

# Vergleich zwischen AM und FM für den einseitigen selektiven Funkruf

Autor(en): **Wey, Emil**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri**

Band (Jahr): **45 (1967)**

Heft 2

PDF erstellt am: **11.09.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-874849>

## **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

## **Haftungsausschluss**

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

# Vergleich zwischen AM und FM für den einseitigen selektiven Funkruf

Emil WEY, Bern

621.396.63  
621.396.93:621.396.63

**Zusammenfassung.** Zur Klärung der Problemstellung wird eingangs der Begriff «einseitiger, selektiver Funkruf» näher beschrieben. Dann werden die wichtigsten Parameter aufgezeigt, mit denen ein objektiver AM-FM-Vergleich durchgeführt werden kann. Auf theoretischer Grundlage werden diese Parameter für Rufnetze mit 25-kHz- und 50-kHz-Kanalabstand berechnet. Zur Bestätigung werden dazu die entsprechenden Messwerte und Unterlagen von je einem praktisch gebauten Empfänger angegeben. Als Resultat der Untersuchung wird festgestellt, dass man für den einseitigen, selektiven Funkruf in Grossnetzen mit Gleichkanalbetrieb und Anschluss ans öffentliche Telephonnetz mit Vorteil Amplitudenmodulation verwendet.

**Résumé.** Pour préciser les données du problème, on définit tout d'abord l'appel sélectif par radio unidirectionnel. On décrit ensuite les paramètres les plus importants au moyen desquels il est possible de comparer objectivement les procédés de transmission par modulation d'amplitude et par modulation de fréquence. Puis vient le calcul de ces paramètres pour des réseaux d'appel utilisant un écart de 25 kHz et de 50 kHz entre canaux adjacents. Les résultats du calcul sont confirmés par les valeurs obtenues pour ces deux types de modulation au moyen d'un récepteur spécialement développé pour chacun d'eux. La conclusion de cette étude est qu'il est avantageux d'employer la modulation d'amplitude dans les grands réseaux d'appel sélectif par radio reliés au réseau téléphonique public lorsque l'on utilise des canaux communs.

**Riassunto.** Dopo aver definito il termine «chiamata radioelettrica selettiva unidirezionale», l'autore espone i principali parametri che permettono un paragone oggettivo tra i due tipi di modulazione. Questi vengono calcolati per reti di chiamata con canali a intervalli di 25 e di 50 kHz. I risultati del calcolo sono confermati dalle misure eseguite mediante due ricevitori appositamente elaborati, uno per ogni tipo di modulazione. A conclusione del suo studio, l'autore rileva che l'uso della modulazione d'ampiezza è più vantaggioso nelle grandi reti di chiamata radioelettrica selettiva con collegamento alla rete telefonica pubblica ed esercizio su canali comuni.

## 1. Einführung

Es besteht heute ein Bedürfnis nach drahtlosen Personenrufanlagen für grössere Reichweiten. Bereits ist eine beachtliche Zahl unterschiedlicher Rufsysteme im UKW-Band entwickelt worden. Zur Zeit stehen vorwiegend regionale und nationale Autorufnetze im Betrieb, vereinzelt auch Personenrufanlagen mit Taschenempfängsgeräten für Grossstädte. Auf internationaler Ebene diskutiert man über die Schaffung eines europäischen Autorufnetzes. Dieses würde aus mehreren Regional- und Nationalnetzen zusammengesetzt.

Das gemeinsame Merkmal aller uns bekannten Systeme besteht darin, dass man von jeder beliebigen Teilnehmerstation des öffentlichen Telephonnetzes aus den gewünschten Rufabonnenten wählen kann, um ihm die Mitteilung «du wirst gesucht» drahtlos zuzustellen. Wie die Bezeichnung «einseitiger Funkruf» aussagt, erfolgt eine Nachrichtenübertragung nur in einer Richtung. Für die Rufbeantwortung und zum Einholen weiterer Informationen wird zweckmässigerweise das öffentliche Telephonnetz verwendet. So erhält der Rufende die sichere Gewähr, dass seine Mitteilung auch wirklich empfangen worden ist.

Die Rufbefehle werden in einer Zentrale gesammelt und codiert. Es ist üblich, dass bei der Codierung eine Anzahl Niederfrequenzen aus dem Telephoniebereich zu einer Impulsserie zusammengefasst wird. Die gewählten Frequenzen und ihre gegenseitige Anordnung dienen zum Kennzeichnen der einzelnen Abonnenten.

Der codierte Ruf wird dann für die Modulation der UKW-Senderanlage benutzt. Im allgemeinen besteht diese aus mehreren Sendern. Mit einem einzigen Sender ist es nämlich praktisch nie möglich, für jeden gewünschten Empfangsort eine genügende Rufsicherheit zu erzielen. Zweckmässigerweise lässt man die Sender im Gleichkanalbetrieb arbeiten; das heisst: alle Sender strahlen in diesem Fall den gleichen Ruf gleichzeitig im gleichen HF-Kanal ab. Bei der heutigen Knappheit an Frequenzen ist es sehr wichtig, dass ein Rufnetz so wenig HF-Kanäle wie möglich belegt. Ausser dieser optimalen Frequenzausnutzung gestattet der Gleichkanalbetrieb, mit einfachen Empfängern ohne Kanalschalter zu arbeiten.

Das Rufsignal wird von allen Empfängern aufgenommen, demoduliert und den Selektivauswertern zugeführt. Jeder Empfänger ist für den ihm speziell zugeteilten Code verschlüsselt. Die Signalisierung «du wirst gesucht» kann deshalb nur beim gewünschten Abonnenten auslösen. Normalerweise erfolgt die Anzeige mit einer Lampe oder einem Summer, die nach erfolgter Schaltung nur von Hand gelöscht werden können.

## 2. Problemstellung

Gleich zu Beginn soll gesagt sein, dass mit diesem Bericht nicht beabsichtigt wird, den alten Streit zwischen den Verfechtern der Amplituden- und Frequenzmodulation aufzufrischen. Die vielen Publikationen, die den Fachzeit-

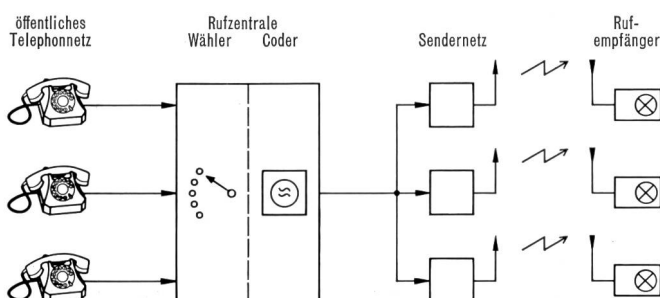


Fig. 1  
Prinzipschema für den einseitigen selektiven Funkruf  
Schéma de principe pour l'appel sélectif unidirectionnel par radio

schriften jahrelang Stoff lieferten, stellen heute jedem Interessenten eine gründliche Beschreibung über alle diesbezüglichen Probleme zur Verfügung.

Auf Grund dieser als bekannt vorausgesetzten theoretischen und praktischen Erfahrungen sollen die Vor- und Nachteile der beiden Modulationsarten für die besondere Verwendung beim einseitigen selektiven Funkruf untersucht werden. Als erstes müssen dazu die massgebenden Vergleichsparameter bestimmt werden. Von der Rundfunk- und Sprechfunktechnik her sind die wichtigsten Grössen und deren Auswirkung auf die Empfangsqualität derart bekannt, dass man versucht ist, den Entscheid ohne sachliche Überprüfung zugunsten der Frequenz- beziehungsweise der Phasenmodulation zu entscheiden. Für den Selektivruf sind jedoch andere Kriterien wichtig als bei der Musik- und Sprachübertragung. Während in den letztgenannten Fällen das Hauptgewicht auf Wiedergabetreue und gute Verständlichkeit gelegt wird, geht es beim Selektivruf lediglich darum, zu entscheiden, ob gerufen wird oder nicht. Mit anderen Worten: es ist einzig massgebend, ob das demodulierte und selektiv ausgefilterte Nutzsignal die Ansprechschwelle der Rufanzeigeverriegelung überschreitet oder nicht. Da sich demzufolge die Verzerrungen nicht sehr kritisch auswirken, kann man bei Amplitudenmodulation vorteilhaft mit einem Superregenerativ-Empfänger arbeiten. Dieser ist nicht nur billiger als ein gewöhnlicher AM-Empfänger, sondern er weist auch bessere Empfangseigenschaften für den Selektivruf auf. Die AM-Vergleichswerte werden deshalb alle auf ihn bezogen.

In Abschnitt 5 sollen die durch Überlegung gewonnenen Vergleichswerte anhand eines Beispiels mit praktisch erzielten Messwerten nachgeprüft werden.

### 3. Vergleichsparameter

Bevor wir die beiden Modulationsarten objektiv vergleichen können, müssen wir uns klar sein, nach welchen Gesichtspunkten beurteilt werden soll. Wir können zu diesem Zweck folgende Kriterien wählen:

- Anlagekosten zum Erzielen einer genügenden Rufsicherheit
- Benötigte HF-Frequenzbandbreite
- Störvermögen auf andere Funkdienste

Die Sender und Empfänger können andere Funkdienste stören, wenn sie unerwünschte Oszillator-Grund- und -Nebenwellen sowie allfällige Mischfrequenzen unzulässig abstrahlen. Bei geeigneter Dimensionierung lassen sich jedoch diese Störstrahlungen für AM- und FM-Sender ohne wesentliche Unterschiede auf tragbare Werte bringen. Das gleiche gilt auch für die Empfänger, wenn wir voraussetzen, dass beide als Überlagerungsgeräte mit gleicher ZF- und einer HF-Stufe arbeiten. (Die Superregenerativstufe des AM-

Empfängers ist sinngemäss in den ZF-Teil zu bauen.) Wie man erkennt, braucht bei der Beurteilung der beiden Modulationsarten keine besondere Rücksicht auf das Störvermögen genommen zu werden.

Wir wollen jetzt die Anlagekosten noch etwas näher betrachten. Die Wahl der Modulationsart kann sich nur auf die Kosten der Sende- und Empfangsanlage auswirken. Suchen wir zuerst nach den massgebenden Parametern auf der Sendeseite: Den grössten und massgebenden Einfluss auf die Anlagekosten hat hier die Anzahl Sender, die zur Bedienung des Netzes benötigt werden, verlangt doch jeder Sender zusätzlich eine Räumlichkeit, eine Antennenanlage und eine eigene Modulationszuleitung nach der Rufzentrale.

Die benötigte Zahl der Sender hängt zunächst vom Bedienungsbereich der einzelnen Sender ab. Dieser wird durch folgende Faktoren begrenzt:

- *Sendeleistung*. Damit andere Funkdienste nicht gestört werden, darf diese für einen bestimmten Standort einen gewissen Wert nicht übersteigen. Dieser Wert ist für beide Modulationsarten gleich gross. Demzufolge sind auch die Kosten für einen Sender ungefähr gleich.
- *Feldstärkedämpfung* zwischen Sender und Empfänger. Sie wird nur durch die Geländestruktur und die HF-Trägerfrequenz bestimmt, ist also modulationsunabhängig.
- *Empfänger-Arbeitsbereich*. Jeder Empfänger arbeitet nur in einem bestimmten Feldstärkebereich zuverlässig. Die untere Grenze wird durch die Ansprechempfindlichkeit, die obere durch die Übersteuerung bestimmt. Beide können modulationsabhängig sein.

