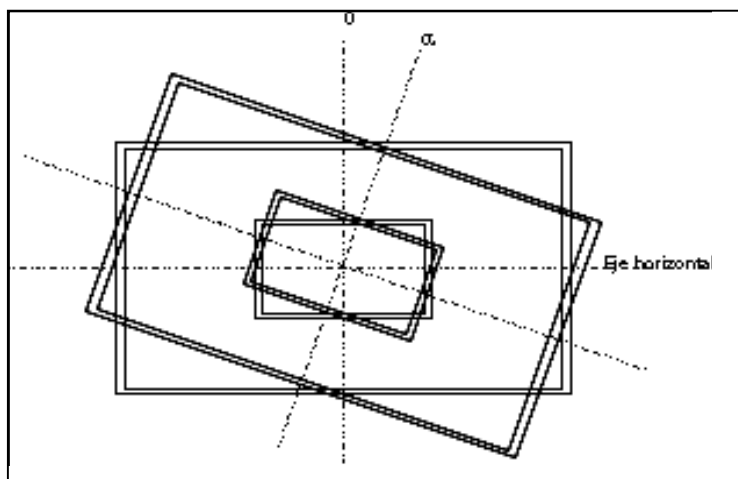


fig : 1

Proceed as indicated in the figure below :



- Set the PEH 100 positioner to zero, corresponding stringently to the vertical axis of the horn.
- Set the ATC 100 attenuator to its zero position.
- Turn the receiver horn through an angle α and calculate the corresponding attenuation.
- Locate the indication given on the IR 205 galvanometer.
- Bring the receiver horn to the position $\alpha = 0$.
- Adjust the ATC 100 attenuator to obtain the indication identified previously and locate the attenuator indication.
- Perform several manipulations, giving α different values each time.

4.3. GAIN MEASUREMENTS

4.3.1 Introduction

The following measurements are designed to determine the gain value of an antenna using two different methods.

- Use of two identical antennae - as well as the attenuation of space.
- Three-antenna method.

4.3.2 Theoretical reminders

The antennae or aeriels are radiating devices ensuring propagation transition between the waveguide and free space (transmission) and vice versa (reception).

In the microwave field, because the wavelength is small, a great variety of radiating devices is possible: horns, parabolas, plane and dielectric antennae.

In reality, they are similar to optical devices: lenses, projectors for which, as in the microwave field, it is desired to concentrate energy in a given direction.

■ Definition of antenna gain

If P_0 is the power transmitted by a purely theoretical antenna which radiates uniformly in all directions (isotropic antenna), the gain of a radiated power antenna $P(\theta, \phi)$ (θ and ϕ designating any direction in spherical coordinates) can be expressed :

$$G_{(\theta, \phi)} = \frac{P_{(\theta, \phi)}}{P_0} \quad (1)$$

The gain is a way of expressing the concentration of the energy transmitted (or received) in a privileged direction.

Therefore, an antenna is associated with its equivalent surface area (or effective surface area).

$$\Sigma(\theta, \phi) = G_{(\theta, \phi)} \frac{\lambda^2}{4 \pi} \quad (2)$$

For a theoretical isotropic antenna $G_{(\theta, \phi)} = 1$ by definition, and therefore:

$$\Sigma(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4 \pi} \quad (3)$$

■ Particular case of the horn antenna

The horn antenna shown in the figure opposite is obtained by the gradual dilatation of a conventional waveguide section, thus increasing the equivalent surface area and therefore the radiating aperture gain.

For a rectangle wave-guide of dimension a and b :

$$a < \lambda \text{ et } b \leq a / 2$$

The ab surface area is equal t :

$$ab \leq \lambda^2 / 2 .$$

Given this formula (2), the gain cannot exceed 2π . Axial length l must also be such that the electric and magnetic field phase is constant in the horn output plane; this condition is obtained for:

$$l \geq d^2 / 2\lambda_0$$

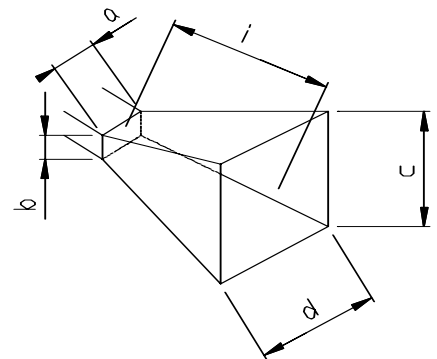
■ Measurement condition

In practice, two identical horns in terms of sizes are used, to reproduce remote field propagation conditions with spacing at a distance R such that :

$$R \geq 2d^2 / \lambda_0$$

d : represents the largest size of the radiating apertures.

Although they are relatively bulky, to have high gain, the horns are easily adapted to the excitation waveguide and have a wider frequency band.



■ **Method using a pair of identical antennae**

If P_e is the transmitted power and P_r the received power, G the gain of the two identical antennae and R the separation distance, power P_r will be as given in the following relation :

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda_0^2}{(4\pi)^2 R^2} \quad (4)$$

Immediately it is evident that :

$$G = \frac{4\pi R}{\lambda_0} \sqrt{P_r / P_e}$$

Or:

$$G_{(dB)} = \frac{1}{2} (P_{r(dB)} - P_{e(dB)}) + 10 \log (4\pi R / \lambda_0) \quad (5)$$

Furthermore, the expression (4) clearly reveals the dependence of $1/R^2$ with respect to (P_r/P_e)

$$\frac{P_r}{P_e} = (G \lambda_0 / 4\pi)^2 \frac{1}{R^2} \quad (6)$$

■ **Three-antennae Method**

The gain measurement methods generally proposed involve two identical antennae for transmission and reception and therefore mean that a pair of antennae has to be available. It is possible to, however, to make gain measurements on different antennae as long as there are three of them (we will refer to A, B and C).

Having made an initial measurement with antennae A and B, B is exchanged with C for a second measurement and finally, A with B for a third, while taking steps to maintain a constant wavelength and distance R between the antennae. This produces three equations with three unknowns :

$$G_A G_B = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]^2 \left[\frac{P_r}{P_e} \right]_1 \quad (1)$$

$$G_A G_C = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]^2 \left[\frac{P_r}{P_e} \right]_2 \quad (2)$$

$$G_C G_B = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]^2 \left[\frac{P_r}{P_e} \right]_3 \quad (3)$$

$\left[\frac{P_r}{P_e} \right]_i$ being the ratio of the received and transmitted power in case i , with $i = 1, 2$ and 3 .

the resolution of this system gives :

$$G_A = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right] \sqrt{\left[\frac{P_r}{P_e} \right]_1 \left[\frac{P_r}{P_e} \right]_2 \left[\frac{P_e}{P_r} \right]_3}$$

i.e. in dB :

$$G_{A(dB)} = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]_{(dB)} + \frac{1}{2} \left(\left[\frac{P_r}{P_e} \right]_{1(dB)} + \left[\frac{P_r}{P_e} \right]_{2(dB)} - \left[\frac{P_e}{P_r} \right]_{3(dB)} \right)$$

We obtain G_B and G_C easily in the same way.

■ **Procedure using three different antennae (horn, slot and parabola):**

Make a gain measurement using, for instance, horn antenna (A) for transmission and the slot antenna (B) for reception. The antennae are placed 9 m apart, and it is essential to maintain this distance throughout the experiment.

Align the system by obtaining maximum deviation on the IR 205 level indicator.

Determine the ratio $\left[\frac{Pr}{Pe} \right]_1$ (A → B)

Disassemble the reception slot antenna and replace it by the parabolic antenna (C).

Work out the ratio $\left[\frac{Pr}{Pe} \right]_2$ (A → C)

Disassemble the transmission horn and replace it by the slot antenna.

Determine the ratio $\left[\frac{Pr}{Pe} \right]_3$ (B → C)

Calculate G_A with the formula given above.

Work out:

$$G_{B(dB)} = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]_{(dB)} + \left[\frac{Pr}{Pe} \right]_{1(dB)} - G_{A(dB)}$$

as well as :

$$G_{C(dB)} = \left[\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right]_{(dB)} + \left[\frac{Pr}{Pe} \right]_{2(dB)} - G_{A(dB)}$$

4.3.3 ANTENNA GAIN MEASUREMENT (Method using two identical antennae)

■ Composition :

- 1 GUNN Source : OSG 100
- 1 Ferrite isolator : ISO 100
- 1 PIN Modulator : MOD 100
- 1 Micrometer attenuator : ATM 100
- 1 Calibrated attenuator : ATC 100
- 1 Wavemeter : OND 100
- 2 15 or 20 dB horn antennae : ANC 100/15 or ANC 100/20
- 2 Fast attachment adapters : AFR 100
- 1 Waveguide/coaxial transition : TGN 100
- 1 Measurement sensor : DEN 100 or 1 Thermocouple probe : ST 613
- 4 Waveguide supports : SUP 100
- 1 Measurement indicator : IR 205 or 1 Powermeter : MH 600
- 1 GUNN power supply: CF 204

■ Activation of the bench

The components used for the experiments that follow are essentially BDH R 100 basic bench components.

- Assemble the microwave components and connect the CF 204 GUNN power supply and the IR 205 (or MH 600 and ST 613) measurement indicator as indicated below (fig. 1).
- Power up the GUNN power supply and the measurement indicator.
- Make the measurements.

Identical cases of two horns

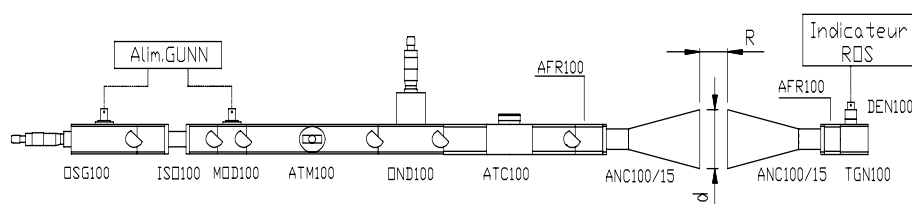


fig : 1

The distance R between the two ANC 100 horns must be such that:

$$R \geq 2d^2 / \lambda_0$$

Therefore, it is necessary to measure the frequency on the wavemeter and work out λ_0 .

The horns must be accurately aligned on the two planes E and H (fig : 1).

- Make sure there are no obstacles in the horn radiation field and eliminate any spurious reflections using absorbing panels.

■ **Proceed as follows :**

- Set the attenuator ATC 100 to the zero position
- Adjust the ATM 100 attenuator to obtain correct reading on the galvanometer of the IR 205 SWR indicator
- Locate this indication, i.e. I_1
- Eliminate the two horns without modifying the previous setting of ATM 100 and set ATC 100 to 40 dB, the assembly is then as shown in the following figure with connection between the two benches :

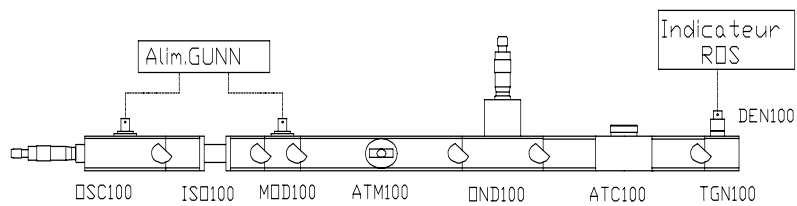


fig : 2

- Adjust the ATC 100 calibrated attenuator to the same indication as identified on IR 205 with the previous setup, i.e. I_1 .
- On ATC 100, read the power ratio P_r/P_e in dB.
- Enter this value into the relation (5) of the theoretical reminders and use the values λ_0 and R determined above..

The double of the gain is obtained directly in dB.

Take care to use consistent units: d in m and R in m.

4.4. HORN ANTENNA STUDY

4.4.1 Introduction

The horn radiation pattern measurement consists in determining :

- the amplitude and shape of the major lobe of the radiation pattern and its width at 3 dB
- the amplitude of the side lobes

For a rectangular horn, therefore using rectilinear polarization, these measurements are made in the two planes E and H, in elevation and azimuth.

4.4.2 Theoretical reminders

An isotropic antenna is designed so that a feed point radiates consistently throughout space.

A real antenna preferably transmits in certain directions, making for maximum gain.

A radiation pattern is a representation of the field intensity or of the power transmitted according to the angle of observation at a constant distance.

The radiation pattern of a horn is represented either in plane E (parallel to the smaller side of the waveguide) or in plane H (parallel to the longer side of the waveguide).

The radiation pattern consists of several lobes, and the greater part of the energy is concentrated in the major lobe. Generally, an antenna is designed to minimize the power radiated in the side lobe and the rear lobes to improve directivity

The width of the major lobe at 3 dB is the angle between two points where the power received equals half the maximum value.

4.4.3 Radiation pattern measurement

■ Composition :

- 1 Transmission bench :	BEM 100		
- 1 Calibrated antenna :	ATC 100		
- 1 GUNN power supply :	CF 204		
- 1 Rotating platform :	PTM 100	ou	1 rotary joint : JTG 100
- 1 20 dB horn antenna :	ANC 100/20		
- 1 Fastening adapter:	AFR 100		
- 1 Waveguide/coaxial transition :	TGN 100		
- 1 Measurement sensor :	DEN 100	ou	1 Thermocouple probe : ST 613
- 1 Antenna support :	SAN 100		
- 1 Measurement indicator :	IR 205	ou	1 Powermeter : MH 600

■ Activation

This bench consists of an ANC 100/20 dB horn attached to a PTM 100 rotating platform by an SAN 100 antenna support or mounted on a JTG 100 rotary joint.

A TGN 100 waveguide/coaxial transition with a DEN 100 detector, connected to an SWR indicator, is used for making the measurement of the reception level.

