

**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:** 45 (1967)

**Heft:** 8

**Artikel:** Planungsgrundlagen für den einseitigen selektiven Funkruf

**Autor:** Wey, Emil

**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-874896>

### **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:** 17.11.2024

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

Zusammenfassung. Es wird eine Übersicht über die Probleme und Erfahrungsunterlagen für das Planen von einseitigen selektiven Funkrufanlagen gegeben. Anstelle eines Planungsrezeptes, das angesichts der vielfältigen Anwendungsgebiete schwerlich entwickelt werden könnte, werden vier Hauptproblemkreise unterschieden und separat für sich betrachtet. Es sind dies: die Teilnehmerzahl und ihre Codierung, die Rufsicherheit, der Rufbereich eines Senders und das Zusammenwirken mehrerer Sender in einem Netz. In jedem Abschnitt werden die wichtigsten Formeln, Diagramme und Erfahrungswerte angegeben.

## Bases de la planification d'un réseau radio d'appel sélectif unilatéral

Résumé. On donne ici un aperçu des problèmes que pose la planification d'un réseau radio d'appel sélectif unilatéral et des expériences qu'elle nécessite. Au lieu d'une théorie de la planification, qui ne pourrait que difficilement être formulée en raison de la diversité des champs d'application, on examine séparément quatre problèmes principaux. Ce sont le nombre et la codification des abonnés, la sécurité de l'appel, la portée d'un émetteur et le fonctionnement conjoint de plusieurs émetteurs dans un réseau. Dans chaque chapitre sont données les formules et diagrammes les plus importants ainsi que les valeurs révélées par l'expérience.

## Basi per la pianificazione della rete per la chiamata radioelettrica selettiva unidirezionale

Riassunto. Viene dato uno sguardo d'assieme ai problemi posti dalla pianificazione della rete per la chiamata radioelettrica selettiva unidirezionale e delle relative necessarie esperienze. Invece di una teoria della pianificazione che, in considerazione della diversità dei campi d'applicazione, ben difficilmente potrebbe essere sviluppata, vengono esaminati separatamente 4 problemi principali. Questi sono: il numero degli abbonati e la loro codificazione; la sicurezza della chiamata; la portata di chiamata di un'emittente; il funzionamento contemporaneo di più emittenti in una rete. Per ogni capitolo sono indicate le formule e i diagrammi più importanti oltre che i dati forniti dall'esperienza.

## Einleitung

Das Planen von einseitigen selektiven Funkrufanlagen ist eine komplexe Angelegenheit. An dieser Stelle sollen nur die technischen Probleme aufgezeigt und die wichtigsten Grundlagen zusammengestellt werden. Ein allgemein gültiges Planungsrezept lässt sich nicht geben, dazu sind die Probleme der verschiedenen Anwendungsgebiete zu unterschiedlich. Beispielsweise stellt ein nationales oder internationales Autorufnetz zusätzliche und schwierigere Aufgaben als eine Personensuchanlage für ein Fabrikareal.

Es gibt jedoch drei primäre Probleme, die sich dem Planer immer wieder stellen, nämlich:

- Wieviele Teilnehmer können an einer Anlage angeschlossen werden?
- Wie gross kann der Rufbereich gewählt werden?
- Welche Rufsicherheit kann in den Randzonen des Rufbereiches erzielt werden?

Es gibt verschiedene Faktoren, die bekannt sein müssen, um auf diese Fragen immer eine optimale Antwort in technischer und wirtschaftlicher Hinsicht zu finden. Sie werden in den drei nachfolgenden Abschnitten einzeln erörtert und untersucht. Zur Bedienung von grösseren Rufbereichen müssen oft mehrere Sender zu einem Netz zusammengeschaltet werden. Über die sich dabei stellenden Probleme berichtet der Schlussabschnitt. Dort werden auch die gegenseitigen Beeinflussungsmöglichkeiten zwischen unabhängig arbeitenden Rufnetzen dargestellt.

Noch ein Hinweis: Auf das Prinzip und die Arbeitsweise des einseitigen selektiven Funkrufes wird in diesem Bericht nicht eingetreten. Eine solche Beschreibung findet sich in einem früher erschienenen Artikel [8].

## 1. Teilnehmerzahl und Codierung

Die Anzahl Teilnehmer, die an eine Funkrufanlage im Maximum angeschlossen werden kann, ist im wesentlichen von der gewählten Rufunterscheidungsmethode, von der Ruflänge und der Ruffdichte während der Hauptverkehrsstunden abhängig. Die Frage, wie diese Parameter und ihr Zusammenwirken die Ausbaufähigkeit der Anlage beeinflussen, bildet das Grundthema dieses Abschnittes.

### 1.1 Anschlusskapazität

In einem Selektivrufsystem wird jedem Teilnehmer ein eigenes Kennzeichen für die Rufausscheidung zugeordnet. Ein solches Zeichen besteht normalerweise aus einer bestimmten Zahl von Gleich- oder Wechselstromimpulsen, die nach einem Codierungsverfahren kombiniert sind.

An ein Funkrufnetz können nur eine begrenzte Zahl Teilnehmer angeschlossen werden. Diese Zahl wird Anschlusskapazität genannt. Ihre Grösse lässt sich leicht ermitteln. Es kann vorausgesetzt werden, dass über einen Sender immer nur ein Ruf nach dem andern abgestrahlt wird. Das Netz ist dann voll besetzt, wenn sich die einzelnen Rufe lückenlos folgen. In der Praxis treffen die Rufbefehle nicht gleichmässig gestaffelt ein. Manchmal werden mehrere gleichzeitig ankommen, ein andermal liegen zwischen zwei Rufen kürzere oder längere Pausen. Durch den Einbau von Rufspeichern in den Zentralen lässt sich jedoch immer ein guter Ausgleich erreichen. Während einer Stunde können dann im Maximum  $R$  Rufe übertragen werden. Diese Zahl wird Rufkapazität  $C_R$  genannt.

$$C_R = R_{\max} = \frac{3600 \cdot a}{\Delta T_{R/S}} \quad (1)$$

wobei  $a$  = der durch die Rufspeicherung erzielte Ausnutzungsfaktor ist. Dieser beträgt normalerweise 0,8...0,9;  $\Delta T_R = (n+m) \cdot \Delta T_1$  = Ruflänge in s;  $n$  = Anzahl Rufimpulse;  $m$  = Anzahl zusätzlich belegte Impulslängen für allfällige Impuls- und Rufftrennung (vorteilhafter Kompromiss  $m = 2$ );  $\Delta T_1$  = Impulslänge in s.

Um den Zusammenhang zwischen der Rufkapazität  $C_R$  und der Anschlusskapazität  $C_A$  zu finden, wurden über längere Zeit Verkehrsmessungen durchgeführt. Man stellte dabei fest, dass in den Hauptverkehrsstunden durchschnittlich 5% der Teilnehmer einen Rufbefehl erteilen. Die mittlere Belegungsichte beträgt somit  $\bar{d} = 0,05$ . In 1% der Hauptverkehrsstunden kann die Belegungsichte  $\hat{d} = 0,1$  erreichen. Diese Werte wurden in Selektivrufnetzen der Schweiz ermittelt. Für Personensuchanlagen in amerikanischen Grossstädten fand man für  $\bar{d} = 0,1$  [2]. Wir können nun die zulässige Anschlusskapazität eines Rufnetzes angeben:

$$C_A = \frac{C_R}{(1+w)\hat{d}} \quad (2)$$

wobei  $w$  = Anzahl Rufwiederholungen.

Für die in der Praxis vorkommenden Ruflängen wurden die Formeln (1) und (2) numerisch ausgewertet und in der *Figur 1* als Kurve eingetragen. Dabei wurde  $a = 0,9$ ,  $\hat{d} = 0,1$  und  $w = 0$  gesetzt.

### 1.2 Wahl der Impulslänge

Die Impulslänge beeinflusst die Grösse der Anschlusskapazität. Wenn eine kleine Impulslänge gewählt wird, ergibt sich eine kurze Rufzeit und damit eine grosse Anschlusskapazität. Von diesem Gesichtspunkt aus sollte man also

mit möglichst kurzen Impulsen arbeiten. Der Impulslänge wird durch die Ansprechzeit des Empfängers eine untere Grenze gesetzt. Diese stimmt im günstigsten Fall etwa mit der Einschwingzeit des schmalsten Codefilters überein. Damit eine Rufanzeige erfolgen kann, muss die Impulslänge also mindestens folgende Grösse besitzen:

$$\Delta T_{1, \min.} \approx \frac{1}{b_1} \quad (3)$$

$b_1$  = Codefilterbandbreite.

Im Zusammenhang mit der Rufsicherheit betrachtet, ist diese Impulslänge ungünstig. Man kann sich leicht vorstellen, dass kurze Impulse eine geringere Rufsicherheit ergeben als lange. Einmal besteht die Möglichkeit, dass der Impuls durch ein längeres externes Störsignal verdeckt wird. Eine zweite Möglichkeit, und zugleich die häufigste Ursache für Rufausfälle, bilden die Feldstärkeeinbrüche, wie sie in bewegten Fahrzeugen auftreten. Die Rufausfälle finden dabei immer statt, wenn der Impuls kürzer ist als die Zeitspanne, die zum Durchlaufen eines solchen Einbruchs benötigt wird. Für eine bestimmte Fahrgeschwindigkeit  $v$  und eine gegebene HF-Wellenlänge  $\lambda$  gibt es gewissermassen eine optimale Impulslänge, bei der die Feldstärkefeinstruktur keinen Einfluss mehr auf die Rufsicherheit hat. Dies ist der Fall, wenn die Impulsdauer gleich gross ist wie die Fortbewegungszeit über ein  $\lambda/2$ -langes Wegstück. Es ist nämlich so, dass der Feldverlauf längs eines kurzen Wegstückes näherungsweise einer gleichgerichteten  $|\cos|$ -Funktion mit der Periodizität  $\lambda/2$  entspricht. Dieses Verhalten des Feldes ist vor allem den Bodenreflexionen zuzuschreiben. Es gilt also:

$$\Delta T_{1, \text{opt}} \approx \frac{\lambda}{2 \cdot v} + \Delta T_{1, \min.} \quad (4)$$

Mit kürzeren Impulslängen erhält man eine geringere Rufsicherheit. Im Abschnitt 2.2 wird der Reduktionsfaktor numerisch bestimmt. Eine Vergrösserung der Impulsdauer verbessert die Rufsicherheit erst weiter, wenn sie ausreicht, um auch den Einfluss der Grobstruktur der Feldstärke-schwankungen zu reduzieren. Dazu sind aber derart lange Impulse nötig, dass sie die Anschlusskapazität meist unzulässig einschränken und darum praktisch nicht in Frage kommen.

### 1.3 Rufspeicher

Die Anschlusskapazität kann nur voll ausgenutzt werden, wenn die Senderbelegung in den Hauptverkehrsstunden gleichmässig ist. Im Abschnitt 1.1 wurde erwähnt, dass diese Gleichmässigkeit durch den Einbau von Rufspeichern zwischen Zentraleneingang und Coder erzielt werden kann. Es soll deshalb bestimmt werden, wieviele derartige Speicher

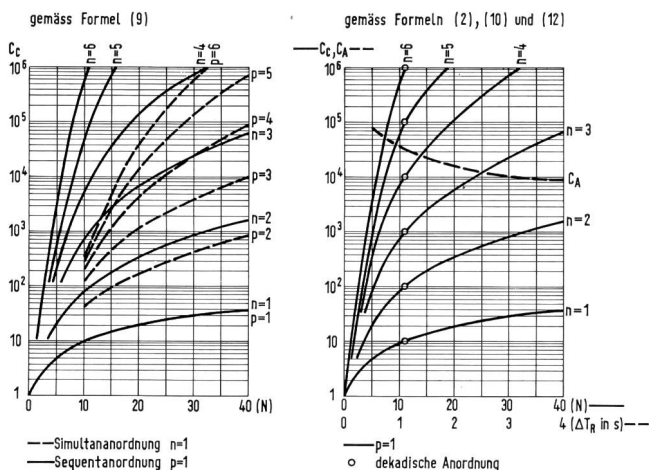


Fig. 1 Anschluss- und Codierungskapazität in Funktion der Ruflänge und des Codefrequenzvorrates

benötigt werden. Gleichzeitig soll die maximale Wartezeit, die zwischen Rufbefehl und Rufabstrahlung entsteht, ermittelt werden.