Nebst der Senderreichweite wird die maximal zulässige Distanz zwischen zwei Sendern und damit die Senderzahl auch durch die Empfängerempfindlichkeit auf *Laufzeitdifferenzen bei Mehrwegeempfang* begrenzt. Es wird immer Empfangsorte geben, an denen zwei oder mehr Sender wegen Laufzeitdifferenzen unterschiedliche Modulationsphasen und ungefähr gleich grosse Feldstärken erzeugen. In diesem Fall kann die Modulation im Empfänger abgeschwächt oder gar unterdrückt werden. Dieser Effekt ist von der Modulationsart abhängig.

Betrachten wir nun die massgebenden Parameter für die Empfangsseite: Der Unterschied der Empfängerkosten lässt sich abschätzen, wenn man den Materialaufwand vergleicht. Vorausgesetzt werden dabei gleiche Empfängereigenschaften. Diese werden durch folgende Parameter bestimmt:

- *Ansprechempfindlichkeit* (unter Berücksichtigung der Beeinflussung durch Rausch-, Impuls- und Selektivstörer innerhalb und ausserhalb des Empfangskanals)
- *Übersteuerungsgrenze* (Falschrufe und Rufunterdrückungen durch grosse Störsignale)
- *Empfindlichkeit auf Laufzeitdifferenzen bei Mehrwegeempfang*
- *erforderliche HF-Bandbreite* (Selektivität und Stabilität)

Wie man erkennt, enthalten diese vier Parameter auch die für die Senderseite gefundenen. Wir können also mit ihrer Hilfe sowohl die Sender- als auch die Empfangsanlagekosten beurteilen.

#### 4. Grundlagen zu den Vergleichsparametern

Wir wollen jetzt diese vier Vergleichsparameter untersuchen. Zu diesem Zweck nehmen wir einen idealisierten Rufempfänger gemäss Blockschema *Figur 2* an.

Wir treffen dazu folgende Voraussetzungen:

- a) Der HF-Verstärker, die Mischstufe und der Mischoszillator sind für die AM- und FM-Empfänger identisch. Die Verstärker und Frequenzwandler werden als linear angenommen.
- b) Die ZF-Stufe besitzt für die AM- und FM-Empfänger die gleiche Durchlassbandbreite. Die ZF-Verstärkung soll genügen, um den Demodulator anzusteuern. Lineare Verstärkung wird angenommen.
- c) Im AM-Empfänger wird zur Demodulation eine logarithmisch arbeitende Superregenerativstufe verwendet. Die Demodulation liefert in diesem Fall:

– bei grossem Nutzsignal, wenn das Rauschen praktisch keinen Einfluss hat,

$$\text{für } \gamma_{E,Y} > \approx 2: \quad U_{N,Y}(t) \sim U_k \cdot \ln \frac{\hat{U}_{D,Y}(t)}{U_{D,R}} \quad (1)$$

– bei kleinem Nutzsignal, wenn das Rauschen einen Einfluss hat,

$$\text{für } \gamma_{E,Y} < \approx 1: \quad U_{N,Y}(t) \sim \frac{U_k}{2} \cdot \frac{\hat{U}_{D,Y}(t)}{U_{D,R}} \quad (2)$$

Im FM-Empfänger wird ein idealer FM-Demodulator vorausgesetzt, bei dem die NF-Ausgangsspannung proportional dem momentanen Frequenzhub ist. Allfällige Amplitudenschwankungen sind durch einen Amplitudenbegrenzer unterdrückt.

Die Demodulation liefert in diesem Fall:

– bei grossem Nutzsignal, wenn das Rauschen praktisch keinen Einfluss hat,

$$\text{für } \gamma_{E,Y} > \approx 3: \quad U_{N,Y}(t) \sim \Delta F(t) \quad (3)$$

– bei kleinem Nutzsignal, wenn das Rauschen einen Einfluss hat,

$$\text{für } \gamma_{E,Y} < \approx 3: \quad U_{N,Y}(t) \sim \Delta F(t) \cdot (1 - e^{-\gamma^{2D,Y}}) \quad (4)$$

d) Die NF-Stufe soll linear arbeiten und für die AM- und FM-Empfänger eine gleich grosse Tiefpassbandbreite aufweisen. An den Ausgängen sollen die gleichen Nutzenergien zum Steuern der Rufauswerter liegen.

e) Die Rufauswerter sollen identisch aus einem Amplitudenbegrenzer, einem NF-Bandpass (Code-Filter) und einem Rufanzeigeschalter bestehen. Dieser soll schalten, wenn die NF-Ausgangsspannung  $\hat{U}_A$  die NF-Anschwelle  $\check{U}_A$  überschreitet.

#### 4.1 NF-Ansprechempfindlichkeit

Die HF-Ansprechempfindlichkeit des Rufempfängers wird durch die NF-Anschwelle  $\check{U}_A$  bestimmt. Diese muss deshalb möglichst tief gelegt werden, damit sie bereits von den kleinsten selektiv ausgefilterten NF-Nutzsignalen überschritten wird. Es gibt jedoch eine untere Grenze des Zulässigen. Das Empfängerrauschen und die Impulsstörspannungen müssen unter der Anschwelle bleiben. Um ihre richtige Einstellung zu finden, wollen wir der Reihe nach untersuchen, wie am NF-Ausgang die Nutzsignal-, Rausch- und Impulsstörspannungen von der Grösse des HF-Signals abhängen. Ferner soll bei der endgültigen Wahl des Arbeitspunktes von der möglichen Verbesserung des Störabstandes durch das Einsetzen eines NF-Amplitudenbegrenzers vor der Bandbreitereduktion Gebrauch gemacht werden.

#### 4.1.1 NF-Nutzspannung in Funktion des HF-Rauschabstandes

##### a) Amplitudenmodulation

Während der Rufimpulse ist das Nutzsignal mit einer Codefrequenz amplitudenmoduliert. An den Demodulator-eingang gelangt demnach

$$U_{D,o}(t) = \hat{U}_{D,o} [1 + M \cos \omega_m \cdot t] \sin (\Omega_o \pm \nu) t \quad (5)$$

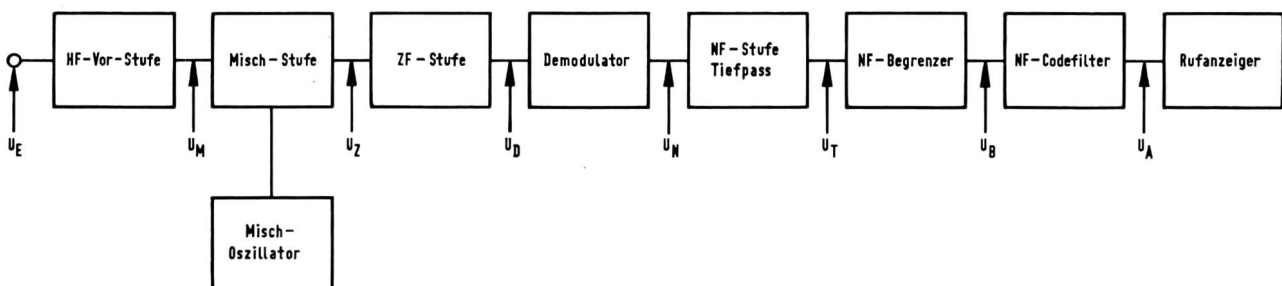


Fig. 2  
Prinzipschema des Rufempfängers  
Schéma de principe du récepteur d'appel

Ein AM-Empfänger, der für die Demodulation eine Superregenerativstufe verwendet, liefert gemäss Gleichung (1) am NF-Ausgang

$$\text{für } \gamma_{D,O/R} > \approx 2: \quad U_{N,O}(t) \sim U_k \cdot \ln \frac{\hat{U}_{D,O} [1 + M \cos \omega_m \cdot t]}{U_{D,R}} \quad (6)$$

Um das Amplitudenspektrum zu erhalten, wird dieser Ausdruck in einer Reihe dargestellt

$$U_{N,D}(t) \sim U_k \left[ \ln \frac{\hat{U}_{D,O}}{U_{D,R}} - \ln(1 + \lambda) + 2\lambda (\cos \omega_m t - \frac{1}{2} \lambda \cos 2\omega_m t + \frac{1}{3} \lambda^2 \cos 3\omega_m t - + \dots) \right] \quad (7)$$

$$\text{wobei } \lambda = \frac{1}{M} - \sqrt{\frac{1}{M^2} - 1}$$

Die Fourier-Analyse liefert daraus für die Grundwelle

$$\hat{U}_{N,O_1} \sim 2 U_k \cdot \lambda \quad (8)$$

Für kleine HF-Signale erhält man durch Einsetzen von (5) in (2)

$$\text{für } \gamma_{D,O/R} < \approx 1: \quad U_{N,O}(t) \sim \frac{U_k}{2} \cdot \frac{\hat{U}_{D,O} [1 + M \cos \omega_m t]}{U_{D,R}} \quad (9)$$

mit der Grundwellenamplitude

$$\hat{U}_{N,O_1} \sim U_k \cdot \frac{M}{2} \cdot \gamma_{D,O/R} \quad (10)$$

#### b) Frequenzmodulation

Während der Rufimpulse ist das Nutzsignal mit einer Codefrequenz frequenzmoduliert. Für den Demodulatoreingang gilt

$$U_{D,O}(t) = \hat{U}_{D,O} \cdot \sin \left[ (\Omega_o + 2\pi \nu) t + \frac{\Delta F}{f_m} \cos \omega_m t \right] \quad (11)$$

Ein idealer Frequenzdemodulator liefert gemäss den Gleichungen (3) und (4) am NF-Ausgang

$$\text{für } \gamma_{D,O/R} > \approx 3: \quad U_{N,O}(t) \sim \Delta F \cdot \sin \omega_m t \quad (12)$$

$$\text{für } \gamma_{D,O/R} < \approx 3: \quad U_{N,O}(t) \sim \Delta F \cdot \sin \omega_m t \cdot (1 - e^{-\gamma_{D,O/R}}) \quad (13)$$

#### 4.1.2 NF-Rauschspannung in Funktion des HF-Rauschabstandes

Das Empfängerrauschen liefert am Demodulatoreingang eine mittlere Spannung

$$\bar{U}_{D,R,eff} \sim \sqrt{F \cdot kT_o \cdot R_E \cdot B} \quad (14)$$

Die Amplitude der Rauschspannung ist nach Rayleigh verteilt. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein Wert zwischen  $\hat{U}$  und  $(\hat{U} + d\hat{U})$  liegt, ist

$$W(\hat{U} \dots \hat{U} + d\hat{U}) = \frac{\hat{U}}{U_{D,R}^2} e^{-\frac{\hat{U}^2}{2U_{D,R}^2}} d\hat{U} \quad (15)$$

Um die Übersicht der nachfolgenden Abschnitte zu verbessern, seien hier die wichtigsten Abkürzungen eingeführt:

AM	= Amplitudenmodulation
FM	= Frequenzmodulation
HF	= Hochfrequenz
ZF	= Zwischenfrequenz
NF	= Niederfrequenz
B	= ZF-Bandbreite
aB	= Demodulations-Bandbreite
b	= Codefilter-Bandbreite
fg	= Grenzfrequenz des NF-Tiefpasses
fp	= Pendelfrequenz
$f_m, \omega_m$	= NF-Codefrequenz
$F_o, \Omega_o$	= HF-Kanalmittelfrequenz
$\nu_o$	= Gleichkanal-Versatzfrequenz
$\nu$	= Abstand von der Bandmittelfrequenz
$\Delta f$	= Frequenztoleranz
$\Delta F$	= Frequenzhub
M	= Modulationsgrad
$U_{X,Y}$	= Spannung
$\hat{U}_{X,Y}$	= Spannungsamplitude
$\bar{U}_{X,Y}$	= Mittelwert der Spannung
$\bar{U}_{X,Y}$	= Begrenzte Spannung
$\check{U}_{X,Y}$	= Ansprechempfindlichkeit
$U_k$	= Spannungskonstante der Superregenerativstufe (schaltungsabhängig)
$\gamma_{X,Y}$	= Spannungsverhältnis Der erste Index X bezeichnet die Bezugsstelle in Figur 2, also E, M, Z, D, N, T, B oder A Der zweite Index Y bezeichnet das Bezugssignal, das heisst:
O	= Nutzsignal
R	= Rauschsignal
I	= Impulsförmiges Störsignal
O/R	= Signal zu Rauschen
O/I	= Signal zu Impulsstörung
t	= Zeit
T	= Periodenlänge
$\Delta T, \Delta t$	= Impulslänge
$\tau$	= Laufzeitdifferenz
d	= Wegdifferenz
c	= Lichtgeschwindigkeit
$\Phi, \theta, \psi, \varphi_{NF}$	= Phasenverschiebung
S(t)	= Steilheit in Funktion von (t)
z	= Anzahl Impulsstörspitzen
l	= Anzahl Harmonische
F	= Rauschfaktor
$R_E$	= Eingangswiderstand
$kT_o$	= Boltzmannkonstante. x absolute Temperatur
g	= Leistungsverstärkungsfaktor
$\ddot{u}$	= Impedanztransformationsfaktor
$\delta$	= Dämpfungsfaktor für die Selektivität
$P_v$	= Verlustleistung
n, m	= Laufzahlen 1, 2, 3...
q	= Faktor der geometrischen Reihe
$\lambda$	= $\frac{1}{M} - \sqrt{\frac{1}{M^2} - 1}$
si(x)	= $\frac{\sin(x)}{x}$
Si(x)	= $\int_0^x \frac{\sin(x)}{x} dx$

### a) Amplitudenmodulation

Wenn die Rauschspannung gemäss (14) wesentlich kleiner ist als das HF-Nutzsignal, findet man am Demodulatorausgang

$$\text{für } \gamma_{D,O/R} > 2: \quad \bar{U}_{N,R,eff} \sim U_k \sqrt{\frac{b}{f_p}} \cdot \frac{1}{\gamma_{D,O/R}} \quad (16)$$

Bei kleinen HF-Nutzsignalen strebt die NF-Rauschspannung gemäss der Demodulationsgleichung (2) einem konstanten Wert zu

$$\text{für } \gamma_{D,O/R} < \approx 1: \quad \bar{U}_{N,R,eff} \sim U_k \cdot 0,8 \sqrt{\frac{b}{f_p}} \quad (17)$$

### b) Frequenzmodulation

Wenn die Rauschspannung gemäss (14) wesentlich kleiner ist als das HF-Nutzsignal, beträgt der Rauschanteil für ein schmales Band  $df$  im Abstand  $f$  von der Bandmittenfrequenz

$$d \Delta F_R = \frac{f \cdot \sqrt{df}}{\sqrt{B} \cdot \gamma_{D,O/R}} \quad (18)$$

Durch Integration über die Bandbreite  $b = f_2 - f_1$  findet man den Rauschstörhub aus

$$\Delta F_R^2 = \int_{f_1}^{f_2} \frac{f^2}{B \cdot \gamma_{D,O/R}^2} df = \frac{f_2^3 - f_1^3}{3 B \cdot \gamma_{D,O/R}^2} \quad (19)$$

Beim Selektivempfänger ist die Bandbreite  $b$  immer viel kleiner als die Mittenfrequenz  $f_m$  der Codefilter. Die Gleichung (3) liefert unter dieser Voraussetzung nach der Demodulation am NF-Ausgang

$$\text{für } \gamma_{D,O/R} > \approx 3: \quad \bar{U}_{N,R,eff} \sim \frac{f_m}{\sqrt{2} \cdot \gamma_{D,O/R}} \sqrt{\frac{b}{B}} \quad (20)$$

Bei kleinen HF-Nutzsignalen wird das Rauschspannungsspektrum am Diskriminatorausgang über die ZF-Bandbreite annähernd rechteckförmig. Die Spektraldichte beträgt dabei für Rechteckfilter  $\approx B/2$ ; das heisst

$$\text{für } \gamma_{D,O/R} < \approx 3: \quad \bar{U}_{N,R,eff} \sim \frac{1}{2} \sqrt{b \cdot B} \quad (21)$$

#### 4.1.3 NF-Impulsstörspannung in Funktion des HF-Störabstandes

Die wichtigsten Impulsstörquellen der Praxis sind Auto- und Motorzündanlagen, elektrische Schalter, Büromaschinen, Kollektormotoren usw. Sie erzeugen Feldstärken mit «Impulsflächen» ( $E \cdot \Delta t$ ) bis  $\approx 3 \cdot 10^{-8}$  Vs/m und gleichmässige Amplitudenspektren bis  $> 1000$  MHz. Die Störimpulse treten dabei meist in periodischen Abständen mit Folgefrequenzen zwischen 30...300 Hz auf. Im ungünstigsten Fall kann eine Folgefrequenz oder einzelne Harmonische von ihr mit dem Durchlassbereich eines Ruf-Codefilters übereinstimmen. Bei zu tief eingestellter NF-Anschwelle können dann Falschrufe entstehen.

Wir wollen nun die Impulsstörspannung am Demodulatorausgang berechnen. Da die Impulse immer sehr kurz sind gegen den Pulsabstand, brauchen wir zu diesem Zweck nur einen Einzelimpuls  $\hat{U}_{E,I} \cdot \Delta t_{E,I}$  zu betrachten. Einfachheitshalber soll die Durchlasscharakteristik der ZF-Stufe durch ein Rechteckfilter mit der Bandbreite  $2\pi B = \Omega_2 - \Omega_1$  und der Mittenfrequenz  $\Omega_0$  idealisiert werden. Nach der Systemtheorie berechnet sich der Ausgangsimpuls nach dem Bandfilter zu

$$U_{D,I}(t) \sim \frac{\hat{U}_{E,I} \cdot \Delta t_{E,I}}{\pi} \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} \cos \Omega (t - t_0) d\Omega = \hat{U}_{E,I} \cdot \Delta t_{E,I} \cdot 2B \operatorname{si}[\pi B(t - t_0)] \cdot \cos \Omega_0(t - t_0) \quad (22)$$

Für die weiteren Betrachtungen spielt die Laufzeit  $t_0$  keine Rolle. Wir schreiben deshalb kürzer

$$U_{D,I}(t) \sim 2B \cdot \hat{U}_{E,I} \cdot \Delta t_{E,I} \cdot \operatorname{si}(\pi Bt) \cdot \cos \Omega_0 t = \hat{U}_{D,I}(t) \cdot \cos \Omega_0 t \quad (23)$$

Zu diesem Impulsstörsignal addiert sich das Nutzsignal  $U_{D,O}(t)$ . Die Trägerfrequenz des letzteren kann bezüglich der Bandmittenfrequenz  $F_0$  um  $\pm \nu$  verstimmt sein, jedoch muss sie innerhalb des Durchlassbereiches  $F_2 - F_1$  bleiben.

Im allgemeinen sind das Stör- und das Nutzsignal gegeneinander phasenverschoben. Die Phasenverschiebung setzt sich aus einem konstanten Betrag  $\Phi_0$  und einem zeit- und verstimmungsabhängigen Winkel  $2\pi \nu t$  zusammen.  $\Phi_0$  kann zwischen  $0 \dots 2\pi$  liegen, je nach dem Eintreffen des Impulses bezüglich der Trägerschwingung. Jeder Winkel zwischen  $0 \dots 2\pi$  ist dabei gleich wahrscheinlich. Die totale Phasenverschiebung ist somit

$$\Phi(t) = 2\pi \nu t - \Phi_0 \quad (24)$$

### a) Amplitudenmodulation

Wenn auf eine Superregenerativstufe zwei unabhängige Signale gegeben werden, tastet diese bei jedem Pendelvorgang die vektorielle Summe  $\hat{U}_{D,O,I}(t)$  der beiden ab. Diese Summenspannung ist von der Phasenverschiebung  $\Phi(t)$  abhängig. Sie beträgt

$$\hat{U}_{D,O,I}(t) = \sqrt{\hat{U}_{D,O}^2 + \hat{U}_{D,I}^2(t) + 2\hat{U}_{D,O} \hat{U}_{D,I}(t) \cdot \cos \Phi(t)} \quad (25)$$

Die NF-Ausgangsspannung ergibt sich nach der Demodulation gemäss (1) zu

$$U_{N,O,I}(t) \sim U_k \cdot \ln \frac{\hat{U}_{D,O,I}(t)}{U_{D,R}} \quad (26)$$

Wenn mehrere Abtastungen berücksichtigt werden, liefert der Superregenerativdemodulator im Mittel eine Ausgangsspannung entsprechend dem stärkeren Signal, das heisst

$$\text{für } \frac{\hat{U}_{D,I}(t)}{\hat{U}_{D,O}} \geq 1: \quad \bar{U}_{N,O,I}(t) \sim U_k \cdot \ln \frac{\hat{U}_{D,I}(t)}{U_{D,R}} = U_k \cdot \ln \frac{\hat{U}_{E,I} \cdot \Delta t_{E,I} \cdot 2B \cdot |\operatorname{si}(\pi Bt)|}{U_{D,R}} = U_I(t) \quad (27)$$

$$\text{für } \frac{\hat{U}_{D,I}(t)}{\hat{U}_{D,O}} \leq 1: \bar{U}_{N,OI}(t) \sim U_k \cdot \ln \frac{\hat{U}_{D,O}}{U_{D,R}} = U_{II} \quad (28)$$

Der Gleichstromwert  $U_{II}$  tritt auch in Erscheinung, wenn der Nutzträger allein am Empfängereingang liegt, zum Beispiel während der Pausen einer Impulsfolge.