Set up the microwave components and connect the CF 204 power supply and the IR 205 SWR indicator as indicated below : (fig. 1)

- Turn the power supply and the SWR indicator
- Make the measurements

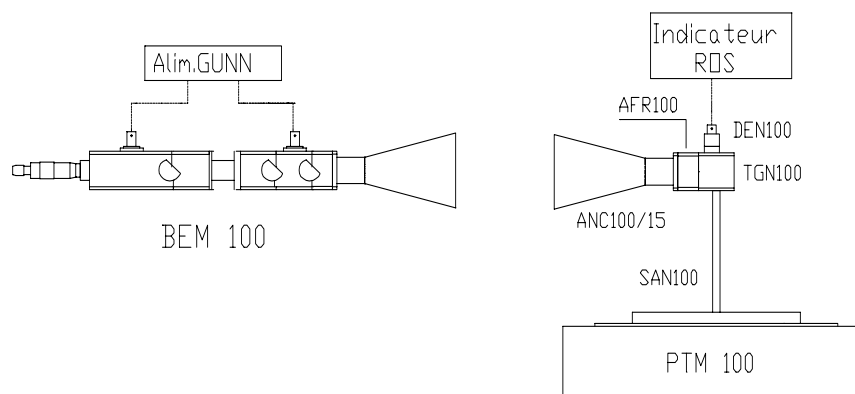


fig : 1

■ **Distant field radiation condition:**

Take the following precautions:

- Provide for a minimum distance between the two ANC 100 horns:

$$R \geq 2d^2 / \lambda_0$$

R = distance between transmission antenna and reception antenna

d = largest size of largest antenna

λ_0 = Wavelength in air

- The horns must radiate in free space, i.e. distant from any metal obstacles, and in particular far from the floor.
- The horn axes must be accurately aligned on the horizontal plane and vertical plane. Check this alignment by moving the reception horn slightly until maximum deflection is obtained on the IR 205 galvanometer.

Proceed as follows :

- Set the ATC 100 attenuator to zero.
- Adjust the IR 205 output level to obtain correct deflection, using the ATC 100 attenuator.
- Locate the attenuation A_0 read and deflection D_0 on 205.
- Turn the receiver horn through an angle α_1 .
- Bring the ATC 100 attenuator to attenuation A_1 until the point D_0 read previously on IR 205 is obtained.
- Turn an angle α_2 , set the ATC 100 attenuator to A_2 to refer back to the D_0 indication on IR 205.

Perform these manipulations for several α , rotation angle values either side of the horn axis and observe for each angle:

$$\Delta_{1(dB)} = A_0 - A_1$$

$$\Delta_{2(dB)} = A_0 - A_2 \text{ etc...}$$

- Plot the Δ_{dB} curve as a function of α on a diagram using circular coordinates, corresponding to the horn radiation pattern.

4.4.4 Gain Measurement

Refer to paragraph 4.3

4.5. DIELECTRIC ANTENNA STUDY

4.5.1 Introduction

These longitudinal radiation antennae were imagined and developed by ZINKE and MALLACH. They are used almost only for microwave applications; they have a relatively wide natural bandwidth. Unfortunately, their excitation is relatively unsuitable for broadband setups, limiting their use to special cases.

The purpose of this experiment is to plot the radiation pattern on a dielectric antenna used as a receiving antenna.

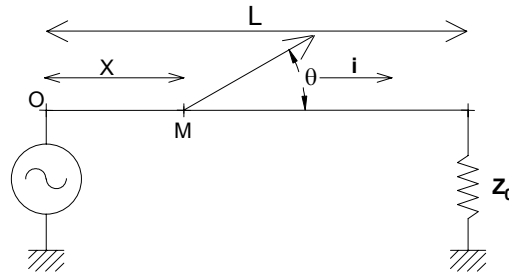
4.5.2 Theoretical reminders

The concept of a dielectric antenna radiation pattern can be presented by analogy to a radiating wire. Let us consider an energy transmission line composed of elements having a radiation pattern.

$$e(\theta)$$

which we assume, for simplification purposes, to be revolving about the axis of the line.

As an initial approximation, it is accepted that the current along the line is constant and that the line is closed on its characteristic impedance. It is also assumed that the propagation velocity v over



the line is different from c , equivalent to considering that the wavelength λ_g is different from λ_0 , the wavelength in the air. The line propagation constant is :

$$\alpha = j \frac{2\pi}{\lambda_g} = j \frac{2\pi \lambda_0}{\lambda_0 \lambda_g} = jk \frac{\lambda_0}{\lambda_g} \quad \text{avec} \quad k = Nb \text{ d'onde}$$

and the current at M is :

$$I = I_0 e^{jk \frac{\lambda_0}{\lambda_g} x}$$

The radiation of the element M is in advance by $(kx \cos \theta)$ with respect to the element in O, and the expression of the field radiated by the line has the form :

$$E = \frac{60 \pi L I_0}{\lambda_0 R} e(\theta) \frac{\sin \pi L \left(\frac{1}{\lambda_g} - \frac{\cos \theta}{\lambda_0} \right)}{\pi L \left(\frac{1}{\lambda_g} - \frac{\cos \theta}{\lambda_0} \right)}$$

where L is the antenna length

In this expression the fraction is in the form $\frac{\sin u}{u}$ and this function represents a maximum for $u = 0$.

The maximum radiation will therefore occur for

$$\frac{1}{\lambda_g} = \frac{\cos \theta}{\lambda_o}$$

Thus:

$$\cos \theta = \frac{\lambda_o}{\lambda_g}$$

Therefore, if λ_g is the order of λ_o , there will be maximum radiation in the direction of the axis. It will be seen that if the line is a simple metal wire, then :

$$e(\theta) = \sin \theta$$

giving zero in the direction of the wire.

4.5.3 Radiation pattern measurement

■ Composition

- 1 Transmission bench :	BEM 100	
- 1 Turntable :	PTM 100	
- 1 Antenna support :	SAN 100	
- 1 Dielectric antenna :	AND 100	
- 1 Measurement sensor :	DEN 100	or 1 Thermocouple probe : ST 613
- 1 Waveguide/Coaxial transition :	TGN 100	
- 1 Micrometer short-circuit :	CCM 100	
- 1 Measurement indicator :	IR 205	or 1 Powermeter : MH 600
- 1 GUNN power supply :	CF 204	

■ Activation of the reception dielectric antenna bench

This bench consists of one or several AND 100 dielectric antennae terminating at one end by a CCM100 micrometer variable short-circuit and at the other by a TGN100 waveguide/coaxial transition equipped with a DEN100 detector which, connected to an IR205 SWR indicator, allows reception level measurement to be made.(fig 2)

These AND 100 antennae can be mounted in arrays of two, three or four, as indicated in the drawing below (Fig. 1), to obtain particularly pronounced directivity; they are then powered in parallel and in phase agreement.

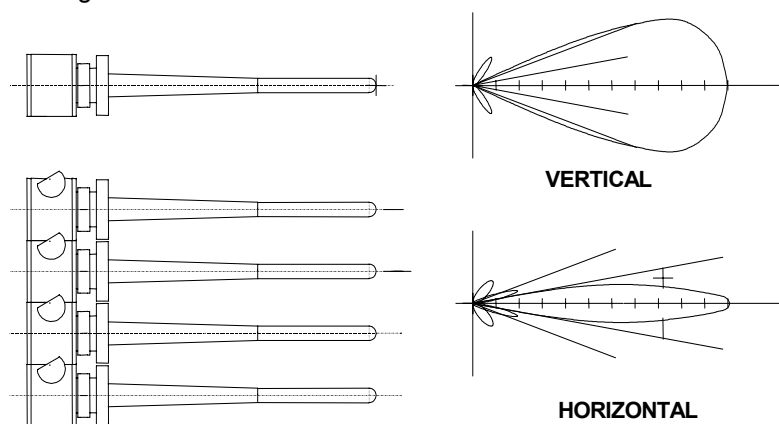


fig : 1

- Assemble the microwave components forming the reception bench and connect up the IR 205 SWR indicator as indicated below (fig.2).
- Mount this reception system on the PTM 100 rotating platform.
- Power up the CF 204 GUNN power supply and the IR 205 SWR indicator.
- Adjust the CCM 100 short-circuit micrometer to obtain maximum deflection on the IR 205 indicator.
- Proceed with the measurements.

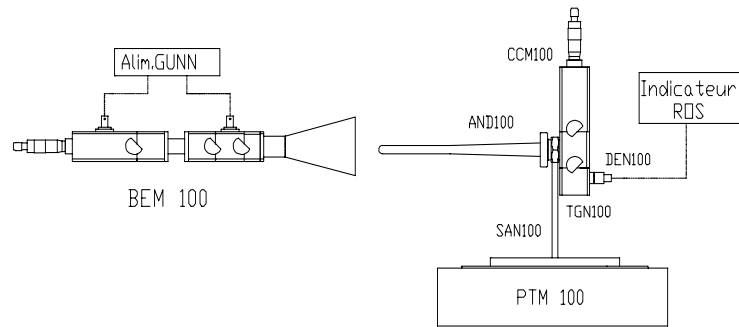


fig : 2

■ **Radiation pattern measurement**

Proceed as described in paragraph 4.7.3 of the parabolic antenna study.

4.5.4 Gain measurement

Proceed as described in paragraph 4.3.

4.6. STUDY OF SLOT ANTENNA

4.6.1 Introduction

A slot antenna consists of a straight waveguide section whose wall corresponding to the large side has several slots arranged so that they radiate.

Slots blanking pieces are used for varying the width of the radiation lobe according to the number of active slots.

The purpose of this experiment is to plot the radiation patterns corresponding to various configurations: active slots numbers, two, five, then ten, included in the antenna.

4.6.2 Theoretical reminders

Slot-shaped openings in the wall of a guide radiate if they intersect the current lines.

The field radiated by this type of slot is similar to that of a thin dipole having the same dimensions (Babinet Principle) - (paragraph 4.6.3). Therefore, the electrical field is expressed similarly.

■ Simple slot radiation pattern

With a slot placed at the origin of a system of axes (o, x, y, z), aligned along o x, on the o z axis and in the y o z plane, the field will be perpendicular to o z (fig : 1).

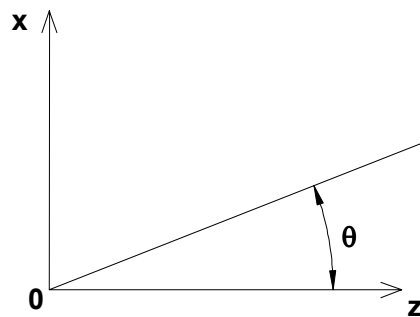


fig : 1

If we move away from this angle by an angle θ , the electrical field amplitude will be:

$$E = EM \frac{\cos \left[\frac{\pi}{2} \sin \theta \right]}{\cos \theta}$$

In the x o z plane, the pattern is identical to that of the dipole (fig. 2).

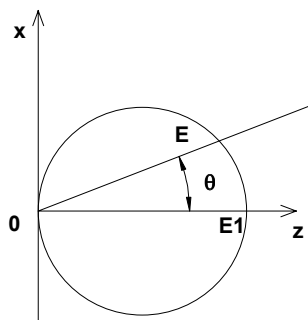


fig : 2

It is revolving with respect to the o x axis. We will only consider the half-space $z > 0$ in the following, and the radiation will be observed in the plane perpendicular to the slot.

■ **Equidistant slot radiation pattern**

Let us consider n identical radiating slots, very thin and regularly spaced at an interval d (fig. 3).

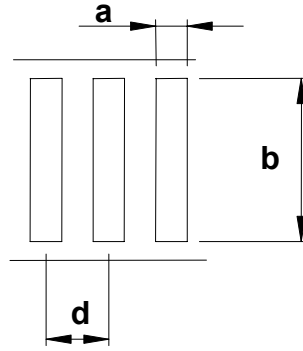


fig : 3

These slots are illuminated with an angle of incidence θ , and together form n sources, A_0, A_1, A_{n-1} , regularly spaced at a distance d (fig. 4).

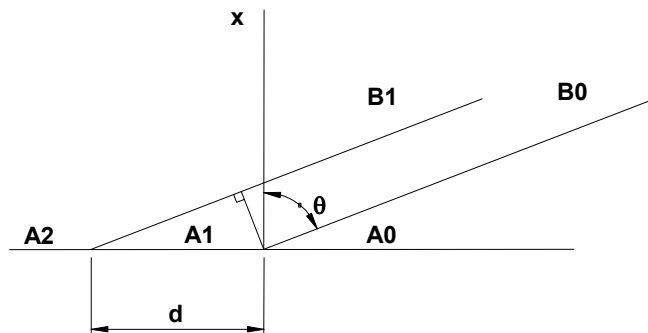


fig : 4

The step difference is $(d \sin \theta)$, and the phase-shift between the waves $B_0 A_0$ and $B_1 A_1$, captured respectively by A_0 and A_1 is:

$$\phi = 2 \pi \sin \theta$$

Thus $E_0 = E e^{j(\omega t)}$, field in A_0

The field in A_1 is written: $E e [j (\omega t - \phi)]$

The field in A_{n-1} is written: $E e \{ j [(\omega t - (n-1) \phi)] \}$

If there is no phase-shift between feeds $A_0, A_1 \dots, A_{n-1}$, replacing ϕ by its value, and considering the field modulus and a small θ , the resultant field is given by :

$$|E_r| = |E| \frac{\sin \left[\frac{n \pi d}{\lambda} \theta \right]}{\sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} \theta \right]}$$

If $(2\pi d \theta / \lambda)$ is small, the sine can be identified by its argument and :

$$|E_r| = |E| \frac{\frac{n \pi d \theta}{\lambda}}{\frac{\pi d \theta}{\lambda}} \approx n |E|$$

For $\theta \neq 0$, the total field is canceled for values of θ_n , such that:

$$\frac{n \pi d}{\lambda} \theta_n = k \pi \quad \theta \neq 0$$

In particular, for $k = 1$, we have:

$$\frac{n \pi d}{\lambda} \theta_1 = \pi$$

θ_1 is the first value for which E_r is zero, determining the width of the major lobe.

