

Zeitschrift: Pionier : Zeitschrift für die Übermittlungstruppen
Herausgeber: Eidg. Verband der Übermittlungstruppen; Vereinigung Schweiz. Feld-
Telegraphen-Offiziere und -Unteroffiziere
Band: 39 (1966)
Heft: 12

Rubrik: Funk und Draht

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 02.02.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Notions sur les vocoders

E. Paris, IBM

Bei den nachstehenden Artikeln handelt es sich um Vorträge, die während des Wintersemesters 1965/66 im Rahmen der Vorlesung «Krieg im Äther» an der Militärwissenschaftlichen Abteilung und der Freifächerabteilung der Eidg. Technischen Hochschule gehalten wurden. Leiter dieser Vorlesung ist der Waffenchef der Uebermittlungstruppen, Herr Oberstdivisionär E. Honegger.

1. Méthodes de compression des signaux

En téléphonie classique, la parole est transmise par un signal électrique qui est la réplique du signal acoustique.

Si la parole devait être transmise sous la forme d'une transmission digitale — PCM par exemple — on estimerait aisément la vitesse à atteindre. En limitant la parole à un spectre de 3000 Hz et en se fixant une précision de l'ordre de 1 à 2 % sur l'amplitude du signal en fonction du temps, le nombre de bits par seconde sera donné par:

Fréquence d'échantillonnage $2 \times 3000 = 6000/\text{sec}$.

Nombre de niveaux 64, soit 6 bits.

Soit, au total, $6000 \times 6 = 36\,000$ bits/sec.

Inversement, si l'on utilise la formule de Shannon,

$C = 2f_M \log_2(1 + S/N)$ pour définir le canal de transmission capable de véhiculer 36 000 bits, on constate qu'il est caractérisé par une bande passante de 3000 Hz avec un rapport signal à bruit en puissance de 30 dB.

$C = 2 \times 3000 \log_2(1 + 1000) \approx 30\,000$ bits/s.

Mais si l'on considère le taux d'information de la parole selon la manière dont elle est émise, l'on obtient un taux considérablement plus faible. Ainsi pour un langage utilisant 40 phonèmes dont nous supposons que la probabilité d'apparition est égale, le nombre de bits d'information est de 5,5 environ. En tenant compte du fait que l'appareil vocal n'est capable que de prononcer 10 phonèmes par seconde, la vitesse d'information est de 55 bits/sec.

Il y a donc une différence considérable entre le taux d'information nécessaire pour transmettre le signal vocal et celui qui est généré au niveau du mécanisme vocal.

Le signal vocal est donc particulièrement redondant et la difficulté réside dans la recherche des 55 bits de base parmi les 36 000 bits délivrés par l'échantillonnage temporel du signal vocal.

Cette redondance apparaît d'abord dans l'individualité du speaker qui, d'une manière continue, impose son identité et décrit son état émotionnel. Un autre aspect de la redondance se trouve dans les sons prolongés où une même forme d'onde est répétée plusieurs fois. Enfin, l'on peut dire aussi que le signal vocal n'utilise pas en permanence l'étendue maximum de son spectre.

Les méthodes de compression de la bande de fréquence du signal vocal tiendront compte de ces facteurs pour obtenir des gains sensibles sur la vitesse de transmission.

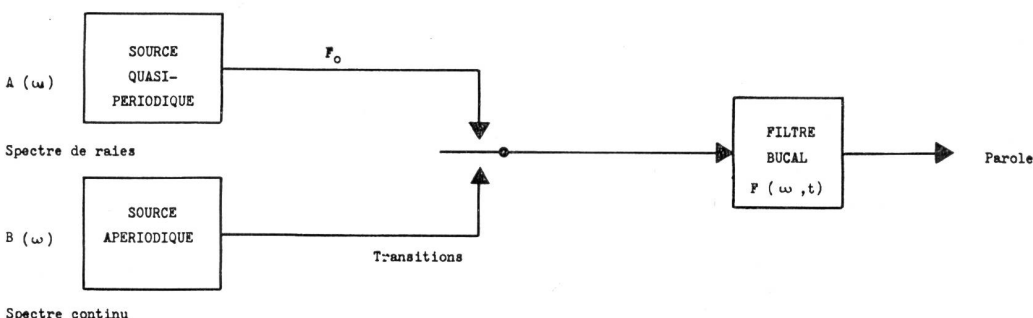


Fig. 1



Beilage zum «Pionier»
fachtechnischen Ausbildungsorgan
der Übermittlungstruppen

Parmi ces méthodes de compression, les principales sont:

- La compression dans le plan des temps ou dans le plan des fréquences.
Le taux de compression à espérer, pour une qualité donnée de la parole, n'excède pas 2 à 3.
En fait, ces méthodes n'utilisent pas à proprement parler les caractéristiques propres du signal vocal au lieu de sa création pour réduire le taux d'information. Ces méthodes sont applicables à n'importe quel type de signal.
- Méthode d'analyse et de synthèse continue.
Dans ces méthodes, le signal vocal est décrit en fonction de ses paramètres propres. Elles exploitent la redondance du signal là où elle se crée. Les taux de compression peuvent dans ce cas atteindre 10 à 20. Les vocoders sont le meilleur exemple de cette technique.
- Méthode d'analyse et de synthèse discrète.
De telles méthodes cherchent à décrire le signal vocal en le définissant à partir d'un groupe de sons élémentaires. Théoriquement elles devraient atteindre la limite possible de 55 bits.
Le «pattern matching vocoder» est représentatif de cette technique.

2. Le mécanisme vocal

Le modèle le plus simple du mécanisme vocal peut se résumer dans le schéma donné en figure 1.

La source A est constituée par l'ouverture et la fermeture des cordes vocales. La durée $1/F_0$ entre deux impulsions successives est la période fondamentale de la voix (Pitch). Sa valeur se situe environ de 50 Hz à 400 Hz. Cette période est constamment variable pour donner à la voix un aspect esthétique (Pitch contour). Une voix monocorde conservera cette période constante. Les voyelles sont créées à partir de la source A. La source B est constituée par l'éjection de l'air de la bouche sans l'usage des cordes vocales. C'est le cas dans les sons du type s, ch, f (fricatifs).

Les spectres d'énergie, constitués de raies pour la source A et continus pour la source B, sont modifiés par le filtre vocal $F(\omega, t)$ afin de créer le spectre final $A(\omega) \times F(\omega, t)$ ou $B(\omega) \times F(\omega, t)$ qui constituera la parole (figure 2).

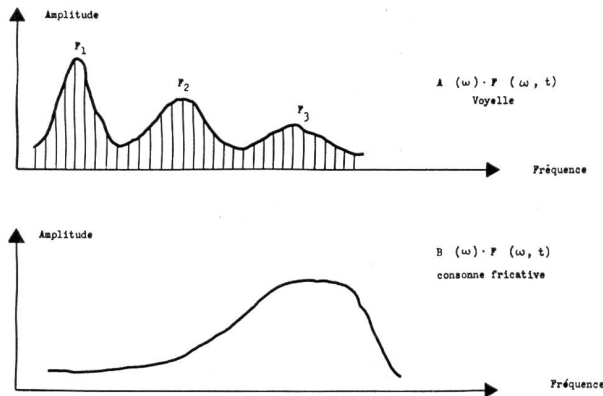


Fig. 2

Les maxima et minima du spectre de fréquences vocales sont respectivement appelés formants (F_1, F_2, F_3) et antiformants. Ils sont caractéristiques des sons qu'ils représentent. On peut admettre que la configuration de ces spectres de fréquences ne change d'une manière significative que toutes les 40 ms. La description du mécanisme vocal comprendra donc :

- la mesure de la quasi-périodicité de la source A ;
- les instants de transitions de la source A à la source B et vice versa ;
- la description de l'enveloppe du spectre instantané de fréquences, soit $F(\omega, t)$.

3. Les principaux types de vocoders

Le «Spectrum Channel Vocoder»

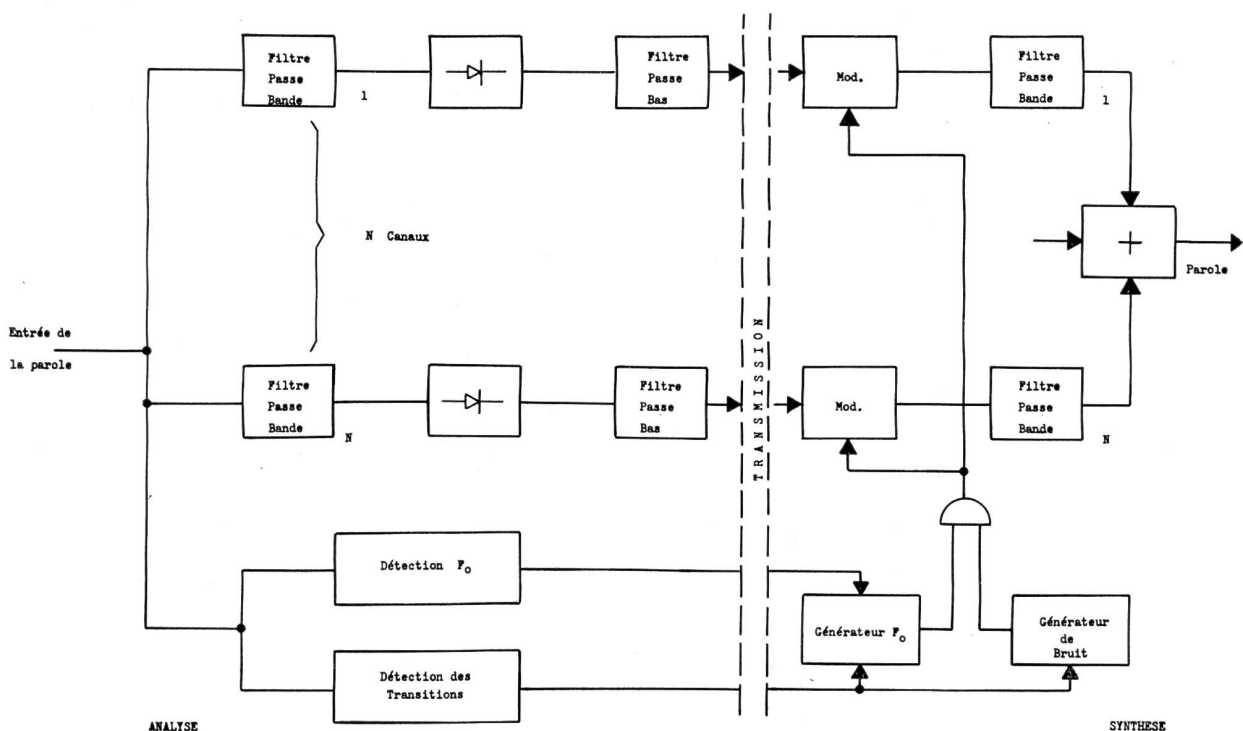
La première description du Vocoder — Voice Coder — a été donnée par Homer Dudley (Bell Telephone Laboratories) en 1928. Le terme vocoder a été étendu aujourd'hui à l'ensemble des systèmes d'analyse et de synthèse de la parole.

Le Spectrum Channel Vocoder comporte deux parties essentielles, l'une relative à la pseudo-fréquence fondamentale F_0 et aux transitions $A(\omega)/B(\omega)$, la seconde à l'enveloppe $F(\omega, t)$.

Dans la partie supérieure gauche de la figure 3, sont représentés les N canaux d'analyse. Chacun de ceux-ci comporte un filtre passe-bande, un redresseur et un filtre passe-bas. Le canal de rang j prélève une partie du spectre Δf_j , fonction du filtre passe-bande d'entrée, qui après redressement et intégration, décrira un point de l'enveloppe de $F(\omega, t)$, soit $[F_{\Delta f_j}(\omega, t)]$

Les circuits de détection de la pseudo-fréquence fondamentale et des transitions d'un mode à l'autre sont en général très complexes. Ils constituent la plus grande difficulté de l'analyse.

Parmi les principes les plus utilisés, laissant à part les méthodes de prélèvement directes comme le capteur du type laryngophone, on retrouve le filtrage plus ou moins complexe (filtre de poursuite, filtrage inverse), l'amplification non linéaire du signal vocal pour concentrer l'énergie au voisinage de la fréquence fondamentale; l'analyse spectrale fine, et enfin, tout récemment, la méthode apparue sous le vocable «Cepstrum».



457 Fig. 3

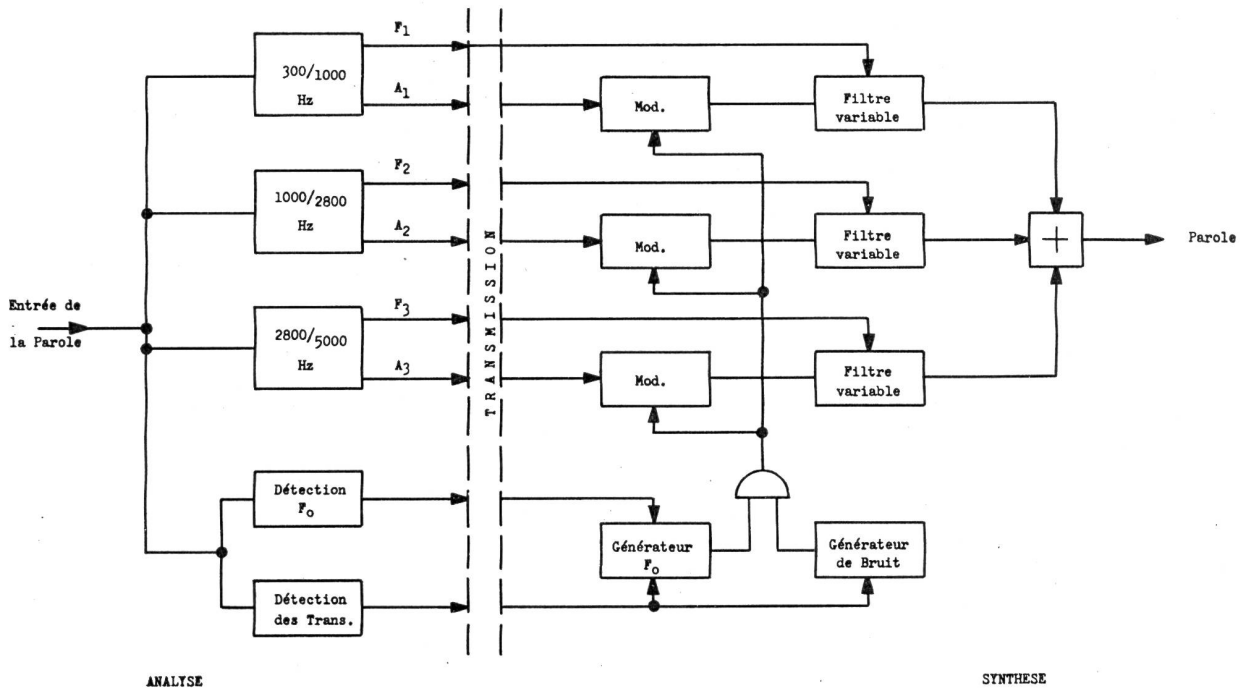


Fig. 4

Les circuits de détection des transitions sont plus ou moins liés aux précédents, mais leur rôle capital est de décider de l'instant de la transition. De la bonne définition de cet instant dépendra en partie la qualité de la parole qui sera reconstituée.

La recombinaison de la parole s'effectuera à l'aide d'un nombre identique de canaux comportant chacun un modulateur et un filtre passe-bande. En général, ce dernier est identique au filtre d'analyse (quant à sa bande passante).