Für die weiteren Betrachtungen nehmen wir an, dass sich der Störimpuls periodisch wiederholt. Der Impulsabstand betrage  $T_i$ , entsprechend einer Folgefrequenz  $f_i$ . Die demodulierte Impulsfolge  $U_{N,I}(t)$  kann als *Fourier-Reihe* geschrieben werden

$$U_{N,I}(t) = U_{N,I_0} + \hat{U}_{N,I_1} \sin(\omega_i t + \theta_1) + \hat{U}_{N,I_2} \sin(2\omega_i t + \theta_2) + \dots \quad (29)$$

$$\text{wobei } \hat{U}_{N,I_n} = 2 \cdot \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} \bar{U}_{N,OI}(t) \cdot \cos(n\omega_i t) dt \approx \approx \frac{2}{n\pi} U_k \cdot \text{Si} \left[ 2nf_i \frac{\hat{U}_{E,I} \cdot \Delta t_{E,I}}{U_{D,R}} \right] \quad (30)$$

Diese Spektralampplituden erreichen, wenn sich von zwei Impulsen die Spannungen  $\hat{U}_{D,I}(t)$  bei grösseren Werten als  $\hat{U}_{D,O}$  schneiden, einen konstanten Maximalwert

$$\hat{U}_{N,I_{1 \max}} \approx \frac{2}{n\pi} U_k \cdot \text{Si} \left[ \frac{n\pi}{2} \right] \quad (31)$$

Der schlimmste Fall tritt ein, wenn die Folgefrequenz  $f_i$  in den Durchlassbereich des NF-Codefilters fällt. Die Störspannung  $\hat{U}_{A,I}$  vor dem Rufanzeigeschalter erreicht dann gemäss (31) sein absolutes Maximum

$$\hat{U}_{A,I_{\max}} = \hat{U}_{N,I_{\max}} \approx 0,86 \cdot U_k \quad (32)$$

Aus (27) und (28) kann noch die mittlere Breite der NF-Impulse bestimmt werden. Sie beträgt

$$\overline{\Delta T}_{N,I} \approx \frac{1}{U_I(0) - U_{II}} \int_0^{T_i} [U_I(t) - U_{II}] dt \quad (33)$$

Der Ausdruck  $[U_I(t) - U_{II}]$  stellt den Spannungsverlauf des Impulses bezüglich des konstanten Gleichspannungswertes  $U_{II}$  dar. Bei der Integration zwischen  $0 \dots T_i$  dürfen nur jene Zeitabschnitte berücksichtigt werden, in denen die Voraussetzung  $\hat{U}_{D,I} \geq \hat{U}_{D,O}$  erfüllt ist.

Für den Fall, bei dem die Spektralampplituden den konstanten Maximalwert gemäss (31) erreichen, berechnet sich aus (32) die maximale Impulsbreite zu

$$\overline{\Delta T}_{N,I_{\max}} \approx \frac{T_i}{2 \cdot \ln \left( \frac{\pi}{2} B T_i \right)} \quad (34)$$

#### b) Frequenzmodulation

Wie bereits unter 4.1.1a erwähnt, addieren sich das Nutzsinal  $U_{D,O}(t)$  und das Impulsstörsignal  $\hat{U}_{D,I}(t)$  vektor-

riell. Der resultierende Spannungsvektor durchläuft dabei die Phase

$$\begin{aligned} \Psi(t) &= \arctg \frac{\hat{U}_{D,I}(t) \cdot \sin \Phi(t)}{\hat{U}_{D,O} + \hat{U}_{D,I}(t) \cos \Phi(t)} = \\ &= \arctg \frac{\gamma_{D,I/O}(t) \cdot \sin \Phi(t)}{1 + \gamma_{D,I/O}(t) \cdot \cos \Phi(t)} \quad (35) \end{aligned}$$

Der momentane Störfrequenzhub  $\Delta F_i(t)$  wird daraus durch Differenzieren nach der Zeit erhalten

$$\Delta F_i(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Psi(t)}{dt} \quad (36)$$

Für unsere systemtheoretische Betrachtung interessiert vor allem der mittlere Störfrequenzhub  $\overline{\Delta F}_i$ , der während der Impulsdauer  $\overline{\Delta T}_i$  vorliegt, damit wir einen Ausdruck von der Form  $\overline{\Delta F}_i \cdot \overline{\Delta T}_i$  bilden können. Wir erhalten diesen aus (36) zu

$$\begin{aligned} \overline{\Delta F}_i &= \frac{1}{2\pi \overline{\Delta T}_i} \int_0^{\overline{\Delta T}_i} \frac{d\Psi(t)}{dt} \cdot dt = \\ &= \frac{1}{2\pi \overline{\Delta T}_i} \left| \arctg \frac{\gamma_{D,I/O}(t) \cdot \sin \Phi(t)}{1 + \gamma_{D,I/O}(t) \cdot \cos \Phi(t)} \right|_0^{\overline{\Delta T}_i} = \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{2\pi \cdot \overline{\Delta T}_i} \quad (37) \end{aligned}$$

Wir können anstelle von  $\gamma(t)$  dessen Mittelwert  $\bar{\gamma}$  setzen

$$\bar{\gamma}_{D,I/O} = \frac{\int_0^{\overline{\Delta T}_i} U_{D,I}(t) \cdot dt}{\overline{\Delta T}_i \cdot \hat{U}_{D,O}} \quad (38)$$

Bei grossen Störampplituden und kleinen Nutzsinalen ist  $\bar{\gamma} \gg 1$ . Die Gleichung (37) vereinfacht sich in diesem Fall auf

$$\overline{\Delta F}_i = \frac{\Phi(\overline{\Delta T}_i) - \Phi(0)}{2\pi \cdot \overline{\Delta T}_i} = \nu \quad (39)$$

Für  $B \geq 2\nu$  ergibt die Auswertung der Gleichung (39), wenn darin  $\hat{U}_{D,I}(t)$  aus Gleichung (23) eingesetzt wird

$$\bar{U}_{N,I} \sim \overline{\Delta F}_i = \nu \quad (40)$$

Als nächster Schritt ist die mittlere Impulsdauer  $\overline{\Delta T}_{N,I}$  zu bestimmen. Wir gehen dabei von der Überlegung aus, dass die Störung am Diskriminatorausgang verschwindet, wenn die mittlere Störampplitude  $\bar{U}_{D,I}$  etwa gleich gross wie das Nutzsinal wird, das heisst

$$\bar{U}_{D,I} \approx \hat{U}_{E,I} \cdot \Delta t_{E,I} \cdot 2B \left| \text{si } \pi \cdot B \frac{\overline{\Delta T}_{N,I}}{2} \right| \approx \hat{U}_{D,O} \quad (41)$$

Da  $\overline{\Delta T}_{N,I}$  stets grösser als  $\frac{1}{B}$  ist, kann  $\left| \text{si } \left( \frac{\pi B \overline{\Delta T}_{N,I}}{2} \right) \right|$  ersetzt werden durch  $\frac{4}{\pi^2 \cdot B \cdot \overline{\Delta T}_{N,I}}$ . Wenn man diese Näherung in (41) einsetzt, so findet man

$$\overline{\Delta T_{N,1}} \approx \frac{8 \cdot \hat{U}_{E,1} \cdot \Delta t_{E,1}}{\pi^2 \cdot \hat{U}_{D,0}} \quad (42)$$

Wir nehmen jetzt wieder an, dass sich diese Störimpulse periodisch wiederholen. Wie im vorigen Abschnitt betrage der Impulsabstand  $T_i = \frac{1}{f_{mN}}$ . Die Impulsfolge am Diskriminatorausgang lässt sich damit als Reihe schreiben

$$U_{N,1}(t) \sim \frac{2\nu}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} \frac{\overline{\Delta T_{N,1}}}{T_i} + \sin \pi \frac{\overline{\Delta T_{N,1}}}{T_i} \cos \omega_i t + \frac{1}{2} \sin 2\pi \frac{\overline{\Delta T_{N,1}}}{T_i} \cos 2\omega_i t + \dots \right] \quad (43)$$

mit der Grundwellenamplitude  $\hat{U}_{A,1} \sim \frac{2\nu}{\pi} \sin \left( \pi \frac{\overline{\Delta T_{N,1}}}{T_i} \right)$  (44)

$\overline{\Delta T_{N,1}}$  wird im Maximum gleich dem halben Impulsabstand. Damit ergibt sich

$$\hat{U}_{A,1 \max} \sim \frac{2\nu}{\pi} \quad \overline{\Delta T_{N,1 \max}} = \frac{T_i}{2} \quad (45) + (46)$$

#### 4.1.4 NF-Begrenzer zur Verbesserung der Ansprechempfindlichkeit

Die Impulsflächen ( $U \cdot \Delta t$ ) von kurzen Impulsen lassen sich durch eine Amplitudenbegrenzung mit nachfolgender Frequenzbandreduktion verkleinern. Es liegt in unserem Interesse, diese Möglichkeit voll auszunutzen. Je kleiner die maximale Impulsspannung  $\hat{U}_{A,1}$  gehalten werden kann, desto niedriger darf die Ansprechschwelle  $\hat{U}_A$  gelegt werden. Da im Bereich der Ansprechgrenze noch ein linearer Zusammenhang zwischen NF- und HF-Amplitude besteht, verbessert sich entsprechend auch die HF-Ansprechempfindlichkeit  $\hat{U}_E$ .

Ausser diesen positiven Eigenschaften der Störreduktion besitzt der Begrenzer auch seine negative Seite, indem er das Nutzsignal verkleinert. Diesem Umstand muss bei der Beurteilung der Störabstandsverbesserung Rechnung getragen werden. Eine Verkleinerung des Nutzsignals tritt immer auf, wenn die Nutzsignalamplitude  $\hat{U}_{N,0}$  grösser ist als die Begrenzerspannung  $\bar{U}_B$ , oder wenn die Momentanspannung des Störsignals jene des Nutzsignals übersteigt. Es kann sich in diesem zweiten Fall um Impulsstörungen, Rauschspitzen oder Sinusspannungen handeln. Bei Gleichkanalbetrieb besteht diese Gefahr im besonderen für die Schwingung der Versatzfrequenz  $\nu_o$ . Zweckmässigerweise schaltet man aus diesem Grunde vor den Begrenzer einen NF-Tiefpass, dessen Grenzfrequenz  $f_g$  etwas unter der Frequenz  $\nu_o$  liegt.

##### a) Reduktion der Impulsstörung

Nach der Begrenzung ist die Impulsamplitude  $\bar{U}_{B,1}$  gleich der Begrenzerspannung  $\bar{U}_B$ . Die Impulslänge  $\overline{\Delta T_{N,1}}$  sollte durch die Begrenzung möglichst nicht verändert werden.