Assuming that :

$$\theta_1 = \lambda / nd$$

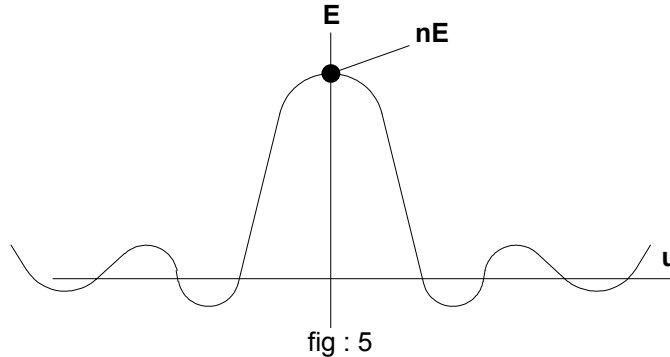
It can be seen that θ_1 is increasingly small in proportion to the high number n of feeds used. If n is high, and in particular for $\lambda \ll n\theta_1$

$$\sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} \theta \right] \approx \frac{\pi d}{\lambda} \theta$$

$$E(u) = n E \frac{\sin u}{u}$$

with: $u = n (\pi d / \lambda) \theta$

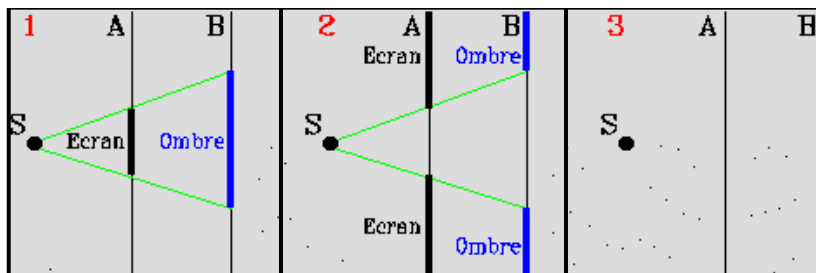
We obtain the conventional curve (fig. 5).



Note that the slots used are of the "shunt" type, i.e. parallel to the longitudinal axis of the waveguide. These slots are less sensitive to the frequency than the transversal slots.

4.6.3 Babinet principle

Let us consider two planes, one of which is plane A, in which screens are arranged, and the other plane B, back from A with respect to any light source S, and in which we observe the field.



In this case (1), we interpose an absorbing screen in A, so that the field on B depends on :

$$F_e = f_1(x, y, z)$$

In the case (2), we interpose a complementary screen in A, so that the field on B is now :

$$F'_e = f_2(x, y, z)$$

The **BABINET** Principle specifies that if the field without a screen (case 3) is :

$$F_o = f_0(x, y, z)$$

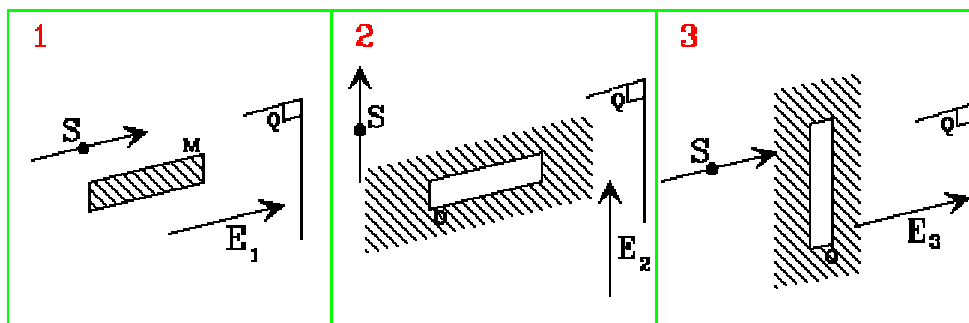
we still have :

$$f_1(x, y, z) + f_2(x, y, z) = f_0(x, y, z)$$

This is obvious for geometrical optics, as shown by simple examination of the figure, but the principle also applies in the case of diffraction.

However, here, no allowance is made for the vector property of electromagnetic radiation, so that the BABINET Principle had to be generalized by BOOKER, who demonstrated that if the screen considered is a perfect electrical conductor, its complementary screen must be a perfect magnetic conductor.

A conductor like this does not exist, but the same effect can be obtained using two perfect electrical conductors (e.g. copper screens) while switching the electrical and magnetic fields.

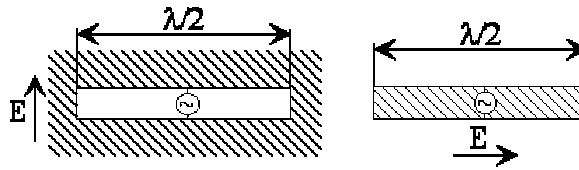


For instance, let there be a feed S radiating a horizontal electric field and a metal screen M producing in the Q plane a field E_1 (case 1). The complementary screen will be an aperture having the same size as the first screen, pierced in a metallic plane (case 2), but the polarization will have to be turned through 90° to replace the electric fields by magnetic fields.

We can also use an aperture having the same size again, but arranged normally with respect to the original screen (case 3) so that polarization is preserved.

On the basis of these considerations, BOOKER also demonstrated that the field radiated by an aperture 0 (case 2 above) was the same as radiated by a thin dipole having the same size as the aperture (screen M, case 1 above), excited at its center and operating with polarization at right angles to the aperture.

Accordingly, the fields radiated by the two devices in the figure below are equal in amplitude, but the electric field polarizations are perpendicular :



4.6.4 Radiation pattern measurement

■ Composition :

- | | | | |
|---|---------|----|------------------------------|
| - 1 Transmission bench : | BEM 100 | | |
| - 1 Rotating platform : | PTM 100 | | |
| - 1 Slot antenna : | ANF 100 | | |
| - 1 Micrometer variable short-circuit : | CCM 100 | | |
| - 1 Waveguide/coaxial transition : | TGN 100 | | |
| - 1 Measurement sensor : | DEN 100 | or | 1 Thermocouple probe: ST 613 |
| - 1 Antenna support : | SAN 100 | | |
| - 1 Measurement indicator : | IR 205 | or | 1 Powermeter: MH 600 |
| - 1 GUNN power supply : | CF 204 | | |

■ Activation of the "slot" antenna reception bench

This bench consists of an ANF100 slot antenna, closed at one end by a CCM 100 variable short-circuit, and at the other by a TGN 100 waveguide/coaxial transition equipped with a DEN 100 detector, which, connected to an IR 205 SWR indicator, allows the reception level to be measured.

The distance to separate transmission from reception must be greater than 9 meters (see paragraph 3.1).

- Assemble the microwave components forming the reception bench with connection of the SWR indicator as indicated below. (fig 1)
- Attach this reception assembly to the PTM 100 rotating platform
- Power up the CF 204 GUNN power supply and the IR 205 SWR indicator.
- Adjust the CCM 100 short-circuit micrometer to obtain maximum deflection on the IR 205 indicator.
- Proceed with the measurements.

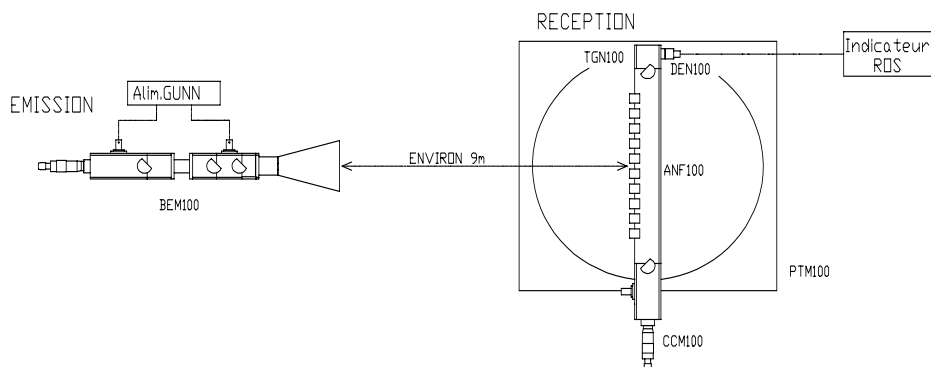


fig.1

■ Radiation pattern

This manipulation consists in measuring the general form of the major lobe radiation pattern between the first two side lobes "LS_{d2}" et LS_{g2}".

The measurement of the radiation levels received for sufficiently small angular deviations is made to obtain good radiation pattern trace definition.

Note: To make this measurement, it is advisable to use the "extended" scale of the IR 205 level indicator.

This provides greater accuracy, more particularly necessary near the axis of symmetry, because variations are subsequently far greater.

- Place the zero graduation, the rotating platform origin, on the transmission feed axis of symmetry and the slot antenna axis.
- Check that the maximum deflection of the identifier corresponds to the rotating platform origin "Zero" by moving the antenna either side of the axis of symmetry.
- Adjust the rotating platform "Zero" index for this maximum, or adjust the alignment of the reception bench to obtain this condition.
- Set the level indicator gain.

■ Pattern with two slots

Blank off all the slots except for the two at the center of the antenna.

Make measurements on the radiation pattern:

- side lobe width at 3 dB,
- side lobe level,
- radiation pattern.
- major lobe width at 3 dB
- turn the rotating platform to the right to obtain 3 dB attenuation with respect to the reference 0 dB on l'IR 205.
- make a note of angle θ_{g1} on the rotating platform facing the mark,
- return to zero.
- turn the rotating platform to the left to obtain 3 dB attenuation and make a note of angle θ_{d1} of the rotating platform facing the mark;
- return to zero.
- the angle θ_{d1} must be identical to the angle θ_{g1}
- the major lobe width at -3 dB equals: $\theta_{d1} + \theta_{g1}$

■ Side lobe level

Proceed in the same way as for measuring the major lobe at - 3 dB and continue to turn the antenna support rotating platform.

The level of the received signal passes through a minimum, then through a maximum; the first maximum corresponds to the level of the first side lobe; by continuing the rotation, pass successively through a minimum, then a maximum to obtain the following side lobe levels.

Depending on the direction of rotation of the rotating platform (to the right or left), we locate the first right side lobe "LS_{d2}" or left side lobe "LS_{g2}", then the following "LS_{d3}" or "LS_{g3}", etc..

Make a note of the angular deviations of each of the side lobes :

- " θ_{d2} " corresponding to "LS_{d2}" and " θ_{g2} " corresponding to "LS_{g2}"
- " θ_{di} " corresponding to "LS_{di}" and " θ_{gi} " corresponding to "LS_{gi}"

Note The received signal level for each of these side lobes is obtained by varying the sum of the attenuation value obtained on the IR 205 SWR indicator (keypad + deviation).

The results : $X_{(dB)} = f(\theta)$

can be represented in two different forms :

■ In Cartesian coordinates

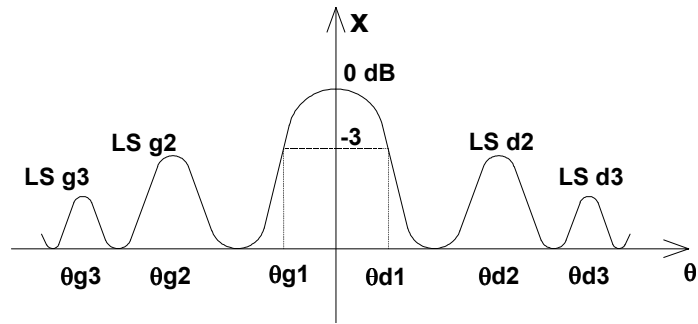


fig : 2

■ In polar coordinates

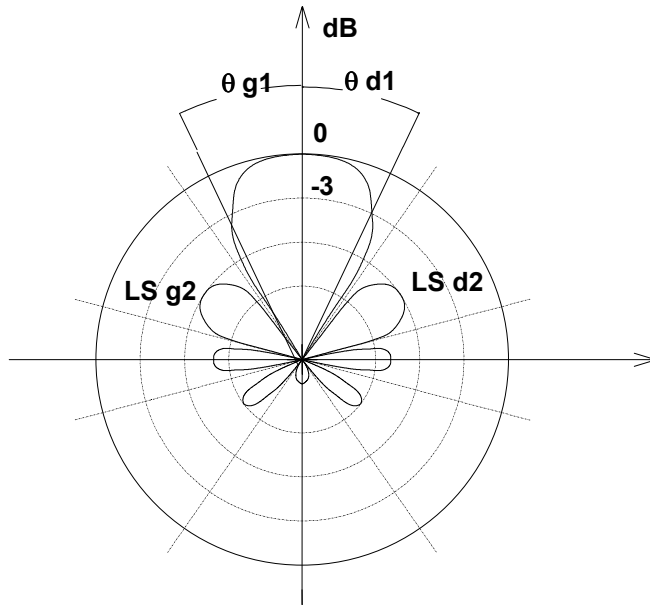


fig : 3

■ Pattern with five slots

Blank off the slots except for 5 of them either side of the antenna center. Make the measurements in the same way as before.

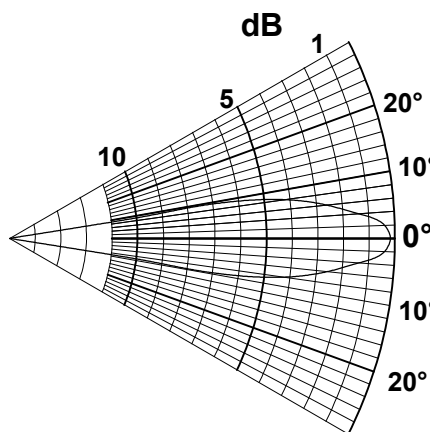
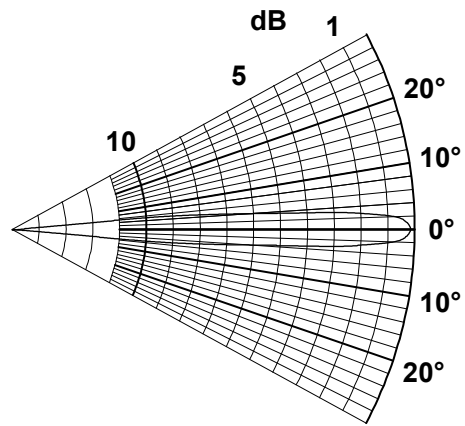


fig : 4

Slot antenna :
5 slots uncovered
toward short-circuit

■ **Pattern with all slots**

Make the measurements in the same way as for the pattern with 5 slots (previous paragraph)



Slot antenna:
all slots

fig : 5

4.6.5 Gain measurement

Proceed as described in paragraph 4.3.