Les filtres de synthèse peuvent être soumis à un régime impulsionnel dont l'amplitude est donnée par $|F_{\Delta f_j}(\omega, t)|$ et la récurrence par un générateur délivrant des impulsions à fréquence F_0 ou suivant un régime aléatoire, selon les transitions observées.

Des aménagements peuvent être apportés au «channel vocoder» qui vient d'être décrit afin d'en améliorer l'intelligibilité et le ton naturel, mais ils n'en modifient pas le principe. Une des faiblesses de ce type de vocoder due à l'imperfection de la mesure de la fréquence fondamentale est le ton rugueux de la voix reconstituée.

D'autre part, la segmentation — ou le manque de gradation — des modes d'excitation des filtres sous la conduite des transitions nuit aussi au caractère naturel de la voix.

Lorsque l'analyseur et le synthétiseur doivent être reliés par un canal de transmission, les méthodes classiques de modulation et multiplexage s'appliquent aisément. La transmission pourra être aussi bien digitale qu'analogique.

Le taux de compression d'information obtenu voisine 10 à 15. Les vitesses de transmission seront comprises entre 2000 bits/s et 5000 bits/s.

«Formant Tracking Vocoder»

«Le «formant tracking vocoder» est un équipement de compression qui exploite d'avantage que le «channel vocoder» la redondance de la parole. Par exemple, durant la prononciation d'une voyelle on supposera qu'un ensemble de trois circuits résonants est suffisant pour décrire le filtre vocal $F(\omega, t)$. Par conséquent, six paramètres seront transmis qui sont la position des trois formants (F_1, F_2, F_3), au long de l'axe des fréquences et leurs amplitudes respectives A_1, A_2, A_3 .

La figure 4 décrit un type de «formant tracking vocoder» dans lequel l'arrangement est fait en parallèle. Il existe d'autres équipements où l'arrangement est du type série.

Les circuits détecteurs de F_0 et des transitions sont identiques à ceux du «channel vocoder».

Des vitesses de transmission de 1200 bits/sec. peuvent être atteintes avec ce type de vocoder, mais la qualité est inférieure à celle du «channel vocoder». La raison est que bien des sons ne peuvent se représenter simplement par trois résonances, c'est le cas des semi-voyelles (r, l) et des nasales (n, m).

Pour pallier ce défaut, des améliorations peuvent être apportées, notamment en augmentant le nombre de paramètres à transmettre et en utilisant des circuits spéciaux pour les consonnes nasales, mais la vitesse de transmission sera augmentée.

Le «voice-excited vocoder» (V.E.V.)

Le manque de naturel des deux vocoders précédents a son origine dans l'imperfection des circuits de détermination de F_0 et des transitions.

Le siège de ces difficultés réside dans le fait que F_0 peut couvrir une gamme très large dans des conditions très varia-

bles d'amplitude. De plus, les phénomènes de réverbération, de bruit ambiant sont une source considérable d'erreurs.

Aussi a-t-il été dépensé beaucoup d'imagination pour contourner ces difficultés. Une solution élégante a été proposée par les Laboratoires de la Bell Telephone (Schroeder et David) sous le nom de «voice-excited vocoder». Le principe consiste à tronquer le signal vocal en deux spectres. Le premier (300—900 Hz) — la bande de base — sera transmis sans compression tandis que le second (1000—3500) sera analysé, par exemple, avec l'une des méthodes décrites ci-dessus.

Au niveau de la réception, la bande de base est traitée suivant un processus non linéaire, afin de la transformer en un spectre plat, $F(\omega) = \text{cte}$, sur l'étendue du spectre vocal (fig. 5).

L'effet de limitation dans le V.E.V. permettra de reproduire automatiquement la transition des modes d'excitation. Si la pseudo-fréquence fondamentale F_0 disparaît, le signal devient ou apériodique — spectre continu — ou zéro; les transitions seront donc beaucoup plus graduelles que dans les vocoders traditionnels.

La figure 6 montre un diagramme du V.E.V.

Les vitesses de transmission nécessitées par le V.E.V. sont voisines de 10 000 bits/s. On le voit aisément dans l'exemple suivant:

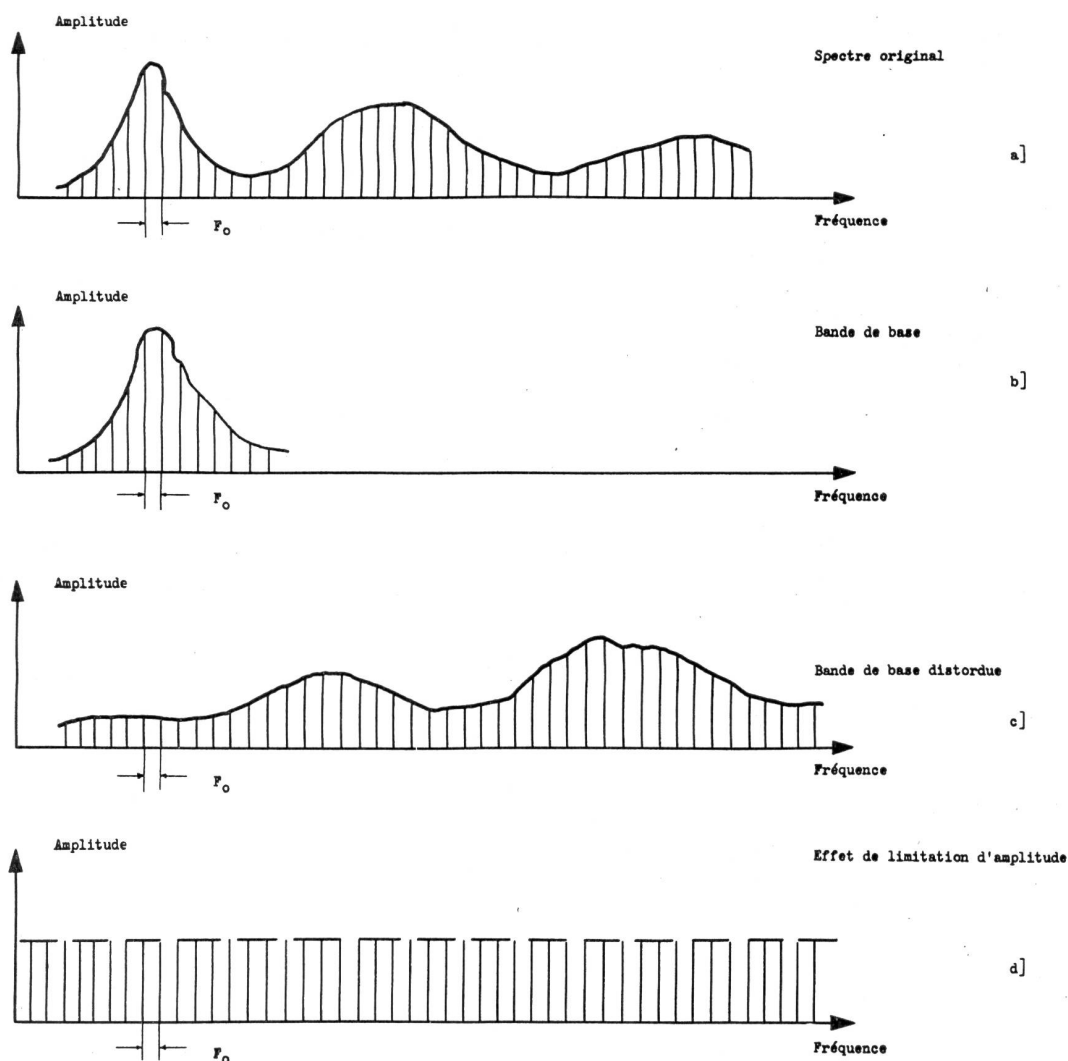
- bande de base: 300—900 Hz soit 7200 bits/s pour une quantification à 16 niveaux;
- spectre supérieur: pour un ensemble de 15 filtres suivit de filtres passe-bas ayant une fréquence maximum transmise de 25 Hz, et pour une quantification à 8 niveaux, on trouve 2250 bits/s soit un total de 9450 bits/s.

Différents types de vocoders

Auto-corrélation vocoder (fig. 7)

Le «channel vocoder» montre que l'intelligibilité du signal vocal $f(t)$ est transportée par l'amplitude du spectre instantané de fréquence $F(\omega, t)$.

La description de ce spectre est obtenue par un ensemble de filtres passe-bande. Mais toute description équivalente de la fonction désirée sera acceptable. C'est ainsi que la transfor-



459 Fig. 5

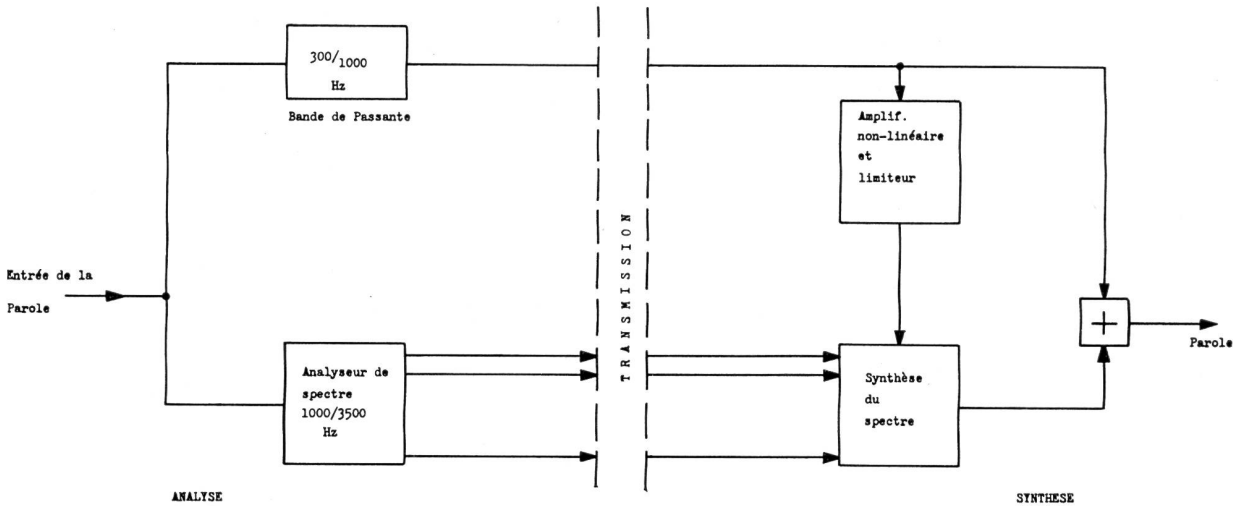


Fig. 6

mée de Fourier relie simplement le spectre d'énergie d'un signal $F(\omega, t)$ à sa fonction d'autocorrélation $\zeta(\tau, t)$. On pourra donc à partir d'une analyse du signal dans le plan des temps décrire l'amplitude du spectre instantané du signal par sa fonction d'autocorrélation instantanée. Toutefois, une légère transformation sera nécessaire pour que la fonction d'autocorrélation décrive $F(\omega, t)$ et non $F(\omega, t)^2$.

Dans ce type de vocoder, la détermination de la fréquence fondamentale et des transitions, s'opère comme dans un «channel vocoder».

Des filtres passe-bas limiteront le spectre de $\varphi(\tau_i)$ à 25 Hz environ. Le nombre N de prises sur la ligne à retard sera déterminé en fonction du théorème d'échantillonnage. Si par exemple le signal vocal est analysé par tranche de $\Theta = 5$ ms,

et si l'on admet que la fréquence maximum f_c transportée par le signal vocal est de 3000 Hz:

$$N = 2 \Theta f_c = 2 \times 3000 \times 5 \cdot 10^{-3} = 30.$$

Pour restituer le signal, une ligne à retard identique est utilisée: elle opérera la somme des produits des fonctions $\varphi(\tau_i)$ par la source d'excitation. Afin de rendre à la fonction d'autocorrélation sa symétrie temporelle, la ligne à retard sera ouverte à une extrémité.

Le taux d'information obtenu après analyse est à peu près équivalent à celui d'un «channel vocoder».

Le «Pattern Matching Vocoder»

Ce vocoder procède à une analyse discrète du spectre vocal instantané.

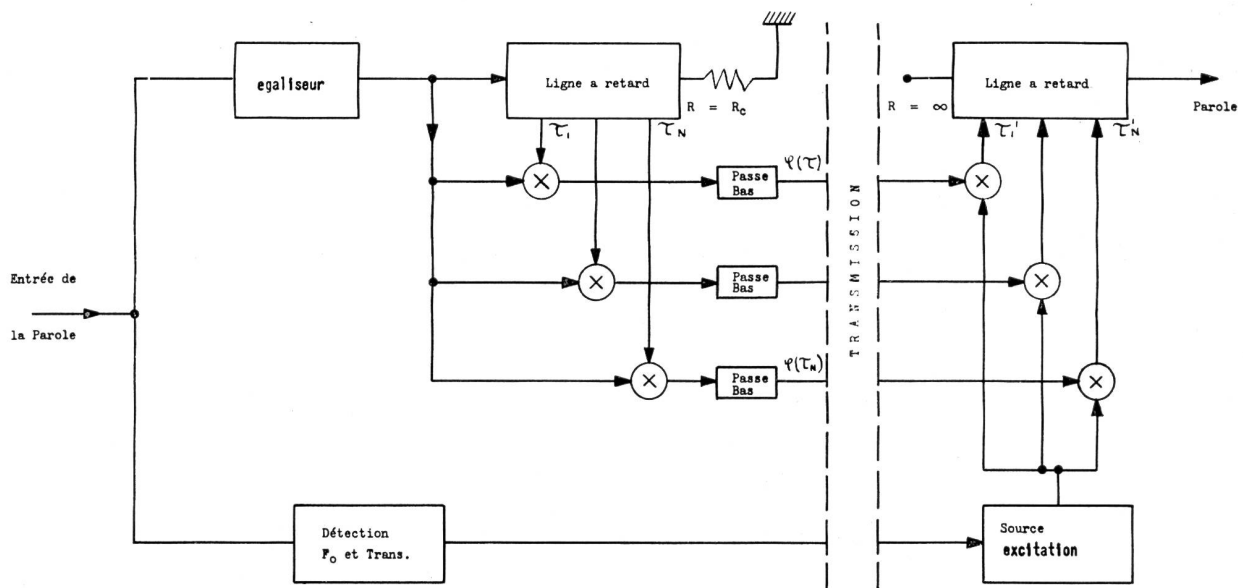


Fig. 7

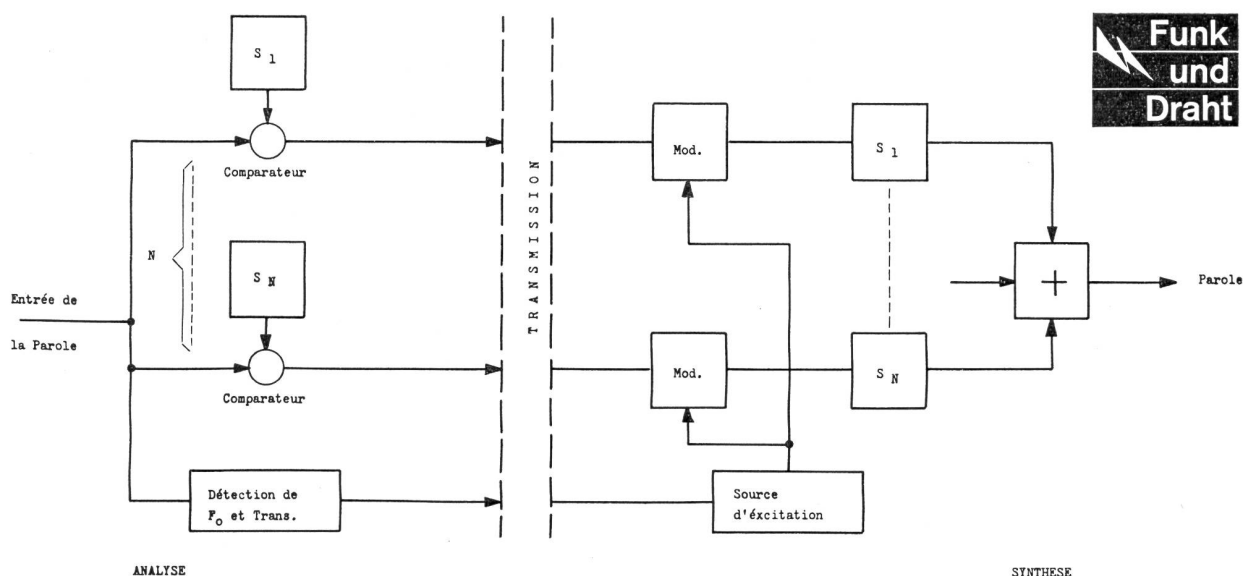


Fig. 8

Le spectre vocal est comparé à un ensemble de N spectres prédéterminés parmi lesquels on recherche celui qui délivre le taux de corrélation maximum. Un code est associé à chaque spectre prédéterminé (fig. 8).