Eine Vergrösserung von  $\overline{\Delta T_{N,1}}$  reduziert die Verbesserung. Der praktisch erzielbaren Impulsstörreduktion werden durch den NF-Tiefpass Grenzen gesetzt. Soll  $\overline{\Delta T_{N,1}}$  annähernd konstant bleiben, darf einmal die Begrenzerschwelle, wegen des unvermeidbaren Überschwingens des Tiefpasses, nicht unterhalb den 20%-Wert der maximalen Störampplitude  $\hat{U}_{T,1 \max}$  gelegt werden, das heisst

$$\bar{U}_B \approx 0,2 \cdot \hat{U}_{T,1 \max} \quad (47)$$

Ferner sollte die Grenzfrequenz des Tiefpasses so hoch gelegt werden, dass seine Einschwingzeit kleiner ist als  $\overline{\Delta T_{N,1 \max}}$ , das heisst

$$f_g > \frac{1}{2 \overline{\Delta T_{N,1 \max}}} \quad (48)$$

Wenn wir uns nun vorstellen, dass diese Impulse in periodischen Abständen  $T_i$  wiederholt werden, so ergibt sich am Begrenzerausgang annähernd eine Rechteckschwingung; in der Fourier-Darstellung

$$U_{B,1}(t) = \frac{2\bar{U}_B}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} \frac{\overline{\Delta T_{N,1}}}{T_i} + \sin \pi \frac{\overline{\Delta T_{N,1}}}{T_i} \cos \omega_i(t) + \frac{1}{2} \sin 2\pi \frac{\overline{\Delta T_{N,1}}}{T_i} \cos 2\omega_i t + \dots \right] \quad (49)$$

Im schlimmsten Fall, wenn  $f_i$  mit einer Codefrequenz  $f_m$  übereinstimmt, bleibt nach dem NF-Codefilter nur die Grundschwingung mit der Frequenz  $f_i = f_m$  übrig

$$\bar{U}_{A,1} = \frac{2 \cdot \bar{U}_B}{\pi} \sin \left( \pi \frac{\overline{\Delta T_{N,1}}}{T_i} \right) \quad \text{oder wenn } \overline{\Delta T_{N,1}} < T_i \quad \bar{U}_{A,1} \approx 2 \bar{U}_B \frac{\overline{\Delta T_{N,1}}}{T_i} \quad (50)$$

Wenn gemäss (48) die Impulsdauer länger ist als die Einschwingzeit des Tiefpasses, wird die Impulsform durch den Tiefpass nicht beeinflusst, so dass  $\hat{U}_{N,1 \max} = \hat{U}_{A,1 \max}$ . Man erhält dann durch Einsetzen von  $\bar{U}_B$  entsprechend (47)

$$\bar{U}_{A,1 \max} \approx \frac{0,4}{\pi} \sin \left( \pi \frac{\overline{\Delta T_{N,1}}}{T_i} \right) \cdot \hat{U}_{A,1 \max} \quad (51)$$

Wenn die Impulslänge etwa  $T_i/2$  ist, wird die maximal mögliche Impulsreduktion bereits bei einer BegrenzerEinstellung  $\bar{U}_B = \hat{U}_{A,0 \max}$  erreicht. In diesem Fall gilt

$$\bar{U}_{A,1 \max} \approx \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U}_{A,1 \max} \quad (52)$$

Oft kann die Grenzfrequenz des Tiefpasses nicht so hoch gelegt werden, wie (48) fordert. Dann wird  $\overline{\Delta T}$  durch die Tiefpass-Einschwingzeit bestimmt. Als Folge der gleichzeitig auftretenden Beschneidung des Amplitudenspektrums



wird die Spannung am Codefilterausgang auf  $\hat{U}_{A, l} = \hat{U}_{T, l} \approx \frac{\hat{U}_{N, l}}{l+1}$  verringert. ( $l$  bedeutet die Anzahl Oberwellen von  $f_i$ , die unterhalb  $f_g$  liegen.) Wir erhalten unter dieser Voraussetzung aus (50) mit (47)

$$\bar{U}_{A, l_{\max}} \approx 0,2 (l+1) \cdot \frac{f_i}{f_g} \cdot \hat{U}_{A, l_{\max}} \quad (53)$$

#### b) Reduktion des NF-Nutzsignals

Bei grossen HF-Signalen überschreitet das NF-Nutzsignal die Begrenzerspannung. Die Nutzamplitude wird demzufolge beschnitten. Wenn wir eine beidseitige «Abkappung» voraussetzen, liefert die Fourier-Analyse der Gleichungen (7) und (12)

$$\text{für AM: } \bar{U}_{A, o_{\max}} \approx \frac{\sqrt{12}}{\pi} \cdot \bar{U}_B = 0,1 \cdot (l+1) \cdot \hat{U}_{A, o_{\max}} \quad (54)$$

Bei AM ist die Impulsstörlänge gemäss (34) verhältnismässig kurz. Es wurde deshalb  $\bar{U}_B = 0,2 (l+1) \hat{U}_{A, l_{\max}}$  gesetzt;

$$\text{für FM: } (\bar{U}_B = \hat{U}_{A, o_{\max}}) \quad \bar{U}_{A, o_{\max}} = \hat{U}_{A, o_{\max}} \quad (55)$$

Bei FM wird der Impuls gemäss (46) verhältnismässig lang, nämlich  $T_i/2$ .  $\bar{U}_B$  wird in diesem Fall vorteilhafterweise als  $\hat{U}_{A, o_{\max}}$  eingesetzt. Es tritt dann keine Reduktion der Nutzamplitude ein.

Wenn der Begrenzer tiefer gelegt würde, würde die Sinusschwingung des Nutzsignals beschnitten. Es gilt dann für FM:

$$\begin{aligned} (\bar{U}_B < \hat{U}_{A, o_{\max}}) \quad \bar{U}_{A, o_{\max}} &\approx \\ &\approx \left[ 1 - \frac{2}{\pi} (\arccos \alpha - \cos \alpha \sqrt{1 - \cos^2 \alpha}) \right] \cdot \hat{U}_{A, o_{\max}} \\ \text{wobei: } \cos \alpha &= \frac{\bar{U}_B}{\hat{U}_{A, l_{\max}}} \end{aligned} \quad (56)$$

Bei kleinen HF-Signalen kann die NF-Begrenzerschwelle nur durch die Störspannung überschritten werden. Das Nutzsignal wird während dieser Zeit unterdrückt. Die Wirkung des Begrenzers auf das Nutzsignal ist in diesem Fall die gleiche, wie wenn das Nutzsignal am Begrenzerausgang durch eine Rechteckschwingung  $S(t)$  moduliert würde. Während der Unterdrückungsdauer muss  $S(t) = 0$  sein, während der übrigen Zeit  $= 1$ . Unter diesen Voraussetzungen gilt

$U_{B, o}(t) \approx \hat{U}_{N, o}(t) \cdot S(t)$  oder für den Mittelwert

$$\begin{aligned} \bar{S} &= \frac{1}{T} \int_0^T S(t) \cdot dt: \\ \bar{U}_{B, o} &\approx \hat{U}_{N, o}(t) \cdot \bar{S} \end{aligned} \quad (57)$$

Die Spannung nach dem Codefilter wird durch die Fourier-Analyse von  $S(t)$  aus (57) erhalten.

Wenn die Störung durch eine Folge von Impulsen erzeugt wird, gilt

$$\bar{U}_{A, o, l} \approx \left[ 1 - \frac{\Delta T_{N, l}}{T_i} \right] \cdot \hat{U}_{A, o} \quad (58)$$

Bei Störungen durch das Empfängerrauschen findet man

$$\bar{U}_{A, o, R} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\pi}{2} \left( \frac{\bar{U}_{N, R}}{\bar{U}_B} \right)^2}} \cdot \hat{U}_{A, o} \quad (59)$$

$\bar{U}_{N, R}$  ist aus (17) beziehungsweise (21) zu entnehmen, wobei  $b$  durch  $f_g$  zu ersetzen ist.

Proportional zur Nutzsignalreduktion tritt durch die Begrenzung der Rauschspitzen auch eine Verringerung der Rauschspannung ein.

#### 4.2 HF-Übersteuerungsgrenze

Schmalbandige Selektivrufempfänger sind an und für sich recht unempfindlich gegen nichtlineare Verzerrungen. Trotzdem können Störungen auftreten. Wenn die Nichtlinearität sehr gross ist, kann durch Mischung von Stör- und Empfangsoszillator-Harmonischen ein Modulationsanteil in den Nutzkanal übertragen werden, der zum Überschreiten der NF-Ansprechschwelle ausreicht (Kreuzmodulation und Nebenempfangsstellen). Häufiger tritt der Fall ein, dass ein starkes Störsignal in der Kanalnähe die Nutzmodulation unterdrückt (Zweitsignalselektivität, Empfindlichkeitsschwund). Im ersten Fall ergeben sich Falschrufe, im zweiten Rufausfälle. Beide Störarten treten etwa bei gleich starken Signalen ein, nämlich dann, wenn sie die HF-Vor- oder -Mischstufe bis in die Sättigung auszusteuern vermögen. Es tritt dabei eine Amplitudenbegrenzung ein mit starken nichtlinearen Verzerrungen. Mit einfacher Überlegung findet man die Grössenordnung der Empfänger-spannung, bei der die Übersteuerung beginnt, nämlich

$$\bar{U}_{E, o \text{ eff}} \approx \sqrt{\frac{P_v \cdot \delta \cdot R_E}{2 \cdot g \cdot \ddot{u}}} \quad (60)$$

Diese Übersteuerungsgrenze ist unabhängig von der Modulationsart. Wie die Formel zeigt, wird sie weitgehend durch die Schaltung und die verwendeten Transistoren bestimmt. Wenn das störende Signal genügend weit neben dem Nutzkanal liegt, tritt eine Verbesserung als Folge der Vorselektion  $\delta$  ein. In der Nähe der Empfangsfrequenz, wo die Vorselektion noch nicht wirkt, beträgt  $\delta = 1$ .

Im üblichen Fall, bei dem die Begrenzung in der Kollektor-Emitter-Diode der Mischstufe stattfindet, gelten folgende typische Richtwerte:  $P_v \approx 3 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ ,  $g \approx 10 \dots 20$ ,  $\ddot{u} \approx 200$ ,  $R_E = 50 \Omega$ .

#### 4.3 Empfindlichkeit auf Laufzeitdifferenzen bei Mehrwegeempfang

Wenn zwei gleichphasig abgestrahlte Nutzsingale auf unterschiedlich langen Übertragungswegen an einem Empfangsort eintreffen, besitzen diese infolge ihrer Laufzeitdifferenz  $\tau$  eine HF- und eine NF-Phasenverschiebung. In beiden Fällen ergibt sich theoretisch eine vollständige Löschung der NF-Ausgangsspannung, sofern die Signale gleiche Amplituden und ein ungerades Vielfaches von  $180^\circ$  Phasenverschiebung aufweisen. In den übrigen Fällen tritt eine Reduktion der NF-Ausgangsspannung ein. Wenn diese unter die NF-Ansprechschwelle sinkt, fällt der Ruf aus. Auf Grund der HF-Phasenverschiebung kann dieser Zustand nur eintreten, wenn die HF-Amplitudendifferenz kleiner ist als die HF-Ansprechschwelle des Empfängers; er ist also unabhängig von der verwendeten Modulationsart. Wir brauchen demzufolge die HF-Phasenverschiebung nicht zu berücksichtigen. In der Praxis kann dieser Einfluss zudem durch geeignetes Festlegen der mittleren Mindestfeldstärke und der Nutzpulslänge in den gewünschten Grenzen gehalten werden.