Die wichtigsten Grössen zur Bestimmung der erforderlichen Rufspeicher sind die Teilnehmerzahl  $C_T$ , die mittlere Belegungsichte  $\bar{d}$  während der Hauptverkehrsstunden und die Speicherbelegungsdauer  $\Delta T_B$  eines Rufspeichers.

Bei einer Teilnehmerzahl  $C_T$  und einer Belegungsichte  $\bar{d}$  ergeben sich im Mittel  $C_T \cdot \bar{d}$  Belegungen je Stunde. Jede Speicherbelegung dauert im Minimum  $\Delta T_B$ . Diese Zeit setzt sich aus der Dauer  $\Delta T_W$ , die der Teilnehmer zur Nummereinstellung benötigt und der Dauer  $\Delta T_{RS}$  der erforderlichen Rufspeicherung zusammen. Wenn ohne Rufwiederholung gearbeitet wird, entspricht  $\Delta T_{RS}$  gerade der Ruflänge  $\Delta T_R$ . Für die Ermittlung von  $\Delta T_W$  kann erfahrungsgemäss mit etwa 1,5 s je Ziffer der Teilnehmernummer plus 2...4 s Automatschaltzeit gerechnet werden.

Das Produkt «Belegung je Hauptverkehrsstunde x Belegungszeit in Stunden» wird in der Verkehrsrechnung der Telefonie allgemein als Verkehrswert  $y$  bezeichnet. Als Masseinheit dieses Wertes dient 1 Erlang = 1 Belegungsstunde.

$$Y_{RS} = \frac{C_A \cdot \bar{d} \cdot \Delta T_{B/s}}{3600} \quad (5)$$

Mit diesem Verkehrswert kann aus *Figur 2* die erforderliche Zahl Rufspeicher ermittelt werden. Wenn diese aus der *Kurve I* bestimmt wird, findet ein Teilnehmer während der Hauptverkehrszeit mit 99%iger Sicherheit einen freien Rufspeicher, andernfalls erhält er «besetzt». Die *Kurve II* liefert mit 99,9%iger Sicherheit einen freien Speicher.

Nachdem die Zahl Rufspeicher bekannt ist, kann die grösstmögliche Wartezeit  $\Delta T_V$  zwischen dem Eintreffen eines Rufbefehls und seiner Aussendung angegeben werden. Sie beträgt:

$$\Delta T_V = x \cdot \Delta T_{RS} \quad (6)$$

#### 1.4 Codierungsmethode

Für die Rufunterscheidung können zwei grundverschiedene Methoden verwendet werden, die Impulscodierung und die Frequenzcodierung. Man spricht von Impulscodierung, wenn für die Rufzeichenunterscheidung die Anzahl, die Länge, die Lage oder die Amplitude der Impulse dient. Bei Wechselstromimpulsen können auch die verschiedenen Frequenzen und deren gegenseitige Anordnung als Unterscheidungsmerkmal verwendet werden. In diesem Fall spricht man von Frequenzcodierung. Dieses Verfahren eignet sich besonders gut für den einseitigen selektiven Funkruf. Es gestattet nämlich, mit einem Minimum von Impulsen eine grosse Zahl Zeichenunterscheidungen in einem eng begrenzten Frequenzband vorzunehmen. Fre-

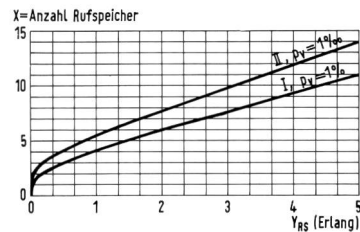


Fig. 2  
Erforderliche Zahl Rufspeicher in Funktion des ankommenden Verkehrswertes (für 1%, beziehungsweise 1‰ Verluste). Die Kurven wurden nach der von A. K. Erlang gefundenen Beziehung

$$p_v = \frac{y^x}{X! \left[ 1 + \frac{y}{1!} + \frac{y^2}{2!} + \dots + \frac{y^x}{X!} \right]}$$

berechnet

quenzcodierte Rufzeichen sind zudem verhältnismässig unempfindlich auf Impulsstörungen und kurzzeitige Amplitudeneinbrüche, wie sie in bewegten Fahrzeugen als Folge der Feldstärkeschwankungen bei Bodenreflexionen auftreten. Schliesslich lassen sich sowohl die Codierung wie die Decodierung sehr einfach und mit kleinem Schaltungsaufwand durchführen. Dieser letztere Punkt ist besonders wichtig für den Bau von kleinen, leichten Taschenempfängern. Im Nachfolgenden wird wegen dieser Vorteile nur die Frequenzcodierung betrachtet. Impulscodierte Signale weisen diese Vorteile nicht auf. Die meisten Störungen, die auftreten, sind Amplitudenstörungen und wirken sich deshalb direkt auf die Zeichenunterscheidungsmerkmale der Impulscodierung aus; das heisst auf die Amplitude, die Länge und damit auch auf die Lage der Impulse. Ferner können einzelne Impulse vorgetäuscht und andere unterdrückt oder unterteilt werden, so dass der Decoder oft eine falsche Zahl zugeführt bekommt. Impulskorrekturschaltungen, die diese Störbeeinflussung zum Teil wieder aufheben können, sind für einfache Selektivrufsysteme, wie sie für den Funkruf in Frage kommen, zu aufwendig.

#### 1.5 Wahl der Codefrequenzen

**Frequenzbereich.** Bei der Frequenzcodierung muss für die Bildung der verschiedenen Rufzeichen ein gewisser Vorrat von Codefrequenzen  $f_1, f_2, \dots, f_N$  zur Verfügung gestellt werden. Das einzelne Rufzeichen wird daraus zusammengesetzt, indem einige Frequenzen dieser Folge kombiniert werden.

Die Codefrequenzen müssen von der Rufzentrale zu den Sendern übertragen werden. Normalerweise geschieht dies über Telephonleitungen. Die Codefrequenzen müssen in diesem Fall zwischen 0,3...3,4 kHz liegen. Für Rufanlagen mit kleinem Rufbereich ist es meist möglich, den Frequenzbereich auf 0,2...5 kHz zu vergrössern.

Die Wahl des Codefrequenzbereiches kann noch durch andere Faktoren beeinflusst werden:

Für Selektivrufnetze, in denen mehrere Sender gleichzeitig im gleichen Kanal arbeiten, stellen die Laufzeitdifferenz  $\Delta t$  bei Mehrwegeempfang und die daraus resultierende Phasenverschiebung wichtige Kriterien für die Wahl der höchsten Codefrequenz dar; siehe Abschnitt 2.5. Die höchste noch zulässige Codefrequenz beträgt im Falle einer maximal erlaubten Modulationsphasenverschiebung  $\varphi_{NF_{max}}$ :

$$f_N \leq \frac{\varphi_{NF_{max}}}{2\pi\Delta t} \quad (7)$$

Schliesslich kann auch die Art der gewählten *Selektivelemente* den Codefrequenzbereich mitbestimmen. Für elektromagnetische Filter wird man eher die höheren Frequenzen bevorzugen, weil dadurch kleine Spulen- und Kondensatorabmessungen erzielt werden. Für elektromechanische Filter wird man umgekehrt die tieferen Frequenzen wählen, um längere Schwinglamellen und grössere Kontaktabstände zu erhalten.

*Anordnung der Frequenzen.* Die einzelnen Frequenzen ordnet man am besten nach einer geometrischen Reihe an, derart, dass alle Harmonischen in die Lücken zwischen höher gelegene Codefrequenzen oder ausserhalb des Codefrequenzbandes fallen. Fehlrufe infolge Modulationsverzerrungen können damit verunmöglicht werden. Als weiteren Vorteil gestattet die geometrische Reihenanzahl, die Durchlassbandbreiten der Decodierfilter proportional zu den entsprechenden Codefrequenzen zu wählen. Dadurch ergibt sich für die Dimensionierung eine Übereinstimmung mit der ebenfalls proportionalen Filterverstärkung bei Temperaturänderungen. Zur Bestimmung des Codefrequenzvorrates gilt dann folgende Beziehung:

$$f_1 \dots f_N = f_1 (1 \dots q^{N-1}) \quad (8)$$

$q$  = Reihenfaktor.

Die minimal zulässige Filterbandbreite und damit der minimal zulässige Abstand zwischen zwei Codefrequenzen werden weitgehend durch den Temperaturkoeffizienten des verwendeten Filtermaterials bestimmt. Mit den heute zur Verfügung stehenden Materialien lassen sich innerhalb einer Oktave etwa 10...15 Frequenzen nach einer geometrischen Reihe un'erbringen. Dies entspricht einem Reihenfaktor  $q = 1,05 \dots 1,08$ .

Als Selektivelemente können grundsätzlich LC-, RC- oder elektromechanische Filter, Digitalauswerter oder irgendwelche Signalvergleichsschalter verwendet werden. Besonders zu empfehlen sind LC-Schwingkreise aus Ferroxcubespulen und Polystyrolkondensatoren. Mit ihnen lassen sich einfache und absolut zuverlässige Codefilter bauen (Kreisgüten: etwa 50).

Die vielverwendeten elektromechanischen Resonanzrelais sind für höhere Ansprüche meistens ungeeignet. Bei

ihnen treten des öfters Kontaktstörungen an den Zungenlamellen auf. Zudem ist ihr Temperaturverhalten nicht besonders gut.

### 1.6 Codierungskapazität

Die Codierungskapazität gibt an, wieviele unterscheidbare Rufzeichen gebildet werden können. Sie ist vom Vorrat der zur Verfügung stehenden Codefrequenzen und deren Anordnungen abhängig. Normalerweise werden zur Bildung eines Rufzeichens nur einzelne Frequenzen aus dem Vorrat verwendet. Diese können entweder alle gleichzeitig, als sogenannte Simultangruppe, übertragen werden, oder als Sequentgruppe zeitlich aneinandergereiht. Schliesslich lassen sich die beiden Übertragungsarten noch kombinieren, indem mehrere Simultangruppen nacheinander gesendet werden. Von Fall zu Fall muss entschieden werden, welche der drei Anordnungsmöglichkeiten die günstigste ist. Dies kann mit Hilfe der Kombinationsrechnung geschehen, indem für einen gegebenen Frequenzvorrat  $N$  die Zahl möglicher Anordnungen von  $n$  Frequenzen (beziehungsweise Simultangruppen zu  $p$  Frequenzen) bestimmt werden. Damit die Anschlusskapazität immer möglichst gross bleibt, soll vorausgesetzt werden, dass zwischen den einzelnen Frequenzen keine Trennpausen liegen. Es dürfen dann nie zwei gleiche Frequenzen oder Simultangruppen nacheinander angeordnet werden.