La détection de F_0 et des transitions est identique à celle du «channel vocoder».

Une des difficultés inhérentes à ce type de vocoder sont les transitions d'un spectre à un autre au cours de la recomposition. Des filtres, non représentés ici, sont nécessaires pour assurer des passages graduels dont se satisfasse l'oreille. Les taux d'information obtenus sont voisins de quelques centaines de bits par seconde. Le taux de compression sera donc de l'ordre de 50, ce qui est considérable.

4. Evaluation de la qualité des vocoders

Intelligibilité

Il existe plusieurs méthodes pour évaluer la qualité des vocoders, mais, en principe, elles ne diffèrent que par la nature des signaux vocaux utilisés. Ces signaux pourront être ou des messages, ou des mots isolés, ou encore des sons de base dépourvus de contenu sémantique. Le choix dépendra de la finesse de l'évaluation que l'on voudra obtenir.

La mesure de l'intelligibilité sera le pourcentage des signaux reconnus parmi l'ensemble des signaux proposés.

Il existe des standards qui définissent les niveaux sonores à utiliser, rapport signal à bruit d'ambiance ainsi que les conditions d'entraînement des auditeurs.

Préférence

L'évaluation de la préférence est beaucoup plus subjective. Elle consiste à rechercher à partir de quel niveau de dégradation le signal vocal original n'est plus préféré au signal vocal délivré par le vocoder.

La dégradation du signal vocal original peut être obtenue soit par addition ou multiplication de bruit blanc filtré.

Cette méthode permet de chiffrer (en db par exemple) une propriété purement subjective. Elle permet entre autres d'établir des comparaisons entre différentes voix synthétiques.

5. Conclusion

En matière de conclusion, notre attention se porte vers quelques points précis.

- La réduction du taux d'information a des prolongements évidents en matière d'économie. Si l'information transportée par le signal vocal peut être concentrée en une bande de fréquences très étroite, la capacité des canaux de transmission se trouve grandement accrue.

Ceci devrait représenter dans le futur un allègement pour les capitaux d'investissement en matière de systèmes de transmission. Des améliorations substantielles devraient pouvoir aussi être apportées aux équipements mobiles de transmission.

- La transmission digitale des signaux délivrés par les vocoders mérite d'être comparée à la transmission analogique classique. Un signal digital est incomparablement moins sensible aux imperfections de la transmission qu'un signal analogique. Le codage et les circuits de détection et de correction d'erreurs sont des outils puissants pour se prémunir contre les aléas de la transmission. On imagine aussi aisément la simplicité d'un répéteur téléphonique chargé de retransmettre des signaux digitaux.
- La représentation digitale du signal vocal se prête admirablement aux procédés de cryptage. Les possibilités offertes aux spécialistes sont infiniment supérieures et plus variées que dans le cas du signal analogique.

Enfin, les paramètres de la voix, dans leur représentation digitale, peuvent être mis sous le contrôle des calculateurs. On devine aisément les ressources de cette association qui commencent à poindre aujourd'hui et dont le futur ne manquera pas d'être étoffé.

Annexe bibliographique

Livres

Experiments in Hearing	G. von Békésy	(Mc Graw-Hill)
Acoustical Measurements	L. L. Beranek	(J. Wiley)
Das Ohr als Nachrichtenempfänger	R. Feldtkeller	(Hirzel, Stuttgart)
Speech analysis synthesis and perception	E. Zwicker	(Springer, Berlin)
Speech and hearing	J. L. Flanagan	(D. V. Nostrand)
Acoustical Engineering	H. Fletcher	(D. V. Nostrand)
Vibrations en Régime Transitoire	H. F. Olson	(D. V. Nostrand)
Visible Speech	L. Pimonow	(Dunod, Paris)
	R. Potter	(D. V. Nostrand)

Revue spécialisées

The journal of Acoustical Society of America
 The journal of the Audio Engineering Society
 IEEE Transactions on Audio
 Proceedings of the International Congress on Acoustics
 Acoustica
 Frequenz
 NTZ

Geschenkvorschlag

Ein Buch, das auch für jeden Uebermittler der Schweizer Armee von grösstem Interesse sein dürfte:

SOLDAT in der Telegraphen- und Nachrichtentruppe

von
General der Nachrichtentruppe a. D.
Albert Praun.

Weder nach dem ersten noch nach dem zweiten Weltkrieg ist eine zusammenhängende Darstellung der Aufgaben und Tätigkeit der Uebermittlungstruppen erschienen. Weil alle wesentlichen Unterlagen verlorengegangen sind, wird eine eigentliche «Geschichte» der Uebermittlungstruppen auch kaum mehr geschrieben werden können. Der letzte Chef des Heeresnachrichtendienstes der deutschen Wehrmacht im zweiten Weltkrieg, General Albert Praun, hat das heute nachgeholt. Er nennt es bescheiden ein «Erinnerungsbuch», das die wechselnden Schicksale und Erlebnisse seiner Dienstzeit in dieser Waffe in 34 Jahren, von 1913 bis 1947, zum Inhalt hat. In besonderen Kapiteln hat er auch die 2 Jahre eingefügt, in denen er 1942 bis 1944 Infanterist und Truppenführer war.

Das Buch (Preis DM 24.50) kann bezogen werden:

- Beim Selbstverlag des Verfassers
Albert Praun, 87 Würzburg, Mittlerer Dallenbergweg 42a, oder
- durch den Buchhandel, unter Angabe des Verlages.

Quelques circuits particuliers destinés à un équipement de mesures pour appareils de télécommunications

Ing. dipl. A. Chapuis
Zellweger AG, Uster

621 317.76

Généralités

Au cours du développement d'un équipement de mesures compact et universel destiné aux troupes de réparations, nous avons étudié et réalisé différents instruments combinés dans un seul boîtier. Tout en minimisant le poids et la consommation de courant, nous avons recherché des solutions assurant un maniement simple et précis, excluant au maximum les erreurs de lecture.

Nous retiendrons dans cette conférence les systèmes offrant d'intéressantes particularités à savoir:

- générateur BF sans commutation de gamme, couvrant 3 décades, de 20 Hz à 20 kHz;
- générateur HF à amplitude constante stabilisée électroniquement;
- générateur d'impulsions, simulateur des différents codes téléscripteur.

Générateur BF

La fréquence d'un oscillateur conventionnel RC, est déterminée par un pont de Wien (fig. 1).

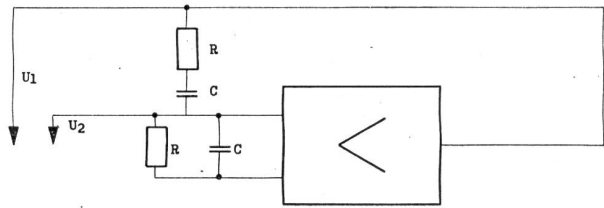


Fig. 1

Les conditions d'oscillation sont définies par

$$f = \frac{1}{2 \pi RC} \quad (1)$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{3} \quad (2)$$

Envisageons pour C un condensateur variable couvrant une gamme 10—1. R étant constant, la gamme de fréquence couverte vaut 1—10. Mais la variation de fréquence proposée initialement vaut 1—1000. C couvre une gamme de 10—1; par conséquent remplaçons R par un circuit dont l'impédance décroît d'un facteur 100 proportionnellement à un accroissement de fréquence 1—1000, ce qui, représenté en échelles log. correspond à une pente $-2/3$ (fig. 2).

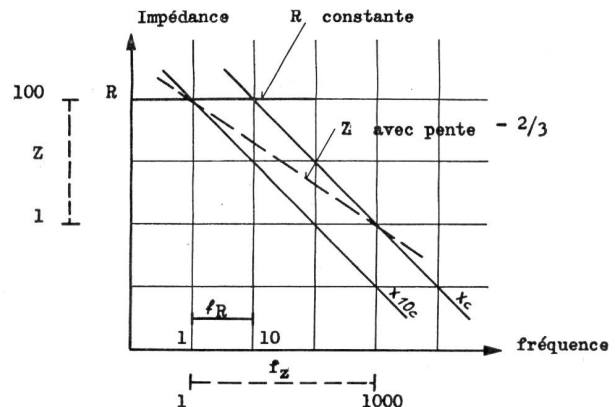


Fig. 2

Recherchons la possibilité pratique de donner à R une pente décroissante de $-\frac{2}{3}$ en fonction de la fréquence. Considérons le circuit fig. 3, son comportement et son déphasage.

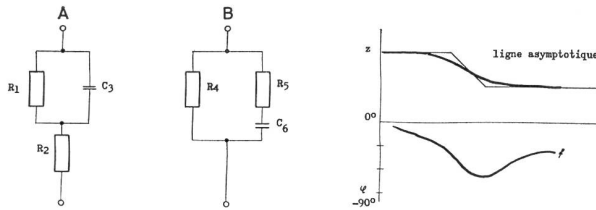


Fig. 3

Dans le circuit A, C_3 shunte R_1 aux fréquences élevées. Dans le circuit B, C_6 connecte R_5 en parallèle sur R_4 . Les deux circuits sont identiques lorsque

$$R_4 = R_1 + R_2 \quad (3)$$

$$R_5 = \frac{R_2(R_1 + R_2)}{R_1} \quad (4)$$

$$C_6 = C_3 \frac{(R_1)^2}{(R_1 + R_2)} \quad (5)$$

L'impédance diminue à la fréquence de coupure selon une pente qui dépend du rapport R_1/R_2 resp. R_4/R_5 dont les limites sont 0 et -1 . Ce circuit servira de base à la synthèse de l'impédance de pente $-\frac{2}{3}$ couvrant plusieurs décades.

Il suffira de combiner judicieusement quelques groupes RC possédant chacun des fréquences de coupures en rapport avec la pente à reproduire (fig. 5a).

Avant de considérer plus en détail la synthèse de cette impédance, procédons à l'étude des nouvelles conditions introduites dans le pont de Wien. D'emblée, nous pouvons affirmer qu'une impédance décroissant avec la fréquence ne sera pas réelle. Elle comprendra une composante imaginaire capacitive. Considérée en un point quelconque, cette impédance s'écrira:

$$Z = B - j \alpha B \quad (6)$$

α représente la tangente de l'angle de déphasage,

B la composante réelle de Z.

Ces valeurs introduites dans le calcul de la fréquence de résonance et du rapport des tensions à la résonance nous conduisent aux résultats ci-dessous:

$$f' = \frac{1}{2\pi BC\sqrt{1+\alpha^2}} \quad (7)$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{3 + \frac{2\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}}} \quad (8)$$

Fig. 4

Comparons les équations (7) à (1) et (8) à (2). Nous constatons que:

- f' est inférieur à f
- $\frac{U_1}{U_2}$ dépend de α et peut varier dans les limites $\frac{1}{3}$ à $\frac{1}{5}$ pour $\alpha = 0$ et $\alpha = \infty$
- α doit être aussi constant que possible afin de minimiser les difficultés de stabilisation en amplitude.

Les déductions ci-dessus fournissent les bases nécessaires au dimensionnement du circuit fig. 5 a. Par la suite, seul le circuit série entrera en considération. Son impédance généralisée à n groupes parallèles RC s'écrit:

$$Z = R_s + \sum_{i=1}^n \frac{R_n}{1 + \left(\frac{f}{f_n}\right)^2} - j \sum_{i=1}^n \frac{\left(\frac{f}{f_n}\right) R_n}{1 + \left(\frac{f}{f_n}\right)^2} \quad (9)$$

$$\text{où } f_n = \frac{1}{2\pi R_n C_n}$$

f_n représente la fréquence de coupure de chaque groupe RC considéré seul.

Or la pente de Z en fonction de la fréquence est connue. Normalisons la fréquence entre 10^2 et 10^5 et l'impédance entre 10^2 et 10^4 . Nous obtenons la fig. 5.

$R_s, R_1, \dots, R_n, f_1, \dots, f_n$ sont les inconnues, soit au total $(2n+1)$ inconnues. Il faudra par conséquent poser un nombre égal d'équations différentes afin d'apporter une solution au problème.