4.7. PARABOLIC ANTENNA STUDY

4.7.1 Introduction

The parabolic antenna, using a parabolic reflector, is widely used for microwave applications. Like a converging lens for optical purposes, it transforms the spherical waves from a source (known as primary) at its focal point into a beam of parallel plane waves, to obtain very high directivity. It is even stronger if the primary feed is the horn because of the relative decrease of the side lobe intensity.

The purpose of this experiment is to plot the radiation pattern of a parabolic antenna used for reception and to locate the higher order lobes.

4.7.2 Theoretical reminders

■ Paraboloid of revolution properties

The paraboloid is a reflecting element whose characteristics are widely used for microwave energy radiation.

The purpose of this paragraph is to reveal the influence of its characteristics and the positioning of the feed on antenna radiation.

An individual antenna placed at the focal point of a paraboloid produces a beam of parallel rays by reflection.

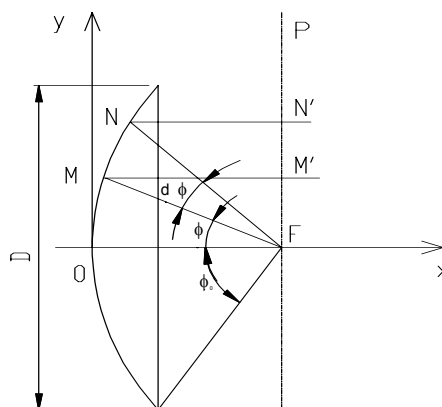
Although the diffraction phenomenon predominates in the microwave field, this main property of the paraboloid demonstrates that in the "P" plane, at right angles to its axis, the wave has an equiphase surface area according to the figure below and the accompanying relation.

The equation of the paraboloid is: $y^2 = 4 f x$,
f being the focal length of the parabola

$$FM + MM' = FN + NN' = 2f$$

$$f = \frac{D}{4} \left[\frac{1 + \cos \phi_0}{\sin \phi_0} \right]$$

$$D = 4f \frac{\sin \phi_0}{1 + \cos \phi_0} = 4f \operatorname{tg} \frac{\phi_0}{2}$$



For microwave applications, the energy is shared by diffraction in the form of a major lobe. This is accompanied by side lobes with levels varying with the distribution on the reflector and the attenuation on the edge of the latter.

■ Expression of parabolic antenna gain

At a certain distance, an antenna can be considered as an individual source whose power radiated by a solid unit of angle depends on the direction. If the latter is defined by the angles θ and ϕ , the antenna gain will be given in the following relation :

$$G_{(\theta, \phi)} = \frac{P_{(\theta, \phi)}}{P_0 / 4\pi}$$

where : θ elevation angle (horizontal)
 ϕ azimuth angle (vertical)
 $P_{(\theta, \phi)}$ is the power radiated in this direction
 P_0 is the total radiated power
 $P_0 / 4\pi$ is the power per solid unit of angle

In general, the gain of an antenna represents the concentration of the power radiated in a privileged direction with respect to the power that a radiating isotropic feed P_0 would radiate in this direction.

In the particular case of a paraboloid of revolution, the maximum gain direction coincides with the direction of its major axis :

$$G_{(\theta,\phi)} = \frac{P_{(\theta,\phi)}}{P_o / 4\pi}$$

However, for a parabolic reflector, $G_{(0,0)}$ is given by:

$$G_{(0,0)} = \left[\frac{\pi D}{\lambda} \right]^2 \left[\int_0^{\phi_0} \sqrt{\gamma(\phi)} \operatorname{tg} \frac{\phi}{2} d\phi \right]^2 \operatorname{cotg}^2 \left(\frac{\phi_0}{2} \right)$$

where $\gamma_{(\phi)}$ is the gain of the primary source in the direction ϕ .

The maximum theoretical gain of a uniformly illuminated circular aperture is is:

$$G = \frac{4\pi \Sigma}{\lambda} = \frac{4\pi}{\lambda} \left[\pi \frac{D^2}{4} \right] = \frac{\pi^2 D^2}{\lambda^2}$$

Σ is the equivalent surface area of the radiating aperture.

We can therefore deduce the theoretical gain factor F

$$F = \frac{G_{(\theta,\phi)}}{(\pi D / \lambda)^2} = \left[\int_0^{\phi_0} \sqrt{\gamma(\phi)} \operatorname{tg} \frac{\phi}{2} d\phi \right] \operatorname{cotg}^2 \left(\frac{\phi_0}{2} \right)$$

This relation does not take into consideration losses due to the energy that is not intercepted by the reflector (Spill-over).

Therefore, to obtain the real gain factor, we must multiply F_0 by the illumination efficiency « D » :

$$\eta = P_i / P_p$$

P_i the power intercepted by the paraboloid

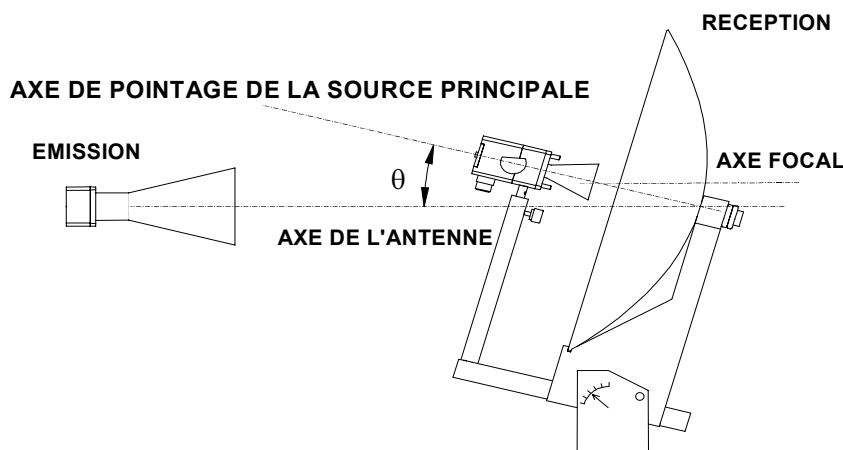
P_p the primary emitted power

■ Radiation pattern

The radiation pattern is a curve representative of the relative gain as a function of the angle θ . This measurement is made in a horizontal plane containing the axis of symmetry of the paraboloid.

The relative gain is 1 on the axis of symmetry and less than 1 everywhere else.

The relative gain is generally evaluated in dB; the value of 0 dB, the reference value, is taken on the axis of symmetry.



■ **Distant field radiation condition:**

Comply with the minimum distance between the two ANC 100 horns:

$$R \geq 2d^2 / \lambda_0$$

R = distance between transmission antenna and reception antenna

d = largest size of the largest antenna

λ_0 = Wavelength in air

Any assembly to be installed for testing comprises a transmission bench and a reception bench. The distance L or R separating them is linked with the size of the antennas and the λ wavelength transmitted by the transmission source.

The phase difference between the wave affecting the edge of the receiving antenna and the wave in the axis must be at most equal to $\lambda/16$. This remains within the distant field radiation conditions.

$$\Delta R = R' - R$$

$$d^2 / 4 + R = (R + \Delta R)^2$$

Hence:

$$R^2 + 2R\Delta R + (\Delta R)^2 = R^2 + d^2 / 4$$

Leaving out the second order term:

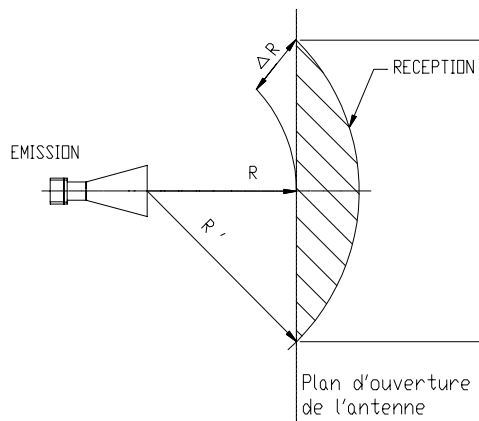
$$R = d^2 / 8\Delta R$$

Well:

$$\Delta R \leq \lambda / 16$$

Hence

$$R \geq 2d^2 / \lambda$$



4.7.3 Radiation pattern measurement

■ **Composition :**

- | | | | |
|-----------------------------------|------------|----|-------------------------------|
| - 1 Transmission bench: | BEM 100 | | |
| - 1 Rotating platform: | PTM 100 | | |
| - 1 Parabolic reflector: | ANP 100 | | |
| - 1 10 dB horn antenna: | ANC 100/10 | | |
| - 1 Fastening adapter: | AFR 100 | | |
| - 1 Waveguide/Coaxial transition: | TGN 100 | | |
| - 1 Measurement sensor: | DEN 100 | or | 1 Thermocouple probe : ST 613 |
| - 1 GUNN power supply: | CF 204 | | |
| - 1 Measurement indicator: | IR 205 | or | 1 Powermeter : MH 600 |

■ **Activating the parabolic reception bench**

This bench consists of an ANP100 parabolic reflector having diameter 350 mm. The reception circuit consists of a horn (10 dB Gain), ANC 100/10, placed at its focal point on its main axis. A TGN 100 waveguide/coaxial transition provided with a DEN 100 detector, connected to an IR205 SWR indicator, allows the reception level measurement to be made.

The supplied ANP100 paraboloid, having diameter d = 350 mm, results in wavelength λ_0 being 30 mm approximately, with a minimum distance R between the aperture of the transmission horn and the reception antenna of :

$$R \geq 2d^2 / \lambda_0 \approx 9m$$

The distance that has to separate transmission from reception must be greater than 9 meters,

Assemble the microwave components forming the reception bench and connect up the IR 205 SWR indicator as shown below (fig. 2).

- Attach this reception assembly to the PTM 100 rotating platform
- Power up the CF 204 power supply and IR 205 SWR indicator.
- Make the necessary measurements.

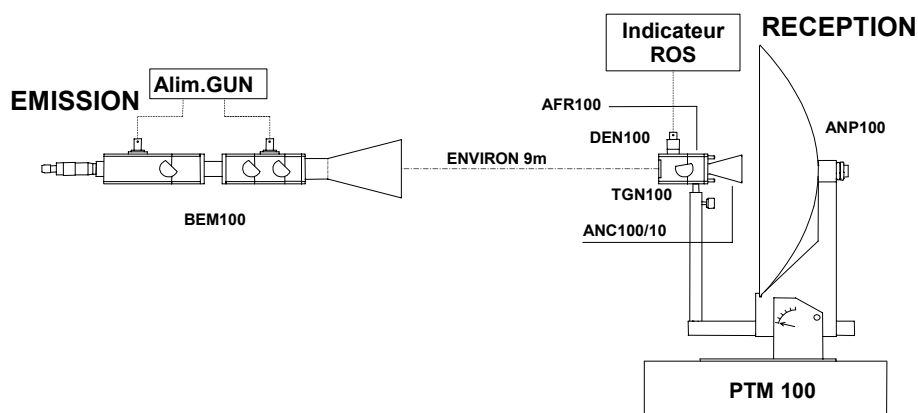


Fig. 2.

■ **Measurement of radiation pattern**

Set the rotating platform origin graduation on the axis of symmetry of the transmission source and the axis of the paraboloid (fig. 3).

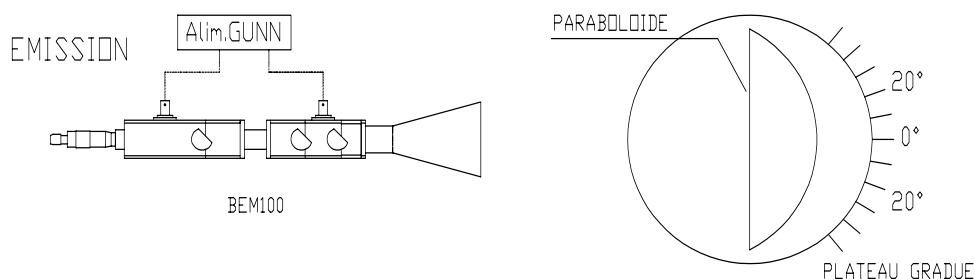


fig. 3

Caution:

Check that the maximum deviation of the IR 205 indicator corresponds to the rotating platform origin "zero" by moving the paraboloid on either side of the axis of symmetry. Adjust the index of the rotating platform to "zero" for this maximum, or adjust the alignment of the reception bench to obtain this condition. Adjust the level indicator gain.

■ **Width of the major lobe at 3 dB**

- Turn the rotating platform to the right to obtain 3 dB attenuation.
- Make a note of the angle θ_{d1} of the rotating platform facing the mark.
- Return to zero.
- Turn the rotating platform to the left until 3 dB attenuation is obtained.
- Make a note of the angle θ_{g1} of the rotating platform facing the mark.
- Return to zero.

The angle θ_{d1} must be identical to the angle θ_{g1} .

The width of the major lobe at -3 dB equals $\theta_{d1} + \theta_{g1}$

■ **Side lobe level**

Proceed in the same way as for major lobe width measurement at – 3 dB and continue to turn the antenna support rotating platform.

The level of the received signal passes through a minimum, then increases again to pass through a maximum. This maximum corresponds to the side lobe level.

Depending on whether the rotating platform turns to the right or to the left, locate the first right side lobe LS_{d2} or the first left side lobe LS_{g2} .

- Make a note of the angular deviation between each of the side lobes θ_{d2} and θ_{g2} .
- Make a note of the signal level received for each of these side lobes by working out the sum of the value of attenuations obtained on IR 205 (those of the attenuation switch and the value read on the level indicator galvanometer).

Note: In this way, it is possible to locate the following side lobe levels: LS_{d2} , LS_{g2} , LS_{d3} , LS_{g3} , etc... while continuing to turn the rotating platform and making measurements in the same way.

■ **Radiation pattern**

The process involves measuring the general form of the major lobe radiation pattern between the two first side lobes LS_{d2} and LS_{g2} .