Wir wollen nun den NF-Reduktionsfaktor in Funktion der NF-Phasenverschiebung bestimmen; diese beträgt

$$\varphi_{NF} = \omega_m \cdot \tau \quad \text{wobei } \tau = \frac{d}{c}; \quad \tau_{\max} = \frac{D}{c} \quad (61)$$

( $d$  = Wegdifferenz,  $D$  = Senderabstand,  $c$  = Lichtgeschwindigkeit)

##### a) Amplitudenmodulation

Bei gegebener Phasenverschiebung tritt die grösste Beeinflussung auf, wenn zwei gleich grosse HF-Signale auf den Demodulatoreingang gelangen. Wir nehmen deshalb an

$$U_{D,0_1}(t) = \hat{U}_{D,0} [1 + M \cos \omega_m \cdot t] \sin \Omega t$$

$$U_{D,0_2}(t) = \hat{U}_{D,0} [1 + M \cos (\omega_m \cdot t - \varphi_{NF})] \sin (\Omega_0 + 2\pi\nu) t \quad (62)$$

Die vektorielle Summenspannung  $\hat{U}_{D,00}(t)$  wird während einer Periode  $T_m$  mehrmals vom Superregenerativdemodulator abgetastet. Im Mittel folgt die NF-Ausgangsspannung deshalb dem jeweils stärkeren Signal, das heisst in diesem Fall der Hüllkurve. Wir können nun für die Demodulator-eingangsamplitude schreiben

$$U_{D,00}(t) \sim \hat{U}_{D,0} \left[ 1 + M \cos \left( \omega_m \cdot t - \frac{\varphi_{NF}}{2} \right) \right] \quad (63)$$

Die NF-Ausgangsspannung ergibt sich aus der Demodulationsgleichung (1)

$$U_{N,00}(t) \sim U_k \cdot \ln \frac{\hat{U}_{D,0} \left[ 1 + M \cos \left( \omega_m \cdot t - \frac{\varphi_{NF}}{2} \right) \right]}{U_{D,R}} \quad (64)$$

Zur Berechnung des Amplitudenspektrums wird diese Gleichung wie in Abschnitt 4.1.1 a gemäss (7) in eine Reihe entwickelt. Die Auswertung ergibt

$$\hat{U}_{N,00_1} = 2 U_k \left[ \lambda \cdot \cos \frac{\varphi_{NF}}{2} - \frac{4}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\lambda 2m}{4m^2 - 1} \sin (m \varphi_{NF}) \right] \quad (65)$$

In Figur 7 ist dieser Ausdruck  $\frac{\hat{U}_{N,0_1}}{\hat{U}_{N,00_1}}$  für  $\lambda = 1$

graphisch eingetragen. Die Kurve gibt also direkt die gesuchte NF-Reduktion für die Grundwelle bei 100%iger Amplitudenmodulation wieder.

##### b) Frequenzmodulation

Wir wollen auch hier nur den schlimmsten Fall betrachten, das heisst beide Signale besitzen gleich grosse Amplituden. Auf den Demodulatoreingang gelangen somit

$$U_{D,0_1}(t) = \hat{U}_{D,0} \cdot \sin \left[ \Omega_0 t + \frac{\Delta F}{f_m} \cdot \cos \omega_m \cdot t \right]$$

$$U_{D,0_2}(t) = \hat{U}_{D,0} \cdot \sin \left[ (\Omega_0 + 2\pi\nu) t + \frac{\Delta F}{f_m} \cos (\omega_m \cdot t + \varphi_{NF}) \right] \quad (66)$$

Der resultierende Spannungsvektor besitzt dann die Phase

$$\psi(t) = (\Omega_0 + \pi\nu) t + \frac{\Delta F}{f_m} \cdot \cos \frac{\varphi_{NF}}{2} \cdot \cos \left( \omega_m t + \frac{\varphi_{NF}}{2} \right) \quad (67)$$

Durch Differenzieren nach der Zeit erhält man daraus den Frequenzhub und damit gemäss (3) die NF-Spannung am Ausgang eines idealen Diskriminators

$$U_{N,00}(t) \sim \Delta F(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi(t)}{dt} = \Delta F \cdot \cos \frac{\varphi_{NF}}{2} \cdot \sin \left( \omega_m t + \frac{\varphi_{NF}}{2} \right) \quad (68)$$

Die Gleichung (68) gilt nur, wenn die Bandbreite des Demodulators viel grösser ist als die ZF-Bandbreite. Dem sinusförmigen Hub sind nämlich kurzzeitige Spitzen mit grosser Frequenzauslenkung überlagert. Sie entstehen jedesmal, wenn die beiden Signale von (66) entgegengesetzte Phasen besitzen.  $\psi(t)$  springt in diesem Augenblick von  $+\frac{\pi}{2}$  auf  $-\frac{\pi}{2}$ . Dies passiert während jeder NF-Modulationsperiode  $z$ -mal

$$z = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\Delta F}{f_m} \cdot \sin \frac{\varphi_{NF}}{2} \quad (69)$$

Die Dauer der dabei entstehenden Frequenzauslenkungen wird durch die Einschwingzeit des Demodulators bestimmt. Wenn dessen Bandbreite  $a \cdot B$  ist, ergibt sich eine mittlere Hubimpulsdauer von

$$\overline{\Delta t_D} \approx \frac{1}{a \cdot B} \quad (70)$$

Während dieser Zeit verlässt der Summenvektor den Frequenzdurchlassbereich des Demodulators. Bezüglich

der Wirkung ist dies dasselbe, wie wenn das Nutzsignal am Demodulatorausgang kurzzeitig unterdrückt würde. Formal muss sich deshalb eine gleiche Reduktion des Nutzsignals ergeben wie bei (58); das heisst

$$\hat{U}_{A,00} \approx \left[ 1 - \frac{z \cdot f_m}{a \cdot B} \right] \cdot \cos\left(\frac{\varphi_{NF}}{2}\right) \cdot \hat{U}_{A,0} \quad (71)$$

#### 4.4 Erforderliche HF-Bandbreite

Die erforderliche HF-Bandbreite und damit der minimal zulässige Kanalabstand kann von der Empfängerseite her bestimmt werden. Die Bandbreite  $B$  muss gross genug sein, um bei Gleichkanalbetrieb die Modulationsspektren der Nutzsignale ungedämpft durchzulassen. Dies ist der Fall, wenn

$$\begin{aligned} \text{bei AM: } B &> 2 [f_{m_N} + \nu] \\ \text{und bei FM: } B &> 2 [\Delta F + f_{m_N} + \nu] \end{aligned} \quad (72)$$

Es gibt noch eine zweite Forderung, die erfüllt sein muss: In Abschnitt 4.1.3 wurde festgestellt, dass die Impulsstörspannung am NF-Ausgang von der Impulslänge und damit von der HF-Bandbreite abhängig ist. Um Fehlanrufe zu vermeiden, muss deshalb  $B$  genügend gross gewählt werden, dass die Störspannung gemäss (34), (52) und (53) mindestens zweimal kleiner bleibt als  $\hat{U}_{A,0_{max}}$ . Man erhält dann die Forderungen

$$\begin{aligned} \text{für AM: } f_g &\geq 2 f_{m_N}; B > 4,7 \cdot f_{m_N} \\ \text{für FM: } \Delta F &\geq \frac{4}{\pi} \cdot \nu; B > 2 [2,3 \nu + f_{m_N}] \end{aligned} \quad (73) + (74)$$

Die Formeln (72) lassen erkennen, dass die erforderliche HF-Bandbreite umso grösser wird, je höher die Gleichkanalversatzfrequenz  $\nu_o$  und die oberste NF-Codefrequenz  $f_{m_N}$  liegen. Wir müssen deshalb wissen, nach welchen Gesichts-

Tabelle 1

Legende	50 kHz Kanalabstand				25 kHz Kanalabstand	
	AM		FM		AM	FM
	Rechnung	Messung	Rechnung	Messung	Rechnung	Rechnung
<b>Gewählte Kenngrössen</b>						
Rauschfaktor	12 dB	12 dB	9 dB	9 dB	12 dB	9 dB
HF-Eingangswiderstand	50 $\Omega$	50 $\Omega$	50 $\Omega$	50 $\Omega$	50 $\Omega$	50 $\Omega$
HF-Bandbreite	34 kHz	34 kHz	34 kHz	34 kHz	17 kHz	17 kHz
Versatzfrequenz ( $\nu_o$ )	4 kHz	4 kHz	4 kHz	4 kHz	4 kHz	4 kHz
Pendelfrequenz	10 kHz	10 kHz	—	—	10 kHz	—
oberste Codefrequenz	1,2 kHz	1,2 kHz	1,2 kHz	1,2 kHz	1,2 kHz	1,2 kHz
maximale NF-Bandbreite	30 Hz	30 Hz	30 Hz	30 Hz	30 Hz	30 Hz
Tiefpassgrenzfrequenz	3 kHz	3 kHz	6 kHz	6 kHz	3 kHz	3 kHz
Modulationstiefe	100%	100%	9 kHz	9 kHz	100%	2 kHz
<b>Vergleichsparameter</b>						
NF-Nutz-, Rausch- und Impulsstörsignal in Funktion des HF-Pegels, zulässige Phasenverschiebung $\varphi_{NF}$	siehe Fig. 4, 5, 6, 7					
HF-Ansprechempfindlichkeit	0,21 $\mu V$	0,2 $\mu V$	0,23 $\mu V$	0,2 $\mu V$	0,15 $\mu V$	0,17 $\mu V$
HF-Übersteuerungsgrenze	$\approx 15$ mV	20 mV	$\approx 15$ mV	20 mV	$\approx 15$ mV	$\approx 15$ mV
minimal zulässige Bandbreite $B$ nach (73) (74)	5,7 kHz	—	21 kHz	—	5,7 kHz	21 kHz
zulässige Phasenverschiebung	150°	155°	95°	92°	150°	95°
maximal zulässige Wegdifferenz (61)	104 km	—	65 km	—	104 km	—
<b>Verschiedene Orientierungswerte</b>						
Empfindlichkeitsreduktion bei Impulsstörungen (58)	1,5 dB	3 dB	6 dB	5,5 dB	4,5 dB	6 dB
Intermodulationsfaktor	—	62 dB	—	60 dB	—	—
Nebenwellendämpfung	—	90 dB	—	87 dB	—	—
Kreuzmodulationsdämpfung (bei 80% moduliertem Störsignal)	—	100 dB	—	—	—	—
Rauschspannung (14)	0,33 $\mu V$	—	0,23 $\mu V$	—	0,23 $\mu V$	0,17 $\mu V$

Damit durch Impulsstörungen keine Fehlrufe auftreten, muss der Hub gemäss (74) grösser als 5,3 kHz gewählt werden. Nach (72) wird dann eine Bandbreite  $> 21$  kHz benötigt. In Empfängern für 25 kHz Kanalabstand lässt sich diese Forderung schwerlich

erfüllen; in der Praxis beträgt  $B$  nur etwa 17 kHz. Wenn man noch annimmt, dass infolge der Sender- und Empfängerinstabilitäten  $\nu_o + \Delta f \approx 5,3$  kHz beträgt, ergibt sich der maximal zulässige Hub von 2 kHz.

punkten diese beiden Frequenzen am vorteilhaftesten gewählt werden.

**Wahl der Gleichkanalversatzfrequenz:** Bei Gleichkanalbetrieb arbeitet man am zweckmässigsten mit drei Trägerfrequenzen, nämlich mit  $F_o$ ,  $(F_o + \nu_o)$  und  $(F_o - \nu_o)$ .