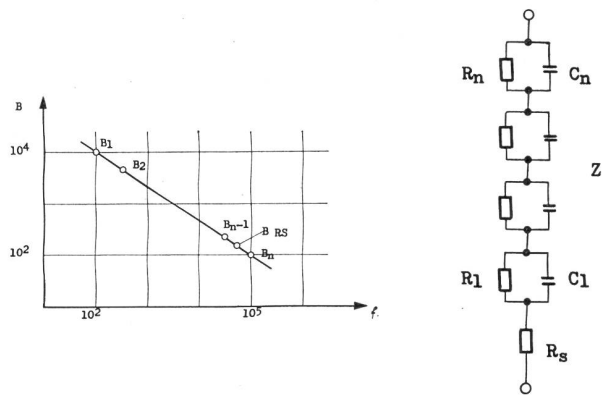


Fig. 5

Fig. 5a

Reprenons la fig. 5 et fixons n points répartis sur toute la gamme de fréquences, chaque point est caractérisé par une valeur réelle B accompagnée d'une valeur imaginaire B pour la fréquence f_B soit:

$$\begin{aligned} Z_1 &= B_1 - j \alpha B_1 & f_{B1} \\ Z_2 &= B_2 - j \alpha B_2 & f_{B2} \end{aligned}$$

$$\dots$$

$$Z_n = B_n - j \alpha B_n \quad f_{Bn}$$

En égalisant successivement la partie réelle de l'équation (9) avec B_1, \dots, B_n et la partie imaginaire avec B_1, \dots, B_n nous obtenons un système comprenant 2 n équations avec $(2n+1)$ inconnues. Reste à poser l'équation qui déterminera R_s . Posons B_{RS} l'impédance correspondant à la fréquence f_{BRS} (fig. 5) où seule la valeur réelle interviendra. Le système d'équation complet devient alors:

no. équation: d'où l'on tire:

$$1 \quad B_1 = R_s + \sum_1^n \frac{R_n}{1 + \left(\frac{f_{B1}}{f_n}\right)^2} \longrightarrow f_1 =$$

$$2 \quad \alpha B_2 = \sum_1^n \frac{\left(\frac{f_{B1}}{f_n}\right) R_n}{1 + \left(\frac{f_{B1}}{f_n}\right)^2} \longrightarrow R_1 =$$

$$\vdots$$

$$2_n - 1 \quad B_n = R_s + \sum_1^n \frac{R_n}{1 + \left(\frac{f_{Bn}}{f_n}\right)^2} \longrightarrow f_n =$$

$$2_n \quad \alpha B_n = \sum_1^n \frac{\left(\frac{f_{Bn}}{f_n}\right) R_n}{1 + \left(\frac{f_{Bn}}{f_n}\right)^2} \longrightarrow R_n =$$

$$2_n + 1 \quad B_{R_s} = R_s + \sum_1^n \frac{R_n}{1 + \left(\frac{f_{B_{R_s}}}{f_n}\right)^2} \longrightarrow R_s =$$

Fréquence	partie effective (OHM) B	partie imaginaire αB	Tan (PHI) φ	Phi (GRAD) φ
.177828E 04	.152144E 04	.264789E 04	1.740385	60.118
.215443E 04	.132346E 04	.233804E 04	1.766608	60.487
.261015E 04	.114858E 04	.205531E 04	1.789434	60.801
.316228E 04	.999521E 03	.179912E 04	1.799986	60.945
.383119E 04	.875614E 03	.157093E 04	1.794094	60.865
.464159E 04	.773225E 03	.137183E 04	1.774167	60.592
.562341E 04	.687133E 03	.120118E 04	1.748113	60.228
.681292E 04	.612037E 03	.105637E 04	1.725988	59.912
.825404E 04	.543742E 03	.933174E 04	1.716206	59.771
.100000E 05	.479863E 03	.826693E 03	1.722769	59.866
.121152E 05	.419933E 03	.732386E 03	1.744055	60.171
.146780E 05	.364875E 03	.646988E 03	1.773175	60.578
.177828E 05	.316057E 03	.568888E 03	1.799950	60.944
.215443E 05	.274386E 03	.497840E 03	1.814380	61.138
.261015E 05	.239852E 03	.434286E 03	1.810640	61.088
.316228E 05	.211573E 03	.378662E 03	1.789746	60.806
.383119E 05	.188134E 03	.330991E 03	1.759335	60.386
.464159E 05	.167982E 03	.290739E 03	1.730778	59.981
.562341E 05	.149754E 03	.256877E 03	1.715319	59.758
.681292E 05	.132514E 03	.228045E 03	1.720909	59.839
.825405E 05	.115870E 03	.202806E 03	1.750282	60.259
.100000E 06	.999582E 02	.179925E 03	1.800001	60.945
.121152E 06	.852520E 02	.158587E 03	1.860220	61.738
.146780E 06	.722911E 02	.138473E 03	1.915502	62.432
.177828E 06	.614368E 02	.119641E 03	1.947393	62.819
.215443E 06	.527693E 02	.102321E 03	1.939035	62.718
.261016E 06	.461230E 02	.867345E 02	1.880503	61.997

Tabelle de calcul pour oscillateur RC T-111

Données

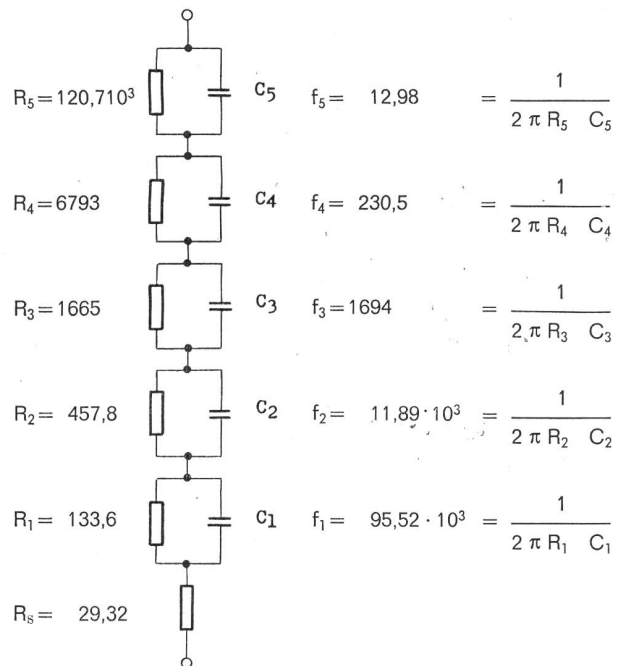
N=60 RS=.293204E 02 FM=.316228E 02 ST=1.21152767 NR=5

FR	RK	FR	RK	FR	RK
.1298E 02	.1207E 06	.2305E 03	.6793E 04	.1694E 04	.1665E 04
.1189E 05	.4578E 03	.9552E 05	.1336E 03		

Fig. 6

Résultats

Fréquence	partie effective (OHM) B	partie imaginaire αB	Tan (PHI) φ	Phi (GRAD) φ
.316228E 02	.263560E 05	.433465E 05	1.644650	58.699
.383118E 02	.213231E 05	.378202E 05	1.773670	60.585
.464159E 02	.175670E 05	.326671E 05	1.859566	61.730
.562341E 02	.148006E 05	.280724E 05	1.896699	62.200
.681292E 02	.127579E 05	.241064E 05	1.889520	62.110
.825404E 02	.112155E 05	.207630E 05	1.851280	61.623
.100000E 03	.999673E 04	.179894E 05	1.799532	60.939
.121152E 03	.896694E 04	.157056E 04	1.751006	60.269
.146780E 03	.804296E 04	.138176E 05	1.717977	59.797
.177828E 03	.716554E 04	.122287E 05	1.706600	59.631
.215443E 03	.632118E 04	.108513E 05	1.716662	59.778
.261015E 03	.552100E 04	.961887E 04	1.742232	60.145
.316228E 03	.478924E 04	.948240E 04	1.773224	60.579
.383119E 03	.414798E 04	.745887E 04	1.798190	60.920
.464159E 03	.360687E 04	.652157E 04	1.808095	61.054
.562341E 03	.316083E 04	.568864E 04	1.799727	60.941
.681292E 03	.279389E 04	.496444E 04	1.776890	60.630
.825404E 03	.248532E 04	.434577E 04	1.748571	60.234
.100000E 04	.221525E 04	.382172E 04	1.725186	59.901
.121152E 04	.196870E 04	.337594E 04	1.714804	59.751
.146780E 04	.173775E 04	.299010E 04	1.720674	59.836



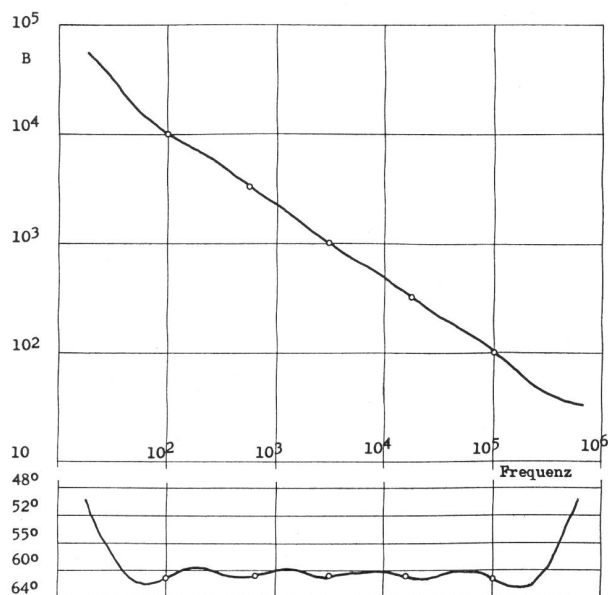


Fig. 7

On le résoud aisément avec l'aide du calculateur électronique. On fixe pour chaque inconnue une valeur initiale puis on procède par approximations successives jusqu'à obtention d'une précision suffisante.

En pratique, nous nous sommes limités à $n = 5$ groupes RC, soit au total 11 inconnues. La gamme des valeurs possibles pour α se situe entre 1,65 et 1,90. Les résultats trouvés pour $R_s, R_1, \dots, R_5, f_1, \dots, f_5$ sont donnés ci-dessus. La table, fig. 6, nous donne la variation de $B, \alpha B, \varphi$ en fonction de la fréquence normalisée.

Ces résultats sont interprétés graphiquement à la fig. 7. Les points marqués d'un cercle, ont servi de base à la résolution des équations.

En conclusion nous constatons que l'approche d'une impédance de pente $-2/3$ sur 3 décades avec angle de phase constant est tout à fait concluante. Un circuit possédant 5 groupes RC donne déjà une précision remarquable.

Oscillateur symétrique

L'oscillateur symétrique de la fig. 8 présente des avantages par rapport à l'oscillateur classique de la fig. 1

- distorsion harmonique due aux éléments ballast réduite,
- impédance de sortie faible,
- possibilité de sortie symétrique.

Le pont ZC permet la gamme de fréquence 1—1000 (20 Hz—20 kHz). L_1 et L_2 sont les lampes ballast destinées à compenser l'erreur de division U_1/U_2 produite par α . Les amplificateurs A et B doivent présenter une impédance d'entrée extrêmement élevée en rapport avec Z et C. Un tube électronique ou un nuvistor entrent seuls en considération.

La distorsion totale reste inférieure à 1 % dans toute la gamme 20 Hz...20 kHz. Les coefficients de température des éléments du pont sont choisis avec soin. Seules des résistances et condensateurs de haute précision garantissent la reproductivité de l'étalonnage en fréquence.

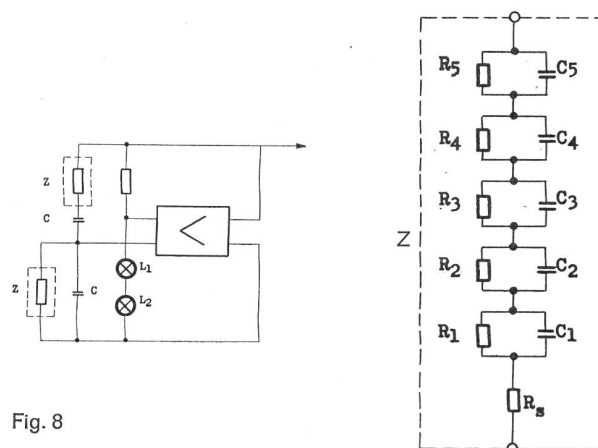


Fig. 8

L'amplificateur de sortie

Complètement transistorisé, cet amplificateur travaille en classe B. Il est du type classique utilisé en HiFi.

Il comprend 5 transistors; R_2 produit une très forte contre-réaction de tension de sorte que l'impédance d'entrée vaut pratiquement R_1 tandis que l'impédance de sortie est très faible. La distorsion harmonique totale reste inférieure à 0,5 % en pleine charge.

Une résistance adéquate insérée en série entre l'amplificateur et la borne de sortie élève l'impédance de sortie sur la valeur désirée.

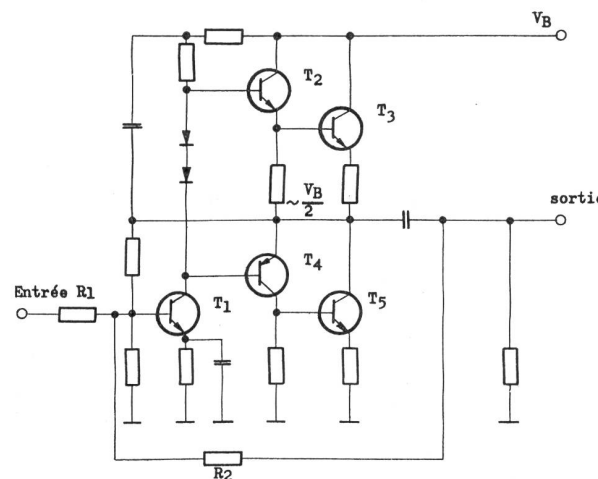


Fig. 9

Générateur HF à amplitude stabilisée

Sa bande de fréquence se divise en 5 gammes commutables de 165 kHz à 56 MHz. L'amplitude de sortie stabilisée électriquement reste rigoureusement constante quelle que soit la fréquence.

Considérons le schéma bloc représenté à la fig. 10.

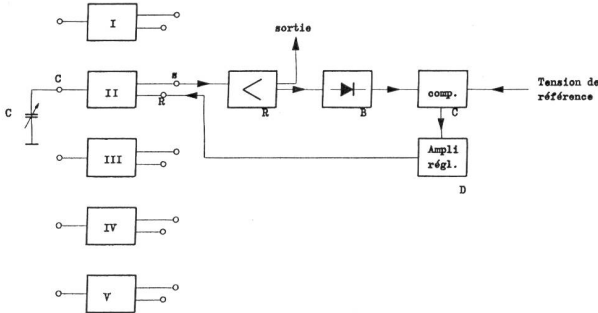


Fig. 10

Le principe de fonctionnement se définit de la façon suivante: Soit 5 oscillateurs commutables en fonction de la gamme choisie. Chaque oscillateur possède 3 connexions: C relié au condensateur variable, S sortie du signal HF, R entrée de la tension de réglage.

L'amplificateur à large bande A amplifie le signal HF recueilli en S et fournit la puissance nécessaire à la sortie.

Le redresseur B convertit la tension HF livrée par A en une tension continue proportionnelle. En C, comparaison de cette dernière avec un potentiel de référence. La différence commande l'amplificateur D qui engendre la tension de réglage disponible en R.

Principe de l'oscillateur réglable

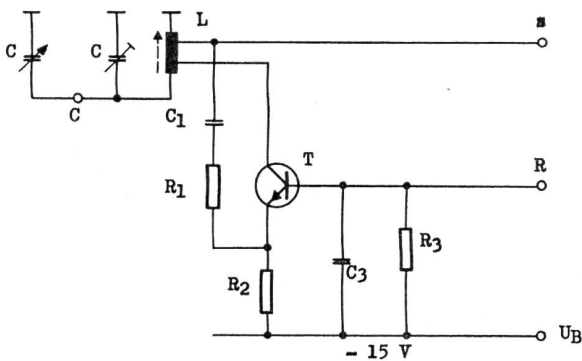


Fig. 11

L'oscillateur ne compte qu'un transistor. Le circuit oscillant LC se ferme directement par la masse d'où possibilité d'emploi d'un condensateur variable courant à rotor non isolé. Le transistor T fonctionne en base commune. La tension continue de réglage appliquée en R, nécessaire au fonctionnement de l'oscillateur contrôle directement le courant collecteur/émetteur du transistor. En d'autres termes, l'amplification se laisse régler jusqu'à compensation exacte des pertes.

La dynamique de réglage dépend de deux facteurs:

1. Réserve entre la pointe négative de la tension collecteur HF et la tension émetteur. Lorsque le potentiel appliqué en R augmente, la tension émetteur augmente proportionnellement. Parallèlement la tension instantanée subsistant entre la pointe négative HF et l'émetteur diminue. Un accroissement déme-

suré de la tension de réglage en R entraîne la saturation du transistor d'où suppression de tout effet de réglage.

2. Le choix du rapport R_1/R_2 revêt une grande importance. R_2 contrôle l'accroissement relatif du courant moyen du transistor en fonction de la tension de réglage R.