*Frequenzvariation ohne Wiederholung.* Als ersten Fall wollen wir annehmen, dass jedes Rufzeichen für eine gleich grosse Fehlrufrwahrscheinlichkeit zu dimensionieren ist. Jedes Zeichen muss dann gleichviele Codefrequenzen oder Simultangruppen enthalten, wobei keine wiederholt werden darf. Damit ergeben sich aus der Kombinatorik folgende Ausdrücke für die Codierungskapazität:

$$C_{c,o} = \frac{K!}{(K-n)!} \quad \text{wobei } K = \frac{N!}{p!(N-p)!} \quad (9)$$

*Frequenzvariation mit teilweiser Wiederholung.* Sehr oft genügt die Fehlrufrsicherheit auch noch, wenn innerhalb eines Rufzeichens nie zwei gleiche Frequenzen beziehungsweise Simultangruppen unmittelbar aufeinander folgen. Beispielsweise dürfte in diesem Fall auch die Kombination  $f_1, f_2, f_1, f_2 \dots$  verwendet werden. Die Codierungskapazität kann bei  $n > 2$  und gegebenem Frequenzvorrat dadurch etwas vergrössert werden. Sie wird:

$$C_{c,w} = N(N-1)^{n-1} \quad (10)$$

*Dekadische Frequenzanordnung.* Einen Spezialfall stellt die Codierung nach dem dekadischen System dar. Anstelle der zehn Ziffern treten dabei zehn Codefrequenzen oder zehn Simultangruppen, so dass jede Zahl bzw. jede Rufnummer direkt in Frequenzen ausgedrückt werden kann, zum Beispiel 123487 als  $f_1, f_2, f_3, f_4, f_8, f_7$ . Die Codekapazität wäre in

diesem Fall  $C_D = 10^{n-1}$ . Da bei dieser Zuordnungsmethode verschiedentlich gleiche Frequenzen unmittelbar nacheinander wiederholt werden, würden sich sowohl eine schlechte Rufsicherheit als auch eine schlechte Fehlrufsicherheit ergeben. Diese Mängel können behoben werden, indem beispielsweise die kritischen Rufnummern nicht verwendet werden. Die Codekapazität wird dadurch reduziert auf:

$$C_{D,W} = 10 \cdot 9^{n-1} \quad (11)$$

Wenn alle Rufnummern fortlaufend verwendet werden sollen, besteht die Möglichkeit, eine elfte Frequenz zur Kennzeichnung der Wiederholung einzuführen [4]. Beispielsweise hätte dann eine Rufnummer 118333 den Code  $f_1, f_{11}, f_8, f_3, f_{11}, f_3$ . Die Codierungskapazität beträgt in diesem Fall:

$$C_D = 10^n - 1 \quad (12)$$

*Vergleich der Frequenzanordnungen.* Die dekadische Codierung wirkt sich vor allem auf der Zentralenseite bei Direktwahl-Telephonsystemen günstig aus. Wegen der Übereinstimmung der Rufnummerziffern mit den Codefrequenzen können sehr einfache Coder gebaut werden. Anders liegen die Verhältnisse auf der Empfängerseite. Beim dekadischen System wird in der Regel je Rufzeichen eine grössere Zahl Codefrequenzen benötigt als beim nicht-dekadischen. Als Folge davon müssen seine Empfänger mit einer entsprechend grösseren Zahl Decodierungsfiltren ausgerüstet werden.

Durch die Vergrösserung der Frequenzzahl je Rufzeichen ergeben sich gemäss Abschnitt 1.1 und 2.3 als zusätzliche Mängel eine Verkleinerung der Anschlusskapazität sowie eine Verschlechterung der Ruf- und Fehlrufsicherheit.

Die eben erwähnten Schwierigkeiten lassen sich verhältnismässig einfach umgehen, solange die Anschlusskapazität kleiner ist als die vom Telephonnetz zur Verfügung stehende Numerierungskapazität. Im schweizerischen Telephonnetz stehen beispielsweise für die Kennzeichnung eines Netzgruppenteilnehmers sechs Ziffern zur Verfügung. Grundsätzlich könnte man deshalb beim nationalen Autorufnetz, das systemmässig einer Netzgruppe entspricht,  $10^6$  dekadisch angeordnete Rufnummern bilden. Diese Zahl ist bei weitem nicht erforderlich. Man hat deshalb die sechs Ziffern in drei Ziffernpaare aufgeteilt. Jedem Ziffernpaar kann nunmehr aus einem umfangreicheren Frequenzvorrat als 10 eine Codefrequenz zugeordnet werden. Einer Rufnummer 23 17 01 entspricht dann ein Rufcode  $f_{23}, f_{17}, f_1$ . Man hat durch dieses Vorgehen auf einfache Weise die Vorteile der dekadischen Numerierung mit jenen der nichtdekadischen Codierung verknüpft. Ein interessanter Vergleich ergibt sich schliesslich beim numerischen Berechnen der Codierungskapazitäten für den praktisch in Frage kommenden Bereich. Die Auswertung der Formeln (9, 10 und 12) ist

in der Figur 1 als Kurvenschar dargestellt. Sie zeigen deutlich die Überlegenheit der Sequenzanordnung von Einzel-frequenzen. Wenn nämlich der Frequenzvorrat und die Anzahl Frequenzen je Rufzeichen vorgegeben sind, liefert die sequente Frequenzanordnung die grösste Codierungskapazität. Die simultane Frequenzanordnung erzeugt als zusätzlichen Nachteil eine Reduktion der Empfängerempfindlichkeit, weil bei ihr der Modulationsgrad für die einzelnen Frequenzen nicht voll ausgenutzt werden kann.

*Optimale Codierungskapazität.* Eine optimale Codierung ist erreicht, wenn die Codierungskapazität mit der Anschlusskapazität übereinstimmt.

$$C_{C_{opt}} = C_A \quad (13)$$

In Spezialfällen kann es vorkommen, dass die Teilnehmer in mehreren Rufnetzen verkehren wollen. Die Rufnummer und das Rufzeichen eines Teilnehmers dürfen dann in den  $z$  Netzen nur einmal vergeben werden. Die Codierungskapazität muss in diesem Fall  $z \cdot C_A$  betragen.

In Einzelfällen kann ferner die Notwendigkeit auftreten, nebst der Rufanzeige über eine oder mehrere Zusatzinformationen zu verfügen. Verhältnismässig einfach lässt sich dieses Problem lösen, wenn einem Teilnehmer zwei oder mehr Rufnummern zugeteilt werden. Er braucht dann nur einen Empfänger mit einem Decoder für die entsprechenden Rufzeichen zu besitzen. Als Nachteil muss dabei eine entsprechende Reduktion der Teilnehmerkapazität  $C_T$  in Kauf genommen werden. Die Codierungskapazität ist optimal, wenn sie mit der totalen Rufnummerzahl übereinstimmt.

## 2. Rufsicherheit

Beim einseitigen selektiven Funkruf ist es nicht möglich, den Ruf unmittelbar zu quittieren. Es ist deshalb wichtig, dass die Rufzeichenübertragung möglichst sicher und fehlerfrei arbeitet. Infolge der örtlichen Feldstärkeunterschiede wird es immer Stellen mit ungünstigen Empfangsbedingungen geben, bei denen die Übermittlung nicht stattfindet. Zweckmässigerweise gibt man deshalb an, wieviele der gesendeten Rufe durchschnittlich innerhalb einer bestimmten Rufzone empfangen werden können. Damit der einseitige Funkruf befriedigend arbeitet, muss die Rufsicherheit  $S_R$  erfahrungsgemäss grösser als 99% sein. Es gibt verschiedene Faktoren, die die Rufsicherheit beeinflussen.

### 2.1 Die Empfängercharakteristiken

Der Einfluss der Empfängercharakteristiken auf die Rufsicherheit wird im wesentlichen durch die gewählte Modulationsart bestimmt. In einer früheren Arbeit [8] wurde eine diesbezügliche Untersuchung für die Amplituden- und Frequenzmodulation durchgeführt. Wir brauchen also nicht

mehr auf Einzelheiten einzutreten. Es genügt, wenn wir uns erinnern, dass die vier folgenden Empfängerkenwerte die Rufsicherheit beeinflussen können:

- Die HF-Bandbreite B (besonders bei Sender-Gleichkanalbetrieb)
- Die HF-Ansprechempfindlichkeit  $\check{U}_E$
- Die HF-Übersteuerungsgrenze  $\bar{U}_E$
- Die maximal zulässige Modulations-Phasenverschiebung bei Mehrwegeempfang  $\varphi_{NF_{zul}}$ .

Für die weiteren Betrachtungen ist es zweckmässig, wenn die Ansprechempfindlichkeit und die Übersteuerungsgrenze in Feldstärke- statt in Klemmenspannungswerten ausgedrückt werden. Die Umrechnung geschieht mit Hilfe der wirksamen Antennenhöhe  $h_w$ :

$$\check{\varepsilon}/\text{dB über } 1\mu\text{Vm}^{-1} = 20 \log \frac{\check{E}}{h_w} = 20 \log k \cdot \check{U}_E \quad (14)$$

$$\bar{\varepsilon}/\text{dB über } 1\mu\text{Vm}^{-1} = 20 \log \frac{\bar{E}}{h_w} = 20 \log k \cdot \bar{U}_E \quad (15)$$

Bei Fahrzeuganlagen werden meistens  $\lambda/4$ -Stabantennen verwendet. Um den Wirkungsgrad und die Beeinflussung durch die Montage auf dem Wagendach zu berücksichtigen, werden für den Umrechnungsfaktor k vorteilhafterweise Erfahrungswerte eingesetzt. Normalerweise arbeiten die Anlagen im 80-, 160- oder 460-MHz-Band. Die entsprechenden Werte für k betragen dann 2,5, 4 und 10 in  $\text{m}^{-1}$ .

In tragbaren Taschenempfängern baut man normalerweise Rahmen- oder Ferritantennen ein. Wegen der Richtcharakteristiken dieser Antennen und wegen der Körperbeeinflussung während des Tragens muss hier für den Faktor k ein Mittelwert eingesetzt werden. Statistische Untersuchungen haben etwa 10...30 mal grössere Werte ergeben als die für die Stabantenne ermittelten.

## 2.2 Die Impulslänge und die Verteilung der Nutzfeldstärke

Ein Rufimpuls kann nur dann empfangen werden, wenn die Feldstärke mindestens während einer Zeitspanne, die der Decoder zum Ansprechen benötigt, grösser als die Ansprechempfindlichkeit ist. Um die Rufsicherheit zu bestimmen, muss man also die Feldstärkeverteilung im Gelände untersuchen. Auf experimentellem Wege findet man, dass die Feldstruktur in zwei unabhängige Teilkomponenten zerlegt werden kann, in die sogenannte Grobstruktur, herrührend von der abschattenden Wirkung der Geländeunregelmässigkeiten, und in die reflexionsbedingte Feinstruktur. Wenn man ein grösseres Gebiet betrachtet, zum Beispiel einen  $\text{km}^2$  oder mehr, dann weisen beide Strukturen, also auch die Feinstruktur, die auf einer kleinen Fläche einer gleichgerichteten  $|\cos|$ -Verteilung entspricht, in logarithmischem Massstab annähernd eine gaussische

Normalverteilung auf. Die Feldverteilung, das heisst die Wahrscheinlichkeit, dass die Feldstärke einen bestimmten Wert  $\varepsilon$  überschreitet, lässt sich mathematisch folgendermassen ausdrücken:

$$P(\varepsilon) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{\varepsilon}^{\infty} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\bar{\varepsilon}}{\sigma}\right)^2} dx \quad (16)$$

Die Feldstärke  $\varepsilon$  und deren Medianwert  $\bar{\varepsilon}$  müssen dabei in dB über  $1\mu\text{V/m}$  eingesetzt werden.

Während die Streuung der Grobstruktur  $\sigma_G$  je nach Gelände und betrachteter Gebietsgrösse verhältnismässig stark schwankt, beträgt die Streuung der Feinstruktur  $\sigma_F$  immer etwa 4...5 dB. Das Zusammenwirken der beiden Strukturen bewirkt, dass die kleinen Feldstärkewerte häufiger vorkommen als der Grobstrukturstreuung entsprechen würde, während der Medianwert praktisch erhalten bleibt. Für die Bestimmung der Rufsicherheit ist die Gesamtstruktur des Feldes zu berücksichtigen. Bei sehr kurzen Impulsen, genauer gesagt, wenn der Empfänger während der Impulsdauer nur um einen kleinen Bruchteil der HF-Wellenlänge fortbewegt wird, ist die Ansprechsicherheit in einem Gebiet gleich gross wie die Wahrscheinlichkeit, dass daselbst die Feldstärke grösser ist als die Ansprechempfindlichkeit des Empfängers.