In this case, it is necessary to measure the radiation levels received for sufficiently small angular deviations to permit high definition of the radiation pattern trace.

To make this measurement, it is advisable to use the "extended" scale of the level indicator. It provides greater precision, which is more particularly necessary near the axis of symmetry because the variations are subsequently far greater.

A pattern as indicated in the figure (Fig. 3) is obtained by entering the measured points onto a circular pattern.

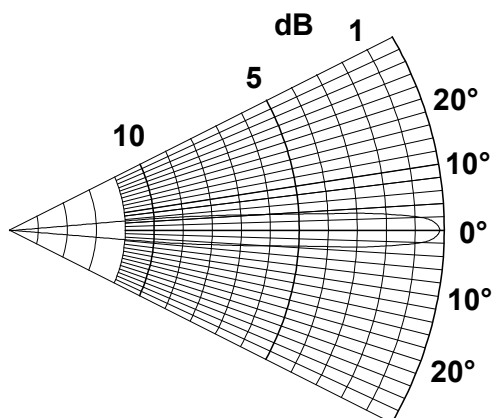


fig : 4

4.7.4 Gain measurement

Proceed as described in paragraph 4.3.

4.8. PASSIVE RADAR RESPONDER STUDY

4.8.1 Introduction

In 1944, during his course on optics at Brown University, Professor R.K. Lüneburg described the general law enabling a spherical lens with continuous index variation to have a given image correspond to a given source. The formula is:

$$\varepsilon = 2 - (r / r_0)^2$$

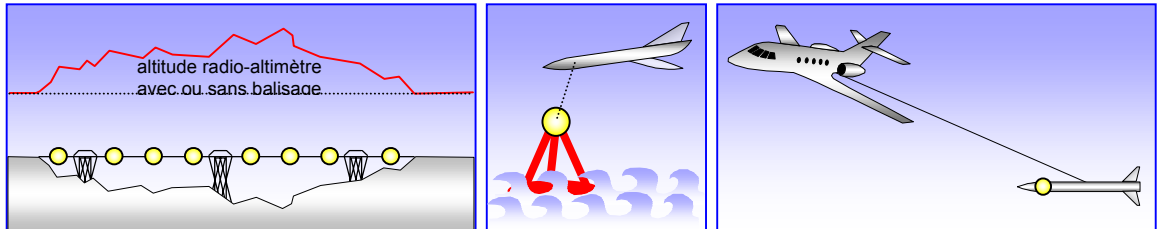
where ε = permittivity of the environment

r_0 = radius of the sphere

r = current radius of the sphere (variable value included between 0 and r_0)

The Lüneburg lens, a direct application of this law, led to the Lüneburg reflector used as passive radar responder.

Today, **LUN'TECH** France manufactures and markets these dielectric lenses whose electromagnetic and mechanical characteristics correspond to the needs of military applications, such as the radar identification of missiles and targets, and develops civil applications like the beaconing of ports and airports, vehicle, ship signaling, buoys, obstacles, etc..



4.8.2 Theoretical reminders

Lüneburg lenses are currently used as reflectors in passive radar responders. They increase substantially the Radar Equivalent Surface, "R.E.S.", (several times greater than that of a metal sphere having the same diameter) for an object containing this type of reflector. There are monostatic reflectors, reflecting all the energy received into a cone having a small angle of aperture, and bistatic reflectors that reflect energy into a wider cone (on the order of $\pm 10^\circ$).

The Lüneburg reflector consists of a Lüneburg lens at the focal point of which there is a spherical metal surface (fig 1).

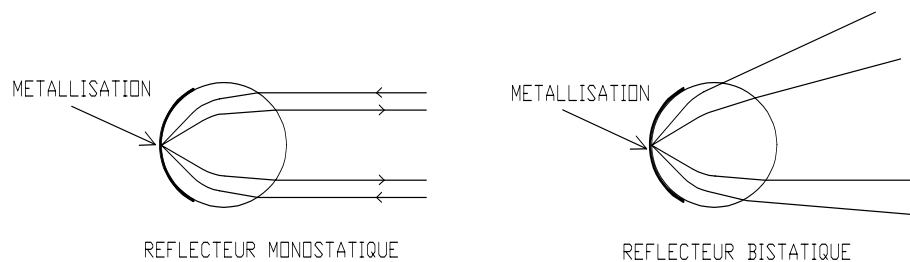


fig : 1

■ Radar Equivalent Surface (R.E.S.)

Definition :

The Radar Equivalent Surface translates the aptitude of the lens to return radar waves in a given direction..

A reflector is considered as an antenna with a surface area S and a gain G . Its RES is then defined by the product of these two magnitudes in a given direction [9] :

$$\sigma = S.G \quad (\text{in m}^2).$$

When antennae are large compared to the wavelength, their surface tends to bend into their main structure.

The relation between the gain and surface of an antenna is as follows:

$$G = \eta \cdot \left[\frac{4 \cdot \pi S}{\lambda^2} \right] \text{ with } 0 < \eta < 1$$

For a reflector, the RSE equals the product of the equivalent gain G by the effective surface of the isotropic antenna.

$$\sigma = G^2 \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi}$$

i.e :

$$\sigma = \eta^2 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot S^2}{\lambda^2}$$

thus, for a revolving reflector having diameter D :

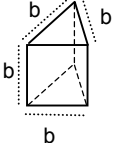
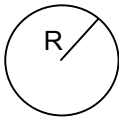
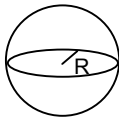
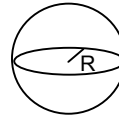
$$\sigma = \eta^2 \frac{\pi^3 \cdot D^4}{4 \cdot \lambda^2}$$

A good approximation is given by :

$$\sigma = 7,75 \frac{D^4}{\lambda^2} \text{ (en } m^2) \text{ avec } \eta \cong 1$$

Note: for $\eta \cong 1$, the pre factor equals $\frac{\pi^3}{4}$ i.e. 7,75.

As an example, here is the RSE of several metallic reflectors in the X band (at a frequency of 9,4 GHz).

Shape	Dimensions (b=R=20 cm)	Theoretical RSE ¹ $4 \pi S^2 / \lambda^2$	Notes
Metallic trihedron		$4 \pi ((3 \sqrt{3}b^2) / 8)^2 / \lambda^2 = 8.28 \text{ m}^2$	Average radar surface Response angle greater than for disk
Metallic disk		$4 \pi (\pi R^2)^2 / \lambda^2 = 195.0 \text{ m}^2$	Large radar surface identical to that of Lüneberg reflector Very fine response angle
Metal sphere		$\pi R^2 = 0.12 \text{ m}^2$	Small radar surface Isotropic
Lüneburg spherical dielectric reflector		$4 \pi (\pi R^2)^2 / \lambda^2 = 7.75 \cdot D^4 / \lambda^2 = 195.0 \text{ m}^2$	Large radar surface Wide response angle

¹ The RSE of a sphere is independent of a frequency if the wavelength is small compared to its size, i.e. $\lambda \ll R$.

■ Link check-up

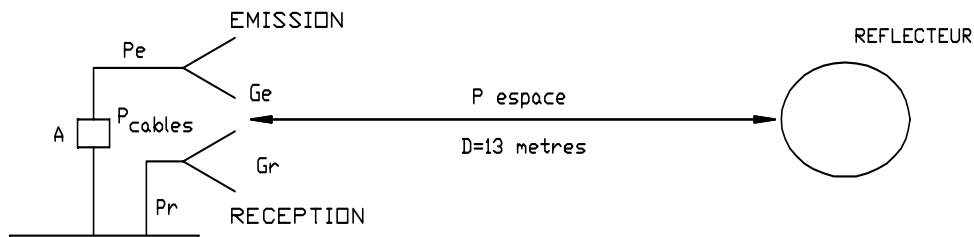


fig : 2

- A : Amplifier.
- Pr : received power.
- Pe : transmitted power.
- Ge : transmission horn gain = 15 dB.
- Gr : reception horn gain = 15 dB.
- Pespace : losses in space.
- Pcables : losses in cables.
- D : Distance between antennae and dish.

The balance of the link in decibels works out as follows [8] :

$$P_r = P_e + G_e + G_r + P_{espace} + \text{contribution du disque} - P_{cables}$$

$$P_r = P_e + G_e + G_r + 10 \cdot \log \left\{ \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi D} \right)^2 \right\} + 10 \cdot \log \left(\frac{\sigma}{4 \cdot \pi \cdot D^2} \right) - P_{cables}$$

However

$$\sigma = SG = \frac{4 \pi S^2}{\lambda^2}$$

Therefore

$$\frac{G}{4 \pi D^2} = \frac{S^2}{\lambda^2 D^2}$$

Hence,

$$P_r = P_e + G_e + G_r - P_{cables} + 10 \cdot \log \left\{ \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot D} \right)^2 \right\} + 10 \cdot \log \left(\frac{S^2}{\lambda^2 D^2} \right)$$

■ Numerical application

For $f = 9.375$ GHz and a disk having a diameter of 127 mm (radius = 63.5 mm) transmission horn gain (G_e) : 15 dB. reception horn gain (G_r) : 15 dB.

transmitted power (P_e) : 13 dB. losses in cables (P_{cables}) : 5 dB.

Distance between antennae and dish (D) : 13 m.

$$P_r = 38 + 10 \cdot \log \left\{ \left(\frac{3,2 \cdot 10^{-2}}{4 \cdot \pi \cdot 13} \right)^2 \right\} + 10 \cdot \log \left(\frac{(\pi \cdot (6,35 \cdot 10^{-2}))^2}{(3,2 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 13^2} \right)$$

$$P_r = 38 - 74,16 - 20,38$$

$$P_r = -56,54 \text{ dBm}$$

■ **Relations used during measurements**

The measurements are made comparatively with a metallic disk.
The linear link breakdown for a disk is following, without allowing for losses in the cables:

$$P_{Rd} = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \frac{\sigma_d}{4\pi D^2} = \frac{P_e G_e G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4} \sigma_d$$

For the reflector, the relation is identical, but P_{Rd} is replaced by P_{Rr} and σ_d by σ_r .

These relations show that the power ratio equals the radar surface ratio:

$$\frac{P_{Rr}}{P_{Rd}} = \frac{\sigma_r}{\sigma_d}$$

During change over to decibels, this relation gives:

$$10 \log(P_{Rr}) - 10 \log(P_{Rd}) = 10 \log\left(\frac{\sigma_r}{\sigma_d}\right)$$

Therefore

$$\frac{P_{Rr}|_{dB} - P_{Rd}|_{dB}}{10} = \log\left(\frac{\sigma_r}{\sigma_d}\right)$$

Giving the following relation used during measurements:

$$SER_{mesurée} = SER_{référence} \cdot 10^{\left(\frac{G - G_{référence}}{10}\right)}$$

where σ_d is identified here as $SER_{référence}$ and σ_r $SER_{mesurée}$.

$$SER_{référence} = 7,75 \cdot \frac{d^4}{\lambda^2} \quad (d : \text{diameter of dish})$$

- with : λ the wavelength (in m).
- $SER_{référence}$: the theoretical RSE of the reference disk :
- $G_{référence}$: the level with the measured reference disk
- G : the level measured with the investigated reflector.

4.8.3 Measurement of RSE (Equivalent Radar Surface)

■ **Composition :**

- 1 Transmission bench : BEM 100
- 1 15 dB horn antenna : ANC 100/15
- 1 Fastening adapter : AFR 100
- 1 Waveguide/coaxial transition : TGN 100
- 1 Measurement sensor : DEN 100 or 1 Thermocouple probe: ST 613
- 1 Rotating Platform : PTM 100
- 1 Waveguide support : SUP 100
- 1 Antenna support : SAN 100
- 1 Passive radar responder : RRL 100
- 1 Reflector disk : DR 100
- 1 Measurement indicator : IR 205 or 1 Powermeter: MH 600
- 1 GUNN power supply : CF 204

■ **Activation of the bench**

- This bench consists of a transmission assembly, an RRL 100 Lüneburg reflector, a DR 100 reflector disk and a reception system including: an ANC 100/15 horn antenna with a TGN 100 transition and a DEN 100 detector for detecting the reflected wave.
- Set up the microwave components while connecting the CF 204 GUNN power supply and the IR 205 SWR indicator as shown below (fig.3).
 - Power up the CF 204 GUNN power supply and the IR 205 SWR indicator.
 - Proceed with the manipulations.

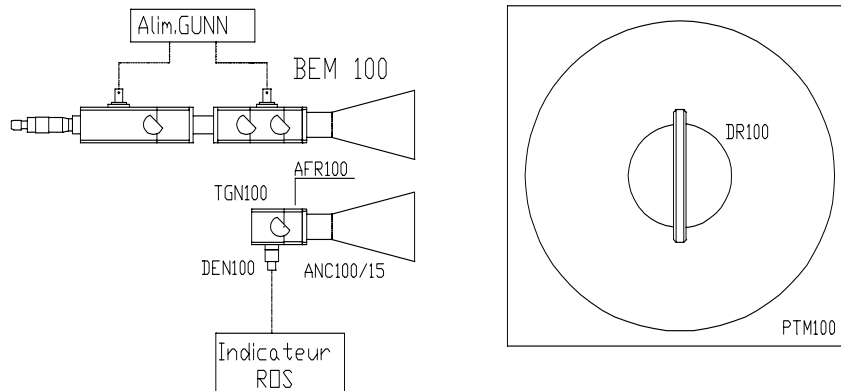


fig : 3

■ **Radar equivalent surface (RSE) measurement**

- Set the GUNN oscillator to approximately 9 GHz.
- Place the disk on the rotating platform, and on the SWR indicator, locate the maximum deviation in elevation and azimuth to determine the optimal position. The disk surface must be absolutely at right angles to the direction of the reception horn so that all the energy is captured.
- The proceed in the same way as for the measurement of an antenna radiation pattern while varying the elevation either side of the maximum in 1° steps, then plot the curve (1) (fig 4).
- Replace the disk by the Lüneburg lens (the sphere), positioning the "metallic" side, (identified by a label), facing the transmission horn. In the same way as previously, plot the curve
- Turn the Lüneburg lens through 180° (normal use of Lüneburg lens) and plot the curve (2) (Fig. 4) as indicated previously.
- Compare the curves obtain and calculate the RSEv.