Ce dernier représente une mesure directe du courant HF, soit de l'énergie disponible dans le circuit collecteur.

Une plage de réglage importante requiert pour R_2 une valeur basse, sinon la variation de courant reste insuffisante. R_1 détermine le degré de couplage de l'émetteur et assure la commande en courant. De plus R_1 évite la charge directe du circuit oscillant par la diode émetteur-base.

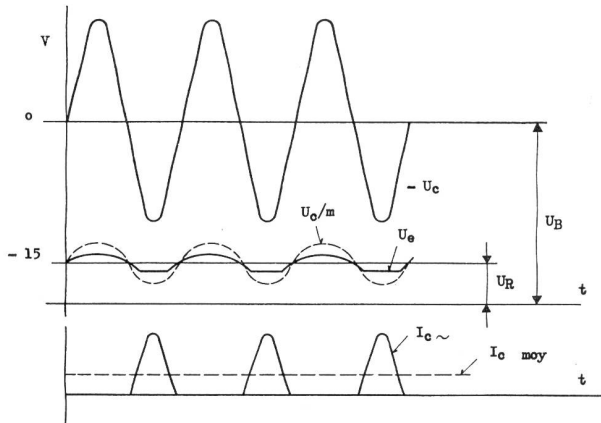


Fig. 12

L'oscillateur présente une stabilité parfaite pour toutes les tensions de sortie comprises entre 0 et la saturation. La distorsion reste extrêmement faible grâce aux conditions linéaires d'amplification. Si aucune tension n'est appliquée en R, le transistor est bloqué. Les oscillateurs non utilisés restent ainsi accouplés à l'alimentation sans consommation inutile de courant.

Le système de réglage

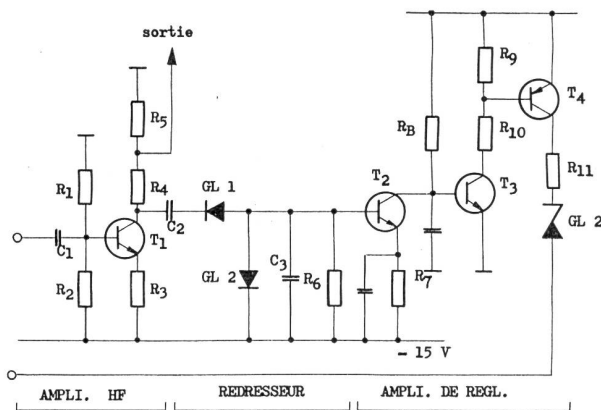


Fig. 13

Le signal HF transmis en S est amplifié par le transistor T_1 monté en émetteur commun. La tension HF au collecteur, fixée à $3 V_{eff}$, sera maintenue constante par le système de réglage, de sorte que son impédance peut être considérée comme nulle. Le diviseur R_4/R_5 fournit à la sortie une tension de

Rasch sichere
Verbindung mit

SE 18



Das Kleinfunkgerät SE 18 der Autophon ist leicht, handlich, leistungsfähig. Es wiegt nur 2,6 kg. Es ist nur 19,8 cm breit, 16,6 cm hoch und 5,5 cm dick: etwa halb so gross wie ein Telefonbuch.

Die Reichweite beträgt in offenem Gelände bis 20 km, im Innern von Ortschaften oder in hügeligem Terrain noch gute 3 km.

Der Nickel-Cadmium Akkumulator liefert Strom für 110 Stunden reine Empfangszeit oder 25 Betriebsstunden mit 10% Sendezeit. Er kann leicht und beliebig oft aufgeladen werden.

SE 18 Kleinfunkgerät

Ausführungen mit 1...4 oder 1...6 Kanälen; eingerichtet für Wechselsprechen oder bedingtes Gegensprechen. Auf Wunsch Prospekte oder Vorführungen.

AUTOPHON

Zürich: Lerchenstrasse 18, Telefon 051 / 27 44 55
Basel: Peter-Merian-Str. 54, Telefon 061 / 34 85 85
Bern: Belpstrasse 14, Telefon 031 / 25 44 44
St. Gallen: Teufenerstrasse 11, Telefon 071/2335 33
Fabrik in Solothurn

Planen + Bauen

Ingenieurbüro für elektrische Anlagen	SAUBER + GISIN AG	Zürich	051 34 80 80
Starkstrom	Aktiengesellschaft KUMMLER + MATTER	Zürich Bern Chur	051 44 42 40 031 23 18 63 081 22 09 68
Elektrische Anlagen für Stark- und Schwachstrom	E. Winkler & Cie.	Zürich Kloten Glattbrugg	051 25 86 88 051 84 72 17 051 83 66 47
Tiefbau, Strassen- und Brückenbau	A. Brunners Erben	Zürich	051 46 46 60
Sanitär	Bögli & Co	Zürich Basel	051 34 77 44 061 23 98 57
Grundwasserabsenkungen und Rammarbeiten	A. Brunners Erben	Zürich	051 46 46 60
Zentralheizung	Bögli & Co	Zürich Basel	051 34 77 44 061 23 98 57
Brandalarm	Cerberus AG	Männedorf	051 73 91 51
URPHEN Industriebodenbelag	URLIT AG	Flüelen	044 2 24 24
Hochbau, Tiefbau Strassenbau	Emil Baumann AG	Altdorf	044 2 10 52
Baustoff-Fabriken	Hunziker & Co AG	Zürich Brugg	051 25 26 66 056 41 27 22
Heizungstechnik und Raumentfeuchtung	Krüger & Co	Degersheim	071 54 15 44

1 V FEM avec une résistance interne de 50 Ω. Le collecteur de T₁ est accouplé au redresseur doubleur de tension GL₁ GL₂; la tension continue engendrée, appliquée à la base de T₂ vaut environ 8,4 V (positif par rapport à -15 V). La tension d'alimentation stabilisée -15 V sert de référence; le courant collecteur dans T₂ rigoureusement proportionnel à la tension de base, engendre dans R₈ une chute de tension en opposition de phase. T₃ et T₄, montés en amplificateurs complémentaires produisent la tension de réglage R.

De façon succincte, le chemin de réglage se résume comme suit: Supposons une augmentation de la tension HF en S.

- La tension HF au collecteur de T₁ augmente.
- Le courant dans T₂ augmente.
- La chute de tension dans R₈ augmente; T₃ tend à se bloquer.
- T₄ tend à se bloquer, la tension en R diminue.
- L'oscillateur fournit en S une tension HF réduite.

Notons encore qu'en remplaçant R₇ par un potentiomètre, il est possible d'ajuster la tension de sortie sur la valeur désirée.

Malgré sa simplicité, ce générateur à amplitude constante possède une précision remarquable. Volume très restreint, consommation modeste de courant, tels furent les consignes qui présidèrent à son développement.

Générateur d'impulsions

Ce générateur simule les impulsions code 5 et code 14 connus des téléspecteurs. Piloté par quartz, il possède une haute précision. Les impulsions «start» sont répétées à intervalles réguliers, tandis que les impulsions «signes» sont commutables séparément. Le générateur sert à l'étalonnage et à la réparation de téléspecteurs.

Code 5

Du fait de la simplicité du train d'impulsions code 5, la simulation ne pose aucun problème. Rappelons pour mémoire la suite des impulsions à engendrer.

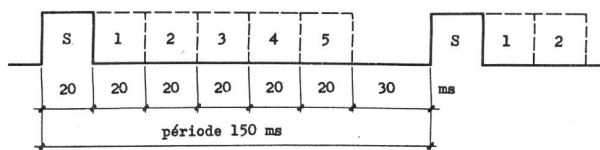
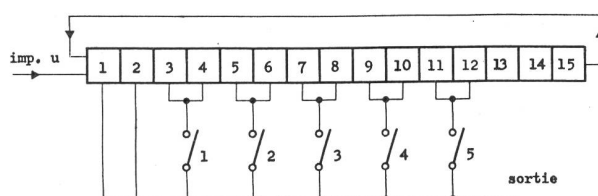


Fig. 14

En comptant des impulsions unités de 10 ms, nous obtenons:

start	20 ms	2 imp. u.
signes	5 × 20 ms	5 × 2 imp. u.
stop	30 ms	3 imp. u.
période	150 ms	15 imp. u.

Un compteur type «Shiftregister» offre une solution élégante. Ci-dessous son schéma bloc.



469 Fig. 15

Les impulsions positives unités de 10 ms commandent le compteur. Seul 1 étage est conducteur, tandis que tous les autres sont bloqués. Supposons l'étage no 1 conducteur; arrive une imp. de commande, l'étage no 1 se bloque, l'étage no 2 devient conducteur; arrive une 2^e imp., le no 2 se bloque, le no 3 conduit, etc. Les sorties de chaque cellule sont combinées deux à deux; les étages 1 et 2 produisent le «start», les étages 3 et 4 l'imp. signe no 1 et ainsi de suite. Les commutateurs 1 à 5 servent à enclencher ou déclencher les impulsions selon le programme désiré.

Chaque cellule ou étage comprend normalement 6 composants, 7 au cas où une sortie est prévue.

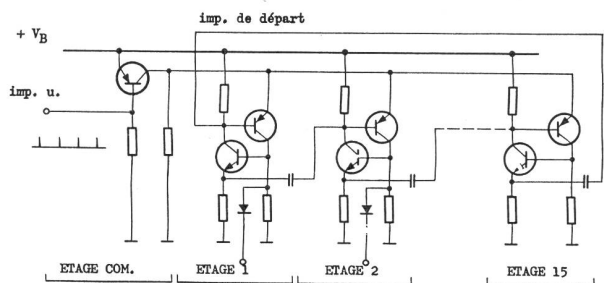


Fig. 16

La fig. 16 indique le schéma de principe. L'étage de commande comprend 1 transistor et 2 résistances; chaque cellule compte un couple de transistors PNP-NPN. Les impulsions de commande sont positives de même que la tension d'alimentation.

Code 14

Le programme de ce code est nettement plus compliqué. Nous discernons les impulsions suivantes:

start	25,07 ms	soit 69 imp. u.
imp. signes	14 × 10,90 ms	14 × 30 imp. u.
stop	19,25 ms	53 imp. u.
période	196,92 ms	542 imp. u.

La simulation s'effectue par comptage d'impulsion unités (imp. u.) de 0,363 ms. Le start représente une séquence de 69 imp. u., chaque imp. signe compte 30 imp. u., le stop correspond à 53 imp. u. soit pour une période 542 imp. u.

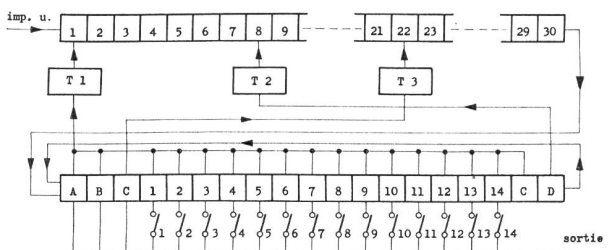


Fig. 17

Le système illustré à la fig. 17 se définit comme suit: Soit une chaîne auxiliaire à 30 étages 1 à 30 et une chaîne principale à 19 étages A à E. T₁, T₂ et T₃ sont des portes qui commandent la chaîne aux. selon les ordres transmis par la chaîne princ. Au départ, les cellules 1 et A sont conductrices toutes les

621.372.853

autres sont bloquées. Les impulsions de commande entrent en 1 et se transmettent successivement en 2, 3...30. De là un ordre est transmis à la chaîne principale. A se bloque, B conduit. Par la porte 1, l'étage 1 (chaîne aux.) s'ouvre, le comptage continue jusqu'à 30. Nouvel ordre à la chaîne principale. B se bloque, C conduit. Par l'entremise de la porte 3, C ouvre la cellule 22 de la chaîne aux. Le comptage continue alors de 22 à 23, 24...30, soit 9 imp. Nouvel ordre au compteur principal, etc.

La combinaison suivante correspond au start:

A = 30 imp. u.
B = 30 imp. u.
C = 9 imp. u. (de 22 à 30)

start = 69 imp. u.

Les imp. signe correspondent aux blocs 1...14. Elles sont déclenchables par les interrupteurs respectifs. Le stop est défini par l'étage D, 30 imp. u. et E 23 imp. u., au total 53 imp. u. Puisque seul un étage par chaîne est conducteur, le circuit absorbe un courant constant. Le puissance totale absorbée par le circuit fig. 17 n'exécède pas 120 mW!

Conclusions:

Sans nous attarder trop sur la technologie des circuits, nous avons essayé de mettre en évidence quelques montages intéressants.

La consommation minime de courant, un fonctionnement sûr et précis, telles sont les qualités offertes par ces quelques circuits.

Jahresrapport 1967

Der bereits zur Tradition gewordene ausserdienstliche Rapport aller Offiziere der Uebermittlungstruppen wird am 15. Januar 1967 im Kongresshaus «Stadthof 11» in Zürich-Oerlikon stattfinden.

Sein Programm sieht vor, den Themenkreis

«Soldat 1967»

durch eine Bildfolge und Vorträge der Herren

- Major Paul Bürgi, Korps Elek. Ing. Of., Nationalrat, St. Gallen, und
- Hptm. Jean-Jacques Morf, Korps Elek. Ing. Of., Professor an der «Ecole polytechnique de l'Université de Lausanne» (EPUL),

von verschiedenen Seiten zu beleuchten.

Die Einzelheiten über diesen freiwilligen Rapport werden allen bei den Uebermittlungstruppen eingeteilten Offizieren und Chef-Funktionären des Hilfsdienstes durch persönliche Einladung bekanntgegeben.

Die Abteilung für Uebermittlungstruppen weist darauf hin, dass der Anmeldetermin für den Jahresrapport am 31. Dezember 1966 abläuft.

Einleitung

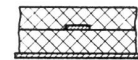
Die Entwicklung von Striplines begann in grösserem Maßstab im Jahre 1955 (Symposium MTT on Stripline) und ist in den letzten Jahren ein wenig nachlassend, aber in gewissen begrenzten Gebieten bereits ständig angewandt. Auch beginnen Firmen bereits Komponenten herzustellen, die universell für Versuchszwecke angewendet werden können.

Striplines bestehen aus einem Streifenleiter, der über einer oder zwei Grundleiterplatten geführt ist. Es besteht eine gewisse Ähnlichkeit zwischen Microstrip und Zweidrahtsystem bzw. zwischen Triplate und Koaxial.

Microstrip



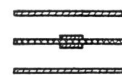
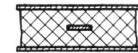
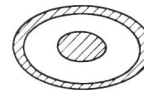
Abart: Sandwich



Spiegelbild der Strip, entspricht zweitem Draht

Triplate

kann man sich aus Koaxleitung entstanden denken:



Dielektrikum



a) Symmetr. Bandleitung



b) Sandwich-Leitung



c) Microstrip



d) Triplate



e) High-Q-Triplate

Fig. 1. Praktische Ausführungsformen der einzelnen Streifenleitungen.