Am Empfängeranfang erscheint dann je nach Interferenz eine NF-Schwingung mit der Frequenz  $\nu_o$  oder  $2\nu_o$ . Damit keine Fehlrufe und auch keine Empfindlichkeitseinbusse durch die NF-Begrenzung entstehen, sollte  $\nu_o$  gemäss (48) oberhalb der Grenzfrequenz des Tiefpasses liegen

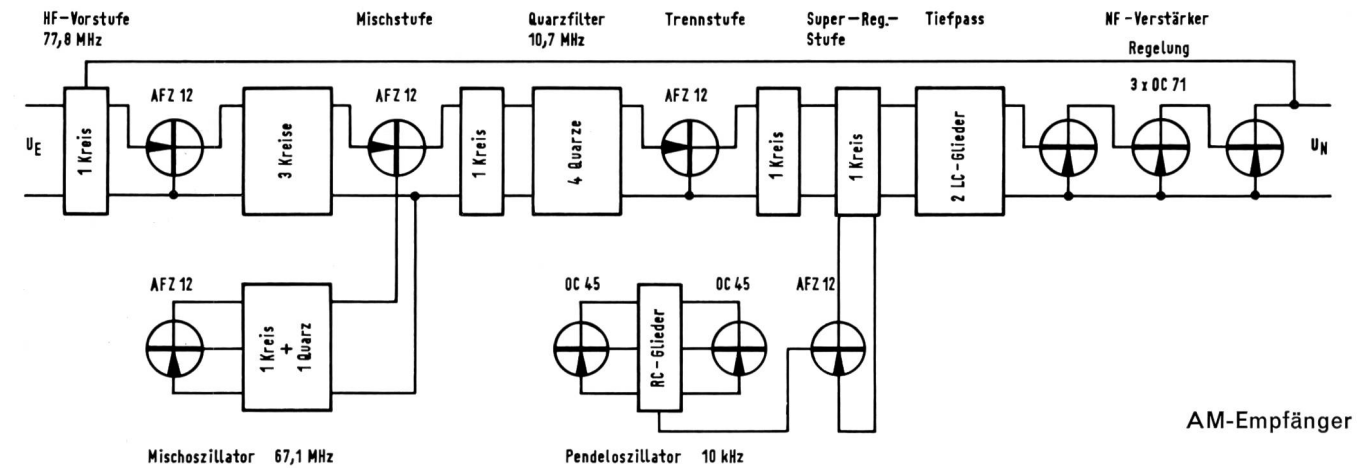
$$\nu_o > fg \quad (75)$$

Es ist dabei zu berücksichtigen, dass die Versatzfrequenz gewissen Schwankungen unterworfen ist, die von der Frequenzvariation der Sender bei Temperatur- und Speisenspannungsschwankungen erzeugt werden ( $\nu_o \pm \Delta f \approx \nu_o \pm F_o \cdot$

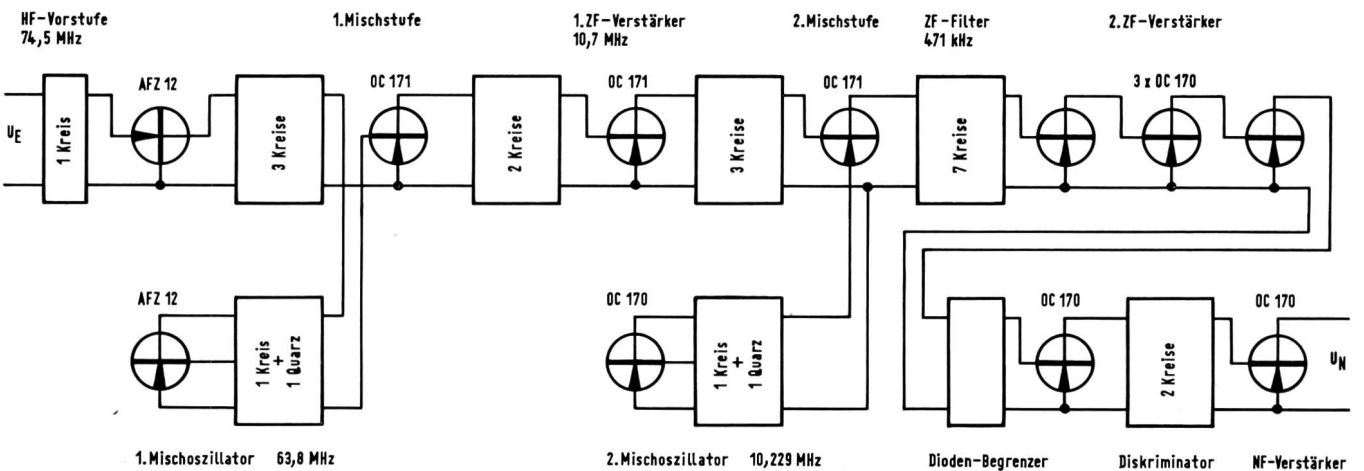
$4 \cdot 10^{-6}$ ). Bei der Verwendung eines Superregenerativdemodulators ergibt sich eine zusätzliche Forderung an die Versatzfrequenz. Damit keine Fehlrufe entstehen können, darf die Differenz zwischen der Pendelfrequenz und der Versatzfrequenz nicht im Codefrequenzbereich liegen, das heisst

$$\nu_o < \frac{1}{2} [fp - fm_N] \quad (76)$$

**Wahl der Codefrequenzen:** Die Codefrequenzen müssen gemäss Abschnitt 1 von der Rufzentrale zu den Sendern übertragen werden. Vorteilhafterweise geschieht dies über normale Telephonleitungen. Die Codefrequenzen sollten deshalb im Telephonieband, also zwischen 0,3...3,4 kHz liegen. Damit ist die tiefste zulässige Frequenz  $fm_1$  auf  $\approx 0,3$  kHz festgesetzt. Die folgenden Frequenzen ordnet



AM-Empfänger



FM-Empfänger

Fig. 3  
 Blockschemata für die beiden im Laboratorium hergestellten Empfänger  
 Schéma-bloc des deux récepteurs construits par le laboratoire des PTT  
 Récepteur à modulation d'amplitude - Récepteur à modulation de fréquence

man am besten nach einer geometrischen Reihe an, so dass die Harmonischen, die bei der NF-Begrenzung entstehen, in die Lücke zwischen höher gelegene Codefrequenzen fallen. Fehlanrufe infolge von Modulationsverzerrungen werden damit verunmöglicht. Als weiteren Vorteil gestattet die geometrische Reihenordnung die Filterbandbreite  $b$  proportional zu  $f_m$  zu wählen, entsprechend der frequenzproportionalen Filterverstimung bei Temperaturänderungen. Mit  $N$  Frequenzen und dem Reihenfaktor  $q$ , dessen Grösse von der Filterart abhängt ( $q \approx 1,05 \dots 1,08$ ), ergibt sich der Codefrequenzbereich zu

$$f_{m_1} \dots f_{m_N} = 0,3 [1 \dots q^{N-1}] \quad (77)$$

## 5. Vergleichsbeispiel

Wir wollen nun den AM-FM-Vergleich für den einseitigen selektiven Funkruf an einem typischen Beispiel durchführen. Die Vergleichsparameter und die zu ihrer Bestimmung nötigen Grössen wurden gemäss Abschnitt 4 berechnet oder gewählt und in der *Tabelle 1* zusammengestellt. Um eine praktische Bestätigung der theoretisch gefundenen Werte zu erhalten, haben wir in unseren Laboratorien je einen AM- und einen FM-Empfänger für 50 kHz-Kanalabstand im 4-m-Band gebaut und ausgemessen. Die Resultate stehen ebenfalls in *Tabelle 1*. Schliesslich wird in der *Tabelle 2* und den Blockschemata von *Figur 3* noch Auskunft über den Materialaufwand der beiden Laborgeräte gegeben.

*Tabelle 2*

Bauteile	Anzahl	
	AM-Empfänger	FM-Empfänger
HF-Transistoren	5	10
NF-Transistoren	5	1
ZF-Hauptfilter	4 Quarze + 1 LC-Kr.	7 LC-Kreise
LC-Kreise (ohne ZF-Hauptfilter)	7	13
Quarze für Oszillatoren	1	2
Kondensatoren	46	76
Spulen	10	25
Widerstände	48	57
Dioden	4	6

### Bemerkungen zur Kenngrössenwahl

Für  $F$ ,  $B$  und  $\nu_o$  wurden Werte angenommen, die mit Materialien, die dem heutigen Stand der Technik entsprechen, normalerweise erreicht werden. Bei AM wurde ein um 3 dB grösserer Rauschfaktor gewählt als bei FM. Damit kann der meist schlechte Rauschfaktor des Superregenerativdemodulators mit optimalem Kompromiss zwischen

Rausch- und Übersteuerungsver schlechterung an die HF-Eingangsstufe angepasst werden.

Um möglichst grosse Laufzeitdifferenzen bei Mehrwegeempfang zulassen zu können, wurden die *Codefrequenzen* an das untere Ende des Telephoniebandes gelegt. Das Verhältnis  $f_N/f_1$  wurde gleich 4 gesetzt, damit bei der Frequenzreihenwahl nur auf die 2. und 3. Oberwelle geachtet werden muss. Mit den heute zur Verfügung stehenden Filtermaterialien lassen sich innerhalb von zwei Oktaven 20...30 Frequenzen nach einer geometrischen Reihe anordnen.

Die minimal zulässige *Bandbreite*  $b$  und der *Reihenfaktor*  $q$  werden weitgehend durch den Temperaturkoeffizienten des Filtermaterials bestimmt.

Die *Modulationstiefe* wurde maximal gewählt, um eine möglichst grosse Empfindlichkeit zu erreichen. Zur Ermittlung des Hubes diente die Formel (72).

Die *FM-Demodulationsbandbreite*  $a \cdot B$  wurde gleich  $2B$  gesetzt, ein Wert, wie er in den üblichen Sprechfunkgeräten vorkommt.

Die *Pendelfrequenz* muss einerseits kleiner als ein Viertel der Superregenerativbandbreite  $B_R$  gewählt werden, um zu verhindern, dass der Superregenerativoszillator beim Empfang von kleinen Signalen durchschwingt.  $B_R$  wird der Selektivitätsgleichung für Superregenerativstufen entnommen. Sie beträgt  $20 \cdot \log \delta = 86 \left( \frac{\Delta f}{\sqrt{2\pi} \cdot B_R} \right)^2$ . Bei der Wahl der Pendelfrequenz muss ferner die Formel (76) zur Vermeidung von Interferenzstörungen berücksichtigt werden, das heisst  $2 \nu_o + f_{m_N} < f_p < \frac{B_R}{4}$ .

Die *Ansprechempfindlichkeit* und die zulässige *Phasenverschiebung* wurden aus den nachstehenden Kurven der *Figuren 4...7* bestimmt. Zu ihrer Berechnung wurden folgende Gleichungen verwendet:

für AM

$$\begin{aligned} U_{A,O} &: (8) (10) (54) (59) \\ U_{A,R} &: (17) (59) \\ U_{A,I} &: (32) (53) \\ U_{A,OO} &: (65) \end{aligned}$$

für FM

$$\begin{aligned} U_{A,O} &: (12) (13) (55) (59) \\ U_{A,R} &: (21) (59) \\ U_{A,I} &: (45) (52) \\ U_{A,OO} &: (71) \end{aligned}$$

Bei der Berechnung von  $\hat{U}_{A,I_{max}}$  in der Gleichung (45) ist für  $\nu$ , infolge der Sender- und Empfängerinstabilitäten,  $\nu_o + \Delta f \approx 5,3$  kHz einzusetzen. (Bei grossen Impulsstörungen treten selbst in Abwesenheit des Nutzsignals Frequenzverwerfungen von der gleichen Grössenordnung auf.)