Bei längeren Impulsen reduziert sich der Einfluss der Feldstärkefeinstruktur. Im Abschnitt 1.2 wurde erwähnt, dass längs eines kurzen Wegstückes der Feldverlauf einer gleichgerichteten  $|\cos|$ -Funktion mit der Periodizität  $\lambda/2$  entspricht. Wenn der Empfänger während der Impulsdauer mindestens eine halbe Wellenlänge fortbewegt wird, befindet er sich immer eine Zeitlang in einem Feldstärkemaximum der Feinstruktur. Die Decodierung hängt also nur noch davon ab, ob diese Maxima grösser oder kleiner sind als die Empfängerempfindlichkeit. Die Streuung der Feinstruktur  $\sigma_F$  beeinflusst damit die Rufsicherheit nicht mehr.

Eine zusätzliche Rufsicherheitsverbesserung tritt als Folge der Hüllkurvenauswertung ein. Diese wirkt sich so aus, als wäre der Feldstärkemedianwert etwa 6 dB grösser als er tatsächlich ist.

Mit Impulslängen zwischen den beiden besprochenen Extremwerten erzielt man nicht die volle Rufsicherheitsverbesserung. Experimentelle Untersuchungen mit verschiedenen Empfänger-Fortbewegungsgeschwindigkeiten ergaben den in *Figur 3* dargestellten Reduktionsfaktor für die Feinstrukturstreuung  $\sigma_F$  und die scheinbare Erhöhung des Feldstärkemedianwertes  $\bar{\varepsilon}$ .

Die für die Rufsicherheitsbestimmung massgebende Gesamtstreuung beträgt damit:

$$\sigma_T = \sqrt{\sigma_G^2 + k\sigma_F^2} \quad (17)$$

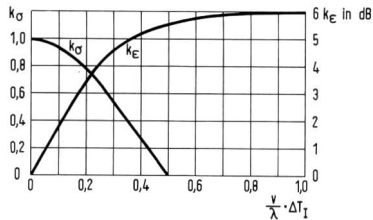


Fig. 3 Korrekturfaktoren für die Feinstrukturstreuung  $\sigma_F$  und für den Feldstärkemedianwert  $\bar{\epsilon}$  in Funktion des Weges, der während der Impulsdauer durchfahren wird. (Weglänge in Einheiten der Wellenlänge ausgedrückt)

Entsprechend findet man den scheinbaren Feldstärkemedianwert für die Rufsicherheitsbestimmung zu:

$$\bar{\epsilon}_T = k_\epsilon + \bar{\epsilon} \quad (18)$$

Unter Zuhilfenahme der Formel (16) kann schliesslich bei gegebener Empfängerempfindlichkeit  $\check{\epsilon}$  die Rufsicherheit  $S_I$  eines Einzelimpulses angegeben werden. Sie beträgt: mit  $\Delta\epsilon = \check{\epsilon} - \bar{\epsilon}_T$

$$S_I = P(\check{\epsilon}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\check{\epsilon}/\sigma}^{\infty} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta\epsilon}{\sigma}\right)^2} \cdot d \frac{\epsilon}{\sigma} \quad (19)$$

Diese Gleichung ist in *Figur 4* graphisch dargestellt.

Bei gegebener Ansprechempfindlichkeit  $\check{\epsilon}$  und gegebener Streuung  $\sigma_T$  kann dieser Figur der nötige Feldstärkemedianwert zum Erzielen einer gewünschten Impulsrufsicherheit entnommen werden:

$$\bar{\epsilon} = \check{\epsilon} - \left(\frac{\Delta\epsilon}{\sigma}\right) P(\epsilon) \cdot \sigma_T - k_\epsilon \quad (20)$$

Die Streuung  $\sigma_T = \sqrt{\sigma_G^2 + k_\sigma^2 \cdot \sigma_F^2}$  ist von der Struktur des Geländes abhängig, in welchem die Rufsicherheit bestimmt werden soll. Für einige typische Geländearten haben wir die Feldstärkestreuung experimentell ermittelt und statistisch ausgewertet. Das Ergebnis dieser Untersuchung ist in der nachfolgenden *Tabelle 1* angegeben, die für den Frequenzbereich 40...500 MHz gilt.



Fig. 4 Wahrscheinlichkeit  $P(\epsilon)$  mit der eine bestimmte Feldstärkeschwelle  $\epsilon$  überschritten wird

Tabelle 1. Typische Feldstärkestreuwerte

Geländeart	$\sigma_a$ (dB)	$\sigma_F$ (dB)
1 km lange Strassenstücke im Mittelland	2...4	4...5
10 km lange Strassenstücke in Alpentälern	3...5	4...5
Kreisflächen mit 5 km Radius im Mittelland	6...10	4...5
Grössere Schweizer Städte	6...10	4...5
Kreisringe von 1 km Breite in den Städten	7...10	4...5
Stockwerkböden in Gebäuden	5...6	4...5
CCIR-Ausbreitungskurven gemäss [1]	8	-

Grundsätzlich ist die Feldstärke auch zeitlichen Schwankungen unterworfen. Für kurze Übertragungsdistanzen und für mobile Funkdienste ist dieser Einfluss gegenüber den örtlichen Schwankungen vernachlässigbar.

Die *Figur 3* zeigt ferner, dass die beiden Korrekturfaktoren  $k_\sigma$  und  $k_\epsilon$  von der Fortbewegungsgeschwindigkeit des Empfängers abhängig sind. Die ungünstigsten Verhältnisse ergeben sich bei den kleinsten Geschwindigkeiten. Für mobile Funkdienste darf als Minimalgeschwindigkeit erfahrungsmässig  $v = 20...30$  km/h gesetzt werden. Bei kurzzeitigen Halten wird das umliegende Feld durch die vom Verkehr herrührenden Reflexionsänderungen auch etwa mit dieser Geschwindigkeit bewegt.

Für den Fall, dass der Empfänger in verkehrsarmen und feldstärkeschwachen Zonen parkiert wird, ist eine sogenannte Freiton-Modulation zu empfehlen. Während den Rufpausen werden dabei die Sender mit einer Frequenz ausserhalb des Codebereiches moduliert. Dadurch wird ein einfaches und zuverlässiges Kriterium für die Alarmierung bei ungenügender Feldstärke geschaffen. Wenn die Alarmierung beim Parken anspricht, genügt in der Regel eine Empfängerverschiebung von  $\lambda/4$ , um wieder in den Rufbereich zu kommen. Die Rufsicherheit wird dadurch auf den gleichen Wert gebracht wie beim Fahren mit langen Impulsen.

### 2.3 Die Impulszahl je Rufzeichen

Bei einem Rufzeichen mit mehreren Impulsen kann die Rufsicherheit  $S_I$  für jeden einzelnen Impuls als gleich gross angenommen werden. Nach der Wahrscheinlichkeitstheorie beträgt dann die Rufsicherheit des ganzen Zeichens mit  $n$  Impulsen:

$$S_R = S_I^n \quad (21)$$

Bei einer  $n$ -gliedrigen Zeichenfolge nimmt also die Rufsicherheit mit der  $n$ -ten Potenz ab. Die Rufzeichen sind deshalb aus möglichst wenigen Impulsen zu bilden.

### 2.4 Die Rufwiederholung

Durch wiederholtes Aussenden eines Rufzeichens kann die Rufsicherheit erhöht werden. Wir können wiederum annehmen, dass die Rufsicherheit während der Wiederho-



lungszeit konstant bleibt. Für eine w-malige Wiederholung erhält man mit der Wahrscheinlichkeitsrechnung die resultierende Rufsicherheit  $S_{RW}$  aus der Rufsicherheit  $S_R$  ohne Wiederholung zu:

$$S_{RW} = 1 - (1 - S_R)^{w+1} \quad (22)$$

Durch die Rufwiederholung wird die totale Rufzeit verlängert und damit gemäss Abschnitt 1.1 die Anschlusskapazität reduziert. Sehr oft kann man eine ebenso grosse Verbesserung erzielen, wenn man anstelle von extrem kurzen Impulsen mit Rufwiederholung etwas längere Impulse verwendet und dafür auf die Wiederholung verzichtet (siehe Abschnitt 2.2). Man erspart sich auf diese Weise eine verhältnismässig komplizierte Speichervorrichtung in der Rufzentrale.

### 2.5 Die Modulationsphase bei Mehrwegeempfang

Wenn zwei gleichphasig abgestrahlte Nutzsingale auf unterschiedlichen Übertragungswegen an einem Empfangsort eintreffen, besitzen diese infolge ihrer Laufzeitdifferenz eine HF- und eine NF-Phasenverschiebung. In beiden Fällen ergibt sich theoretisch eine vollständige Löschung der NF-Ausgangsspannung, sofern die Signale etwa gleiche Amplituden und ein ungerades Vielfach von  $180^\circ$  Phasenverschiebung aufweisen. In den übrigen Fällen tritt eine Reduktion der NF-Ausgangsspannung ein. Wenn diese unter die NF-Ansprechschwelle des Decoders sinkt, fällt der Ruf aus.

Auf Grund der HF-Phasenverschiebung kann dieser Zustand nur eintreten, wenn die Amplitudendifferenz kleiner ist als die HF-Ansprechschwelle des Empfängers. In der Praxis ist dieser Fall örtlich derart eingeschränkt, dass der Einfluss der HF-Phasenverschiebung gegenüber jenem der NF-Phasenverschiebung vernachlässigbar bleibt. Wir wollen deshalb nur untersuchen, inwieweit die Rufsicherheit von der Modulationsphasendifferenz beeinträchtigt werden kann. Jeder Empfänger besitzt seinen kritischen Grenzwinkel, bei dem die Modulationsphasenverschiebung die Rufsicherheit zu beeinflussen beginnt. In [8] wird diesbezüglich gezeigt, dass für zwei gleich grosse Signale  $\varepsilon_1$  und  $\varepsilon_2$  Phasenverschiebungen zwischen  $0...95^\circ$  bei FM und  $0...150^\circ$  bei AM zugelassen werden dürfen, ohne dass die Rufsicherheit ändert. Grössere Werte führen zu Impulsausfällen. Dies ist jedoch nur der Fall, wenn die Feldstärken wirklich gleich gross sind. Bei guten FM- und AM-Superregenerativempfängern genügt bereits ein HF-Amplitudenverhältnis von  $\delta = 2...3$  dB, um die Impulsanzeige wieder in Ordnung zu bringen. In den Rufzonen mit Mehrwegeempfang lässt sich damit die Rufsicherheit aus der Verteilung der Feldstärkeverhältnisse bestimmen. Experimentelle Untersuchungen zeigten, dass die Streuung der Verhältnisse bei n Signalen um  $\sqrt{n}$ -mal grösser ist als die Streuung von nur einem Signal. Der Rufsicherheitserhöhung bei längeren Impulsen

während der Fahrt kann Rechnung getragen werden, indem die scheinbare Erhöhung des Feldstärkemedianwertes und die reduzierte Feldstreuung gemäss Figur 3 berücksichtigt werden. Die Rufsicherheit für einen Impuls beträgt dann:

$$\text{mit } \Delta\bar{\varepsilon} = \bar{\varepsilon}_1 - \bar{\varepsilon}_2 \quad S_I = 1 - P(\Delta\varepsilon) = \frac{\delta}{\sqrt{\pi} \sigma_T} \cdot e^{-\left(\frac{\Delta\bar{\varepsilon}}{2\sigma}\right)^2} \quad (23)$$

Diese Gleichung ist in Figur 5 für  $\delta = 2,5$  dB graphisch dargestellt (schraffierter Bereich).