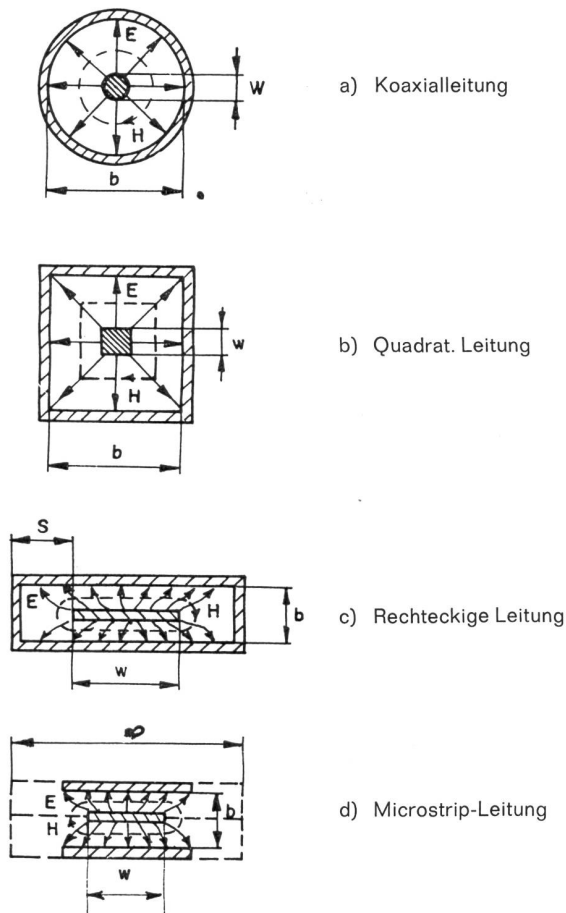


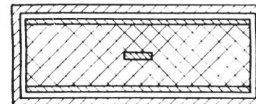
Fig. 2. Entstehung der Triplate-Leitung

High-Q-Formen verwenden um einen Innenleiter und dielektrische reflexionsfreie Stützen für ihn. Jedenfalls verläuft der Innenleiter bei High-Q vorwiegend in Luft, so dass Verluste des Dielektrikums ausgeschaltet werden. Diese Bauform ist teuer, aber oft unerlässlich, wenn geringe Verluste gefordert werden.

Die Verluste in Striplines entsprechen zum Teil denen in Koaxleitungen (Verluste im Leiter und Verluste im Dielektrikum). Hinzu kommen Abstrahlungsverluste, insbesondere bei Microstrip.

Die unvollkommene Abschirmung ist überhaupt ein Nachteil der Striplines gegenüber Koax- und Wellenleitern. Allerdings sind die Abstrahlungsverluste bei Triplate klein, besonders

wenn man die Triplate in ein geschlossenes Gehäuse einbaut. Dabei wird natürlich die Einfachheit und Billigkeit verlorengehen.



Es ist gelungen, alle Elemente der Koax- und Hohlleitertechnik wie z. B. Hybridverzweigungen, Richtkoppler, Absorber, nicht-reziproke Elemente, Filter usw. in Streifenleitungstechnik zu entwickeln.

Zusammenfassung

Eine Entscheidung, ob in Zukunft ausschliesslich Strip angewandt werden soll oder nicht, ist nicht möglich, ebenso wie eine entsprechende Entscheidung für Koax- oder Wellenleiter nicht möglich ist. Es ist vielmehr so, dass jedes Problem seine günstigste Lösungsmöglichkeit in sich birgt, und daher in einem bestimmten Fall je nach speziellen Gegebenheiten auf einer der drei Leitungsformen zurückgegriffen werden muss. Immerhin hat Stripline die Zahl der Lösungsmöglichkeiten für ein bestimmtes Problem erhöht, so dass in bestimmten Fällen mit Stripline viel bessere Lösungen vorliegen als in den beiden konventionellen Leitungssystemen.

Für Leitungszwecke ist Strip im allgemeinen wegen seiner Steifheit und grossen Breite weniger geeignet und wird Koax kaum ersetzen können.

In Antennenspeisesystemen mit einer grossen Zahl von Verzweigungen und Umwegleitungen usw. ist wieder Stripline unbestritten von Vorteil, jedenfalls bei nicht zu hohen Frequenzen.

Filter und dergleichen lassen sich schlecht realisieren. Dies aus zwei Gründen:

Erstens sind Durchstimmorgane sehr kompliziert anzubringen. Zweitens ist es eine charakteristische Eigenschaft der Stripline, die noch viel zu wenig betont wurde, dass Elemente mit stehenden Wellen in Strip wegen den unvermeidlichen Verlusten in der Regel zu schlechten Güten führen, die zudem wegen des Einflusses der Umgebung noch undefiniert sind (stehende Wellen ergeben an gewissen Punkten hohe Ströme und hohe Spannungen, daher Strahlung).

Eine Ausnahme bildet Triplate in geschlossenem Gehäuse, steht allerdings kosten- und volumenmässig auf der gleichen Stufe wie Wellenleiteranordnungen, wenn nicht noch höher. Einfache Hoch- und Tiefpässe zur Gleichstromentkopplung und dergleichen lassen sich in Strip günstig ausführen.

Vergleich der Striplinesysteme mit Koax- und Wellenleiter

	Microstrip	Triplate	High-Q-Triplate	Koax	Wellenleiter
Fertigung	sehr billig	billig	teuer	teuer	teuer
Gewicht	sehr gering	gering	weniger gering	hoch	sehr hoch
Messungen	leicht	schwierig	schwierig	leicht	leicht
Rechnungen	schwierig	durchführbar	schwierig	einfach	einfach
Strahlungsverluste	tragbar	sehr klein	schwierig	∅	∅
Verbreitung	häufig	häufig	gering	häufig	häufig

Koppler

Richtkoppler usw. lassen sich in Strip stets günstig bauen, da nur laufende Wellen existieren und nicht allzugrosse Verluste zu befürchten sind. Eine grosse Zahl der käuflichen Richtkoppler mit koaxialen Ein- und Ausgängen stellt sich daher im Inneren als Strip-Konstruktion heraus. Immer geschlossene Triplate.

Nichtreziproke Elemente

Wieder ein Feld, wo Striplineonstruktionen günstig sind. Insbesondere Zirkulatoren lassen sich in Strip so einfach aufbauen, dass man in einem weiten Frequenzbereich selbst Isolatoren mit Koaxausgängen aus Stripzirkulatoren baut und damit volumen- und kostenmässig günstiger liegt als mit koaxial ausgebildeten Isolatoren. Hierfür wird wieder stets die geschlossene Triplate verwendet.

Mischer, Detektoren

bringen wegen der Konstruktion eines mechanisch einwandfreien Anschlusses an den in der Regel dünnen Innenleiter Schwierigkeiten. Jedenfalls lassen sich saubere Konstruktionen koaxial verwirklichen, wenngleich die Entkopplung von Gleichstrom z. B. in Strip besonders einfach lösbar und auch das Gewicht günstig ist. Wegen den mechanischen Schwierigkeiten mit dem dünnen Innenleiter entwickelt zur Zeit eine amerikanische Firma eine Leitung mit relativ dickem Innenleiter, wobei noch verschiedene Probleme offen sind. Allerdings kleiner Unterschied zu Koax.

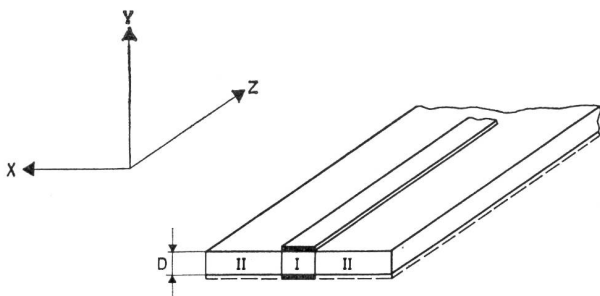
Antennen

Für die Antennen brachte Strip neue Möglichkeiten. Einerseits wegen der Kleinheit eines Anpeisungssystems in Strip, andererseits weil Gruppen mit sehr nahe beieinanderliegenden Elementen erst mit Strip zwanglos realisiert werden können (z. B. die heute wichtigen Phased Arrays der Radartechnik).

Dimensionierung von Streifenleitungen

Wellentypen

Zunächst Microstrip betrachtet:



TEM-Welle: Sie ist die erwünschte Welle und ergibt hohe Feldstärken nur im Gebiet I. Es gibt nur Feldkomponenten E_y und H_x .

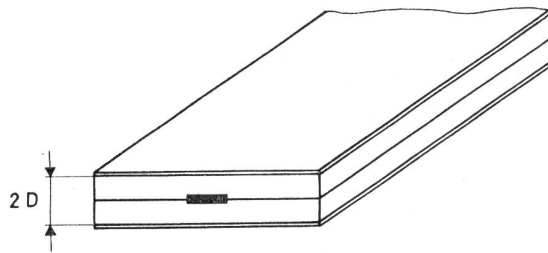
TE- und TM-Wellen sind jene Wellentypen im Gebiet I, die den bekannten Hohlleitermoden entsprechen. Bei passender Dimensionierung von D können sie nicht auftreten:

$$D < \frac{\lambda \epsilon}{2};$$

mit $\lambda_\epsilon = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon \mu}$, der Leitungswellenlänge

Oberflächenwellen werden durch TEM- und die TE- bzw. TM-Welle angeregt und führen zu einer Erhöhung der Abstrahlungsverluste. Die Anregung durch die TEM-Welle kann durch geeignete Dimensionierung der Streifenbreite und der Breite des Dielektrikums praktisch verhindert werden.

Jetzt Triplate betrachtet



Hier treten im wesentlichen dieselben Moden auf wie in der Microstrip-Leitung. Die Wellenleitermoden können sich allerdings zusätzlich zwischen den Platten ausbilden, so dass eine Dimensionierung entsprechend

$$2D < \frac{\lambda \epsilon}{2},$$

nötig wird.

Hinzu kommt noch der Parallel-Plate-Modus, welcher einer Erregung der Aussenleiter gegeneinander entspricht. Er kann durch Kurzschlußstifte und dergleichen verhindert werden. Sein Auftreten ist mit starken Strahlungsverlusten verbunden. Ganz allgemein ist die rechnerische Behandlung der Streifenleitungen sehr schwierig und nur näherungsweise möglich (elektrostatische Approximation). Allerdings existieren zur Dimensionierung viele experimentell bestimmte Kurvenblätter, so dass Schwierigkeiten nicht zu befürchten sind.

Dämpfungsverhalten der Streifenleitungen

Eine näherungsweise Dämpfungsberechnung ist möglich und wurde schon zu Beginn der Entwicklung durchgeführt. Es traten jedoch häufig starke Diskrepanzen zwischen den Rechnungen und den gemessenen Werten auf, die schliesslich durch S. B. Cohn etwa 1955 aufgedeckt wurden, als er auf das Auftreten höherer Moden hinwies. Von Cohn stammen auch die meisten zur Dimensionierung verwendbaren Kurvenblätter.

Im Falle der Triplate gilt folgendes für die Dämpfung:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d;$$

α_c — zuzufolge Leiter (Leiterverluste)
 α_d — zuzufolge Dielektrikum (dielektrische Verluste)

Einfache Näherungsformel für α_d :

$$\alpha_d = \frac{27,3}{\lambda_0(m)} \cdot \sqrt{\epsilon} \cdot \tan \delta; \text{ (db/m)}$$

Für α_c existieren Kurvenscharen in Abhängigkeit des Wellenwiderstandes (siehe Bild 4 und 5).

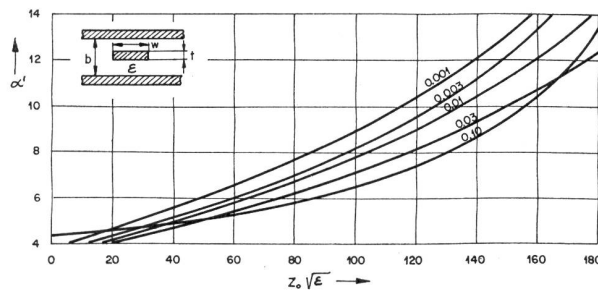


Fig. 4. Leiterverluste α_c der Triplate-Leitung.
Material: Kupfer Parameter: t/b

$$\alpha' = 10^2 \cdot \alpha_c b \sqrt{\epsilon f} \text{ (db/m)}$$

$$\text{Dielekt. Verluste } \alpha_d = (27,3/\lambda_0) \sqrt{\epsilon} \text{ tg } \delta$$

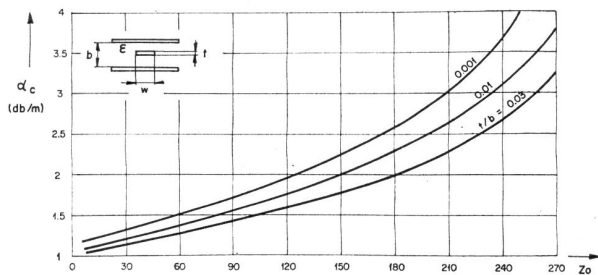


Fig. 5. Leistungsverluste der Triplate-Leitung für 9 GHz.

$\epsilon = 2 \cdot 2$ Dicke des Dielektrikums $b = 1,6 \text{ mm}$

Material: Polyguide

Beispiel: $Z_0 = 50 \Omega$ $b = 1,6 \text{ mm}$ $w = 2,5 \text{ mm}$ $t = 0,07$

Gesamtbreite der Leitung = 25 mm

$\alpha_c = 1,2 \text{ db/m}$ $\alpha_d = 0,1 \text{ db/m}$ $\alpha = 1,3 \text{ db/m}$

Für die bei uns dimensionierte Leitung aus ECC-Polyguide mit $Z_w = 50 \Omega$, Gesamtdicke 1,6 mm

Breite des Innenleiters 2,5 mm
 Dicke des Innenleiters 0,07 mm
 Gesamtbreite der Leitung 25 mm

ergibt somit

= 1,2 db/m
 und = 0,1 db/m
 daher = 1,3 db/m

High-Q

Hier sind die Verhältnisse günstiger.

Im X-Band liegt die Dämpfung der Hi-Q in der Grössenordnung für Wellenleiter.

Microstrip

liegt ungünstiger. Für Polyguide-Material und ähnliche Dimensionierung wie oben ist bei 9 GHz ohne Berücksichtigung der Abstrahlung mit rund 2,5 db/m zu rechnen (siehe Bild 7).

Wellenlänge und Wellenwiderstand

Für Luft ist $\lambda_g = \lambda_0$, für ϵ ist $\lambda \div \lambda_0 / \sqrt{\epsilon}$;

Zunehmende Dicke des Dielektrikums, zunehmende Leiterbreite und zunehmendes ϵ_r ergeben Abnahme der Wellenlänge. Durch die Grenzfläche Luft—Dielektrikum weicht das Verhalten der Stripline vom exakten TEM-Verhalten ab. Rechnungen schwierig.

Wellenwiderstand der Triplate

In der Literatur findet man Formeln für Z_w , die elliptische Integrale enthalten und durch konforme Abbildung gewonnen werden. Sie gelten für unendlich dünnen Streifenleiter. Aus ihnen wurden Näherungen für schmalen bzw. für breiten Innenleiter hergeleitet. Praktisch wichtig ist jedoch jene Breite des Innenleiters, die durch die Näherungen nicht erfasst wird, so dass das Arbeiten mit Kurvenscharen günstig ist. Für Triplate gelten z. B. folgende Kurvenblätter (siehe Bild 8 und 9).

Einfache Bauelemente der Triplate-Technik

(siehe Bild 10, 11, 12, 13)

Übergänge von Stripline auf andere Leitungen

(siehe Bild 14, 15)

Absorber

Oberflächenabsorber für Microstrip werden verwendet als fixe oder einstellbare Dämpfungsglieder, oder als Abschlusswiderstände. Absorbieren praktisch nur Streufeld, daher maximal etwa 15 db Dämpfung erzielbar (siehe Bild 16).

Für Triplate verwendet man Absorber, die zwischen Leiter und Grundplatte liegen, also verlustbehaftete Massen usw.