NOTE: It is particularly important to preserve the "transmitter, receiver" distance constant from one manipulation to the other in order to remain in phase.

Reflector and disk radar surface :

- 1 = Disk
- 2 = Lüneburg lens

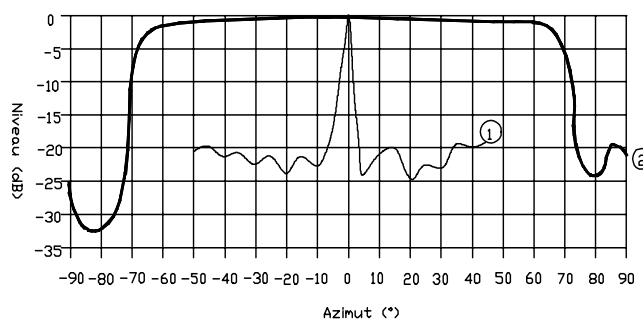


fig 4

4.9. STUDY OF DOPPLER EFFECT

4.9.1 Introduction

The purpose of this experiment is to qualitatively, then quantitatively study the DOPPLER effect for microwave applications and the relation between the DOPPLER frequency and the linear speed of displacement of the target, by various means of measurement.

The experiment can be run using a real mobile unit or a SDD 100 displacement simulator, which has the advantage of supplying uninterrupted simulation of the speed of displacement while remaining static.

NOTE

When the DOPPLER simulator bench is operating, spurious reflection may interfere with the experiment, and an oscilloscope will detect the unwanted DOPPLER frequencies, recognized by their lack of stability.

Therefore, it is advisable to put the DOPPLER experiment bench in an area suffering from little interference from moving objects and, if possible, having few reflecting surface areas.

Use ABS 100 absorbing panels to decrease the effect of the spurious reflections.

Avoid, for instance, people moving around the laboratory during the experiment and remember the effect of spurious echoes that may be used by lighted fluorescent tubes.

4.9.2 Theoretical reminders

■ Definition

The DOPPLER effect is a frequency drift induced by the displacement of a mobile body on the echo of a signal transmitted by a fixed source.

■ Applications

The best known are:

- in the acoustic field:
 - * The change of the whistling pitch of a train or the siren of a police vehicle moving at high speed.
- In the microwave field:
 - * Radar, used by the police for speed checks.
 - * Radar used by alarm systems to ensure volumetric protection.

■ Theoretical reminders

Let there be a source transmitting a sinusoidal wave having frequency " f " and pulsation " ω ", toward a moving target "M".

The source and the movable target are far between a distance D .

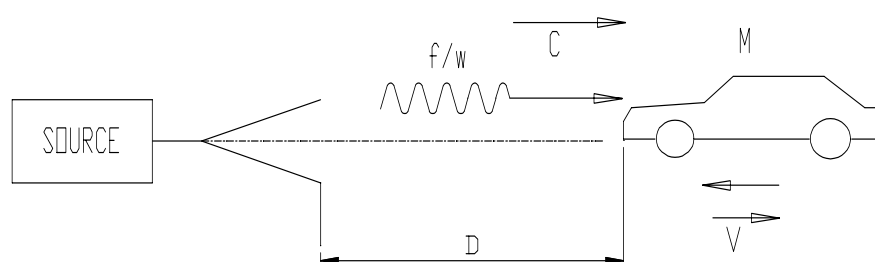


fig : 1

The time interval δt , needed for the transmitted wave to cover the source-target distance at the speed of light c is :

$$\delta t = D / c$$

With the target in displacement, distance D varies according to time.

If the wave transmitted by the source is in the form :

$$f(t) = \cos \omega t$$

The signal received by the target, δt later with

$$\delta t = D / c$$

will correspond to signal $f'(t)$ transmitted by the source :

$$f'(t) = \cos \omega \left(t - \frac{D}{c} \right)$$

i.e.

$$f'(t) = \cos \left(\omega t - \omega \frac{D}{c} \right)$$

Part of this signal, the echo, will be reflected toward the receiver;

During the return journey, the wave will go through a second phase-shift identical to the forward path phase-shift because the journey times will be identical.

The return signal, available at the receiver, is therefore in the form :

$$f''(t) = \cos \left(\omega t - 2\omega \frac{D}{c} \right)$$

The target speed of displacement " v " is constant, and very small compared to c ; so that if D_0 represents the source-target distance at moment " t_0 ", the distance covered between t and t_0 , can be expressed as follows :

$$D = D_0 \pm v(t - t_0)$$

The echo time function can be written at moment t , by bringing in the speed and direction of displacement of the target with respect to the source, in the following form :

$$f''(t) = \cos \left(\omega t - 2\omega \frac{D_0 \pm v(t - t_0)}{c} \right)$$

thus

$$f''(t) = \cos \left(\omega t - 2\omega \frac{D_0}{c} \pm 2\omega v \frac{t}{c} \pm 2\omega v \frac{t_0}{c} \right)$$

Note that in the previous relation, the expression $2\omega v / c$ represents the phase rotation " ω_d " brought in by the displacement of the target :

so we are able to write

$$f''(t) = \cos \left\{ (\omega \pm \omega_d)t - \left(2\omega \frac{D_0}{c} \right) \pm \omega_d t_0 \right\}$$

with

$$\omega_d = 2\omega v / c \quad (1)$$

and

$$f_d = \omega_d / 2\pi \quad . (2)$$

The frequency " f_d " is the DOPPLER FREQUENCY induced by the displacement of the target;

(1) and (2) allows us to write the relation

$$f_d = 2fv / c$$

which links:

The DOPPLER frequency	f_d
with the transmission frequency	f
with the speed of displacement	v
with the speed of light	c

4.9.3 Speed of displacement measurement

■ Composition :

- | | |
|-----------------------------------|------------------|
| - 1 GUNN diode oscillator : | OSG 100 |
| - 1 Ferrite isolator : | ISO 100 |
| - 1 Wavemeter : | OND 100 |
| - 1 Waveguide parallel detector : | DEG 100 |
| - 1 20 dB horn antenna : | ANC 100/20 |
| - 2 Waveguide support : | SUP 100 |
| - 1 Oscilloscope : | MTX 3252 |
| - 1 GUNN power supply : | CF 204 |
| - 1 Displacement simulator : | SDD 100 (Option) |
| - 1 Fastening adapter : | AFR 100 |

■ Activating the bench

The bench consists of a GUNN source having a sinusoidal frequency OSG 100 for transmission, combined with a DEG 100 waveguide parallel detector for detecting the DOPPLER frequency which will be displayed on an oscilloscope. An ANC 100/20 20 dB horn is used as transmitting and receiving antenna. An ISO 100 ferrite isolator between the oscillator and the detector prevents load variations caused by the latter from affecting the oscillator.

An OND 100 wavemeter placed after the source will be used for measuring the frequency (fig 2).

An SDD 100 displacement simulator (optional) will be placed on the transmitted wave path.

- Assemble the microwave components and connect up the CF 204 GUNN power supply and the oscilloscope as indicated below.
- Turn on the power supply and the oscilloscope.
- Make the measurements.

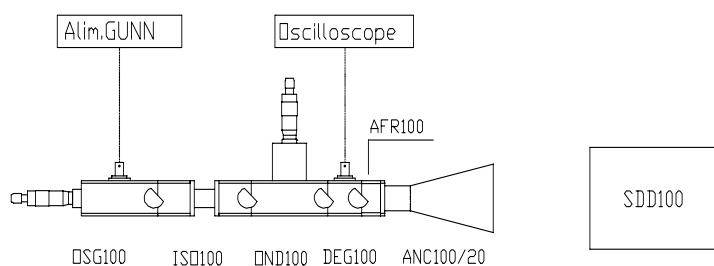


fig : 2

■ Manipulations

- Adjust the GUNN oscillator to 9 GHz.
- Adjust the vertical sensitive of the oscilloscope to 50mV/cm with continuous coupling to measure the voltage supplied to the detector.
- Adjust the frequency with the OND 100 wavemeter at 9 GHz and adjust the GUNN oscillator to obtain absorption on the oscilloscope screen when, at this exact moment, the frequency is 9 GHz.
- Move the wavemeter by at least 50 MHz.
- Start up the SDD 100 displacement simulator.

- Increase the sensitivity of the oscilloscope (AC coupling) until it is possible to study the sinusoidal trace of the DOPPLER frequency. By choosing the right scan speed, measure the period of the signal and work out the corresponding DOPPLER frequency. On the basis of this information, calculate the speed of displacement of the mobile unit in m/s, then km/h.
- The DOPPLER frequency measurements and the calculation of the speed of displacement can be made for different speeds of the mobile unit.

WAVEGUIDE PROPAGATION

4.10. DIRECTIVE COUPLER STUDY

4.10.1 Introduction

The manipulations that follow are designed to highlight the basic parameters of the couplers: coupling and directivity then the use of directive couplers to simply measure the standing wave ratio. These manipulations are valid both for the GCX 100 cross coupler and for the CDT 100 the directive hole coupler.

4.10.2 Theoretical reminders

■ Directive coupler

To evaluate the microwave power conveyed by a transmission line connecting a transmitter to an antenna, we use a directive coupler combined with a detector and indicator assembly. This measurement consists in sampling part of the incident wave independently of the energy reflected by the transmission line load impedance.

The directive coupler consists of:

- a waveguide with the main arm in series in the transmission line.
- a waveguide section, the auxiliary arm adjacent to the main arm, used for sampling the coupled energy.

One end of the auxiliary arm is used for connecting a detector system and the other is closed on a matched load absorbing the residual energy transmitted, due to coupler non-infinite directivity.

These two waveguides are coupled by holes, slots, crosses, etc, depending on the type of coupler. The two essential characteristics of the coupler are coupling and directivity.

■ Coupling

The main parameter of a directive coupler is coupling. Expressed in dB, it corresponds to the power ratio P1 picked up by the coupled output from the incident power P.

Coupling example :

Cross-type coupler coupling	> 20 dB to 60 dB
Hole coupler coupling	3 to 30 dB.

$$C(dB) = 10 \log \frac{P1}{P}$$

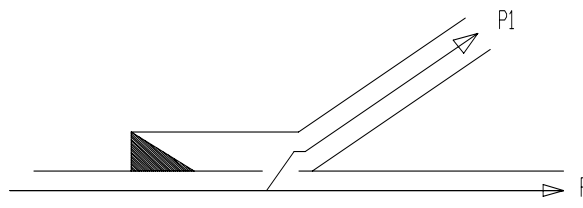


fig : 1

Coupling can be 3,10, 20, 30, 40,60 dB, depending on the use.

There are low coupling value (in dB) couplers used for transmitting energy to RF mixer heads used in radar. These hybrid couplers halve the received energy and are called "dividers" or "splitters".

■ **Electromagnetic coupling**

In the case of coupling by holes in the axis of the long side of a waveguide, the distribution of the electric field in the auxiliary waveguide near the hole is similar to that which would be produced by an electric dipole whose moment is parallel to the electric field of the main waveguide and in the same direction.

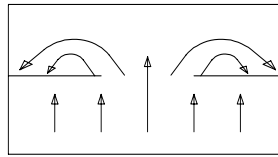
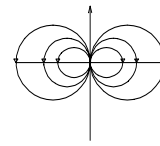


fig : 2



equivalent dipole

Similarly, the magnetic field in an auxiliary waveguide behaves as if the hole were radiating like a magnetic dipole whose moment is parallel to the transverse magnetic field of the main waveguide, but this time, in the opposite direction.

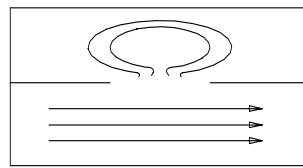
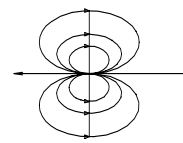


fig : 3



equivalent dipole

It is the change of direction that cancels the wave in one of the directions of the coupler auxiliary arm, creating the coupler directivity.

■ **Directivity**

Directivity is also evaluated in dB. It expresses the relative quantity of coupled power P1 with respect to the return power P2 transmitted to the auxiliary arm. Therefore, it can be considered as a measurement of coupling quality. The higher the directivity, the better the quality of the coupler.

Directivity example:

Cross-type coupler directivity ≈ 15 to 20 dB.

Hole coupler directivity ≈ 20 to 40 dB.

$$D(\text{dB}) = 10 \log \frac{P1}{P2}$$

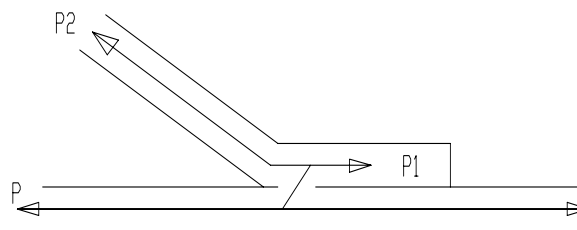


fig : 4

A coupler having high directivity is barely sensitive to the energy received by reflection on the load impedance of the transmission line.

4.10.3 Coupler experimentation

■ Composition :

- 1 Cross coupler:	GCX 100	or 1 directive hole coupler:	CDT 100/20
- 1 Iris 20 and 30 :	IRIS 100	or 1 Iris 30 dB :	ICDT 100/30
- 1 oscillator :	OSG 100		
- 1 ferrite isolator :	ISO 100		
- 1 PIN modulator :	MOD 100		
- 1 micrometer attenuator:	ATM 100		
- 1 calibrated attenuator :	ATC 100		
- 1 waveguide/coaxial transition:	TGN 100		
- 1 measurement sensor:	DEN 100	or 1 thermocouple probe:	ST 613
- 2 matched loads:	CHG 100		
- 3 waveguide supports:	SUP 100		
- 1 measurement indicator. :	IR 205	or 1 powermeter:	MH 600
- 1 Gunn power supply:	CF 204		

■ Starting up the bench

The bench consists of an OSG 100 Gunn diode oscillator. The microwave unit is modulated by 1 kHz square signals using a MOD 100 - PIN diode modulator. An ISO 100 ferrite isolator placed between the oscillator and the pin diode modulator prevents load variations caused by the latter from reacting on the oscillator. A set of 2 ATM 100 and ATC 100 attenuators controls the level and allows attenuation measurements to be made

- In succession, we will be studying the GCX 100 cross coupler and the CDT 100 hole coupler. These couplers are removable and an effort will be made to investigate the various forms of coupling openings by exchanging the coupling irises (IRIS 100 and ICDT 100/20 and /30).
- Assemble the microwave components forming the bench, connecting the IR 205 SWR indicator as indicated below.
- Power the CF 204 Gunn power supply and the IR 205 SWR indicator.
- Proceed with the measurements.