Um eine gewünschte Rufsicherheit zu erzielen, kann mit Hilfe der Kurve 1 der erforderliche Mindestabstand zwischen den Medianwerten der beiden Nutzsingale bestimmt werden. Er beträgt:

$$\Delta\bar{\varepsilon} = \sigma_T \cdot \left(\frac{\Delta\bar{\varepsilon}}{\sigma}\right)_{1-P(\Delta\varepsilon)} \quad (24)$$

### 2.6 Die Störbeeinflussung

Die Rufsicherheit kann durch das Eintreffen von Selektiv- und Impulsstörsingalen im Empfänger beeinträchtigt werden. Selektivstörer können zudem innerhalb und ausserhalb des Empfangskanals liegen. In beiden Fällen besteht eine Beeinflussungsgefahr.

#### 2.6.1 Selektivstörer im Rufkanal

Ein Nutzsingal  $\varepsilon_S$  mit einer Feldstärkeverteilung gemäss Formel (16) wird innerhalb des Rufkanals durch ein Störsingal  $\varepsilon_N$  gestört, wenn dessen Feldstärke grösser ist als die des Nutzsingals. Im allgemeinen werden die beiden Singale unterschiedliche Medianwerte  $\bar{\varepsilon}$  besitzen. Die Feldstärkestreuungen  $\sigma$  um die Medianwerte hingegen werden sich kaum unterscheiden. Diese werden nämlich vor allem durch die Geländestruktur des störungsgefährdeten Gebietes bestimmt. Für den Fall, dass das Verhältnis der Feldstärkemedianwerte, ausgedrückt in dB,  $\bar{\varepsilon}_N - \bar{\varepsilon}_S = \Delta\bar{\varepsilon}$  beträgt, lässt sich die Wahrscheinlichkeit, dass die Feldstärke des Störsingales jene des Nutzsingales übersteigt, mit Hilfe der Formel (16) ausrechnen:

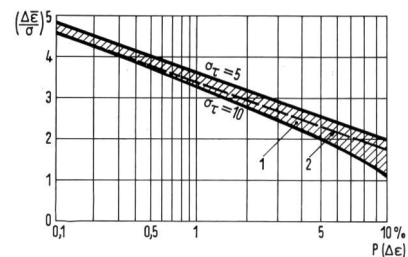


Fig. 5

///

---

Wahrscheinlichkeit  $P(\Delta\varepsilon)$  mit der das Feldstärkenverhältnis von zwei Singalen bei einem Medianwertunterschied  $\Delta\bar{\varepsilon}$  im Maximum 2,5 dB beträgt ( $\sigma_T = 5...10$  dB)  
Wahrscheinlichkeit  $P(\Delta\varepsilon)$  mit der das Feldstärkenverhältnis von zwei Singalen bei einem Medianwertunterschied  $\Delta\bar{\varepsilon}$  grösser ist als 1

$$P(\Delta\varepsilon) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta\varepsilon}{\sigma}\right)^2} \int_{\Delta\varepsilon/\sigma}^{+\infty} e^{-\frac{1}{2}\left(x - \frac{\Delta\varepsilon}{\sigma}\right)^2} dx \cdot d\left(\frac{\Delta\varepsilon}{\sigma}\right) \quad (25)$$

Dieser Ausdruck ist in Figur 5 (Kurve 2) graphisch dargestellt. Man kann ihn den minimal nötigen Abstand  $\Delta\varepsilon$  entnehmen, der zwischen den Medianwerten erforderlich ist, damit das Störersignal nur in den zulässigen P% grösser als das Nutzsignal werden kann. Wenn das Störersignal nicht mehr direkt im Rufkanal liegt, darf der ermittelte Feldstärke-medianwert um die Empfängerselektivität beim Frequenzabstand des Störersignals reduziert werden.

### 2.6.2 Selektivstörer ausserhalb des Rufkanals

Wenn ein Störersignal gross genug ist, um den Rufempfänger zu übersteuern, können Rufausfälle oder Falschrufe entstehen. Die Rufausfälle sind häufiger [8].

Damit ein Störersignal, dessen Feldstärke örtlich eine statistische Verteilung gemäss Formel (16) aufweist, nur in P% die Übersteuerungsgrenze übersteigt, muss sein Medianwert um einen bestimmten Betrag unter derselben liegen. Formal liegen die gleichen Verhältnisse vor wie bei der Rufsicherheitsbestimmung infolge ortsabhängiger Feldstärke-schwankungen gemäss Abschnitt 2.2. Die Wahrscheinlichkeit für das Überschreiten einer vorgegebenen Übersteuerungsgrenze entspricht deshalb dem Ausdruck (19), der in Figur 4 graphisch dargestellt ist.  $\check{\varepsilon}$  ist dabei durch  $\bar{\varepsilon}$  zu ersetzen. Die dort gezeigte Kurve gestattet also auch, den höchstzulässigen Feldstärke-medianwert der Störung zu ermitteln, damit eine vorgegebene Übersteuerungsgrenze  $\bar{\varepsilon}$  nur mit einer Wahrscheinlichkeit von P% überschritten wird. Sie beträgt:

$$\bar{\varepsilon} = \check{\varepsilon} - \left(\frac{\Delta\varepsilon}{\sigma}\right) \sigma_T + k_\varepsilon \quad (26)$$

Wenn das Störersignal bereits durch die Empfänger-Vorselektion gedämpft wird, darf der ermittelte Feldstärke-medianwert um die Vorselektivitätsdämpfung reduziert werden.

### 2.6.3 Breitbandstörer

In Städten und Dörfern werden die meisten UKW-Empfangsstörungen von Auto- und Motorzündanlagen, elektrischen Schaltern, Kollektormotoren, Büromaschinen usw. erzeugt. Durch Funkenbildung entstehen dabei impulsförmige, elektromagnetische Felder. Ein Teil der Störenergie wird von den Empfangsantennen in der näheren Umgebung aufgenommen. In den Empfängern wird sie dann verstärkt und demoduliert, so dass schliesslich eine Folge von kurzzeitigen NF-Impulsen entsteht. Diese Impulse können in einem Selektivrufempfänger, bei dem die Nutzinformation

auch in Form von Impulsen vorliegt, Rufe vortäuschen, fälschen oder unterdrücken. In [8] wird gezeigt, dass diesem Übel wirksam begegnet werden kann. Bei richtiger Dimensionierung der Empfänger ist es immer möglich, die Ansprechschwelle des Decoders über den jeweiligen Störpegel zu legen. Impulsartige Störungen können dann den Auswerter unter keinen Umständen betätigen. Es ist also wichtig, dass man bei der Dimensionierung und der Prüfung der Empfänger die charakteristischen Grössen des Störfeldes kennt. Leider sind in der Fachliteratur nur wenige Angaben zu finden, die sich zum Lösen von Selektivrufproblemen eignen. Wir haben aus diesem Grund umfangreiche Feldmessungen durchgeführt und diese statistisch ausgewertet.

Die wichtigsten Resultate unserer Untersuchung lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Die grössten Feldstärkeimpulsflächen ( $\varepsilon \cdot \Delta T$ ) können bis etwa -30 dB über  $1 \mu\text{Vs m}^{-1}$  betragen.
- Das Amplitudenspektrum ist bis über 1000 MHz flach, die Impulsbreite muss somit kleiner als 1 ns sein.
- Meistens treten die Störimpulse nicht einzeln auf, sondern in periodischen Abständen mit Frequenzen zwischen 30...300 Hz.
- Die Amplitudenverteilung, das heisst die Häufigkeit, mit der eine bestimmte Störfeldstärke überschritten wird, ist log-normal. In den grösseren Schweizer Städten beträgt die Streuung  $\sigma$  (Standardabweichung) bei durchschnittlich regem Verkehr etwa 8 dB.

Die Verteilung der Impulsstörfeldstärke in den Strassen muss also in graphischer Darstellung der Figur 4 entsprechen, wobei für  $\check{\varepsilon} = -50$  dB über  $1 \mu\text{Vs m}^{-1}$  und für die Streuung  $\sigma_T = 8$  dB einzusetzen ist.

Für die Labormessungen wird das Impulsstörfeld zweckmässigerweise durch einen Impulsgenerator ersetzt. Die äquivalenten Störpegel, die der Generator auf einen 50- $\Omega$ -Empfängereingang geben muss, können wie folgt gewählt werden:

- im 80-MHz-Band: 75 dB über  $1 \mu\text{V}$  je MHz-Bandbreite
- im 160-MHz-Band: 70 dB über  $1 \mu\text{V}$  je MHz-Bandbreite
- im 460-MHz-Band: 63 dB über  $1 \mu\text{V}$  je MHz-Bandbreite.

Die HF-Impulsbreite muss dabei klein sein gegen die Empfängereinschwingzeit. Ferner muss die Impulsfolgefrequenz im Bereich zwischen 30...300 Hz kontinuierlich einstellbar sein.

## 3. Rufbereich eines Senders

Die Grösse eines Senderrufbereiches, das heisst die Geländefläche, in der ein Teilnehmer von einem Sender aus gerufen werden kann, ist abhängig von der gewünschten Rufsicherheit, der Empfängerempfindlichkeit, der Feldausbreitung und von der abgestrahlten Senderleistung. Den Zusammenhang zwischen den zwei ersten Grössen haben

wir im letzten Abschnitt untersucht. Als wesentliches Ergebnis wurde die Formel (20) gefunden. Mit ihr kann der nötige Feldstärkemedianwert zum Erzielen einer bestimmten Impulsrufsicherheit berechnet werden, sofern die Feldstärkestreuung und die Empfängerempfindlichkeit bekannt sind. Die Impulsrufsicherheit lässt sich dazu mit Hilfe der Formel (21) aus der gewünschten Rufsicherheit des effektiven Rufzeichens ermitteln.

Wenn wir nun den minimal erforderlichen Feldstärkemedianwert als bekannt voraussetzen, bekommt unser Problem die einfache Formulierung:

– Wie gross muss die Sendeleistung gewählt werden, damit in einem bestimmten Abstand vom Sender der erforderliche Feldstärkemedianwert erhalten wird?

Zur Beantwortung dieser Frage wollen wir nun die Beziehung zwischen Feldstärkemedianwert und Senderabstand betrachten.

### 3.1 Die Ausbreitung des Nutzfeldes

Die Ausbreitungstheorie lehrt, dass die Feldstärke  $\epsilon_0$  der Raumwelle proportional zum Senderabstand  $d$  abnimmt. Die Freiraumfeldstärke eines  $\lambda/2$ -Dipols beträgt über ebener Erde:

$$\epsilon_0/\text{dB über } 1\text{mV} \cdot \text{m}^{-1} = 20 \cdot \log 222 \cdot \frac{\sqrt{P/\text{kW}}}{d/\text{km}} \quad (27)$$

Unter Berücksichtigung der Bodenreflexion findet man daraus für die Empfangsfeldstärke:

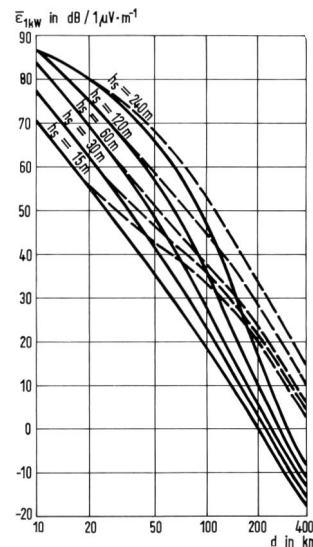
$$\epsilon = \epsilon_0 + 20 \cdot \log 2 \sin \left( 2\pi \frac{h_e \cdot h_s}{\lambda \cdot d} \right) \quad (28)$$

$h_s$  = Höhe der Sendeantenne

$h_e$  = Höhe der Empfangsantenne

In der Praxis liegen die Verhältnisse meist wesentlich komplizierter. Wenn man im Gelände Messungen durchführt, stellt man fest, dass die Feldstärke von Ort zu Ort sehr unterschiedlich ist. Diese Ortsabhängigkeit rührt von der Geländestruktur her. Die jeweilige Lage der Hügel, Häuser, Bäume usw. wirken auf die Welle als Attenuatoren, Reflektoren oder Beugungskanten. Durch die klimatischen Einflüsse und vegetativen Veränderungen tritt zudem eine zeitliche Variation der Feldstärke ein. Eine exakte rechnerische Erfassung dieser zusammenwirkenden Komponenten ist praktisch ausgeschlossen. Man hat deshalb in verschiedenen Ländern experimentelle Untersuchungen angestellt. Die statistische Auswertung der zusammengetragenen Ergebnisse sind in den CCIR-Documents [1] enthalten.