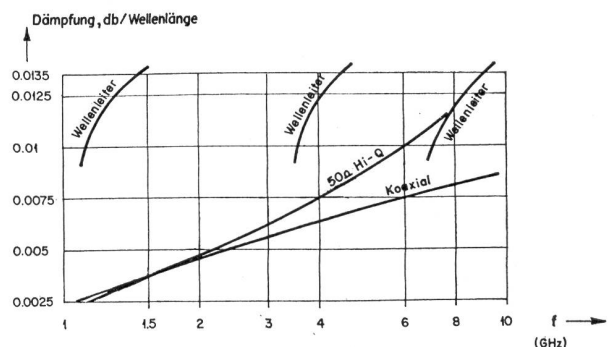


Fig. 6. Dämpfung der HigQ-Leitung.

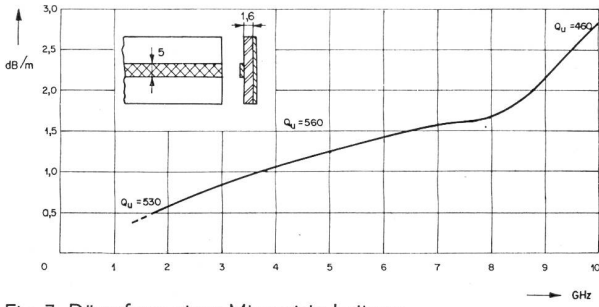


Fig. 7. Dämpfung einer Microstrip-Leitung.
Material: Teflon mit Fiberglas

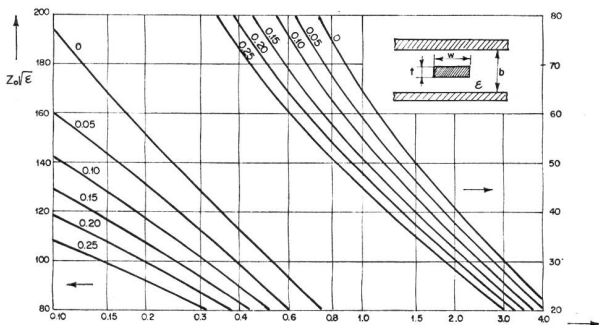


Fig. 8. Wellenwiderstand der Triplate-Leitung. Parameter: t/b.

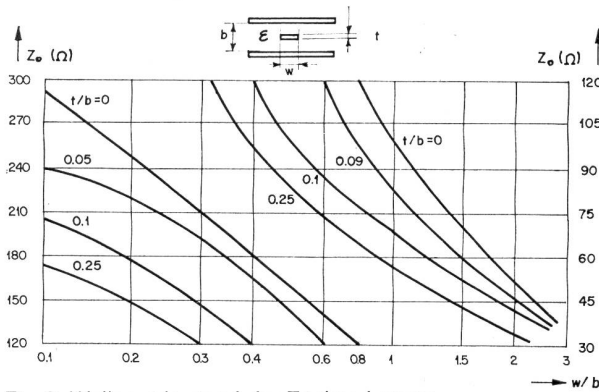
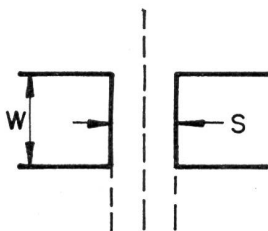
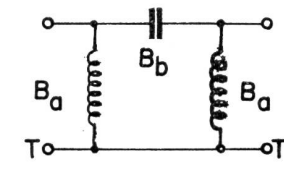


Fig. 9. Wellenwiderstand der Triplate-Leitung.
Frequenz 9 GHz $\epsilon = 2,2$
Dicke des Dielektrikums $b = 1,6$ mm
Material: Polyguide



a) Geom. Darstellung

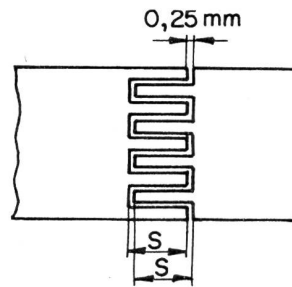


$$\frac{B_a}{Y_0} = -\frac{2b}{\lambda} \cdot \ln \cos \frac{\pi \cdot s}{2b}$$

$$\frac{B_b}{Y_0} = -\frac{b}{\lambda} \cdot \ln \operatorname{ctg} \frac{\pi \cdot s}{2b}$$

b) Äquivalenter Kreis einer Mikrostrip

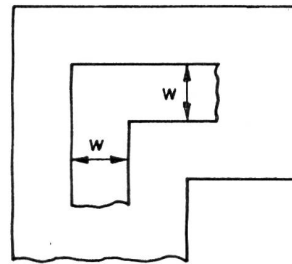
Querspalt im Leiter



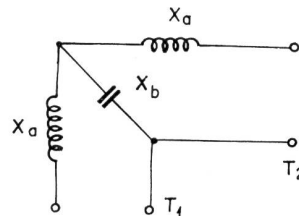
b ...
Dicke des Dielektrikums

Kammspalt

Fig. 10.



90° Winkel (Triplate)



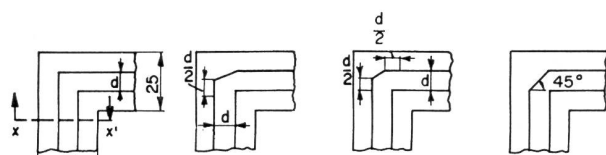
Ersatz Schaltung (equiv. Kreis für 90° Winkel)

$$\frac{X_a}{Z_0} = \left[0,878 + 2 \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2 \right]$$

$$\frac{X_b}{Z_0} = -\frac{\lambda}{2\pi D} \left[1 - 0,114 \left(\frac{2D}{\lambda} \right)^2 \right]$$

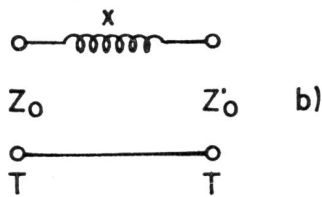
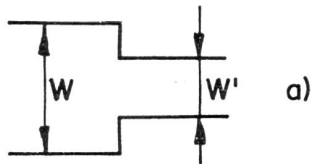
$$D = w + \frac{2b}{\pi} \ln 2$$

Fig. 11. 90°-Winkeldiskontinuität



VSWR = 1,8 VSWR = 1,6 VSWR = 1,04

Einfluss von Kompensationsmassnahmen auf die Welligkeit
Messfrequenz 4,7 GHz



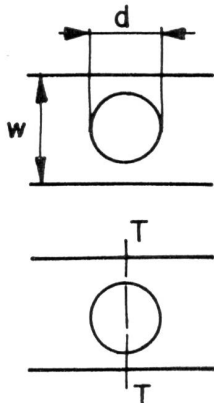
$$\frac{X}{Z_0} = \frac{2D}{\lambda} \cdot \ln \csc \frac{\pi D'}{2D}$$

$$D = w + \frac{2b}{\pi} \cdot \ln 2; D' = w' + \frac{2b}{\pi} \cdot \ln 2$$

$$\frac{Z'_0}{Z_0} = \frac{D}{D'} \quad b \dots \text{Dicke des Dielektrikums}$$

Änderung der Leiterbreite
a) Physikalische Darstellung
b) Äquivalenter Kreis

Fig. 12.

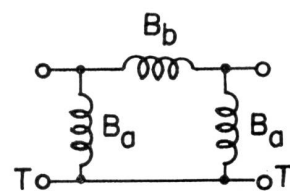


Rundes Loch im Leiter

$$B_b = -\frac{3}{4\pi} \frac{\lambda \cdot b \cdot D}{d^3}$$

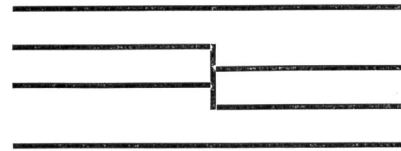
$$D = w + \frac{2b}{\pi} \cdot \ln 2$$

$$\frac{B_a}{Y_0} = \frac{1}{4(B_b/Y_0)}$$



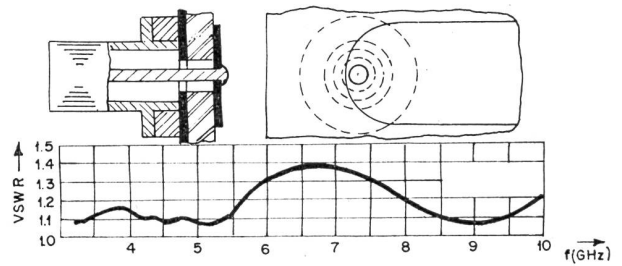
Äquivalenter Kreis
für Mittelliniendarstellung

475 Fig. 13a

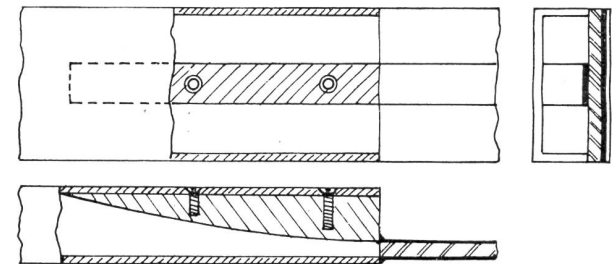


Offset des Innenleiters

Fig. 13b

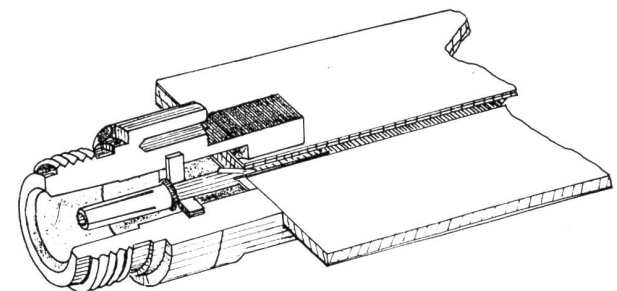


Breitbandübergang Wellenleiter-Microstrip

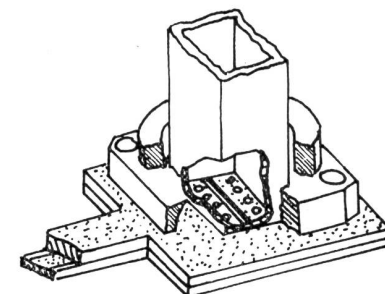


Breitbandübergang Wellenleiter-Microstrip

Fig. 14



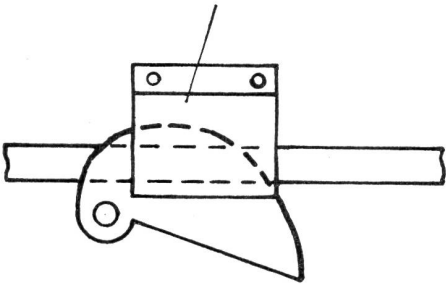
Übergang Koaxialleitung — Triplate



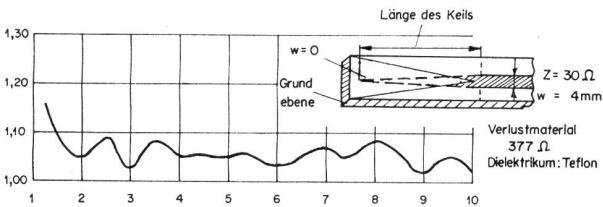
Übergang Triplate — Rechteckhohlleiter
Anregung durch Serie-Schlitz

Fig. 15

Justierplatte



a) Variables Dämpfungsglied für Microstrip



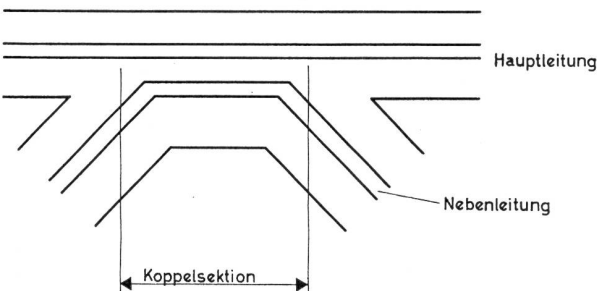
b) Reflexionsfreier Abschluss für Triplate

Fig. 16

Koppler

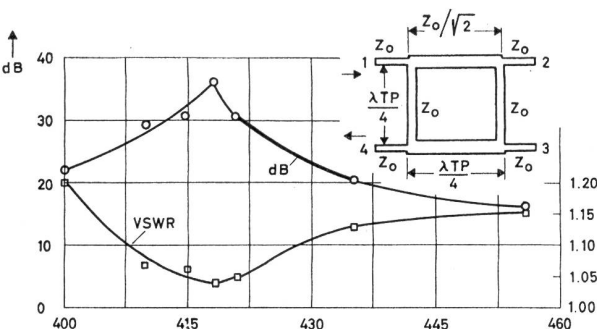
Richtkoppler sind bekanntlich Anordnungen, die aus einer Durchgangsleitung (Hauptleitung) und einer Nebenleitung bestehen, wobei die Welle in der Nebenleitung von einer Welle in der Hauptleitung derart angeregt wird, dass sie sich nur in einer Richtung bewegt. Man kann daher die Amplituden der in der Hauptleitung hin- und rücklaufenden Leistung direkt messen.

In einem gewissen Bereich besteht Kopplung zwischen den Leitern, die durch die sog. Koppelfunktion beschrieben wird.



Die Koppelfunktion muss nun passend gewählt werden.

Einfaches Beispiel



Geeignete Koppelfunktionen können durch Variation des Abstandes der beiden Seiten, oder durch Schlitzsysteme usw. erzielt werden, wobei man diese Dinge bei Stripline viel besser in der Hand hat als bei Koax oder Wellenleiter, da hier alle Vorteile der Ätztechnik auftreten. Die weitestverbreitete Form arbeitet allerdings nach dem Prinzip von Arditi, wo in der sog. Koppelsektion der Länge λ zwei Leitungen parallel verlaufen und die Anregung der Nebenleitung mit konst. Koppelfunktion geschieht.

Auch bei den Hybriden treten die Vorteile der Ätztechnik und des leichten Gewichtes auf. Der Ring besteht aus Sektionen verschiedenen Wellenwiderstandes, d. h. verschiedenen Breiten des Streifenleiters, die vorausberechnet, gezeichnet und photographisch auf das Ausgangsmaterial der Streifenleitung übertragen werden können (siehe Bild 18).

Erklärung: Bei Einspeisung in 1 ist 2 entkoppelt. Zwischen 3 und 4 existieren zwei gegenlaufende Wellen gleicher Amplitude und bei 4 gleicher Phase, daher existiert eine stehende Welle zwischen 3 und 4 mit Spannungsknoten in 2 und Stromknoten in 3 und 4, daher besteht keine Belastung bei 3 und 4. Aber auch andere, kompliziertere Hybride, z. B. die Bauart mit Phasenumkehr, welche eine Verkürzung des Ringes um $\lambda/2$ gestattet, kann in Printtechnik leicht masshaltig angefertigt werden.

Leistungsteiler

Eines der dankbarsten Anwendungsgebiete für Strip-Leitungen (siehe Bild 19).

Verteilungsschema		
Eingang	ungedämpft	20 db
1	$\frac{3}{4}$	2
3	$\frac{2}{1}$	4
2	$\frac{3}{4}$	1
4	$\frac{1}{2}$	3

Verteilungsschema der Ein- und Ausgangsleistung

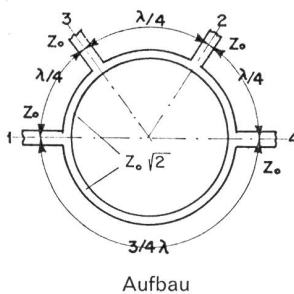


Fig. 18. Hybridring.