Die NF-Anschschwelle  $\check{U}_A$  muss knapp über  $\hat{U}_{A,I_{max}}$  gelegt werden. Unter dem Schnittpunkt von  $\check{U}_A$  mit  $\hat{U}_{A,O}$  findet man die HF-Ansprechempfindlichkeit  $\check{U}_{Eff} = \gamma_{D,O/R} \sqrt{F \cdot kT_o \cdot R_E \cdot B}$

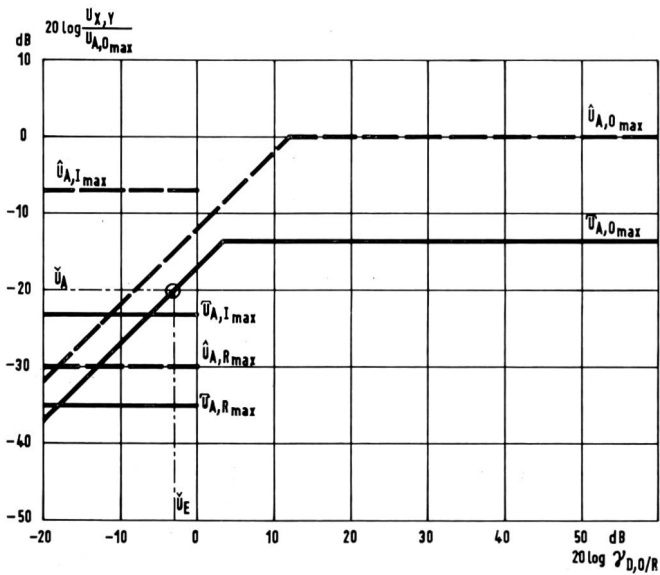


Fig. 4  
Relative NF-Nutz-, Rausch- und Impulsspannung in Funktion des HF-Störabstandes für AM mit und ohne Begrenzer bei 50 kHz Kanalabstand  
Niveaux relatifs en basse fréquence. Niveau utile ( $U_{A,0}$ ), souffle ( $U_{A,R}$ ) et niveau des impulsions ( $U_{A,I}$ ) en fonction du recul de bruit HF dans le cas d'un récepteur à modulation d'amplitude construit pour un écart de 50 kHz entre canaux et fonctionnant avec ou sans limiteur

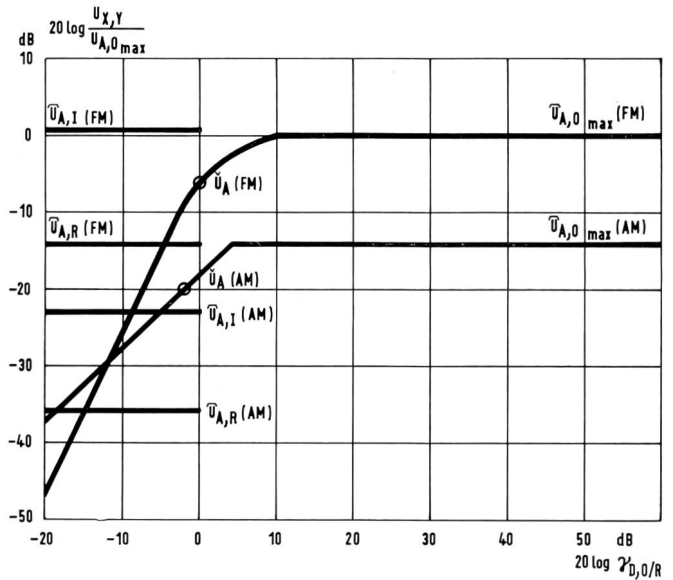


Fig. 6  
Relative NF-Nutz-, Rausch- und Impulsspannung in Funktion des HF-Störabstandes für AM und FM mit Begrenzer bei 25 kHz Kanalabstand  
Niveaux relatifs en basse fréquence. Niveau utile ( $U_{A,0}$ ), souffle ( $U_{A,R}$ ) et niveau des impulsions ( $U_{A,I}$ ) en fonction du recul de bruit HF dans le cas de récepteurs à modulation d'amplitude et à modulation de fréquence munis de limiteurs et établis pour un écart de 25 kHz entre canaux

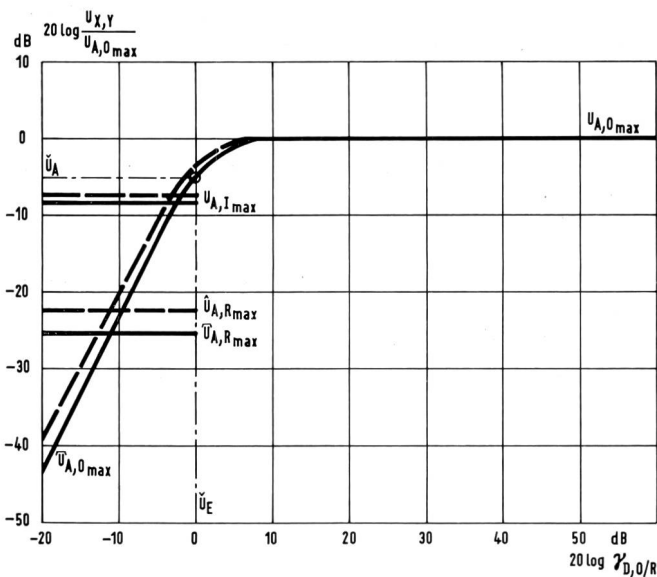


Fig. 5  
Relative NF-Nutz-, Rausch- und Impulsspannung in Funktion des HF-Störabstandes für FM mit und ohne Begrenzer bei 50 kHz Kanalabstand  
Niveaux relatifs en basse fréquence. Niveau utile ( $U_{A,0}$ ), souffle ( $U_{A,R}$ ) et niveau des impulsions ( $U_{A,I}$ ) en fonction du recul de bruit HF dans le cas d'un récepteur à modulation de fréquence prévu pour un écart de 50 kHz entre canaux et fonctionnant avec ou sans limiteur

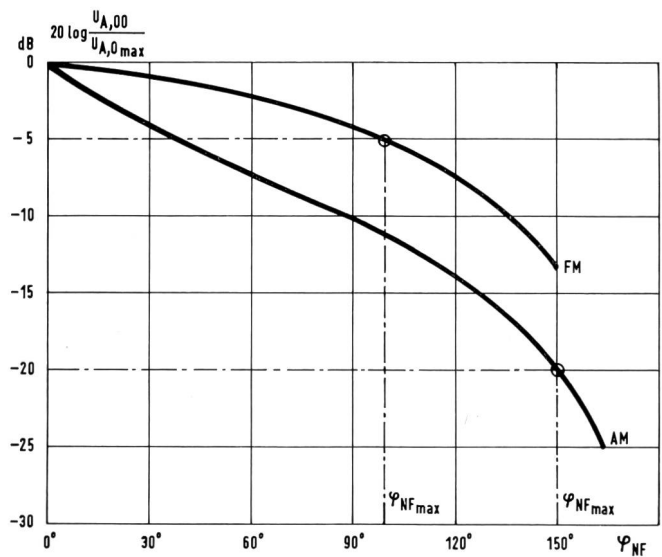


Fig. 7  
Relative NF-Nutzspannung für zwei gleich grosse HF-Signale am Empfängereingang in Funktion der Modulationsphasenverschiebung  
Niveaux utiles relatifs en basse fréquence obtenus lorsqu'on applique à l'entrée du récepteur deux signaux HF de même amplitude, en fonction du déphasage de la modulation de ces signaux

Um die maximal zulässige Phasenverschiebung  $\varphi_{NF}$  zu ermitteln, trägt man in Figur 7 im Abstand  $-(\hat{U}_{A, 0_{max}} - \check{U}_A)$  eine Horizontale ein. Ihr Schnittpunkt mit  $\hat{U}_{A, 00}$  liefert den gesuchten Winkel. Die maximal zulässige Wegdifferenz findet man aus  $d = c \cdot \varphi_{NF} / \omega_{m_N}$ .

## 6. Schlussfolgerung

In den einleitenden Abschnitten 2 und 3 haben wir festgestellt, dass der Vergleich von AM und FM für den einseitigen selektiven Funkruf auf Grund der benötigten HF-Bandbreite und der Anlagekosten durchgeführt werden sollte. Die zulässige Bandbreite und damit auch die Selektivität und Stabilität werden normalerweise durch die Wahl des HF-Kanalabstandes gegeben. Es ist deshalb zweckmässig, wenn man für die Beurteilung der Modulationsarten gleiche Bandbreiten voraussetzt und danach die von ihr abhängigen Grössen entsprechend bestimmt. Dieses Vorgehen wurde in Abschnitt 5 gewählt. Die dort gefundenen Werte können uns somit als praktische Vergleichsgrössen für Anlagen mit 25 und 50 kHz Kanalabstand dienen.

Für beide Modulationsarten müssen wir auch gleiche Rufsicherheit annehmen. Diese wird, unter Voraussetzung gleicher Senderleistungen und gleicher Geländestruktur für die Feldausbreitung, durch drei Empfängerkenngrossen bestimmt, nämlich durch

- die Ansprechempfindlichkeit
- die Übersteuerungsgrenze und
- die Empfindlichkeit auf Laufzeitdifferenzen bei Mehrwegeempfang.

Für *Geräte mit 50 kHz Kanalabstand* haben wir festgestellt: Die Ansprechempfindlichkeit und die Übersteuerungsgrenze ist bei beiden Modulationsarten ungefähr gleich.

Die Empfindlichkeit auf Laufzeitdifferenzen bei Mehrwegeempfang ist für FM etwa 1,5mal kritischer als für AM. Bei Gleichkanalbetrieb können deshalb AM-Sender etwa 1,5mal weiter voneinander distanziert werden als FM-Sender. Wenn man für die räumliche Aufteilung der Sender nach der Planungsmethode mit idealisierten Rauten gemäss der

Stockholmer Rundfunkkonferenz von 1961 verfährt, benötigt man im zweiten Fall etwa zweimal mehr Sender. Die Kosten steigen dadurch ganz erheblich an, benötigt doch jeder Sender seinen Unterhalt und zusätzlich eine Räumlichkeit, eine Antennenanlage und eine eigene Modulationsleitung nach der Rufzentrale. Ein allfällig geringfügiger Preisunterschied zwischen den AM- und FM-Sendern fällt dabei kaum mehr ins Gewicht.

Für *Geräte mit 25 kHz Kanalabstand* wurde festgestellt: Bei FM lassen sich Falschrufe durch Impulsstörungen nicht mehr vermeiden. Die AM-Empfänger arbeiten noch zuverlässig. Im übrigen gelten die gleichen Fakten wie für Geräte mit 50 kHz Kanalabstand.

Zum Schluss wollen wir noch die *Empfängerkosten* vergleichen. Auf Grund der Materialzusammenstellung in Tabelle 2 und der Blockschemata von Figur 3 fällt die Schätzung eindeutig zugunsten von AM aus. Da sich dieser Vergleich nur auf die beiden im Labor hergestellten Einzelgeräte stützt, kann er nicht unbedingt Anspruch auf Allgemeingültigkeit erheben. Es ist allerdings zu bemerken, dass bei der Dimensionierung beider Empfänger auf minimalen Materialverbrauch geachtet wurde. Zum Teil lässt sich der Unterschied auch überlegungsmässig erklären. Durch die Verwendung eines Superregenerativdemodulators kann man sich im AM-Empfänger den ZF-Verstärker und die zweite Mischstufe einsparen.

Die Rufauswerter brauchen beim Kostenvergleich nicht berücksichtigt zu werden, da diese für beide Modulationsarten gleich gebaut werden können.

## Bibliographie

- S. Goldman. Frequency Analysis, Modulation and Noise. New York 1948.
- K. Küpfmüller. Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. Zürich 1952.
- Tibbs and Johnstone. Frequency Modulation Engineering. London 1956.
- J. R. Whitehead. Super-Regenerative Receivers. Cambridge 1950.
- PTT - Laborbericht V 31.741. Transistorisierte Superregenerativstufe für Selektivrufempfänger. Bern 1966.