Hier interessiert uns besonders die Darstellung des Feldstärkemedianwertes in Funktion des Senderabstandes (siehe Fig. 6). Diese Kurven gelten für Frequenzen zwischen



— Überschreitungswahrscheinlichkeit: 50% der Orte und 50% der Zeit  
 ..... Überschreitungswahrscheinlichkeit: 50% der Orte und 1% der Zeit  
 $h_s$  = Höhendifferenz zwischen der Senderantennenhöhe und des mittleren Geländeniveaus bei 3...15 km Senderabstand in der interessierenden Richtung. Die Umrechnung für andere Antennenhöhen erfolgt linear.

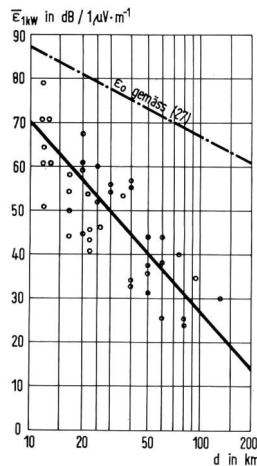
Fig. 6  
 Feldstärkemedianwert für 1 kW Sendeleistung in Funktion des Senderabstandes gemäss CCIR «Avis 370», umgerechnet für eine Empfangsantennenhöhe von 2 m

40...250 MHz und für eine Geländewelligkeit, bei der 80% der Höhenunterschiede  $\Delta h$  innerhalb 50 m liegen. Für sehr hügeliges oder bergiges Gebiet wird empfohlen, die Feldstärkewerte bei einem Senderabstand zwischen 10...100 km wie folgt zu korrigieren:

Tabelle II. Korrekturfaktor für die Feldstärkemedianwerte der Figur 6 bei verschiedener Geländewelligkeit

$\Delta h$	Korrektur
$\leq 50$ m	+ 5 dB
50 m	0 dB
100...200 m	- 5 dB
200...400 m	-10 dB

Für sehr stark coupiertes Gelände, wie es in der bergigen Schweiz vorliegt, sind die CCIR-Werte nicht ohne weiteres anwendbar. Eigene Messungen haben für die Medianwerte verhältnismässig stark abweichende Kurven ergeben. In Figur 7 sind die Ausbreitungsverhältnisse dargestellt, wie man sie im schweizerischen Mittelland antrifft. Die Werte gelten ebenfalls für Alpentäler bei direkter Einstrahlung. Alpentäler, die quer dazu liegen und vorwiegend durch Reflexionen aus einem direkt bestrahlten Tal aufgehellt

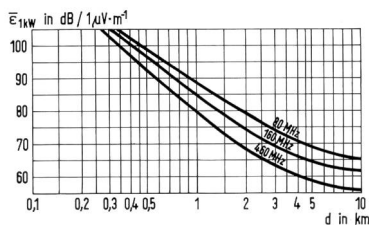


Frequenzbereich: 50...450 MHz  
 Senderantennenhöhe  $h_s$ : 100...1000 m (Definition siehe Fig. 6)  
 Empfangsantennenhöhe: 2 m  
 Streuung der Medianwerte:  $\sigma_M \approx 5$  dB

Fig. 7  
 Feldstärkemedianwert für 1 kW Sendeleistung in Funktion des Senderabstandes im schweizerischen Mittelland und für direkt bestrahlte Alpentäler. (Die eingetragenen Punkte sind einzeln ermittelte Medianwerte und geben einen Eindruck, wie stark diese um den kurvenmässig eingetragenen Durchschnittswert streuen. Jeder Punkt ist zudem mit der im Abschnitt 2.2 angegebenen Grob- und Feinstrukturstreuung behaftet)

werden, weisen grössere Zusatzdämpfungen auf. 1 km nach dem Übertritt von einem direkt bestrahlten Tal in ein reflexionsbestrahltes ist die Feldstärke im allgemeinen etwa 10 dB kleiner als vor der Eintrittsstelle. Mit grösserer Entfernung wächst die Zusatzdämpfung bei jeder Distanzverdoppelung um weitere 6...12 dB.

Bei der Planung von lokalen Selektivrufanlagen in grösseren Städten liegen zum Teil etwas andere Bedingungen vor. Meistens wird die Sendeantenne in geringerer Höhe auf



Frequenzbereich:  
 80, 160, 460 MHz-Bänder  
 Senderantennenhöhe:  
 20...70 m über den Strassen  
 Empfangsantennenhöhe: 2 m  
 Streuung der Medianwerte:  
 $\sigma_M$  (80 MHz)  $\approx 1$  dB  
 $\sigma_M$  (160 MHz)  $\approx 2$  dB  
 $\sigma_M$  (460 MHz)  $\approx 4$  dB

Fig. 8  
 Feldstärkemedianwert für 1 kW Sendeleistung in Funktion des Senderabstandes in den grösseren Schweizer Städten.

günstig gelegenen Hausdächern montiert. Man ermittelt für diese Fälle die Ausbreitungscharakteristik in den Häusergassen. Das Untersuchungsergebnis ist in *Figur 8* graphisch dargestellt.

Orts-Selektivrufanlagen müssen sehr oft auch in den Gebäuden funktionieren. Die Häusermauern stellen dann für die Feldausbreitung Zusatzdämpfungen dar. Diesbezügliche Messungen haben gezeigt, dass der Feldstärkemedianwert in den Erdgeschossen im Mittel 20 dB kleiner ist als auf den umgebenden Strassen. Diese Dämpfung ist je nach Gebäudeart einer Streuung von  $\sigma_M = 12$  dB unterworfen. Im ersten Untergeschoss sind die Werte um 10...20 dB kleiner, während die Feldstärke in den Obergeschossen nahezu stetig zunimmt, bis zum Erreichen der Feldstärke über dem Dach.

Alle Feldstärkeangaben in den Figuren 6, 7 und 8 sind auf eine Sendeleistung von 1 kW bezogen. Für die Umrechnung auf andere Werte gilt:

$$\bar{\epsilon}_{xkW}(d) = \bar{\epsilon}_{1kW}(d) - 10 \cdot \log P_{xkW} \quad (29)$$

Ausser dem minimal nötigen Feldstärkemedianwert ist entweder die Sendeleistung oder die erforderliche Senderreichweite bekannt. Mit dem funktionellen Zusammenhang  $\bar{\epsilon}_x = f(P_x; d_x)$  lässt sich deshalb aus der Formel (29) grundsätzlich jede fehlende Grösse bestimmen. Dieses Vorgehen ist für die systemmässigen Projektierungen durchaus zulässig. Wegen der festgestellten Medianwertstreuung muss allerdings eine gewisse Unsicherheit in Kauf genommen werden. Es ist daher empfehlenswert, vor der endgültigen Ausführung einer so geplanten Selektivrufanlage die Ausbreitungsverhältnisse messtechnisch nachzuprüfen.

Die Grobstruktur der Feldstärke lässt sich mit Hilfe eines Feldstärkemessers leicht während der Fahrt in einem Messwagen registrieren. Dazu eignet sich ein normaler Tintenschreiber mit einer Zeitkonstante von etwa 0,5 s. Die anschliessende statistische Auswertung mit der Übertragung der Feldstärkemedianwerte auf eine topographische Karte wird erleichtert, wenn der Papiervorschub über eine flexible Welle von der Autoradachse angetrieben wird, so dass er proportional zum zurückgelegten Weg ist. Eine besonders empfindliche Messeinrichtung ergibt sich, wenn mit 100%iger Amplitudenmodulation gearbeitet wird. Auf der Empfangsseite ist statt der AVC-Spannung das selektiv ausgefilterte NF-Signal gleichzurichten und zu registrieren. Wenn die gleichgerichtete Spannung noch zum Regeln der ZF-Verstärkung verwendet wird, vermag der Empfänger über einen HF-Spannungsbereich von mindestens 120 dB ohne Pegelschalter zu arbeiten.

### 3.2 Die höchstzulässige Sendeleistung

Das Nutzfeld eines jeden Senders stellt für alle andern Funkdienste eine Störquelle dar; auch der Rufsender. Es ist deshalb unsere Aufgabe, dafür zu sorgen, dass diese

unvermeidliche Nebenwirkung in verantwortbaren Grenzen bleibt. Die Grenzen werden durch die störgefährdeten Empfänger gezogen, zum Beispiel durch Rufempfänger aus einem andern Rufbereich, aber auch durch Sprechfunk-, Rundfunk- oder Fernsehempfänger usw. Im Abschnitt 2.6 haben wir die Störkriterien für unseren Rufempfänger kennen gelernt. Wir haben es damals als zweckmässig erachtet, zwischen Selektivstörern inner- und ausserhalb des Rufkanals zu unterscheiden. Eine analoge Aufteilung drängt sich jetzt für die Gleich- und Fremdkanal-Störbeeinflussung auf.

### 3.2.1 Störeinfluss auf fremde Funkkanäle

Grundsätzlich sollten in fremden Funkkanälen wegen der Empfängerselektivität keine Störungen erzeugt werden können. Bei grossen störenden Signalen, wie sie in der nächsten Umgebung von Sendern vorkommen, genügt jedoch die HF-Vorselektion meistens nicht. Es tritt dann eine Übersteuerung des betreffenden Empfängers ein. Die Feldstärke  $\bar{\varepsilon}$ , bei der die Übersteuerung erreicht wird, lässt sich für jeden Empfängertyp in Funktion der Frequenz ermitteln.

In Natura ist das Feld gemäss Formel (16) statistisch verteilt. Wir müssen deshalb den Feldstärkemedianwert, der uns die Garantie gibt, dass die Übersteuerungsgrenze  $\bar{\varepsilon}$  nur mit einer Wahrscheinlichkeit von P% überschritten wird, bestimmen. Wir finden den gesuchten Wert gemäss den Erörterungen im Abschnitt 2.2 und der Figur 4. Er beträgt:

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\varepsilon} - \left( \frac{4\varepsilon}{\sigma} \right) \sigma_T + k_\varepsilon \quad (30)$$

(wenn es sich nicht um einen Rufempfänger handelt, ist  $k_\varepsilon = 0$  zu setzen)

Es muss nun dafür gesorgt werden, dass unser Nutzfeldstärkemedianwert diesen Betrag ausserhalb des als zulässig erachteten Sender-Störradius  $d_s$  nicht überschritten wird. Da zwischen der Feldstärke, der Senderentfernung und der Sendeleistung der in Abschnitt 3.1 gezeigte funktionelle Zusammenhang besteht, wird durch die Annahme von  $\bar{\varepsilon}$  und  $d_s$  die höchstzulässige Rufleistung bestimmt:

$$\log P_{\max}/kW \leq \bar{\varepsilon} - \bar{\varepsilon}_{1kW}(d_s) \quad (31)$$

Der Betrag von  $\bar{\varepsilon}_{1kW}(d_s)$  kann den Figuren 6, 7 oder 8 an der Stelle  $d = d_s$  entnommen werden. Der zulässige Störradius  $d_s$  hängt stark von den örtlichen Gegebenheiten ab. Für kleine Sender in Stadtgebieten liegt er meist zwischen 30...100 m; für grössere Sender auf Hügeln oder Bergen zwischen 1...10 km.