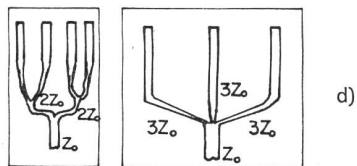
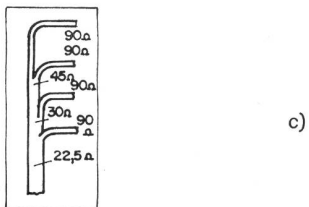
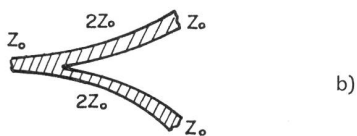
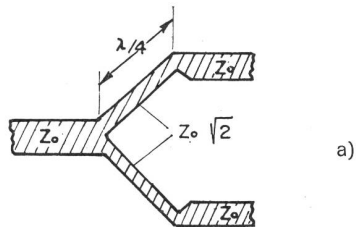


Fig. 19

- a) Zweiwegleistungsteiler mit $\lambda/4$ -Trafoanpassung
- b) getaperter Zweiwegleistungsteiler
- c) Leistungsteiler mit fortlaufender Anpassung
- d) getaperter 4-Wege-Leistungsteiler
getaperter 3-Wege-Leistungsteiler

An den Verzweigungspunkten erfolgt Aufteilung der Ströme im Verhältnis der Wellenwiderstände. Ähnliche Dinge sind selbst in Koax sehr schwierig zu realisieren, da an den Verzweigungspunkten Streuinduktivitäten und -kapazitäten eine symmetrische Aufteilung und gute Anpassung unmöglich machen.

Filter

Es gibt bekanntlich keine Theorie, die eine Synthese von Netzwerken mit vorgeschriebenen Betriebseigenschaften erlaubt, wenn diese Netzwerke aus konzentrierten Elementen und Leitungstücken bestehen. Daher hilft man sich mit Näherungslösungen in der Striplinentechnik ebenso wie bei Koax- oder Wellenleiter.

Prinzipiell muss man unterscheiden zwischen Parallelkopplung und Endkopplung.

Wie gesagt, sollten für den Aufbau ausschliesslich Triplate oder Hi-Q verwendet werden wegen der Verluste.

Die Dimensionierung ist nach Entwurfsformeln von S. B. Cohn relativ einfach. Zugrunde liegt die klassische Filtersynthese. In der Regel werden die endgekoppelten Filter wegen ihrer einfachen Bauweise vorgezogen. Sie lassen sich in Printtechnik mit hoher Präzision herstellen. Die Konstanz ist ebenfalls gut (Verstimmung für 100° Temperaturänderung in der Grössenordnung 0,1 %).

Mit den Cohn'schen Formeln lassen sich sowohl Theby-scheffsches als auch maximal-flaches Verhalten erzielen. Auf einen Punkt ist allerdings das Augenmerk zu richten, da er in der Dimensionierung von Wellenleiterfiltern nicht auftritt:

Es treten in der Regel bei der doppelten, dreifachen usw. Durchlassfrequenz wieder Durchlassbereiche auf, ein Umstand, der z. B. in der Anwendung in Vervielfachern unangenehm sein kann. Abhilfe kann nur durch Anordnung zusätzlicher Tiefpassfilter geschaffen werden, deren Grenzfrequenz etwas oberhalb des Durchlassbandes des Bandfilters liegt.

Abstimmkorrekturen sind mit Hilfe von Schrauben möglich. Die Schrauben wirken dabei als kapazitive Stempel. Wesentlich schlechter steht es mit dem Problem des Durchstimmens (siehe Bild 20).

Selbst bei einfachen Filtern wirft diese Forderung grosse Schwierigkeiten auf. Man muss entweder mit Schleifern oder beweglichen dielektrischen Stücken arbeiten.

Alle Vorteile des festabgestimmten Filters, wie einfache, billige und präzise Herstellung, gute Konstanz usw. gehen dabei verloren. In letzter Zeit wurden Bauformen mit vormagnetisiertem Ferrit angegeben, die diese Nachteile z. T. überwinden, allerdings wird man dadurch abhängig von der Konstanz von Stromquellen. Ähnlich verhält es sich, wenn mit Varaktoren durchgestimmt werden soll.

Einige Beispiele für Filter

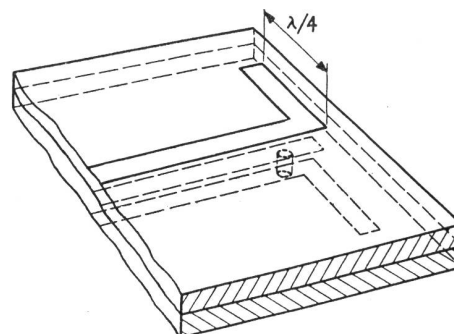
(Siehe Bild 21)

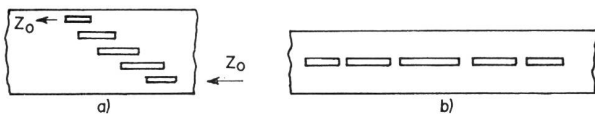
Re-entrant-Line-Filter

Filter mit sehr grosser Bandbreite baubar. Arbeitet mit Überlagerung zweier, sich mit verschiedener Laufzeit fortpflanzen-der Wellen. Geben sehr exakte Grenzfrequenz (siehe Bild 22).

Antennen

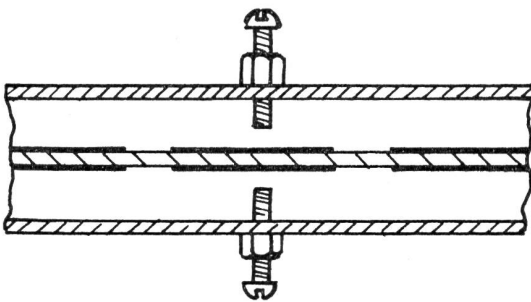
Gedruckte Antennen werden in den letzten Jahren in zunehmendem Masse verwendet. Seltener als Dipole.





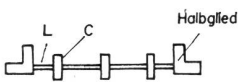
Schema des Bandpassfilters

- a) parallelgekoppelt
- b) endgekoppelt

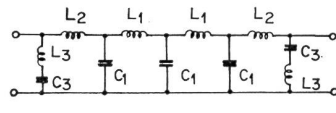


Filterabstimmung mit Hilfe von Schrauben

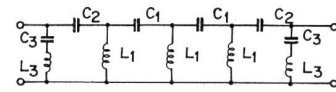
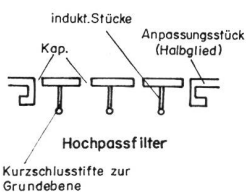
Fig. 20



Tiefpassfilter in Microstriptechnik (Schema)



Tiefpasskette in Kreisdarstellung



Hochpasskette in Kreisdarstellung

Fig. 21

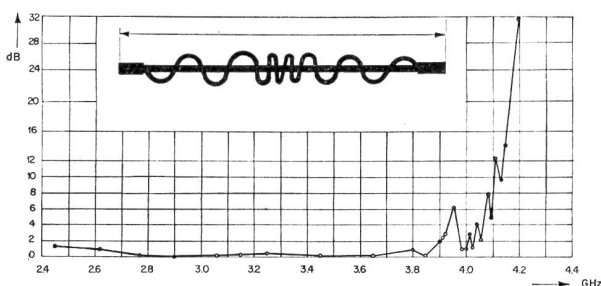
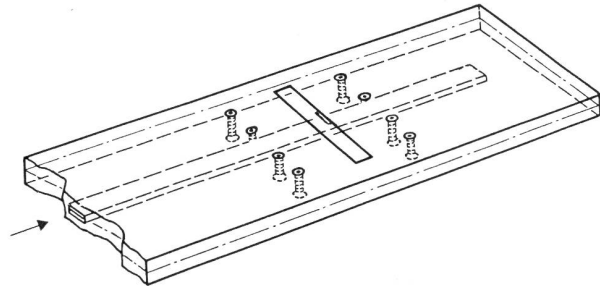


Fig. 22. Re-entrant-Line Filter

Viel wichtiger als der Dipol ist die Schlitzantenne, seine duale Anordnung in der Anwendung auf Antennengruppen. Es muss dann lediglich die Grundplatte unterbrochen werden.



Der Schlitz unterbricht die im Aussenleiter fließenden Ströme, wird daher als magnetischer Dipol erregt. Wenn er schmal ist, dann existiert nur H-Feld in seiner Längsrichtung. Seine Charakteristik ist die gleiche wie die des elektrischen Dipols. Wenn der eine Rand des Schlitzes mit dem Innenleiter verbunden ist, dann schliesst der Schlitz den Leitungsweg ab.

Der Serieschlitz eignet sich für fortlaufende Erregung aus der Speise-Stripline und kann für End-Fire-Gruppen sehr gut verwendet werden. Dabei ist eine grössere Zahl Serienschlitze nacheinander auf dem Aussenleiter angebracht, wobei die Länge eines jeden Schlitzes die abgestrahlte Amplitude bestimmt. Man kann solcherart vorgegebene Richtcharakteristiken realisieren.

Der Abschlusschlitz ist besser geeignet für Systeme mit konstanter Phase oder 180° Phase zwischen benachbarten Elementen (also z. B. Broadsidegruppen).

Beispiel einer zweidimensionalen Broadside-Gruppe siehe Bild 24.

Unter Verwendung von Phasenschiebern, die über Ferrit elektrisch gesteuert werden, kann man alle bekannten Effekte der Strahlschwenkung erzielen, und kann gleichzeitig mit viel höherer Genauigkeit und viel geringeren Kosten rechnen.

Nur genannt seien neuere Antennenformen, die sich mit Strip ebenfalls sehr gut realisieren lassen, z. B. Spiralantennen und logarithmisch periodische Antennen. Beide lassen sich in Strip mit bis heute nicht erreichter Genauigkeit realisieren.

Beschreibung eines Mischers

Anlässlich einer Vorstudie wurde ein Mischer in Stripline-technik bemessen. Es wurde eine in einem gefrästen Al-Gehäuse befindliche Triplate-Leitung folgender Dimension vorgesehenen: ($Z_w = 50 \Omega$)

Material ECC-Polyguide, Gesamtdicke	1,6 mm
Breite des Innenleiters	2,5 mm
Dicke des Innenleiters	0,07 mm
Gesamtbreite der Leitung	25 mm

Anordnung des Mischers siehe Bild 25.

Aus Literatur entnommen: bei 9 GHz etwa 8 db Rauschzahl. Der Mixer alleine ist sicher nicht kleiner und einfacher als eine entsprechende Wellenleiterausführung, wahrscheinlich aber ist er billiger.

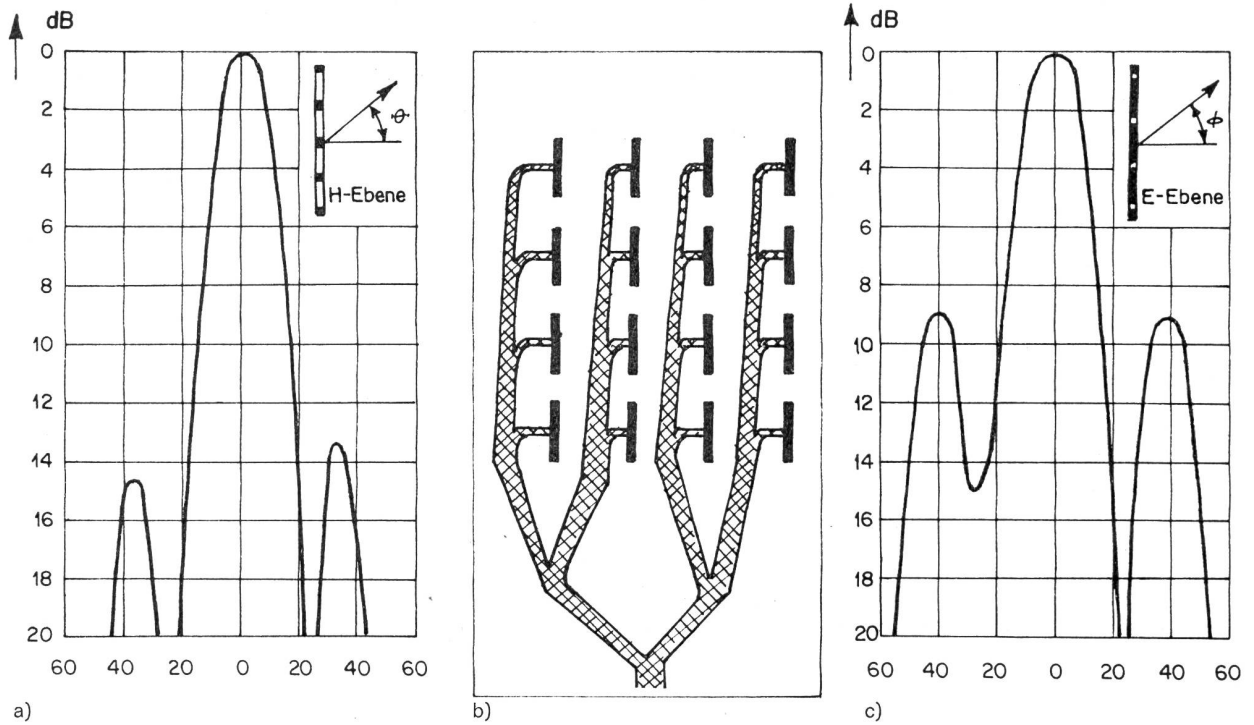


Fig. 24. Antennengruppe aus Schlitzstrahlern.
a) Anspeisungssystem in Triplate-Konstruktion
b) und c) Richtcharakteristiken in H- und E-Ebene

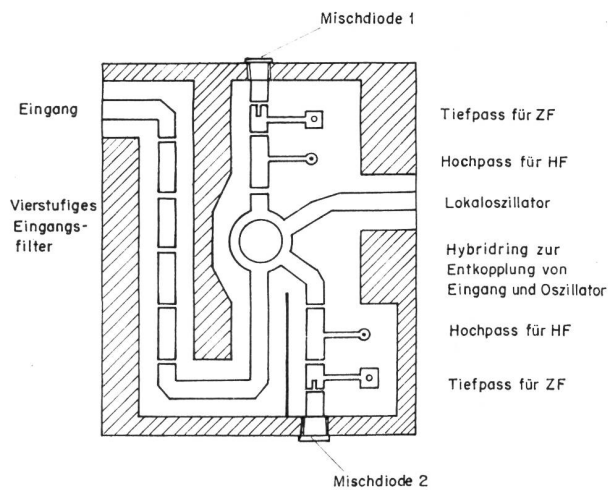


Fig. 25. Prinzip eines Stripline-Balancemixers mit vierkreisigem EingangsfILTER.

Krieg im Aether

Die nächste Vorlesung an der ETH, zu welcher Mitglieder des EVU und Leser des «Pioniers» freundlich eingeladen sind, findet wie folgt statt:

Zeit: Von 17.15 bis 18.30 Uhr.

Ort: Eidg. Technische Hochschule, Zürich, Physikgebäude 22 C.

14. Dezember 1966:
Die Übertragung von PCM-Signalen
(Dipl. El.-Ing. Th. Stolz, Hasler AG, Bern)