■ Coupling measurement

Set up as indicated below (figure 5). (connect the coupler in compliance with the direction shown by the arrow).

The following components must be mounted on the coupler arm as mentioned below:

- 1) The TGN 100 waveguide-coaxial transition and the DEN 100 detector on the coupled output (2)¹, [4]².
- 2) The loads (3) and (4), [3].

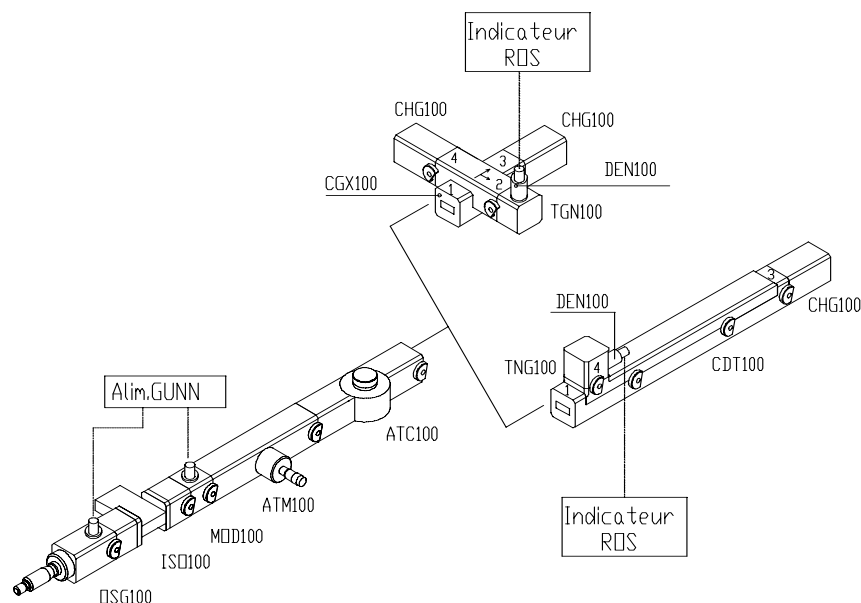


fig : 5

¹ (x) : CGX100. Output

² [x] : CDT100. Output

x : see on the figure, the corresponding position.

- Set the ATC 100 attenuator to 0 dB and adjust the ATM 100 attenuators to obtain correct deflection on the galvanometer of IR 205.
- Read the indication given on IR 205.
- Then set up as indicated in the following figure (fig 6).

The following components must be mounted on the coupler arm as mentioned below:

- 1) The TGN 100 waveguide-coaxial transition and the DEN 100 detector on the coupled output (3)¹, [3]².
- 2) The loads (2) and (4), [4].

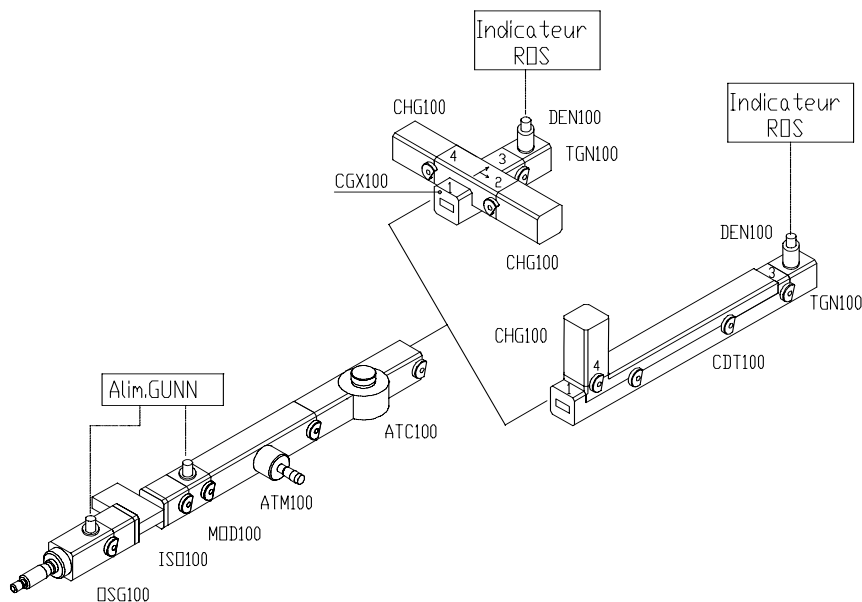


fig : 6

- Adjust the ATC 100 attenuator to bring the indication on the galvanometer of IR 205 to the mark obtained with the previous set up.
- On the dial of the ATC 100 attenuator, read the attenuation corresponding to the measured coupling value.

These manipulations can be carried out at several frequency points to check whether the coupling is constant as a function of the frequency.

¹ See notes, § 4.10.3 coupler expérimentation.

² See notes, § 4.10.3 coupler expérimentation.

■ **Directivity measurement**

Set up as shown below (fig 7):

The following components must be mounted on the coupler arm as mentioned below:

- 1) The TGN 100 waveguide-coaxial transition and the DEN 100 detector on the coupled output (4)¹, [4]².
- 2) The loads at (2) and (3) [1].

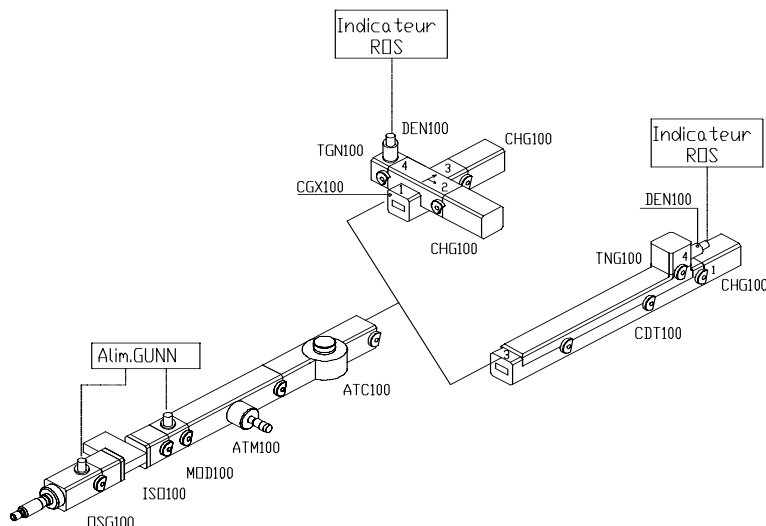


fig : 7

- Set the ATC 100 attenuator to 0 dB and read the indication on the galvanometer of IR 205.
- Locate the deflection obtained on the galvanometer.

Set up as indicated below (fig 8) :

The following components must be mounted on the coupler arm as mentioned below:

- 1) The TGN 100 waveguide-coaxial transition and the DEN 100 detector on the coupled output (3), [3].
- 2) The loads at (2) and (4), [4].

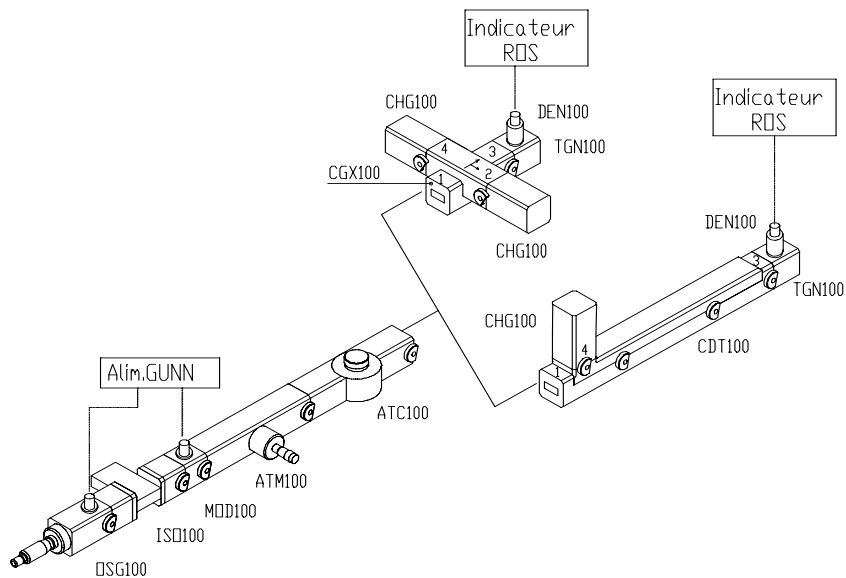


fig : 8

¹ See notes, § 4.10.3 coupler experimentation.

² See notes, § 4.10.3 coupler experimentation.

- Adjust the ATC 100 attenuator to bring the indication of the galvanometer to the mark obtained with the previous assembly and read directly the attenuation corresponding to the desired directivity.

These manipulations can be carried out at several frequency points to check whether the coupling is constant as a function of the frequency.

NOTE: It is necessary to use a sensitive measurement range on SWR indicator to obtain a legible deviation on the galvanometer .

4.11. STUDY OF FERRITE ISOLATOR AND CIRCULATOR

4.11.1 Introduction

The purpose of this series of manipulations is to highlight the installation and switching properties of the ferrite devices. They are described for the ferrite circulator.

Experimentation on a ferrite isolator is similar to that of a circulator but replacing in the setup the circulator by the isolator to be investigated.

4.11.2 Theoretical reminders

■ General :

The ferrite consists of magnetic iron oxides to which are added other components such as Yttrium, Nickel or Manganese.

High resistivity and permeability allow microwave use.

The magnetic properties of the ferrites are linked directly to the magnetic moments of the spins themselves due to the fact that each atom includes unmatched electrons.

If the ferrite is placed in a magnetic field, the orientation of the magnetic moments of the atoms is modified.

The magnetization created in this way is proportional to the outside magnetic field until saturation is achieved.

The permeability of a saturated ferrite changes according to the magnetization direction: this property is used in microwave applications to obtain components having directional characteristics, like circulators or isolators.

■ The circulator :

The circulator consists of three waveguide sections connected to form a Y and terminating in connecting flanges at their free ends.

The bar of ferrite and the middle of the junction is used for directing the microwave energy in a privileged direction, when magnetized by an outside magnetic field "H" : see the figure below

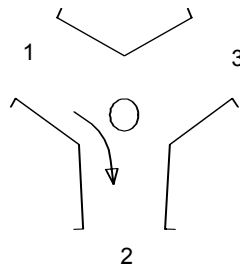


fig : 1

Accordingly, microwave energy injected at the input (1) is encountered at the output (2) only.

Similarly, by circular changeover, the energy injected at (3) or (2) is found at (1) or (3).

For instance, the circulator isolates the receiver from the transmitter when it is coupled with the same antenna.

■ The isolator :

The ferrite isolator consists of a straight waveguide section both ends of which are provided with a connecting flange.

A (cylindrical) piece of ferrite, placed on the inside, is magnetized by an outside magnetic field "H"..

The ferrite isolator allows the microwave energy to pass in one direction but opposes it, by absorbing it, in the other direction.

A circulator can be used as an isolator when it is necessary to transmit microwave energy from input (1) to output (2), as long as the output (3) is closed on a matched load.

The ISO 100 isolator supplied with the BDH R 100 bench is of this type.

4.11.3 Experimentation

■ Composition :

- | | | | |
|------------------------------------|---------|--------|------------------------------|
| - 1 Gunn oscillator : | OSG 100 | | |
| - 1 ferrite isolator : | ISO 100 | | |
| - 1 PIN modulator : | MOD 100 | | |
| - 1 micrometer attenuator : | ATM 100 | | |
| - 1 calibrated attenuator: | ATC 100 | | |
| - 1 ferrite circulator : | CIR 100 | and/or | 1 isolator: ISO 100 |
| - 3 fastening adapters : | AFR 100 | | |
| - 1 matched load : | CHG 100 | | |
| - 1 waveguide/coaxial transition : | TGN 100 | | |
| - 1 measurement sensor : | DEN 100 | or | 1 thermocouple probe: ST 613 |
| - 3 waveguide supports : | SUP 100 | | |
| - 1 measurement indicator : | IR 205 | or | 1 powermeter: MH 600 |
| - 1 Gunn power supply: | CF 204 | | |

■ Starting up the bench

The components used for performing the experiments that follow are, in their great majority, BDH R100 basic bench components.

- Set up the microwave components and connect the CF 204 power supply, the IR 205 SWR indicator, or the MH 600 + ST 613 powermeter and ST 613 thermocouple probe as shown below (fig. 2).
- Power up the CF 204 Gunn power supply, IR 205 SWR indicator or the powermeter.
- Proceed with the measurements.

■ Insertion loss measurement

In the following case, use either a CIR 100 circulator (or an ISO 100 isolator).

Set up as shown in figure 2.

(the unused output (3) of the circulator is closed on a matched load CHG 100).