### 3.2.2 Störeinfluss auf andere Dienste im gleichen Funkkanal

Die verfügbaren Hochfrequenzkanäle sind beschränkt. Man ist deshalb gezwungen, den gleichen Kanal verschiedenen Diensten, die örtlich weit genug auseinanderliegen, zuzuteilen. Da das Nutzfeld, wenn auch stark abgeschwächt, doch über den eigentlichen Rufbereich hinausreicht, besteht grundsätzlich die Möglichkeit, dass der fremde Dienst im gleichen Kanal gestört wird. Das Problem dieser Störart wurde im Abschnitt 2.6.1 besprochen. Die Formel (25) und die Figur 5 liefern uns den erforderlichen Abstand zwischen dem zu schützenden Feldstärkemedianwert und dem Medianwert des störenden Rufsignals, damit die Störschwelle nur in den als zulässig erachteten P% überschritten wird. Die Formel (25) setzt eine Störschwelle voraus, bei der eine Störung erst eintritt, wenn das störende Signal mindestens gleich gross ist wie das zu schützende. Bei verschiedenen Funkdiensten erzeugt jedoch schon ein um  $\Delta\varepsilon$  dB kleineres Signal eine Störung. Der berechnete Feldstärkeabstand  $\Delta\bar{\varepsilon}$  ist in diesem Fall um  $\Delta\varepsilon$  dB zu vergrössern.

Die Nachprüfung, ob unser Rufsender mit der Leistung  $P_{\max}$  einen Empfänger mit der Störschutzgrenze  $\check{\varepsilon}$  eines  $d_o$  km entfernten Funkdienstes im gleichen Kanal stören könnte, lässt sich mit Hilfe der nachfolgenden Formel leicht durchführen:

$$\log P_{\max}/kW \leq \bar{\varepsilon} - \bar{\varepsilon}_{1kW}(d_o) \quad (32)$$

Der Betrag von  $\bar{\varepsilon}_{1kW}(d_o)$  ist wiederum den Figuren 6, 7 oder 8 bei der Stelle  $d = d_o$  zu entnehmen.

## 4. Das Zusammenwirken mehrerer Sender

Sehr oft tritt der Fall auf, dass ein gewünschter Rufbereich mit einem einzelnen Sender nicht voll bedient werden kann. Einmal wird die Senderreichweite durch die maximal zulässige Sendeleistung begrenzt (wir haben dies im letzten Abschnitt gesehen), zum andern können durch Täler und Bergzüge schwierige Feldausbreitungsverhältnisse vorliegen. Es stellt sich also die Aufgabe, einen Rufbereich von mehreren Sendern aus zu versorgen.

### 4.1 Die Netzgestaltung

Einseitige selektive Funkrufanlagen müssen in der Regel möglichst jeden Ort innerhalb des vorgesehenen Rufbereiches erfassen. Unter der Voraussetzung, dass alle Sender gleiche Leistungen abstrahlen, wird diese Forderung am besten erfüllt, wenn die Distanzen  $D$  zwischen allen benachbarten Sendern gleich gross sind. Wir erhalten in diesem Fall ein idealisiertes Schema für die räumliche Senderverteilung gemäss Figur 9.

Ein derartiges Sendernetz lässt sich grundsätzlich über beliebig grosse Flächen ausdehnen. In dicht besiedelten

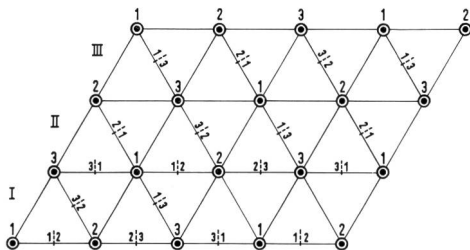


Fig. 9  
Idealisierte Anordnung der Sender in einem Rufnetz

Gegenden, wo die Nachfrage für den einseitigen selektiven Funkruf gross ist, kann einer sinnvollen Ausdehnung allerdings eine Grenze gesetzt sein.

Wir haben im Abschnitt 1.1 festgestellt, dass die Anschlusskapazität in ihrer Grösse beschränkt ist. Wenn die Teilnehmerzahl diesen Wert übersteigt, müssen gezwungenermassen weitere Rufnetze erstellt werden. Aus wirtschaftlichen Gründen wird man dabei das Gebiet auf die verschiedenen Rufbereiche aufteilen und nicht jedes Netz über das ganze Gebiet ausdehnen.

Um tiefer in das Problem der Netzgestaltung einzudringen, wollen wir uns nochmals dem idealisierten Sendernetz der Figur 9 zuwenden. In der Mitte eines jeden Senderdreiecks befindet sich eine Zone, in der von zwei oder drei Sendern annähernd gleiche Feldstärken empfangen werden. Ohne besondere Vorkehrungen beeinflussen sich diese Signale, unter anderem können dadurch Falschrufe und Rufausfälle erzeugt werden. Diesem Übel lässt sich auf drei Arten wirksam begegnen:

#### a) Mehrkanalbetrieb

Die interferierenden Sender werden auf unterschiedlichen HF-Kanälen betrieben, wobei die einzelnen Frequenzen in periodischen Abständen wiederholbar sind. Der Empfangskanal muss innerhalb des Rufnetzes bei jedem Übertritt von einem Senderrufbereich in einen andern umgeschaltet werden. Ein Rufnetz mit Mehrkanalbetrieb kommt deshalb praktisch kaum zur Ausführung.

#### b) Gleichkanalbetrieb mit synchroner Senderumsteuerung

Alle Sender werden auf dem gleichen HF-Kanal betrieben. Innerhalb einer interferierenden Sendergruppe werden die Signale nacheinander abgestrahlt, wobei die verschiedenen Gruppen unter sich synchronisiert sind. Diese parallel laufenden Sendergruppen müssen örtlich weit genug auseinanderliegen, damit sie sich gegenseitig nicht mehr stören. In der Regel wird man aus diesem Grunde mindestens vier Nachbarsender zu einer Raute zusammenfassen. Eine solche Raute bildet dann die kleinste Einheit für den Aufbau von Rufnetzen und Rufnetzgruppen über grössere Rufbe-

reiche. Da die synchronlaufenden Sender zweier Rauten wie festgestellt weit voneinander entfernt sind, dass sie sich nicht mehr stören, dürfen die beiden Rauten auch unterschiedlichen Rufbereichen angehören.

Die Anschlusskapazität eines Rufnetzes mit synchroner Senderumsteuerung kann nur zu einem Viertel ausgenutzt werden, weil jeder Sender blockiert ist, wenn ein anderer der gleichen Raute sendet. In einer Arbeit [5] wird vorgeschlagen, die Sender während ihrer Sperrzeit drei andern Rufnetzen zur Verfügung zu stellen. Die vier Netze müssen dann auf getrennten HF-Kanälen arbeiten. Da sie sich alle über den gleichen Rufbereich erstrecken, weisen sie zusammen wieder die volle Anschlusskapazität auf.

Der Vorteil dieser Betriebsart liegt darin, dass im Empfänger keine Kanalschaltung erforderlich ist, auch dann nicht, wenn er von einem Rufbereich in einen andern übertritt. Demgegenüber stehen aber mehrere negative Aspekte:

- Innerhalb eines Rufbereiches muss entweder mit vier verschiedenen HF-Kanälen gearbeitet werden, oder die Anschlusskapazität lässt sich nur zu einem Viertel ausnützen.
- Die Empfänger erhalten während  $\frac{3}{4}$  der Zeit kein Nutzsinal und sind deshalb während dieser Zeit allfälligen Störsignalen ausgeliefert.
- Die Synchronisierung der Senderumsteuerung muss in sämtlichen Rufbereichen ständig überwacht werden.
- Die Grenzen der Rufbereiche lassen sich nur schwer an die besondern Bedürfnisse anpassen, die sich durch Landesgrenzen, durch wirtschaftliche und politische Interessengemeinschaften oder durch die ungleiche Verteilung der Teilnehmerdichte ergeben.
- Die Netzplanung kann sich recht schwierig gestalten, da alle Senderstandorte zum voraus festgelegt werden müssen, und zwar auch in jenen Gebieten, wo auf längere Zeit mit keiner Selektivrufanlage zu rechnen ist.

#### c) Gleichkanalbetrieb mit Modulationsphasenabgleich

Alle Sender werden auf dem gleichen HF-Kanal betrieben. Sie strahlen ihre Signale gleichzeitig ab, wobei die kritischen Modulationsphasendifferenzen zwischen den interferierenden Sendern durch den Einbau von Laufzeitverzögerungsgliedern ausgeglichen werden. Damit die Interferenzöne, die sich allfällig störend auswirken könnten, ausserhalb des Codefrequenzbereiches fallen, lässt man die Sender innerhalb des Kanals mit Frequenzversatz arbeiten. Alle in Figur 9 mit 1 bezeichneten Sender besitzen dann beispielsweise die Frequenz  $F_0$ , die mit 2 bezeichneten  $F_0 + \nu_0$  und die mit 3 bezeichneten  $F_0 - \nu_0$ . Über die günstigste Wahl der Versatzfrequenz  $\nu_0$  wurde in der bereits erwähnten früheren Arbeit [8] berichtet.

Wenn mehrere unabhängige Rufnetze benötigt werden, die sich möglicherweise berühren oder teils überschneiden,

müssen mehrere Kanäle verwendet werden. Mit vier verschiedenen Kanalfrequenzen lassen sich die verschiedenen Rufbereiche örtlich immer so weit trennen, dass jede gegenseitige Beeinflussung ausgeschlossen ist.

Funkrufnetze mit Gleichkanalbetrieb und Modulationsphasenabgleich weisen die Mängel der unter a) und b) besprochenen Gestaltungsarten nicht auf. Ihr besonderer Vorteil liegt in der Anpassungsfähigkeit an die mannigfaltigen Senderanordnungsmöglichkeiten. Diese Flexibilität wird durch das praktisch erprobte nationale Autorufnetz der Schweiz bestätigt [9].

Als gewissen Mangel könnte man vielleicht den Umstand erwähnen, dass ein Teilnehmer, der in mehreren unabhängigen Rufnetzen verkehren will, beim Übertritt von einem Rufbereich in einen andern den Empfangskanal umschalten muss. Dieser Fall wird aber gesamthaft betrachtet selten eintreten. Der Teilnehmer kann zudem mit Hilfe einer optischen oder akustischen Signalisierung aufmerksam gemacht werden, dass er die Zone mit genügender Feldstärke verlassen hat und auf den nächsten Kanal umschalten muss. Da dem Gleichkanalbetrieb mit Modulationsphasenabgleich eindeutig der Vorzug zu geben ist, wollen wir im nachfolgenden nur noch diesen Fall betrachten.

#### 4.2 Der Modulationsphasenabgleich und die maximale Senderdistanzierung

In einem Rufbereich, der von mehreren Sendern mit Gleichkanalbetrieb bedient wird, treffen an manchen Orten zwei oder mehr Signale ein. Infolge der statistischen Feldverteilungen können ihre Feldstärken mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit gleich gross sein, auch wenn ihre Medianwerte im betreffenden Gebiet unterschiedlich sind. Da die Signale zudem über verschiedene Wege und Apparaturen an den Empfangsort gelangen, weisen sie im allgemeinen unterschiedliche Laufzeiten auf.