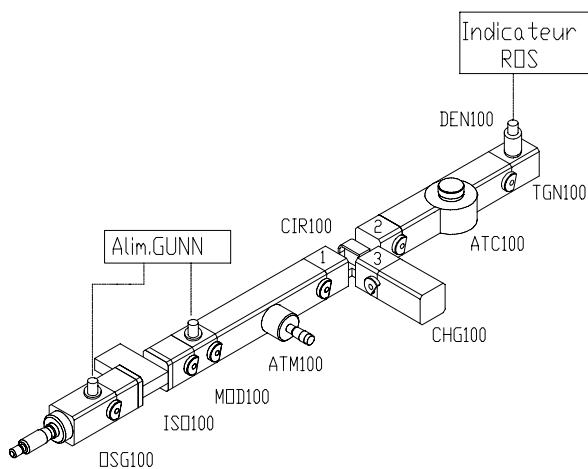


fig : 2

- Power up the OSG 100 Gunn oscillator and adjust the operating frequency to approximately 9 GHz.
- Using the variable attenuator ATM 100, adjust the power measured by the MH 600 powermeter to obtain 0 dB (relative mode)
- Remove the CIR 100 circulator and measure the power available at the output of the variable attenuator ATM 100.
- Read directly in dB on MH 600 the circulator insertion loss.
- Transfer this value to a graph representing the insertion loss of the circulator according to the frequency and make the measurement again for other frequencies included between 8.5 GHz and 9.6 GHz.
- Begin the experiment in the direction (3) --> (1), then (2) --> (3).

■ **Insulation measurement**
Set up as shown in figure 3.

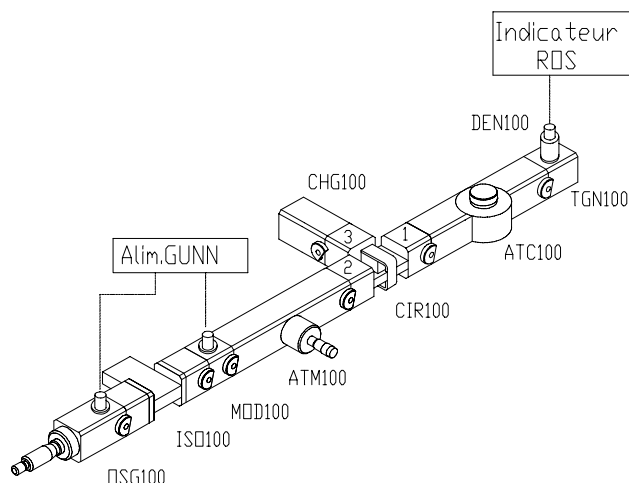


fig : 3

- Set the precision attenuator ATC 100 to 0dB ;
- Power up the OSG 100 Gunn oscillator and adjust the operating frequency to approximately 9 GHz.
- Tune the 1 kHz modulation frequency to obtain the best possible measurement sensitivity on the IR 205 SWR indicator or MH 600 powermeter.
- Adjust the attenuation generated by the variable attenuator ATM 100 to obtain a reference indication I_0 on IR 205 (or MH 600).
- Remove the circulator and adjust the attenuator ATC 100 to obtain the deflection I_0 again.
- The attenuation value given by ATC 100 corresponds to the isolation of the circulator CIR 100.
- Transfer this value to a graph representing the insertion loss of the circulator according to the frequency and make the measurement again for other frequencies included between 8.5 GHz and 9,6GHz.
- Begin the experiment in the direction (3) --> (2), then (1) --> (3).

4.12. DIELECTRIC STUDY

4.12.1 Introduction

The order of magnitude of the dielectric constant of most materials habitually used for microwave applications is known but it is sometimes necessary to measure this constant accurately. In addition, the dielectric constant of some materials, like composites or ceramics, is not necessarily known and has to be estimated by experiment.

The same applies to the loss tangent.

4.12.2 Theoretical reminders

■ Dielectric constant of the dielectric medium

The electric fields \vec{E} and magnetic fields \vec{H} propagate in a perfect dielectric (conductivity $\sigma = 0$) that is not limited (free space), in conformity with the following equations, deduced from those of MAXWELL.

$$\Delta \vec{E} - \mu\epsilon \frac{\delta^2 \vec{E}}{\delta t^2} = 0$$

$$\Delta \vec{H} - \mu\epsilon \frac{\delta^2 \vec{H}}{\delta t^2} = 0$$

These equations, referred to as wave equations, are obtained by applying conventional mathematical identity:

$$\text{rot} \cdot \text{rot} \cdot \vec{A} = \text{grad} \cdot \text{div} \cdot \vec{A} - \Delta \vec{A}$$

with the following system of equations:

$$\text{rot} \cdot \vec{E} = -\mu \frac{\delta \vec{H}}{\delta t}$$

$$\text{rot} \cdot \vec{H} = -\epsilon \frac{\delta \vec{E}}{\delta t}$$

where $\text{div} \cdot \vec{E} = 0$ and $\text{div} \cdot \vec{H} = 0$

MAXWELL's equation in the absence of free loads and conduction current, in a non conductive medium.

In the harmonic configuration the time dependence of the fields results in a factor $e^{j\omega t}$; these equations are written:

$$\begin{aligned} \Delta \vec{E} + k^2 \vec{E} &= 0 \\ \Delta \vec{H} + k^2 \vec{H} &= 0 \end{aligned}$$

with $k^2 = \omega^2 \epsilon\mu$

■ Loss angle

For a conductivity dielectric that is not zero, σ , the MAXWELL-AMPERE equation in the harmonic configuration is written:

$$\text{rot} \cdot \vec{H} = (\sigma + j\omega\epsilon) \vec{E}$$

hence :

$$\sigma \ll \omega\epsilon$$

The second member is written :

$$j\omega \left(\epsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \right) \vec{E}$$

If we set:

$$\tilde{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega}$$

$\tilde{\varepsilon}$ is a complex magnitude giving the form :

$$rot. \vec{H} = j \omega \tilde{\varepsilon} \vec{E}$$

The $tg \delta = \varepsilon'' / \varepsilon'$ ratio is the loss factor or tangent of loss angle δ .

In current dielectrics, this loss factor is on the order of: 10^{-3} to 10^{-4}

4.12.3 Experimenting with dielectrics

■ Composition :

- 1 Gunn oscillator :	OSG 100		
- 1 ferrite isolator :	ISO 100		
- 1 PIN modulator :	MOD 100		
- 1 straight waveguide :	GD 100/180		
- 1 slotted line :	LAF 100		
- 1 matched load :	CHG 100		
- 1 Wavemeter :	OND 100		
- 1 dielectric kit :	KED 100		
- 1 micrometer attenuator :	ATM 100		
- 1 calibrated attenuator :	ATC 100		
- 3 waveguide supports :	SUP 100		
- 1 measurement sensor :	DEN 100	or 1 thermocouple probe:	ST 613
- 1 Gunn power supply :	CF 204		
- 1 measurement indicator. :	IR 205	or 1 powermeter:	MH 600

■ Dielectric study bench activation

An OSC 100 oscillator generates the microwave. It is modulated (1 kHz) by a modulator MOD 100. An ISO 100 ferrite isolator placed between the oscillator and the modulator prevents the load variations caused by the latter from reacting on the oscillator. An ATM 100 attenuator checks the level and an OND 100 wavemeter allows the frequency to be measured.

LAF 100 slotted line is used for determining the SWR and the electric field maximum and minimum positions in the waveguide.

A straight section of waveguide, GD 100/180, terminating by a CC 100 short-circuit is used for inserting the samples to be tested.

4.12.3.1. Measurement of dielectric constant (small parallelepipedic samples)

Method of short-circuit line (short parallelepipedic samples)

Set up the microwave components and connect the slotted line detector LAF 100 to the IR 205 indicator.(fig. 1)

Power the CF 204 Gunn power supply and the IR 205 SWR indicator.

Proceed to measurement.

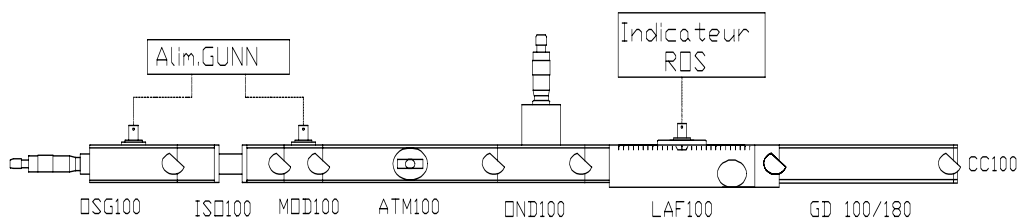


fig : 1

The sample is a parallelepipedic sized to match the straight section of the waveguide. Adjustment is made particularly carefully along the longest side of the waveguide. Finally, the sample must be brought into perfect contact with the short-circuit terminating the waveguide

Measurement method

CAUTION !

Prevent the complete depression of the slotted line plunger (leave a 4 mm clearance) so as to prevent a high SWR from being combined with the phenomenon to be studied.

With the sample absent, locate accurately the 0 position of the standing wave. The introduction of a sample will cause this point to move in the direction of the short-circuit. Let Δ be the measurement movement value.

The parameter U is obtained by means of the following equation:

$$U = \frac{\Delta + d}{\lambda_g} \quad (1)$$

where d is the thickness of the sample and λ_g the wavelength in the waveguide in the absence of a dielectric.

Then V is given by the equation:

$$\frac{\text{tg } 2\pi V}{V} = \frac{\lambda_g}{d} \text{tg } 2\pi U \quad (2)$$

and K, the dielectric constant is given by :

$$V = \frac{d\sqrt{K - p}}{\lambda} \quad (3)$$

where

$$p = \left[\frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right]^2$$

with: λ_0 = the wavelength in the air

λ_c = the waveguide cut-off wave length without a dielectric

The equation (2) is expressed graphically by a curve: $\frac{\text{tg } x}{x}$

Measurement accuracy

The quantities d and λ can be obtained accurately without excessive difficulties using a calibre gauge (for d) and a wavemeter (for λ).

The d/ λ ratio is therefore known. The error U depends on the precision of the measurement of Δ and λ_g

4.12.3.2. Slotted live method (slotted samples) parallelepipedic

The composition of the bench is the same as previously (fig. : 1)

Measurement method

CAUTION !

Prevent the complete depression of the slotted line plunger (leave a 4 mm clearance) so as to prevent a high SWR from being combined with the phenomenon to be studied.

Using the LAF 100 slotted line, locate in the position of the maxima so as to deduce λ in the air then insert the sample into the slotted line and make new measurements so as to obtain λ_{gd} in the dielectric.

It is impossible to calculate : $\varepsilon = \left[\frac{\lambda_g}{\lambda_{gd}} \right]^2$

With: λ_{gd} = wavelength with dielectric

4.12.3.3. Measurement of loss angle (long beveled sample)

Modify the previous setup (fig: 1) to make it compliance with the setup shown below (fig. :2)

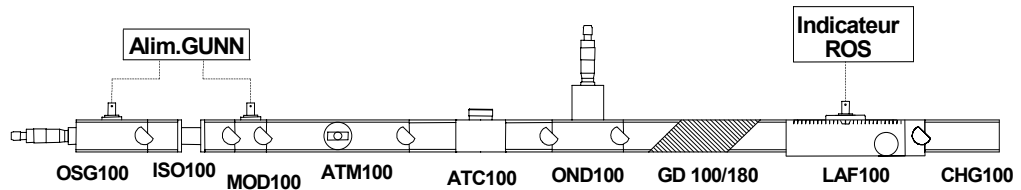


fig :2

Measurement method

The sample is inserted into the waveguide whose perception is a parallelogram enabling the wave to enter or exit the dielectric by gradual impedance variation and generating only very slight reflection. It is essential that the sample bevels on between the two larger surfaces. Otherwise, propagation in mode TE_{02} would exist in the waveguide filled with the dielectric.

After inserting the sample, the wave is attenuated in the ratio A and B is measured directly in dB.

The value is measured by means of the calibrated attenuator ATC 100, making it possible to return to the level read on the powermeter before the insertion of the sample.

We obtain $tg\delta$ through the equation :

$$tg \delta = \frac{\lambda \sqrt{K - p \log_e A}}{ndk}$$

in which d is the length of the sample (equivalent to that of a parallelepipedic section having the same volume).

This equation only applies to low values of $tg\delta$.

The value A is the ratio between the electric field before and after passing through the sample measured in dB.

Let this measurement be P_{dB} .

$$P_{dB} = -20 \log_{10} A = -20 \times 0,4343 \log_e A$$

hence

$$\log_e A = -0,115 P_{dB}$$

and

$$tg \delta = 0,0366 \frac{\lambda \sqrt{K - p}}{ndk} P_{dB}$$

~00~



05 – 2003

Code 689792A00 – Ed. 1

China - Shanghai Pujiang Enerdis Inst. CO. LTD - 5 F, 3 Rd buildind, n°381 Xiang De Road 200081 SHANGHAI. Tél : (021) 65 08 15 43 - Fax : (021) 65 21 61 07
Deutschland - Straßburger Str4 - 77694 KEHL/RHEIN - Tél : (0785 1) 99 26-0 - Fax : (07851) 99 26-60
España - C/ Roger de Flor N°293 - Planta 1 - 08025 BARCELONA - Tél : (93) 459 08 11 - Fax : (93) 459 14 43
Italia - Via Sant' Ambrogio, 23/25 - 20050 BAREGGIA DI MACHERIO (MI) - Tél : (039) 245 75 45 - Fax : (039) 481 561
Liban - P.O BOX 60-154 - 1241 2020 Jal el dib - BEYROUT - Tél : +961 1 890 425 - Fax : +961 1 890 424
Österreich - Slamastrasse 29 / 3 - 1230 WIEN - Tél : (1) 61 61 9 61 - Fax : (1) 61 61 9 61 61
Schweiz - Einsiedlerstrasse 535 - 8810 HORGEN - Tél : (01) 727 75 55 - Fax : (01) 727 75 56
UK - Waldeck House - Waldeck Road - MAIDENHEAD SL6 8BR - Tél : 01628 788 888 - Fax : 01628 628 099
USA - d.b.a AEMC Instruments - 200 Foxborough Blvd, Foxborough, MA 02035 - Tél : (508) 698-2115 - Fax : (508) 698-2118

190, rue Championnet - 75876 PARIS Cedex 18 – FRANCE
Tél : (33) 01 44 85 44 85 - Fax : (33) 01 46 27 73 89 - www.chauvin-arnoux.fr