Es stellen sich damit die Probleme, die wir beim Betrachten der Rufsicherheitsbeeinflussung durch Modulationsphasendifferenzen im Abschnitt 2.5 kennenlernten. Um die gefundenen Schwierigkeiten zu vermeiden, müssen die Modulationsphasenunterschiede der interferierenden Signale in den für die Empfänger zulässigen Grenzen gehalten werden, es sei denn, dass ihre Medianwerte weit genug auseinander liegen, um die Forderung der Formel (24) zu erfüllen. Es wird daher notwendig, die Modulationsphasen abzugleichen und unter Umständen die Distanzen zwischen den Sendern zu begrenzen.

##### 4.2.1 Der Modulationsphasenabgleich

Die Phasenlage der Modulation wird durch die Modulationsfrequenz  $\omega$ , die Laufzeit  $\tau$  der Modulationsübertragung von der Rufzentrale bis an den Senderausgang und durch

die Rufübertragungszeit zwischen Sender und Empfänger bestimmt. Zwei Signale  $S_1$  und  $S_2$  weisen dann allgemein eine Modulationsphasendifferenz auf:

$$\varphi_{NF} = \omega \left( \tau_1 - \tau_2 + \frac{D - 2d_k}{c} \right) \quad (33)$$

$c$  = Lichtgeschwindigkeit

$d_k$  = Senderabstand vom Empfangsort

Die Übertragung zwischen der Rufzentrale und den Sendern geschieht normalerweise über Telefonleitungen, Kabel oder Richtstrahlverbindungen. Die dabei entstehende Laufzeitdifferenz  $\tau_1 - \tau_2$  lässt sich kompensieren, indem man in den Übertragungspfad mit der kleineren Laufzeit ein entsprechendes Verzögerungsglied einbaut. Zu diesem Zweck eignen sich einstellbare Tiefpassketten aus überbrückten T-Gliedern (*J. Linke*: Laufzeitketten aus Tiefpassgliedern. Elektrotechnik Bd. 1, Nr. 2, 1947). Die üblichen Laufzeitdifferenzen betragen in der Praxis 0... etwa 1500  $\mu$ s.

An jedem Empfangsort treten die grössten Phasendifferenzen bei der höchsten Codefrequenz auf. Es ist deshalb wichtig, dass man für diese Frequenz die Verteilung der Phasenlage im Gelände kennt. Mit Hilfe der Formel (33) können die Wegdifferenzen  $\Delta d = D - 2d_k$  für verschiedene Phasendifferenzen  $\varphi_{NF}$  berechnet und in eine topographische Karte zwischen den Senderstandorten als Ortskurven aufgetragen werden. Die *Figur 10* illustriert den betreffenden Modulationsphasenverlauf innerhalb eines Senderdreiecks der *Figur 9*, wenn eine vollständige Laufzeitkompensation  $\tau_1 - \tau_2 = 0$  angenommen wird.

Praktisch geht die Abgleicharbeit so vor sich, dass man sich an einen Punkt im Gelände begibt, an dem die zwei abzugleichenden Sendersignale gleichzeitig empfangen werden können. Hier muss dafür gesorgt werden, dass die Phasendifferenz mit dem geplanten Wert der topographischen Karte übereinstimmt. Meistens wird es nicht möglich sein, die Phasendifferenz zwischen den beiden Signalen direkt zu messen. Man führt dann das gleiche Codesignal, mit dem die beiden Sender moduliert sind, von der Rufzen-

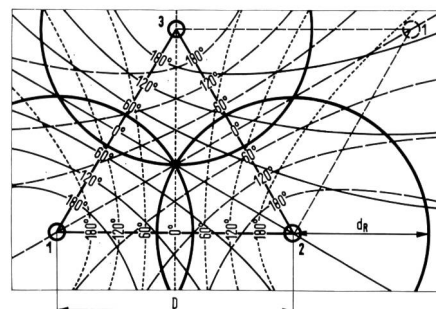


Fig. 10  
Modulationsphasendifferenzen innerhalb eines Senderdreiecks im idealisierten Netz der *Figur 9*

trale zum Beispiel über eine Telephonleitung an den gewählten Abgleichort. Nun misst man nacheinander die Phasenunterschiede zwischen diesem Referenzsignal und den beiden Sendersignalen. Die Differenz der ermittelten Winkel entspricht der gesuchten Modulationsphasendifferenz. Wenn diese nicht mit dem Planungswert übereinstimmt, korrigiert man die Phasenlage wie oben erwähnt mit der Laufzeitkette.

Das Vorgehen, um den Verlauf der Phasendifferenzen im ganzen Sendernetz in Übereinstimmung zu bringen, ist in der Figur 9 skizziert. Man gleicht als erstes den Sender 2 auf den Sender 1 ab, dann den Sender 3 auf den Sender 2; der Abgleich vom Sender 3 auf den Sender 1 ist automatisch erfüllt; es folgt der Sender 1 des anschliessenden Dreieckes auf den Sender 3 usw., bis das Senderband I abgeglichen ist. Dann beginnt man mit dem Band II und gleicht den Sender 2 auf den Sender 1 ab, dann 3 auf 2 usw. Auf die gleiche Weise folgen die Bänder III, IV usw.

#### 4.2.2 Die maximale Senderdistanzierung

Um die maximal zulässige Distanz  $D$  zwischen zwei Sendern zu suchen, wollen wir vom Verhältnis  $\overline{\Delta\varepsilon}$  der beiden Feldstärkemedianwerte auf der Verbindungsgeraden ausgehen. Das Verhältnis beträgt im Abstand  $d_k$  eines Senders:

$$\overline{\Delta\varepsilon} = \overline{\varepsilon}(d_k) - \overline{\varepsilon}(D - d_k) \quad (34)$$

Solange dieser Wert grösser ist als der nach Formel (24) geforderte Mindestabstand, kann das schwächere Signal vernachlässigt werden. Im andern Fall muss dafür gesorgt werden, dass die Modulationsphasendifferenz den für den Empfänger zulässigen Höchstwert  $\varphi_{NF\max}$  nicht überschreitet. Die Forderung ist bei laufzeitkompensierten Modulationszuleitungen erfüllt, wenn am Empfangsort die Differenz der Senderabstände  $d_k$  und  $D - d_k$  gemäss Formel (33) nicht grösser ist als:

$$\Delta d_{\max} = \frac{c \cdot \varphi_{NF\max}}{2\pi \cdot f_N} \quad (35)$$

Die maximal zulässige Senderdistanz ist erreicht, wenn die Gleichungen (34) und (35) gleichzeitig erfüllt werden. Man findet den Senderabstand  $d_k$ , bei dem dies zutrifft, mit Hilfe der Ausbreitungskurven in den Fig. 6, 7 oder 8.  $d_k$  liegt an jener Abszissenstelle, bei der eine Abstandsvergrösserung um  $\Delta d_{\max}$  eine Feldstärkeabnahme von  $\overline{\Delta\varepsilon}$  (gemäss Formel (24)) bewirkt. Mit dem nunmehr bekannt gewordenen kritischen Senderabstand  $d_k$  und der nach Formel (35) berechneten zulässigen Wegdifferenz  $\Delta d_{\max}$  lässt sich die maximal zulässige Distanz zwischen zwei Sendern angeben. Sie beträgt:

$$D_{\max} \leq \Delta d_{\max} + 2d_k \quad (36)$$

## Bibliographie

- [1] CCIR. Documents. Genève, 1963. Vol. II Propagation
- [2] Mitchell D. and van Wynen K. G. 150 Mc Personal Radio Signaling System. IEEE Transaction 2/1961 (Vehicular Communications)
- [3] Rice L. P. Radio Transmission into Buildings at 35 and 150 mc. The Bell Syst. Techn. J. Vol. 38 Jan. 1959
- [4] Strunz G. Selektivrufverfahren für bewegliche Landfunkdienste. Der Fernmelde-Ingenieur Heft 10, Oktober 1965
- [5] Uitermark G. M. Een nieuwe Dienstverlening van PTT de Simofoon. De Ingenieur, no 52, 1961. Elektrotechnik 11
- [6] Wey E. Die technische Planung eines schweizerischen Autorufnetzes. Techn. Mitt. PTT, 10/1954
- [7] Wey E. Die Rufsicherheit im schweizerischen Autorufnetz. Techn. Mitt. PTT, 9/1957
- [8] Wey E. Vergleich zwischen AM und FM für den einseitigen selektiven Funkruf. Techn. Mitt. PTT, 2/1967
- [9] Wey E. Das nationale Autorufnetz der Schweiz. Techn. Mitt. PTT, 5/1967

## Die wichtigsten Abkürzungen

a	= Ausnutzungsfaktor
b	= Codefilterbandbreite
c	= Lichtgeschwindigkeit
$C_A$	= Anschlusskapazität
$C_C$	= Codierungskapazität
$C_{C,0}$	= dito für Variationen ohne Wiederholung
$C_{C,W}$	= dito für Variationen mit teilweiser Wiederholung
$C_D$	= dito für dekadische Anordnung
$C_R$	= Rufkapazität
$C_T$	= Teilnehmerzahl
D	= Distanz zwischen 2 Sendern
$\Delta d$	= Wegdifferenz
d	= Empfängerabstand vom Sender
$d_R$	= Rufbereichradius
$d_o, d_s$	= Störradius
$d_k$	= kritischer Abstand vom Sender
$\bar{d}$	= mittl. Belegungsichte
$\hat{d}$	= maximale Belegungsichte
$\delta$	= Empfängerstörbereich
$\varepsilon$	= Feldstärke in dB über 1 $\mu V/m$
$\overline{\Delta\varepsilon}$	= Feldstärkerhältnis in dB
$\overline{\varepsilon}, \overline{\Delta\varepsilon}$	= Medianwert
$\check{\varepsilon}$	= Empfängerempfindlichkeit



$\overline{\varepsilon}$  = Übersteuerungsgrenze des Empfängers  
 $\varepsilon_o$  = Freiraumfeldstärke  
 $\varepsilon_s, \varepsilon_1, \varepsilon_2$  = Nutzfeldstärke  
 $\varepsilon_N$  = Störfeldstärke  
 $\omega, f_1 \dots f_N$  = Codefilterfrequenzen  
 $F_o$  = Kanalfrequenz  
 $\nu_o$  = Versatzfrequenz  
 $\varphi$  = Phasendifferenz  
 $h_w$  = wirksame Antennenhöhe  
 $h_s$  = Senderantennenhöhe  
 $h_e$  = Empfangsantennenhöhe  
 $\Delta h$  = Höhendifferenz  
 $k, k_\varepsilon, k_\sigma$  = Korrekturfaktoren  
 $\lambda$  = HF-Wellenlänge  
 $m$  = Anzahl Zusatzimpulslängen  
 $n$  = Anzahl Rufimpulse  
 $N$  = Anzahl Codefrequenzen  
 $P(\varepsilon)$  = Wahrscheinlichkeit, dass die Feldstärke überschritten ist  
 $P$  = Sendeleistung  
 $p$  = Anzahl Simultanfrequenzen

$q$  = Faktor der geometrischen Reihe  
 $S_I$  = Impulsrufsicherheit  
 $S_R$  = Rufsicherheit  
 $\sigma$  = Streuung (Standardabweichung)  
 $F$  = Feinstruktur  
 $G$  = Grobstruktur  
 $T$  = Gesamtstruktur  
 $M$  = Medianwert  
 $\tau$  = Laufzeit  
 $\Delta t$  = Laufzeitdifferenz  
 $\Delta T_I$  = Impulslänge  
 $\Delta T_R$  = Ruflänge  
 $\Delta T_{RS}$  = Rufspeicherzeit  
 $\Delta T_B$  = Speicherbelegungsdauer  
 $\Delta T_V$  = Wartezeit (Verzögerung)  
 $U$  = Klemmenspannung  
 $v$  = Geschwindigkeit  
 $w$  = Anzahl Wiederholungen  
 $x$  = Anzahl Rufspeicher  
 $y_{RS}$  = Verkehrswert (Belegungsstunden)  
 $z$  = Anzahl Rufbereiche